

# 超音波測位システムにおける 移動ノードの位置および速度の実時間同時測定

佐藤 哲也<sup>†</sup>, 大泉 拓<sup>††</sup>, 杉本 雅則<sup>††</sup>, 橋爪 宏達<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> 東京大学大学院新領域創成科学研究科 <sup>††</sup> 東京大学大学院工学系研究科 <sup>‡</sup> 国立情報学研究所

本稿では、位相一致法を用いた超音波実時間位置-速度同時計測システムを提案する。速度測定は、ノード移動時に起こるドップラー効果による送信波の周波数偏移を利用して行われる。一方、ノード移動時における位相一致法を用いた位置計測に関しては、ドップラー効果による影響で原理的に正しい測位を行えないという問題があった。我々は速度計測にも用いられた、受信波のドップラー効果による周波数シフトを位相一致法の演算に適用することで、ノード移動時の測位補正を行う。シミュレーションおよび実測によって提案手法の効果を検証した。

## A real-time simultaneous position and velocity measurement of a moving node using ultrasonic communication

Tetsuya SATO<sup>†</sup> Taku OIZUMI<sup>††</sup> Masanori SUGIMOTO<sup>††</sup> Hiromichi HASHIZUME<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Frontier Sciences, The University of Tokyo

<sup>††</sup> Graduate School of Engineering, The University of Tokyo

<sup>‡</sup> National Institute of Informatics

In this paper we present a real-time simultaneous position and velocity measurement system. Phase Accordance Method is used to determine an arrival time of the ultrasonic signal sent by a transmitter. A shift in frequency by Doppler effect is used to calculate the speed of a moving node. When the node is moving, the system using only Phase Accordance method alone is not capable of measuring the position of the node accurately. We enhanced the Phase Accordance Method so that it takes into account the frequency shift caused by the Doppler effect. The improved method succeeded in compensating the errors in the position estimation.

### 1 はじめに

ユーザの位置情報を取得し、ユーザの状況に応じたサービスの提供をすることはユビキタスコンピューティングにおける重要な研究課題の一つである。そのため、多くの位置認識システムに関する研究がこれまでに行われてきている。GPS (Global Positioning System) や、Wireless LAN を用いたシステムなどは代表的な例である。

一方、ユーザの状態を表すもう一つの指標としてユーザの移動速度が挙げられる。位置情報と異なる点は、速度情報には時間と移動方向が含まれているため、より多くの情報量を持つということである。位置だけでなく、速度に関する情報を正確に取得できれば、新たなユビキタスコンピュー

ティングアプリケーションの可能性も拡がると考える。

本稿では、超音波通信を利用した移動ノードの位置・速度実時間同時計測システムについて述べる。位置に関してはノード間距離 3.2m のとき距離の標準偏差が 0.18mm という精度での計測が可能であることを示した<sup>1) 2)</sup>。今回の報告では、ノード移動時の位置計測の高精度化に加えて、移動ノードの速度計測を同時に、実時間でを行うことを目標とする。本稿では 2 節で関連研究を紹介し、3 節で我々のシステムの位置認識手法、4 節で速度認識手法について説明する。5 節では、実際のシステムを用いた実験とその結果について報告し、6 節でまとめと今後の課題について述べる。

## 2 関連研究

位置情報、速度情報を取得しこれらを入力とするアプリケーションは、これまでに多数、提案・開発されている。以下に、その数例を紹介する。

Kuang ら<sup>3)</sup>のシステムは、ドップラー効果を利用して位置認識を行う。このシステムは送信機を移動ノードとしているため、その移動の度にドップラー効果が起こり、送信波が伸張・圧縮する。静止した送信機による送信波の長さと同伸張・圧縮した長さの時間差分から、送信機の移動量を決定する。実験では、ノード間距離1[m]以下のもとでは、±0.6mmの精度をもつ。しかし、ドップラーシフトを利用したこのシステムでは、送信機移動時の移動量のみ計測可能である。Kuang らは受信機が作る絶対座標での計測を行うため、まず精度±0.6mmのTOF(Time of Flight)による初期位置決めを行い、そこから送信機の移動量を蓄積することで、送信機の絶対位置を求めている。このシステムは位置認識精度が高いという特徴があるが、移動量の蓄積とともに、誤差の蓄積も行われる。

McCathry ら<sup>4) 5)</sup>もドップラーシフトを用い、ノードの移動量の蓄積から測位を行うシステムを開発している。このシステムはパッシブ型であり、ビーコンから送られた超音波パルス列の周期からドップラーシフト量を求めることで、ノードの移動量を検知する。パルス列の周期はビーコンごとにユニークであるため、ノードはその周期を区別することで、発信源のビーコンを特定する。また、このシステムは位置認識に加え、速度認識も同時に行っている。3次元の位置・速度を知るために、1次元の位置・速度を含む方程式は最低6つ必要とされる。すなわち、ビーコンは最低6つ必要である。実験では、8つのビーコンが使われ、実験室の天井と壁に配置された。ビーコンとノードの初期位置は既知である。結果は、速度認識に関しては実用精度が得られたものの、位置認識ではCEP(半数必中界)が25cmと非常に低い精度となっている。

一方、Aguilar ら<sup>6)</sup>のシステムでは超音波バースト波の周波数を検知し、ノードのドップラーの公式に基づく速度を計測している。この場合、正確な周波数推定が必要とされるため、いくつかの周波数推定法を試験し、最も信頼のおける周波数推定法を調査している。Fourier 変換法、Burg 法、MUSIC 法、ESPRIT 法などを用いた比較試験の結果、ESPRIT 法が最も優れていたと報告している。

具体的には、サンプルデータ 64 点、SNR 19dB、サンプリング周波数 100kHz 時において速度の標準偏差は 0.21m/s、最大速度誤差は 1.5m/s である。人間の歩行速度は約 1m/s と言われているため、実世界利用を考慮すると、この結果は精度としては高いとは言えない。

Imou ら<sup>7)</sup>は低速度自動車用速度認識システムを提案、実装している。彼らも正確なドップラー効果による周波数シフト量を検知することに重点を置いた。このシステムは、反射型の対地速度測定システムである。周波数検出手順は、まず超音波信号(周波数 200kHz)を地面に送信する。反射された信号を受信した後、周波数解像度を上げるため、受信周波数を 5 倍する。そして送信時と同じ信号から作られた 950kHz の参照波と周波数ミキサにかけ、受信周波数と参照周波数の差分を検出する。その出力周波数は対地速度が 0m/s のとき、50kHz になるように設定され、対地速度の大きさにほぼ比例して、50kHz を中心に増減する。実験はシステムをトラクターに取り付けて行われた。移動距離は 50m で、速度は 0.7, 1.0, 1.5m/s の 3 種類である。走行路面はアスファルト、砂利、土面、草面について行われた。結果は、最も悪い精度で-1.63% (アスファルト, 1.5m/s 時)で最も良い精度で-0.01% (草面, 1.5m/s 時)と好成績を収めた。偏移量の少ないドップラーシフトを読むために、受信周波数を拡大するという手法は、非常に有効であるといえる。

## 3 位置認識手法

我々の位置認識システムでは、受信機-送信機間の相対位置を極座標系で表している。具体的には受信機にある 2 つのセンサの内の一つを座標原点とし、その原点から送信機のセンサの位置が距離  $r$ 、角度  $\theta$  の位置に存在すると認識する。送信機の位置を得る仕組みは図 1 の通りである。受信機にある 2 つのセンサは、Baseline と呼ぶ距離を隔てて設置されている。我々のシステムでは、Baseline=80mm である。受信機の 2 つのセンサは、それぞれ距離  $d_1$ ,  $d_2$  を得る。これらの距離差と Baseline から、受信機-送信機間の角度  $\theta$  が得られる(式 1)。

$$\theta = \arcsin \frac{d_2 - d_1}{Baseline} \quad (1)$$

本位置認識システムでは距離差  $d_2 - d_1$  から角度  $\theta$  を得ているため、距離  $d_1$ ,  $d_2$  の高い測定精度が要求される。この要求は位相一致法を適用することで満足されている。

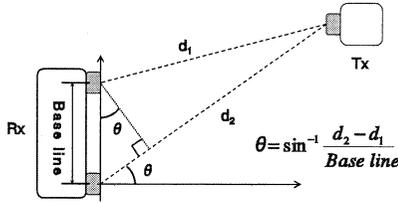


図1 TOA と AOA を用いた位置認識システム

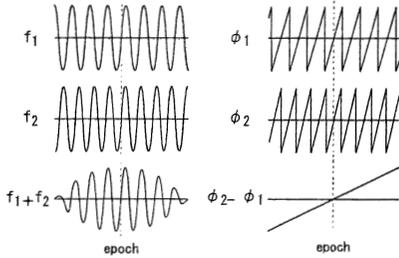


図2 Sync pattern

### 3.1 位相一致法

位相一致法とは我々が独自に開発した、到来波の受信時刻決定法である。この特徴は到来波の受信時刻を非常に高精度に決定できることである。その名が示すとおり、超音波バースト波の位相から受信時刻を求める。以下に、簡単に原理を説明する。

#### 3.1.1 原理

位相一致法では、2つの正弦波を重ね合わせてうなりを作り、その1周期を取り出した波形を送信波としている(図2)。我々はこの超音波バースト波をsync patternと呼ぶ。元の正弦波は $f_1=39.75\text{kHz}$ と $f_2=40.25\text{kHz}$ に設定されているため、sync patternの中心周波数は $40\text{kHz}$ となる。ここで注目したいのは、元の正弦波の位相差 $\phi_2 - \phi_1$ を求めると、1つのsync patternは必ず1つの $\phi_2 - \phi_1 = 0$ となるゼロクロス(epochと呼ぶ)をもつことである。このepochを受信時刻の基準とすることで高精度な受信時刻決定を行う。

受信ノード側ではsync patternから $\phi_1, \phi_2$ を求め、epochを導出するという演算が行われる。この演算は式(2)に示すような信号 $f(t)$ と参照波 $g(t)$ の内積演算である。

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

(ただし、 $\overline{g(t)}$ は、 $g(t)$ の複素共役である。)

実際の演算では、 $f(t)$ はsync pattern、 $g(t)$ は $\omega_1 = 2\pi f_1, \omega_2 = 2\pi f_2$ の角周波数をもつ複素正弦波 $e^{j\omega_1 t}, e^{j\omega_2 t}$ である。またsync patternは式(3)のように表される。

$$s(t) = a_1 \sin \omega_1 t + a_2 \sin \omega_2 t \quad (3)$$

以上より、sync patternと参照はとの内積を取ると、式(4)が得られる。

$$\begin{aligned} a_1 e^{j\phi_1} &= 2j \langle s(t), e^{j\omega_1 t} \rangle \\ a_2 e^{j\phi_2} &= 2j \langle s(t), e^{j\omega_2 t} \rangle \end{aligned} \quad (4)$$

上式より、元の正弦波の位相 $\phi_1, \phi_2$ が求められることがわかる。

#### 3.1.2 ノード移動時における問題点と解決策

ノード静止時において高い精度で位置認識が行える位相一致法であるが、そのアルゴリズム上、送信ノード移動時では原理的に正しい位置測定が行えなくなることが、式(4)からわかる。送信ノードが移動すると、ドップラー効果が発現し、送信波の周波数が変化する。ドップラーシフト後の角周波数を $\omega'_1, \omega'_2$ とすれば、式(4)の右辺は次のようになる。

$$\begin{aligned} 2j \langle s(\omega'_1, t), e^{j\omega_1 t} \rangle \\ 2j \langle s(\omega'_2, t), e^{j\omega_2 t} \rangle \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)では、送信信号の角周波数と参照波の角周波数が一致していないことがわかる。したがって、ドップラー効果が現れている状況下では、位相一致法の演算が正しく行われなくなり、ノードの正確な測位が不可能となる。

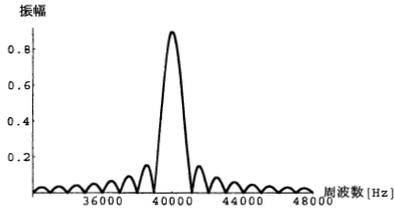
解決策は、式(6)のように受信波形の角周波数 $\omega'$ を検知し、これを参照波の角周波数として適用することで、送信信号の角周波数と参照波の周波数を一致させることである。

$$\begin{aligned} 2j \langle s(\omega'_1, t), e^{j\omega'_1 t} \rangle \\ 2j \langle s(\omega'_2, t), e^{j\omega'_2 t} \rangle \end{aligned} \quad (6)$$

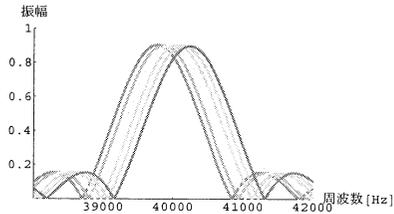
受信波の角周波数 $\omega'$ を検知するために、ドップラーの公式を用いることが考えられる。

$$f' = \frac{V - v_o}{V - v_s} f \quad (7)$$

ここで、 $f'$ は受信波の角周波数、 $V$ は音速、 $f$ は送信波の角周波数、 $v_o$ は受信機の手速度、 $v_s$ は送信機の手速度である。受信機は環境に固定されている



(a)  $v_s=0\text{m/s}$  時の周波数スペクトル



(b)  $v_s=-2\sim 2\text{m/s}$  での周波数スペクトルの振舞い

図3 sync pattern の周波数スペクトル

とすれば  $v_o = 0[\text{m/s}]$  である。式(7)を適用するためには送信機速度を知らなければならないため、式(7)から受信波の角周波数  $\omega'$  を知ることはできない。

#### 4 周波数シフト量推定手法と速度認識手法

信号波の周波数シフト量を知る手段として、受信波を DFT(Discrete Fourier Transform) し、得られるスペクトルからドップラーシフトされた周波数を検知する方法を採用した。

送信ノードの速度  $v_s=0\text{m/s}$  時の周波数スペクトルを図3(a)に示す。ここでは、DFT への入力として、sync pattern のサンプル数を  $10^6$  点とし、周波数解像度を  $1\text{Hz}$  に高めている。図3(a)からスペクトルのピーク値は sync pattern の中心周波数  $40\text{kHz}$  を示すことがわかる。次に送信ノードを移動させたときのスペクトルを図3(b)に示す。これから、送信機速度  $v_s$  の増減に従い、スペクトルは外形をほぼ保ちながら左右にシフトしていることがわかる。このときのピーク時の周波数はドップラー効果によって変調された周波数と近似できる。

それは、sync pattern が元来、非常に周波数が接近した正弦波の線形和であり、その正弦波のスペクトルは周期が一定で左右対称の sinc 関数であるため、これらのスペクトルの線形和のピーク値は sync pattern の中心周波数となるためである。

また、図3(b)から周波数遷移量は送信ノード速度  $v_a$  に対し、ほぼ線形であることがうかがえる。これは音速  $V$  に対し送信ノードの速度  $v_s$  が十分に小さいため、式(8)のように近似できることによる。

$$f' = \frac{1}{1 - \frac{v_s}{V}} f \approx \left(1 + \frac{v_s}{V}\right) f \quad (8)$$

##### 4.1 送信ノード速度の推定

上述の方法では、ドップラーの公式を用いずに受信波の周波数  $f'$  を検知できることがわかる。

ここで音速  $V$ 、受信機速度  $v_o$ 、送信波の周波数  $f$  は既知であるため、ドップラーの公式を変形した式(8)から、式(9)のように、送信機速度  $v_s$  を求めることができる。

$$v_s = \left(1 - \frac{f}{f'}\right) V \quad (9)$$

##### 4.2 演算量の低減

先に述べた周波数推定手法では、sync pattern のサンプル数が  $10^6$  点であるため、周波数解像度が高く、ピーク値検出が容易に行えた。しかし、我々のシステムの MPU は SH2 マイコン (Hitach, CLK 28MHz, SRAM 1MB) であるため、この演算はオーバーワークとなり、システムの安定性、演算速度の低下を招き、実時間位置・速度認識が困難となる。

演算量の低減手法として最も容易な方法は、DFT への入力である信号のサンプル数  $n$  を減らすことである。ここで問題となるのが、サンプル数  $n$  と周波数解像度のトレードオフである。サンプル数  $n$  を減少させると、周波数解像度が低下し、ピーク値の検出が困難となる。そこでスペクトルの中心の山の範囲内のプロットのみを抽出し、そのプロットに対して最小二乗法による多項式近似を行い、そこから得られる擬似的なスペクトルから近似的なピーク値を得る方法を考案した。

ところで、sinc 関数の多項式展開は式(10)で表せるため、スペクトルの中心の山は二次関数とし

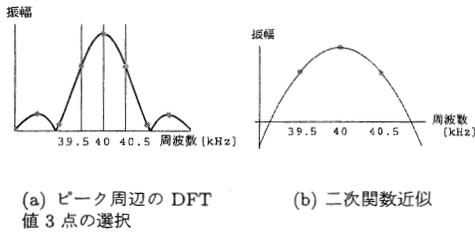


図 4 二次関数近似による演算量低減手法

て近似できることがわかる。

$$\text{sinc}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^{2k}}{(2k+1)!} \quad (10)$$

この二次関数近似手法を用いるとサンプル数は 2000 点まで減少させることができる。このとき周波数解像度は 500Hz となるため、スペクトルの中心の山の範囲内のプロットはわずか 3 点である。二次関数近似手法では、この 3 点を通るような二次曲線を求め、その曲線のピーク値をスペクトルのピーク値として近似する。その様子を図 4 に示す。この 3 点は山の中心 (40kHz) とその対称な位置の 2 点 (39.5kHz, 40.5kHz) をとるため、ドップラーシフトによる山の移動が起きても、速度が約 ±4m/s 以上とならなければ、山の範囲外にでることはない。理論上約 ±4m/s までの速度を計測可能としているが、人間の歩行速度は約 1m/s とされており、本システムはこれを十分にカバーするため、人の位置を観測する用途としては問題ないと考えている。

以上の演算量低減手法を評価するために、サンプル数  $n$  が  $10^6$  点から 2000 点のときにおける速度推定シミュレーションを行った。速度  $v_s = -2 \sim 2$  m/s までを 0.2m/s 刻みで各々 21 回測定し、各サンプル数におけるその平均誤差を計測した (ノイズはないと仮定)。その結果を図 5 に示す。図 5 において、 $n=2000$  点の注目すると、他のサンプル数より数倍の誤差があることがわかるが、それでも 0.07m/s 以下の誤差であり、十分実用的な成績である。

さらにサンプル数 2000 点における速度推定法について調査した。図 6 は  $v_s = -2 \sim 2$  m/s に対する速度の標準偏差を示したものである。このシミュレーションでは SN 比 20dB の環境を仮定し、100 回の試行を行った。図 6 によれば、速度  $v_s$  の標準偏差は  $v_s = -2 \sim 2$  m/s の範囲内でおおよそ 0.013m/s とな

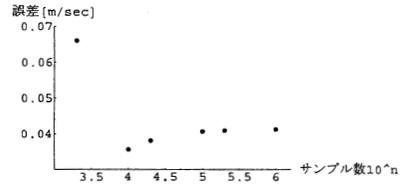


図 5 多項式近似手法における各サンプル数での誤差

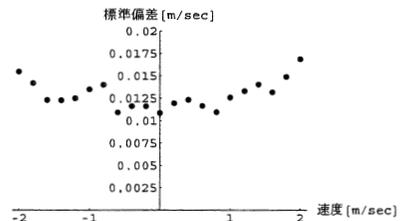


図 6 2000 点時の二次関数近似における速度の標準偏差

る。SN 比 20dB という現実世界のノイズを仮定した状況においても、非常に高い精度で速度推定が行えることがわかった。

## 5 実験

これまでに述べた方法により、移動ノードの正確な位置認識と速度認識が行えることがわかった。本節ではその手法を従来の位置認識システムへ追加的に実装し、実験を行ったので報告する。

### 5.1 実験機器

本実験は、受信機を環境に固定し、送信機を運動させた状態で行った。送信機の運動状態を作るため、電動スライダ SPV8L150U-A (Orientalmotor 製) を用いた。これはレールの上に可動テーブルがあり、最高速度 1500[mm/s]、ストローク 1500[mm]、最高加速度 5[mm/s<sup>2</sup>] の範囲で運動する。送信センサを可動テーブルに取り付けることで任意の速度 (速度分解能 0.01[mm/s]) でドップラー効果を発生させることができる。

電動スライダ以外の機器は以下に示すような、位置認識システムを構成する基本的な機器である。

- 送信機

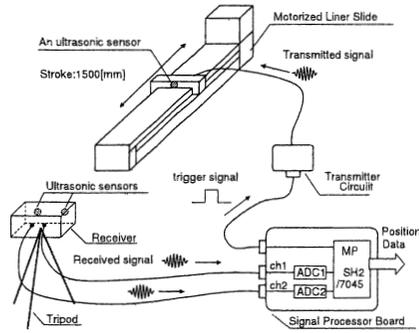


図 7 実験装置の構成

メモリに sync pattern データが格納されており、信号処理基板からトリガー信号を受けると、直ちに超音波センサ（日本セラミック、T40-16）から sync pattern を送信する。

● 受信機

TOA+AOA 方式をとっているため、2つの超音波センサ（日本セラミック、R40-16）を持つ。受信波をアンプで増幅し、信号処理基板へ転送する。

● 信号処理基板

ここでは、受信機からの信号の AD 変換、位相一致法演算、ドップラー効果補償演算、位置・速度データの出力、トリガー信号の送信を行う。各種演算等を司る MPU として、SH2 マイコンを採用している。

機器の構成は図 7 のようになっている。

5.2 実験方法

ここでは具体的な実験方法について説明する。送信センサを電動スライダの上に乗せ、受信機は少し離れたところに送信センサと正対するように置く。この位置関係は速度実験および位置測定実験で共通である。正対させた位置関係のみの実験としたのは、送信・受信センサともに指向性が ±25[deg] 程度と狭いため、測定点を多く得られないためである。この様子を図 8 に示す。

速度実験については一定の速度でスライダを一次元で移動させる。最初、送信機は受信機が一番近い場所（座標原点）に配置し、測定を開始する。その後、測定を継続させながら送信センサを 1000[mm] 後退させ、しばらく停止したあと、再び最初の地

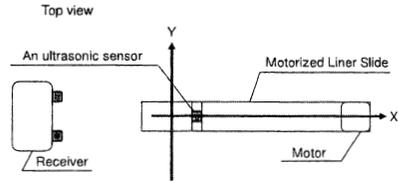


図 8 実験装置の配置と座標

点に戻るという動作を行う。結果としてはマイナス方向、プラス方向で一定の速度が設定した値とほぼ同じ値で観測されることが望ましい。

次に位置測定実験については、これも一次元で一定速度の運動を観測することになる。受信機と送信センサは正対しているのが角度成分は移動中も 0[deg] となるはずであり、結果としては軸に沿った直線の軌跡を得ることが望ましい。そこで今回は評価方法としてはこの 1 次元の軸からの誤差にのみ注目し、絶対距離については議論しない。

5.3 実験結果

5.3.1 速度計算の結果

図 9(a)~9(d) は各速度において電動スライダが原点で静止→1000[mm] 後退→原点に戻るといった動作を行ったときの速度である。マイナスの値が離れていく時、プラスの値が接近する時である。移動中に得られる点の数が速度に反比例して少なくなるが、その分往復回数を増やしてそれぞれのサンプル数が 100 点程度になるまで実験を行った。図 10(a) はその結果から得られた平均の速度である。黒点のプロットが平均値で、赤色の実線は目標の速度である。図 10(b) は各速度における標準偏差であり、平均は 22[mm/s] であった。

5.3.2 4 点プロット二次関数近似法による速度計算

これまでは 39.5kHz, 40kHz, 40.5kHz の DFT 値に対して二次関数を求める方法を採用したが、精度の向上を図りたいときはこの点の数を増やし、そこに最小二乗法を適用すればよいことがシミュレーションによって確認されている。

ここでその一例として 4 点をとる方法について説明する。用いる 4 点は、3 点のときの理由と同様に 40[kHz] を中心に左右対称であることが望ましい。実験では等間隔になるように 39490, 39830, 40170, 40510[Hz] の 4 点を選択した。この範囲であれば 3 点を用いた場合と同じく約 ±4m/s まで速度の計算をすることができる。これらの点に対し

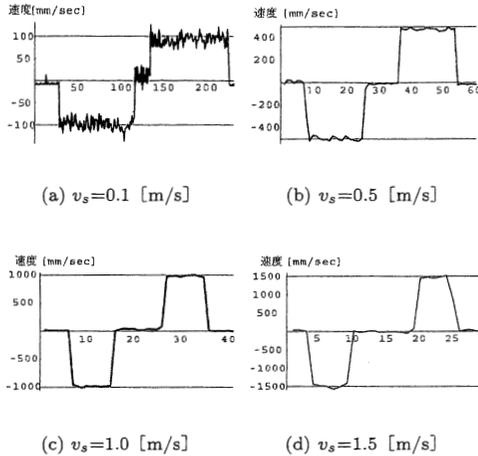


図 9 速度計測実験結果

て最小二乗法を施し多項式近似を行う。本実験では二次関数の近似とした。三次以上の近似は可能であるが、極が二個以上存在する場合、動作不安定に陥る可能性があるため、行わないこととした。図 11 は 3 点の場合と 4 点の場合の標準偏差をグラフにしたもので、黒の点が 3 点、赤の点が 4 点の場合である。3 点の場合の標準偏差の平均は 22[mm/s] で、4 点の場合は 12[mm/s] となった。

### 5.3.3 ドップラー効果補償実験の結果

図 12(a)~12(d) は各速度において電動スライダを移動させてその位置を軌跡として描いたもので、ドップラー効果補償前の位置測定の結果と得られた速度からドップラー効果補償を施した結果を同一座標にプロットしたものである。X 軸、Y 軸の計測系における位置は図 8 に示すとおりである。上側の青いプロットが補償前、下側の赤のプロットが補償後である。ここではドップラー効果補償の効果を見易くするために縦横のスケールを変えて表示 (x 軸:0~1500[mm], y 軸:± 200[mm]) しているため、実際の軌跡としてはもう少し y 軸方向に対してつぶれたものとなる。またこの図 12 は送信機が受信機に近づく際の移動の軌跡のみ示している。図 13 に各速度における y 軸方向の補償距離の平均と角度の平均を示す。これより、例えば人間の歩行速度約 1m/s のときでは、その補償距離と補償角度は、それぞれ約 35mm, 約 2.5[deg] であることがわかる。

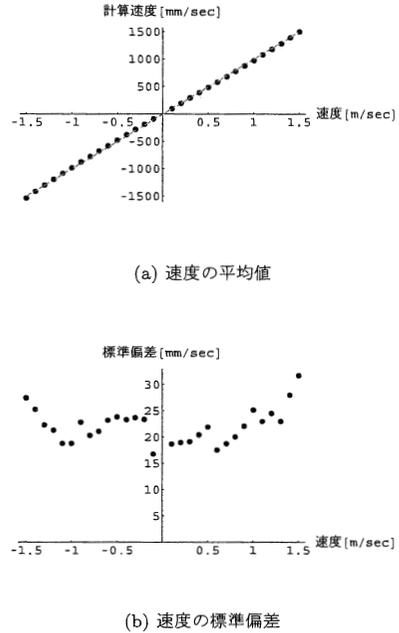


図 10 速度測定結果の平均値と標準偏差

## 6 まとめと今後の課題

本稿では、従来の位相一致法が運動系の位置認識システムに用いられた場合、そのアルゴリズム上、原理的に位相一致点を正確に求めることが不可能なことを示し、そしてその解決法を提案した。それは、受信波の周波数スペクトルの凸部を二次関数近似し、そのピーク値からドップラー効果による周波数シフト量を読み取り、位相一致法演算で用いられる sync pattern のキャリア周波数を補正するというものであった。この方法を用いた場合、例えば人間の歩行速度 1m/s では距離約 35mm, 角度約 2.5[deg] の補正が可能であることを示した。

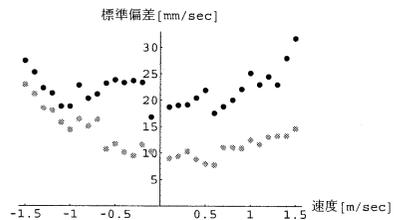


図 11 3点と4点の場合の標準偏差

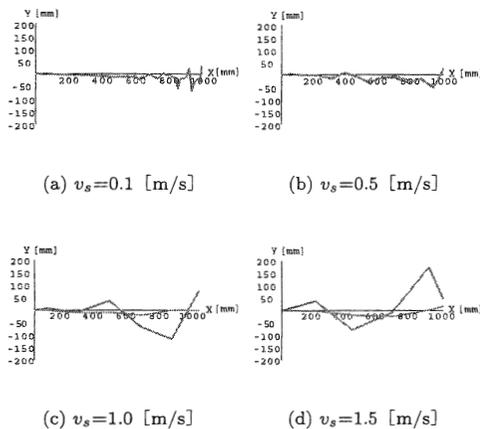


図 12 ドップラー効果補償実験結果

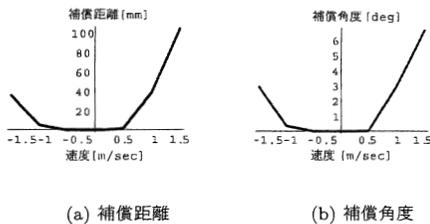


図 13 ドップラー効果補償後の距離および角度

ドップラー効果補償を利用した移動ノードの高精度な速度計測法についても提案し、評価を行った。その標準偏差は 3 点プロット法では 0.022m/s である。実時間位置・速度計測デバイスの実現が可能となったことで、既存の位置認識システムよりさらに発展した応用ができることが期待される。本システムでは、送信機と受信機が各々 1 つ場合は 1 次元の速度のみ測定可能である。受信機を増やすことで、二次元速度の計測が可能と考えられ、その評価実験については今後の課題となる。

本システムを位置・速度実時間同時測定という観点から見た特徴は、同時計測時において約 6.5[回/sec] のシステム更新レートを持つということと、移動ノードの測位精度と速度計測の精度は周波数推定精度に依存することである。周波数推定精度を下げる要因は、実験を通して明らかになっている。それは超音波センサが 40kHz 付近を頂点とする peaky な周波数特性を持っていることである。これがバンドパスフィルタのように働くため、演算

に必要な周波数領域までもが減衰されてしまうのである。このため、40kHz 付近において周波数特性がフラットなセンサを使用することが必要である。

現在の周波数推定手法では、あくまでも近似を用いているため、真の周波数を特定するには限界がある。近似式でなく元の式を周波数推定に適用できないか、現在検討中である。

## 謝辞

本研究は、科学研究費基盤研究「基盤研究 (B) 超音波を用いた気配の伝達方式」、ならびに「デジタルメディア作品の制作を支援する基盤技術」(科学技術振興機構 CREST) の支援を受けている。

## 参考文献

- 1) 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", 信学会 A, Vol.J-90A, No.4, pp.435-447 (2008).
- 2) Hashizume H., Kaneko A., Sugano Y., Yatani K. and Sugimoto M., *Fast and Accurate Positioning Technique Using Ultrasonic Phase Accordance Method*, Proc. of IEEE TENCON, pp.1-6,(2005).
- 3) W.T.Kuang and A.S.Morris, *Combined time-of-flight and Doppler ultrasonic tracking system for better performance in robot tracking*, Proc. of IEE, Science, Measurement and Technology, vol.147, no.5, pp.213-218, (2000).
- 4) M.McCarthy and H.Muller, *Positioning with Independent Ultrasonic Beacons*, CSTR-05-005, Department of Computer Science, University of Bristol, (2005).
- 5) M.McCarthy, H.Muller, A.Calway, and R.E.Wilson, *Position and velocity recovery from independent ultrasonic beacons*, Proc. of EUSIPCO 2006, Florence, Italy, (2006).
- 6) R.N. Aguilar, H. Kerkvliet and G.C.M. Meijer, *Trade-offs in the Design of Ultrasonic Speed Measurement Methods*, Proceedings of ProRISC 2004, Signal and Image Processing (<http://www.stw.nl/Programmas/Prorisc/Proceedings2004.htm>).
- 7) K.Imou, M.Ishida, T.Okamoto, Y.Kaizu, A.Sawamura and N.Sumida, *Ultrasonic Doppler Sensor for Measuring Vehicle Speed in Forward and Reverse Motions Including Low Speed Motions*, CIGR Journal of Scientific Research and Development Vol. III, P1-14, (2001)