

(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
2024年1月18日(18.01.2024)



(10) 国際公開番号

WO 2024/014276 A1

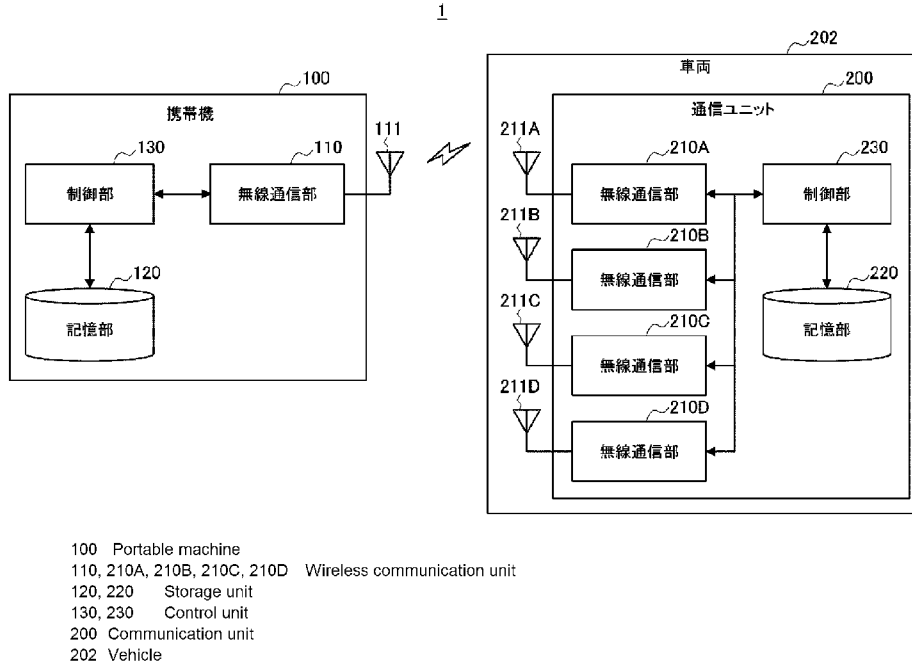
(51) 国際特許分類:
G01S 3/50 (2006.01) G01S 13/76 (2006.01)
(21) 国際出願番号: PCT/JP2023/023661
(22) 国際出願日: 2023年6月26日(26.06.2023)
(25) 国際出願の言語: 日本語
(26) 国際公開の言語: 日本語
(30) 優先権データ:
特願 2022-112337 2022年7月13日(13.07.2022) JP
(71) 出願人: 株式会社東海理化電機製作所(KABUSHIKI KAISHA TOKAI RIKI DENKI SEISAKUSHO) [JP/JP]; 〒4800195 愛知県丹羽郡大口町豊田三丁目260番地 Aichi (JP). 国立大学法人 名古屋工業大

学(NAGOYA INSTITUTE OF TECHNOLOGY) [JP/JP]; 〒4468555 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番 Aichi (JP).

(72) 発明者: 片岡 研人 (KATAOKA, Kento); 〒4800195 愛知県丹羽郡大口町豊田三丁目260番地 株式会社東海理化電機製作所内 Aichi (JP). 古賀 健一(KOGA, Kenichi); 〒4800195 愛知県丹羽郡大口町豊田三丁目260番地 株式会社東海理化電機製作所内 Aichi (JP). 古池 竜也(KOIKE, Tatsuya); 〒4800195 愛知県丹羽郡大口町豊田三丁目260番地 株式会社東海理化電機製作所内 Aichi (JP). 大石 佳樹(OISHI, Yoshiki); 〒4800195 愛知県丹羽郡大口町豊田三丁目260番地 株式会社東海理化電機製作所内 Aichi (JP). 菊間 信良

(54) Title: COMMUNICATION DEVICE, INFORMATION PROCESSING METHOD, AND PROGRAM

(54) 発明の名称: 通信装置、情報処理方法、及びプログラム



100 Portable machine
110, 210A, 210B, 210C, 210D Wireless communication unit
120, 220 Storage unit
130, 230 Control unit
200 Communication unit
202 Vehicle

(57) Abstract: [Problem] To improve accuracy of estimating the angle and the distance between a plurality of devices. [Solution] This communication device is provided with a wireless communication unit and a control unit that, when another communication device transmits a signal including pulses as a first signal: takes, at every prescribed time, a correlation between the first signal received by the wireless communication unit and a second signal corresponding to the first signal; converts a correlation calculation result on the correlation between the second signal and the first signal taken at every

[続葉有]

(KIKUMA, Nobuyoshi); 〒4468555 愛知県名古屋
市昭和区御器所町字木市 2 9 番 国立大学
法人 名古屋工業大学内 Aichi (JP).

(74) 代理人: 伊 藤 学, 外 (ITO, Manabu et al.);
〒1600023 東京都新宿区西新宿 7 - 2 2
- 3 7 ストーク西新宿 4 1 3 協学国
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, 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,
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))

prescribed time into a format including a matrix multiplication between a Vandermonde matrix, being a matrix comprising a plurality of elements representing correlation calculation results obtained based on an assumption that signals were received at a plurality of set times and at a plurality of set angles, and expanded signal vectors, being vectors comprising a plurality of elements representing the presence or absence of signals at the set times and at the set angles and the amplitude and the phase of said signals; and estimates a reception time point and the arrival angle of the second signal on the basis of the set times and the set angles corresponding to the respective elements in the expanded signal vectors. The interval of the set times is shorter than the prescribed time.

(57) 要約: 【課題】複数の装置間における距離および角度の推定精度を向上させる。【解決手段】無線通信部と、他の通信装置がパルスを含む信号を第1の信号として送信した場合に無線通信部により受信された第1の信号に対応する信号である第2の信号と第1の信号との相関を規定時間ごとにとり、第2の信号と第1の信号との相関を規定時間ごとにとった結果である相関演算結果を複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であるビンモード行列と設定時間および設定角度ごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである拡張信号ベクトルとの行列積を含む形式に変換し、拡張信号ベクトルにおける複数の要素の各々に対応する設定時間および設定角度に基づいて第2の信号の受信時刻および到来角度を推定する制御部と、を備え、設定時間の間隔は規定時間よりも短い、通信装置。

明 細 書

発明の名称：通信装置、情報処理方法、及びプログラム

技術分野

[0001] 本発明は、通信装置、情報処理方法、及びプログラムに関する。

背景技術

[0002] 近年では、装置間で信号を送受信した結果に従って、一方の装置が他方の装置の位置を特定する位置特定技術が開発されている。位置特定技術の一例として、下記特許文献1には、UWB (Ultra-Wide Band) で無線通信を行うことで、UWB受信機がUWB送信機からの無線信号の入射角を特定する技術が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：国際公開第2015／176776号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかし、上記特許文献1に記載の技術においては、無線信号の入射角を特定することはなされているものの、UWB受信機とUWB送信機との間の距離および角度の測定精度を向上させることについては、更なる改善の余地があった。

[0005] すなわち、一方の装置と他方の装置との間の距離を測定する技術において、それらの装置間の距離および角度の測定精度をより向上させることが望まれている。

[0006] そこで、本発明は、上記問題に鑑みてなされたものであり、本発明の目的とするところは、複数の装置間における距離および角度の推定精度を向上させることが可能な仕組みを提供することにある。

課題を解決するための手段

[0007] 上記課題を解決するために、本発明のある観点によれば、他の通信装置が

ら信号を無線で受信する無線通信部と、前記他の通信装置がパルスを含む信号を第1の信号として送信した場合に前記無線通信部により受信された、前記第1の信号に対応する信号である第2の信号と、前記第1の信号と、の相関を規定時間ごとにとり、前記第2の信号と前記第1の信号との相関を前記規定時間ごとにとった結果である相関演算結果を、複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの前記相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であるビンモード行列と、前記設定時間および前記設定角度ごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである拡張信号ベクトルと、の行列積を含む形式に変換し、前記拡張信号ベクトルにおける前記複数の要素の各々に対応する前記設定時間および前記設定角度に基づいて前記第2の信号の受信時刻および到来角度を推定する制御部と、を備え、前記設定時間の間隔は、前記規定時間よりも短い、通信装置が提供される。

[0008] また、上記課題を解決するために、本発明の別の観点によれば、他の通信装置から信号を無線で受信することと、前記他の通信装置がパルスを含む信号を第1の信号として送信した場合に受信された、前記第1の信号に対応する信号である第2の信号と、前記第1の信号と、の相関を規定時間ごとにとり、前記第2の信号と前記第1の信号との相関を前記規定時間ごとにとった結果である相関演算結果を、複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの前記相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であるビンモード行列と、前記設定時間および前記設定角度ごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである拡張信号ベクトルと、の行列積を含む形式に変換し、前記拡張信号ベクトルにおける前記複数の要素の各々に対応する前記設定時間および前記設定角度に基づいて前記第2の信号の受信時刻および到来角度を推定すること、を含み、前記設定時間の間隔は、前記規定時間よりも短い、情報処理方法が提供される。

[0009] また、上記課題を解決するために、本発明の別の観点によれば、コンピュ

ータを、他の通信装置がパルスを含む信号を第1の信号として送信した場合に、前記他の通信装置から信号を無線で受信する無線通信部により受信された、前記第1の信号に対応する信号である第2の信号と、前記第1の信号と、の相関を規定時間ごとにとり、前記第2の信号と前記第1の信号との相関を前記規定時間ごとにとった結果である相関演算結果を、複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの前記相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であるピンモード行列と、前記設定時間および前記設定角度ごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである拡張信号ベクトルと、の行列積を含む形式に変換し、前記拡張信号ベクトルにおける前記複数の要素の各々に対応する前記設定時間および前記設定角度に基づいて前記第2の信号の受信時刻および到来角度を推定する制御部、として機能させ、前記設定時間の間隔は、前記規定時間よりも短い、プログラムが提供される。

発明の効果

[0010] 以上説明したように本発明によれば、複数の装置間における距離および角度の推定精度を向上させることが可能な仕組みが提供される。

図面の簡単な説明

[0011] [図1]本発明の一実施形態に係るシステムの構成の一例を示す図である。

[図2]本実施形態に係る車両に設けられる複数のアンテナの配置の一例を示す図である。

[図3]本実施形態に係る携帯機の位置パラメータの一例を示す図である。

[図4]本実施形態に係る携帯機の位置パラメータの一例を示す図である。

[図5]本実施形態に係る通信ユニットにおける信号処理の処理ブロックの一例を示す図である。

[図6]本実施形態に係るCIRの一例を示すグラフである。

[図7]本実施形態に係るシステムにおいて実行される測距処理の流れの一例を示すシーケンス図である。

[図8]本実施形態に係るシステムにおいて実行される角度推定処理の流れの一

例を示すシーケンス図である。

[図9]本実施形態の技術的課題を説明するためのグラフである。

[図10]本実施形態の技術的課題を説明するためのグラフである。

[図11]本実施形態の技術的課題を説明するためのグラフである。

[図12]本実施形態の技術的課題を説明するためのグラフである。

[図13]時間情報に基づくマルチパスの分離が困難な場合について説明するための図である。

[図14]時間情報および角度情報に基づくマルチパスの分離について説明するための図である。

[図15]本発明の一実施形態に係る2D-FOCUSおよびFOCUSにおける遅延プロファイル、ピンモード行列、および推定される拡張信号ベクトルの違いを概略的に示す図である。

[図16]本実施形態に係る2D-FOCUSおよびFOCUSにおける遅延プロファイルの違いについて詳細に説明するための図である。

[図17]本実施形態に係る2D-FOCUSおよびFOCUSにおけるピンモード行列の違いについて詳細に説明するための図である。

[図18]本実施形態に係る2D-FOCUSおよびFOCUSにおける拡張信号ベクトルの違いについて詳細に説明するための図である。

[図19]本実施形態に係る方向のモードベクトルの例について説明するための図である。

[図20]本実施形態に係る方向のモードベクトルの例について説明するための図である。

[図21]本実施形態に係る方向のモードベクトルの例について説明するための図である。

[図22]本実施形態に係る通信ユニット200により実行される位置パラメータ推定処理の流れの一例を示すフローチャートである。

[図23]本実施形態に係るビームスペース処理の概要について説明するための図である。

[図24]本実施形態に係るマルチビーム形成について説明するための図である。

[図25]本実施形態に係るマルチビーム形成後の信号の行列について説明するための図である。

[図26]本実施形態に係る時間領域に基づく選択の後に角度領域に基づく選択を行う手法について説明するための図である。

[図27]本実施形態に係る角度領域に基づく選択の後に時間領域に基づく選択を行う手法について説明するための図である。

[図28]本実施形態に係る時間領域に基づく選択と角度領域に基づく選択を同時に行う手法について説明するための図である。

[図29]本実施形態に係る時間領域に基づく選択と角度領域に基づく選択を同時に行う手法について説明するための図である。

発明を実施するための形態

[0012] 以下に添付図面を参照しながら、本発明の好適な実施の形態について詳細に説明する。なお、本明細書及び図面において、実質的に同一の機能構成を有する構成要素については、同一の符号を付することにより重複説明を省略する。

[0013] また、本明細書及び図面において、実質的に同一の機能構成を有する要素を、同一の符号の後に異なるアルファベットを付して区別する場合もある。例えば、実質的に同一の機能構成を有する複数の要素を、必要に応じて無線通信部210A、210B及び210Cのように区別する。ただし、実質的に同一の機能構成を有する複数の要素の各々を特に区別する必要がない場合、同一符号のみを付する。例えば、無線通信部210A、210B及び210Cを特に区別する必要が無い場合には、単に無線通信部210と称する。

[0014] <<1. 構成例>>

図1は、本発明の一実施形態に係るシステム1の構成の一例を示す図である。図1に示すように、本実施形態に係るシステム1は、携帯機100、及び通信ユニット200を含む。本実施形態における通信ユニット200は、

車両 202 に搭載される。車両 202 は、ユーザの利用対象の一例である。

[0015] 本発明には、被認証者側の通信装置と、認証者側の通信装置と、が関与する。図 1 に示した例では、携帯機 100 が被認証者側の通信装置の一例であり、通信ユニット 200 が認証者側の通信装置の一例である。

[0016] システム 1 においては、ユーザ（例えば、車両 202 のドライバー）が携帯機 100 を携帯して車両 202 に近づくと、携帯機 100 と車両 202 に搭載された通信ユニット 200 との間で認証のための無線通信が行われる。そして、認証が成功すると、車両 202 のドア錠がアンロックされたりエンジンが始動されたりして、車両 202 がユーザにより利用可能な状態になる。システム 1 は、スマートエントリーシステムとも称される。以下、各構成要素について順に説明する。

[0017] （１）携帯機 100

携帯機 100 は、ユーザにより携帯される任意の装置として構成される。任意の装置には、電子キー、スマートフォン、及びウェアラブル端末等が含まれる。図 1 に示すように、携帯機 100 は、無線通信部 110、記憶部 120、及び制御部 130 を備える。

[0018] 無線通信部 110 は、車両 202 に搭載された通信ユニット 200 との間で、無線による通信を行う機能を有する。無線通信部 110 は、車両 202 に搭載された通信ユニット 200 から無線信号を受信し、無線信号を送信する。

[0019] 無線通信部 110 と通信ユニット 200 との間の無線による通信は、例えば UWB（Ultra-Wide Band）を用いた信号によって実現される。UWB を用いた信号の無線通信において、インパルス方式を利用すれば、ナノ秒以下の非常に短いパルス幅の電波を使用することで電波の伝搬遅延時間を高精度に測定することができ、伝搬遅延時間に基づく測距を高精度に行うことができる。なお、伝搬遅延時間とは、電波を送信してから受信するまでにかかる時間である。無線通信部 110 は、例えば、UWB での通信が可能な通信インタフェースとして構成される。

[0020] なお、UWBを用いた信号は、例えば、測距用信号、角度推定用信号、及びデータ信号として送受信され得る。測距用信号とは、後述する測距処理において送受信される信号である。測距用信号は、データを格納するペイロード部分を有さないフレームフォーマットで構成されていてもよいし、ペイロード部分を有するフレームフォーマットで構成されていてもよい。角度推定用信号とは、後述する角度推定処理において送受信される信号である。角度推定用信号は、測距用信号と同様の構成を有していてもよい。データ信号は、データを格納するペイロード部分を有するフレームフォーマットで構成されることが好ましい。

[0021] ここで、無線通信部110は、少なくとも1つのアンテナ111を有する。そして、無線通信部110は、少なくとも1つのアンテナ111を介して無線信号を送受信する。

[0022] 記憶部120は、携帯機100の動作のための各種情報を記憶する機能を有する。例えば、記憶部120は、携帯機100の動作のためのプログラム、並びに認証のためのID (identifier)、パスワード、及び認証アルゴリズム等を記憶する。記憶部120は、例えば、フラッシュメモリ等の記憶媒体、及び記憶媒体への記録再生を実行する処理装置により構成される。

[0023] 制御部130は、携帯機100における処理を実行する機能を有する。一例として、制御部130は、無線通信部110を制御して車両202の通信ユニット200との通信を行う。制御部130は、記憶部120からの情報の読み出し及び記憶部120への情報の書き込みを行う。制御部130は、車両202の通信ユニット200との間で行われる認証処理を制御する認証制御部としても機能する。制御部130は、例えばCPU (Central Processing Unit) 及びマイクロプロセッサ等の電子回路によって構成される。

[0024] (2) 通信ユニット200

通信ユニット200は、車両202に対応付けて設けられる。ここでは、車両202の車室内に設置される、又は通信モジュールとして車両202に内蔵される等、通信ユニット200は車両202に搭載されるものとする。

他にも、車両 202 の駐車場に通信ユニット 200 が設けられる等、車両 202 と通信ユニット 200 とが別体として構成されてもよい。その場合、通信ユニット 200 は、携帯機 100 との通信結果に基づいて、車両 202 に制御信号を無線送信し、車両 202 を遠隔で制御し得る。図 1 に示すように、通信ユニット 200 は、複数の無線通信部 210 (210A~210D)、記憶部 220、及び制御部 230 を備える。

[0025] 無線通信部 210 は、携帯機 100 の無線通信部 110 との間で、無線による通信を行う機能を有する。無線通信部 210 は、携帯機 100 から無線信号を受信し、携帯機 100 へ無線信号を送信する。無線通信部 210 は、例えば、UWB での通信が可能な通信インタフェースとして構成される。

[0026] ここで、各々の無線通信部 210 は、アンテナ 211 を有する。そして、各々の無線通信部 210 は、アンテナ 211 を介して無線信号を送受信する。

[0027] 記憶部 220 は、通信ユニット 200 の動作のための各種情報を記憶する機能を有する。例えば、記憶部 220 は、通信ユニット 200 の動作のためのプログラム、及び認証アルゴリズム等を記憶する。記憶部 220 は、例えば、フラッシュメモリ等の記憶媒体、及び記憶媒体への記録再生を実行する処理装置により構成される。

[0028] 制御部 230 は、通信ユニット 200、及び車両 202 に搭載された車載機器の動作全般を制御する機能を有する。一例として、制御部 230 は、無線通信部 210 を制御して携帯機 100 との通信を行う。制御部 230 は、記憶部 220 からの情報の読み出し及び記憶部 220 への情報の書き込みを行う。制御部 230 は、携帯機 100 との間で行われる認証処理を制御する認証制御部としても機能する。また、制御部 230 は、車両 202 のドア錠を制御するドアロック制御部としても機能し、ドア錠のロック及びアンロックを行う。また、制御部 230 は、車両 202 のエンジンを制御するエンジン制御部としても機能し、エンジンの始動／停止を行う。なお、車両 202 に備えられる動力源は、エンジンの他にモータ等であってもよい。制御部 2

30は、例えばECU (Electronic Control Unit) 等の電子回路として構成される。

[0029] <<2. 技術的特徴>>

<2. 1. 位置パラメータ>

本実施形態に係る通信ユニット200（詳しくは、制御部230）は、携帯機100が存在する位置を示す位置パラメータを推定する、位置パラメータ推定処理を行う。以下、図2～図4を参照しながら、位置パラメータに関する各種定義について説明する。

[0030] 図2は、本実施形態に係る車両202に設けられる複数のアンテナ211（無線通信部210）の配置の一例を示す図である。図2に示すように、車両202の天井部分には、4つのアンテナ211（211A～211D）が設けられている。アンテナ211Aは、車両202の前方右側に設けられる。アンテナ211Bは、車両202の前方左側に設けられる。アンテナ211Cは、車両202の後方右側に設けられる。アンテナ211Dは、車両202の後方左側に設けられる。なお、隣接するアンテナ211間の距離は、後述する角度推定用信号の波長 λ の2分の1以下になるように設定される。通信ユニット200を基準とする座標系として、通信ユニット200のローカル座標系が設定される。通信ユニット200のローカル座標系の一例は、4つのアンテナ211の中心を原点とし、車両202の前後方向をX軸とし、車両202の左右方向をY軸とし、車両202の上下方向をZ軸とする座標系である。なお、X軸は、前後方向のアンテナペア（例えば、アンテナ211Aとアンテナ211C、及び211Bとアンテナ211D）を結ぶ軸に平行する。また、Y軸は、左右方向のアンテナペア（例えば、アンテナ211Aとアンテナ211B、及び211Cとアンテナ211D）を結ぶ軸に平行する。

[0031] なお、4本のアンテナ211の配置形状は、正方形に限らず、平行四辺形、台形、矩形、及びその他の任意の形状を取り得る。もちろん、アンテナ211の数は4本に限定されない。

[0032] 図3は、本実施形態に係る携帯機100の位置パラメータの一例を示す図である。位置パラメータは、携帯機100と通信ユニット200との間の距離Rを含み得る。図3に示す距離Rは、通信ユニット200のローカル座標系の原点から携帯機100までの距離である。距離Rは、複数の無線通信部210のうちひとつの無線通信部210と携帯機100との間で行われる、後述する測距用信号の送受信結果に基づいて、推定される。距離Rは、後述する測距用信号の送受信を行うひとつの無線通信部210から携帯機100までの距離であってもよい。

[0033] また、位置パラメータは、図3に示す、X軸から携帯機100までの角度 α 、及びY軸から携帯機100までの角度 β から成る、通信ユニット200を基準とする携帯機100の角度を含み得る。角度 α 及び β は、第1の所定の座標系における原点と携帯機100とを結ぶ直線と座標軸とがなす角度である。例えば、第1の所定の座標系は、通信ユニット200のローカル座標系である。角度 α は、原点と携帯機100とを結ぶ直線とX軸とがなす角度である。角度 β は、原点と携帯機100とを結ぶ直線とY軸とがなす角度である。

[0034] 図4は、本実施形態に係る携帯機100の位置パラメータの一例を示す図である。位置パラメータは、第2の所定の座標系における携帯機100の座標を含み得る。図4に示す、携帯機100のX軸上の座標x、Y軸上の座標y、及びZ軸上の座標zは、そのような座標の一例である。即ち、第2の所定の座標系は、通信ユニット200のローカル座標系であってもよい。他にも、第2の所定の座標系は、グローバル座標系であってもよい。

[0035] <2. 2. CIR>

(1) CIR算出処理

携帯機100及び通信ユニット200は、位置パラメータ推定処理において、位置パラメータを推定するための通信を行う。その際、携帯機100及び通信ユニット200は、CIR (Channel Impulse Response) を算出する。

[0036] C I Rとは、インパルスをシステムに入力したときの応答である。本実施形態におけるC I Rは、携帯機100及び通信ユニット200の一方（以下、送信側とも称する）の無線通信部がパルスを含む信号を第1の信号として送信した場合に、他方（以下、受信側とも称する）の無線通信部により受信された、第1の信号に対応する信号である第2の信号に基づいて算出される。C I Rは、携帯機100と通信ユニット200との間の無線通信路の特性を示すとも言える。以下では、第1の信号を送信信号とも称し、第2の信号を受信信号とも称する。

[0037] 一例として、C I Rは、送信信号と受信信号との相関を、規定時間ごとにとった結果である、相関演算結果であってもよい。ここでの相関とは、送信信号と受信信号との相関を、各々の時間方向の相対位置をずらしながらとる処理である、スライディング相関であってもよい。C I Rは、送信信号と受信信号との相関の高さを示す相関値を、規定時間を間隔とする時刻ごとの要素として含む。規定時間は、例えば、受信側が受信信号をサンプリングする間隔である。そのため、C I Rを構成する要素は、サンプリングポイントとも称される。相関値は、I Q成分を有する複素数であってもよい。また、相関値は、複素数の振幅又は位相であってもよい。また、相関値は、複素数のI成分及びQ成分の二乗和（又は振幅の二乗）である、電力であってもよい。

[0038] C I Rは、各時刻における値（以下、C I R値とも称する）を要素とする集合である、とも捉えられる。その場合、C I Rは、C I R値の時系列変化である。C I Rが相関演算結果である場合、C I R値は、相関値である。

[0039] 他の一例として、C I Rは、規定時間ごとの受信信号（I Q成分を有する複素数）そのものであってもよい。また、C I Rは、規定時間ごとの、受信信号の振幅又は位相であってもよい。また、C I Rは、規定時間ごとの、受信信号のI成分及びQ成分の二乗和である、電力値であってもよい。

[0040] なお、携帯機100及び通信ユニット200は、時間カウンタを用いて、時刻を取得する。時間カウンタとは、所定の時間間隔（以下、カウント周期

とも称する)で経過時間を示す値(以下、カウント値とも称する)をカウンタ(典型的には、インクリメント)するカウンタである。時間カウンタによりカウントされたカウント値、カウント周期、及びカウント開始時刻に基づいて、現在時刻が計算される。異なる装置間で、カウント周期及びカウント開始時刻が一致することは、同期しているとも称される。他方、異なる装置間で、カウント周期及びカウント開始時刻の少なくともいずれかが異なることは、同期していない又は非同期であるとも称される。携帯機100と通信ユニット200とは、同期していてもよいし、非同期であってもよい。また、複数の無線通信部210の各々は、互いに同期していてもよいし、非同期であってもよい。CIRを計算する際の上記規定時間は、時間カウンタのカウント周期の整数倍であってもよい。以下の説明では、特に言及しない限り、携帯機100と複数の無線通信部210の各々が互いに同期しているものとして説明する。

[0041] 以下、送信側が携帯機100であり、受信側が通信ユニット200である場合のCIR算出処理を、図5～図6を参照しながら詳しく説明する。

[0042] 図5は、本実施形態に係る通信ユニット200における信号処理の処理ブロックの一例を示す図である。図5に示すように、通信ユニット200は、発振器212、乗算器213、90度移相器214、乗算器215、LPF(Low Pass Filter)216、LPF217、相関器218、及び積算器219を含む。

[0043] 発振器212は、送信信号を搬送する搬送波の周波数と同一の周波数の信号を生成して、生成した信号を乗算器213及び90度移相器214に出力する。

[0044] 乗算器213は、アンテナ211により受信された受信信号と発振器212から出力された信号とを乗算し、乗算した結果をLPF216に出力する。LPF216は、入力された信号のうち、送信信号を搬送する搬送波の周波数以下の周波数の信号を、相関器218に出力する。LPF216から相関器218に入力される信号は、受信信号の包絡線に対応する成分のうち1

成分（即ち、実部）である。

[0045] 90度移相器214は、入力された信号の位相を90度遅延させて、遅延させた信号を乗算器215に出力する。乗算器215は、アンテナ211により受信された受信信号と90度移相器214から出力された信号とを乗算し、乗算した結果をLPF217に出力する。LPF217は、入力された信号のうち、送信信号を搬送する搬送波の周波数以下の周波数の信号を、相関器218に出力する。LPF216から相関器218に入力される信号は、受信信号の包絡線に対応する成分のうちQ成分（即ち、虚部）である。

[0046] 相関器218は、LPF216及びLPF217から出力された、I成分及びQ成分から成る受信信号と、参照信号と、のスライディング相関をとることで、CIRを算出する。なお、ここでの参照信号とは、搬送波が乗算される前の送信信号と同一の信号である。

[0047] 積算器219は、相関器218から出力されたCIRを積算して、出力する。

[0048] ここで、送信側は、ひとつ以上のプリアンブルシンボルを複数含むプリアンブルを含む信号を、送信信号として送信し得る。プリアンブルとは、送受信間で既知な系列である。プリアンブルは、典型的には送信信号の先頭に配置される。プリアンブルシンボルとは、ひとつ以上のパルスを含むパルス配列である。パルス配列とは、時間方向に分離した複数のパルスの集合である。プリアンブルシンボルは、積算器219による積算の対象である。即ち、相関器218は、受信信号に含まれる複数のプリアンブルシンボルに対応する部分の各々と、送信信号（即ち、参照信号）に含まれるプリアンブルシンボルと、のスライディング相関をとることで、プリアンブルシンボルごとのCIRを算出する。そして、積算器219は、プリアンブルシンボルごとのCIRを、プリアンブルに含まれるひとつ以上のプリアンブルについて積算し、積算後のCIRを出力する。

[0049] (2) CIRの例

積算器219から出力されるCIRの一例を、図6に示す。図6は、本実

施形態に係るCIRの一例を示すグラフである。図6に示したCIRは、送信側が送信信号を送信した時刻を時間カウンタによるカウント開始時刻と仮定したときのCIRである。このようなCIRは、遅延プロファイルとも称される。本グラフの横軸は遅延時間である。遅延時間とは、送信側が送信信号を送信した時刻からの経過時間である。本グラフの縦軸はCIR値の絶対値（例えば、電力値）である。なお、以下では、CIRとは遅延プロファイルを指すものとして説明する。

[0050] CIRにおける、ある遅延時間のCIR値のように、時系列に沿って変化する情報を構成するひとつの情報は、サンプリングポイントとも称される。典型的には、CIRにおいて、ゼロクロス点とゼロクロス点との間のサンプリングポイントの集合が、ひとつのパルスに対応する。図6に示したCIRには、あるパルスに対応するサンプリングポイントの集合21、及び他のパルスに対応するサンプリングポイントの集合22が、含まれている。

[0051] 集合21は、例えば、ファストパスを経由して受信側に到来した信号（例えば、パルス）に対応する。ファストパスとは、送受信間の最も短い経路を指す。ファストパスは、遮蔽物がない環境では送受信間の直線経路を指す。集合22は、例えば、ファストパス以外の経路を通して受信側に到来した信号（例えば、パルス）に対応する。このように、複数の経路を経由して到来する信号を、マルチパス波とも称する。

[0052] (3) 第1到来波の検出

受信側は、送信側から受信した無線信号のうち所定の検出基準を満たす信号を、ファストパスを経由して受信側に到達した信号として検出する。そして、受信側は、検出した信号に基づいて、位置パラメータを推定する。

[0053] ファストパスを経由して受信側に到達した信号として検出された信号を、以下では第1到来波とも称する。第1到来波は、直接波、遅延波、又は合成波のいずれかであり得る。直接波とは、送受信間の最短経路を経て、直接的に（即ち、反射等されずに）受信側に受信される信号である。即ち、直接波とは、ファストパスを経由して受信側に到達した信号である。遅延波とは、

送受信間の最短でない経路を経て、即ち、反射等されて間接的に受信側に受信される信号である。遅延波は、直接波よりも遅延して受信側に受信される。合成波とは、複数の異なる経路を経た複数の信号が合成された状態で受信側に受信される信号である。

[0054] 受信側は、送信側から受信した無線信号のうち所定の検出基準を満たす信号を、第1到来波として検出する。所定の検出基準の一例は、CIRの電力値が最初に所定の閾値を超えることである。即ち、受信側は、CIRのうち電力値が最初に所定の閾値を超えた部分に対応するパルスを、第1到来波として検出してもよい。所定の検出基準の他の一例は、受信した無線信号の受信電力値（即ち、受信信号のI成分とQ成分の二乗和）が最初に所定の閾値を超えることである。即ち、受信側は、受信信号のうち受信電力値が最初に所定の閾値を超えた信号を、第1到来波として検出してもよい。

[0055] ここで注意すべきは、第1到来波として検出された信号が、必ずしも直接波であるとは限らない点である。例えば、直接波が遅延波と打ち消し合った状態で受信されると、CIRの電力値が所定の閾値を下回り、直接波が第1到来波として検出されない場合がある。その場合、直接波よりも遅延して到来する遅延波又は合成波が、第1到来波として検出されてしまう。

[0056] <2. 3. 位置パラメータの推定>

(1) 距離推定

通信ユニット200は、測距処理を行う。測距処理とは、通信ユニット200と携帯機100との間の距離を推定する処理である。通信ユニット200と携帯機100との間の距離は、例えば図3に示した距離Rである。測距処理は、測距用信号を送受信すること、及び測距用信号の伝搬遅延時間に基づいて距離Rを計算することを含む。伝搬遅延時間とは、信号が送信されてから受信されるまでにかかる時間である。

[0057] ここで、通信ユニット200が有する複数の無線通信部210のうち、いずれか1つの無線通信部210が、測距用信号を送受信する。測距用信号を送受信する無線通信部210を、以下ではマスタとも称する。距離Rは、マ

スタとして機能する無線通信部 210（より正確には、アンテナ 211）と携帯機 100 との間の距離である。

[0058] 測距処理においては、通信ユニット 200 と携帯機 100 との間で複数の測距用信号が送受信され得る。複数の測距用信号のうち、一方の装置から他方の装置へ送信される測距用信号を第 1 の測距用信号とも称する。次に、第 1 の測距用信号を受信した装置から、第 1 の測距用信号を送信した装置へ、第 1 の測距用信号の応答として送信される測距用信号を、第 2 の測距用信号とも称する。次いで、第 2 の測距用信号を受信した装置から、第 2 の測距用信号を送信した装置へ、第 2 の測距用信号の応答として送信される測距用信号を、第 3 の測距用信号とも称する。

[0059] 以下、図 7 を参照しながら、測距処理の流れの一例を説明する。

[0060] 図 7 は、本実施形態に係るシステム 1 において実行される測距処理の流れの一例を示すシーケンス図である。本シーケンスには、携帯機 100 及び通信ユニット 200 が関与する。本シーケンスでは、無線通信部 210A がマスタとして機能するものとする。

[0061] 図 7 に示すように、まず、携帯機 100 は、第 1 の測距用信号を送信する（ステップ S102）。無線通信部 210A により第 1 の測距用信号が受信されると、制御部 230 は、第 1 の測距用信号の CIR を算出する。その後、制御部 230 は、算出した CIR に基づいて、無線通信部 210A における第 1 の測距用信号の第 1 到来波を検出する（ステップ S104）。

[0062] 次いで、無線通信部 210A は、第 1 の測距用信号の応答として第 2 の測距用信号を送信する（ステップ S106）。携帯機 100 は、第 2 の測距用信号を受信すると、第 2 の測距用信号の CIR を算出する。その後、携帯機 100 は、算出した CIR に基づいて、第 2 の測距用信号の第 1 到来波を検出する（ステップ S108）。

[0063] 次に、携帯機 100 は、第 2 の測距用信号の応答として第 3 の測距用信号を送信する（ステップ S110）。無線通信部 210A により第 3 の測距用信号が受信されると、制御部 230 は、第 3 の測距用信号の CIR を算出す

る。その後、制御部230は、算出したCIRに基づいて、無線通信部210Aにおける第3の測距用信号の第1到来波を検出する（ステップS112）。

[0064] 携帯機100は、第1の測距用信号の送信時刻から第2の測距用信号の受信時刻までの時間 INT_1 、及び第2の測距用信号の受信時刻から第3の測距用信号の送信時刻までの時間 INT_2 を計測する。ここで、第2の測距用信号の受信時刻とは、ステップS108において検出された、第2の測距用信号の第1到来波の受信時刻である。そして、携帯機100は、時間 INT_1 及び INT_2 を示す情報を含む信号を送信する（ステップS114）。かかる信号は、例えば無線通信部210Aにより受信される。

[0065] 制御部230は、第1の測距用信号の受信時刻から第2の測距用信号の送信時刻までの時間 INT_3 、及び第2の測距用信号の送信時刻から第3の測距用信号の受信時刻までの時間 INT_4 を計測する。ここで、第1の測距用信号の受信時刻とは、ステップS104において検出された、第1の測距用信号の第1到来波の受信時刻である。同様に、第3の測距用信号の受信時刻とは、ステップS112において検出された、第3の測距用信号の第1到来波の受信時刻である。

[0066] そして、制御部230は、時間 INT_1 、 INT_2 、 INT_3 、及び INT_4 に基づいて、距離Rを推定する（ステップS116）。例えば、制御部230は、次式により伝搬遅延時間 τ_m を推定する。

[0067] [数1]

$$\tau_m = \frac{INT_1 \times INT_4 - INT_2 \times INT_3}{INT_1 + INT_2 + INT_3 + INT_4} \quad (1)$$

[0068] その後、制御部230は、推定した伝搬遅延時間 τ_m に信号の速度を乗算することで、距離Rを推定する。

[0069] ー推定精度低下の一因

時間 INT_1 、 INT_2 、 INT_3 、及び INT_4 の始期又は終期となる測距用信号の受信時刻は、測距用信号の第1到来波の受信時刻である。上述した

ように、第1到来波として検出された信号は、必ずしも直接波であるとは限らない。

[0070] 直接波よりも遅延して到来する遅延波又は合成波が第1到来波として検出された場合、直接波が第1到来波として検出される場合と比較して、第1到来波の受信時刻が遅延する。その場合、伝搬遅延時間 τ_m の推定結果が真の値（直接波が第1到来波として検出される場合の推定結果）から変動する。そして、変動した分だけ、測距精度は低下する。

[0071] ー補足

なお、受信側は、所定の検出基準が満たされた時刻を、第1到来波の受信時刻としてもよい。即ち、受信側は、CIRの電力値が最初に所定の閾値を超えた時刻、又は受信した無線信号の受信電力値が最初に所定の閾値を超えた時刻を、第1到来波の受信時刻としてもよい。他にも、受信側は、検出した第1到来波のピークの時刻（即ち、CIRのうち第1到来波に対応する部分において電力値が最も高い時刻、又は第1到来波のうち受信電力値が最も高い時刻）を、第1到来波の受信時刻としてもよい。

[0072] （2）角度推定

通信ユニット200は、角度推定処理を行う。角度推定処理とは、図3に示した角度 α 及び β を推定する処理である。角度取得処理は、角度推定用信号を受信すること、及び角度推定用信号の受信結果に基づいて角度 α 及び β を計算することを含む。角度推定用信号とは、角度推定処理において送受信される信号である。以下、図8を参照しながら、角度推定処理の流れの一例を説明する。

[0073] 図8は、本実施形態に係るシステム1において実行される角度推定処理の流れの一例を示すシーケンス図である。本シーケンスには、携帯機100及び通信ユニット200が関与する。

[0074] 図8に示すように、まず、携帯機100は、角度推定用信号を送信する（ステップS202）。次いで、無線通信部210A～210Dの各々により角度推定用信号が受信されると、制御部230は、無線通信部210A～2

10Dの各々により受信された角度推定用信号のCIRを算出する。その後、制御部230は、無線通信部210A～210Dの各々について、算出したCIRに基づいて角度推定用信号の第1到来波を検出する（ステップS204A～S204D）。次に、制御部230は、無線通信部210A～210Dの各々について、検出した第1到来波の位相を検出する（ステップS206A～S206D）。そして、制御部230は、無線通信部210A～210Dの各々について検出した第1到来波の位相に基づいて、角度 α 及び β を推定する（ステップS208）。

[0075] ここで、第1到来波の位相は、CIRのうち、第1到来波の受信時刻における位相である。他にも、第1到来波の位相は、受信した無線信号のうち、第1到来波の受信時刻における位相であってもよい。

[0076] 以下、ステップS208における処理の詳細について説明する。無線通信部210Aについて検出された第1到来波の位相を P_A とする。無線通信部210Bについて検出された第1到来波の位相を P_B とする。無線通信部210Cについて検出された第1到来波の位相を P_C とする。無線通信部210Dについて検出された第1到来波の位相を P_D とする。この場合、X軸方向のアンテナアレー位相差 Pd_{AC} 及び Pd_{BD} 、並びにY軸方向のアンテナアレー位相差 Pd_{BA} 及び Pd_{DC} は、それぞれ次式で表される。

[0077] [数2]

$$\begin{aligned} Pd_{AC} &= (P_A - P_C) \\ Pd_{BD} &= (P_B - P_D) \\ Pd_{DC} &= (P_D - P_C) \\ Pd_{BA} &= (P_B - P_A) \end{aligned} \quad (2)$$

[0078] 角度 α 及び β は、次式により計算される。ここで、 λ は電波の波長であり、 d はアンテナ211間の距離である。

[0079] [数3]

$$\alpha \text{ or } \beta = \arccos(\lambda \cdot Pd / (2 \cdot \pi \cdot d)) \quad (3)$$

[0080] 従って、それぞれのアンテナアレー位相差に基づいて計算される角度は、

それぞれ次式により表される。

[0081] [数4]

$$\begin{aligned}\alpha_{AC} &= \arccos(\lambda \cdot Pd_{AC} / (2 \cdot \pi \cdot d)) \\ \alpha_{BD} &= \arccos(\lambda \cdot Pd_{BD} / (2 \cdot \pi \cdot d)) \\ \beta_{DC} &= \arccos(\lambda \cdot Pd_{DC} / (2 \cdot \pi \cdot d)) \\ \beta_{BA} &= \arccos(\lambda \cdot Pd_{BA} / (2 \cdot \pi \cdot d))\end{aligned}\quad (4)$$

[0082] 制御部230は、上記計算された角度 α_{AC} 、 α_{BD} 、 β_{DC} 、及び β_{BA} に基づいて、角度 α 及び β を計算する。例えば、制御部230は、次式に示すように、X軸及びY軸方向で各2アレーについて計算された角度を平均することで、角度 α 及び β を計算する。

[0083] [数5]

$$\begin{aligned}\alpha &= (\alpha_{AC} + \alpha_{BD}) / 2 \\ \beta &= (\beta_{DC} + \beta_{BA}) / 2\end{aligned}\quad (5)$$

[0084] ー推定精度低下の一因

以上説明したように、角度 α 及び β は、第1到来波の位相に基づいて計算される。上述したように、第1到来波として検出された信号は、必ずしも直接波であるとは限らない。

[0085] つまり、第1到来波として、遅延波又は合成波が検出される場合がある。典型的には遅延波及び合成波の位相は直接波の位相と相違するので、相違した分だけ角度推定精度は低下する。

[0086] ー補足

なお、角度推定用信号と、測距用信号とは、同一であってもよい。例えば、図7に示した第3の測距用信号と、図8に示した角度推定用信号とは、同一であってもよい。この場合、通信ユニット200は、角度推定用信号及び第2の測距用信号を兼ねるひとつの無線信号を受信することで、距離R並びに角度 α 及び β を計算することができる。

[0087] (3) 座標推定

制御部230は、座標推定処理を行う。座標推定処理とは、図4に示した携帯機100の三次元座標(x , y , z)を推定する処理である、座標推定

処理としては、以下の第 1 の計算方法及び第 2 の計算方法が採用され得る。

[0088] ー第 1 の計算方法

第 1 の計算方法は、測距処理及び角度推定処理の結果に基づいて、座標 x 、 y 、及び z を計算する方法である。その場合、まず、制御部 230 は、次式により座標 x 及び y を計算する。

[0089] [数6]

$$\begin{aligned} x &= R \cdot \cos \alpha \\ y &= R \cdot \cos \beta \end{aligned} \quad (6)$$

[0090] ここで、距離 R 、並びに座標 x 、 y 及び z には、次式の関係が成り立つ。

[0091] [数7]

$$R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (7)$$

[0092] 制御部 230 は、上記関係を利用して、次式により座標 z を計算する。

[0093] [数8]

$$z = \sqrt{R^2 - R^2 \cdot \cos^2 \alpha - R^2 \cdot \cos^2 \beta} \quad (8)$$

[0094] ー第 2 の計算方法

第 2 の計算方法は、角度 α 及び β の推定を省略して、座標 x 、 y 、及び z を計算する方法である。まず、上記数式 (4) (5) (6) (7) により、次式の関係が成り立つ。

[0095] [数9]

$$x/R = \cos \alpha \quad (9)$$

[0096] [数10]

$$y/R = \cos \beta \quad (10)$$

[0097] [数11]

$$x^2 + y^2 + z^2 = R^2 \quad (11)$$

[0098]

[数12]

$$d \cdot \cos \alpha = \lambda \cdot (Pd_{AC}/2 + Pd_{BD}/2)/(2 \cdot \pi) \quad (12)$$

[0099] [数13]

$$d \cdot \cos \beta = \lambda \cdot (Pd_{DC}/2 + Pd_{BA}/2)/(2 \cdot \pi) \quad (13)$$

[0100] 数式 (12) を、 $\cos \alpha$ に関し整理して数式 (9) に代入すると、次式により座標 x が得られる。

[0101] [数14]

$$x = R \cdot \lambda \cdot (Pd_{AC}/2 + Pd_{BD}/2)/(2 \cdot \pi \cdot d) \quad (14)$$

[0102] 数式 (13) を、 $\cos \beta$ に関し整理して数式 (10) に代入すると、次式により座標 y が得られる。

[0103] [数15]

$$y = R \cdot \lambda \cdot (Pd_{DC}/2 + Pd_{BA}/2)/(2 \cdot \pi \cdot d) \quad (15)$$

[0104] そして、数式 (14) 及び数式 (15) を数式 (11) に代入して整理すると、次式により座標 z が得られる。

[0105] [数16]

$$z = \sqrt{R^2 - x^2 - y^2} \quad (16)$$

[0106] 以上、ローカル座標系における携帯機 100 の座標の推定処理について説明した。ローカル座標系における携帯機 100 の座標と、グローバル座標系におけるローカル座標系の原点の座標とを組み合わせることで、グローバル座標系における携帯機 100 の座標も推定可能である。

[0107] ー推定精度低下の一因

以上説明したように、座標は、伝搬遅延時間及び位相に基づいて計算される。そして、これらは、いずれも第 1 到来波に基づいて推定される。従って、測距処理、及び角度推定処理と同様の理由で、座標推定精度は低下し得る。

[0108] (4) 存在領域の推定

位置パラメータは、予め定義された複数の領域のうち、携帯機 100 が存

在する領域を含んでいてもよい。一例として、領域が通信ユニット 200 からの距離により定義される場合、制御部 230 は、測距処理により推定された距離 R に基づいて、携帯機 100 が存在する領域を推定する。他の一例として、領域が通信ユニット 200 からの角度により定義される場合、制御部 230、角度推定処理により推定された角度 α 及び β に基づいて、携帯機 100 が存在する領域を推定する。他の一例として、領域が三次元座標により定義される場合、制御部 230 は、座標推定処理により推定された座標 (x , y , z) に基づいて、携帯機 100 が存在する領域を推定する。

[0109] 他にも、車両 202 に特有の処理として、制御部 230 は、車両 202 の車室内及び車室外を含む複数の領域の中から、携帯機 100 が存在する領域を推定してもよい。これにより、ユーザが車室内にいる場合と車室外にいる場合とで異なるサービスを提供する等、細やかなサービスを提供することが可能となる。他にも、制御部 230 は、車両 202 から所定距離以内の領域である周辺領域、及び車両 202 から所定距離以上の領域である遠方領域の中から、携帯機 100 が存在する領域を特定してもよい。

[0110] (5) 位置パラメータの推定結果の用途

位置パラメータの推定結果は、例えば携帯機 100 の認証のために使用され得る。例えば、制御部 230 は、運転席側であって通信ユニット 200 からの距離が近い領域に携帯機 100 が存在する場合に、認証成功を判定し、ドアを解錠する。

[0111] <<3. 技術的課題>>

図 9～図 12 を参照しながら、本実施形態の技術的課題を説明する。図 9～図 12 は、本実施形態の技術的課題を説明するためのグラフである。横軸は遅延時間を示すチップ長であり、縦軸は CIR 値の絶対値（例えば、電力値）である。チップ長とは、1 パルス当たりの時間幅である。例えば、500 MHz の帯域幅でパルスを作成する場合、パルス幅約 2 ns がチップ長となる。

[0112] 図 9 では、遅延時間 $1T_0$ においてファストパスを経由した信号が到来し、

遅延時間 $3T_c$ においてファストパス以外の経路を経由した信号が到来した場合の C | R が示されている。図 9 を参照すると、遅延時間 $1T_c$ 及び $3T_c$ の各々において C | R 波形にピークが立っている。よって、遅延時間が $2T_c$ 離れた 2 つのマルチパス波の分離が、C | R 波形で十分に実現されていることが分かる。

[0113] 図 10 では、遅延時間 $1T_c$ においてファストパスを経由した信号が到来し、遅延時間 $2T_c$ においてファストパス以外の経路を経由した信号が到来した場合の C | R が示されている。なお、遅延時間 $1T_c$ にて到来する 1 波目の信号と、遅延時間 $2T_c$ にて到来する 2 波目の信号とは、同相である。図 10 を参照すると、遅延時間 $1T_c$ において C | R 波形にピークが立っている一方で、遅延時間 $2T_c$ において C | R 波形にピークが立っていない。さらに言えば、遅延時間 $1T_c$ において到来した信号と遅延時間 $2T_c$ において到来した信号とが同相で合成され、1 つの波形として現れている。よって、遅延時間が $1T_c$ 離れた 2 つのマルチパス波の分離が、C | R 波形では実現困難であることが分かる。

[0114] 図 11 では、遅延時間 $1.2T_c$ においてファストパスを経由した信号が到来し、遅延時間 $1.7T_c$ 及び $3.6T_c$ においてファストパス以外の経路を経由した信号が到来した場合の C | R が示されている。なお、遅延時間 $1.2T_c$ にて到来する 1 波目の信号と、遅延時間 $1.7T_c$ にて到来する 2 波目の信号とは、逆相である。図 11 を参照すると、遅延時間 $1.2T_c$ 及び $3.6T_c$ において C | R 波形にピークが立っている。他方、遅延時間 $2.2T_c$ 付近に、2 つ目のピークが立っている。これは、真の遅延時間 $1.7T_c$ から大きく外れている。よって、遅延時間が $0.5T_c$ 離れた 2 つのマルチパス波の分離が、C | R 波形では実現困難であることが分かる。

[0115] 図 10 及び図 11 に示すように、2 つのマルチパス波が受信側に到来する遅延時間の差が短い場合、C | R 波形においてピークが立つ遅延時間が本来の遅延時間から変動し得る。そのため、第 1 到来波の受信時刻として検出される遅延時間が、本来の遅延時間から変動し得る。その場合、変動した分だ

け、測距精度は低下してしまう。

[0116] 図 1 2 では、遅延時間 $1 T_c$ においてファストパスを経由した信号が到来し、遅延時間 $1.5 T_c$ においてファストパス以外の経路を経由した信号が到来した場合の C I R 波形 2 3 が示されている。C I R 波形 2 1 は、遅延時間 $1 T_c$ においてファストパスを経由した信号が単体で受信された場合の C I R 波形である。C I R 波形 2 2 は、遅延時間 $1.5 T_c$ においてファストパス以外の経路を経由した信号が単体で受信された場合の C I R 波形である。なお、遅延時間 $1 T_c$ にて到来する 1 波目の信号と、遅延時間 $2 T_c$ にて到来する 2 波目の信号とは、 90 度位相がずれている。

[0117] 2 つのマルチパス波が受信側に到来する遅延時間の差が短い場合、第 1 到来波として遅延波又は合成波が検出される場合がある。図 1 2 に示した例では、第 1 到来波として合成波が検出される。典型的には遅延波及び合成波の位相は直接波の位相と相違するので、相違した分だけ角度推定精度は低下してしまう。

[0118] 図 1 2 に示した例のように、直接波と遅延波との合成波が第 1 到来波として検出される場合、ピーク付近のサンプリングポイント 3 1 では遅延波が合成されることにより位相が大きく変動する。従って、サンプリングポイント 3 1 における位相に基づいて角度推定を行うと、推定精度は低下してしまう。

[0119] 一方で、サンプリングポイント 3 2 のように、ピークよりも前の低電力のサンプリングポイントでは、遅延波の影響が少なくなるので位相の変動は小さくなる。しかしながら、遅延波の影響が低下することと引き換えに電力値が低下するので、ノイズの影響が大きくなり、その分推定精度は低下してしまう。

[0120] そこで、C I R よりも高い分解能で、マルチパス波を分離することが可能になることが望ましい。

[0121] << 4. 技術的特徴 >>

< 4. 1. 第 1 到来波の検出 >

携帯機 100 及び通信ユニット 200 は、以下に詳しく説明する処理により、第 1 到来波を検出する。以下では一例として、第 1 到来波を検出する主体が通信ユニット 200 である場合について説明する。以下に説明する処理は、携帯機 100 により実行されてもよい。

[0122] (1) 遅延プロファイルの定式化

まず、PN (Pseudo-Noise) 相関法における遅延プロファイル (即ち、CIR) の定式化を行う。PN 相関法とは、送信側、受信側で共有した PN 系列信号のようなランダム系列から成る信号を送信し、送信信号と受信信号とのスライディング相関をとることで、CIR を算出する手法である。なお、PN 系列信号とは、1 と 0 とがほぼランダムに並んだ信号である。

[0123] 以下では、単位振幅の PN 系列信号 $u(t)$ が送信信号 (例えば、測距用信号及び角度推定用信号のプリアンブルシンボル) として送信されるものとする。単位振幅とは、送受信間で既知な規定の振幅である。

[0124] また、以下では、受信側のアンテナは、送信側から送信された送信信号に対応する信号として、L 波のマルチパス波を受信するものとする。マルチパス波とは、複数の経路を経由して受信側に受信される信号である。即ち、送信側が 1 つの信号を送信したときに、複数の経路を経由した L 個の信号が受信側に受信される。

[0125] この場合、受信信号 $x(t)$ は、次式で表される。

[0126] [数17]

$$x(t) = \sum_{i=1}^L h_i u(t - T_{0i}) e^{-j2\pi f T_{0i}} + v(t) \quad (17)$$

[0127] ここで、 t は、時刻である。 h_i は、第 i マルチパス波の複素応答値である。 T_{0i} は、第 i マルチパス波の伝搬遅延時間である。 f は、送信信号の搬送波の周波数である。 $v(t)$ は、内部雑音である。内部雑音とは、受信機側の回路内部で発生する雑音である。

[0128] 例えば、PN 相関法では、次式のように、受信機側で既知な送信信号 $u(t)$ の時間をずらしながら、受信信号 $x(t)$ との相関がとられる。

[0129] [数18]

$$z(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u^*(t - \tau) x(t) dt \quad (18)$$

[0130] なお、 $u^*(\cdot)$ は、 $u(\cdot)$ の複素共役である。

[0131] $z(\tau)$ は、遅延プロファイルとも称される。また、 $|z(\tau)|^2$ は、電力遅延プロファイルとも称される。 τ は、遅延時間である。

[0132] L波のマルチパス波の遅延プロファイルは、次式で表される。

[0133] [数19]

$$z(\tau) = \sum_{i=1}^L h_i e^{-j2\pi f T_{0i}} r(\tau - T_{0i}) + n(\tau) \quad (19)$$

[0134] ここで、 $r(\tau)$ は、PN系列信号の自己相関関数である。自己相関関数とは、信号と信号自身との相関をとった関数である。 $r(\tau)$ は、次式で与えられる。

[0135] [数20]

$$r(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u^*(t - \tau) u(t) dt \quad (20)$$

[0136] また、 $n(\tau)$ は、内部雑音成分である。 $n(\tau)$ は、次式で与えられる。

[0137] [数21]

$$n(\tau) = \int_0^T u^*(t - \tau) v(t) dt \quad (21)$$

[0138] (2) スパース再構成

受信信号のサンプリング数をM（ただし、 $M > L$ ）とする。そして、受信信号は、M個の離散遅延時間 τ_1 、 τ_2 、 $\dots$ 、 τ_M においてサンプリングされるものとする。なお、遅延離散時間とは、遅延時間を離散値として表現したものである。 $z(\tau)$ は、離散遅延時間 τ においてサンプリングされた受信信号に基づいて算出された遅延プロファイルである。M個の遅延プロファイルから成るデータベクトル z は、次式で表される。ただし、次式は、受信側がプリアンブルシンボルをひとつだけ受信した場合の式である。

[0139] [数22]

$$\mathbf{z} = [\mathbf{z}(\tau_1), \mathbf{z}(\tau_2), \dots, \mathbf{z}(\tau_M)]^T \quad (22)$$

[0140] L波のマルチパス波が受信される場合、データベクトル $\mathbf{z}$ は、次式のように表される。

[0141] [数23]

$$\mathbf{z} = \sum_{l=1}^L \mathbf{h}_l e^{-j2\pi f T_{0l}} \mathbf{r}(T_{0l}) + \mathbf{n} \quad (23)$$

[0142] [数24]

$$\mathbf{r}(\tau) = [\mathbf{r}(\tau_1 - \tau), \mathbf{r}(\tau_2 - \tau), \dots, \mathbf{r}(\tau_M - \tau)]^T \quad (24)$$

[0143] [数25]

$$\mathbf{n} = [\mathbf{n}(\tau_1), \mathbf{n}(\tau_2), \dots, \mathbf{n}(\tau_M)]^T \quad (25)$$

[0144] なお、 $\mathbf{r}(\tau)$ は、距離モードベクトルと称される。

[0145] さらに、データベクトル $\mathbf{z}$ を行列表記すると、次式のように表される。

[0146] [数26]

$$\mathbf{z} = \mathbf{A}_0 \mathbf{s}_0 + \mathbf{n} \in \mathbb{C}^M \quad (26)$$

[0147] [数27]

$$\mathbf{A}_0 = [\mathbf{r}(T_{01}), \mathbf{r}(T_{02}), \dots, \mathbf{r}(T_{0L})] \in \mathbb{C}^{M \times L} \quad (27)$$

[0148] [数28]

$$\mathbf{s}_0 = [\mathbf{h}_1 e^{-j2\pi f T_{01}}, \mathbf{h}_2 e^{-j2\pi f T_{02}}, \dots, \mathbf{h}_L e^{-j2\pi f T_{0L}}]^T \in \mathbb{C}^L \quad (28)$$

[0149] ここで、 $\mathbf{A}_0$ は、モード行列とも称される。

[0150] また、 $\mathbf{s}_0$ は、信号ベクトルとも称される。

[0151] スパース再構成では、データベクトル $\mathbf{z}$ は、 $\mathbf{A}$ と $\mathbf{s}$ との行列積を含む形式に変換される。

[0152]

[数29]

$$\mathbf{z} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \in \mathbb{C}^M \quad (29)$$

[0153] [数30]

$$\mathbf{A} = [\mathbf{r}(T_1), \mathbf{r}(T_2), \dots, \mathbf{r}(T_N)] \in \mathbb{C}^{M \times N} \quad (30)$$

[0154] [数31]

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T \in \mathbb{C}^N \quad (31)$$

[0155] $T_1, T_2, \dots, T_N$ は探索するN個の遅延時間を表す。 $T_1, T_2, \dots, T_N$ は、遅延時間ビンとも称される。遅延時間ビンは、設定時間の一例である。なお、 $N \gg L$ である。

[0156] ここで、 $\mathbf{A}$ は、遅延時間ビンモード行列とも称される。遅延時間ビンモード行列は、複数の遅延時間ビンの各々において信号を受信したと仮定したときの遅延プロファイルを表す複数の要素からなる行列である。例えば、遅延時間ビンモード行列 $\mathbf{A}$ の要素である $\mathbf{r}(T_1)$ は、時刻 T_1 において信号が受信されたと仮定したときの、当該信号の遅延プロファイルである。

[0157] また、 $\mathbf{s}$ は、拡張信号ベクトルとも称される。拡張信号ベクトルとは、遅延時間ビンごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである。

[0158] (3) 拡張信号ベクトルに基づく伝搬遅延時間の推定

スパース再構成によれば、遅延プロファイル $\mathbf{z}$ が、 $\mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n}$ の形でモデル化される。よって、未知数が N であり、条件数が M ($M < N$)である劣決定問題を解くことにより、拡張信号ベクトル $\mathbf{s}$ を求めることが可能となる。制御部230は、拡張信号ベクトル $\mathbf{s}$ における複数の要素に対応する遅延時間ビンに基づいて、第1到来波の受信時刻を推定する。

[0159] ここで、拡張信号ベクトルのうち非ゼロの要素は、当該非ゼロの要素に対応する遅延時間ビンにおいて信号が存在することを示す。他方、拡張信号ベクトルのうちゼロの要素は、当該ゼロの要素に対応する遅延時間ビンにおいて信号が存在しないことを示す。よって、制御部230は、拡張信号ベクトル

ル s における複数の要素に対応する遅延時間ビンのうち、非ゼロの要素に対応する遅延時間ビン、第 1 到来波の受信時刻として推定する。

[0160] その際、制御部 230 は、拡張信号ベクトル s のスパース解を推定し、推定したスパース解のうち非ゼロの要素に対応する遅延時間ビン、第 1 到来波の受信時刻として推定する。スパース解とは、所定数の要素のみが非ゼロであるベクトルである。所定数は、送信信号に含まれるパルスに対応するパルスとして、受信信号に含まれるパルスの数である。即ち、スパース解とは、 L 波のマルチパス波が受信される場合、理想的には L 個の要素のみが非ゼロであり、他の要素はゼロであるベクトルである。例えば、 $s = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ のうち s_2 が非ゼロである場合、遅延時間 T_2 において信号が受信されたと判定される。なお、ノイズにより本来ゼロとなる要素が非ゼロとなる状況も想定されるが、制御部 230 は、ノイズを考慮せずにある要素が非ゼロである場合には当該要素に対応するパルスが存在するとして推定を実施してもよい。この場合であっても、後述する推定方法によれば、ノイズの影響を排除し精度の高い推定を実現することが可能である。一方、制御部 230 は、非ゼロの要素に関し、ノイズか否かの判定を行い、ノイズであると判定した要素についてはゼロと見做して推定を実施してもよい。

[0161] とりわけ、制御部 230 は、拡張信号ベクトル s に含まれる要素のうち非ゼロの要素に対応する遅延時間ビンのうち、最も早い遅延時間ビン、第 1 到来波の受信時刻として推定する。例えば、 $s = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ のうち s_2 、 s_4 、及び s_6 が非ゼロである場合、遅延時間 T_2 においてファストパスを経由した信号が受信され、遅延時間 T_4 及び T_6 においてファストパス以外の経路を経由した信号が受信されたと判定される。

[0162] スパース再構成されたモデルにより求まる信号の分解能は、スパース再構成においてモデル化する際の N の大きさ（即ち、拡張信号ベクトル s の要素数）で決まる。従って、スパース再構成の際に N の数を大きくとることで、CIR より細かい分解能でマルチパス波を分離することが可能となる。そこで、本実施形態では、受信信号のサンプリング数 M よりも遅延時間ビンの数

Nを大きくする。換言すると、本実施形態では、N個の遅延時間ビン T_1 、 T_2 、 $\dots$ 、 T_N の時間間隔は、M個の離散遅延時間 τ_1 、 τ_2 、 $\dots$ 、 τ_M の時間間隔よりも短い。かかる構成により、受信信号のサンプリング間隔より細かい分解能で、マルチパス波を分離することが可能となる。その結果、CIRより細かい分解能で、第1到来波の受信時刻を求めることが可能となる。

[0163] (3) 圧縮センシングアルゴリズム

制御部230は、圧縮センシングアルゴリズムを用いて、スパース解となる拡張信号ベクトル s を推定する。圧縮センシングアルゴリズムとは、未知なベクトルがスパースなベクトルであると仮定し、未知なベクトルに対する線形観測に基づいて、未知なベクトルを推定するアルゴリズムである。本実施形態において、拡張信号ベクトル s は未知なベクトルの一例である。線形観測とは、未知なベクトルに係数を乗算した結果を得ることである。本実施形態において、ビンモード行列 A は係数の一例である。遅延プロファイル z は、線形観測の一例である。

[0164] 圧縮センシングアルゴリズムとしては、FOCUSS (Focal Underdetermined System Solver)、ISTA (Iterative Shrinkage Thresholding Algorithm)、及びFISTA (Fast ISTA) 等が挙げられる。制御部230は、これらのいずれの圧縮センシングアルゴリズムを採用してもよい。以下では、一例としてFOCUSSを用いて拡張信号ベクトル s を推定する例を説明する。FOCUSSとは、未知なベクトルに対し初期値を仮定し、一般逆行列と重み行列とを利用しながら反復的に未知なベクトルを推定するアルゴリズムである。FOCUSSは、一般逆行列と重み行列とを利用することにより、少ない反復回数で精度よく未知なベクトルを推定することが可能である。FOCUSSの基本原理については、非特許文献「Irina F. Gornitsky, Member, IEEE, and Bhaskar D. Rao, “Sparse Signal Reconstruction from Limited Data Using FOCUSS: A Re-weighted Minimum Norm Algorithm”, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 45, NO. 3, MARCH 1997」に詳しく説明されている。

[0165] 遅延プロファイル z からスパース解となる拡張信号ベクトル s を推定する問題は、未知数が N 個で、条件数が M 個（なお、 $M < N$ ）の劣決定問題となる。そのため、別の条件を追加して解を求めることとなる。典型的には、拡張信号ベクトル s のノルムが最小となる条件を付加し、最小ノルム解が求められる。なお、ノルムとは、ベクトルの長さである。

[0166] − FOCUS S の初期値 s_0 の決定

上記数式（29）において、内部雑音 n を無視すると、遅延プロファイル z に遅延時間ビンモード行列 A の逆行列を乗算すれば、行列 A が無くなる（即ち、単位行列となる）ので、拡張信号ベクトル s を抽出可能である。しかし、遅延時間ビンモード行列 A の逆行列は存在しない。そこで、最小ノルム解 s_{mn} は、次式のように、遅延プロファイル z に遅延時間ビンモード行列 A の一般逆行列を乗算することで、求められる。一般逆行列は、ムーア・ペンローズ一般逆行列であってもよい。

[0167] [数32]

$$s_{mn} = A^- z = A^H (A A^H)^{-1} z \quad (32)$$

[0168] ここで、 A^- は、遅延時間ビンモード行列 A の一般逆行列である。遅延時間ビンモード行列 A の一般逆行列 A^- は、次式により表される。

[0169] [数33]

$$A^- = A^H (A A^H)^{-1} \quad (33)$$

[0170] 遅延時間ビンモード行列 A に遅延時間ビンモード行列 A の一般逆行列 A^- を乗算しても、遅延時間ビンモード行列 A は完全には無くならないため、最小ノルム解 s_{mn} として、スパース解である拡張信号ベクトル s に似たベクトルが算出される。なお、最小ノルム解 s_{mn} は、FOCUS S の初期値 s_0 となる。

[0171] − FOCUS S の適用

最小ノルム解 s_{mn} はスパース解とはならない。そこで、制御部 230 は、拡張信号ベクトル s のスパース解を推定することとして、拡張信号ベクトル s に重みを付したベクトルのノルムを最小化するベクトルである、重み付き

最小ノルム解を推定する。重み付き最小ノルム解を推定することにより、スパース解を推定することが可能となる。重み付き最小ノルム解は、次式で表される。

[0172] [数34]

$$s = W(AW)^{-1}z \quad (34)$$

[0173] ここで、Wは重み行列である。重み行列Wは、典型的には、対角行列となる。即ち、拡張信号ベクトルsの重み付き最小ノルム解を求める問題は、次式のように記述される。

[0174] [数35]

$$\begin{aligned} &\text{Find } s = Wq \\ &\text{Where } q = \text{argmin} \|q\| \quad \text{subject to } AWq = z \end{aligned} \quad (35)$$

[0175] 具体的には、制御部230は、下記STEP1～STEP3に示す数式(36)、数式(37)及び数式(38)を反復して演算することで、拡張信号ベクトルsの重み付き最小ノルム解を推定する。

[0176] [数36]

$$\begin{aligned} &\text{STEP 1 :} \\ &W_k = \text{diag}(|s_{k-1}(1)|, \dots, |s_{k-1}(N)|) \end{aligned} \quad (36)$$

[0177] [数37]

$$\begin{aligned} &\text{STEP 2 :} \\ &q_k = (AW_k)^{-1}z \end{aligned} \quad (37)$$

[0178] [数38]

$$\begin{aligned} &\text{STEP 3 :} \\ &s_k = W_k q_k \end{aligned} \quad (38)$$

[0179] ここで、kは反復回数である。s_kは、重み付き最小ノルム解の候補である。(AW_k)⁻¹は、AW_kの一般逆行列である。上記説明したように、s_kの初期値は、最小ノルム解s_{mn}として、次式で与えられる。

[0180] [数39]

$$s|_{k=0} = s_{mn} \quad (39)$$

[0181] 制御部230は、上記STEP1～STEP3を繰り返し実行する。一例

として、STEP 1～STEP 3は、 s_k が収束するまで繰り返し実行されてもよい。他の一例として、STEP 1～STEP 3は、所定回数繰り返し実行されてもよい。これにより、より真値に近い、重み付き最小ノルム解としての拡張信号ベクトル s を推定することが可能となる。この点について、以下に説明する。

[0182] 上記数式 (37) により、数式 (38) は次式に変換される。

[0183] [数40]

$$s_k = W_k(AW_k)^{-1}z \quad (40)$$

[0184] 数式 (29) における雑音 n を無視すると、数式 (40) は次式に変換される。

[0185] [数41]

$$s_k = W_k(AW_k)^{-1}As \quad (41)$$

[0186] ここで、 $W_k(AW_k)^{-1}A$ が単位行列のように s を変化させない行列であれば、 s_k と s とは等しくなる。FOCUS Sにおいて、反復的に重み行列 W_k を更新しながら、 $W_k(AW_k)^{-1}A$ を単位行列のように s を変化させない行列に近付けることで、より真値に近い、重み付き最小ノルム解としての拡張信号ベクトル s を推定することが可能となる。

[0187] (4) 特異値分解

制御部 230 は、拡張信号ベクトル s を推定するにあたって、特異値分解を行うことにより AW_k の一般逆行列 $(AW_k)^{-1}$ を求めてもよい。この際、制御部 230 は、例えば、TSVD (Truncated singular value decomposition) を用いて $(AW_k)^{-1}$ を求めてもよい。

[0188] この場合、制御部 230 は、上記STEP 2の数式 (37) において、 AW_k を、所定の閾値よりも大きな値の特異値から成る対角行列を含む形式に特異値分解した上で、 $(AW_k)^{-1}$ を算出する。 AW_k は、次式のように特異値分解される。

[0189]

[数42]

$$AW_k = U_t S_t V_t^H \quad (42)$$

[0190] ここで、 S_t は、 t 個の非ゼロの特異値からなる対角行列である。 U_t は、 S_t に対応する t 列の左特異ベクトルからなる行列である。 V_t は、 S_t に対応する t 列の右特異ベクトルからなる行列である。 t は、信号部分空間の次元数である。信号部分空間とは、電力が閾値よりも高い信号から成る空間である。なお、 V_t^H は、行列 V_t の複素共役転置をとったものであり、 V_t の随伴行列とも呼ばれる。このとき、 $(AW_k)^{-}$ は、次式で求められる。

[0191] [数43]

$$(AW_k)^{-} = V_t S_t^{-1} U_t^H \quad (43)$$

[0192] ここで、 S_t は、信号部分空間の次元数 t 個の非ゼロの特異値を含む。即ち、 S_t は、所定の閾値よりも大きな値の t 個の特異値からなる対角行列である。そして、 t は、マルチパス波の数 L と等しい。よって、上記のように信号部分空間に属する（即ち、大きな値をとる）特異値のみを使用して一般逆行列を求めることで、雑音の影響を低減することが可能となる。なぜならば、信号部分空間に属さない（即ち、小さな値をとる）特異値は、雑音に対応するためである。雑音の影響を低減することで、雑音の影響下においても安定的に精度よく一般逆行列を求めることが可能となる。

[0193] (5) 正則化

上記では、制御部230が特異値分解を行うことで、 $(AW_k)^{-}$ を求める場合について述べた。一方、制御部230は、 $(AW_k)^{-}$ を求めるために、R-FOCUS (Regularized-FOCUS) 等を用いた正則化を行ってもよい。その際、制御部230は、上記STEP2の数式(37)に代えて、下記の数式(44)を用いてもよい。なお、 A_k^H は、行列 A_k の複素共役転置をとったものであり、 A_k の随伴行列とも呼ばれる。

[0194] [数44]

$$q_k = A_k^H (A_k A_k^H)^{-1} z \quad (44)$$

with $A_k = AW_k$

[0195] ただし、上記の数式（４４）において、 $A_k A_k^H$ が正則ではない場合、逆行列 $(A_k A_k^H)^{-1}$ を求めることができない。このため、制御部２３０は、上記 STEP 2において、数式（４４）に代えて、下記の数式（４５）を用いてもよい。

[0196] [数45]

$$q_k = A_k^H (A_k A_k^H + \alpha I)^{-1} Z \quad (45)$$

with $A_k = A W_k$

[0197] ここで、数式（４５）における α は、正の微小量である。Iは、単位行列である。 α は、正則化パラメータとも称される。上記の数式（４５）のように、正則化パラメータを用いることにより、 $A_k A_k^H$ が正則ではない場合においても、 $A_k A_k^H + \alpha I$ を正則とすることで、 $A_k A_k^H$ の逆行列 $(A_k A_k^H)^{-1}$ を求めることが可能となる。また、正則化パラメータを用いることで、 S_k の収束をより容易に実現することが可能となる。なお、FOCUS Sにおける正則化パラメータについては、上述の非特許文献において言及されている。

[0198] なお、制御部２３０は、 $A_k A_k^H$ の逆行列 $(A_k A_k^H)^{-1}$ を求めるために、TSVDを用いてもよい。その際、制御部２３０は、上記の数式（４４）において、 $A_k A_k^H$ を、第１の閾値よりも大きな値の特異値から成る対角行列を含む形式に特異値分解した上で、 $(A_k A_k^H)^{-1}$ を算出する。 $A_k A_k^H$ は、次式のように特異値分解される。

[0199] [数46]

$$A_k A_k^H = U_t S_t V_t^H \quad (46)$$

[0200] このとき、 $(A_k A_k^H)^{-1}$ は、次式で求められる。

[0201] [数47]

$$(A_k A_k^H)^{-1} = V_t S_t^{-1} U_t^H \quad (47)$$

[0202] なお、 $A_m A_m^H$ は正方行列であるから、ここでの特異値分解は固有値分解と

も称される。そして、TSVDはTEVD (Truncated Eigen Value Decomposition) と称される。

[0203] 以上、 $(AW_k)^{-}$ の算出例について具体例を挙げて説明した。なお、 $(AW_k)^{-}$ の算出において特異値分解を用いる場合、不要な特異値を取り除くことができ、計算時間を短縮できる場合がある。一方、 $(AW_k)^{-}$ の算出において特異値分解を用いない場合、特異値の除外を行わないことにより推定精度が向上する効果が期待される。

[0204] (6) 閾値処理

FOCUSにおいて、閾値処理が行われてもよい。ここでの閾値処理とは、所定の閾値以下の要素を0にする処理である。例えば、制御部230は、上記STEP1の数式(36)において、重み行列 W_k に含まれる要素のうち所定の閾値以下の要素をゼロとしてもよい。一例として、上記STEP1において、次式に示す閾値処理が行われてもよい。

[0205] [数48]

STEP1:

$$w_k(i) = \begin{cases} 0 & |s_{k-1}(i)| < 10^{-5} |s_{k-1}(i)|_{\max} \\ |s_{k-1}(i)| & \text{otherwise} \end{cases} \quad (48)$$

[0206] ここで、 $w_k(i)$ は、重み行列 W_k の第*i*対角成分である。 $s_{k-1}(i)$ は拡張信号ベクトル s_{k-1} の第*i*成分である。 $|s_{k-1}(i)|_{\max}$ は、 $s_{k-1}(i)$ に含まれる要素のうち、大きさの最大値である。 $10^{-5} |s_{k-1}(i)|_{\max}$ は、閾値の一例である。

[0207] 上記の閾値処理によれば、重み行列 W_k を作成する際に、拡張信号ベクトル s の要素のうち、閾値未満の値をとる要素は信号ではなく雑音であるとみなして、ゼロに変換される。これにより、拡張信号ベクトル s をより早くに収束させることが可能となる。また、非ゼロの要素が削減されるので、スパース解を得やすくすることが可能となる。

[0208] (7) 2D-FOCUS

上記では、スパース解となる拡張信号ベクトル s の推定に制御部230が圧縮センシングアルゴリズムとしてFOCUSを用いる場合を例示した。

- [0209] 上記で述べたようなFOCUSを用いた処理によれば、拡張信号ベクトル s を精度高く推定することができ、ひいては装置間における距離の推定精度を向上させることが可能となる。
- [0210] しかし、FOCUSは、時間情報（距離情報）に基づいてマルチパスの分離を行う処理であるため、マルチパス波の伝搬遅延時間（単に、遅延時間、と称する場合がある）差が極めて小さい場合、マルチパスを分離することが困難な場合がある。
- [0211] 例えば、図13には、受信信号の信号強度を時間軸に沿って表すグラフが示される。直接波と反射波の伝搬遅延時間差が極めて小さい場合、図13に示すように両者の信号強度は重なってしまい、時間情報に基づいて両者を分離することが困難となる。
- [0212] 一方、図14には、受信信号の信号強度を時間軸と到来角度軸とを用いて表現したグラフが示される。図14に示すように、直接波と反射波の伝搬遅延時間差が極めて小さい場合であっても、両者の到来角度が異なる場合、両者を容易に分離することが可能である。
- [0213] 本実施形態に係る技術思想は上記のような点に着目して発想されたものであり、装置間における距離および角度の推定精度を向上させるものである。
- [0214] このために、制御部230は、上記で説明したFOCUSに代えて2D-FOCUSを用いて拡張信号ベクトル s の推定を行ってよい。なお、制御部230が2D-FOCUSを実施する場合、基本的には、通信ユニット200が複数のアンテナ211を備えることが求められる。ただし、アンテナ211が移動可能に設けられる場合、単一のアンテナ211を移動させながら信号を受信することにより、仮想的に複数のアンテナ211により信号を受信したものとして後述するような信号処理を実施することも可能である。
- [0215] 上述したように、FOCUSは、時間情報報を含む遅延時間ビンモード行列を用いて拡張信号ベクトル s の推定を行う圧縮センシングアルゴリズムの1種である。

[0216] FOCUSにおける遅延時間ビンモード行列Aは、例えば、下記の数式(49)により表される。

[0217] [数49]

$$A = [r(T_1), \dots, r(T_N)] \quad (49)$$

[0218] 一方、2D-FOCUSは、時間情報および角度情報を含むビンモード行列を用いて拡張信号ベクトルsの推定を行う圧縮センシングアルゴリズムの1種である。

[0219] 2D-FOCUSにおけるビンモード行列Aは、例えば、下記の数式(50)により表される。

[0220] [数50]

$$A = [a(T_1, \theta_1), \dots, a(T_N, \theta_1), a(T_1, \theta_2), \dots, a(T_N, \theta_P)] \\ a(T_n, \theta_p) = a(\theta_p) \otimes r(T_n) \quad (50)$$

[0221] なお、上記の数式(49)および数式(50)におけるNは、伝搬遅延時間ビン数を表す。上記の数式(50)におけるPは、到来角度ビン数を表す。上記の数式(50)における $a(T_n, \theta_p)$ は、モードベクトルを表す。 $a(\theta_p)$ は、到来方向 θ_p からの信号を複数のアンテナ211で受信した場合の各アンテナ211間の受信信号の位相関係を表すベクトル(方向モードベクトル、とも称する)である。 $r(T_n)$ は、時間 T_n にピークを有する送信信号の自己相関関数から成るベクトル(時間モードベクトル、とも称する)である。

[0222] 以下、制御部230による2D-FOCUSを用いた拡張信号ベクトルsの推定について詳細に説明する。

[0223] なお、2D-FOCUSにおける反復演算等の処理は、基本的にFOCUSと同一である。例えば、2D-FOCUSでは、FOCUSと同様に、上述した数式(36)～(38)が反復して演算されることで、拡張信号ベクトルsの重み付き最小ノルム解が推定される。

[0224] 一方、2D-FOCUSとFOCUSとでは、入力される遅延プロフ

ファイルおよびビンモード行列、出力（推定）される拡張信号ベクトルが互いに異なる。

[0225] 図15は、2D-FOCUSおよびFOCUSにおける遅延プロファイル、ビンモード行列、および推定される拡張信号ベクトルの違いを概略的に示す図である。

[0226] 図15に示すように、FOCUSにおける遅延プロファイル $z^{(k)}$ は、 $M \times 1$ の列ベクトルであるのに対し、2D-FOCUSにおける遅延プロファイル z は、 $MK \times 1$ の列ベクトルである。

[0227] なお、 M は遅延時間サンプル数を、 K は通信ユニット200に備えられるアンテナ211（以下、素子、とも称する）の数をそれぞれ表す。また、 k は、複数の素子のうちの任意の番号の素子（第 k 素子）を表す。

[0228] また、図15に示すように、FOCUSにおける遅延時間ビンモード行列 A は、時間情報を含む $M \times N$ の行列であるのに対し、2D-FOCUSにおけるビンモード行列 A は、時間情報および角度情報を含む $MK \times NP$ の行列である。

[0229] なお、 N は伝搬遅延時間ビン数を、 P は到来角度ビン数をそれぞれ表す。

[0230] また、図15に示すように、FOCUSにおいて推定される拡張信号ベクトル $s^{(k)}$ は $N \times 1$ の列ベクトルであるのに対し、2D-FOCUSにおいて推定される拡張信号ベクトル s は $NP \times 1$ の列ベクトルである。

[0231] 以下、2D-FOCUSおよびFOCUSにおける遅延プロファイル、ビンモード行列、および拡張信号ベクトルの違いについて詳細に説明する。

[0232] まず、図16を参照して、2D-FOCUSおよびFOCUSにおける遅延プロファイルの違いについて詳細に説明する。

[0233] FOCUSにおける遅延プロファイル $z^{(k)}$ は、図16の上段に示されるように、遅延時間 $\tau_1 \sim \tau_M$ でサンプリングした M 個の遅延プロファイルを要素として含む。

[0234] 一方、2D-FOCUSにおける遅延プロファイル z は、図16の下段

に示されるように、第1素子～第k素子に関しそれぞれ遅延時間 $\tau_1 \sim \tau_M$ でサンプリングした $M \times K$ 個の遅延プロファイルを含む。

[0235] このように、2D-FOCUSにおける遅延プロファイル z 、すなわち相関演算結果は、第2の信号と第1の信号との相関を規定時間およびアンテナ211ごとにとった結果であってもよい。

[0236] 次に、図17を参照して、2D-FOCUSおよびFOCUSにおけるビンモード行列の違いについて詳細に説明する。

[0237] FOCUSにおける遅延時間ビンモード行列 A は、図17の上段に示すように、列方向に遅延時間 $\tau_1 \sim \tau_M$ でサンプリングした自己相関関数が、行方向に遅延時間 $T_1 \sim T_N$ において信号を受信した場合の遅延プロファイルを模した自己相関関数が定義された、 $M \times N$ 個の要素を含む。なお、上記遅延プロファイルを模した自己相関関数に代えて、事前に測定された遅延プロファイルが用いられてもよい。

[0238] 一方、2D-FOCUSにおけるビンモード行列 A は、図17の下段に示すように、列方向に遅延時間 $\tau_1 \sim \tau_M$ でサンプリングした K 個の素子ごとの自己相関関数が、行方向に到来角度 $\theta_1 \sim \theta_P$ ・遅延時間 $T_1 \sim T_N$ において信号を受信した場合の遅延プロファイルを模した自己相関関数が定義された、 $MK \times NP$ 個の要素を含む。

[0239] このように、2D-FOCUSにおけるビンモード行列 A は、複数のアンテナ211の各々が複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であってもよい。

[0240] 次に、図18を参照して、2D-FOCUSおよびFOCUSにおける拡張信号ベクトルの違いについて詳細に説明する。

[0241] FOCUSにおいて推定される拡張信号ベクトル $s^{(k)}$ は、図18の上段に示すように、遅延時間 $T_1 \sim T_N$ に対応する N 個のビンを含む。

[0242] なお、上述したように、FOCUSにおいて推定される拡張信号ベクトル $s^{(k)}$ では信号が存在するビン以外はゼロとなる。

- [0243] 一方、2D-FOCUSにおいて推定される拡張信号ベクトル s は、図18の下段左側に示すように、遅延時間 $T_1 \sim T_N$ ・到来角度 $\theta_1 \sim \theta_P$ に対応する $N \times P$ 個のビンを含む。
- [0244] なお、 s_{np} は、遅延時間 T_n ・到来角度 θ_p の複素振幅信号を表す。また、2D-FOCUSにおいて推定される拡張信号ベクトル s でも、信号が存在するビン以外はゼロとなる。
- [0245] このことから、制御部230は、2D-FOCUSを用いて推定した拡張信号ベクトル s における非ゼロ要素（非ゼロのビン）のうち、遅延時間が最も早い要素に対応する時間および角度をそれぞれ信号の受信時刻および到来角度とみなしてもよい。
- [0246] すなわち、制御部230は、推定した拡張信号ベクトル s のスパース解のうち非ゼロの要素に対応する設定時間のうち最も早い設定時間を第2の信号の受信時刻として推定し、当該最も早い設定時間に対応する非ゼロの要素に対応する設定角度を第2の信号の到来角度として推定してもよい。
- [0247] 一方、制御部230は、推定した拡張信号ベクトル s を設定時間および設定角度に基づく行列とし、当該行列に対して振幅のピークサーチを行うことで、第2の信号の受信時刻および到来角度を推定してもよい。
- [0248] 図18の下段右側には、制御部230が、推定した拡張信号行列 s を遅延時間と到来角度とに基づき変換した $N \times P$ の行列が示される。制御部230は、当該行列に対し、振幅のピークサーチを行い、ピークを検出した要素に対応する遅延時間および到来角度をそれぞれ信号の受信時刻および到来角度として推定してもよい。
- [0249] なお、遅延時間が最も早いピークが複数存在する場合、制御部230は、振幅の最も大きいピークを検出した要素に対応する遅延時間および到来角度をそれぞれ信号の受信時刻および到来角度として推定してもよい。
- [0250] 上記のようなピークサーチによれば、上述の遅延時間が最も早い要素に対応する時間および角度をそれぞれ信号の受信時刻および到来角度として推定する場合と比較して、推定精度の向上が期待される。

[0251] 以上、2D-FOCUSおよびFOCUSにおける遅延プロファイル、ピンモード行列、および推定される拡張信号ベクトルの違いについて詳細に説明した。

[0252] 続いて、方向のモードベクトルについて具体例を挙げて説明する。

[0253] 例えば、図19に示すように、3つのアンテナ211A～211Cが等間隔dで配置される場合、一点鎖線で表される信号に係る方向のモードベクトルは、下記の数式(51)のように表される。

[0254] [数51]

$$\mathbf{a}(\theta_p) = \left[1, \exp\left(-j\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta_p\right), \dots, \exp\left(-j\frac{2\pi d}{\lambda} (K-1) \cos \theta_p\right) \right]^T \quad (51)$$

[0255] 上記の数式(51)におけるdは素子間隔を、λは波長を表す。また、上記の数式(51)により示す方向のモードベクトルの各要素は基準素子（例えば、アンテナ211A（第1素子）との位相差を表す。

[0256] ただし、2D-FOCUSを用いて推定される信号の到来角度は、1次元の角度(θ)に限定されない。

[0257] 例えば、図20に示すように、信号の到来角度が2次元の角度(θ, φ)となる平面に3つ以上のアンテナ211が配置される場合、2D-FOCUSにおけるピンモード行列Aは、下記の数式(52)のように変更されてよい。この場合、各モード行列Aは、ML×NPUの行列となる。

[0258] [数52]

$$A = [\mathbf{a}(T_1, \theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{a}(T_N, \theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(T_1, \theta_2, \varphi_1), \dots, \mathbf{a}(T_N, \theta_p, \varphi_1), \mathbf{a}(T_1, \theta_1, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(T_N, \theta_p, \varphi_U)]$$

$$\mathbf{a}(T_n, \theta_p, \varphi_u) = \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_u) \otimes \mathbf{r}(T_n) \quad (52)$$

[0259] また、例えば、図21に示すように、3つのアンテナ211A～211Cが等間隔dでL字型に配置される場合、方向のモードベクトルは、下記の数式(53)のように表される。

[0260]

[数53]

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_u) &= \mathbf{a}(\varphi_u) \otimes \mathbf{a}(\theta_p) \\ \mathbf{a}(\theta_p) &= \left[1, \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta_p\right), 1 \right]^T \\ \mathbf{a}(\varphi_u) &= \left[1, \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \varphi_u\right) \right]^T \end{aligned} \quad (53)$$

[0261] 以上例示したように、本実施形態に係る方向のモードベクトル、ビンモード行列は、素子の配置に応じて柔軟に変形可能である。

[0262] また、2D-FOCUSを用いて推定される信号の到来角度は、3次元の角度であってもよい。

[0263] <4. 2. 位置パラメータの推定>

制御部230は、上記説明した処理により検出した第1到来波に基づいて、位置パラメータを推定する。

[0264] 一測距処理

制御部230は、上記説明した処理により推定した第1到来波の受信時刻に基づいて、携帯機100と通信ユニット200との間の距離Rを推定する。距離Rの推定方法については、図7を参照しながら上記説明した通りである。

[0265] ただし、携帯機100は、第2の測距用信号に関してCIRを算出し、スパース再構成及びFOCUSを行う。そして、携帯機100は、推定した第2の測距用信号の第1到来波の受信時刻に基づき時間INT₁を計測する。

[0266] 他方、通信ユニット200は、第1の測距用信号に関してCIRを算出し、スパース再構成及び2D-FOCUSを行う。そして、通信ユニット200は、推定した第1の測距用信号の第1到来波の受信時刻に基づき時間INT₃を計測する。同様に、通信ユニット200は、第3の測距用信号に関してCIRを算出し、スパース再構成及び2D-FOCUSを行う。そして、通信ユニット200は、推定した第3の測距用信号の第1到来波の受信時刻に基づき時間INT₄を計測する。

[0267] そして、制御部230は、時間T₁～T₄に基づいて伝搬遅延時間を推定し

、距離 R を推定する。上記説明したように、 CIR より細かい分解能で第 1 到来波の受信時刻を探索することができるので、それに伴い測距精度を向上させることが可能となる。

[0268] ー到来角度推定処理

通信ユニット 200 は、上述したように、2D-FOCUS を実施することにより第 1 到来波の到来角度を推定することが可能である。

[0269] <4. 3. 処理の流れ>

図 22 は、本実施形態に係る通信ユニット 200 により実行される位置パラメータ推定処理の流れの一例を示すフローチャートである。

[0270] 図 22 に示すように、まず、制御部 230 は、PN 相関法により遅延プロファイルを計算する（ステップ S302）。次いで、制御部 230 は、スパス再構成により、遅延プロファイルをビンモード行列と拡張信号ベクトルとの行列積を含む形式に変換する（ステップ S304）。次に、制御部 230 は、2D-FOCUS により、重み付き最小ノルム解となる拡張信号ベクトルを推定する（ステップ S306）。そして、制御部 230 は、推定した拡張信号ベクトルに基づいて、位置パラメータを推定する（ステップ S308）。

[0271] <4. 4. 2D-FOCUS の適用先について>

上記説明したように、送信側は、ひとつ以上のプリアンブルシンボルを含むプリアンブルを複数含む信号を、送信信号として送信し得る。その場合、受信側は、受信信号における複数のプリアンブルシンボルに対応する部分の各々と、プリアンブルシンボルと、の相関を、規定時間ごとにとることで、プリアンブルシンボルごとの CIR を算出し得る。

[0272] 2D-FOCUS は、プリアンブルシンボルごとの CIR を積算した、積算後の CIR に対して適用されてもよい。即ち、制御部 230 は、 CIR をビンモード行列と拡張信号ベクトルとの行列積を含む形式に変換することとして、プリアンブルシンボルごとの CIR を積算した、積算後の CIR を、ビンモード行列と拡張信号ベクトルとの行列積を含む形式に変換してもよ

い。そして、拡張信号ベクトル s のスパース解が $2D-FOCUSS$ により推定され、第1到来波の受信時刻が推定される。

[0273] 他方、 $2D-FOCUSS$ は、プリアンブルシンボルごとの CIR に対して適用されてもよい。その場合、プリアンブルシンボルごとに推定された拡張信号ベクトル s を積算することで、最終的な拡張信号ベクトル s が推定されてもよい。即ち、制御部230は、拡張信号ベクトル s に基づいて第1到来波の受信時刻および到来角度を推定することとして、複数のプリアンブルごとの CIR の各々についての拡張信号ベクトル s を積算した結果である、積算後の拡張信号ベクトル s に基づいて、第1到来波の受信時刻および到来角度を推定してもよい。

[0274] なお、 CIR は、パルスごとに計算されてもよい。その場合、 $2D-FOCUSS$ は、パルスごとの CIR を積算した、積算後の CIR に対して適用されてもよいし、パルスごとの CIR に対して適用されてもよい。

[0275] また、 CIR は、プリアンブル全体に対して計算されてもよい。その場合、 $2D-FOCUSS$ は、プリアンブル全体に対して算出された CIR に対して適用されてもよい。

[0276] いずれの方法においても、同様の結果を得ることが可能である。

[0277] <4. 5. $2D-FOCUSS$ の適用範囲>

$2D-FOCUSS$ は、 CIR 全体に対して適用されてもよい。

[0278] 一方で、 $FOCUSS$ は、 CIR の一部に対して適用されてもよい。詳しくは、拡張信号ベクトル s に含まれる複数の設定時間および設定角度ごとの要素のうち一部の設定時間および設定角度に対応する要素から成るベクトル（以下、部分ベクトルとも称する）を対象に、 $2D-FOCUSS$ が適用されてもよい。その場合、制御部230は、拡張信号ベクトル s のスパース解を推定することとして、部分ベクトルのスパース解を推定する。即ち、制御部230は、部分ベクトルに重みを付したベクトルのノルムを最小化するベクトルである、重み付き最小ノルム解を推定する。これにより、 CIR 全体に対して $2D-FOCUSS$ が適用される場合と比較して、計算負荷を軽減

することができる。

[0279] とりわけ、第1到来波の検出を目的とするのであれば、CIRのうち第1到来波の受信時刻および到来角度付近の一部分に限定して、2D-FOCUSが適用されることが望ましい。その場合、拡張信号ベクトル s に含まれる複数の設定時間および設定角度ごとの要素のうち、第1到来波の受信時刻付近の設定時間および到来角度付近の設定角度に対応する要素から成る部分ベクトルを対象に、2D-FOCUSが適用される。プリアンブルシンボルに基づいてCIRを算出する場合、送信信号のパルス配列と受信信号のパルス配列とが完全に一致する遅延時間・到来角度でのみ強い相関が得られ、その他の部分では相関が低い。よって、CIRのうち第1到来波の受信時刻・到来角度付近の一部分に限定して2D-FOCUSを適用したとしても、第1到来波の検出精度を維持することができる。

[0280] <4. 6. ビームスペース処理>

次に、本実施形態に係るビームスペース処理について説明する。

[0281] 上述したように、2D-FOCUSでは、距離および角度の2次元の推定が行われる。2D-FOCUSのような2次元以上の推定は、1次元の推定と比較して計算時間が増大する。

[0282] そこで、本実施形態に係る制御部230は、2D-FOCUSのような推定アルゴリズムの前処理としてビームスペース（サブスペース、とも呼ばれる）処理を実施することで、計算時間を削減することも可能である。

[0283] 上記ビームスペース処理とは、信号の到来方向にビームを形成する処理であり、信号に対し到来方向によって強弱の異なる空間フィルタを適用することで、メインビーム方向が強調された信号を得る処理といえる。

[0284] 図23は、本実施形態に係るビームスペース処理の概要について説明するための図である。

[0285] 本実施形態に係る制御部230は、K個の素子から得られた遅延プロファイル $z_1 \sim z_K$ に対してビームスペース処理を施し選択した信号 $y_1 \sim y_B$ を2D-FOCUSの入力としてもよい。

[0286] 図23に示す一例の場合、制御部230は、遅延プロファイル $z_1 \sim z_3$ に対してマルチビーム形成を行い得られた信号 $y_1 \sim y_5$ のうち大きさが閾値を超える信号 y_2 および y_3 を2D-FOCUSの入力とする。

[0287] 上記のような処理によれば、ビームスペース処理を実施しない場合と比較して推定アルゴリズムへの入力数を少なくすることができ、推定アルゴリズムの計算時間を大幅に削減できる。

[0288] 以下、本実施形態に係るビームスペース処理についてより詳細に説明する。

[0289] まず、ビームスペース処理におけるマルチビーム形成について述べる。

[0290] 図24は、本実施形態に係るマルチビーム形成について説明するための図である。

[0291] 本実施形態に係る制御部230は、例えば、図24に示すように、遅延プロファイル $z_1 \sim z_3$ に対し任意のウェイト $w_1 \sim w_3$ を用いることでマルチビーム形成を行ってもよい。

[0292] 制御部230は、ウェイト $w_1 \sim w_3$ の位相を調整することでビームの方向を、ウェイト $w_1 \sim w_3$ の振幅を調整することでビームの形状（ビームパターン）を柔軟に設定可能である。

[0293] マルチビーム形成の手法は、固定パターン型および適応型に大別される。

[0294] 固定パターン型は、ウェイト w の振幅と位相を事前に与えることで、図23に示すように、任意の方向に向いたビームを複数形成する手法である。

[0295] 固定パターン型のマルチビーム形成を行う場合、制御部230は、ウェイト w の振幅に対し、一様分布、二項分布、チェビシェフ分布、またはテ일러分布のうちいずれかを適用してもよい。

[0296] 例えば、二項分布を適用する場合、メインローブが太くなることで信号分離性能が低くなるものの、サイドローブを完全にゼロとするフィルタが可能となり、雑音に強いというメリットが得られる。

[0297] 一方、適応型は、遅延プロファイル $z_1 \sim z_K$ に基づいてウェイト w の位相および振幅を決定する手法である。

- [0298] 適応型を用いる場合、電波環境に応じて適切な方向に適切なビームパターンを形成することが理論上可能となる。このため、適応型は、雑音や干渉波を除去しつつ信号の到来方向にビームを向けられる、正確にビーム形成できれば真の信号の到来方向にビームを向けられる、というメリットがある。
- [0299] 適応型としては、遅延プロファイル $z_1 \sim z_K$ の固有値分解によって得られる固有ベクトルをウェイト w とする固有ベクトルビームスペース法、DCMP (Directionally Constrained Minimization of Power) アダプティブアレーを用いる手法が挙げられる。
- [0300] 以上、本実施形態に係るマルチビーム形成の手法について具体例を挙げて説明した。
- [0301] なお、制御部 230 は、電波環境等に応じて固定パターン型・適応型を使い分ける等、動的なマルチビーム形成を行うことも可能である。
- [0302] 続いて、本実施形態に係るビーム選択について詳細に説明する。
- [0303] 本実施形態に係る制御部 230 は、図 23 に示すように、形成されたビームを経た信号 y_b のうち大きさ（例えば、 y_b がベクトルの場合ノルム）が閾値を超える信号を選択してもよい。
- [0304] または、制御部 230 は、大きさが最大のものから順に N 個の信号 y_b を選択してもよい。
- [0305] また、マルチビーム形成に固有ベクトルビームスペース法を用いる場合、制御部 230 は、信号 y_b の大きさを固有値分解によって得られる固有値と置き換えてもよい。
- [0306] なお、選択される信号 y_b の数は、素子数に応じて適宜設計されればよい。
- [0307] また、本実施形態に係る制御部 230 は、角度領域のみならず時間領域にも基づいて信号 y_b を選択することで、計算時間をさらに削減することが可能である。
- [0308] 図 25 は、本実施形態に係るマルチビーム形成後の信号の行列について説明するための図である。
- [0309] 図 25 において、列ベクトルは第 b ビームの信号ベクトルであり、行ベク

トルは第 m 時間サンプルの信号ベクトルである。

[0310] ビーム選択には、時間領域に基づく選択の後に角度領域に基づく選択を行う手法、角度領域に基づく選択の後に時間領域に基づく選択を行う手法、および時間領域に基づく選択と角度領域に基づく選択を同時に行う手法が挙げられる。

[0311] まず、時間領域に基づく選択の後に角度領域に基づく選択を行う手法について述べる。時間領域の選択の後に角度領域の選択を行う構成は、時間領域の分解能が高いシステムにおいてより好適である。具体的には、時間領域の分解能が高い場合、時間領域における雑音と真の信号とが分離できている可能性が高いため、始めに時間領域の選択を行うことにより雑音を精度よく除くことができる。つまり、後の角度領域の選択では雑音が既に除かれた状態のデータを処理することとなるため、角度領域の選択をより高精度に行うことができる。

[0312] 図26は、本実施形態に係る時間領域に基づく選択の後に角度領域に基づく選択を行う手法について説明するための図である。

[0313] この場合、制御部230は、まず、時間領域の行ベクトルのノルムが閾値を超える行ベクトルを選択する。

[0314] 図26～図28においては、選択対象が無地で、非選択対象がドットで示される。

[0315] なお、ここで、閾値を超える行ベクトルのクラスが複数存在し、かつクラス間が一定時間以上離れている場合、制御部230は、該当する各クラスを別々の到来波として判別してもよい。このように、2波以上が存在する場合、制御部230は、時間の遅れた信号を選択しないでよい。これにより不要な計算を省くことができる。

[0316] 次に、制御部230は、選択した行ベクトルのみから構成される行列における角度領域の列ベクトルのノルムが閾値を超える列ベクトルを選択する。

[0317] なお、制御部230は、時間領域と角度領域とで互いに異なる閾値を用いて選択を行ってもよい。

[0318] 次に、角度領域に基づく選択の後に時間領域に基づく選択を行う手法について述べる。角度領域の選択の後に時間領域の選択を行う構成は、角度領域の分解能が高いシステムにおいてより好適である。具体的には、角度領域の分解能が高い場合、角度領域における雑音と真の信号とが分離できている可能性が高いため、始めに角度領域の選択を行うことにより雑音を精度よく除くことができる。つまり、後の時間領域の選択では雑音が既に除かれた状態のデータを処理することとなるため、時間領域の選択をより高精度に行うことができる。

[0319] 図 27 は、本実施形態に係る角度領域に基づく選択の後に時間領域に基づく選択を行う手法について説明するための図である。

[0320] この場合、制御部 230 は、まず、角度領域の列ベクトルのノルムが閾値を超える列ベクトルを選択する。

[0321] ここで、予め推定不要な角度が規定可能な場合、制御部 230 は、予め規定された角度領域の列ベクトルは選択しないでよい。これにより不要な計算を省くことができる。このような制御は、特に、通信ユニットの周囲に存在する遮蔽物の位置情報が既知な場合等に有用である。

[0322] 次に、制御部 230 は、選択した列ベクトルのみから構成される行列における時間領域の行ベクトルのノルムが閾値を超える行ベクトルを選択する。

[0323] なお、制御部 230 は、時間領域と角度領域とで互いに異なる閾値を用いて選択を行ってもよい。

[0324] 次に、図 28 を参照して、本実施形態に係る時間領域に基づく選択と角度領域に基づく選択を同時に行う手法について説明する。

[0325] 当該手法を採用する場合、制御部 230 は、信号の行列の各要素の大きさが閾値を超える要素を選択すればよい。

[0326] または、制御部 230 は、閾値を用いる代わりに、要素の大きさが大きい順に N 個を選択する等してもよい。

[0327] また、当該手法を採用する場合、制御部 230 は、上述した 2 手法とは異なり、図 28 に示すように、時間 - 空間領域において矩形ではない範囲を選

択することも可能である。これにより、時間または角度を順次選択する場合と比較し、より自由度の高い要素の選択が可能となる。

[0328] また、時間領域に基づく選択と角度領域に基づく選択を同時に行う場合においても、クラスタ間の時間 - 角度領域における二次元距離に基づき 2 波以上の到来波を検知可能である。例えば、図 29 に示すように、クラスタ C1 とクラスタ C2 との二次元距離 d が閾値を超える場合、制御部 230 は、クラスタ C1 とクラスタ C2 とをそれぞれ別々の到来波として判別してもよい。また、2 波以上が存在する場合、制御部 230 は、時間の遅れた信号を選択しないでもよい。これにより不要な計算を省くことができる。

[0329] 以上、本実施形態に係るビームスペース処理について説明した。本実施形態に係るビームスペース処理によれば、推定アルゴリズムに入力する情報を限定することで計算時間を大幅に削減することが可能となる。

[0330] ここで、推定アルゴリズムとして 2D-FOCUS を採用する場合のより詳細な信号変換について説明する。

[0331] ビームスペース処理を実施しない場合、上述したように、2D-FOCUS への入力は、遅延プロファイル z およびビンモード行列 A である。

[0332] 一方、ビームスペース処理を実施する場合、2D-FOCUS への入力、遅延プロファイル z_b およびビンモード行列 B となる。

[0333] 具体的には、制御部 230 は、下記数式 (54) に定義されるウェイト (行列) を用いて下記数式 (55) に示すような信号変換によりマルチビーム形成を行い、続いて下記数式 (56) に示すように信号選択を行うことで遅延プロファイル z_b およびビンモード行列 B を得る。なお、下記数式 (54) ~ (56) における F は、マルチビーム形成において生成されるビーム数である。

[0334] [数54]

$$\begin{aligned} W &= [w_1, \dots, w_F] \in \mathbb{C}^{K \times F} \\ w_l &= [w_1, \dots, w_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1} \end{aligned} \quad (54)$$

[0335]

[数55]

$$\begin{aligned}
\mathbf{Z}_F &= (\mathbf{W}_F^H \mathbf{Z}^T)^T \in \mathbb{C}^{M \times F} \\
\mathbf{B}_F &= [\mathbf{b}(T_1, \theta_1), \dots, \mathbf{b}(T_N, \theta_1), \mathbf{b}(T_1, \theta_2), \dots, \mathbf{b}(T_N, \theta_P)] \in \mathbb{C}^{MF \times NP} \\
\mathbf{b}(T_n, \theta_p) &= \mathbf{b}(\theta_p) \otimes \mathbf{r}(T_n) \\
\mathbf{b}(\theta_l) &= \mathbf{W}^H \mathbf{a}(\theta_l) \in \mathbb{C}^{F \times 1}
\end{aligned} \tag{55}$$

[0336] [数56]

$$\begin{aligned}
\mathbf{z}_F &= \text{vec}(\mathbf{Z}_F) \\
\mathbf{z}_F \in \mathbb{C}^{MF \times 1} &\rightarrow \mathbf{z}_b \in \mathbb{C}^{CB \times 1} \\
\mathbf{B}_F \in \mathbb{C}^{MF \times NP} &\rightarrow \mathbf{B} \in \mathbb{C}^{CB \times NP}
\end{aligned} \tag{56}$$

[0337] 制御部230は、上記のように得られた遅延プロファイル $\mathbf{z}_b$ およびピンモード行列 $\mathbf{B}$ を2D-FOCUSに入力し拡張信号ベクトル $\mathbf{s}$ を推定する。

[0338] なお、ピンモード行列 $\mathbf{B}$ および拡張信号ベクトル $\mathbf{s}$ は、図17および図18を参照して説明したように、遅延時間 $T_1 \sim T_N$ に対応する要素 N 、および到来角度 $\theta_1 \sim \theta_P$ に対応する要素 P を含むピンを有する。

[0339] 制御部230は、ビームスペース処理の結果に基づいて、ピンモード行列 $\mathbf{B}$ および拡張信号ベクトル $\mathbf{s}$ におけるピンの設定範囲を定めてもよい。

[0340] より具体的には、制御部230は、ビームスペース処理において選択した時間と角度の範囲に基づき上記ピンの設定範囲を定めてもよい。これによれば、ピンの個数（ N および P ）のさらなる削減、ひいては計算量のさらなる削減が可能となる。

[0341] また、本実施形態に係るビームスペース処理は、2D-FOCUSのみではなく、2つ以上のパラメータを同時に推定する各種の N 次元推定アルゴリズム（ $N \geq 2$ ）に適用可能である。

[0342] 上記パラメータには、例えば、距離、速度、加速度、誘電率等が挙げられる。

[0343] さらに、 N 次元推定アルゴリズムへの入力、UWB信号に限定されるものではなく、電波、超音波、光等の波動全般であり得る。

[0344] また、 N 次元推定アルゴリズムへの入力、レーダー等における反射波であってもよい。

[0345] <4. 7. 変形例>

上記実施形態では、ノルムがいわゆる l_0 ノルムである場合の例を説明した。 l_0 ノルムとは、 l_p ノルムにおける乗数 p が 0 である場合を指す。 l_p ノルムは、次式で定義される。

[0346] [数57]

$$\|x\|_p = |x_1|^p + |x_2|^p + \dots + |x_n|^p \quad (57)$$

[0347] 他方、 l_0 ノルムは上記数式 (57) において $p = 0$ とした次式で定義される。

[0348] [数58]

$$\|x\|_0 = |x_1|^0 + |x_2|^0 + \dots + |x_n|^0 \quad (58)$$

[0349] ただし、数式 (58) において、 $0^0 = 0$ として考えるものとする。

[0350] 即ち、 l_0 ノルムとは、ベクトルの非ゼロ成分の数である。

[0351] 上記実施形態で挙げた、数式 (36) ~ 数式 (38) を繰り返し実行する方法は、拡張ベクトル s の重み付き最小ノルム解として、 l_0 ノルムを最小化する手法であった。これに対し、制御部 230 は、拡張ベクトル s の重み付き最小ノルム解として、 l_p ノルムを最小化してもよい。具体的には、制御部 230 は、上記 STEP 1 の代わりに、次式を用いてもよい。

[0352] [数59]

STEP 1 :

$$W_k = \text{diag}(|s_{k-1}(1)|^{1-\frac{p}{2}}, \dots, |s_{k-1}(NP)|^{1-\frac{p}{2}}) \quad (59)$$

[0353] ここでの p は、 0 以上 1 以下の定数である。 p が 0 である場合、上記数式 (59) は、数式 (36) と同一となる。即ち、制御部 230 は、上記数式 (59) において、 p を 0 として、重み付き最小ノルム解を推定してもよい。

[0354] p が 0 以外の値をとる場合であっても、上記実施形態と同様に、第 1 到来波の受信時刻を精度よく推定することが可能である。

[0355] <<5. 補足>>

以上、添付図面を参照しながら本発明の好適な実施形態について詳細に説

明したが、本発明はかかる例に限定されない。本発明の属する技術の分野における通常の知識を有する者であれば、請求の範囲に記載された技術的思想の範疇内において、各種の変更例または修正例に想到し得ることは明らかであり、これらについても、当然に本発明の技術的範囲に属するものと了解される。

[0356] 例えば、上記実施形態では、制御部230がCIRの算出、第1到来波の検出、及び位置パラメータの推定を行うものと説明したが、本発明はかかる例に限定されない。これらの処理の少なくともいずれかが、無線通信部210により実行されてもよい。例えば、複数の無線通信部210の各々において、各々が受信した受信信号に基づいてCIRの算出、及び第1到来波の検出を行ってもよい。また、位置パラメータの推定は、例えばマスタとして機能する無線通信部210により実行されてもよい。

[0357] 例えば、上記実施形態では、アンテナペアにおけるアンテナアレー位相差に基づいて角度 α 及び β が計算される例を説明したが、本発明はかかる例に限定されない。一例として、通信ユニット200は、複数のアンテナ211によりビームフォーミングを行うことで、角度 α 及び β を計算してもよい。その場合、通信ユニット200は、複数のアンテナ211のメインローブを全方向にわたって走査し、受信電力が最も大きい方向に携帯機100が存在すると判定し、かかる方向に基づいて角度 α 及び β を計算する。

[0358] 例えば、上記実施形態では、図3を参照しながら説明したように、ローカル座標系が、アンテナペアを結ぶ軸に平行する座標軸を有する座標系であるものとして説明したが、本発明はかかる例に限定されない。例えば、ローカル座標系は、アンテナペアを結ぶ軸に平行しない座標軸を有する座標系であってもよい。また、原点は、複数のアンテナ211の中心に限定されない。本実施形態に係るローカル座標系は、通信ユニット200が有する複数のアンテナ211の配置を基準に、任意に設定されてよい。

[0359] 例えば、上記実施形態では、被認証者が携帯機100であり、認証者が通信ユニット200である例を説明したが、本発明はかかる例に限定されない

。携帯機１００及び通信ユニット２００の役割は逆であってもよい。例えば、携帯機１００が、位置パラメータを特定してもよい。また、携帯機１００及び通信ユニット２００の役割が動的に交換されてもよい。また、通信ユニット２００同士で位置パラメータの特定、及びに認証が行われてもよい。

[0360] 例えば、上記実施形態では、本発明がスマートエントリーシステムに適用される例を説明したが、本発明はかかる例に限定されない。本発明は、信号を送受信することで位置パラメータを推定し認証を行う任意のシステムに適用可能である。例えば、携帯機、車両、スマートフォン、ドローン、家、及び家電製品等のうち任意の２つの装置を含むペアに、本発明は適用可能である。その場合、ペアのうち一方が認証者として動作し、他方が被認証者として動作する。なお、ペアは、２つの同じ種類の装置を含んでいてもよいし、２つの異なる種類の装置を含んでいてもよい。また、無線ＬＡＮ（Local Area Network）ルータがスマートフォンの位置を特定するためにも、本発明は適用可能である。

[0361] 例えば、上記実施形態では、無線通信規格としてＵＷＢを用いるものを挙げたが、本発明はかかる例に限定されない。例えば、無線通信規格として、赤外線を用いるものが使用されてもよい。

[0362] なお、本明細書において説明した各装置による一連の処理は、ソフトウェア、ハードウェア、及びソフトウェアとハードウェアとの組合せのいずれを用いて実現されてもよい。ソフトウェアを構成するプログラムは、例えば、各装置の内部又は外部に設けられる記録媒体（非一時的な媒体：non-transitory media）に予め格納される。そして、各プログラムは、例えば、コンピュータによる実行時にＲＡＭに読み込まれ、ＣＰＵなどのプロセッサにより実行される。上記記録媒体は、例えば、磁気ディスク、光ディスク、光磁気ディスク、フラッシュメモリ等である。また、上記のコンピュータプログラムは、記録媒体を用いずに、例えばネットワークを介して配信されてもよい。

[0363] また、本明細書においてフローチャートを用いて説明した処理は、必ずし

も図示された順序で実行されなくてもよい。いくつかの処理ステップは、並列的に実行されてもよい。また、追加的な処理ステップが採用されてもよく、一部の処理ステップが省略されてもよい。

符号の説明

[0364] 1 : システム、100 : 携帯機、110 : 無線通信部、111 : アンテナ、120 : 記憶部、130 : 制御部、200 : 通信ユニット、202 : 車両、210 : 無線通信部、211 : アンテナ、220 : 記憶部、230 : 制御部

請求の範囲

[請求項1]

他の通信装置から信号を無線で受信する無線通信部と、

前記他の通信装置がパルスを含む信号を第1の信号として送信した場合に前記無線通信部により受信された、前記第1の信号に対応する信号である第2の信号と、前記第1の信号と、の相関を規定時間ごとにとり、

前記第2の信号と前記第1の信号との相関を前記規定時間ごとにとった結果である相関演算結果を、複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの前記相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であるピンモード行列と、前記設定時間および前記設定角度ごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである拡張信号ベクトルと、の行列積を含む形式に変換し、

前記拡張信号ベクトルにおける前記複数の要素の各々に対応する前記設定時間および前記設定角度に基づいて前記第2の信号の受信時刻および到来角度を推定する制御部と、
を備え、

前記設定時間の間隔は、前記規定時間よりも短い、
通信装置。

[請求項2]

前記相関演算結果は、前記第2の信号と前記第1の信号との相関を前記規定時間および前記無線通信部が備えるアンテナごとにとった結果である、
請求項1に記載の通信装置。

[請求項3]

前記ピンモード行列は、複数の前記アンテナの各々が複数の前記設定時間および前記設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの前記相関演算結果を表す複数の要素からなる行列である、
請求項2に記載の通信装置。

[請求項4]

前記制御部は、前記拡張信号ベクトルにおける前記複数の要素のう

ち非ゼロの要素に対応する前記設定時間および前記設定角度を、それぞれ前記第2の信号の受信時刻および到来角度として推定する、請求項3に記載の通信装置。

[請求項5] 前記制御部は、前記拡張信号ベクトルのスパース解を推定し、推定した前記拡張信号ベクトルの前記スパース解のうち非ゼロの要素に対応する前記設定時間および前記設定角度を、それぞれ前記第2の信号の受信時刻および到来角度として推定し、

前記スパース解は、所定数の要素のみが非ゼロであるベクトルであり、

前記所定数は、前記第1の信号に含まれるパルスに対応するパルスとして、前記第2の信号に含まれるパルスの数である、請求項4に記載の通信装置。

[請求項6] 前記制御部は、推定した前記拡張信号ベクトルを前記設定時間および前記設定角度に基づく行列とし、当該行列に対して振幅のピークサーチを行うことで、前記第2の信号の受信時刻および到来角度を推定する、請求項5に記載の通信装置。

[請求項7] 前記制御部は、推定した前記拡張信号ベクトルの前記スパース解のうち非ゼロの要素に対応する前記設定時間のうち最も早い前記設定時間を前記第2の信号の受信時刻として推定し、前記最も早い前記設定時間に対応する非ゼロの要素に対応する前記設定角度を前記第2の信号の到来角度として推定する、請求項5に記載の通信装置。

[請求項8] 前記制御部は、前記拡張信号ベクトルの前記スパース解を推定することとして、前記拡張信号ベクトルに重みを付したベクトルのノルムを最小化するベクトルである、重み付き最小ノルム解を推定する、請求項5に記載の通信装置。

[請求項9] 前記制御部は、数式(1)、数式(2)、及び数式(3)を反復して演算することで前記重み付き最小ノルム解を推定する、請求項8に記載の通信装置。

[数1]

$$W_k = \text{diag}(|s_{k-1}(1)|^{1-\frac{p}{2}}, \dots, |s_{k-1}(NP)|^{1-\frac{p}{2}}) \quad \dots (1)$$

[数2]

$$q_k = (AW_k)^{-z} \quad \dots (2)$$

[数3]

$$s_k = W_k q_k \quad \dots (3)$$

ここで、 k は反復回数である。 s_k は、前記重み付き最小ノルム解の候補である。 p は、0 以上 1 以下の定数である。 A は、前記ビンモード行列である。 $(AW_k)^{-}$ は、 AW_k の一般逆行列である。 s_k の初期値は次式で与えられる。

[数4]

$$s|_{k=0} = s_{mn} \quad \dots (4)$$

ここで、 s_{mn} は、前記拡張信号ベクトルのノルムを最小化する、前記拡張信号ベクトルである。

[請求項10] 前記制御部は、前記数式 (1) において、 p を 0 として、前記重み付き最小ノルム解を推定する、請求項 9 に記載の通信装置。

[請求項11] 前記制御部は、前記数式 (2) において、 AW_k を、所定の閾値よりも大きな値の特異値から成る対角行列を含む形式に特異値分解した上で、 $(AW_k)^{-}$ を算出する、請求項 9 に記載の通信装置。

[請求項12] 前記制御部は、前記数式 (2) に代えて数式 (5) を用いる、請求項 9 に記載の通信装置。

[数5]

$$q_k = A_k^H (A_k A_k^H)^{-1} Z \quad \dots (5) \\ \text{with } A_k = AW_k$$

ここで、 A_k^H は、 A_k の随伴行列である。

[請求項13] 前記制御部は、前記数式（５）に代えて数式（６）を用いる、
請求項１０に記載の通信装置。

[数6]

$$q_k = A_k^H (A_k A_k^H + \alpha I)^{-1} Z \quad \dots (6) \\ \text{with } A_k = A W_k$$

ここで、 α は、正の微小量である。Iは、単位行列である。

[請求項14] 前記制御部は、前記数式（１）において、 W_k に含まれる要素のうち所定の閾値以下の要素をゼロとする、請求項９に記載の通信装置。

[請求項15] 前記制御部は、前記拡張信号ベクトルの前記スパース解を推定することとして、前記拡張信号ベクトルに含まれる複数の前記設定時間および前記設定角度ごとの要素のうち一部の前記設定時間または前記設定角度に対応する要素から成るベクトルに重みを付したベクトルのノルムを最小化するベクトルである、重み付き最小ノルム解を推定する、請求項８に記載の通信装置。

[請求項16] 前記制御部は、推定した前記第２の信号の受信時刻に基づいて、前記通信装置と前記他の通信装置との間の距離を推定する、請求項１に記載の通信装置。

[請求項17] 前記他の通信装置は、１つ以上のパルスを含むパルス配列であるプリアンブルシンボルを複数含む信号を、前記第１の信号として送信し、

前記制御部は、前記相関演算結果を前記ビンモード行列と前記拡張信号ベクトルとの行列積を含む形式に変換することとして、前記第２の信号における複数の前記プリアンブルシンボルに対応する部分の各々と、前記プリアンブルシンボルと、の相関を、前記規定時間ごとにとった結果である複数の前記相関演算結果を積算した結果を、前記ビンモード行列と前記拡張信号ベクトルとの行列積を含む形式に変換する、請求項１に記載の通信装置。

[請求項18] 前記他の通信装置は、１つ以上のパルスを含むパルス配列であるプ

リアンブルシンボルを複数含む信号を、前記第 1 の信号として送信し、

前記制御部は、前記第 2 の信号の受信時刻および到来角度を推定することとして、前記第 2 の信号における複数の前記プリアンブルシンボルに対応する部分の各々と、前記プリアンブルシンボルと、の相関を、前記規定時間ごとにとった結果である複数の前記相関演算結果の各々についての前記拡張信号ベクトルを積算した結果に基づいて前記第 2 の信号の受信時刻および到来角度を推定する、請求項 1 に記載の通信装置。

[請求項19] 前記制御部は、前記相関演算結果に対しビームスペース処理を施し選択した信号を前記行列積を含む形式に変換する、請求項 1 に記載の通信装置。

[請求項20] 前記制御部は、前記ビームスペース処理においてウェイトの位相および振幅を調整することでマルチビーム形成を行う、請求項 19 に記載の通信装置。

[請求項21] 前記制御部は、前記ウェイトの振幅に対し、一様分布、二項分布、チェビシェフ分布、またはテイラー分布のうちいずれかを適用する、請求項 20 に記載の通信装置。

[請求項22] 前記制御部は、前記相関演算結果に基づき前記ウェイトの位相および振幅を調整する、請求項 20 に記載の通信装置。

[請求項23] 前記制御部は、前記相関演算結果の固有値分解により得られる固有ベクトルに基づき前記ウェイトの位相および振幅を調整する、請求項 22 に記載の通信装置。

[請求項24] 前記制御部は、DCMPアダプティブアレーを用いて前記ウェイトの位相および振幅を調整する、請求項 22 に記載の通信装置。

[請求項25] 前記制御部は、前記ビームスペース処理において、形成されたビー

ムを経た信号のうち大きさが閾値を超える信号を選択する、
請求項 19 に記載の通信装置。

[請求項26] 前記制御部は、時間領域における大きさが閾値を超える信号を選択した後、角度領域における大きさが閾値を超える信号をさらに選択する、
請求項 25 に記載の通信装置。

[請求項27] 前記制御部は、角度領域における大きさが閾値を超える信号を選択した後、時間領域における大きさが閾値を超える信号をさらに選択する、
請求項 25 に記載の通信装置。

[請求項28] 前記制御部は、予め規定された角度領域における信号を選択しない、
請求項 27 に記載の通信装置。

[請求項29] 前記制御部は、時間領域および角度領域における大きさが閾値を超える信号を選択する、
請求項 25 に記載の通信装置。

[請求項30] 前記制御部は、2 波目以降に係る信号を選択しない、
請求項 26 または請求項 29 のいずれか一項に記載の通信装置。

[請求項31] 前記制御部は、時間領域と角度領域とで異なる閾値を用いて信号を選択する、
請求項 25 に記載の通信装置。

[請求項32] 前記制御部は、前記ビームスペース処理の結果に基づいて、前記ピンモード行列および前記拡張信号ベクトルにおけるピンの設定範囲を定める、
請求項 19 に記載の通信装置。

[請求項33] 他の通信装置から信号を無線で受信することと、
前記他の通信装置がパルスを含む信号を第 1 の信号として送信した場合に受信された、前記第 1 の信号に対応する信号である第 2 の信号

と、前記第 1 の信号と、の相関を規定時間ごとにとり、

前記第 2 の信号と前記第 1 の信号との相関を前記規定時間ごとにとった結果である相関演算結果を、複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの前記相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であるピンモード行列と、前記設定時間および前記設定角度ごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである拡張信号ベクトルと、の行列積を含む形式に変換し、

前記拡張信号ベクトルにおける前記複数の要素の各々に対応する前記設定時間および前記設定角度に基づいて前記第 2 の信号の受信時刻および到来角度を推定すること、
を含み、

前記設定時間の間隔は、前記規定時間よりも短い、
情報処理方法。

[請求項34]

コンピュータを、

他の通信装置がパルスを含む信号を第 1 の信号として送信した場合に、前記他の通信装置から信号を無線で受信する無線通信部により受信された、前記第 1 の信号に対応する信号である第 2 の信号と、前記第 1 の信号と、の相関を規定時間ごとにとり、

前記第 2 の信号と前記第 1 の信号との相関を前記規定時間ごとにとった結果である相関演算結果を、複数の設定時間および設定角度の各々において信号を受信したと仮定したときの前記相関演算結果を表す複数の要素からなる行列であるピンモード行列と、前記設定時間および前記設定角度ごとの信号の有無、並びに当該信号の振幅及び位相を表す複数の要素からなるベクトルである拡張信号ベクトルと、の行列積を含む形式に変換し、

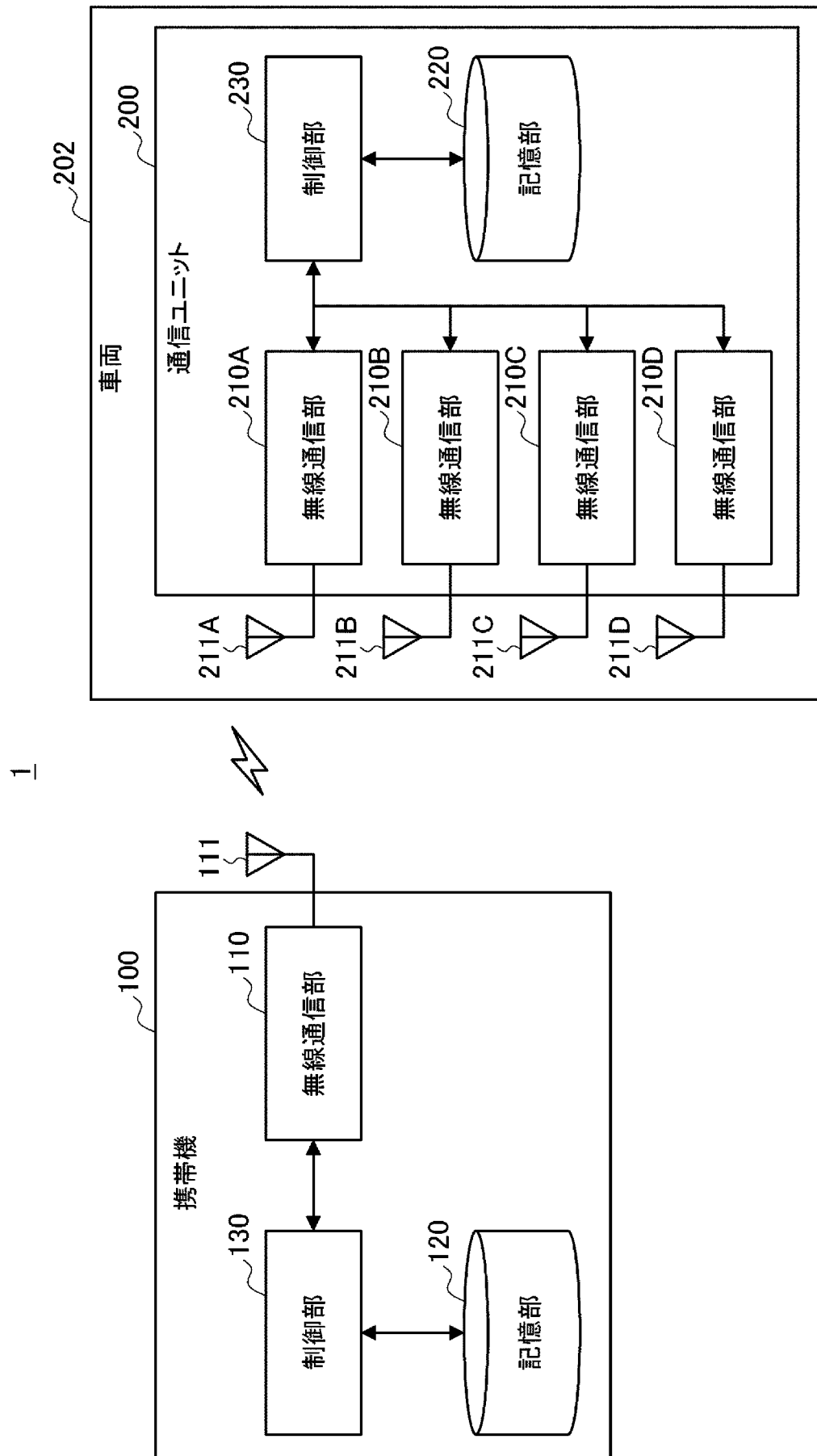
前記拡張信号ベクトルにおける前記複数の要素の各々に対応する前記設定時間および前記設定角度に基づいて前記第 2 の信号の受信時刻

および到来角度を推定する制御部、

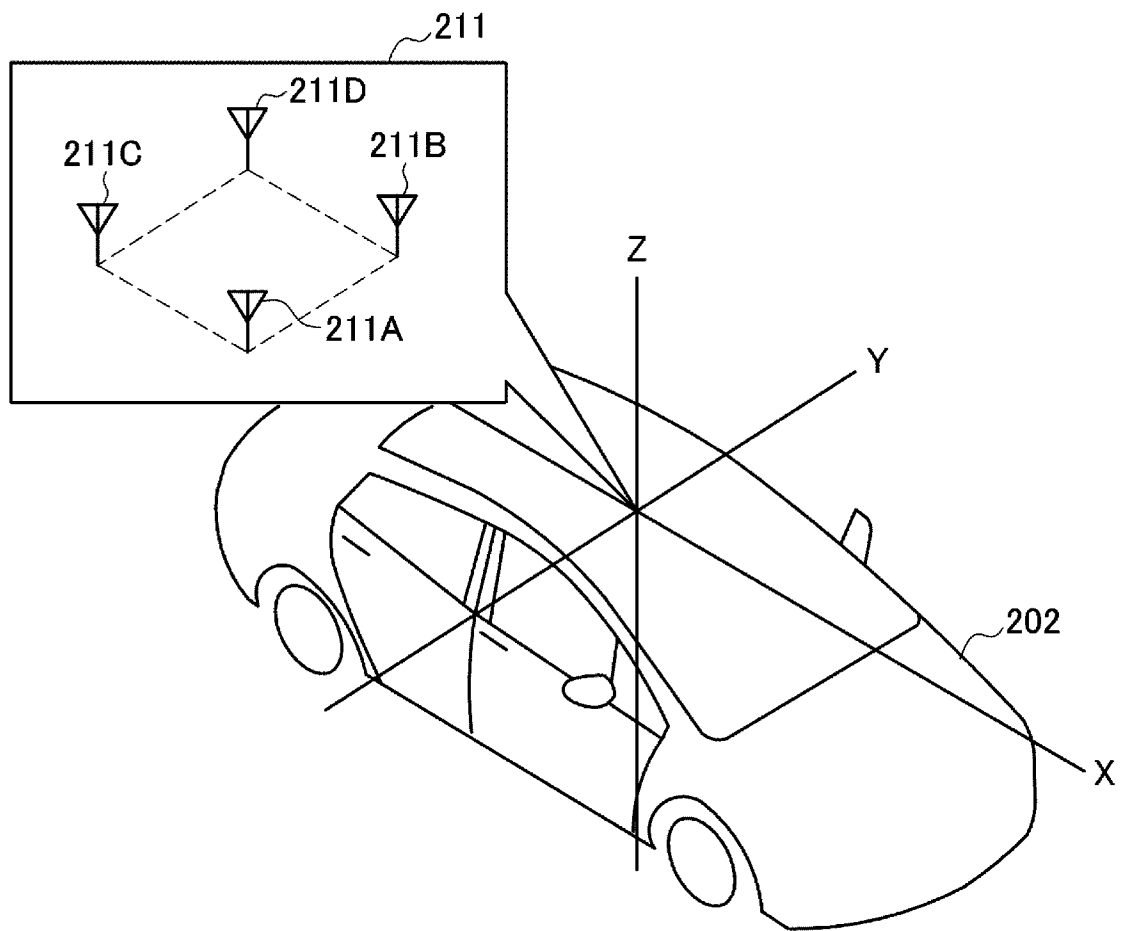
として機能させ、

前記設定時間の間隔は、前記規定時間よりも短い、
プログラム。

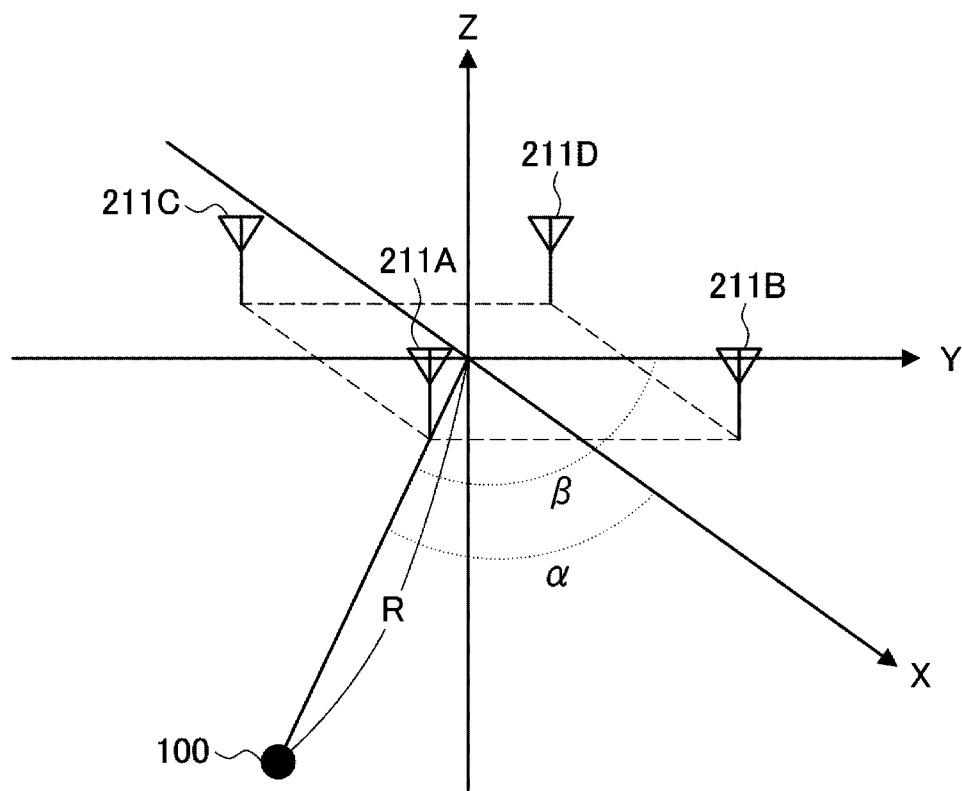
[図1]



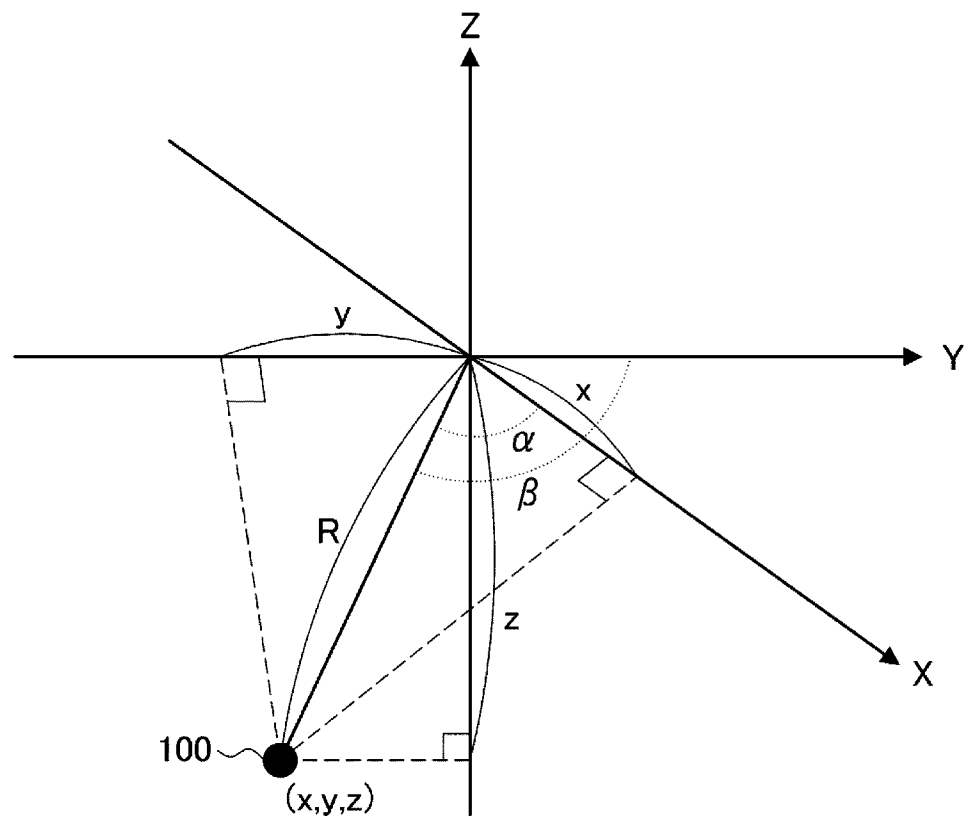
[図2]



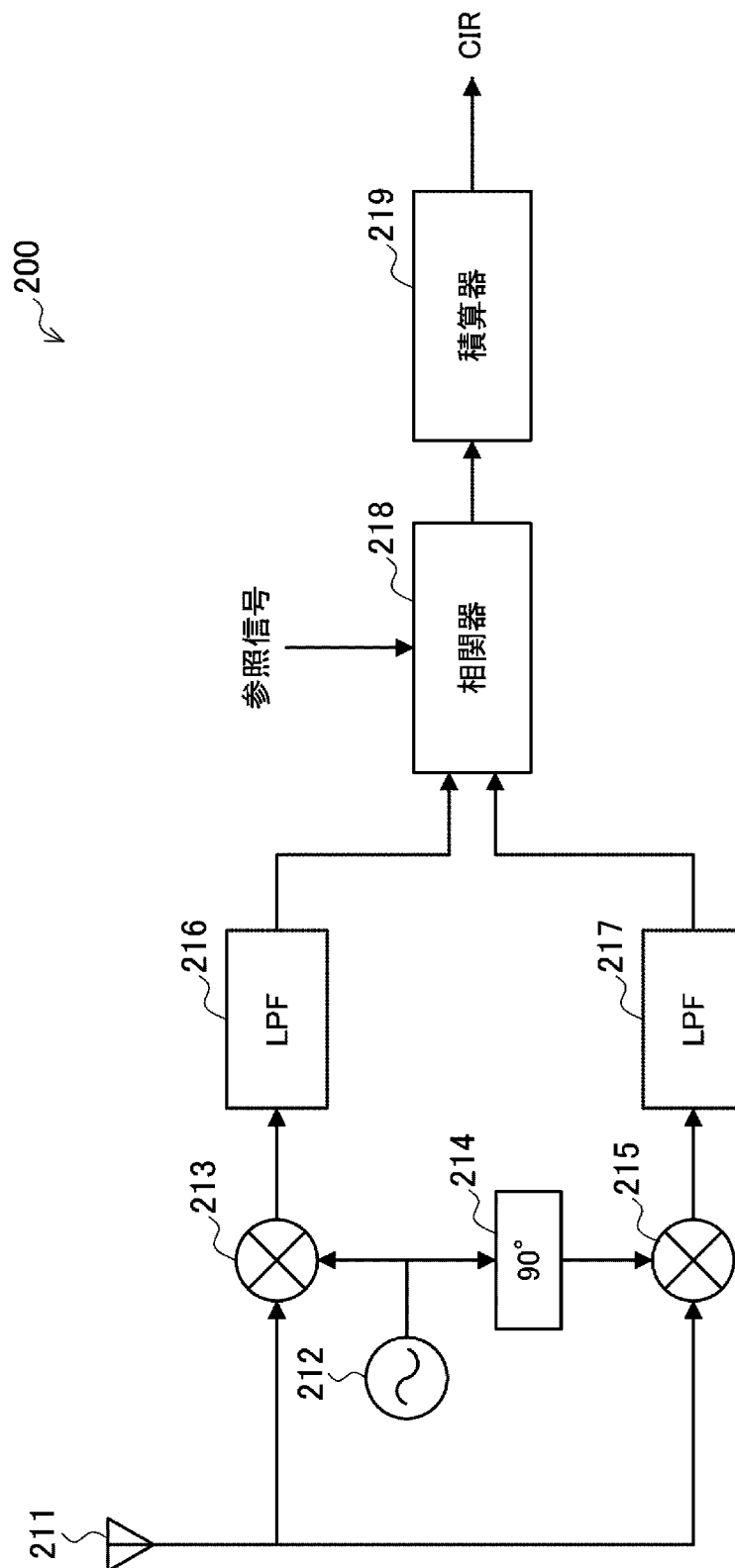
[図3]



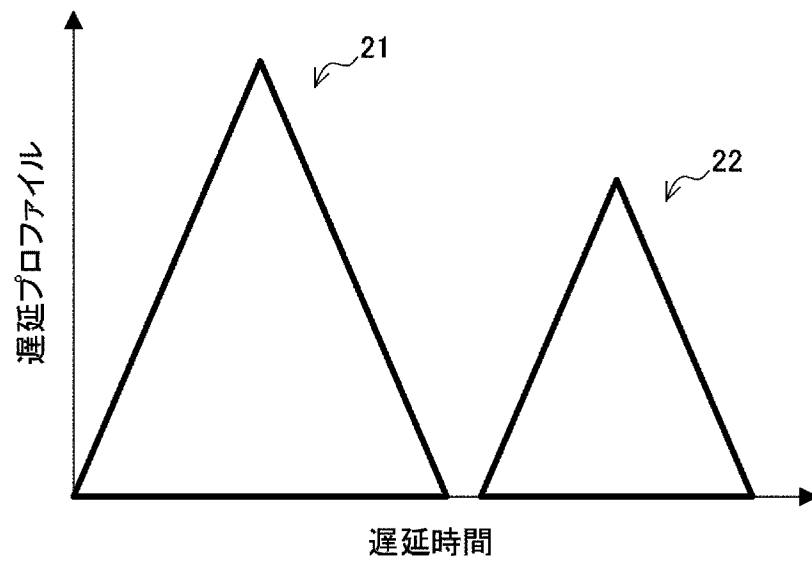
[図4]



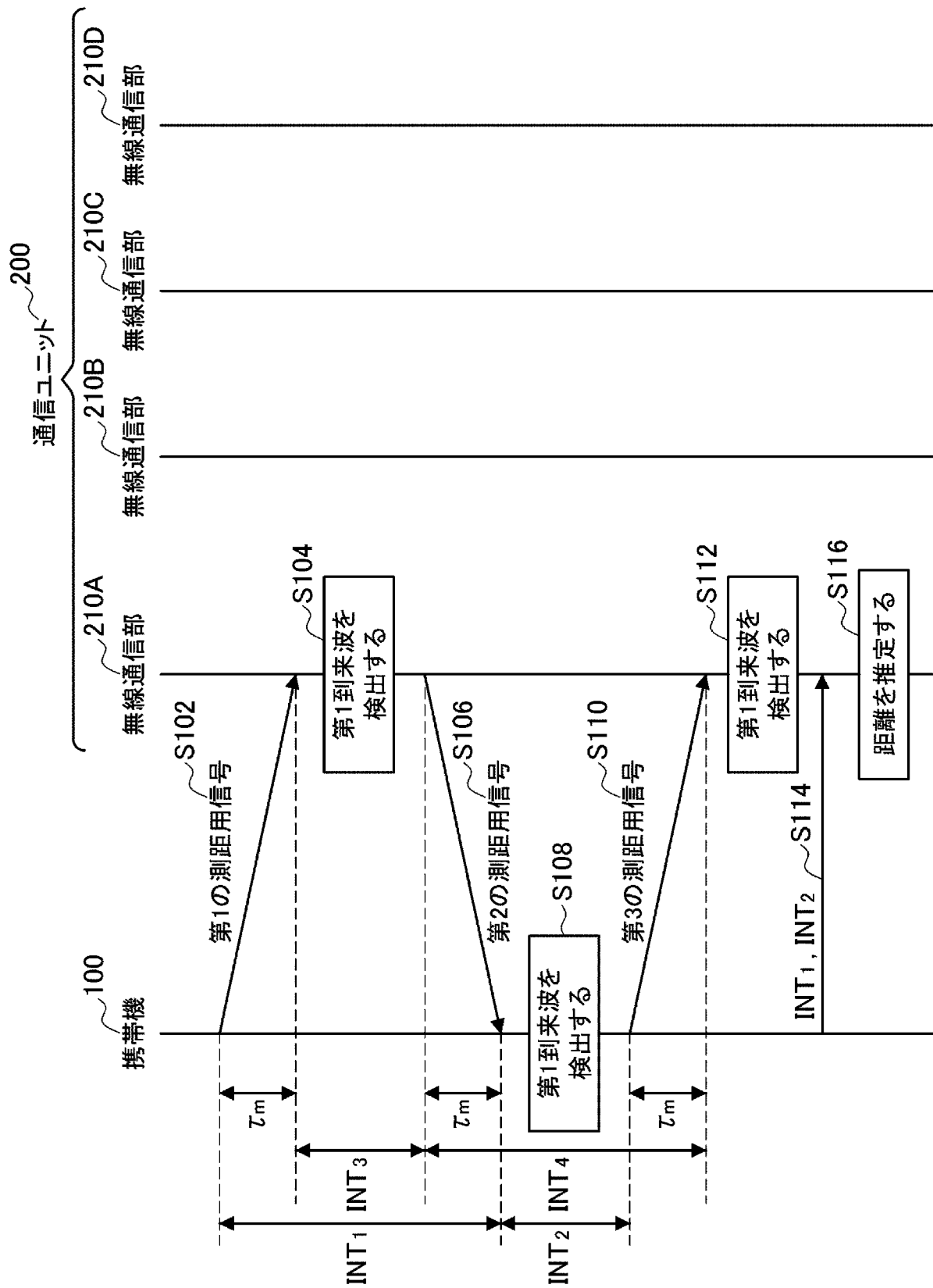
[図5]



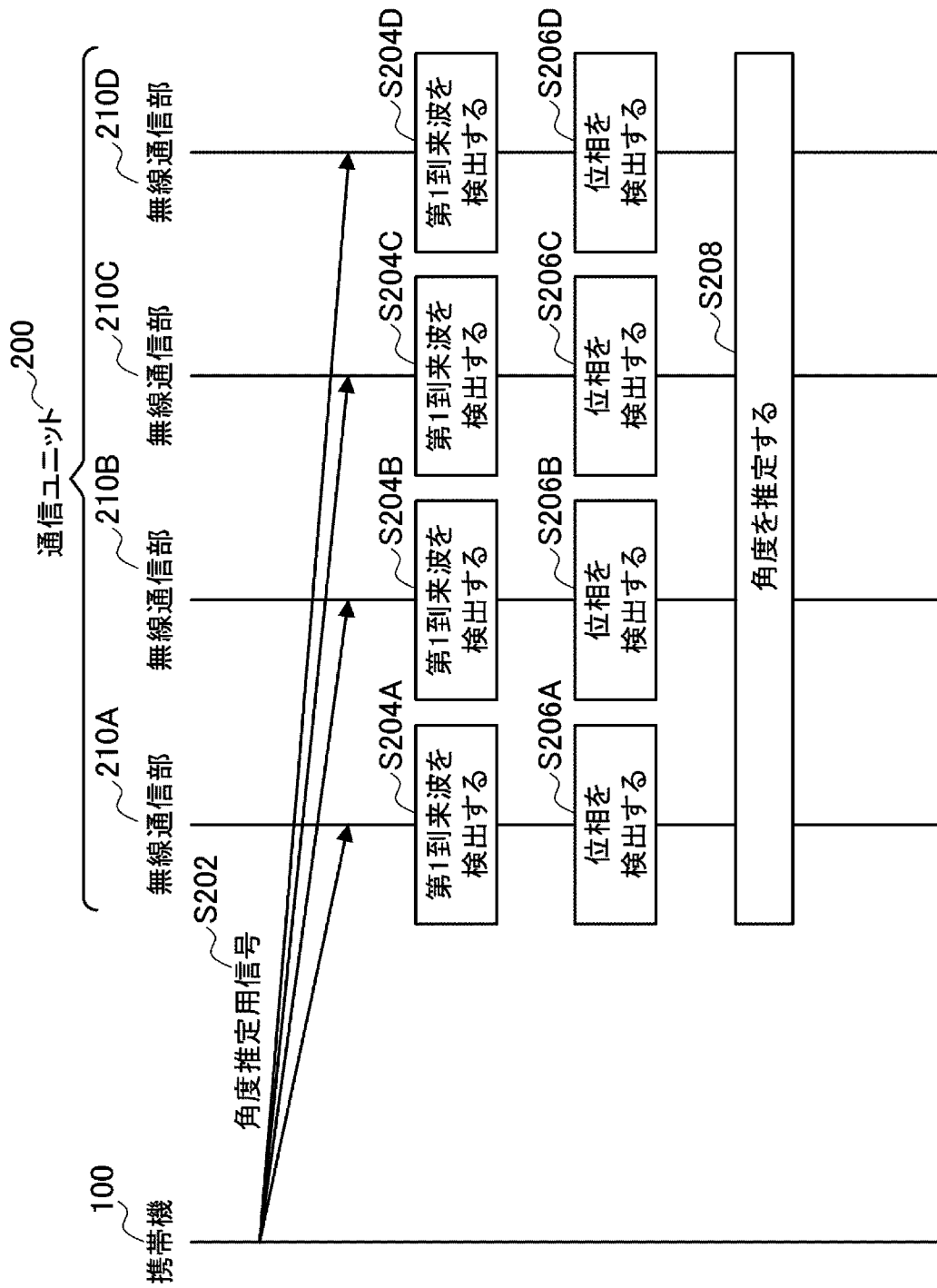
[図6]



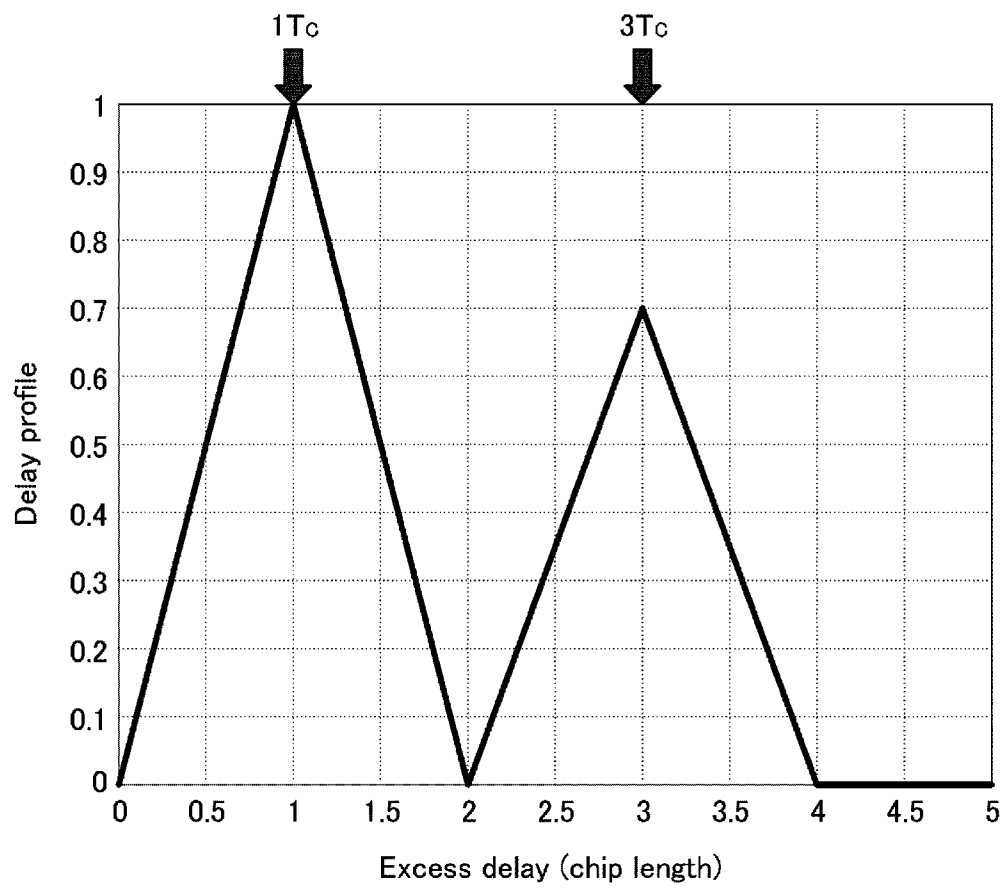
[図7]



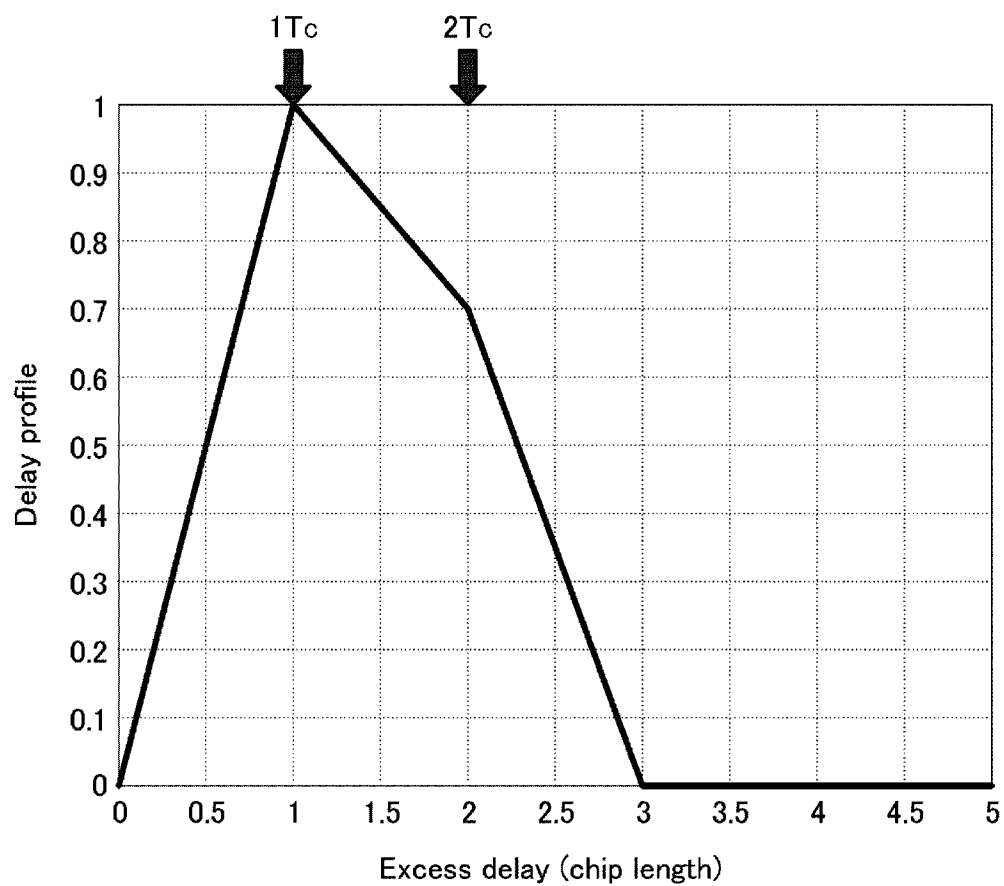
[図8]



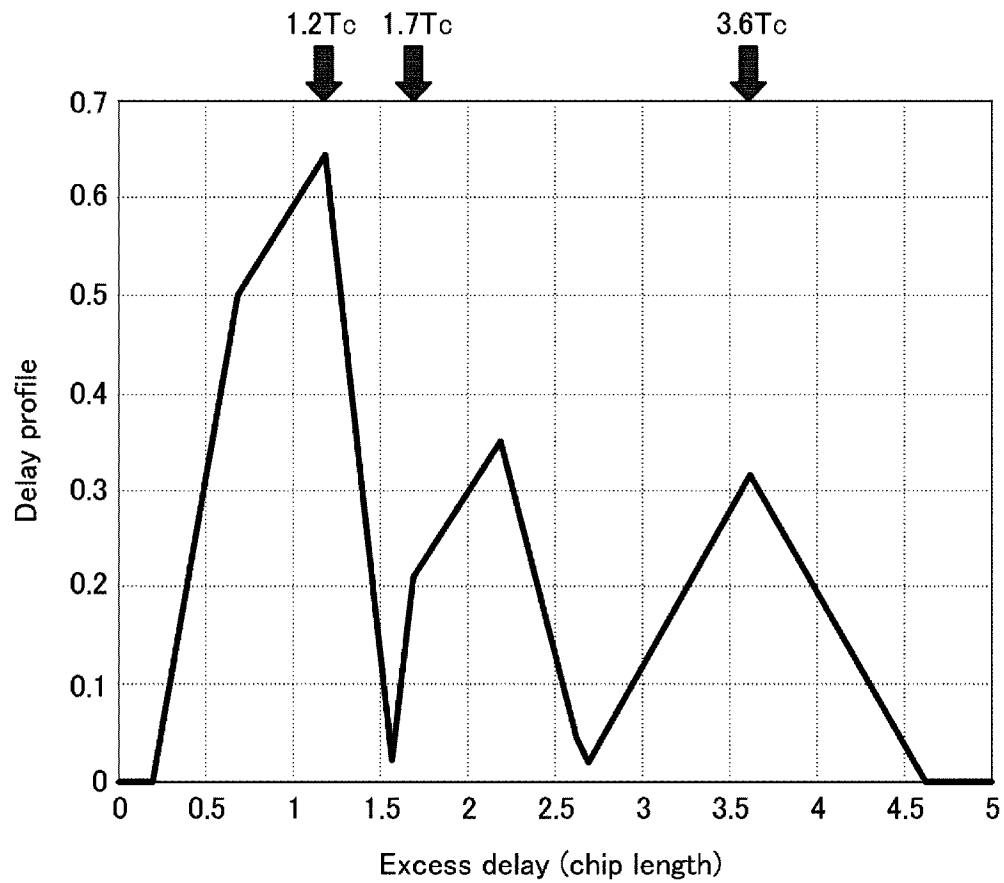
[図9]



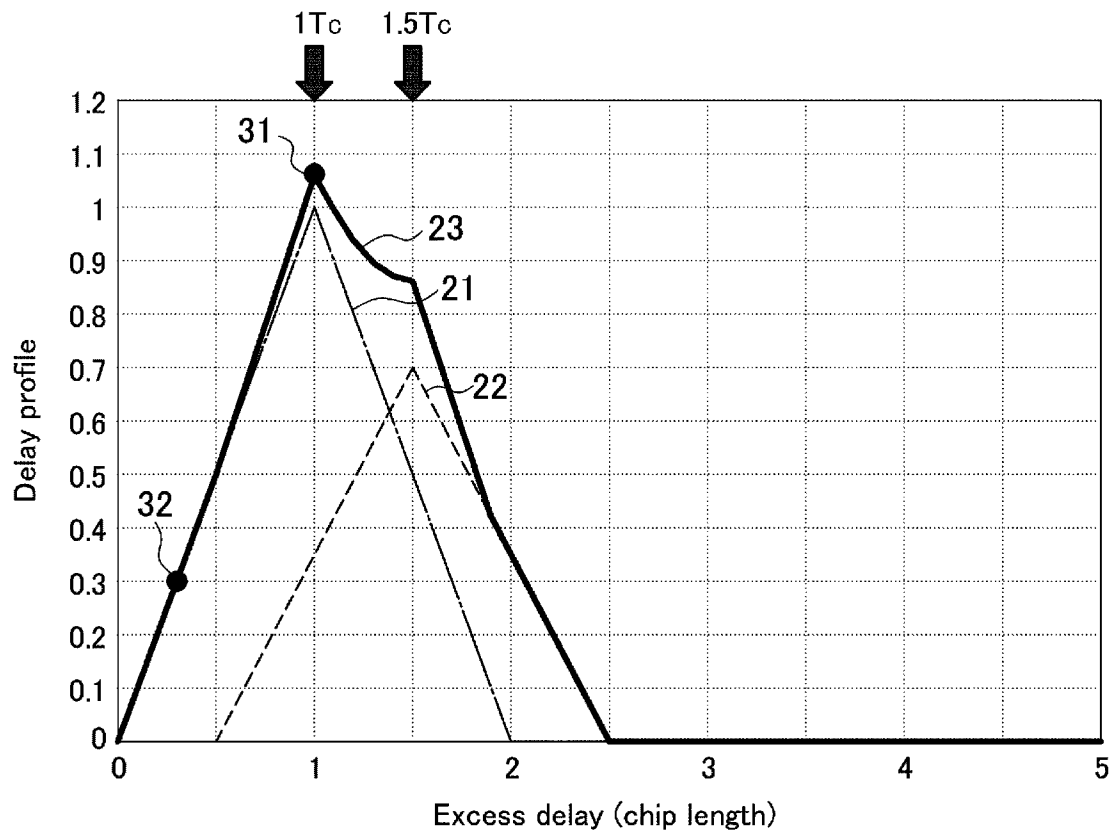
[図10]



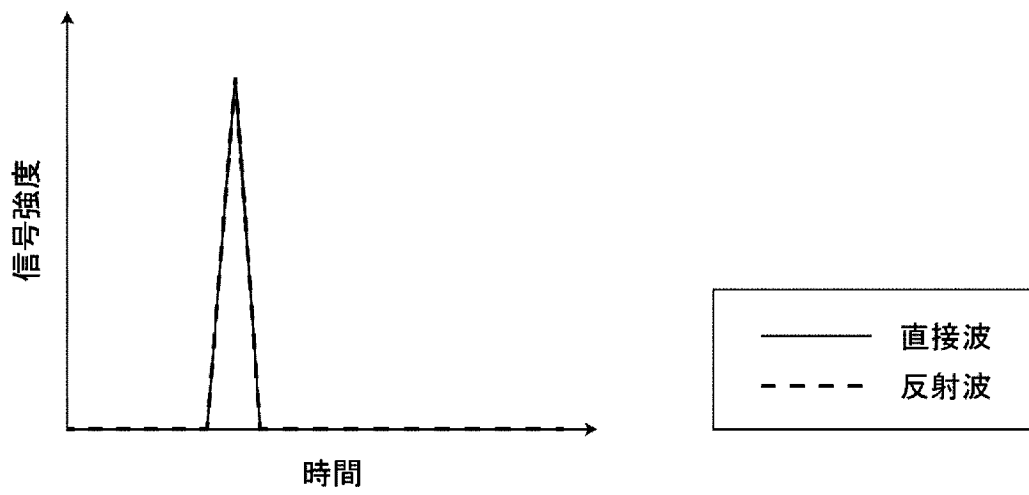
[図11]



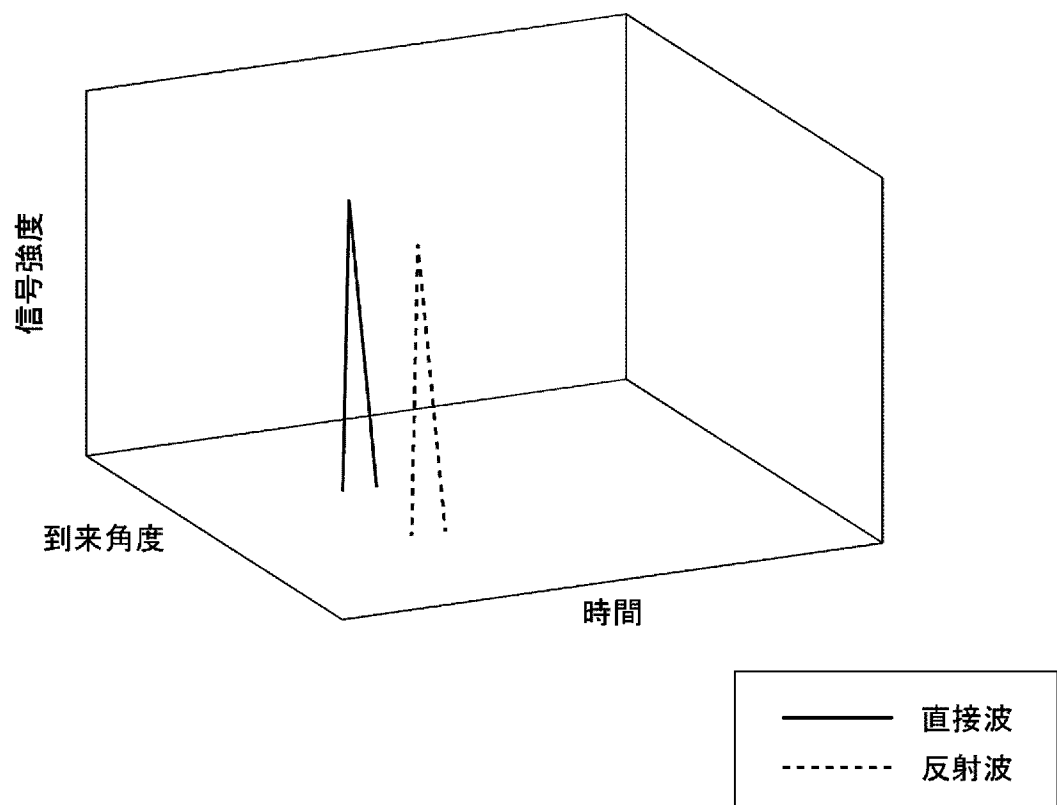
[図12]



[図13]



[図14]



[図15]

	FOCUSS	2D-FOCUSS
遅延プロファイル	$z^{(k)}$ $M \times 1$ の列ベクトル	z $MK \times 1$ の列ベクトル
ビンモード行列	A $M \times N$ の行列 時間情報	A $MK \times NP$ の行列 時間情報・角度情報
推定される 拡張信号ベクトル	$\hat{s}^{(k)}$ $N \times 1$ の列ベクトル	$\hat{s}$ $NP \times 1$ の列ベクトル

[図16]

<FOCUSS>

$$z^{(k)} = [z_k(\tau_1), \dots, z_k(\tau_M)]^T$$

遅延時間 $\tau_1 \sim \tau_M$ でサンプリングした遅延プロファイル

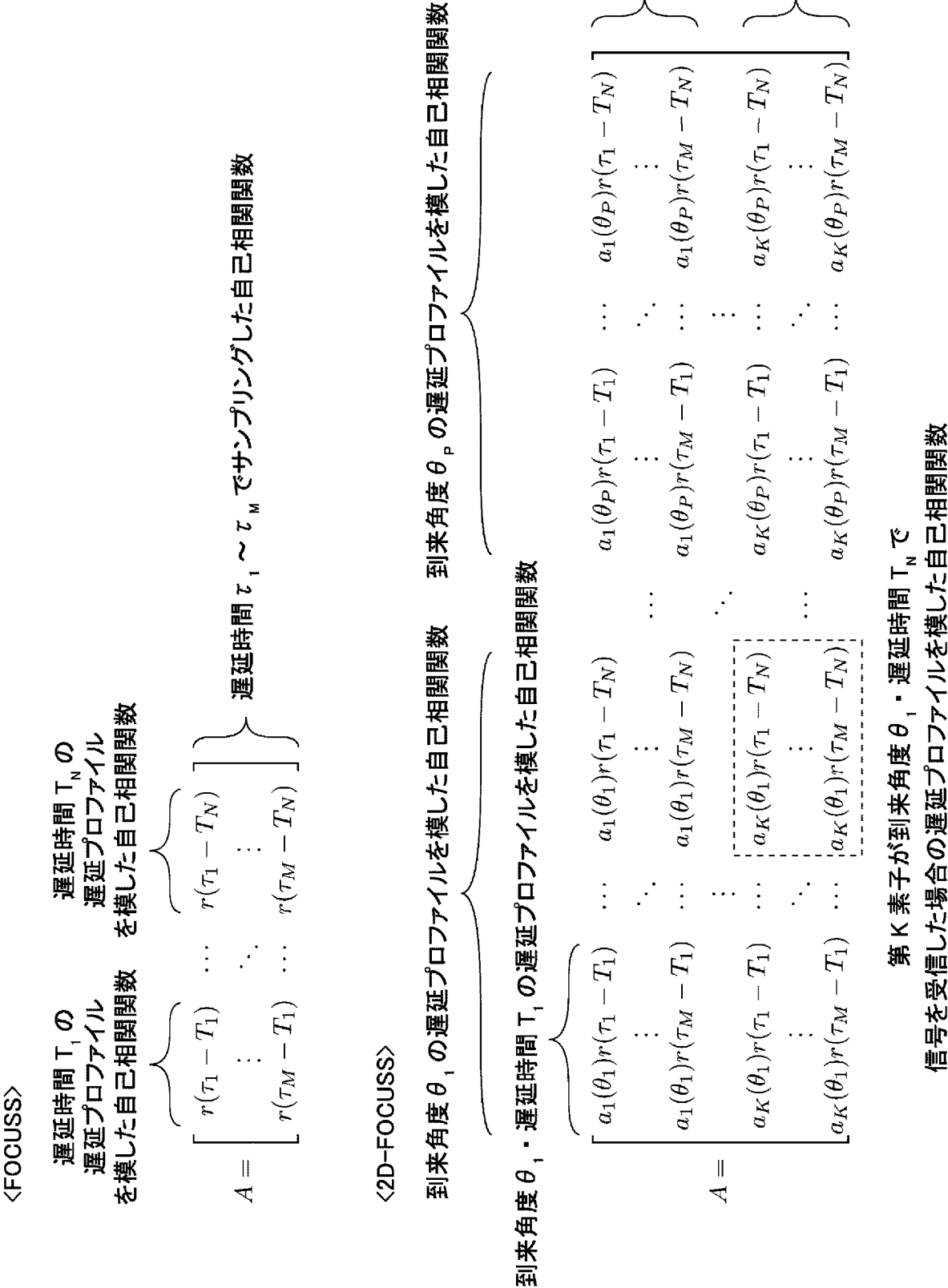
<2D-FOCUSS>

$$z = [z_1(\tau_1), \dots, z_1(\tau_M), \dots, z_K(\tau_1), \dots, z_K(\tau_M)]^T$$

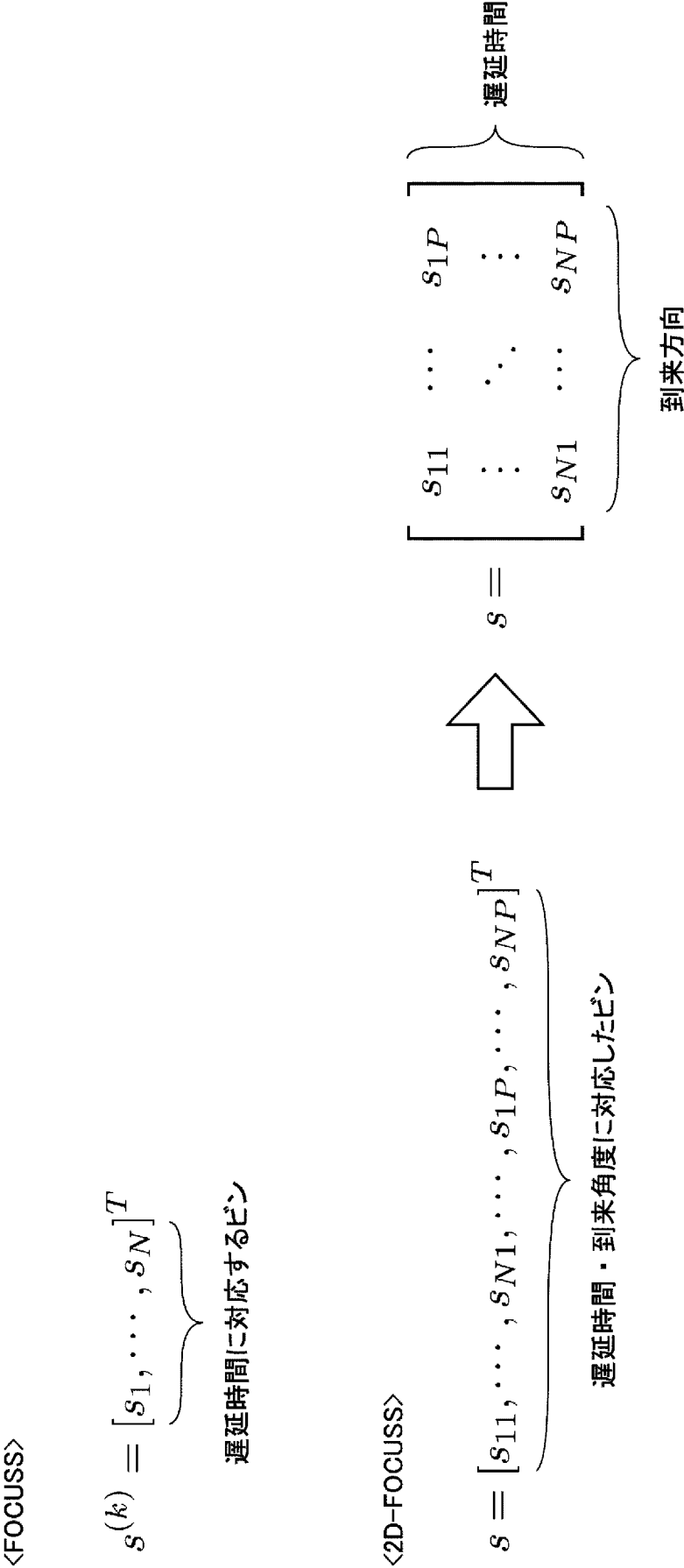
第1素子遅延プロファイル

第K素子遅延プロファイル

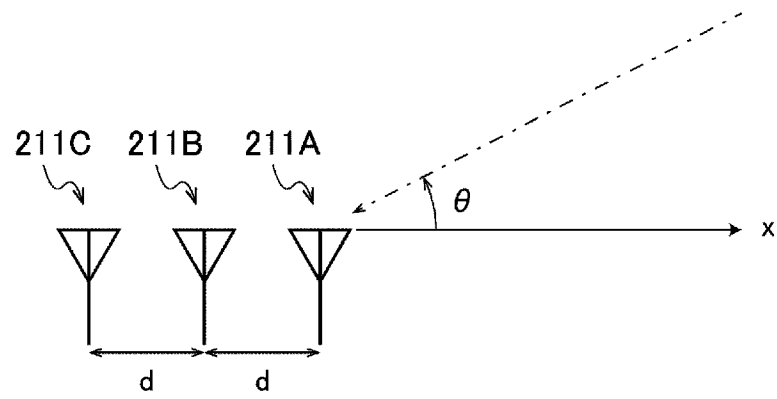
[図17]



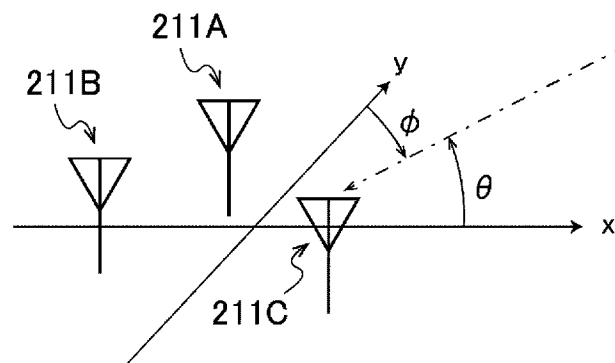
[図18]



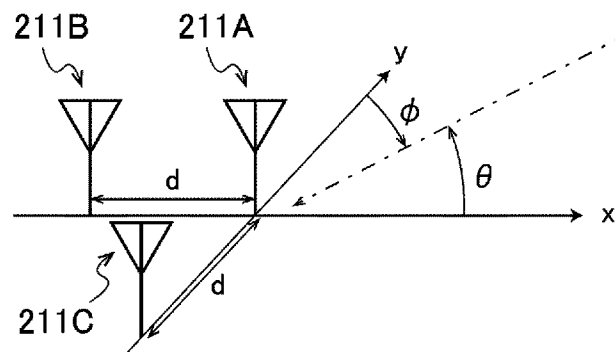
[図19]



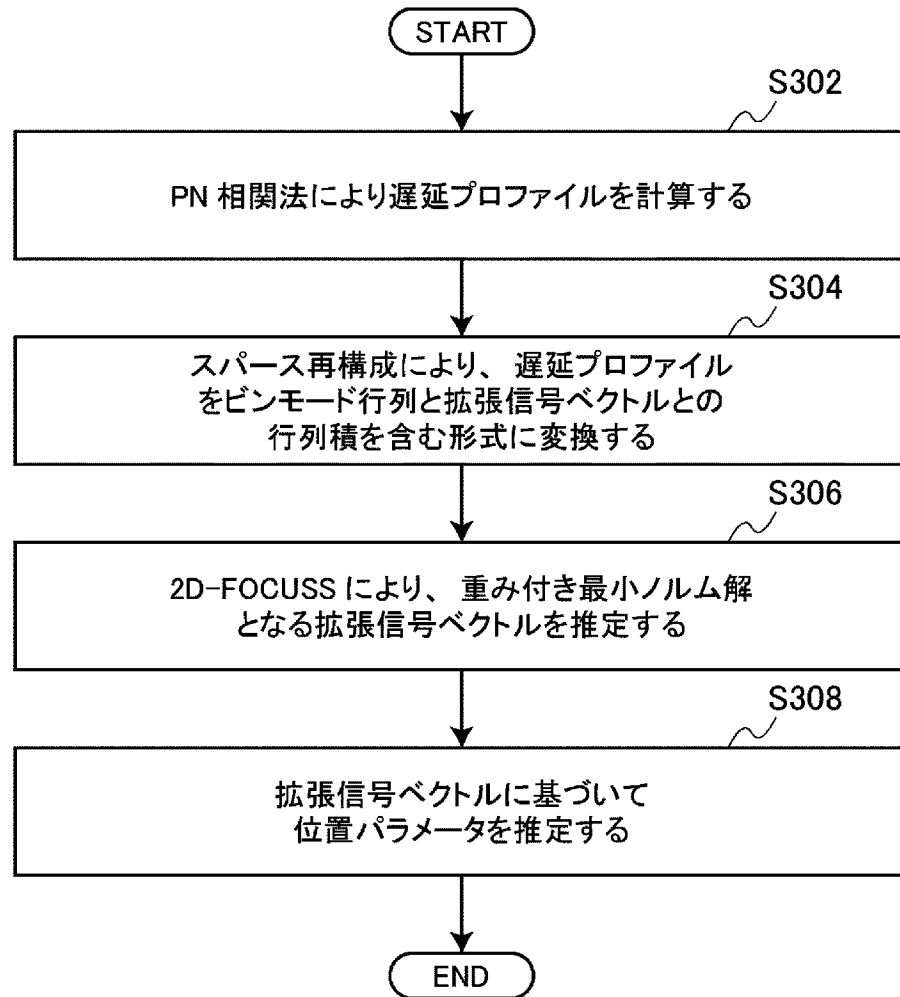
[図20]



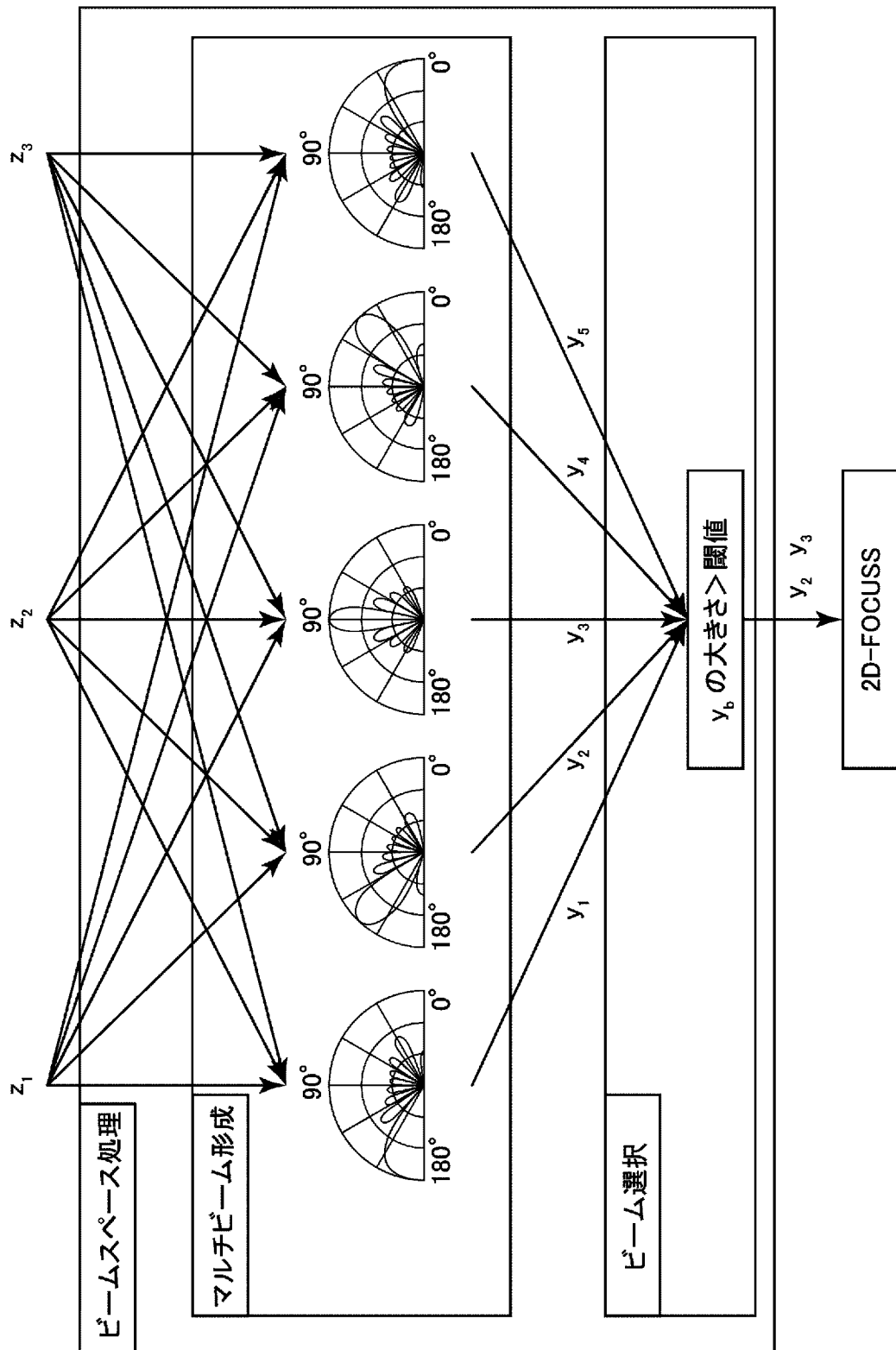
[図21]



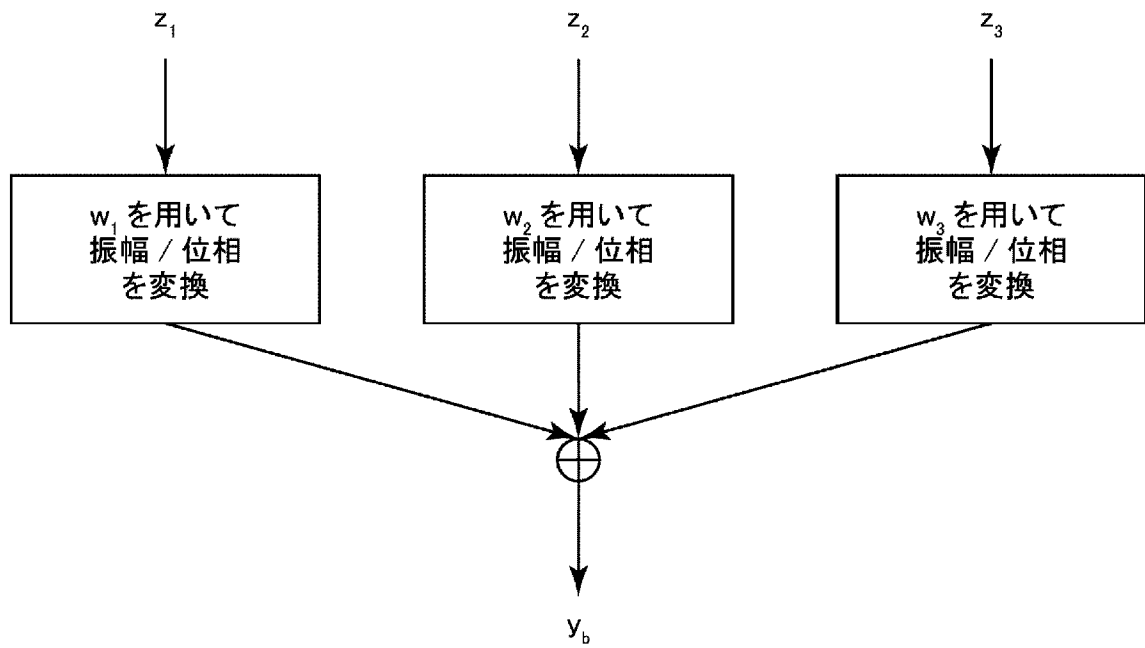
[図22]



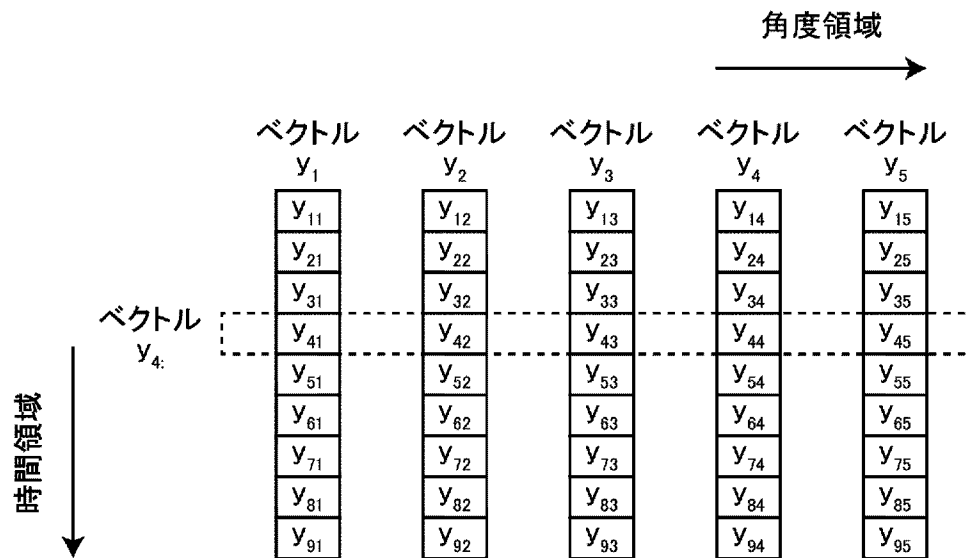
[図23]



[図24]



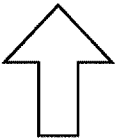
[図25]



y_{mb} : 第 m 時間サンプルの第 b ビームの信号

[図26]

Y ₁₁	Y ₁₂	Y ₁₃	Y ₁₄	Y ₁₅
Y ₂₁	Y ₂₂	Y ₂₃	Y ₂₄	Y ₂₅
Y ₃₁	Y ₃₂	Y ₃₃	Y ₃₄	Y ₃₅
Y ₄₁	Y ₄₂	Y ₄₃	Y ₄₄	Y ₄₅
Y ₅₁	Y ₅₂	Y ₅₃	Y ₅₄	Y ₅₅
Y ₆₁	Y ₆₂	Y ₆₃	Y ₆₄	Y ₆₅
Y ₇₁	Y ₇₂	Y ₇₃	Y ₇₄	Y ₇₅
Y ₈₁	Y ₈₂	Y ₈₃	Y ₈₄	Y ₈₅
Y ₉₁	Y ₉₂	Y ₉₃	Y ₉₄	Y ₉₅



Y ₁₁	Y ₁₂	Y ₁₃	Y ₁₄	Y ₁₅
Y ₂₁	Y ₂₂	Y ₂₃	Y ₂₄	Y ₂₅
Y ₃₁	Y ₃₂	Y ₃₃	Y ₃₄	Y ₃₅
Y ₄₁	Y ₄₂	Y ₄₃	Y ₄₄	Y ₄₅
Y ₅₁	Y ₅₂	Y ₅₃	Y ₅₄	Y ₅₅
Y ₆₁	Y ₆₂	Y ₆₃	Y ₆₄	Y ₆₅
Y ₇₁	Y ₇₂	Y ₇₃	Y ₇₄	Y ₇₅
Y ₈₁	Y ₈₂	Y ₈₃	Y ₈₄	Y ₈₅
Y ₉₁	Y ₉₂	Y ₉₃	Y ₉₄	Y ₉₅

[図27]

$\mathbf{Y}_{11}$	$\mathbf{Y}_{12}$	$\mathbf{Y}_{13}$	$\mathbf{Y}_{14}$	$\mathbf{Y}_{15}$
$\mathbf{Y}_{21}$	$\mathbf{Y}_{22}$	$\mathbf{Y}_{23}$	$\mathbf{Y}_{24}$	$\mathbf{Y}_{25}$
$\mathbf{Y}_{31}$	$\mathbf{Y}_{32}$	$\mathbf{Y}_{33}$	$\mathbf{Y}_{34}$	$\mathbf{Y}_{35}$
$\mathbf{Y}_{41}$	$\mathbf{Y}_{42}$	$\mathbf{Y}_{43}$	$\mathbf{Y}_{44}$	$\mathbf{Y}_{45}$
$\mathbf{Y}_{51}$	$\mathbf{Y}_{52}$	$\mathbf{Y}_{53}$	$\mathbf{Y}_{54}$	$\mathbf{Y}_{55}$
$\mathbf{Y}_{61}$	$\mathbf{Y}_{62}$	$\mathbf{Y}_{63}$	$\mathbf{Y}_{64}$	$\mathbf{Y}_{65}$
$\mathbf{Y}_{71}$	$\mathbf{Y}_{72}$	$\mathbf{Y}_{73}$	$\mathbf{Y}_{74}$	$\mathbf{Y}_{75}$
$\mathbf{Y}_{81}$	$\mathbf{Y}_{82}$	$\mathbf{Y}_{83}$	$\mathbf{Y}_{84}$	$\mathbf{Y}_{85}$
$\mathbf{Y}_{91}$	$\mathbf{Y}_{92}$	$\mathbf{Y}_{93}$	$\mathbf{Y}_{94}$	$\mathbf{Y}_{95}$

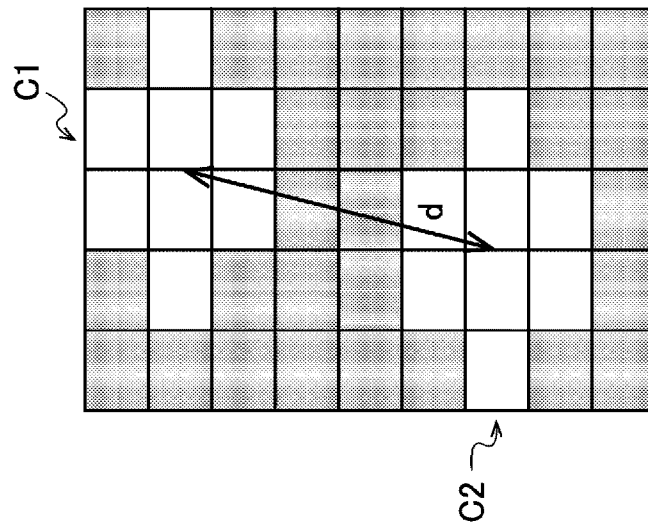


Y_{11}	Y_{12}	Y_{13}	Y_{14}	Y_{15}
Y_{21}	Y_{22}	Y_{23}	Y_{24}	Y_{25}
Y_{31}	Y_{32}	Y_{33}	Y_{34}	Y_{35}
Y_{41}	Y_{42}	Y_{43}	Y_{44}	Y_{45}
Y_{51}	Y_{52}	Y_{53}	Y_{54}	Y_{55}
Y_{61}	Y_{62}	Y_{63}	Y_{64}	Y_{65}
Y_{71}	Y_{72}	Y_{73}	Y_{74}	Y_{75}
Y_{81}	Y_{82}	Y_{83}	Y_{84}	Y_{85}
Y_{91}	Y_{92}	Y_{93}	Y_{94}	Y_{95}

[図28]

Y_{11}	Y_{12}	Y_{13}	Y_{14}	Y_{15}
Y_{21}	Y_{22}	Y_{23}	Y_{24}	Y_{25}
Y_{31}	Y_{32}	Y_{33}	Y_{34}	Y_{35}
Y_{41}	Y_{42}	Y_{43}	Y_{44}	Y_{45}
Y_{51}	Y_{52}	Y_{53}	Y_{54}	Y_{55}
Y_{61}	Y_{62}	Y_{63}	Y_{64}	Y_{65}
Y_{71}	Y_{72}	Y_{73}	Y_{74}	Y_{75}
Y_{81}	Y_{82}	Y_{83}	Y_{84}	Y_{85}
Y_{91}	Y_{92}	Y_{93}	Y_{94}	Y_{95}

[図29]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/023661

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**G01S 3/50**(2006.01)i; **G01S 13/76**(2006.01)i

FI: G01S3/50; G01S13/76

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)

G01S 3/00 - G01S 7/64; G01S 13/00 - G01S 17/95

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)

IEEE Xplore

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2022-7911 A (TOKAI RIKA COMPANY, LIMITED) 13 January 2022 (2022-01-13) entire text, all drawings	1-34
A	JP 2020-109387 A (PANASONIC IP MANAGEMENT CORPORATION) 16 July 2020 (2020-07-16) entire text, all drawings	1-34
A	JP 2017-531811 A (ORIGIN WIRELESS, INCORPORATED) 26 October 2017 (2017-10-26) entire text, all drawings	1-34
A	US 2010/0265799 A1 (CEVHER, Volkan) 21 October 2010 (2010-10-21) entire text, all drawings	1-34
A	CN 108983168 A (CHANGSHU INSTITUTE OF TECHNOLOGY) 11 December 2018 (2018-12-11) entire text, all drawings	1-34

☒ 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

27 July 2023

Date of mailing of the international search report

08 August 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 SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/023661

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	林 和則 ほか, 信号の離散性を利用した過負荷信号処理, 電子情報通信学会技術研究報告 [online], 27 February 2019, vol. 118, no. 474, pp. 197-202, Internet <URL: ">https://www.ieice.org/ken/user/index.php?cmd=download&p=dEhu&t=IEICE-RCS&l=865f03745eb1304541dc28fd69a335a6c45686464a48b713c4c23bc78d079e3a&lang=> , ISSN: 2432-6380, (HAYASHI, Kazunori et al. Discreteness-aware overloaded signal processing. IEICE Technical Report.) entire text, all drawings	1-34
A	TAKITO, Hiroto et al. TOF Estimation of Multipath Waves Using PN Correlation Method with M-FOCUSS. 2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP) [online]. IEEE. 05 April 2021, pp. 381, 382, Internet: <URL: https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=9391171 ><DOI:10.23919/ISAP47053.2021.9391171> entire text, all drawings	1-34

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2023/023661

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
JP	2022-7911	A	13 January 2022	US	2021/0243054	A1	
				CN	113286253	A	
JP	2020-109387	A	16 July 2020	US	2020/0209376	A1	
				CN	111381227	A	
JP	2017-531811	A	26 October 2017	US	2016/0018508	A1	
				WO	2016/011433	A1	
				CN	106664265	A	
				EP	3492944	A1	
US	2010/0265799	A1	21 October 2010	WO	2009/059279	A1	
CN	108983168	A	11 December 2018	(Family: none)			

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） G01S 3/50(2006.01)i; G01S 13/76(2006.01)i FI: G01S3/50; G01S13/76										
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）） G01S 3/00 - G01S 7/64; G01S 13/00 - G01S 17/95										
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 <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922 - 1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971 - 2023年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996 - 2023年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994 - 2023年</td> </tr> </table>			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
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） IEEE Xplore										
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	JP 2022-7911 A（株式会社東海理化電機製作所）13.01.2022（2022 - 01 - 13） 全文, 全図	1-34								
A	JP 2020-109387 A（パナソニックIPマネジメント株式会社）16.07.2020（2020 - 07 - 16） 全文, 全図	1-34								
A	JP 2017-531811 A（オリジン ワイヤレス, インコーポレイテッド）26.10.2017（2017 - 10 - 26） 全文, 全図	1-34								
A	US 2010/0265799 A1（CEVHER, Volkan）21.10.2010（2010 - 10 - 21） 全文, 全図	1-34								
A	CN 108983168 A（CHANGSHU INSTITUTE OF TECHNOLOGY）11.12.2018（2018 - 12 - 11） 全文, 全図	1-34								
☒ 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。										
<table border="0"> <tr> <td> * 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な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 </td> <td> “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 </td> </tr> </table>			* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な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						
* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な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 27.07.2023		国際調査報告の発送日 08.08.2023								
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） 渡辺 慶人 2M 1166 電話番号 03-3581-1101 内線 3216								

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	林 和則 ほか, 信号の離散性を利用した過負荷信号処理, 電子情報通信学会技術研究報告 [online], 2019.02.27, 第118巻 第474号, Pages: 197-202, Internet<URL:https://www.ieice.org/ken/user/index.php?cmd=download&p=dEhu&t=IEICE-RCS&l=865f03745eb1304541dc28fd69a335a6c45686464a48b713c4c23bc78d079e3a&lang=>, ISSN: 2432-6380 全文, 全図	1-34
A	TAKITO, Hiroto et al., TOF Estimation of Multipath Waves Using PN Correlation Method with M-FOCUSS, 2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP) [online], IEEE, 2021.04.05, Pages: 381-382, インターネット: <URL: https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=9391171><DOI: 10.23919/ISAP47053.2021.9391171> 全文, 全図	1-34

国際調査報告
 パテントファミリーに関する情報

国際出願番号

PCT/JP2023/023661

引用文献			公表日	パテントファミリー文献			公表日
JP	2022-7911	A	13.01.2022	US	2021/0243054	A1	
				CN	113286253	A	
JP	2020-109387	A	16.07.2020	US	2020/0209376	A1	
				CN	111381227	A	
JP	2017-531811	A	26.10.2017	US	2016/0018508	A1	
				WO	2016/011433	A1	
				CN	106664265	A	
				EP	3492944	A1	
US	2010/0265799	A1	21.10.2010	WO	2009/059279	A1	
CN	108983168	A	11.12.2018	(ファミリーなし)			