

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

中村 将成^{1,a)} 秋山 尚之² 杉本 雅則¹ 橋爪 宏達³

受付日 2016年3月31日, 採録日 2016年8月10日

概要: 本稿では, 複数のスピーカを用いたスポット制御可能な情報伝送手法について述べる. 提案手法では, 汎用スピーカにより音響信号の指向性を用いることなくスポットを生成する. 角周波数の異なる2つの正弦波を足し合わせてシンボルを構成し, 直交周波数分割多重方式により, 空間上に複数のビーム状のスポットを同時に生成する. ビーム状のスポットの幅やその方向は, 送信信号の角周波数差や2台のスピーカからの信号送信時刻差によって制御する. また, ビーム状のスポットの交差部分のみをスポットとすることで, スポットの範囲を自在に制御することも可能である. 4台のスピーカを用いた実環境での評価実験やシミュレーションを通して, 提案手法による室内でのスポットの生成と制御が可能であることを確認した. さらに, 実環境での計測実験において生じた誤差について考察し, その原因がマルチパスや放射減衰, スピーカとマイクロフォンの放射・入射角度特性であることを明らかにした.

キーワード: 音響通信, 汎用スピーカ, スポット, 直交周波数分割多重方式

Spot Controllable Information Transfer Using Audible Frequency

MASANARI NAKAMURA^{1,a)} TAKAYUKI AKIYAMA² MASANORI SUGIMOTO¹
HIROMICHI HASHIZUME³

Received: March 31, 2016, Accepted: August 10, 2016

Abstract: This paper describes a spot controllable information transfer method. The proposed method generates a beam-shaped spot using two COTS speakers. In our method, a symbol consists of two sinusoidal waves having different angular frequencies. The width and direction of a beam-shaped spot are controlled by an angular frequency difference of a pair of sinusoidal waves that compose symbols and a transmission time difference between two speakers. Multiple spots can be generated by transmitting multiple pairs of sinusoidal waves based on the principle of the orthogonal frequency division multiplexing. By overlapping multiple beam-shaped spots, locations and sizes of areas enabling to receive information are controllable. Experiments using four COTS speakers and computer simulations show that the proposed method can generate controllable spots. Analyses of errors in real indoor environments indicate that they are caused by multipath signals, radiation damping of transmitted signals, and incident/output angle characteristics of a microphone and speakers.

Keywords: acoustic communication, COTS speaker, spot, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

¹ 北海道大学大学院情報科学研究科情報理工学専攻
Department of Computer Science and Information Technology, Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University, Sapporo, Hokkaido 060-0814, Japan

² 総合研究大学院大学複合科学研究科情報学専攻

Department of Informatics, The Graduate University for Advanced Studies, Chiyoda, Tokyo 101-8430, Japan

³ 国立情報学研究所
National Institute of Informatics, Chiyoda, Tokyo 101-8430, Japan

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

1. はじめに

今日、スマートフォンに代表される高性能なモバイルデバイスが広く普及している。これにともない、モバイルデバイスに内蔵されたセンサを用いることで、ユーザの現在位置に応じた情報提示を行うアプリケーションが多数研究・実用化されている。

Air Stamp [1] や Shopkick [2] 等は、室内に設置したスピーカから音響信号を送信することで、スピーカ付近へのユーザへの情報提示を行っている。情報を受信するユーザは、スピーカ付近にいただけで情報を取得できる。このような情報を受信できる位置のことをスポットとよぶことにする。

これらの方法は音波の放射減衰を用いてスポットを生成しているため、スポットの範囲や形状を自在に制御することは難しい。たとえば、店舗の入り口付近にスピーカを配置した場合、複合施設等で見られる扉のない店舗では店舗外でも情報を受信できてしまう可能性がある。

そこで本稿では、スポットの位置や範囲を制御可能な情報伝送手法を提案する (図 1)。提案手法では 2 台のスピーカを用いてビーム状のスポットを生成する。以下では、このビーム状のスポットのことをビームスポットとよぶことにする。送信信号の角周波数差や 2 台のスピーカ間の送信時刻を変更することで、ビームスポットの幅や方向を制御する。また、シンボルとして角周波数の異なる 2 つの正弦波を足し合わせたものを用いるので、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) を適用することができ、空間に複数のビームスポットを同時に生成できる。さらに、送信したい情報を各ビームスポットに振り分け、複数のビームスポットが重畳した部分のみをスポットとして設定すれば、スポットの形状を自在に設定することが可能である。以降では、このようなビームスポットの重畳によって生成するスポットのことを重畳スポットとよぶことにする。

評価実験では 4 台の汎用スピーカを用いて 2 つのビームスポットを生成し、その重畳によって重畳スポットを設定した。この重畳スポットについて実環境での 26 点の計



図 1 スポットのイメージ
Fig. 1 Illustration of spot.

測実験を行い、重畳スポットに設定した範囲内でのみ正しい情報の復調が可能であることを確認した。また、重畳スポット内で正しく情報の復調が行えない場合について考察し、その原因がマルチパスや放射減衰、スピーカとマイクの放射・入射角度特性にあることを明らかにした。

2. 関連研究

音響通信は、室内での通信手段として注目されている。音波は電波と比べ伝搬速度が遅いため 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 [3] が、電波と異なり壁や天井を透過しないため、情報伝送の範囲を部屋単位で制限することができる。

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 [4], [5], [6] 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考案されている [7]。Matsuoka ら [8] 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。これらのような人に聞こえにくい音響通信を用いたアプリケーションとして、映画館での上映時に映画のオーディオ信号に情報を埋め込むことで盗撮されたデータから盗撮者の位置計算を行う手法が提案されている [9]。

近年のモバイルデバイスには、動画の再生や通話用にスピーカとマイクロフォンが内蔵されているため、これらを用いて音響通信を行うことができる。Zhang ら [10] は、音響通信を用いたセキュアな近距離無線通信 (Near Field Communication: NFC) を提案している。この手法では送信側のスマートフォンと受信側のスマートフォンを十分に近づけて通信を行う。通信時に受信側からジャミング信号を送信することで、周囲のデバイスによる傍受を防ぐ。受信信号は送信側から送られた信号と受信機自身のジャミング信号が重畳したものになるが、受信機においてジャミング信号は既知であるので、受信信号からジャミング信号を除去して情報の復調を行うことができる。

音響信号は放射減衰が大きく、音源から数メートル離れると SN 比が悪化し受信が難しくなることが知られており、Air Stamp [1] や Shopkick [2] 等の製品では、このような放射減衰によってスポットの範囲を生成していると考えられる。一方で Lee ら [11] らは、この問題に対処するために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。Frigg ら [12] 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、ロバストな通信を実現している。

オーディオ信号の音再生領域を制御する手法として、パラメトリックスピーカを用いた手法 [13], [14] や、2次元デジタルフィルタを用いた手法が提案されている [15].

これらの手法を使用して音響通信用のスポットを生成することも考えられるが、音響信号の指向性によって音再生領域を制限しているため、鋭い指向性を生成できるスピーカユニットの製作が必要となる。一方、提案手法では指向性を用いずにスポットを生成できるため、複数の汎用スピーカによるスポットの生成が可能である。

スポットを生成する手法として、音響信号を用いたモバイルデバイスの位置認識を行い [16], [17], [18], [19], [20], 座標情報をもとに Wi-Fi 等で情報伝送を行うことが考えられる。モバイルデバイスの座標計算を行うためにはスピーカの座標等の事前情報が必要となるため、この方法ではシステムが複雑になってしまう。一方、提案手法では複数のスピーカから音響信号を送信するだけでよく、容易にスポットの生成が行える。

3. 提案手法

3.1 シンボルと変復調

提案手法では、情報の変復調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。

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

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

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

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} であるとき、その差動位相

$$\Delta\phi_i = \phi_i - \phi_{i-1} \quad (3)$$

について以下を満たす値 j を復調値とする。

$$\frac{2\pi j}{M} - \frac{2\pi}{2M} \leq \Delta\phi_i \leq \frac{2\pi j}{M} + \frac{2\pi}{2M} \quad (4)$$

提案手法では、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”をシンボルとする。 i 番目のシンボルは

$$s_i(t) = \sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t + \theta_i) \quad (0 \leq t \leq 2T) \quad (5)$$

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 2)。

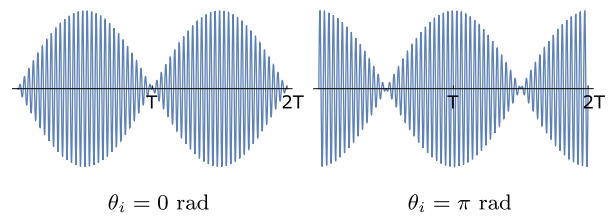


図 2 シンボル例

Fig. 2 Illustrations of symbols.

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 ($0 \leq t \leq T$)。

$$s_{ci}(t) = \sin(\omega_1 t + \omega_1 t_w) + \sin(\omega_2 t + \omega_2 t_w + \theta_i) \quad (6)$$

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、橋爪ら [21] の方法と同様にして受信波形を関数空間のベクトルと見なし、そのベクトルの内積を次式で定義する。

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \overline{g(t)} dt \quad (7)$$

ただし、 $\overline{g(t)}$ は $g(t)$ の複素共役である。この式での積分時間 T は矩形窓長を表している。

式 (7) より、正弦波 $\sin(\omega t + \phi)$ と複素正弦波 $e^{j\Omega t}$ の内積は

$$\begin{aligned} \langle \sin(\omega t + \phi), e^{j\Omega t} \rangle &= \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2} \sin(\omega t + \phi) e^{-j\Omega t} dt \\ &= \frac{1}{2j} \left(e^{j\phi} \frac{\sin(\omega - \Omega)T/2}{(\omega - \Omega)T/2} - e^{-j\phi} \frac{\sin(\omega + \Omega)T/2}{(\omega + \Omega)T/2} \right) \\ &= \frac{1}{2j} \left(e^{j\phi} \text{sinc} \frac{\omega - \Omega}{2} T - e^{-j\phi} \text{sinc} \frac{\omega + \Omega}{2} T \right) \end{aligned} \quad (8)$$

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、

$$\text{sinc} \frac{\omega + \Omega}{2} T = 0 \quad (9)$$

と見なすことができる。よって、式 (8) は

$$\langle \sin(\omega t + \phi), e^{j\Omega t} \rangle = \frac{1}{2j} e^{j\phi} \text{sinc} \frac{\omega - \Omega}{2} T \quad (10)$$

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。

$$\begin{aligned} 2j \langle s_{ci}(t), e^{j\omega_1 t} \rangle &= e^{j\omega_1 t_w} \text{sinc} \frac{\omega_1 - \omega_1}{2} T + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)} \text{sinc} \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T \\ &= e^{j\omega_1 t_w} + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)} \text{sinc} \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 2j \langle s_{ci}(t), e^{j\omega_2 t} \rangle &+ \sin(\omega_2(t + t_s) + \theta_i + \psi_i) & (21) \\
 = e^{j\omega_1 t_w} \text{sinc} \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} T + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)} \text{sinc} \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T & s_{Bi}(t) = a_{SB}(\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t + \theta_i)) & (22) \\
 = e^{j\omega_1 t_w} \text{sinc} \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} T + e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)} & (12)
 \end{aligned}$$

ここで, ω_1, ω_2, T を

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T = n\pi \quad (13)$$

を満たすように設定すると (n は自然数), 式 (11), (12) は,

$$2j \langle s_{ci}(t), e^{j\omega_1 t} \rangle = e^{j\omega_1 t_w} \quad (14)$$

$$2j \langle s_{ci}(t), e^{j\omega_2 t} \rangle = e^{j(\omega_2 t_w + \theta_i)} \quad (15)$$

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.

$$\phi_{1i} = \text{Arg}[2j \langle s_{ci}(t), e^{j\omega_1 t} \rangle] = \omega_1 t_w \quad (16)$$

$$\phi_{2i} = \text{Arg}[2j \langle s_{ci}(t), e^{j\omega_2 t} \rangle] = \omega_2 t_w + \theta_i \quad (17)$$

これらの位相差 Φ_i を,

$$\begin{aligned}
 \Phi_i &= \phi_{1i} - \phi_{2i} \\
 &= (\omega_2 - \omega_1)t_w + \theta_i & (18)
 \end{aligned}$$

とおく. シンボルの切り出し (式 (6)) 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

$$\begin{aligned}
 \Phi_{i-1} &= (\omega_2 - \omega_1)(t_w - 2T) + \theta_{i-1} \\
 &= (\omega_2 - \omega_1)(t_w - 2\frac{2\pi}{\omega_2 - \omega_1}) + \theta_{i-1} \\
 &= (\omega_2 - \omega_1)t_w - 4\pi + \theta_{i-1} \\
 &= (\omega_2 - \omega_1)t_w + \theta_{i-1} & (19)
 \end{aligned}$$

となるので, 受信シンボルの差動位相差 $\Delta\Phi_i$ は

$$\Delta\Phi_i = \Phi_i - \Phi_{i-1} = \theta_i - \theta_{i-1} = \Delta\theta_i \quad (20)$$

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 (16), (17) から分かるように, 式 (13) 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 とよばれている [22]. 以降では, 式 (13) のことを直交条件とよぶことにする.

3.2 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.

$$s_{Ai}(t) = a_{SA}(\sin(\omega_1(t + t_s) + \psi_i)$$

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 (定義は 3.3 節で述べる). 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

$$\Delta t_x = (d_A - d_B)/c \quad (23)$$

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

$$\begin{aligned}
 r_i(t) &= a_{RA}(\sin(\omega_1(t + t_s) + \psi_i) + \sin(\omega_2(t + t_s) + \theta_i + \psi_i)) \\
 &+ a_{RB}(\sin(\omega_1(t + \Delta t_x) + \sin(\omega_2(t + \Delta t_x) + \theta_i)) & (24)
 \end{aligned}$$

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 [23] ので,

$$a_{RA} = a_{SA}/d_A \quad (25)$$

$$a_{RB} = a_{SB}/d_B \quad (26)$$

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を t_w とおくと,

$$\begin{aligned}
 2j \langle r_i(t), e^{j\omega_1 t} \rangle &= a_{RA}e^{j(\omega_1 t_w + \psi_i + \omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1(\Delta t_x + t_w)} \\
 &= e^{j\omega_1 t_w} (a_{RA}e^{j(\psi_i + \omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1 \Delta t_x}) & (27)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 2j \langle r_i(t), e^{j\omega_2 t} \rangle &= e^{j\omega_2 t_w} (a_{RA}e^{j(\psi_i + \theta_i + \omega_2 t_s)} + a_{RB}e^{j(\omega_2 \Delta t_x + \theta_i)}) & (28)
 \end{aligned}$$

となり, これらの正弦波位相はそれぞれ

$$\phi_{1i} = \omega_1 t_w + \text{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i + \omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1 \Delta t_x}] \quad (29)$$

$$\begin{aligned}
 \phi_{2i} &= \omega_2 t_w \\
 &+ \text{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i + \theta_i + \omega_2 t_s)} + a_{RB}e^{j(\omega_2 \Delta t_x + \theta_i)}] & (30)
 \end{aligned}$$

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 (29), (30) の第 1 項 $\omega_1 t_w$, $\omega_2 t_w$ は、式 (16) から (20) の議論と同様に差動位相差 $\Delta\Phi_i$ を計算するとき消去できる。よって以降では、正弦波位相 ϕ_{1i} , ϕ_{2i} を便宜的に

$$\phi_{1i} = \text{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i + \omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1 \Delta t_x}] \quad (31)$$

$$\phi_{2i} = \text{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i + \theta_i + \omega_2 t_s)} + a_{RB}e^{j(\omega_2 \Delta t_x + \theta_i)}] \quad (32)$$

と書くことにする。

式 (31), (32) から分かるように、 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。

$$\begin{aligned} \phi_{1i} &= \text{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i + \omega_1 t_s)} + a_{RB}e^{j\omega_1 \Delta t_x}] \\ &= \text{Arg}[e^{j\omega_1 \Delta t_x} (a_{RA}e^{j(\psi_i + \omega_1 t_s - \omega_1 \Delta t_x)} + a_{RB})] \\ &= \text{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))} + a_{RB}] + \omega_1 \Delta t_x \quad (33) \end{aligned}$$

ϕ_{2i} も同様にして

$$\phi_{2i} = \text{Arg}[a_{RA}e^{j(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x))} + a_{RB}] + \omega_2 \Delta t_x + \theta_i \quad (34)$$

と変形できる。

ここで、関数 f を

$$f(\psi_i) = \text{Arg}[a_{RA}e^{j\psi_i} + a_{RB}] \quad (35)$$

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

$$\phi_{1i} = f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x)) + \omega_1 \Delta t_x \quad (36)$$

$$\phi_{2i} = f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) + \omega_2 \Delta t_x + \theta_i \quad (37)$$

と表せる。よって、位相差 Φ_i は

$$\begin{aligned} \Phi_i &= \phi_{2i} - \phi_{1i} \\ &= (f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) + \omega_2 \Delta t_x + \theta_i) \\ &\quad - (f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x)) + \omega_1 \Delta t_x) \quad (38) \end{aligned}$$

となるので、差動位相差 $\Delta\Phi_i$ は

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_i &= \Phi_i - \Phi_{i-1} = (\theta_i - \theta_{i-1}) \\ &\quad + (f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) - f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))) \\ &\quad - (f(\psi_{i-1} + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) - f(\psi_{i-1} + \omega_1(t_s - \Delta t_x))) \quad (39) \end{aligned}$$

となる。ここで、

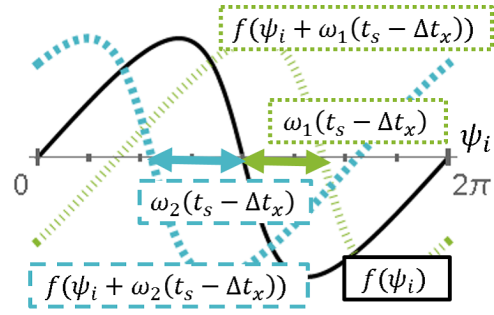


図 3 $f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))$ と $f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x))$ の関係
Fig. 3 Relation between $f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x))$ and $f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x))$.

$$f_{21}(\psi_i) = f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x)) - f(\psi_i + \omega_1(t_s - \Delta t_x)) \quad (40)$$

$$\Delta f_{21}(\psi_i) = f_{21}(\psi_i) - f_{21}(\psi_{i-1}) \quad (41)$$

とおくと、式 (39) は

$$\Delta\Phi_i = \Delta\theta_i + \Delta f_{21}(\psi_i) \quad (42)$$

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 $\Delta f_{21}(\psi_i)$ が生じることが分かる。

関数 $f_{21}(\psi_i)$ について、その第 1 項 $f(\psi_i + \omega_2(t_s - \Delta t_x))$ と第 2 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 3)。よって、到来時間差が

$$\Delta t_x = t_s + \frac{2\pi n}{\omega_2 - \omega_1} \quad (n: \text{自然数}) \quad (43)$$

となる受信位置では、第 1 項と第 2 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 1 項と第 2 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

$$\Delta t_x \neq t_s + \frac{2\pi n}{\omega_2 - \omega_1} \quad (44)$$

である受信位置では、復調の定義式 (4) から、 $N - 1$ 個の差動位相差誤差 $\Delta f_{21}(\psi_i)$ のうち、

$$\frac{2\pi}{2M} \leq |\Delta f_{21}(\psi_i)| \quad (45)$$

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 $\Delta f_{21}(\psi_i)$ ($i = 2, 3, \dots, N$) 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。

3.3 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

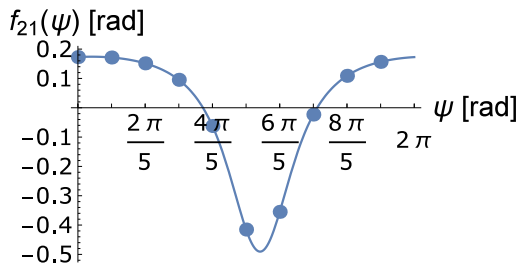


図 4 ψ_i と $f_{21}(\psi_i)$
Fig. 4 ψ_i and $f_{21}(\psi_i)$.

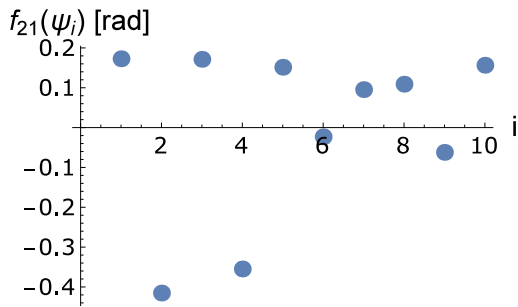


図 5 i 番目のシンボルと $f_{21}(\psi_i)$
Fig. 5 i th symbol and $f_{21}(\psi_i)$.

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 (40) から, 正弦波のような山と谷を持つ周期 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.

$$\psi_i = 2\pi \times \frac{\sum_{j=0}^{i-1} g(j)}{N} \quad (46)$$

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 $\lceil \cdot \rceil$ は小数点以下切り上げを表す).

たとえば, $N = 10$ のとき, ψ_i は

$$(\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \psi_5, \psi_6, \psi_7, \psi_8, \psi_9, \psi_{10}) = \left(0, \pi, \frac{\pi}{5}, \frac{6\pi}{5}, \frac{2\pi}{5}, \frac{7\pi}{5}, \frac{3\pi}{5}, \frac{8\pi}{5}, \frac{4\pi}{5}, \frac{9\pi}{5}\right) \text{rad} \quad (47)$$

となる. 受信振幅比 $a_{RA} : a_{RB} = 1 : 2$, $\omega_1 \Delta t_x = 0 \text{rad}$, $\omega_2 \Delta t_x = \pi/18 \text{rad}$ となる受信位置での例を図 4, 図 5 に示す. 図 4 は $f_{21}(\psi_i)$ を表している. 式 (46) のように ψ_i を定義すると, 受信シンボルごとの $f_{21}(\psi_i)$ の値は図 5 のようになり, $f_{21}(\psi_1), f_{21}(\psi_2)$ が $f_{21}(\psi_i)$ (図 4) の山と谷の部分になっていることが分かる.

表 1 パラメータ一覧
Table 1 List of parameters.

(ω_1, ω_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

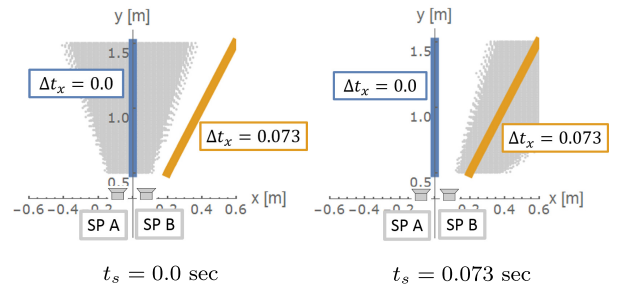


図 6 xy 平面上でのビームスポットの形状
Fig. 6 Shape of spot on x - y plane.

3.4 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 $s_{A_i}(t), s_{B_i}(t)$ 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 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 6 に示す. また, スピーカ A の送信時刻 $t_s = 0.0 \text{sec}$ とする. 送信する値は

$$(d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6, d_7, d_8, d_9) = (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) \quad (48)$$

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る, 各シンボルの位相を

$$(\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6, \theta_7, \theta_8, \theta_9, \theta_{10}) = \left(0, \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \pi, \frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}, 0, \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \pi\right) \text{rad} \quad (49)$$

とする. ψ_i の値は式 (47) 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 6 における $y = 0.5, 1.5 \text{m}$) とときの受信位置の x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ の関係を図 7 に示す.

表 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 $\pi/6 \text{rad}$ 以上であると復調に失敗する (式 (45)). よって, 図 7 から $y = 0.5 \text{m}$ のときはおよそ $-0.15 \leq x \leq 0.1 \text{m}$ の範囲, $y = 1.5 \text{m}$ のときはおよそ $-0.35 \leq x \leq 0.3 \text{m}$ の範囲がスポットになることが分かる. xy 平面上における $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ が $\pi/6 \text{rad}$ 以下になる位置を図示すると図 6 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, $\Delta t_x = 0.0 \text{sec}$ となる

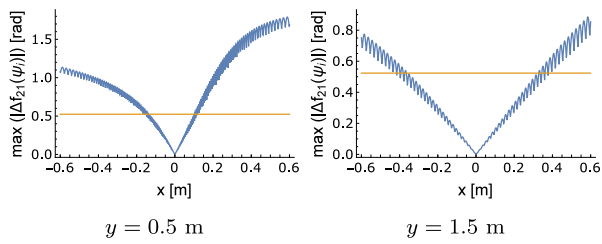


図 7 x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$
 Fig. 7 x -coordinate and $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$.

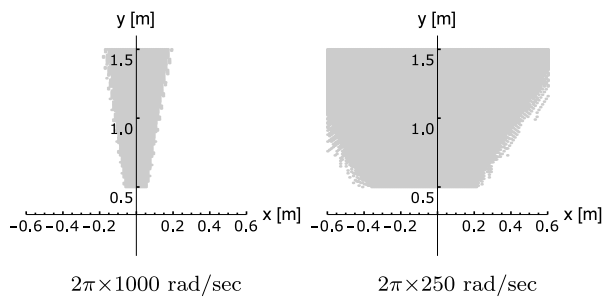


図 8 ビームスポットの幅と角周波数差

Fig. 8 Relation between width of beam-like spot and difference of angular frequencies.

位置を中心として、ビームスポットが生成できることが分かる。

スピーカ A の送信時刻 $t_s = 0.073 \text{ sec}$ 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 6 の右図のようになり、 $\Delta t_x = 0.073 \text{ sec}$ 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分かる。

ビームスポットの幅を変更するには、図 7 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 3), 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 $2\pi \times 1000 \text{ rad/sec}$ とすると、角周波数差が $2\pi \times 500 \text{ rad/sec}$ の場合 (図 6 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 8 の左図)。一方、角周波数差を $2\pi \times 250 \text{ rad/sec}$ にすると、ビームスポットの幅が広がること分かる (図 8 の右図)。

3.2 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、

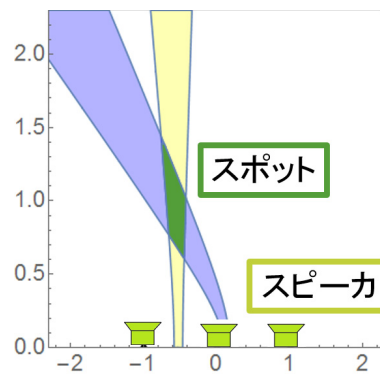


図 9 複数のビームスポットを用いた重畳スポットの制御
 Fig. 9 Controlling the overlapped spot by multiple spots.

$$d_{bl} < \left| \frac{2\pi}{(\omega_1 - \omega_2)} \times c \right| \quad (50)$$

を満たすように設定すればよい (c は音速)。図 6 の例ではこの条件を満たしているため、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 (13)) 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 (図 9)、重畳スポットの生成が可能である。

4. 評価実験

4.1 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 10)。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 2 のように設定した 4 台のスピーカを使用し (図 10)、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”とよぶことにする。

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 11 に、実験 2 で生成する各ビームスポットの形状を図 12 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 個のシンボルを送受信するものとし、シンボルの位相 θ_i , ψ_i をそれぞれ式 (49), (47) 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

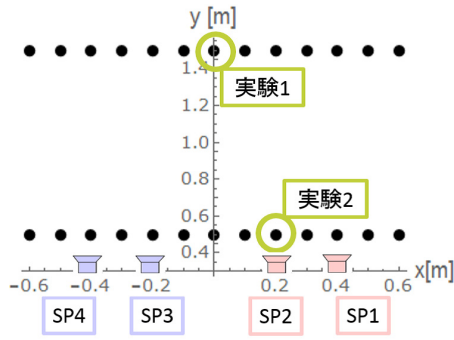


図 10 スピーカの配置と計測位置
Fig. 10 Positions of speakers and microphones.

表 2 各スピーカのパラメータ

Table 2 List of each speaker's parameters.

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

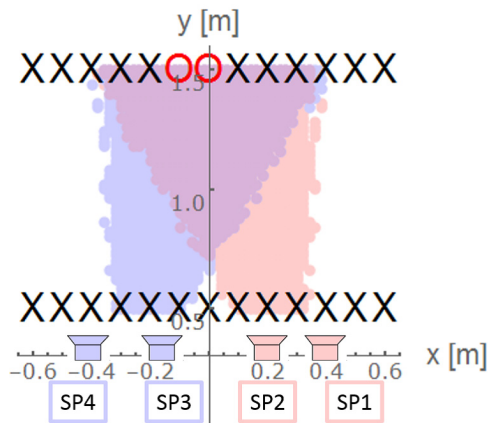


図 11 実験 1：理論的なスポットの形状と計測結果

Fig. 11 Exp. 1: Theoretical shape of spot and experimental results.

の時刻同期信号から求まる時刻同期点 [21] 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 (13)) を満たす $T = 2 \text{ ms}$ に設定した．

計測を行った 26 点の位置を図 10 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の設定し、すべての計測位置で一定とした．

4.2 実環境での計測実験

4.2.1 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

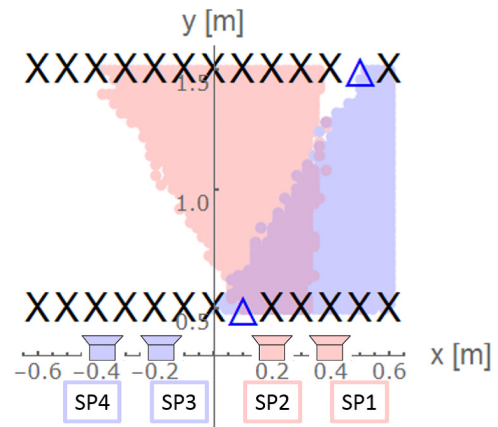


図 12 実験 2：理論的なスポットの形状と計測結果

Fig. 12 Exp. 2: Theoretical shape of spot and experimental results.

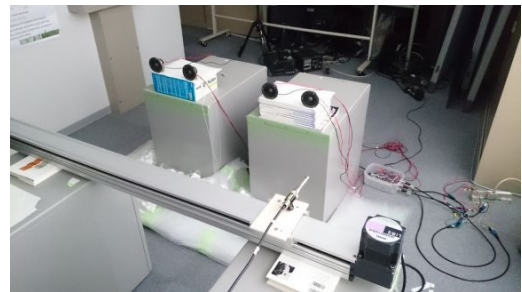


図 13 計測環境

Fig. 13 Experimental environment.

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 $0.5 \text{ V}_{\text{p-p}}$ に設定しており、増幅器で約 10 倍の増幅を行っているため、スピーカにはおよそ $5.0 \text{ V}_{\text{p-p}}$ 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．

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 $4.0 \text{ m} \times 5.0 \text{ m} \times 2.5 \text{ m}$ 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 13 に示す．

4.2.2 残響とシンボルの送信間隔

音響信号は壁や天井での反射により残響を生じ、直接波と残響が同時に受信されると計測精度が悪化する．よって

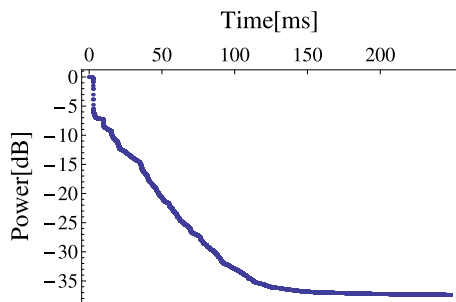


図 14 残響減衰曲線

Fig. 14 Reverberation decay curve.

連続してシンボルを送信する場合、前のシンボルの残響が十分に減衰するのを待つ必要がある。

音響信号の残響時間はその周波数によって異なる。我々の使用する信号の帯域は 14.75 kHz から 17.25 kHz であるので、14 kHz から 19 kHz の帯域を持つ TSP (Time Stretched Pulse) 信号 [24] を用いて残響時間を計測した。計測には前項で述べた評価実験で使用するスピーカとマイクロフォンを使用し、スピーカ-マイクロフォン間の距離は 1.5 m ほどに設定した。

残響減衰曲線を図 14 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 である。また、 100 ms ほどで残響が約 30 dB 減衰することが分かる。

1 台のスピーカから 1 種類のシンボル (式 (5)) 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 (18)) の分散との関係を以下で表すことができる [21]。

$$V_{\Phi_i} = \frac{2}{1 - \text{sinc}(\omega_2 - \omega_1)T/2} \frac{W}{PT} \quad (51)$$

このときの標準偏差 σ_i は

$$\sigma_i = \sqrt{V_{\Phi_i}} \quad (52)$$

と表される。

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。

4.2.3 計測結果

以下では、各位置での 25 回のシンボルの送受信を 1 セット行った結果を示す。図 11、図 12 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 (48)) との差の絶対値の総和 e

$$e = \sum_{i=1}^9 |d_i - h_{dcd}(\Delta\Phi_i)| \quad (53)$$

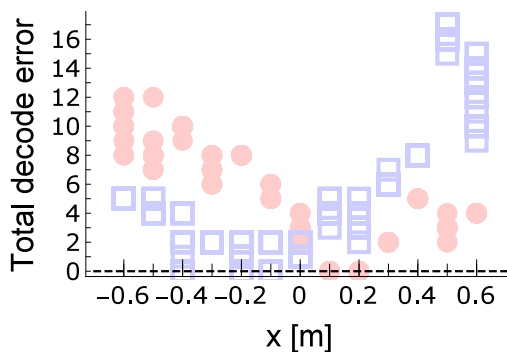


図 15 実験 1: $y = 0.5$ m での計測結果

15 kHz ビームスポット: ●, 17 kHz ビームスポット: □

Fig. 15 Exp. 1: Experimental results at $y = 0.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

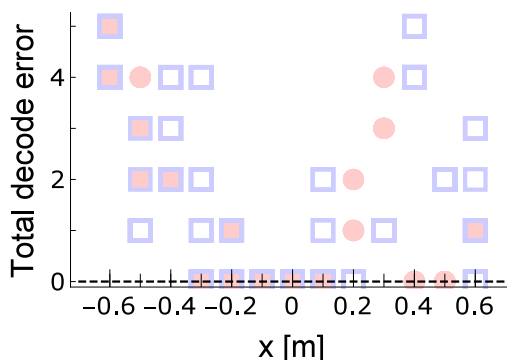


図 16 実験 1: $y = 1.5$ m での計測結果

15 kHz ビームスポット: ●, 17 kHz スポット: □

Fig. 16 Exp. 1: Experimental results at $y = 1.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

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) を満たす $j = 0, 1, \dots, 5$ 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 回の計測すべてにおいて 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 15、図 16 に、実験 2 での Total decode error を図 17、図 18 に示す。以降の図 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22 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。

4.3 シミュレーション

図 10 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 19、図 20 に、実験 2 のシミュレ

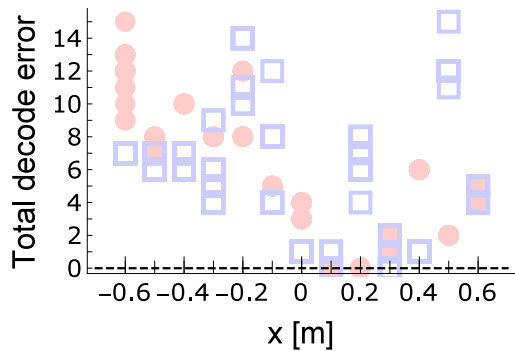


図 17 実験 2 : $y = 0.5$ m での計測結果
15 kHz スポット : ●, 17 kHz スポット : □

Fig. 17 Exp. 2: Experimental results at $y = 0.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

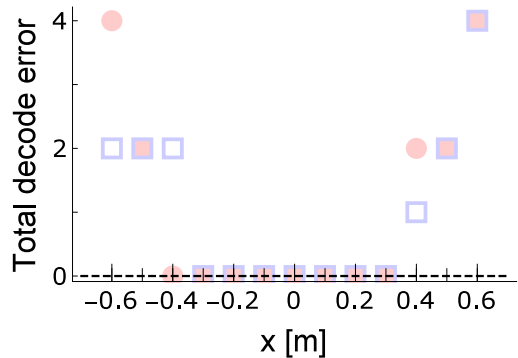


図 20 実験 1 : $y = 1.5$ m でのシミュレーション結果
15 kHz スポット : ●, 17 kHz スポット : □

Fig. 20 Exp. 1: Simulation results at $y = 1.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

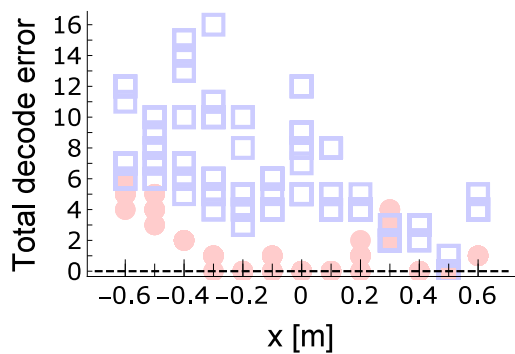


図 18 実験 2 : $y = 1.5$ m での計測結果
15 kHz スポット : ●, 17 kHz スポット : □

Fig. 18 Exp. 2: Experimental results at $y = 1.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

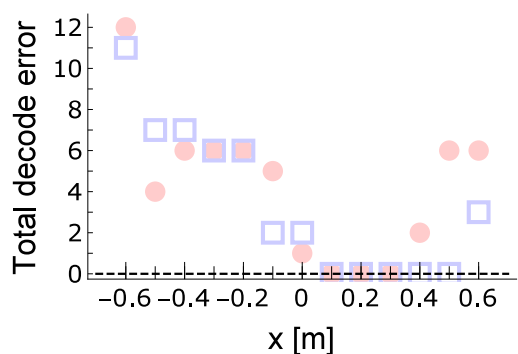


図 21 実験 2 : $y = 0.5$ m でのシミュレーション結果
15 kHz スポット : ●, 17 kHz スポット : □

Fig. 21 Exp. 2: Simulation results at $y = 0.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

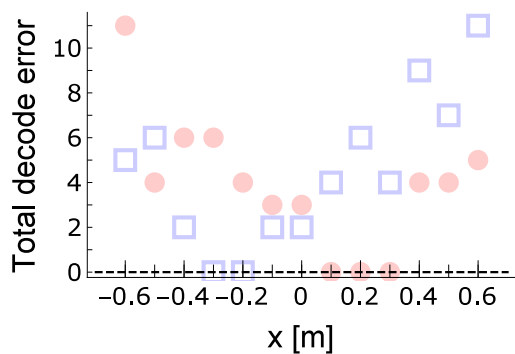


図 19 実験 1 : $y = 0.5$ m でのシミュレーション結果
15 kHz スポット : ●, 17 kHz スポット : □

Fig. 19 Exp. 1: Simulation results at $y = 0.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

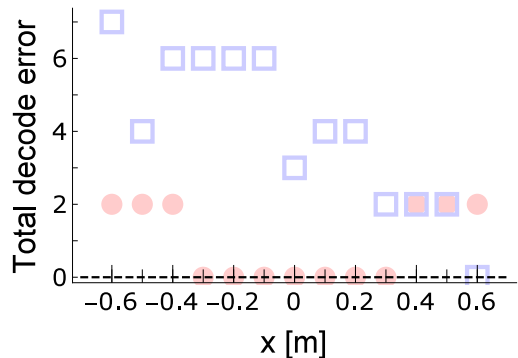


図 22 実験 2 : $y = 1.5$ m でのシミュレーション結果
15 kHz スポット : ●, 17 kHz スポット : □

Fig. 22 Exp. 2: Simulation results at $y = 1.5$ m
15 kHz spot: ●, 17 kHz spot: □.

シミュレーション結果を図 21, 図 22 に示す。

5. 考察

5.1 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

5.1.1 実験 1

図 11 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分かる。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。

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 23) 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。

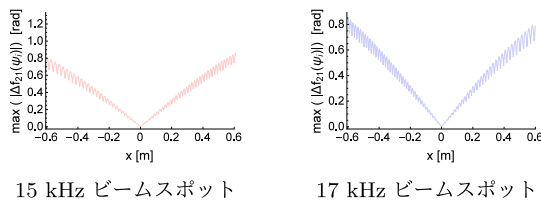


図 23 実験 1: $y = 1.5$ m のときの x 座標と $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$
 Fig. 23 Exp. 1: x -coordinate and $\max(|\Delta f_{21}(\psi_i)|)$ at $y = 1.5$ m.

また、 $y = 0.5$ m での実験 1 の計測結果の詳細 (図 15) をシミュレーション結果 (図 19) 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分かる。

5.1.2 実験 2

図 12 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分かる。この原因について、次節以降で追加実験と考察を行う。

5.2 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 (13) 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 17) 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分かる。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。

5.2.1 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。

5.2.2 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 ごとに 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。

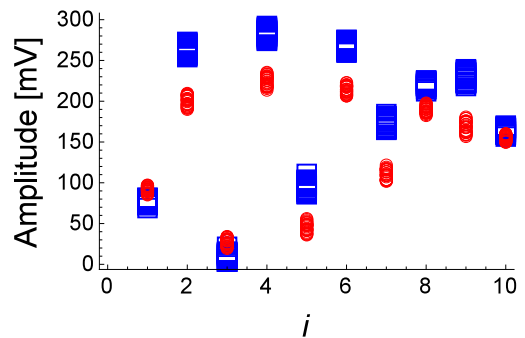


図 24 実験 2: 各シンボルの 16.75 kHz (□), 17.25 kHz (●) の振幅値

Fig. 24 Exp. 2: Each symbol's amplitude of 16.75 kHz (□) and 17.25 kHz (●).

表 3 受信信号に含まれる 16.75, 17.25 kHz の振幅平均値 [mV]
 Table 3 Amplitude of 16.75 kHz and 17.25 kHz in received symbols on average [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

5.2.3 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分かる。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, 17.25) kHz の振幅を計算すると、図 24 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 3)。

5.3 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

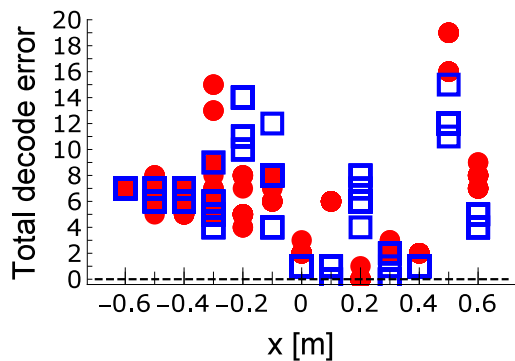


図 25 放射減衰の補正前 (□) と補正後 (●) の 17 kHz ビームスポットの計測結果

Fig. 25 Experimental results of 17 kHz spot with (□) and without (●) radiation damping compensation.

悪化した原因の 1 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。

5.3.1 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 10 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下は

$$20 \text{Log}_{10} \frac{0.7071}{0.5099} = 2.84 \text{ [dB]} \quad (54)$$

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、

$$20 \text{Log}_{10} \frac{E\rho}{5.00\rho} = 2.84 \text{ [dB]} \quad (55)$$

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 25 の ● で示されるプロットとなった。

5.3.2 実験 5 の考察

放射減衰の補正の効果をみるために、図 25 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

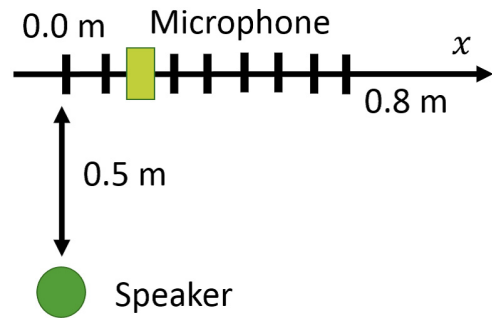


図 26 放射・入射角度特性計測実験

Fig. 26 Experiment to measure speaker's radiation angle characteristics.

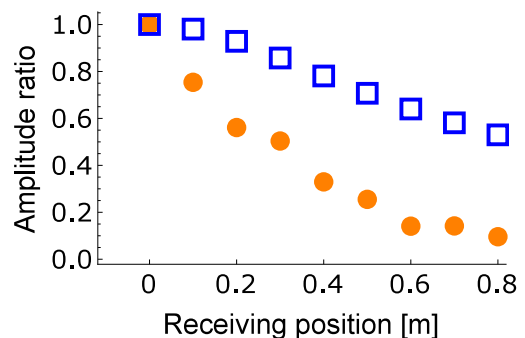


図 27 実験 6：放射減衰の理論値 (□) と計測値 (●)

Fig. 27 Exp. 6: Theoretical (□) and measured (●) radiation dumping.

示す。図 25 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されており、放射減衰がシンボル間の SN 比悪化の原因の 1 つであることが分かる。しかし、補正後においても 25 回のすべての計測で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。

5.4 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。

5.4.1 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 26 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 27 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、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。

5.4.2 実験6の考察

実験結果 (図 27) 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分かる。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分かる。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。

6. おわりに

6.1 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する。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。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。

6.2 今後の課題と展望

6.2.1 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、マルチパスを推定して補正を行うことが今後の課題である。電波を用いた場合の OFDM におけるマルチパス推定と補正はすでに広く研究されており [22]、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。

6.2.2 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 [8] 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させることを検討する予定である。

6.2.3 モバイルデバイス間通信への応用

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分かるように、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 [25]、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。

参考文献

- [1] Air Stamp, available from https://www.nttdocomo.co.jp/info/news_release/2014/03/04_00.html (accessed 2016-01-27).
- [2] Shopkick, available from <https://www.shopkick.com> (accessed 2016-01-27).
- [3] Lopes, C.V. and Aguiar, P.M.Q.: Aerial Acoustic Communications, *Proc. IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, pp.219–222 (2001).
- [4] Gruhl, D., Lu, A. and Bender, W.: Echo Hiding, *Proc. Intl. Workshop on Information Hiding*, pp.295–315 (1996).
- [5] Yardimci, Y., Cetin, A.E. and Ansari, R.: Data hiding in speech using phase coding, *Proc. Eurospeech*, pp.1679–1682 (1997).
- [6] Malvar, H.S.: A modulated complex lapped transform and its applications to audio processing, *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp.1421–1424 (1999).
- [7] Boney, L., Tewfik, A.H. and Hamdy, K.N.: Digital Watermarks for Audio Signals, *Proc. IEEE Int. Conf. on Multimedia Computing and Systems*, pp.473–480 (1996).
- [8] Matsuoka, H., Nakashima, Y., Yoshimura, T. and Kawahara, T.: Acoustic OFDM: Embedding High Bit-

- Rate Data in Audio, *Proc. Intl. Conf. on Multimedia Modeling*, pp.498-507 (2008).
- [9] Nakashima, Y., Tachibana, R. and Babaguchi, N.: Watermarked Movie Soundtrack Finds the Position of the Camcorder in a Theater, *IEEE Trans. Multimedia*, Vol.11, No.3, pp.443-454 (2009).
- [10] 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).
- [11] Lee, H., Kim, T.H., Choi, J.W. and Choi, S.: Chirp Signal-Based Aerial Acoustic Communication for Smart Device, *Proc. IEEE Computer Communications (INFOCOM)*, pp.2407-2415 (2015).
- [12] Frigg, R., Corbellini, G., Mangold, S. and Gross, T.R.: Acoustic data transmission to collaborating smartphones – An experimental study, *Proc. Wireless On-demand Network Systems and Services (WONS)*, pp.17-24 (2014).
- [13] 鎌倉友男, 酒井新一: パラメトリックスピーカの原理と応用, 電子情報通信学会技術研究報告, 応用音響, Vol.105, No.556, pp.25-30 (2006).
- [14] 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).
- [15] 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).
- [16] Rishabh, I., Kimber, D. and Adcock, J.: Indoor Localization using Controlled Ambient Sounds, *Proc. IEEE IPIN 2012*, pp.1-10 (2012).
- [17] Borriello, G., Liu, A., Offer, T., Palistrant, C. and Sharp, R.: WALRUS: Wireless Acoustic Location with Room-Level Resolution using Ultrasound, *Proc. ACM MobiSys 2005*, pp.191-203 (2005).
- [18] Tarzia, S., Dinda, P., Dick, R. and Memik, G.: Indoor Localization without Infrastructure using the Acoustic Background Spectrum, *Proc. ACM MobiSys 2011*, pp.155-168 (2011).
- [19] Höflinger, F., Zhang, R., Hoppe, J., Bannoura, A., Reindl, L., Wendeborg, J., Buhner, M. and Schindelbauer, C.: Acoustic Self-calibrating System for Indoor Smartphone Tracking (ASSIST), *Proc. IEEE IPIN 2012*, pp.1-9 (2012).
- [20] Lazik, P. and Rowe, A.: Indoor Pseudo-ranging of Mobile Devices Using Ultrasonic Chirps, *Proc. ACM SenSys 2012*, pp.99-112 (2012).
- [21] 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, 電子情報通信学会論文誌 (A), Vol.J-91A, pp.435-447 (2008).
- [22] 伊丹 誠: わかりやすい OFDM 技術, オーム社 (2005).
- [23] 飯田一博: 音響工学基礎論, コロナ社 (2012).
- [24] 橋 秀樹, 矢野博夫: 環境騒音・建築音響の測定, コロナ社 (2012).
- [25] Filonenko, V., Cullenand, C. and Carswell, J.: Investigating Ultrasonic Positioning on Mobile Phones, *Proc. IEEE IPIN 2010*, pp.1-8 (2010).



中村 将成

2014年北海道大学工学部情報エレクトロニクス学科卒業。2014年北海道大学大学院情報科学研究科情報理工学専攻修士課程入学，現在に至る。



秋山 尚之 (学生会員)

1987年早稲田大学理工学部建築学科卒業。1990年株式会社環境技術研究所に所属。2012年総合研究大学院大学複合科学研究科情報学専攻博士課程に入学，現在に至る。



杉本 雅則 (正会員)

1990年東京大学工学部航空学科(宇宙工学専修)卒業。1995年同大学大学院工学系研究科博士課程修了。博士(工学)。同年文部省大学共同利用機関学術情報センター(現,国立情報学研究所)研究開発部助手。1999年東京大学情報基盤センター助教授,2002年同大学大学院新領域創成科学研究科基盤情報学専攻助教授,2008年同大学院工学系研究科電気系工学専攻准教授,2012年北海道大学大学院情報科学研究科コンピュータサイエンス専攻教授,2014年より同研究科情報理工学専攻教授となり,現在に至る。



橋爪 宏達 (正会員)

1984年東京大学大学院工学系研究科博士課程修了。同年より東京大学助手(文献情報センター)。1986年学術情報センター助教授。1989年から1990年までペンシルバニア大学客員助教授。1990年文部省学術調査官(併任)。1998年学術情報センター教授。2000年国立情報学研究所教授。2002年より総合研究大学院大学教授を併任し,現在に至る。