

(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
2023年11月2日(02.11.2023)



(10) 国際公開番号

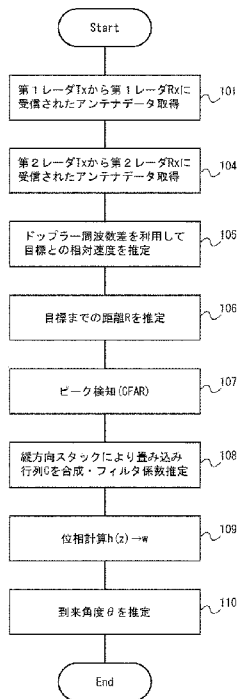
WO 2023/210451 A1

- (51) 国際特許分類:
G01S 7/02 (2006.01) G01S 13/931 (2020.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/015519
- (22) 国際出願日: 2023年4月18日(18.04.2023)
- (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 2022-072710 2022年4月26日(26.04.2022) JP
- (71) 出願人: 株式会社村田製作所 (MURATA MANUFACTURING CO., LTD.) [JP/JP]; 〒6178555 京都府長岡京市東神足1丁目10番1号 Kyoto (JP).
- (72) 発明者: 柏木 克久 (KASHIWAGI Katsuhisa); 〒6178555 京都府長岡京市東神足1丁目10番1号 株式会社村田製作所内 Kyoto (JP).
- (74) 代理人: 弁護士法人クレオ国際法律特許事務所 (CREO LAW & INTELLECTUAL PROPERTY); 〒1030014 東京都中央区日本橋蛸殻町一丁目39番5号 水天宮北辰ビル9階 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, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG,

(54) Title: POSITIONING SYSTEM, VEHICLE PROVIDED WITH SAME, AND POSITIONING METHOD

(54) 発明の名称: 測位システムおよびそれを備える車両、並びに測位方法

[図6]



- 101 Acquire antenna data received by first radars Rx from first radars Tx
104 Acquire antenna data received by second radars Rx from second radars Tx
105 Estimate speed relative to target by using Doppler frequency difference
106 Estimate distance R to target
107 Detect peak (CFAR)
108 Synthesize convolution matrix C by vertical stacking, and estimate filter coefficient
109 Compute phase $h(z) \rightarrow w$
110 Estimate arrival angle θ

(57) Abstract: Provided are: a positioning system which can perform high-precision, high-resolution angle estimation of a target without using wires or cables among a plurality of transceivers or radars; a vehicle provided with the same; and a positioning method. A positioning system 1 is provided with a plurality of radars 2₁, 2₂, and a signal processing unit 3. The signal processing unit 3 acquires, from the radars 2₁, 2₂, a plurality of pieces of antenna data obtained by transmitting/receiving electromagnetic waves among a plurality of transmission

[続葉有]

KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, 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, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, ME, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

antennas Tx and a plurality of reception antennas Rx. In a target angle estimation process using an AF method, a convolution matrix is generated by stacking the plurality of pieces of antenna data in the row direction of the matrix and synthesizing the result thereof, and calculating a filter coefficient vector from simultaneous equations expressed by using the product of this convolution matrix and a matrix of filter coefficient vectors. The inter-antenna phase difference is computed on the basis of the calculated filter coefficient vector, and computation for estimating the arrival angle of the wave reflected from the target is carried out on the basis of the computed inter-antenna phase difference.

(57) 要約: 複数送受信機またはレーダ間で配線やケーブルを用いることなく、高精度化かつ高分解能化が可能な目標の角度推定を行える測位システム、およびそれを備える車両、並びに測位方法を提供する。測位システム1は、複数のレーダ 2_1 、 2_2 と信号処理部3とを備える。信号処理部3は、複数の送信アンテナ $T \times$ および複数の受信アンテナ $R \times$ 間で電波が送受信されることで得られる複数のアンテナデータを各レーダ 2_1 、 2_2 から取得する。そして、AF法を用いた目標の角度推定処理において、複数のアンテナデータを行列の行方向にスタックして合成することで畳み込み行列を生成し、この畳み込み行列とフィルタ係数ベクトルとの行列の積を使って表される連立方程式から、フィルタ係数ベクトルを求める。求めたフィルタ係数ベクトルからアンテナ間位相差を計算し、計算したアンテナ間位相差に基づいて目標からの反射波の到来角度を推定する演算を行う。

明 細 書

発明の名称：

測位システムおよびそれを備える車両、並びに測位方法

技術分野

[0001] 本発明は、複数の送受信機を備えて目標の位置を測位する測位システムおよびそれを備える車両、並びに測位方法に関するものである。

背景技術

[0002] 従来、複数の送受信機を備えて目標の位置を測位するシステムとして、非特許文献 1 に開示されたミリ波レーダシステムがある。このミリ波レーダシステムでは、マスターとなるレーダチップとスレーブとなるレーダチップとがカスケード接続されて、各レーダチップが同期して動作する。マスターとなるレーダチップとスレーブとなるレーダチップとは、マスターとなるレーダチップ内部の PLL 回路で生成されたミリ波帯の信号を、プリント回路基板に形成された配線を介して、スレーブとなるレーダチップと共有することで、位相同期が取られる。この位相同期が取られることで、各レーダチップがマルチスタティック動作をし、アンテナ開口長の増加により、目標の測位精度が向上する。

先行技術文献

非特許文献

[0003] 非特許文献1：Texas Instruments, “AWR2243 Cascade”, Application Report SWRA574B-October 2017-Revised February 2020, Anil Kumar K V, Sree kiran, Samala, Karthik Subburaj, Chethan Kumar Y.B.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、上記従来の測位システムでは、複数の送受信機（レーダチップ）間の同期を実現するためには、各送受信機間を接続するための、ミリ波帯（30－300GHz）の高周波信号が伝搬する配線が必要になる。同

一のプリント回路基板上に各送受信機が近接して形成されて、距離の短い配線であれば、ミリ波帯の高周波信号が伝搬しても問題は無い。しかし、各送受信機間の距離が少し離れると、ミリ波帯の高周波信号が伝搬してもロスや位相バラツキを起こさないような、特殊なケーブルが必要になる。

[0005] 本発明は、このような配線やケーブルを用いることなく、複数の送受信機を用いた、高精度化かつ高分解能化が可能な目標の角度推定を行える測位システムおよびそれを備える車両、並びに測位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

[0006] このために本発明は、
電波を送信する複数の送信アンテナと、目標からの反射波を受信する複数の受信アンテナと、を備えた複数の送受信機と、
零化フィルタを使ったAnnihilating Filter法（以下、A F 法と称する）を用いた目標の角度推定を行う信号処理部と
を備え、
信号処理部が、
複数のアンテナデータを行列の行方向にスタックして合成することで畳み込み行列を生成し、
フィルタ係数ベクトルを未知とした、畳み込み行列と、零化フィルタの伝達関数のフィルタ係数ベクトルとの行列の積を使って表される連立方程式から、
フィルタ係数ベクトルを求め、
求めたフィルタ係数ベクトルからアンテナ間位相差を計算し、
計算したアンテナ間位相差に基づいて目標からの反射波の到来角度を推定する演算を行う
測位システムを構成した。

[0007] また、本発明は、
零化フィルタを使ったA F 法を用いた目標の角度推定を行う信号処理において、

複数の送受信機がそれぞれ備える、電波を送信する複数の送信アンテナと、目標からの反射波を受信する複数の受信アンテナとにより得られる複数のアンテナデータを、行列の行方向にスタックして合成することで畳み込み行列を生成するステップと、

フィルタ係数ベクトルを未知とした、畳み込み行列と、零化フィルタの伝達関数のフィルタ係数ベクトルとの行列の積を使って表される連立方程式から、フィルタ係数ベクトルを求めるステップと、

求めたフィルタ係数ベクトルからアンテナ間位相差を計算するステップと、

計算したアンテナ間位相差に基づいて目標からの反射波の到来角度を推定する演算を行うステップと

を備える測位方法を構成した。

[0008] 本構成によれば、複数の送受信機を使って目標の測位を行うことで、単体の送受信機で得られるアンテナデータよりも多い複数のアンテナデータが得られる。AF法を用いた目標の角度推定処理において、この複数のアンテナデータを畳み込み行列の行方向にスタックすることで、複数のアンテナデータが合成された畳み込み行列が生成される。したがって、この畳み込み行列とフィルタ係数ベクトルとの行列の積を使って表される連立方程式は、その方程式数が、単体の送受信機で得られるアンテナデータの畳み込み行列を使って表される連立方程式よりも、多くなる。このため、連立方程式を解いて求められるフィルタ係数ベクトルは、精度よく表される。したがって、精度よく表されたフィルタ係数ベクトルから、受信アンテナのアンテナ間位相差が精度よく計算される。このため、このアンテナ間位相差を使って目標からの反射波の到来角度を推定することで、複数の送受信機を用いた、高精度化かつ高分解能化が可能な目標の角度推定を行うことができる。

[0009] また、本発明は、上記に記載の測位システムを備える車両を構成した。

[0010] 本構成によれば、複数の送受信機を用いた、高精度化かつ高分解能化が可能な目標の角度推定を行える測位システムを車両に備えることができる。

発明の効果

[0011] この結果、本発明によれば、配線やケーブルを用いることなく、複数の送受信機を用いた、高精度化かつ高分解能化が可能な目標の角度推定を行える測位システム、およびそれを備える車両、並びに測位方法を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]本発明の第1の実施形態による測位システムの概略構成を示すブロック図である。

[図2]第1の実施形態による測位システムにおける送信信号、受信信号、I F信号を説明するグラフである。

[図3]さらに多くのレーダを備えた第1の実施形態による測位システムの概略構成を示す図である。

[図4]一般的な測位システムの処理の概略を示すフローチャートである。

[図5]第1の実施形態による測位システムで行われる目標までの距離推定を説明するためのグラフである。

[図6]第1の実施形態による測位システムの処理の概略を示すフローチャートである。

[図7]本発明の第2の実施形態による測位システムの概略構成を示すブロック図である。

[図8]第2の実施形態による測位システムで行われる同期を説明するためのグラフである。

[図9]第2の実施形態による測位システムの処理の概略を示すフローチャートである。

[図10]さらに多くのレーダを備えた第2の実施形態による測位システムの概略構成を示す図である。

[図11]第2の実施形態による測位システムの2個のレーダについて行われるMIMO処理後のアンテナ配置を説明するグラフである。

[図12]第2の実施形態による測位システムで推定される2目標の設置角度差を変えたときのRMSE (Root Mean Squared Error, 二乗平均平方根誤差)を

シミュレーションした結果と、その際のレーダと目標との関係を示した図である。

[図13]本発明の第3の実施形態による測位システムの2個のレーダについて行われるMIMO処理後のアンテナ配置を説明するグラフである。

[図14]第3の実施形態による測位システムにおけるMIMO処理後のアンテナ配置を説明するためのグラフである。

[図15]第3の実施形態による測位システムにおける ΔD とMIMO処理後のアンテナ数を示したグラフである。

[図16]第2および第3の実施形態による測位システムの効果を説明する図である。

[図17]各実施形態による測位システムを備えた車両を説明する図である。

発明を実施するための形態

[0013] 次に、本発明の測位システムおよびそれを備える車両を実施するための形態について、説明する。

[0014] 図1は、本発明の第1の実施形態による測位システム1Aの概略構成を示すブロック図である。

[0015] 測位システム1Aは、第1のレーダ2₁、第2のレーダ2₂および信号処理部3を備えて構成される。第1のレーダ2₁および第2のレーダ2₂を合わせてレーダ2と呼ぶこともある。

[0016] 第1のレーダ2₁および第2のレーダ2₂はそれぞれFMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 方式またはFCM (Fast-Chirp Modulation) 方式で動作するMIMO (Multiple-Input Multiple-Output) レーダ2であり、同じ構成をした複数の送受信機を構成する。第1のレーダ2₁および第2のレーダ2₂はそれぞれ送受信機4として設けられている。送受信機4には複数の送信アンテナT_xおよび複数の受信アンテナR_xが設けられている。送信アンテナT_xおよび受信アンテナR_xはそれぞれ等間隔で形成されている。

[0017] RF信号生成部5で生成されたRF信号はパワーアンプPAで増幅され、送信信号となって送信アンテナT_xから送信される。送信アンテナT_xから

送信された信号は電波となって目標で反射する。受信アンテナ R x には目標からの反射波が受信される。受信アンテナ R x に受信された反射波は、低雑音増幅器 L N A で増幅されてミキサ 6 に出力される。ミキサ 6 では、送信信号と受信信号とがミキシングされて、中間周波数信号（I F 信号）が生成される。I F 信号は A D C （アナログ・デジタル変換器） 7 でデジタル信号に変換されて、信号処理部 3 へ出力される。

[0018] 図 2（a）のグラフに示すように、送信アンテナ T x から送信される送信信号 V t x、および受信アンテナ R x に受信される受信信号 V r x がチャープ信号として表される場合、図 2（b）のグラフに示すように I F 信号が表される。図 2（a）のグラフの横軸は時間[t]、縦軸はチャープ周波数[G H z]で、図 2（b）のグラフの横軸は時間[t]、縦軸は I F 周波数[M H z]である。

[0019] この場合、図 2（a）のグラフに示すように、A D C 7 でサンプリングされる I F 信号のチャープ期間は T m、チャープ信号の帯域幅は B W、帯域幅 B W の下限周波数は f m i n、上限周波数は f m a x として表される。このとき、送信信号 V t x の初期位相を ϕ_1 、送信信号 V t x および受信信号 V r x の各振幅を A t x および A r x とすると、送信信号 V t x および受信信号 V r x は次の（1）式および（2）式に表される。

[数1]

$$V_{tx} = A_{tx} \cos(\omega_{tx} t + \phi_1) \quad \cdots (1)$$

$$V_{rx} = A_{rx} \cos \left[\omega_{tx} \left(t - \frac{2R}{c} \right) + \phi_1 \right] \quad \cdots (2)$$

[0020] M I M O レーダによって N 本（N は 2 以上の整数）のアンテナが仮想的に形成される。この N 本のアンテナのうちの n 番目のアンテナへの反射波の到来角度 θ による I F 信号の位相 $\phi_{\text{angl}}(n)$ は、等間隔に配置された N 本のアンテナの間隔を d、チャープ中心周波数 $f_c = f_{\text{min}} + B W / 2$ 、光速を c、図 3 に示すように目標 1 1 までの距離を R とすると、次の（3）式に表される

。なお、図3ではレーダ2がM個（Mは2以上の整数）ある測位システム1Aが示されている。

[数2]

$$\Phi_{angle}(n) = \frac{nds \sin \theta}{c} f_c \quad \cdots (3)$$

[0021] アンテナ番号nのアンテナの受信信号から得られる時刻tにおけるI F信号 $V_{IF}(t, n)$ は、この(3)式を使って次の(4)式に表される。

[数3]

$$V_{IF}(t, n) = \frac{A_{tx} \cdot A_{rx}}{2} \cos 2\pi \left[\frac{2RBW}{cTm} t + \frac{2Rf_{min}}{c} + \frac{nds \sin \theta}{c} f_c \right] \quad \cdots (4)$$

[0022] 信号処理部3は、パーソナルコンピュータ（PC）や車両に搭載されるECU（Electronic Control Unit）などで構成される。

[0023] 本実施形態の測位システム1Aにおける信号処理部3による信号処理の説明をする前に、一般的な測位システムにおける信号処理部による信号処理の概略について、図4に示すフローチャートを用いて説明する。

[0024] 信号処理部は、第1のレーダ2₁の送信アンテナTxから送信されて第1のレーダ2₁の受信アンテナRxに受信されたアンテナデータY₁を取得する（図4、ステップ101参照）。

[0025] 次に、信号処理部は、I F信号をFFT（高速フーリエ変換）処理することで、送信信号V_{tx}および受信信号V_{rx}のドップラーシフトからドップラー周波数差を利用して、目標11に対する測位システム1Aの相対速度を算出する（ステップ105参照）。次に、信号処理部3は、目標11までの距離Rを算出する（ステップ106参照）。相対速度および距離Rの算出手法は、例えば、FFT、MUSIC法、ESPRIT法等の一般的な手法でよい。

[0026] 距離Rは、簡単のために目標11が静止物で、(4)式において距離Rを表す項（ $2Rf_{min}/c$ ）の1階偏微分が0（速度=0）であるとする、アンテナ番号nのアンテナの受信信号から得られるI F信号の時刻tにおける

振幅 $x(t, n)$ は、(4) 式から次の (5) 式に表される。受信信号の波形は図 5 (a) のグラフに示される。同グラフの横軸は ADC 7 による ADC サンプル点数、縦軸は受信信号の信号振幅を表す。

[数4]

$$x(t, n) = \frac{A_{tx} \cdot A_{rx}}{2} \cos 2\pi \left[\frac{2RBW}{cTm} t + \frac{nds \sin \theta}{c} f_c \right] \quad \dots (5)$$

[0027] 信号処理部によってこの受信信号について距離 FFT 処理を行うと、図 5 (b) のグラフに示すように、ピーク周波数 f_{peak} に受信信号 $X_n(f_{peak})$ が得られる。同グラフの横軸は周波数、縦軸は受信電力である。この受信信号 $X_n(f_{peak})$ の位相は (5) 式に示されるように $(nds \sin \theta / c) \cdot f_c$ である。

[0028] 相対速度および距離 R の算出後、信号処理部は、IF 信号のピークを検知する CFAR (Constant False Alarm Rate) 処理を行い (ステップ 107 参照)、バックグラウンドノイズがある中から目標 11 を物標として検知する。

[0029] 次に、信号処理部は、零化フィルタを使った AF 法を用いた目標 11 の角度推定処理を行う。この角度推定処理では、信号処理部は、まず、ステップ 101 で取得したアンテナデータ Y_1 から畳み込み行列 C を生成して、零化フィルタの伝達関数のフィルタ係数ベクトル H を推定する (ステップ 108 参照)。

[0030] 一般的に、 N 本のアンテナのうちの n 番目のアンテナにおけるアンテナデータを次の (6) 式に示す x 、また、ステップ 101 で取得したアンテナデータ Y_1 を次の (6) 式に示すものとする、畳み込み行列 C は推定波数を K として次の (7) 式に表される。

[数5]

$$\left. \begin{aligned} X &= [x_1, x_2, \dots, x_N] \\ Y_1 &= [X_1(f_{peak}), X_2(f_{peak}), \dots, X_N(f_{peak})] \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

$$C = \begin{bmatrix} X_{K+1}(f_{peak}) & X_K(f_{peak}) & \cdots & X_2(f_{peak}) & X_1(f_{peak}) \\ X_{K+2}(f_{peak}) & X_{K+1}(f_{peak}) & \cdots & X_3(f_{peak}) & X_2(f_{peak}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ X_N(f_{peak}) & X_{N-1}(f_{peak}) & \cdots & X_{N-K+1}(f_{peak}) & X_{N-K}(f_{peak}) \end{bmatrix} \dots (7)$$

[0031] フィルタ係数ベクトルHは、零化フィルタの伝達関数 $h(z)$ におけるフィルタ係数を $h_0, h_1, \dots, h_K$ とすると、次の(8)式に表される。フィルタ係数ベクトルHの推定は、次の(9)式に示される、フィルタ係数ベクトルHを未知数とする、畳み込み行列Cとフィルタ係数ベクトルHとの行列の積のL2ノルムが最小となる連立方程式を解くことで、つまり、フィルタ係数ベクトルHを求めることで、行われる。ここで、 H^T はフィルタ係数ベクトルHの転置したものとなる。

[数6]

$$H = [h_0, h_1, \dots, h_K] \dots (8)$$

$$\|CH^T\|_2 = 0 \dots (9)$$

[0032] 次に、信号処理部は、求めたフィルタ係数ベクトルHから、次の(10)式に示される多項方程式を使った位相計算を行う(ステップ109参照)。この位相計算では、伝達関数 $h(z)$ を0とする多項方程式の解 $z = z_k$ (ただし、 $1 \leq k \leq K$)を求める計算が行われる。

[数7]

$$\begin{aligned} h(z) &= h_0 z^K + h_1 z^{K-1} + \dots + h_K \\ &= \prod_{k=1}^K (z - z_k) = 0 \end{aligned} \dots (10)$$

[0033] この解 z_k がアンテナ間位相差 w_k となる。ここで、 z_k と w_k とには次の(

1 1) 式に示される関係がある。

[数8]

$$z_k = e^{jw_k} \quad \dots (11)$$

[0034] 次に、信号処理部は、上記のアンテナ間位相差から、次の(12)式によって、k番目の目標11からの反射波の到来角度 θ_k を算出する(ステップ110参照)。この角度 θ_k が、図3に示すように、k番目の目標11に対して測位システム1Aが位置する角度となる。

[数9]

$$\theta_k = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda \tan^{-1}(z_k \cdot \text{Im}/z_k \cdot \text{Re})}{2\pi d} \right) \quad \dots (12)$$

[0035] 次に、本実施形態の測位システム1Aにおける信号処理部3による信号処理の概略について、図6に示すフローチャートを用いて説明する。なお、同フローチャートにおいて図4に示すフローチャートと同一または相当する処理については、同じ符号を付して説明する。

[0036] 本実施形態の測位システム1Aにおける信号処理部3は、まず、第1のレーダ2₁の送信アンテナTxから送信されて第1のレーダ2₁の受信アンテナRxに受信されたアンテナデータY₁を取得する(図6、ステップ101参照)。次に、第2のレーダ2₂の送信アンテナTxから送信されて第2のレーダ2₂の受信アンテナRxに受信されたアンテナデータY₂を取得する(ステップ104参照)。

[0037] 次に、一般的な信号処理部による図4のフローチャートに示す処理と同様に、ステップ105～107の処理を行う。つまり、ステップ105で、信号処理部3は、送信信号V_{tx}および受信信号V_{rx}のドップラーシフトからドップラー周波数差を利用して、目標11に対する測位システム1Aの相対速度を算出する。次に、ステップ106で、信号処理部3は、目標11までの距離Rを算出する。次に、ステップ107で、信号処理部3は、IF信号のピークを検知するCFAR処理を行う。

[0038] 次に、ステップ108で、信号処理部3は、ステップ101および104で取得した、初期位相が異なる複数のアンテナデータ Y_1 および Y_2 を行列の行方向にスタック（積み上げ）して合成することで、畳み込み行列 C を生成して、零化フィルタの伝達関数のフィルタ係数ベクトル H を推定する。この際、信号処理部3は、目標11から到来する反射波の波数を K と推定して演算を行う。AF法では、このように、目標11の角度推定時に、初期位相が異なるアンテナデータ Y_1 および Y_2 を畳み込み行列 C へスタックすることが可能である。

[0039] 例えば、ステップ101および104で次の（13）式に表されるアンテナデータ Y_1 および Y_2 が得られたとする。

[数10]

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= [X_1(f_{peak}), X_2(f_{peak}), \dots, X_N(f_{peak})] \\ Y_2 &= [X_{N+1}(f_{peak}), X_{N+2}(f_{peak}), \dots, X_{2N}(f_{peak})] \end{aligned} \right\} \dots (13)$$

[0040] この場合、畳み込み行列 C は、次の（14）式に表されるように、各アンテナデータ Y_{11} および Y_2 が行列の行方向にスタックされて、生成される。

[数11]

$$C = \left[\begin{array}{ccccc} X_{K+1}(f_{peak}) & X_K(f_{peak}) & \cdots & X_2(f_{peak}) & X_1(f_{peak}) \\ X_{K+2}(f_{peak}) & X_{K+1}(f_{peak}) & \cdots & X_3(f_{peak}) & X_2(f_{peak}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ X_N(f_{peak}) & X_{N-1}(f_{peak}) & \cdots & X_{N-K+1}(f_{peak}) & X_{N-K}(f_{peak}) \\ \hline X_{N+K+1}(f_{peak}) & X_{N+K}(f_{peak}) & \cdots & X_{N+2}(f_{peak}) & X_{N+1}(f_{peak}) \\ X_{N+K+2}(f_{peak}) & X_{N+K+1}(f_{peak}) & \cdots & X_{N+3}(f_{peak}) & X_2(f_{peak}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ X_{2N}(f_{peak}) & X_{2N-1}(f_{peak}) & \cdots & X_{2N-K+1}(f_{peak}) & X_{2N-K}(f_{peak}) \end{array} \right] \left. \begin{array}{l} \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right\} \begin{array}{l} Y_1 \\ Y_2 \end{array} \dots (14)$$

[0041] この畳み込み行列 C とフィルタ係数ベクトル H との行列の積を使って（9）式に表される連立方程式は、その方程式数が、単体のレーダで得られるアンテナデータの畳み込み行列 C を使って表される連立方程式よりも、多くな

る。このため、連立方程式を解いて求められるフィルタ係数ベクトル H は、精度よく表される。したがって、精度よく表されたフィルタ係数ベクトル H から、アンテナ間位相差 w_k が精度よく計算される。このため、ステップ109およびステップ110で、このアンテナ間位相差 w_k を使って目標11からの反射波の到来角度 θ_k を推定することで、複数の送受信機を用いた、高精度化かつ高分解能化が可能な目標の角度推定を行えるようになる。

[0042] このように、一般的な測位システムでは（9）式で示される連立方程式は、（7）式の推定波数 K とアンテナ数 N の関係が $K > (N - 1) / 2$ では劣決定問題であることから精度が劣化するが、本実施形態による測位システム1Aでは、複数行の行方向へのアンテナデータのスタックによりこの条件は緩和され、推定精度が向上する。ただし、各アンテナデータの取得間に目標位置が変化しないことが条件となる。そのため、位相同期を取るための配線やケーブルは不要である。

[0043] なお、図3では、複数地点（ M 点）における各レーダ 2_1 、 2_2 、 $\dots$ 、 2_M で取得されるアンテナデータを、それぞれまとめて Y_1 、 Y_2 、 $\dots$ 、 Y_M と表している。各アンテナデータ Y_1 、 Y_2 、 $\dots$ 、 Y_M は次の（15）式に表される。

[数12]

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= [X_1(f_{peak}), X_2(f_{peak}), \dots, X_N(f_{peak})] \\ Y_2 &= [X_{N+1}(f_{peak}), X_{N+2}(f_{peak}), \dots, X_{2N}(f_{peak})] \\ &\vdots \\ Y_M &= [X_{(M-1)N+1}(f_{peak}), X_{(M-1)N+2}(f_{peak}), \dots, X_{MN}(f_{peak})] \end{aligned} \right\} \dots (15)$$

[0044] このような第1の実施形態による測位システム1Aによれば、複数のレーダ 2_1 、 2_2 を使って目標11の測位を行うことで、単体のレーダで得られるアンテナデータよりも多い複数のアンテナデータ Y_1 および Y_2 が得られる。図6、ステップ108～110のAF法を用いた目標11の角度推定処理において、初期位相の異なるこれら複数のアンテナデータ Y_1 および Y_2 を畳み

込み行列Cの行方向に(14)式のようにスタックすることで、複数のアンテナデータが合成された畳み込み行列Cが生成される。

[0045] したがって、この畳み込み行列Cとフィルタ係数ベクトルHとの行列の積を使って(9)式に表される連立方程式は、その方程式数が、単体のレーダで得られるアンテナデータの畳み込み行列Cを使って表される連立方程式よりも、多くなる。このため、連立方程式を解いて求められるフィルタ係数ベクトルHは、精度よく表される。したがって、精度よく表されたフィルタ係数ベクトルHから、アンテナ間位相差 w_k が精度よく計算される。

[0046] このため、このアンテナ間位相差 w_k を使って目標11からの反射波の到来角度 θ_k を推定することで、複数の送受信機を用いた、高精度化かつ高分解能化が可能な目標の角度推定を行えるようになる。このように、一般的な測位システムでは(9)式で示される連立方程式は、(7)式の推定波数Kとアンテナ数Nの関係が $K > (N - 1) / 2$ では劣決定問題であることから精度が劣化するが、本実施形態による測位システム1Aでは、複数行の行方向へのアンテナデータのスタックによりこの条件は緩和され、推定精度が向上する。ただし、各アンテナデータの取得間に目標位置が変化しないことが条件となる。

[0047] この結果、第1の実施形態による測位システム1Aによれば、配線やケーブルを用いることなく、複数の送受信機を用いた、高精度化かつ高分解能化が可能な目標11の到来角度 θ_k の角度推定を行える測位システム1Aを提供することができる。したがって、従来の、ミリ波帯で高周波同期を取るための追加回路が不要となって、測位システム1Aの低消費電力化が図れると共に、配線やケーブルが不要となって、測位システム1Aの低コスト化が図れる。

[0048] 次に、本発明の第2の実施形態による測位システムについて、説明する。図7は、第2の実施形態による測位システム1Bの概略構成を示すブロック図である。図7において図1と同一または相当する部分には同一符号を付してその説明は省略する。

- [0049] 第2の実施形態による測位システム1Bは、各レーダ 2_1 、 2_2 で送信信号 V_{tx} と受信信号 V_{rx} とがミキシングされて演算されるI F信号の周波数帯における信号処理の同期を、各レーダ 2_1 、 2_2 間で取る低周波同期信号生成部8を備える点が、第1の実施形態による測位システム1Aと相違する。これ以外の点は第1の実施形態による測位システム1Aと同様である。
- [0050] 低周波同期信号生成部8は、ケーブル9を介して各送受信機4の低周波同期信号入力端子4aに接続されている。低周波同期信号生成部8は、図8(a)のグラフに示す送信信号 V_{tx} に同期した、図8(b)のグラフに示すI F周波数帯の低周波同期信号を生成する。図8において図2と同一または相当する部分には同一符号を付してその説明は省略する。また、図8(a)のグラフの横軸は時間 $[t]$ 、縦軸はチャープ周波数で、図8(b)のグラフの横軸は時間 $[t]$ 、縦軸は信号強度である。
- [0051] 低周波同期信号生成部8が出力する低周波同期信号は、ケーブル9を介し、各レーダ 2_1 、 2_2 における送受信機4の低周波同期信号入力端子4aを経由して、各レーダ 2_1 、 2_2 に与えられる。各レーダ 2_1 、 2_2 は、低周波同期信号に同期して動作する。
- [0052] 図9は、第2の実施形態による測位システム1Bにおける信号処理部3による信号処理の概略を示すフローチャートである。なお、同フローチャートにおいて図6に示すフローチャートと同一または相当する処理については、同じ符号を付してその説明は省略する。
- [0053] 第2の実施形態による測位システム1Bは、複数のレーダ 2_1 、 2_2 が有する複数の送信アンテナ T_x および複数の受信アンテナ R_x 間で電波が送受信される点が、第1の実施形態による測位システム1Aと相違する。その他の点は第1の実施形態による測位システム1Aと同様である。
- [0054] すなわち、第2の実施形態による測位システム1Bにおける信号処理部3による信号処理は、図9、ステップ101～104で、複数のアンテナデータ $Y_1(1)$ 、 $Y_2(1)$ 、 $Y_1(2)$ 、 $Y_2(2)$ を取得する。つまり、信号処理部3は、第1のレーダ 2_1 の送信アンテナ T_x から送信されて第1のレーダ 2_1 の受信

アンテナ $R \times$ に受信されたアンテナデータ $Y_1(1)$ を取得する（図 9、ステップ 101 参照）。次に、第 1 のレーダ 2_1 の送信アンテナ $T \times$ から送信されて第 2 のレーダ 2_2 の受信アンテナ $R \times$ に受信されたアンテナデータ $Y_2(1)$ を取得する（ステップ 102 参照）。次に、第 2 のレーダ 2_2 の送信アンテナ $T \times$ から送信されて第 1 のレーダ 2_1 の受信アンテナ $R \times$ に受信されたアンテナデータ $Y_1(2)$ を取得する（ステップ 103 参照）。次に、第 2 のレーダ 2_2 の送信アンテナ $T \times$ から送信されて第 2 のレーダ 2_2 の受信アンテナ $R \times$ に受信されたアンテナデータ $Y_2(2)$ を取得する（ステップ 104 参照）。

[0055] 例えば、ステップ 101～104 で次の（16）式に表されるアンテナデータ $Y_1(1)$ 、 $Y_1(2)$ 、 $Y_2(1)$ 、 $Y_2(2)$ が得られたとする。

[数13]

$$\left. \begin{aligned} Y_1(1) &= [X_1(f_{peak}), X_2(f_{peak}), \dots, X_N(f_{peak})] \\ Y_1(2) &= [X_{N+1}(f_{peak}), X_{N+2}(f_{peak}), \dots, X_{2N}(f_{peak})] \\ Y_2(1) &= [X_{2N+1}(f_{peak}), X_{2N+2}(f_{peak}), \dots, X_{3N}(f_{peak})] \\ Y_2(2) &= [X_{3N+1}(f_{peak}), X_{3N+2}(f_{peak}), \dots, X_{4N}(f_{peak})] \end{aligned} \right\} \dots (16)$$

[0056] この場合、畳み込み行列 C は、次の（17）式に表されるように、各アンテナデータ $Y_1(1)$ 、 $Y_1(2)$ 、 $Y_2(1)$ 、 $Y_2(2)$ が行列の行方向にスタックされて、生成される。

[数14]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C} = & \left[\begin{array}{ccccc}
 X_{K+1}(f_{peak}) & X_K(f_{peak}) & \cdots & X_2(f_{peak}) & X_1(f_{peak}) \\
 X_{K+2}(f_{peak}) & X_{K+1}(f_{peak}) & \cdots & X_3(f_{peak}) & X_2(f_{peak}) \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 X_N(f_{peak}) & X_{N-1}(f_{peak}) & \cdots & X_{N-K+1}(f_{peak}) & X_{N-K}(f_{peak}) \\
 \hline
 X_{N+K+1}(f_{peak}) & X_{N+K}(f_{peak}) & \cdots & X_{N+2}(f_{peak}) & X_{N+1}(f_{peak}) \\
 X_{N+K+2}(f_{peak}) & X_{N+K+1}(f_{peak}) & \cdots & X_{N+3}(f_{peak}) & X_2(f_{peak}) \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 X_{2N}(f_{peak}) & X_{2N-1}(f_{peak}) & \cdots & X_{2N-K+1}(f_{peak}) & X_{2N-K}(f_{peak}) \\
 \hline
 X_{2N+K+1}(f_{peak}) & X_{2N+K}(f_{peak}) & \cdots & X_{2N+2}(f_{peak}) & X_{2N+1}(f_{peak}) \\
 X_{2N+K+2}(f_{peak}) & X_{2N+K+1}(f_{peak}) & \cdots & X_{2N+3}(f_{peak}) & X_{2N+2}(f_{peak}) \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 X_{3N}(f_{peak}) & X_{3N-1}(f_{peak}) & \cdots & X_{3N-K+1}(f_{peak}) & X_{3N-K}(f_{peak}) \\
 \hline
 X_{3N+K+1}(f_{peak}) & X_{3N+K}(f_{peak}) & \cdots & X_{3N+2}(f_{peak}) & X_{3N+1}(f_{peak}) \\
 X_{3N+K+2}(f_{peak}) & X_{3N+K+1}(f_{peak}) & \cdots & X_{3N+3}(f_{peak}) & X_{3N+2}(f_{peak}) \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 X_{4N}(f_{peak}) & X_{4N-1}(f_{peak}) & \cdots & X_{4N-K+1}(f_{peak}) & X_{4N-K}(f_{peak})
 \end{array} \right] \begin{array}{l}
 \left. \begin{array}{c} \\ \\ \\ \end{array} \right\} Y_1(1) \\
 \left. \begin{array}{c} \\ \\ \\ \end{array} \right\} Y_1(2) \\
 \left. \begin{array}{c} \\ \\ \\ \end{array} \right\} Y_2(1) \\
 \left. \begin{array}{c} \\ \\ \\ \end{array} \right\} Y_2(2)
 \end{array}
 \end{aligned}
 \quad \cdots (17)$$

[0057] 図10には、図3と同様に、レーダ2がM個（Mは2以上の整数）ある測位システム1Bが示されている。図10に示すように、測位システム1Bでは、複数地点（M点）における各レーダ2₁、2₂、…、2_Mには、低周波同期信号生成部8から低周波同期信号が与えられている。図10において図3および図7と同一または相当する部分には同一符号を付してその説明は省略する。

[0058] 図10に示す測位システム1Bでは、各レーダ2₁、2₂、…、2_Mが、第1の実施形態における測位システム1Aの動作に加えて、送受信を相互に行うことで、つまり、マルチスタティック動作することで、第1の実施形態による測位システム1Aよりも多くの仮想アンテナが形成される。1個のレーダ2で形成される仮想アンテナの本数がN本で、M個のレーダ2でマルチスタティック動作が行われると、第1の実施形態による測位システム1AではN×Mの仮想アンテナが形成されるが、第2の実施形態による測位システム1Bでは、N×M²の仮想アンテナが形成される。

[0059] 例えば、図10に示す測位システム1Bで、各レーダ2₁、2₂、…、2_Mの

送信アンテナ T_x から送信信号が出射されて、目標 1 1 からの反射波がレーダ 2₁ の受信アンテナ R_x に受信されて形成されるアンテナデータ $Y_1(1)$ 、 $Y_1(2)$ 、 $\dots$ 、 $Y_1(M)$ は、次の (18) 式のように表される。

[数15]

$$\left. \begin{aligned} Y_1(1) &= [X_1(f_{peak}), X_2(f_{peak}), \dots, X_N(f_{peak})] \\ Y_1(2) &= [X_{N+1}(f_{peak}), X_{N+2}(f_{peak}), \dots, X_{2N}(f_{peak})] \\ &\vdots \\ Y_1(M) &= [X_{N(M-1)+1}(f_{peak}), X_{N(M-1)+2}(f_{peak}), \dots, X_{NM}(f_{peak})] \end{aligned} \right\} \dots (18)$$

[0060] ここで、図 10 に示すように、アンテナデータ $Y_1(1)$ は、レーダ 2₁ から出射されてレーダ 2₁ に受信される電波により形成されるデータ、アンテナデータ $Y_1(2)$ は、レーダ 2₂ から出射されてレーダ 2₁ に受信される電波により形成されるデータ、アンテナデータ $Y_1(M)$ は、レーダ 2_M から出射されてレーダ 2₁ に受信される電波により形成されるデータである。また、アンテナデータ $Y_2(1)$ は、レーダ 2₁ から出射されてレーダ 2₂ に受信される電波により形成されるデータ、アンテナデータ $Y_2(2)$ は、レーダ 2₂ から出射されてレーダ 2₂ に受信される電波により形成されるデータ、アンテナデータ $Y_2(M)$ は、レーダ 2_M から出射されてレーダ 2₂ に受信される電波により形成されるデータである。また、アンテナデータ $Y_M(1)$ は、レーダ 2₁ から出射されてレーダ 2_M に受信される電波により形成されるデータ、アンテナデータ $Y_M(2)$ は、レーダ 2₂ から出射されてレーダ 2_M に受信される電波により形成されるデータ、アンテナデータ $Y_M(M)$ は、レーダ 2_M から出射されてレーダ 2_M に受信される電波により形成されるデータである。

[0061] 1 つのレーダ 2₁ によって形成される仮想アンテナ数はこのように $N \times M$ になるので、 M 個のレーダで形成される仮想アンテナ数は $N \times M^2$ となる。

[0062] このような第 2 の実施形態による測位システム 1 B によれば、必要となるのは各レーダ 2₁、2₂ 間の送受信タイミングの同期のみである。このため、

図10に示すように、複数のレーダ 2_1 、 2_2 、 $\dots$ 、 2_M のうちの1つのレーダ2の出力する送信信号は、それ以外のレーダ2で受信可能になる。よって、各レーダ 2_1 、 2_2 、 $\dots$ 、 2_M によって得られる仮想アンテナ数が上記のように増加する。

[0063] したがって、AF法で用いられる畳み込み行列Cは、行列の行方向により多くのアンテナデータがスタックされる。このため、畳み込み行列Cとフィルタ係数ベクトルHとの行列の積を使って(9)式に表される連立方程式は、その方程式数がより増加して、フィルタ係数ベクトルHがより精度よく表される。すなわち、一般的な測位システムでは(9)式で示される連立方程式は、(7)式の推定波数Kとアンテナ数Nの関係が $K > (N - 1) / 2$ では劣決定問題であることから精度が劣化するが、本実施形態による測位システム1Bでも、複数行の行方向へのアンテナデータのスタックによりこの条件は緩和され、推定精度が向上する。したがって、より精度よく表されたフィルタ係数ベクトルHから、アンテナ間位相差 w_k がより精度よく計算され、目標11の角度推定はより高い角度分解能で行えるようになる。ただし、第1の実施形態と同様、各アンテナデータの取得間に目標位置が変化しないことが条件となる。

[0064] 図11(a)、(b)のグラフは、1個のレーダ2(モノスタティックレーダ)についてのMIMO処理によって形成される仮想アンテナのシミュレーション結果を示す。これら各グラフの横軸はクロスレンジ方向位置、縦軸はエレベーション方向位置を表す。図11(a)のグラフには、1個のレーダ2が有する2個の送信アンテナTxが三角形、4個の受信アンテナRxが四角形で表されている。図11(b)のグラフには、これら2個の送信アンテナTxおよび4個の受信アンテナRxによって形成される仮想アンテナが円形で表されている。図11(a)、(b)のグラフに示すように、1個のレーダ2における2個の送信アンテナTxおよび4個の受信アンテナRxによって形成される仮想アンテナの個数は、 $8 (= 2 \times 4)$ 個となる。

[0065] 図11(c)、(d)のグラフは、2個のレーダ 2_1 、 2_2 (バイスタティ

ックレーダ) についてのMIMO処理によって形成される仮想アンテナのシミュレーション結果を示す。これら各グラフの横軸および縦軸は図11(a)、(b)のグラフと同じである。図11(c)のグラフには、2個の各レーダ 2_1 、 2_2 がそれぞれ有する2個の送信アンテナ T_x が三角形、4個の受信アンテナ R_x が四角形で表されている。図11(d)のグラフには、これら2個の送信アンテナ T_x および4個の受信アンテナ R_x の2組みによって形成される仮想アンテナが、円形で表されている。図11(c)、(d)のグラフに示すように、2個のレーダ 2_1 、 2_2 における、2個の送信アンテナ T_x および4個の受信アンテナ R_x の2組みによって形成される仮想アンテナの個数は、 $32 (= 8 \times 2^2)$ 個となる。2個のレーダ 2_1 、 2_2 のバイスタティック動作により、枠Aに示す16個の仮想アンテナが増加している。

[0066] 図12(a)に示すグラフは、2目標の設置角度差を変化させたときにおける、図11(a)に示すモノスタティックレーダ(1つのレーダ)による角度推定のRMSE(二乗平均平方根誤差)と、図11(c)に示すバイスタティックレーダ(複数レーダ)による角度推定のRMSEとの比較結果を示す。同グラフの横軸は、図12(b)の平面図に示す、目標11aと目標11bとの2目標の設置角度差 $\Delta\theta$ を表す。同グラフの縦軸はRMSEを表す。また、各プロットが点線でつながれた特性線21は、モノスタティックレーダによる角度推定でのRMSEをシミュレーションした結果、各プロットが実線でつながれた特性線22は、バイスタティックレーダによる角度推定でのRMSEをシミュレーションした結果を示す。RMSEは、真値と測定値差の二乗平均後の平方根となるため、その値が小さくなるほど正確なことを表す。

[0067] 同グラフに示されるように、特性線22は特性線21よりもプロットがRMSEの小さい位置にあり、バイスタティックレーダによる角度推定の方が正確度が高いことが分かる。角度分解能も、例えば、縦軸のRMSEが、横軸の値となる2目標間の角度差の $1/2$ に一致する点が判断基準とした場合、モノスタティックレーダでは約5deg(RMSE=2.5deg)であるの

に対し、バイスタティックレーダでは約 3.5 deg ($\text{RMSE} = 1.75 \text{ deg}$) に改善されることが、同グラフから理解される。

[0068] 次に、本発明の第3の実施形態による測位システムについて、説明する。

[0069] 第3の実施形態による測位システムは、各レーダ 2_1 、 2_2 、 $\dots$ 、 2_M の送信アンテナ T_x および受信アンテナ R_x 間の物理距離 D が互いに異なる物理距離となるように、送信アンテナ T_x および受信アンテナ R_x が配置される点が、第2の実施形態による測位システム 1B と相違する。その他の点は第2の実施形態による測位システム 1B と同様である。

[0070] 図13(a)、(b)に示すグラフは、第3の実施形態による測位システムにおける2個のレーダ 2_1 、 2_2 についてのMIMO処理のシミュレーション結果を示す。これら各グラフの横軸および縦軸は図11(a)、(b)のグラフと同じである。図13(a)のグラフには、2個の各レーダ 2_1 、 2_2 がそれぞれ有する2個の送信アンテナ T_x が三角形、4個の受信アンテナ R_x が四角形で表されている。レーダ 2_1 が有する送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 D は D_1 、レーダ 2_2 が有する送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 D は D_2 で、 D_1 と D_2 とは異なる距離 ($D_1 \neq D_2$) に設定されている。

[0071] 図13(b)のグラフには、これら2個の送信アンテナ T_x および4個の受信アンテナ R_x の2組みによって形成される仮想アンテナが、円形で表されている。図13(a)、(b)のグラフに示すように、送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 D_1 と物理距離 D_2 とが異なる距離に設定された2個のレーダ 2_1 、 2_2 によって形成される仮想アンテナの個数は、 $32 (= 8 \times 2^2)$ 個となる。2個のレーダ 2_1 、 2_2 のバイスタティック動作により、枠Aに示す16個の仮想アンテナが増加している。

[0072] 図14(a)、(b)に示すグラフは、送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 D_1 と物理距離 D_2 とが等しい距離 ($D_1 = D_2$) に設定された2個のレーダ 2_1 、 2_2 についてのMIMO処理のシミュレーション結果を示す。図14(c)、(d)に示すグラフは、レーダ 2_1 における送信アンテナ

ナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 $D1$ が、レーダ 2_2 における送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 $D2$ より短い距離 ($D1 < D2$) に設定された 2 個のレーダ 2_1 、 2_2 についての MIMO 処理のシミュレーション結果を示す。図 14 (e)、(f) に示すグラフは、レーダ 2_1 における送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 $D1$ が、レーダ 2_2 における送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 $D2$ より長い距離 ($D1 > D2$) に設定された 2 個のレーダ 2_1 、 2_2 についての MIMO 処理のシミュレーション結果を示す。

[0073] これら各グラフの横軸および縦軸は図 11 (a)、(b) のグラフと同じである。また、同図において、図 13 と同一または相当する部分同一符号を付してその説明は省略する。

[0074] シミュレーション結果が図 14 (a)、(b) 示される、物理距離 $D1$ と物理距離 $D2$ とが等しい距離 ($D1 = D2$) に設定された 2 個のレーダ 2_1 、 2_2 では、仮想アンテナ数が 24 個である。しかし、シミュレーション結果が図 14 (c)、(d) 示される、物理距離 $D1$ が物理距離 $D2$ より短い距離 ($D1 < D2$) に設定された 2 個のレーダ 2_1 、 2_2 、および、図 14 (e)、(f) 示される、物理距離 $D1$ が物理距離 $D2$ より長い距離 ($D1 > D2$) に設定された 2 個のレーダ 2_1 、 2_2 では、仮想アンテナ数が 32 個で、物理距離 $D1$ と物理距離 $D2$ とが等しい距離 ($D1 = D2$) に設定された 2 個のレーダ 2_1 、 2_2 の場合よりも仮想アンテナ数が増加している。

[0075] 図 15 に示すグラフは、2 個のレーダ 2_1 、 2_2 について、送信アンテナ T_x と受信アンテナ R_x との間の物理距離 $D1$ と物理距離 $D2$ との距離差 ΔD を変化させた時に得られる仮想アンテナの数を、シミュレーションした結果を示す。同グラフの横軸は物理距離 $D1$ と物理距離 $D2$ との距離差 ΔD 、縦軸は仮想アンテナ数を表す。

[0076] 同グラフから、仮想アンテナ数は、距離差 $\Delta D = 0$ のときに最小となり、距離差 $\Delta D \neq 0$ のときに増加する。すなわち、物理距離 $D1$ と物理距離 $D2$ とが異なる距離に設定される第 3 の実施形態による測位システムによれば、仮想アン

テナ数が増加する。ただし、レーダ 2_1 とレーダ 2_2 とは別モジュールであるため、物理距離 $D1$ 、 $D2$ と比べて十分離れていることが前提となる。この前提は、レーダ 2_1 、 2_2 の実使用を考えれば妥当である。

[0077] 上記の第3の実施形態による測位システムによれば、各レーダ 2_1 、 2_2 、 $\dots$ 、 2_M によって得られる仮想アンテナ数は、第2の実施形態による測位システム1Bよりさらに増加する。したがって、畳み込み行列Cとフィルタ係数ベクトルHとの行列の積を使って(9)式に表される連立方程式は、その方程式数がさらに増加して、フィルタ係数ベクトルHがさらに精度よく表される。したがって、さらに精度よく表されたフィルタ係数ベクトルHから、アンテナ間位相差 w_k がさらに精度よく計算され、目標11の角度推定はさらに高い角度分解能で行えるようになる。ただし、第1および第2の実施形態と同様、各アンテナデータの取得間に目標位置が変化しないことが条件となる。

[0078] 図16は、第2および第3の実施形態による測位システム1Bの効果を説明する図である。

[0079] 図16(a)は、3個の送信アンテナ T_x および4個の受信アンテナ R_x を有する単体のレーダ2(モノスタティックレーダ)によって検知できる車両31の検知点31aを示す。図16(b)は、1個の送信アンテナ T_x および4個の受信アンテナ R_x を有する複数レーダ 2_1 、 2_2 、 2_3 (マルチスタティックレーダ)によって検知できる車両31の検知点31aを示す。

[0080] 図16(a)は、単体レーダ2では、実線で示す送信波が当たる検知点31aからの反射波しか受信できず、破線で示す送信波からの反射波は受信できないことを示している。図16(b)は、受信できる反射波が、複数レーダ 2_1 、 2_2 、 2_3 から送出される実線で示す送信波が当たる検知点31aからの反射波に限らないことを示している。つまり、レーダ 2_1 から送出される破線で示す送信波による反射波が他のレーダ 2_2 、 2_3 で受信され、レーダ 2_3 から送出される一点鎖線で示す送信波による反射波が他のレーダ 2_1 、 2_2 で受信されて、車両31の広い範囲にわたる検知点31aを認識できることを示

している。すなわち、複数レーダ 2_1 、 2_2 、 2_3 を有する測位システム1 Bによれば、レーダの開口長が増加することで、車両3 1の広い範囲にわたる検知点3 1 aを認識できることになる。

[0081] 図1 7は、第1または第2または第3の実施形態による測位システム1 Aまたは1 Bを車両3 1が備えることで奏される効果を説明する図である。この例では、車両3 1はドアに測位システム1 Aまたは1 Bを備える。したがって、車両3 1は、例えば、その発進時等に車両3 1の周囲に広がって存在する複数のポール4 1などを認識して、ドライバーに注意を促すことができる。本構成によれば、ポール4 1などの目標の角度推定が高い角度分解能で行える測位システム1 Aまたは1 Bを車両3 1に備えることができる。

[0082] なお、上記の各実施形態では、送受信機をレーダとした場合について説明した。しかし、送受信機はレーダに限らず、トランシーバなどであってもよく、この場合も上記の各実施形態と同様な作用効果が奏される。

[0083] また、上記の各実施形態では、信号処理部をレーダとは別に設けた場合について説明した。しかし、信号処理部をレーダに備えたり、信号処理部の一部をレーダに備えるように構成してもよい。この場合も上記の各実施形態と同様な作用効果が奏される。

符号の説明

- [0084] 1 A、1 B…測位システム
2、 2_1 、 2_2 、…、 2_M …レーダ（送受信機）
3…信号処理部
4…送受信機
4 a…低周波同期信号入力端子
5…R F 信号生成部
6…ミキサ
7…A D C（アナログ・デジタル変換器）
8…低周波同期信号生成部
9…ケーブル

1 1 …目標

T x …送信アンテナ

R x …受信アンテナ

関連出願の相互参照

[0085] 本出願は、2022年4月26日に日本国特許庁に出願された特願2022-072710に基づいて優先権を主張し、その全ての開示は完全に本明細書で参照により組み込まれる。

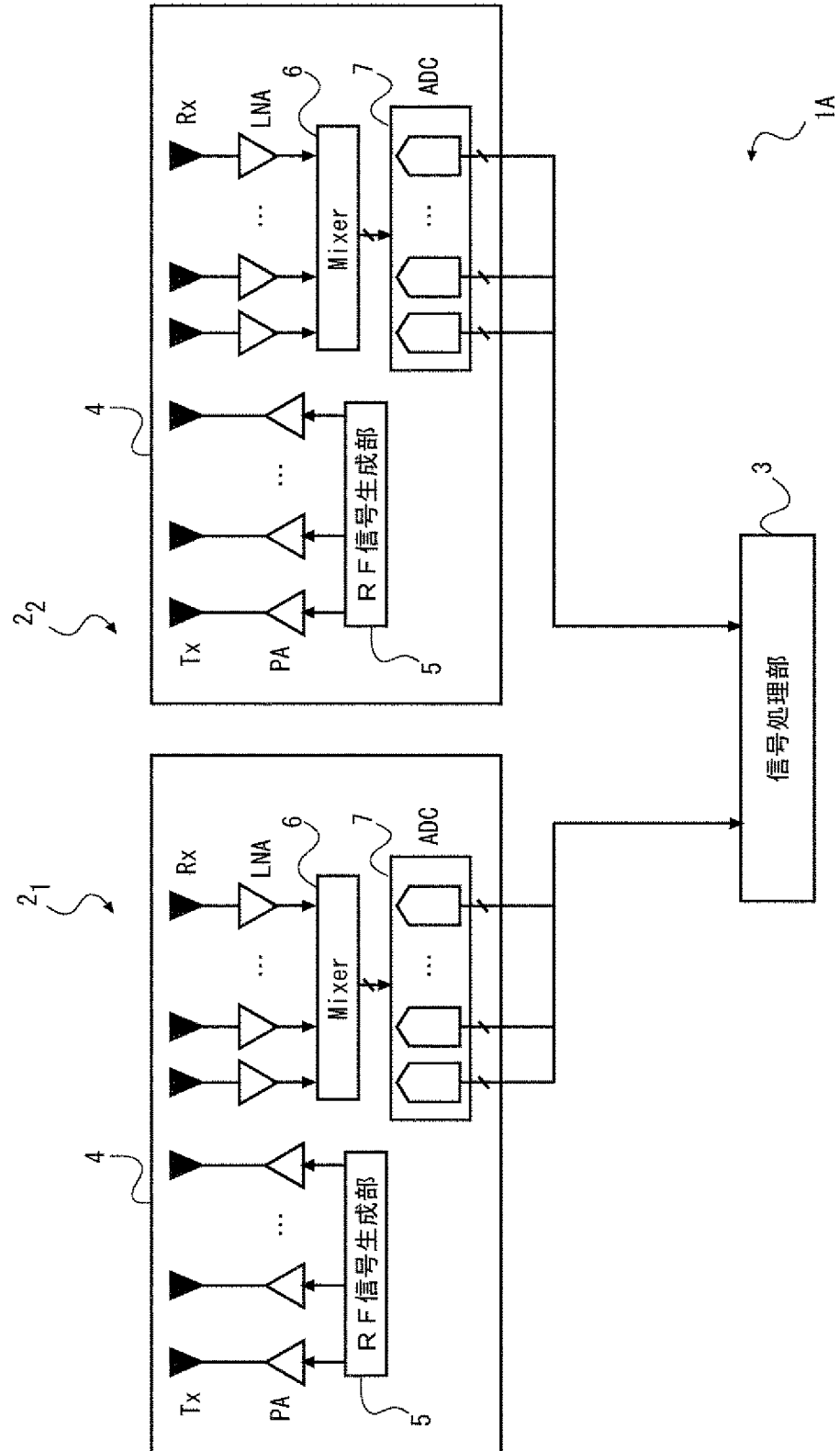
請求の範囲

- [請求項1] 電波を送信する複数の送信アンテナと、目標からの反射波を受信する複数の受信アンテナと、を備えた複数の送受信機と、
零化フィルタを使ったAnnihilating Filter法を用いた前記目標の角度推定を行う信号処理部と
を備え、
前記信号処理部は、
複数のアンテナデータを行列の行方向にスタックして合成することで畳み込み行列を生成し、
フィルタ係数ベクトルを未知とした、前記畳み込み行列と、前記零化フィルタの伝達関数のフィルタ係数ベクトルとの行列の積を使って表される連立方程式から、前記フィルタ係数ベクトルを求め、
求めた前記フィルタ係数ベクトルからアンテナ間位相差を計算し、
計算した前記アンテナ間位相差に基づいて前記目標からの反射波の到来角度を推定する演算を行う
測位システム。
- [請求項2] 前記複数の送受信機は、それぞれ、送信信号と受信信号とをミキシングして中間周波数信号を生成するミキサを備え、
前記中間周波数信号の周波数帯における信号処理の同期を各前記送受信機間で取る同期信号生成部をさらに備えることを特徴とする請求項1に記載の測位システム。
- [請求項3] 前記複数の送受信機において、一つの送受信機の前記送信アンテナおよび前記受信アンテナ間の物理距離が、他の送受信機における物理距離と異なっていることを特徴とする請求項2に記載の測位システム。
- [請求項4] 前記一つの送受信機の前記送信アンテナおよび前記受信アンテナ間の物理距離が、他の送受信機における物理距離よりも小さいことを特徴とする請求項3に記載の測位システム。

- [請求項5] 前記一つの送受信機の前記送信アンテナおよび前記受信アンテナ間の物理距離が、他の送受信機における物理距離よりも大きいことを特徴とする請求項3に記載の測位システム。
- [請求項6] 請求項1から請求項5のいずれか1項に記載の測位システムを備える車両。
- [請求項7] 零化フィルタを使ったAnnihilating Filter法を用いた目標の角度推定を行う信号処理において、
複数の送受信機がそれぞれ備える、電波を送信する複数の送信アンテナと、前記目標からの反射波を受信する複数の受信アンテナとにより得られる複数のアンテナデータを、行列の行方向にスタックして合成することで畳み込み行列を生成するステップと、
フィルタ係数ベクトルを未知とした、前記畳み込み行列と、前記零化フィルタの伝達関数のフィルタ係数ベクトルとの行列の積を使って表される連立方程式から、前記フィルタ係数ベクトルを求めるステップと、
求めた前記フィルタ係数ベクトルからアンテナ間位相差を計算するステップと、
計算した前記アンテナ間位相差に基づいて前記目標からの反射波の到来角度を推定する演算を行うステップと
を備える測位方法。

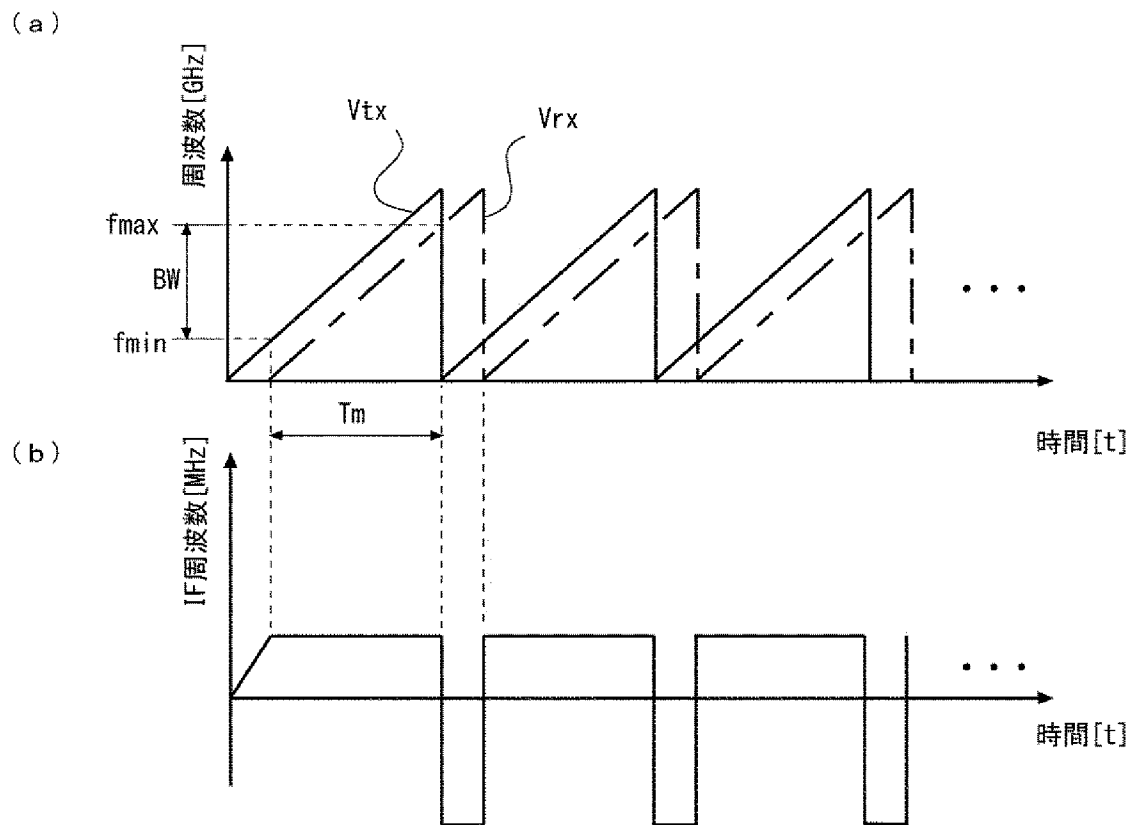
[図1]

図 1



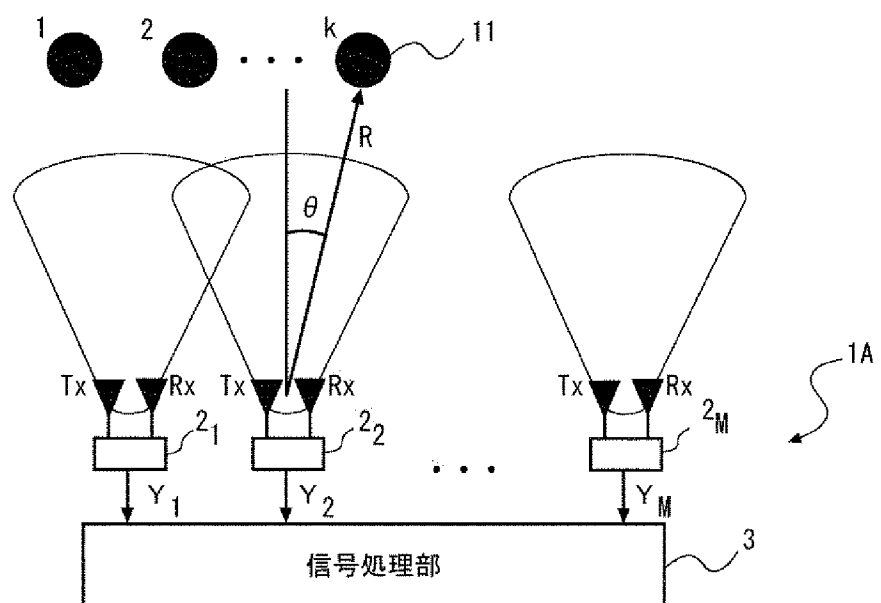
[図2]

図 2



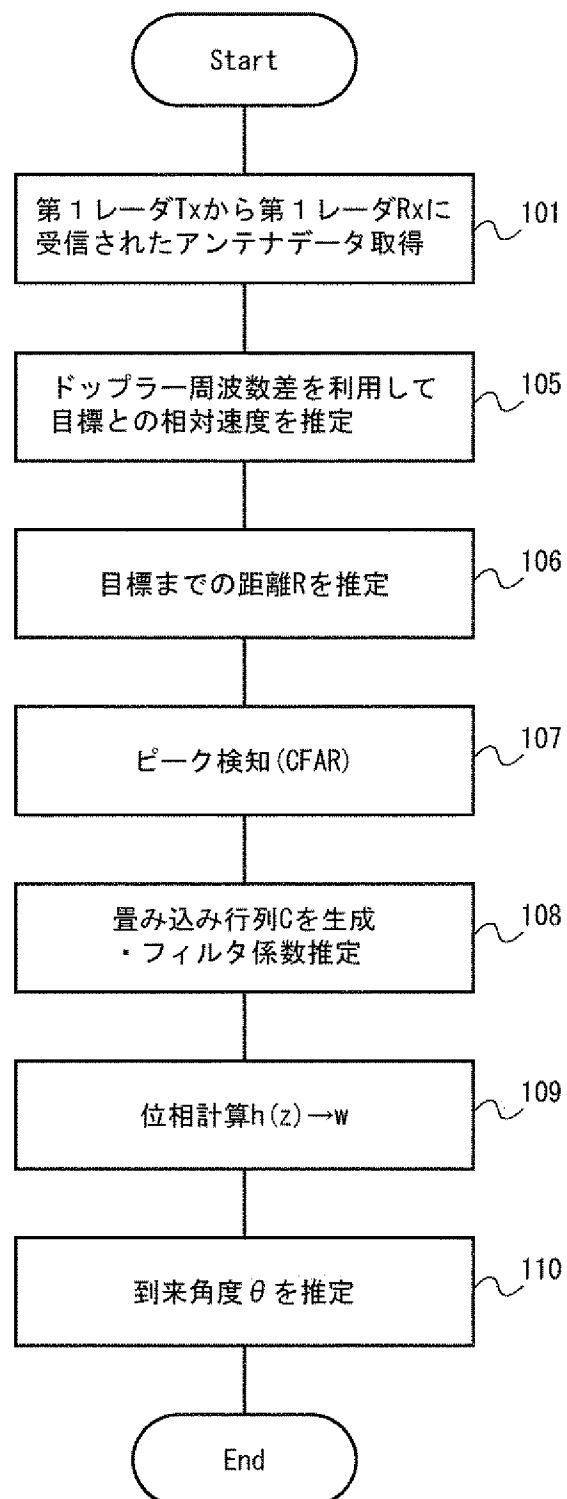
[図3]

図 3



[図4]

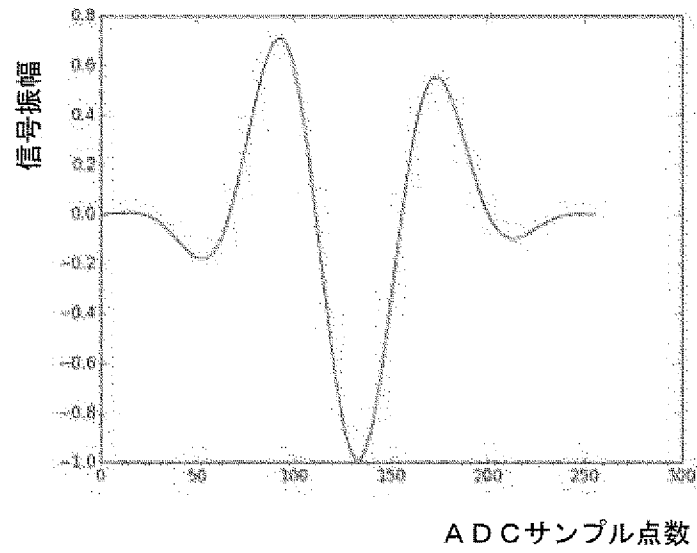
図 4



[図5]

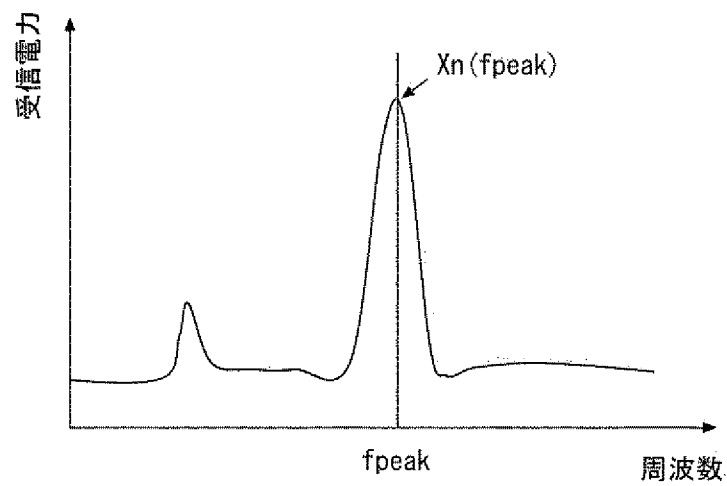
図 5

(a)



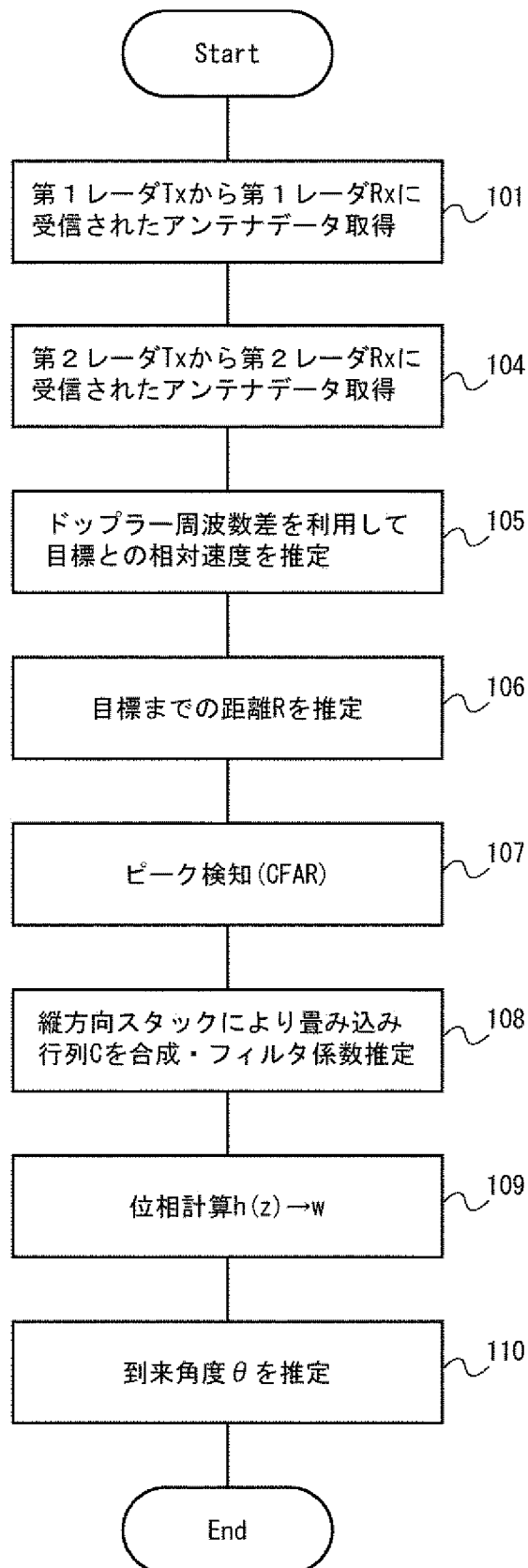
↓ 距離FFT

(b)



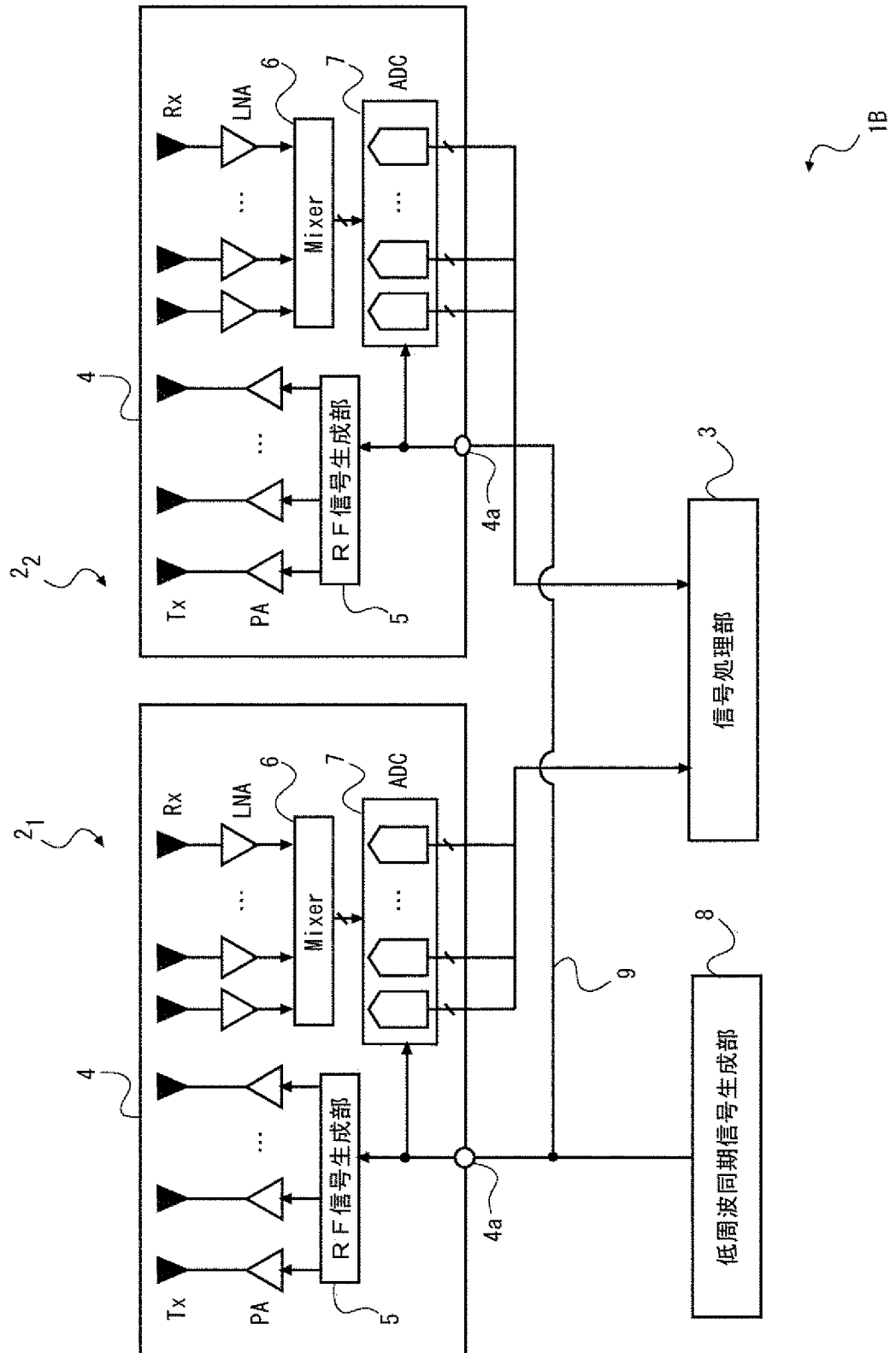
[図6]

図 6



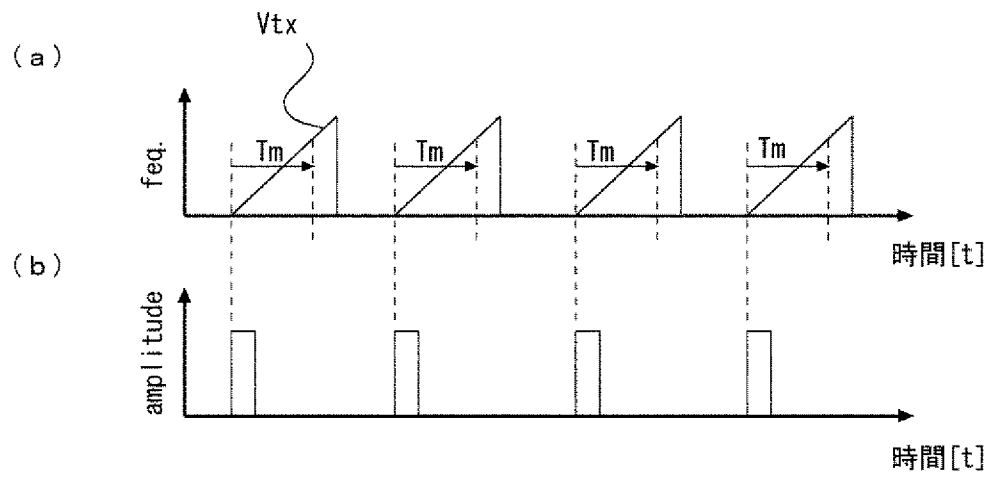
[図7]

図 7



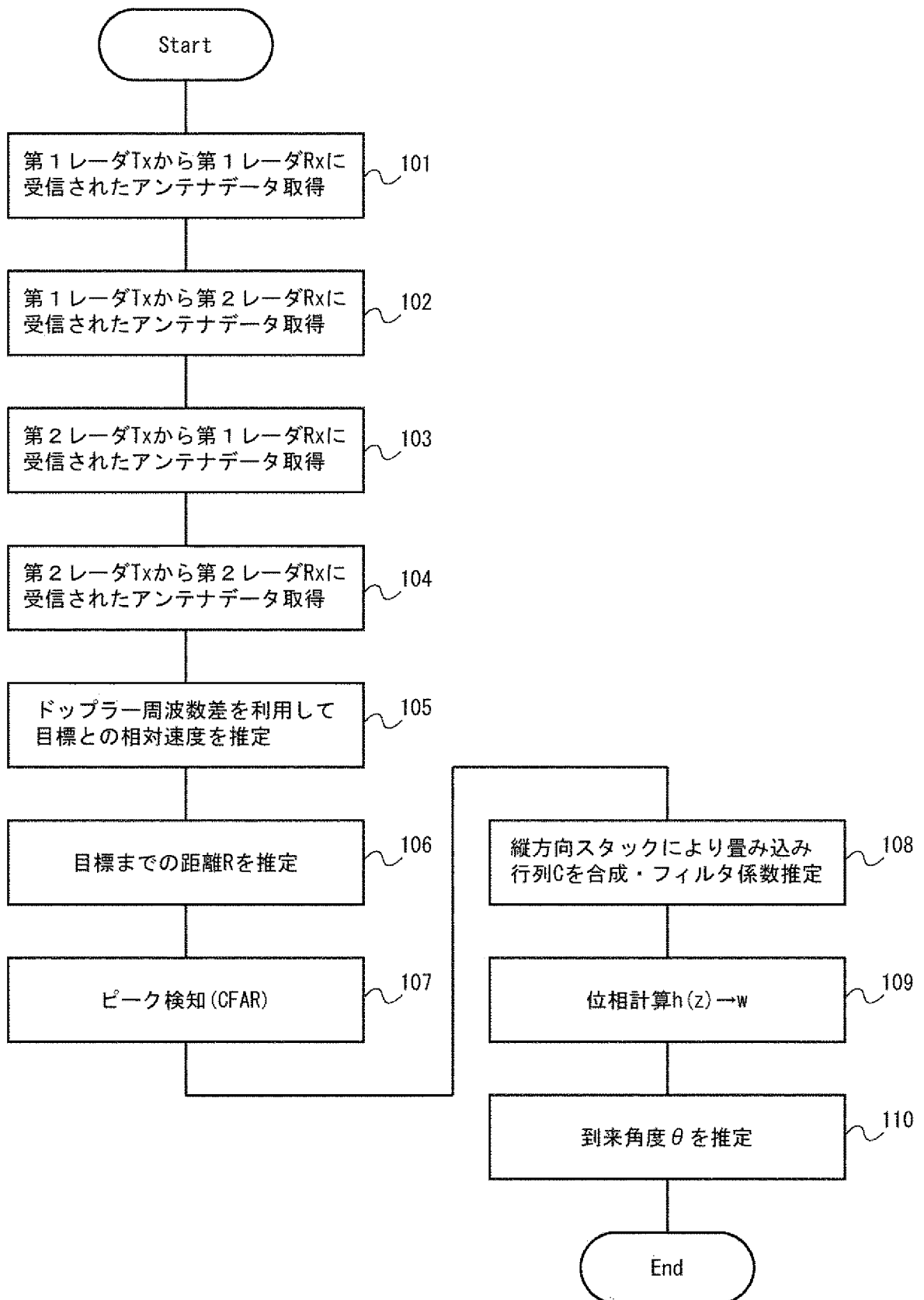
[図8]

図 8



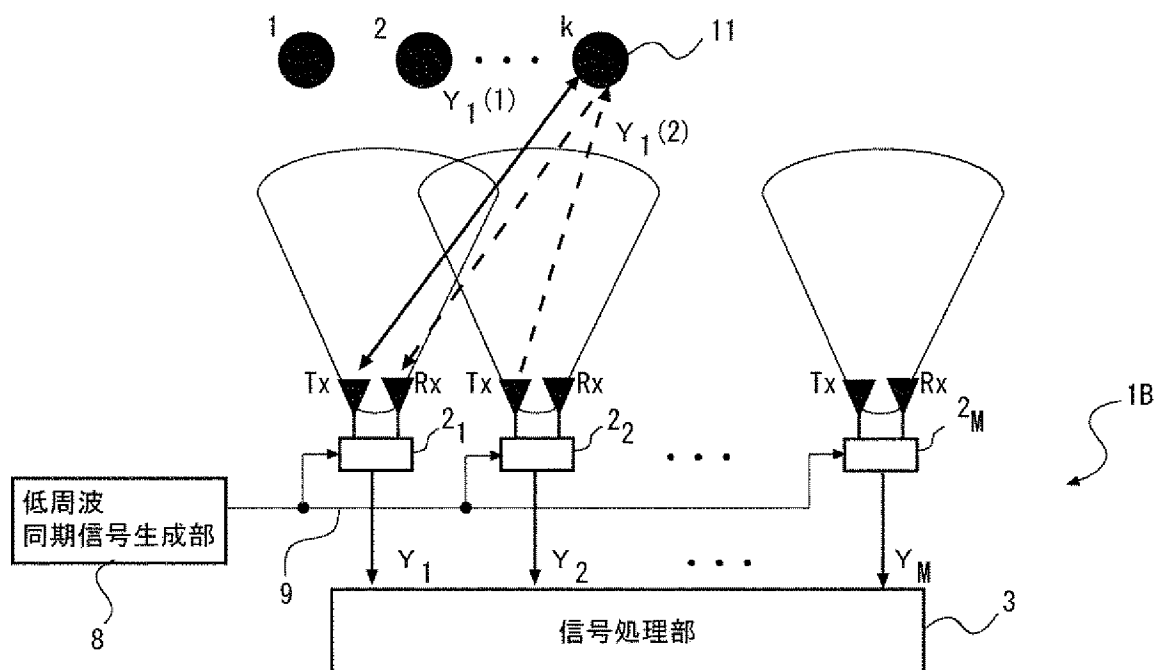
[図9]

図 9



[図10]

図 10



[図11]

図 1 1

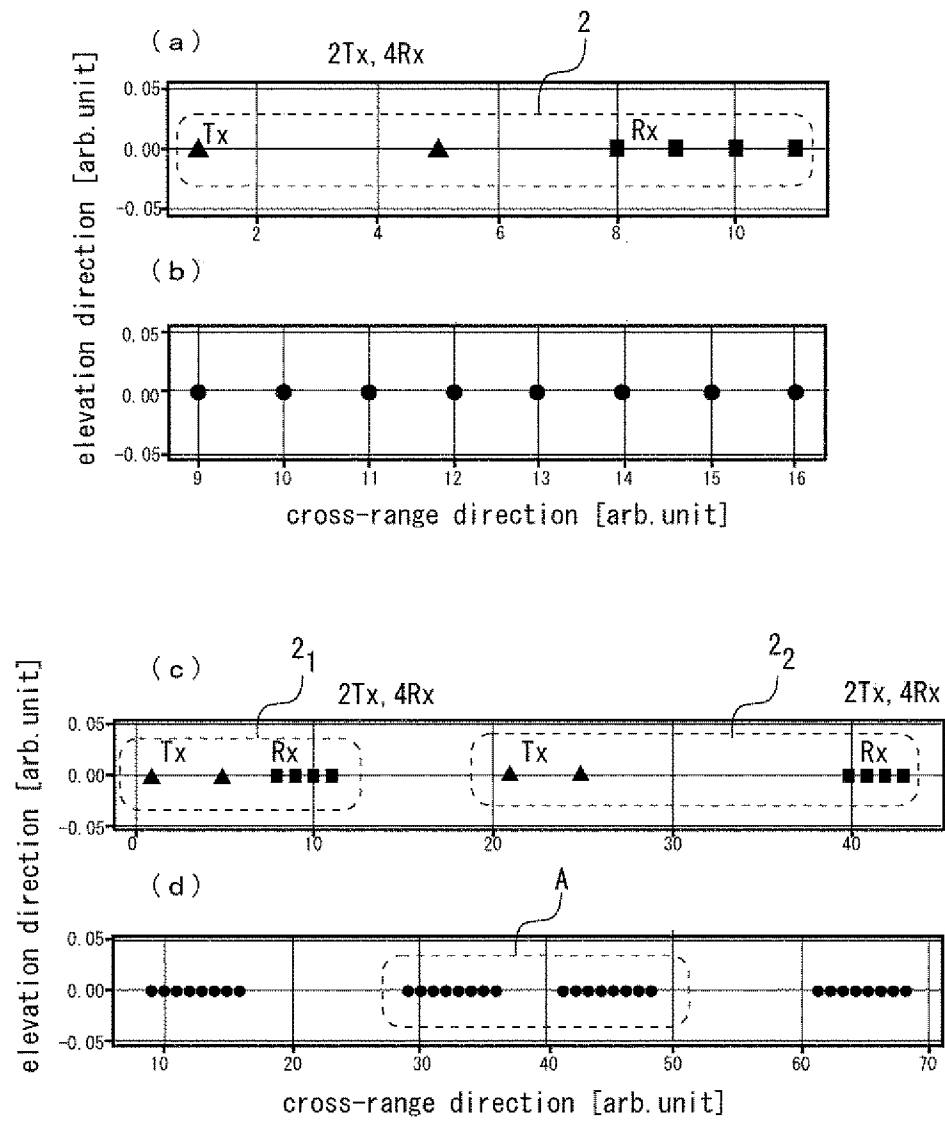


图 1 2

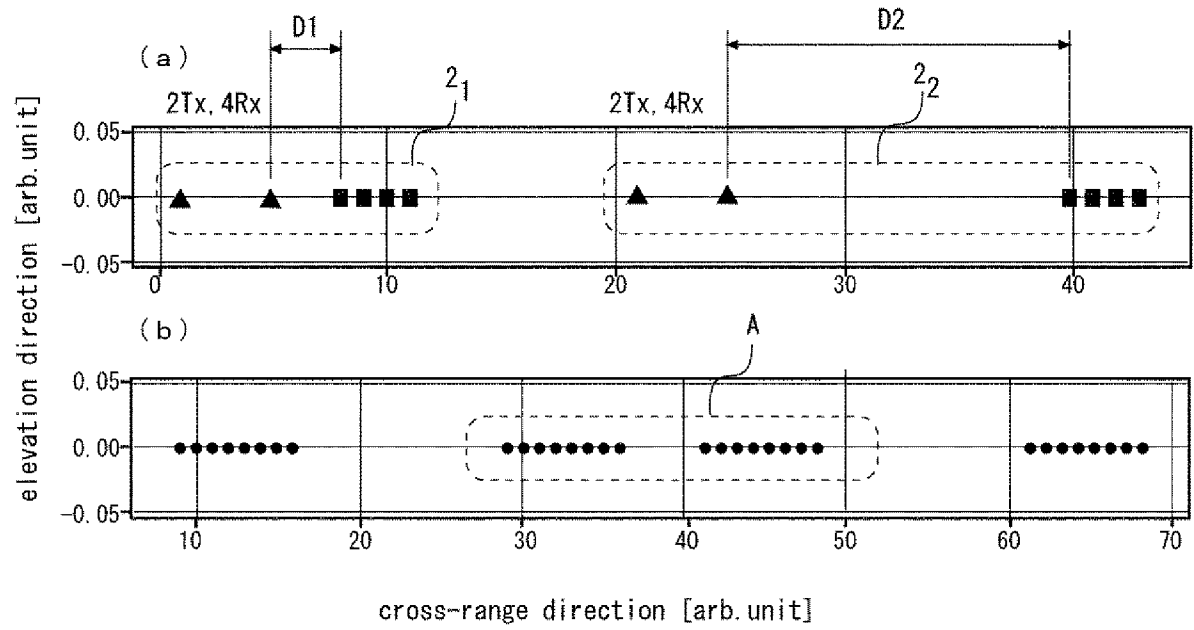
Figure 10 is a line graph showing the Root Mean Square Error (RMSE) in degrees versus the Angle difference in degrees. The Y-axis is labeled "RMSE (deg)" and ranges from 0 to 40. The X-axis is labeled "Angle diff. (deg)" and ranges from 0 to 20. Two data series are plotted: "1レーダ" (1 Radar) represented by a dotted line with circular markers, and "複数レーダ" (Multiple Radar) represented by a solid line with circular markers. The "1レーダ" series starts at approximately 35 degrees RMSE for a 1-degree angle difference and decreases to near 0 degrees RMSE at 20 degrees angle difference. The "複数レーダ" series starts at approximately 13 degrees RMSE for a 1-degree angle difference and decreases to near 0 degrees RMSE at 20 degrees angle difference. A vertical arrow labeled "22" points to the "複数レーダ" series at a 1-degree angle difference, indicating a significant drop in RMSE. A wavy line labeled "21" points to the "1レーダ" series at a 3-degree angle difference.

Angle diff. (deg)	1レーダ RMSE (deg)	複数レーダ RMSE (deg)
1	35	13
2	33	13
3	30	3
4	29	4
5	12	2
6	13	2
7	2	1
8	2	1
9	2	1
10	2	1
11	1	0.5
12	1	0.5
13	1	0.5
14	1	0.5
15	1	0.5
16	1	0.5
17	1	0.5
18	1	0.5
19	1	0.5
20	1	0.5

A diagram illustrating a radar system. At the bottom center, a horizontal black bar represents the radar, labeled "radar". Two dashed vertical lines extend upwards from the radar. Two solid lines, each labeled "R", represent the range to two targets. The targets are represented by black circles at the top left and top right, labeled "目標1" (Target 1) and "目標2" (Target 2) respectively. A curved arrow between the two dashed lines indicates the angle $\Delta\theta$. A wavy line labeled "11a" points to Target 1, and a wavy line labeled "11b" points to Target 2.

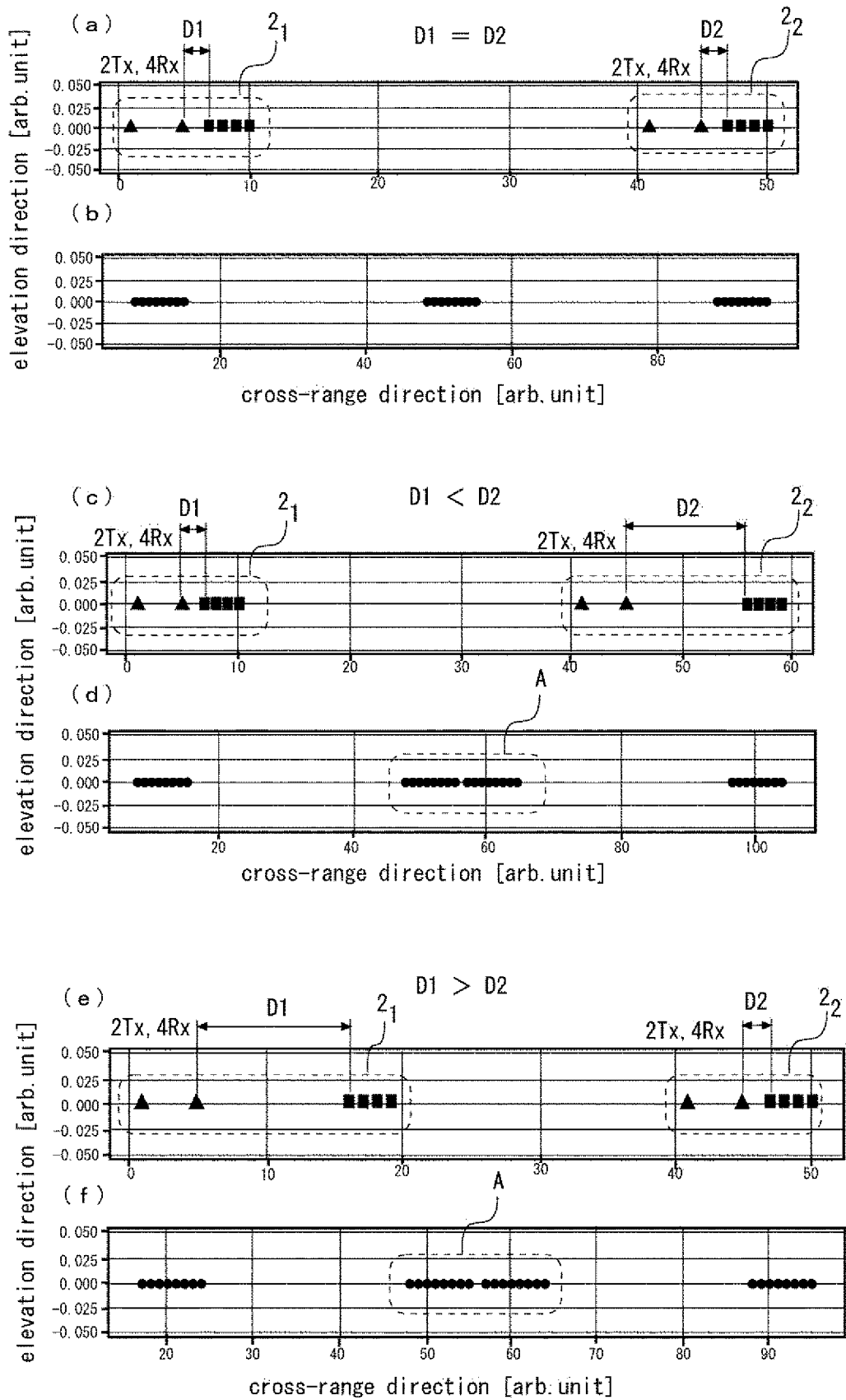
[図13]

図 1 3



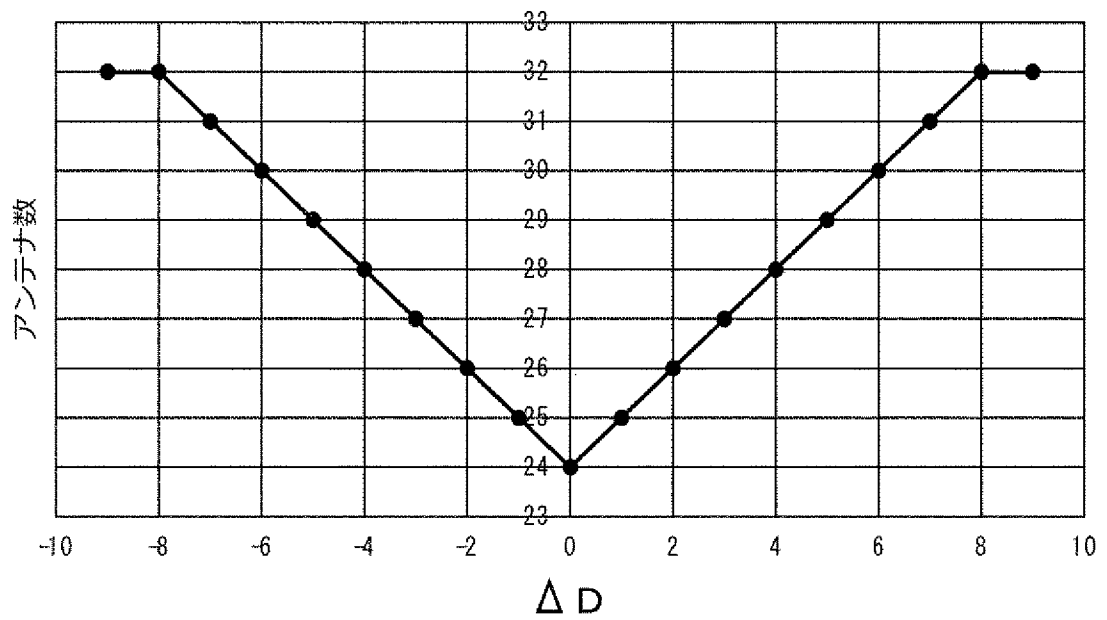
[図14]

図 14



[図15]

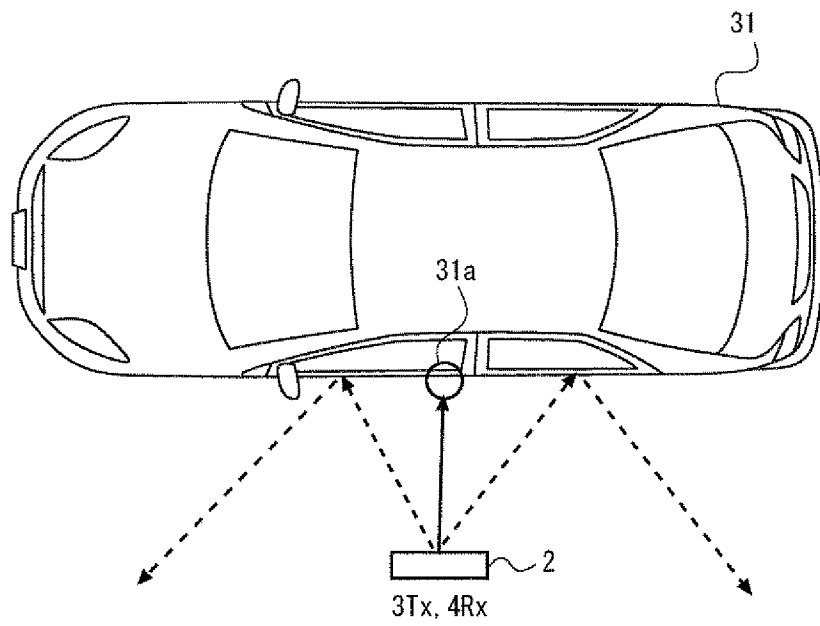
図 1 5



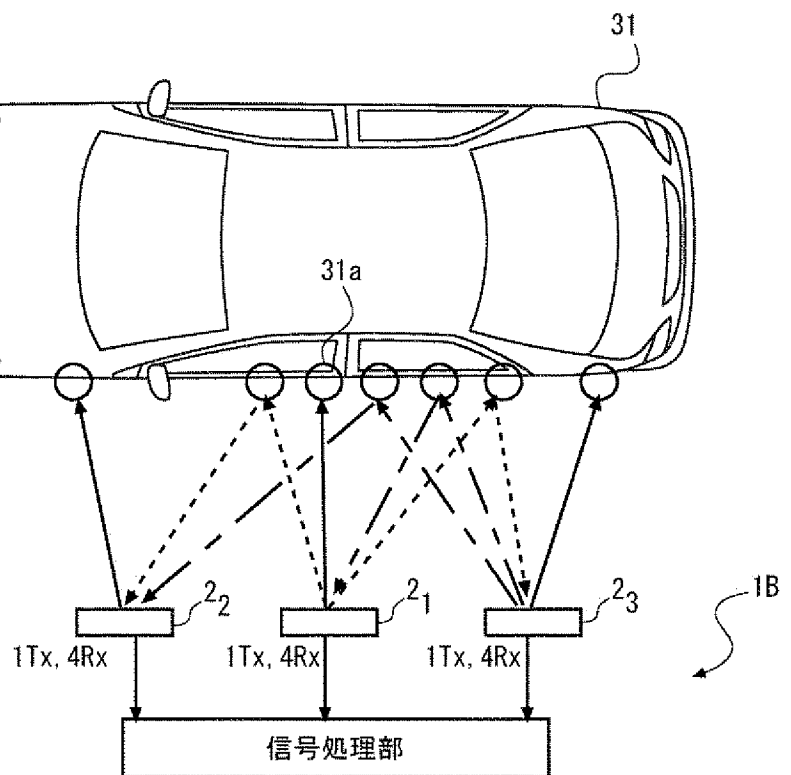
[図16]

図 16

(a)

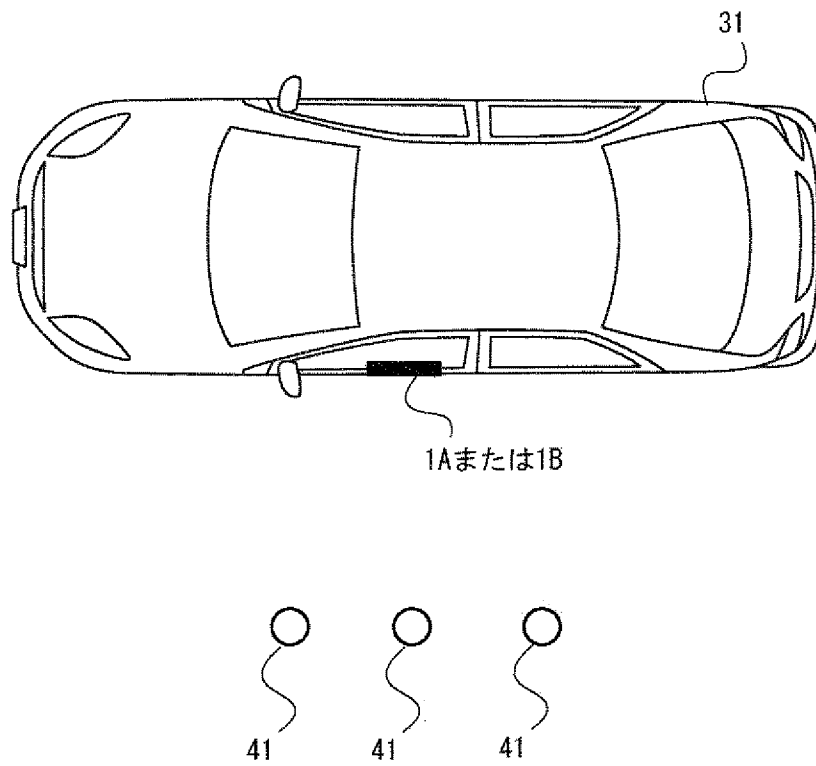


(b)



[図17]

図 1 7



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/015519

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER <i>G01S 7/02</i> (2006.01)i; <i>G01S 13/931</i> (2020.01)i FI: G01S7/02 218; G01S13/931 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) G01S7/00-7/42, 13/00-13/95 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Published examined utility model applications of Japan 1922-1996 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2023 Registered utility model specifications of Japan 1996-2023 Published registered utility model applications of Japan 1994-2023 Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) JSTPlus/JMEDPlus/JST7580 (JDreamIII); Scopus		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WANG, Tianyun et al. Frequency Diverse MIMO Radar Sparse Imaging Using Annihilating Filter. 2018 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). September 2018, DOI: 10.1109/ICSPCC.2018.8567759 entire text, all drawings	1-7
A	KHARE, Soumya et al. All-Analog Structures for AF Relaying in mmWave Massive MIMO Systems. 2021 IEEE 4th 5G World Forum (5GWF). October 2021, DOI: 10.1109/5GWF52925.2021.00015 entire text, all drawings	1-7
A	WO 2020/261834 A1 (MURATA MANUFACTURING CO., LTD.) 30 December 2020 (2020-12-30) entire text, all drawings	1-7
☐ 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 17 May 2023		Date of mailing of the international search report 30 May 2023
Name and mailing address of the ISA/JP Japan Patent Office (ISA/JP) 3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915 Japan		Authorized officer Telephone No.

International application No.

PCT/JP2023/015519

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
WO	2020/261834	A1	30 December 2020	US 2022/0091230 A1 entire text, all drawings CN 113892037 A DE 112020002763 T5	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） G01S 7/02(2006.01)i; G01S 13/931(2020.01)i FI: G01S7/02 218; G01S13/931		
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）） G01S7/00-7/42, 13/00-13/95 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 1971-2023年 日本国実用新案登録公報 1996-2023年 日本国登録実用新案公報 1994-2023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） JSTPlus/JMEDPlus/JST7580 (JDreamII); Scopus		
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	Tianyun WANG et al., Frequency Diverse MIMO Radar Sparse Imaging Using Annihilating Filter, 2018 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), 2018.09, DOI: 10.1109/ICSPCC.2018.8567759 全文全図	1-7
A	Soumya KHARE et al., All-Analog Structures for AF Relaying in mmWave Massive MIMO Systems, 2021 IEEE 4th 5G World Forum (5GWF), 2021.10, DOI: 10.1109/5GWF52925.2021.00015 全文全図	1-7
A	WO 2020/261834 A1 (株式会社村田製作所) 30.12.2020 (2020-12-30) 全文全図	1-7
☐ 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、一般的技术水準を示すもの “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抵触するものではなく、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 17.05.2023	国際調査報告の発送日 30.05.2023	
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	権限のある職員（特許庁審査官） 梶田 真也 2M 3303 電話番号 03-3581-1101 内線 3216	

国際出願番号
PCT/JP2023/015519

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
WO	2020/261834	A1	30.12.2020	US 2022/0091230 A1 全文全図 CN 113892037 A DE 112020002763 T5	