

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7249546号
(P7249546)

(45)発行日 令和5年3月31日(2023.3.31)

(24)登録日 令和5年3月23日(2023.3.23)

(51)国際特許分類 F I
G 0 1 S 7/02 (2006.01) G 0 1 S 7/02 2 1 6
G 0 1 S 13/931 (2020.01) G 0 1 S 13/931

請求項の数 7 (全37頁)

(21)出願番号	特願2021-186228(P2021-186228)	(73)特許権者	314012076 パナソニックIPマネジメント株式会社 大阪府大阪市中央区域見2丁目1番61号
(22)出願日	令和3年11月16日(2021.11.16)	(74)代理人	110002952 弁理士法人鷲田国際特許事務所
(62)分割の表示	特願2018-56445(P2018-56445)の分割	(72)発明者	岩佐 健太 大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内
原出願日	平成30年3月23日(2018.3.23)	(72)発明者	四方 英邦 大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内
(65)公開番号	特開2022-20795(P2022-20795A)	(72)発明者	塩崎 亮佑 大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内
(43)公開日	令和4年2月1日(2022.2.1)		
審査請求日	令和3年11月16日(2021.11.16)		

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 レーダ装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

レーダ信号を送信アレーアンテナから送信するレーダ送信部と、
前記レーダ信号がターゲットにおいて反射された反射波信号を受信アレーアンテナから受信するレーダ受信部と、
を具備し、
前記送信アレーアンテナ及び前記受信アレーアンテナの一方は、位相中心が第1軸方向に沿って配置される複数の第1のアンテナを含み、
前記複数の第1のアンテナは、位相中心が第1の間隔で配列されるアンテナと、位相中心が前記第1の間隔と異なる第5の間隔で配列されるアンテナと、を含み、
前記送信アレーアンテナ及び前記受信アレーアンテナの他方は、位相中心が前記第1軸方向とは異なる第2軸方向に第2の間隔で配置される複数の第2のアンテナと、位相中心が前記第2軸方向に第3の間隔で配置される複数の第3のアンテナと、を含み、
前記複数の第3のアンテナの前記第2軸方向の合成開口長は、前記複数の第2のアンテナの前記第2軸方向の合成開口長よりも広く、
前記複数の第2のアンテナは、位相中心が前記第1軸方向に、前記複数の第1のアンテナの位相中心の合成開口長に等しい間隔で配置され、
前記レーダ送信部は、前記複数の第2のアンテナによる送信と前記複数の第3のアンテナによる送信とを切り替え可能である、
レーダ装置。

10

20

【請求項 2】

前記複数の第 1 のアンテナは、前記位相中心が前記第 1 の間隔で配列されるアンテナが 3 つ以上であり、前記位相中心が前記第 5 の間隔で配列されるアンテナが 2 つ以上である、請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 3】

前記複数の第 3 のアンテナは、位相中心が前記第 1 軸方向に第 4 の間隔で配置される 1 つ以上のアンテナをさらに含む、

請求項 1 または 2 のいずれか一項に記載のレーダ装置。

【請求項 4】

前記第 5 の間隔が、前記第 1 の間隔の 2 倍に等しい、

請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載のレーダ装置。

10

【請求項 5】

前記複数の第 1 のアンテナは、前記位相中心が前記第 1 の間隔で配列される 3 つのアンテナを含む、

請求項 1 から 4 のいずれか一項に記載のレーダ装置。

【請求項 6】

前記複数の第 2 のアンテナの素子数は、2 に等しい、

請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載のレーダ装置。

【請求項 7】

前記複数の第 2 のアンテナは、位相中心が配置される範囲の第 1 軸方向の長さが、前記複数の第 1 のアンテナの位相中心の合成開口長以下であり、前記第 2 軸方向に前記第 2 の間隔で配置される、

請求項 1 から 6 のいずれか一項に記載のレーダ装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、レーダ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、高分解能が得られるマイクロ波又はミリ波を含む波長の短いレーダ送信信号を用いたレーダ装置の検討が進められている。また、屋外での安全性を向上させるために、車両以外にも、歩行者を含む物体（ターゲット）を広角範囲で検知するレーダ装置（広角レーダ装置）の開発が求められている。

30

【0003】

また、レーダ装置として、受信ブランチに加え、送信ブランチにも複数のアンテナ（アレーアンテナ）を備え、送受信アレーアンテナを用いた信号処理によりビーム走査を行う構成（MIMO（Multiple Input Multiple Output）レーダと呼ぶこともある）が提案されている（例えば、非特許文献 1 を参照）。

【0004】

MIMOレーダでは、送受信アレーアンテナにおけるアンテナ素子の配置を工夫することにより、最大で送信アンテナ素子数と受信アンテナ素子数との積に等しい仮想的な受信アレーアンテナ（以下、仮想受信アレーと呼ぶ）を構成できる。これにより、少ない素子数によってアレーアンテナの実効的な開口長を増大させる効果がある。

40

【0005】

また、垂直方向又は水平方向の一次元走査以外にも、垂直方向及び水平方向の二次元におけるビーム走査により三次元測位を行う場合にもMIMOレーダが適用可能である（例えば、特許文献 1、非特許文献 1 を参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

50

【文献】特表 2017 - 534881 号公報

【非特許文献】

【0007】

【文献】P. P. Vaidyanathan, P. Pal, Chun-Yang Chen, "MIMO radar with broadband waveforms: Smearing filter banks and 2D virtual arrays," IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp.188 -192, 2008.

Direction-of-arrival estimation using signal subspace modeling, Cadzow.J.A., Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on Volume: 28 , Issue: 1 Publication Year: 1992, Page(s): 64-79

【発明の概要】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

本開示の一態様は、サイドローブを抑制しつつ水平方向に沿った高い分解能を確保した、三次元測位可能なレーダ装置の提供に資する。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本開示の一態様に係るレーダ装置は、レーダ信号を送信アレーアンテナから送信するレーダ送信部と、前記レーダ信号がターゲットにおいて反射された反射波信号を受信アレーアンテナから受信するレーダ受信部と、を具備し、前記送信アレーアンテナ及び前記受信アレーアンテナの一方は、位相中心が第1軸方向に沿って配置される複数の第1のアンテナを含み、前記複数の第1のアンテナは、位相中心が第1の間隔の第1の整数倍で配列されるアンテナと、位相中心が前記第1の間隔の第2の整数倍で配列されるアンテナと、を含み、前記第2の整数倍は、前記第1の整数倍とは異なり、前記送信アレーアンテナ及び前記受信アレーアンテナの他方は、位相中心が前記第1軸方向とは異なる第2軸方向に第2の間隔の整数倍で配置される複数の第2のアンテナと、位相中心が前記第2軸方向に第3の間隔の整数倍で配置される複数の第3のアンテナと、を含み、前記複数の第3のアンテナの前記第2軸方向の合成開口長は、前記複数の第2のアンテナの前記第2軸方向の合成開口長よりも広く、前記複数の第2のアンテナは、位相中心が前記第1軸方向に、前記複数の第1のアンテナの位相中心の合成開口長に等しい間隔で配置され、前記レーダ送信部は、前記複数の第2のアンテナによる送信と前記複数の第3のアンテナによる送信とを切り替え可能である構成を採る。

20

30

【0010】

なお、これらの包括的又は具体的な態様は、システム、方法、集積回路、コンピュータプログラム、又は、記録媒体で実現されてもよく、システム、装置、方法、集積回路、コンピュータプログラムおよび記録媒体の任意な組み合わせで実現されてもよい。

【発明の効果】

【0011】

本開示の一態様によれば、本開示の一態様は、サイドローブを抑制しつつ水平方向に沿った高い分解能を確保した、三次元測位可能なレーダ装置の提供に資する。

【0012】

40

本開示の一態様における更なる利点及び効果は、明細書及び図面から明らかにされる。かかる利点及び/又は効果は、いくつかの実施の形態並びに明細書及び図面に記載された特徴によってそれぞれ提供されるが、1つ又はそれ以上の同一の特徴を得るために必ずしも全てが提供される必要はない。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】実施の形態1に係るレーダ装置の構成の一例を示すブロック図

【図2】実施の形態1に係るレーダ送信部の構成の一例を示すブロック図

【図3】実施の形態1に係るレーダ送信信号の一例を示す図

【図4】実施の形態1に係る制御部による送信アンテナの時分割切替動作の一例を示す図

50

【図 5】実施の形態 1 に係るレーダ送信信号生成部の他の構成の一例を示すブロック図

【図 6】実施の形態 1 に係るレーダ受信部の構成の一例を示すブロック図

【図 7】実施の形態 1 に係るレーダ装置のレーダ送信信号の送信タイミング、及び、測定範囲の一例を示す図

【図 8】実施の形態 1 に係る方向推定部の動作説明に用いる三次元座標系を示す図

【図 9】実施の形態 1 に係る受信アレーアンテナの受信アンテナの配置例 1 を示す図

【図 10 A】実施の形態 1 に係る受信アレーアンテナの受信アンテナの配置例 1 を示す図

【図 10 B】実施の形態 1 に係る送信アレーアンテナの送信アンテナの配置例 1 を示す図

【図 10 C】配置例 1 に係る仮想受信アレーの配置を示す図

【図 11 A】比較例 1 に係る受信アレーアンテナの受信アンテナの配置を示す図

10

【図 11 B】比較例 1 に係る送信アレーアンテナの送信アンテナの配置を示す図

【図 11 C】比較例 1 に係る仮想受信アレーの配置を示す図

【図 12】配置例 1 及び比較例 1 に係る二次元のビームの第 2 軸方向 0 度での第 1 軸方向に沿った断面図

【図 13】比較例 2 に係る仮想受信アレーの配置を示す図

【図 14 A】実施の形態 1 の配置例 2 に係る受信アレーアンテナの受信アンテナの配置例 2 を示す図

【図 14 B】配置例 2 に係る仮想受信アレーの配置を示す図

【図 15】配置例 1 及び配置例 2 に係る二次元のビームの第 2 軸方向 0 度での第 1 軸方向に沿った断面図

20

【図 16 A】実施の形態 2 に係る送信アレーアンテナの送信アンテナの配置例 3 を示す図

【図 16 B】配置例 3 に係る仮想受信アレーの配置を示す図

【図 17】比較例 3 に係る仮想受信アレーの配置を示す図

【図 18】配置例 3 及び比較例 3 に係る二次元のビームの第 2 軸方向 0 度での第 1 軸方向に沿った断面図

【図 19】実施の形態 2 に係る送信アレーアンテナの送信アンテナの配置例 4 を示す図

【図 20】実施の形態 3 に係るレーダ受信部の構成の一例を示すブロック図

【図 21】実施の形態 3 に係る送信アレーアンテナの送信アンテナの配置例 4 を示す図

【図 22】配置例 4 に係る送信アレーアンテナのアンテナ素子の配置の一例

【図 23】実施の形態 3 に係る第 1 のアンテナ群の及び第 2 のアンテナ群の時分割切替制御の一例を示す図

30

【発明を実施するための形態】

【0014】

例えば、レーダ装置として、パルス波を繰り返し発信するパルスレーダ装置が知られている。広角範囲において車両/歩行者を検知する広角パルスレーダの受信信号は、近距離に存在するターゲット（例えば車両）と、遠距離に存在するターゲット（例えば歩行者）とからの複数の反射波が混合された信号となる。このため、（1）レーダ送信部では、低いレンジサイドローブとなる自己相関特性（以下、低レンジサイドローブ特性と呼ぶ）を有するパルス波又はパルス変調波を送信する構成が検討され、（2）レーダ受信部では、広い受信ダイナミックレンジを有する構成が検討されている。

40

【0015】

広角レーダ装置の構成として、以下の 2 つの構成が挙げられる。

【0016】

一つ目の構成は、パルス波又は変調波を狭角（数度程度のビーム幅）の指向性ビームを用いて、機械的又は電子的に走査してレーダ波を送信し、狭角の指向性ビームを用いて反射波を受信する構成である。この構成では、高分解能を得るためには走査回数が増加するので、高速移動するターゲットに対する追従性が劣化する。

【0017】

二つ目の構成は、受信ブランチにおいて、複数のアンテナ（複数のアンテナ素子）で構成されるアレーアンテナによって反射波を受信し、アンテナ素子間隔に対する受信位相差

50

に基づく信号処理アルゴリズムによって反射波の到来角を推定する手法 (Direction of Arrival (DOA) estimation) を用いる構成である。この構成では、送信ブランチでの送信ビームの走査間隔を間引いたとしても、受信ブランチにおいて到来角を推定できるので、走査時間の短縮化を図ることができ、1つ目の構成と比較して追従性が向上する。例えば、到来方向推定方法には、行列演算に基づくフーリエ変換、逆行列演算に基づく Capon 法及び LP (Linear Prediction) 法、又は、固有値演算に基づく MUSIC (Multiple Signal Classification) 及び ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) が挙げられる。

【0018】

また、受信ブランチに加え、送信ブランチでも複数のアンテナ素子を用いてビーム走査を行う MIMO レーダは、時分割、周波数分割又は符号分割を用いて多重した信号を複数の送信アンテナ素子から送信し、周辺物体で反射された信号を複数の受信アンテナ素子で受信し、受信信号の各々から、多重された送信信号を分離して受信する。

10

【0019】

さらに、MIMO レーダでは、送受信アレーアンテナにおけるアンテナ素子の配置を工夫することにより、最大で送信アンテナ素子数と受信アンテナ素子数との積に等しい仮想的な受信アレーアンテナ (仮想受信アレー) を構成できる。これにより、送信アンテナ素子数と受信アンテナ素子数との積で示される伝搬路応答を得ることができ、送受信アンテナ素子間隔を適切に配置することで、少ない素子数によってアレーアンテナの実効的な開口長を仮想的に拡大し、角度分解能の向上を図ることができる。

20

【0020】

ここで、MIMO レーダにおけるアンテナ素子構成として、1つのアンテナ素子を用いる構成 (以下、単体アンテナと呼ぶ) と、複数のアンテナ素子をサブアレー化した構成 (以下、サブアレーと呼ぶ) とに大別される。

【0021】

単体アンテナを用いた場合は、サブアレーを用いた場合と比較して、広い指向性を有する特性となるが、アンテナ利得は相対的に低くなる。そのため、反射波信号の受信 SNR (Signal to Noise Ratio) を向上させるためには、受信信号処理において、例えば、より多くの加算処理を行うか、或いは、単体アンテナを複数用いてアンテナを構成することになる。

30

【0022】

一方、サブアレーを用いた場合は、単体アンテナを用いた場合と比較して、1つのサブアレーには、複数のアンテナ素子が含まれるため、アンテナとしての物理的なサイズが大きくなり、メインビーム方向のアンテナ利得を高めることができる。具体的には、サブアレーの物理的なサイズは、送信信号の無線周波数 (キャリア周波数) における波長程度以上となる。

【0023】

また、MIMO レーダは垂直方向又は水平方向の一次元走査を行う場合以外に、垂直方向及び水平方向の二次元におけるビーム走査を行う場合にも適用可能である (例えば、特許文献 1、非特許文献 1 を参照)。例えば、車載用途などに用いられる長距離用の二次元ビーム走査が可能な MIMO レーダにおいては、水平方向に一次元にビーム走査を行う MIMO レーダと同等の水平方向の高い分解能に加えて、垂直方向の角度推定能力が求められる。

40

【0024】

しかしながら、MIMO レーダに対して小型化かつ低コスト化を図るために送受信ブランチのアンテナ素子数が制約を受ける場合がある。例えば、送信 4 アンテナ素子程度 / 受信 4 アンテナ素子程度といった制約がある場合、MIMO レーダによる面的な仮想受信アレーにおいて垂直方向及び水平方向の開口長が制約を受ける。開口長の制約により、水平方向及び水平方向の分解能が低下する。

【0025】

50

例えば、車載用途などに用いられる長距離用の二次元ビーム走査可能なMIMOレーダにおいては、水平方向に一次元にビーム走査を行うMIMOレーダと同等の水平方向の高い分解能に加えて、垂直方向の角度推定能力が求められる。しかしながら、アンテナ素子数の制約がある場合は、一次元ビーム走査を行うMIMOレーダに比べて開口長が制約を受ける。開口長の制約により、一次元ビーム走査を行うMIMOレーダに比べて水平方向の分解能が低下する。

【0026】

また、誤検出の確率が低減されたMIMOレーダを実現するために、仮想受信アレーは形成するビームのサイドローブが低くなるような構成が望ましい。

【0027】

(実施の形態1)

本開示に係る一態様は、一次元ビーム走査するMIMOレーダに比べて水平方向の角度分離性能の劣化を抑制し、垂直方向の角度推定能力が追加された三次元測位可能なMIMOレーダを構成することができる。

【0028】

以下、本開示の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。なお、実施の形態において、同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明は重複するので省略する。

【0029】

複数の送信アンテナ(送信サブアレー)及び複数の受信アンテナ(受信サブアレー)の配置の説明に先立ち、レーダ装置の構成について説明する。具体的には、レーダ装置の送信ブランチにおいて、複数の送信アンテナを時分割で切り替えて、時分割多重された異なるレーダ送信信号を送出し、受信ブランチにおいて、各送信信号を分離して受信処理を行うMIMOレーダの構成について説明する。

【0030】

なお、レーダ装置の構成は、時分割多重された異なるレーダ送信信号を送出するものに限定されない。例えば、レーダ送信信号は、時分割多重される代わりに、周波数分割多重又は符号分割多重されてもよい。即ち、送信ブランチにおいて、複数の送信アンテナから周波数分割多重された異なるレーダ送信信号を送出し、受信ブランチにおいて、各送信信号を分離して受信処理を行う構成でもよい。また、同様に、レーダ装置の構成は、送信ブランチで複数の送信アンテナから符号分割多重されたレーダ送信信号を送出し、受信ブランチで、受信処理を行う構成でもよい。

【0031】

なお、以下に説明する実施の形態は一例であり、本開示は以下の実施の形態により限定されるものではない。

【0032】

[レーダ装置10の構成]

図1は、本開示に係るレーダ装置10の構成の一例を示すブロック図である。

【0033】

レーダ装置10は、レーダ送信部(送信ブランチまたはレーダ送信回路とも称する)100と、レーダ受信部(受信ブランチまたはレーダ受信回路とも称する)200と、基準信号生成部(基準信号生成回路)300と、制御部(制御回路)400と、を有する。

【0034】

レーダ送信部100は、基準信号生成部300から受け取る基準信号に基づいて高周波(無線周波数:Radio Frequency)のレーダ信号(レーダ送信信号)を生成する。そして、レーダ送信部100は、複数の送信アンテナ素子#1~#N_tを時分割で切り替えて、レーダ送信信号を送信する。

【0035】

レーダ受信部200は、ターゲット(図示せず)において反射されたレーダ送信信号である反射波信号を、複数の受信アンテナ素子#1~#N_aを用いて受信する。レーダ受信部200は、基準信号生成部300から受け取る基準信号を用いて、下記の処理動作を行

10

20

30

40

50

うことで、レーダ送信部 100 と同期した処理を行う。レーダ受信部 200 は、各受信アンテナ素子 # 1 ~ # N a において受信した反射波信号を信号処理し、少なくともターゲットの有無検出又は方向推定を行う。なお、ターゲットは、レーダ装置 10 が検出する対象の物体であり、例えば、車両（2 輪、3 輪、及び 4 輪を含む）又は人を含む。

【0036】

基準信号生成部 300 は、レーダ送信部 100 及びレーダ受信部 200 のそれぞれに接続されている。基準信号生成部 300 は、基準信号をレーダ送信部 100 及びレーダ受信部 200 に供給し、レーダ送信部 100 及びレーダ受信部 200 の処理を同期させる。

【0037】

制御部 400 は、レーダ送信部 100 が生成するパルス符号、レーダ送信部 100 による可変ビーム制御において設定する位相、及び、レーダ送信部 100 が信号を増幅するレベルを、レーダ送信周期 T_r 毎に設定する。そして、制御部 400 は、パルス符号を指示する制御信号（符号制御信号）、位相を指示する制御信号（位相制御信号）、及び、送信信号の増幅レベルを指示する制御信号（送信制御信号）を、レーダ送信部 100 に出力する。また、制御部 400 は、レーダ送信部 100 における送信サブアレー # 1 ~ # N の切替（レーダ送信信号の出力切替）タイミングを指示する出力切替信号をレーダ受信部 200 に出力する。

10

【0038】

[レーダ送信部 100 の構成]

図 2 は、本開示に係るレーダ送信部 100 の構成の一例を示すブロック図である。

20

【0039】

レーダ送信部 100 は、レーダ送信信号生成部（レーダ送信信号生成回路）101 と、送信周波数変換部（送信周波数変換回路）105 と、電力分配器（電力分配回路）106 と、送信増幅部（送信増幅回路）107 と、送信アレーアンテナ 108 と、を有する。

【0040】

なお、以下では、符号化パルスレーダを用いたレーダ送信部 100 の構成を一例として示すが、これに限定されず、例えば、FM-CW (Frequency Modulated Continuous Wave) レーダの周波数変調を用いたレーダ送信信号に対しても同様に適用可能である。

【0041】

レーダ送信信号生成部 101 は、基準信号生成部 300 から受け取る基準信号を所定数倍したタイミングクロック（クロック信号）を生成し、生成したタイミングクロックに基づいてレーダ送信信号を生成する。そして、レーダ送信信号生成部 101 は、制御部 100 からの所定のレーダ送信周期 T_r 毎の符号制御信号に基づいて、レーダ送信周期 T_r にてレーダ送信信号を繰り返し出力する。

30

【0042】

レーダ送信信号は、 $y(k_T, M) = I(k_T, M) + jQ(k_T, M)$ で表される。ここで、 j は虚数単位を表し、 k は離散時間を表し、 M はレーダ送信周期の序数を表す。また、 $I(k_T, M)$ 及び $Q(k_T, M)$ は、第 M 番目のレーダ送信周期における離散時間 k_T におけるレーダ送信信号 (k_T, M) の同相成分（In-Phase 成分）、及び直交成分（Quadrature 成分）をそれぞれ表す。

【0043】

レーダ送信信号生成部 101 は、符号生成部（符号生成回路）102 と、変調部（変調回路）103 と、LPF (Low Pass Filter) 104 とを含む。

40

【0044】

符号生成部 102 は、レーダ送信周期 T_r 毎の符号制御信号に基づいて、第 M 番目のレーダ送信周期における符号長 L の符号系列の符号 $a_n(M)$ ($n=1, \dots, L$) (パルス符号) を生成する。符号生成部 102 において生成される符号 $a_n(M)$ には、低レンジサイドローブ特性が得られるパルス符号が用いられる。符号系列としては、例えば、Barer 符号、M 系列符号、Gold 符号が挙げられる。なお、符号生成部 102 で生成される符号 $a_n(M)$ は、同一の符号であっても、異なる符号が含まれる符号であってもよい。

【0045】

50

変調部 103 は、符号生成部 102 から出力される符号 $a_n(M)$ に対してパルス変調（振幅変調、ASK (Amplitude Shift Keying)、パルスシフトキーイング）又は位相変調（PSK : Phase Shift Keying）を行い、変調信号を LPF 104 へ出力する。

【0046】

LPF 104 は、変調部 103 から出力される変調信号のうち、所定の制限帯域以下の信号成分を、ベースバンドのレーダ送信信号として送信周波数変換部 105 へ出力する。

【0047】

送信周波数変換部 105 は、LPF 104 から出力されるベースバンドのレーダ送信信号を、所定のキャリア周波数（RF:Radio Frequency）帯でのレーダ送信信号に周波数変換する。

【0048】

電力分配器 106 は、送信周波数変換部 105 から出力される無線周波数帯のレーダ送信信号を N_t 個に分配し、各送信増幅部 107 へ出力する。

【0049】

送信増幅部 107 (107-1 ~ 107- N_t) は、制御部 400 から指示されるレーダ送信周期 T_r 毎の送信制御信号に基づいて、出力されるレーダ送信信号を所定レベルに増幅して出力するか、或いは送信出力をオフとする。

【0050】

送信アレーアンテナ 108 は、 N_t 個の送信アンテナ素子 #1 ~ # N_t (108-1 ~ 108- N_t) を有する。各送信アンテナ素子 #1 ~ # N_t は、それぞれ、個別の送信増幅部 107-1 ~ 107- N_t に接続され、個別の送信増幅部 107-1 ~ 107- N_t から出力されるレーダ送信信号を送信する。

【0051】

図 3 は、本開示に係るレーダ送信信号の一例を示す図である。

【0052】

各レーダ送信周期 T_r のうち、符号送信区間 T_w の間にパルス符号系列が送信され、残りの区間 ($T_r - T_w$) は無信号区間となる。符号送信区間 T_w 内には符号長 L パルス符号系列が含まれる。1 つの符号には、 L 個のサブパルスが含まれる。また、1 つのサブパルスあたり、 N_o 個のサンプルを用いたパルス変調が施されることにより、各符号送信区間 T_w 内には、 $N_r (= N_o \times L)$ 個のサンプルが含まれる。また、レーダ送信周期 T_r における無信号区間 ($T_r - T_w$) には、 N_u 個のサンプルが含まれる。

【0053】

図 4 は、本開示に係る制御部 400 による各送信アンテナ素子 #1 ~ # N_t の時分割切替動作の一例を示す。

【0054】

図 4 において、制御部 400 は、レーダ送信周期 T_r 毎に、送信アンテナ素子 #1 から送信アンテナ素子 # N_t まで順に、各送信アンテナ素子からの出力を切り替える指示をする制御信号（符号制御信号、送信制御信号）をレーダ送信部 100 へ出力する。また、制御部 400 は、各送信サブアレーの送信出力期間を ($T_r \times N_b$) とし、全ての送信サブアレーの送信出力期間 ($T_r \times N_p$) = ($T_r \times N_b \times N_t$) の切替動作を、 N_c 回繰り返す制御を行う。また、後述するレーダ受信部 200 は、制御部 400 の切替動作に基づいて測位処理を行う。

【0055】

例えば、送信アンテナ素子 #1 からレーダ送信信号を送信する場合、制御部 400 は、送信アンテナ素子 #1 に接続された送信増幅部 107-1 に対して、入力信号を所定レベルに増幅するように指示する送信制御信号を出力し、送信アンテナ素子 #1 に接続されていない送信増幅部 107-2 ~ 107- N_t に対して、送信出力をオフするように指示する送信制御信号を出力する。

【0056】

同様に、送信アンテナ素子 #2 からレーダ送信信号を送信する場合、制御部 400 は、

10

20

30

40

50

送信アンテナ素子 # 2 に接続された送信増幅部 1 0 7 - 2 に対して、入力信号を所定レベルに増幅するように指示する送信制御信号を出力し、送信アンテナ素子 # 2 に接続されていない送信増幅部 1 0 7 に対して、送信出力をオフとするように指示する送信制御信号を出力する。

【 0 0 5 7 】

以降、制御部 4 0 0 は、送信アンテナ素子 # 3 ~ # N t に対して同様の制御を順に行う。以上、制御部 4 0 0 によるレーダ送信信号の出力切替動作について説明した。

【 0 0 5 8 】

[レーダ送信部 1 0 0 の他の構成]

図 5 は、本開示に係るレーダ送信信号生成部 1 0 1 a の他の構成の一例を示すブロック図である。

10

【 0 0 5 9 】

レーダ送信部 1 0 0 は、レーダ送信信号生成部 1 0 1 の代わりに、図 5 に示すレーダ送信信号生成部 1 0 1 a を備えてもよい。レーダ送信信号生成部 1 0 1 a は、図 2 に示される符号生成部 1 0 2、変調部 1 0 3 及び L P F 1 0 4 を有さず、代わりに図 5 に示される符号記憶部 (符号記憶回路) 1 1 1 及び D A 変換部 (D A 変換回路) 1 1 2 を備える。

【 0 0 6 0 】

符号記憶部 1 1 1 は、図 2 に示される符号生成部 1 0 2 において生成される符号系列を予め記憶し、記憶している符号系列を巡回的に順次読み出す。

【 0 0 6 1 】

D A 変換部 1 1 2 は、符号記憶部 1 1 1 から出力される符号系列 (デジタル信号) をアナログのベースバンド信号に変換する。

20

【 0 0 6 2 】

[レーダ受信部 2 0 0 の構成]

図 6 は、実施の形態 1 及び 2 に係るレーダ受信部 2 0 0 の構成の一例を示すブロック図である。

【 0 0 6 3 】

レーダ受信部 2 0 0 は、受信アレーアンテナ 2 0 2 と、N a 個のアンテナ系統処理部 (アンテナ系統処理回路) 2 0 1 (2 0 1 - 1 ~ 2 0 1 - N a) と、方向推定部 (方向推定回路) 2 1 4 と、を有する。

30

【 0 0 6 4 】

受信アレーアンテナ 2 0 2 は、N a 個の受信アンテナ素子 # 1 ~ # N a (2 0 2 - 1 ~ 2 0 2 - N a) を有する。N a 個の受信アンテナ素子 2 0 2 - 1 ~ 2 0 2 - N a は、測定ターゲット (物体) を含む反射物体に反射したレーダ送信信号である反射波信号を受信し、受信した反射波信号を、それぞれ、対応するアンテナ系統処理部 2 0 1 - 1 ~ 2 0 1 - N a へ受信信号として出力する。

【 0 0 6 5 】

各アンテナ系統処理部 2 0 1 (2 0 1 - 1 ~ 2 0 1 - N a) は、受信無線部 (受信無線回路) 2 0 3 と、信号処理部 (信号処理回路) 2 0 7 とを有する。受信無線部 2 0 3 及び信号処理部 2 0 7 は、基準信号生成部 3 0 0 から受け取る基準信号を所定数倍したタイミングクロック (基準クロック信号) を生成し、生成したタイミングクロックに基づいて動作することにより、レーダ送信部 1 0 0 との同期を確保する。

40

【 0 0 6 6 】

受信無線部 2 0 3 は、増幅部 (増幅回路) 2 0 4 と、周波数変換器 (周波数変換回路) 2 0 5 と、直交検波器 (直交検波回路) 2 0 6 と、を有する。具体的には、第 z 番目の受信無線部 2 0 3 において、増幅器 2 0 4 は、第 z 番目の受信アンテナ素子 # z から受け取る受信信号を所定レベルに増幅する。ここで、 $z=1, \dots, N_r$ である。次いで、周波数変換器 2 0 5 は、高周波帯域の受信信号をベースバンド帯域に周波数変換する。次いで、直交検波器 2 0 6 は、ベースバンド帯域の受信信号を、I 信号及び Q 信号を含むベースバンド帯域の受信信号に変換する。

50

【 0 0 6 7 】

各信号処理部 2 0 7 は、第 1 の A D 変換部 (A D 変換回路) 2 0 8、第 2 の A D 変換部 (A D 変換回路) 2 0 9 と、相関演算部 (相関演算回路) 2 1 0 と、加算部 (加算回路) 2 1 1 と、出力切替部 (出力切替回路) 2 1 2 と、N t 個のドップラ解析部 (ドップラ解析回路) 2 1 3 - 1 ~ 2 1 3 - N t と、を有する。

【 0 0 6 8 】

第 1 の A D 変換部 2 0 8 は、直交検波器 2 0 6 から I 信号を入力する。第 1 の A D 変換部 2 0 8 は、I 信号を含むベースバンド信号に対して、離散時間でのサンプリングを行うことにより、I 信号をデジタルデータに変換する。

【 0 0 6 9 】

第 2 の A D 変換部 2 0 9 は、直交検波器 2 0 6 から Q 信号を入力する。第 2 の A D 変換部 2 0 9 は、Q 信号を含むベースバンド信号に対して、離散時間でのサンプリングを行うことにより、Q 信号をデジタルデータに変換する。

【 0 0 7 0 】

ここで、第 1 の A D 変換部 2 0 8 及び第 2 の A D 変換部 2 0 9 のサンプリングでは、レーダ送信信号における 1 つのサブパルスの時間 $T_p (=T_w/L)$ あたり、 N_s 個の離散サンプルが行われる。すなわち、1 サブパルスあたりのオーバーサンプル数は N_s となる。

【 0 0 7 1 】

図 7 は、本開示に係るレーダ装置 1 0 のレーダ送信信号の送信タイミング、及び、測定範囲の一例を示す。

【 0 0 7 2 】

以下の説明では、I 信号 $I_z(k, M)$ 及び Q 信号 $Q_z(k, M)$ を用いて、第 1 の A D 変換部 2 0 8 及び第 2 の A D 変換部 2 0 9 の出力としての第 M 番目のレーダ送信周期 $T_r[M]$ の離散時間 k におけるベースバンドの受信信号を複素数信号 $x_z(k, M) = I_z(k, M) + jQ_z(k, M)$ と表す。また、以下では、離散時間 k は、レーダ送信周期 (T_r) の開始するタイミングを基準 ($k=1$) とし、信号処理部 2 0 7 は、レーダ送信周期 T_r が終了する前までのサンプル点である $k=(N_r+N_u)N_s/N_o$ まで周期的に計測を行う。すなわち、 $k=1, \dots, (N_r+N_u)N_s/N_o$ となる。ここで j は虚数単位である。

【 0 0 7 3 】

第 z 番目の信号処理部 2 0 7 において、相関演算部 2 1 0 は、レーダ送信周期 T_r 毎に、第 1 の A D 変換部 2 0 8 及び第 2 の A D 変換部 2 0 9 から受け取る離散サンプル値 $x_z(k, M)$ と、レーダ送信部 1 0 0 において送信される符号長 L のパルス符号 $a_n(M)$ (ただし、 $z=1, \dots, N_a$, $n=1, \dots, L$) との相関演算を行う。例えば、相関演算部 2 1 0 は、離散サンプル値 $x_z(k, M)$ と、パルス符号 $a_n(M)$ とのスライディング相関演算を行う。例えば、第 M 番目のレーダ送信周期 $T_r[M]$ における離散時間 k のスライディング相関演算の相関演算値 $AC_z(k, M)$ は、式 (1) に基づき算出される。

【 数 1 】

$$AC_z(k, M) = \sum_{n=1}^L x_z(k + N_s(n - 1), M) a_n(M)^* \quad (1)$$

式 (1) において、アスタリスク (*) は複素共役演算子を表す。

【 0 0 7 4 】

相関演算部 2 1 0 は、例えば、式 (1) に従って、 $k=1, \dots, (N_r+N_u)N_s/N_o$ の期間に亘って相関演算を行う。

【 0 0 7 5 】

なお、相関演算部 2 1 0 は、 $k=1, \dots, (N_r+N_u)N_s/N_o$ に対して相関演算を行う場合に限定されず、レーダ装置 1 0 の測定対象となるターゲットの存在範囲に応じて、測定レンジ (すなわち、 k の範囲) を限定してもよい。限定することにより、相関演算部 2 1 0 における

10

20

30

40

50

演算処理量が低減される。例えば、相関演算部 2 1 0 は、 $k=N_s(L+1), \dots, (N_r+N_u)N_s/N_o - N_sL$ に測定レンジを限定してもよい。この場合、図 7 に示されるように、レーダ装置 1 0 は、符号送信区間 T_w に相当する時間区間では測定を行わない。

【 0 0 7 6 】

上述の構成により、レーダ送信信号がレーダ受信部 2 0 0 に直接的に回り込むような場合でも、レーダ送信信号が回り込む期間（少なくとも 1 未満の期間）では相関演算部 2 1 0 による処理が行われず。したがって、レーダ装置 1 0 は、回り込みの影響を排除して測定できる。また、測定レンジ（ k の範囲）を限定する場合、以下で説明する加算部 2 1 1、出力切替部 2 1 2、ドップラ解析部 2 1 3、及び方向推定部 2 1 4 の処理に対しても、同様に測定レンジ（ k の範囲）を限定した処理を適用すればよい。これにより、各構成部での処理量を削減でき、レーダ受信部 2 0 0 における消費電力を低減できる。

10

【 0 0 7 7 】

第 z 番目の信号処理部 2 0 7 において、加算部 2 1 1 は、制御部 4 0 0 から出力される出力切替信号に基づいて、第 N_D 番目の送信アンテナ素子 # N_D から連続的に送信されるレーダ送信周期 T_r の複数回 N_b の期間（ $T_r \times N_b$ ）を単位として、離散時間 k 毎に相関演算部 2 1 0 から受け取る相関演算値 $AC_z(k, M)$ を用いて、加算（コヒーレント積分）処理を行う。ここで、 $N_D=1, \dots, N_t$ 、 $z=1, \dots, N_a$ である。

【 0 0 7 8 】

期間（ $T_r \times N_b$ ）に亘る加算（コヒーレント積分）処理は次の式（2）で表される。

【 数 2 】

20

$$Cl_z^{(N_D)}(k, m) = \sum_{g=1}^{N_b} AC_z(k, (N \times N_b)(m-1) + (N_D - 1) \times N_b + g) \quad (2)$$

ここで、 $Cl_z^{(N_D)}(k, m)$ は相関演算値の加算値（以下、相関加算値と呼ぶ）を表し、 m は加算部 2 1 1 における加算回数の序数を示す 1 以上の整数である。また、 $z=1, \dots, N_a$ である。

【 0 0 7 9 】

なお、理想的な加算利得を得るためには、相関演算値の加算区間において、相関演算値の位相成分がある程度の範囲で揃うことが好ましい。つまり、加算回数は、測定対象となるターゲットの想定最大移動速度に基づいて設定されることが好ましい。これは、ターゲットの想定最大移動速度が大きいほど、ターゲットからの反射波に含まれるドップラ周波数の変動量が大きく、高い相関を有する時間期間が短くなるため、 $N_p (=N \times N_b)$ は小さい値となり、加算部 2 1 1 での加算による利得向上効果が小さくなるためである。

30

【 0 0 8 0 】

第 z 番目の信号処理部 2 0 7 において、出力切替部 2 1 2 は、制御部 4 0 0 から出力される出力切替信号に基づいて、 $Cl_z^{(N_D)}(k, m)$ を、第 N_D のドップラ解析部 2 1 3 - N_D に択一的に切り替えて出力する。ここで、 $Cl_z^{(N_D)}(k, m)$ は、第 N_D の送信アンテナ素子から連続的に送信されるレーダ送信周期 T_r の複数回 N_b の期間（ $T_r \times N_b$ ）を単位に加算した、離散時間 k 毎の加算結果であり、 $N_D=1, \dots, N_t$ 、 $z=1, \dots, N_a$ である。

40

【 0 0 8 1 】

各信号処理部 2 0 7 は、送信アンテナ素子 # 1 ~ # N_t と同数の N_t 個のドップラ解析部 2 1 3 - 1 ~ 2 1 3 - N_t を有する。ドップラ解析部 2 1 3（2 1 3 - 1 ~ 2 1 3 - N_t ）は、離散時間 k 毎に得られた加算部 2 1 1 の N_C 個の出力である $Cl_z^{(N_D)}(k, N_C(w-1)+1) \sim Cl_z^{(N_D)}(k, N_C \times w)$ を一単位として、離散時間 k のタイミングを揃えてコヒーレント積分を行う。例えば、ドップラ解析部 2 1 3 は、以下の式（3）に示すように、 $2 N_f$ 個の異なるドップラ周波数 f_s に応じた位相変動 $(f_s) = 2 f_s(T_r \times N_b)$ を補正した後に、コヒーレント積分を行う。

【 数 3 】

50

$$\begin{aligned}
 FT_CI_z^{(ND)}(k, f_s, w) &= \sum_{q=0}^{N_c-1} CI_z^{(ND)}(k, N_c(w-1) + q + 1) \exp[-j\Phi(f_s)q] \\
 &= \sum_{q=0}^{N_c-1} CI_z^{(ND)}(k, N_c(w-1) + q + 1) \exp[-j2\pi f_s T_r N_b q \Delta\Phi] \quad (3)
 \end{aligned}$$

ここで、 $FT_CI_z^{(ND)}(k, f_s, w)$ は、第 z 番目の信号処理部207における第 N_D 番目のドップラ解析部213 - N_D における第 w 番目の出力であり、加算部211の第 N_D 番目の出力に対する、離散時間 k でのドップラ周波数 f_s のコヒーレント積分結果を示す。ただし、 $N_D=1, \dots, N_t$ であり、 $f_s = -N_f+1, \dots, 0, N_f$ であり、 $k=1, \dots, (N_r+N_u)N_s/N_o$ であり、 w は自然数であり、 $\Delta\Phi$ は位相回転単位であり、 j は虚数単位であり、 $z=1, \dots, N_a$ である。

10

【0082】

これにより、各信号処理部207は、離散時間 k 毎の $2N_f$ 個のドップラ周波数成分に応じたコヒーレント積分結果である $FT_CI_z^{(ND)}(k, -N_f+1, w), \dots, FT_CI_z^{(ND)}(k, N_f-1, w)$ を、レーダ送信周期間 T_r の複数回 $N_b \times N_c$ の期間 ($T_r \times N_b \times N_c$) 毎に得る。

【0083】

$=1/N_c$ とした場合、上述したドップラ解析部213の処理は、サンプリング間隔 $T_m = (T_r \times N_p)$ 、サンプリング周波数 $f_m=1/T_m$ で加算部211の出力を離散フーリエ変換 (DFT) 処理していることと等価である。

【0084】

また、 N_f を2のべき乗の数に設定することで、ドップラ解析部213は、高速フーリエ変換 (FFT:Fast Fourier Transform) 処理を適用でき、演算処理量を削減できる。なお、 $N_f = N_c$ では、 $q = N_c$ となる領域において $CI_z^{(ND)}(k, N_c(w-1)+1)=0$ とするゼロ埋め処理を行うことで、ドップラ解析部213は、同様にFFT処理を適用でき、演算処理量を削減できる。

20

【0085】

また、ドップラ解析部213において、FFT処理の代わりに、上述の式(3)に示す積和演算を逐次的に演算する処理を行ってもよい。つまり、ドップラ解析部213は、離散時間 k 毎に得られた加算部211の N_c 個の出力である $CI_z^{(ND)}(k, N_c(w-1)+q+1)$ に対して、 $f_s = -N_f+1, \dots, 0, N_f$ に対応する係数 $\exp[-j2\pi f_s T_r N_b q \Delta\Phi]$ を生成し、逐次的に積和演算処理してもよい。ここで、 $q=0, \dots, N_c-1$ である。

30

【0086】

なお、以下の説明では、第1番目のアンテナ系統処理部201 - 1の信号処理部207から第 N_a 番目のアンテナ系統処理部201 - N_a の信号処理部207の各々において同様の処理を施して得られた第 w 番目の出力 $FT_CI_z^{(1)}(k, f_s, w), \dots, FT_CI_z^{(N_a)}(k, f_s, w)$ を、次の式(4) (又は式(5))のように仮想受信アレー相関ベクトル $h(k, f_s, w)$ として表記する。

【数4】

40

50

$$\begin{aligned}
 \mathbf{h}(k, f_s, w) &= \begin{bmatrix} FT_CI_1^{(1)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_1^{(2)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi T_r N_b) \\ \vdots \\ FT_CI_1^{(N)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi (N-1) T_r N_b) \\ FT_CI_2^{(1)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_2^{(2)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi T_r N_b) \\ \vdots \\ FT_CI_2^{(N)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi (N-1) T_r N_b) \\ \vdots \\ FT_CI_{Na}^{(1)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_{Na}^{(2)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi T_r N_b) \\ \vdots \\ FT_CI_{Na}^{(N)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi (N-1) T_r N_b) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(k, f_s, w) \\ \mathbf{h}_2(k, f_s, w) \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Na}(k, f_s, w) \end{bmatrix} \quad (4)
 \end{aligned}$$

【数 5】

$$\mathbf{h}_z(k, f_s, w) = \begin{bmatrix} FT_CI_z^{(1)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_z^{(2)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi T_r N_b) \\ \vdots \\ FT_CI_z^{(N)}(k, f_s, w) \exp(-j2\pi f_s \Delta\Phi (N-1) T_r N_b) \end{bmatrix} \quad (5)$$

【0087】

仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ は、送信アンテナ素子#1～#Ntの数Ntと受信アンテナ素子#1～#Naの数Naとの積である $N_t \times N_a$ 個の要素を含む。仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ は、後述する、ターゲットからの反射波信号に対して受信アンテナ素子#1～#Na間の位相差に基づく方向推定を行う処理の説明に用いる。ここで、 $z=1, \dots, Na$ であり、 $N_D=1, \dots, N_t$ である。

【0088】

また、上述の式(4)及び式(5)では、各送信サブアレーからの送信時間差に起因するドップラ周波数(f_s)毎の位相回転が補正されている。すなわち、第1の送信サブアレー($N_D=1$)を基準として、第 N_D の送信サブアレーからのドップラ周波数(f_s)成分の受信信号 $FT_CI_z^{(Na)}(k, f_s, w)$ に対し、 $\exp[-j2\pi f_s (N_D-1) T_r N_b]$ が乗算されている。

【0089】

以上、信号処理部207の各構成部における処理について説明した。

【0090】

方向推定部214は、第1番目のアンテナ系統処理部201-1の信号処理部207ないし第Na番目のアンテナ系統処理部201-Naの信号処理部207から出力されるw番目のドップラ解析部213の仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ に対して、仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{after_cal}(k, f_s, w)$ を算出する。ここで、仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{after_cal}(k, f_s, w)$ は、仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ に対して、以下の式(6)

10

20

30

40

50

で表されるように送信アレーアンテナ 108 間及び受信アレーアンテナ 202 間の移相偏差及び振幅偏差を補正するアレー補正值 $h_{cal}[b]$ を乗算することで、アンテナ間偏差を補正した仮想受信アレー相関ベクトルである。なお、 $b=1, \dots, (N_t \times N_a)$ である。

【数 6】

$$\mathbf{h}_{after_cal}(k, f_s, w) = \mathbf{CA} \mathbf{h}(k, f_s, w) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(k, f_s, w) \\ \mathbf{h}_2(k, f_s, w) \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_a \times N_r}(k, f_s, w) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{CA} = \begin{bmatrix} h_{cal}[1] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{cal}[2] & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{cal}[N_t \times N_a] \end{bmatrix} \quad (6)$$

【0091】

アンテナ間偏差を補正した仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{after_cal}(k, f_s, w)$ は、 $N_a \times N_r$ 個の要素からなる列ベクトルである。以下では、仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{after_cal}(k, f_s, w)$ の各要素を $h_1(k, f_s, w), \dots, h_{N_a \times N_r}(k, f_s, w)$ と表記して、方向推定処理の説明に用いる。

【0092】

次いで、方向推定部 214 は、仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{after_cal}(k, f_s, w)$ を用いて、受信アンテナ素子 202-1 ~ 202-Na 間の反射波信号の位相差に基づいて反射波信号の到来方向の推定処理を行う。

【0093】

方向推定部 214 は、方向推定評価関数値 $P_H(\theta_u, k, f_s, w)$ における方位方向 θ_u を所定の角度範囲内で可変として空間プロファイルを算出し、算出した空間プロファイルの極大ピークを大きい順に所定数抽出し、極大ピークの方位方向を到来方向の推定値とする。

【0094】

なお、評価関数値 $P_H(\theta_u, k, f_s, w)$ は、到来方向推定アルゴリズムによって各種のものがある。例えば非特許文献 2 に開示されているアレーアンテナを用いた推定方法を用いてもよい。

【0095】

例えば、ビームフォーマ法は、以下の式 (7) 及び式 (8) のように表すことができる。

【数 7】

$$P_H(\theta_u, k, f_s, w) = |\mathbf{a}_H(\theta_u)^H \mathbf{h}_{after_cal}(k, f_s, w)|^2 \quad (7)$$

【数 8】

$$\mathbf{a}_H(\theta_u) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j2\pi d_H \sin\theta_u / \lambda\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi(N_{VAH} - 1)d_H \sin\theta_u / \lambda\} \end{bmatrix} \quad (8)$$

【0096】

ここで、上付き添え字 H はエルミート転置演算子である。また、 $\mathbf{a}_H(\theta_u)$ は、方位方向 θ_u の到来波に対する仮想受信アレーの方向ベクトルを示す。また、 θ_u は到来方向推定を行う方位範囲内を所定の方位間隔 $\Delta\theta$ で変化させたものである。例えば、 θ_u は以下のように設定される。

10

20

30

40

50

【数 9】

$$\theta_u = \theta_{min} + u\beta_1, \quad u = 0, \dots, NU$$

$$NU = \text{floor}[(\theta_{max} - \theta_{min})/\beta_1] + 1$$

ここでfloor(x)は、実数xを超えない最大の整数値を返す関数である。

【0097】

なお、ビームフォーマ法に代えて、Capon、MUSICといった手法も同様に適用可能である。

10

【0098】

図8は、本開示に係る方向推定部214の動作説明に用いる三次元座標系を示す。

【0099】

方向推定部214の処理を図8に示される三次元座標系に適応することにより二次元方向に推定処理を行う場合について、以下説明する。

【0100】

図8において、原点Oを基準とした物標(ターゲット)PTの位置ベクトルをrPTと定義する。また、図8では、物標PTの位置ベクトルrPTをXZ平面に射影した射影点をPT'とする。この場合、方位角は、直線O-PT'とZ軸とのなす角度と定義される(物標PのX座標が正の場合、0)。また、仰角は、物標PT、原点O及び射影点PT'を含む平面内の、物標PT、原点O及び射影点PT'を結ぶ線の角度と定義される(物標PのY座標が正の場合、0)。なお、以下では、XY平面内に送信アレーアンテナ108及び受信アレーアンテナ202を配置する場合を一例として説明を行う。

20

【0101】

原点Oを基準とした、仮想受信アレーにおける第nva番目のアンテナ素子の位置ベクトルをSnvaと表記する。ここで、nva=1,..., Nt x Naである。

【0102】

仮想受信アレーにおける第1番目(nva=1)のアンテナ素子の位置ベクトルS1は、第1番目の受信アンテナ素子Rx#1の物理的な位置と原点Oとの位置関係に基づいて決定される。仮想受信アレーにおける他のアンテナ素子の位置ベクトルS2,...,Snvaは、第1番目のアンテナ素子の位置ベクトルS1を基準に、XY平面内に存在する送信アレーアンテナ108及び受信アレーアンテナ202の素子間隔から決定される仮想受信アレーの相対的な配置を保持した状態で決定される。なお、原点Oを第1番目の受信アンテナ素子Rx#1の物理的な位置と一致させてもよい。

30

【0103】

レーダ受信部200が遠方界に存在する物標PTからの反射波を受信する場合、仮想受信アレーの第1番目のアンテナ素子での受信信号を基準とした、第2番目のアンテナ素子での受信信号の位相差d(rPT,2,1)は、以下の式(9)で示される。ここで、x,yはベクトルx及びベクトルyの内積演算子である。

40

【数10】

$$d(r_{PT}, 2, 1) = -\frac{2\pi \langle -r_{PT}, (S_2 - S_1) \rangle}{\lambda |r_{PT}|} = \frac{2\pi}{\lambda} \langle \frac{r_{PT}}{|r_{PT}|}, (S_2 - S_1) \rangle = \frac{2\pi}{\lambda} \langle \frac{r_{PT}}{|r_{PT}|}, D(2, 1) \rangle \quad (9)$$

【0104】

なお、仮想受信アレーの第1番目のアンテナ素子の位置ベクトルを基準とした、第2番目のアンテナ素子の位置ベクトルを、素子間ベクトルD(2,1)として次の式(10)で表す。

【数11】

50

$$D(2,1) = S_2 - S_1 \quad (10)$$

【 0 1 0 5 】

同様に、レーダ受信部 2 0 0 が遠方界に存在する物標 P_T からの反射波を受信する場合、仮想受信アレーの第 $n_{va}^{(r)}$ 番目のアンテナ素子での受信信号を基準とした、第 $n_{va}^{(t)}$ 番目のアンテナ素子での受信信号の位相差 $d(r_{PT}, n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$ は、以下の式(11)で示される。ここで、 $n_{va}^{(r)} = 1, \dots, N_t \times N_a$ 、 $n_{va}^{(t)} = 1, \dots, N_t \times N_a$ である。

【 数 1 2 】

$$d(r_{PT}, n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)}) = \frac{2\pi}{\lambda} \left\langle \frac{r_{PT}}{|r_{PT}|}, D(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)}) \right\rangle \quad (11)$$

10

【 0 1 0 6 】

なお、仮想受信アレーの第 $n_{va}^{(r)}$ 番目のアンテナ素子の位置ベクトルを基準とした、第 $n_{va}^{(t)}$ 番目のアンテナ素子の位置ベクトルを、素子間ベクトル $D(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$ として次の式(12)に表す。

【 数 1 3 】

$$D(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)}) = S_{n_{va}^{(t)}} - S_{n_{va}^{(r)}} \quad (12)$$

20

【 0 1 0 7 】

上述の式(11)及び式(12)に示すように、仮想受信アレーの第 $n_{va}^{(r)}$ 番目のアンテナ素子での受信信号を基準とした、第 $n_{va}^{(t)}$ 番目のアンテナ素子での受信信号の位相差 $d(r_{PT}, n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$ は、遠方界に存在する物標 P_T の方向を示す単位ベクトル $(r_{PT}/|r_{PT}|)$ 及び素子間ベクトル $D(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$ に依存する。

【 0 1 0 8 】

また、仮想受信アレーが同一平面内に存在する場合、素子間ベクトル $D(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$ は同一平面上に存在する。方向推定部 2 1 4 は、このような素子間ベクトルの全て又は一部を用いて、素子間ベクトルが示す位置に仮想的にアンテナ素子が存在するものとして、仮想面配置アレーアンテナを構成し、二次元における方向推定処理を行う。すなわち、方向推定部 2 1 4 は、仮想受信アレーを構成するアンテナ素子に対する補間処理によって補間された複数の仮想的なアンテナを用いて到来方向推定処理を行う。

【 0 1 0 9 】

なお、方向推定部 2 1 4 は、仮想的なアンテナ素子が重複する場合、重複するアンテナ素子のうちの一つのアンテナ素子を予め固定的に選択してもよい。又は、方向推定部 2 1 4 は、重複する全ての仮想的なアンテナ素子での受信信号を用いて加算平均処理を施してもよい。

【 0 1 1 0 】

以下、 N_q 個の素子間ベクトル群を用いて、仮想面配置アレーアンテナを構成した場合における、ビームフォーマ法を用いた二次元における方向推定処理について説明する。

【 0 1 1 1 】

ここで、仮想面配置アレーアンテナを構成する第 n_q 番目の素子間ベクトルを $D(n_{va(nq)}^{(t)}, n_{va(nq)}^{(r)})$ と表す。ここで、 $n_q = 1, \dots, N_q$ である。

【 0 1 1 2 】

方向推定部 2 1 4 は、仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{after_cal}}(k, fs, w)$ の各要素である $h_1(k, fs, w), \dots, h_{N_a \times N}(k, fs, w)$ を用いて、以下の式(13)に示す仮想面配置アレー

30

40

50

アンテナ相関ベクトル $h_{VA}(k, fs, w)$ を生成する。

【数 1 4】

$$h_{VA}(k, fs, w) = CA h(k, fs, w) = \begin{bmatrix} h_{n_{va(1)}^{(t)}}(k, fs, w) h_{n_{va(1)}^{(r)}}^*(k, fs, w) / |h_{n_{va(1)}^{(r)}}(k, fs, w)| \\ h_{n_{va(2)}^{(t)}}(k, fs, w) h_{n_{va(2)}^{(r)}}^*(k, fs, w) / |h_{n_{va(2)}^{(r)}}(k, fs, w)| \\ \vdots \\ h_{n_{va(N_q)}^{(t)}}(k, fs, w) h_{n_{va(N_q)}^{(r)}}^*(k, fs, w) / |h_{n_{va(N_q)}^{(r)}}(k, fs, w)| \end{bmatrix} \quad (13)$$

10

【0 1 1 3】

仮想面配置アレー方向ベクトル $a_{VA}(u, v)$ を、次の式(14)に示す。

【数 1 5】

$$a_{VA}(\theta_u, \Phi_v) = \begin{bmatrix} \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \left\langle \frac{r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)}{|r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)|}, D(n_{va(1)}^{(t)}, n_{va(1)}^{(r)}) \right\rangle\right\} \\ \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \left\langle \frac{r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)}{|r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)|}, D(n_{va(2)}^{(t)}, n_{va(2)}^{(r)}) \right\rangle\right\} \\ \vdots \\ \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \left\langle \frac{r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)}{|r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)|}, D(n_{va(N_q)}^{(t)}, n_{va(N_q)}^{(r)}) \right\rangle\right\} \end{bmatrix} \quad (14)$$

20

【0 1 1 4】

仮想受信アレーがXY平面内に存在する場合、物標PTの方向を示す単位ベクトル $(r_{PT}/|r_{PT}|)$ と、方位角 θ_u 及び仰角 Φ_v との関係を次の式(15)に示す。

【数 1 6】

$$\frac{r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)}{|r_{PT}(\theta_u, \Phi_v)|} = \begin{pmatrix} \sin \theta_u \cos \Phi_v \\ \sin \Phi_v \\ \cos \theta_u \cos \Phi_v \end{pmatrix} \quad (15)$$

30

【0 1 1 5】

方向推定部214は、垂直方向及び水平方向の二次元空間プロファイルを算出する各角度方向 u, v に対して、上述の式(15)を用いて単位ベクトル $(r_{PT}/|r_{PT}|)$ を算出する。

【0 1 1 6】

さらに、方向推定部214は、仮想面配置アレーアンテナ相関ベクトル $h_{VA}(k, fs, w)$ 、及び、仮想面配置アレー方向ベクトル $a_{VA}(u, v)$ を用いて、水平方向及び垂直方向の二次元方向推定処理を行う。

40

【0 1 1 7】

例えば、ビームフォーマ法を用いた二次元における方向推定処理では、仮想面配置アレーアンテナ相関ベクトル $h_{VA}(k, fs, w)$ 及び仮想面配置アレー方向ベクトル $a_{VA}(u, v)$ を用いて、次の式(16)で示される二次元における方向推定評価関数を用いて垂直方向及び水平方向の二次元空間プロファイルを算出し、二次元空間プロファイルの最大値又は極大値となる方位角及び仰角方向を到来方向の推定値とする。

【数 1 7】

$$P_{VA}(\theta_u, \Phi_v, k, fs, w) = |a_{VA}(\theta_u, \Phi_v)^H h_{VA}(k, fs, w)|^2 \quad (16)$$

50

【 0 1 1 8 】

なお、方向推定部 2 1 4 は、ビームフォーマ法以外にも、仮想面配置アレーアンテナ相関ベクトル $h_{VA}(k, f_s, w)$ 及び仮想面配置アレー方向ベクトル $a_{VA}(u, v)$ を用いて、Capon法又はMUSIC法などの高分解能到来方向推定アルゴリズムを適用してもよい。これにより、演算量は増加するが、角度分解能を高めることができる。

【 0 1 1 9 】

また、上述した時刻情報 k は、距離情報に変換して出力されてもよい。時刻情報 k を距離情報 $R(k)$ に変換する際には次の式 (1 7) を用いればよい。

【 数 1 8 】

$$R(k) = k \frac{TwC_0}{2L} \quad (17)$$

10

ここで、 T_w は符号送信区間を表し、 L はパルス符号長を表し、 C_0 は光速を表す。

【 0 1 2 0 】

また、ドップラ周波数情報は、相対速度成分に変換して出力されてもよい。ドップラ周波数 f_s を相対速度成分 $v_d(f_s)$ に変換する際には次の式 (1 8) を用いて変換できる。

【 数 1 9 】

$$v_d(f_s) = \frac{\lambda}{2} f_s \Delta\phi \quad (18)$$

20

ここで、 λ は送信周波数変換部 1 0 5 から出力されるRF信号のキャリア周波数の波長である。

【 0 1 2 1 】

[実施の形態 1 に係るレーダ装置 1 0 におけるアンテナ素子配置]

以上の構成を有するレーダ装置 1 0 の送信アレーアンテナ 1 0 8 の N_t 個の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim \# N_t$ 及び受信アレーアンテナ 2 0 2 の N_a 個の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim \# N_a$ の配置について、以下に説明する。

30

【 0 1 2 2 】

< 配置例 1 >

図 9 は、実施の形態 1 に係る受信アレーアンテナ 2 0 2 の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# N_a$ の配置例 1 を示す。

【 0 1 2 3 】

図 9 に示されるように、受信アレーアンテナ 2 0 2 の N_a 個の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# N_a$ は、第 1 軸に沿って配置される。 N_a 個の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# N_a$ は、第 1 の間隔 d_H で基本的に等間隔に配置され、一部が第 1 の間隔 d_H と異なる第 3 の間隔 d_u で配置される。換言すると、 N_a 個の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# N_a$ の隣接する受信アンテナの間隔である $\#N_a - 1$ 個の間隔のうち、一部が、第 1 の間隔と異なる第 3 の間隔 d_u に等しく、その他が、第 1 の間隔 d_H に等しい。

40

【 0 1 2 4 】

図 1 0 A は、実施の形態 1 に係る受信アレーアンテナ 2 0 2 の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# 8$ の配置例 1 を示す。

【 0 1 2 5 】

図 1 0 A に示される一例においては、受信アレーアンテナ 2 0 2 は、8 個の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# 8$ を備える。8 個の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# 8$ のうち受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# 7$ までは、第 1 軸に沿って第 1 の間隔 d_H で等間隔に配置される。ここで、例えば、第 1 の間隔 d_H は、0.5 波長に等しい。残りの受信アンテナ素子 $R_x \# 8$ は、受信アンテナ素子 $R_x \# 7$ から第 3 の間隔 $2 \times d_H$ で配置される。即ち、受

50

信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ は、一部が不等間隔に配置される。受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ の位相中心の合成開口長 d_{Rx} は、受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ の第 1 軸に沿った幅である $8 \times d_H$ に等しい。

【 0 1 2 6 】

図 1 0 B は、実施の形態 1 に係る送信アレーアンテナ 1 0 8 の送信アンテナ素子 $T \times \# 1 \sim T \times \# 2$ の配置例 1 を示す。

【 0 1 2 7 】

図 1 0 B に示される一例においては、送信アレーアンテナ 1 0 8 は、2 個の送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ を備える。2 個の受信アンテナ素子 $R \times \# 1$ 及び $R \times \# 2$ は、第 1 軸方向に $8 \times d_H$ の間隔、第 1 軸方向に直行する第 2 軸方向に d_V の間隔で配置される。

10

【 0 1 2 8 】

一例において、レーダ送信信号で用いられる波長を基準として、第 1 の間隔 d_H 及び第 2 の間隔 d_V は、それぞれ、0.3 波長以上 2 波長以下であってもよく、半波長程度であってもよい。例えば、第 1 の間隔 d_H 及び第 2 の間隔 d_V は、0.5 波長に等しい。

【 0 1 2 9 】

第 1 軸及び第 2 軸は、図 8 に示される $X Y$ 平面上にあってもよく、また、互いに直交するように配置されてもよい。例えば、第 1 軸方向は、水平方向であり、第 2 軸方向は、垂直方向である。以下の説明において、簡単のために、第 1 軸方向が水平方向に一致し、第 2 軸方向が垂直方向に一致するものとする。

20

【 0 1 3 0 】

図 1 0 B に示される送信アレーアンテナ 1 0 8 を、例えば、高速道路における車両前方の観測の長距離観測の用途で使用する場合、視野角 ($F O V$) は、水平方向及び垂直方向に狭角に絞ってもよい。例えば、 $F O V$ は、水平方向に 30 度程度、垂直方向に 10 度程度である。

【 0 1 3 1 】

受信アレーアンテナ 2 0 2 の受信アンテナ素子のそれぞれは、図 1 0 A に示される点 (網掛け白丸) を位相中心として、第 2 軸方向に開口長を広げて垂直方向のビーム幅を絞り、高いアンテナ利得を得ることができる。また、送信アレーアンテナ 1 0 8 の送信アンテナ素子のそれぞれは、図 1 0 B に示される点 (白丸) を位相中心として、第 1 軸方向、および第 2 軸方向に開口長を広げて、水平方向及び垂直方向のビーム幅を絞り、高いアンテナ利得を得ることができる。なお、各アンテナ素子はサブアレーアンテナを用いて構成し、サブアレーアンテナにアレーウエイトをかけてサイドローブを抑制してもよい。

30

【 0 1 3 2 】

図 1 0 A に示される不等間隔に配置されている受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ に対して、ダミーアンテナ素子を設置してもよい。ここで、ダミーアンテナ素子とは、構成するアンテナ素子が他のアンテナ素子と物理的に同様の構成をとり、レーダ信号の送受信に用いられないアンテナである。例えば、受信アンテナ素子 $R \times \# 7$ と受信アンテナ素子 $R \times \# 8$ との間などの不等間隔領域、受信アンテナ素子 $R \times \# 1$ の左側領域、又は受信アンテナ $R \times \# 8$ の右側領域にダミーアンテナ素子を設置してもよい。ダミーアンテナ素子を設置することによって、例えば、アンテナの放射、インピーダンス整合、アイソレーションといった電気的特性の影響を一様化する効果が得られる。

40

【 0 1 3 3 】

図 1 0 C は、配置例 1 に係る仮想受信アレーの配置を示す。

【 0 1 3 4 】

図 1 0 C に示されるように、一对の仮想アンテナ素子 $V A \# 8$ 及び $V A \# 9$ が第 2 軸方向に d_V の間隔で隣接して配置される。また、図 1 0 C に示されるように、仮想受信アレーの第 1 軸方向の開口長は、 $16 \times d_H$ に等しい。

【 0 1 3 5 】

第 1 軸方向及び第 2 軸方向に延在する二次元的な仮想受信アレーによって、二次元のビ

50

ームが構成される。実施の形態 1 に係る受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ 及び送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の配置は、水平方向に高い分解能を持ち、垂直方向の角度推定能力を有するアンテナ配置であることを、比較例 1 及び比較例 2 との比較によって以下に説明する。

【 0 1 3 6 】

< 比較例 1 >

図 1 1 A は、比較例 1 に係る受信アレーアンテナの受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ の配置を示す。

【 0 1 3 7 】

比較のため、図 1 1 A に示される受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ の素子数は、図 1 0 A に示される受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ の素子数に等しい。また、図 1 1 A に示されるように、受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ は、第 1 軸方向に第 1 の間隔 d_H で等間隔に配置されている。

【 0 1 3 8 】

図 1 1 B は、比較例 1 に係る送信アレーアンテナの送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の配置を示す。

【 0 1 3 9 】

比較のため、図 1 1 B に示される送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の素子数は、図 1 1 A に示される送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の素子数に等しい。また、少なくとも一対の仮想受信アレーが第 2 軸方向に並ぶように、受信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ は、第 1 軸方向に $7 \times d_H$ の間隔、第 1 軸方向に直行する第 2 軸方向に d_V の間隔で配置されている。

【 0 1 4 0 】

図 1 1 C は、比較例 1 に係る仮想受信アレーの配置を示す。

【 0 1 4 1 】

図 1 1 C に示されるように、仮想受信アレーは図 1 0 C に示す本実施の形態と同様、 $V A \# 8$ と $V A \# 9$ が第 2 軸方向に d_V の間隔で隣接して配置される。しかしながら、仮想受信アレーの第 1 軸方向の開口長は $14 \times d_H$ であり、実施の形態 1 に係る仮想受信アレーの第 1 軸方向の開口長である $16 \times d_H$ よりも小さい。

【 0 1 4 2 】

図 1 2 は、配置例 1 及び比較例 1 に係る二次元のビームの第 2 軸方向 0 度での第 1 軸方向に沿った断面図である。

【 0 1 4 3 】

図 1 2 に示されるように、実施の形態 1 に係る -3dB に対応するビーム幅 6.2 度は、比較例 1 に係るビーム幅 7.0 度に比べて小さい。即ち、実施の形態 1 に係るアンテナ配置によると、比較例 1 に係るアンテナ配置よりも、水平方向に沿って高い分解能が得られる。なお、水平方向の視野角を絞っている場合、広角側のサイドローブの高低は、誤検出の確率に実質的に影響を与えない。

【 0 1 4 4 】

< 比較例 2 >

図 1 3 は、比較例 2 に係る仮想受信アレーの配置を示す。

【 0 1 4 5 】

比較のため、比較例 2 に係る受信アンテナの素子数は、図 1 0 A に示される受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ の素子数に等しい。さらに、比較例 2 に係る送信アンテナの素子数は、図 1 1 A に示される送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の素子数に等しい。

【 0 1 4 6 】

仮想受信アレーにおける第 1 軸方向の開口長を最大化するため、受信アンテナ 8 素子を図 1 1 A に示されるように第 1 軸方向に沿って等間隔で配置する。さらに、送信アンテナ 2 素子を図 1 0 B に示されるように第 1 軸方向に $8 \times d_H$ の間隔で配置する。この場合、仮想受信アレーの配置は、図 1 3 に示される配置となる。

10

20

30

40

50

【 0 1 4 7 】

図 1 3 に示される配置を備える仮想受信アレーを用いる状況下で、同一距離、同一速度に複数ターゲットが存在する場合、例えば、到来方向の垂直方向成分の推定において誤差が生じる。一方、実施の形態 1 に係る仮想受信アレーにおいては、一对の仮想受信アレーが第 2 軸方向にも並んでいるため、同一距離、同一速度に複数のターゲットが存在する場合であっても、垂直方向成分の推定における誤差が小さくなり、検出精度が向上する。

【 0 1 4 8 】

送信アレーアンテナ 1 0 8 の送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の第 1 軸方向に沿った間隔が、受信アレーアンテナ 2 0 2 の合成開口長 d_R に等しいと、少なくとも一对の仮想受信アレーを第 2 軸方向に並べつつ仮想受信アレーの第 1 軸方向の開口長を最大化できるので好ましい。例えば、図 1 0 A に示される受信アレーアンテナ 2 0 2 の合成開口長 d_R と、図 1 0 B に示される送信アレーアンテナ 1 0 8 の送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の間隔とは、共に $8 \times d_H$ であり等しい。しかしながら、送信アレーアンテナ 1 0 8 の送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の間隔は、これに限られず、例えば、受信アレーアンテナ 2 0 2 の合成開口長 d_R 以下であり、かつ第 1 の間隔 d_H の整数倍であってもよい。送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の第 1 軸方向の間隔を狭くすることにより、第 2 軸方向に並ぶ仮想受信アレーの組み合わせが増え、垂直方向の精度が向上する。

【 0 1 4 9 】

図 1 0 A に示される配置例 1 においては、受信アンテナ素子 $R \times \# 7$ 及び $R \times \# 8$ の間の第 3 の間隔 d_u は、 $2 \times d_H$ に等しい。しかしながら、第 3 の間隔 d_u の大きさは、これに限定されない。例えば、第 3 の間隔 d_u を拡大し、仮想受信アレーの開口長を拡大すると、形成されるビームのメインローブを狭くして分解能を向上できる。また、例えば、第 3 の間隔 d_u を縮小し、仮想受信アレーの開口長を縮小すると、サイドローブレベルを小さくできる。

【 0 1 5 0 】

< 配置例 2 >

図 1 0 A に示される配置例 1 においては、受信アンテナ素子 $R \times \# 7$ 及び $R \times \# 8$ の間の間隔が受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 7$ の間の間隔と異なるように、受信アレーアンテナ 2 0 2 の端部が不等間隔に配置されている。しかしながら、実施の形態 1 に係るアンテナ配置は、配置例 1 に限定されない。

【 0 1 5 1 】

図 1 4 A は、実施の形態 1 の配置例 2 に係る受信アレーアンテナ 2 0 2 の受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 8$ の配置例 2 を示す。

【 0 1 5 2 】

図 1 4 A に示される配置例 2 においては、受信アンテナ素子 $R \times \# 5$ 及び $R \times \# 6$ の間の間隔が受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim R \times \# 5$ 及び受信アンテナ素子 $R \times \# 6 \sim R \times \# 8$ の間の間隔と異なるように、受信アレーアンテナ 2 0 2 の内側が不等間隔に配置されている。

【 0 1 5 3 】

図 1 4 B は、配置例 2 に係る仮想受信アレーの配置を示す。

【 0 1 5 4 】

図 1 4 B に示されるように、一对の仮想アンテナ $V A \# 8$ 及び $V A \# 9$ が第 2 軸方向に d_v の間隔で隣接して配置される。また、図 1 4 B に示されるように、仮想受信アレーの第 1 軸方向の開口長は、 $16 \times d_H$ に等しい。

【 0 1 5 5 】

図 1 5 は、配置例 1 及び配置例 2 に係る二次元のビームの第 2 軸方向 0 度での第 1 軸方向に沿った断面図である。

【 0 1 5 6 】

図 1 5 に示されるように、受信アレーアンテナ 2 0 2 において不等間隔に配置する受信アンテナ素子を変更することにより、サイドローブレベルが変化することが分かる。一方

10

20

30

40

50

、受信アレーアンテナ 202 において不等間隔に配置する受信アンテナ素子を変更しても、仮想受信アレーの開口長は、共に $16 \times d_H$ に等しく、メインローブ幅についても、ほとんど変化しない。

【0157】

なお、送信アレーアンテナ 108 と受信アレーアンテナ 202 の配置は、それぞれ、上述の配置に限定されるものではない。例えば、送信アレーアンテナ 108 と受信アレーアンテナ 202 の配置とを入れ替えても、入れ替える前と同様の仮想受信アレーが得られ、入れ替える前と同様の特性が得られる。また、送信アレーアンテナ 108 と受信アレーアンテナ 202 の配置を、それぞれ、左右反転及びノ又は上下反転してもよい。

【0158】

本開示の実施の形態 1 においては、レーダ装置 10 は、レーダ信号を送信アレーアンテナ 108 から送信するレーダ送信部 100 と、レーダ信号がターゲットにおいて反射された反射波信号を受信アレーアンテナ 202 から受信するレーダ受信部 200 と、を具備する。さらに、送信アレーアンテナ 108 の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# N_t$ 及び受信アレーアンテナ 202 の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# N_a$ は、図 9、図 10A、図 10B、又は図 14A に示される配置を採る。

【0159】

本開示の実施の形態 1 によれば、水平方向の分解能の劣化を抑制し、垂直方向の角度推定能力を有する仮想受信アレーを構成することができ、水平方向に高精度かつ垂直方向の角度推定を行う三次元測位可能なレーダ装置を構成することができる。さらに、本開示の実施の形態 1 によれば、一次元ビーム走査する MIMO レーダ装置に比べて水平方向の角度分離性能を劣化させずに、第 2 軸方向の角度推定能力が追加された三次元測位可能な MIMO レーダ装置を構成することができる。

【0160】

(実施の形態 2)

送信アレーアンテナ 108 の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# N_t$ の配置が、実施の形態 1 におけるアンテナ配置と異なる実施の形態 2 を、以下説明する。なお、実施の形態 2 に係るレーダ装置 10 の構成は、送信アレーアンテナ 108 の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# N_t$ の配置を除いて図 1 に示される実施の形態 1 に係るレーダ装置 10 の構成と略同様であり、レーダ装置 10 の構成の説明を省略する。

【0161】

[レーダ装置 10 におけるアンテナ配置]

<配置例 3>

図 16A は、実施の形態 2 に係る送信アレーアンテナ 108 の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# N_t$ の配置例 3 を示す。

【0162】

図 16A において、送信アンテナ素子 $\# 1 \sim \# N_t$ の総数 N_t は、4 に等しい。送信アンテナ素子 $\# 1 \sim \# 4$ は、第 2 軸方向に第 2 の間隔 d_V で、かつ 1 つおきに第 1 軸方向に第 1 の間隔 d_H ずらして配置されている。例えば、第 1 の間隔 d_H 及び第 2 の間隔 d_V は、それぞれ、0.5 波長及び 0.6 波長に等しい。

【0163】

送信アレーアンテナ 108 のアンテナ素子のそれぞれは、図 16A に示される点 (白丸) を位相中心とし、第 2 軸方向にアンテナ同士が干渉しない程度に開口長を広げて垂直方向のビーム幅を絞る構成をとる。送信アレーアンテナ 108 を近距離かつ広角観測の用途で使用する場合、視野角 (FOV) は、水平方向及び垂直方向に広く設けてもよい。例えば、FOV は、水平方向に 80 度程度、垂直方向に 30 度程度である。

【0164】

実施の形態 2 の配置例 3 に係る受信アレーアンテナ 202 の複数の受信アンテナ素子 $\# 1 \sim \# N_a$ の配置は、図 10A に示される配置と同様の配置である。受信アレーアンテナ 202 のアンテナ素子のそれぞれは、図 10A に示される点を位相中心として、第 2 軸方

10

20

30

40

50

向に開口長を広げて垂直方向のビーム幅を視野角である30度程度となるようなアンテナ素子を用いる。

【0165】

複数の送信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim \# N_t$ 及び複数の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim \# N_a$ は、水平方向には、広角を観測できるように広いビーム幅を持つアンテナとしてもよい。サブアレーアンテナを用いて各アンテナ素子を構成してよく、また、サブアレーアンテナにアレーウエイトをかけてサイドローブを抑制してもよい。

【0166】

図10Aに示される不等間隔に配置されている受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim \# 8$ に対して、ダミーアンテナ素子を設置してもよい。例えば、受信アンテナ素子 $R_x \# 7$ と受信アンテナ素子 $R_x \# 8$ との間などの不等間隔領域、受信アンテナ素子 $R_x \# 1$ の左側領域、又は受信アンテナ $R_x \# 8$ の右側領域にダミーアンテナ素子を設置してもよい。ダミーアンテナ素子を設置することによって、アンテナの放射、インピーダンス整合、アイソレーションといった電気的特性の影響を一様化する効果が得られる。

10

【0167】

図16Bは、配置例3に係る仮想受信アレーの配置を示す。

【0168】

実施の形態2に係る受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# 8$ 及び送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# 4$ の配置は、水平方向及び垂直方向に高い分解能を持つアンテナ配置であることを、受信アンテナ素子が等間隔に配置された比較例3との比較によって以下に説明する。

20

【0169】

<比較例3>

比較のため、比較例3における受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# N_a$ の素子数 N_a は、図10Aに示される受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# 8$ の素子数8に等しい。また、比較例3における送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# N_x$ の素子数 N_x は、図16Aに示される送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# 4$ の素子数4に等しい。

【0170】

比較例3において、受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# 8$ を、図11Aに示されるように等間隔に配置する。また、送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# 4$ は、図16Aに示されるのと同様に配置する。

30

【0171】

図17は、比較例3に係る仮想受信アレーの配置を示す。

【0172】

図17に示されるように、比較例3に係る仮想受信アレーの第1軸方向の開口長は、 $8 \times d_H$ に等しい。この開口長は、図16Bに示される実施の形態2に係る仮想受信アレーの第1軸方向の開口長である $9 \times d_H$ よりも小さい。

【0173】

図18は、配置例3及び比較例3に係る二次元のビームの第2軸方向0度での第1軸方向に沿った断面図である。

【0174】

図18に示されるように、実施の形態2に係るビームは、比較例3に係るビームに比べて隣接するサイドローブが低い。即ち、実施の形態2に係るアンテナ配置は、比較例3に係るアンテナ配置と比べて、誤検出の確率が低減される。また、実施の形態2に係るビーム幅は、比較例3に係るビーム幅に比べて小さい。即ち、実施の形態2に係るアンテナ配置は、比較例3に係るアンテナ配置と比べて、高い分解能が得られる。

40

【0175】

実施の形態2においても、実施の形態1と同様に、受信アンテナ素子 $R_x \# 7$ 及び $R_x \# 8$ の間隔の第3の間隔 d_u は、図10Aに示される配置においては、 $2 \times d_H$ に等しい。しかしながら、第3の間隔 d_u の大きさは、これに限定されない。例えば、第3の間隔 d_u を拡大し、仮想受信アレーの開口長を拡大することによって、形成されるビームのメイン

50

ローブを狭くして分解能を向上できる。また、例えば、第3の間隔 d_u を縮小し、仮想受信アレーの開口長を縮小することによって、サイドローブレベルを小さくできる。

【0176】

また、実施の形態2においても、実施の形態1と同様に、受信アレーアンテナ202において不等間隔に配置する受信アンテナを変更することにより、サイドローブレベルが変化する。一方、受信アレーアンテナ202において不等間隔に配置する受信アンテナ素子を変更しても、仮想受信アレーの開口長は、変化せず、メインローブ幅についても、ほとんど変化しない。

【0177】

<配置例4>

図19は、実施の形態2に係る送信アレーアンテナ108の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# 4$ の配置例4を示す図である。

【0178】

実施の形態2においては、送信アンテナ素子 $T_x \# 2$ 及び $T_x \# 4$ は、図19に示される配置例4のように、第1軸方向にずらさずに、第2軸方向に沿って第2の間隔 d_v で等間隔に配置される場合であっても、図16Aに示される配置例3と同様の効果が得られる。

【0179】

実施の形態2においても、実施の形態1と同様、送信アレーアンテナ108と受信アレーアンテナ202の配置は、それぞれ、上述の配置に限定されるものではない。例えば、送信アレーアンテナ108と受信アレーアンテナ202の配置とを入れ替えても、入れ替える前と同様の仮想受信アレーが得られ、同様の特性が得られる。また、送信アレーアンテナ108と受信アレーアンテナ202の配置を、それぞれ、左右反転及び/又は上下反転してもよい。

【0180】

本開示の実施の形態2においては、レーダ装置10は、レーダ信号を送信アレーアンテナ108から送信するレーダ送信部100と、レーダ信号がターゲットにおいて反射された反射波信号を受信アレーアンテナ202から受信するレーダ受信部200と、を具備する。さらに、送信アレーアンテナ108の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# N_t$ 及び受信アレーアンテナ202の受信アンテナ素子 $R_x \# 1 \sim R_x \# N_a$ は、例えば、図16又は図19に示される配置を採る。

【0181】

本開示の実施の形態2によれば、仮想受信アレーが形成するビームの水平方向のサイドローブを抑制することが可能であり、加えて水平方向の分解能を向上させることができ、誤検出の確率が低減された三次元測位可能なMIMOレーダを構成することができる。

【0182】

(実施の形態3)

送信アレーアンテナ108の送信アンテナ素子 $T_x \# 1 \sim T_x \# N_t$ の配置を切り替えて使用する実施の形態3を、以下説明する。

【0183】

図20は、実施の形態3に係るレーダ受信部(レーダ受信回路)200aの構成の一例を示すブロック図である。

【0184】

レーダ受信部200aの方向推定部(方向推定回路)214aは、実施の形態1及び2に係る方向推定部214の機能を備える。さらに、方向推定部214aは、制御部400から制御信号を入力し、制御信号に基づいて、レーダ装置10の動作モードを切り替える。動作モードについては、図23を参照して後述する。

【0185】

レーダ受信部200aの方向推定部214a以外の構成要素は、実施の形態1及び2に係るレーダ受信部200の構成要素と同様であり、説明を省略する。

【0186】

10

20

30

40

50

[レーダ装置 10 におけるアンテナ配置]

以下、簡単のために、送信アレーアンテナ 108 の送信アンテナ素子 # $T \times 1 \sim \# N_t$ の素子数 N_t が 6 に等しく、受信アレーアンテナ 202 の受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim \# N_a$ の素子数 N_a が 8 に等しい場合を例にとりて実施の形態 3 を説明する。しかしながら、素子数は、これらの数に限定されない。

【 0187 】

実施の形態 3 において、受信アレーアンテナ 202 の受信アンテナ素子 $R \times \# 1 \sim \# 8$ は、実施の形態 1 及び実施の形態 2 と同様、等間隔配置を基本として一部不等間隔に配置される。例えば、受信アレーアンテナ 202 の配置は図 10A に示される配置と同様の配置である。

10

【 0188 】

図 21 は、実施の形態 3 に係る送信アレーアンテナ 108 の送信アンテナ素子 $T \times \# 1 \sim T \times \# 6$ の配置例 4 を示す。

【 0189 】

送信アンテナ素子 $T \times \# 1 \sim T \times \# 6$ は、第 1 の送信アンテナ群 G_1 及び第 2 の送信アンテナ群 G_2 を含む。

【 0190 】

第 1 の送信アンテナ群 G_1 は、送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ を含み、そのアンテナ配置は、図 10B に示される実施の形態 1 の配置例 1 に係る送信アンテナ素子 $T \times \# 1$ 及び $T \times \# 2$ の配置と同じである。第 1 の送信アンテナ群 G_1 は、例えば、長距離狭角の観測用途に用いられる。

20

【 0191 】

第 2 の送信アンテナ群 G_2 は、送信アンテナ素子 $T \times \# 3 \sim T \times \# 6$ を含み、そのアンテナ配置は、図 16A に示される実施の形態 2 の配置例 3 に係る送信アンテナ素子 $T \times \# 1 \sim T \times \# N_t$ の配置と同じである。第 2 の送信アンテナ群 G_2 は、例えば、短距離広角の観測用途に用いられる。観測用途に応じて、用いられる送信アンテナ群が、第 1 の送信アンテナ群 G_1 又は第 2 の送信アンテナ群 G_2 の間で切り替えられる。

【 0192 】

第 1 の送信アンテナ群 G_1 又は第 2 の送信アンテナ群 G_2 は、それぞれ独立に仮想受信アレーを構成する。第 1 の送信アンテナ群 G_1 と図 10A に示される受信アレーアンテナ 202 によって、図 10C に示される仮想受信アレーが構成される。第 2 の送信アンテナ群 G_2 と図 10A に示される受信アレーアンテナ 202 によって、図 16B に示される仮想受信アレーが構成される。

30

【 0193 】

図 21 に示される第 1 の送信アンテナ群 G_1 及び第 2 の送信アンテナ群 G_2 は、第 1 軸方向の基本間隔が共通であってもよく、第 2 軸方向の基本間隔が異なる間隔であってもよい。例えば、第 1 の送信アンテナ群 G_1 の第 1 軸方向の基本間隔 d_{H1} と、第 2 の送信アンテナ群 G_2 の第 1 軸方向の基本間隔 d_{H2} とは、ともに 0.5 波長であってもよい。また、例えば、第 1 の送信アンテナ群 G_1 の第 2 軸方向の基本間隔 d_{V1} は、0.5 波長に等しくてもよく、第 2 の送信アンテナ群 G_2 の第 2 軸方向の基本間隔 d_{V2} は、0.6 波長に等しくてもよい。

40

【 0194 】

上述したように、第 1 の送信アンテナ群 G_1 と第 2 の送信アンテナ群 G_2 とは、それぞれ独立に仮想受信アレーを構成する。したがって、物理的に干渉しない限り、第 1 の送信アンテナ群 G_1 と第 2 の送信アンテナ群 G_2 のアンテナ素子を、サイズも含めて自由に配置してよい。

【 0195 】

図 22 は、実施の形態 3 の配置例 4 に係る送信アレーアンテナ 108 の各アンテナ素子の配置の一例を示す。

【 0196 】

50

図 2 2 に示されるように、第 1 のアンテナ群 G 1 の送信アンテナ素子 T x # 1 及び T x # 2 の間に第 2 のアンテナ群 G 2 の送信アンテナ素子を配置することにより、送信アレーアンテナ 1 0 8 の全体の設置面積を小さくできる。

【 0 1 9 7 】

第 1 の送信アンテナ群 G 1 及び第 2 の送信アンテナ群 G 2 の各アンテナ素子の構成は、それぞれ、視野角 (F O V) に適した構成を採ってもよい。例えば、第 1 の送信アンテナ群 G 1 は、水平方向及び垂直方向の双方向に沿ってビーム幅を絞るために、図 2 2 に示されるように、各アンテナ素子の開口長を第 1 軸方向及び第 2 軸方向の双方向に広げる。また、例えば、第 2 の送信アンテナ群 G 2 は、垂直方向に沿って比較的広角なビームの放射パターンを得るために、図 2 2 に示されるように、アンテナ素子同士が干渉しない程度に、各アンテナ素子の開口長を広げる。各アンテナ素子はサブアレーアンテナを用いて構成し、サブアレーアンテナにアレーウエイトをかけてサイドローブを抑制してもよい。

10

【 0 1 9 8 】

実施の形態 3 においても、実施の形態 1 と同様、図 1 0 A に示される不等間隔に配置されている受信アンテナ素子 R x # 1 ~ R x # 8 に対して、ダミーアンテナ素子を設置してもよい。例えば、受信アンテナ素子 R x # 7 と受信アンテナ素子 R x # 8 との間などの不等間隔領域、受信アンテナ素子 R x # 1 の左側領域、又は受信アンテナ素子 R x # 8 の右側領域にダミーアンテナ素子を設置してもよい。ダミーアンテナ素子を設置することによって、例えば、アンテナの放射、インピーダンス整合、または、アイソレーションといった電気的特性の影響を一様化する効果が得られる。

20

【 0 1 9 9 】

図 2 3 は、実施の形態 3 に係る第 1 のアンテナ群 G 1 の及び第 2 のアンテナ群 G 2 の時分割切替制御の一例を示す。

【 0 2 0 0 】

レーダ装置 1 0 が時分割多重 M I M O レーダの場合、レーダ送信部 1 0 0 は、制御部 4 0 0 からの制御信号に基づいて、時分割多重送信に用いるアンテナの組み合わせを時間的に切り替える。図 2 3 に示すように、長距離狭角の観測を実施する動作モードである長距離モードでは、レーダ送信部 1 0 0 は、第 1 の送信アンテナ群 G 1 の送信アンテナ素子 T x # 1 及び T x # 2 を時分割多重送信に用いる。また、短距離広角の観測を実施する動作モードである短距離モードでは、レーダ送信部 1 0 0 は、第 2 の送信アンテナ群 G 2 の送信アンテナ素子 T x # 3 ~ T x # 6 を時分割多重送信に用いる。

30

【 0 2 0 1 】

また、長距離モードと短距離モードを併用する動作モードの場合は、レーダ送信部 1 0 0 は、時分割多重送信に用いる第 1 の送信アンテナ群 G 1 及び第 2 の送信アンテナ群 G 2 を、時間的に切り替える。例えば、レーダ送信部 1 0 0 は、全ての送信アンテナ T x # 1 ~ T x # 6 を時分割に切り替えて使用する。例えば、図 2 3 に示されるように、時間区間 d u r 1、d u r 2、d u r 7、及び d u r 8 では、第 1 のアンテナ群 G 1 の送信アンテナ素子 T x # 1 及び T x # 2 を時分割多重送信に用いる。また、時間区間 d u r 3 ~ d u r 6、d u r 9、及び d u r 1 0 では、第 2 のアンテナ群 G 2 の送信アンテナ T x # 3 ~ T x # 6 を時分割多重送信に用いる。なお、送信アンテナ素子 T x # 1 ~ T x # 6 を用いる順番は、図 2 3 に示される順番に限定されない。

40

【 0 2 0 2 】

なお、実施の形態 3 では、図 2 0 のレーダ受信部を用いてもよく、方向推定部 2 1 4 a は、制御部 4 0 0 から入力された動作モードを示す制御信号に基づいて、レーダ装置 1 0 の動作モードを切り替えてもよい。また、実施の形態 3 では、図 2 のレーダ送信部を用いてもよく、レーダ信号生成部 1 0 1 が、制御部 4 0 0 から入力された制御信号に基づいてレーダ装置 1 0 の動作モードを切り替えてもよい。

【 0 2 0 3 】

一例において、レーダ送信信号生成部 1 0 0 は、制御部 4 0 0 からの指示情報に基づいて、動作モードに応じて、送信周期又は送信帯域幅の信号特性が異なるレーダ信号を送信

50

してもよい。例えば、短距離モードで動作する場合、レーダ装置 10 は、より高い距離分解能を得るため、比較的広い帯域でレーダ信号を送信してもよい。一方、長距離モードで動作する場合、より高速に移動する物体を観測するため、比較的早い周期でレーダ信号を送信してもよい。

【0204】

また、レーダ装置 10 が符号分割又は周波数分割によって多重する MIMO レーダである場合、レーダ送信部 100 は、動作モードに応じて、第 1 の送信アンテナ群 G1 及び第 2 の送信アンテナ群 G2 への給電を切り替えてもよい。給電を切り替えることにより、使用する送信アンテナ群が選択され、動作モードを切り替えられる。

【0205】

本開示の実施の形態 3 においては、レーダ装置 10 は、レーダ信号を送信アレーアンテナ 108 から送信するレーダ送信部 100 と、レーダ信号がターゲットにおいて反射された反射波信号を受信アレーアンテナ 202 から受信するレーダ受信部 200 と、を具備する。さらに、レーダ装置 10 は、動作モードに合わせて、用いる仮想受信アレーを、例えば、実施の形態 1 及び実施の形態 2 で構成された仮想受信アレーの間で切り替える。

【0206】

本開示の実施の形態 3 によれば、実施の形態 1 及び実施の形態 2 で得られる効果を、それぞれに対応した動作モードで得られる三次元測位可能な MIMO レーダを構成できる。

【0207】

以上、図面を参照しながら各種の実施の形態について説明したが、本開示はかかる例に限定されないことは言うまでもない。当業者であれば、特許請求の範囲に記載された範疇内において、各種の変更例又は修正例に想到し得ることは明らかであり、そ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。また、開示の趣旨を逸脱しない範囲において、上記実施の形態における各構成要素を任意に組み合わせてもよい。

【0208】

上記各実施の形態では、本開示はハードウェアを用いて構成する例にとって説明したが、本開示はハードウェアとの連携においてソフトウェアでも実現することも可能である。

【0209】

また、上記各実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路である LSI として実現される。集積回路は、上記実施の形態の説明に用いた各機能ブロックを制御し、入力と出力を備えてもよい。これらは個別に 1 チップ化されてもよいし、一部又は全てを含むように 1 チップ化されてもよい。ここでは、LSI としたが、集積度の違いにより、IC、システム LSI、スーパー LSI、ウルトラ LSI と呼称されることもある。

【0210】

また、集積回路化の手法は LSI に限るものではなく、専用回路又は汎用プロセッサを用いて実現してもよい。LSI 製造後に、プログラム可能な FPGA (Field Programmable Gate Array)、LSI 内部の回路セルの接続又は設定を再構成可能なリコンフィギュラブル プロセッサ (Reconfigurable Processor) を利用してもよい。

【0211】

さらには、半導体技術の進歩又は派生する別技術により、LSI に置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックを集積化してもよい。例えば、バイオ技術の適用が可能性としてありえる。

【0212】

[実施例のまとめ]

本開示のレーダ装置は、レーダ信号を送信アレーアンテナから送信するレーダ送信部と、前記レーダ信号がターゲットにおいて反射された反射波信号を受信アレーアンテナから受信するレーダ受信部と、を具備し、前記送信アレーアンテナ及び前記受信アレーアンテナの一方は、位相中心が第 1 軸方向に沿って配置される複数の第 1 のアンテナを含み、前記送信アレーアンテナ及び前記受信アレーアンテナの他方は、位相中心が前記第 1 軸方向

10

20

30

40

50

とは異なる第2軸方向に第2の間隔で配置される複数の第2のアンテナを含み、前記複数の第1のアンテナは、位相中心が第1の間隔で配列される3つ以上のアンテナと、位相中心が前記第1の間隔と異なる第3の間隔で配列される2つ以上のアンテナと、を含み、前記複数の第2のアンテナは、位相中心が第1軸方向に、前記複数の第1のアンテナの位相中心の合成開口長に等しい間隔で配置される。

【0213】

本開示のレーダ装置において、前記複数の第1のアンテナの隣接するアンテナの位相中心の間隔が、少なくとも1つの間隔を除いて前記第1の間隔に等しく、前記少なくとも1つの間隔が、前記第3の間隔に等しい。

【0214】

本開示のレーダ装置において、前記第3の間隔が、前記第1の間隔の整数倍に等しい。

【0215】

本開示のレーダ装置において、前記第3の間隔が、前記第1の間隔の2倍に等しい。

【0216】

本開示のレーダ装置において、前記少なくとも1つの間隔が1つの間隔である。

【0217】

本開示のレーダ装置において、前記複数の第2のアンテナは、位相中心が第1軸方向に、前記複数の第1のアンテナの位相中心の合成開口長に等しい間隔で配置される。

【0218】

本開示のレーダ装置において、前記第2のアンテナの素子数は、2に等しい。

【0219】

本開示のレーダ装置において、前記複数の第2のアンテナは、位相中心が配置される範囲の第1軸方向の長さが、前記複数の第1のアンテナの位相中心の合成開口長以下であり、前記第2軸方向に前記第2の間隔の整数倍の間隔で配置される。

【0220】

本開示のレーダ装置において、前記複数の第2のアンテナは、位相中心が前記第2軸方向に前記第2の間隔で配置される。

【0221】

本開示のレーダ装置において、前記複数の第2のアンテナは、構成する仮想受信アレーが異なる第1のアンテナ群及び第2のアンテナ群を備え、前記第1のアンテナ群及び前記複数の第1のアンテナとの間の送受信と、前記第2のアンテナ群及び前記複数の第1のアンテナとの間の送受信とを切り替え可能である。

【産業上の利用可能性】

【0222】

本開示は、広角範囲を検知するレーダ装置に好適である。

【符号の説明】

【0223】

10 レーダ装置

100 レーダ送信部

101, 101a レーダ送信信号生成部

102 符号生成部

103 変調部

104 LPF

105 送信周波数変換部

106 電力分配器

107 送信増幅部

108 送信アレーアンテナ

108-1, ..., 108-Nt 送信アンテナ素子

111 符号記憶部

112 DA変換部

10

20

30

40

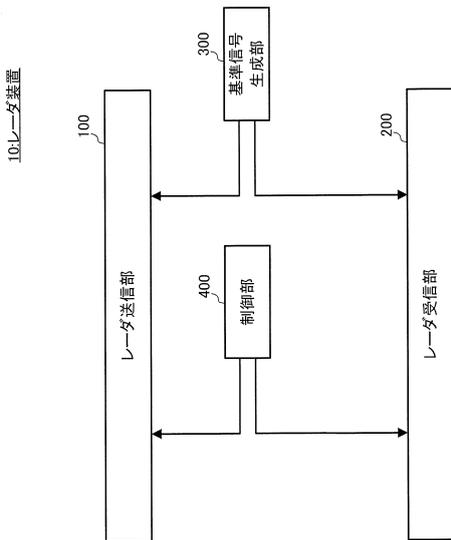
50

- 200 レーダ受信部
- 201 - 1, ..., 201 - Na アンテナ系統処理部
- 202 受信アレーアンテナ
- 202 - 1, ..., 202 - Na 受信アンテナ素子
- 203 受信無線部
- 204 増幅器
- 205 周波数変換器
- 206 直交検波器
- 207 信号処理部
- 208 第1のAD変換部
- 209 第2のAD変換部
- 210 相関演算部
- 211 加算部
- 212 出力切替部
- 213 - 1, ..., 213 - Nt ドップラ解析部
- 214 方向推定部
- 300 基準信号生成部
- 400 制御部

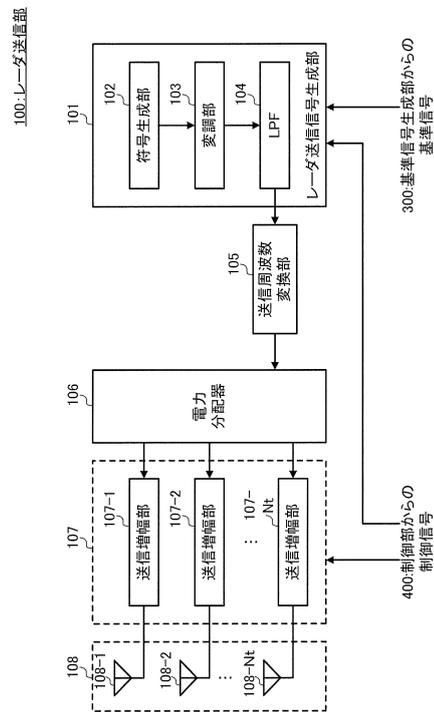
10

【図面】

【図1】



【図2】



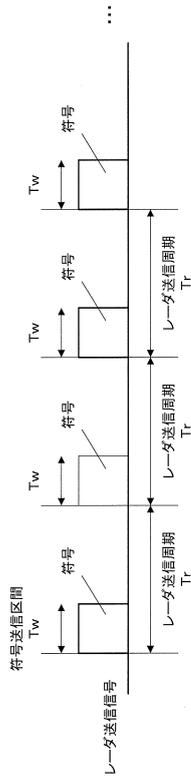
20

30

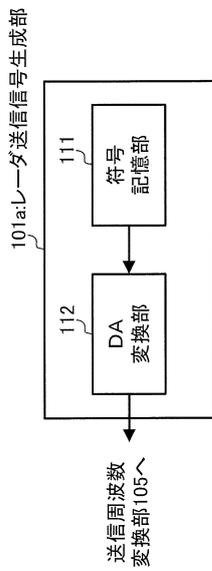
40

50

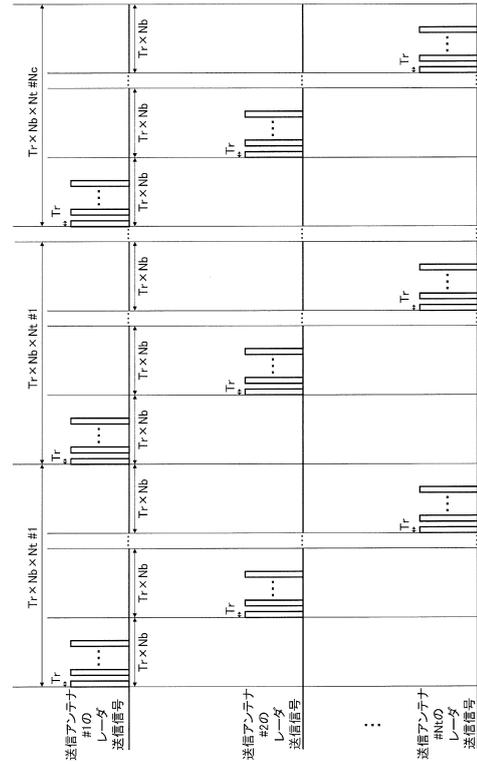
【図 3】



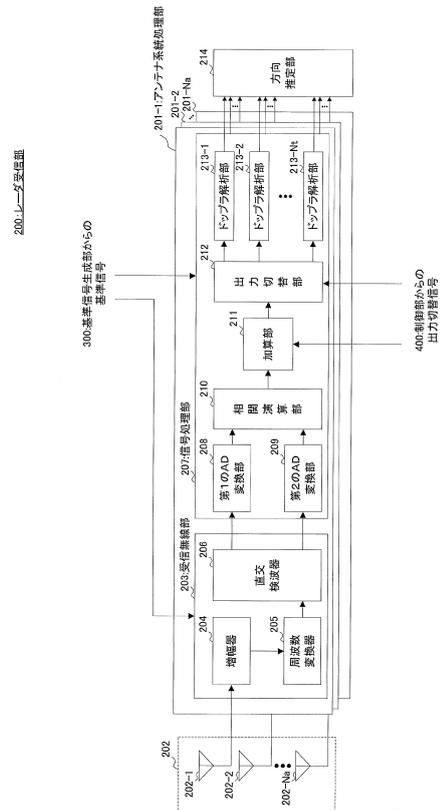
【図 5】



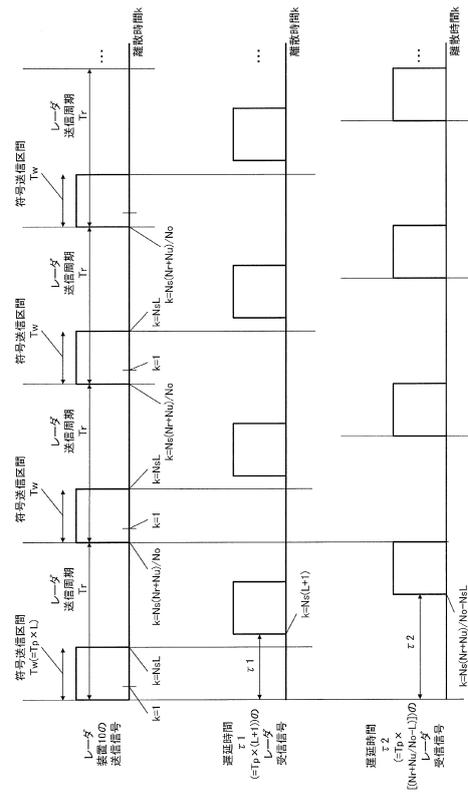
【図 4】



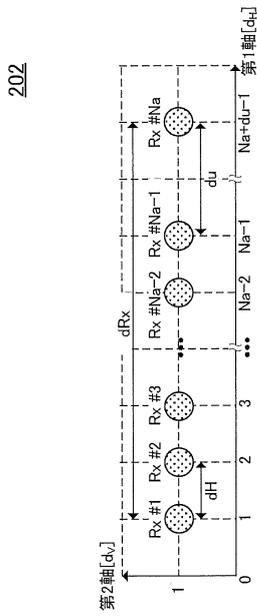
【図 6】



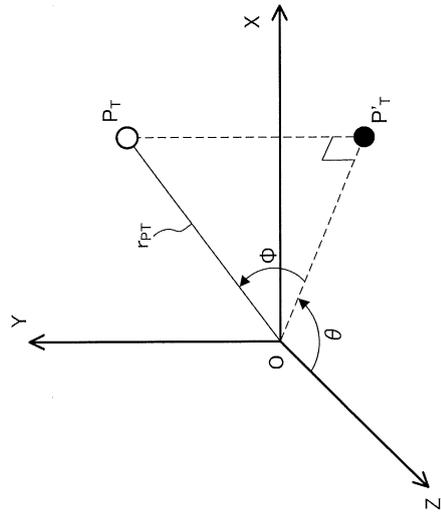
【図 7】



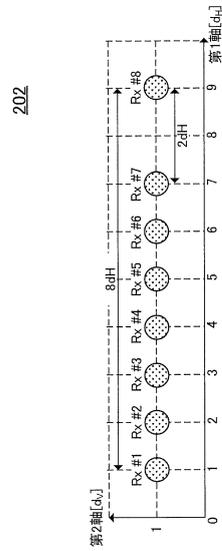
【図 9】



【図 8】



【図 10 A】



10

20

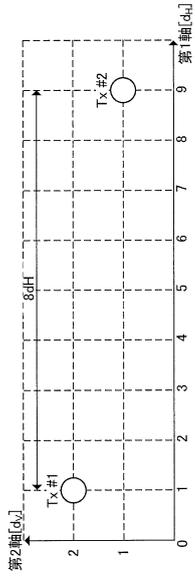
30

40

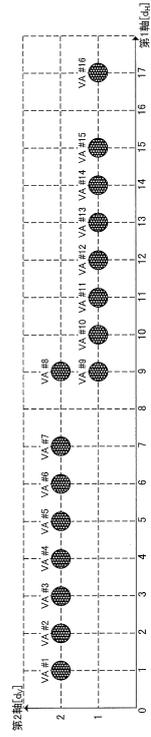
50

【図 10 B】

108



【図 10 C】

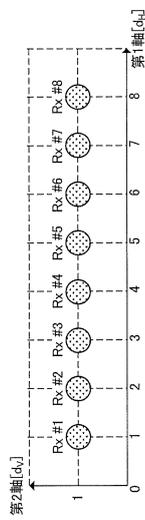


10

20

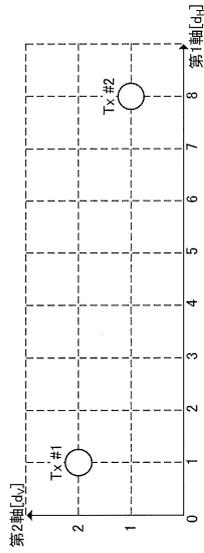
【図 11 A】

202



【図 11 B】

108

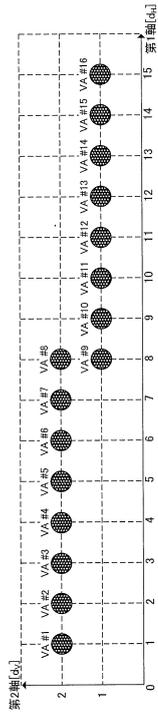


30

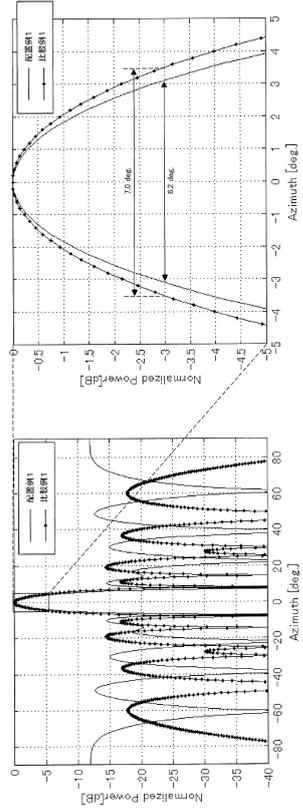
40

50

【図 1 1 C】



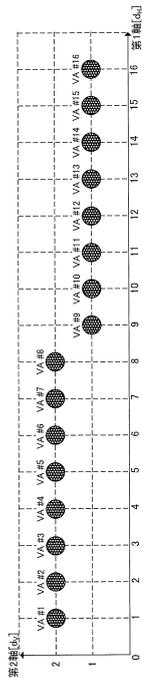
【図 1 2】



10

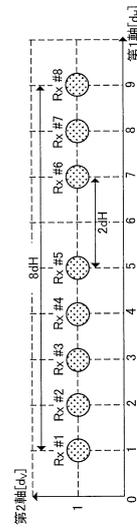
20

【図 1 3】



【図 1 4 A】

202

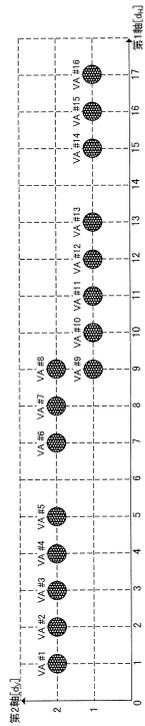


30

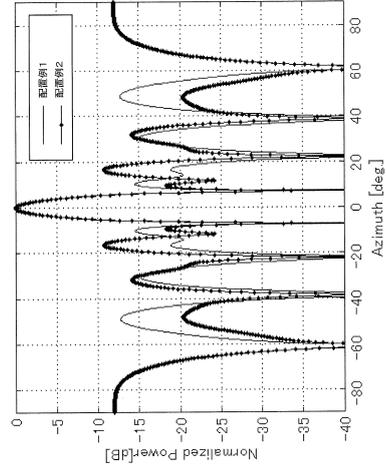
40

50

【図 14 B】



【図 15】

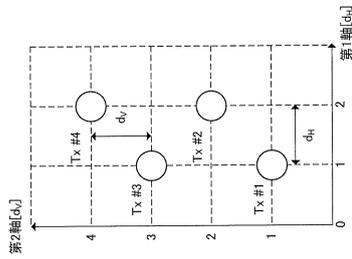


10

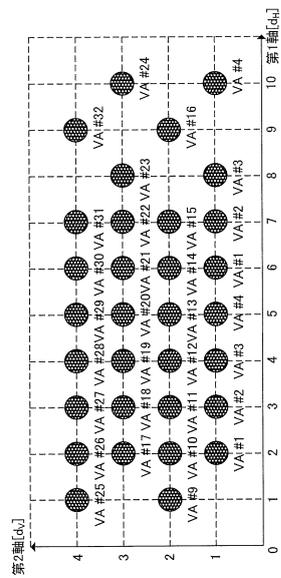
20

【図 16 A】

108



【図 16 B】

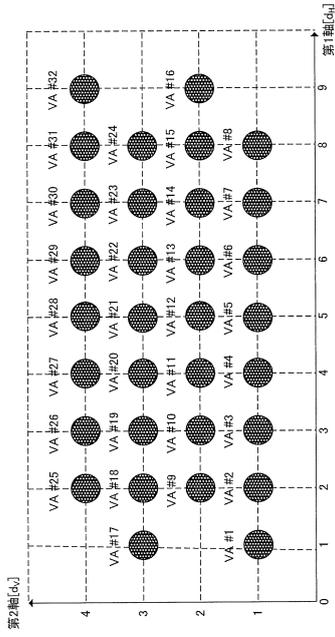


30

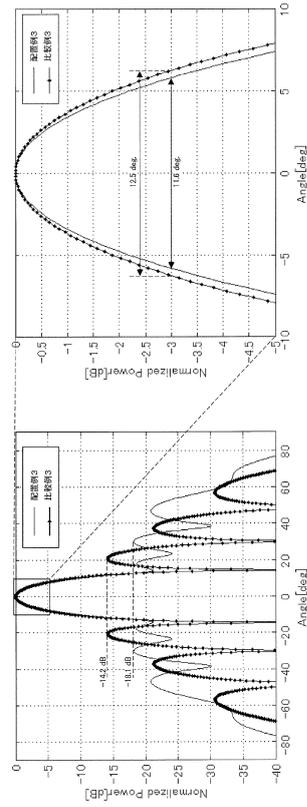
40

50

【図 17】



【図 18】

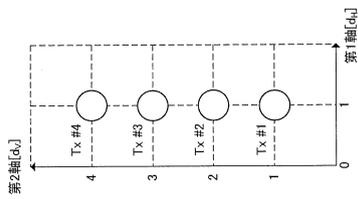


10

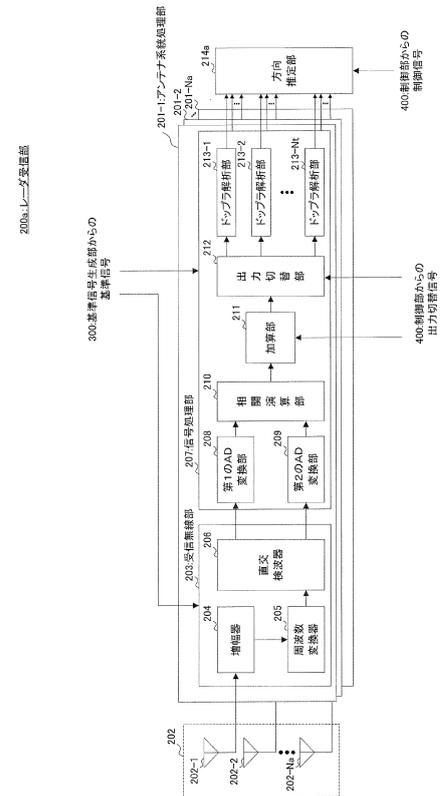
20

【図 19】

108



【図 20】

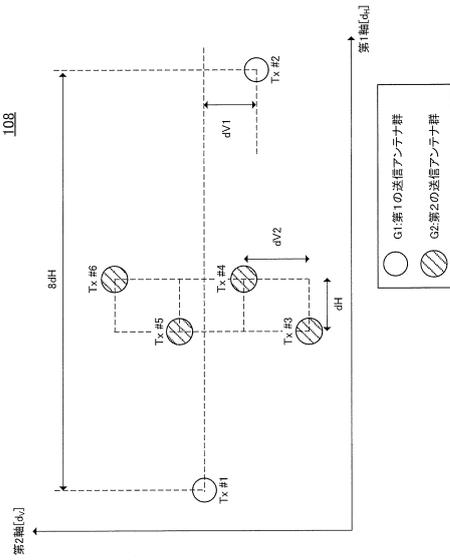


30

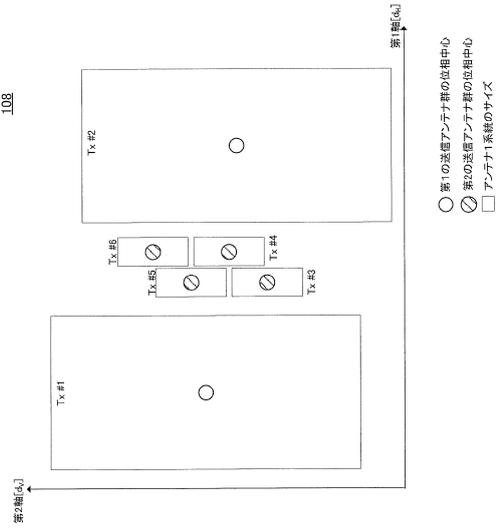
40

50

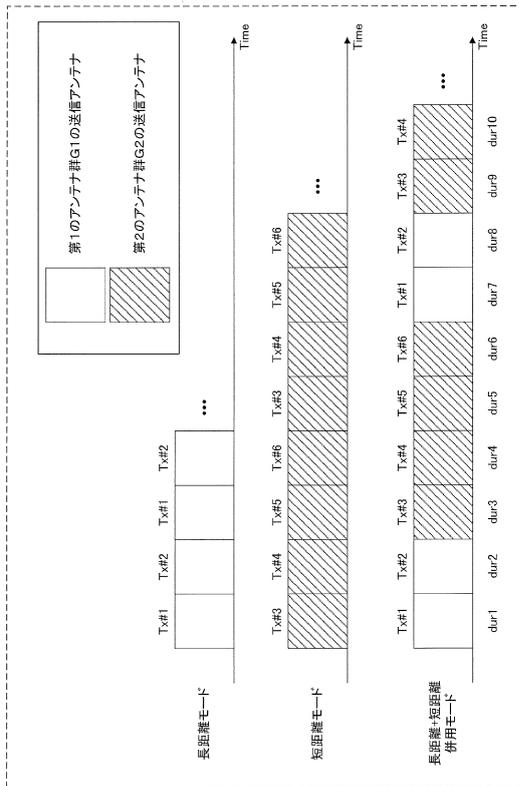
【図 2 1】



【図 2 2】



【図 2 3】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

審査官 梶田 真也

- (56)参考文献 特開 2017 - 058359 (JP, A)
特開 2014 - 064114 (JP, A)
特表 2017 - 521683 (JP, A)
米国特許出願公開第 2017 / 0082730 (US, A1)
欧州特許出願公開第 03471210 (EP, A1)
欧州特許出願公開第 02963442 (EP, A1)
国際公開第 2010 / 122860 (WO, A1)
国際公開第 2016 / 199202 (WO, A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
G01S 7 / 00 - 7 / 42
G01S 13 / 00 - 13 / 95
H01Q 3 / 00 - 3 / 46
H01Q 15 / 00 - 25 / 04