4点検出信号のウェーブレット解析による近方場移動不規則音源の 3次元位置と速度の同時推定[†]

佐々木 公 男*・平 田 克 己**

Simultaneous Estimation of 3D-Position and Velocity of a Moving Random
Acoustic Source in Near-Field by Wavelet Analyses of 4-Point Detected Signals[†]

Kimio SASAKI* and Katsumi HIRATA**

For the purpose of developing acoustical environment recognition system in autonomous mobile robots, a practical method for simultaneous estimation of 3D-position and velocity of a moving random acoustic source in near-field is proposed by analyses of wavelet patterns of signals detected at 4 fixed points. By analysing correlation of time-scale (time-frequency) 2D-patterns of wavelet transforms of detected signals, information on ratios of relative compression and/or extension rates of the patterns due to the Doppler effect, those of the amplitude attenuation of wave propagation, and differences of wave propagation time are derived independently to the shape of power spectrum of the source radiating random signal. As a result, it can be applied to any moving acoustic source, radiating a stationary random signal. Then, with an aid of geometric relations of detection, the source position and velocity are estimated by the least mean squared (LMS) method on the basis of the information extracted above. After the principle of the proposed estimation method and the required conditions being made clear, the effectiveness and special features of the proposed method are ascertained through the fundamental experiments.

Key Words: 4 point-detection, moving random acoustic source, simultaneous estimation of 3D-position and velocity, wavelet analysis, Doppler effect

1. はじめに

近年、科学技術の急速な発展に伴い、多くの工場ではFA(Flexible Automation)が急速に進み、種々の作業をロボットが代行するようになってきた。また、ハンディキャップを持つ人々を支援したり、ペット的な自律移動ロボットなども出現する時代になり、真に人間とロボットが協調した社会の実現が夢ではなくなってきた。このような社会に適合したロボット開発のためには、人間と同等な機能を持つ環境認

識系の開発が要求される。たとえば人間の聴覚は、どのような騒音中でも注目音源の位置や動き、さらにはその性質などを聞き分ける能力を持っている。このような能力を兼ね備えた自律移動ロボットが開発できれば、真に人間とロボットが協調した社会の実現が期待できる。

このようなロボットの環境認識システム開発のために、多くの音環境認識系が開発されているが、それらの多くは主に音声のような確定的信号を対象としており、工場内の機械音のような不規則信号に適用することは難しい^{1)~3)}。これに対し、われわれは、確定的信号を特殊な場合として含む不規則信号を対象とした、実環境下での要求に応え得るシステムの開発をめざし、これまでに多点検出による近方場定常不規則音源の3次元位置推定法を提案し⁴⁾、実験的にその有効性を明らかにした⁵⁾。

しかし、一般に、移動音源から放射された信号を空間的固定点で受信すると、その検出信号はドップラ効果により時間軸の伸縮を受け、非定常信号となる。この種の信号の解析により音源の位置と速度を推定する方法には、時間領域でのアプローチ⁶⁾と周波数領域でのアプローチ^{3), 7)~9)}とがある。前者は、各検出点で異なる伸縮を受けた信号からその伸縮を補正した後、相互相関関数を算出し、その最大ピーク時間と

[†] 2000 Japan・USA Flexible Automation Conferenceで発表 (2000・7)

* 筑波大学機能工学系 つくば市天王台 1-1-1

** 筑波大学大学院博士課程工学研究科 つくば市天王台 1-1-1 (4月1日から 小山工業高等専門学校電子制御工学科 小山市大字中久喜 771)

* Institute of Engineering Mechanics and Systems, University of Tsukuba, Ten-ohdai 1-1-1, Tsukuba-shi

** Doctoral Program in Engineering, University of Tsukuba, Ten-ohdai 1-1-1, Tsukuba-shi

(From April 1, 2002, Department of Electronic Control Engineering, Oyama National College of Technology, Nakakuki 771, Oyama-shi)

(Received October 4, 2001)

(Revised March 7, 2002)

その時の値から相対的な伝播時間差と振幅比を、伸縮の割合からドップラ係数比を算出し、物体の位置と速度を推定するものである。一方、後者は時間軸の伸縮が周波数軸の伸縮に変換されることに着目し、検出信号のスペクトルの伸縮の割合からドップラ係数比を、振幅比から伝播距離比を、直線位相から伝播時間差をそれぞれ算出し、位置と速度を推定するものである。これまでにわれわれは、後者の観点から、4点検出信号の短時間パワースペクトル解析による手法を提案した⁷⁾。しかし、近年非定常信号の解析法として注目されているウェーブレット変換に基づく時間周波数解析によれば、より高精度な推定が可能になると考えられる。

そこで本論文では、4点検出信号をウェーブレット変換して得た2次元パターンの解析によって、単一移動不規則音源の3次元位置と速度を逐次同時推定する手法を提案する。さらに、提案手法の有効性を3次元位置および速度推定誤差の観点から、基礎的実験により検討する。

2. 3次元位置と速度の同時推定原理

2.1 前提条件

音源と検出系の幾何学配置を Fig. 1 に示す。定常不規則信号 $s(t)$ を放射しながら近方場を速度 $v(t)$ で移動する単一音源 P からの信号を正四面体の頂点に配置したマイクロフォン M_i ($i = 1, 2, 3, 4$) で受信する。ここで、各マイクロフォンの位置ベクトルを d_i ($i = 1, 2, 3, 4$)、音源 P の位置ベクトルを $r_0(t)$ とする。また、 M_i に対する P の位置ベクトルを $r_i(t)$ とする。その際、上記正四面体の重心を原点として、 $\overrightarrow{M_1M_2}$ 方向に x 軸を、 $M_1M_2M_3$ が構成する平面と平行に x - y 平面を、 d_4 方向に z 軸を、それぞれもつ直交座標系を想定する。このような検出系で受信した4信号の解析により音源 P の3次元位置と速度を同時推定することが本研究の目的である。

ここで、つぎの前提条件を置く。

Fig. 1 Geometry of signal detection, where P is a moving random acoustic source with velocity $v(t)$ and its position vector is $r_0(t)$, $M_1, \dots, M_4$ are detectors set at four vertices of an equilateral tetrahedron with length $2d$, the position vectors of which are $d_1, \dots, d_4$, respectively, and $r_1(t), \dots, r_4(t)$ are relative position vectors of the source to detecting points $M_1, \dots, M_4$, respectively.

仮定1 音波の伝播は球面的である。

仮定2 音源は、定常不規則信号 $s(t)$ を放射しつつ、速度 $v(t)$ で移動する。

仮定3 音源の移動速度の大きさ $v(t) = |v(t)|$ とその時間変化率は、音速 c_0 に比べて十分に小さい。

仮定4 各検出点 M_i で、相互に無相関で音源放射信号 $s(t)$ とも無相関な定常ノイズ $n_i(t)$ が加わる。

仮定2は、走行中の自動車のように不規則な騒音を放射しつつ移動する音源を想定し、設定したものである。また、非定常信号の場合には、音源放射信号の非定常特性と音源の移動による時変特性が区別できないため、定常性の仮定が必要である。その際、解析時間に対応する音源放射時間内でその定常性が成立すれば十分である。しかし、議論の簡単化のため定常性を仮定した。なお、以下で述べる本論文の手法は、音源放射信号が周期信号や、有限継続パルスの確定的信号の場合にも適用できるが、後者の場合には各検出点における信号解析時間内に音源信号全体が検出されなければならない。

2.2 検出信号の定式化

文献7)で述べたように、時刻 t における検出点 M_i での検出信号 $x_i(t)$ は、仮定1、仮定2より、

$$x_i(t) = \frac{1}{|r_i[g_i(t)]|} s[g_i(t)] + n_i(t), \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad (1)$$

と書ける。ただし、 $g_i(t)$ は、 M_i で時刻 t に検出した信号の音源での放射時刻である。ここで、仮定3より、 $g_i(t)$ の1次微係数を用いて $g_i(t)$ を時刻 t_0 のまわりで、

$$g_i(t_0 + t) \cong g_i(t_0) + g'_i(t_0)t \quad (2)$$

と線形近似し、また、検出信号振幅に対する距離変化率の影響は小さいので、検出時間 T_0 内における $|r_i(t)|$ の変化を $|r_i[g_i(t_0)]|$ で近似すると、(1)式はつぎのように表わせる。

$$\begin{aligned} x_i(t; t_0) &\triangleq x_i(t_0 + t) \\ &= \frac{1}{|r_i[g_i(t_0)]|} s[g_i(t_0) + g'_i(t_0)t] + n_i(t; t_0), \\ &\quad i = 1, 2, 3, 4. \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、 $g'_i(t)$ はドップラ係数を表わし、次式で与えられる⁷⁾。

$$g'_i(t) = \left\{ 1 + \frac{r_i[g_i(t)] \cdot v[g_i(t)]}{c_0 r_i[g_i(t)]} \right\}^{-1}, \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (4)$$

2.3 ウェーブレット解析

放射信号 $s(t)$ のウェーブレット変換は、一般に次式で定義される¹¹⁾。

$$W_{\psi s}(b, a) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{a} \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) s(t) dt. \quad (5)$$

ただし、 $\psi(t)$ はマザーウェーブレットであり、 $\psi^*(t)$ はその複素共役を表わす。ここで、 $(t-b)/a$ を改めて t とおくと、

$$W_{\psi s}(b, a) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi^*(t) s(at + b) dt, \quad (6)$$

となる。(3)、(6)式より、 $x_i(t; t_0)$ の時間 t に関するウェーブレット変換は、つぎのようになる。

$$W_{\psi x_i}(b, a; t_0) = \frac{1}{|r_i[g_i(t_0)]|} W_{\psi s}[g_i(t_0) + b g'_i(t_0), a g'_i(t_0)]$$

$$+W_{\psi n_i}(b, a; t_0), \quad i = 1, 2, 3, 4. \quad (7)$$

ただし, $W_{\psi n_i}(b, a; t_0)$ はノイズ $n_i(t; t_0)$ をウェーブレット変換したものである. (7) 式より, 信号成分である右辺の第1項を $\tilde{W}_{\psi x_i}$ ($i = 1, 2, 3, 4$) とすると, $\tilde{W}_{\psi x_i}$ ($i = 1, 2, 3$) と $\tilde{W}_{\psi x_4}$ の間には, つぎのような関係がある.

$$\tilde{W}_{\psi x_4}(b, a; t_0) = A_i(t_0) \tilde{W}_{\psi x_i} \left(\frac{b - k_i(t_0)\tau_i(t_0)}{k_i(t_0)}, \frac{a}{k_i(t_0)}; t_0 \right), \quad i = 1, 2, 3. \quad (8)$$

ただし,

$$k_i(t_0) \equiv \frac{g'_i(t_0)}{g'_4(t_0)}, \quad (9)$$

$$A_i(t_0) \equiv \frac{|r_i[g_i(t_0)]|}{|r_4[g_4(t_0)]|}, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \tau_i(t_0) &\equiv \frac{g_i(t_0) - g_4(t_0)}{g'_i(t_0)} \\ &= \frac{|r_i[g_i(t_0)]| - |r_4[g_4(t_0)]|}{c_0 g'_i(t_0)}. \end{aligned} \quad (11)$$

つまり, $\tilde{W}_{\psi x_4}(b, a; t_0)$ は, $\tilde{W}_{\psi x_i}$ ($i = 1, 2, 3$) パターン全体を $k_i(t_0)$ 倍に拡大し, 時間 b 方向に $k_i(t_0)\tau_i(t_0)$ だけ平行移動し, さらに振幅を $A_i(t_0)$ 倍にしたものと等しい.

これらのパラメータ抽出のため, ウェーブレットパターン $W_{\psi x_i}$ と $W_{\psi x_4}$ との相互相関関数 $R_{\psi x_i x_4}$ を考えてみる. (7) 式と検出ノイズの無相関性より,

$$\begin{aligned} R_{\psi x_i x_4}(d, c; b, a; t_0) &\equiv E \{ W_{\psi x_i}(d, c; t_0) W_{\psi x_4}^*(b, a; t_0) \} \\ &= \frac{1}{|r_i[g_i(t_0)]| |r_4[g_4(t_0)]|} \\ &\quad \times E \{ W_{\psi s}[g_i(t_0) + dg'_i(t_0), cg'_i(t_0)] \\ &\quad \times W_{\psi s}^*[g_4(t_0) + bg'_4(t_0), ag'_4(t_0)] \}. \end{aligned} \quad (12)$$

ここで, 議論の明確化のため, 定常不規則信号のスペクトル表現¹¹⁾を導入する.

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi ft} dz_s(f). \quad (13)$$

(13) 式を (6) に代入し, 積分順序を交換し整理すると,

$$\begin{aligned} W_{\psi s}[g_i(t_0) + dg'_i(t_0), cg'_i(t_0)] \\ = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi[cg'_i(t_0)f] e^{j2\pi f[g_i(t_0) + dg'_i(t_0)]} dz_s(f), \end{aligned} \quad (14)$$

となる. ここで, $\Psi(f)$ はマザーウェーブレット $\psi(t)$ のフーリエ変換である. (13) 式における周波数 f の成分の不規則な複素振幅と $s(t)$ のパワースペクトル $\Phi_{ss}(f)$ とは一般に,

$$E[dz_s(f_1) dz_s^*(f_2)] = \Phi_{ss}(f_1) \delta(f_1 - f_2) df_1 df_2, \quad (15)$$

の関係¹¹⁾がある. (14), (15) 式を (12) に代入すれば,

$$\begin{aligned} R_{\psi x_i x_4}(d, c; b, a; t_0) &= \frac{1}{|r_i[g_i(t_0)]| |r_4[g_4(t_0)]|} \\ &\quad \times \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{ss}(f) \Psi[cg'_i(t_0)f] \Psi^*[ag'_4(t_0)f] \\ &\quad \times e^{j2\pi f[g_i(t_0) + dg'_i(t_0)]} e^{j2\pi f[g_4(t_0) + bg'_4(t_0)]} df, \end{aligned}$$

(16)

となる. シュワルツの不等式より, 右辺の積分が最大となるための必要十分条件は, 一般に次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \Psi[cg'_i(t_0)f] e^{j2\pi f[g_i(t_0) + dg'_i(t_0)]} \\ = k \Psi[ag'_4(t_0)f] e^{j2\pi f[g_4(t_0) + bg'_4(t_0)]}. \end{aligned} \quad (17)$$

ここで, k は f によらない定数である. (17) 式が f の値によらず成立するためには,

$$c = \frac{g'_4(t_0)}{g'_i(t_0)} a = \frac{a}{k_i(t_0)}, \quad (18)$$

$$\begin{aligned} d &= \frac{g'_4(t_0)b - [g_i(t_0) - g_4(t_0)]}{g'_i(t_0)} \\ &= \frac{b - k_i(t_0)\tau_i(t_0)}{k_i(t_0)}, \end{aligned} \quad (19)$$

でなければならない. このとき, $R_{\psi x_i x_4}$ の最大値は,

$$\begin{aligned} R_{\psi x_i x_4} \left(\frac{b - k_i(t_0)\tau_i(t_0)}{k_i(t_0)}, \frac{a}{k_i(t_0)}; b, a; t_0 \right) \\ = \frac{1}{|r_i[g_i(t_0)]| |r_4[g_4(t_0)]|} \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{ss}(f) |\Psi[ag'_4(t_0)f]|^2 df, \end{aligned} \quad (20)$$

となる. すなわち, マザーウェーブレットのフーリエ変換を $ag'_4(t_0)$ 分の1に縮小した周波数特性をもつ系に $s(t)$ を通した出力の分散に比例した最大値をとること, また, 検出加法ノイズの影響を受けないことがわかる.

それゆえ, $W_{\psi x_i}(b, a; t_0)$ を適当な係数 $\hat{k}_i$ で伸縮するとともに, b 軸方向に $\hat{k}_i \tau_i$ だけシフトさせては, それと $W_{\psi x_4}(b, a; t_0)$ との相関係数を算出する. これを適当な範囲内の値について繰り返し, 相関係数が最大となる時の各パラメータ値を推定値 $\hat{k}_i(t_0)$, $\hat{\tau}_i(t_0)$ とする.

このようにして得られた $\hat{k}_i(t_0)$, $\hat{\tau}_i(t_0)$ によって $W_{\psi x_i}$ ($i = 1, 2, 3$) パターンを伸縮, 移動補正し, $W_{\psi x_4}$ との各対応時間スケール点での振幅比を $\hat{A}_i(b, a; t_0)$ 算出する. (8), (10) 式より, この振幅比は (b, a) によらないので, これを適当な範囲の (b, a) に渡って平均したものを $A_i(t_0)$ の推定値 $\hat{A}_i(t_0)$ とする. この平均操作により, 振幅比のより高精度な推定値を得ることが可能である.

以上で得られた合計9個の抽出パラメータ $\hat{k}_i(t_0)$, $\hat{A}_i(t_0)$, $\hat{\tau}_i(t_0)$ ($i = 1, 2, 3$) から, (9)~(11) 式より, 検出系の幾何学配置とドップラ係数の定義式 (4) を拘束条件として, 移動音源の3次元位置 $\mathbf{r}_0(t_0)$ と速度 $\mathbf{v}_0(t_0)$ の計6未知量を非線形最小2乗推定する. これが本論文で提案する音源の3次元位置と速度の同時推定の基本原理である.

以上の推定手順をまとめたものを Fig. 2 に示す.

3. 基礎実験結果

本節では, 提案手法の妥当性と有効性を検討するために行なった, 3次元位置と速度の同時推定実験について述べる.

3.1 実験方法

Fig. 3 に一部を示すバイクの定常エンジン音を放射信号 $s(t)$ とし, 音源の軌跡を仮定しては, (3) 式にしたがって各

Fig. 2 Algorithm for 3D-position and velocity estimation by wavelet analyses

検出点での伸縮遅延信号を生成し、これに無相関白色ノイズを加え、4検出信号を生成した。その際、仮定3より解析時間内における各検出点でのドップラ係数の変化は無視できるので、一定として扱い、その変化の大きさについては別途後述する。また、時系列の伸縮遅延は、周波数領域で行なった。すなわち、時系列の伸縮は周波数軸の縮小、拡大により、また遅延は線形位相項の挿入により実現した。具体的な手順はつぎのとおりである。

- ① 十分なスペクトル算出精度確保のために、放射信号の後ろに十分な長さのゼロ点を付加して、 N 点時系列 $s(nT)$ (T : サンプル周期) とする。
- ② $s(nT)$ を DFT してスペクトル系列 $S(k\Delta f)$ (周波数間隔 $\Delta f = 1/NT$) を得る。

Fig. 3 Example of a source radiation signal

- ③ 伸縮率 $g'_i(t_0)$ と 1 との大小関係によって、つぎの (i) か (ii) のいずれかの操作を施す。
 - (i) $g'_i(t_0) > 1$ の場合
(3) 式より、検出信号は時間領域で $1/g'_i(t_0)$ 倍に縮小し、周波数領域ではスペクトルが $g'_i(t_0)$ 倍に拡大する。そこで、 $g'_i(t_0)k\Delta f > 1/T$ に相当する $S(k\Delta f)$ の高域部を除去し、詰める。これにより、 $S(k\Delta f)$ のデータ個数は $N' = N/g'_i(t_0)$ に修正される。
 - (ii) $g'_i(t_0) < 1$ の場合
(i) とは逆に時間領域で $1/g'_i(t_0)$ 倍に拡大し、周波数領域で $g'_i(t_0)$ 倍に縮小する。そこで、 $S(k\Delta f)$ の点数が $N' = N/g'_i(t_0)$ となるように、②で求めた $S(k\Delta f)$ の高域部にゼロ点を挿入する。
- ④ 以上の伸縮したスペクトルに、遅延時間 $g'_i(t_0)g_i(t_0)$ 分の線形位相項を掛ける。
- ⑤ ④で得た伸縮遅延スペクトルを N' 点 IDFT して時間領域に戻す。
- ⑥ 伝播距離による振幅減衰として、振幅を $|r_i[g_i(t_0)]|$ の逆数倍に減少させる。

以上の手順で伸縮遅延信号 $x_i(nT; t_0)$ を得る。この伸縮遅延過程で生じる誤差を以下の実験に用いる周波数帯の FM 波を用いて平均的に評価した結果、相対 RMS 誤差の 2 乗値は 0.0003 (≈ 35 dB) となり、先の論文で述べた 3 次関数を用いた内挿に比べ、20dB 以上高精度な結果を得た⁷⁾。このようにして生成した 4 検出信号から、前述のアルゴリズムにしたがい、音源の 3 次元位置と速度を逐次同時推定した。

実験条件を Table 1 に示す。音源の動きは、Fig. 4 に示すように 3 次元位置 $(-1.88, 1.00, 3.00)$ [m] を出発し、 x 軸に平行に 15m/s (54km/h) で移動する移動方向 I (実線) と、同じく $(-1.33, 1.00, 1.67)$ [m] を出発し、 xy 平面から z の正方向へ 45° 傾き、 xz 平面に平行に 15m/s で移動する移動方向 II (破線) を仮定した。また、検出点は Fig. 1 に示したように配置し、その際、検出点の間隔 $2d$ は 1m と設定した。さらに、ウェーブレット変換の際用いるマザーウェーブレット ψ としては、次式で表わされる Gabor のウェーブレットを使用した¹¹⁾。

$$\psi(t) = \exp\left\{-\frac{t^2}{\sigma/f_s}\right\} \exp\{j2\pi f_s t\} \quad (21)$$

ただし、 f_s はサンプリング周波数、 σ はマザーウェーブレットの拡がりを決める定数であり、本実験では $f_s = 22.05$ [kHz]、 $\sigma = 0.0001$ とした。スケールパラメータ a を 2~60 の範囲に変えてこのマザーウェーブレットを拡大し、約 367Hz から 11kHz の周波数についてウェーブレット変換を行なった。Fig. 5 は、 $a = 10$ の場合のマザーウェーブレットの (a) 実部と (b) 虚部をそれぞれプロットしたものである。

放射信号とノイズのパワースペクトル推定結果の一例を Fig. 6 に示す。破線のノイズスペクトルは全帯域に渡ってほぼ一様になっているのに対して、実線の放射信号スペクトルは広帯域ノイズ的なものに種々の調和的ピークが重畳し、高

Fig. 4 Trajectories of acoustic sources to each moving types, where solid and broken lines with arrows represent moving types of I and II, respectively, and a equilateral tetrahedron with 'o' below denotes the 4 point-detection system.

域でレベルが下がっているのがわかる。なお、このパワスペクトルは 4096 点データを用いて片側最大ラグ長 $M = 200$ として B-T 法で推定したものであり、種々のピークの半値幅は約 200Hz~600Hz にわたっており、周波数分解能 (約 55Hz) に比べて十分広いことから、この信号は不規則信号であることがわかる。

前述のように、解析時間内ではドップラ係数が一定、すなわち音源の位置、速度変化がないものとして検出信号を生成した。しかし、実際には解析時間に対応する放射時間内では連続的に音源位置が変化しており、そのためドップラ係数も時々刻々変化する。Table 2 は、0.02sec から 0.05sec ごとに 0.22sec までの各検出時刻 (detect. time) でのドップラ係数に対する、解析時間 (0.036sec) 内での相対最大変化を、 $M_1 \sim M_4$ での検出信号に対してそれぞれまとめたものである。いずれの音源位置、移動タイプについても、ドップラ

Table 1 Conditions of fundamental experiments

Assumed initial position and velocity of the source	Moving type I of the source: constant speed of 15m/s straightly from (x, y, z)=(-1.88m, 1m, 3m) to (1.125m, 1m, 3m) Moving type II of the source: constant speed of 15m/s straightly from (x, y, z)=(-1.33m, 1m, 1.67m) to (0.795m, 1m, 3.788m)
Positions of detectors [m]	M1: (x, y, z)=(-1/2, -1/2√3, -1/2√6) M2: (x, y, z)=(1/2, -1/2√3, -1/2√6) M3: (x, y, z)=(0, 1/√3, -1/2√6) M4: (x, y, z)=(0, 0, 3/2√6)
Distance between detectors	1.0 m
Sample frequency	22.05 kHz
Analyzed data length	0.036 sec
Mother wavelet ψ	Gabor wavelet
Scale parameter a	2 ~ 60 (367Hz ~ 11kHz)
Tracking time interval	0.05 sec
Relative additive noise level	0, 5, 10%
Number of estimations	100

Fig. 5 Example of a Gabor's mother wavelet

Table 2 Maximum relative errors of Doppler coefficient during detecting time interval

(a) Moving type I [%]					
detect. time	0.02sec	0.07sec	0.12sec	0.17sec	0.22sec
M_1	-0.31	-0.34	+0.35	+0.31	+0.25
M_2	-0.22	-0.29	-0.34	+0.35	+0.33
M_3	-0.28	-0.34	+0.37	+0.36	+0.31
M_4	-0.30	-0.41	+0.46	+0.44	+0.34

(b) Moving type II [%]					
detect. time	0.02sec	0.07sec	0.12sec	0.17sec	0.22sec
M_1	+0.40	+0.33	+0.24	+0.17	+0.12
M_2	-0.32	+0.33	+0.29	+0.24	+0.18
M_3	-0.42	+0.39	+0.30	+0.22	+0.16
M_4	-0.46	+0.48	+0.38	+0.26	+0.17

Fig. 6 Example of power spectra of source signal and noise

係数は解析時間内では最大±0.48%以下という微小な変化にとどまっている。これより、解析時間内でドップラ係数を一定として検出信号を生成することが妥当であると言える。

3.2 実験結果

各検出信号に加える無相関白色ノイズのレベルを変えては、前節で述べた推定実験を 100 回繰り返し行なった。位置と速度推定値の統計的性質の評価は、厳密には 6 次元空間で行な

う必要があるが、表示の便宜上、位置と速度に分け、それぞれについて3変量で議論することにした。その際、各推定値の確率分布に3次元正規分布を当てはめ、平均値ベクトルと確率集中楕円体を用いて評価した⁴⁾。

Fig. 7は、無相関ノイズが存在しない場合の移動方向Iに対する推定結果である。(a)は、3次元位置と速度の推定値の平均値を3次元空間で表示したものであり、推定値を●と矢印付実線で表わし、対応する理論値を○と矢印付破線で示している。(b)、(c)は、それぞれ位置推定値および速度推定値が確率74%で分布する集中楕円体を表わす。また、×印は理論位置を、各図下部の正四面体は検出系を、(c)における矢印の長さは15m/sの大きさを、それぞれ表わしている。

まず、位置推定値に関しては、(a)、(b)からわかるように、偏り(バイアス)は、一番左を除いて、音源が正面にある、すなわち、検出系に最も近いとき最も大きく、これから離れるにしたがって小さくなっている。逆に、集中楕円体は音源が検出系から離れるにしたがって大きくなっている。これはつぎの理由によると考えられる。すなわち、音源は一定速度で移動しているので、検出系からの距離が近いときにはその変化の割合が相対的に大きく、逆に音源が遠いときには相対的な変化の割合が小さくなるからである。一方、速度推定値は、(a)からわかるように音源が検出系の正面を通過するとき、方向、大きさともに理論値とよく一致していることがわかる。また(c)より、このとき集中楕円体の拡がり小さく、バラツキの小さな推定がきている。つまり、速度推定値は、バイアス、バラツキともに音源までの距離が近いほど、推定精度が良好になっている。

同様に、Fig. 8は移動タイプIIの例である。この条件下では、音源までの距離の変化が大きいためタイプIで述べた様相がさらに顕著に表われている。位置推定値に関しては、音源が離れていくにしたがってバイアスは減少し、バラツキは増加している。一方、速度推定値のほうは、音源が離れるにしたがって、バイアス、バラツキ共に大きくなっている。また、位置、速度推定値の平均値のずれに着目すれば、(a)からわかるように移動タイプIに比べてタイプIIのほうが、推定値のバイアスは多少大きくなっている。これは、両者とも音源の速さは同じであるが、タイプIIのほうがタイプIに比べて3次元位置の相対変化が大きく、等価的に遠距離での位置、速度推定になっているためであると考えられる。

以上は、3次元空間内での位置、速度の推定誤差分布の厳密な評価結果の一例であるが、文献7)で述べたように、集中楕円体の最長軸長の1/2を、原点から音源までの距離、または速さで規格化したスカラー量で、相対標準偏差の上限を評価し、これとバイアスの同様な相対値を用いて、相対RMS誤差の上限という1次元の指標で、簡便かつ定量的に検討した。Table 3は、各移動タイプについて、加法ノイズレベル(noise)に対する各推定時刻での位置(pos.)および速度(vel.)推定値の相対RMS誤差をまとめたものである。

移動タイプIのほうが全体的に位置、速度ともRMS誤差

(a) Mean vectors of estimated 3D-positions and velocities

(b) Concentrated ellipsoids of estimated 3D-positions with designated probability 74%

(c) Concentrated ellipsoids of estimated 3D-velocities with designated probability 74%

Fig. 7 Examples of evaluated means and concentrated ellipsoids to moving type I, where 'o's and broken lines with arrow are assumed positions and velocities, dots and solid lines with arrow are means of estimated positions and velocities, respectively, and a equilateral tetrahedron with 'o's below denotes the 4 point-detection system.

Table 3 Relative RMS estimation errors versus relative power of additive noises, where "time" is tracking time, "pos."s are RMS errors for positions, and "vel."s are for velocities

(a) Moving type I [%]

time	0.02 sec		0.07 sec		0.12 sec		0.17 sec		0.22 sec	
	pos.	vel.	pos.	vel.	pos.	vel.	pos.	vel.	pos.	vel.
noise 0%	3.0	22.6	3.3	7.4	4.5	9.8	2.6	10.1	3.0	14.9
5%	5.2	31.5	5.0	21.3	5.6	14.7	5.0	20.5	4.9	32.4
10%	7.4	40.1	7.2	28.8	7.0	19.7	7.2	27.4	6.6	44.3

(b) Moving type II [%]

time	0.02 sec		0.07 sec		0.12 sec		0.17 sec		0.22 sec	
	pos.	vel.	pos.	vel.	pos.	vel.	pos.	vel.	pos.	vel.
noise 0%	10.1	18.6	8.9	30.0	7.1	35.4	2.7	27.8	4.3	64.7
5%	11.1	19.1	9.6	30.4	7.3	35.6	3.9	28.5	7.1	102.9
10%	13.2	19.9	10.4	30.8	8.1	35.6	5.9	35.7	9.0	130.4

(a) Mean vectors of estimated 3D-positions and velocities

(b) Concentrated ellipsoids of estimated 3D-positions with designated probability 74%

(c) Concentrated ellipsoids of estimated 3D-velocities with designated probability 74%

Fig. 8 Examples of evaluated means and concentrated ellipsoids to moving type II, where 'o's and broken lines with arrow are assumed positions and velocities, dots and solid lines with arrow are means of estimated positions and velocities, respectively, and a equilateral tetrahedron with 'o's bellow denotes the 4 point-detection system.

が小さく良い結果を与えている。これは、3次元での評価結果で述べたように、タイプIがIIに比べて等価的に近距離での推定になっているためであると考えられる。また、いずれの推定時刻に関してもノイズレベルが大きくなるにしたがって、位置、速度とも RMS 誤差が大きくなっている。さらに、位置と速度の推定を比べると、速度推定値のほうが誤差が大きくなっている。これは、速度推定のもととなるドップラ係数比の変化が、本実験条件下では 0.985~1.01 というきわめて微小な範囲であり、高精度な速度推定のためにはドップラ係数比のさらに高精度な抽出が必要なためと考えられる。

さらに、各時刻について見てみる。移動タイプIの場合、Fig. 4より、時刻が 0.12sec のとき音源が検出系原点に近く、それよりも前もしくは後ろになればなるほど、距離は遠くなる。同様にタイプIIの場合は、0.02sec のとき最も近く、時間が進むにつれて音源は離れてゆく。Table 3を見ると、速度推定値は、音源が離れるとともに RMS 誤差が大きくなっている。しかし、位置推定値は逆に音源が近いときのほうが誤差が大きくなっている。これは、先の3次元空間における推定結果のところで考察したように、音源が近いときは相対的に位置変化が大きいためであると考えられる。

4. おわりに

本論文では、4点検出信号のウェーブレット変換によって得られる2次元パターンの解析により、相対伸縮率（ドップラ係数比）、相対遅れ時間、および対応時間スケール点における振幅比の情報を抽出し、音源放射信号スペクトルによらず近方場移動不規則音源の3次元位置と速度を逐次同時推定する方法を提案し、前提条件を明確化すると共に、その原理を理論的に定式化した。さらに種々のレベルの無相関白色ノイズを付加した4点検出信号を用い、同時推定基礎実験を繰り返し行ない、当ノイズが推定値に与える影響を、そのバイアスと集中楕円体を用いて視覚化するとともに、相対 RMS 誤差の上限の観点から簡便かつ定量的に評価した。

今後、位置と速度の高精度同時推定実現のためには、最適なマザーウェーブレットの選定や、ウェーブレットパターンの相対伸縮比の高精度探索法の開発、あるいは他の非定常信号解析法の導入などによる高精度非定常情報抽出法の実現な

どが考えられる。

謝 辞

2.1 節の前提条件、並びに 3.1 節における検出信号の生成に対しては、査読者の方々より有益な御指摘を賜ったことを記し、ここに謝意を表する。

参 考 文 献

- 1) 岡田, 佐藤, 森田: 3 マイクロフォン系による 3 次元音源定位と音声分離, システム制御情報学会論文誌, **6-3**, 149/155 (1993)
- 2) 安藤, 篠田, 小川, 光山: 時空間勾配法に基づく 3 次元音源定位センサシステム, 計測自動制御学会論文集, **29-5**, 520/528 (1993)
- 3) T. Usagawa, S. Nishimura, M. Ebata and J. Okda: Analysis of Moving Sound Sources -Separation of Multiple Sources-, J. Acoust. Soc. Jpn. (E), **10-4**, 189/195 (1989)
- 4) 佐々木, 平田: 3 点検出による近方場定常不規則音源の 3 次元位置推定, 計測自動制御学会論文集, **34-10**, 1329/1337 (1998)
- 5) 平田, 佐々木: 多点検出による近方場定常不規則音源の 3 次元位置推定法とその実験的評価, 計測自動制御学会論文集, **36-6**, 467/472 (2000)
- 6) G.C. Carter and P.B. Abraham: Estimation of Source Motion from Time Delay and Time Compression Measurements, J. Acoust. Soc. Am, **67**, 830/832 (1980)
- 7) 平田, 佐々木: 4 点検出信号の短時間パワースペクトル解析による近方場移動不規則音源の 3 次元位置と速度の同時推定, 計測自動制御学会論文集 **37-9**, 807/814 (2001)
- 8) T. Sato, K. Sasaki and M. Taketani: Bispectral Passive Velocimeter of A Noisy Machine, J. Acoust. Soc. Am, **68**, 1729/1735 (1980)
- 9) 佐藤, 竹谷, 佐々木: 移動騒音物体の位置と速度の同時推定, 第 28 回応用物理学関係連合講演会予稿集, 1aF8 (1981)
- 10) K. Sasaki and K. Hirata: Simultaneous Estimation of 3D-Position and Velocity of A Moving Random Acoustic Source in Near-Field by Wavelet Analyses of 4-Point Detected Signal, Proc. of the 2000 JUSFA Conf., CD-ROM 13103, 1/4 (2000)
- 11) R. Carmona, W. Hwang and B. Torresani: Practical Time-Frequency Analysis, Academic Press (1998)

平 田 克 己 (学生会員)

1997 年筑波大学第三学群工学システム学類卒業。同年同大学大学院博士課程工学研究科入学, 現在に至る (2002 年 3 月修了見込み)。2002 年 4 月 1 日より小山工業高等専門学校電子制御工学科助手 (予定)。音環境認識システムの開発に関する研究に従事。

[著 者 紹 介]

佐々木 公 男 (正会員)

1968 年東京工業大学大学院理工学研究科修士課程修了。同年同大学精密工学研究所助手。81 年筑波大学構造工学系講師を経て、現在同大学機能工学系教授。非正規性不規則信号の解析・合成、波動応用計測、受動音響映像系の開発、デジタル信号処理と機能パターン計測などの研究に従事。工学博士。システム制御情報学会、日本音響学会などの会員。