定 Q フィルタバンク出力の位相頻度に基づく標的パラメータの推定

正員 三 橋 渉 (電気通信大学)

Target parameter estimation on the basis of phase histograms of the outputs of Constant- Q filter bank
MITSUHASHI Wataru, Member (The University of Electro-Communications)

A computational model of echolocation was investigated for unambiguous measurement of the range and velocity of a moving object. Based on the time-frequency structures of echolocation sounds utilized by some species of 'FM bats', a linear-period modulated (LPM) signal was used in the model. Motivated by the study reported by P.A. Saillant et al., we introduce in this paper a new mechanism for motion parameter estimation by adopting a voting mechanism according to output phase values across a bank of constant- Q filters. Resultant histograms of the phase values along the temporal axis provide a two-dimensional map in which a maximum peak of the histograms gives a clue to perceive the existence of an object and estimate the corresponding motion parameters. Experimental results of motion parameter estimation performed in air are presented in comparison with a conventional correlation detection of chirp signals. Regardless of the relatively small time-bandwidth product of the LPM sound used in the experiments, the estimation accuracy was better than 0.05[m/s] for velocity and about 0.3[mm] for range. In contrast, reliable results were not obtained because of the ambiguous property in parameter estimation if the time-frequency structure of chirp sounds was inappropriately designed.

キーワード: 反響定位, 標的パラメータ推定, ドップラートレラント, 定 Q フィルタバンク

1. はじめに

視覚に依存せず聴覚的な方法を使って外界の探索を行う生物の代表にイルカやコウモリがいる。彼らは超音波を放射しエコーを聴取して、移動しながら正確に空間定位を行い、餌を捕獲する。餌を捕獲するためには、聴取したエコーから餌との相対速度と餌までの距離を知覚できなければならない。彼らの移動速度は海中あるいは空中での音波伝搬速度と比べて無視できない速さなので、エコーに対してドップラー効果が強い影響を及ぼす。ドップラー効果の影響を受けずに餌までの距離を推定するにはどんな方法があるのだろうか。

空間定位の目的で使用される音波を定位音という。ある種のコウモリは一定周波数 (Constant Frequency: CF) の音と周波数変調 (Frequency Modulation: FM) 音を組み合わせた定位音を放射する¹⁾。対象の速度や距離に対するこの種のコウモリ (CF-FM コウモリ) の知覚能力は電気生理学や動物行動学の分野で良く調査されている^{2, 3, 4, 5, 6)}。ドップラー効果によってエコーの CF 周波数が変化すると、CF-FM コウモリはエコーの CF 音が常に一定の周波数となるように、放射する定位音の CF 周波数を制御する。一方、FM 音はその広い帯域占有性のゆえに距離の正確な推定に役立つ。すなわち対象の距離と速度の知覚に際して、CF-FM コウモリは異なる信号特性を使い分けて定位音を構成している。彼らの聴覚系は末梢から大脳皮質に至るまで特異に発達しており、大脳皮質では速度と距離を知覚する領域が機能的に分離されていることが知られている⁷⁾。

他方、FM コウモリと呼ばれる種に属する一群のコウモリは定位音として FM 音だけを使用する。Simmons らはこの種のコウモリの距離知覚能力を行動学的に調査し、FM コウモリの聴覚系を最適受信器とみなすモデルを提案した^{5, 6)}。生体システムが工学的な意味での最適受信器であるか否かについては議論が分かれる^{8, 9, 10)}が、FM コウモリが優れた距離識別能力を示すことは疑いがない。

ところで、FM コウモリの発する定位音が線形周期変調 (Linear-Period Modulation: LPM) 波として表現できることが報告されている^{11, 12)}。この LPM 波は時間の増加とともに周波数が低下する下降 FM 音の一種であり、距離の推定に際してドップラー効果の影響が少ない変調形式であることが知られている¹³⁾。しかし、速度を知覚するためには、エコーに含まれるドップラー効果に関する情報の獲得が欠かせない。このことから、LPM 波を放射する FM コウモリはどのように速度を知覚するのであろうか、との疑問がわく。しかし FM コウモリの速度知覚能力に言及した研究は現在のところ見当たらない。

我々はこの疑問を出発点として、LPM 波を放射する生体ソナーの工学的な立場からのモデルを設計し、その性能を数値実験で確認して報告した^{14, 15)}。このモデルでは聴覚系末梢での周波数選択特性を 2 次系の伝達関数を持つ定 Q フィルタのバンクで表現し、定位音である LPM 波の群遅延特性を補正するために各フィルタに遅延器を接続しており、これら遅延器出力を加算合成すると分散型遅延線で構成されるマッチトフィルタと同等の機能を持つことを確かめた。

本論文では遅延器群出力を加算合成するのではなく、聴覚系での位相同期発火¹⁶⁾を模擬して遅延器の出力端に特定の位相値に反応して発火する素子を接続し、その位相発火頻度分布に基づいて標的の距離と速度を同時に推定する機構¹⁷⁾を提案する。標的表面の微細な形状を知覚するモデルとして、最近、Saillant らがこの種のモデル化を行っている¹⁸⁾が、本研究では標的の距離と速度の同時推定を行う点に特色がある。

2. 問題の定式化

運動する点状の標的に定位音 $u(t)$ を放射して反射エコーを観測し、適当な処理を行って標的までの距離や相対速度を推定するものとする。Kelly らは等速運動をする標的からの反射エコーが

$$e(t) = \kappa \cdot \sqrt{s_o} \cdot u(s_o \cdot (t - \tau_o)) \quad (1)$$

と表されることを導いた¹⁹⁾。時間軸の伸縮を表す項 s_o は、観測者から標的までの視線方向に沿った速度成分 v_o に起因するドップラー効果を表しており

$$s_o = \frac{c - v_o}{c + v_o} \sim 1 - \frac{2v_o}{c} \quad (2)$$

である。ここで c は音波の伝搬速度、 τ_o は送信、反射、受信に至る往復の伝搬遅延時間であり、反射が生じた時点での標的まで距離を r_o とすれば

$$\tau_o = \frac{2r_o}{c} \quad (3)$$

と表される。(1)式右辺の係数 κ は波動の拡散伝搬によるエネルギーの減衰を表し、 $\sqrt{s_o}$ はドップラー効果によってエコーの時間軸が伸縮しても信号エネルギー自体は不変であることを表している(ただし、これらの項が距離と速度の推定に与える影響は少ないので以下の議論では無視している)。このように標的までの距離と速度を決定する問題は観測されたエコーから時間伸縮係数 s_o と伝搬遅延 τ_o を推定する問題に帰着するが、 s_o と τ_o の同時推定はそれほど容易ではない。

(3)式は、往復伝搬遅延 τ_o から推定できるのは距離 r_o であって r ではないことを表している。よって、視線に沿って複数の標的が異なる距離を異なる速度で運動している場合、観測されたエコーをマッチトフィルタに加えて往復伝搬遅延 τ_o を推定しても、それによって得られる各標的までの距

離は同じ時刻での距離ではない。この現象は標的の速度が遅い場合はあまり問題とはならないが、音波の伝搬速度は遅いので音響計測の分野では重要な点である。

図1に送受波トランスデューサと対象物体との関係を示すように、定位音の発射を開始したときに標的1までの距離が r だったと仮定しよう。しかし標的1が視線に沿って動いていれば、定位音が標的1に反射したときの距離 r_o は r とは異なる。このとき r_o と r との距離差は標的1の速度に比例し、標的の速度が v_o のとき次式の関係が成り立つ。

$$r_o - r = v_o \cdot \frac{\tau_o}{2} \quad (4)$$

(4)式によれば、何らかの方法で標的速度 v_o が知られれば発射時刻での標的距離 r を知ることができる。このことは、複数の標的が定位音発射の開始時点で存在していた位置までの距離(図1の r や r' など)を知るためには、エコーから標的の速度と距離を同時に推定できる方式が望ましいことを示している。

レーダやソナーの分野では線形周波数変調波 (Linear-Frequency Modulation: LFM), いわゆるチャープ波が利用されることが多い。しかしこの信号は距離と速度の推定誤差同士が互いに影響し合う性質を持っており、LFM 波に対する受信機の仮説速度と標的速度がマッチしなければ、距離推定値にこれらの速度差に応じた偏りが含まれてしまう²⁰⁾。しかしそもそも標的速度は未知であり、単一のマッチトフィルタ受信機で速度と距離を同時に推定することは困難である。

Altes らは LFM 波が標的速度の影響を受けずに距離の推定が可能、いわゆるドップラトレラントな性質を持つ信号であることを示し¹²⁾、さらに LFM 波をダブルパルスに構成することで距離と速度を完全に独立に推定できる受信方式を提案した²¹⁾。LFM 波のダブルパルスを放射して得られるエコーをトランスデューサアレイで観測すると速度ベクトル分布計測系を比較的容易に構成できることから、筆者ら²²⁾は二次元平面内を運動する物体の MTI(Moving Target Indication)に応用し、田村²³⁾らはアレイを含む計測系の特性を解析した上でホログラフィックなドップラ速度分布推定システムとしての定式化を行った。これに対して本論文で提案する方法は、単一の LFM 波を用いた距離と速度の同時推定を目的としている。

3. 放射信号の設計

発射する定位音を解析信号形式で

$$u(t) = a(t) \cdot \exp j\theta(t) \quad (5)$$

と書く。ここで $a(t)$ は振幅変調関数であり、 $\theta(t)$ は位相変調関数である。位相変調の時間に関する微分を

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_i = 2\pi f_i \quad (6)$$

と書き、 ω_i , f_i を瞬時角周波数あるいは瞬時周波数と呼ぶ。

図1 異なる位置にある複数の物体の運動情報の音響計測に関する概念図。

Fig.1 Geometrical relationship between transducers and moving targets.

<3.1> 線形周期変調 (LPM) 波 位相変調関数が

$$\theta(t) = \Omega \ln t \quad (7)$$

と表される信号の瞬時角周波数は上式の位相を時間微分して

$$\omega_i = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{\Omega}{t} \quad (8)$$

で与えられる。この式は瞬時周期が時間 t に比例することを示しており、線形周期変調 (LPM) 波と呼ばれる。(8) 式の瞬時周波数を時間に対してプロットして図 2 内の太線 (LPM) で示す。

運動する標的に対して LPM 波を放射した場合に観測されるエコーは、(5), (7) 式を (1) 式に代入すれば、近似的に

$$\begin{aligned} e(t) &= a(s_o \cdot (t - \tau_o)) \cdot \exp(j\Omega \ln(s_o \cdot (t - \tau_o))) \\ &\simeq \exp(j\Omega \ln s_o) \cdot u(t - \tau_o) \end{aligned} \quad (9)$$

と表される。ただし図 2 に示すように振幅関数 $a(t)$ の時間的变化は滑らかで両端も緩やかにゼロに漸近しているものとし、このため時間軸の伸縮 s_o が振幅関数 $a(t)$ へおよぼす影響は無視できるものと仮定している。またここでは κ , $\sqrt{s_o}$ などの定数項は無視した。エコー $e(t)$ と放射 LPM 波 $u(t)$ の相互相関は (9) 式より

$$\phi_{eu}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t) \cdot u^*(t + \tau) dt = \exp(j\Omega \ln s_o) \phi_{uu}(\tau - \tau_o) \quad (10)$$

と書ける。ここで $u^*(t)$ は $u(t)$ の複素共役を表し、 $\phi_{uu}(\tau)$ は放射 LPM 信号の自己相関関数である。上式は、マッチトフィルタ (相関受信機) の出力包絡線が最大となる時刻が伝搬遅延の推定値 τ_o を与え、この時刻の位相

$$\psi_o = \Omega \ln s_o \simeq -\Omega \frac{2v_o}{c} \quad (11)$$

から標的速度の推定値 $\tilde{v}_o$ が得られることを示している。標的速度が $\pm V_{max}$ のときに (11) 式の位相が $\pm\pi$ [rad] となるようにあらかじめ推定可能な速度範囲を設定するためには、LPM 波パラメータ Ω を次式のように設計すれば良い。

$$\Omega = \frac{c\pi}{2V_{max}} \quad (12)$$

このとき標的速度は $\tilde{v}_o = -(\psi_o/\pi)V_{max}$ により推定できる。

<3.2> 線形周波数変調 (LFM) 波 LPM 波の標的距離・速度推定能力と比較する目的で次のように LFM 波を設計した。

LPM 波の占有する周波数帯域の平均角周波数を ω_c と表す。また、図 2 に示すように、(8) 式の瞬時周波数が ω_c となる時刻 t_c で振幅関数 $a(t)$ は最大値をとるものと仮定する。(8) 式に示す LPM 波の瞬時角周波数特性に対して時刻 t_c において引いた接線は、その傾きが

$$\alpha = -\frac{\Omega}{t_c^2} = -\frac{\omega_c}{t_c} \quad (13)$$

で与えられ、時間 t に関する一次式

$$\omega_D = -\frac{\omega_c}{t_c} \cdot (t - t_c) + \omega_c = -\frac{\omega_c}{t_c} \cdot t + 2\omega_c \quad (14)$$

で表される。一方、(13) 式で与えられる勾配の符号を変えた直線の方程式は

$$\omega_U = \frac{\omega_c}{t_c} (t - t_c) + \omega_c = \frac{\omega_c}{t_c} \cdot t \quad (15)$$

となる。

次章に述べる標的の距離と速度を推定する空中超音波実験では、標的がある特定の地点を通過した時刻を時間原点として定位音を放射し、適当な時間ゲート内でエコーを観測する。定位音としては LPM 波以外に、瞬時周波数が (14) 式で与えられる Down-Chirp LFM 波、および瞬時周波数が (15) 式で与えられる Up-Chirp LFM 波を用いた。ただし、定位音の違いにかかわらず送・受波タイミングを同一に設定する都合上、時間軸上で LFM 波の存在する範囲が LPM 波のそれと同じになるように共通の振幅関数を用いることにした。空中超音波実験に使用したこれら 3 種の変調波の瞬時周波数特性、およびこれらの変調波に共通の振幅特性 $a(t)$ を図 2 に示した。

以下、本論文で単に Down-Chirp 波あるいは Up-Chirp 波と呼ぶ場合はこのように設計した LFM 波を指すものとする。また LFM 波の存在する時間区間を LPM 波と同じに設定したことが標的パラメータ推定に与える影響については <4.3.2> で考察する。

<3.3> 定 Q フィルタバンク出力の位相頻度分布に基づく距離と速度の推定 定 Q フィルタバンクの設計法と受信機としての性能については既に報告¹⁵⁾ したので、ここでは簡単に概念的な説明にとどめる。

任意の整数を m として LPM 波の位相が $2\pi m$ となる時刻を t_m とし、その時刻での瞬時周波数を ω_m とすれば、(7), (8) 式より

$$\Omega \ln t_m = 2\pi m, \quad \omega_m = \frac{\Omega}{t_m} \quad (16)$$

と表される。さらに位相が 2π 回転して $2\pi(m+1)$ に増加

図 2 本研究で考察する 3 種の定位音の瞬時周波数特性とそれらに共通の振幅特性。

Fig.2 Three different types of instantaneous frequency characteristics for echolocation and the amplitude function common to the location sounds used in this investigation.

する時刻での瞬時周波数を ω_{m+1} とすれば

$$\ln \omega_{m+1} - \ln \omega_m = -\frac{2\pi}{\Omega} \quad (17)$$

の関係が成り立つ。このことは、図3に示すように、 ω_m , $m = 1 \dots N$ が対数周波数軸上で等間隔に並ぶことを表している。そこで ω_m , $m = 1 \dots N$ を中心周波数とするフィルタ群によって定 Q のフィルタ群を構成し、その出力に遅延器を接続してLPM波の群遅延特性を補正すると、伝搬遅延時間に相当する時刻ですべてのフィルタチャンネルの出力が同位相となる。図4に示すように、これらの出力を加算すればある時刻で大きな振幅のパルス出力が得られる。これは分散性遅延線によるマッチトフィルタ(相関受信機)と等価なパルス圧縮機能である。

伝搬遅延に相当する時刻に大振幅が得られることは、その

図3 放射するLPM 定位音の周波数・位相特性に基づく定 Q フィルタ群の中心周波数分布の設計。

Fig.3 Center frequency distribution of a bank of constant- Q filters is designed according to the frequency-phase characteristics of the emitted LPM sound.

図4 フィルタバンク出力に接続する遅延器の適切な設計による相関受信機と同等の機能の実現。

Fig.4 A bank of filters followed by appropriately designed delay devices provides a function equivalent to that of a correlation receiver.

時刻で各フィルタチャンネルの出力が同位相であったからに他ならない。したがって各チャンネルから出力される位相の値を調べてどのチャンネルからも同じ位相値が得られる時刻を知れば伝搬遅延が推定でき、その位相値から(11)式に基づいて速度を推定できる。そこで本研究では、エコーデータの標本間隔 Δt ごとに得られる各チャンネル出力の位相値に応じて投票を行い、位相頻度分布を表す2次元マップを作成する方法を採用した。この概念図を図5に示す。図中の○印は標本間隔 Δt 毎の各チャンネル出力の位相を表している。時刻 $\tilde{\tau}_0 + d_0$ でどのチャンネルも同じ位相値 $\tilde{\psi}_0$ を取っており、この $\tilde{\tau}_0$ および $\tilde{\psi}_0$ の値が距離と速度の推定の手がかりを与える(d_0 はこのシステムの物理的実現可能性を保証するために挿入される全チャンネル共通の遅延量である)。

4. 空中超音波実験

実験は空中で行った。実験室内の温度は平均 15.5° であり、音速度は約 $341[\text{m/s}]$ であった。送・受波トランスデューサには共振周波数 $50[\text{kHz}]$ のPVDF膜を用いた。実験に使用したトランスデューサの特性に基づいて放射信号の中心周波数は $f_c = 50[\text{kHz}]$ とし、周波数掃引幅は $60[\text{kHz}]$ から $40[\text{kHz}]$ の範囲とした。(8), (12)式より、時刻 t とLPM波の瞬時周波数 $f_i = \omega_i/2\pi$ の間には

$$t = \frac{\Omega}{\omega_i} = \frac{c\pi}{2V_{max}} \cdot \frac{1}{2\pi f_i} = \frac{c}{4V_{max}f_i} \quad (18)$$

の関係がある。標的を移動させる装置の都合から、(12)式の V_{max} は $0.5[\text{m/s}]$ に設定したため、LPM波の周波数を $60[\text{kHz}]$ から $40[\text{kHz}]$ まで掃引すると、信号継続時間は $2.84[\text{ms}]$ から $4.26[\text{ms}]$ までの約 $1.42[\text{ms}]$ となる(図2の横座標を参照)。

標的は半径 $20[\text{mm}]$ のプラスチック板であり、上の速度制限条件を満たすように $\pm 0.4[\text{m/s}]$ の範囲内で $0.04[\text{m/s}]$ 毎に速度を設定し、トランスデューサの視線に沿って直線的に駆動した。送受波トランスデューサの前方約 $1000[\text{mm}]$

図5 群遅延補正後の各フィルタの出力位相の時間的変化によって形成される、運動パラメータの同時推定のための二次元位相地図。

Fig.5 Temporal change of phase values after group delay cancellation provides a two-dimensional map of in-phase characteristics for simultaneous estimation of motion parameters.

の位置に光検出器を設置し、標的の通過を検出する。光検出器からトリガ信号が出力された瞬間の時刻を時間の原点として超音波信号を発射した。標的からのエコーは標本間隔 $2[\mu\text{s}]$, 12 ビット分解能でディジタル化し、エコーに含まれる DC オフセットや雑音成分をあらかじめ取り除く数値的前処理を行った。エコーのスペクトルの一次モーメントから計算した実効帯域幅は約 $5[\text{kHz}]$ であった。

<4.1> 標的パラメータ推定の手順 標的の速度と距離を推定する方法は使用した変調波によって異なる。LPM 波の場合は次の手順で行った。

1. 前処理された出力を定 Q フィルタバンクに入力し、各フィルタチャンネルごとにその出力を遅延器に加えて定位音の非線形群遅延特性を線形化(群遅延補正)する。
2. 位相を $\pm\pi$ の範囲で $0[\text{rad}]$ を中心として 72 階級に分割し、各遅延器出力の位相値に基づいて投票を行う。これは特定の位相に同期して発火する神経群が各フィルタチャンネルの遅延器出力に接続されていることを模擬したものである。
3. すべてのフィルタチャンネル毎に投票を行い、その時間変化に基づいて位相発火頻度の 2 次元マップを作成する。
4. 上で作成したマップ内で位相発火頻度が最大値を取る場所を探索し、その位相および時刻に基づいて標的の速度と距離を推定する。

まず、静止標的を対象にして LPM 波を放射し、観測された反射エコーを定 Q フィルタバンクに加え、群遅延を補正した後に位相頻度分布のマップを作成した。その等高線図を図 6 に、透視図を図 7 にそれぞれ示す。エコーデータを離散的な時間間隔 ($\Delta t = 2[\mu\text{s}]$) で標本化しているために、頻度が最大となる位相は必ずしも標的速度に対応した値を示すとは限らず、何らかの補間機構が必要である。

図 5 あるいは図 6 に示すように、この 2 次元マップ内での位相頻度分布は、定位音の平均周波数 ω_c に相当する時間勾配を持つ峰を形成する。そこで以下の実験では位相頻度分布の最大値から単純に標的パラメータを推定するのではなく、この峰に沿った位相頻度分布の重心の時刻と位相値を求めて標的の距離と速度を推定することにした。

<4.2> 推定パラメータの誤差分散の検討 標的の距離と速度の推定値の誤差分散は Fisher 情報行列の逆行列の各要素で定まる下限を持つ²⁴⁾。LPM 波を用いる場合、Altes によって Fisher 情報行列から導かれた誤差分散の下限は

$$(\Delta v)^2 = \frac{1}{\rho \cdot (2\Omega/c)^2 (1 - m_1^2/m_2)} \quad (19)$$

$$(\Delta \tau)^2 = \frac{1}{\rho \cdot m_2 (1 - m_1^2/m_2)} \quad (20)$$

である²¹⁾。ここで ρ はエコー観測時の信号対雑音電力比、 m_1 , m_2 は信号スペクトルの一次および二次モーメントで

あり、信号の帯域幅が中心周波数 ω_c に比べて狭ければ m_2 はほぼ ω_c^2 で近似できる。本論文で提案する標的パラメータ推定法が上式で示される誤差分散の下限を達成する最適受信方式となっているかどうかを判定するためには上式の誤差分散の下限値が知られている必要がある。しかし実際のエコー観測時の S/N 比 ρ は未知であることが多く、誤差分散の下限を具体的に知ることは難しい。

ただし (20) 式と (19) 式の比、すなわち距離推定値と速度推定値の誤差分散の下限の比は S/N 比 ρ に無関係に信号の性質だけによって決まり、その平方根は LPM パラメータ Ω に (12) 式を代入しておおよそ次式で求めることができる。

$$\frac{\Delta v}{\Delta r} = \left(\frac{2V_{max}}{c\pi} \right) \cdot \sqrt{m_2} \simeq \left(\frac{2V_{max}}{c\pi} \right) \cdot \omega_c \quad (21)$$

もしパラメータ推定誤差の原因が観測時に混入するガウス性雑音のみであり、受信処理系が最適受信機としての性能を備えていれば、多数回の実験を行って得られたパラメータ推定値の誤差の比は信号対雑音比によらず (21) 式に近い値となるはずである。以下でこのことについて考察する。

本論文で提案する標的パラメータ推定法では、前節で述べたように、位相頻度分布の主峰に沿った重心位置から距離と

図 6 位相頻度二次元地図の等高図

Fig.6 Two dimensional map of phase histograms.

図 7 各フィルタの出力位相のヒストグラムによる標的運動に関する情報の表示。

Fig.7 The histogram of the output phase of each filter gives the information on target motion.

速度を推定する。観測の際に雑音が混入して重心位置が主峰に沿って揺らぐと距離と速度の推定に誤差が生じる。この峰の時間に対する勾配は前述したように ω_c であるから、伝搬遅延の推定誤差 $\Delta\tau$ と位相の推定誤差 $\Delta\phi$ の比は

$$\frac{\Delta\phi}{\Delta\tau} = \omega_c \quad (22)$$

と見積もられる。(12)式に示したように、標的速度が V_{max} のときに位相が π 回転するように LPM 波を設計しているので、速度推定誤差は $\Delta v = (\Delta\phi/\pi)V_{max}$ と換算される。同様に距離推定誤差は $\Delta r = c\Delta\tau/2$ で与えられるから、両者の比は

$$\frac{\Delta v}{\Delta r} = \frac{2V_{max}}{c\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta\tau} = \left(\frac{2V_{max}}{c\pi}\right)\omega_c \quad (23)$$

と書ける。この比は (21) 式の比に等しい。実験時のパラメータ $V_{max} = 0.5[\text{m/s}]$, $\omega_c = 2\pi \times 50[\text{kHz}]$, $c = 341[\text{m/s}]$ を代入すれば $\Delta v/\Delta r \sim 0.29 \times 10^3[1/\text{s}]$ を得る。

静止標的に対して送波出力を一定に保って LPM 波を連続して 20 回放射し、エコーを定 Q フィルタ群に加えて出力の位相頻度分布を求めた。位相頻度分布の重心の位置か

図 8 単一静止標的に対する距離・速度推定量の変動の例。
Fig.8 An example of range and velocity estimates for a stationary target.

図 9 音響出力を変えた場合の距離・速度推定量の誤差分散の変化。
Fig.9 Deviation of range and velocity estimates with different output levels

ら求めた距離推定値および速度推定値の変動の一例を図 8 に示す。送波器前段に挿入する減衰量を変化させて同じ実験を繰り返し、距離推定値の標準偏差 Δr と速度推定値の標準偏差 Δv を計算した。その結果を図 9 に示す。同図から、送波出力によらずにほぼ $\Delta v/\Delta r \sim 0.15 \times 10^3[1/\text{s}]$ と見積もられる。この結果は、最適受信機で達成可能な (21) 式や、誤差の原因が雑音だけであるとして導いた (23) 式から得られる値と異なっている。その原因としては送・受波トランスデューサとして用いた PVDF 膜の周波数・位相特性の乱れや実験実施時の気温の変動などが考えられるが、本論文で提案するパラメータ推定方式の実装においてなお改善の余地が残されていることも示唆している。

<4.3> 運動する標的の距離と速度の推定 $\pm 0.4[\text{m/s}]$ の範囲で $0.04[\text{m/s}]$ ごとに速度を設定して標的を移動させ、LPM 波を発射して観測されるエコーを <4.1> に示した手順で処理して速度を推定した。結果の一例を図 10 に示す。この図ではわずかに偏りが見られるが、速度推定誤差の標準偏差は $0.05[\text{m/s}]$ 以下であった。

<4.3.1> 異なる定位音による距離推定実験 異なる定位音を用いた場合の距離推定値の違いを図 11 に示す。ただし LFM 波の場合は次に示す手順でパラメータ推定を行った。

1. コヒーレント相関受信機を構成してエコーを処理する。ただし相関受信機の仮説速度は $0[\text{m/s}]$ に設定した。
2. 相関受信機の出力包絡線が最大となる時刻を求めて標的までの往復伝搬遅延時間の推定を行う。
3. この包絡線が最大となる時刻の位相を求めて速度を推定する。

図 10 LPM 定位音を放射して推定された速度推定量 (○マークの連結)。
Fig.10 Velocity estimates (connected open circles) plotted vs actual target velocity.

図 11 では標的速度 $v = 0$ [m/s] の近くで距離推定値 r_0 が不連続になっているが、これは標的の通過を検出する光検出器の受光面の幅が 0 でなく 1 [mm] ほどの広がりを持っているからである。標的が速さ $v > 0$ の場合、受光面の中心よりも送受波子側で標的の通過が検出されるのに対し、標的が接近してくる $v < 0$ のときは逆に受光面中心よりも遠方で標的の通過が検出されることになる。

どの定位音の場合でも標的速度に応じて距離推定値 r_0 は変化する。しかしこの実験で使った UP-Chirp 波の場合の距離推定値の変化は他の 2 種の場合に比べて大きい。2 章の (4) 式に示したように、もし伝搬遅延時間 τ_0 と標的速度 v_0 が同時にわかれば、定位音を発射してから反射が生じるまでの間に標的が進んだ距離 $r_0 - r$ を計算できる。この距離を距離推定値 $\hat{r}_0$ から差し引けば時間の原点において標的が存在していたはずの位置までの距離 r を求めることができる。このようにして求めた距離 r の推定結果を図 12 に示す。ただし (15) 式に基づいて設計した Up-Chirp 波を用いる場合には上の手順 3. による速度推定が不可能であるため標的速度の真値を用いて r の計算を行った。この図から、LPM 波あるいはその直線近似による Down-Chirp 波の場合の標的距離 r の推定値は速度の影響を受けずほぼ一定で、標準偏差 0.3 [mm] 以下で距離を推定できることがわかる。しかし Up-Chirp 波を用いて得られた推定値にはいぜんとして標的速度に比例した偏りが含まれている。以下、このことについて検討する。

図 11 異なる定位音を放射して得られた距離推定量 r_0 。標的速度が $v = 0$ の前後での不連続は定位音放射のトリガ信号が発生するフォトセンサの受光領域が有限の幅を持つため。
Fig.11 Range r_0 estimated by emitting different types of location sounds. The finite width of the sensing area of the photosensor in which the sound emission is triggered gives rise to the discontinuity in the range estimates at $v = 0$.

<4.3.2> 実験結果の検討 チャープ信号の瞬時周波数を

$$\omega(t) = \alpha t + \beta \quad (24)$$

と表すことにしよう。ただしこの信号は時刻 t_c で平均周波数

$$\omega_c = \alpha t_c + \beta \quad (25)$$

を持つこと、信号包絡線は時刻 t_c で最大となり立上り立ち下がり部分で滑らかにゼロに近づくものと仮定する。このとき相関受信機の出力が最大となる時刻は標的速度 v_0 に比例して

$$\tau_m = \frac{2v_0}{\alpha c}(\beta + 2\alpha t_c) \quad (26)$$

だけ真値からずれることが知られている¹⁴⁾。このずれは $\beta = -2\alpha t_c$ すなわち $\omega_c = -\alpha t_c$ とすればキャンセルできる。この実験では t_c の符号は正にとっており ω_c も正の値を取るから、(26) 式の τ_m をゼロにするためには α は負でなければならない。

(13) 式に示した Down-Chirp 波の瞬時周波数特性の勾配は

$$\alpha = -\frac{\Omega}{t_c^2} = -\frac{\omega_c}{t_c} \quad (27)$$

であり、この条件を満足する。したがってここで用いた Down-Chirp 波を相関受信機で処理すれば標的速度の影響を受けずに距離を正確に推定できる。一方、(15) 式に示した Up-Chirp 波の瞬時周波数特性では $\alpha = \omega_c/t_c > 0$ 、 $\beta = 0$ の関係が成り立つ。すなわちこの Up-Chirp 波を相関受信機で処理すると、標的速度 v_0 に比例して

$$r_m = \frac{c\tau_m}{2} = 2v_0 t_c \quad (28)$$

図 12 補正後の距離推定量 r 。本論文で述べた方法によって作成した up-chirp 波の場合 (●マーク) は距離推定量が一定とならず、標的速度に応じた偏りを示す。

Fig.12 Corrected range estimates. Ambiguous property still remains in the case of the up-chirp sound (connected filled circles).

の偏りが距離推定値に加わることになる。

(18) 式で $f_i = 50[\text{kHz}]$, $V_{\max} = 0.5[\text{m/s}]$ を代入すれば $t_c = 3.42[\text{ms}]$ であるから, Up-Chirp 波を用いた場合の距離推定値の偏りは標的速度が $v_o = 0.4[\text{m/s}]$ のとき $2.7[\text{mm}]$ となる。図 12 中の Up-Chirp 波による距離推定値 (●マーク) に重ねて (28) 式を点線でプロットした。速度 v_o での推定距離の不連続を考慮すれば, 実験結果はこの点線に良く一致している。このように, 本研究で採用した $t > 0$ の範囲で信号エネルギーを持つ Up-Chirp 波では, 相関受信機の出力が最大となる時刻から推定した標的距離には速度に依存した偏りが含まれることがわかる。

本研究では, あらかじめ既知の位置を標的が通過する時刻を時間の原点と定め, 適当な時間ゲートを設定してエコーを観測する手法を採用したため, 実験の都合上, $t_c > 0$ に設定せざるを得なかった。しかしこれは標的の運動パラメータを推定するにあたって必要な条件ではない。本来の目的は, 標的がどこを通過しようとも時間原点の時刻で標的がどんな速度でどこを通過したか, を知ることである。

上に示した考察から, 信号波形が $t < 0$ の範囲に値を持てば, Up-Chirp 波であっても適切な信号の設計によって速度に依存しない距離推定は可能である。

5. おわりに

定 Q フィルタバンクの出力位相に基づいて位相頻度分布を求め, その最大頻度の位置から標的の距離と速度を同時推定する方法を提案し, 空中超音波実験を行ってその有効性を実証した。推定精度は観測時の信号対雑音電力比に依存して決まるが, 研究室の実験では距離に関して $0.3[\text{mm}]$ 以下, 速度に関しては $0.05[\text{m/s}]$ 以下の精度を達成できた。これらの値は単一の標的に対する推定精度であり, 複数の標的が存在するときの分解能ではない。今後, 複数の標的が存在する場合の速度場の推定に本研究で提案した方法を適用する予定である。

なお本研究の一部の遂行にあたり文部省科学研究費一般 (C) (課題番号 06650456) の補助金交付を受けた。

(平成 8 年 9 月 30 日 受付, 同 8 年 11 月 21 日 再受付)

文 献

- (1) Donald R. Griffin: *Listening in the Dark: The acoustic orientation of bats and men*. Yale University Press (1958)
- (2) O. W. Henson, Jr. et al.: "The constant frequency component of the biosonar signals of the bats, *Pteronotus parnellii*," in *Animal sonar system*, R. G. Busnel and J. F. Fish, editors, pp.913-916, Plenum press(1980)
- (3) G. Neuweiler: "Auditory processing of echos : peripheral processing," *ibid.*, pp.519-548
- (4) Nobuo Suga and W. E. O'Neill: "Auditory processing of echoes : representation of acoustic information from the environment in the bat cerebral cortex," *ibid.*, pp.589-611
- (5) J. A. Simmons: "The Resolution of Target Range by Echolocating Bats," *J. Acoust. Soc. Am.*, **54**, pp.157-173(1973)
- (6) J. A. Simmons: "Perception of echo phase information in bat sonar," *Science*, **204**, pp.1336-1338(1979)
- (7) Nobuo Suga: "Cortical computational maps for auditory imaging," *Neural Networks*, **3**, pp.3-21(1990)

- (8) D. Menne and H. Hackbarth: "Accuracy of distance measurement in the bat *Eptesicus fuscus*: theoretical aspects and computer simulations," *J. Acoust. Soc. Am.*, **79**, pp.386-397(1986)
- (9) B. Møhl: "Detection by a Pipistrelle Bat of Normal and Reversed Replica of its Sonar Pulse," *Acustica*, **61**, pp.75-82(1986)
- (10) H. Hackbarth: "Phase Evaluation in Hypothetical Receivers Simulating Ranging in Bats," *Biol. Cybern.*, **54**, pp.281-287(1986)
- (11) J.J. Kroszczyński: "Pulse compression by means of linear-period modulation," *Proc. IEEE*, **57**, pp.1260-1266(1969)
- (12) R.A. Altes and E.L. Titlebaum: "Bat signals as optimally Doppler tolerant waveforms," *J. Acoust. Soc. Am.*, **48**, pp.1014-1020(1970)
- (13) C. E. Cook and B. Bernfeld: *Radar Signal*. Academic Press(1967)
- (14) 三橋 渉: "生体ソナーの機構とその解析", 日本物理学会誌, **48**, pp.10-16(1993)
- (15) 三橋 渉: "反響定位の工学的モデル", シミュレーション, **12**, pp.37-44(1993)
- (16) J. E. Rose et al.: "Phase-locked response to low-frequency tones in single auditory nerve fibers of the squirrel monkey," *J. Neurophysiol.*, **30**, pp.769-793(1967)
- (17) W. Mitsuhashi: "Unambiguous estimation of target parameters by means of bio-mimetic sonar system," in *Technical Digest of The 13th Sensor Symposium*, pp.193-196(1995)
- (18) P. A. Saillant et al.: "A computational model of echo processing and acoustic imaging in frequency-modulated echolocating bats: The spectrogram correlation and transformation receiver," *J. Acoust. Soc. Am.*, **94**, pp.2691-2712(1993)
- (19) F.J. Kelly and D.P. Wishner: "Matched filter theory for high-velocity, accelerating targets," *IEEE Trans. Military Electron.*, **MIL-9**, pp.56-69(1965)
- (20) J. R. Klander et al.: "The Theory and Design of Chirp Radars," *BSTJ*, **39**, pp.745-808(1960)
- (21) R.A. Altes and D.P. Skinner: "Sonar-velocity resolution with a linear-period modulated pulse," *J. Acoust. Soc. Am.*, **61**, pp.1019-1030(1977)
- (22) 三橋 望月, 田村, 山崎: "線形周期変調波とセンサアレイを用いた運動物体群の速度ベクトル計測", 計測自動制御学会論文集, **23**, pp.665-670(1987)
- (23) 田村 安孝, 山崎 弘郎: "LPM 変調波と 1 次元アレイを用いる Holographic Doppler Velocimetry", 計測自動制御学会論文集, **23**, pp.781-787(1987)
- (24) H.L. Van Trees: *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I*. (John Wiley, 1968)

三橋 渉

(正員) 1969 年電気通信大学電気通信学部電波通信学科卒業。同年同学部助手。1992 年同学部講師, 現在に至る。工学博士。空間フィルタ速度計測法, 立体視に基づく形状計測法, 生体ソナーの計算論的モデル化, などの研究に従事。1990 年度計測自動制御学会論文賞受賞。計測自動制御学会, 電子情報通信学会, 日本音響学会などの会員。