

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2018-72014
(P2018-72014A)

(43) 公開日 平成30年5月10日(2018.5.10)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)
GO 1 S	7/02	(2006.01)	GO 1 S	7/02	2 1 8	5 H 1 8 1
GO 1 S	13/34	(2006.01)	GO 1 S	13/34		5 J 0 2 1
GO 1 S	13/93	(2006.01)	GO 1 S	13/93	2 2 0	5 J 0 7 0
HO 1 Q	21/08	(2006.01)	HO 1 Q	21/08		
GO 8 G	1/16	(2006.01)	GO 8 G	1/16	C	

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2016-208483 (P2016-208483)
(22) 出願日 平成28年10月25日(2016.10.25)

(71) 出願人 316005926
ソニーセミコンダクタソリューションズ株式会社
神奈川県厚木市旭町四丁目14番1号
(74) 代理人 100095957
弁理士 亀谷 美明
(74) 代理人 100096389
弁理士 金本 哲男
(74) 代理人 100101557
弁理士 萩原 康司
(74) 代理人 100128587
弁理士 松本 一騎

最終頁に続く

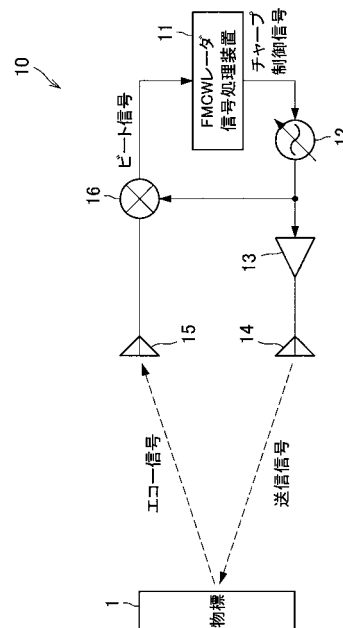
(54) 【発明の名称】 レーダ装置、信号処理装置及び信号処理方法

(57) 【要約】

【課題】 TDMA FMCW MIMOレーダ装置において、移動目標のドップラ位相シフトを補償して方位推定精度を向上することが可能なレーダ装置を提供する。

【解決手段】 基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて送信アンテナから送信を行い、基準時刻以前に受信アンテナが受信した第1のビート信号と、基準時刻以降に受信した第2のビート信号とから、基準時刻におけるビート信号を合成する、レーダ装置が提供される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

M 個 (M 2) の送信アンテナと、
N 個 (N 1) の受信アンテナと、
ローカル信号を発振するローカル発振器と、
前記ローカル信号に基づく送信信号をいずれか一つの前記送信アンテナを選択して送信する送信処理部と、

前記受信アンテナが受信した、前記送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから、ビート信号を出力する受信処理部と、

前記ビート信号に対する信号処理を行う信号処理部と、
を備え、

前記送信処理部は、基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて前記送信アンテナから送信を行い、

前記信号処理部は、前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第 1 のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第 2 のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成する、レーダ装置。

【請求項 2】

前記信号処理部は、前記第 1 のビート信号の振幅と前記第 2 のビート信号の振幅とを平均して前記基準時刻におけるビート信号の振幅を求め、前記第 1 のビート信号の位相と前記第 2 のビート信号の位相とを加算して前記基準時刻におけるビート信号の位相を求める、請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 3】

前記信号処理部は、前記第 1 のビート信号を離散フーリエ変換した第 1 の周波数スペクトルと、前記第 2 のビート信号を離散フーリエ変換した第 2 の周波数スペクトルとから、前記基準時刻におけるビート信号の周波数スペクトルを合成する、請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 4】

前記信号処理部は、前記第 1 のビート信号の振幅と前記第 2 のビート信号の振幅との平均が所定値以下であれば、前記第 1 のビート信号または前記第 2 のビート信号を前記基準時刻におけるビート信号とする、請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 5】

前記所定値は、前記第 1 のビート信号の振幅または前記第 2 のビート信号の振幅の所定の割合である、請求項 4 に記載のレーダ装置。

【請求項 6】

車両に搭載される、請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 7】

M 個 (M 2) の送信アンテナから送信された、ローカル信号に基づく送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから生成されるビート信号に対する信号処理を行う信号処理部を備え、

前記信号処理部は、基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて前記送信アンテナから送信させ、

前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第 1 のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第 2 のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成する、信号処理装置。

【請求項 8】

基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて M 個 (M 2) の送信アンテナから、ローカル信号に基づく送信信号を送信させることと、

前記送信アンテナから送信された前記送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから生成されるビート信号に対する信号処理を行うことと、
を含み、

10

20

30

40

50

前記信号処理を行うことは、前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第1のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第2のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成することを含む、信号処理方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、レーダ装置、信号処理装置及び信号処理方法に関する。

【背景技術】

【0002】

10

自動車に搭載される車載レーダとして、TDMA (Time-Division Multiple-Access) FMCW (Frequency-Modulated Continuous-Wave) MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) レーダ装置が用いられることがある。

【0003】

FMCW方式とは、時間とともに周波数を線形に増加または減少させたチャープ信号を送信信号として送信アンテナから放出し、物標で反射して戻ってきたエコー信号を受信アンテナで捉え、送信信号と同じ周波数のローカル信号とエコー信号とをミキサで乗算するとき、送信された信号が物標で反射して戻ってくるまでの往復時間の間にローカル信号の周波数が変化して、物標までの距離に比例した周波数のビート信号が生じることを利用して測距をおこなう方式である。そしてTDMA FMCW MIMO方式とは、FMCW方式による測距に加えて、M素子の送信アレーアンテナから一つのアンテナを順次選択してチャープ信号をM回送信し、N素子の受信アレーアンテナで同時に受信することによりM * N素子の仮想アレーアンテナで受信するレーダ装置とみなすことができることを利用して、方位分解能を向上させた測角をおこなう方式である。

20

【0004】

TDMA FMCW MIMOレーダ装置は、物標とレーダ装置とが相対的に移動している場合に、ドップラ位相シフトによって測角精度が劣化することが知られている、そのため、例えば非特許文献1では、少なくともL箇所のアンテナ素子が重複するようにM * N - L素子の仮想アレーアンテナを構成して、重複したアンテナ素子で受信したビート信号の位相差からドップラ位相シフトを求めて補償する技術が開示されている。

30

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献1】C. M. Schmid, R. Feger, C. Pfeffer, A. Stelzer. "Motion Compensation and Efficient Array Design for TDMA FMCW MIMO Radar Systems," Eucap 2012.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし非特許文献1で開示された方法では、重複させた数少ないアンテナ素子で受信したビート信号から仮想アレーアンテナ全体のドップラ位相シフトの補償をおこなうため僅かなノイズによって方位推定精度が大きく影響される。さらに、アンテナ素子を重複させたことで、仮想アレーアンテナの素子数が減少するため、方位分解能が低下する。

40

【0007】

そこで本開示では、TDMA FMCW MIMOレーダ装置において、移動物標のドップラ位相シフトを補償して方位推定精度を向上することが可能なことが可能な、新規かつ改良されたレーダ装置、信号処理装置及び信号処理方法を提案する。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本開示によれば、M個 (M ≥ 2) の送信アンテナと、N個 (N ≥ 1) の受信アンテナと

50

、ローカル信号を発振するローカル発振器と、前記ローカル信号に基づく送信信号をいずれか一つの前記送信アンテナを選択して送信する送信処理部と、前記受信アンテナが受信した、前記送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから、ビート信号を出力する受信処理部と、前記ビート信号に対する信号処理を行う信号処理部と、を備え、前記送信処理部は、基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて前記送信アンテナから送信を行い、前記信号処理部は、前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第1のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第2のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成する、レーダ装置が提供される。

【0009】

また本開示によれば、M個(M₂)の送信アンテナから送信された、ローカル信号に基づく送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから生成されるビート信号に対する信号処理を行う信号処理部を備え、前記信号処理部は、基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて前記送信アンテナから送信させ、前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第1のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第2のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成する、信号処理装置が提供される。

【0010】

また本開示によれば、基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えてM個(M₂)の送信アンテナから、ローカル信号に基づく送信信号を送信させることと、前記送信アンテナから送信された前記送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから生成されるビート信号に対する信号処理を行うことと、を含み、前記信号処理を行うことは、前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第1のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第2のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成することを含む、信号処理方法が提供される。

【発明の効果】

【0011】

以上説明したように本開示によれば、TDMA FMCW MIMOレーダ装置において、移動物標のドップラ位相シフトを補償して方位推定精度を向上することが可能なことが可能で、新規かつ改良されたレーダ装置、信号処理装置及び信号処理方法を提供することが出来る。

【0012】

なお、上記の効果は必ずしも限定的なものではなく、上記の効果とともに、または上記の効果に代えて、本明細書に示されたいずれかの効果、または本明細書から把握され得る他の効果が奏されてもよい。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】FMCWレーダ装置の構成例を示す説明図である。

【図2】時間とともに変化する、FMCWレーダ装置10が送信する送信信号の周波数、エコー信号の周波数、ビート信号の周波数の例を示す説明図である。

【図3】MIMOレーダ装置のアレーアンテナの構成例を示す説明図である。

【図4】仮想アレーアンテナを示す説明図である。

【図5】FMCW TDMA MIMOレーダ装置の構成例を示す説明図である。

【図6】FMCW TDMA MIMOレーダ装置100のローカル発振器によるチャープと、スイッチ131a、131bで送信アンテナ140a、140bを選択するタイミングとの関係を示す説明図である。

【図7】物標の位置を座標軸上で示した説明図である。

【図8】FMCW TDMA MIMOレーダ装置100のローカル発振器によるチャープと、スイッチ131a、131bで送信アンテナ140a、140bを選択するタイミングとの関係を示す説明図である。

【図9】本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100の動作例を示す流

10

20

30

40

50

れ図である。

【図 1 0】本開示の実施の形態の第 1 実施例の効果を説明する説明図である。

【図 1 1】本開示の実施の形態の第 1 実施例の効果を説明する説明図である。

【図 1 2 A】基準時刻を中心に前後対称になるような送信パターンの例を示す説明図である。

【図 1 2 B】基準時刻を中心に前後対称になるような送信パターンの例を示す説明図である。

【図 1 2 C】基準時刻を中心に前後対称になるような送信パターンの例を示す説明図である。

【図 1 2 D】基準時刻を中心に前後対称になるような送信パターンの例を示す説明図である。

【図 1 2 E】基準時刻を中心に前後対称になるような送信パターンの例を示す説明図である。

【図 1 2 F】基準時刻を中心に前後対称になるような送信パターンの例を示す説明図である。

【図 1 3】本開示の実施の形態に係る FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 の動作例を示す流れ図である。

【図 1 4】本開示の実施の形態に係る FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 の動作例を示す流れ図である。

【図 1 5】スイッチ 1 3 1 a、1 3 1 b で送信アンテナ 1 4 0 a、1 4 0 b を選択するタイミングの関係を示す説明図である。

【図 1 6】FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 a ~ 1 0 0 f が搭載されている車両 2 の例を示す説明図である。

【発明を実施するための形態】

【0 0 1 4】

以下に添付図面を参照しながら、本開示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。

【0 0 1 5】

なお、説明は以下の順序で行うものとする。

1. 本開示の実施の形態

1. 1. 概要

1. 2. 第 1 実施例

1. 3. 第 2 実施例

1. 4. 第 3 実施例

1. 5. 第 4 実施例

1. 6. 応用例

2. まとめ

【0 0 1 6】

< 1. 本開示の実施の形態 >

[1. 1. 概要]

本開示の実施の形態について詳細に説明する前に、まず本開示の実施の形態の概要について説明する。

【0 0 1 7】

上述したように、自動車に搭載される車載レーダとして、TDMA FMCW MIMOレーダ装置が用いられることがある。まずは FMCW 方式について説明する。

【0 0 1 8】

FMCW 方式とは、時間とともに周波数を線形に増加または減少させたチャープ信号を送信信号として送信アンテナから放出し、物標で反射して戻ってきたエコー信号を受信アンテナで捉え、送信信号と同じ周波数のローカル信号とエコー信号とをミキサで乗算するとき

10

20

30

40

50

に、送信された信号が物標で反射して戻ってくるまでの往復時間の間にローカル信号の周波数が変化して、物標までの距離に比例した周波数のビート信号が生じることを利用して測距をおこなう方式である。

【 0 0 1 9 】

図 1 は、FMCWレーダ装置の構成例を示す説明図である。図 1 に示したようにFMCWレーダ装置 1 0 において、ローカル発振器 1 2 は、FMCWレーダ信号処理装置 1 1 から送出されるチャープ制御信号に基づいて、時間とともに周波数が線形に増加または減少するローカル信号を出力する。ローカル発振器 1 2 が出力したローカル信号は、パワーアンプ 1 3 で増幅された後に、送信アンテナ 1 4 から送信信号として放出される。

【 0 0 2 0 】

送信アンテナ 1 4 から放出された送信信号は、物標 1 で反射される。受信アンテナ 1 5 は、物標 1 で反射されて戻ってくるエコー信号を受信する。受信アンテナ 1 5 が受信したエコー信号は、ローカル発振器 1 2 が出力したローカル信号とミキサ 1 6 で乗算されてビート信号となる。ビート信号は、FMCWレーダ信号処理装置 1 1 に送られて、物標 1 までの測距に用いられる。

【 0 0 2 1 】

図 2 は、時間とともに変化する、FMCWレーダ装置 1 0 が送信する送信信号の周波数、エコー信号の周波数、ビート信号の周波数の例を示す説明図である。送信信号の周波数は、図 2 に示した例では、 f_0 から $f_0 + BW$ まで時間とともに線形に増加する。エコー信号は、送信信号が物標 1 で反射して戻ってくるまでの往復時間 だけ遅れている。ビート信号の周波数 f_B は、送信信号が物標で反射して戻ってくるまでの往復時間 に比例する。従ってFMCW方式は、ビート信号の周波数 f_B を知ることで、測定周期 T における物標 1 までの距離を知ることが出来る方式と言える。

【 0 0 2 2 】

そしてTDMA FMCW MIMO方式とは、FMCW方式による測距に加えて、 M 素子の送信アレーアンテナから一つのアンテナを順次選択してチャープ信号を M 回送信し、 N 素子の受信アレーアンテナで同時に受信することにより $M * N$ 素子の仮想アレーアンテナで受信するレーダ装置とみなすことができることを利用して、方位分解能を向上させた測角をおこなう方式である。

【 0 0 2 3 】

図 3 は、MIMOレーダ装置のアレーアンテナの構成例を示す説明図である。図 3 に示した例では、受信アレーアンテナは N 素子で素子間隔が d であり、送信アレーアンテナは M 素子で素子間隔が $N * d$ である。物標は、 Z 軸から角度 θ の方位にあり、図 3 では説明の便宜上アレーアンテナの近くに書いてあるが、実際は、車載レーダが使用する 77 GHz 帯の波長 3.9 mm に対して 1000 倍以上の遠方に物標が位置している。従って、アレーアンテナと物標との間の電磁波の伝搬は平面波で近似することができる。

【 0 0 2 4 】

まず、送信アンテナ TX_1 から送信を行なうと、送信信号が波面 1 から物標までを伝搬し、エコー信号は物標から受信アンテナ RX_1, RX_2, RX_3 まで伝搬する。次に、送信アンテナ TX_2 から送信を行なうと、送信信号は波面 2 から物標まで伝搬し、エコー信号は物標から受信アンテナ RX_1, RX_2, RX_3 まで伝搬する。送信アンテナ TX_2 から送信した場合は、物標までの伝搬距離が、波面 1 と波面 2 との距離 $N * d * \sin(\theta)$ だけ短くなる。図 4 は、仮想アレーアンテナを示す説明図であり、この波面 1 と波面 2 との距離は、図 4 に示す RX_1 と RX_4 の伝搬距離の差と同じである。つまり、送信アンテナ TX_2 から送信した場合は、送信アンテナ TX_1 から送信して受信アンテナ RX_4, RX_5, RX_6 で受信したことに等価になる。従って、送信アンテナ TX_1, TX_2 からの送信で、受信アンテナ $RX_1, RX_2, RX_3, RX_4, RX_5, RX_6$ からなる仮想アレーアンテナが構成される。

【 0 0 2 5 】

ここで、図 3 の $M = 2, N = 3$ の場合に対応する送信アレーアンテナと受信アレーアン

10

20

30

40

50

テナのモードベクトルを数式 1 と数式 2 に示す。 f_0 は送信信号の周波数、 d は受信アンテナの間、 θ は物標の方位、 c_0 は光速である。また、数式 3 は図 4 に対応する仮想アレーアンテナのモードベクトルであり、送信モードベクトルと受信モードベクトルのクロネッカー積になる。

【 0 0 2 6 】

【 数 1 】

$$\mathbf{a}_{TX}(\theta) = \begin{bmatrix} \exp\left(j2\pi f_0 \frac{0d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{3d \sin(\theta)}{c_0}\right) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 1)} \quad 10$$

【 0 0 2 7 】

【 数 2 】

$$\mathbf{a}_{RX}(\theta) = \begin{bmatrix} \exp\left(j2\pi f_0 \frac{0d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{1d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{2d \sin(\theta)}{c_0}\right) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 2)} \quad 20$$

【 0 0 2 8 】

【 数 3 】

$$\mathbf{a}_{MIMO}(\theta) = \mathbf{a}_{TX}(\theta) \otimes \mathbf{a}_{RX}(\theta) = \begin{bmatrix} \exp\left(j2\pi f_0 \frac{0d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{1d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{2d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{3d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{4d \sin(\theta)}{c_0}\right) \\ \exp\left(j2\pi f_0 \frac{5d \sin(\theta)}{c_0}\right) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 3)} \quad 30$$

40

【 0 0 2 9 】

このように、送信アレーアンテナと受信アレーアンテナを用いて、複数の素子からなる仮想アレーアンテナを構成するレーダ装置が MIMO レーダ装置である。特に、複数の送信アンテナを時分割で切り替えて FMCW 方式のチャープ信号を順次送信して測距と測角をおこなうレーダ装置が FMCW TDMA MIMO レーダ装置である。

【 0 0 3 0 】

図 5 は、FMCW TDMA MIMO レーダ装置の構成例を示す説明図である。図 5 に示した FMCW TDMA MIMO レーダ装置 1 0 0 は、FMCW TDMA MIMO レーダ信号処理装置 1 1 0 と。ロー

カル発振器 120 と、送信処理部 130 と、送信アンテナ 140 a、140 b と、受信アンテナ 150 a、150 b、150 c と、受信処理部 160 と、を含んで構成される。

【0031】

FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 110 は、FMCW TDMA MIMOレーダ装置 100 の動作に際し様々な信号処理を実施する装置である。例えば FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 110 は、ローカル発振器 120 に対してチャープ制御信号を送出したり、送信処理部 130 に対して送信信号の出力を制御するスイッチング制御信号を送出したりする。また FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 110 は、受信処理部 160 から出力されるビート信号を用いて物標までの測距を行う。

【0032】

ローカル発振器 120 は、FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 110 から送出されるチャープ制御信号に基づいて、時間とともに周波数が線形に増加または減少するローカル信号を出力する。ローカル発振器 120 は、生成したローカル信号を送信処理部 130 及び受信処理部 160 に送る。

【0033】

送信処理部 130 は、ローカル発振器 120 から送られたローカル信号を、送信アンテナ 140 a、140 b から送信信号として送出させるための処理を行う。送信処理部 130 は、スイッチ 131 a、131 b と、パワーアンプ 132 a、132 b と、を含んで構成される。スイッチ 131 a、131 b は、FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 110 からの信号に応じてオン、オフするスイッチである。すなわち、スイッチ 131 a、131 b がオンされていると、ローカル信号はパワーアンプ 132 a、132 b に送られる。パワーアンプ 132 a、132 b は、ローカル発振器 120 から送られたローカル信号を所定量増幅させる。

【0034】

送信アンテナ 140 a、140 b は、それぞれ、パワーアンプ 132 a、132 b で増幅されたローカル信号を、送信信号として空中に放出する。図 5 に示した例では 2 つの送信アンテナ 140 a、140 b を示しており、送信処理部 130 におけるスイッチやパワーアンプの数は、この送信アンテナの数に対応している。

【0035】

受信アンテナ 150 a、150 b、150 c は、物標で反射して戻ってくるエコー信号を受信する。図 5 に示した例では 3 つの受信アンテナ 150 a、150 b、150 c を示している。

【0036】

受信処理部 160 は、受信アンテナ 150 a、150 b、150 c が受信したエコー信号と、ローカル発振器 120 が出力したローカル信号とを乗算してビート信号を生成する。受信処理部 160 は、エコー信号と、ローカル信号とを乗算するミキサ 161 a、161 b、161 c からなる。

【0037】

図 6 は、FMCW TDMA MIMOレーダ装置 100 のローカル発振器によるチャープと、スイッチ 131 a、131 b で送信アンテナ 140 a、140 b を選択するタイミングとの関係を示す説明図である。 T_{chirp} はチャープの 1 周期、 T_{ramp} はチャープのランプ時間、 f_0 はチャープ開始周波数、 B はチャープ帯域幅、 N_{chirp} はチャープの前後関係をあらわすインデックスである。また T_{X1} は送信アンテナ 140 a に対応し、 T_{X2} は送信アンテナ 140 b に対応する。

【0038】

一般に、物標が動いている場合は、ドップラ位相シフトが生じることが知られている。図 7 は、物標の位置を座標軸上で示した説明図である。図 7 の座標の原点は FMCW TDMA MIMOレーダ装置 100 の位置に相当する。図 7 に示すように、座標 (X_0, Z_0) 、方位、距離 R_0 に一つの物標があり、方向から速度 V で FMCW TDMA MIMOレーダ装置 100 に接近している場合を想定。この場合、FMCW TDMA MIMOレーダ装置 100 の仮想アレ

10

20

30

40

50

アンテナで受信されるビート信号は数式 4 になる。A はビート信号の振幅、 f_R は数式 5 に示すように距離 R_0 に比例するビート周波数、 f_D は数式 6 に示すように速度 V に比例するドップラ周波数である。

【 0 0 3 9 】

【 数 4 】

$$S_B = A \cdot a_{TX}(\theta) \otimes a_{RX}(\theta) \cdot \exp \left[j2\pi \left\{ (f_R - f_D)t + f_0 \frac{2(R_0 - VT_{Chirp})}{c_0} \right\} \right] \quad \dots \text{(数式 4)}$$

【 0 0 4 0 】

10

【 数 5 】

$$f_R = \frac{B}{T_{Ramp}} \frac{2(R_0 - VT_{Chirp})}{c_0} \approx \frac{B}{T_{Ramp}} \frac{2R_0}{c_0} \quad \dots \text{(数式 5)}$$

【 0 0 4 1 】

【 数 6 】

$$f_D = f_0 \frac{2V}{c_0} \quad \dots \text{(数式 6)}$$

20

【 0 0 4 2 】

数式 4 における速度 V を含む項がドップラ位相シフトを表す項であり、TX 1 (送信アンテナ 1 4 0 a) と TX 2 (送信アンテナ 1 4 0 b) で送信をおこなう時間差である T_{Chirp} の間、物標が速度 V で移動し、伝搬距離がわずかに変化したことで生じた位相差を表している。

【 0 0 4 3 】

なお、数式 5 の f_R にも速度 V を含む項があるが、仮に速度 V が 100 m/s ($= 360 \text{ km/h}$) の高速であっても、 T_{Chirp} が 10 us 程度の短時間の場合では往復距離の変化は僅か 2 mm であり、FMCW TDMA MIMO レーダ装置 1 0 0 の測距分解能に比べて非常に小さいため、この項は無視できる。

30

【 0 0 4 4 】

従って、数式 4 のドップラ位相シフトの項は、送信アレーアンテナのモードベクトルに移項して、数式 7 と数式 8 に示すように書き換えることができる。

【 0 0 4 5 】

【 数 7 】

$$S_B \approx A \cdot a'_{TX}(\theta) \otimes a_{RX}(\theta) \cdot \exp \left[j2\pi \left\{ (f_R - f_D)t + f_0 \frac{2R_0}{c_0} \right\} \right] \quad \dots \text{(数式 7)}$$

40

【 0 0 4 6 】

【 数 8 】

$$a'_{TX}(\theta) = \begin{bmatrix} \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{0VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{0d \sin(\theta)}{c_0} \right) \\ \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{1VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{3d \sin(\theta)}{c_0} \right) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 8)}$$

【 0 0 4 7 】

50

この数式 7 と数式 8 から、FMCW TDMA MIMOレーダ装置は、物標が動いている場合に送信アレーアンテナのモードベクトルが速度に比例したドップラ位相シフトで変調されるため、方位の測角精度が劣化することが明らかである。

【 0 0 4 8 】

そのため、例えば非特許文献 1 では、少なくとも L 箇所のアンテナ素子が重複するように $M * N - L$ 素子の仮想アレーアンテナを構成して、重複したアンテナ素子で受信したビート信号の位相差からドップラ位相シフトを求めて補償する技術が開示されている。しかし非特許文献 1 で開示された方法では、重複させた数少ないアンテナ素子で受信したビート信号から仮想アレーアンテナ全体のドップラ位相シフトの補償をおこなうため僅かなノイズによって方位推定精度が大きく影響される。さらに、アンテナ素子を重複させたこと

10

【 0 0 4 9 】

そこで本件開示者は、上述した点に鑑みて、FMCW TDMA MIMOレーダ装置において簡易にかつ精度を落とすことなく、物標の動きに基づいた影響を除外することが可能な技術について鋭意検討を行った。その結果、本件開示者は、以下で説明するように、FMCW TDMA MIMOレーダ装置において、基準時刻を中心として送信アレーアンテナのアンテナ素子の番号が前後対称となるように繰り返し送信をおこない、基準時刻以前のビート信号と基準時刻以降のビート信号から、基準時刻におけるビート信号を合成することで物標の動きに基づいた影響を除外することが可能な技術を考案するに至った。

【 0 0 5 0 】

以上、本開示の実施の形態の概要について説明した。続いて、本開示の実施の形態について詳細に説明する。

20

【 0 0 5 1 】

[1 . 2 . 第 1 実施例]

まず、本開示の実施の形態の第 1 実施例について説明する。第 1 実施例を説明するにあたり、FMCW TDMA MIMOレーダ装置の構成例は図 5 に示したものと同一ものを用いる。

【 0 0 5 2 】

本開示の実施の形態の第 1 実施例では、FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 1 1 0 によるスイッチ 1 3 1 a、1 3 1 b のオン、オフのタイミングを適切に設定することで、標の動きに基づいた影響を除外することを目的としている。より具体的には、基準時刻を中心として送信アレーアンテナのアンテナ素子の番号が前後対称となるように繰り返し送信をおこなうよう、FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 1 1 0 からスイッチ 1 3 1 a、1 3 1 b のオン、オフのタイミングを設定する。

30

【 0 0 5 3 】

図 8 は、FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 のローカル発振器によるチャープと、スイッチ 1 3 1 a、1 3 1 b で送信アンテナ 1 4 0 a、1 4 0 b を選択するタイミングとの関係を示す説明図である。 T_{chirp} はチャープの 1 周期、 T_{ramp} はチャープのランプ時間、 f_0 はチャープ開始周波数、 B はチャープ帯域幅、 N_{chirp} はチャープの前後関係をあらわすインデックスである。

【 0 0 5 4 】

図 8 に示したように、FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 1 1 0 は、ある基準時刻が中心となるように、送信アンテナ 1 4 0 b、1 4 0 a、1 4 0 a、1 4 0 b の順に選択して送信するようにスイッチ 1 3 1 a、1 3 1 b のオン、オフを制御する。このように基準時刻を中心として送信アレーアンテナのアンテナ素子の番号が前後対称となるように繰り返し送信をおこなうことで、物標の動きに基づいた影響を除外することができることを説明する。

40

【 0 0 5 5 】

はじめに、基準時刻以前の $N_{chirp} = -3/2$ と、 $N_{chirp} = -1/2$ の 2 回の送信で構成された仮想アレーアンテナで受信したビート信号を第 1 のビート信号 S_{B_1} とする。第 1 のビート信号 S_{B_1} および第 1 のビート信号 S_{B_1} の送信アレーアンテナの

50

モードベクトルは、それぞれ数式 9 と数式 10 になる。A 1 は振幅を表す。

【 0 0 5 6 】

【 数 9 】

$$S_{B1} \approx A_1 \cdot \mathbf{a}_{TX1}(\theta) \otimes \mathbf{a}_{RX}(\theta) \cdot \exp \left[j2\pi \left\{ (f_R - f_D)t + f_0 \frac{2R_0}{c_0} \right\} \right] \quad \dots \text{(数式 9)}$$

【 0 0 5 7 】

【 数 1 0 】

$$\mathbf{a}_{TX1}(\theta) = \begin{bmatrix} \exp \left(j2\pi f_0 \frac{3VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{0d \sin(\theta)}{c_0} \right) \\ \exp \left(j2\pi f_0 \frac{1VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{3d \sin(\theta)}{c_0} \right) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 10)}$$

10

【 0 0 5 8 】

次に、基準時刻以降の $N_{Chirp} = 1/2$ と $N_{Chirp} = 3/2$ の 2 回の送信で構成された仮想アレーアンテナで受信したビート信号を第 2 のビート信号 S_{B2} とする。第 2 のビート信号 S_{B2} および第 2 のビート信号 S_{B2} の送信アレーアンテナのモードベクトルは、それぞれ数式 11 と数式 12 になる。A 2 は振幅を表す。

20

【 0 0 5 9 】

【 数 1 1 】

$$S_{B2} \approx A_2 \cdot \mathbf{a}_{TX2}(\theta) \otimes \mathbf{a}_{RX}(\theta) \cdot \exp \left[j2\pi \left\{ (f_R - f_D)t + f_0 \frac{2R_0}{c_0} \right\} \right] \quad \dots \text{(数式 11)}$$

【 0 0 6 0 】

【 数 1 2 】

$$\mathbf{a}_{TX2}(\theta) = \begin{bmatrix} \exp \left(-j2\pi f_0 \frac{3VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{0d \sin(\theta)}{c_0} \right) \\ \exp \left(-j2\pi f_0 \frac{1VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{3d \sin(\theta)}{c_0} \right) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式 12)}$$

30

【 0 0 6 1 】

FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 110 は、第 1 のビート信号 S_{B1} 及び第 2 のビート信号 S_{B2} を用いて、基準時刻におけるビート信号を合成する信号処理を行う。具体的には、FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 110 は、数式 13 に示すように、送信アンテナ毎に第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} の振幅の平均と、第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} の和の位相から、基準時刻におけるビート信号を合成する信号処理をおこなう。

40

【 0 0 6 2 】

【 数 1 3 】

$$\hat{S}_B = \frac{|S_{B1}| + |S_{B2}|}{2} \exp[j \arg(S_{B1} + S_{B2})] \quad \dots \text{(数式 13)}$$

【 0 0 6 3 】

50

第1のビート信号 S_{B1} と第2のビート信号 S_{B2} の振幅の平均と、第1のビート信号 S_{B1} と第2のビート信号 S_{B2} の和の位相から、基準時刻におけるビート信号を合成することで物標の動きの影響が除外される理由を説明する。

【0064】

数式13の S_{B1} と S_{B2} に、数式9と数式11をそれぞれ代入して整理すると、数式14および数式15になる。

【0065】

【数14】

$$\hat{S}_B = \frac{A_1 + A_2}{2} \cdot \hat{a}_{TX}(\theta) \otimes a_{RX}(\theta) \cdot \exp \left[j2\pi \left\{ (f_R - f_D)t + f_0 \frac{2R_0}{c_0} \right\} \right] \quad \dots \text{(数式14)} \quad 10$$

【0066】

【数15】

$$\hat{a}_{TX}(\theta) = \exp \left[j \arg \{ A_1 a_{TX1}(\theta) + A_2 a_{TX2}(\theta) \} \right] \quad \dots \text{(数式15)}$$

【0067】

ここで数式15に含まれる振幅 A_1 、 A_2 は、短時間では変化しないために等しいとみなすことができる。そして、数式10と数式12は複素共役である。従って、数式16に示すように2つのモードベクトルの和をとると、ドップラ位相の虚部はキャンセルされて実部のコサイン成分だけが振幅に残る。 20

【0068】

【数16】

$$a_{TX1}(\theta) + a_{TX2}(\theta) = \begin{bmatrix} 2 \cos \left(2\pi f_0 \frac{3VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{0d \sin(\theta)}{c_0} \right) \\ 2 \cos \left(2\pi f_0 \frac{1VT_{Chirp}}{c_0} \right) \exp \left(j2\pi f_0 \frac{3d \sin(\theta)}{c_0} \right) \end{bmatrix} \quad \dots \text{(数式16)} \quad 30$$

【0069】

数式16のコサイン成分がゼロよりも大きければ、数式15の演算が可能である。従って、数式17に示す速度領域であれば、本実施形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置110は、ドップラ位相を補償することができる。

【0070】

【数17】

$$V < \frac{c_0}{4 \cdot 3 f_0 T_{Chirp}} \quad \dots \text{(数式17)} \quad 40$$

【0071】

図9は、本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100の動作例を示す流れ図である。以下、図9を用いて本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100の動作例について説明する。

【0072】

まず、FMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、送信アンテナの番号が、基準時刻を中心に前後対象となるように送信する(ステップS101)。この送信処理は、送信処理部130がFMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置110からのスイッチング制御信号を受けて 50

実行する。

【 0 0 7 3 】

続いてFMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、基準時刻以前の送信から仮想アレーアンテナを構成して、第 1 のビート信号 S_{B1} を求める (ステップ S 1 0 2)。またFMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、基準時刻以降の送信から仮想アレーアンテナを構成して、第 2 のビート信号 S_{B2} を求める (ステップ S 1 0 3)。第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} を求める順序はもちろん逆でも良い。

【 0 0 7 4 】

続いてFMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、第 1 のビート信号 S_{B1} の振幅と第 2 のビート信号 S_{B2} の振幅を平均して、基準時刻におけるビート信号の振幅を求める (ステップ S 1 0 4)。またFMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} の和の位相から、基準時刻におけるビート信号の位相を求める (ステップ S 1 0 5)。基準時刻におけるビート信号の振幅と位相を求める順序はもちろん逆でも良い。

【 0 0 7 5 】

本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、このような一連の動作を実行することで、ドップラ位相の補償を行って物標の動きの影響を除外することができる。

【 0 0 7 6 】

以下の表 1 に示したパラメータを用いて、第 1 実施例の効果を説明する。図 1 0、図 1 1 は、本開示の実施の形態の第 1 実施例の効果を説明する説明図である。図 1 0 は、ドップラ位相の補償が無い場合の方位スペクトルを示したものであり、図 1 1 は、本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 がドップラ位相の補償を行った場合の方位スペクトルを示したものである。

【 0 0 7 7 】

【表 1】

Parameters	value
f_0	76GHz
B	1GHz
T_{Chirp}	10us
M	2
N	16
d	0.65λ
V	20m/s
X_0	-5m
Z_0	30m

(表 1 : FMCW TDMA MIMOレーダ装置と移動物標のパラメータ)

【 0 0 7 8 】

図 1 0 に示したように、ドップラ位相の補償が無い場合では、方位スペクトルの波形が乱れているのに対し、図 1 1 に示したように、ドップラ位相の補償がある場合では、方位スペクトルの波形が乱れていないのが分かる。従って、本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、ドップラ位相の補償を行って物標の動きの影響を除外することができる。

【 0 0 7 9 】

図 1 2 A ~ 1 2 F は、送信アレーアンテナが 2 素子と 3 素子の場合に、基準時刻を中心に前後対称になるような送信パターンの例を示す説明図である。図 1 2 A ~ 1 2 D は送信アンテナが 2 素子の場合の送信パターンの例で有り、図 1 2 E ~ 1 2 F は送信アンテナが

3素子の場合の送信パターンの例で有る。もちろん、送信パターンは図12A～12Fに示したものに限定されるものではない。また、図12A～12B、図12E～12Fに示したように、基準時刻を跨いでいずれかの送信アンテナから送信される送信パターンであってもよく、図12C～12Dに示したように基準時刻においてはいずれの送信アンテナからも送信されていないような送信パターンであってもよい。

【0080】

[1.3.第2実施例]

続いて第2実施例について説明する。第1実施例で示したドップラ位相を除去する信号処理は、ビート信号 S_{B1} 、 S_{B2} を時間信号としているが、この信号処理は周波数スペクトルでも同様におこなうことが可能である。FMCWレーダ装置では、一般的な手順としてビート信号を離散フーリエ変換して周波数スペクトルに変換することが行われているので、周波数領域でドップラ位相を除去することは非常に好適である。

10

【0081】

周波数領域でドップラ位相を除去する場合、下記の数式18に示すようにビート信号 S_{B1} 、 S_{B2} を離散フーリエしてから信号処理を行う。

【0082】

【数18】

$$F[\hat{S}_B] = \frac{1}{2} (|F[S_{B1}]| + |F[S_{B2}]|) \cdot \exp[j \arg(F[S_{B1}] + F[S_{B2}])] \quad \dots \text{(数式18)}$$

20

【0083】

図13は、本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100の動作例を示す流れ図である。以下、図13を用いて本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100の動作例について説明する。

【0084】

まず、FMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、送信アンテナの番号が、基準時刻を中心に前後対象となるように送信する(ステップS111)。この送信処理は、送信処理部130がFMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置110からのスイッチング制御信号を受けて実行する。

30

【0085】

続いてFMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、基準時刻以前の送信から仮想アレーアンテナを構成して、第1のビート信号 S_{B1} を求め、さらに離散フーリエ変換をおこなって周波数スペクトルに変換する(ステップS112)。またFMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、基準時刻以降の送信から仮想アレーアンテナを構成して、第2のビート信号 S_{B2} を求め、さらに離散フーリエ変換をおこなって周波数スペクトルに変換する(ステップS113)。第1のビート信号 S_{B1} と第2のビート信号 S_{B2} を求める順序はもちろん逆でも良い。

【0086】

続いてFMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、第1のビート信号 S_{B1} の振幅と第2のビート信号 S_{B2} の周波数スペクトルの振幅を平均して、基準時刻におけるビート信号の周波数スペクトルの振幅を求める(ステップS114)。またFMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、第1のビート信号 S_{B1} と第2のビート信号 S_{B2} の周波数スペクトルの和の位相から、基準時刻におけるビート信号の周波数スペクトルの位相を求める(ステップS115)。基準時刻におけるビート信号の周波数スペクトルの振幅と位相を求める順序はもちろん逆でも良い。

40

【0087】

本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、このような一連の動作を実行することで、周波数領域でドップラ位相の補償を行って物標の動きの影響を除外

50

することができる。

【 0 0 8 8 】

[1 . 4 . 第 3 実施例]

第 1 実施例で示した信号処理は、数式 1 6 のコサイン成分がゼロになる場合に、数式 1 5 の角度を求める演算が不可能になり、基準時刻におけるビート信号を合成できなくなる。そこで第 3 実施例では、第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} を平均して第 3 のビート信号 S_{B3} を求めて、この第 3 のビート信号 S_{B3} の振幅と第 1 のビート信号 S_{B1} の振幅を比較して、振幅比が所定の閾値以下（例えば $1/10$ 以下）に小さくなる場合は信号処理をおこなわないことにする。

【 0 0 8 9 】

図 1 4 は、本開示の実施の形態に係る FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 の動作例を示す流れ図である。以下、図 1 4 を用いて本開示の実施の形態に係る FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 の動作例について説明する。

【 0 0 9 0 】

まず、FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、送信アンテナの番号が、基準時刻を中心に前後対象となるように送信する（ステップ S 1 2 1）。この送信処理は、送信処理部 1 3 0 が FMCW TDMA MIMOレーダ信号処理装置 1 1 0 からのスイッチング制御信号を受けて実行する。

【 0 0 9 1 】

続いて FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、基準時刻以前の送信から仮想アレーアンテナを構成して、第 1 のビート信号 S_{B1} を求める（ステップ S 1 2 2）。また FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、基準時刻以降の送信から仮想アレーアンテナを構成して、第 2 のビート信号 S_{B2} を求める（ステップ S 1 2 3）。第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} を求める順序はもちろん逆でも良い。

【 0 0 9 2 】

続いて FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} を平均して第 3 のビート信号 S_{B3} を求める（ステップ S 1 2 4）。

【 0 0 9 3 】

続いて FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、第 3 のビート信号 S_{B3} の振幅が、第 1 のビート信号 S_{B1} の振幅の X 倍（ X は所定の閾値）以下かどうか判断する（ステップ S 1 2 5）。

【 0 0 9 4 】

ステップ S 1 2 5 の判断の結果、続いて第 3 のビート信号 S_{B3} の振幅が、第 1 のビート信号 S_{B1} の振幅の X 倍（ X は所定の閾値）以下でなければ（ステップ S 1 2 5、No）、続いて FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、第 1 のビート信号 S_{B1} の振幅と第 2 のビート信号 S_{B2} の振幅を平均して、基準時刻におけるビート信号の振幅を求める（ステップ S 1 2 6）。また FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、第 1 のビート信号 S_{B1} と第 2 のビート信号 S_{B2} の和の位相から、基準時刻におけるビート信号の位相を求める（ステップ S 1 2 7）。基準時刻におけるビート信号の振幅と位相を求める順序はもちろん逆でも良い。

【 0 0 9 5 】

一方、ステップ S 1 2 5 の判断の結果、続いて第 3 のビート信号 S_{B3} の振幅が、第 1 のビート信号 S_{B1} の振幅の X 倍（ X は所定の閾値）以下であれば（ステップ S 1 2 5、Yes）、FMCW TDMA MIMOレーダ装置 1 0 0 は、第 1 のビート信号 S_{B1} または第 2 のビート信号 S_{B2} のいずれかを、基準時刻におけるビート信号として処理を進める（ステップ S 1 2 8）。

【 0 0 9 6 】

[1 . 5 . 第 4 実施例]

第 1 実施例で示した信号処理は、例えば図 8 に示すように 4 回の送信で基準時刻におけるビート信号が得られる。一方、従来の FMCW TDMA MIMOレーダ装置は、図 6 に示したよ

10

20

30

40

50

うに2回の送信でビート信号が得られる。従って、第1実施例で示した信号処理は従来の信号処理に比べて2倍の時間を必要とする。

【0097】

そこで、この第4実施例では、信号処理に要する時間を短縮する例を示す。図15は、スイッチ131a、131bで送信アンテナ140a、140bを選択するタイミングの関係を示す説明図である。図15に示すように、FMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、 $N_{chirp} = 0, 1, 2, 3$ から基準時刻0におけるビート信号を合成し、続いて $N_{chirp} = 2, 3, 4, 5$ から基準時刻1におけるビート信号を合成し、さらに続いて $N_{chirp} = 4, 5, 6, 7$ から基準時刻2におけるビート信号を合成する。

【0098】

このようにことでビート信号を合成することで、本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、従来と同じ時間間隔でビート信号を出力することが可能になる。

【0099】

[1.6. 応用例]

本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100は、物標の動きに基づいた影響を除外することができるため、高い精度での測距が求められる、自動車の安全な走行を支援するシステムのレーダ装置に好適に適用することが可能である。

【0100】

図16は、FMCW TDMA MIMOレーダ装置100a~100fが搭載されている車両2の例を示す説明図である。図16に示したFMCW TDMA MIMOレーダ装置100a~100fは、上述した本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100のいずれかであるとする。FMCW TDMA MIMOレーダ装置100a~100fは、短距離、中距離、長距離用のいずれかのレーダ装置であり、車両2の周囲の物体などの検知に用いられる。

【0101】

このような、自動車の安全な走行を支援するシステムのレーダ装置として、本開示の実施の形態に係るFMCW TDMA MIMOレーダ装置100を適用することで、上記システムの高性能化に寄与することができる。

【0102】

<2. まとめ>

以上説明したように本開示の実施の形態によれば、所定の基準時刻を中心として送信アンテナのアンテナ素子の番号が前後対称となるように繰り返し送信をおこない、基準時刻以前のビート信号と基準時刻以降のビート信号から、基準時刻におけるビート信号を合成することで物標の動きに基づいた影響を除外することが可能なFMCW TDMA MIMOレーダ装置100を提供することが出来る。

【0103】

本明細書の各装置が実行する処理における各ステップは、必ずしもシーケンス図またはフローチャートとして記載された順序に沿って時系列に処理する必要はない。例えば、各装置が実行する処理における各ステップは、フローチャートとして記載した順序と異なる順序で処理されても、並列的に処理されてもよい。

【0104】

また、各装置に内蔵されるCPU、ROMおよびRAMなどのハードウェアを、上述した各装置の構成と同等の機能を発揮させるためのコンピュータプログラムも作成可能である。また、該コンピュータプログラムを記憶させた記憶媒体も提供されることが可能である。また、機能ブロック図で示したそれぞれの機能ブロックをハードウェアまたはハードウェア回路で構成することで、一連の処理をハードウェアまたはハードウェア回路で実現することもできる。

【0105】

以上、添付図面を参照しながら本開示の好適な実施形態について詳細に説明したが、本開示の技術的範囲はかかる例に限定されない。本開示の技術分野における通常の知識を有

10

20

30

40

50

する者であれば、特許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、当然に本開示の技術的範囲に属するものと了解される。

【0106】

また、本明細書に記載された効果は、あくまで説明的または例示的なものであって限定的ではない。つまり、本開示に係る技術は、上記の効果とともに、または上記の効果に代えて、本明細書の記載から当業者には明らかな他の効果を奏しうる。

【0107】

なお、以下のような構成も本開示の技術的範囲に属する。

(1)

M個(M=2)の送信アンテナと、
N個(N=1)の受信アンテナと、
ローカル信号を発振するローカル発振器と、
前記ローカル信号に基づく送信信号をいずれか一つの前記送信アンテナを選択して送信する送信処理部と、

前記受信アンテナが受信した、前記送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから、ビート信号を出力する受信処理部と、

前記ビート信号に対する信号処理を行う信号処理部と、
を備え、

前記送信処理部は、基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて前記送信アンテナから送信を行い、

前記信号処理部は、前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第1のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第2のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成する、レーダ装置。

(2)

前記信号処理部は、前記第1のビート信号の振幅と前記第2のビート信号の振幅とを平均して前記基準時刻におけるビート信号の振幅を求め、前記第1のビート信号の位相と前記第2のビート信号の位相とを加算して前記基準時刻におけるビート信号の位相を求める、前記(1)に記載のレーダ装置。

(3)

前記信号処理部は、前記第1のビート信号を離散フーリエ変換した第1の周波数スペクトルと、前記第2のビート信号を離散フーリエ変換した第2の周波数スペクトルとから、前記基準時刻におけるビート信号の周波数スペクトルを合成する、前記(1)に記載のレーダ装置。

(4)

前記信号処理部は、前記第1のビート信号の振幅と前記第2のビート信号の振幅との平均が所定値以下であれば、前記第1のビート信号または前記第2のビート信号を前記基準時刻におけるビート信号とする、前記(1)~(3)のいずれかに記載のレーダ装置。

(5)

前記所定値は、前記第1のビート信号の振幅または前記第2のビート信号の振幅の所定の割合である、前記(4)に記載のレーダ装置。

(6)

車両に搭載される、前記(1)~(5)のいずれかに記載のレーダ装置。

(7)

M個(M=2)の送信アンテナから送信された、ローカル信号に基づく送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから生成されるビート信号に対する信号処理を行う信号処理部を備え、

前記信号処理部は、基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えて前記送信アンテナから送信させ、

前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第1のビート信号と、前記基準時刻以

10

20

30

40

50

降に受信した第2のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成する、信号処理装置。

(8)

基準時刻を中心としてアンテナ素子の番号が前後対称となるように順次切り替えてM個(M-2)の送信アンテナから、ローカル信号に基づく送信信号を送信させることと、

前記送信アンテナから送信された前記送信信号の物標での反射によるエコー信号と、前記ローカル信号とから生成されるビート信号に対する信号処理を行うことと、

を含み、

前記信号処理を行うことは、前記基準時刻以前に前記受信アンテナが受信した第1のビート信号と、前記基準時刻以降に受信した第2のビート信号とから、前記基準時刻におけるビート信号を合成することを含み、信号処理方法。

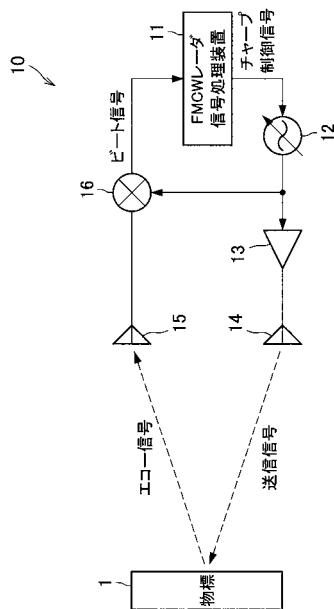
10

【符号の説明】

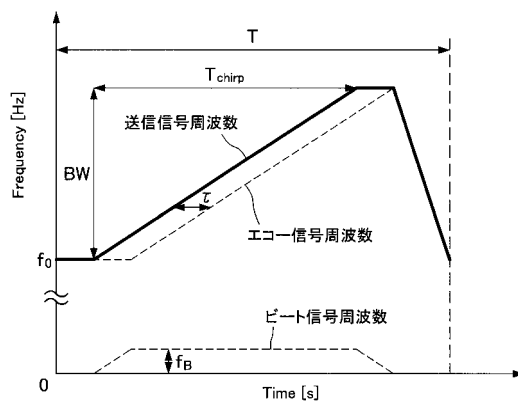
【0108】

100 FMCW TDMA MIMOレーダ装置

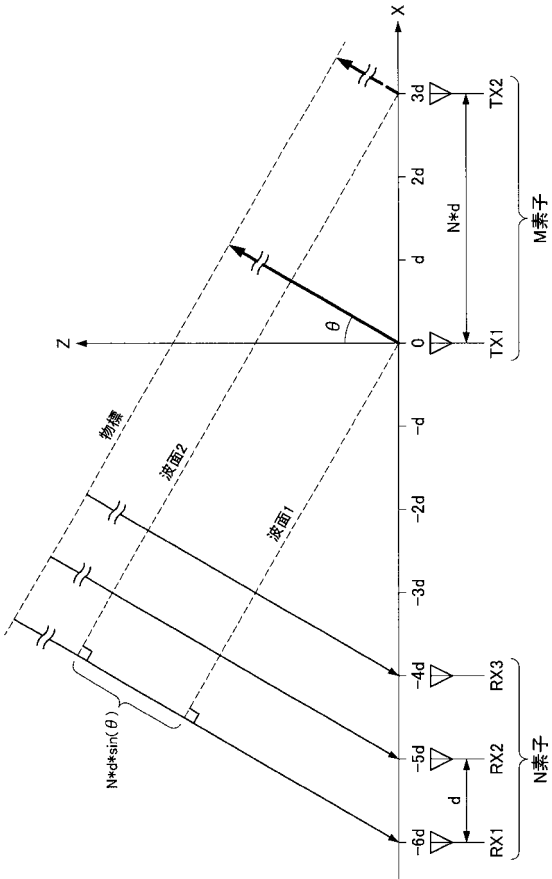
【図1】



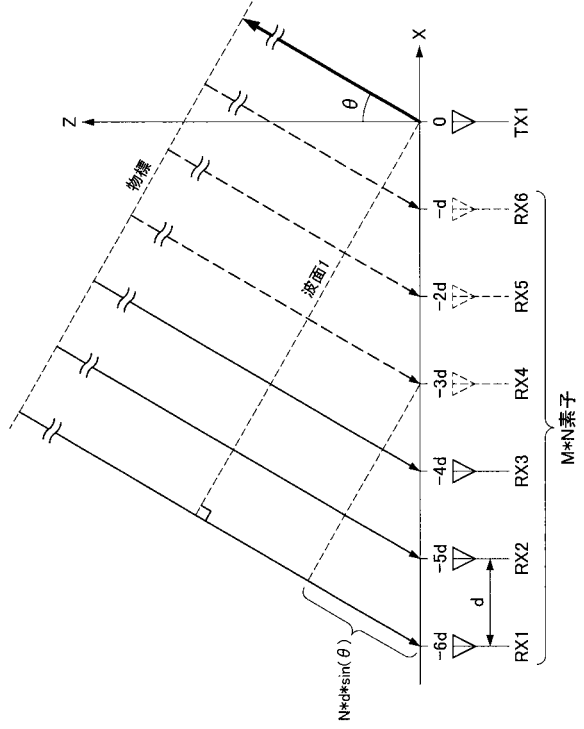
【図2】



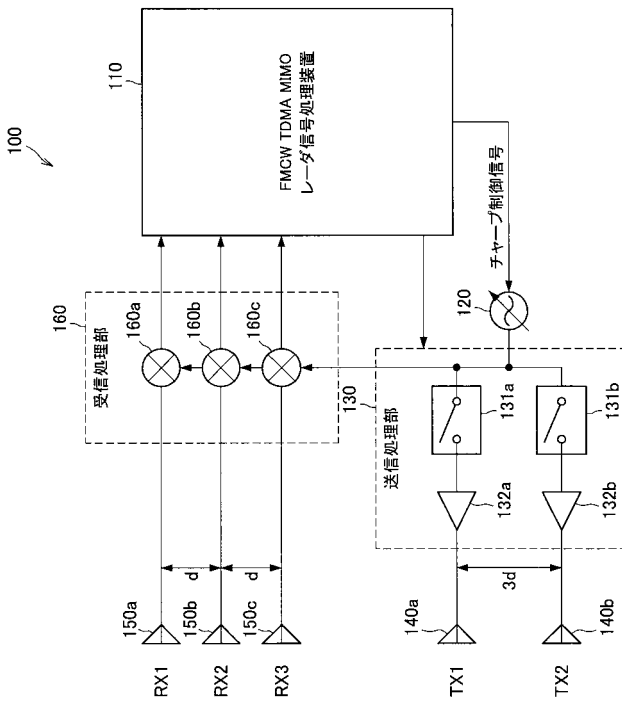
【 図 3 】



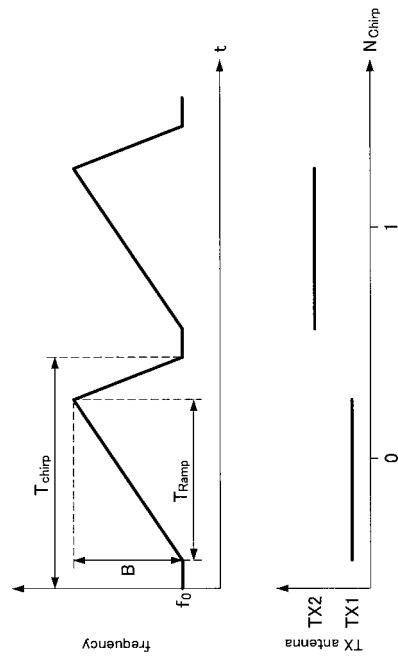
【 図 4 】



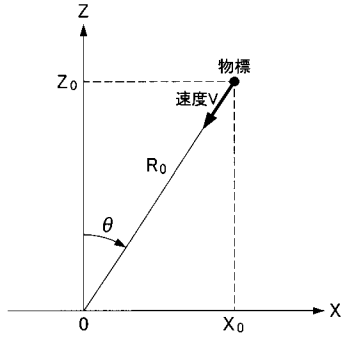
【 図 5 】



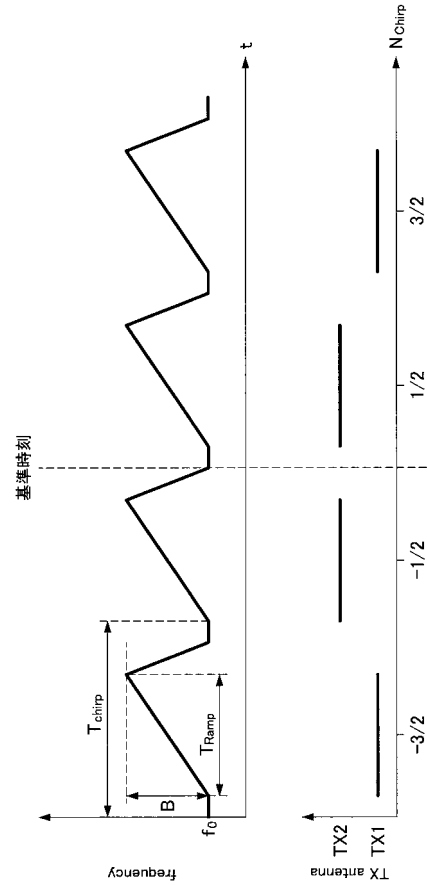
【 図 6 】



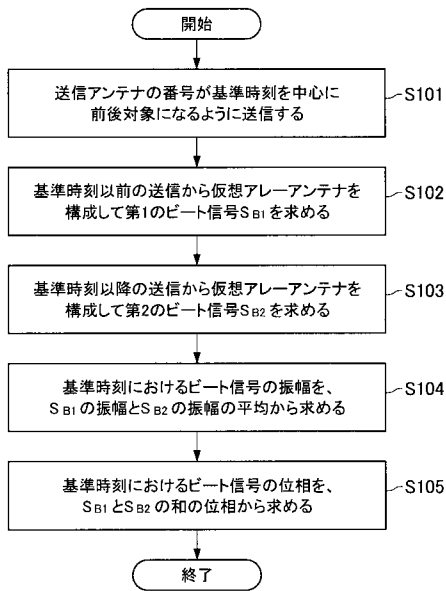
【 図 7 】



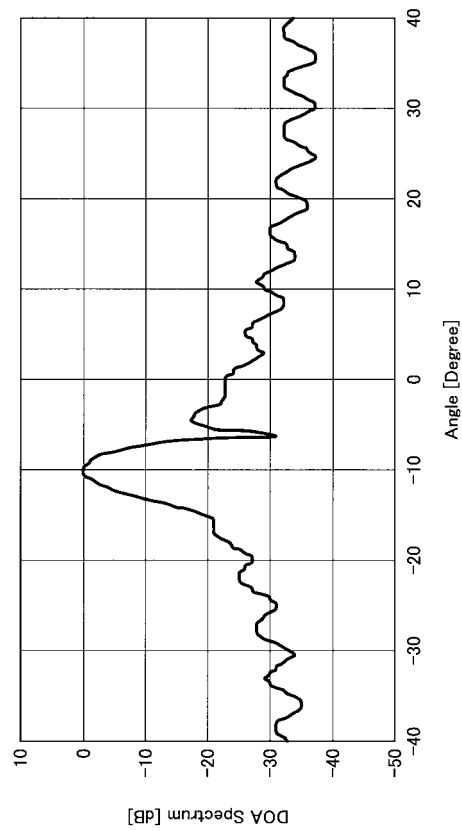
【 図 8 】



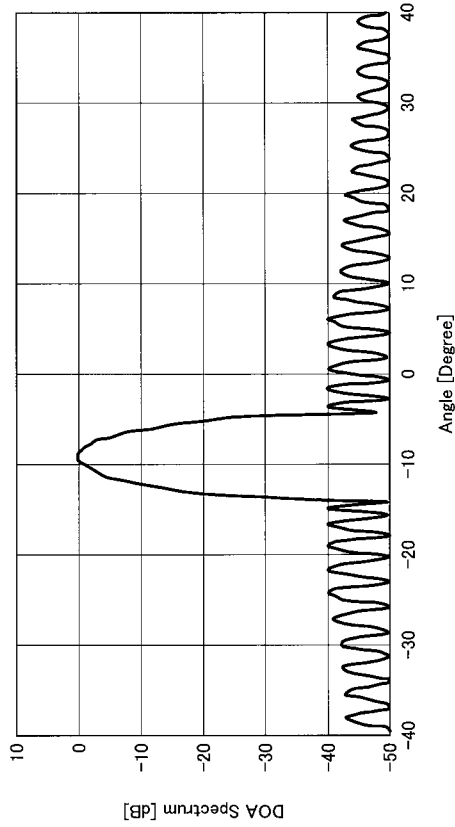
【 図 9 】



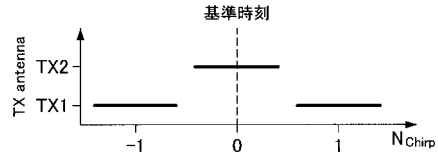
【 図 10 】



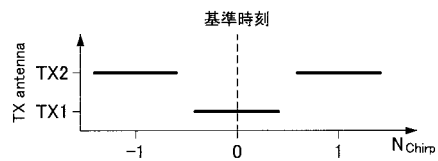
【図 1 1】



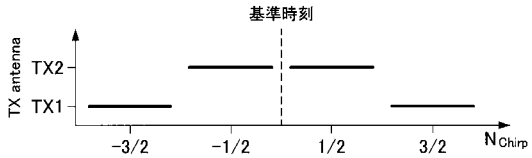
【図 1 2 A】



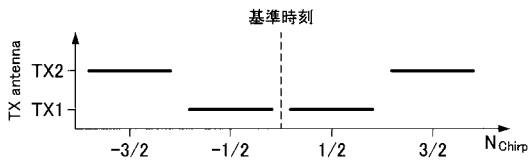
【図 1 2 B】



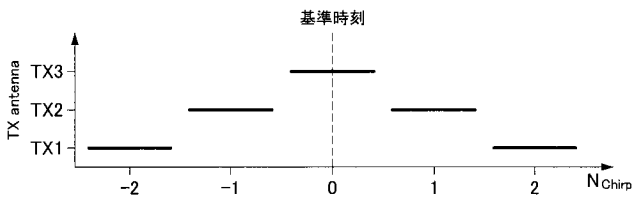
【図 1 2 C】



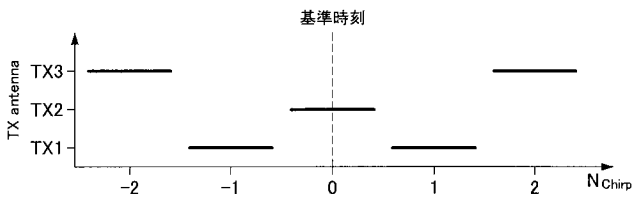
【図 1 2 D】



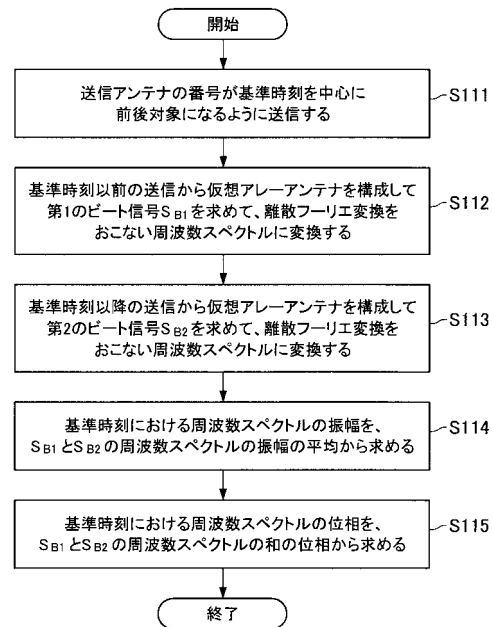
【図 1 2 E】



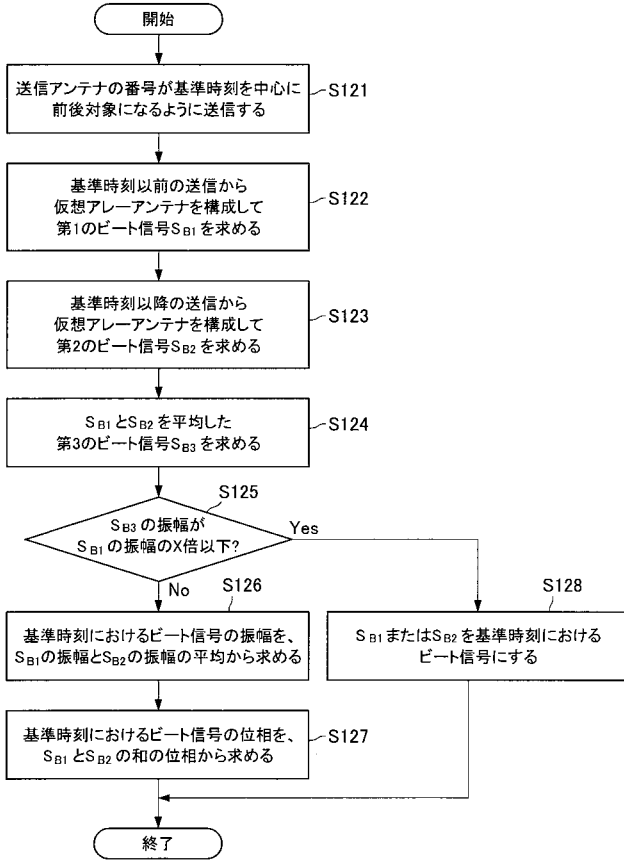
【図 1 2 F】



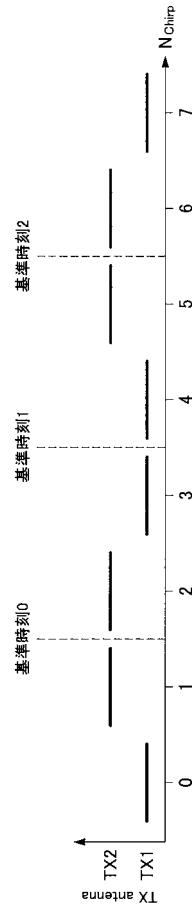
【図 1 3】



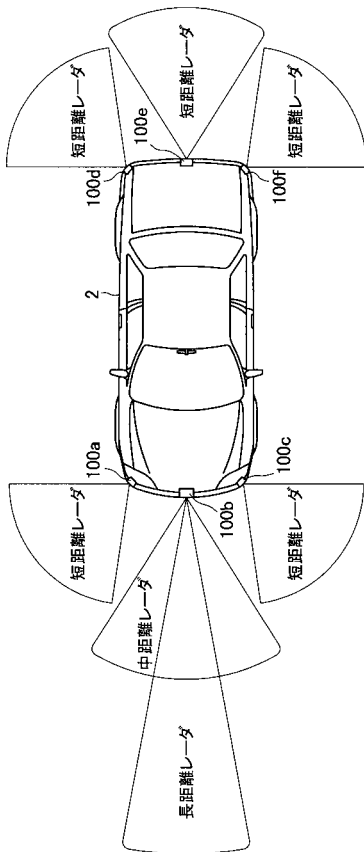
【 図 1 4 】



【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



フロントページの続き

(72)発明者 飯田 幸生

神奈川県厚木市旭町四丁目14番1号 ソニーセミコンダクタソリューションズ株式会社内

(72)発明者 川崎 研一

神奈川県厚木市旭町四丁目14番1号 ソニーセミコンダクタソリューションズ株式会社内

Fターム(参考) 5H181 AA01 CC12 CC14 CC30 LL01 LL02

5J021 AA05 AA07 AA11 AB01 FA17 FA24 FA26 FA31 FA32 HA04

JA10

5J070 AB17 AC02 AC13 AD05 AF03 AH14 AH31 AH33 AH35 AK22