HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	音響信号を用いた屋内位置認識手法に関する研究
Author(s)	中村, 将成
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(情報科学)
Dissertation Number	甲第13078号
Issue Date	2018-03-22
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k13078
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/70229
Type	doctoral thesis
File Information	Masanari_Nakamura.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

平成 29 年度 博士論文

音響信号を用いた屋内位置認識手法に関する研究

北海道大学 大学院情報科学研究科 情報理工学専攻
数理科学講座 知能情報学研究室
中村 将成

Indoor Localization Using Acoustic Signal

Masanari NAKAMURA

Laboratory of Intelligent Information Systems
Research Group of Mathematical Science
Division of Computer Science and Information Technology
Graduate School of Information Science and Technology
Hokkaido University

概要

今日，スマートフォンやタブレット，ウェアラブルデバイスなどのモバイルデバイスが広く普及しており，これらのデバイスを携行することが一般的になっている．このような背景のもと，モバイルデバイスを通じたユーザの位置認識への関心が高まっている．

すでに広く普及している位置認識手法の例として，GPS（Global Positioning System）が挙げられる．GPS では衛星から送信された信号の直接波がモバイルデバイス内蔵の受信機で受信できることを前提としている．したがって，直接波を受信できない屋内では GPS による位置認識が不可能であり，屋内での位置認識手法に注目が集まっている．

屋内での位置認識手法に対する要求として，次の 2 つが挙げられる．

- 要求 1: どこにいるかを常に把握したい．
- 要求 2: 特定の位置付近（スポット）にいるか否かを把握したい．

本論文では，要求 1，2 に対応する位置認識手法をそれぞれ測位，位置検知をよぶ．ここで測位とは，屋内設置型のデバイスもしくはモバイルデバイスから広範囲に送信した信号を，モバイルデバイスもしくは屋内設置型のデバイスで受信することでモバイルデバイスの位置推定を行うものとする．位置検知は，屋内設置型のデバイスからスポットに対して信号を継続的に送信し，この信号をモバイルデバイスで受信したか否かで，モバイルデバイスがスポットにいるか否かを判定するものとする．

要求 1 の具体的なアプリケーションとして，屋内でのナビゲーションや，手振りなどのモーションによる直感的なインターフェイスが挙げられる．後者を実現するためには高速かつ高精度な測位が必要であり，従来ではモーションキャプチャシステムなどの大掛かりな専用のデバイスを要した．

そこで本研究では，屋内に設置した複数のスピーカから，互いに直交した周波数帯域を持つ信号を同時に送信し，これらをモバイルデバイス内蔵のマイクロフォンで受信することで，高速かつ高精度な 3 次元測位が可能な手法 FDM–PAM（Frequency Division Multiplexing–Phase Accordance Method）を提案する．さらに，FDM–PAM で用いる信号に位相偏移変調を施すことで，測位と同時に情報伝送を行う手法 FDM–PAM–DPSK（FDM–PAM–Differential Phase Shift Keying）を提案する．これにより，測位計算において必要な情報を Wi–Fi 等の他の通信手段を用いることなく伝送できるため，測位システムを簡素化できる．

要求 2 の具体的なアプリケーションとして，入店の検知や入退場ゲートの制御などが挙げられる．後者を実現するためにはスポット範囲の制御が必要であるが，そのためには指向性をもった信号を生成可能な専用デバイスを要する．

これに対し本研究では，指向性を用いるのではなく，ジャミングを用いることでビーム状のスポットを生成する手法を提案する．これにより 2 台の汎用スピーカでスポット生成や方向の制御が可能となる．提案手法では，ジャミング用の信号として通信用の信号と同一の周波数帯域をもつ信号を用いるため，互いに直交する複数の周波数帯域を用いれば，同一のデバイスで複数の方向に対するビーム状のスポットを生成することができる．また，複数のビーム状のスポットを重畳させることで，スポットの範囲を自在に制御できる．

本論文は全 6 章で構成されている．第 1 章では本研究の背景と屋内位置認識における課題を挙げ，課題に対する本研究の貢献について説明する．第 2 章では本研究の先行研究について説明し，先行研究に対する本研究の位置付けを明らかにする．第 3 章では，直感的なインターフェイスの実現に必要な高速・高精度 3 次元測位のための提案手法 FDM–PAM について説明し，実環境での評価実験を通じて提案手法の有効性を示す．評価実験における誤差について追加実験を含む考察を行い，その原因が直交性の崩れにあることを明らかにする．第 4 章では，FDM–PAM に情報伝送機能を付与した FDM–PAM–DPSK を提案し，シミュレーションによる評価実験を通じて測位性能を保ったまま情報伝送が可能であることを示す．また，FDM–PAM–DPSK での測位と情報通信においても，直交性の崩れによる誤差が生じることを示す．第 5 章ではジャミングを用いたスポット生成手法について説明し，シミュレーションと実環境での評価実験を通じて提案手法によるスポット生成が可能であることを示す．また，スピーカとマイクロフォンの放射・入射角度特性によりスポットがうまく生成されない場合があることを説明する．最後に第 6 章において，本論文の結論を明示する．

目次

第 1 章　序論 **11**
1.1　研究背景 11
1.2　位置認識手法の分類と課題 11
1.2.1　位置認識手法の分類 11
1.2.2　測位における課題 12
1.2.3　位置検知における課題 13
1.3　提案手法の概要と貢献 13
1.3.1　測位に関する提案手法 13
1.3.2　位置検知に関する提案手法 14
1.4　本論文の構成 15

第 2 章　先行研究 **16**
2.1　測位に関する先行研究 16
2.1.1　先行研究 16
2.1.2　提案手法の位置付け 17
2.2　位置検知に関する先行研究 17
2.2.1　先行研究 17
2.2.2　提案手法の位置付け 18

第 3 章　高速・高精度な 3 次元測位手法 **20**
3.1　提案手法 20
3.1.1　設計要求 20
3.1.2　測位用信号の設計 20
3.1.3　測位手法 24
3.1.4　単位時間あたりの計測回数 25
3.2　評価実験 26
3.2.1　実験設定 26
3.2.2　事前実験：周波数応答調査実験 29
3.2.3　3 次元測位実験の結果 29

3.2.4 リアルタイム性の検証 31
3.2.5 データ転送時間 31
3.3 考察 33
3.3.1 重畳パターンと計算誤差 33
3.3.2 位相特性やマルチパスによる測位への影響 38
3.3.3 基線長と高速計測が可能な測位領域 39
3.4 まとめ 40

第 4 章 測位用信号を用いた情報伝送手法 42
4.1 提案手法 42
4.1.1 設計要求 42
4.1.2 変復調方式 42
4.2 評価実験 44
4.2.1 実験設定 44
4.2.2 事前実験：シンボルの多値化数 44
4.2.3 実験結果 44
4.3 考察 46
4.4 まとめ 48

第 5 章 ジャミングを用いたスポット生成手法 49
5.1 提案手法 49
5.1.1 設計要求 49
5.1.2 シンボルと変復調 49
5.1.3 ビームスポットの生成方法 51
5.1.4 ψ_i の設定 54
5.1.5 スポットの形状と制御 56
5.2 評価実験 59
5.2.1 実験設定 59
5.2.2 実環境での計測実験 60
5.2.3 シミュレーション 64
5.3 考察 65
5.3.1 実環境での計測実験結果とシミュレーション結果の考察 65
5.3.2 計測実験における直交性の検証 67
5.3.3 シンボル間の SN 比悪化原因の検討 68
5.3.4 スピーカ–マイクロフォンの放射・入射角度特性 70
5.4 まとめ 70

第 6 章 結論 73

参考文献 **76**

図目次

3.1 sync pattern と epoch . . . 21
3.2 2 周期分の sync pattern と epoch . . . 23
3.3 実験環境 . . . 25
3.4 残響減衰曲線 . . . 26
3.5 システム構成 . . . 27
3.6 サーバ PC 上での処理の流れ . . . 27
3.7 計測位置と *xy* 平面上の系統誤差 . . . 28
3.8 内蔵マイクロフォンの周波数特性 . . . 29
3.9 *z* 方向の系統誤差 . . . 30
3.10 *xy* 平面上での標準偏差 . . . 30
3.11 *z* 軸上での標準偏差 . . . 31
3.12 録音とデータ転送の関係 . . . 31
3.13 転送時間 . . . 32
3.14 転送時間計測結果 . . . 32
3.15 sync pattern の重畳 . . . 33
3.16 開始状態 . . . 34
3.17 終了状態 . . . 34
3.18 信号重畳による系統誤差 . . . 34
3.19 距離差標準偏差の理論値と実測値の差：z=0.8m . . . 35
3.20 距離差標準偏差の理論値と実測値の差：z=1.3m . . . 36
3.21 sync pattern が一部重畳している場合 . . . 36
3.22 sync pattern が重畳しない場合 . . . 36
3.23 シミュレーション結果：*xy* 平面系統誤差 . . . 37
3.24 シミュレーション結果：*z* 軸系統誤差 . . . 37
3.25 シミュレーション結果：*xy* 平面標準偏差 . . . 38
3.26 シミュレーション結果：*z* 軸標準偏差 . . . 38
3.27 単一の観測時間窓で測位可能な範囲 . . . 39
3.28 位相特性とマルチパスの調査実験 . . . 40
3.29 ToA 方式による測距の誤差 . . . 40

4.1 スマートフォンの受信位置 43
4.2 FDM–PAM の系統誤差 45
4.3 提案方式の系統誤差 45
4.4 FDM–PAM の偶然誤差 46
4.5 提案方式の偶然誤差 46
4.6 位置 1, 2, 4, 5 での提案方式の偶然誤差 47
4.7 FDM–PAM の累積誤差関数 47
4.8 提案方式の累積誤差関数 48
4.9 提案方式の復調誤り数 48

5.1 シンボル例 50
5.2 $f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))$ と $f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x))$ の関係 53
5.3 ψ_i と $f_{21}(\psi_i)$ 55
5.4 i 番目のシンボルと $f_{21}(\psi_i)$ 55
5.5 xy 平面上でのビームスポットの形状 56
5.6 x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ 57
5.7 ビームスポットの幅と角周波数差 57
5.8 複数のビームスポットを用いた重畳スポットの制御 58
5.9 スピーカの配置と計測位置 59
5.10 実験 1 ：理論的なスポットの形状と計測結果 60
5.11 実験 2：理論的なスポットの形状と計測結果 61
5.12 計測環境 62
5.13 実験 1 ：$y = 0.5$ m での計測結果 15kHz ビームスポット：●，17kHz ビームスポット：□ 62
5.14 実験 1 ：$y = 1.5$ m での計測結果 15kHz ビームスポット：●，17kHz スポット：□ 63
5.15 実験 2 : $y = 0.5$ m での計測結果 15kHz スポット：●，17kHz スポット：□ 63
5.16 実験 2 : $y = 1.5$ m での計測結果 15kHz スポット：●，17kHz スポット：□ 64
5.17 実験 1 ：$y = 0.5$ m でのシミュレーション結果 15kHz スポット：●，17kHz スポット：□ 64
5.18 実験 1 ：$y = 1.5$ m でのシミュレーション結果
15kHz スポット：●，17kHz スポット：□ 65
5.19 実験 2 ：$y = 0.5$ m でのシミュレーション結果
15kHz スポット：●，17kHz スポット：□ 65
5.20 実験 2 ：$y = 1.5$ m でのシミュレーション結果
15kHz スポット：●，17kHz スポット：□ 66
5.21 実験 1 : $y = 1.5$ m のときの x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ 66

5.22　実験 2：各シンボルの 16.75 kHz（□），17.25 kHz（●）の振幅値 68
5.23　放射減衰の補正前（□）と補正後（●）の 17 kHz ビームスポットの計測結果 69
5.24　放射・入射角度特性計測実験 71
5.25　実験 6：放射減衰の理論値（□）と計測値（●） 71

表目次

3.1 位置 (1.0, 1.0, 1.0) での各軸方向の標準偏差 [mm] 40

4.1 事前実験のシミュレーション結果 44

5.1 パラメータ一覧 56
5.2 各スピーカのパラメータ 61
5.3 受信信号に含まれる 16.75, 17.25 kHz の振幅平均値 [mV] 66

第 1 章

序論

本章では研究背景や本研究で取り組む課題について述べ，課題に対する提案手法の概要と貢献について説明する．また，本論文の構成を示す．

1.1 研究背景

近年，スマートフォンやウェアラブルデバイスなどのモバイルデバイスが普及しており，これらの携行が一般的になっている．モバイルデバイスは様々なセンサを内蔵していることから，モバイルデバイスを介したユーザの位置認識が注目されており [1, 2, 3, 4]，特に GPS（Global Positioning System）が使用できない屋内での位置認識手法が盛んに研究されている [5].

屋内での位置情報は，ナビゲーションや購買行動の促進 [4]，照明・空調の制御による省エネルギー化 [6] 等での利用が期待されているため，今後屋内での位置認識システムの導入が進むものと考えられる．

1.2 位置認識手法の分類と課題

位置認識手法という用語は位置情報の取得に関する様々な手法に対して用いられており，広い意味を持つ．そこでまず，位置認識手法を要求に応じて 2 種類に分類し，それぞれにおける課題について述べる．

1.2.1 位置認識手法の分類

位置認識手法に求められる要求として，以下の 2 つが挙げられる．

要求 1：ユーザがどこにいるのかを常に把握したい．
要求 2：特定の位置付近（スポット）にいるのか否かを把握したい．

要求 1 に応えるものとして GPS や監視カメラが，要求 2 に対するものとして自動ドアの近接センサや ETC（Electronics Toll Collection system）のスポット通信が挙げられる．

以降では，要求 1，要求 2 に応えるような位置認識手法のことをそれぞれ **測位**，**位置検知** と呼称する．ここで測位とは，屋内設置型のデバイスもしくはモバイルデバイスから広範囲に送信された信号を，モバイルデバイスもしくは屋内設置型のデバイスで受信することで，モバイルデバイスの位置を推定するものとする．位置検知は，屋内設置型のデバイスからスポットに対して信号を送信しておき，モバイルデバイスでのこの信号の受信の可否でスポットにいるか否かを判定するものとする．

上記の例で挙げた監視カメラや近接センサはモバイルデバイスの位置認識ではなく，ユーザの身体の位置認識を行うものであり，Xiao[5] らはこのような位置認識を device–free 方式と呼んでいる．device–free 方式にはモバイルデバイスが不要であるという利点があるが，ユーザが複数存在する場合，得られた複数の位置情報と各ユーザとの対応関係が自明ではないため，用途が限られる．

本研究ではユーザが携帯しているモバイルデバイスを介したユーザの測位と位置検知を研究対象とするため，以降では device–free 方式に対する議論を割愛する．

1.2.2 測位における課題

測位性能に関する課題

屋内測位において要求される性能は測位対象に応じて異なる．例えば歩行者の測位を行う場合，その移動速度は秒速 1 m 程度であるから，1 秒毎に 1 m 程度の精度が得られれば歩行者の移動経路を認識することができると考えられる．

その他の測位対象としてユーザの身振りが挙げられる [7]．これはユーザが保持もしくは装着したデバイスを介してユーザの身振りを計測するものであり，身振りに応じたコマンドをあらかじめ決めておくことで直感的なインターフェイスを実現することができる．

モバイルデバイスを用いたモーション認識手法として，内蔵の IMU（Inertial Measurement Unit）を用いた手法 [8] が知られているが，この手法ではモーションと屋内環境との相対的な位置関係を認識することができない．そのため，IMU のみでは「手振りにより物体を指し示す」等の機能は実現できない．

ユーザの手振りを認識するには，測位精度が測位対象のモバイルデバイスの大きさ以下となるような高精度な 3 次元測位を，毎秒 10 回程度行う必要があるとされている [7]．このような高速性と高精度を両立した測位性能は専用のデバイスを用いれば実現できる [9] が，スマートフォンの内蔵センサを用いてこれを実現する測位手法は提案されておらず，測位における課題であるといえる．

測位システムの識別に関する課題

屋内に複数の測位システムが導入された場合，測位システム毎にセンサ位置などのパラメータが異なるため，測位計算を行う前にどの測位システムを用いているかを識別する必要がある．このためには測位システム側からモバイルデバイスに対して識別情報を伝送すればよく，既存の無線通信を用いても実現可能ではあるが，この場合，測位とは別に通信機能を実装する必要があり，システムが煩雑なものとなる．したがって測位と同時に識別情報の伝送が可能な測位システムが望ましい．

1.2.3 位置検知における課題

屋内での安価なスポット生成手法として，近距離無線通信の Bluetooth を用いた手法が実用化されている [2]．これは距離に応じた電波の放射減衰を利用するものであり，屋内にあらかじめ設置した Bluetooth 送信機から送信された電波をモバイルデバイスで受信できるか否かで近接を判定するものである．

スポットの方向や範囲を制御したい場合，指向性をもった信号を生成可能な送信機を用いることが一般的である [10]．この場合，生成したいスポットの形状に応じた専用の送信機が必要となるため，大きなコストがかかるという課題がある．

1.3 提案手法の概要と貢献

本研究では上記の各課題に対し，モバイルデバイスに内蔵されたマイクロフォンを用いる手法を提案する．内蔵マイクロフォンを用いることによる利点は次の通りである．

- モバイルデバイスに新たなデバイスを付加する必要がないため，手軽に位置認識を行うことができる．
- 内蔵マイクロフォンで扱える周波数帯域を用いるため，送信機として汎用のスピーカが使用でき，位置認識システムのコストを抑えることができる．
- 音響信号は電波と異なり，録音された信号を OS（Operating System）のユーザ空間で扱えるため，任意の信号処理が実行できる．

1.3.1 測位に関する提案手法

高速・高精度な屋内３次元測位手法

測位性能に関する課題を解決するために，高精度受信時刻検出手法として知られる位相一致法 [11] を拡張した周波数分割多重化位相一致法（FDM–PAM: Frequency Division Multiplexing–Phase Accordance Method）を提案する．FDM–PAM では互いに直交する周波数の信号を屋内に設置した各スピーカに割り当てることで同時送信を可能とし，モバイ

ルデバイスでの信号の受信を高速化する．各スピーカから送信した信号毎の受信時刻と各スピーカの座標情報を用いて測位計算を行い，モバイルデバイスの位置を推定する．

4 台のスピーカを用いた TDoA（Time Difference of Arrival）方式による 3 次元位置認識実験を通して，モーション認識に必要な 3 次元測位性能が得られることを確認した．評価実験の結果とシミュレーション結果を比較することで受信位置と誤差の関係について考察し，結果の妥当性を確認した．また，系統誤差が生じる主要な原因を明らかにした．

測位性能に関する課題に対する本研究の貢献は，次のようにまとめられる．

- モーション認識に応用可能な高速かつ高精度な測位手法 FDM–PAM を構築.
  - 使用する帯域幅は約 5 kHz であるため，ユーザに聞こえづらい帯域（15 kHz 以上）での測位が可能.
  - 1 回の 3 次元測位計算に要する時間が 100 ms 以内であることを確かめ，モーション認識のための測位計算がリアルタイムに行えることを確認.

測位用信号を用いた情報伝送手法

測位システムの識別に関する課題を解決するために，FDM–PAM で用いる測位用信号に情報を載せる情報伝送手法 FDM–PAM–DPSK（Freqency Division Multiplexing–Phase Accordance Method–Differential Phase Shift Keying）を提案する．FDM–PAM–DPSK では測位用信号の位相の変調により情報伝送を行う．そのためタイムスロットや周波数帯域などの追加のリソースが不要である．また，測位の性能を劣化させずに情報伝送を行うことができる．

この手法についてシミュレーションを通してその有効性を確認した．また，測位と情報伝送の性能の低下が生じた計測位置について考察を行い，その原因を明らかにした．

測位システムの識別に関する課題に対する本研究の貢献は，次のようにまとめられる．

- 測位と同時に情報伝送が可能な手法 FDM–PAM–DPSK を構築.
  - タイムスロットや周波数帯域などの新たなリソースを追加することなく，情報伝送機能を実現.

1.3.2 位置検知に関する提案手法

屋内位置検知における課題を解決するために，ジャミングを用いたスポット生成手法を提案する．ジャミングを用いることにより，2 台の汎用スピーカを用いて任意の幅のビーム状のスポットの生成が可能となるため，スポット生成に必要なデバイスのコストを低減することができる．

この提案手法について実環境での評価実験やシミュレーション実験を通じ，スポット生成と制御が可能であることを確認した．また，実環境での計測実験において生じた誤差に

ついてその原因を明らかにした．

位置検知における課題に対する本研究の貢献は，次のようにまとめられる．

- 2 台の汎用スピーカを用いて任意の幅のビーム状のスポットを生成可能な位置検知手法を構築．
  - 通信用の信号とジャミング信号の送信タイミングを制御することで，ビーム状のスポットを生成する方向を制御できる（ステアリング）．
  - 通信用の信号とジャミング信号で同一の周波数帯域を用いるため，OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）を適用することで，複数のビーム状のスポットの生成や，複数のビーム状のスポットの重畳によるスポット形状の制御が可能．

1.4 本論文の構成

第 1 章は序論であり，本研究の背景と位置認識における課題について述べ，提案手法の概要と課題に対する提案手法の貢献について説明する．第 2 章では本研究に関する先行研究についてまとめ，先行研究に対する提案手法の位置付けを示す．第 3 章では高速・高精度な屋内 3 次元測位手法である FDM–PAM について述べ，第 4 章では FDM–PAM に情報伝送機能を付与する手法 FDM–PAM–DPSK について説明する．第 5 章ではジャミングを用いたスポット生成手法について説明する．第 6 章では結論であり，本研究の総括を行う．

第 2 章

先行研究

本章では音響信号を用いた位置認識と通信に関する先行研究を示す．まず，モバイルデバイスの測位に関する先行研究について述べる．続いて，スポット通信に関する先行研究として，音響通信手法やスポット生成手法を紹介する．また，各節において先行研究に対する提案手法の位置付けを明らかにする．

2.1 測位に関する先行研究

2.1.1 先行研究

本節では測位に関する先行研究について述べる．音響信号を用いた測位手法は，超音波を用いた手法 [12, 13, 14, 15, 16] や，スマートフォンの内蔵スピーカを用いた手法 [17, 18, 19] など多数提案されているが，本論文では提案手法と同一の形態をとる，モバイルデバイスに内蔵されたモノラルのマイクロフォンを用いた手法を中心に紹介する．

モバイルデバイス内蔵のマイクロフォンで測位を行う場合，屋内に設置された複数のスピーカから信号を送信し，これらの信号の受信時刻から位置を計算する．このとき各スピーカで異なる信号を用いることで，どのスピーカから送信された信号であるかを識別する．

Lazik[20] らはチャープ信号を用いた測位手法を提案しており，チャープ信号のアップ・ダウンを用いた変調 [21] によりスピーカを識別している．チャープ信号を用いる場合，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ため，各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手法を提案している．

Álvarez ら [22] は，DS–CDMA（Direct Spread–Code Division Multiple Access）を用いた測位手法を提案している．直接波にマルチパス波が重畳して受信される場合，直接波の受信時刻推定性能が劣化するため，[22] では MP（Matching Pursuit）を用いたマルチパス推定を行い，この影響を低減する手法を提案している．

Rishabh[23] らは音楽に重畳した擬似ランダム白色雑音を送信信号として用いることで 2 次元測位を行う手法を提案している．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）信号を送信している．

2.1.2 提案手法の位置付け

測位を高速化する場合，測位用の信号の送信頻度や測位計算に要する演算量の観点から，信号長はできるだけ短いことが望ましい．チャープ信号を用いる場合 [20]，スピーカを識別するために複数のチャープ信号を送る必要があるため信号長を短くすることは難しい．DS–CDMA 手法 [22] の場合，信号長を短くするとスピーカ毎の信号間の相関が大きくなり測位性能が低下するため，信号長を短く設定することは難しい．

一方，提案手法では周波数の異なる正弦波を各スピーカに割り当てることでスピーカを識別する．そのため周波数間の直交性が成立していれば，信号長を短く設定しても信号間の相関に影響を与えず，測位性能が劣化しにくい．よって高速かつ高精度な測位が可能となる．

2.2 位置検知に関する先行研究

2.2.1 先行研究

本研究の提案手法であるジャミングを用いたスポット生成手法は音響通信の一種であるため，以下ではまず音響通信に関する先行研究について述べ，その次に音響信号を用いたスポット生成手法に関する先行研究について説明する．

音響通信

音波は電波と比べ伝搬速度が遅いため，単位時間あたりに送信可能なシンボル数が少なく，Wi–Fi 等に比べて伝送速度が低速 (数百 bps から数 kbps 程度) である [24]．一方で，音波は電波と異なり壁や天井を透過しないため，情報伝送の範囲を物理的に制限することができ，室内での 1 対多の通信手段として注目されている．

可聴域の音響信号を用いる場合，信号が人に知覚されてしまうという問題があるため，オーディオ信号に情報を埋め込む手法 [25, 26, 27] や，振幅の小さい拡散信号をオーディオ信号に重畳する手法が提案されている [28]．Matsuoka ら [29] は，Wi-Fi 等で広く用いられている OFDM を音響通信に適用している．オーディオ信号の高周波帯域をローパスフィルタによって除去し，この帯域に OFDM 信号を埋め込んでいる．OFDM 信号の振幅をもとのオーディオ信号の高周波帯域の振幅に近づけることで，OFDM 信号を聞こえにくくしている．これらのような音響信号に電子透かしを埋め込む手法の応用例として，映画館での盗撮者の測位 [30] が挙げられる．

音響信号は電波と異なり，モバイルデバイスの OS のユーザ空間で信号処理が可能であ

り，この自由度の高さに着目した研究が行われている．Zhang ら [31] はモバイルデバイスの内蔵スピーカ・マイクロフォンを用いたセキュアな近距離無線通信（NFC: Near Field Communication) を提案している．Frigg[32] らは，音響信号を複数のスマートフォンで受信し，各スマートフォンでの受信値を統合することで通信をロバスト化する手法を提案している．

音響信号は電波に比べて伝搬損失が大きいため，通信可能な距離が電波と比べて短いという問題がある．これに対し Lee ら [33] はチャープ信号を用いた手法を提案しており，25 m 離れた位置への 16 bps の通信を可能にしている．

スポット生成手法

音響信号を用いたスポット生成手法として，Air Stamp[34] や Shopkick[35] が製品化されている．これらは音響信号の放射減衰や，屋内の壁などの物理的な仕切りにより受信可能なエリアを制限し，スポットを生成している．そのためスポット形状の制御は難しい．

音響信号で生成したスポットの形状を制御する場合，一般に指向性をもった音波が用いられる．指向性をもった音波の生成方法を以下で概観するが，指向性によるスポット生成を行う場合，所望のスポットの形状に応じたスピーカの設計が必要となり，大きなコストを要するという問題がある．

まず，単一の音源を用いたビーム幅の設定方法 [36] について説明する．音源の面積を大きくすればビーム幅を細く設定できる．しかし，これにより音源の設置場所に制約が生じると考えられる．使用する周波数を高めることでもビーム幅を狭小化できるが，周波数を高めると伝搬損失が大きくなるため，スポット生成に要する電力が増加するという問題がある．また単一の面音源を用いる場合，ビームの方向はスピーカの向きによって決まるため，ビームを向ける方向を変えるためにはスピーカ自体の向きを変更する必要がある．

複数の音源を用いてビームを細く設定する手法として，アレイスピーカを用いた手法が挙げられる [37, 38, 39, 40]．これらの手法では各音源の振幅と位相を制御することでビームを合成する．そのためソフトウェア上でビーム方向のステアリングが可能だが，この場合，独立に制御したい音源分の再生機が必要であるためコストが増加するという問題がある．

2.2.2 提案手法の位置付け

提案手法では指向性を用いるのではなく，スポット以外の領域での正しい復調を妨げるジャミング信号を用いることでビーム状のスポットを生成する．そのため，任意の幅のビーム状のスポットを 2 台の汎用スピーカで生成することができる．また，ビーム状のスポットの方向は 2 台のスピーカの送信タイミングで決まるため，ソフトウェア上でスポットの向きを制御できる．さらに，通信用の信号とジャミング信号で同一の周波数帯域を用いるため，互いに直交する複数の帯域を用いれば，同一のスピーカによる複数のビーム状

のスポットの生成や，複数のビーム状のスポットの重畳によるスポット形状の制御が可能である．

第 3 章

高速・高精度な 3 次元測位手法

本章では，汎用スピーカとモバイルデバイスの内蔵マイクロフォンを用いた高速・高精度な 3 次元測位である周波数分割多重化位相一致法（FDM–PAM）を提案する．

3.1 提案手法

3.1.1 設計要求

第 1 章でも述べたとおり，本研究ではユーザのモーションの認識に応用するために偶然誤差 10 cm 以下かつ毎秒 10 回程度の計測が可能な 3 次元測位の実現を目標としている [7]. そこで，高精度な受信時刻検出手法として知られる位相一致法（PAM: Phase Accordance Method）を拡張することで，高速性と高精度を両立した 3 次元測位手法 FDM–PAM[41] を提案する．

3.1.2 測位用信号の設計

位相一致法 (PAM)

1 回あたりの計測を短時間で完了するには信号長を十分短くする必要がある．PAM によりそれが可能であることは文献 [11] に詳述されているが，FDM–PAM の説明のため，必要最低限の事項についてここで述べる．

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 3.1）を計測信号として用いる．sync pattern は式 (3.1) のように表せる．

$$a_1 \sin(\omega_1 t) + a_2 \sin(\omega_2 t) \tag{3.1}$$

2 つの搬送波の位相 ϕ_1，ϕ_2 は sync pattern の中で高速に変化するが，これらの位相差 $\phi_2 - \phi_1$ は $-\pi$ から π へと緩やかに変化する (図 3.1)．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．[11]

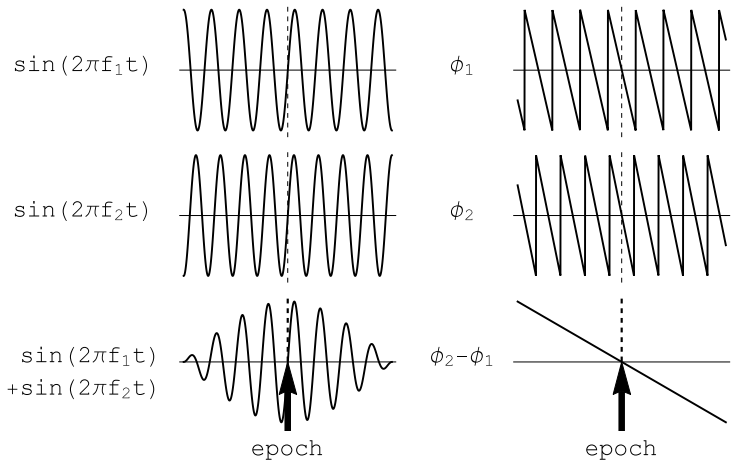


図 3.1　sync pattern と epoch

では，ToA（Time of Arrival）方式による 39.75 kHz と 40.25 kHz の搬送波を用いた 1000 回の距離計測実験において標準偏差 0.03 mm 程度の精度が得られることが確認されている．

epoch の検出は次のように行う．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．

$$< f(t),\ g(t) >= \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\overline{g(t)}dt \tag{3.2}$$

ただし，$\overline{g(t)}$ は $g(t)$ の複素共役，積分時間 T は受信信号の観測時間窓長である．積分時間 T を sync pattern 長と一致させると，受信アルゴリズムは OFDM で使用されるものと同様になる．しかし信号の両端は振幅が小さくトランスジューサの過渡応答も含まれるため，観測時間窓長を信号長の半分 (1 ms) に設定し，信号中心付近を切り出して計算に用いる．

式 (3.2) より，$\sin(\omega t + \phi)$ と複素正弦波 $e^{j\Omega t}$ の内積は，

$$\begin{aligned} < \sin(\omega t + \phi),\ e^{j\Omega t} > &= \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} \sin(\omega t + \phi)\,\overline{e^{j\Omega t}}dt \\ &= \frac{1}{2j}(e^{j\phi}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega-\Omega}{2}T - e^{-j\phi}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega+\Omega}{2}T) \end{aligned} \tag{3.3}$$

となる（$\mathrm{sinc}\,x = \sin x/x$ は標本化関数）． ここで，観測時間窓で切り出した信号は切り出し位置に応じた位相 ϕ_1，ϕ_2 を用いて次のように表せる．

$$s(t) = a_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + a_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) \tag{3.4}$$

これより，受信した sync pattern $s(t)$ と参照とする複素正弦波 $e^{j\omega_1 t}$ との内積は，

$$\begin{aligned} < s(t),\ e^{j\omega_1 t} > = \frac{1}{2j}(a_1(e^{j\phi_1} - e^{-j\phi_1}\,\mathrm{sinc}\,\omega_1 T) \\ + a_2(e^{j\phi_2}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_2-\omega_1}{2}T - e^{-j\phi_2}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_2+\omega_1}{2}T)) \end{aligned} \tag{3.5}$$

と表される．$< s(t),\ e^{j\omega_2 t} >$ も同様に計算され，両者をまとめると，

$$\begin{aligned} 2j\begin{pmatrix} < s(t), e^{j\omega_1 t} > \\ < s(t), e^{j\omega_2 t} > \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \mathrm{sinc}\,\frac{\omega_1-\omega_2}{2}T \\ \mathrm{sinc}\,\frac{\omega_1-\omega_2}{2}T & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} a_1 e^{j\phi_1} \\ a_2 e^{j\phi_2} \end{pmatrix} \\ - \begin{pmatrix} \mathrm{sinc}\,\omega_1 T & \mathrm{sinc}\,\frac{\omega_1+\omega_2}{2}T \\ \mathrm{sinc}\,\frac{\omega_1+\omega_2}{2}T & \mathrm{sinc}\,\omega_2 T \end{pmatrix}\begin{pmatrix} a_1 e^{-j\phi_1} \\ a_2 e^{-j\phi_2} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{3.6}$$

となる．この式を実部と虚部に分離することで，4 つの方程式により未知数 a_1, a_2, ϕ_1, ϕ_2 が求まる．得られた位相 ϕ_1, ϕ_2 を用いて，epoch の点 t_e を以下のように計算できる．

$$t_e = -\frac{\phi_1 - \phi_2}{\omega_1 - \omega_2} \tag{3.7}$$

周波数分割多重化位相一致法 (FDM–PAM)

FDM–PAM では，測位を短時間で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，全てのスピーカから同時に送信する．マイクロフォンではこれらの信号がほとんど同時に受信されるため，測位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，3.2.2 節に示す周波数特性調査実験に基づき，4 つのスピーカ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：$(\omega_1, \omega_2) = 2\pi \times (14.75, 15.25)$ kHz
- sync pattern B：$(\omega_3, \omega_4) = 2\pi \times (15.75, 16.25)$ kHz
- sync pattern C：$(\omega_5, \omega_6) = 2\pi \times (16.75, 17.25)$ kHz
- sync pattern D：$(\omega_7, \omega_8) = 2\pi \times (17.75, 18.25)$ kHz

これらの sync pattern では 8 つの搬送波を使用している．（3.6）式に相当する式では 8×8 要素の行列を用いて 8 つの未知数（ϕ_1，ϕ_2，...，ϕ_8）を求める．しかし，式（3.6）に現れる行列の行列式の絶対値は，未知数が増えるにつれ小さくなる傾向があり，特に小さな観測時間窓長 T だと計算誤差が大きく生じる [42]．これを避けるために，FDM–PAM では T を周波数差 500 Hz の逆数である 2 ms にする．これは搬送波を OFDM のように直交関

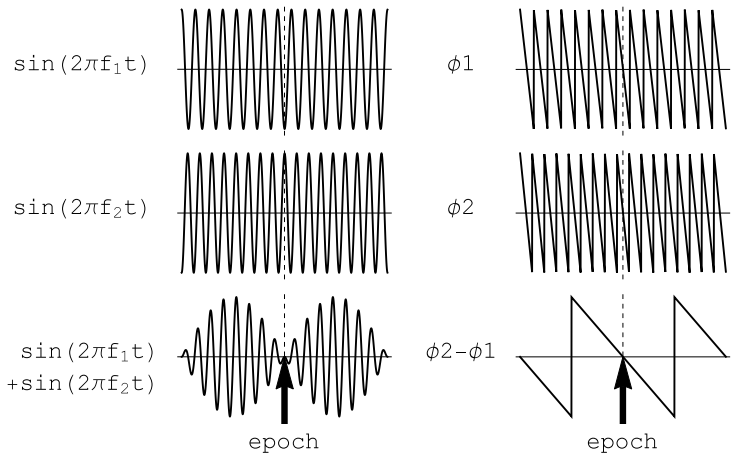


図 3.2　2 周期分の sync pattern と epoch

係に選ぶことに相当する．FDM–PAM での受信信号を $s_8(t)$ とおくと，式（3.6）は，

$$
\begin{aligned}
< s_8(t),\ e^{j\omega_1 t} > &= \frac{1}{2j} a_1 e^{j\phi_1} \\
< s_8(t),\ e^{j\omega_2 t} > &= \frac{1}{2j} a_2 e^{j\phi_2} \\
&\vdots \\
< s_8(t),\ e^{j\omega_8 t} > &= \frac{1}{2j} a_8 e^{j\phi_8}
\end{aligned}
\tag{3.8}
$$

となり，容易に ϕ_1，ϕ_2，...，ϕ_8 を求めることができる．

FDM–PAM においても，信号端の過渡応答の影響を避けるために sync pattern の信号長を観測時間窓長 T（2 ms）の 2 倍の 4 ms（うなり 2 つ分）とし（図 3.2），観測時間窓で信号中心付近を切り出して以上の計算を行う．上記の計算 (3.8) から得られる ϕ_1，ϕ_2，...，ϕ_8 を用いて，各 sync pattern の epoch の点 t_{eA}，t_{eB}，t_{eC}，t_{eD} を以下のように計算する．

$$t_{eA} = -\frac{\phi_1 - \phi_2}{\omega_1 - \omega_2} \tag{3.9}$$

$$t_{eB} = -\frac{\phi_3 - \phi_4}{\omega_3 - \omega_4} \tag{3.10}$$

$$t_{eC} = -\frac{\phi_5 - \phi_6}{\omega_5 - \omega_6} \tag{3.11}$$

$$t_{eD} = -\frac{\phi_7 - \phi_8}{\omega_7 - \omega_8} \tag{3.12}$$

3.1.3 測位手法

FDM–PAM で推定した信号の受信時刻を用いて，スマートフォンの位置を推定する手法について述べる．受信時刻から位置計算を行う方式として，ToA と TDoA（Time Difference of Arrival）の 2 つが知られている．

ToA 方式による測位

ToA 方式を用いた 3 次元位置の計算方法について述べる．ToA 方式は，スピーカとマイクロフォンの間の距離から位置推定を行う方式であり，三辺測量（trilateration）としても知られている．スピーカ i（$i = 1, 2, 3$）の 3 次元位置を（x_i, y_i, z_i），マイクロフォンの 3 次元位置を (x_R, y_R, z_R) とすると，マイクロフォンとスピーカ i との距離は

$$R_i = \sqrt{(x_i - x_R)^2 + (y_i - y_R)^2 + (z_i - z_R)^2}$$

と表せ，距離 R_i とスピーカ i での送信時刻 t_{ti}，マイクロフォンでの受信時刻 t_r の関係は

$$R_i = c(t_r - t_{ti}) \tag{3.13}$$

となる．従って，各スピーカとマイクロフォン間の距離の連立方程式

$$\begin{cases} R_1 = c(t_r - t_{t1}) \\ R_2 = c(t_r - t_{t2}) \\ R_3 = c(t_r - t_{t3}) \end{cases} \tag{3.14}$$

を解くことで，マイクロフォンの位置が計算できる．

ToA 方式を用いて設計要求を満たす精度を得るには，スピーカとマイクロフォンの間で μ 秒オーダーの時刻同期がとれている必要がある．しかし，Android や iOS，Windows などの汎用の OS でこの精度を実現するのは難しいため，次に述べる TDoA 方式が広く用いられている．

TDoA 方式

TDoA 方式を用いた 3 次元位置の計算方法について述べる．TDoA 方式は multilateration としても知られており，2 台のスピーカと 1 台のマイクロフォン間の受信時刻の差から位置推定を行うため，スピーカ–マイクロフォン間の時刻同期が不要な測位方式である．

スピーカ i からの信号の受信時刻を t_i とする．マイクロフォンとスピーカ i との距離を

$$R_i = \sqrt{(x_i - x_R)^2 + (y_i - y_R)^2 + (z_i - z_R)^2}$$

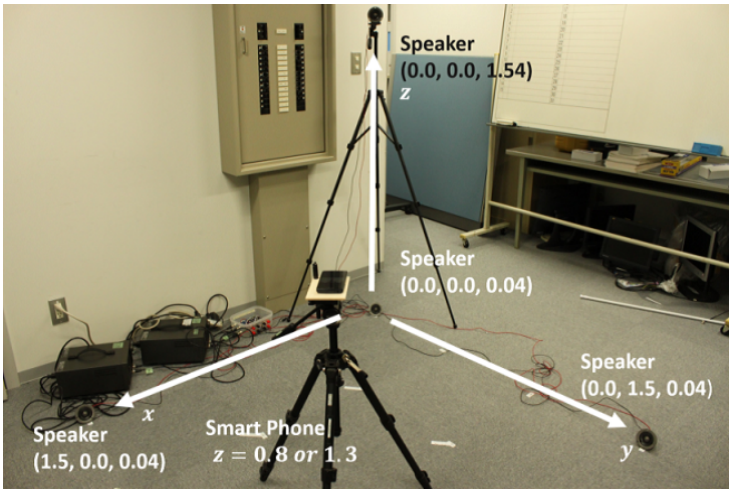


図 3.3　実験環境

とおくと，これらの関係は

$$\begin{cases} R_1 - R_2 = c(t_1 - t_2) \\ R_1 - R_3 = c(t_1 - t_3) \\ R_1 - R_4 = c(t_1 - t_4) \end{cases} \tag{3.15}$$

となるため，この連立方程式を解くことで 3 次元位置を求めることができる．

TDoA 方式はスピーカ–マイクロフォン間の距離差から位置を計算する手法であるため，3 次元位置を求めるには最低 4 台のスピーカが必要である．

3.1.4　単位時間あたりの計測回数

音響信号は壁や天井で反射し残響が生じる．直接波と反射波が同時に受信されると計測精度が悪化するため，連続した計測では残響を十分に減衰させる必要がある．

音響信号の残響時間は信号の周波数によって異なる．提案方式で使用する信号の周波数帯域は 14.75 kHz から 18.25 kHz であるので，14 kHz から 19 kHz の帯域をもつ TSP（Time Stretched Pulse）信号を用いて残響時間を計測した [43]．図 3.3 に示した座標での原点に置いたスピーカから TSP 信号を送信し，位置 $(x, y, z) = (1.0, 1.0, 1.0)$ m に設置したリオン製の計測用マイクロフォン UC-31 で計測を行った．残響減衰曲線を図 3.4 に示す．得られた残響減衰曲線の-5 dB から-25 dB の範囲から勾配を求め，残響時間を計算した．勾配は-0.308 dB/ms であったため，残響時間 T_{20} は 194.704 ms であり，約 100 ms で残響が約 30 dB 減衰することがわかる．また，[44] において様々な室内での残響時間を計測しており，100 ms 以内で十分残響が減衰することが報告されている．

sync pattern の搬送波の角周波数を ω_1，ω_2 とするとき，信号電力 P と雑音電力密度 W

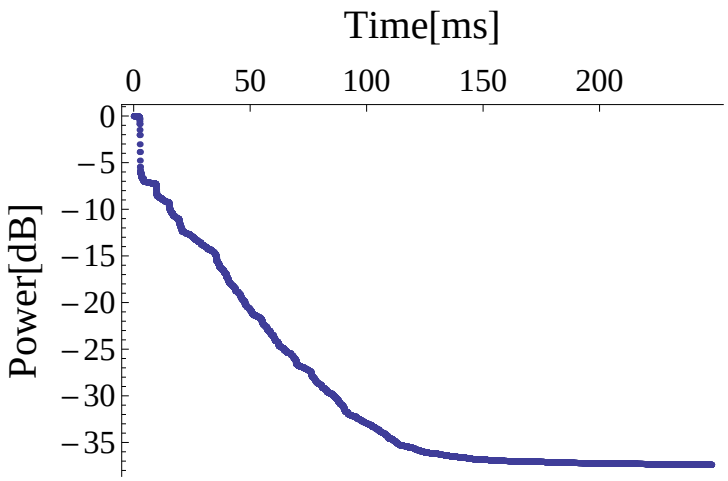


図 3.4　残響減衰曲線

を用いて，Signal Noise 比と位相差推定値の分散との関係を以下で表すことができる [11].

$$V_{\Delta\Phi}(\omega_1, \omega_2) = \frac{2}{1 - \mathrm{sinc}\,(\omega_2 - \omega_1)T/2} \frac{W}{PT} \tag{3.16}$$

このとき，単位を距離とした標準偏差 σ_d は

$$\sigma_d(\omega_1, \omega_2) = \frac{c\sqrt{V_{\Delta\Phi}(\omega_1, \omega_2)}}{\omega_2 - \omega_1} \tag{3.17}$$

と表される（c は音速）.

残響が 30 dB 減衰したとき，残響の 14 kHz から 19 kHz の間のスペクトルが平坦であると仮定して標準偏差 σ_d を求めると，1.5 mm 程度になる．よって，約 30 dB の減衰でスマートフォン 1 台分の大きさよりも十分小さな標準偏差となり，本稿での設計要求を満たす精度が得られると考える．従って，評価実験では毎秒約 10 回の計測を行った．

3.2　評価実験

3.2.1　実験設定

提案手法の有効性を確認するために，4 台のスピーカを用いた 3 次元測位実験を行った．実験システムの構成を図 3.5 に示す．スピーカには Fostex 製の FT200D を，スマートフォンには富士通製の Arrows X F–02E を，信号生成器には NF 回路設計ブロック製の WF1948 を，増幅器には東芝製の TA7252AP をそれぞれ使用した．位置計算はサーバ PC（dual Intel Xeon E5–2650，16 GB memory) により行った．位置 $(x, y, z) = (1.0, 1.0, 1.0)$ m

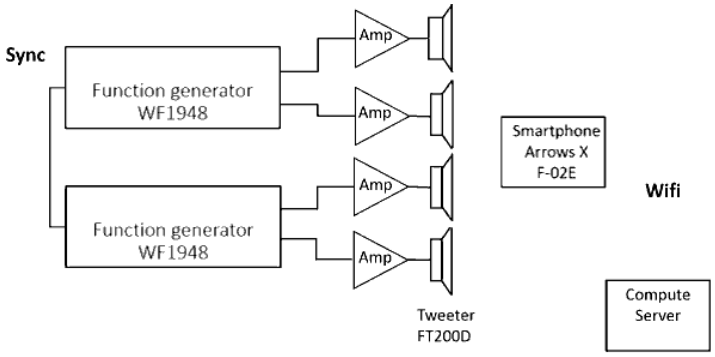


図 3.5　システム構成

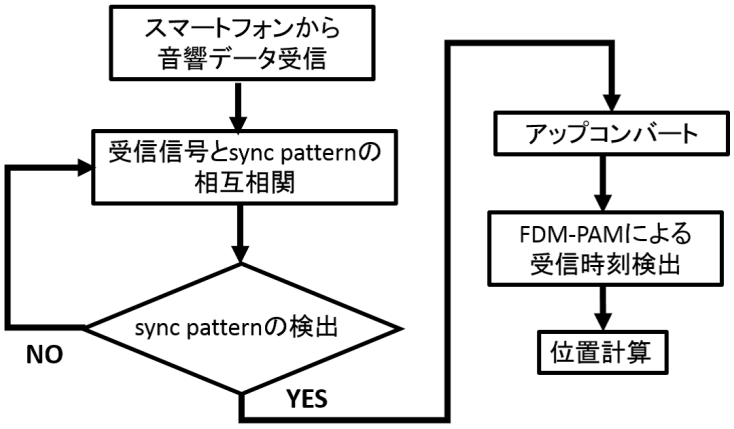


図 3.6　サーバ PC 上での処理の流れ

において信号再生時の音圧レベルをリオン製の計測用マイクロフォン UC–31 で計測したところ，約 80 dB であった．

続いて，4 台のスピーカの配置について述べる．3 次元測位における誤差は受信時刻計算の誤差によって生じるが，この誤差の位置計算に対する影響度はスピーカとマイクロフォンの位置関係によって異なり，DoP（Dilution of Precision）を用いて評価できる．4 台のスピーカを同一平面上に配置すると，その法線方向の DoP 値が悪化するため，図 3.3 のようにスピーカを設置した．床に置いたスピーカは，スピーカの放射角度を有効に使うために 26 度傾けて設置した．また，スマートフォンとマイクロフォンの間に遮蔽物がある場合，直接波がマイクロフォンに届かないため，式 (3.15) を用いて位置を求めることができない．よって以下の実験では，各スピーカの視界内にマイクロフォンがあることを前提とする．

計測実験は，各スピーカからの放射角が水平・鉛直方向ともに ±45 度以内となる範囲で行った (図 3.7)．スマートフォンは三脚に固定し，スマートフォンの向きは x 軸に対して 45 度となるように設定した．各計測位置の x，y は 0.5 m から 2.0 m の範囲でそれぞれ

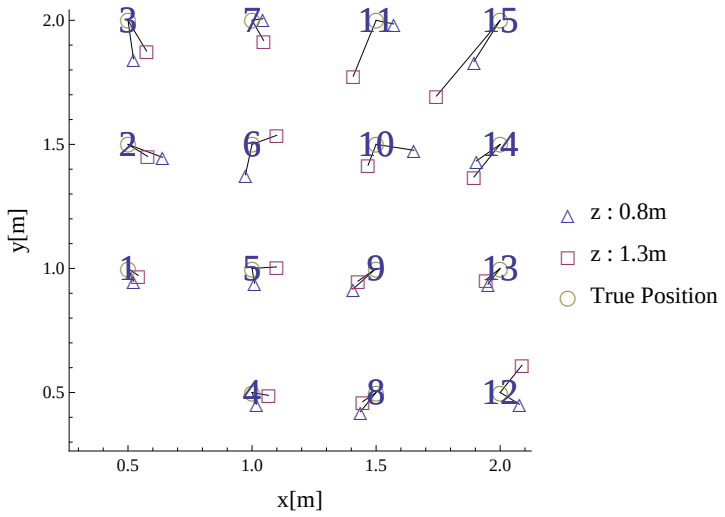


図 3.7　計測位置と *xy* 平面上の系統誤差

0.5 m 間隔に設定し，スマートフォンの床からの高さ z は 0.8 m と 1.3 m に設定した．それぞれの高さにおいて図 3.7 の 15 点の計測を行ったため，計測を行った位置は合計で 30 ヶ所である．この各位置において 100 回連続した測位を行った．測位の時間間隔は，使用した信号生成器のパラメータ設定の制約上，128 ms に設定した．

スピーカとスマートフォンの設置は，あらかじめ床面に x, y をマークしておき，三脚から分銅を垂らすことで行った．この設置法は必ずしも高精度とはいえず，数 cm 程度の誤差が不可逆的に生じる．

実験室の室温は 27 度であり，それに応じた音速を用いて位置計算を行った．録音時のサンプリングレートは 48 kHz，量子化ビット数は 16 bit に設定した．

スマートフォンで受信した音響信号は 20 ms 毎にサーバ PC に転送され，サーバ PC 上で Java を用いて sync pattern の検出や受信時刻検出，位置計算を行った．以下で，サーバ PC 上での処理の流れについて説明する (図 3.6).

４つの sync pattern A，B，C，D について，それぞれ送信信号と受信信号の畳み込みを行い，sync pattern の送信周期毎の最大値を sync pattern の検出位置とする．各 sync pattern 毎に検出位置を中心として周辺 10 ms 分を切り出し，16 倍のアップコンバートを施す．アップコンバートした信号に対し，再度相互相関計算を用いてそのピーク位置を求める．これはできるだけ正確に sync pattern の中心付近を切り出すために行う．計算したピーク位置を中心としてその周辺 2 ms を矩形窓を用いて切り出す．切り出したデータに対して FDM–PAM を適用し，受信時刻を求める．

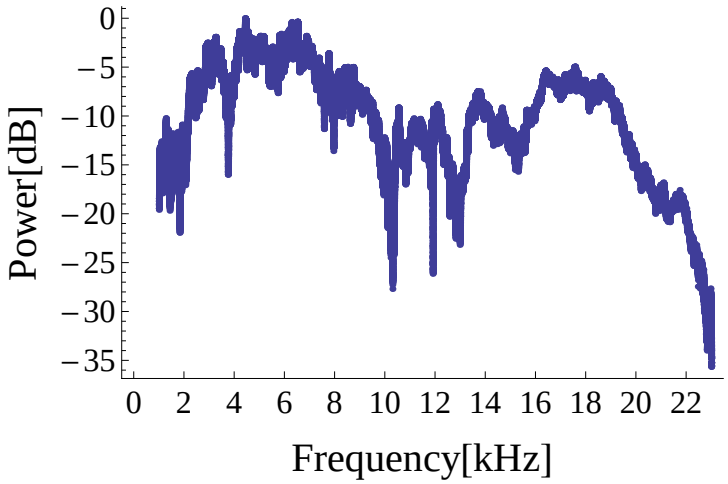


図 3.8　内蔵マイクロフォンの周波数特性

3.2.2　事前実験：周波数応答調査実験

事前実験として，使用するスピーカとスマートフォンの内蔵マイクロフォンの周波数特性を調査した．スピーカから周波数が 1 kHz から 23 kHz まで 10 秒間で変化するチャープ信号を出力し，スマートフォンの内蔵マイクロフォンで録音してそのパワースペクトルを調べた．スマートフォンのサンプリングレートは 48 kHz に設定した．計測は防音室で行い，スマートフォンとスピーカの距離は 45 cm とした．結果は図 3.8 のようになった．縦軸は最大値を 0 dB とした相対値を示している．スピーカとマイクロフォンのそれぞれに固有の周波数特性があるため，図 3.8 はスピーカとマイクロフォン両方の周波数応答を含んでいる．結果から 3.1.2 節に示した周波数（14.75 kHz ~ 18.25 kHz）での搬送波の周波数応答には，9 kHz~13 kHz 周辺に見られるような大きな谷がなく，十分に平坦であることがわかる．よって，3 次元測位実験においてこれらの周波数帯域を使用した．

3.2.3　3 次元測位実験の結果

各位置ごとに 100 回連続して行った計測結果を正確度と精度を用いて評価する．ある計測位置 a での 100 個のデータを $\boldsymbol{x}_j^a$（$j = 1, 2, \cdots, 100$），その平均値を $\overline{\boldsymbol{x}^a} = \frac{1}{100}\sum_{j=1}^{100} \boldsymbol{x}_j^a$，真値を $\boldsymbol{X}^a$ とおくとき，正確度と精度を

- 正確度：$\|\boldsymbol{X}^a - \overline{\boldsymbol{x}^a}\|$
- 精度：$\sqrt{\frac{1}{100}\sum_{j=1}^{100}(\boldsymbol{x}_j^a - \overline{\boldsymbol{x}^a})^2}$（標準偏差）

とする．ここで，$\|\cdot\|$ はユークリッド距離を表している．以降ではこの 2 つの指標を評価するための誤差をそれぞれ系統誤差，偶然誤差とよぶこととする．

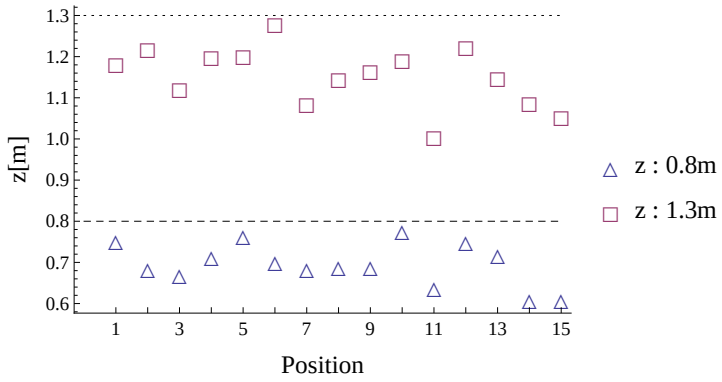


図 3.9　z 方向の系統誤差

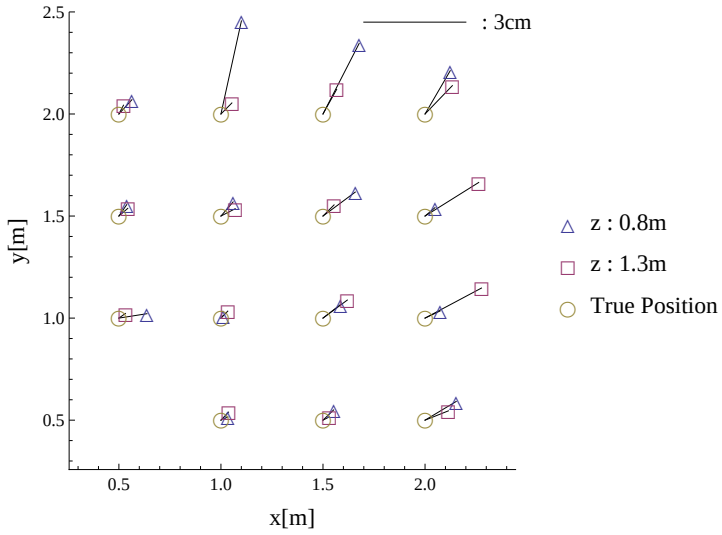


図 3.10　xy 平面上での標準偏差

系統誤差を図 3.7，3.9 に示す．以下で，図 3.9，3.11，3.19，3.20，3.24，3.26 の x 軸の値は，図 3.7 における番号の位置と対応している．図 3.7 から，xy 平面上では原点から離れるほど系統誤差が大きくなる傾向があることがわかる．また，z 軸方向の系統誤差は，そのほとんどが負の値となっている（図 3.9）．

30 か所の計測における系統誤差の最小値は 6.9 cm で，その計測位置は（1.0, 1.0, 0.8）m であった．また，(2.0, 2.0, 1.3) m での系統誤差が最大であり，46.9 cm であった．

続いて，各計測地点での偶然誤差の大きさとそのばらつき方向を示す (図 3.10，3.11)．図 3.10 では標準偏差を約 16 倍拡大して表示した．標準偏差のノルムは，計測位置 (1.0, 1.0, 0.8) m で最小値 0.12 cm，(1.0, 2.0, 0.8) m で最大値 2.82 cm であった．

図 3.3 のようにスピーカを配置する場合，図 3.7 の位置 7，11，13，14，15 での DoP 値が相対的に大きな値となる．これらの位置では偶然誤差が大きくなり，スピーカーとマイ

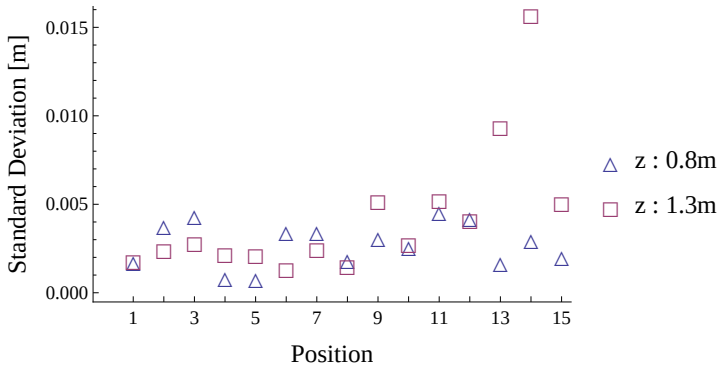


図 3.11　z 軸上での標準偏差

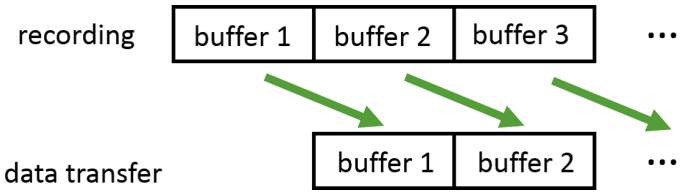


図 3.12　録音とデータ転送の関係

クロフォンの位置関係が偶然誤差悪化の一因であることが図 3.10 から分かる．

3.2.4　リアルタイム性の検証

本稿では計測回数の目標値を毎秒 10 回程度としている．したがって，スマートフォンから転送された音響データを受信し終えてから PC 上で位置計算が終了するまでの時間を 100 ms 以内に抑える必要がある．実験の結果，計算時間平均は 74 ms，標準偏差は 12 ms であった．この結果から，提案手法により毎秒 10 回程度の 3 次元測位が行えるといえる．

位置計算時間のうち，アップコンバート後の sync pattern の再検出計算が約 90% を占めていた．これは大量の積和計算が原因と考えられる．なお，この再検出計算を行わない場合，sync pattern の検出精度が悪化して 10 % 程度の外れ値が生じることを確認済みである．

3.2.5　データ転送時間

スマートフォンからサーバ PC へ録音したデータを転送する際，録音とデータ転送の関係は図 3.12 のようになる．$i+1$ 番目のバッファの録音を行っている間に，i 番目のデータの送受信を完了できれば，欠落なくデータ転送を行うことができる．以下では，バッファ長を 20 ms に設定してデータ転送時間を計測した．

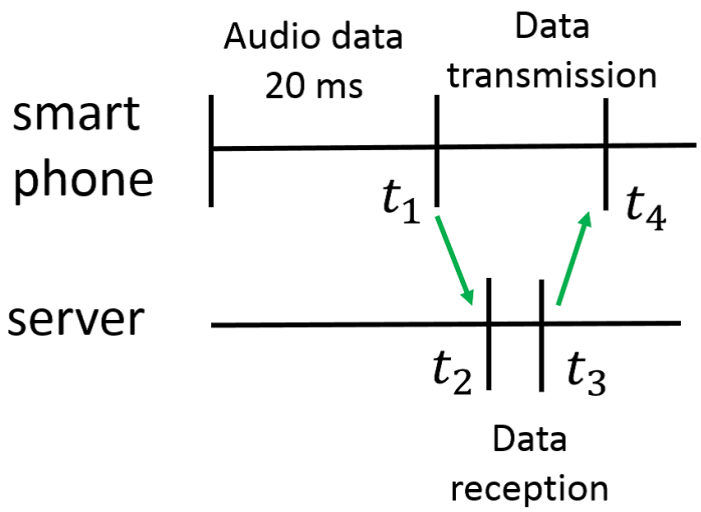


図 3.13　転送時間

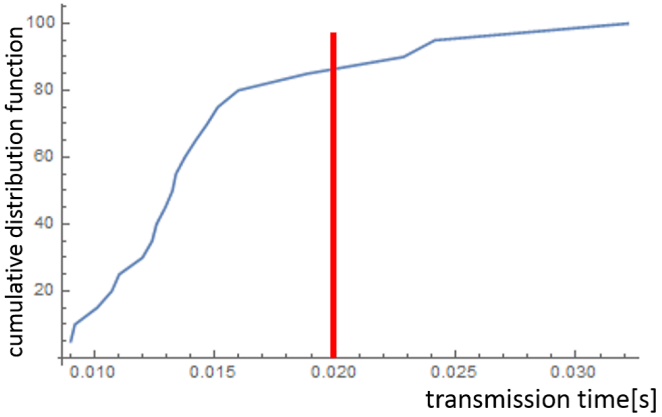


図 3.14　転送時間計測結果

まず，スマートフォン上で受信信号のバッファから 20 ms 分のデータを読み出し，サーバ PC に送信する．ここで，スマートフォン上でデータの読み出した時刻 t_1 を記録する（図 3.13）．サーバ PC では，データが到来した時刻 t_2 と，20 ms 分のデータの受信が完了した時刻 t_3 を記録する．サーバ PC は受信完了後，スマートフォンに 1byte のデータを送り，完了したことを通知する．スマートフォン上で，この通知を受信した時刻 t_4 を記録する．

スマートフォンからサーバ PC へのデータ転送時間は $t_3 - t_1$ であるが，スマートフォンとサーバ PC の時刻同期を高精度に行うことができないため，これを計算することはでき

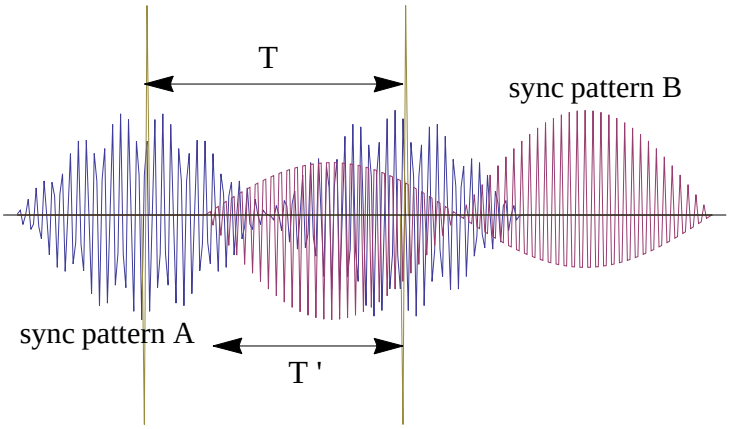


図 3.15　sync pattern の重畳

ない．そこで，

$$t_3 - t_1 = (t_4 - t_1) - (t_4 - t_3) \tag{3.18}$$

のように計算する．$t_4 - t_3$ は，$t_2 - t_1$ と $t_4 - t_3$ が等しいと仮定することで，

$$t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = \frac{(t_4 - t_1) - (t_3 - t_2)}{2} \tag{3.19}$$

と計算できる．

上記のようなデータ転送時間の計測実験を 20 回行った結果を図 3.14 に示す．20 回の計測の平均は 14.9 ms, 標準偏差は 5 ms であった．図 3.14 から，全体の 85% の計測でバッファ長 20 ms 以下で伝送が完了できていることが確認でき，欠落なくデータ転送が可能であることが示されたといえる．

3.3　考察

3.3.1　重畳パターンと計算誤差

４つのスピーカから送信された sync pattern のそれぞれの受信時刻は受信位置によって異なる．よって受信信号は，その位置に応じて異なる sync pattern 間の重畳パターンとなる．例えば，図 3.15 のように信号がずれて重畳する場合，sync pattern B は，sync pattern A の観測時間窓 T において T' しか重畳していない．この場合，sync pattern 間の直交性が崩れるため，誤差の原因となることが考えられる．以下で，系統誤差と偶然誤差に対する影響を考察する．

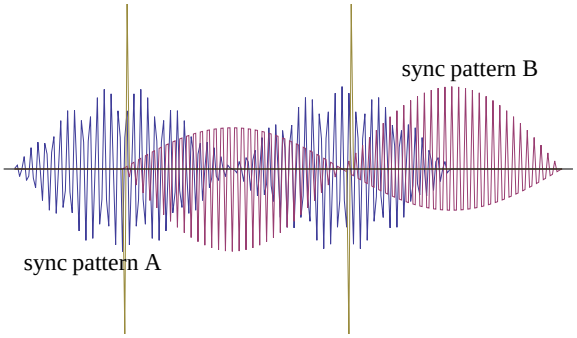


図 3.16　開始状態

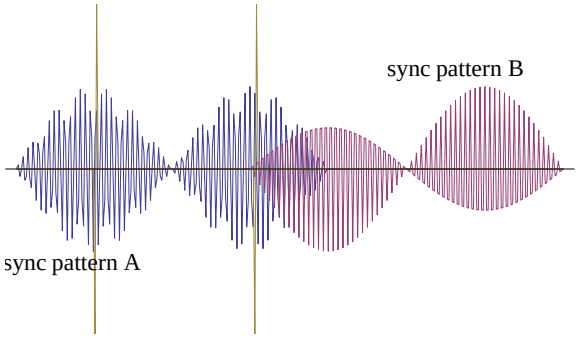


図 3.17　終了状態

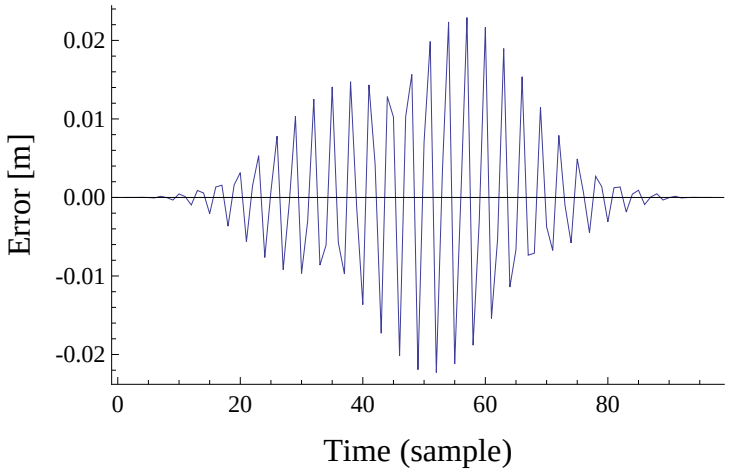


図 3.18　信号重畳による系統誤差

系統誤差への影響

信号の受信時刻の差に対する信号重畳の影響を調べるため，以下のシミュレーションを行った．振幅の等しい 2 つの sync pattern A, B（サンプリングレート：48 kHz）を用意し，図 3.16 から図 3.17 になるまで，sync pattern B を 1 サンプルずつ動かした．各状態において sync pattern A の epoch 検出を繰り返し，検出にどれほどの系統誤差が生じるかを調べた．図 3.18 より，sync pattern B が重畳することで距離にして最大約 2 cm の誤差が生じることが分かる．

偶然誤差への影響

3.1.4 節で述べたとおり，PAM の精度は式 (3.16)，(3.17) で表される．各 sync pattern の受信時刻検出誤差が互いに独立であるとすると，2 つの sync pattern の受信時刻の差の標準

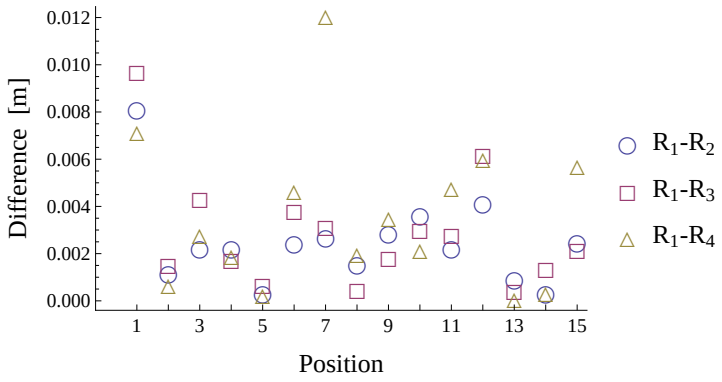


図 3.19　距離差標準偏差の理論値と実測値の差：z=0.8m

偏差 σ_{dd} は次のように表される．

$$\sigma_{dd} = \sqrt{\sigma_d(\omega_1, \omega_2)^2 + \sigma_d(\omega_3, \omega_4)^2} \tag{3.20}$$

この式から導かれる理論値と実験から得られた値の差を図 3.19，3.20 に示す．横軸は計測位置 (図 3.7 を参照) を，縦軸は理論値と計測値の差を表している．理論値と比べ，概ね数ミリメートル程度の悪化が見られる．この原因を確かめるため，次のようなシミュレーションを行った．

sync pattern の一部を重畳させた場合（図 3.21）と，分離した場合（図 3.22）の信号を作成し，計測時にスマートフォンを用いて録音した環境音を加えて sync pattern A と B の受信時刻の差を 100 回計算し，その標準偏差を求めた．sync pattern B の振幅は sync pattern A の振幅の 3 倍に設定した．評価実験において，振幅の差が最大 10 倍となる sync pattern の組が存在したため，この設定は妥当性を欠いていない．計算の結果，図 3.21 における標準偏差は図 3.22 よりも距離にして 1.2 mm 大きくなった．このことから，図 3.19，3.20 における観測値と理論値の違いを説明するものとして，sync pattern が一部だけ重畳することが原因であったと言える．

計測地点におけるシミュレーション

受信時刻検出における系統誤差，偶然誤差が位置計算にどれほど影響するのかを確かめるため，以下のシミュレーションを行う．

各受信位置での受信時刻の差を反映させた 4 つの sync pattern からなる重畳パターンをソフトウェア上で生成し，この信号から受信時刻を求め，位置計算を行った．各信号の振幅は 3.2 節での 3 次元測位実験で計測された値を用い，ノイズとして測位実験を行った環境でスマートフォンを用いて録音した環境音を加えた．これらの SN 比（sync pattern をなす正弦波の振幅と環境音の 14 kHz から 19 kHz の成分を平均した振幅の比）は受信位置によって異なり，75.1 dB から 94.5 dB の範囲内であった． 位置計算結果の系統誤差を

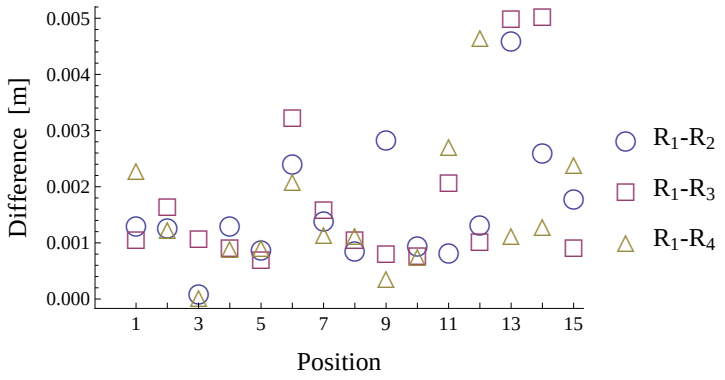


図 3.20　距離差標準偏差の理論値と実測値の差：z=1.3m

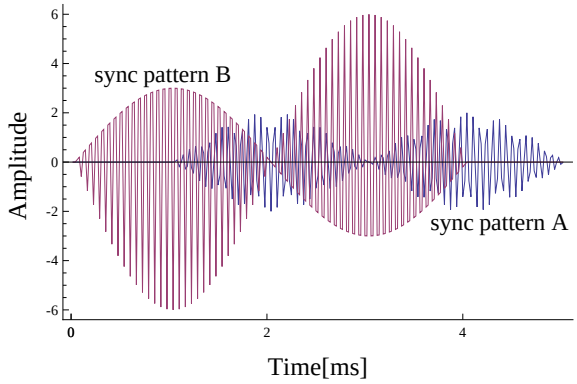


図 3.21　sync pattern が一部重畳している場合

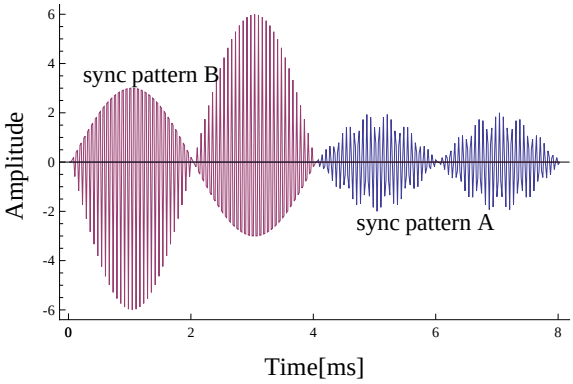


図 3.22　sync pattern が重畳しない場合

図 3.23，3.24 に示す．各計測点での信号の重畳パターンによって，位置計算に系統誤差が生じていることがわかる．特に (x, y, z) = (2.0，2.0，0.8)，(2.0，1.5，1.3)，(2.0，2.0，1.3) ［m］においては大きな誤差となっている．

図 3.25，3.26 はシミュレーション結果の標準偏差を示している．図 3.25 では標準偏差を約 16 倍に拡大して表示した．計測結果の標準偏差（図 3.10）ではシミュレーション結果（図 3.25）と同じ特徴が見られることから，評価実験結果のばらつき方向がスピーカとマイクロフォンとの位置関係に起因していると推定される．

単一の観測時間窓内で全ての sync pattern が重畳する場合の測位精度

以上の考察において，sync pattern の重畳が観測時間窓長以下であることに起因する誤差について議論した．本節では，全ての sync pattern が観測時間窓長以上重畳する場合の精度について考察する．

全ての sync pattern が十分に重畳するには，各 sync pattern の受信時刻の差が 1 ms 以内である必要がある．実験環境（図 3.3）においてこの条件を満たす範囲を図示すると，図 3.27 のようになる．この範囲内の位置 (x, y, z) = (1.0, 1.0, 1.0) m で連続した 100 回の測位

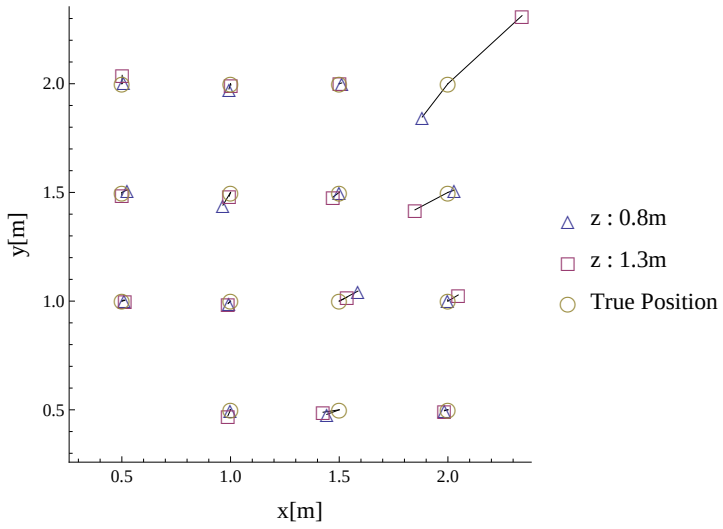


図 3.23　シミュレーション結果：*xy* 平面系統誤差

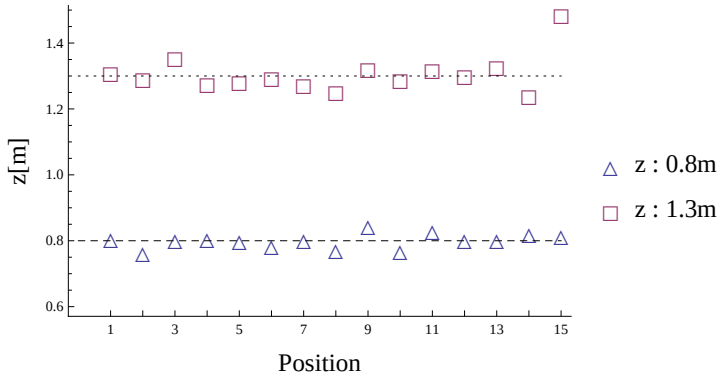


図 3.24　シミュレーション結果：*z* 軸系統誤差

を行い，各軸方向の精度を標準偏差を用いて評価する．同じ受信位置で位相一致法を用いた時分割多重化（TDM : Time Division Multiplexing）方式による測位（TDM–PAM）も行い，精度を比較する．TDM–PAM では各スピーカから順番に sync pattern を送信するため，複数の sync pattern が重畳することはない．その一方ですべての信号を受信し終えるのに時間がかかるため，本稿での実験設定 (3.2.1 節) では毎秒 1.9 回程度の計測しか行えない．

各手法による各軸方向の精度は表 3.1 の通りである．各軸方向の標準偏差の差は 1 mm 以下であり，sync pattern が全て十分に重畳していれば，提案手法は TDM 方式による位相一致法と同等の精度が得られるといえる．

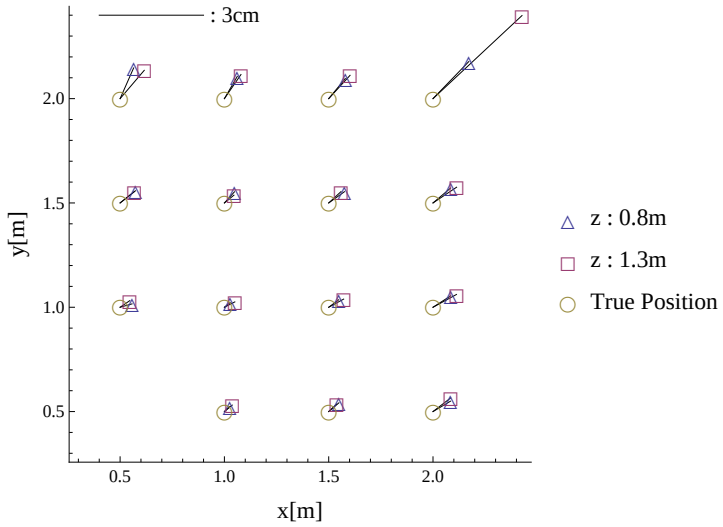


図 3.25　シミュレーション結果：*xy* 平面標準偏差

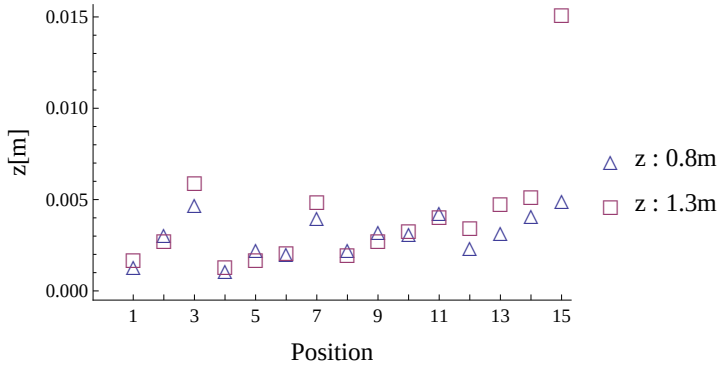


図 3.26　シミュレーション結果：*z* 軸標準偏差

3.3.2　位相特性やマルチパスによる測位への影響

信号の受信時刻の誤差の原因として，スピーカおよびマイクロフォンの位相特性やマルチパスが考えられる．その影響を確認するため次の実験を行った．

図 3.28 のように，スピーカ 1 台とマイクロフォン 1 台を正対させて配置した．スピーカには三次元測位実験で用いたもの（FT200D）を，マイクロフォンにはできるだけ正確な実験を行うためにリオン製の計測用マイクロフォン UC–31 を用いた．スピーカからは 1 種類の sync pattern を送信し，ToA 方式によってスピーカとマイクロフォンの距離を計測した．室温 28 度の環境でマイクロフォンを水平方向：-40 度から 40 度，鉛直方向：-40 度から 40 度の範囲で 10 度ずつ動かし，合計 81 地点で各点 100 回の距離計測を

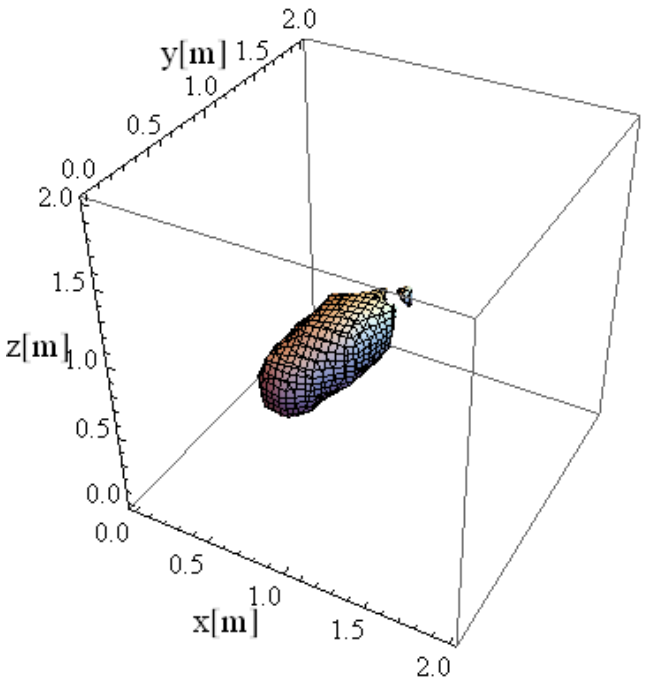


図 3.27　単一の観測時間窓で測位可能な範囲

行った．マイクロフォンの位置を正確に決定するためにオリエンタルモータ製の電動スライダ SPVM8L150UA を用いた（図 3.28）．結果を図 3.29 に示す．各点での標準偏差は最大 3 mm 程であった．図 3.29 から，距離にして最大約 4 cm の系統誤差が生じることが確認でき，系統誤差の原因の 1 つとなっていることがわかる．

3.3.3　基線長と高速計測が可能な測位領域

評価実験での実験設定では，スピーカの間隔（基線長）を 1.5 m に設定したため，２つの sync pattern の受信時刻の差の最大値は約 4 ms である．提案手法では全てのスピーカから同時に sync pattern を送信しているので，受信位置によらず 4 つ全ての sync pattern を約 12 ms 以内で受信することができる．よって，位置計算に必要な sync pattern の受信を短時間で完了することができ，高速な測位が可能となっている．

基線長を伸長すると，信号の受信時刻の差の最大値が増大する．そのため位置計算に必要な全ての信号の受信にかかる時間が増え，評価実験で得られた高速性を実現できない受信範囲が生じる可能性がある．この場合，sync pattern 長を伸長し受信時刻の差の増大を抑えることで高速性を維持できる．ただし，信号長を伸長するとマルチパスや残響の影響を受けやすくなり，精度が低下する恐れがある．基線長を変化させた場合の高速性や精度についても今後検討したいと考える．

表 3.1　位置 (1.0, 1.0, 1.0) での各軸方向の標準偏差 [mm]

	x 軸	y 軸	z 軸
TDM–PAM	0.80	0.99	1.30
FDM–PAM	0.52	0.82	0.69

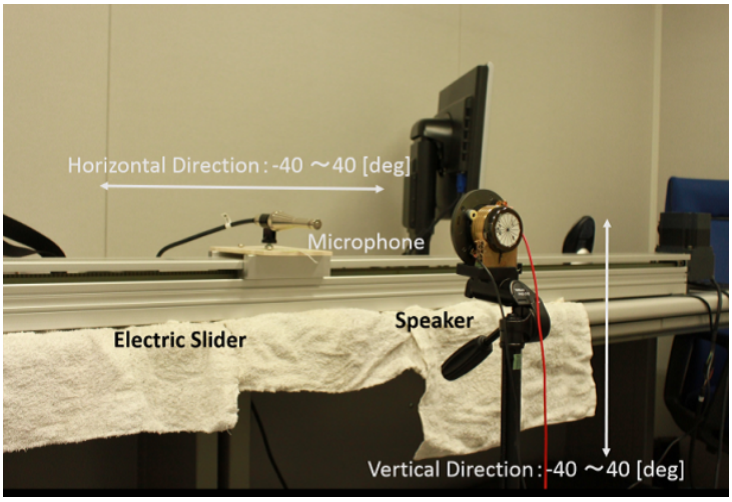


図 3.28　位相特性とマルチパスの調査実験

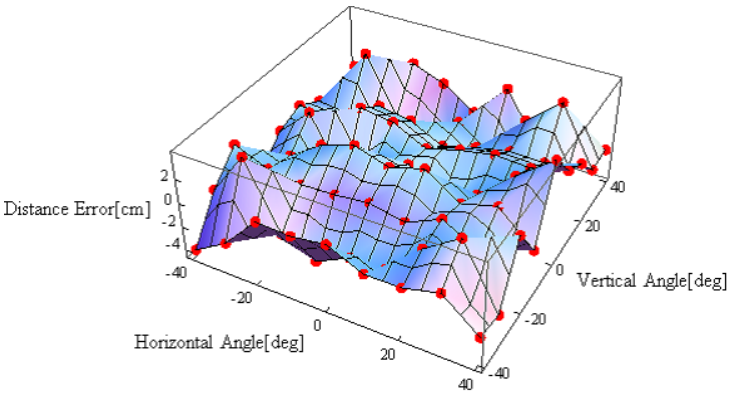


図 3.29　ToA 方式による測距の誤差

3.4　まとめ

本稿では，スマートフォンの内蔵マイクロフォンを用いた高速・高精度測位手法を提案した．高速性と高精度を両立させるために，位相一致法を拡張した FDM–PAM を提案した．評価実験において毎秒 7.8 回の計測と偶然誤差 2.8 cm 以下という性能が得られること

を確認した．この偶然誤差について，受信位置が測位結果に与える影響をシミュレーションを用いて考察した．また，系統誤差は最大 46.9 cm であり，その原因が信号の重畳パターンとスピーカとマイクロフォンの位相特性，マルチパスであることを示した．

今後は，sync pattern 長を伸長することで重畳パターンによる系統誤差を低減する手法を検討し，提案システムのさらなる性能向上を目指す予定である．また，提案手法を用いたモーションキャプチャシステムの構築を行う予定である．この場合，ユーザの手ぶりに応じたドップラー効果が生じ，測位結果に誤差が生じることが考えられる．そのため，マイクロフォンの位置と速度を推定可能な位相一致法の拡張手法 [45] を提案手法に適用することを検討している．

第 4 章

測位用信号を用いた情報伝送手法

本章では，第 3 章で提案した高速・高精度な屋内 3 次元測位手法の測位用信号に情報を載せる手法 FDM–PAM–DPSK を提案する．

4.1 提案手法

4.1.1 設計要求

第一章でも述べた通り，測位システムの識別情報などをモバイルデバイスに伝送する場合，測位における設計要求を満たすリソース（タイムスロットや周波数帯域等）で情報伝送も可能であることが好ましい．そこで，第 3 章で提案した測位用信号である sync pattern の位相に情報を変調することで，追加のリソースを必要としない情報伝送手法 FDM–PAM–DPSK[46] を提案する．

4.1.2 変復調方式

本節ではまず提案手法で用いる位相の変復調方式について説明し，続いて測位への影響を避けて sync pattern に情報を変調する提案手法について説明する．

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（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．

$$\Delta\theta_i = \theta_i - \theta_{i-1} \tag{4.1}$$

DPSK 方式での変復調は次のように行われる．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 $(j = 0, 1, ..., M-1)$ の変調は，位相 θ_{i-1} に対して，θ_i を

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \frac{2\pi j}{M} \tag{4.2}$$

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}

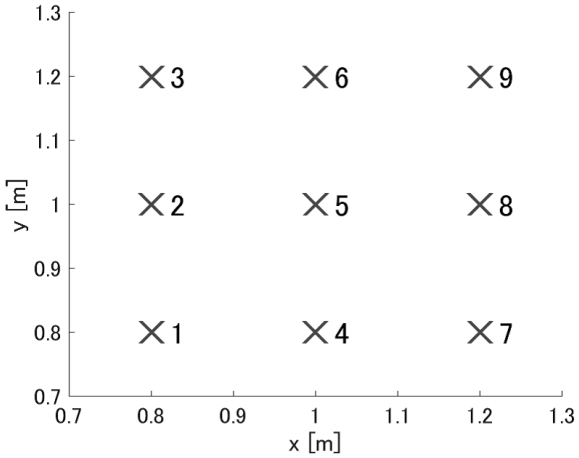


図 4.1　スマートフォンの受信位置

であるとき，その差動位相

$$\Delta\phi_i = \phi_i - \phi_{i-1} \tag{4.3}$$

について以下を満たす値 j を求めることで行う．

$$\frac{2\pi j}{M} - \frac{2\pi}{2M} \leq \Delta\phi_i \leq \frac{2\pi j}{M} + \frac{2\pi}{2M} \tag{4.4}$$

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．

$$s_i(t) = \sin(\omega_1 t + \theta_i) + \sin(\omega_2 t + \theta_i) \quad (-T \leq t \leq T) \tag{4.5}$$

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（4.4）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（3.8）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．

送信信号として式（4.5）を用いた場合の測位への影響について述べる．このときの受信時刻の計算は式 (3.9) 等と同様に

$$t_w = \frac{(\omega_2 t_w + \theta_i) - (\omega_1 t_w + \theta_i)}{\omega_2 - \omega_1} \tag{4.6}$$

$$= \frac{\omega_2 t_w - \omega_1 t_w}{\omega_2 - \omega_1} \tag{4.7}$$

であり，式（4.5）のような位相偏移変調を sync pattern に施しても，位相の差分計算において θ_i が打ち消されるため，受信時刻計算に影響を及ぼさないことがわかる．

表 4.1　事前実験のシミュレーション結果

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

4.2　評価実験

4.2.1　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，スピーカの位置は図 3.3 のように設定した．sync pattern 長は 4 ms に，観測時間窓長は 2 ms に設定した．マイクロフォンの位置は図 4.1 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 48 kHz とした．

第 3 章において，sync pattern の送信後 100 ms で残響が 30 dB 減衰し（図 3.4），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．この結果から本章では，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．また，送信する値は一様乱数を用いて生成した．

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，$(100 - 1) \times 4 = 396$ 個のシンボルが復調される．このうち，復調値が真値と異なるシンボルの個数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．測位結果の評価には第 3 章で定義した系統誤差と偶然誤差を用いた．

4.2.2　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実験を行った．シミュレーションでは，各 sync pattern の受信時刻が同一となる位置 (0.75, 0.75, 0.79) m において，シンボルの受信を多値化数毎に 2000 回行った．送信する値は一様乱数を用いて生成した．この実験の結果を表 4.1 に示す．この結果から本論文での多値化数を 2^6 に設定した．

4.2.3　実験結果

実験結果の測位結果の誤差を図 4.2 から図 4.6 に，累積誤差関数（CDF：Cumulative Distribution Function）を図 4.7，4.8 に，復調誤り数を図 4.9 に示す．図 4.2 と図 4.3 から，

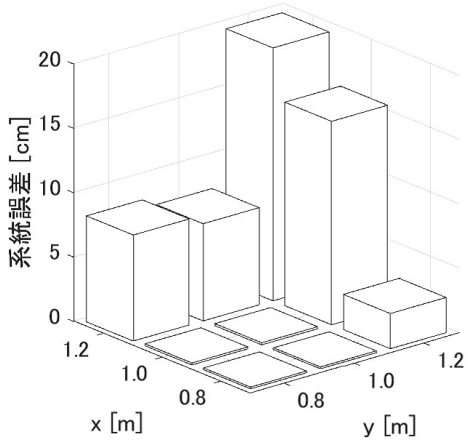


図 4.2　FDM–PAM の系統誤差

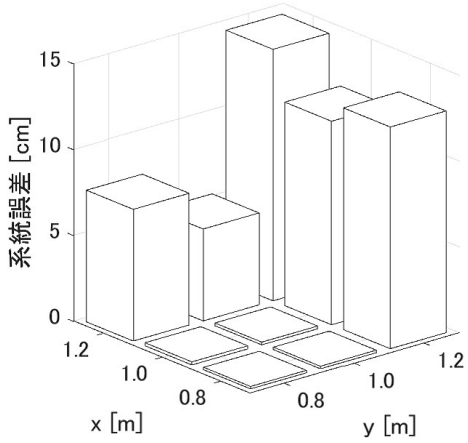


図 4.3　提案方式の系統誤差

FDM–PAM と提案方式の系統誤差は同程度であるといえる．図 4.4 と図 4.5 から，図 4.1 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 4.5 の位置 1, 2, 4, 5 のみを表示したものが図 4.6 のであり，図 4.4 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 4.7，4.8 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 4.9 について, 位置 1, 2, 4, 5 での復調誤り数は 0 であった.

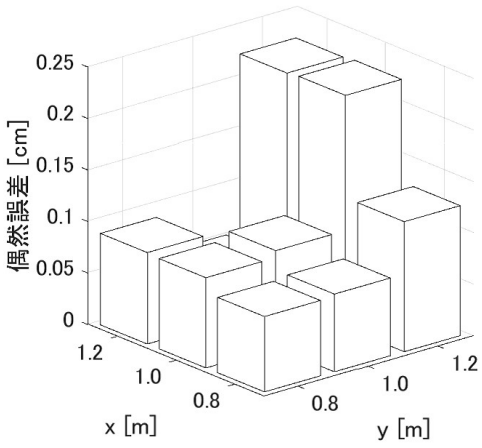


図 4.4　FDM–PAM の偶然誤差

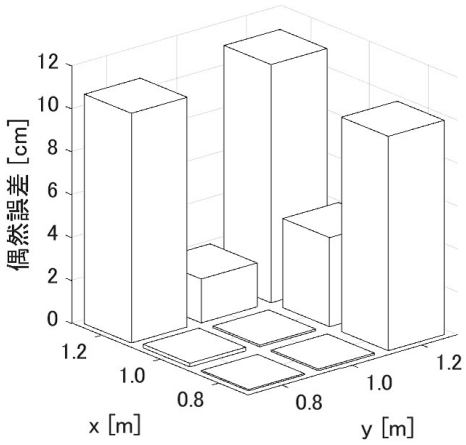


図 4.5　提案方式の偶然誤差

4.3　考察

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直交性が崩れ，一方の

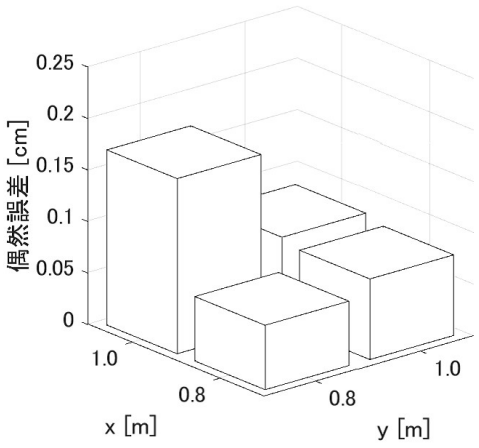


図 4.6　位置 1, 2, 4, 5 での提案方式の偶然誤差

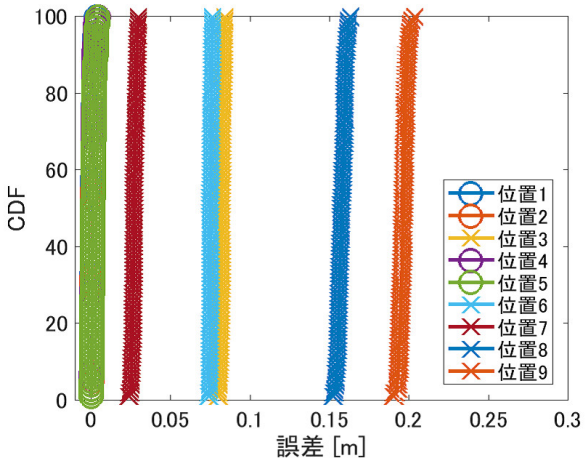


図 4.7　FDM–PAM の累積誤差関数

sync pattern が他方の sync pattern に干渉することが第 3 章の考察からわかっている．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．

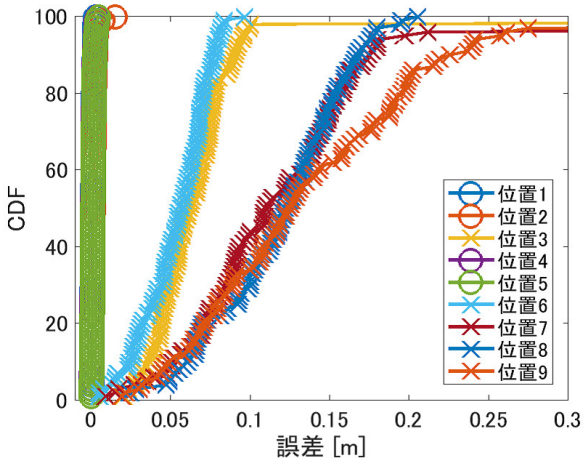


図 4.8　提案方式の累積誤差関数

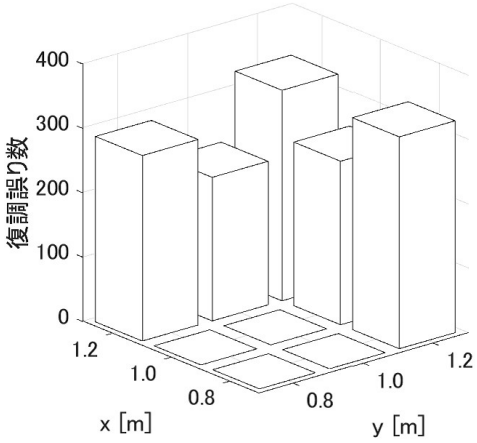


図 4.9　提案方式の復調誤り数

4.4　まとめ

本稿では，第 3 章にて提案した高速・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，受信信号の受信時刻の差が一定以内に収まる受信位置では，通信機能を付与した場合でも FDM–PAM と同等の測位性能が得られることを確認した．今後は，受信時刻の到来時間差が一定以内に収まる受信範囲を拡大するための検討を行い，提案手法の性能改善に取り組む予定である．

第 5 章

ジャミングを用いたスポット生成手法

本章では，安価な位置検知手法としてジャミングによる汎用スピーカを用いたスポット生成手法を提案する．

5.1 提案手法

5.1.1 設計要求

本研究では位置検知に要するコストを低減するために，安価なスポット生成手法の実現を目標としている．そこで，ジャミングを用いた 2 台の汎用スピーカによるスポット生成手法 [47] を提案する．なお本章では，ビーム状のスポットのことをビームスポット，複数のビームスポットの重畳により生成するスポットのことを重畳スポットとよぶ.

5.1.2 シンボルと変復調

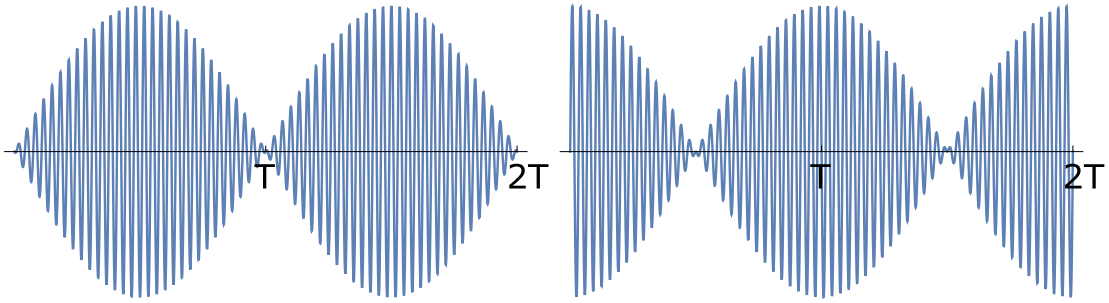
まずはじめに，提案手法の変復調方式について説明する．以降では 1 シンボルあたり M 値に多値化するものとする．

提案手法では，第 4 章での DPSK と同様に隣接したシンボル間の位相の変化分に情報を載せる．i 番目のシンボルは，振幅が等しく角周波数の異なる 2 つの正弦波を足し合わせた“うなり”を用いて

$$s_i(t) = \sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t + \theta_i) \quad (0 \leq t \leq 2T) \tag{5.1}$$

と表される．ここで，T はうなりの周期 $2\pi/(\omega_2 - \omega_1)$ であり，2 周期分を用いる (図 5.1).

シンボル $s_i(t)$，$s_{i-1}(t)$ から差動位相 $\Delta\theta_i$ を取り出す方法について説明する．T ms の矩形窓を用いて，シンボル $s_i(t)$ からその中心付近を切り出したものを次のように表す



$\theta_i = 0$ rad　　$\theta_i = \pi$ rad

図 5.1　シンボル例

$(0 \leq t \leq T)$.

$$s_{ci}(t) = \sin(\omega_1 t + \omega_1 t_w) + \sin(\omega_2 t + \omega_2 t_w + \theta_i) \tag{5.2}$$

t_w は矩形窓の切り出し位置を表しており，$0 \leq t_w \leq T$ とする．

提案手法では，第 3 章と同様にして受信波形を関数空間のベクトルとみなし，そのベクトルの内積を式 (3.2) のように定義する．このとき式 (3.3) より，正弦波 $\sin(\omega t + \phi)$ と複素正弦波 $e^{j\Omega t}$ の内積は

$$< \sin(\omega t + \phi), e^{j\Omega t} > = \frac{1}{2j}(e^{j\phi}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega - \Omega}{2}T - e^{-j\phi}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega + \Omega}{2}T) \tag{5.3}$$

となる．ここで，提案手法で用いる ω，Ω，T は十分大きいので，

$$\mathrm{sinc}\,\frac{\omega + \Omega}{2}T = 0 \tag{5.4}$$

とみなすことができる．よって，式 (5.3) は

$$< \sin(\omega t + \phi), e^{j\Omega t} >= \frac{1}{2j}e^{j\phi}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega - \Omega}{2}T \tag{5.5}$$

となる．

角周波数 ω_1，ω_2 の複素正弦波とシンボルの中心付近を切り出した $s_{ci}(t)$ との内積は次のようになる．

$$\begin{aligned} 2j < s_{ci}(t), e^{j\omega_1 t} > &= e^{j\omega_1 t_w}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_1 - \omega_1}{2}T + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}T \\ &= e^{j\omega_1 t_w} + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}T \end{aligned} \tag{5.6}$$

$$\begin{aligned} 2j < s_{ci}(t), e^{j\omega_2 t} > &= e^{j\omega_1 t_w}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}T + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_2 - \omega_2}{2}T \\ &= e^{j\omega_1 t_w}\,\mathrm{sinc}\,\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}T + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)} \end{aligned} \tag{5.7}$$

ここで，ω_1，ω_2，T を

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T = n\pi \tag{5.8}$$

を満たすように設定すると (n は自然数)，式 (5.6)，(5.7) は，

$$2j < s_{ci}(t), e^{j\omega_1 t} > = e^{j\omega_1 t_w} \tag{5.9}$$
$$2j < s_{ci}(t), e^{j\omega_2 t} > = e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)} \tag{5.10}$$

となり，$s_c(t)$ のそれぞれの正弦波位相 ϕ_{1i}，ϕ_{2i} を求めることができる．

$$\phi_{1i} = \mathrm{Arg}[2j < s_{ci}(t), e^{j\omega_1 t} >] = \omega_1 t_w \tag{5.11}$$
$$\phi_{2i} = \mathrm{Arg}[2j < s_{ci}(t), e^{j\omega_2 t} >] = \omega_2 t_w + \theta_i \tag{5.12}$$

これらの位相差 Φ_i を，

$$\begin{aligned} \Phi_i &= \phi_{2i} - \phi_{1i} \\ &= (\omega_2 - \omega_1) t_w + \theta_i \end{aligned} \tag{5.13}$$

とおく．シンボルの切り出し (式 (5.2)) をシンボル周期 $2T$ ごとに行うとすると，$i-1$ 番目のシンボル $s_{i-1}(t)$ の位相差 Φ_{i-1} は

$$\begin{aligned} \Phi_{i-1} &= (\omega_2 - \omega_1)(t_w - 2T) + \theta_{i-1} \\ &= (\omega_2 - \omega_1)(t_w - 2\frac{2\pi}{\omega_2 - \omega_1}) + \theta_{i-1} \\ &= (\omega_2 - \omega_1) t_w - 4\pi + \theta_{i-1} \\ &= (\omega_2 - \omega_1) t_w + \theta_{i-1} \end{aligned} \tag{5.14}$$

となるので，受信シンボルの差動位相差 $\Delta\Phi_i$ は

$$\Delta\Phi_i = \Phi_i - \Phi_{i-1} = \theta_i - \theta_{i-1} = \Delta\theta_i \tag{5.15}$$

となり，シンボル $s_i(t)$, $s_{i-1}(t)$ から差動位相 $\Delta\theta_i$ を求めることができる．

式 (5.11)，(5.12) からわかるように，式 (5.8) を満たすような角周波数 ω_1，ω_2 と矩形窓長 T にすれば，複数の正弦波を多重化して送信しても，それぞれの正弦波の位相を独立に求めることができる．このような多重化は OFDM と呼ばれている [48]．以降では，式 (5.8) のことを直交条件と呼ぶことにする．

5.1.3 ビームスポットの生成方法

ビームスポットを生成するために，2 台のスピーカ A，B からシンボルを送信する．送信するシンボルの個数を N とするとき，スピーカ A，B から送信する i $(1 \leq i \leq N)$ 番目のシンボルを次のように表す．

$$s_{Ai}(t) = a_{SA}(\sin(\omega_1(t + t_s) + \psi_i) + \sin(\omega_2(t + t_s) + \theta_i + \psi_i)) \tag{5.16}$$
$$s_{Bi}(t) = a_{SB}(\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t + \theta_i)) \tag{5.17}$$

ここで，s_{Ai} に含まれる ψ_i はビームスポット外での正確な受信を妨げるために必要な項であり，$0 \leq \psi_i \leq 2\pi$ の範囲で，シンボルを送信するごとに変化させる（詳細は 5.1.4 節にて説明する)．つまりスピーカ A から送信される信号がジャミング信号であるといえる．t_s は，スピーカ B の送信時刻を基準としたときのスピーカ A の送信時刻である．また，a_{SA}，a_{SB} は各スピーカから送信するシンボルの振幅であり，以下では $a_{SA} < a_{SB}$ とする．

スピーカ A–マイクロフォン，スピーカ B–マイクロフォンの距離を d_A，d_B，音速を c とおく．マイクロフォンでの受信位置を x とおくときのスピーカ A–マイクロフォン間とスピーカ B–マイクロフォン間の到来時間差 Δt_x は

$$\Delta t_x = (d_A - d_B)/c \tag{5.18}$$

である．提案手法では，スピーカ–マイクロフォン間に障害物がないものとする．このとき，位置 x での i 番目の受信シンボル r_i は

$$\begin{aligned} r_i(t) = a_{RA}(&\sin(\omega_1(t+t_s)+\psi_i) + \sin(\omega_2(t+t_s)+\theta_i+\psi_i)) \\ &+ a_{RB}(\sin(\omega_1(t+\Delta t_x)) + \sin(\omega_2(t+\Delta t_x)+\theta_i)) \end{aligned} \tag{5.19}$$

となる．ここで，受信振幅 a_{RA}，a_{RB} は，距離に反比例して減衰する [49] ので，

$$a_{RA} = a_{SA}/d_A \tag{5.20}$$
$$a_{RB} = a_{SB}/d_B \tag{5.21}$$

となる．

この受信シンボル $r_i(t)$ を長さ T の矩形時間窓を用いて切り出し，角周波数 ω_1，ω_2 の複素正弦波との内積を計算する．切り出した位置の時刻は t_w であり，

$$\begin{aligned} 2j < r_i(t), e^{j\omega_1 t} > &= a_{RA}e^{j(\omega_1 t_w+\psi_i+\omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1(\Delta t_x+t_w)} \\ &= e^{j\omega_1 t_w}(a_{RA}e^{j(\psi_i+\omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1\Delta t_x}) \end{aligned} \tag{5.22}$$

$$2j < r_i(t), e^{j\omega_2 t} > = e^{j\omega_2 t_w}(a_{RA}e^{j(\psi_i+\theta_i+\omega_2 t_s)} + a_{RB}e^{j(\omega_2\Delta t_x+\theta_i)}) \tag{5.23}$$

となり，これらの正弦波位相はそれぞれ

$$\phi_{1i} = \omega_1 t_w + \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i+\omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1\Delta t_x}] \tag{5.24}$$
$$\phi_{2i} = \omega_2 t_w + \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i+\theta_i+\omega_2 t_s)} + a_{RB}e^{j(\omega_2\Delta t_x+\theta_i)}] \tag{5.25}$$

となる．ここでシンボルの信号中心付近からの切り出しをシンボル周期 $2T$ ごとに行うとすると，式 (5.24)，(5.25) の第一項 $\omega_1 t_w$，$\omega_2 t_w$ は，式 (5.11) から (5.15) の議論と同様に差動位相差 $\Delta\Phi_i$ を計算するときに消去できる．よって以降では，正弦波位相 ϕ_{1i}，ϕ_{2i} を便宜的に

$$\phi_{1i} = \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i+\omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1\Delta t_x}] \tag{5.26}$$
$$\phi_{2i} = \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i+\theta_i+\omega_2 t_s)} + a_{RB}e^{j(\omega_2\Delta t_x+\theta_i)}] \tag{5.27}$$

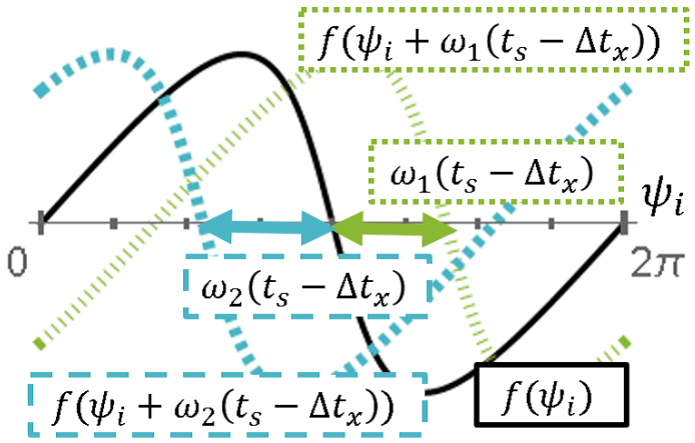


図 5.2　$f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))$ と $f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x))$ の関係

と書くことにする．

式 (5.26)，(5.27) からわかるように，ϕ_{1i}，ϕ_{2i} は ψ_i と Δt_x についての非線形関数となっている．したがって，正しい差動位相差 $\Delta\theta_i$ が求まる位置と求まらない位置が存在する．提案手法ではこのことを用いてビームスポットを生成する．

到来時間差 Δt_x と受信シンボルの差動位相差 $\Delta\Phi_i$ の関係について議論するために，ϕ_{1i} を次のように変形する．

$$\begin{aligned}\phi_{1i} &= \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i+\omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1\Delta t_x}] \\ &= \mathrm{Arg}[e^{j\omega_1\Delta t_x}(a_{RA}e^{j(\psi_i+\omega_1 t_s-\omega_1\Delta t_x)} + a_{RB})] \\ &= \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i+\omega_1(t_s-\Delta t_x))} + a_{RB}] + \omega_1\Delta t_x \end{aligned} \tag{5.28}$$

ϕ_{2i} も同様にして

$$\phi_{2i} = \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i+\omega_2(t_s-\Delta t_x))} + a_{RB}] + \omega_2\Delta t_x + \theta_i \tag{5.29}$$

と変形できる．

ここで，関数 f を

$$f(\psi_i) = \mathrm{Arg}[a_{RA}e^{j\psi_i} + a_{RB}] \tag{5.30}$$

とおく．受信振幅 a_{RA}，a_{RB} は受信位置によって異なるので，この関数 f は受信位置に応じて変化する．この f を用いると，ϕ_{1i}，ϕ_{2i} を

$$\phi_{1i} = f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x)) + \omega_1\Delta t_x \tag{5.31}$$
$$\phi_{2i} = f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) + \omega_2\Delta t_x + \theta_i \tag{5.32}$$

と表せる． よって，位相差 Φ_i は

$$\begin{aligned}\Phi_i &= \phi_{2i} - \phi_{1i} \\ &= (f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) + \omega_2\Delta t_x + \theta_i) \\ &\quad - (f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x)) + \omega_1\Delta t_x) \end{aligned} \tag{5.33}$$

となるので，差動位相差 $\Delta\Phi_i$ は

$$\begin{aligned}\Delta\Phi_i &= \Phi_i - \Phi_{i-1} = (\theta_i - \theta_{i-1}) \\ &+ (f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) - f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))) \\ &- (f(\psi_{i-1} + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) - f(\psi_{i-1} + \omega_1(t_s - \Delta t_x)))\end{aligned} \tag{5.34}$$

となる．ここで，

$$f_{21}(\psi_i) = f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) - f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x)) \tag{5.35}$$

$$\Delta f_{21}(\psi_i) = f_{21}(\psi_i) - f_{21}(\psi_{i-1}) \tag{5.36}$$

とおくと，式 (5.34) は

$$\Delta\Phi_i = \Delta\theta_i + \Delta f_{21}(\psi_i) \tag{5.37}$$

と表せる．つまり，受信シンボルから求まる差動位相差 $\Delta\Phi_i$ には受信位置に応じた差動位相差誤差 $\Delta f_{21}(\psi_i)$ が生じることがわかる．

関数 $f_{21}(\psi_i)$ について，その第一項 $f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x))$ と第二項 $f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))$ は，関数 $f(\psi_i)$ と比べて位相がそれぞれ $\omega_1(t_s - \Delta t_x)$，$\omega_2(t_s - \Delta t_x)$ ずれたものとなっている（図 5.2）．よって，到来時間差が

$$\Delta t_x = t_s + (2\pi n)/(\omega_2 - \omega_1) \quad (n：自然数) \tag{5.38}$$

となる受信位置では，第一項と第二項の位相の差 $\omega_1(t_s - \Delta t_x) - \omega_2(t_s - \Delta t_x)$ が $2\pi n$ となるので，第一項と第二項は同一の関数となる．つまり，ψ_i によらず $f_{21}(\psi_i) = 0$ となるので，$\Delta\Phi_i = \Delta\theta_i$ となり正しく情報を復調することができる．

一方，到来時間差が

$$\Delta t_x \neq t_s + \frac{2\pi n}{\omega_2 - \omega_1} \tag{5.39}$$

である受信位置では，復調の定義式 (4.4) から，$N-1$ 個の差動位相差誤差 $\Delta f_{21}(\psi_i)$ のうち，

$$\frac{2\pi}{2M} \leq |\Delta f_{21}(\psi_i)| \tag{5.40}$$

となるものが 1 つでも存在すれば，受信シンボルの差動位相差 $\Delta\Phi_i$ による復調は失敗する．よって，$N-1$ 個の差動位相差誤差 $\Delta f_{21}(\psi_i)$ $(i = 2, 3, ..., N)$ の絶対値の最大値 $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ によって，復調可能か否かが決まる．

5.1.4 ψ_i の設定

ビームスポット外での受信を効果的に妨げるような ψ_i について検討する．提案手法ではシンボルを送信するごとに ψ_i の値を変更することで，ビームスポット外において差動位相

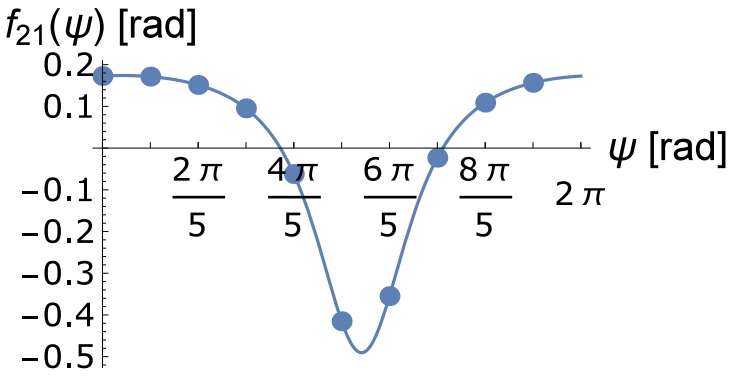


図 5.3　ψ_i と $f_{21}(\psi_i)$

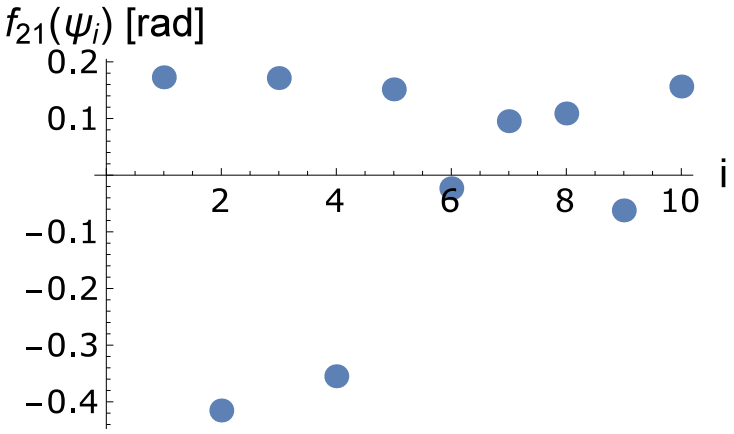


図 5.4　i 番目のシンボルと $f_{21}(\psi_i)$

差誤差 $\Delta f_{21}(\psi_i)$ を生じさせる．ここで，関数 $f_{21}(\psi_i)$ はその定義式 (5.35) から，正弦波のような山と谷をもつ周期 2π の周期関数であるので，ψ_i と ψ_{i-1} の差分が π となるように設定すれば，$f_{21}(\psi_i)$ の山と谷の差分となるものが $\Delta f_{21}(\psi_i)$ に含まれ，$\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ の値を大きくすることができると考えられる．そこで，N 個のシンボルを送信するとき，ψ_i を以下のように設定する．

$$\psi_i = 2\pi \times \frac{\sum_{j=0}^{i-1} g(j)}{N} \tag{5.41}$$

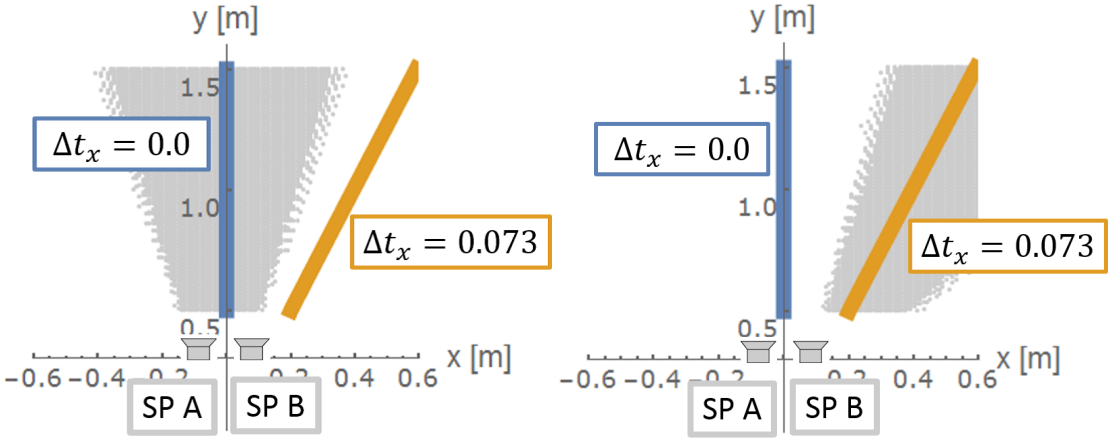
ここで，関数 $g(n)$ は

$$g(n) = \begin{cases} 0 & (n = 0) \\ \lceil \frac{N}{2} \rceil & (n : \text{奇数}) \\ -(\lceil \frac{N}{2} \rceil - 1) & (n : \text{偶数}) \end{cases}$$

とする (記号 $\lceil\ \rceil$ は小数点以下切り上げを表す).

表 5.1　パラメーター一覧

$(\omega_1,\ \omega_2)$	$2\pi \times (14750, 15250)$ [rad/sec]
$(a_A,\ a_B)$	(1.0, 2.0)
speaker A's position	$(x,\ y)$ = (-0.1, 0.0) [m]
speaker B's position	$(x,\ y)$ = (0.1, 0.0) [m]
M	6
N	10



t_s = 0.0 sec　　t_s = 0.073 sec

図 5.5　xy 平面上でのビームスポットの形状

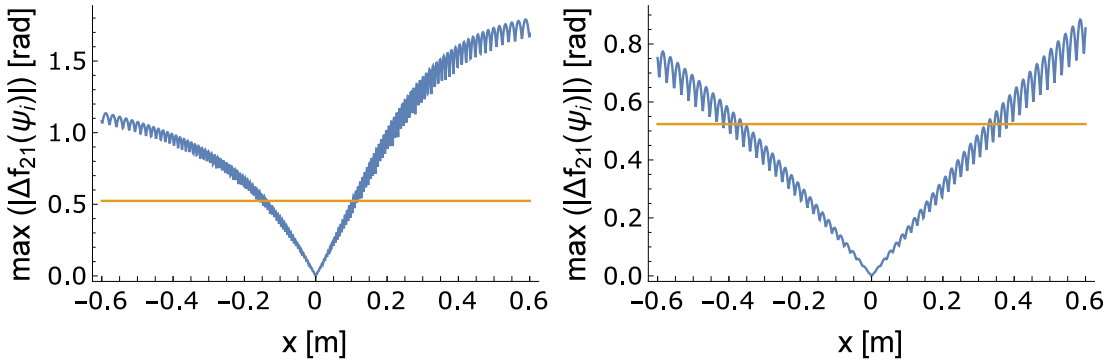
例えば，$N = 10$ のとき，ψ_i は

$$(\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \psi_5, \psi_6, \psi_7, \psi_8, \psi_9, \psi_{10}) = (0, \pi, \frac{\pi}{5}, \frac{6\pi}{5}, \frac{2\pi}{5}, \frac{7\pi}{5}, \frac{3\pi}{5}, \frac{8\pi}{5}, \frac{4\pi}{5}, \frac{9\pi}{5}) \text{ rad} \tag{5.42}$$

となる．受信振幅比 $a_{RA} : a_{RB} = 1 : 2$，$\omega_1 \Delta t_x = 0$ rad，$\omega_2 \Delta t_x = \pi/18$ rad となる受信位置での例を図 5.3，5.4 に示す．図 5.3 は $f_{21}(\psi_i)$ を表している．式 (5.41) のように ψ_i を定義すると，受信シンボル毎の $f_{21}(\psi_i)$ の値は図 5.4 のようになり，$f_{21}(\psi_1)$，$f_{21}(\psi_2)$ が $f_{21}(\psi_i)$(図 5.3) の山と谷の部分になっていることがわかる．

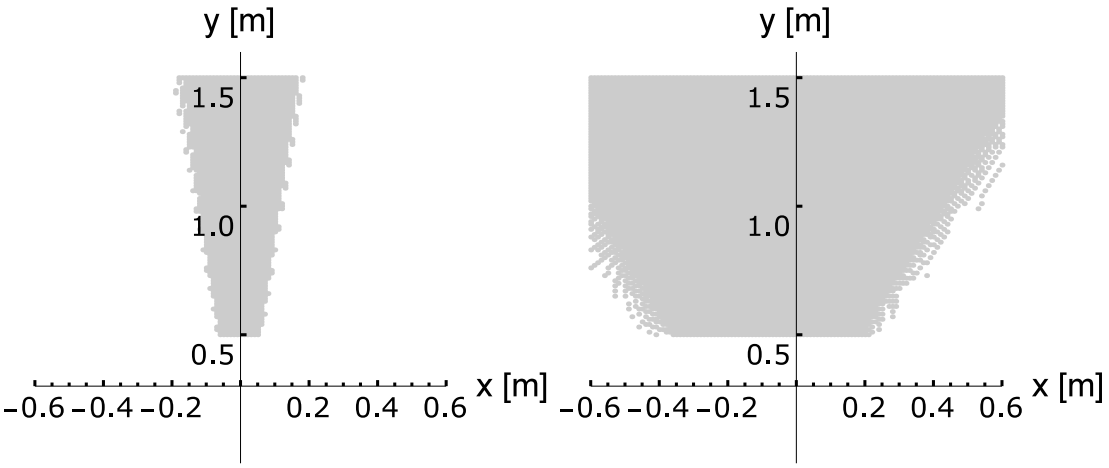
5.1.5　スポットの形状と制御

スポットの形状と制御について具体例を用いて説明するために，本節では各パラメータを次のように設定する．送信シンボル $s_{Ai}(t)$，$s_{Bi}(t)$ の角周波数 ω_1，ω_2，各スピーカから送信するシンボルの振幅 a_A，a_B，スピーカ A，B の位置，シンボルの多値化数 M，送信するシンボル数 N を表 5.1 のように設定する．スピーカ A，B の xy 座標上の位置を図 5.5 に



$y = 0.5$ m　　$y = 1.5$ m

図 5.6　x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$



$2\pi\times1000$ rad/sec　　$2\pi\times250$ rad/sec

図 5.7　ビームスポットの幅と角周波数差

示す．また，スピーカ A の送信時刻 $t_s = 0.0$ sec とする．送信する値は

$$(d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6, d_7, d_8, d_9) = (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) \tag{5.43}$$

の 9 個とする．このとき，10 個のシンボルを送信する必要があり，各シンボルの位相を

$$\begin{aligned}&(\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6, \theta_7, \theta_8, \theta_9, \theta_{10})\\ &= (0, \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \pi, \frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}, 0, \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \pi)\ \text{rad}\end{aligned} \tag{5.44}$$

とする．ψ_i の値は式（5.42）とする．

受信位置が 2 台のスピーカから 0.5，1.5 m 離れている（図 5.5 における $y = 0.5$，1.5 m）ときの受信位置の x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ の関係を図 5.6 に示す．

表 5.1 より，1 シンボルあたりの多値化数が 6 なので，$\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ が $\pi/6$ rad 以上であると復調に失敗する (式 (5.40))．よって，図 5.6 から $y = 0.5$ m のときはおよそ

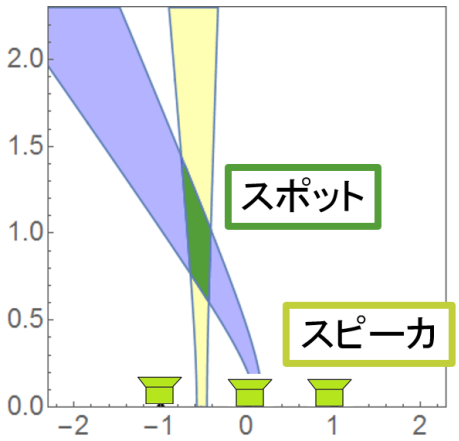


図 5.8　複数のビームスポットを用いた重畳スポットの制御

$-0.15 \le x \le 0.1$ m の範囲，$y = 1.5$ m のときはおよそ $-0.35 \le x \le 0.3$ m の範囲がスポットになることがわかる．xy 平面上における $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ が $\pi/6$ rad 以下になる位置を図示すると図 5.5 の左図のようになり，これがビームスポットの範囲となる．この図から，Δt_x=0.0 sec となる位置を中心として，ビームスポットが生成できることがわかる．

スピーカ A の送信時刻 $t_s = 0.073$ sec としたときの xy 平面上でのビームスポットの範囲を描画すると図 5.5 の右図のようになり，$\Delta t_x = 0.073$ sec となる受信位置付近にビームスポットが生成できていることがわかる．

ビームスポットの幅を変更するには，図 5.6 の谷の形状を変化させればよい．すなわち，受信位置に対する $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ の変化率を変更すればよい．ここで，$f_{21}(\psi_i)$ の形状は 2 つの初期位相 $\omega_2(t_s - \Delta t_x)$，$\omega_1(t_s - \Delta t_x)$ に依存するので (図 5.2)，角周波数 ω_2，ω_1 の差を変更すると，$f_{21}(\psi_i)$ の Δt_x に対する変化率も変化する．よって，角周波数差 $\omega_2 - \omega_1$ によって受信位置に対する $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ の変化率を制御できる．

例として ω_1, ω_2 の角周波数差を 2π×1000 rad/sec とすると，角周波数差が 2π×500 rad/sec の場合 (図 5.5 の左図) よりも，ビームスポットの幅が狭くなっていることが確認できる (図 5.7 の左図)．一方，角周波数差を 2π×250 rad/sec にすると，ビームスポットの幅が広くなることがわかる (図 5.7 の右図)．

5.1.3 節で述べたように，スピーカ A の送信時刻を t_s とするとき，到来時間差 Δt_x が $t_s + (2\pi n/(\omega_2 - \omega_1))$ となる位置にビームスポットが生成される．2 台のスピーカの間隔 (基線長とよぶ) が d_{bl} であるとき，受信位置での到来時間差の最大値は d_{bl}/c であるので，基線長と角周波数差を適切に設定すれば，2 台のスピーカから生成されるビームスポット数を制御できる．ビームスポットを 1 つだけ生成するためには，基線長 d_{bl} と角周波数 ω_1, ω_2 について，

$$d_{bl} < \left| \frac{2\pi}{(\omega_1 - \omega_2)} \times c \right| \tag{5.45}$$

を満たすように設定すればよい (c は音速)．図 5.5 の例ではこの条件を満たしているので，

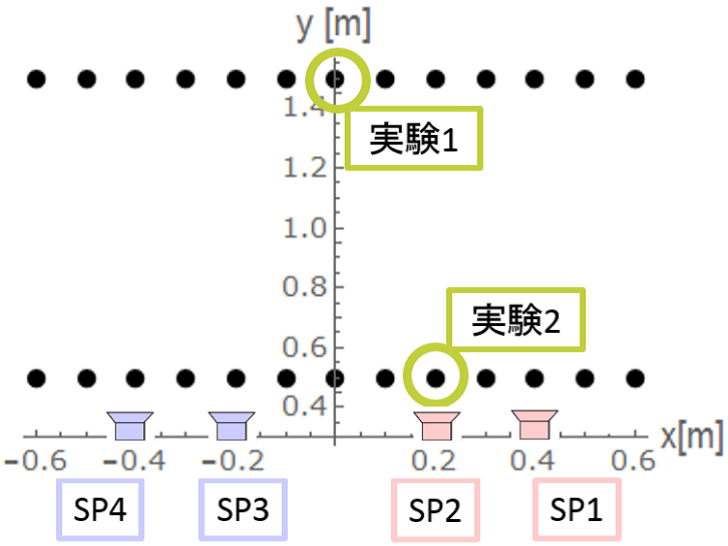


図 5.9　スピーカの配置と計測位置

ビームスポットが 1 つだけ生成されている．

提案手法では，直交条件 (式 (5.8)) を満たすような角周波数からなる複数のシンボルを同時に送信すれば，空間上に複数のビームスポットを生成することができる．また，送信したい情報を複数のシンボルに振り分けて送信すれば，これらのビームスポットが重なった位置でのみ情報が正しく受信できるようになるので (図 5.8)，重畳スポットの生成が可能である．

5.2　評価実験

5.2.1　実験設定

本節では，提案手法の有効性を確認するために実環境での計測実験とシミュレーションを行う．重畳スポットを (0.0，1.5) m 付近に設定した場合と，(0.2, 0.5) m 付近に設定した場合の 2 つの実験を行う (図 5.9)．以下では，それぞれの実験を「実験 1」,「実験 2」とよぶことにする．

実験 1，2 では，表 5.2 のように設定した 4 台のスピーカを使用し (図 5.9)，それぞれで 2 つのビームスポットの生成を行う．以下では，スピーカ 1，2 から生成されるビームスポットのことを”15 kHz ビームスポット”，スピーカ 3，4 のビームスポットを”17 kHz ビームスポット” と呼ぶことにする．なお本実験で用いる周波数帯域は，第 3 章からわかるように，モバイルデバイスの内蔵マイクロフォンで受信可能である．

実験 1 で生成する *xy* 平面上での 15 kHz ビームスポットと 17 kHz ビームスポットの形状を図 5.10 に，実験 2 で生成する各ビームスポットの形状を図 5.11 に示す．評価実験では，この 2 つのビームスポットが重畳した部分を重畳スポットとする．また，10 個のシン

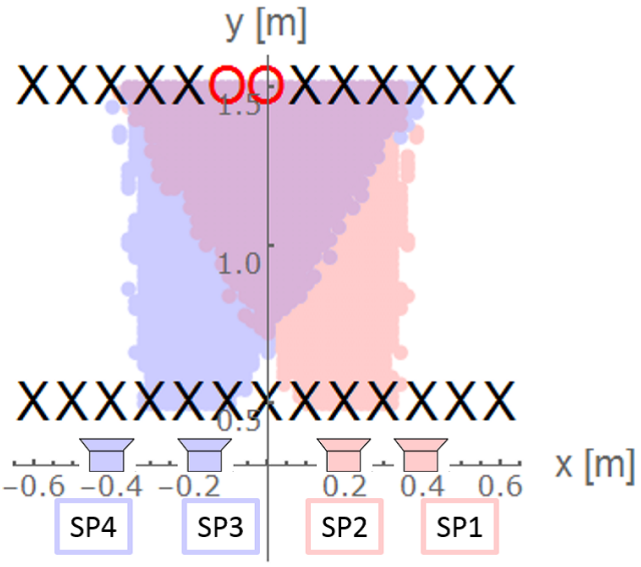


図 5.10　実験 1 ：理論的なスポットの形状と計測結果

ボルを送受信するものとし，シンボルの位相 ψ_i，θ_i をそれぞれ式 (5.42)，(5.44) とする．

実環境での計測実験では，この 10 個のシンボルを 25 回送信する．また，10 個のシンボル列の前に挿入した 4 ms の時刻同期信号から求まる時刻同期点 [11] を基準として矩形窓の位置を決定する．復調時の矩形窓長は直交条件 (式 (5.8)) を満たす $T = 2$ ms に設定した．

計測を行った 26 点の位置を図 5.9 に図示する．計測点の x 座標の範囲は，計測を行う室内の広さの都合上，−0.6 m から 0.6 m とした．計測は 0.1 m 間隔で行い，そのときの y 座標は 0.5 m と 1.5 m とした．z 座標は 4 つのスピーカと同じ高さに設定し，全ての計測位置で一定とした．

5.2.2　実環境での計測実験

実験機器とその設定

信号の送信には，Contec 製のアナログ出力ボード AO-1616L-LPE を使用した．サンプリング周波数は 50 kHz，分解能は 16 bit に設定した．このボードから出力された信号を東芝製の増幅器 TA7252AP を用いて増幅し，FOSTEX 製のスピーカ FT200D を用いて再生した．アナログ出力ボードの出力は 0.5 V_{p-p} に設定しており，増幅器で約 10 倍の増幅を行っているので，スピーカにはおよそ 5.0 V_{p-p} の信号を入力している．

信号の受信にはリオン製の計測用マイクロフォン UC-31 を用いた．マイクロフォンからの入力をリオン製のマイクロフォンプリアンプ NH-05A，アンプ UN-14 を用いて増幅し，Contec 製のアナログ入出力ボード ADA16-32/2(PCI)F を使用して記録した．録音のサンプリング周波数は 50 kHz に設定した．

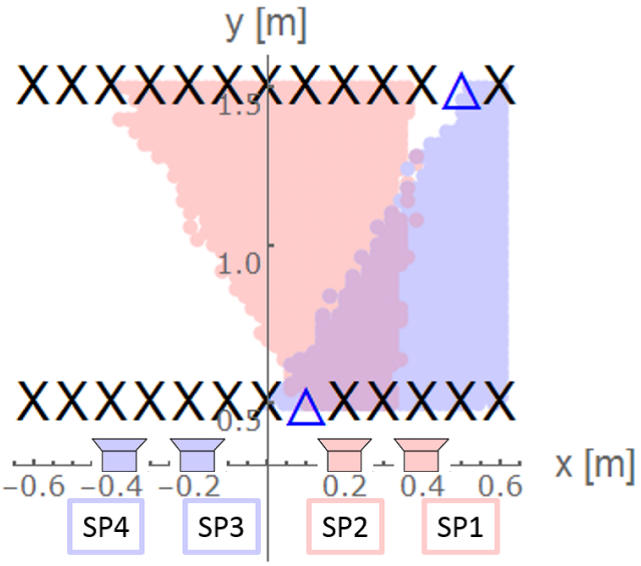


図 5.11　実験 2：理論的なスポットの形状と計測結果

表 5.2　各スピーカのパラメータ

Speaker	Angular frequency	Amplitude ratio	Position
SP 1	2π (14750, 15250) rad/sec	2.0	(0.4, 0.0) m
SP 2	2π (14750, 15250) rad/sec	1.0	(0.2, 0.0) m
SP 3	2π (16750, 17250) rad/sec	1.0	(−0.2, 0.0) m
SP 4	2π (16750, 17250) rad/sec	2.0	(−0.4, 0.0) m

マイクロフォンをできるだけ正確に配置するために，オリエンタルモータ製の 1 軸電動スライダ SPVM8L150UA を使用し，その台座上にマイクロフォンを設置して x 軸方向の位置移動を行った．y 軸方向の移動はスライダ自体を人力で移動させた．

実験はノイズ源のない静かな室内で行った．室内の広さはおよそ 4.0 m×5.0 m×2.5 m であった．実験を行った部屋は防音・吸音設備を備えておらず，一般的な実験室である．計測環境の写真を図 5.12 に示す．

残響とシンボルの送信間隔

1 台のスピーカから 1 種類のシンボル（式 (5.1)）のみを送信するとき，信号電力 P と雑音電力密度 W を用いて，Signal Noise 比と位相差 Φ_i(式 (5.13)) の分散との関係を以下で表すことができる [11].

$$V_{\Phi_i} = \frac{2}{1 - \mathrm{sinc}\,(\omega_2 - \omega_1)T/2} \frac{W}{PT} \tag{5.46}$$

このときの標準偏差 σ_i は

$$\sigma_i = \sqrt{V_{\Phi_i}} \tag{5.47}$$

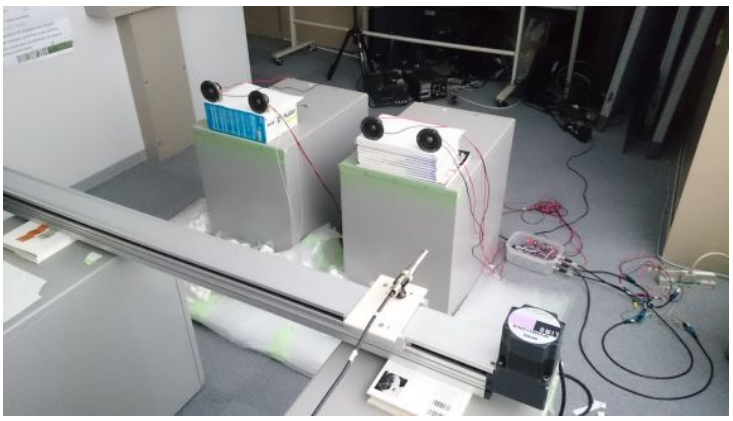


図 5.12　計測環境

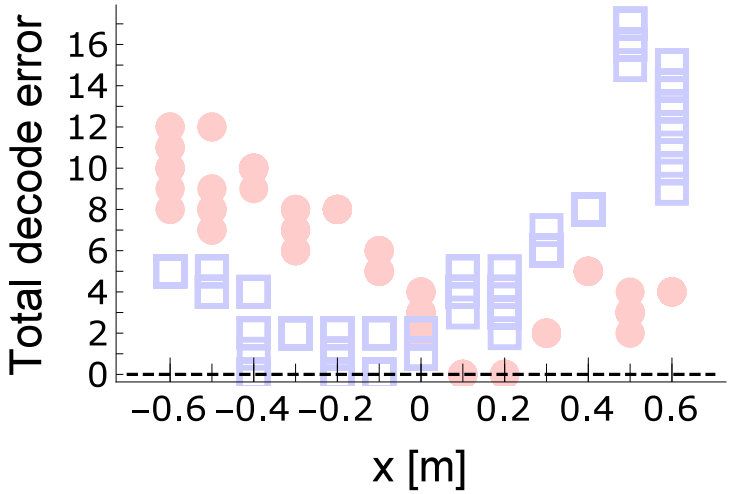


図 5.13　実験 1 ：$y = 0.5$ m での計測結果 15kHz ビームスポット：●，17kHz ビームスポット：□

と表される．

ここで第 3 章の結果から，100 ms ほどで残響が約 30 dB 減衰することがわかっている．残響が 30 dB 減衰したとき，残響の 14 kHz から 19 kHz の間のスペクトルが平坦であると仮定して標準偏差 σ_i を求めると，0.014 rad ほどになる．よって，30 dB ほどの減衰で残響の影響を十分に抑えられるため，以降の実験でのシンボルの送信間隔は 100 ms とする．

計測結果

以下では，各位置でのシンボルの送受信を行った結果を示す．図 5.10，図 5.11 は理論的な各スポットの範囲と各位置での計測結果を重畳した図である．以下で，差動位相差 $\Delta\Phi_i$ から復調した情報 $h_{dcd}(\Delta\Phi_i)$ と真値 (式 (5.43)) との差の絶対値の総和 e

$$e = \sum_{i=1}^{9} |d_i - h_{dcd}(\Delta\Phi_i)| \tag{5.48}$$

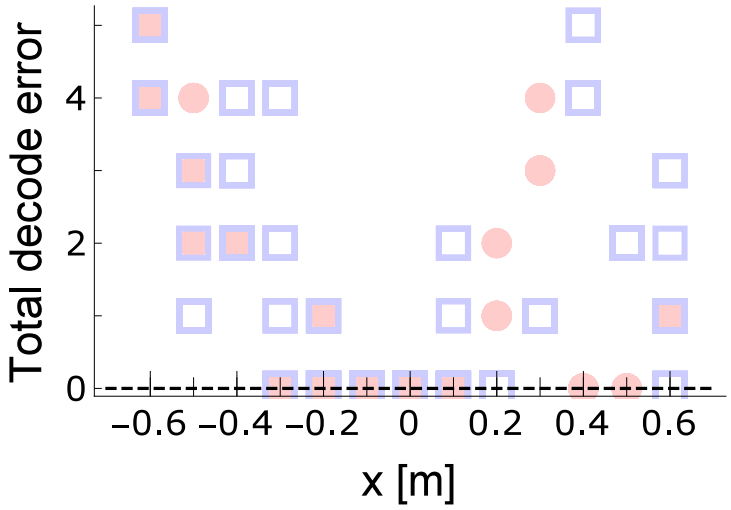


図 5.14　実験 1 ：$y = 1.5$ m での計測結果 15kHz ビームスポット：●，17kHz スポット：□

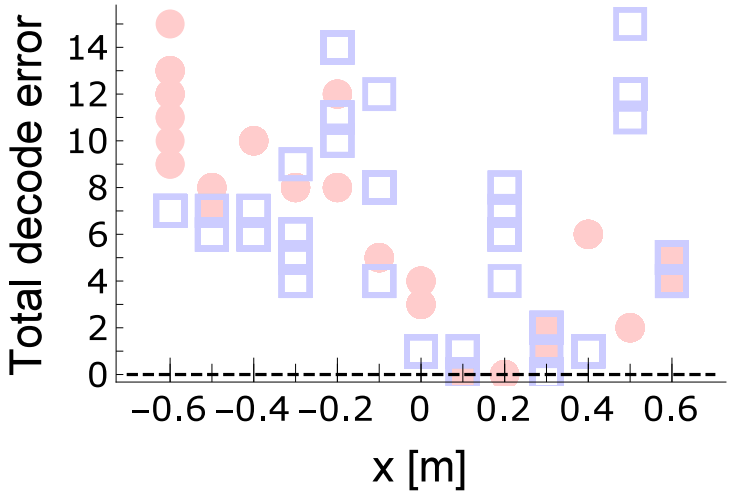


図 5.15　実験 2 : $y = 0.5$ m での計測結果 15kHz スポット：●，17kHz スポット：□

を Total decode error とよぶことにする．ここで関数 $h_{dcd}(\Delta\Phi_i)$ は，式 (4.4) を満たす $j = 0, 1, ..., 5$ を返す関数である．

これらの図では，15 kHz ビームスポット，17 kHz ビームスポットともに 25 回の計測全てにおいて 10 個のシンボルから正しく情報列 d_i が復調できた位置を ∘，25 回の計測のうち正しく復調できた場合と各ビームスポットのうちどちらかの Total decode error が 1 となる場合が混在した位置を △，それ以外の正しく復調できなかった位置を × で示している．これに加え，実験 1 での各計測位置での Total decode error を図 5.13，5.14 に，実験 2 での Total decode error を図 5.15，5.16 に示す. 以降の図 5.13，5.14，5.15，5.16，5.17，5.18，5.19，5.20 では，15 kHz ビームスポット，17 kHz ビームスポットの計測結果をそれぞれ ●，□ で示す．

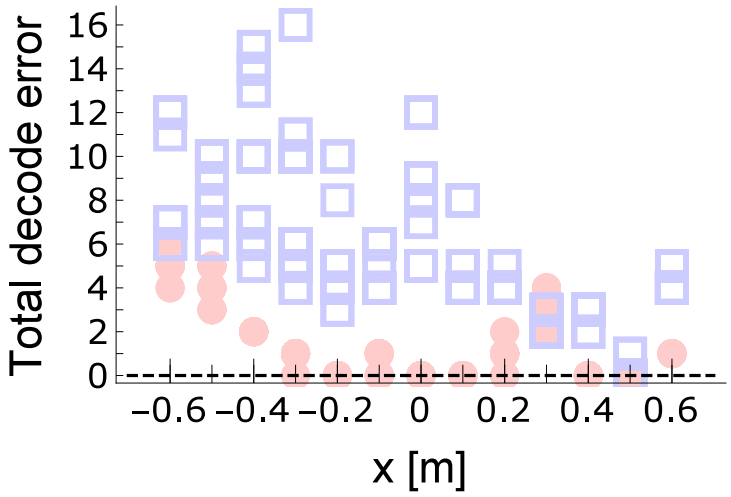


図 5.16　実験 2：y = 1.5 m での計測結果 15kHz スポット：●，17kHz スポット：□

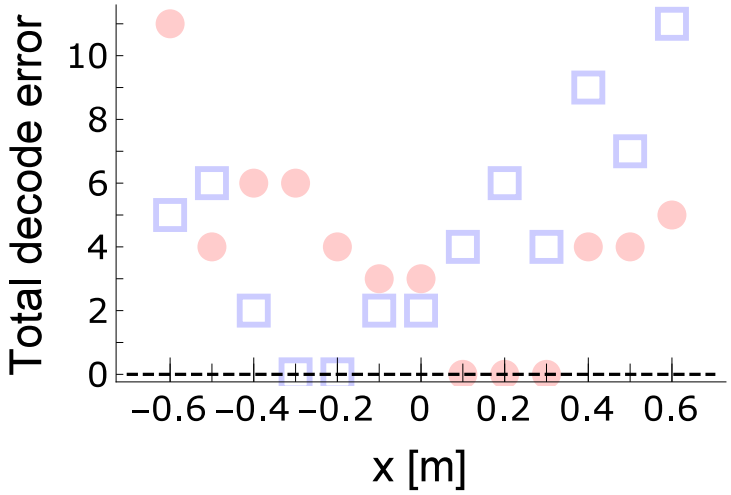


図 5.17　実験 1 ：y = 0.5 m でのシミュレーション結果 15kHz スポット：●，17kHz スポット：□

5.2.3　シミュレーション

図 5.9 の各計測位置での理論的な到来時間差と放射減衰をシミュレートした受信シンボルをソフトウェア上で生成し，これらのシンボルから情報の復調を行った．シミュレーションではノイズがないものとした．実験 1 のシミュレーション結果を図 5.17，5.18 に，実験 2 のシミュレーション結果を図 5.19，5.20 に示す．

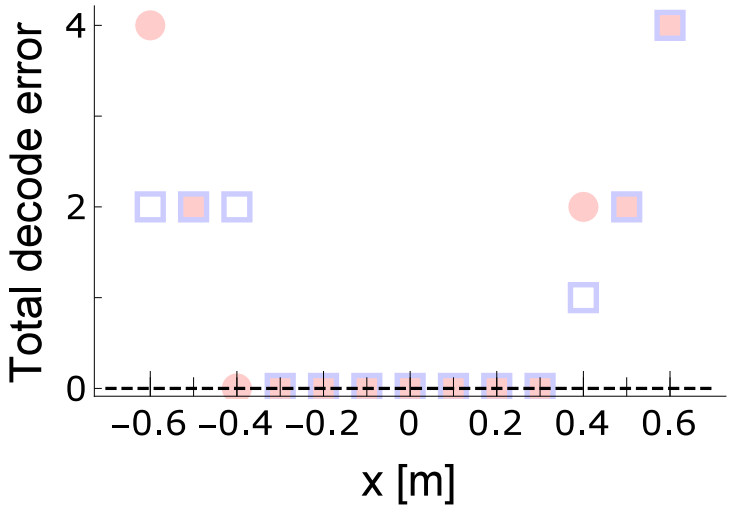


図 5.18　実験 1 ：y = 1.5 m でのシミュレーション結果
15kHz スポット：●，17kHz スポット：□

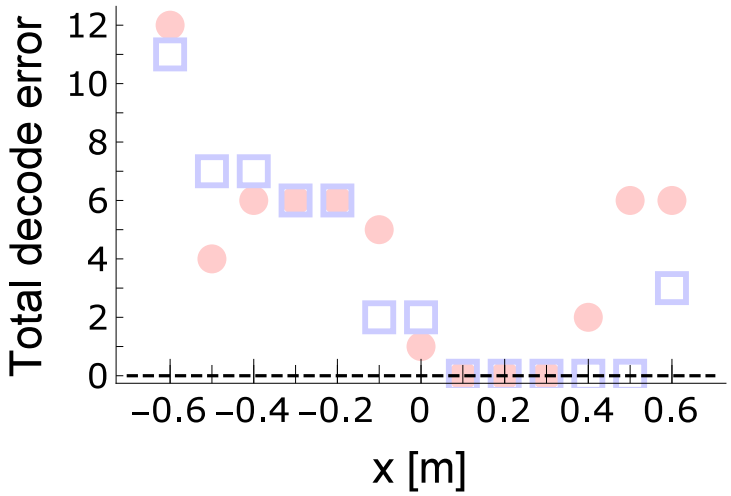


図 5.19　実験 2 ：y = 0.5 m でのシミュレーション結果
15kHz スポット：●，17kHz スポット：□

5.3　考察

5.3.1　実環境での計測実験結果とシミュレーション結果の考察

実験 1

図 5.10 から，設定した重畳スポットの範囲内でのみ情報が正しく受信できていることがわかる．ただし，情報の受信が成功した受信位置は理論的な重畳スポットの範囲よりも狭くなっている．

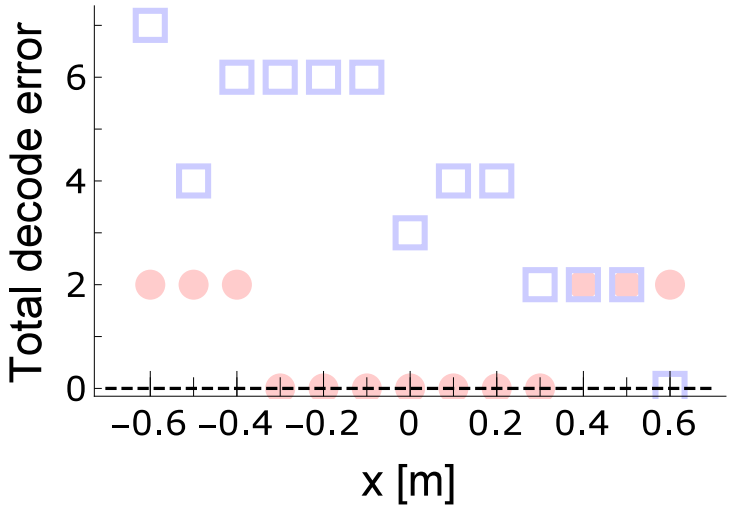
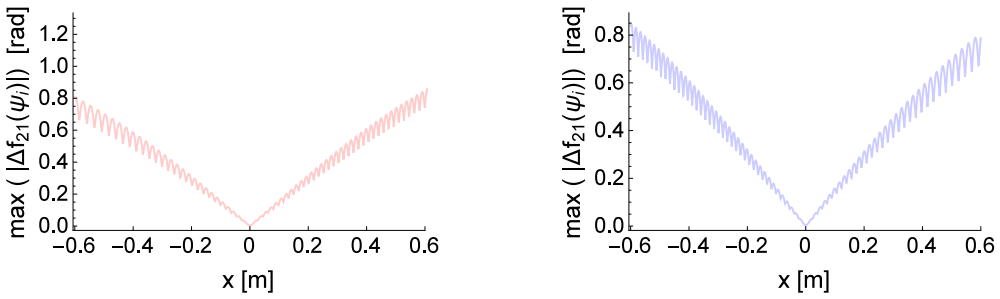


図 5.20　実験 2 ：$y = 1.5$ m でのシミュレーション結果
15kHz スポット：●，17kHz スポット：□



15 kHz ビームスポット　　17 kHz ビームスポット

図 5.21　実験 1 : $y = 1.5$ m のときの x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$

表 5.3　受信信号に含まれる 16.75, 17.25 kHz の振幅平均値 [mV]

	16.75 kHz	17.25 kHz
Exp. 2	10.01	27.45
Exp. 3	6.09	4.54
Exp. 4	0.58	0.63

重畳スポットの範囲内で受信が失敗した位置は，重畳スポット内において $\max(|f_{21}(\psi_i)|)$ が相対的に大きい位置 (図 5.21) であるから，マルチパス等による誤差の影響を受けやすい位置であるといえる．

また，$y = 0.5$ m での実験 1 の計測結果の詳細 (図 5.13) をシミュレーション結果 (図 5.17) と比較すると，完全には一致していないものの似た傾向を示していることがわかる．

実験 2

図 5.11 から，重畳スポットに設定した受信位置 (0.2, 0.5) m で復調が正しく行えていないことがわかる．この原因について，次節以降で追加実験と考察を行う．

5.3.2 計測実験における直交性の検証

評価実験では，シンボルをなす正弦波の角周波数と矩形窓長を式 (5.8) の直交条件を満たすように設定している．よって，それぞれの正弦波位相は互いに干渉せず独立に求められるはずである．しかし，室内のマルチパスがシンボルに重畳して受信されることで，各正弦波が厳密に直交せず，信号間の干渉が生じることが考えられる．

実験 2 における 15 kHz ビームスポットと 17 kHz ビームスポットの計測結果 (図 5.15) から，計測位置 (0.2, 0.5) m において，17 kHz ビームスポットの受信が大きく失敗していることがわかる．このことから，15 kHz ビームスポットをなす周波数 (14.75，15.25) kHz のシンボルが，(16.75, 17.25) kHz のシンボルに干渉していると考えられる．このことを確かめるため，実験 1，2 と同一の環境で以下の 2 つの実験を行った．

実験 3：周波数 (14.75, 15.25) kHz のシンボルの計測

周波数 (14.75，15.25) kHz のシンボルのみの計測を行うために，実験 2 の実験設定においてスピーカ 1 のみから信号を送信し，位置 (0.2, 0.5) m で 10 秒間信号を受信した．受信したすべてのシンボルに対し，16.75 kHz と 17.25 kHz の複素正弦波との内積を計算し，それぞれの振幅を計算した．それぞれの振幅の平均値は (6.09，4.54) mV であった．

実験 4：環境ノイズの計測

環境ノイズが (16.75, 17.25) kHz のシンボルに与える影響を調べるために，環境ノイズの計測を行った．本実験ではスピーカから信号を送信せずに，位置 (0.2, 0.5) m で 3 秒間信号を受信した．受信した信号を 100 ms 毎に 2 ms 切り出し，16.75, 17.25 kHz の複素正弦波との内積を計算し，それぞれの振幅値を計算した．それぞれの振幅の平均値は (0.58, 0.63) mV であった．

実験 3，4 の考察

実験 3，4 の結果から，スピーカ 1 から出力された (14.75，15.25) kHz のシンボルに含まれる (16.75，17.25) kHz の振幅は，環境ノイズよりも大きいことがわかる．したがって，(14.75，15.25) kHz のシンボルは，(16.75，17.25) kHz のシンボルに対して干渉するといえる．干渉が生じる原因は，マルチパスやスピーカとマイクロフォンの過渡応答であると考えられる．

ここで，実験 2 において位置 (0.2，0.5) m で計測したときの各シンボルの (16.75,

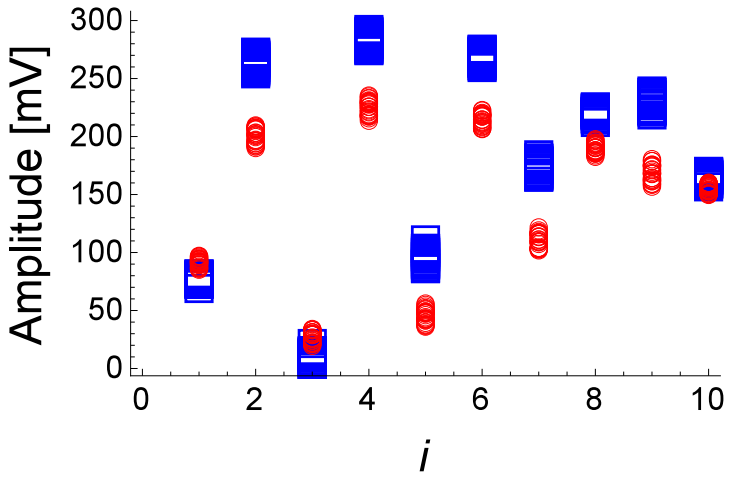


図 5.22　実験 2：各シンボルの 16.75 kHz（□），17.25 kHz（●）の振幅値

17.25) kHz の振幅を計算すると，図 5.22 のようになる．この図は実験 2 において 25 回計測した 10 個のシンボルのシンボルごとの振幅値を示しており，図中の □，● はそれぞれ 16.75 kHz と 17.25 kHz の振幅値を示している．振幅が最も小さくなっている 3 番目のシンボルの (16.75，17.25) kHz の振幅の平均値を計算すると，それぞれ (10.01, 27.45) mV であった．実験 3 から，スピーカ 1 から出力された (14.75，15.25) kHz のシンボルに含まれる (16.75，17.25) kHz の振幅が (6.09, 4.54) mV であるので，実験 2 の計測位置 (0.2, 0.5) m での計測では，(16.75, 17.25) kHz の SN 比が非常に悪くなっていたといえる (表 5.3).

5.3.3　シンボル間の SN 比悪化原因の検討

実験 2 において重畳スポットに設定した位置 (0.2, 0.5) m は，スピーカ 3，4 よりもスピーカ 1，2 に近い．よって，(14.75，15.25) kHz のシンボルよりも，(16.75，17.25) kHz のシンボルの方が放射減衰が大きく，このことが SN 比が悪化した原因の一つである可能性がある．これを検討するために，放射減衰分をスピーカ出力時に補正する以下の実験を行う．

実験 5：放射減衰の補正実験

スピーカ 1，2 の中心 (0.3, 0.0) m と受信位置 (0.2, 0.5) m，およびスピーカ 3，4 の中心 (−0.3, 0.0) m と受信位置のそれぞれの距離の違いによって生じる放射減衰の差を，スピーカの出力を変更することで補正し，図 5.9 の y = 0.5 m 上の 13 点での計測実験を行った．

スピーカ 1，2 の中心 (0.3, 0.0) m と受信位置 (0.2, 0.5) m 間の距離，スピーカ 3，4 の中心 (−0.3, 0.0) m と受信位置 (0.2, 0.5) m 間の距離はそれぞれおよそ 0.7071 m，0.5099 m である．このとき，スピーカ 1，2 の中心 (0.3, 0.0) m と受信位置 (0.2, 0.5) m 間を基準としたときのスピーカ 3，4 の中心 (−0.3, 0.0) m と受信位置 (0.2, 0.5) m 間での音圧レベルの低

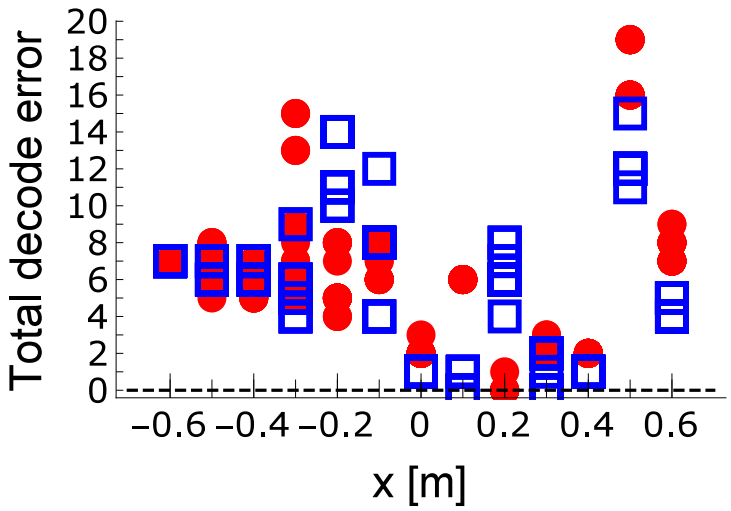


図 5.23　放射減衰の補正前（□）と補正後（●）の 17 kHz ビームスポットの計測結果

下は

$$20\ \mathrm{Log}_{10}\frac{0.7071}{0.5099} = 2.84\ [\mathrm{dB}] \tag{5.49}$$

である．スピーカからの出力音圧と入力電圧が線形となっていると仮定すると，入力電圧が 5.00 V_{p-p} のときのスピーカ 1，2 の出力音圧は 5.00ρ と表せる（ρ は比例定数）．よって，放射減衰による減衰分を補正するのに必要なスピーカ 3，4 への入力電圧 E を求めるには，

$$20\ \mathrm{Log}_{10}\frac{E\rho}{5.00\rho} = 2.84\ [\mathrm{dB}] \tag{5.50}$$

を解けばよく，$E \approx 6.93\ V_{p-p}$ が求まる．

以上のことから，スピーカ 1，2 への入力電圧は 5.00 V_{p-p}，スピーカ 3，4 への入力電圧は 6.93 V_{p-p} に設定した．計測は実験 2 と同じく，10 個のシンボルの送受信を 25 回行った．この計測結果の Total decode error は図 5.23 の ● で示されるプロットとなった．

実験 5 の考察

放射減衰の補正の効果をみるために，図 5.23 に補正前の計測結果（実験 2，□ で示されるプロット）を重畳して図示する．図 5.23 から，放射減衰の補正によって重畳スポットである (0.2, 0.5) m での受信結果が明らかに改善しており，放射減衰がシンボル間の SN 比悪化の原因の 1 つであることがわかる．しかし，補正後においても 25 回の全ての計測にて正しい復調を行うことはできなかった．よって，放射減衰以外にも (16.75，17.25) kHz の SN 比を悪化させる原因があると考えられる．

5.3.4　スピーカ–マイクロフォンの放射・入射角度特性

実験 2 の位置 (0.2, 0.5) m での計測において，(16.75，17.25) kHz のシンボルの SN 比が悪化した原因として，放射減衰に加えてスピーカとマイクロフォンの放射・入射角度特性が考えられるため，次の実験を行った．

実験 6：スピーカとマイクロフォンの
放射・入射角度特性計測実験

スピーカから 16.75 kHz の正弦波を 70 回送信し，マイクロフォンで受信してその振幅の平均値を計算した．スピーカとマイクロフォンは図 5.24 のように配置し，マイクロフォンを $0.0 \leq x \leq 0.8$ m の範囲で，0.1 m 間隔に配置した．その結果を図 5.25 の ● のプロットで示す．このグラフでは，マイクロフォンの x 座標が 0.0 m であるときの振幅を 1 として，各位置での相対的な振幅を示している．よってグラフの縦軸は無次元量である．また，放射減衰の理論値を四角形のプロット (□) で示す．

実験 6 の考察

実験結果 (図 5.25) から，スピーカとマイクロフォンの放射・入射角度特性によって放射減衰よりも大きな減衰が生じていることがわかる．特に，実験 6 でのマイクロフォンの x 座標が 0.6 m のときのスピーカとマイクロフォンの位置関係は，実験 2 でのスピーカ 4 と受信位置 (0.2, 0.5) m の位置関係と同じであるので，スピーカ 4 から出力される (16.75 17.25) kHz のシンボルの振幅が放射減衰と放射・入射角度特性によって 1/5 程度にまで減衰してしまうことがわかる．以上のことから，放射減衰とスピーカとマイクロフォンの放射・入射角度特性が，実験 2 において位置 (0.2, 0.5) m での情報の復調に失敗した主な原因であると考えられる．

5.4　まとめ

本稿では，2 台の汎用スピーカを用いてビームスポットを生成する手法について述べた．提案手法では，使用する信号の角周波数差を変更することでビームスポットの幅を制御し，２台のスピーカ間の送信時刻を変更することでビームの方向を制御できる．また，送信シンボルとして OFDM 信号を用いているので，室内に複数のビームスポットを同時に生成できる．送信したい情報を複数のビームスポットに振り分けると，これらのビームスポットが重畳した位置でのみ情報が正しく復調される．よって，ビームスポットの重畳部分を新たなスポットとして用いることができ，重畳スポットの生成も可能となる．

以上の提案手法について，実環境での計測実験とシミュレーションを通してその有効性を確かめた．実験では，4 台のスピーカを用いて 2 つのビームスポットを同時に生成した．

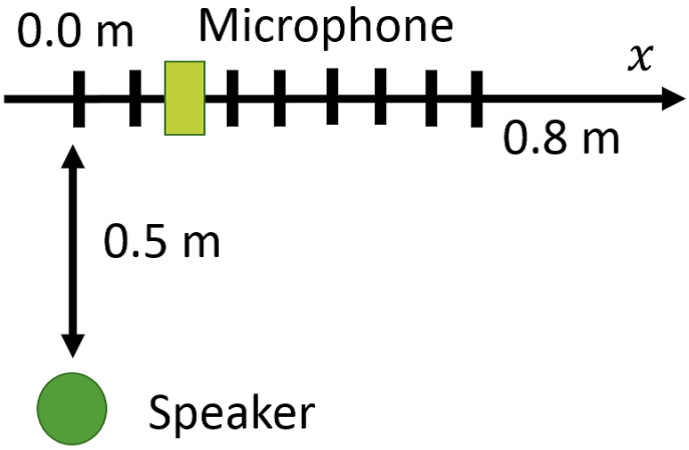


図 5.24　放射・入射角度特性計測実験

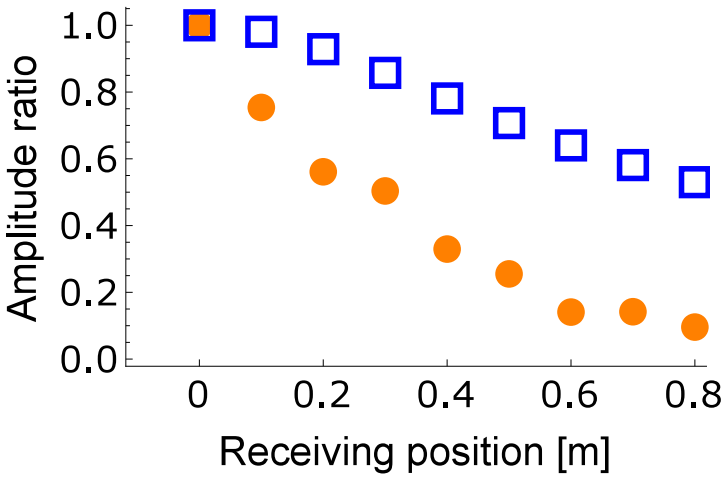


図 5.25　実験 6：放射減衰の理論値（□）と計測値（●）

シミュレーションと実環境での計測結果はおおむね一致しており，提案手法の有効性を確認することができたといえる．また，放射減衰やスピーカとマイクロフォンの放射・入射角度特性によって，一方のビームスポットをなすシンボルの受信振幅が他方の受信振幅に比べて非常に小さくなる受信位置が存在し，そのような位置ではマルチパス等によってシンボル間で干渉が生じることを明らかにした．

以下で今後の課題についてまとめる．

マルチパスの推定と補正

実環境での計測実験の結果に誤差が生じた原因の 1 つはマルチパスであると考えられるため，マルチパスによる誤差分を推定して補正を実施することが今後の課題である．

OFDM に対するマルチパスによる誤差の補正はすでに広く研究されており [48]，これらを参考しながら検討する予定である．

これに加え，マルチパスの影響を低減するために提案手法に誤り訂正符号を適用することも検討する．ただし，誤り訂正符号によってスポット外でも受信が可能となってしまうことが考えられるため，慎重に検討を進める必要がある．

Acoustic OFDM の適用

提案手法では，14.75 kHz 以上の周波数帯域を用いている．15 kHz 以上の音響信号は一般に聞こえにくいとされているが，人によっては聞こえてしまうことがあるため，ユーザに不快感を与える可能性がある．そこで，関連研究で紹介した Matsuoka ら [29] の手法を提案手法に適用し，オーディオ信号とともに情報伝送を行うことで，ユーザの不快感を低減することを検討する予定である．

モバイルデバイス間での指向性通信への応用

オーディオ信号再生時の音質向上のために，基線長を長く設定したステレオスピーカを内蔵したスマートフォンやタブレット PC が製品化されており，Xperia Z2 Tablet の内蔵スピーカの基線長は 0.2 m ほどである．評価実験の結果からわかるように，基線長が 0.2 m ほどあれば提案手法を用いたビームスポットの生成が可能であるので，スマートフォンやタブレット PC によるビームスポットの生成を行える可能性がある．

スマートフォンやタブレット PC に内蔵されているスピーカは，指向性の強い超音波帯域信号を再生できないため [17]，これまで音波を用いた指向性通信を行うことができなかったが，提案手法を適用することで指向性通信が可能になると考えられる．

第 6 章

結論

本研究では，屋内でのモバイルデバイスの測位と位置検知に関する課題の解決を目的として，音響信号を用いたモバイルデバイス内蔵のマイクロフォンによる測位と位置検出手法をそれぞれ提案した．これらについて，シミュレーションと実環境での評価実験を通じて，測位と位置検出の提案手法の特性を明らかにし，その有効性を示した．

第 1 章は序論であり，本研究の背景と位置認識における課題，課題に対する本研究の貢献について述べた．

第 2 章では，音響信号を用いた位置認識手法に関する先行研究について説明し，本研究の位置づけを明らかにした．

第 3 章では，モバイルデバイスを用いたモーション認識の実現を目的として，音響信号を用いた高速・高精度な位置認識手法 FDM–PAM を提案した．提案手法では，屋内に設置したスピーカとモバイルデバイスの内蔵マイクロフォンを用いて測位を行うため，モバイルデバイスにデバイスを付与することなく，高速・高精度な測位が可能となる．

FDM–PAM では直交した周波数の信号を複数のスピーカから同時に送信することで，各スピーカからの信号の受信時刻を高精度に推定しつつ，測位に要する時間を短縮する．これにより高速・高精度な測位が可能となることを実環境での評価実験を通して確認した．計測位置に応じて生じた系統誤差について，シミュレーションを通じて考察し，その原因が直交性の崩れにあることを明らかにした．また，評価実験環境における測位計算のリアルタイム性についても検証実験を行い，1 回の測位計算に要する時間が要求性能を満たすことを確認した．

第 4 章では，FDM–PAM においてその測位性能を保ったまま通信機能を付与する手法 FDM–PAM–DPSK を提案した．測位計算に必要な情報を測位用の信号に埋め込むことで，Wi-Fi 等の他の通信手法が不要となり，測位システムを簡素化できる．

提案手法は，測位用の信号に対して，測位に必要な位相情報を保ちつつ，位相偏移変調をかける手法である．そのため，通信のためのタイムスロットや周波数帯域の追加を必要としない点が特徴である．

この手法についてシミュレーション評価を行い，測位精度を保ったまま通信が可能であ

ることを確認した．また，計測位置によっては測位と通信の性能が低下したため，その原因が直交性の崩れにあることを明らかにした．

第 5 章では，位置検知に用いるデバイスのコスト低減を目的とし，ジャミングを用いたスポット通信手法を提案した．提案手法では音波の指向性を用いるのではなくジャミングを用いるため，2 台のスピーカでビーム状のスポットを生成できる．また，通信とジャミングで用いる周波数帯域は同一なので，互いに直交するような複数の周波数帯域を用いれば，2 台のスピーカで複数のビーム状のスポットを同時に生成できる．さらに複数のビーム状のスポットを重畳することで，スポット形状を自在に制御することができる．

以上の提案手法について，シミュレーション実験と実環境実験を用いた評価を行い，その有効性を確認した．また，位置検知性能が劣化するスポットの位置について追加実験を行い，その原因がマルチパスやスピーカ・マイクロフォンの特性にあることを明らかにした．

以上のように，本研究では音響信号を用いたモバイルデバイスの測位手法とスポット通信手法を提案した．本研究の成果を用いたアプリケーションとして，歩行者やロボット等の移動体を高速・高精度に測位し，得られた位置情報をもとに移動体に追従するスポットを動的に生成するシステムが挙げられ，今後の課題としたいと考えている．

最後に，本研究が今後の屋内位置認識やユビキタスコンピューティングの発展に僅かでも貢献することを願っている．

謝辞

北海道大学大学院 情報科学研究科 情報理工学専攻教授 杉本雅則博士には，素晴らしい研究環境を与えて頂くとともに，懇切なる御指導，御助言を頂き，数多くのことを学ばせていただきました．心より感謝申し上げます．

国立情報学研究所 アーキテクチャ科学研究系教授 橋爪宏達博士には，日頃からアイディアや実験結果について多大なる御教示を頂きました．深く感謝申し上げます．

北海道大学大学院 情報科学研究科 情報理工学専攻教授 今井英幸博士，同教授 工藤峰一博士，同教授 田中章博士には，本研究を進めるにあたり，暖かい激励と様々な御指導，御支援を頂きました．厚く御礼申し上げます．

三菱電機株式会社 情報技術総合研究所所長 中川路哲男博士，同所光電波・通信技術部門統括 宮下裕章博士， 同部門 レーダ信号処理技術部部長 田崎裕久氏，同部 センサ情報処理グループグループマネージャー 亀田洋志博士，同部 小幡康博士には，入社間もない筆者に本論文をまとめる機会を与えて頂きました．謹んで感謝の意を表します．

同部 センサ情報処理グループ 山田哲太郎氏には，入社当初から研究を進める上で多大なる御指導や御助言を頂きました．厚く御礼申し上げます．

本論文は数多くの方々の御指導，御協力のもとにまとめることができました．ここに謹んで厚く御礼申し上げます．総合研究大学院大学 複合科学研究科 情報学専攻 秋山尚之博士，北海道大学大学院 情報科学研究科 情報理工学専攻 知能情報学研究室 叶江氏，村上弘晃氏，同研究室 OB 熊木逸人氏には，様々な後助言，御協力をいただいたり，日常的に刺激的な議論をさせて頂きました．厚く御礼申し上げます．

最後に，今日に至るまで様々な面で筆者を支えてくださった両親，弟，祖母に心から感謝の意を表します．

参考文献

[1] 総務省編：情報通信白書 平成 25 年度版 第 1 部 第 1 章 第 1 節 新たな ICT トレンド「スマート ICT」が生み出す日本の元気と成長，総務省，pp. 1–51 (2013).

[2] 総務省編：情報通信白書 平成 26 年度版 第 1 部 第 4 章 第 1 節 ICT の進化によるライフスタイル・ワークススタイルの変化，総務省，pp. 169–240 (2014).

[3] 総務省編：情報通信白書 平成 27 年度版 第 2 部 第 3 章 第 3 節 地域の課題と ICT，総務省，pp. 139–174 (2015).

[4] 総務省編：情報通信白書 平成 28 度版 第 1 部 第 1 章 第 2 節 経済成長への ICT の貢献その具体的経路と事例分析等，総務省，pp. 8–48 (2016).

[5] Xiao, J., Zhou, Z., Yi, Y., and Ni, L. M.: "A Survey on Wireless Indoor Localization from Device Perspective", *ACM Computing Surveys*, vol. 49, no. 2, pp. 1–31 (2016).

[6] 米国ニューヨーク州で省エネルギービル実装を開始：`http://www.nedo.go.jp/news/press/AA5_100535.html`，2017 年 12 月 3 日閲覧.

[7] Yatani, K., Tamura, K., Hiroki, K., Sugimoto, M., and Hashizume, H.: "Toss-It: Intuitive Information Transfer Techniques for Mobile Devices Using Toss and Swing Actions", *IEICE Trans. Inf. & Syst.*, vol. E89-D, no. 1, pp. 150–157 (2006).

[8] Pascu, T., White, M., and Patoli, Z.: "Motion Capture and Activity Tracking Using Smartphone–Driven Body Sensor Networks", *Proc. INTECH 2013*, pp. 456–462 (2013).

[9] Sato, T., Nakamura, S., Terabayashi, K., Sugimoto, M., and Hashizume, H.: "Design and Implementation of a Robust and Real-time Ultrasonic Motion-capture System", *Proc. IEEE IPIN 2011*, pp. 1–6 (2011).

[10] Br*à*s, L., Carvolho, N. B., Pinho, P., Kulas, L., and Nyka, K.: "A Review of Antennas for Indoor Positioning Systems", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, Article ID 953269 (2012).

[11] 橋爪宏達，金子歩，杉本雅則：位相一致法による正確な超音波位置認識手法とその特性，電子情報通信学会和文論文誌 (A)，vol. J-91A，pp. 435–447 (2008).

[12] Harter, A., Hopper, A., Steggles, P., Ward, A., and Webster, P.: "The Anatomy of a Context-Aware Application", *Proc. ACM MobiCom 1999*, pp. 59–68 (1999).

[13] Priyantha, N., Chakraborty, A., and Balakrishnan, H.: "The Cricket Location Support System", *Proc. ACM MobiCom 2000*, pp. 32–43 (2000).

[14] Priyantha, N., Miu, A., Balakrishnan, H., and Teller, S.: "The Cricket Compass for Context-aware Mobile Applications", *Proc. ACM MobiCom 2001*, pp. 1–14 (2001).

[15] Hazas, M., and Hopper, A.: "Broadband ultrasonic location systems for improved indoor positioning", *IEEE Trans. on Mobile Computing*, vol. 5, no. 5, pp. 536–547 (2006).

[16] Sertatil, C., Altinkaya, M. A., and Raoof, K.: "A novel acoustic indoor localization system employing CDMA", *Digital Signal Processing*, vol. 22, no. 3, pp. 506–517 (2012).

[17] Filonenko, V., Cullnand, C., and Carswell, J.: "Investigating Ultrasonic Positioning on Mobile Phones", *Proc. IEEE IPIN 2010*, pp. 1–8 (2010).

[18] Höflinger, F., Zhang, R., Hoppe, J., Bannoura, A., Reindl, A., Wendeberg, J., Buhrer, M., and Schindelhauer, C.: "Acoustic Self-calibrating System for Indoor Smartphone Tracking (ASSIST)", *Proc. IEEE IPIN 2012*, pp. 1–9 (2012).

[19] 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)

[20] Lazik, P., and Rowe, A.: "Indoor Pseudo-ranging of Mobile Devices Using Ultrasonic Chirps", *Proc. SenSys 2012*, pp. 99–112 (2012).

[21] Shen, H., Machineni, S., Gupta, C., and Papandreou-Suppappola, A.: "Time–Varying Multichirp Rate Modulation for Multiple Access Systems", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 11, no. 5, pp. 497–500 (2004).

[22] Álvarez, F. J., Aguilera, T., and Valcarce, R. L.: "CDMA–based acoustic local positioning system for portable devices with multipath cancellation", *Digital Signal Processing*, vol. 62, pp. 38–51 (2017).

[23] Rishabh, I., Kimber, D., and Adcock, J.: "Indoor Localization using Controlled Ambient Sounds", *Proc. IEEE IPIN 2012*, pp.1–10 (2012).

[24] Lopes, C. V., and Aguiar, P. M. Q.: "Aerial Acoustic Communications", *Proc. IEEE WASPAA*, pp. 219-222 (2001).

[25] Gruhl, D., Lu, A., and Bender, W.: "Echo Hiding", *Proc. Intl. Workshop on Information Hiding*, pp. 295-315 (1996).

[26] Yardimci, Y., Cetin, A. K., and Ansari, R.: "Data hiding in speech using phase coding", *Proc. Eurospeech*, pp. 1679-1682 (1997).

[27] Malvar, H. S.: "A modulated complex lapped transform and its applications to audio processing", *Proc. IEEE ICASSP 1999*, pp. 1421-1424 (1999).

[28] Boney, L., Tewfik, A. H. and Hamdy, K. N.: "Digital Watermarks for Audio Signals", *Proc. IEEE ICMCS 1996*, pp. 473-480 (1996).

[29] Matsuoka, H., Nakashima, Y., Yoshimura, T., and Kawahara, T.: "Acoustic OFDM: Embedding High Bit-Rate Data in Audio", *Proc. MMM 2008*, pp. 498-507 (2008).

[30] Nakashima, Y., Tachibana, R., and Babaguchi, N.: "Watermarked Movie Soundtrack

Finds the Position of the Camcorder in a Theater", *IEEE Trans. on Multimedia*, vol. 11, no.3, pp. 443-454 (2009).

[31] Zhang, B., Zhan, Q., Chen, S., Li, M., Ren, K., Wang, C., and Ma, D.: "PriWhisper: Enabling Keyless Secure Acoustic Communication for Smartphones", *IEEE Journal on Internet of Things*, vol. 1, no. 1, pp. 33-45 (2014).

[32] Frigg, R., Corbellini, G., Mangold, S., and Gross, T. R.: "Acoustic data transmission to collaborating smartphones ― An experimental study", *Proc. WONS 2014*, pp. 17-24 (2014).

[33] Lee, H., Kim, T. H., Choi, J. W., and Choi, S.: "Chirp Signal-Based Aerial Acoustic Communication for Smart Device", *Proc. IEEE INFOCOM 2015*, pp. 2407-2415 (2015).

[34] Air Stamp: https://www.nttdocomo.co.jp/info/news_release/2014/03/04_00.html，2016 年 1 月 27 日閲覧.

[35] Shopkick: https://www.shopkick.com，2016 年 1 月 27 日閲覧.

[36] 山田晃 : 音響工学, http://web.tuat.ac.jp/~yamada/onkyo/index.htm, 2017 年 12 月 31 日閲覧.

[37] 西川清，西川元気：超指向性音響ビーム形成法，電子情報通信学会技術研究報告，応用音響，vol. 107，no. 470，pp. 1–6 (2008).

[38] Matsui, T., Ikefuji, D., Nakayama, M., and Nishiura, T.: "A design of audio spot based on separating emission of the carrier and sideband waves", *Proc. 21th International Congress on Acoustics*, PaperID:1pSPc27 (2013).

[39] Olszewski, D., Prasetyo, F., and Linhard, K.: "Steerable highly directional audio beam loudspeaker", *Proc. INTERSPEECH 2005* (2005).

[40] Shi, C., and Gan, W. S.: "Grating lobe elimination in steerable parametric loudspeaker", *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 58, no. 2, pp. 437–450 (2011)

[41] 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).

[42] 中村将成, 秋山尚之, 杉本雅則, 橋爪宏達：超音波とスマートフォンを用いることによる屋内三次元位置推定,2013 情報処理北海道シンポジウム, 室蘭 (2013).

[43] 橘秀樹，矢野博夫：環境騒音・建築音響の測定，コロナ社 (2012).

[44] Jia, R., Jin, M., Chen, Z., and Spanos, C. J.: "SoundLoc: Accurate room-level indoor localization using acoustic signatures", *Proc. IEEE CASE 2015*, pp. 186–193 (2015).

[45] Sato, T., Nakamura, S., Sugimoto, M., and Hashizume, H.: "Extended Phase Accordance Method: A Real-time and Accurate Technique for EstimatingPosition and Velocity of Moving Objects using Ultrasonic Communication", *Sensors and Transducer Journal*, vol. 9, pp. 56-70 (2010).

[46] 中村将成, 秋山尚之, 橋爪宏達, 杉本雅則：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, vol. 2017-UBI-55, no. 2, pp. 1–6 (2017).
[47] 中村将成, 秋山尚之, 杉本雅則, 橋爪宏達：可聴周波数帯域を用いることによるスポット制御可能な情報伝送手法, 情報処理学会論文誌, vol. 57, no. 11, pp. 2501–2514 (2016).
[48] 伊丹誠：わかりやすい OFDM 技術，オーム社 (2005).
[49] 飯田一博：音響工学基礎論，コロナ社 (2012).