

長岡技術科学大学大学院

工学研究科修士論文

題 目

疑似位相干渉を用いた  
パラメトリックスピーカによる  
超音波距離推定に関する研究

指導教員 準教授 杉田 泰則

著者 電気電子情報工学専攻  
12101489 上杉 治輝

提出期日 平成30年2月9日

# 目 次

<b>第 1 章 はじめに</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景 . . . . .	1
1.2 研究目的 . . . . .	2
1.3 本論文の構成 . . . . .	2
<b>第 2 章 理論的背景</b>	<b>3</b>
2.1 位相干渉に基づく距離推定 . . . . .	3
2.1.1 位相干渉に基づく距離推定の原理 . . . . .	3
2.1.2 幾何学的配置 . . . . .	6
2.2 パラメトリックスピーカ . . . . .	7
2.3 まとめ . . . . .	9
<b>第 3 章 従来手法</b>	<b>10</b>
3.1 位相干渉成分の抽出法 . . . . .	10
3.2 問題点 . . . . .	11
3.3 まとめ . . . . .	11
<b>第 4 章 提案法</b>	<b>12</b>
4.1 伝搬経路による周波数特性の違いの考慮 . . . . .	12
4.2 疑似位相干渉 . . . . .	14
4.3 処理の流れ . . . . .	15
4.4 まとめ . . . . .	16
<b>第 5 章 シミュレーションおよび実験</b>	<b>17</b>
5.1 シミュレーション . . . . .	17
5.1.1 シミュレーション内容 . . . . .	17

5.1.2 シミュレーション結果 . . . . .	19
5.2 帯域インパルス音による距離推定 . . . . .	21
5.2.1 実験環境 . . . . .	21
5.2.2 実験内容 . . . . .	23
5.2.3 実験結果 . . . . .	24
5.3 音楽による距離推定 . . . . .	27
5.3.1 実験内容 . . . . .	27
5.3.2 実験結果 . . . . .	28
5.4 まとめ . . . . .	32
<b>第 6 章 おわりに</b>	<b>33</b>
<b>謝辞</b>	<b>34</b>
<b>参考文献</b>	<b>35</b>

# 第1章 はじめに

本章では、本論文の研究背景および目的、本論文の構成について述べる。

## 1.1 研究背景

対象物までの距離推定は音響信号、レーザ、カメラ画像などを用いて幅広く研究が行われ、介護ロボットや立体音場再現、自動運転などの様々な応用が期待されている [1]-[4]。介護ロボットや立体音場再現への応用では、近距離から遠距離まで、幅広い範囲での距離推定が必要となる。音響信号を用いた距離推定は、他の手法と比較して音を出しながらの推定や一度に複数の対象物の推定が可能といった利点がある。

音響信号を用いた代表的な距離推定の手法として、送信波と対象物からの反射波の時間差を利用して推定する方法がある [1]。この手法は、対象物が近距離になるにつれて送信波と反射波が重なり推定が困難になるという欠点がある [5]。

近距離の推定手法として、送信波と反射波の干渉により生じる定在波を用いた方法がある [2, 6]。定在波のパワースペクトルは周期が距離に依存した周期関数となるため、それをフーリエ変換することで距離推定を行うことができる。最小推定距離は音源の帯域に依存しており、広帯域になるほど、より近距離の推定が可能である。実環境では、送信音と測定系の周波数特性を除去するために、あらかじめ送信波だけの場合を収音しておく必要がある。現在、定在波に基づく手法は、音声などの可聴領域における雑音の影響を抑えるために、パラメトリックスピーカを用いて、超音波帯域を利用した距離推定に拡張されている [7, 8]。

パラメトリックスピーカ [9] は、複数の小型超音波素子をアレイ状に並べた構造のスピーカであり、可聴領域の信号で振幅変調した超音波を大音圧で放射すると、空気の非線形性により自己復調して、可聴音を再生することができる。パラメトリックスピーカは通常のラウドスピーカよりも指向性が強いため、マイクロフォンの設置場所によって、送信波と反射波に含まれる測定系の周波数特性が大きく異なり、測定系の周波数特性を適切に除去できない。そのため、高い精度での推定が困難となる。

## 1.2 研究目的

マイクロフォン位置に左右されないパラメトリックスピーカを用いた位相干渉に基づく距離推定の実現を目的とする。本論文では、対象物がない状態で事前に収音しておいた観測波を対象物がある状態で得られる観測波に合成し、疑似的に位相干渉を生じさせる。合成する際に2つの波形の比を変化させ、反射波よりも送信波の成分を大きくする。このことにより送信波と反射波の周波数特性が異なる場合においての測定精度向上を実現する。提案法を用いてシミュレーション及び実環境での測定を行い、提案法の優効性を示す。

## 1.3 本論文の構成

本論文の構成は以下のとおりである。第2章では、位相干渉に基づく距離推定及びパラメトリックスピーカの原理について述べる。第3章では、従来の位相干渉を用いた超音波距離推定手法、及びその問題点について述べる。第4章では従来法の問題点を解決するための、疑似的に位相干渉を生じさせる方法について述べる。第5章では、シミュレーション及び実環境での実験にて提案法の優効性を示す。最後に、第6章では本論文の結論を述べる。

## 第 2 章 理論的背景

本章では、位相干渉に基づく距離推定とパラメトリックスピーカの原理について述べる。2.1 節では近距離の推定手法である位相干渉に基づく距離推定及び、幾何学的配置による誤差の補正法について述べる。2.2 節ではパラメトリックスピーカの原理について述べる。

### 2.1 位相干渉に基づく距離推定

#### 2.1.1 位相干渉に基づく距離推定の原理

位相干渉に基づく距離推定は定在波レーダ [10] による手法を利用している。

信号源から対象物へ向けて放射される送信波  $v_T(t, x)$  は次式とする。

$$v_T(t, x) = \int_{f_1}^{f_N} A(f) e^{j(2\pi f t - \frac{2\pi f x}{c} + \theta(f))} df \quad (2.1)$$

ここで,  $t$  は時刻 [s],  $x$  は信号源と対象物を結ぶ軸上の位置 [m](信号源が原点),  $c$  は音速 [m/s],  $A(f)$  と  $\theta(f)$  は周波数  $f$  での振幅と初期位相 [rad],  $f_1$  と  $f_N$  はそれぞれ送信波の最小, 最大周波数 [Hz] である。送信波の帯域幅  $f_W$  は  $f_W = f_N - f_1$  である。

この送信波が対象物によって反射された反射波  $v_R(t, x)$  は次式となる。

$$v_R(t, x) = \int_{f_1}^{f_N} A(f) \gamma e^{j(2\pi f t - \frac{2\pi f}{c}(2d-x) + \theta(f) + \phi)} df \quad (2.2)$$

ここで,  $d$  は信号源から対象物までの距離 [m],  $\gamma e^\phi$  は反射係数であり, 周波数に依存しない値と仮定する。

マイクロフォンを信号源と同じ位置に配置すると ( $x = 0$ ), 収音される合成波  $v_C(t, 0)$  は次式となる。

$$v_C(t, 0) = v_T(t, 0) + v_R(t, 0) \quad (2.3)$$

合成波  $v_C(t, 0)$  を周波数領域へ変換するために次式のようにフーリエ変換する。

$$V_C(f, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} v_C(t, 0) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.4)$$

このときのパワースペクトル  $p_C(f, 0)$  は次式となる。

$$p_C(f, 0) = |A(f)|^2 \left\{ 1 + 2\gamma \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi(f)\right) + \gamma^2 \right\} \quad (2.5)$$

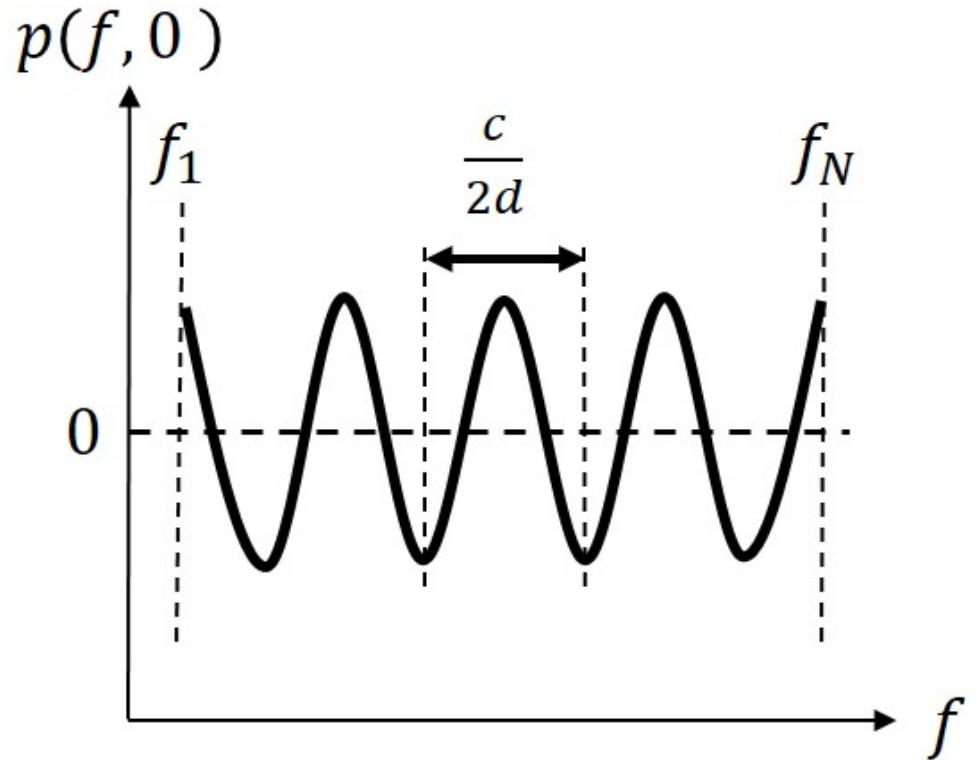


図 2.1 位相干渉成分

式 (2.5) の第 1 項, 2 項, 3 項はそれぞれ送信波, 位相干渉, 反射波成分である. 位相干渉成分は送信波と反射波の位相が干渉して生じた成分である.

位相干渉成分について着目していく. 位相干渉成分は次式となる.

$$p(f, 0) = 2\gamma \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) \quad (2.6)$$

式 (2.6) より位相干渉成分は図 2.1 に示すような周期関数であり, その周期はマイクロフォン-対象物間距離  $d$  に反比例する. そのため, さらにフーリエ変換することで距離推定ができる. 具体的には, フーリエ変換の公式の変数を置き換え, 次式のようにフーリエ変換する.

$$P(x) = \int_{f_1}^{f_N} p_C(f, 0) e^{-j2\pi \frac{2x}{c} f} df \quad (2.7)$$

この  $P(x)$  の絶対値が距離スペクトル  $|P(x)|$  となる. 図 2.2 に示すように距離スペクトルのピーク位置がマイクロフォン – 対象物間距離  $d$  の推定値となる.

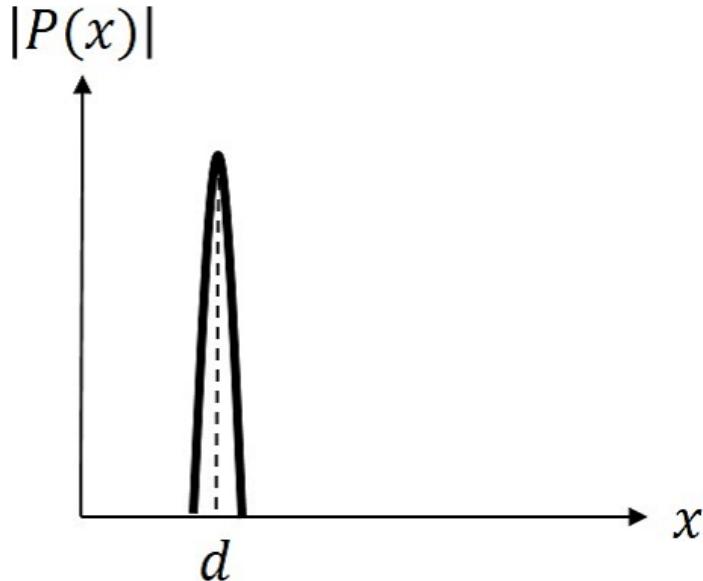


図 2.2 距離スペクトル

近距離になるにつれ, 位相干渉成分の周期は長くなる. また, 式(2.7)は有限長のフーリエ変換であり, 区間長は帯域幅である. これらのことから, 最小推定可能距離  $d_{\min}$  は送信波の帯域幅  $f_W$  によって決まり, 周期は帯域幅より小さくならなければならない.

$$d_{\min} = \frac{c}{2f_W} \quad (2.8)$$

この最小推定可能距離は距離分解能に相当する. 式(2.8)より, 帯域幅を広くすることによって近距離の推定が可能となる.

遠距離になるにつれ, 位相干渉成分の周期は短くなる. そのため, 最大推定可能距離  $d_{\max}$  は周波数間隔  $\Delta f$  ( $\Delta f = f_{i+1} - f_i$ ) によって決まる. サンプリング定理より周期は 2 倍の周波数間隔より長くならなければならない.

$$d_{\max} = \frac{c}{4\Delta f} \quad (2.9)$$

この手法はマイクロフォンで収音された合成波の位相干渉成分を, フーリエ変換することで距離推定が行える. そのため, 位相干渉成分を抽出する方法が重要となる. 抽出法について第3章で述べる.

### 2.1.2 幾何学的配置

前節ではマイクを信号源と同じ位置に配置することを仮定し、理論を説明した。しかし、信号源にスピーカーを用いた場合において、図 2.3 のような幾何学的配置となる。この配置により誤差が生じ、距離スペクトルのピーク位置  $d'$  はマイクロフォン – 対象物間距離  $d$  よりも下回る値となる [11]。この誤差の補正法について述べていく。

$l$  は対象物によって反射してから収音される波形の伝搬経路を  $1/2$  した長さ [m],  $r$  は垂直方向のスピーカー – マイクロフォン間距離 [m] である。これらの値と距離スペクトルのピーク位置の関係は次式で表せられる [11]。

$$d' = l - \frac{r}{2} \quad (2.10)$$

式 (2.10)において、距離スペクトルのピーク位置  $d'$  とスピーカー – マイクロフォン距離  $r$  は既知の値である。図 2.3 に示すように  $l$  を斜辺とした直角三角形ができるため、3 平方の定理より  $l$  は次式で表される。

$$l = \sqrt{d^2 + \left(\frac{r}{2}\right)^2} \quad (2.11)$$

式 (2.11) を式 (2.10) に代入し、整理すると、マイクロフォン – 対象物間距離  $d$  は次式で算出できる。

$$d = \sqrt{d'^2 + d'r} \quad (2.12)$$

距離スペクトルのピーク位置  $d'$  の値に、スピーカー – マイクロフォン間距離  $r$  に応じた値を加算している。この補正により誤差を低減することが出来る。

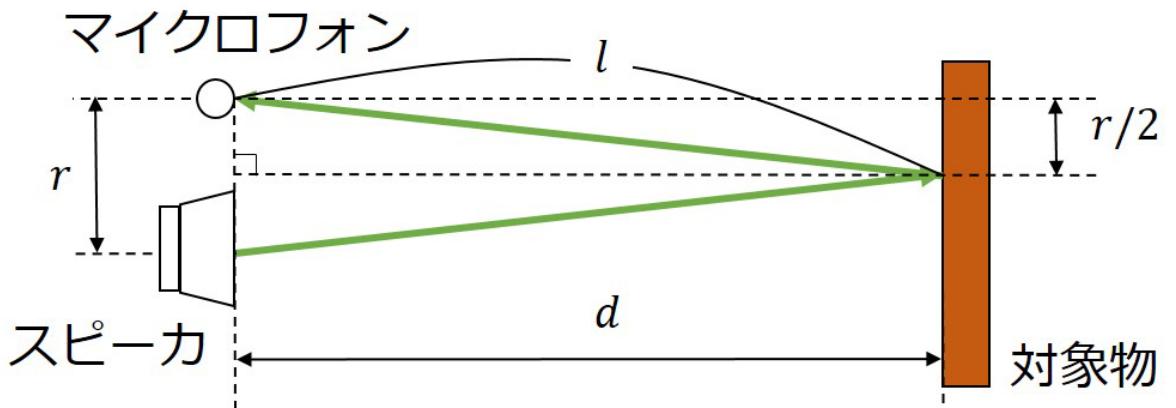


図 2.3 幾何学的配置

## 2.2 パラメトリックスピーカ

音速が一定であると仮定し、正弦波を音源としたとき、ある点で観測される波形は図 2.4 の実線となる。しかし、実際は音圧に依存しており、瞬時音速  $c_f$  は次式で表される。

$$c_f = c_0 + \beta \frac{p}{\rho_0 c_0} \quad (2.13)$$

$c_0$  は無限小振幅の時の音速、 $p$  は音圧、 $\rho_0$  は平衡状態の密度である。 $\beta$  は非線形係数であり、伝搬する媒質によって異なる値となる。空气中での非線形係数は 1.2 である。

式 (2.13) より、正弦波の最大音圧の時が最大瞬時音速、最小音圧の時が最小瞬時音速となる。したがって、正弦波は図 2.4 の破線のようにひずんでしまう。正弦波はひずむことによって高調波、複数の周波数成分から構成される波にあっては、それらの高調波のほかに差音や和音が発生する [12]。このひずみは波数が多くなるにつれ、蓄積的に増大していく。そのため、20kHz 以上の超音波帯域は人の耳に聞こえる可聴周音よりもひずみが発生しやすくなる。

パラメトリックスピーカは、超音波を放射して、空気の非線形性による波形のひずみを利用して、指向性の強い可聴音を発生させる。

可聴音を発生させる原理として、超音波である搬送波を可聴音で振幅変調された振幅変調波を利用する。振幅変調波の周波数特性は搬送波の周波数に加え、搬送波の周波数と可聴音の周波数の差と和の周波数を持つ、超音波帯域の波形となる。この振幅変調波を大音圧でパラメトリックスピーカから放射すると、空気中の非線形性によりひずみが生じ、搬

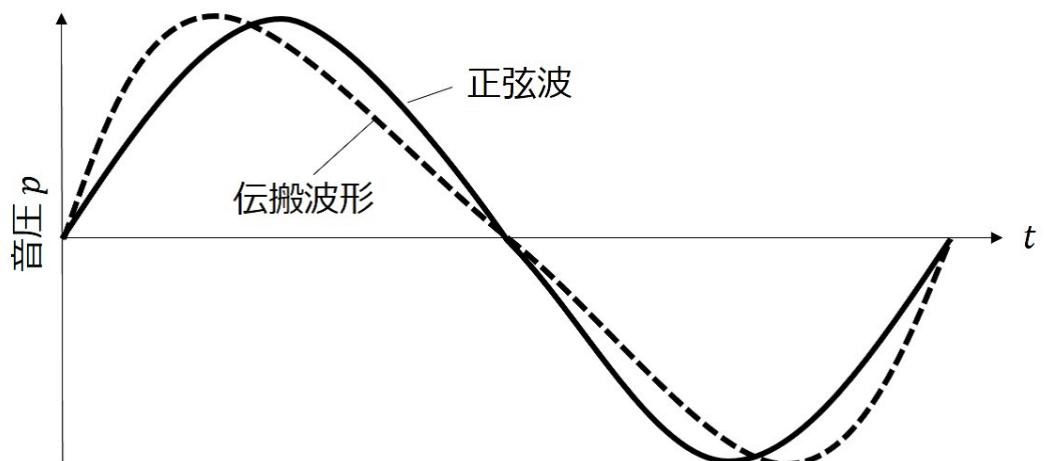


図 2.4 非線形性による波形ひずみ

送波と各周波数の差音と和音が発生する。この差音の周波数特性は可聴音の周波数特性と同一のものである。したがって、可聴音が復調される。

復調される可聴音はひずみによって発生するため、超音波である振幅変調波の放射範囲内において蓄積的に増大していく。これにより、指向性の強い可聴音を伝搬させることが出来る。

図 2.5 は実物のパラメトリックスピーカである。図 2.6 は、通常のスピーカとパラメトリックスピーカで伝搬される、可聴音の様子を描いたものである。通常のスピーカはスピーカから拡散されて可聴音が伝搬される。それに対して、パラメトリックスピーカはスピーカから直線的に可聴音が伝搬される。

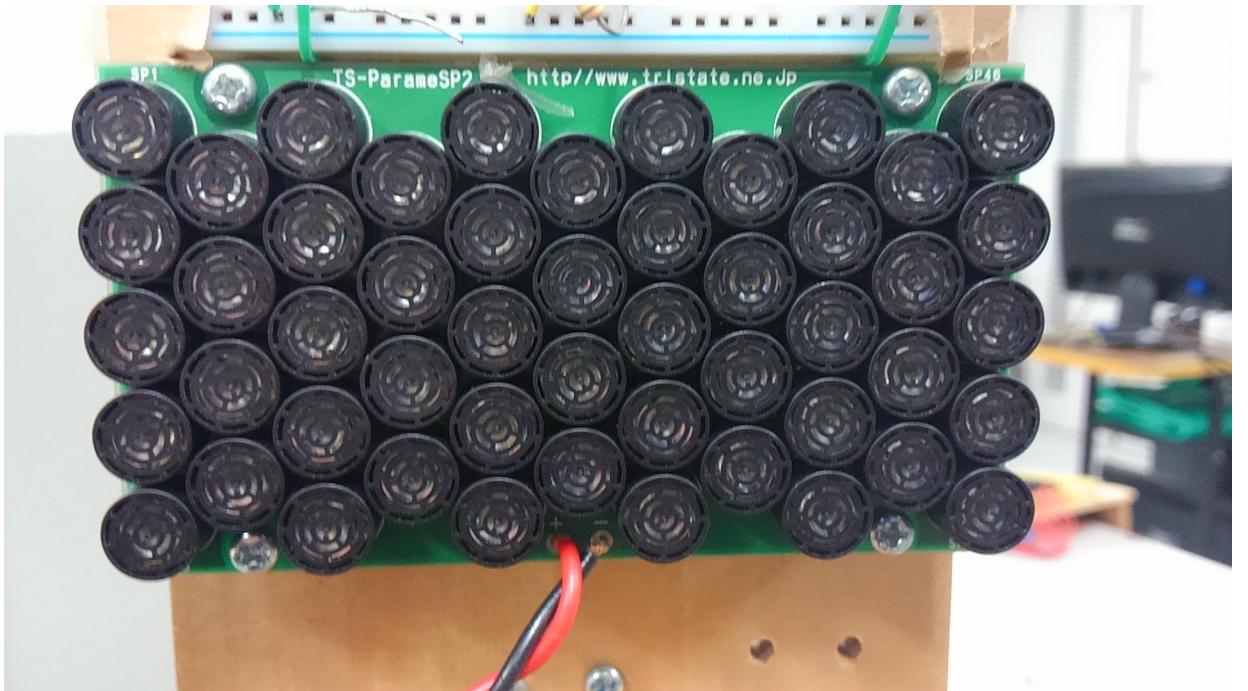
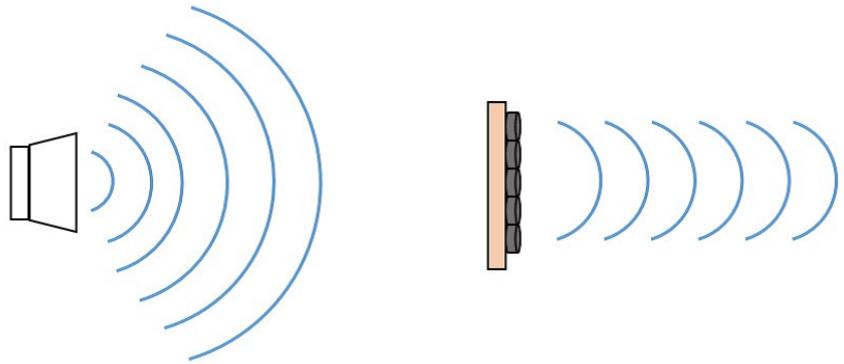


図 2.5 パラメトリックスピーカ



(a) 通常のスピーカ (b) パラメトリックスピーカ  
図 2.6 スピーカによる指向性の違い

## 2.3 まとめ

本章では、位相干渉に基づく距離推定とパラメトリックスピーカの原理について述べた。位相干渉に基づく距離推定は、送信波と対象物からの反射波の位相干渉によって生じた位相干渉成分を、利用しており、広帯域の音源を用いるほど近距離の推定が可能となる。パラメトリックスピーカは空気の非線形性を利用して指向性の強い可聴音を再生する。第3章では、位相干渉に基づく距離推定で位相干渉成分を抽出する従来の方法と、パラメトリックスピーカを用いたときの従来法の問題点について述べる。

## 第3章 従来手法

本章では、従来手法での位相干渉成分を抽出する方法とその問題点について述べる。3.1節では、対象物がない状態で事前に収音した観測波を用いて、位相干渉成分を抽出する方法について述べる。3.2節では、測定にパラメトリックスピーカを用いた際の、従来手法の問題点を述べる。

### 3.1 位相干渉成分の抽出法

実環境の測定の場合、収音される合成波はスピーカからマイクロフォンまでの測定系の影響を受ける。測定系のインパルス応答  $g(t)$  を次式とする。

$$g(t) = g_L(t) * g_M(t) \quad (3.1)$$

$g_L(t)$  と  $g_M(t)$  はそれぞれスピーカとマイクロフォンのインパルス応答である。 $*$  は畳込み演算子である。測定系のインパルス応答の影響により、収音される合成波  $v_C(t, 0)$  は次式となる。

$$v_C(t, 0) = g(t) * \{v_T(t, 0) + v_R(t, 0)\} \quad (3.2)$$

合成波  $v_C(t, 0)$  のパワースペクトル  $p_C(f, 0)$  は次式となる。

$$p_C(f, 0) = |A(f)|^2 |G(f)|^2 \left\{ 1 + 2\gamma \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) + \gamma^2 \right\} \quad (3.3)$$

$|A(f)|$  と  $|G(f)|$  はそれぞれ音源と測定系の周波数特性である。

位相干渉成分である、式(3.3)の中括弧内の第2項を抽出するためには、音源と測定系の周波数特性及び、中括弧内の直流成分を除去する必要がある。

音源と測定系の周波数特性の除去する方法として、事前に対象物がない状態で計測をしておく必要がある[7]。

スピーカとマイクロフォンが同じ位置にあり、対象物がない時の収音される観測波  $v_{C0}(t, 0)$  は次式となる。

$$v_{C0}(t, 0) = g(t) * v_T(t, 0) \quad (3.4)$$

対象物がない状態の観測波のパワースペクトル  $p_{C0}(f, 0)$  は次式となる。

$$p_{C0}(f, 0) = |A(f)|^2 |G(f)|^2 \quad (3.5)$$

対象物がない状態のパワースペクトル  $p_{C0}(f, 0)$  は、合成波のパワースペクトル  $p_C(f, 0)$  の第1項と同じため、送信波成分である。

合成波のパワースペクトル  $p_C(f, 0)$  を2倍の送信波成分  $p_{C0}(f, 0)$  で除算すると次式となる。

$$p_D(f, 0) = \frac{p_C(f, 0)}{2p_{C0}(f, 0)} = \frac{1}{2} + \gamma \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) + \frac{\gamma^2}{2} \quad (3.6)$$

$p_D(f, 0)$  の第1項と第3項は定数であるため、平均をとって直流成分を除去することで位相干渉成分を抽出できる。

## 3.2 問題点

従来法は、測定装置であるスピーカとマイクロフォンだけを測定系としている。そのため、送信波と反射波のそれぞれの伝搬経路による周波数特性の違いを考慮に入れていない。しかし、パラメトリックスピーカのような指向性が強いスピーカの場合は、スピーカとマイクロフォンの位置の影響で収音される音の周波数特性が異なる。そのため、考慮に入れる必要がある。

## 3.3 まとめ

本章では、従来法での位相干渉成分の抽出の仕方と問題点について述べた。従来法では、事前に対象物がない状態で収音した観測波を用いて測定系の周波数特性を除去し、その後、直流成分を除去して位相干渉成分を抽出する。この手法の問題点として送信波と反射波の伝搬経路による周波数特性の違いを考慮に入れていないことが挙げられる。第4章では、伝搬経路による周波数特性の違いを考慮に入れた、位相干渉に基づく距離推定法を述べる。

## 第 4 章 提案法

本章では、パラメトリックスピーカーを用いた距離推定方法について述べる。4.1 節では、送信波と反射波の伝搬経路による周波数特性の違いを考慮に入れた場合について述べる。4.2 節では、対象物がない状態で収音しておいた観測波を、対象物がある状態で得られる観測波に合成し、疑似的に位相干渉を生じさせる方法について述べる。4.3 節では処理の流れについて述べる。

### 4.1 伝搬経路による周波数特性の違いの考慮

3.2 節で述べたように、従来法は送信波と反射波の伝搬経路による周波数特性の違いを考慮に入れていない。本節では、このような違いを考慮に入れた場合について述べていく。

図 4.1 に示すように送信波と反射波、それぞれの伝搬経路のインパルス応答を  $g_T(t)$ ,  $g_R(t)$  とする。その時、収音される合成波  $v_C(t, 0)$  は次式となる。

$$v_C(t, 0) = g(t) * \{g_T(t) * v_T(t, 0) + g_R(t) * v_R(t, 0)\} \quad (4.1)$$

伝搬経路の違いにより、送信波  $v_T(t, 0)$  と反射波  $v_R(t, 0)$  にそれぞれ異なったインパルス応答が畳込まれる。

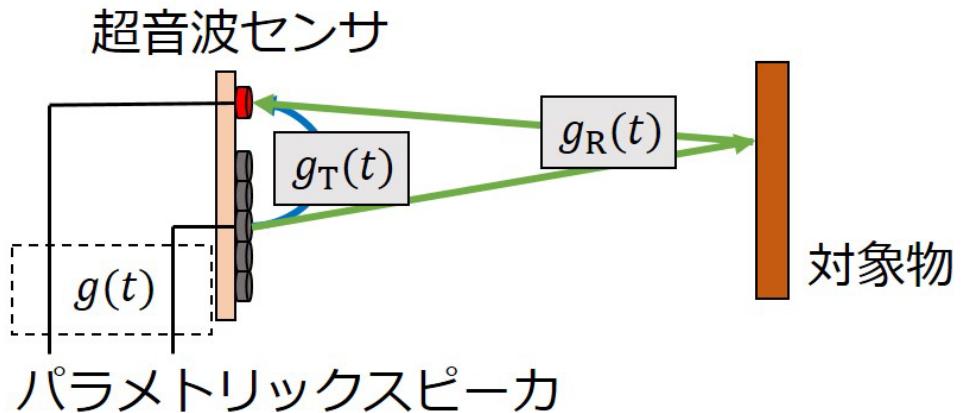


図 4.1 送信波と反射波の伝搬経路

合成波のパワースペクトル  $p_C(f, 0)$  は次式となる.

$$\begin{aligned} p_C(f, 0) = & |A(f)|^2 |G(f)|^2 \\ & \left\{ |G_T(f)|^2 + 2\gamma |G_T(f)| |G_R(f)| \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) + \gamma^2 |G_R(f)|^2 \right\} \end{aligned} \quad (4.2)$$

$|G_T(f)|$  と  $|G_R(f)|$  はそれぞれ送信波と反射波の伝搬経路による周波数特性である.

対象物がない状態の観測波のパワースペクトル  $p_{C0}(f, 0)$  は、合成波のパワースペクトル  $p_C(f, 0)$  の送信波成分と同じであるため、次式とする.

$$p_{C0}(f, 0) = |A(f)|^2 |G(f)|^2 |G_T(f)|^2 \quad (4.3)$$

合成波のパワースペクトル  $p_C(f, 0)$  を 2 倍の送信波成分  $p_{C0}(f, 0)$  で除算すると次式になる.

$$p_D(f, 0) = \frac{p_C(f, 0)}{2p_{C0}(f, 0)} = \frac{1}{2} + \gamma \frac{|G_R(f)|}{|G_T(f)|} \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) + \frac{\gamma^2 |G_R(f)|^2}{2|G_T(f)|^2} \quad (4.4)$$

式 (4.2) より、送信波成分は  $|G_T(f)|^2$ 、位相干渉成分は  $|G_T(f)||G_R(f)|$ 、反射波成分は  $|G_R(f)|^2$  がそれぞれにかけられており、すべて異なる周波数特性となっている。そのため、式 (4.4) のように送信波成分で除算をしても、位相干渉成分と反射波成分の周波数特性を除去することができない。したがって、反射波成分が定数にならないので、 $p_D(f, 0)$  の平均をとって、その平均値で減算しても、位相干渉成分のみを抽出することができない。

近距離の測定にパラメトリックスピーカを用いた場合は、指向性の強さから送信波よりも反射波の振幅が大きくなる ( $\gamma > 1$ )[7]。そのため、位相干渉成分と反射波成分は次式のような関係となる。

$$\gamma \frac{|G_R(f)|}{|G_T(f)|} \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) < \frac{\gamma^2 |G_R(f)|^2}{2|G_T(f)|^2} \quad (4.5)$$

反射波成分は  $\gamma^2$  により位相干渉成分より大きくなる。したがって、反射波成分を除去しないままフーリエ変換を行うと、反射波成分が距離スペクトルへ影響を及ぼし、距離測定の精度が低下する。

これらのことより、パラメトリックスピーカを用いた測定の場合、反射波成分を位相干渉成分よりも小さくする必要がある。

## 4.2 疑似位相干渉

4.1 節で述べたように、パラメトリックスピーカを用いた測定の場合、距離スペクトルの影響を低下させるために、反射波成分のパワーを位相干渉成分よりも小さくする必要がある。

そこで提案法は、事前に対象物がない状態で収音しておいた観測波  $v_{C0}(t, 0)$  を対象物がある状態で得られる観測波  $v_C(t, 0)$  に合成し、疑似的に位相干渉を生じさせる。合成する際に、対象物がある状態で得られる観測波  $v_C(t, 0)$  に重みづけすることによって、反射波成分のパワーを位相干渉成分よりも小さくする。

対象物がない状態で収音しておいた観測波  $v_{C0}(t, 0)$  を次式とする。

$$v_{C0}(t, 0) = g(t) * g_T(t) * v_T(t, 0) \quad (4.6)$$

対象物がない状態で収音しておいた観測波  $v_{C0}(t, 0)$  を、重み付けした対象物がある状態で得られる観測波  $v_C(t, 0)$  に合成すると次式となる。

$$v'_C(t, 0) = v_{C0}(t, 0) + \alpha v_C(t, 0) \quad (4.7)$$

重み  $\alpha$  は  $1 >> \alpha > 0$  とする。式(4.7)の  $v_{C0}(t, 0)$  と  $v_C(t, 0)$  にそれぞれ式(4.6), (4.1)を代入し、整理すると、重み  $\alpha$  が非常に小さいことにより次のように近似できる。

$$v'_C(t, 0) = g(t) * g_T(t) * v_T(t, 0) + g(t) * \alpha \{g_T(t) * v_T(t, 0) + g_R(t) * v_R(t, 0)\} \quad (4.8)$$

$$= g(t) * \{g_T(t) * (1 + \alpha)v_T(t, 0) + g_R(t) * \alpha v_R(t, 0)\} \quad (4.9)$$

$$\approx g(t) * \{g_T(t) * v_T(t, 0) + g_R(t) * \alpha v_R(t, 0)\} \quad (4.10)$$

式(4.10)より、 $v'_C(t, 0)$  は、対象物がある状態で得られた観測波  $v_C(t, 0)$  の反射波  $v_R(t, 0)$  の部分に  $\alpha$  が重みづけされた波形となる。

$\alpha$  が重みづけされた波形  $v'_C(t, 0)$  のパワースペクトル  $p'_C(f, 0)$  は次式となる。

$$p'_C(f, 0) = |A(f)|^2 |G(f)|^2 \left\{ |G_T(f)|^2 + 2\gamma\alpha|G_T(f)||G_R(f)| \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) + \gamma^2\alpha^2|G_R(f)|^2 \right\} \quad (4.11)$$

$p'_C(f, 0)$  の反射波成分には  $\alpha^2$  が重み付けされている。このことにより送信波成分と位相干渉成分よりも小さくなる。したがって、反射波成分を無視すると次式のように近似できる。

$$p'_C(f, 0) \approx |A(f)|^2 |G(f)|^2 \left\{ |G_T(f)|^2 + 2\gamma\alpha|G_T(f)||G_R(f)| \cos\left(\frac{4\pi f}{c}d - \phi\right) \right\} \quad (4.12)$$

式(4.12)より、送信波成分と位相干渉成分が残る。送信波成分は、 $p_{C0}(f, 0)$ で除算後、平均値で減算することで除去できる。そのため位相干渉成分だけが残り、抽出することができる。

### 4.3 処理の流れ

図4.2に提案法の処理の流れを示す。対象物がある状態で収音された観測波 $v_C(t, 0)$ に重み $\alpha$ を乗算する。事前に対象物がない状態で収音しておいた観測波 $v_{C0}(t, 0)$ を重み $\alpha$ を乗算した波形に合成する。合成してできた波形は疑似的に位相干渉を生じさせてるため、今後は疑似合成波 $v'_C(t, 0)$ と呼ぶ。疑似合成波 $v'_C(t, 0)$ と、対象物がない状態で収音しておいた $v_{C0}(t, 0)$ を時間領域から周波数領域に変換するために、フーリエ変換を行い、それぞれのパワースペクトル $p'_C(f, 0)$ と $p_{C0}(f, 0)$ を得る。音源と測定系の周波数特性を除去するために、疑似合成波のパワースペクトル $p'_C(f, 0)$ を、対象物がない状態で収音しておいた観測波のパワースペクトル $p_{C0}(f, 0)$ で除算する。除算後のパワースペクトルを $p'_D(f, 0)$ とする。除算後のパワースペクトル $p'_D(f, 0)$ から直流成分を除去 $p'_D(f, 0)$ して位相干渉成分 $p'(f, 0)$ を得る。位相干渉成分 $p'(f, 0)$ を周波数領域から距離領域に変換するために、フーリエ変換を行い、その後絶対値をとって距離スペクトル $|P(x)|$ を算出する。

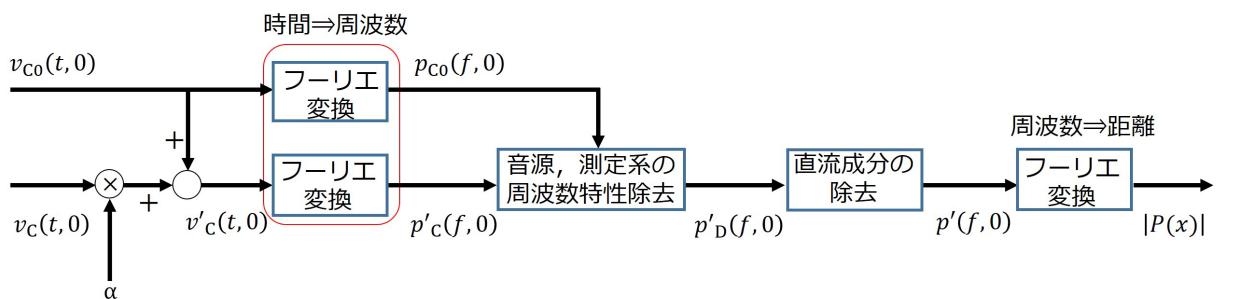


図 4.2 提案法の流れ図

## 4.4 まとめ

本章では、パラメトリックスピーカを用いた距離推定方法について述べた。提案法では、対象物がない状態で収音しておいた観測波を、対象物がある状態で得られる観測波に合成し、疑似的に位相干渉を生じさせる方法について述べた。合成する際に、対象物がある状態で得られる観測波に、非常に小さい値を重みづけすることによって、反射波成分を送信波成分と位相干渉成分よりも小さくできる。したがって、その後従来法を適用することによって、位相干渉成分を抽出できる。第5章では、シミュレーション及び実測により提案法の有効性を示す。

# 第 5 章 シミュレーションおよび実験

本章では、シミュレーション及び実測で疑似位相干渉を用いた距離推定を行い、第4章で述べた提案法について有効性を示す。まず、5.1節で送信波と反射波の伝搬経路によって周波数特性が異なる場合のシミュレーションを行い、距離スペクトルに与える影響と、提案法で改善されることを示す。次に、5.2節で音源に帯域インパルス音を用いて実測を行い、提案法で距離推定が可能であることを示す。最後に、5.3節で音源に40kHzの正弦波を、音楽波形で振幅変調した波形を用いて実測を行い、提案法で距離推定が可能であることを示す。

## 5.1 シミュレーション

### 5.1.1 シミュレーション内容

送信波と反射波の伝搬経路によって周波数特性が異なる場合についてシミュレーションを行う。シミュレーションでは、送信波と反射波にそれぞれ異なる重みづけをして周波数特性の違いを表現する。

シミュレーションに用いた送信波  $v'_T(t, 0)$  と反射波  $v'_R(t, 0)$  はそれぞれ、式(2.1)と式(2.2)を基に次式より作成した。スピーカとマイクロフォンは同じ位置にあると仮定している( $x = 0$ )。

$$v'_T(t, 0) = \sum_{i=1}^N A \sin(2\pi f_i t + \theta) \quad (5.1)$$

$$v'_R(t, 0) = \sum_{i=1}^N A \sin\left(2\pi f_i t - \frac{2\pi f_i}{c} 2d + \theta\right) \quad (5.2)$$

$N$  は周波数領域のデータ点数である。今回、振幅  $A$  と初期位相  $\theta$  は周波数に依存せず、一定とする。式(5.1)のように振幅  $A$  と初期位相  $\theta$  が、周波数に依存せず一定である送信波を、帯域インパルス音とする。各周波数  $f_i$  は等間隔の値となっており、次式を用いて決めている。

$$f_i = \frac{1600 + (i - 1)}{sample} \times f_s \quad (5.3)$$

$f_s$  はサンプリング周波数,  $sample$  は時間領域から周波数領域へ変換するときのサンプル数である。送信波  $v'_T(t, 0)$  と反射波  $v'_R(t, 0)$  にそれぞれ異なった重み  $w_m(i)$  を乗算する。

$$w_m(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} e^{-\frac{(i-\mu_m)^2}{2\sigma_m^2}} \quad m = 1, 2 \quad (5.4)$$

$$v'_{wT}(t, 0) = \sum_{i=1}^N w_1(i) A \sin(2\pi f_i t + \theta) \quad (5.5)$$

$$v'_{wR}(t, 0) = \sum_{i=1}^N w_2(i) A \sin\left(2\pi f_i t - \frac{2\pi f_i}{c} 2d + \theta\right) \quad (5.6)$$

重み  $w_m(i)$  の関数はガウス分布を用いている。 $\mu_m$  と  $\sigma_m$  はそれぞれ、ガウス分布の平均と標準偏差である。送信波と反射波には、 $\mu_m$  と  $\sigma_m$  に異なる値を代入して周波数特性の違いを表現する。また、反射波は反射による減衰はないものとしている。

シミュレーション条件を表 5.1 に示す。周波数領域のデータ点数  $N$  は 256 とする。周波数領域から距離領域に変換する際には、刻み幅を細かくするために、0 埋めを行い、周波数軸を 4096 点に拡張する。

表 5.1 シミュレーション条件

入力信号		帯域インパルス音		
サンプリング周波数		96kHz		
帯域幅		6kHz(37kHz~43kHz)		
音速		340m/s		
反射係数		$\gamma = 1, \phi = 0$		
サンプル数	時間領域		4096	
	周波数領域	0 埋め前	256	
		0 埋め後	4096	
距離スペクトルの刻み幅		$3.54 \times 10^{-2}$ m		
最小推定可能距離		0.028m		
最大推定可能距離		3.62m		
距離		1.0m		
重み $\alpha$		$10^{-10}$		

### 5.1.2 シミュレーション結果

図 5.1 に送信波と反射波に重み  $w_m(i)$  づけしたときのパワースペクトルを示す。それぞれ  $p'_{\text{wT}}(f, 0)$  は  $v'_{\text{wT}}(t, 0)$ ,  $p'_{\text{wR}}(f, 0)$  は  $v'_{\text{wR}}(t, 0)$  のパワースペクトルである。ガウス分布のパラメータは、送信波の重み  $w_1(i)$  の場合,  $\mu_1 = 128$ ,  $\sigma_1 = 50$ , 反射波の重み  $w_2(i)$  の場合,  $\mu_2 = 98$ ,  $\sigma_2 = 50$  である。送信波と反射波の重みが異なる時の距離スペクトルは図 5.2 に示す。図 5.2(a), (b) はそれぞれ従来法, 提案法の距離スペクトルである。従来法及び提案法では、推定したい距離である 1.0m の位置にスペクトルのピークがきており、距離推定が行われている。しかし、従来法は 0m 付近のスペクトルが最大となっている。これは、送信波と反射波の伝搬経路によって周波数特性が異なることによる影響である。それに対して提案法は 0m 付近のスペクトルが抑制されている。これらの結果から、送信波と反射波の伝搬経路によって周波数特性が異なる場合においても、反射波の振幅を送信波の振幅よりも小さくすることにより、距離推定の精度の向上を可能となることがわかる。

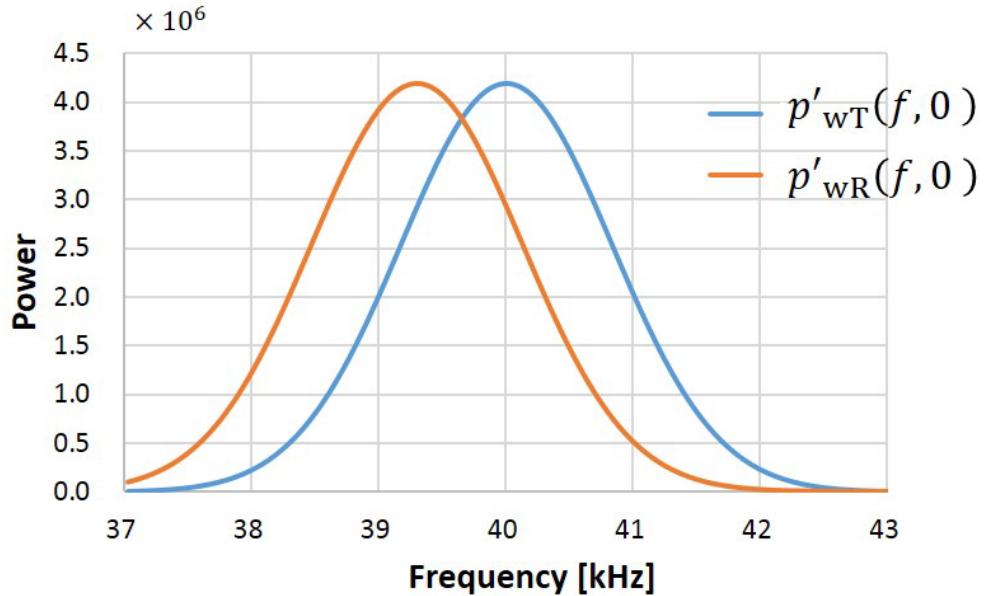


図 5.1 送信波と反射波のパワースペクトル

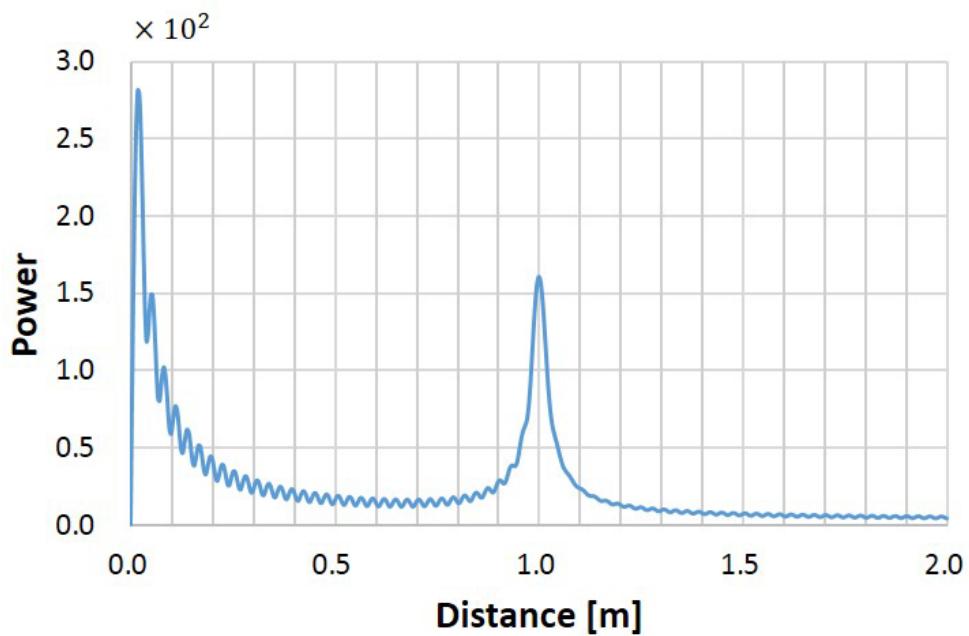
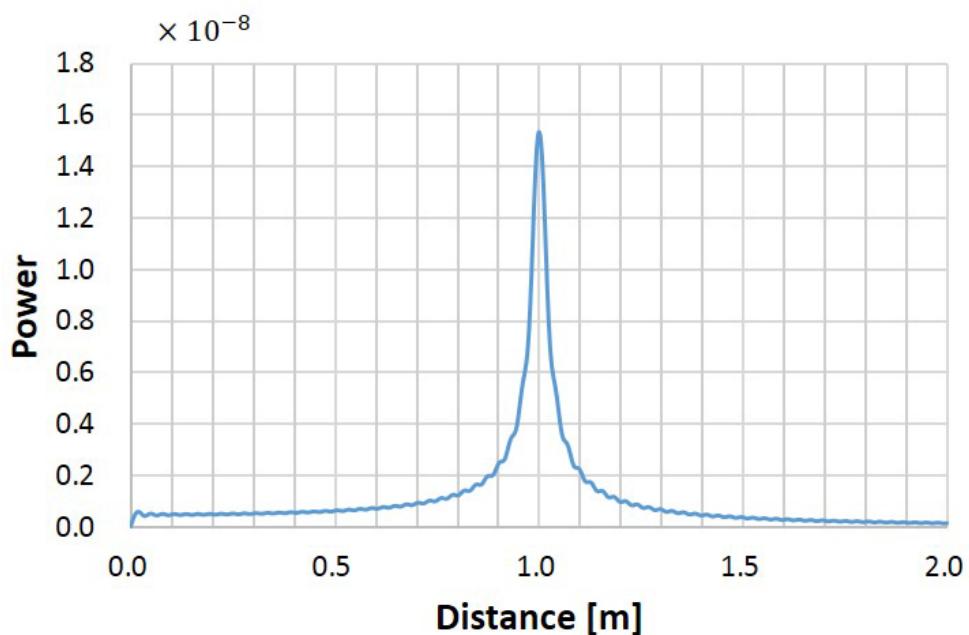
(a) 従来法 ( $d=1.0\text{m}$ )(b) 提案法 ( $d=1.0\text{m}$ )

図 5.2 シミュレーションによる距離スペクトル

## 5.2 帯域インパルス音による距離推定

### 5.2.1 実験環境

本研究で使用した機器を表 5.2, 構築したシステムのブロック図を図 5.3, 測定環境を図 5.4 に示す。送信機はパラメトリックスピーカ, 受信機は超音波センサを使用している。パラメトリックスピーカと超音波センサは一体化させており, 外観図は図 5.5 に示す。信号の再生は, MATLAB から信号を送り, オーディオインターフェースを介し, パワーアンプで増幅後, パラメトリックスピーカから空気中に放射した。信号の録音は, 超音波センサで受信後, OPAMP 増幅回路によって増幅され, オーディオインターフェースを介し, MATLAB で保存を行った。5.3 節でも同様の実験環境で実験を行っている。

表 5.2 使用機器

ソフトウェア	MATLAB R20011b (7.13.0.564)
超音波素子(送信機)	UT1007-Z325R (SPL Limited)
超音波素子(受信機)	MA40S4R (村田製作所)
オーディオインターフェース	UA-1010 (Roland)
パワーアンプ	PU-2102R (EKJAPAN)

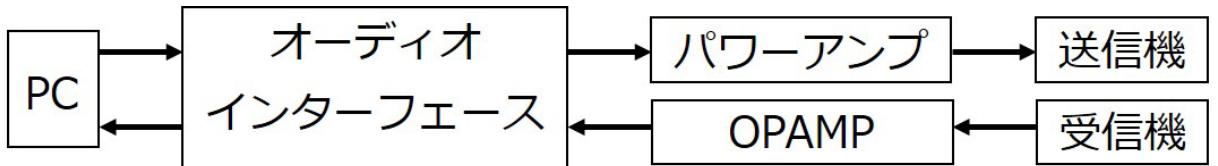


図 5.3 システムブロック

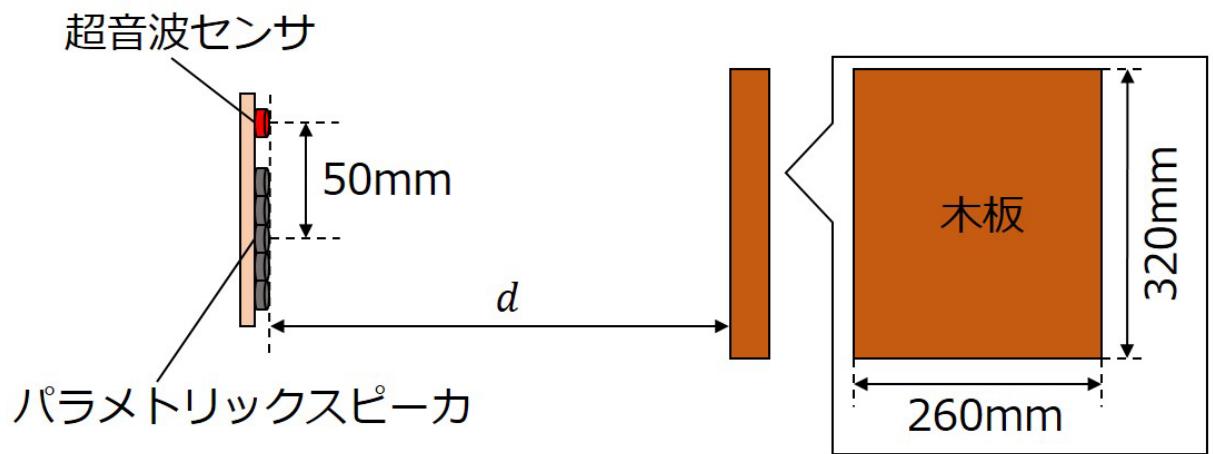


図 5.4 実験環境

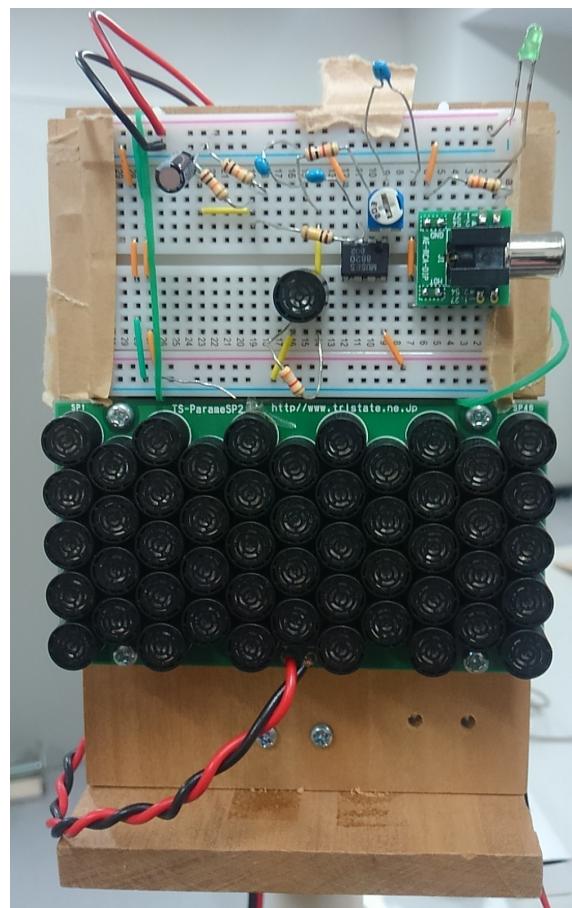


図 5.5 パラメトリックスピーカと超音波センサの外観図

### 5.2.2 実験内容

式(5.1)を用いて生成した帯域インパルス音を音源として測定を行った。帯域インパルス音を用いた測定の実験条件は表5.3に示す。本実験では、事前に対象物がない状態の観測波 $v_{C0}(t, 0)$ を収音しておく。その後、各距離に対象物を設置し、その時の観測波 $v_C(t, 0)$ を収音する。その2つの波形を合成し、 $v'_C(t, 0)$ を生成する。生成する際に、対象物がある状態で収音された観測波 $v_C(t, 0)$ に重み $\alpha$ を乗算する。その合成波 $v'_C(t, 0)$ を用いて距離推定を行う。放射する音源は対象物有無に関わらず、全て同じ音源とする。今回、重み $\alpha$ はSN比を用いて適切な値を決定する。対象物がない状態で収音していた観測波 $v_{C0}(t, 0)$ を信号、重みを乗算した対象物がある状態で収音された観測波 $\alpha v_C(t, 0)$ を雑音として次式を用いて重み $\alpha$ を算出する。snrはSN比[dB]とする。

$$\alpha = \frac{|v_{C0}(t, 0)|}{|v_C(t, 0)| \times 10^{0.05\text{snr}}} \quad (5.7)$$

表 5.3 実験条件(帯域インパルス音)

入力信号		帯域インパルス音	
サンプリング周波数		96kHz	
帯域幅		6kHz(37kHz~43kHz)	
音速		340m/s	
サンプル数	時間領域		
	周波数領域	0埋め前	
		0埋め後	
距離スペクトルの刻み幅		$3.54 \times 10^{-2}m$	
最小推定可能距離		0.028m	
最大推定可能距離		3.62m	
距離		0.1m, 0.2m, 0.5m, 1.0m, 1.5m	
スピーカ-マイクロフォン距離(垂直方向)		0.05m	
snr		0dB, 30dB, 50dB	

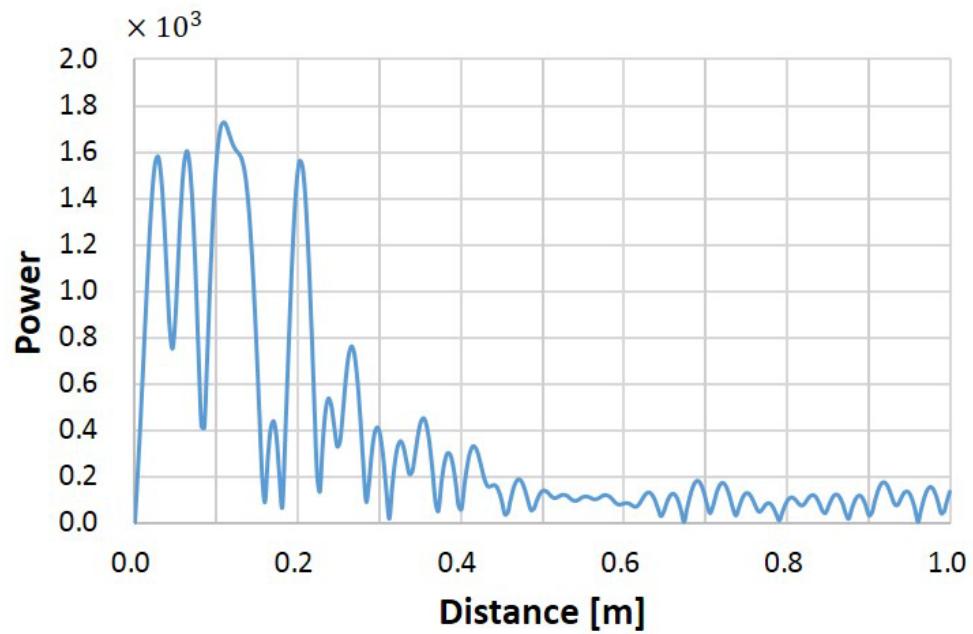
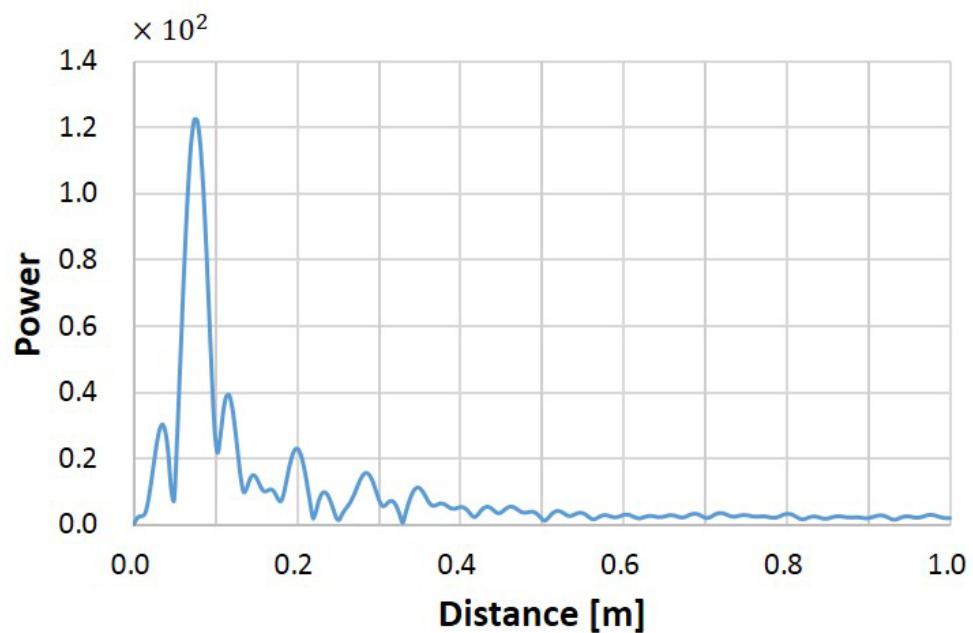
### 5.2.3 実験結果

実験から得られた距離スペクトルは図 5.6 に示す。図 5.6(a) は従来法の距離スペクトル、図 5.6(b), (c), (d) はそれぞれ SN 比が 0dB, 30dB, 50dB の時の提案法の距離スペクトルであり、対象物が存在する位置は全て 0.1m である。従来法の場合、距離スペクトルは、パワーが大きい位置が複数点ある。それに対して、提案法の 3 つの場合は推定したい 0.1m 付近のパワーのみが大きくなっている。これは、他の距離においても同様の結果が得られた。このことから、反射波の振幅を送信波の振幅よりも小さくすることで、推定距離以外のパワーの抑制を可能となることがわかる。距離スペクトルのピーク位置  $d'$  が真値  $d$  よりも下回る理由は、2.1.2 節で述べた、幾何学的配置の影響である。したがって、式 (2.12) を用いて補正を行った。補正に使用する距離スペクトルのピーク位置は、パワーが一番大きい位置とした。その補正值  $\hat{d}$  を用いて、次式より誤差率を算出した。

$$\text{誤差} = \hat{d} - d \quad (5.8)$$

$$\text{誤差率} = \frac{\text{誤差}}{d} \times 100 \quad (5.9)$$

式 (5.8), (5.9) を用いて算出した誤差率は、表 5.4 に示す。表 5.4 より、従来法は近距離である 0.1m, 0.2m, 0.5m の誤差率が大きくなっている。それに対して、提案法はどの SN 比の値でも、全て誤差率が-4[%] 以内となった。このことから、従来法より提案法が距離推定精度向上をしていることがわかる。従来法の誤差率で、1.0m と 1.5m は提案法と同等の値となっている。これは、距離減衰によって反射波が減衰したため、送信波よりも小さい振幅になったからと考えられる。提案法で SN 比が異なる時の誤差率を比較すると、0dB, 30dB, 50dB の結果はほぼ同じ値となっている。0.2m と 1.5m の結果に関しては 0dB だけ他の SN 比より、誤差率が良くなっている。本来なら、0dB は信号と雑音が 1:1 の関係となり、送信波と反射波の振幅が等しくなるため、送信波よりも反射波が小さいという条件に当てはまらない。しかし、今回の雑音は、対象物がある状態で収音される観測波  $v_C(t, 0)$  と仮定しており、 $v_C(t, 0)$  は式 (4.1) にあるように送信波が含まれている。 $v_C(t, 0)$  と対象物がない状態で収音しておいた観測波  $v_{C0}(t, 0)$  は同相であるため、合成することによって、送信波の振幅が増加する。したがって、反射波の振幅が送信波の振幅よりも小さくなり、0dB でも距離が推定できたと考えられる。しかし、この結果は、対象物がある状態で収音される観測波  $v_C(t, 0)$  に含まれている送信波の振幅に依存するため、適切ではないといえる。したがって、音源に帯域インパルス音を用いた場合の適切な  $\alpha$  は式 (5.7) に SN 比である snr の部分に 30dB と 50dB を代入した時の値とする。

(a) 従来法 ( $d=0.1\text{m}$ )(b) 0dB ( $d=0.1\text{m}$ )

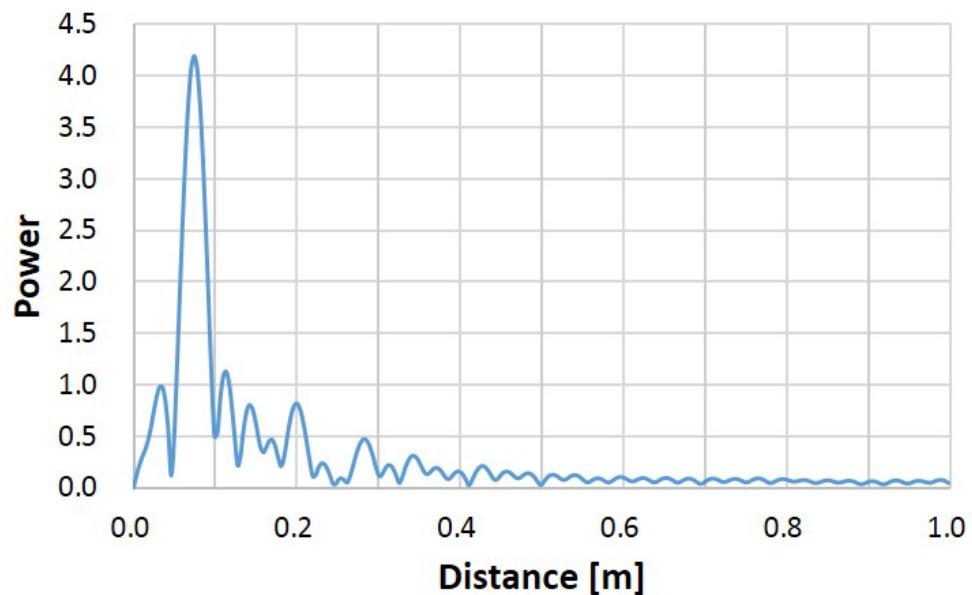
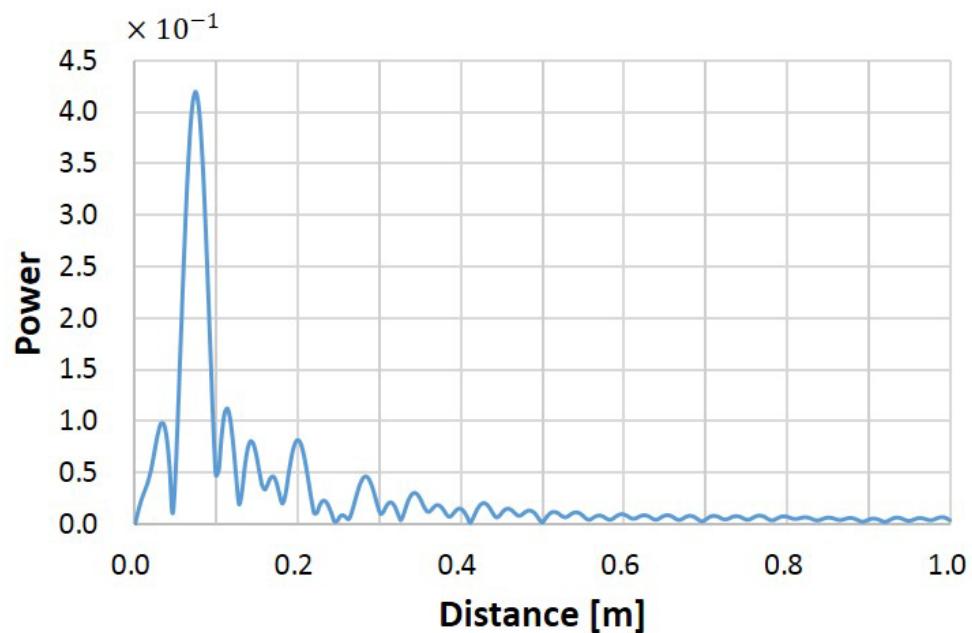
(c)30dB( $d=0.1\text{m}$ )(d)50dB( $d=0.1\text{m}$ )

図 5.6 帯域インパルス音による距離スペクトル

表 5.4 誤差率(帯域インパルス音)

	誤差 [m]				誤差率 [%]			
	従来	0dB	30dB	50dB	従来	0dB	30dB	50dB
0.1m	0.032	-0.004	-0.004	-0.004	32.45	-3.82	-3.82	-3.82
0.2m	-0.137	-0.003	-0.007	-0.007	-68.65	-1.52	-3.30	-3.30
0.5m	-0.434	-0.005	-0.005	-0.005	-86.70	-0.92	-0.92	-0.92
1.0m	-0.012	-0.012	-0.012	-0.012	-1.20	-1.20	-1.20	-1.20
1.5m	-0.020	-0.013	-0.016	-0.016	-1.31	-0.83	-1.07	-1.07

## 5.3 音楽による距離推定

### 5.3.1 実験内容

パラメトリックスピーカの非線形性による可聴音の復調を利用して、音楽を再生しながらの距離推定を行う。音源は、40kHz の正弦波を音楽で振幅変調した波形を用いた。音圧は、スピーカから 0.2m の距離で音圧レベル 130dB とした(小野測器、MI-3140 にて測定)。変調に利用した音楽は、Web サイトのクラシック名曲サウンドライブラリー[13]の「Vivaldi-The-Four-Seasons-Spring-1st-2012-2」を利用した。クラシック名曲サウンドライブラリーはフリーの音楽素材を提供している Web サイトである。

音楽による距離推定の実験条件は表 5.5 に示す。5.2 節では、対象物の有無に関わらず音源を同じとした。この場合、音源ごとに対象物がない状態で収音した観測波  $v_{C0}(t, 0)$  を測定しなければならない。汎用性を上げるために、事前に対象物がない状態でインパルス応答を測定しておき、音源にそのインパルス応答を畳込むで、疑似的に  $v_{C0}(t, 0)$  を生成する。本実験では、生成した合成波  $v'_C(t, 0)$  を、シフト長 2048 サンプルとして、4096 サンプルごとに分割し、分割した区間ごとに距離推定を行った。

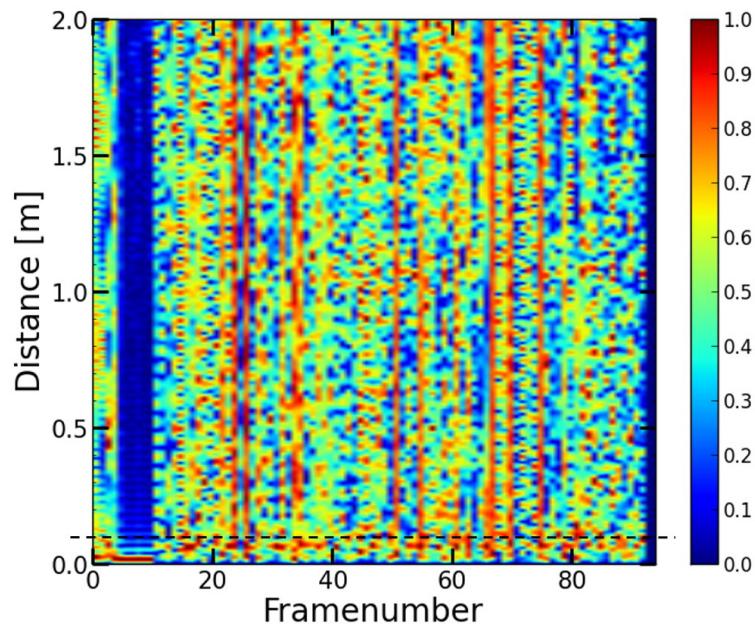
表 5.5 実験条件(音楽)

搬送波		正弦波(40kHz)	
変調信号		Vivaldi-The-Four-Seasons-Spring-1st-2012-2[13]	
サンプリング周波数		96kHz	
帯域幅		6kHz(37kHz~43kHz)	
音速		340m/s	
分割条件	分割サンプル	4096	
	シフト長	2048	
	区間数	94	
	分析窓	ハミング窓	
サンプル数	時間領域	4096	
	周波数領域	0埋め前	256
		0埋め後	4096
距離スペクトルの刻み幅		$3.54 \times 10^{-2}m$	
最小推定可能距離		0.028m	
最大推定可能距離		3.62m	
距離		0.1m, 0.2m, 0.5m, 1.0m, 1.5m	
snr		0dB~100dB (10dB刻み)	

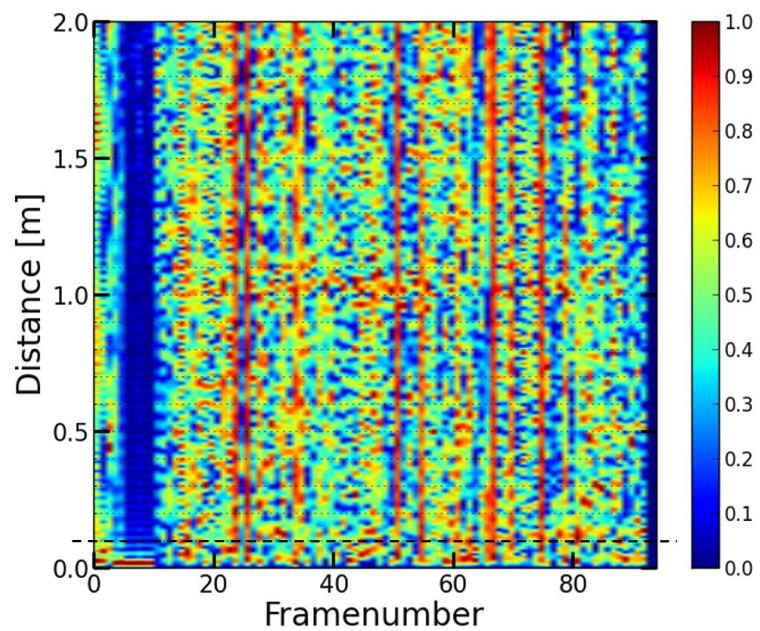
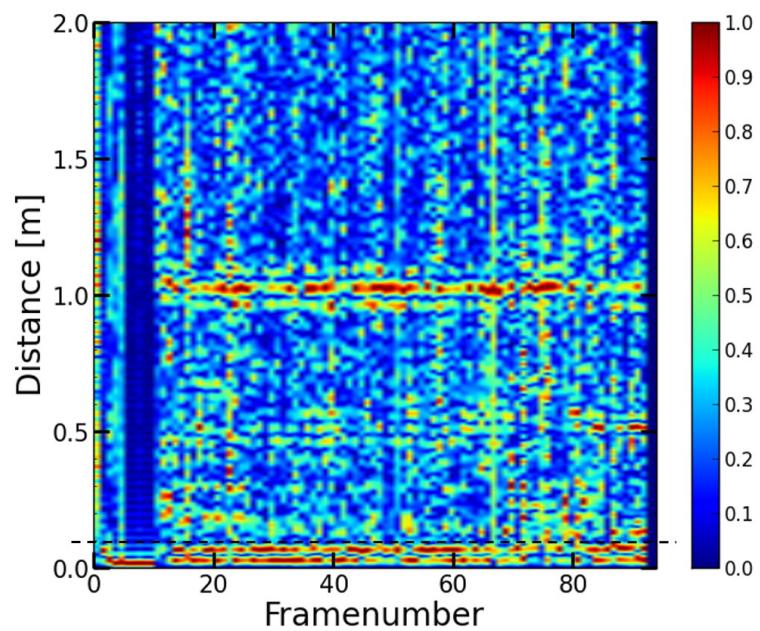
### 5.3.2 実験結果

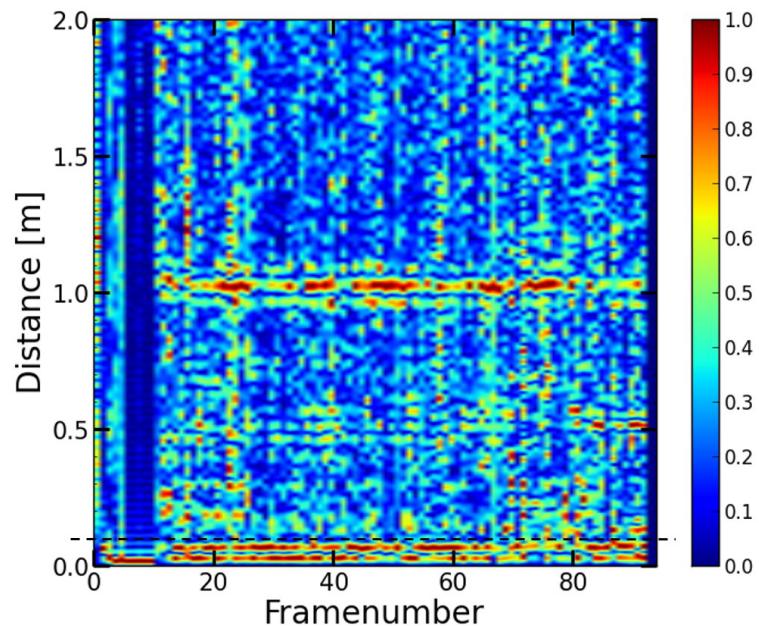
実験から得られたスペクトログラムは図5.7に示す。図5.7において、距離スペクトルのパワーは、対象物が存在する位置はパワーが大きく赤色、対象物が存在しない位置はパワーが小さく青色になる。スペクトログラムは各区間ごとに正規化をしている。図5.7(a)は従来法のスペクトログラム、図5.7(b), (c), (d)はそれぞれSN比が0dB, 30dB, 50dBの時の提案法のスペクトログラムであり、対象物が存在している位置は全て0.1mである。従来法はあらゆる位置のパワーが大きくなっているため、0.1mを推定することが困難となっている。提案法の0dBの場合も従来法と同じような結果となった。この理由として、5.2.3節で述べたように、対象物がある状態で収音される観測波 $v_C(t, 0)$ に、含まれる送信波の振幅が非常に小さかったからと考えられる。これらに対して、提案法の30dBと50dBの場合は、対象物が存在しない位置のパワーが抑制されており、対象物が存在する位置のパワーが大きくなっている。この結果は全距離に対しても同じとなった。提案法は0.1mと0.2mの推定の場合、推定したい距離以外である1.0m付近のパワーが大きくなっている。この原因については今後も追求を行っていく。5.2.3節と同様、30dBと50dBのスペクトログラムの推定される距離が幾何学的配置の影響により、真値よりも下回っている。したがって、式(2.12)

を用いて補正を行った。補正に用いた値は、それぞれの距離ごとに全区間のパワースペクトルの平均をとり、その中でパワーが一番大きい距離スペクトルの位置を用いた。この補正值を用いて誤差率を算出した。式(5.8), (5.9)を用いて算出したSN比ごとの誤差率は、図5.8に示す。図5.8より、距離が0.1mの場合において0dB, 10dB, 20dB, 30dB, 40dBの誤差率が50dB以上のものよりも著しく悪くなっている。悪くなった理由は、0m付近のスペクトルを抑制しきれなかったことが原因と考えられる。全ての距離において、SN比が50dB以上の場合において、誤差率は同じ値となった。このことから、更にSN比を増加しても誤差率の向上はしないと考えられる。このようなことから、音源に40kHzの正弦波を音楽で振幅変調した波形を用いたを用いた場合の、適切な $\alpha$ は式(5.7)のSN比であるsnrの部分に50dBを代入した時の値とする。



(a) 従来法 ( $d=0.1\text{m}$ )

(b)0dB( $d=0.1\text{m}$ )(c)30dB( $d=0.1\text{m}$ )



(d)50dB( $d=0.1\text{m}$ )  
図 5.7 音楽による距離スペクトル

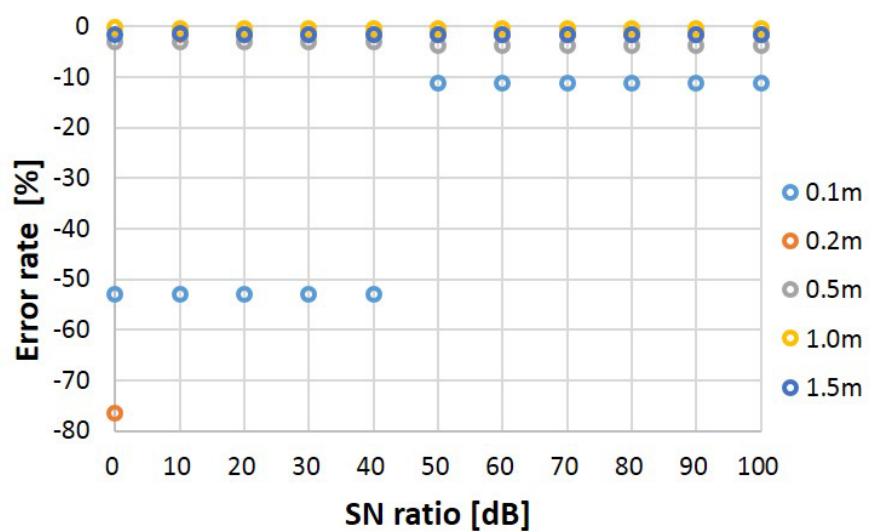


図 5.8 誤差率(音楽)

## 5.4 まとめ

本章では、シミュレーション及び実測を行い、伝搬経路による周波数特に違いによって結果に及ぼす影響と提案法の有効性を示した。シミュレーションでは送信波と反射波に異なる重み付けをして、周波数特性の異なる場合を表現し、結果に及ぼす影響と、その影響が提案法によって改善されることを示した。実測では音源に帯域インパルス音と超音波を音楽で振幅変調した波形を用いて推定を行い、提案法が従来法よりも高い精度で距離推定を行えることを示した。

## 第 6 章 おわりに

本論文は、マイクロフォン位置に左右されないパラメトリックスピーカを用いた位相干渉に基づく距離推定の実現を目的として、疑似的に位相干渉を生じさせる手法を提案した。第1章では、近距離まで推定が出来る位相干渉に基づく距離推定とパラメトリックスピーカについて述べた。また、本論文の目的も述べた。第2章では、位相干渉に基づく距離推定とパラメトリックスピーカの原理について述べた。第3章では、従来の位相干渉成分の抽出法について述べた。また、従来法の問題点についても述べた。第4章では、送信波と反射波の伝搬経路による周波数特性の違いを考慮に入れ、送信波よりも反射波が大きい場合に推定精度が劣化することを明らかにした。提案法では、事前に対象物がない状態で収音しておいた観測波を対象物がある状態で得られる観測波に合成し、疑似的に位相干渉を生じさせた。合成波を生成する際に、対象物がある状態で得られる観測波に、非常に小さい重みづけをすることで、送信波の成分よりも反射波の成分を小さくした。第5章では、シミュレーションと実測によりて提案法の有効性を確認した。シミュレーションでは送信波と反射波にそれぞれ異なる重みづけをすることで、周波数特性の違いを表現し、問題点が結果に及ぼす影響と提案法を適用することで改善されることを示した。実測では、パラメトリックスピーカの上に超音波センサを設置して測定を行い、従来法と提案法のそれぞれを適用して距離推定を行った。その結果、提案法は問題点による影響を低下させることができ、誤差率を低減させることを示した。以上の結果から提案法の有効性が確認でき、本論文の目的が達成された。

## 謝辞

本研究の過程において、終始ご指導ご鞭撻をいただき、杉田泰則准教授に深く感謝いたします。また、論文の審査において、的確なご指示を頂きました、本学電気系岩橋政宏教授ならびに圓道知博准教授に感謝いたします。さらに、日頃の測定に助力していただいた信号処理応用研究室の皆様に感謝いたします。

最後に、勉学に励む機会を与え様々な面において支えていただいた両親に深く感謝いたします。

平成30年2月

## 参考文献

- [1] D. Marioli, E. Sardini and A. Taroni, "Ultrasonic Distance Measurement for Linear and Augular Position Control", IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 37, pp.578-581, 1988.
- [2] N. Nakasako, T. Uebo, A. Mori and N. Ohmata, "Fundamental Consideration on Distance Estimation Using Acoustical Standing Wave", IEICE Trans. FUNDAMENTALS., Vol..E91-A, No.4, pp.1218-1221, 2008.
- [3] T. Wang, M. Lu, W. Wang and C. Tsai, "Distance Measurement Using Non-metric CCD Camera", Proceedings of the 7th WSEAS Int. Conf. on Signal Processing, Computational Geometry and Artificial Vision, pp.1-6, 2007.
- [4] 中田諒, 平野晃宏, "Kinect を用いた適応マイクロホンアレイによる音声収録", 第30回信号処理シンポジウム., pp.230-235, 2015.
- [5] A. Ohya, T. Ohno and S. Yuta, "Obstacle Detectability of Ultrasonic Ranging System and Sonar Map Understanding", Robotics and Autonomous System., Vol.18, pp.254-257, 1996.
- [6] M. Nakayama, S. Hanabusa, T. Uebo and N. Nakasako " Acoustic Distance Measurement Method Based on Phase Interference Using Calibration and Whitening Processing in Real Environments ", IEICE Trans. FUNDAMENTALS, Vol..E94-A, No.8, pp.1638-1646, 2011.
- [7] T. Nakano, T. Shinohara, T. Uebo, N. Nakasako and M. Nakasako, " A Trial of Acoustical Distance Measurement Based on Phase Interference Using an Ultrasonic Sound ", Proceedings of International Congress of Sound and Vibration 23, 2016.
- [8] 中野智史, 篠原寿広, 上保徹志, 中山雅人, 中迫昇, "パラメトリックスピーカを用いた位相干渉に基づく音響測距と音源提示の試み", 日本音響学会研究発表会講演論文集, 2017卷(春), pp.597-598, 2017.

- [9] M. Yoneyama, J. Fujimoto, Y, Kawano and S. Sasabe, "The Audio Spotlight: An Application of Nonlinear Interaction of Sound Waves to a New Type of Loudspeaker Design", The Journal of the Acoustical Society of America, Vol.73, No.5, pp.1532-1536, 1983.
- [10] T. Uebo, T. Kitagawa and T. Iritani, "Short Range Radar Utilizing Standing Wave of Microwave or Millimeter Wave", Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicles Symposium 2001, pp.95-99, 2001.
- [11] S. Hanabusa, N. Nakasako, T. Uebo and T. Shinohara, " Correction Method of Estimated Distance Using Geometrical Information on Sound Source and Microphone " , Proceedings of APSIPA ASC 2009, pp.234-237, 2009.
- [12] 鎌倉友男, 非線形音響 -基礎と応用-, コロナ社, 2014.
- [13] "クラシック名曲サウンドライブラリー", <http://classical-sound.seesaa.net/>, (参照 2018-1-19)