

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2011年7月21日(21.07.2011)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2011/087088 A1

- (51) 国際特許分類:  
G01S 11/14 (2006.01) G01P 5/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/050551
- (22) 国際出願日: 2011年1月14日(14.01.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願 2010-007492 2010年1月15日(15.01.2010) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 大学共同利用機関法人情報・システム研究機構 (Inter-University Research Institute Corporation Research Organization of Information and Systems) [JP/JP]; 〒1910014 東京都立川市緑町10番3号 Tokyo (JP). 国立大学法人東京大学 (The University of Tokyo) [JP/JP]; 〒1138654 東京都文京区本郷七丁目3番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 橋爪 宏達 (HASHIZUME, Hiromichi) [JP/JP]; 〒1018430 東京都千代田区一ツ橋2-1-2 大学共同利用機関法人情報・システム研究機構 国立情報学研究所内 Tokyo (JP). 杉本 雅則 (SUGIMOTO,

Masanori) [JP/JP]; 〒1138654 東京都文京区本郷七丁目3番1号 国立大学法人東京大学内 Tokyo (JP). 佐藤 智彦 (SATO, Tomohiko) [JP/JP]; 〒1138654 東京都文京区本郷七丁目3番1号 国立大学法人東京大学内 Tokyo (JP).

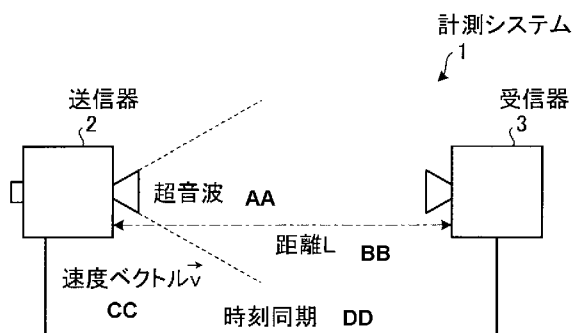
- (74) 代理人: 酒井 宏明 (SAKAI, Hiroaki); 〒1006020 東京都千代田区霞が関三丁目2番5号 霞が関ビルディング 酒井国際特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR,

[続葉有]

(54) Title: VELOCITY/DISTANCE DETECTION SYSTEM, VELOCITY/DISTANCE DETECTION APPARATUS, AND VELOCITY/DISTANCE DETECTION METHOD

(54) 発明の名称: 速度・距離検出システム、速度・距離検出装置、および速度・距離検出方法

[図1]



- 1 MEASURING SYSTEM
- 2 TRANSMITTER
- 3 RECEIVER
- AA ULTRASONIC WAVE
- BB DISTANCE L
- CC VELOCITY VECTOR  $v$
- DD TIME SYNCHRONIZATION

(57) Abstract: Disclosed is a velocity/distance detection system provided with a transmitter and a receiver and detecting the distance between the transmitter and the receiver, wherein the transmitter transmits a composite frequency signal, and wherein the receiver is provided with: a receiving means for receiving the composite frequency signal transmitted from the transmitter; a calculating means for calculating a plurality of estimated power values or estimated amplitude values so that the difference between the plurality of estimated power values or estimated amplitude values falls within a target range; a velocity estimating means for estimating that the velocity at which the difference is within the target range is equal to the velocity of the transmitter or receiver; and a distance estimating means for extracting the phases of the plurality of frequency signals when the difference is within the target range, calculating the propagation delay time of the composite frequency signal between the transmitter and the receiver on the basis of the extracted phases, and estimating the distance between the transmitter and the receiver on the basis of the calculated propagation delay time.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2011/087088 A1



GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:  
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

---

本実施の形態によれば、送信器と、受信器とを備え、前記送信器と前記受信器間の距離を検出する速度・距離検出システムにおいて、前記送信器は、複合周波信号を送出し、前記受信器は、前記送信器から送出される前記複合周波信号を受信する受信手段と、複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算手段と、前記差分が目標精度となった場合の速度を、前記送信器または受信器の速度として推定する速度推定手段と、前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複合周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定手段と、を備えている。

## 明 細 書

発明の名称：

速度・距離検出システム、速度・距離検出装置、および速度・距離検出方法

### 技術分野

[0001] 本発明は、速度・距離検出システム、速度・距離検出装置、および速度・距離検出方法に関し、詳細には、ドップラーシフトや伝搬遅延を伴った受信信号に基づいて、移動体の速度・距離を、少ない演算量で高精度かつ短時間で計測可能な速度・距離検出システム、速度・距離検出装置、および速度・距離検出方法に関するものである。

### 背景技術

[0002] 例えば、GPSやモーショントラックのように、物体の座標位置を高精度に計測する技術は工業分野で広く応用可能である。2次元ないし3次元座標の測位システムの基本要素は2点間の距離計測であり、音や電磁波の伝播遅延を計測し、信号伝搬速度を乗じることで距離を得る手法が広く使用されている。例えば、全地球測位システム（GPS）等はこの原理を使用している。この際、距離に加えて送受信器の相対速度を知ることができれば、距離情報に速度情報を加えて計算することで、より精密な位置の決定や移動物体の経路を精密に補間・予測するなどの応用が可能となる。

[0003] 距離計測として、搬送波バーストを送信し、受信器はそれを包括線検波してバースト開始時点を検出して伝搬遅延を得て距離に換算する方法はよく知られている。しかしながら、外来ノイズの影響を強く受け、また狭帯域の伝送路だと包絡線波形に強い変形を受けるため、バースト開始のタイミングがあいまいになるという問題がある。これは位置検出性能の低下につながるため、かかる手法は、高い精度を必要としない簡易応用にのみ用いられる。

[0004] GPSなどでは、受信器は搬送波を別の信号で変調し、受信器は変調信号の位相を抽出し、そのタイミングで伝搬遅延を決定することで高い距離計測

精度を得ている。しかしながら、一般に、変調波の位相検出には比較的長い受信時間を要するという欠点がある。GPSでは、信号の受信開始からその同期のとれるまで、数秒ないし数10秒以上の信号の継続受信を必要とするため、短時間で距離の検出が必要な場合には不向きである。

[0005] 速度の計測には、(1)位置計測を定期的に行い、一定時間における移動距離から算出する方法と、(2)速度に直接関連する物理量を計測することで、位置とは独立に算出する方法とがある。速度情報を位置情報の補正に使用する場合、位置とは独立に計測した速度を得ることができれば有用である。さらに、速度の計測を、高精度で、かつ、移動速度に照らして瞬間的とみなせるほど短時間で完了できるとより有用である。

[0006] 従来、ドップラーシフトを用いた速度計測としては、ミリ波電磁波によるドップラーレーダーや医療用のエコー診断機などがある。これらは、精度が計測速度範囲の1/100程度であり、また、非接触で視野内の物体の厳密な1点の速度を計測することはできない。

[0007] また、空間超音波による速度計測は精密測定器では気象観測用の超音波風速計が実用になっている。その計測速度は、10~100ミリ秒間の平均であり、歩行する人間など数メートル/秒で移動する物体と照らした場合、瞬間的に速度を得ているとは言い難い。

[0008] 超音波をマイクロホンで受信して電気信号に変換する場合、ドップラー速度検出とは、すなわち電気信号の精密な周波数計測にほかならない。電気信号の周波数計測法は各種の方法が知られている。例えば、1000分の1秒間のゲート信号を発生させ、この時間内に受信信号の波形立ち上がりゼロクロスが何回発生するかを計数すれば、その値は信号の周波数をkHz単位で計測したものとなる。

[0009] しかしながら、かかる方法では、ゲート信号と受信信号の位相関係により、例えば、40.0kHzの信号について立ち上がりを40回計測する場合、41回計測する場合があります。周波数は真値40kHzに対して、-0~+1kHzの誤差(不確定性)をもつ。これは25℃の空気中の代表音速34

0, 000 mm/sに照らして考察すれば、8500 mm/s程度の速度計測誤差となり、多くの応用要求に対して不満足なものである。

[0010] ゲート時間を1000倍にして、1秒間に設定すれば、精度は1000倍すなわち8.5 mm/s程度となって、多くの応用についての計測精度は満たされるが、この場合の速度はその1秒間の平均値になってしまう。運動を追跡するため特定時刻の速度（瞬時値）を知りたい場合に不十分である。

[0011] 周波数計測法には、このほかに、受信信号の立ち上がりゼロクロス1～数周期分の時間をゲート信号とし、この間に100 MHzなど高い既知の周波数パルスを計数して、逆数をとることで得る方法もある。しかしながら、通常みられるように、信号にホワイトノイズ雑音の重畳している場合、微細に見た場合のゼロクロスの発生時刻は不安定で、望ましい精度でドップラーシフト計測をすることは困難である。

[0012] また、受信信号に対して局部発振周波数を掃引させて周波数混合で変換し、高精度なフィルタを介して検波し、掃引時間から周波数を知ることができる。しかしながら、鋭利なフィルタは信号の通過に長い群遅延時間を持つことから、この方法での所要計測時間が長くなる。また、高速計測のため周波数掃引を高速にすれば、それは受信信号に周波数変調をかけることになり、計測をあいまいにして精度は低下する。このように、これらの方法でも、物体速度検出のためのドップラーシフト計測を高精度かつ短時間に行うことはできない。

[0013] 外来ノイズのある環境で、伝送帯域も制限されている場合、短い計測時間でも高精度に距離を計測する方法として、本願出願人は特許文献1を提案した。かかる特許文献1では、位相一致法と呼ばれる方法を使用しており、比較的接近した2つ以上の周波数の搬送波を同時に重畳した複合周波数搬送波の超音波を送信器で送信し、受信器でそれを受信して、各搬送波の位相が特定関係になる時刻から伝搬遅延を算出する。これによれば、40 kHzの空間超音波を使用して計測した場合、距離計測誤差は1 mmを下回ることが確認されている。また、計測に必要な信号受信時間は1 ms程度である。

[0014] しかしながら、特許文献1では、受信信号の厳密な周波数をあらかじめ知っておく必要があり、送受信器が相互に運動し搬送波がドップラーシフトを伴って受信される場合には誤差が大きくなるという課題が残されていた。また、特許文献1の方法では、送受信器の相対速度を得ることができない。

[0015] 本願出願人は、外来ノイズのある環境で、短い搬送波バーストからドップラーシフトを検出し、送受信器の相対速度を計測する方法として、非特許文献1を発表している。

非特許文献1では、超音波を使用して、人の歩行速度程度（1 m/s程度）の移動物体の速度を計測して、±10 mm/s程度の計測精度を得られることが確認されている。しかしながら、非特許文献1は、速度計測法であるので、位置計測は別波形で別時刻に行う必要があるため、距離と速度を厳密に同時（短時間）には計測することができない。

[0016] また、距離と速度を同時（短時間）に計測する方法として、特許文献1と同様の2周波以上の複合周波数搬送波を重畳させたうなり波を使用して、距離と速度を同時（短時間）に計測する方法を特願2009-272707号（本願出願時、未公開）で出願している。かかる特願2009-272707号では、物体の位置と速度を同時（短時間）に計測ができるが、距離計測は、受信周波数が既知である際の手法を適用することになるので、毎回の速度計測値に基づいて演算データを準備しなおして距離計測を実施する必要があるため、演算量が増加し、高速な繰り返し計測を行う場合には必ずしも向いていない。

## 先行技術文献

### 特許文献

[0017] 特許文献1：国際公開番号WO2006/112475

### 非特許文献

[0018] 非特許文献1：佐藤哲也、杉本雅則、橋爪宏達、「高精度超音波移動体測位のための位相一致法の拡張手法」、電子情報通信学会論文誌、vol. J92-A, No. 12, 2009年12月

## 発明の概要

### 発明が解決しようとする課題

- [0019] 本発明は、上記課題に鑑みてなされたものであり、移動体の速度および距離を、少ない演算量で、高精度かつ短時間で計測することが可能な速度・距離検出システム、速度・距離検出装置、および速度・距離検出方法を提供することを目的とする。

### 課題を解決するための手段

- [0020] 上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、送信器と、受信器とを備え、前記送信器と前記受信器間の距離を検出する速度・距離検出システムにおいて、前記送信器は、複合周波信号を送出し、前記受信器は、前記送信器から送出される前記複合周波信号を受信する受信手段と、複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算手段と、前記差分が目標精度となった場合の速度を、前記送信器または受信器の速度として推定する速度推定手段と、前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定手段と、を備えたことを特徴とする。

- [0021] また、本発明の好ましい態様によれば、前記送信器は、複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の前記複数個の周波数信号を合成して得られる前記複合周波信号を送出し、前記受信器は、さらに、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って前記受信手段で受信した複合周波信号を、前記周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、前記参照角周波数の個数分の複素出力を算出する複素出力算出手段を備え、前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の複素出力に基づく前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度

または受信角周波数を算出し、前記距離推定手段は、前記差分が目標精度となった場合の、前記参照角周波数の個数分の複素出力から前記複数個の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定することが望ましい。

[0022] また、本発明の好ましい態様によれば、前記送信器と前記受信器は、所定の時刻同期手法を用いて内部クロックを予め同期させることが望ましい。

[0023] また、本発明の好ましい態様によれば、前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出する場合に、受信素子の周波数特性および前記送信器の速度領域に応じた補正を加えることが望ましい。

[0024] また、本発明の好ましい態様によれば、前記受信手段は、前記送信器から出力された信号を、超音波、電磁波、および光のいずれか1つで受信することが望ましい。

[0025] また、上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、送信器から出力される信号を受信して、前記送信器と自装置間の距離を検出する速度・距離検出装置において、前記送信器から送出される複合周波信号を受信する受信手段と、複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算手段と、前記差分が目標精度となった場合の速度を、前記送信器または受信器の速度として推定する速度推定手段と、前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定手段と、を備えたことを特徴とする。

[0026] また、本発明の好ましい態様によれば、前記複合周波信号は、複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基



準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の前記複数個の周波数信号を合成した信号であり、さらに、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って前記受信手段で受信した前記複合周波信号を、前記周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、前記参照角周波数の個数分の複素出力を算出する複素出力算出手段を備え、前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の複素出力に基づく前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出し、前記距離推定手段は、前記差分が目標精度となった場合の、前記参照角周波数の個数分の複素出力から前記複数個の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定することを特徴とする。

[0027] また、本発明の好ましい態様によれば、さらに、所定の時刻同期手法を用いて、前記送信器と内部クロックを同期させる時刻同期手段を備えることが望ましい。

[0028] また、上述した課題を解決し、目的を達成するために、前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または参照角周波数を算出する場合に、受信素子の周波数特性および前記送信器の速度に応じた補正を加えることが望ましい。

[0029] また、本発明の好ましい態様によれば、前記受信手段は、前記送信器から出力された信号を、超音波、電磁波、および光のいずれか1つで受信することが望ましい。

[0030] また、上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、送信器から出力される信号を受信して、前記送信器との距離を検出する速度・距離検出方法において、前記送信器から送出される複合周波信号を受信する受信工程と、複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算工程と、前記差分が目標精度となった場合の速度を、前

記送信器または受信器の速度として推定する速度推定工程と、前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定工程と、を含むことを特徴とする。

- [0031] また、本発明の好ましい態様によれば、前記複合周波信号は、複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の前記複数個の周波数信号を合成した信号であり、さらに、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って前記受信工程で受信した前記複合周波信号を、前記周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、前記参照角周波数の個数分の複素出力を算出する複素出力算出工程を含み、前記演算工程では、前記参照角周波数の個数分の複素出力に基づく前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出し、前記距離推定工程では、前記差分が目標精度となった場合の、前記参照角周波数の個数分の複素出力から前記複数個の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定することが望ましい。

### 発明の効果

- [0032] 本発明によれば、送信器と、受信器とを備え、前記送信器と前記受信器間の距離を検出する速度・距離検出システムにおいて、前記送信器は、複合周波信号を送出し、前記受信器は、前記送信器から送出される前記複合周波信号を受信する受信手段と、複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算手段と、前記差分が目標精度となった場合の速度を、前記送信器または受信器の速度として推定する速度推定手段

と、前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定手段と、を備えているので、移動体の速度および距離を、少ない演算量で、高精度かつ短時間で計測することが可能な速度・距離検出システムを提供することが可能になるという効果を奏する。

[0033] また、本発明によれば、前記送信器は、複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の前記複数個の周波数信号を合成して得られる前記複合周波信号を送出し、前記受信器は、さらに、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って前記受信手段で受信した複合周波信号を、前記周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、前記参照角周波数の個数分の複素出力を算出する複素出力算出手段を備え、前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の複素出力に基づく前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出し、前記距離推定手段は、前記差分が目標精度となった場合の、前記参照角周波数の個数分の複素出力から前記複数個の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定することとしたので、移動体の速度および距離を、少ない演算量で、高精度かつ短時間で計測することが可能な速度・距離検出システムを提供することが可能になるという効果を奏する。

[0034] また、本発明によれば、前記送信器と前記受信器は、所定の時刻同期手法を用いて内部クロックが予め同期しているので、伝搬遅延時間を簡易な演算で算出することが可能となる。

[0035] また、本発明によれば、前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出する場合に、受信素子の周波数特性および前記送信器の速度領域に応じた補正を加えるとしたので、電力推定値または振幅推定値の差分を高精度に算出することが可能となる。

[0036] また、本発明によれば、前記受信手段は、前記送信器から出力された信号を、超音波、電磁波、および光のいずれか1つで受信することとしたので、一般の線形波動で表現できるものに本発明を適用することができるという効果を奏する。

### 図面の簡単な説明

- [0037] [図1] 図1は、本発明にかかる計測システムの構成例を示す概念図である。
- [図2] 図2は、本発明にかかる距離・速度検出法の概略を説明するためのフローチャートである。
- [図3] 図3は、時刻基準点の定義の一例を説明するための図である。
- [図4] 図4は、複合周波ビート波形の一例を示す図である。
- [図5] 図5は、複合周波ビート信号の電力による周波数（速度）推定を説明するための図である。
- [図6A] 図6Aは、速度推定シミュレーションの結果の一例を示す図である。
- [図6B] 図6Bは、速度推定シミュレーションの結果の一例を示す図である。
- [図7A] 図7Aは、速度推定の評価実験結果の一例を示す図である。
- [図7B] 図7Bは、速度推定の評価実験結果の一例を示す図である。
- [図8A] 図8Aは、速度推定の評価実験結果の一例を示す図である。
- [図8B] 図8Bは、速度推定の評価実験結果の一例を示す図である。
- [図9] 図9は、図1の送信器の概略の構成例を示す図である。
- [図10] 図10は、図1の受信器の概略の構成例を示す図である。
- [図11A] 図11Aは、図10の推定部が送信器の速度 $v_r$ を算出する処理を説明するためのフローチャートである（その1）。
- [図11B] 図11Bは、図10の推定部が送信器の速度 $v_r$ を算出する処理を説

明するためのフローチャートである（その2）。

[図12A] 図12Aは、本発明の応用例を説明するための図である。

[図12B] 図12Bは、本発明の応用例を説明するための図である。

### 発明を実施するための形態

[0038] 以下に、本発明にかかる速度・距離検出システム、速度・距離検出装置、および速度・距離検出方法を適用した計測システムを図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。国際公開番号WO2006/112475（特願2007-528168）の時刻基準点情報伝送システムおよび受信器の内容は、参照により本明細書に組み込まれる。本発明は、超音波、電磁波、光等の一般の線形波動で表現できるものに適用可能であるが、以下では、超音波を例示して説明する。本発明にかかる速度・距離検出システム、速度・距離検出装置、および速度・距離検出方法は、ハードウェアモジュール、または、ソフトウェアモジュール、または、その組み合わせで実現することができる。例えば、以下のフローチャートに示す処理や構成図で示される部位は、ハードウェア、または、ソフトウェア、または、その組み合わせで実現することができる。

[0039] （本発明の原理）

まず、本発明にかかる速度・距離検出法の原理について、図1～図7を参照して説明する。図1は、本発明にかかる計測システムの概略構成を示す概念図、図2は、本発明にかかる速度・距離検出法の概略を説明するためのフローチャートである。

[0040] まず、ドップラー効果の概略を説明する。図1において、計測システム1は、超音波を送信する送信器2と、超音波を受信し、速度・距離検出装置を構成する受信器3とで構成されている。送信器2と受信器3は、時刻同期しており、これらの相対的な位置を極座標系で取得することができる。送信器2と受信器3間での超音波の伝播遅延時間 $d$ を計測し、伝搬遅延時間 $d$ に、空気中の音速 $c$ を乗じることにより、送信器2を装着した物体と、受信器3を装着した物体間の距離 $L$ を得ることができる。

[0041] 同様に、超音波の受信角周波数 $\omega_r$ と送信角周波数 $\omega_t$ の差を検出することにより、送信器2ないし受信器3の運動速度を得ることができる。例えば、空気と受信器3は静止しているものとして、送信器2のみが速度 $v$ で運動している状態では、送信器2から送出される超音波の送信角周波数 $\omega_t$ は、受信器3では、それとは異なる受信角周波数 $\omega_r$ になって計測される。送信角周波数 $\omega_t$ と受信角周波数 $\omega_r$ は、下式(1)のような関係になる。ただし、 $\omega = 2\pi f$ であり、 $f$ は一般の周波数である。

$$[0042] \quad \omega_r = (c / (c - v)) \omega_t \cdots (1)$$

ただし、 $v$ は受信器3への接近方向を正としている。

[0043] これはドップラー効果の名称でよく知られた現象であり、また、この周波数偏移をドップラーシフトという。受信器3が運動している場合または音波の媒質も運動している場合はこれとは少し異なる関係式になるが、周波数シフトの起こることは共通している。以下では、説明の簡単のため特に断らない限り、送信器2のみが運動し、音波の媒質および受信器3は静止している場合を説明する。

[0044] 送信角周波数 $\omega_t$ が既知で、受信角周波数 $\omega_r$ を知ることができれば、送信器2の速度 $v$ は上式(1)の関係式より、下式(2)のように表すことができる。

$$[0045] \quad v = c (1 - \omega_t / \omega_r) \cdots (2)$$

[0046] 特定の気温、湿度、気圧環境下での音速 $c$ は詳しく知られているので、上式(2)による速度計測を高精度に行うためには、受信角周波数 $\omega_r$ を高精度で検出できればよい。ここで、運動物体の速度瞬時値を得るためには、この周波数検出はできるだけ短時間に遂行できることが望ましい。

[0047] 上記のような測定を、1つの被測定物体に対し2組以上行えば、物体の2次元位置と2次元速度ベクトルを、3組以上行えば物体の3次元位置と3次元速度ベクトルを得ることができる。1つの送信波に対してこの測定をすれば、速度と距離の厳密な同時計測が可能となる。

[0048] 以下、本発明にかかる速度・距離検出法により、速度および距離を、少な

い演算量で高精度かつ同時（短時間で）に検出する方法を説明する。図1の計測システムの速度・距離検出方法を、図2のフローチャートを参照して説明する。

[0049] 図2において、予め、送信器2と受信器3の時計（時刻）を同期させておく（ステップS1）。送信器2と受信器3の時計（時刻）を同期させる方法として、例えば、本願出願人の特許第4041899号に記載された方法を使用することができる。送信器3は、伝搬遅延時間dを計測するため、定められた時刻に、複合周波ビート信号（複合周波信号）の超音波を送出する（ステップS2）。なお、伝搬遅延時間dを計測するため、国際公開番号WO 2006/112475のように、超音波による計測では、その測定のタイミングを電気や光の信号にして、別途、送信器2から受信器3へ送出し、あるいは、逆に、受信器3からの電気信号等の指示で送信器2が測定波形を発生することにしてもよい。

[0050] かかる複合周波ビート信号は、複数の周波数信号に基づいて各々の周波数信号の位相が所定の関係になる時点を定め、定めた当該時点を時刻基準点と定義し、定義した時刻基準点に基づいて各々の周波数信号の位相を調整した後、複数の周波数信号を合成したものである。

[0051] 図3は、時刻基準点の定義の一例を説明するための図である。図3は、2つの周波数信号（周波数  $f_1 = 39.75 \text{ kHz}$ 、周波数  $f_2 = 40.25 \text{ kHz}$ ）を生成した場合の一例である。2つの周波数搬送波（図3のaおよびb）を重ね合わせて送信するとビート（うなり）が生じる（図3のc）。なお、この場合、当該ビートの周期は、「 $f_2 - f_1 = 0.5 \text{ kHz}$ 」の周波数信号の周期、つまり  $2 \text{ ms}$  となる。そこで、周波数  $f_1$  の搬送波の位相  $\phi_1$  と周波数  $f_2$  の搬送波の位相  $\phi_2$  に注目した場合、当該ビートの節から節までの時間である  $2 \text{ ms}$  を取り出せば、位相  $\phi_1$  および位相  $\phi_2$  は  $-\pi$  ラジアンから  $\pi$  ラジアンの間を何度も往復する（図3のdおよびe）。そして、位相差「 $\phi_2 - \phi_1$ 」は、 $-\pi$  ラジアンから  $\pi$  ラジアンの範囲を一度だけ通過し、「 $\phi_2 - \phi_1 = 0$ 」となるタイミング（時刻）は、取り出した  $2 \text{ ms}$  の間に一度だけ

発生する（図3のf）。そこで、「 $\phi_2 - \phi_1 = 0$ 」となるタイミングを時刻基準点として定義する。

[0052] 図4は、合成した複合周波ビート波形の一例を示している。図4に示す複合周波ビート波形は、2つの近接した周波数の波形を合成した2周波ビート信号となっている。距離計測で使用する2周波ビート信号と同じ波形を使用し、ビートの2つのキャリアの位相、振幅、周波数偏移を決定し、位置と速度を同時に計測する。複合周波ビート信号は、例えば、下式（3）で表すことができる。

$$s(t) = a_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + a_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) \cdots \quad (3)$$

[0053] ここで  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ 、 $\phi_1$ 、 $\phi_2$  は、それぞれ信号の振幅、角周波数、初期位相である。 $\omega_1$ 、 $\omega_2$  は、互いに近接した角周波数であり、上述したように、例えば、 $\omega_1 = 2\pi \times 39.750 \text{ kHz}$ 、 $\omega_2 = 2\pi \times 40.250 \text{ kHz}$  とすることができる。送信波は送信器2から一定の広がりをもつ球面波として発生させることができ、その送信開口内に固定した受信器3を置いて検出できる。ビート（うなり）の節から節までの時間は差周波数により決まり、この例では、 $1 / (40.250 - 39.750) \text{ kHz} = 2 \text{ ミリ秒}$  である。この2周波ビート信号は、上述した時刻基準点と呼ばれるもとの2つキャリアの位相差ゼロ点を1つ持ち、これが距離計測で使用される受信時刻の基準点となる。移動する送信器2は、この節から節までの波形、もしくはその一部を単発の波束の複合周波ビート信号として送出する。

[0054] 送信器2から送出される複合周波ビート信号は、伝搬遅延およびドップラー効果を伴って、受信器3により、下式（4）のような信号として受信される（ステップS3）。

$$u(t) = a_p \sin(\omega_p t + \phi_p) + a_q \sin(\omega_q t + \phi_q) \cdots \quad (4)$$

[0056] 受信波形は、送信器2の速度  $v$  によりドップラーシフトを受け、 $\omega_1$  は  $\omega_p = (c / (c - v)) \omega_1$  に、 $\omega_2$  は  $\omega_q = (c / (c - v)) \omega_2$  に移行する



。ここで、 $c$ はこの計測実行時の音速、 $v$ は運動物体の速度ベクトルの受信器3方向への成分である（送信器2の速度ベクトルを $v \rightarrow$ 、送信器2から受信器3方向へとった単位長のベクトルを $r \rightarrow$ とすれば $v = v \rightarrow \cdot r \rightarrow$ ）。また、受信波形は、伝搬遅延により、位相 $\phi_1$ は $\phi_p$ に、 $\phi_2$ は $\phi_q$ に移行する。振幅については、 $a_1 = a_2$ なら $a_p = a_q$ であると期待されるが、送受信素子が振幅周波数特性をもてばその分変動することもあり、補正を要する。

[0057] 受信信号（式（4））を窓幅 $T$ の矩形窓（ $t = 0$ は窓中央）で切り出し、参照角周波数 $\Omega_A (= 2\pi \times 39.75 \text{ kHz})$ の複素正弦波 $\exp(j\Omega_A t)$ を用いて直交検波すると、実部 $I_A$ 、虚部 $Q_A$ の検波出力を得ることができる（ステップS4）。同様に、もう一つの参照角周波数 $\Omega_B = 2\pi \times 40.25 \text{ kHz}$ を用いて直交検波すると、実部 $I_B$ 、虚部 $Q_B$ の検波出力を得ることができる。検波出力 $(I_A, Q_A)$ 、 $(I_B, Q_B)$ は、下式（5）のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
 [0058] \quad I_A &= (1/2) \cdot \{ \text{sinc}(\omega_p - \Omega_A) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_p + \Omega_A) \cdot (T/2) \} \cdot a_p \sin \phi_p + (1/2) \cdot \{ \text{sinc}(\omega_q - \Omega_A) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_q + \Omega_A) \cdot (T/2) \} \cdot a_q \sin \phi_q \\
 &\equiv r_A(\omega_p) a_p \sin \phi_p + r_A(\omega_q) a_q \sin \phi_q \\
 Q_A &= (1/2) \cdot \{ -\text{sinc}(\omega_p - \Omega_A) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_p + \Omega_A) \cdot (T/2) \} \cdot a_p \cos \phi_p + (1/2) \cdot \{ -\text{sinc}(\omega_q - \Omega_A) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_q + \Omega_A) \cdot (T/2) \} \cdot a_q \cos \phi_q \\
 &\equiv i_A(\omega_p) a_p \cos \phi_p + i_A(\omega_q) a_q \cos \phi_q \\
 I_B &= (1/2) \cdot \{ \text{sinc}(\omega_p - \Omega_B) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_p + \Omega_B) \cdot (T/2) \} \cdot a_p \sin \phi_p + (1/2) \cdot \{ \text{sinc}(\omega_q - \Omega_B) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_q + \Omega_B) \cdot (T/2) \} \cdot a_q \sin \phi_q \\
 &\equiv r_B(\omega_p) a_p \sin \phi_p + r_B(\omega_q) a_q \sin \phi_q \\
 Q_B &= (1/2) \cdot \{ -\text{sinc}(\omega_p - \Omega_B) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_p + \Omega_B) \cdot (T/2) \} \cdot a_p \cos \phi_p + (1/2) \cdot \{ -\text{sinc}(\omega_q - \Omega_B) \cdot (T/2) + \text{sinc}(\omega_q + \Omega_B) \cdot (T/2) \} \cdot a_q \cos \phi_q
 \end{aligned}$$

$$\equiv i_B(\omega_p) a_p \cos \phi_p + i_B(\omega_q) a_q \cos \phi_q \quad \dots \quad (5)$$

ただし、 $\text{sinc}$ は、標本化関数である。

[0059] つぎに、上式(5)の検波出力 $(I_A, Q_A)$ 、 $(I_B, Q_B)$ から複素出力(振幅・位相推定量) $a_p \exp(j\phi_p)$ 、 $a_q \exp(j\phi_q)$ を算出する(ステップS5)。具体的には、上記式(5)において、 $a_p$ 、 $a_q$ 、 $\phi_p$ 、 $\phi_q$ は、参照角周波数 $\Omega_A$ 、 $\Omega_B$ のとり方によらない量であり、4本の式を連立方程式と見なして解くことで、下式(6)、(7)のような複素出力で表すことができる。

$$[0060] \quad a_p \exp(j\phi_p) = (i_B(\omega_q) Q_A - i_A(\omega_q) Q_B) / (i_A(\omega_p) i_B(\omega_q) - i_A(\omega_q) i_B(\omega_p)) + j(r_B(\omega_q) I_A - r_A(\omega_q) I_B) / (r_A(\omega_p) r_B(\omega_q) - r_A(\omega_q) r_B(\omega_p)) \quad \dots \quad (6)$$

$$a_q \exp(j\phi_q) = (-i_B(\omega_p) Q_A + i_A(\omega_p) Q_B) / (i_A(\omega_p) i_B(\omega_q) - i_A(\omega_q) i_B(\omega_p)) + j(-r_B(\omega_p) I_A + r_A(\omega_p) I_B) / (r_A(\omega_p) r_B(\omega_q) - r_A(\omega_q) r_B(\omega_p)) \quad \dots \quad (7)$$

[0061] 本発明は、複素出力 $a_p \exp(j\phi_p)$ 、 $a_q \exp(j\phi_q)$ を使用して、 $a_p^2 = a_q^2$ の条件から速度 $v_r$ を算出し、 $\phi_p - \phi_q$ から距離 $L$ を算出し、速度と距離の同時計測を少ない演算量で実現する。

[0062] 上式(6)、(7)において、未知数となった角周波数 $\omega_p$ 、 $\omega_q$ は、既知である元の角周波数 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ を用いれば、ドップラーの上式(2)によって速度 $v$ に変換される。したがって、式(6)、(7)の右辺は速度 $v$ のみの関数として表現できる。式(6)、(7)の複素出力の二乗から、次式(8)、(9)の受信電力 $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ と、 $a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ を得ることができる。但し、周波数から速度への変数変換に伴い、式中の関数を、 $\omega_p \rightarrow \omega_p(v)$ 、 $\omega_q \rightarrow \omega_q(v)$ と表記している。

$$[0063] \quad a_p^2 = (i_B(\omega_q(v)) Q_A - i_A(\omega_q(v)) Q_B) / (i_A(\omega_p(v)) i_B(\omega_q(v)) - i_A(\omega_q(v)) i_B(\omega_p(v))) + (r_B(\omega_q(v)) I_A - r_A(\omega_q(v)) I_B) / (r_A(\omega_p(v)) r_B(\omega_q(v)) - r_A(\omega_q(v)) r_B(\omega_p(v)))$$

$$\left. \begin{aligned} & -r_A(\omega_q(v))r_B(\omega_p(v)) \right) \equiv a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 \\ & \dots (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_q^2 = & (-i_B(\omega_p(v))Q_A + i_A(\omega_p(v))Q_B) / (i_A(\omega_p(v)) \\ & i_B(\omega_q(v)) - i_A(\omega_q(v))i_B(\omega_p(v))) + (-r_B \\ & (\omega_p(v))I_A + r_A(\omega_p(v))I_B) / (r_A(\omega_p(v))r_B(\omega_q \\ & (v)) - r_A(\omega_q(v))r_B(\omega_p(v))) \equiv a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 \dots (9) \end{aligned}$$

[0064] 上式(8)、(9)の左辺は一定値の受信電力である。一方、右辺は送信器2の移動速度が $v$ であると仮定して定義した電力の関数である。式(8)、(9)を連立方程式としてみなすと、未知数は受信電力 $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ 、 $a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ 、速度 $v$ の3つである。この連立方程式は、受信振幅が等しく $a_p = a_q$ であれば解くことができるため、送信器2の速度 $v_r$ は次式(10)の解として得られる。

$$[0065] \quad a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 = a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 \mid v = v_r \dots (10)$$

[0066] 一方、実環境においては、送信波形の送出時に振幅を $a_1 = a_2$ と設定しても、受信センサの振幅一周波数特性によって受信時には $a_p \neq a_q$ となる。しかし、この振幅の不一致はセンサの周波数特性を知っておけば解消できるため、実環境においても $v_r$ を決定することが可能となる。

[0067] ここでは、一般に受信信号の振幅 $a_p$ 、 $a_q$ は未知数であるが、もとの送信信号で振幅 $a_1$ 、 $a_2$ を等しくしておけば、その比 $\eta(v) = a_p / a_q$ は受信素子の個体の周波数特性と送信器2の速度 $v$ で決まる関数である。そのため、速度の小さい領域では、多くの受信素子で、 $\eta(v)$ は速度によってあまり変化せず、 $\eta(v) = \eta$ なる定数とみなしてよいことが実験的にわかっている。上式(10)は、下式(11)で書き換えられ、実環境において送信器2の移動速度 $v_r$ を得ることが可能となる。この方程式は解析的に解くことができないため、 $v_r$ は数値的に決定される。この求解には例えば、2分法を使用することができる。

[0068]  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 = \eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  |  
 $v = v_r \dots (11)$

[0069] なお、 $\eta(v)$  の速度による変動が無視できない場合は、まず、 $v=0$  と仮定して、 $\eta_0 = \eta(0)$  を使用して上記2分法を使用して速度推定値  $v_1$  を求める。次に、 $\eta_1 = \eta(v_1)$  を使用して速度推定値  $v_2$  を求め、これを繰り返し、速度推定値の変化  $|v_n - v_{(n-1)}|$  が十分小さくなるまでこの手順を反復することで、より精度の高い速度推定値を得ることができる。

[0070] 本発明の速度・距離検出法では、2つの異なる参照角周波数  $\Omega_A$  と  $\Omega_B$  の直交検波出力から推定した受信電力  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  と、補正した受信電力  $\eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  が正しい受信角周波数の推定値  $\omega = \omega_r$  (正しい速度の推定値  $v = v_r$ ) で一致することを利用している。受信角周波数  $\omega_r$  を正しく推定していれば、積和演算(直交検波)で使用した参照角周波数  $\Omega_A$  と  $\Omega_B$  によらずに、受信電力  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  と、補正した受信電力  $\eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  が一致しなければならない、という性質を使用している。

[0071] 図5は、複合周波ビート信号の電力による周波数(速度)推定を説明するための図であり、速度が  $v$  であると仮定した場合の受信電力の関数を示す図である。横軸は、推定速度  $v$  [m/s]、縦軸は受信電力 [W] を示しており、送信器2の速度  $v$  を変化させ、ドップラーシフトの影響を加えた場合の  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ 、 $a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ 、 $\eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ 、 $a_p(v)^2$  をプロットしたものである。同図において、送信器2の速度  $v_r = -1$  m/s で受信器3方向に移動(送信器2は  $v_r = 1$  m/s で受信器3方向と反対方向に移動)しているものとし、受信器3は静止しているものとする。参照角周波数  $\Omega_A$ 、 $\Omega_B$  はそれぞれ  $2\pi \times 39.75$  kHz、 $2\pi \times 40.25$  kHz である。

[0072] 正解の速度  $v_r = -1$  m/s において、 $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  と、 $\eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  の推定値が一致していることがわかる。

この関係から速度  $v_r$  ないしドップラーシフトした受信角周波数  $\omega_r$  を求めることができる。

- [0073] 送信波形は 39.75 kHz, 40.25 kHz の正弦波で構成されているため、占有帯域が非常に狭い。歩行速度程度（約 1.5 m/s）の速度域におけるドップラー効果による周波数シフト量は 200 Hz 以下であり、各正弦波の周波数成分は周波数シフト後も狭い帯域に分布する。したがって、この受信電力比による補正法は、送信波形の各周波数をセンサの周波数特性のピーク付近に選ばない限り有用である。本実施の形態では、この補正法を適用しており、送信波形の各振幅を一致させる比によって受信電力の不一致を解消している。また、振幅一周波数特性が非線形であるセンサにおいては、その特性を分析し、各振幅を一致させるように特性をキャンセルするフィルタを用意することで速度の検出が可能となる。
- [0074]  $\Omega_A$  と  $\Omega_B$  による電力推定値の差  $P(\omega_p(v), \omega_q(v))$  は、式 (12) のようになる。
- [0075] 
$$P(\omega_p(v), \omega_q(v)) = a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 - \eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 \dots (12)$$
- [0076] 式 (12) を評価関数とし、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v))$  が目標精度（閾値以下）となる（望ましくは、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v)) = 0$  となる）速度  $v$  または受信角周波数  $\omega$  を算出する（ステップ S6）。
- [0077] つぎに、送信器 2 の速度  $v_r$  と、送信器 2 と受信器 3 間の距離  $L$  の同時（短時間での）推定を行う（ステップ S7）。具体的には、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v))$  が目標精度（閾値以下）となる（望ましくは、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v)) = 0$  となる）速度  $v$  を送信器 2 の速度  $v_r$  として推定する。
- [0078] 上記式 (6)、(7) には、送信波形の各位相が含まれている。速度  $v_r$  が決定されればこれらの式は位相  $\phi_p$ ,  $\phi_q$  を未知数とする方程式となるため、複素正弦波の偏角を求めることでこれらが算出できる。この演算により送信波形の位相一致点が理論どおり正しく求められる。具体的には、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v))$  が目標精度（望ましくは、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v)) = 0$

) の条件が成立した際の上記式 (6)、(7) の複素出力  $a_p \exp(j\phi_p)$ 、 $a_q \exp(j\phi_q)$  の偏角を取り出して (位相部  $\phi_p$ 、 $\phi_q$  を抽出して)、下式 (13) に示す位相推定量  $\phi_p$ 、 $\phi_q$  を得ることができる。

$$\begin{aligned} [0079] \quad \phi_p &= \text{Arg} (a_p \exp(j\phi_p)) \\ \phi_q &= \text{Arg} (a_q \exp(j\phi_q)) \cdots (13) \end{aligned}$$

[0080] 位相  $\phi_p$ 、 $\phi_q$  は、伝搬遅延により生じ、受信器 3 の内部時計は、送信器 2 の内部時計と同期しているので、送受信器間の伝搬に  $d$  秒かかれば、 $\phi_p = -\omega_p d$ 、 $\phi_q = -\omega_q d$  である。この関係から、送信器 2 と受信器 3 間での超音波の伝搬遅延時間  $d$  を、上式 (13) の位相推定量に基づいて下式 (14) により算出することができる。ただし、送受信素子が位相周波数特性を持てば受信位相はその分変動することがあり、その場合は補正を要する。

$$[0081] \quad d = -(\phi_p - \phi_q) / (\omega_p - \omega_q) \cdots (14)$$

[0082] つぎに、下式 (15) を使用して、伝搬遅延時間  $d$  と音速  $c$  に基づいて、送信器 2 と受信器 3 間の距離  $L$  を推定する。

$$[0083] \quad L = c \times d \cdots (15)$$

[0084] このように、本発明の速度・距離検出方法によれば、複数周波数キャリアによる短いビート信号波形を使用して、効率のよい計算法でドップラーシフト影響下の移動物体の距離と速度を厳密に同時計測することが可能となる。なお、ここでは、2つの参照角周波数  $\Omega_A$ 、 $\Omega_B$  を使用することとしたが、3つ以上の参照角周波数を使用してもよい。すなわち、参照角周波数の個数は、送信波の周波数信号の個数以上とすればよい。また、電力推定値の差分  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 - \eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  が目標精度となるように演算したが、振幅推定値の差分  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v)) - \eta \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))$  が目標精度となるように演算することにしてもよい。また、電力推定値の差分  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 - \eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  を算出する場合に、速度  $v$  を変数としたが、受信角周波数  $\omega$  を変数としてもよい。

[0085] [計測精度]

本発明にかかる速度・距離検出方法の性能を評価するために、速度推定シミュレーションを行なった。

[0086] 図6A, Bは、速度推定シミュレーションの結果を示しており、特に、図6Aは速度 $v$ の標準偏差、図6Bは、速度 $v$ の誤差を示している。速度推定シミュレーションでは、ドップラー効果を再現するために、 $-1.5 \sim 1.5$  m/sの間で $0.1$  m/s毎に設定した速度をドップラーの式に代入し、周波数シフトを起こした。これを元に送信波形を生成し、SN比=30 dBとなるようにノイズを加えた。また、周波数特性がなく ( $a_1 = a_2$ )、伝播距離による信号の減衰が無い計測システムを仮定した。各設定速度に対して30回ずつ送信波形を生成し、速度推定を実行した。

[0087] 図6A, Bに示すように、 $1.5$  m/sで移動するノードの速度を数mm/s程の精度で推定可能であることが確認できており、設定した速度との誤差も小さく、ノイズ環境下でも優れた速度推定性能を発揮することが検証された。

[0088] 本発明にかかる速度・距離検出法の性能を評価するために、性能評価実験を行った。性能評価実験では、sync patternにドップラー効果を与えるために、Oriental motor社の電動スライダSPvL8M150UAを使用して超音波送信素子を1次元往復運動させた。受信器には2つの受信センサを基線長 $L = 76.2$  mmの間隔で配置し、sync patternをステレオ受信する。送信素子には日本セラミック社のT40-16、受信センサにはKnowles Acoustics社のMEMSマイクを用いた超音波センサSPM0404UD5を利用した。信号処理基板にはADコンバータ、SRAM、FPGA、MPU等を搭載しており、アナログ受信信号はAD変換された後にルネサステクノロジー社のMPU (SH2/7145, 48MHz)で直交検波される。送受信器間の同期信号は、直交検波終了後にMPUから送信器に送信される。送信素子を設置した電動スライダは、受信器の前方1800mmに設置され、送受信器間距離1000~1800mmの範囲で往復運動する。動作速度は $-1.$

5 ~ 1.5 m/sの間を0.1 m/s毎に設定できる。この速度の定義は、送信器が受信器に近づくときを正、遠ざかるときを負としている。

[0089] 各速度において100回の計測結果を取得し、シミュレーションと同様に検出速度の標準偏差、設定速度との誤差を求めた。図7A、Bは、速度推定の評価実験結果を示しており、特に、図7Aは速度 $v$ の標準偏差、図7Bは、速度 $v$ の誤差を示している。シミュレーションと同様に評価実験結果でも、誤差が小さいことが確認された。図8A、Bは、移動体の距離推定結果を示しており、特に、図8Aはドップラー効果を考慮しない場合（ドップラー効果を見捨てた場合）、図8Bはドップラー効果を考慮した本発明の場合（ドップラー効果を補償した場合）を示しており、各設定速度で400回以上の計測を行い、一度の計測で得られた速度と距離を（速度、距離）のセットとし、全計測データをプロットした。縦軸に検出された距離、横軸にそのときの速度を示している。

[0090] 図8Aに示すように、ドップラー効果を考慮しない場合は、高速になるにつれて距離推定誤差が増大していることがわかる。これに対して、図8Bに示すように、推定速度によってドップラー効果を考慮した本発明の計測結果からは、速度増加に伴う距離推定誤差は大きく低減されていることが確認できる。

[0091] 本発明の速度・距離検出方法によれば、送信器2は、複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の複数個の周波数信号を合成して得られる複合周波信号を送出し、受信器3は、送信器2から送出される複合周波信号を受信し、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って受信した複合周波信号を、周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、参照角周波数の個数分の複素出力を算出し、参照角周波数の個数分の複素出力に基づく参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出し、差分が目標精度とな



った場合の速度を、送信器 2 または受信器 3 の速度として推定し、また、差分が目標精度となった場合の、参照角周波数の個数分の複素出力から複数の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、送信器 2 と受信器 3 間の複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、送信器 2 と受信器 3 間の距離を推定することとしたので、移動体の速度および距離を、少ない演算量で、高精度かつ短時間で計測することが可能となる。付言すると、複合周波信号の短いビート信号波形を使用して、効率のよい演算法でドップラーシフト影響下の移動物体の距離と速度を厳密に同時計測することが可能となる。

[0092] また、送信器 2 と受信器 3 は、所定の時刻同期手法を用いて内部クロックが予め同期しているので、伝搬遅延時間を簡易な演算で算出することが可能となる。

[0093] また、受信器 3 は、参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出する場合に、受信素子の周波数特性および送信器の速度領域に応じた補正を加えることとしたので、電力推定値または振幅推定値の差分を高精度に算出することが可能となる。

[0094] また、受信器 3 は、送信器 2 から出力された信号を、超音波、電磁波、および光のいずれか 1 つで受信することとしたので、一般の線形波動で表現できるものに本発明を適用することが可能となる。

[0095] 以下、本発明にかかる速度・距離検出方法を適用したシステムの実施の形態について説明する。本発明の構成要素は、本明細書の図面に一般に示してあるが、様々な構成で広く多様に配置し設計してもよいことは容易に理解できる。したがって、本発明の装置、システムおよび方法の実施形態についての以下のより詳細な説明は、特許請求の範囲に示す本発明の範囲を限定するものではなく、単に本発明の選択した実施形態の一例を示すものであって、本明細書の特許請求の範囲に示す本発明と矛盾無く装置、システムおよび方法についての選択した実施形態を単に示すものである。当業者は、実施の形

態に示す一部要素の1つ以上が無くても、または他の方法、部品、材料でも本発明を実現できることが理解できる。

[0096] (実施の形態)

本発明にかかる速度・距離検出方法を適用した計測システムの実装例を説明する。図9は、図1の送信器2の概略の構成例を示す図である。送信器2は、主に、複数の周波数信号に基づいて各々の周波数信号の位相が所定の関係になる時点を定め、定めた当該時点を時刻基準点と定義し、定義した時刻基準点に基づいて各々の周波数信号の位相を調整し、位相を調整した後の複数の周波数信号を合成し、合成した複数の周波数信号を複合周波ビート信号として超音波で送信する。

[0097] 図9に示すように、送信器2は、波形記憶部（波形ROM）101と、D/A変換部102と、増幅部103と、超音波送信素子（超音波スピーカ）104と、時刻同期機構105と、内部時計106とを備えており、各部は伝送路を介して互いに接続されている。

[0098] 波形記憶部101は、複数の周波数信号に対応する各波形の位相を予め調整して（揃えて）合成した複合周波ビート波形 $s(t)$ のデジタル信号を記憶する。複合周波ビート波形 $s(t)$ は、例えば、上記図4に示すような波形とすることができ、複合周波ビート信号は、下式(3)で表すことができる。例えば、 $\omega_1 = 2\pi \times 39.750 \text{ kHz}$ 、 $\omega_2 = 2\pi \times 40.250 \text{ kHz}$ である。

[0099] 
$$s(t) = a_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + a_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) \cdots (3)$$

[0100] 時刻同期機構105は、受信器3の時刻同期機構216（図10参照）と時刻の同期を取り、内部時計106の内部クロックを、受信器3の内部時計217（図10参照）の内部クロックと同期させる。送信器2と受信器3間で時刻を同期させる方法は、例えば、本願出願人の特許第4041899号の方法を使用することができる。内部時計106は、所定時刻に、波形記憶部101から複合周波ビート波形 $s(t)$ を読み出して送信を開始する。D

／A変換部102は、波形記憶部101から読み出された複合周波ビート波形 $s(t)$ のデジタル信号をアナログ信号に変換して、増幅部103に出力する。増幅部103はアナログ信号を増幅して、超音波送信素子104に出力する。超音波送信素子104は、アナログ信号を超音波に変換して外部に出力する。

[0101] 超音波送信素子104は、具体的には市販の圧電型セラミック振動体である。ここで、素子は共振器であるため、当該素子において、通信感度や信号雑音比は良好であるが、通信帯域は狭く概ね39.0~41.0kHzである。なお、当該通信帯域内でも振幅・位相伝搬特性は強い周波数依存性をもつ。

[0102] 図10は、図1の受信器3の概略の構成例を示す図である。図10に示すように、受信器3は、超音波受信素子（超音波マイクロフォン）201と、増幅部202と、A/D変換部203と、波形記憶部（波形メモリ）204と、信号検出部205と、信号抽出部206と、参照波形記憶部207A、207Bと、直交検波部208A、208Bと、推定部209と、伝搬遅延推定部211と、ドップラーシフト音速補正部212と、距離推定部213と、音速補正部214と、環境センサ215と、時刻同期機構216と、内部時計217とを備えており、各部は伝送路を介して互いに接続されている。

[0103] 時刻同期機構216は、送信器2の時刻同期機構105（図9参照）と時刻の同期を取り、内部時計217の内部クロックを、送信器2の内部時計106（図9参照）の内部クロックと同期させる。内部時計217は、内部クロックを各部に供給する。

[0104] 受信器3での受信波形は、送信器2の速度 $v$ によりドップラーシフトを受け、 $\omega_1$ は $\omega_p$ に、 $\omega_2$ は $\omega_q$ に移行し、また、伝搬遅延により、 $\phi_1$ は $\phi_p$ に、 $\phi_2$ は $\phi_q$ に移行し、下式（4）に示すような信号になる。

[0105] 
$$u(t) = a_p \sin(\omega_p t + \phi_p) + a_q \sin(\omega_q t + \phi_q) \cdots (4)$$

ただし、 $a_p$ 、 $a_q$ 、 $\omega_p$ 、 $\omega_q$ は $v$ の関数なので、 $a_p(v)$ 、 $a_q(v)$ 、 $\omega_p(v)$ 、 $\omega_q(v)$ と表記してもよい。

[0106]  $a_p$ 、 $a_q$ は受信振幅であり、送信時は等しく揃えていても、受信素子の周波数特性により一般には異なった値となる。 $\omega_p$ 、 $\omega_q$ は送信角周波数がドップラシフトを受けたものであり、これを精密に計測できれば、送信器2の精密な速度計測値を得ることができる。 $\phi_p$ 、 $\phi_q$ は受信位相であり、受信器3の時刻設定と受信素子の位相周波数特性により付加される。

[0107] 超音波受信素子201は、送信器2から送出される超音波を受信して、アナログ信号に変換し受信信号として増幅部202に出力する。超音波受信素子201は、具体的には市販の圧電型セラミック振動体である。増幅部202は、超音波受信素子201から入力される受信信号を増幅して、A/D変換部203に出力する。

[0108] A/D変換部203は、増幅部202から入力される受信信号をA/D変換して、波形記憶部204に出力する。A/D変換部203では、例えば、サンプリング速度 $1 \times 10^6$ 回/秒、量子化長14ビット（直線量子化）とすることができる。サンプリング速度は、サンプリング定理より受信角周波数40kHzの2倍を超える必要があるが、直交検波を高精度に行うためには、高いサンプリング周波数を採用するのが望ましい。波形記憶部204は、A/D変換された受信信号を記憶する。波形記憶部204は、例えば、所定量以上の容量を有するリングバッファで構成することができ、新しいデータを古いデータに上書きしていく。

[0109] 信号検出部205は、波形記憶部204を常時、監視しており、ノイズレベルを超える $T_{sec}$ 以上（ $T$ は窓関数の時間幅）の継続時間の信号到来を検出した場合に、周波数検出工程を起動するための起動信号を信号抽出部206、直交検波器208A、Bおよびくり返し制御部224に出力して、速度・位相検出工程を実行させる。

[0110] 信号抽出部206は、起動信号が入力されると、波形記憶部204から正確に $T$ 秒の有効な受信信号を読み出し、後段の直交検波器208Aおよび直

交検波器 208B に出力する。

[0111] 直交検波器 208A は、T 秒の受信波形に、 $\omega_i$  から僅かに離れた参照角周波数  $\Omega_A$  (たとえば、 $2\pi \times 40.250 \times 10^3 \text{ Hz}$ ) の  $\cos$  波形および  $-\sin$  波形を乗じると共に、受信波形を積分して検波出力 ( $I_A, Q_A$ ) を得て、振幅・位相推定部 221 に出力する。

[0112] 具体的には、 $I_A, Q_A$  は、受信波形を  $u(t)$  とすると、下式 (16) のようになる。

$$\begin{aligned} I_A &= (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cos \Omega_A t dt \\ Q_A &= - (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \sin \Omega_A t dt \dots \\ &\cdot (16) \end{aligned}$$

[0113] 上式 (16) において、 $t=0$  の時刻原点は T 秒間の受信波形の中央にとっている。 $\cos \Omega_A t, -\sin \Omega_A t$  は、予め波形記憶部 207A に記憶されており、直交検波器 208A は、波形記憶部 207A から  $\cos \Omega_A t, -\sin \Omega_A t$  を読み出して、検波出力 ( $I_A, Q_A$ ) を算出する。

[0114] かかる検波出力 ( $I_A, Q_A$ ) は、サンプルされた離散時間の受信波形に対し積和計算により得ることができる。ただし、数学的には連続時間関数の積分を離散時間の信号サンプル値から近似する数値積分であるので、計算精度を高めるため、必要に応じ高次の積分近似、例えば、台形則やシンプソン則を併用することにしてもよい。この場合も予め係数を  $\cos \Omega_A t, -\sin \Omega_A t$  の数表に掛け合わせておけば、単純な積和計算の中で行うことができる。本実施の形態では、シンプソン則を使用している。

[0115] 直交検波器 208B は、直交検波器 208A と同様の処理を別の参照角周波数  $\Omega_B$  (例えば、 $2\pi \times 39.750 \times 10^3 \text{ Hz}$ ) について行い、検波出力 ( $I_B, Q_B$ ) を得て、推定部 209 の振幅・位相推定部 221 に出力する。 $\cos \Omega_B t, -\sin \Omega_B t$  は、予め波形記憶部 207B に記憶されており、直交検波器 208B は、波形記憶部 207B から  $\cos \Omega_B t, -\sin \Omega_B t$  を読み出して、検波出力 ( $I_B, Q_B$ ) を算出して、推定部 209 の振幅・位相推定部 221 に出力する。

[0116] 検波出力  $(I_A, Q_A)$ ,  $(I_B, Q_B)$  は、下式 (5) のように表すことができる。

$$\begin{aligned} I_A &= r_A(\omega_p) a_p \sin \phi_p + r_A(\omega_q) a_q \sin \phi_q \\ Q_A &= i_A(\omega_p) a_p \cos \phi_p + i_A(\omega_q) a_q \cos \phi_q \\ I_B &= r_B(\omega_p) a_p \sin \phi_p + r_B(\omega_q) a_q \sin \phi_q \\ Q_B &= i_B(\omega_p) a_p \cos \phi_p + i_B(\omega_q) a_q \cos \phi_q \cdots (5) \end{aligned}$$

[0117] 推定部 209 は、検波出力  $(I_A, Q_A)$ ,  $(I_B, Q_B)$  に基づいて、参照角周波数の個数分の複素出力  $a_p \exp(j\phi_p)$ ,  $a_q \exp(j\phi_q)$  を算出し、電力推定値の差分  $|a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 - \eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2|$  が目標精度 (閾値以下) となるように速度  $v$  を演算し、その場合の速度  $v$  を速度推定値  $v_r$  としてドップラーシフト音速補正部 212 に出力すると共に、その場合の位相推定値  $\phi_p$ ,  $\phi_q$  を伝搬遅延推定部 211 に出力する。

[0118] 推定部 209 は、振幅・位相推定部 221 と、減算器 222 と、ラッチ回路 223 と、くり返し制御部 224 とを備えている。

[0119] 振幅・位相推定部 221 は、検波出力  $(I_A, Q_A)$ ,  $(I_B, Q_B)$  に基づいて、下式 (6)、(7) に示す複素出力  $a_p \exp(j\phi_p)$ ,  $a_q \exp(j\phi_q)$  を算出する。そして、複素出力  $a_p \exp(j\phi_p)$ ,  $a_q \exp(j\phi_q)$  に基づいて受信電力  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  と、 $\eta(v)^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  を算出して、減算器 222 に出力する。また、下式 (13) を使用して、 $a_p \exp(j\phi_p)$ ,  $a_q \exp(j\phi_q)$  の偏角を取り出して、 $\phi_p(\omega_p(v), \omega_q(v))$ ,  $\phi_q(\omega_p(v), \omega_q(v))$  をラッチ回路 223 に出力する。

$$\begin{aligned} a_p \exp(j\phi_p) &= (i_B(\omega_q) Q_A - i_A(\omega_q) Q_B) / (i_A(\omega_p) i_B(\omega_q) - i_A(\omega_q) i_B(\omega_p)) + j (r_B(\omega_q) I_A - r_A(\omega_q) I_B) / (r_A(\omega_p) r_B(\omega_q) - r_A(\omega_q) r_B(\omega_p)) \cdots (6) \\ a_q \exp(j\phi_q) &= (-i_B(\omega_p) Q_A + i_A(\omega_p) Q_B) / (i_A(\omega_p) i_B(\omega_q) - i_A(\omega_q) i_B(\omega_p)) + j (-r_B(\omega_p) I_A + r_A(\omega_p) \end{aligned}$$

$$) I_B) / (r_A(\omega_p) r_B(\omega_q) - r_A(\omega_q) r_B(\omega_p) \dots (7)$$

$$[0121] \quad \phi_p = \text{Arg}(a_p \exp(j\phi_p))$$

$$\phi_q = \text{Arg}(a_q \exp(j\phi_q)) \dots (13)$$

[0122] 減算器222は、 $P(\omega_p(v), \omega_p(v)) = a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 - \eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$ を算出して、 $P(\omega_p(v), \omega_p(v))$ をくり返し制御部224に出力する。

[0123] くり返し制御部224は、 $P(\omega_p(v), \omega_p(v))$ が目標精度(閾値以下)であるか否かを判断し、 $P(\omega_p(v), \omega_p(v))$ が目標精度となる速度 $v$ を、送信器2の速度推定値 $v_r$ としてドップラーシフト音速補正部212に出力し、また、 $P(\omega_p(v), \omega_p(v))$ が目標精度となった場合に、一致信号をラッチ回路223に出力する。くり返し制御部224は、 $P(\omega_p(v), \omega_p(v))$ が目標精度でない場合には、振幅・位相推定部221および伝搬遅延推定部211に、変更した $\omega_p(v), \omega_q(v)$ を出力して、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v))$ が目標精度となるまで繰り返し処理を実行する。

[0124] 振幅・位相推定部221は、くり返し制御部224からフィードバックされる $\omega_p(v), \omega_p(v)$ を使用して、 $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v)), \eta(v)^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2, \phi_p(\omega_p(v), \omega_q(v)), \phi_q(\omega_p(v), \omega_q(v))$ を再演算して、減算器222およびラッチ回路223に出力する。

[0125] ラッチ回路223は、振幅・位相推定部221から入力される位相 $\phi_p(\omega_p(v), \omega_q(v)), \phi_q(\omega_p(v), \omega_q(v))$ を、くり返し制御部224の一致信号が入力した際にラッチして、位相推定値として、伝搬遅延推定部211に出力する。すなわち、ラッチ回路223は、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v))$ が目標精度となる場合の位相 $\phi_p(\omega_p(v), \omega_q(v)), \phi_q(\omega_p(v), \omega_q(v))$ を位相推定値として伝搬遅延推定部211に出力する。

[0126] 音速補正部214には、温度センサ215A、湿度センサ215B、およ

び気圧センサ 215C 等の環境センサ 215 で検出される環境情報（温度情報、湿度情報、および気圧情報等）が入力される。音速補正部 214 は、環境情報に基づいて音速  $c$  を算出して、距離推定部 213 およびドップラーシフト音速補正部 212 に出力する。

[0127] ドップラーシフト音速補正部 212 は、上式 (2) を使用して、推定部 209 で推定された速度  $v_r$  を音速補正部 210 から入力される音速  $c$  で補正して、補正した速度  $v$  を出力する。

[0128] 伝搬遅延推定部 211 は、ラッチ回路 223 から入力される位相推定量  $\phi_p$  ( $\omega_p(v)$ ,  $\omega_q(v)$ ),  $\phi_q$  ( $\omega_p(v)$ ,  $\omega_q(v)$ ) に基づいて、伝搬遅延時間  $d$  を算出し、距離推定部 213 に出力する。受信器 3 の内部時計 217 は、送信器 2 の内部時計 106 と同期しているので、下式 (14) を使用して、伝搬遅延時間  $d$  を算出することができる。ここで使用する  $\omega_p$ ,  $\omega_q$  は、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v))$  が目標精度となった場合の  $\omega_p$ ,  $\omega_q$  である。

$$[0129] \quad d = -(\phi_p - \phi_q) / (\omega_p - \omega_q) \dots (14)$$

[0130] 距離推定部 213 は、下式 (15) を使用して、伝搬遅延推定部 211 から入力される伝搬遅延時間  $d$  と音速補正部 214 から入力される音速  $c$  に基づいて送受信器間の距離  $L$  を算出して、出力する。

$$[0131] \quad L = c \times d \dots (15)$$

[0132] このようにして、少ない演算量で距離と速度を同時に検出することが可能となる。図 11A および図 11B は、推定部 209 で送信器 2 の速度  $v_r$  を算出する処理の一例を説明するためのフローチャートである。同図に示すフローチャートは、2 分法を使用して、必要な精度で、 $P(\omega_p(v), \omega_q(v)) = 0$ 、すなわち  $a_p(\omega_p(v), \omega_q(v))^2 = \eta^2 \times a_q(\omega_p(v), \omega_q(v))^2$  を得て、速度  $v_r$  を算出するものである。

[0133] 図 11A および図 11B において、まず、音速  $c$  を仮定する（ステップ S41）。例えば、 $c = 340 \text{ m/s}$  とすることができる。つぎに、検出速度の下限  $v_1$  および上限  $v_2$  を設定する（ステップ S42）。例えば、 $v_1 = -1$



.  $0\text{ m/s}$ 、 $v_2 = 1.0\text{ m/s}$ とすることができる。

[0134] つぎに、 $|v_1 - v_2| \leq \text{閾値 (目標精度)}$ であるか否かを判断する (ステップS43)。 $|v_1 - v_2| \leq \text{閾値 (目標精度)}$ の場合には (ステップS43の「Yes」)、 $v_r = v_1$  or  $v_r = v_2$ とする (ステップS52)。

[0135] 他方、 $|v_1 - v_2| \leq \text{閾値 (目標精度)}$ でない場合には (ステップS43の「No」)、 $(v_1 + v_2) / 2$ を $v_3$ と設定する (ステップS44)。 $(\omega_{p1}, \omega_{q1}) = \{c / (c - v_1)\} (\omega_a, \omega_b)$ 、 $(\omega_{p2}, \omega_{q2}) = \{c / (c - v_2)\} (\omega_a, \omega_b)$ 、 $(\omega_{p3}, \omega_{q3}) = \{c / (c - v_3)\} (\omega_a, \omega_b)$ を算出する (ステップS45)。上式(8)、(9)より、振幅 $\{a_A(\omega_{p1}, \omega_{q1}), a_B(\omega_{p1}, \omega_{q1})\}$ 、 $\{a_A(\omega_{p2}, \omega_{q2}), a_B(\omega_{p2}, \omega_{q2})\}$ 、 $\{a_A(\omega_{p3}, \omega_{q3}), a_B(\omega_{p3}, \omega_{q3})\}$ を推定する (ステップS46)。

[0136] この後、 $a_A(\omega_{p1}, \omega_{q1})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p1}, \omega_{q1})^2 > 0$  and  $a_A(\omega_{p2}, \omega_{q2})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p2}, \omega_{q2})^2 < 0$ であるか否かを判断する (ステップS47)。ここで、 $\eta$ は受信素子の周波数特性に基づく感度補正值である。 $a_A(\omega_{p1}, \omega_{q1})^2 - a_B(\omega_{p1}, \omega_{q1})^2 > 0$  and  $a_A(\omega_{p2}, \omega_{q2})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p2}, \omega_{q2})^2 < 0$ である場合には (ステップS47の「Yes」)、 $a_A(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 > 0$ であるか否かを判断する (ステップS48)。

[0137]  $a_A(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 > 0$ である場合には (ステップS48の「Yes」)、 $v_3$ を $v_1$ と設定し (ステップS50)、 $a_A(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 > 0$ でない場合には (ステップS48の「No」)、 $v_3$ を $v_2$ と設定して (ステップS51)、ステップS43に戻る。

[0138] 他方、ステップS47において、 $a_A(\omega_{p1}, \omega_{q1})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p1}, \omega_{q1})^2 > 0$  and  $a_A(\omega_{p2}, \omega_{q2})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p2}, \omega_{q2})^2 < 0$ でない場合には (ステップS47の「No」)、 $a_A(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 - \eta^2 \times a_B(\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 > 0$ であるか否かを判断する (ステップS49)。

$a_A (\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 - \eta^2 \times a_B (\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 > 0$ である場合には（ステップS49の「Yes」）、 $v_3$ を $v_2$ に設定し（ステップS51）、 $a_A (\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 - \eta^2 \times a_B (\omega_{p3}, \omega_{q3})^2 > 0$ でない場合には（ステップS49の「No」）、 $v_3$ を $v_1$ と設定して（ステップS50）、ステップS43に戻る。

[0139] ステップS43では、再び、 $|v_1 - v_2| \leq$  閾値（目標精度）であるか否かを判断し、 $|v_1 - v_2| \leq$  閾値（目標精度）となるまで同じ処理を繰り返し実行する（ステップS43～S51）。

[0140] 上記実施の形態によれば、位置計測に使用する複合周波信号だけを使用して、速度を計測することができ、特に新要素をつけ加えることなく位置と速度の同時計測を高精度かつ短時間で行うことが可能となる。ここでは、2周波信号を使用した場合について説明したが、3周波数以上の信号を使用することにしてもよい。この場合は、周波数信号の個数分の参照角周波数で直交検波を行う。

[0141] なお、複合周波信号を使用して位置と速度を同時計測する方法は、信号の振幅比も誤差要因に加わるため、一般に単周波信号で速度を計測する方法より精度は悪化するが、受信素子に周波数特性のよい広帯域素子を使用するなどして、ほぼ単周波信号を使用した場合に匹敵する速度検出精度を確認している。

[0142] （本発明の応用例）

上記説明では、送信器2のみが移動し、音の媒質である空気や受信器3は固定しているものとして説明したが、それらの動いている場合のドップラーシフトについても関係式を導くことができる。送信器2の速度を $v_t$ 、受信器3の速度を $v_r$ 、媒質の速度を $v_m$ とすれば、送信角周波数 $\omega_t$ は、受信角周波数 $\omega_r = ((c - v_r + v_m) / (c - v_t + v_m)) \omega_t$ になって受信器3で受信される。したがって、受信器3が移動している場合、ないし媒質が移動している場合も、受信角周波数 $\omega_r$ を決定し、その量を知ることができる。例えば、送信器2、受信器3を固定すれば、これは媒質の速度すなわち風速の計

測法として使用することができる。

[0143] 上記説明では、図 1 2 A に示すように、移動体 4 に送信器 2 を装着し、1 台の受信器 3 で一次元的な速度測定について説明したが、2 次元のおよび 3 次元の速度測定も可能である。

[0144] 超音波の送信器 2 および受信器 3 は一定の有効開口を有しており、その中に複数台を設置できる。例えば、図 1 2 B に示すように、3 次元移動を行う移動体 4 に装着した一台の送信器 2 の有効開口内に、3 台の受信器 3 を設置すれば、送信器 2 の速度ベクトル  $v \rightarrow$  の各方向 X、Y、Z の速度成分を知ることができ、別途、送受信器の位置関係が分かっているならば、そこから速度ベクトル  $v \rightarrow$  を  $T = 1 \text{ ms}$  などと求めることができる。これにより、運動物体の空間における瞬間的な移動方向を精密に計測することができる。

[0145] また、送信器 2 から発せられた超音波を受信器 3 で受信して、送信器 2 の速度および距離を計測する場合について説明したが、受信器 3 が超音波を発生し、移動体からのその反射波を受信して、移動体 4 の速度および距離を計測することにしてもよい。

[0146] 本発明にかかる計測装置、計測システム、および計測方法は、例えば、超音波風速計や流速計に好適に利用できる。また、仮想現実感のモーショントラックや工作機械の誘導、ロボットの誘導に好適に利用でき、この場合、位置計測と相俟ってそれとは独立に得た各点の速度情報があれば、位置を含めた方程式を解くことで、より高精度な制御が可能となる。

### 産業上の利用可能性

[0147] 本発明にかかる計測装置、計測システム、および計測方法は、超音波風速計、流速計仮想現実感のモーショントラック、工作機械の誘導、ロボットの誘導等に広く利用可能である。

### 符号の説明

- [0148]
- 1 計測システム
  - 2 送信器
  - 3 受信器

#### 4 移動体

- 101 波形記憶部（波形ROM）
- 102 D/A変換部
- 103 増幅部
- 104 超音波送信素子（超音波スピーカ）
- 105 時刻同期機構
- 106 内部時計
- 201 超音波受信素子（超音波マイクロフォン）
- 202 増幅部
- 203 A/D変換部
- 204 波形記憶部（波形メモリ）
- 205 信号検出部
- 206 信号抽出部
- 207A、207B 直交検波部
- 208A、208B 参照波形記憶部
- 209 推定部
- 211 伝搬速度推定部
- 212 ドップラーシフト音速補正部
- 213 距離推定部
- 214 音速補正部
- 215 環境センサ
- 216 時刻同期機構
- 217 内部時計
- 221 振幅・位相推定部
- 222 減算部
- 223 ラッチ回路
- 224 くり返し制御部

## 請求の範囲

- [請求項1] 送信器と、受信器とを備え、前記送信器と前記受信器間の距離を検出する速度・距離検出システムにおいて、
- 前記送信器は、複合周波信号を送出し、
- 前記受信器は、
- 前記送信器から送出される前記複合周波信号を受信する受信手段と、
- 、
- 複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算手段と、
- 前記差分が目標精度となった場合の速度を、前記送信器または受信器の速度として推定する速度推定手段と、
- 前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定手段と、
- を備えたことを特徴とする速度・距離検出システム。
- [請求項2] 前記送信器は、
- 複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の前記複数個の周波数信号を合成して得られる前記複合周波信号を送出し、
- 前記受信器は、
- さらに、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って前記受信手段で受信した複合周波信号を、前記周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、前記参照角周波数の個数分の複素出力を算出する複素出力算出手段を備え、
- 前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の複素出力に基づく前

記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出し、

前記距離推定手段は、前記差分が目標精度となった場合の、前記参照角周波数の個数分の複素出力から前記複数個の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定することを特徴とする請求項 1 に記載の速度・距離検出システム。

[請求項3] 前記送信器と前記受信器は、所定の時刻同期手法を用いて内部クロックを予め同期させることを特徴とする請求項 2 に記載の速度・距離検出システム。

[請求項4] 前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出する場合に、受信素子の周波数特性および前記送信器の速度領域に応じた補正を加えることを特徴とする請求項 2 に記載の速度・距離検出システム。

[請求項5] 前記受信手段は、前記送信器から出力された信号を、超音波、電磁波、および光のいずれか 1 つで受信することを特徴とする請求項 1 に記載の速度・距離検出システム。

[請求項6] 送信器から出力される信号を受信して、前記送信器と自装置間の距離を検出する速度・距離検出装置において、

前記送信器から送出される複合周波信号を受信する受信手段と、  
複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算手段と、

前記差分が目標精度となった場合の速度を、前記送信器または受信器の速度として推定する速度推定手段と、

前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前

記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定手段と、

を備えたことを特徴とする速度・距離検出装置。

[請求項7]

前記複合周波信号は、複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の前記複数個の周波数信号を合成した信号であり、

さらに、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って前記受信手段で受信した前記複合周波信号を、前記周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、前記参照角周波数の個数分の複素出力を算出する複素出力算出手段を備え、

前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の複素出力に基づく前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出し、

前記距離推定手段は、前記差分が目標精度となった場合の、前記参照角周波数の個数分の複素出力から前記複数個の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定することを特徴とする請求項6に記載の速度・距離検出装置。

[請求項8]

さらに、所定の時刻同期手法を用いて、前記送信器と内部クロックを同期させる時刻同期手段を備えたことを特徴とする請求項7に記載の速度・距離検出装置。

[請求項9]

前記演算手段は、前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または参照角周波数を算出する場合に、受信素子の周波数特性および前記送信器の速度に応じ

た補正を加えることを特徴とする請求項7に記載の速度・距離検出装置。

[請求項10] 前記受信手段は、前記送信器から出力された信号を、超音波、電磁波、および光のいずれか1つで受信することを特徴とする請求項6に記載の速度・距離検出装置。

[請求項11] 送信器から出力される信号を受信して、前記送信器との距離を検出する速度・距離検出方法において、

前記送信器から送出される複合周波信号を受信する受信工程と、  
複数個分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるように演算を行う演算工程と、

前記差分が目標精度となった場合の速度を、前記送信器または受信器の速度として推定する速度推定工程と、

前記差分が目標精度となった場合の、前記複数個分の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定する距離推定工程と、

を含むことを特徴とする速度・距離検出方法。

[請求項12] 前記複合周波信号は、複数個の周波数信号に基づいて各々の前記周波数信号の位相が所定の関係になる時刻基準点を決定し、決定した時刻基準点に基づいて各々の前記周波数信号の位相を調整した後の前記複数個の周波数信号を合成した信号であり、

さらに、ドップラー効果および伝搬遅延を伴って前記受信工程で受信した前記複合周波信号を、前記周波数信号の個数と少なくとも同数の参照角周波数でそれぞれ直交検波し、その検波出力に基づいて、前記参照角周波数の個数分の複素出力を算出する複素出力算出工程を含み、

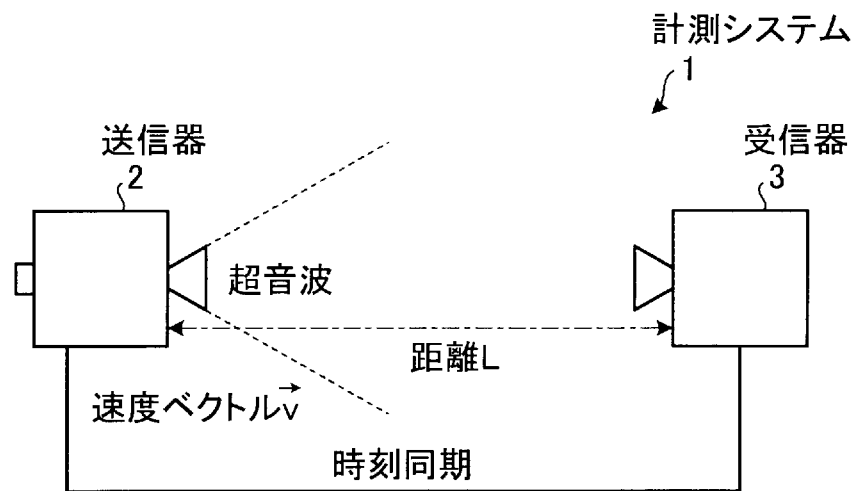
前記演算工程では、前記参照角周波数の個数分の複素出力に基づく



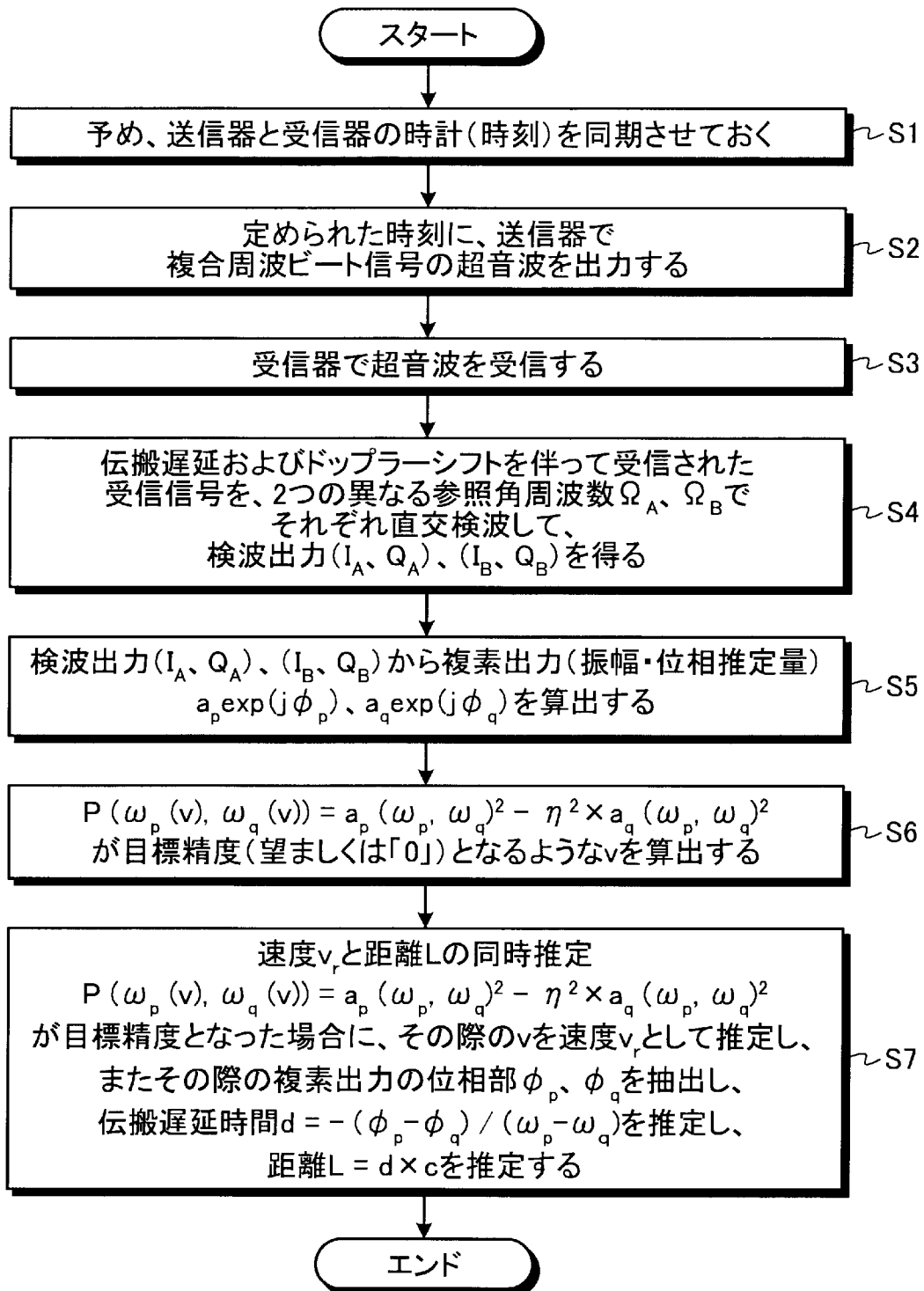
前記参照角周波数の個数分の電力推定値または振幅推定値の差分が目標精度となるような速度または受信角周波数を算出し、

前記距離推定工程では、前記差分が目標精度となった場合の、前記参照角周波数の個数分の複素出力から前記複数個の周波数信号の位相をそれぞれ抽出し、抽出した各位相に基づいて、前記送信器と前記受信器間の前記複数周波信号の伝搬遅延時間を算出し、算出した伝搬遅延時間に基づいて、前記送信器と前記受信器間の距離を推定することを特徴とする請求項 1 1 に記載の速度・距離検出方法。

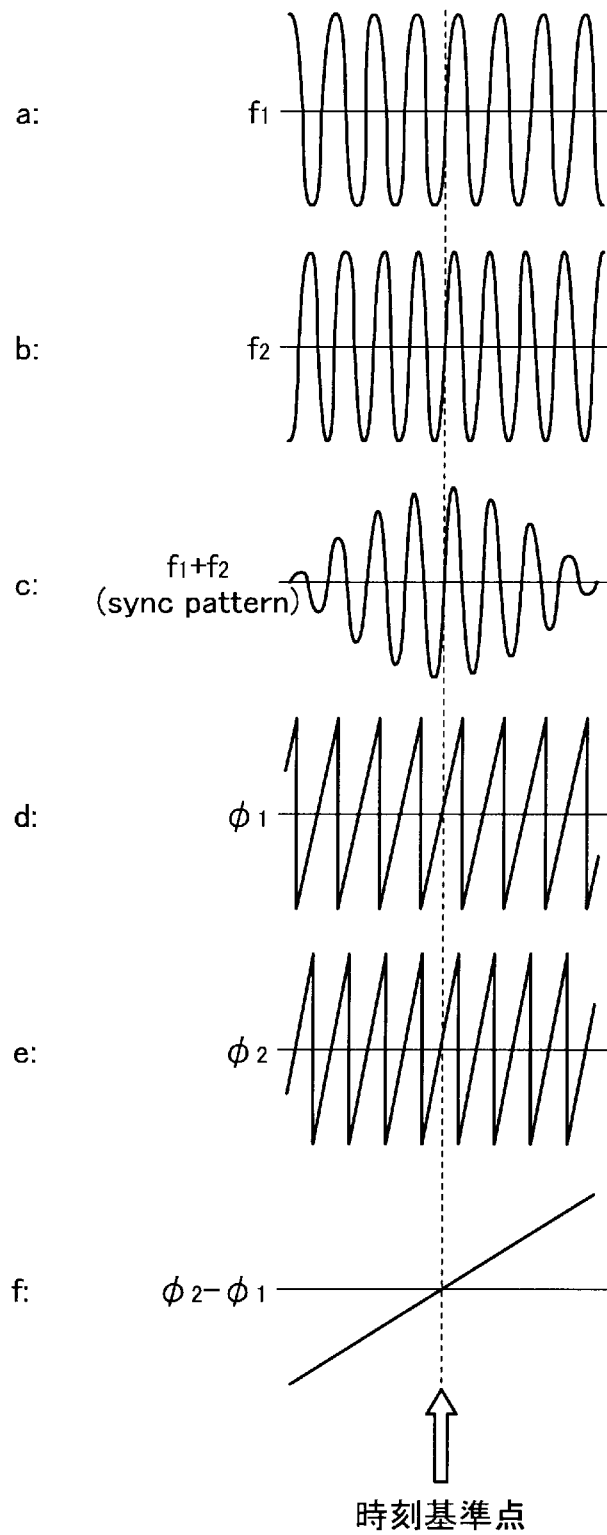
[図1]



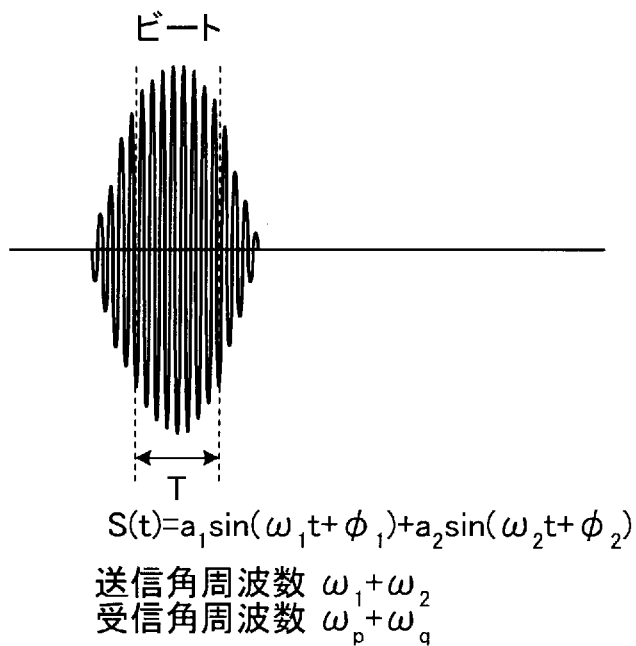
[図2]



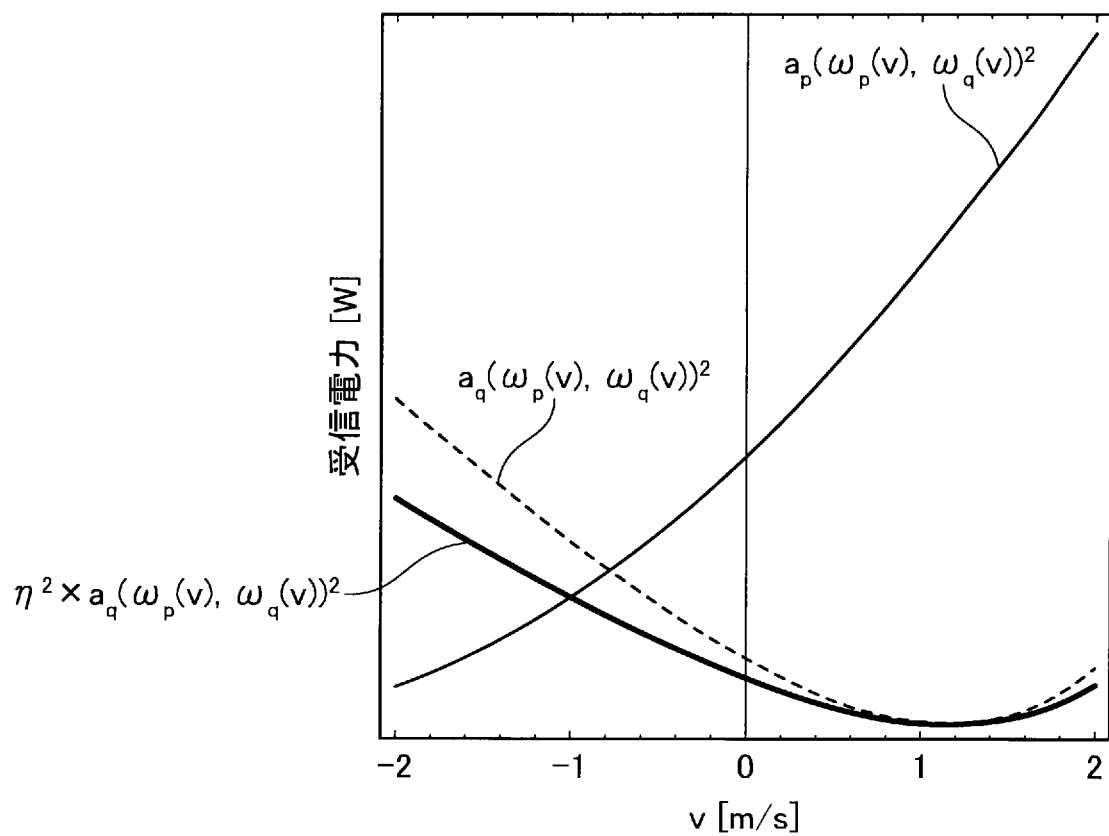
[圖3]



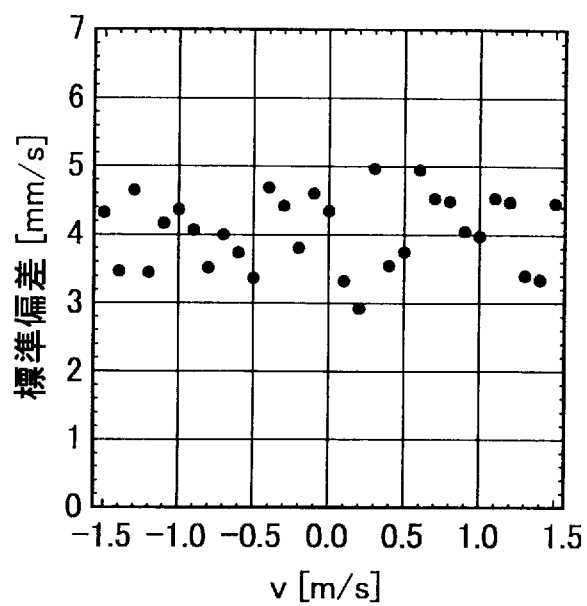
[図4]



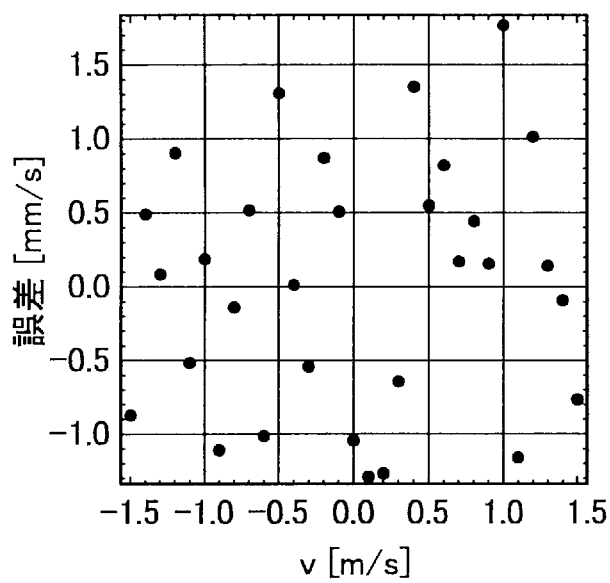
[図5]



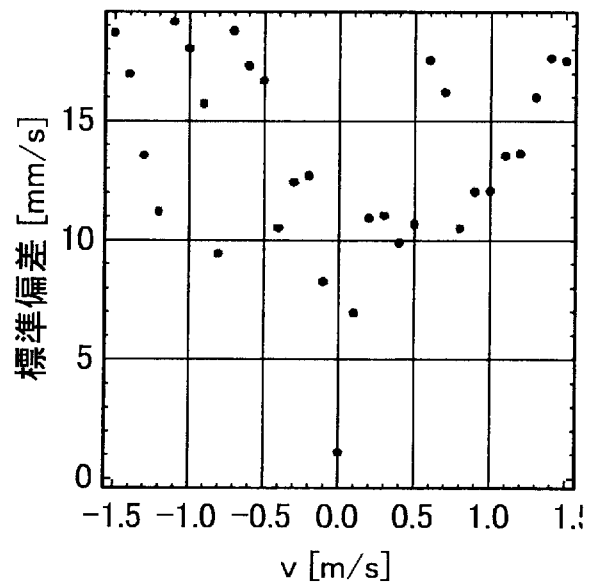
[図6A]



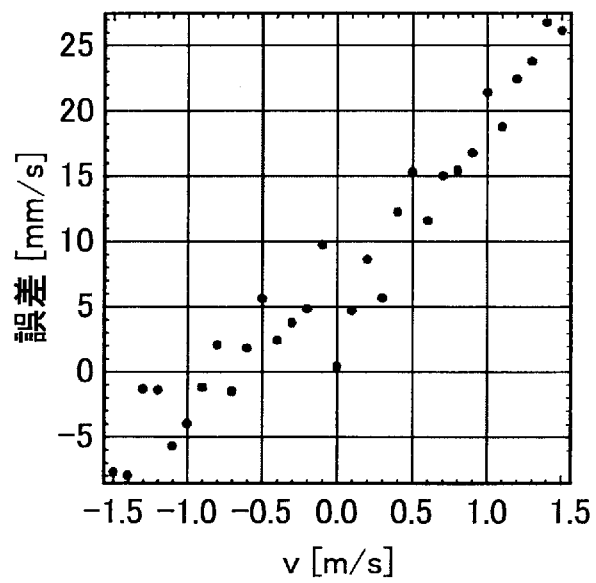
[図6B]



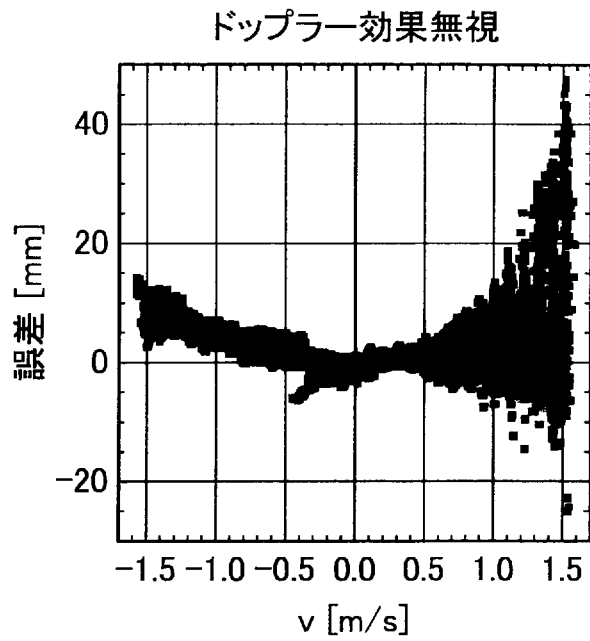
[図7A]



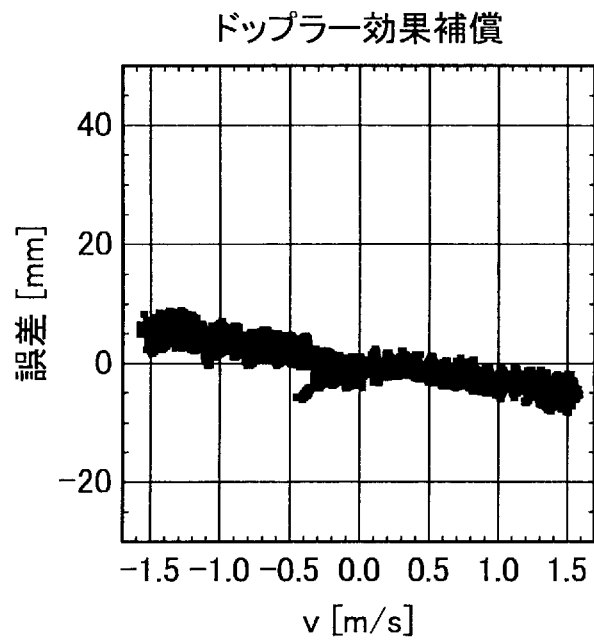
[図7B]



[図8A]

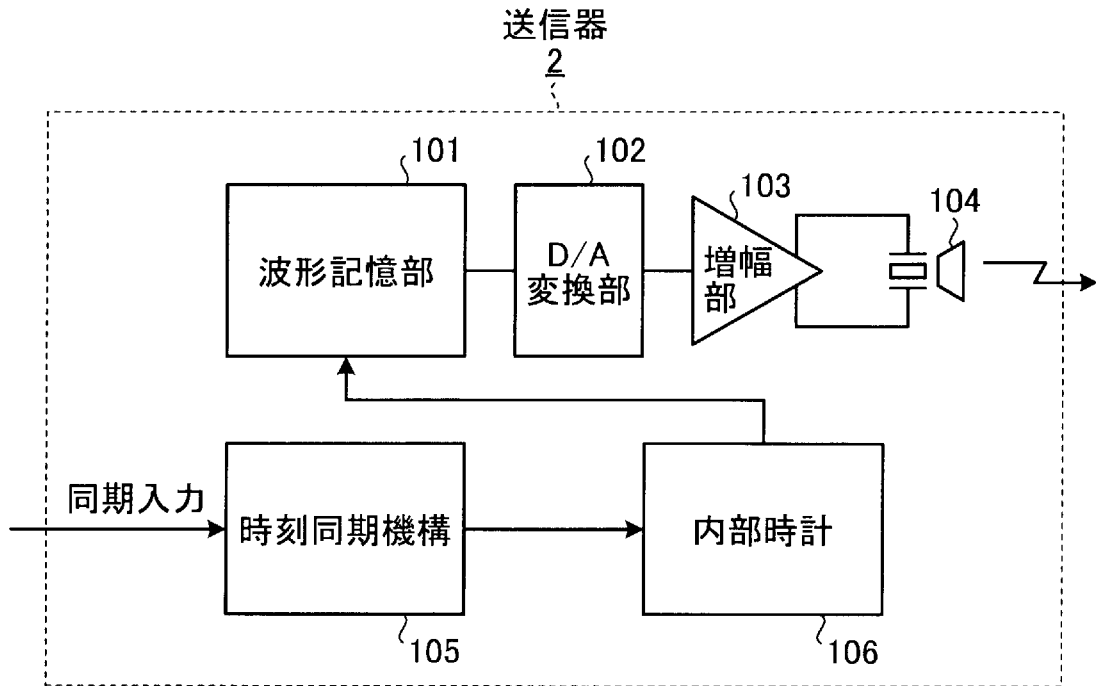


[図8B]

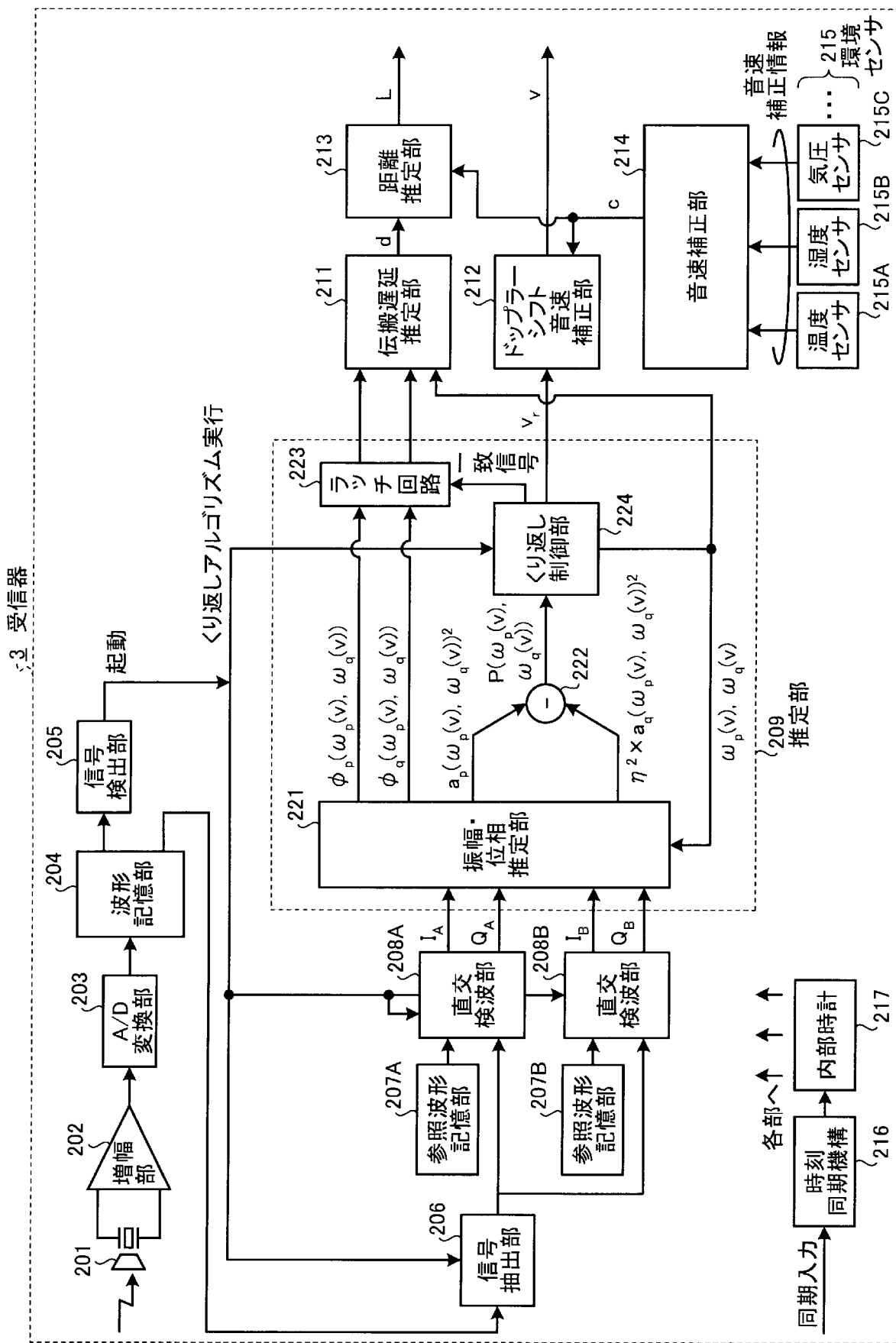




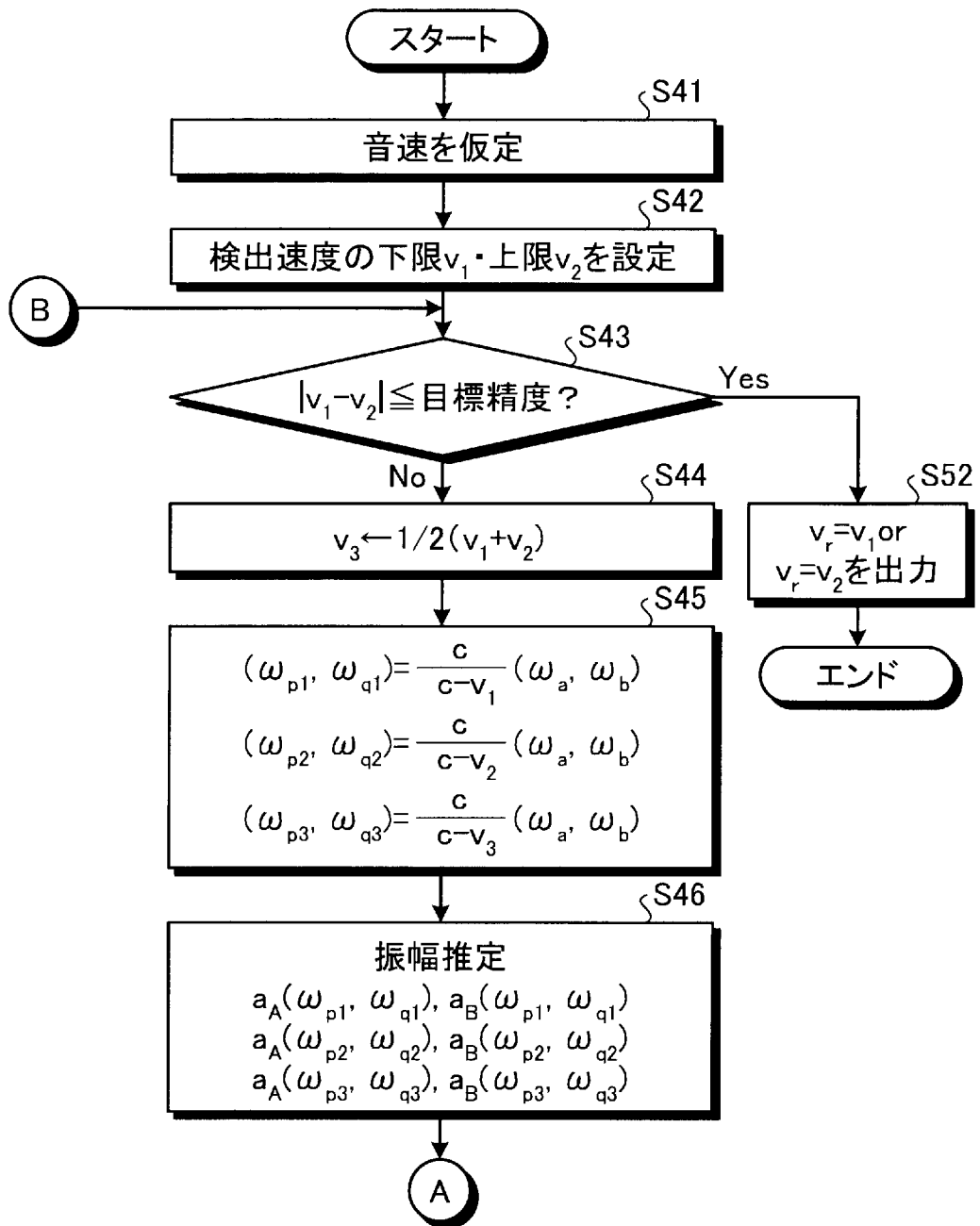
[図9]



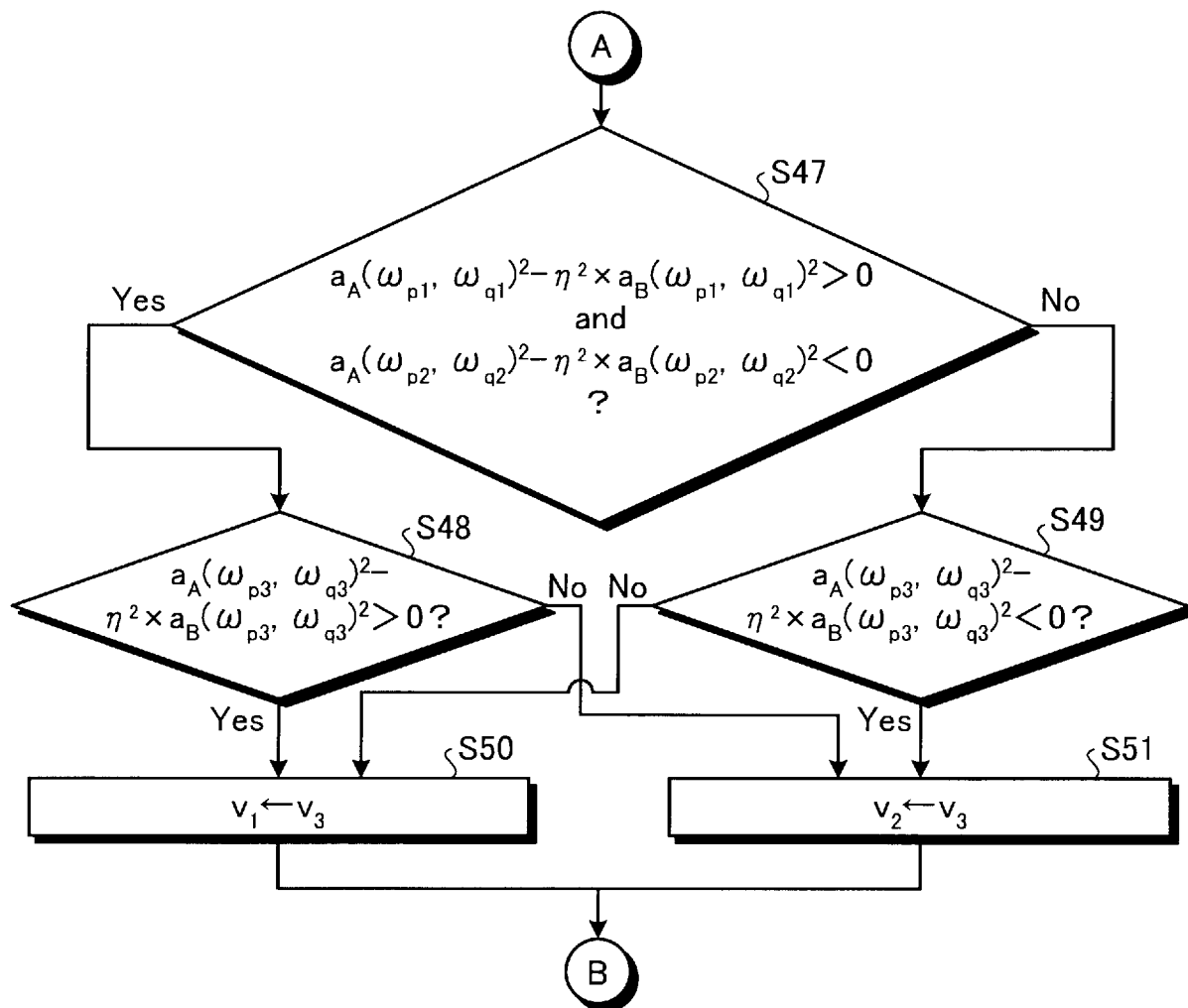
[図10]



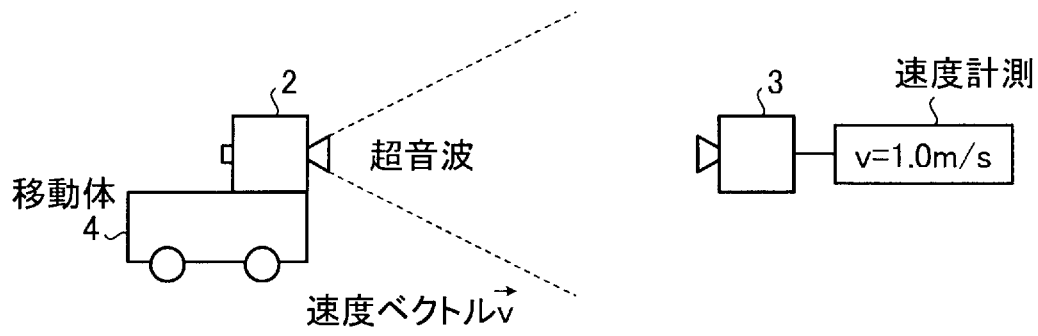
[図11A]



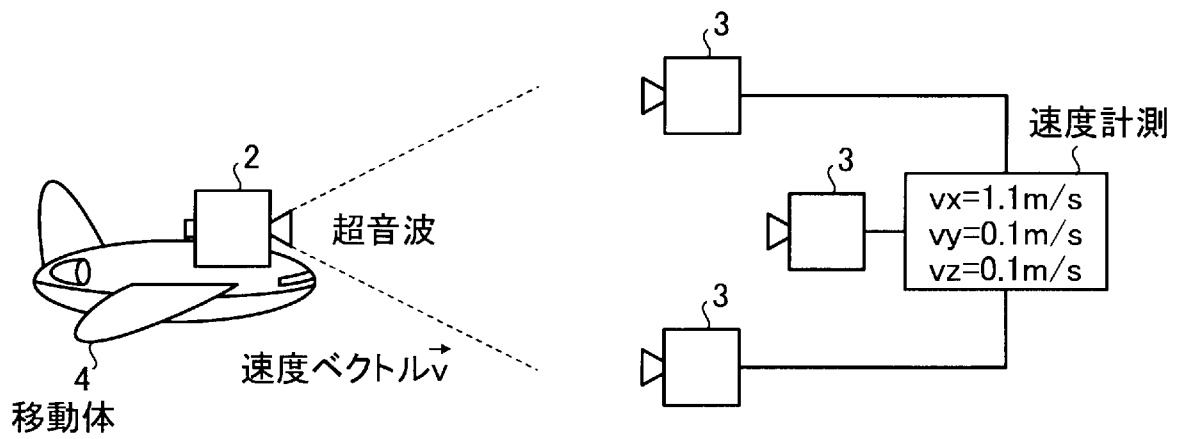
[図11B]



[図12A]



[図12B]



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2011/050551

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**

G01S11/14(2006.01) i, G01P5/00(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G01S11/14, G01P5/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2011
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2011	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2011

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Tetsuya SATO, "An Extension Method of Phase Accordance Method for Accurate Ultrasonic Localization of Moving Node", The Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 01 December 2009 (01.12.2009), vol.J92-A, no.12, pages 953 to 963	1-12
A	WO 2006/112475 A1 (Inter-University Research Institute Corporation Research Organization of Information and Systems), 26 October 2006 (26.10.2006), paragraphs [0035] to [0085]; fig. 1 to 7 & US 2008/0273642 A1 & GB 2441667 A	1-12

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
03 February, 2011 (03.02.11)

Date of mailing of the international search report  
15 February, 2011 (15.02.11)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. G01S11/14(2006.01)i, G01P5/00(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. G01S11/14, G01P5/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2011年
日本国実用新案登録公報	1996-2011年
日本国登録実用新案公報	1994-2011年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	佐藤哲也, 高精度超音波移動体測位のための位相一致法の拡張手法, 電子情報通信学会論文誌, 2009.12.01, Vol. J92-A, NO.12, p.953-963	1-12
A	WO 2006/112475 A1 (大学共同利用機関法人 情報・システム研究機構) 2006.10.26, 段落 0035-0085, 図 1-7 & US 2008/0273642 A1 & GB 2441667 A	1-12

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献  
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

03.02.2011

国際調査報告の発送日

15.02.2011

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)  
 郵便番号100-8915  
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

中村 説志

2S

3206

電話番号 03-3581-1101 内線 3258