

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6755121号  
(P6755121)

(45) 発行日 令和2年9月16日 (2020.9.16)

(24) 登録日 令和2年8月27日 (2020.8.27)

(51) Int. Cl.	F I
GO 1 S 7/02 (2006.01)	GO 1 S 7/02 2 1 0
GO 1 S 7/03 (2006.01)	GO 1 S 7/03 2 2 0
HO 1 Q 21/08 (2006.01)	HO 1 Q 21/08

請求項の数 9 (全 61 頁)

(21) 出願番号	特願2016-102475 (P2016-102475)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成28年5月23日 (2016.5.23)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2017-58359 (P2017-58359A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成29年3月23日 (2017.3.23)	(74) 代理人	110002952
審査請求日	平成31年1月16日 (2019.1.16)		特許業務法人鷺田国際特許事務所
(31) 優先権主張番号	特願2015-184055 (P2015-184055)	(72) 発明者	岸上 高明
(32) 優先日	平成27年9月17日 (2015.9.17)		大阪府門真市大字門真1006番地 パナ
(33) 優先権主張国・地域又は機関	日本国 (JP)		ソニック株式会社内
		(72) 発明者	佐藤 潤二
			大阪府門真市大字門真1006番地 パナ
			ソニック株式会社内
(出願人による申告) 平成28年度、総務省 140G Hz 帯高精度レーダーの研究開発に係る委託事業、産業 技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願		審査官	山下 雅人
			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】

所定の送信周期にて複数のレーダ信号を複数の送信アンテナのそれぞれから送信するレーダ送信部と、

前記複数のレーダ信号がターゲットにおいて反射された複数の反射波信号を複数の受信アンテナを用いて受信するレーダ受信部と、

を具備し、

前記複数の送信アンテナは、第1の方向に配置されるN t 1個の送信アンテナと、前記第1の方向と直交する第2の方向に配置されるN t 2個の送信アンテナと、を含み、

前記複数の受信アンテナは、前記第1の方向に配置されるN a 1個の受信アンテナと、前記第2の方向に配置されるN a 2個の受信アンテナと、を含み、

前記第1の方向において、前記N t 1個の送信アンテナ間の各素子間隔、及び、前記N a 1個の受信アンテナ間の各素子間隔は、それぞれ第1の間隔の整数倍の値であり、全て異なる値であり、

前記第2の方向において、前記N t 2個の送信アンテナ間の各素子間隔、及び、前記N a 2個の受信アンテナ間の各素子間隔は、それぞれ第2の間隔の整数倍の値であり、全て異なる値であり、

前記N t 1個の送信アンテナの前記第1の方向におけるアンテナ素子間隔の総和は、前記N a 1個の受信アンテナの前記第1の方向におけるアンテナ素子間隔の最小値よりも小さく、又は、前記N a 1個の受信アンテナの前記第1の方向におけるアンテナ素子間隔の

10

20

総和は、前記  $N_t 1$  個の送信アンテナの前記第 1 の方向におけるアンテナ素子間隔の最小値よりも小さく、

前記  $N_t 2$  個の送信アンテナの前記第 2 の方向におけるアンテナ素子間隔の総和は、前記  $N_a 2$  個の受信アンテナの前記第 2 の方向におけるアンテナ素子間隔の最小値よりも小さい、又は、前記  $N_a 2$  個の受信アンテナの前記第 2 の方向におけるアンテナ素子間隔の総和は、前記  $N_t 2$  個の送信アンテナの前記第 2 の方向におけるアンテナ素子間隔の最小値よりも小さい、

レーダ装置。

【請求項 2】

前記第 1 の方向において、前記  $N_t 1$  個の送信アンテナと前記  $N_a 1$  個の受信アンテナとでは、

10

アンテナ個数が少ないアンテナの素子間隔の最大値は、アンテナ個数が多いアンテナの素子間隔の最大値よりも大きく、

前記第 2 の方向において、前記  $N_t 2$  個の送信アンテナと前記  $N_a 2$  個の受信アンテナとでは、

アンテナ個数が少ないアンテナの素子間隔の最大値は、アンテナ個数が多いアンテナの素子間隔の最大値よりも大きい、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 3】

前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーを用いて受信した信号として、受信処理し、

20

前記仮想受信アレーにおいて、前記第 1 の方向に配置される  $N_t 1 \times N_a 1$  個の仮想アンテナ素子のうちの任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は、前記第 1 の間隔の 1 以上の整数倍であり、複数の前記任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、1 倍から第 1 所定値倍までの全てを含む、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 4】

前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーを用いて受信した信号として、受信処理し、

30

前記仮想受信アレーにおいて、前記第 2 の方向に配置される  $N_t 2 \times N_a 2$  個の仮想アンテナ素子のうちの任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は、前記第 2 の間隔の 1 以上の整数倍であり、複数の前記任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、1 倍から第 2 所定値倍までの全てを含む、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 5】

前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナの少なくとも一方のアンテナは複数のサブアレー素子で構成され、

前記少なくとも一方のアンテナの前記第 1 の方向の各アンテナのサイズが 1 波長以上の場合、前記  $N_t 1$  個の送信アンテナの各素子間隔と前記  $N_a 1$  個の受信アンテナの各素子間隔との間で、各素子間隔の差が 1 波長未満となる組み合わせが少なくとも 1 つ含まれ、

40

前記少なくとも一方のアンテナの前記第 2 の方向の各アンテナのサイズが 1 波長以上の大きい場合、前記  $N_t 2$  個の送信アンテナの各素子間隔と前記  $N_a 2$  個の受信アンテナの各素子間隔との間で、素子間隔の差が 1 波長未満となる組み合わせが少なくとも 1 つ含まれる、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 6】

前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、 $(N_t 1 + N_t 2 - 1)$  個の送信アンテナ及び  $(N_a 1 + N_a 2 - 1)$  個の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーの

50

全ての素子における素子間ベクトルが示す位置に仮想的に配置された仮想面配置アレーアンテナを用いて受信した信号として、受信処理し、

前記仮想受信アレーにおいて、前記第1の方向に配置される $N_{t1} \times N_{a1}$ 個の仮想アンテナ素子のうちの任意の2つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は、前記第1の間隔の1以上の整数倍であり、複数の前記任意の2つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、1倍から第1所定値倍までの全てを含む、

請求項1に記載のレーダ装置。

【請求項7】

前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、 $(N_{t1} + N_{t2} - 1)$ 個の送信アンテナ及び $(N_{a1} + N_{a2} - 1)$ 個の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーの全ての素子における素子間ベクトルが示す位置に仮想的に配置された仮想面配置アレーアンテナを用いて受信した信号として、受信処理し、

10

前記仮想受信アレーにおいて、前記第2の方向に配置される $N_{t2} \times N_{a2}$ 個の仮想アンテナ素子のうちの任意の2つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は、前記第2の間隔の1以上の整数倍であり、複数の前記任意の2つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、1倍から第2所定値倍までの全てを含む、

請求項1に記載のレーダ装置。

【請求項8】

$(N_{t1} + N_{t2} - 1)$ 個の送信アンテナは、 $N_{t1} \times N_{t2}$ が最大となるように、前記第1の方向に前記 $N_{t1}$ 個の送信アンテナおよび前記第2の方向に前記 $N_{t2}$ 個の送信アンテナが配置され、

20

$(N_{a1} + N_{a2} - 1)$ 個の受信アンテナは、 $N_{a1} \times N_{a2}$ が最大となるように、前記第1の方向に前記 $N_{a1}$ 個の受信アンテナおよび前記第2の方向に前記 $N_{a2}$ 個の受信アンテナが配置される、

請求項1から7までのいずれか一項に記載のレーダ装置。

【請求項9】

$(N_{t1} + N_{t2} - 1)$ 個の送信アンテナ及び $(N_{a1} + N_{a2} - 1)$ 個の受信アンテナは、L字型、T字型又は十字型に配置される、

請求項1に記載のレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

30

【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。

【0003】

40

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要求され、（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要求される。

【0004】

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。

【0005】

50

一つ目は、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多くの走査が必要となるので、高速移動するターゲットに対する追従性が劣化する。

【0006】

二つ目は、複数のアンテナ（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、アンテナ間隔に対する受信位相差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、走査時間の短縮化が図れ、一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。

【0007】

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）。

【0008】

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）を構成することができる。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。

【0009】

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2次元におけるビーム走査を行う場合にもMIMOレーダが適用可能である。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0010】

【非特許文献1】Jian Li, Stoica, Petre, "MIMO Radar with Colocated Antennas," Signal Processing Magazine, IEEE Vol. 24, Issue: 5, pp. 106-114, 2007

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

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数の制約（例えば、送信4アンテナ程度／受信4アンテナ程度）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される。

【0012】

本開示の一態様は、仮想受信アレーにおける開口長を最大限拡大することができるレーダ装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本開示の一態様に係るレーダ装置は、所定の送信周期にて複数のレーダ信号を複数の送信アンテナのそれぞれから送信するレーダ送信部と、前記複数のレーダ信号がターゲットにおいて反射された複数の反射波信号を複数の受信アンテナを用いて受信するレーダ受信部と、を具備し、前記複数の送信アンテナは、第1の方向に配置される $N+1$ 個の送信アンテナと、前記第1の方向と直交する第2の方向に配置される $N+2$ 個の送信アンテナと、を含み、前記複数の受信アンテナは、前記第1の方向に配置される $N+1$ 個の受信アン

10

20

30

40

50

テナと、前記第 2 の方向に配置される  $N_a$  2 個の受信アンテナと、を含み、前記第 1 の方向において、前記  $N_t$  1 個の送信アンテナ間の各素子間隔、及び、前記  $N_a$  1 個の受信アンテナ間の各素子間隔は、それぞれ第 1 の間隔の整数倍の値であり、全て異なる値であり、前記第 2 の方向において、前記  $N_t$  2 個の送信アンテナ間の各素子間隔、及び、前記  $N_a$  2 個の受信アンテナ間の各素子間隔は、それぞれ第 2 の間隔の整数倍の値であり、全て異なる値である構成を採る。

【0014】

なお、これらの包括的または具体的な態様は、システム、方法、集積回路、コンピュータプログラム、または、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。

10

【発明の効果】

【0015】

本開示の一態様によれば、仮想受信アレーにおける開口長を最大限拡大することができる。

【0016】

本開示の一態様における更なる利点および効果は、明細書および図面から明らかにされる。かかる利点および/または効果は、いくつかの実施形態並びに明細書およ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つまた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】

20

【0017】

【図1A】送信アンテナの配置例を示す図

【図1B】受信アンテナの配置例を示す図

【図1C】仮想受信アレーの配置例を示す図

【図2A】仮想受信アレーによる指向性パターンを示す図 ( $d = 0.5$ )

【図2B】仮想受信アレーによる指向性パターンを示す図 ( $d = 1.3$ )

【図3】本開示の実施の形態 1 に係るレーダ装置の構成を示すブロック図

【図4】本開示の実施の形態 1 に係るレーダ送信信号の一例を示す図

【図5】本開示の実施の形態 1 に係るレーダ送信信号生成部の他の構成を示すブロック図

【図6】本開示の実施の形態 1 に係る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

30

【図7A】本開示の実施の形態 1 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図

【図7B】本開示の実施の形態 1 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図

【図8】本開示の実施の形態 1 に係る仮想受信アレーによる指向性パターンを示す図

【図9A】本開示の実施の形態 1 のバリエーション 1 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図

【図9B】本開示の実施の形態 1 のバリエーション 1 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図

【図10A】本開示の実施の形態 1 のバリエーション 2 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図

40

【図10B】本開示の実施の形態 1 のバリエーション 2 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図

【図11A】本開示の実施の形態 1 のバリエーション 3 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図

【図11B】本開示の実施の形態 1 のバリエーション 3 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図

【図12】本開示の実施の形態 2 に係るサブアレー化したアンテナ素子を用いた送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図

【図13A】本開示の実施の形態 2 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図

50

- 【図 1 3 B】本開示の実施の形態 2 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図
- 【図 1 4】本開示の実施の形態 1 に係る仮想受信アレーによる指向性パターンを示す図
- 【図 1 5 A】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 1 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 1 5 B】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 1 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図
- 【図 1 5 C】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 1 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 1 6】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 2 に係るサブアレー化したアンテナ素子を用いた送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 1 7 A】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 3 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 1 7 B】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 3 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図
- 【図 1 8】開示の実施の形態 2 のバリエーション 3 に係るサブアレー化したアンテナ素子を用いた送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 1 9】開示の実施の形態 2 のバリエーション 4 に係るサブアレー化したアンテナ素子を用いた送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 2 0 A】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 4 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 2 0 B】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 4 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図
- 【図 2 1 A】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 5 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 2 1 B】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 5 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図
- 【図 2 2 A】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 6 に係る送信アンテナ及び受信アンテナの配置例を示す図
- 【図 2 2 B】本開示の実施の形態 2 のバリエーション 6 に係る仮想受信アレーの配置例を示す図
- 【図 2 3 A】本開示の送信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 3 B】本開示の送信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 3 C】本開示の送信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 3 D】本開示の送信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 3 E】本開示の送信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 3 F】本開示の送信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 4 A】本開示の受信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 4 B】本開示の受信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 4 C】本開示の受信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 4 D】本開示の受信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 4 E】本開示の受信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 4 F】本開示の受信アンテナの配置の一例を示す図
- 【図 2 5】方向推定部の他の構成を示す図
- 【図 2 6】方向推定部の動作説明に用いる 3 次元座標系を示す図
- 【図 2 7】図 9 A のアンテナ配置及び、図 9 B の仮想受信アレーの配置を用いて構成した仮想面配置アレーアンテナを示す図
- 【図 2 8 A】素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 1)$  が示す位置に仮想的に配置した素子を示す図
- 【図 2 8 B】素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 2)$  が示す位置に仮想的に配置した素子を示す図
- 【図 2 9 A】図 9 B に示す仮想受信アレーを用いて、2 次元における方向推定処理を条件 A において計算機シミュレーションした結果を示す図

10

20

30

40

50

【図 2 9 B】図 9 B に示す仮想受信アレーを用いて、2 次元における方向推定処理を条件 B において計算機シミュレーションした結果を示す図

【図 2 9 C】図 2 7 に示した仮想面配置アレーアンテナを用いて、2 次元における方向推定処理を条件 A において計算機シミュレーション結果を示す図

【図 2 9 D】図 2 7 に示した仮想面配置アレーアンテナを用いて、2 次元における方向推定処理を条件 B において計算機シミュレーション結果を示す図

【発明を実施するための形態】

【0018】

[ 本開示の一態様をするに至った経緯 ]

図 1 A は、4 個の送信アンテナ (Tx#1 ~ Tx#4) を含む送信アレーアンテナのアンテナ配置を示し、図 1 B は、4 個の受信アンテナ (Rx#1 ~ Rx#4) を含む受信アレーアンテナのアンテナ配置を示す。

【0019】

図 1 A 及び図 1 B において、 $d_H$  は受信アンテナの水平方向の素子間隔を示し、 $d_V$  は受信アンテナの垂直方向の素子間隔を示す。また、図 1 A では、送信アンテナの水平方向及び垂直方向の素子間隔は、それぞれ、 $2 d_H$ 、 $2 d_V$  とする。

【0020】

図 1 C は、図 1 A 及び図 1 B に示すアンテナ配置の送受信アレーアンテナを含む仮想受信アレーを示す。

【0021】

図 1 C に示すように、仮想受信アレーは、水平方向に 4 アンテナ、垂直方向に 4 アンテナが面的に配置された 16 素子の仮想受信アンテナ (VA#1 ~ VA#16) を含む。

【0022】

図 1 C では、仮想受信アンテナの水平方向及び垂直方向の素子間隔は、それぞれ、 $d_H$ 、 $d_V$  となる。すなわち、仮想受信アレーの水平方向及び垂直方向の開口長  $D_H$ 、 $D_V$  は、 $3 d_H$ 、 $3 d_V$  となる。

【0023】

一例として、素子間隔  $d = d_H = d_V$ 、開口長  $D = D_H = D_V$  の仮想受信アレーを用いた、等振幅ウェイトであり、かつ、フーリエビームによるビーム幅 (フーリエビーム幅)  $BW$  は、次式で表される。なお、 $d$  は送信ブランチから送信される無線信号 (RF 信号) のキャリア周波数の波長を示す。

$$BW = 0.7 \pi / D \text{ [rad]}$$

【0024】

図 1 C に示す仮想受信アレー ( $D = 3 d$ ) では、フーリエビーム幅  $BW = 0.7 \pi / 3 d \text{ [rad]}$  となる。

【0025】

例えば、 $d = 0.5$  ではフーリエビーム幅  $BW = 0.7 \pi / 1.5 \text{ [rad]} = 30^\circ$  であり、 $d = 0.7$  ではフーリエビーム幅  $BW = 0.7 \pi / 2.1 \text{ [rad]} = 19^\circ$  である。

【0026】

素子間隔  $d$  を更に広くすることにより、フーリエビーム幅  $BW$  をより狭くすることができる。しかし、素子間隔  $d$  を広くするほど、メインビームに比較的近い角度においてグレーティングローブが発生し、誤検出が増大してしまう。

【0027】

例えば、図 2 A は素子間隔  $d = 0.5$  における指向性パターンを示し、図 2 B は、素子間隔  $d = 1.3$  における指向性パターンを示す。なお、図 2 A 及び図 2 B では、メインビームが  $0^\circ$  方向に形成されている。

【0028】

図 2 A に示すように、素子間隔  $d = 0.5$  では、メインビームのフーリエビーム幅  $BW$  が  $30^\circ$  程度と比較的広くなる。また、図 2 A では、 $\pm 90^\circ$  の範囲においてグレーテ

10

20

30

40

50

イングローブは発生しない。

【 0 0 2 9 】

一方、図 2 B に示すように、素子間隔  $d = 1.3$  では、メインビームのフーリエビーム幅  $BW$  が  $10^\circ$  程度と比較的狭くなるが、メインビーム ( $0^\circ$  方向) から  $\pm 50^\circ$  程度離れた角度にグレーティングローブが発生する。

【 0 0 3 0 】

例えば、図 2 B において、広角レーダの検知角が  $\pm 25^\circ$  程度以上に広いでは、検知角度範囲内にグレーティングローブが発生することになり、誤検出が増加する。

【 0 0 3 1 】

このように、フーリエビーム幅  $BW$  を狭めるために素子間隔  $d$  を広くすることには制約がある。また、素子間隔  $d$  を広くする代わりに、アンテナ素子数を増やすことにより開口長  $D$  を広くしてもよいが、低コスト化を考慮すると、仮想受信アレーの開口長  $D$  にも制約が生じる。

【 0 0 3 2 】

上記制約の下で  $10^\circ$  程度の角度分解能を実現するに、DOA 推定アルゴリズムとして、例えば、MUSIC、Capon 法等を用いる場合、固有値分解又は逆行列演算を行うための演算量が増加する。また、高分解能を実現する DOA 推定アルゴリズムを適用する場合でも、SNR (Signal to Noise Ratio) が十分に高くなければ、高い角度分離性能は得ることは困難である。

【 0 0 3 3 】

本開示に係る一態様は、MIMOレーダを用いて垂直方向及び水平方向の 2 次元においてビーム走査を行う場合に、垂直方向及び水平方向の仮想受信アレーの開口長を最大限拡大する。このような仮想受信アレーを用いることで、少ないアンテナ素子数による角度分解能の向上を可能とし、レーダ装置の小型化、低コスト化を図る。

【 0 0 3 4 】

以下、本開示の一態様に係る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。

【 0 0 3 5 】

なお、以下では、レーダ装置において、送信ブランチにおいて、複数の送信アンテナから符号分割多重された異なる送信信号を送出し、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について説明する。しかし、レーダ装置の構成は、これに限定されず、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時分割多重された送信信号を送出し、受信ブランチで、受信処理を行う構成でもよい。

【 0 0 3 6 】

[ 実施の形態 1 ]

[ レーダ装置の構成 ]

図 3 は、本実施の形態に係るレーダ装置 10 の構成を示すブロック図である。

【 0 0 3 7 】

レーダ装置 10 は、レーダ送信部 (送信ブランチ) 100 と、レーダ受信部 (受信ブランチ) 200 と、基準信号生成部 300 と、を有する。

【 0 0 3 8 】

レーダ送信部 100 は、基準信号生成部 300 から受け取るリファレンス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 106 - 1 ~ 106 - Nt によって構成される送信アレーアンテナを用いて、レーダ送信信号を所定の送信周期にて送信する。

【 0 0 3 9 】



レーダ受信部 200 は、ターゲット（図示せず）により反射し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 202 - 1 ~ 202 - N<sub>a</sub> を含む受信アレーアンテナを用いて受信する。レーダ受信部 200 は、基準信号生成部 300 から受け取るリファレンス信号を用いて、下記の処理動作を行うことで、レーダ送信部と同期した処理を行う。すなわち、レーダ受信部 200 は、各受信アンテナ 202 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、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（4 輪及び 2 輪を含む）又は人を含む。

#### 【0040】

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、基準信号としてのリファレンス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。

#### 【0041】

[レーダ送信部 100 の構成]

レーダ送信部 100 は、レーダ送信信号生成部 101 - 1 ~ 101 - N<sub>t</sub> と、送信無線部 105 - 1 ~ 105 - N<sub>t</sub> と、送信アンテナ 106 - 1 ~ 106 - N<sub>t</sub> と、を有する。すなわち、レーダ送信部 100 は、N<sub>t</sub> 個の送信アンテナ 106 を有し、各送信アンテナ 106 は、それぞれ個別のレーダ送信信号生成部 101 及び送信無線部 105 に接続されている。

#### 【0042】

レーダ送信信号生成部 101 は、基準信号生成部 300 から受け取るリファレンス信号を所定数倍したタイミングクロックを生成し、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、所定のレーダ送信周期 (Tr) にてレーダ送信信号を繰り返し出力する。レーダ送信信号は、 $r_z(k, M) = I_z(k, M) + j Q_z(k, M)$  で表される。ここで、 $z$  は各送信アンテナ 106 に対応する番号を表し、 $z = 1, \dots, N_t$  である。また、 $j$  は虚数単位を表し、 $k$  は離散時刻を表し、 $M$  はレーダ送信周期の序数を表す。

#### 【0043】

各レーダ送信信号生成部 101 は、符号生成部 102 と、変調部 103 と、LPF (Low Pass Filter) 104 とを含む。以下、第  $z$  番目 ( $z=1, \dots, N_t$ ) の送信アンテナ 106 に対応するレーダ送信信号生成部 101 -  $z$  における各構成部について説明する。

#### 【0044】

具体的には、符号生成部 102 は、レーダ送信周期 Tr 毎に、符号長 L の符号系列の符号  $a(z)_n$  ( $n=1, \dots, L$ ) (パルス符号) を生成する。各符号生成部 102 - 1 ~ 102 - N<sub>t</sub> において生成される符号  $a(z)_n$  ( $z=1, \dots, N_t$ ) には、互いに低相関又は無相関となる符号が用いられる。符号系列としては、例えば、Walsh-Hadamard 符号、M 系列符号、Gold 符号などが挙げられる。

#### 【0045】

変調部 103 は、符号生成部 102 から受け取る符号  $a(z)_n$  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 (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 から受け取る変調信号のうち、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無線部 105 へ出力する。

#### 【0047】

第  $z$  ( $z=1, \dots, N_t$ ) 番目の送信無線部 105 は、第  $z$  番目のレーダ送信信号生成部 101 から出力されるベースバンドのレーダ送信信号に対して周波数変換を施してキャリア周波数 (Radio Frequency: RF) 帯のレーダ送信信号を生成し、送信増幅器により所定の送信電力 P [dB] に増幅して第  $z$  番目の送信アンテナ 106 へ出力する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 8 】

第  $z$  ( $z=1, \dots, N_t$ ) 番目の送信アンテナ 1 0 6 は、第  $z$  番目の送信無線部 1 0 5 から出力されるレーダ送信信号を空間に放射する。

## 【 0 0 4 9 】

図 4 は、レーダ送信部 1 0 0 の  $N_t$  個の送信アンテナ 1 0 6 から送信されるレーダ送信信号を示す。符号送信区間  $T_w$  内には符号長  $L$  のパルス符号系列が含まれる。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。1 つのパルス符号 ( $a(z)_n$ ) 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、 $N_r (=N_o \times L)$  個のサンプルの信号が含まれる。すなわち、変調部 1 0 3 におけるサンプリングレートは、 $(N_o \times L) / T_w$  である。また、無信号区間 ( $T_r - T_w$ ) には、 $N_u$  個のサンプルが含まれる。

10

## 【 0 0 5 0 】

なお、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 3 に示す符号生成部 1 0 2、変調部 1 0 3 及び L P F 1 0 4 を有さず、代わりに符号記憶部 1 1 1 及び D A 変換部 1 1 2 を備える。符号記憶部 1 1 1 は、符号生成部 1 0 2 (図 3) 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。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) をアナログ信号に変換する。

## 【 0 0 5 1 】

20

## [ レーダ受信部 2 0 0 の構成 ]

図 3 において、レーダ受信部 2 0 0 は、 $N_a$  個の受信アンテナ 2 0 2 を備え、アレーアンテナを構成する。また、レーダ受信部 2 0 0 は、 $N_a$  個のアンテナ系統処理部 2 0 1 - 1 ~ 2 0 1 -  $N_a$  と、方向推定部 2 1 4 と、を有する。

## 【 0 0 5 2 】

各受信アンテナ 2 0 2 は、ターゲット (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、対応するアンテナ系統処理部 2 0 1 へ受信信号として出力する。

## 【 0 0 5 3 】

各アンテナ系統処理部 2 0 1 は、受信無線部 2 0 3 と、信号処理部 2 0 7 とを有する。

30

## 【 0 0 5 4 】

受信無線部 2 0 3 は、増幅部 2 0 4 と、周波数変換器 2 0 5 と、直交検波器 2 0 6 と、を有する。受信無線部 2 0 3 は、基準信号生成部 3 0 0 から受け取るリファレンス信号を所定数倍したタイミングクロックを生成し、生成したタイミングクロックに基づいて動作する。具体的には、増幅器 2 0 4 は、受信アンテナ 2 0 2 から受け取る受信信号を所定レベルに増幅し、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し、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。

## 【 0 0 5 5 】

信号処理部 2 0 7 は、A D 変換部 2 0 8、2 0 9 と、分離部 2 1 0 - 1 ~ 2 1 0 -  $N_t$  と、を有する。

40

## 【 0 0 5 6 】

A D 変換部 2 0 8 には、直交検波器 2 0 6 から I 信号が入力され、A D 変換部 2 0 9 には、直交検波器 2 0 6 から Q 信号が入力される。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。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 5 7 】

ここで、A D 変換部 2 0 8、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

50

サブパルスあたりのオーバーサンプル数は $N_s$ となる。

【0058】

以下の説明では、I信号 $I_r(k, M)$ 及びQ信号 $Q_r(k, M)$ を用いて、AD変換部208、209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 $x(k, M) = I_r(k, M) + j Q_r(k, M)$ と表す。また、以下では、離散時刻 $k$ 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207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 $k = (N_r + N_u) N_s / N_o$ まで周期的に動作する。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。

【0059】

信号処理部207は、送信アンテナ106の個数分の系統数に等しい $N_t$ 個の分離部210を含む。各分離部210は、相関演算部211と、加算部212と、ドップラー周波数解析部213と、を有する。以下、第 $z$  ( $z=1, \dots, N_t$ )番目の分離部210の構成について説明する。

【0060】

相関演算部211は、レーダ送信周期 $T_r$ 毎に、AD変換部208、209から受け取る離散サンプル値 $I_r(k, M)$ 及び $Q_r(k, M)$ を含む離散サンプル値 $x(k, M)$ と、レーダ送信部100において送信される符号長 $L$ のパルス符号 $a(z)_n$  (ただし、 $z=1, \dots, N_t$ ,  $n=1, \dots, L$ )との相関演算を行う。例えば、相関演算部211は、離散サンプル値 $x(k, M)$ と、パルス符号 $a(z)_n$ 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 $T_r[M]$ における離散時刻 $k$ のスライディング相関演算の相関演算値 $AC_{(z)}(k, M)$ は、次式に基づき算出される。

【数1】

$$AC_{(z)}(k, M) = \sum_{n=1}^L x(k + N_s(n-1), M) a(z)_n^* \quad (1)$$

【0061】

上式において、アスタリスク(\*)は複素共役演算子を表す。

【0062】

相関演算部211は、例えば、式(1)に従って、 $k = 1, \dots, (N_r + N_u) N_s / N_o$ の期間に渡って相関演算を行う。

【0063】

なお、相関演算部211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10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。これにより、レーダ装置10では、相関演算部211の演算処理量の低減が可能となる。例えば、相関演算部211は、 $k = N_s(L+1), \dots, (N_r + N_u) N_s / N_o - N_s L$ に測定レンジを限定してもよい。この場合、図6に示すように、レーダ装置10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。

【0064】

これにより、レーダ装置10は、レーダ送信信号がレーダ受信部200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211による処理が行われないので、回り込みの影響を排除した測定が可能となる。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212、ドップラー周波数解析部213及び方向推定部214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200における消費電力を低減できる。

【0065】

加算部212は、第M番目のレーダ送信周期 $T_r$ の離散時刻 $k$ 毎に相関演算部211から受け取る相関演算値 $AC_{(z)}(k, M)$ を用いて、所定回数( $N_p$ 回)のレーダ送信周期 $T_r$ の期間( $T$

10

20

30

40

50

$r \times N_p$ ) に渡って、相関演算値  $AC_{(z)}(k, M)$  を加算 (コヒーレント積分) する。期間 ( $Tr \times N_p$ ) に渡る加算数  $N_p$  の加算 (コヒーレント積分) 処理は次式で表される。

【数 2】

$$CI_{(z)}(k, m) = \sum_{g=1}^{N_p} AC_{(z)}(k, N_p(m-1) + g) \quad (2)$$

【0066】

ここで、 $CI_{(z)}(k, m)$  は相関演算値の加算値 (以下、相関加算値と呼ぶ) を表し、 $N_p$  は 1 以上の整数値であり、 $m$  は加算部 212 における加算回数  $N_p$  を 1 個の単位とした場合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、 $z=1, \dots, N_t$  である。

10

【0067】

加算部 212 は、レーダ送信周期  $Tr$  を単位として得られた相関演算部 211 の出力を一つの単位として、 $N_p$  回の加算を行う。つまり、加算部 212 は、相関演算値  $AC_{(z)}(k, N_p(m-1)+1) \sim AC_{(z)}(k, N_p \times m)$  を一単位として、離散時刻  $k$  のタイミングを揃えて加算した相関値  $CI_{(z)}(k, m)$  を離散時刻  $k$  毎に算出する。これにより、加算部 212 は、相関演算値の  $N_p$  回に渡る加算の効果により、ターゲットからの反射波信号が高い相関を有する範囲において、反射波信号の SNR を向上できる。よって、レーダ受信部 200 は、ターゲットの到来距離の推定に関する測定性能を向上できる。

【0068】

20

なお、理想的な加算利得を得るためには、相関演算値の加算回数  $N_p$  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条件が必要である。つまり、加算回数  $N_p$  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ー周波数の変動量が大きいため、高い相関を有する時間期間が短くなるため、加算回数  $N_p$  は小さい値となり、加算部 212 での加算による利得向上効果が小さくなる。

【0069】

ドップラー周波数解析部 213 は、離散時刻  $k$  毎に得られた加算部 212 の  $N_c$  個の出力である  $CI_{(z)}(k, N_c(w-1)+1) \sim CI_{(z)}(k, N_c \times w)$  を一単位として、離散時刻  $k$  のタイミングを揃えてコヒーレント積分を行う。例えば、ドップラー周波数解析部 213 は、次式に示すように、 $2N_f$  個の異なるドップラー周波数  $f_s$  に応じた位相変動  $(f_s) = 2 f_s (Tr \times N_p)$  を補正した後に、コヒーレント積分を行う。

30

【数 3】

$$\begin{aligned} FT\_CI_{(z)}^{Nant}(k, f_s, w) &= \sum_{q=0}^{N_c-1} CI_{(z)}(k, N_c(w-1) + q + 1) \exp[-j\phi(f_s)q] \\ &= \sum_{q=0}^{N_c-1} CI_{(z)}(k, N_c(w-1) + q + 1) \exp[-j2\pi f_s T_r N_p q \Delta\phi] \end{aligned}$$

40

(3)

【0070】

ここで、 $FT\_CI_{(z)}^{Nant}(k, f_s, w)$  は、ドップラー周波数解析部 213 における第  $w$  番目の出力であり、第  $Nant$  番目のアンテナ系統処理部 201 における離散時刻  $k$  でのドップラー周波数  $f_s$  のコヒーレント積分結果を示す。ただし、 $Nant=1 \sim N_a$  であり、 $f_s=-N_f+1, \dots, 0, \dots, N_f$  であり、 $k=1, \dots, (Nr + Nu) N_s / N_o$  であり、 $w$  は 1 以上の整数であり、は位相回転単位である。

【0071】

これにより、各アンテナ系統処理部 201 は、離散時刻  $k$  毎の  $2N_f$  個のドップラー周波

50

数成分に応じたコヒーレント積分結果である $FT\_CI_{(z)}^{Nant}(k, -Nf+1, w), \dots, FT\_CI_{(z)}^{Nant}(k, Nf-1, w)$ を、レーダ送信周期間 $T_r$ の複数回 $N_p \times N_c$ の期間( $T_r \times N_p \times N_c$ )毎に得る。なお、 $j$ は虚数単位であり、 $z=1, \dots, N_t$ である。

【0072】

$=1/N_c$ とした場合、上述したドップラー周波数解析部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212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。

【0073】

また、 $N_f$ を2のべき乗の数に設定することで、ドップラー周波数解析部213では、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 $CI_{(z)}(k, N_c(w-1)+q) = 0$ とするゼロ埋め処理を行うことで、同様にFFT処理を適用でき、演算処理量を削減できる。

【0074】

また、ドップラー周波数解析部213において、FFT処理の代わりに、上式(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、ドップラー周波数解析部213は、離散時刻 $k$ 毎に得られた加算部212の $N_c$ 個の出力である $CI_{(z)}(k, N_c(w-1)+q+1)$ に対して、 $f_s = -N_f+1, \dots, 0, \dots, N_f-1$ に対応する係数 $\exp[-j2\pi f_s T_r N_p q]$ を生成し、逐次的に積和演算処理してもよい。ここで、 $q = 0 \sim N_c - 1$ である。

【0075】

なお、以下の説明では、 $N_a$ 個のアンテナ系統処理部201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 $FT\_CI_{(z)}^1(k, f_s, w), FT\_CI_{(z)}^2(k, f_s, w), \dots, FT\_CI_{(z)}^{Na}(k, f_s, w)$ を、次式のように仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ として表記する。仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ は、送信アンテナ数 $N_t$ と受信アンテナ数 $N_a$ 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202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、 $z=1, \dots, N_t$ であり、 $b = 1, \dots, N_a$ である。

【数4】

$$\mathbf{h}(k, f_s, w) = \begin{bmatrix} FT\_CI_{(1)}^1(k, f_s, w) \\ FT\_CI_{(2)}^1(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT\_CI_{(N_t)}^1(k, f_s, w) \\ FT\_CI_{(1)}^2(k, f_s, w) \\ FT\_CI_{(2)}^2(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT\_CI_{(N_t)}^2(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT\_CI_{(1)}^{Na}(k, f_s, w) \\ FT\_CI_{(2)}^{Na}(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT\_CI_{(N_t)}^{Na}(k, f_s, w) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^1(k, f_s, w) \\ \mathbf{h}^2(k, f_s, w) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{Na}(k, f_s, w) \end{bmatrix} \quad (4)$$

【数 5】

$$\mathbf{h}^b(k, fs, w) = \begin{bmatrix} FT\_CI_{(1)}^b(k, fs, w) \\ FT\_CI_{(2)}^b(k, fs, w) \\ \vdots \\ FT\_CI_{(Nt)}^b(k, fs, w) \end{bmatrix} \quad (5)$$

【0076】

10

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。

【0077】

方向推定部214は、アンテナ系統処理部201-1～201-Naから出力されるw番目のドップラー周波数解析部213の仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, fs, w)$ に対してアレー補正值 $h_{cal}[y]$ を用いてアンテナ系統処理部201間の位相偏差及び振幅偏差を補正した仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{after\_cal}(k, fs, w)$ を算出する。仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{after\_cal}(k, fs, w)$ は次式で表される。なお、 $y = 1, \dots, (Nt \times Na)$ である。

【数 6】

20

$$\mathbf{h}_{after\_cal}(k, fs, w) = \mathbf{CA} \mathbf{h}(k, fs, w)$$

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

【0078】

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 $\mathbf{h}_{after\_cal}(k, fs, w)$ は、 $Na \times Nr$ 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 $\mathbf{h}_{after\_cal}(k, fs, w)$ の各要素を $h_1(k, fs, w), \dots, h_{Na \times Nr}(k, fs, w)$ と表記して、方向推定処理の説明に用いる。

30

【0079】

〔レーダ装置10におけるアンテナ配置〕

以上の構成を有するレーダ装置10におけるNt個の送信アンテナ106及びNa個の受信アンテナ202の配置について説明する。

【0080】

Nt個の送信アンテナ106及びNa個の受信アンテナ202の各々は、水平方向及び垂直方向において不等間隔に配置される。

40

【0081】

具体的には、水平方向に直線上に配置される $N_{TH}$  ( $Nt1$ と表すこともある)個の送信アンテナ106の各素子間隔、及び、水平方向に直線上に配置される $N_{RH}$  ( $Na1$ と表すこともある)個の受信アンテナ202の各素子間隔は、それぞれ所定値 $d_H$  (第1の所定値に相当)の整数倍の関係であり、これらの素子間隔は全て異なる値となる。

【0082】

同様に、垂直方向に直線上に配置される $N_{TV}$  ( $Nt2$ と表すこともある)個の送信アンテナ106の各素子間隔、及び、垂直方向に直線上に配置される $N_{RV}$  ( $Na2$ と表すこともある)個の受信アンテナ202の各素子間隔は、それぞれ所定値 $d_V$  (第2の所定値に相当)の整数倍の関係であり、これらの素子間隔は全て異なる値となる。

50

## 【0083】

また、本実施の形態に係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置では以下の制約条件を満たすものとする。

## 【0084】

なお、送信アンテナ106の水平方向に直線上に配置されるアンテナ素子数を $N_{TH}$ 本とし、それぞれの素子間隔を $d_{H1}, d_{H2}, \dots, d_{H(NTH-1)}$ とする。また、受信アンテナ202の水平方向に直線上に配置されるアンテナ素子数を $N_{RH}$ 本とし、それぞれの素子間隔を $d_{RH1}, d_{RH2}, \dots, d_{RH(NRH-1)}$ とする。

## 【0085】

また、送信アンテナ106の垂直方向に直線上に配置されるアンテナ素子数を $N_{TV}$ 本とし、それぞれの素子間隔を $d_{V1}, d_{V2}, \dots, d_{V(NTV-1)}$ とする。また、受信アンテナ202の垂直方向に直線上に配置されるアンテナ素子数を $N_{RV}$ 本とし、それぞれの素子間隔を $d_{RV1}, d_{RV2}, \dots, d_{RV(NRV-1)}$ とする。

10

## 【0086】

<条件A-1>

水平方向に直線上に配置される受信アンテナ202の素子間隔の総和（受信アンテナ202の水平方向の開口長）は、水平方向に直線上に配置される送信アンテナ106の素子間隔の最小値よりも小さい。

$$\min(d_{RH1}, d_{RH2}, \dots) > (d_{H1} + d_{H2} + \dots)$$

## 【0087】

20

または、水平方向に直線上に配置される送信アンテナ106の素子間隔の総和（送信アンテナ106の水平方向の開口長）は、水平方向に直線上に配置される受信アンテナ202の素子間隔の最小値よりも小さい。

$$\min(d_{H1}, d_{H2}, \dots) > (d_{RH1} + d_{RH2} + \dots)$$

## 【0088】

つまり、水平方向において、送信アンテナ106及び受信アンテナ202のうち、一方のアンテナの素子間隔の総和は、他方のアンテナの素子間隔の最小値よりも小さい。

## 【0089】

条件A-1を満たすことにより、仮想受信アレーには、 $N_{TH} \times N_{RH}$ 本の水平方向直線アレーが含まれる。例えば、 $N_{TH} = N_{RH} = 3$ の場合、水平方向直線アレーは以下の配置位置の素子によって構成される。

30

$$\{0, d_{H1}, d_{H1} + d_{RH1}, d_{H2}, d_{H1} + d_{RH2}, d_{H1} + d_{RH1} + d_{RH2}, d_{H2} + d_{RH1}, d_{H2} + d_{RH2}, d_{H1} + d_{RH1} + d_{RH2} + d_{RH1} + d_{RH2}\} \times d_H$$

## 【0090】

<条件A-2>

素子間隔 $d_{nth}$ 、 $d_{nrh}$ は、 $N_{TH} \times N_{RH}$ 本の仮想受信アレーのうち、水平方向の直線上に配置される $N_{TH} \times N_{RH}$ 本の水平方向直線アレーの任意の2つの素子間隔として、 $d_{H1}, d_{H2}, d_{H3} \sim d_{Hn}$ （ $n$ は2以上の整数）まで、順次 $d_H$ 毎に増加するように、配置される。ここで、上記所定数は、次式がとり得る最大の自然数である

40

## 【数7】

$$\sum_{nth=1}^{N_{TH}-1} \alpha_{nth} + \sum_{nrh=1}^{N_{RH}-1} \beta_{nrh}$$

## 【0091】

<条件B-1>

垂直方向に直線上に配置される受信アンテナ202の素子間隔の総和（受信アンテナ202の垂直方向の開口長）は、垂直方向に直線上に配置される送信アンテナ106の素子

50

間隔の最小値よりも小さい。

$$\min(d_1, d_2, \dots) > (d_1 + d_2 + \dots)$$

【0092】

または、垂直方向に直線上に配置される送信アンテナ106の素子間隔の総和（送信アンテナ106の垂直方向の開口長）は、垂直方向に直線上に配置される受信アンテナ202の素子間隔の最小値よりも小さい。

$$\min(d_1, d_2, \dots) > (d_1 + d_2 + \dots)$$

【0093】

つまり、垂直方向において、送信アンテナ106及び受信アンテナ202のうち、一方のアンテナの素子間隔の総和は、他方のアンテナの素子間隔の最小値よりも小さい。

10

【0094】

条件B-1を満たすことにより、仮想受信アレーには、 $N_{TV} \times N_{RV}$ 本の垂直方向直線アレーが含まれる。例えば、 $N_{TV} = N_{RV} = 3$ の場合、垂直方向直線アレーは以下の配置位置の素子によって構成される。

$$\{0, d_1, d_1 + d_2, d_1, d_1 + d_2, d_1 + d_2, d_2, d_2 + d_1, d_2 + d_1, d_2 + d_1 + d_2\} \times d_V$$

【0095】

<条件B-2>

素子間隔  $n_{TV}$ 、 $n_{RV}$  は、 $N_{TV} \times N_{RV}$ 本の仮想受信アレーのうち、垂直方向の直線上に配置される  $N_{TV} \times N_{RV}$ 本の垂直方向直線アレーの任意の2つの素子間隔として、 $1 \times d_V$ 、 $2 \times d_V$ 、 $3 \times d_V \sim n \times d_V$ （ $n$ は2以上の整数）まで、順次  $d_V$  毎に増加するように、配置される。ここで、上記所定数は、次式がとり得る最大の自然数である。

20

【数8】

$$\sum_{nTV=1}^{N_{TV}-1} \gamma_{nth} + \sum_{nRV=1}^{N_{RV}-1} \eta_{nrh}$$

【0096】

30

以上、A-1、A-2、B-1、B-2の条件について説明した。

【0097】

仮想受信アレーは、A-1、A-2、B-1、B-2の条件を満たすことにより、水平方向に最長となる不等間隔直線アレー及び垂直方向に最長となる不等間隔直線アレーにおける任意の2つのアレー素子の素子間隔の冗長性を最小化するアレー配置（Minimum Redundancy Array：最小冗長アレー。例えば、参考非特許文献1を参照）となる。これにより、レーダ装置は、アレー開口を増大させることで角度分解能を高めることができ、かつ、検知範囲内においてグレーティングローブが発生しない基本単位（例えば、 $d_H$ 、 $d_V$ ：0.5程度）毎に、アレー素子による空間的なサンプリングができるので、グレーティングローブ及びサイドローブの抑圧を図ることができる。

40

【0098】

（参考非特許文献1）A. Moffet, "Minimum-redundancy linear arrays", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 16, no. 2, (1968), pp. 172-175.

【0099】

次に、図7Aは、送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置例を示す。また、図7Bは、図7Aに示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

【0100】

ここでは、送信アンテナ106の個数  $N_t = 4$  個とし、受信アンテナ202の個数  $N_a = 4$  個とする。また、4個の送信アンテナ106をTx#1~Tx#4で表し、4個の受信アンテナ202をRx#1~Rx#4で表す。

50



## 【0101】

図7Aにおいて、送信アンテナTx#1~Tx#4は、垂直方向に配置した3つのアンテナのうちの上端である送信アンテナTx#1を基点に、水平右方向に更に1つのアンテナを配置し(L字を+90°回転)、受信アンテナRx#1~Rx#4は、水平方向に配置した3つのアンテナのうちの右端である受信アンテナRx#3を基点に垂直上方向に更に1つのアンテナを配置する(L字を-90°回転)。

## 【0102】

また、図7A、図7Bにおいて、 $d_H$ は水平方向の素子間隔の基本単位を示し、 $d_V$ は垂直方向の素子間隔の基本単位を示す。図7Aでは、送信アンテナ106の水平方向の素子間隔は $7d_H$ であり、垂直方向の素子間隔は $d_V$ と $2d_V$ とである。また、図7Aでは、受信アンテナ202の水平方向の素子間隔は $2d_H$ と $d_H$ とである、垂直方向の素子間隔は $7d_V$ である。

## 【0103】

図7Aでは、水平方向において、受信アンテナ202の素子間隔の総和( $3d_H$ )は、送信アンテナ106の素子間隔の最小値( $7d_H$ )よりも小さい。また、図7Aでは、垂直方向において、送信アンテナ106の素子間隔の総和( $3d_V$ )は、受信アンテナ202の素子間隔の最小値( $7d_V$ )よりも小さい。つまり、図7Aのアンテナ配置は、上述したA-1及びB-1の条件を満たす。

## 【0104】

また、図7Aでは、水平方向において、 $N_{TH}$ 個の送信アンテナ106と $N_{RH}$ 個の受信アンテナ202のうち、アンテナ数の少ない送信アンテナ106の素子間隔の最大値( $7d_H$ )は、アンテナ数の多い受信アンテナ202の素子間隔の最大値( $2d_H$ )よりも大きい。同様に、図7Aでは、垂直方向において、 $N_{TV}$ 個の送信アンテナ106と $N_{RV}$ 個の受信アンテナ202のうち、アンテナ数の少ない送信アンテナ106の素子間隔の最大値( $7d_V$ )は、アンテナ数の多い受信アンテナ202の素子間隔の最大値( $2d_V$ )よりも大きい。

## 【0105】

また、 $N_t$ 個の送信アンテナ106は、 $N_{TH} \times N_{TV}$ が最大となるように配置され、 $N_a$ 個の受信アンテナ202は、 $N_{RH} \times N_{RV}$ が最大となるように配置されることが好ましい。例えば、図7Aでは、 $N_t (=4)$ 個の送信アンテナ106は、( $N_{TH} \times N_{TV} = (2 \times 3)$ )となるように配置され、 $N_a (=4)$ 個の受信アンテナ202は、( $N_{RH} \times N_{RV} = (3 \times 2)$ )となるように配置される。こうすることで、 $N_t$ 個の送信アンテナ106及び $N_a$ 個の受信アンテナ202によって構成される仮想受信アレーの開口面を最大化することができる。

## 【0106】

上述した図7Aに示すアンテナ配置によって構成される、図7Bに示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

## 【0107】

## (1) 水平方向

図7Aにおいて水平方向に素子間隔 $7d_H$ によって配置された2つの送信アンテナTx#1, Tx#4と、水平方向に素子間隔 $2d_H$ 、 $d_H$ によって配置された3つの受信アンテナRx#1, Rx#2, Rx#3との水平位置関係から、図7Bに示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔 $2d_H$ 、 $d_H$ 、 $4d_H$ 、 $2d_H$ 、 $d_H$ でそれぞれ直線上に配置された6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを含む(図7Bに示す破線で囲まれた、VA#1, VA#5, VA#9, VA#4, VA#8, VA#12)。

## 【0108】

VA#1の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを構成する6素子(VA#1, VA#5, VA#9, VA#4, VA#8, VA#12)の各々の水平座標( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ )は、( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ) =  $[0, 2d_H, 3d_H, 7d_H, 9d_H, 10d_H]$ となる。

## 【0109】

10

20

30

40

50

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|x_A - x_B|$ （ただし、A,Bは各々1から6の整数値をとり、A≠Bである）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_H$ となる。すなわち、6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを用いることによって、水平方向の基本単位 $d_H$ を素子間隔とする11素子の等間隔直線アレーと仮想的にみなした到来方向推定が可能となる。

#### 【0110】

例えば、 $d_H = 0.5$  とすることで、レーダ装置10は、水平方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定が可能となる。また、レーダ装置10は、アレー開口長が $10 d_H = 5$  となり、ビーム幅BWが約 $8^\circ$ となるため、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現することができる。

10

#### 【0111】

方向推定部214における具体的な水平方向の方向推定処理は以下のように行われる。

#### 【0112】

まず、図7Bにおいて上述した $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_H$ となる2つの素子の素子間隔は、例えば、以下の水平方向の仮想受信アレーの組み合わせで得られる。

1× $d_H$ となる素子間隔：VA#5, VA#9の組み合わせ

2× $d_H$ となる素子間隔：VA#4, VA#8の組み合わせ

3× $d_H$ となる素子間隔：VA#1, VA#9の組み合わせ

4× $d_H$ となる素子間隔：VA#9, VA#4の組み合わせ

5× $d_H$ となる素子間隔：VA#5, VA#4の組み合わせ

6× $d_H$ となる素子間隔：VA#9, VA#8の組み合わせ

7× $d_H$ となる素子間隔：VA#1, VA#4の組み合わせ

8× $d_H$ となる素子間隔：VA#5, VA#12の組み合わせ

9× $d_H$ となる素子間隔：VA#1, VA#8の組み合わせ

10× $d_H$ となる素子間隔：VA#1, VA#12の組み合わせ

20

#### 【0113】

すなわち、水平方向の直線上に配置される $N_{TH} \times N_{RH}$ 本の仮想アンテナ素子(VA)のうちの任意の2つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は $d_H$ の1以上の整数倍であり、任意の2つの仮想アンテナ素子は、間隔 $d_H$ の整数倍を素子間隔とする素子であり、素子間隔が、1倍から所定値倍までの全てを含む。すなわち、図7Aのアンテナ配置は、上述したA-2の条件を満たしている。

30

#### 【0114】

なお、同一の素子間隔となる素子の組み合わせが複数ある場合には、その一つを選択してもよく、複数の組み合わせに対して加算平均処理が施されてもよい（ここでは一つを選択する例を示している）。

#### 【0115】

上記仮想受信アレーの素子番号(VA#の番号)は、式(6)に示す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 $h_{\text{after\_cal}}(k, fs, w)$ の列ベクトルの要素番号に対応する。例えば、VA#1は $h_{\text{after\_cal}}(k, fs, w)$ の列ベクトル要素の1番目の要素 $h_1(k, fs, w)$ に対応する。他のVA#2~VA#16についても同様である。

40

#### 【0116】

方位推定部214は、上記の素子間隔と仮想受信アレー素子との組み合わせに基づいて、水平方向の基本単位 $d_H$ を素子間隔とする11素子の等間隔直線アレーの相関ベクトル $h_{VAH}(k, fs, w)$ を生成する。等間隔直線アレーの相関ベクトル $h_{VAH}(k, fs, w)$ は次式で表される。なお、水平方向の等間隔直線アレーの相関ベクトル $h_{VAH}(k, fs, w)$ の要素数を $N_{VAH}$ と表す（図7Bでは $N_{VAH} = 11$ ）。

【数 9】

$$\mathbf{h}_{VAH}(k, fs, w) = \begin{pmatrix} h_5(k, fs, w)h_9^*(k, fs, w) \\ h_4(k, fs, w)h_8^*(k, fs, w) \\ h_1(k, fs, w)h_9^*(k, fs, w) \\ h_9(k, fs, w)h_4^*(k, fs, w) \\ h_5(k, fs, w)h_4^*(k, fs, w) \\ h_9(k, fs, w)h_8^*(k, fs, w) \\ h_1(k, fs, w)h_4^*(k, fs, w) \\ h_5(k, fs, w)h_{12}^*(k, fs, w) \\ h_1(k, fs, w)h_8^*(k, fs, w) \\ h_1(k, fs, w)h_{12}^*(k, fs, w) \end{pmatrix} \quad (7)$$

10

【0 1 1 7】

水平到来方向推定において、方位推定部 2 1 4 は、方向推定評価関数値  $P_H(\quad, k, fs, w)$  における方位方向  $\theta_u$  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推定値として出力する。

20

【0 1 1 8】

なお、評価関数値  $P_H(\quad, k, fs, w)$  は、到来方向推定アルゴリズムによって各種の方法がある。例えば参考非特許文献 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。また、相関の高い複数波が到来する場合は、相関抑圧のために空間スムージング手法を適用した後に、各種の到来方向推定アルゴリズムを適用してもよい。このことは、以下で記載される到来方向推定処理についても同様に適用が可能である。

【0 1 1 9】

(参考非特許文献 2) 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

30

【0 1 2 0】

例えばビームフォーマ法は次式のように表すことができる。他にも、Capon, MUSICといった手法も同様に適用可能である。

【数 1 0】

$$P_H(\theta_u, k, fs, w) = |\mathbf{a}_H(\theta_u)^H \mathbf{h}_{VAH}(k, fs, w)|^2 \quad (8)$$

【数 1 1】

40

$$\mathbf{a}_H(\theta_u) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j2\pi d_H \sin \theta_u / \lambda\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi(N_{VAH} - 1)d_H \sin \theta_u / \lambda\} \end{bmatrix} \quad (9)$$

【0 1 2 1】

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  $\theta_u$  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。

50

## 【 0 1 2 2 】

また、方位方向  $\theta_u$  は到来方向推定を行う方位範囲内を所定の方位間隔  $\Delta\theta_u$  で変化させたベクトルである。例えば、 $\theta_u$  は以下のように設定される。

$$\theta_u = \theta_{\min} + u \cdot \Delta\theta_u, u=0, \dots, NU$$

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

ここで  $\text{floor}(x)$  は、実数  $x$  を超えない最大の整数値を返す関数である。

## 【 0 1 2 3 】

図 8 は上記構成を用いて得られる方向推定結果（計算機シミュレーション結果）を示す。図 8 では、シミュレーション条件として、ビームフォーマ法を使用し、ターゲット方向を  $0^\circ$  としている。また、図 8 に示す方向推定結果は、水平方向における基本単位  $d_H$  を素子間隔とする  $11$  素子の等間隔直線アレーと仮想的にみなした到来方向推定が行われた結果である。

## 【 0 1 2 4 】

図 8 に示すように、ターゲット方向  $0^\circ$  のビームのビーム幅  $BW$  が約  $8^\circ$  であり、 $13$  dB 以下のサイドローブレベルが得られ、かつ、グレーティングローブが発生していないことが分かる。

## 【 0 1 2 5 】

## ( 2 ) 垂直方向

図 7 A において、垂直方向に素子間隔  $d_V$ 、 $2d_V$  によって配置された 3 つの送信アンテナ Tx#1, Tx#2, Tx#3 と、垂直方向に素子間隔  $7d_V$  によって配置された 2 つの受信アンテナ Rx#3, Rx#4 との垂直位置関係から、図 7 B に示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔  $2d_V$ 、 $d_V$ 、 $4d_V$ 、 $2d_V$ 、 $d_V$  によって直線上に配置された 6 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA を含む（図 7 B に示す破線で囲まれた、VA#11, VA#10, VA#9, VA#15, VA#14, VA#13）。

## 【 0 1 2 6 】

VA#11 の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA を構成する 6 素子（VA#11, VA#10, VA#9, VA#15, VA#14, VA#13）の各々の垂直座標  $(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6)$  は、 $(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6) = [0, 2d_V, 3d_V, 7d_V, 9d_V, 10d_V]$  となる。

## 【 0 1 2 7 】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA に含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|y_A - y_B|$ （ただし、 $A, B$  は各々 1 から 6 の整数値をとり、 $A \neq B$  である）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_V$  となる。すなわち、レーダ装置 10 は、6 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA を、垂直方向における素子間隔が基本単位  $d_V$  である  $11$  素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

## 【 0 1 2 8 】

例えば、 $d_V = 0.5$  では、レーダ装置 10 は、垂直方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定が可能となる。また、レーダ装置 10 は、アレー開口長が  $10d_V = 5$  となるため、ビーム幅  $BW$  が約  $8^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

## 【 0 1 2 9 】

方向推定部 214 における具体的な垂直方向の方向推定処理は以下のように行われる。

## 【 0 1 3 0 】

まず、図 7 B において上述した  $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_V$  となる 2 つの素子の素子間隔は、例えば、以下の垂直方向の仮想受信アレーの組み合わせで得られる。

$1 \times d_V$  となる素子間隔は、VA#10, VA#9 の組み合わせで得られる。

$2 \times d_V$  となる素子間隔：VA#11, VA#10 の組み合わせ

$3 \times d_V$  となる素子間隔：VA#11, VA#9 の組み合わせ

$4 \times d_V$  となる素子間隔：VA#9, VA#15 の組み合わせ

$5 \times d_v$ となる素子間隔：VA#10，VA#15の組み合わせ  
 $6 \times d_v$ となる素子間隔：VA#9，VA#14の組み合わせ  
 $7 \times d_v$ となる素子間隔：VA#10，VA#14の組み合わせ  
 $8 \times d_v$ となる素子間隔：VA#10，VA#13の組み合わせ  
 $9 \times d_v$ となる素子間隔：VA#11，VA#14の組み合わせ  
 $10 \times d_v$ となる素子間隔：VA#11，VA#13の組み合わせ

# 【 0 1 3 1 】

すなわち、垂直方向の直線上に配置される  $N_{TV} \times N_{RV}$  本の仮想アンテナ素子 (VA) のうちの任意の2つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は  $d_v$  の1以上の整数倍であり、任意の2つの仮想アンテナ素子は、間隔  $d_v$  の整数倍を素子間隔とする素子であり、素子間隔が、1倍から所定値倍までの全てを含む。すなわち、図7Aのアンテナ配置は、上述したB-2の条件を満たしている。

10

# 【 0 1 3 2 】

なお、同一の素子間隔となる素子の組み合わせが複数ある場合には、その一つを選択してもよく、複数の組み合わせに対して加算平均処理が施されてもよい (ここでは一つを選択する例を示している)。

# 【 0 1 3 3 】

上記仮想受信アレーの素子番号 (VA#の番号) は、式 (6) に示す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  $h_{\_after\_cal}(k, fs, w)$  の列ベクトルの要素番号に対応する。例えば、VA#1は  $h_{\_after\_cal}(k, fs, w)$  の列ベクトル要素の1番目の要素  $h_1(k, fs, w)$  に対応する。他のVA#2～VA#16についても同様である。

20

# 【 0 1 3 4 】

方位推定部214は、上記の素子間隔と仮想受信アレー素子との組み合わせに基づいて、垂直方向の基本単位  $d_v$  を素子間隔とする11素子の等間隔直線アレーの相関ベクトル  $h_{VAV}(k, fs, w)$  を生成する。等間隔直線アレーの相関ベクトル  $h_{VAV}(k, fs, w)$  は次式で表される。なお、垂直方向の等間隔直線アレーの相関ベクトル  $h_{VAV}(k, fs, w)$  の要素数を  $N_{VAV}$  と表す (図7Bでは  $N_{VAV} = 11$ )。

# 【 数 1 2 】

$$\mathbf{h}_{VAV}(k, fs, w) = \begin{pmatrix} h_{10}(k, fs, w)h_{9}^{*}(k, fs, w) \\ h_{11}(k, fs, w)h_{10}^{*}(k, fs, w) \\ h_{11}(k, fs, w)h_{9}^{*}(k, fs, w) \\ h_{9}(k, fs, w)h_{15}^{*}(k, fs, w) \\ h_{10}(k, fs, w)h_{15}^{*}(k, fs, w) \\ h_{9}(k, fs, w)h_{14}^{*}(k, fs, w) \\ h_{10}(k, fs, w)h_{4}^{*}(k, fs, w) \\ h_{10}(k, fs, w)h_{13}^{*}(k, fs, w) \\ h_{11}(k, fs, w)h_{14}^{*}(k, fs, w) \\ h_{11}(k, fs, w)h_{13}^{*}(k, fs, w) \end{pmatrix} \quad (10)$$

30

40

# 【 0 1 3 5 】

垂直到来方向推定において、方位推定部214は、方向推定評価関数値  $P_v(\theta, k, fs, w)$  における仰角方向  $\theta$  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、極大ピークの仰角方向を到来方向推定値として出力する。

# 【 0 1 3 6 】

なお、評価関数値  $P_v(\theta, k, fs, w)$  は、到来方向推定アルゴリズムによって各

50

種の方法がある。例えば参考非特許文献 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。また、相関の高い複数波が到来する場合は、相関抑圧のために空間スムージング手法を適用した後に、各種の到来方向推定アルゴリズムを適用してもよい。このことは、以下で記載される到来方向推定処理についても同様に適用が可能である。

【 0 1 3 7 】

例えばビームフォーマ法は次式のように表すことができる。他にも、Capon, MUSICといった手法も同様に適用可能である。

【数 1 3】

$$P_v(\phi_v, k, fs, w) = |\mathbf{a}_v(\phi_v)^H \mathbf{h}_{vAF}(k, fs, w)|^2 \quad (11) \quad 10$$

【数 1 4】

$$\mathbf{a}_v(\phi_v) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j2\pi d_v \sin \phi_v / \lambda\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi(N_{vAF}-1)d_H \sin \phi_v / \lambda\} \end{bmatrix} \quad (12)$$

【 0 1 3 8 】

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、 $\mathbf{a}_v(\phi_v)$  は、仰角方向  $\phi_v$  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。

【 0 1 3 9 】

また、 $\phi_v$  は到来方向推定を行う仰角範囲内を所定の方位間隔  $\Delta\phi_v$  で変化させたものである。例えば、 $\phi_v$  は以下のように設定される。

$$\phi_v = \phi_{\min} + v \cdot \Delta\phi_v, \quad v=0, \dots, NV \\ NV = \text{floor}[(\phi_{\max} - \phi_{\min}) / \Delta\phi_v] + 1$$

【 0 1 4 0 】

以上、図 7 B に示す仮想受信アレーの配置の特徴について説明した。

【 0 1 4 1 】

なお、本実施の形態では、後述する仮想受信アレー配置 VA#1, ..., VA#(Nt x Na) に基づいて仮想受信アレーの方向ベクトルが予め算出されているとする。

【 0 1 4 2 】

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  $R(k)$  に変換するには次式を用いればよい。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、 $C_0$  は光速度を表す。

【数 1 5】

$$R(k) = k \frac{T_w C_0}{2L} \quad (13) \quad 40$$

【 0 1 4 3 】

また、ドップラー周波数情報 ( $f_s$ ) は相対速度成分に変換して出力されてもよい。ドップラー周波数  $f_s$  を相対速度成分  $v_d(f_s)$  に変換するには、次式を用いて変換することができる。ここで、 $f_c$  は送信無線部 105 から出力される RF 信号のキャリア周波数の波長である。

【数 1 6】

$$v_d(f_s) = \frac{\lambda}{2} f_s \Delta\theta \quad (14)$$

## 【 0 1 4 4 】

以上のように、送信アンテナ数 4 個、受信アンテナ数 4 個という比較的少ないアンテナ素子数において、図 7 A に示すアレー配置を用いることで、図 7 B に示す仮想受信アレーの水平方向及び垂直方向によって構成される開口面を最大化することができる。

## 【 0 1 4 5 】

つまり、本実施の形態によれば、レーダ装置 1 0 は、MIMOレーダを用いて垂直方向及び水平方向の 2 次元でのビーム走査を行う場合に、垂直方向及び水平方向の仮想受信アレーの開口長を最大限拡大することができる。

## 【 0 1 4 6 】

また、レーダ装置 1 0 は、受信アンテナ 2 0 2 における水平方向及び垂直方向の双方の素子間隔 ( $d_H$ 、 $d_V$ ) を例えば 0.5 とし、フーリエビーム幅  $BW = 8^\circ$  程度の高分解能を、等振幅ウェイトであるフーリエビーム走査によって実現できる。すなわち、レーダ装置 1 0 は、高分解能を実現可能な到来方向推定アルゴリズムを適用することなく、水平方向及び垂直方向の高分解能化を低演算量で実現できる。

## 【 0 1 4 7 】

このように、本実施の形態では、このような仮想受信アレーを用いることで少ないアンテナ数による角度分解能の向上を可能とし、レーダ装置 1 0 の小型化、低コスト化を図ることができる。

## 【 0 1 4 8 】

なお、図 7 A において、送信アンテナTx#1 ~ Tx#4と、受信アンテナRx#1 ~ Rx#4との間隔は、仮想受信アレーの配置には影響しない。ただし、送信アンテナTx#1 ~ Tx#4と受信アンテナRx#1 ~ Rx#4とが近接することにより送受信アンテナ間の結合度が高まるので、送信アンテナTx#1 ~ Tx#4と受信アンテナRx#1 ~ Rx#4とは、許容されるアンテナサイズ内においてできるだけ離す配置の方がより好適である。このことは、後述する他のアンテナ配置においても同様である。

## 【 0 1 4 9 】

また、図 7 A では、一例として、送信アンテナを 4 素子、受信アンテナを 4 素子とした場合のアンテナ配置を示した。しかし、図 7 A における送信アンテナ配置を受信アンテナ配置とし、受信アンテナ配置を送信アンテナ配置とした場合でも、図 7 B に示す仮想受信アレーの配置と同様な構成が得られ、同様な効果を得ることができる。このことは、後述する他のアンテナ配置においても同様である。

## 【 0 1 5 0 】

( 実施の形態 1 のバリエーション 1 )

送信アンテナ 1 0 6 を 4 素子、受信アンテナ 2 0 2 を 4 素子とした場合のアンテナ配置は、図 7 A に示すアンテナ配置に限らない。例えば、図 9 A は、送信アンテナ 1 0 6 を 4 素子、受信アンテナ 2 0 2 を 4 素子とした場合の他のアンテナ配置例を示す。また、図 9 B は、図 9 A に示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

## 【 0 1 5 1 】

図 9 A において、送信アンテナTx#1 ~ Tx#4は、図 7 A と同様、垂直方向に配置した 3 つのアンテナのうちの上端である送信アンテナTx#1を基点に、水平右方向に更に 1 つのアンテナを配置したパターンである。一方、図 9 A において、受信アンテナRx#1 ~ Rx#4は、水平方向に配置した 3 つのアンテナのうちの中央である受信アンテナRx#2を基点に、垂直上方向に更に 1 つのアンテナを配置する ( T 字を  $180^\circ$  回転 ) 。

## 【 0 1 5 2 】

図 9 A に示すアンテナ配置によって構成される、図 9 B に示す仮想受信アレーの配置は、図 7 B と同様、上述した特徴 ( 1 )、( 2 ) を有する。以下、図 9 A 及び図 9 B を用いて具体的に説明する。

## 【 0 1 5 3 】

( 1 ) 水平方向

図 9 A において水平方向に素子間隔  $7 d_H$  によって配置された 2 つの送信アンテナTx#1

10

20

30

40

50

、Tx#4と、水平方向に素子間隔  $2 d_H$ 、 $d_H$  によって配置された3つの受信アンテナRx#1、Rx#2、Rx#3との水平位置関係から、図9Bに示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔  $2 d_H$ 、 $d_H$ 、 $4 d_H$ 、 $2 d_H$ 、 $d_H$  でそれぞれ直線上に配置された6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを含む（図9Bに示す破線で囲まれた、VA#1、VA#5、VA#9、VA#4、VA#8、VA#12）。

#### 【0154】

VA#1の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを構成する6素子（VA#1、VA#5、VA#9、VA#4、VA#8、VA#12）の各々の水平座標（ $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ）は、 $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = [0, 2 d_H, 3 d_H, 7 d_H, 9 d_H, 10 d_H]$ となる。

#### 【0155】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔  $|x_A - x_B|$ （ただし、A,Bは各々1から6の整数値をとり、 $A \neq B$ である）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_H$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを用いることによって、水平方向における基本単位  $d_H$  を素子間隔とする11素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0156】

例えば、レーダ装置10は、 $d_H = 0.5$  では、水平方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、アレー開口長が  $10 d_H = 5$  となるため、ビーム幅BWが約  $8^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0157】

##### （2）垂直方向

図9Aにおいて、垂直方向に素子間隔  $d_V$ 、 $2 d_V$  によって配置された3つの送信アンテナTx#1、Tx#2、Tx#3と、垂直方向に素子間隔  $7 d_V$  によって配置された2つの受信アンテナRx#2、Rx#4との垂直位置関係から、図9Bに示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔  $2 d_V$ 、 $d_V$ 、 $4 d_V$ 、 $2 d_V$ 、 $d_V$  によって直線上に配置された6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを含む（図9Bに示す破線で囲まれた、VA#7、VA#6、VA#5、VA#15、VA#14、VA#13）。

#### 【0158】

VA#7の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを構成する6素子（VA#7、VA#6、VA#5、VA#15、VA#14、VA#13）の各々の垂直座標（ $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ）は、 $(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6) = [0, 2 d_V, 3 d_V, 7 d_V, 9 d_V, 10 d_V]$ となる。

#### 【0159】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔  $|y_A - y_B|$ （ただし、A,Bは各々1から6の整数値をとり、 $A \neq B$ である）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_V$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを用いることによって、垂直方向における基本単位  $d_V$  を素子間隔とする11素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0160】

例えば、レーダ装置10は、 $d_V = 0.5$  では、垂直方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、アレー開口長が  $10 d_V = 5$  となるため、ビーム幅BWが約  $8^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0161】

##### （実施の形態1のバリエーション2）

実施の形態1において、水平方向又は垂直方向の何れか一方の角度分解能として  $10^\circ$  程度の高い分解能が必要でない場合、レーダ装置10は、送信アンテナ106の素子数又は受信アンテナ202の素子数を3素子としてもよい。



## 【 0 1 6 2 】

以下では、一例として、垂直方向の角度分解能として高い分解能が要求されない場合に、送信アンテナ 1 0 6 の素子数を 3 素子とし、受信アンテナ 2 0 2 の素子数を 4 素子とするレーダ装置 1 0 について説明する。

## 【 0 1 6 3 】

図 1 0 A は、送信アンテナ 1 0 6 及び受信アンテナ 2 0 2 の配置例を示す。また、図 1 0 B は、図 1 0 A に示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

## 【 0 1 6 4 】

図 1 0 A において、3 個の送信アンテナ 1 0 6 を Tx#1 ~ Tx#3 で表し、4 個の受信アンテナ 2 0 2 を Rx#1 ~ Rx#4 で表す。図 1 0 A において、送信アンテナ Tx#1 ~ Tx#3 は、垂直方向に配置した 2 つのアンテナのうちの上端である送信アンテナ Tx#1 を基点に、水平右方向に更に 1 つのアンテナを、垂直方向の素子間隔よりも狭い間隔によって、配置し ( L 字を + 9 0 ° 回転 )、受信アンテナ Rx#1 ~ Rx#4 は、水平方向に配置した 3 つのアンテナのうちの右端である受信アンテナ Rx#3 を基点に垂直上方向に更に 1 つのアンテナを、水平方向の素子間隔よりも狭い間隔によって、配置する ( L 字を - 9 0 ° 回転 )。

## 【 0 1 6 5 】

また、本バリエーションに係る送信アンテナ 1 0 6 及び受信アンテナ 2 0 2 の配置では、実施の形態 1 で説明した制約条件 A - 1、A - 2、B - 1、B - 2 を満たすものとする。

## 【 0 1 6 6 】

図 1 0 A に示すアンテナ配置によって構成される、図 1 0 B に示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

## 【 0 1 6 7 】

## ( 1 ) 水平方向

図 1 0 A において水平方向に素子間隔  $5 d_H$  によって配置された 2 つの送信アンテナ Tx#1, Tx#3 と、水平方向に素子間隔  $d_H$ 、 $2 d_H$  によって配置された 3 つの受信アンテナ Rx#1, Rx#2, Rx#3 との水平位置関係から、図 1 0 B に示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔  $d_H$ 、 $2 d_H$ 、 $2 d_H$ 、 $d_H$ 、 $2 d_H$  によって直線上に配置された 6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を含む ( 図 1 0 B に示す破線で囲まれた、VA#1, VA#4, VA#7, VA#3, VA#6, VA#9 )。

## 【 0 1 6 8 】

VA#1 の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を構成する 6 素子 ( VA#1, VA#4, VA#7, VA#3, VA#6, VA#9 ) の各々の水平座標 (  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$  ) は、 $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = [0, d_H, 3 d_H, 5 d_H, 6 d_H, 8 d_H]$  となる。

## 【 0 1 6 9 】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA に含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|x_A - x_B|$  ( ただし、A, B は各々 1 から 6 の整数値をとり、A = B である ) は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\} \times d_H$  となる。すなわち、レーダ装置 1 0 は、6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を用いることによって、水平方向における基本単位  $d_H$  を素子間隔とする 9 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

## 【 0 1 7 0 】

例えば、レーダ装置 1 0 は、 $d_H = 0.5$  とすることで、水平方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定が可能となる。また、レーダ装置 1 0 は、アレー開口長が  $8 d_H = 4$  となるため、ビーム幅 BW が約  $10^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

## 【 0 1 7 1 】

## ( 2 ) 垂直方向

図 1 0 A において、垂直方向に素子間隔  $d_V$  によって配置された 2 つの送信アンテナ Tx#1, Tx#2 と、垂直方向に素子間隔  $3 d_V$  によって配置された 2 つの受信アンテナ Rx#3, Rx

#4との垂直位置関係から、図10Bに示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔 $d_v$ 、 $2d_v$ 、 $d_v$ によって直線上に配置された4素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを含む(図10Bに示す破線で囲まれた、VA#8, VA#7, VA#11, VA#10)。

【0172】

VA#8の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを構成する4素子(VA#8, VA#7, VA#11, VA#10)の各々の垂直座標( $y_1, y_2, y_3, y_4$ )は、( $y_1, y_2, y_3, y_4$ ) =  $[0, d_v, 3d_v, 4d_v]$ となる。

【0173】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|y_A - y_B|$ (ただし、A, Bは各々1から4の整数値をとり、A ≠ Bである)は、 $\{1, 2, 3, 4\} \times d_v$ となる。すなわち、レーダ装置10は、4素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを用いることによって、垂直方向における素子間隔が基本単位 $d_v$ である5素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

【0174】

例えば、レーダ装置10は、 $d_v = 0.5$ では、垂直方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、アレー開口長が $4d_v = 2$ となるため、ビーム幅BWが約 $20^\circ$ となる。

【0175】

(実施の形態1のバリエーション3)

実施の形態1において、受信アンテナ202の素子数として5素子以上用いるレーダ装置10では、送信アンテナ106の素子数を3素子としてもよい。又は、送信アンテナ106の素子数として5素子以上用いるレーダ装置10では、受信アンテナ202の素子数を3素子としてもよい。

【0176】

以下では、一例として、送信アンテナ106の素子数を3素子とし、受信アンテナ202の素子数を5素子とするレーダ装置10について説明する。

【0177】

図11Aは、送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置例を示す。また、図11Bは、図11Aに示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

【0178】

図11Aにおいて、3個の送信アンテナ106をTx#1~Tx#3で表し、5個の受信アンテナ202をRx#1~Rx#5で表す。図11Aにおいて、送信アンテナTx#1~Tx#3は、垂直方向に配置した2つのアンテナのうちの上端である送信アンテナTx#1を基点に、水平右方向に更に1つのアンテナを配置し(L字を $+90^\circ$ 回転)、受信アンテナRx#1~Rx#5は、水平方向に配置した3つのアンテナのうちの中央である受信アンテナRx#3を基点に垂直上下方向にそれぞれ1つのアンテナを配置する(十字型)。なお、受信アンテナRx#1~Rx#5の配置は十字配置に限定されるものではなく、L字配置でも、T字配置でもよい(例えば、後述する図24A~図24Fを参照)。

【0179】

また、本バリエーションに係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置では、実施の形態1で説明した制約条件A-1、A-2、B-1、B-2を満たす配置である。

【0180】

図11Aに示すアンテナ配置によって構成される、図11Bに示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

【0181】

(1) 水平方向

図11Aにおいて水平方向に素子間隔 $7d_h$ によって配置された2つの送信アンテナTx#1, Tx#3と、水平方向に素子間隔 $2d_h$ 、 $d_h$ によって配置された3つの受信アンテナRx

10

20

30

40

50

#2, Rx#3, Rx#4との水平位置関係から、図 1 1 B に示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔  $2 d_H$ 、 $d_H$ 、 $4 d_H$ 、 $2 d_H$ 、 $d_H$  によって直線上に配置されたことによって 6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを含む（図 1 1 B に示す破線で囲まれた、VA#4, VA#7, VA#10, VA#6, VA#9, VA#12）。

#### 【 0 1 8 2 】

VA#4の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを構成する 6 素子（VA#4, VA#7, VA#10, VA#6, VA#9, VA#12）の各々の水平座標（ $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ）は、 $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = [0, 2 d_H, 3 d_H, 7 d_H, 9 d_H, 10 d_H]$ となる。

#### 【 0 1 8 3 】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAに含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|x_A - x_B|$ （ただし、A,Bは各々 1 から 6 の整数値をとり、A ≠ Bである）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_H$ となる。すなわち、レーダ装置 1 0 は、6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを用いることによって、水平方向における素子間隔が基本単位  $d_H$  である 1 1 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【 0 1 8 4 】

例えば、レーダ装置 1 0 は、 $d_H = 0.5$  では、水平方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定が可能となる。また、レーダ装置 1 0 は、アレー開口長が  $10 d_H = 5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $8^\circ$  となり、BW =  $10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【 0 1 8 5 】

##### （ 2 ）垂直方向

図 1 1 A において、垂直方向に素子間隔  $7 d_V$  によって配置された 2 つの送信アンテナ Tx#1, Tx#2と、垂直方向に素子間隔  $d_V$ 、 $2 d_V$  によって配置された 3 つの受信アンテナ Rx#1, Rx#3, Rx#5との垂直位置関係から、図 1 1 B に示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔  $d_V$ 、 $2 d_V$ 、 $4 d_V$ 、 $d_V$ 、 $2 d_V$  によって直線上に配置された 6 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを含む（図 1 1 B に示す破線で囲まれた、VA#2, VA#8, VA#14, VA#1, VA#7, VA#13）。

#### 【 0 1 8 6 】

VA#2の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを構成する 6 素子（VA#2, VA#8, VA#14, VA#1, VA#7, VA#13）の各々の垂直座標（ $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ）は、 $(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6) = [0, d_V, 3 d_V, 7 d_V, 8 d_V, 10 d_V]$ となる。

#### 【 0 1 8 7 】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|y_A - y_B|$ （ただし、A,Bは各々 1 から 6 の整数値をとり、A ≠ Bである）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_V$ となる。すなわち、レーダ装置 1 0 は、6 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを用いることによって、垂直方向における素子間隔が基本単位  $d_V$  である 1 1 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。なお、等間隔直線アレーは、基本単位  $d_V$  以外の素子間隔は含まない。

#### 【 0 1 8 8 】

例えば、レーダ装置 1 0 は、 $d_V = 0.5$  では、垂直方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定が可能となる。また、レーダ装置 1 0 は、アレー開口長が  $10 d_V = 5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $8^\circ$  となり、BW =  $10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【 0 1 8 9 】

##### [ 実施の形態 2 ]

レーダ装置は、アレーアンテナの指向性利得を高めるために、アレーアンテナを構成するアレー素子の各々が更に複数のアンテナ素子（サブアレー化したアンテナ素子）を含むサブアレーアンテナを用いることがある。

## 【0190】

例えば、図12は、レーダ装置が垂直方向のレーダ検知範囲を狭くでき、垂直方向の最小素子間隔が $2d_v$ である場合、図13Aにサブアレー化したアンテナ素子を適用した一例である。図12では、2つのアレー素子を垂直方向にスタック配置してサブアレー化したサブアレー素子を用いることにより、垂直方向の指向性を狭め、不要な方向への輻射を低減し、アレー素子利得を向上することができる。

## 【0191】

アレーアンテナの素子間隔は、アレー素子のサイズよりも狭い間隔には配置困難である。例えば、サブアレーアンテナのアレー素子を垂直方向にスタック配置することで、アレー素子のサイズが1波長程度に増加するため、レーダ装置は、アレーアンテナの配置上の制約を受ける。すなわち、レーダ装置は、サブアレーアンテナ構成では、アレー配置垂直方向の最小素子間隔が所定値以上となる制約を受ける。

10

## 【0192】

このように、レーダ装置は、サブアレーアンテナ構成を用いる場合、アレー素子のサイズが大きくなるので、サブアレーアンテナ間の間隔を広げる必要があり、アレーアンテナによる指向性パターン上に、グレーティングローブが発生する可能性がある。

## 【0193】

そこで、本実施の形態では、サブアレーアンテナを用いる場合でも、広範囲に渡りグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定を可能とし、垂直/水平方向の高分解能化を実現するアンテナ配置について説明する。

20

## 【0194】

なお、本実施の形態に係るレーダ装置は、実施の形態1に係るレーダ装置10と基本構成が共通するので、図3を援用して説明する。

## 【0195】

また、以下では、一例として、垂直方向にアレー素子がスタック配置されることによって、サブアレー化されたレーダ装置10について説明する。なお、水平方向のアレー素子はサブアレー化されず、実施の形態1と同様の特徴を有するレーダ装置10である。

## 【0196】

実施の形態1と同様、 $N_t$ 個の送信アンテナ106及び $N_a$ 個の受信アンテナ202の各々は、水平方向及び垂直方向において不等間隔に配置される。

30

## 【0197】

また、本実施の形態に係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202は、垂直方向（サブアレーアンテナが構成される方向）において、 $N_{TV}$ 本の送信アンテナ106の素子間隔と、 $N_{RV}$ 本の受信アンテナ202の素子間隔との間で、素子間隔の差が垂直方向の素子間隔の基本単位 $d_v$ となる組み合わせが1つ以上含まれるように配置される。また、垂直方向の素子間隔の基本単位 $d_v$ は1未満（例えば0.5）に設定する。すなわち、送信アンテナ106及び受信アンテナ202は、以下の式（以下、条件B-3と呼ぶ）を満たす配置が少なくとも一つ含まれるように配置される。

## 【0198】

<条件B-3>

40

$|(\text{送信アンテナ106の垂直方向の素子間隔}) - (\text{受信アンテナ202の垂直方向の素子間隔})|$   
 $= d_v \cdot 0.5 < 1$

## 【0199】

また、本実施の形態に係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置を有するレーダ装置10は、実施の形態1で説明した制約条件のうち、B-1以外のA-1、A-2、B-2を満たす。

## 【0200】

一例として、図13Aは、送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置例を示す。また、図13Bは、図13Aに示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

50

## 【 0 2 0 1 】

ここでは、送信アンテナ 1 0 6 の個数  $N_t = 4$  個とし、受信アンテナ 2 0 2 の個数  $N_a = 4$  個とする。また、4 個の送信アンテナ 1 0 6 を  $Tx\#1 \sim Tx\#4$  で表し、4 個の受信アンテナ 2 0 2 を  $Rx\#1 \sim Rx\#4$  で表す。

## 【 0 2 0 2 】

図 1 3 A において、送信アンテナ  $Tx\#1 \sim Tx\#4$  は、垂直方向に配置した 3 つのアンテナのうちの上端である送信アンテナ  $Tx\#1$  を基点に、水平右方向に更に 1 つのアンテナを配置したパターンである ( L 字を  $+90^\circ$  回転)、受信アンテナ  $Rx\#1 \sim Rx\#4$  は、水平方向に配置した 3 つのアンテナのうちの中央である受信アンテナ  $Rx\#2$  を基点に、垂直上方向に更に 1 つのアンテナを配置したパターンである ( T 字型を  $180^\circ$  回転)。

10

## 【 0 2 0 3 】

図 1 3 A に示すアンテナ配置によって構成される、図 1 3 B に示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

## 【 0 2 0 4 】

## ( 1 ) 水平方向

図 1 3 A において水平方向に素子間隔  $7d_H$  によって配置された 2 つの送信アンテナ  $Tx\#1, Tx\#4$  と、水平方向に素子間隔  $2d_H, d_H$  によって配置された 3 つの受信アンテナ  $Rx\#1, Rx\#2, Rx\#3$  との水平位置関係から、図 1 3 B に示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔  $2d_H, d_H, 4d_H, 2d_H, d_H$  によって直線上に配置された 6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を含む ( 図 1 3 B に示す破線で囲まれた、 $VA\#1, VA\#5, VA\#9, VA\#4, VA\#8, VA\#12$  )。

20

## 【 0 2 0 5 】

$VA\#1$  の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を構成する 6 素子 (  $VA\#1, VA\#5, VA\#9, VA\#4, VA\#8, VA\#12$  ) の各々の水平座標 (  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$  ) は、 $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = [0, 2d_H, 3d_H, 7d_H, 9d_H, 10d_H]$  となる。

## 【 0 2 0 6 】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA に含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|x_A - x_B|$  ( ただし、 $A, B$  は各々 1 から 6 の整数値をとり、 $A \neq B$  である ) は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_H$  となる。すなわち、レーダ装置 1 0 は、6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を用いることによって、水平方向における基本単位  $d_H$  を素子間隔とする 11 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

30

## 【 0 2 0 7 】

例えば、レーダ装置 1 0 は、 $d_H = 0.5$  では、水平方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置 1 0 は、アレー開口長が  $10d_H = 5$  となるため、ビーム幅  $BW$  が約  $8^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

## 【 0 2 0 8 】

## ( 2 ) 垂直方向

図 1 3 A において、垂直方向に素子間隔  $2d_V, 4d_V$  によって配置された 3 つの送信アンテナ  $Tx\#1, Tx\#2, Tx\#3$  と、垂直方向に素子間隔  $5d_V$  によって配置された 2 つの受信アンテナ  $Rx\#2, Rx\#4$  との垂直位置関係から、図 1 3 B に示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔  $4d_V, d_V, d_V, 3d_V, 2d_V$  によって直線上に配置された 6 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA を含む ( 図 1 3 B に示す破線で囲まれた、 $VA\#7, VA\#6, VA\#15, VA\#5, VA\#14, VA\#13$  )。

40

## 【 0 2 0 9 】

$VA\#7$  の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA を構成する 6 素子 (  $VA\#7, VA\#6, VA\#15, VA\#5, VA\#14, VA\#13$  ) の各々の垂直座標 (  $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$  ) は、 $(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6) = [0, 4d_V, 5d_V, 6d_V, 9d_V, 11d_V]$  となる。

## 【 0 2 1 0 】

50

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|y_A - y_B|$ （ただし、A,Bは各々1から6の整数値をとり、A≠Bである）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_v$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAのうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\} \times d_v$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における素子間隔が基本単位 $d_v$ である8素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0211】

なお、レーダ装置10は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_v$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における基本単位 $d_v$ を2倍した素子間隔 $2d_v$ を含む10素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、10素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置10は、基本単位 $d_v$ を素子間隔とする8素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

#### 【0212】

例えば、レーダ装置10は、 $d_v = 0.5$ では、垂直方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、基本単位 $d_v$ を素子間隔とする8素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $7d_v = 3.5$ となるため、ビーム幅Bが約 $11^\circ$ となる。また、レーダ装置10は、素子間隔 $2d_v$ を含む10素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $11d_v = 5.5$ となるため、ビーム幅BWは約 $7^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0213】

このように、レーダ装置10は、 $d_v = 0.5$ では、図13Aにおいて、 $(|Tx\#2$ 及び $Tx\#3$ の垂直方向の素子間隔 $4d_v$ )-(Rx#2及びRx#4の垂直方向素子間隔 $5d_v$ )|= $d_v$   $0.5 < 1$ となり、条件B-3を満たす。これにより、図13Bでは、仮想受信アレーの垂直方向の配置において、1以下の素子間隔( $0.5$ )が1つ以上含まれる(図13Bに示すVA#6及びVA#15の素子間隔、VA#15及びVA#5の素子間隔、)。図13Aを用いたレーダ装置10は、サブアレーアンテナ構成であっても、垂直方向における基本単位 $d_v$ を素子間隔とする複数素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0214】

図14は上記構成を用いて得られる方向推定結果(計算機シミュレーション結果)を示す。図14では、シミュレーション条件として、ビームフォーマ法を使用し、ターゲット方向を $0^\circ$ としている。また、図14において実線で示す方向推定結果(8素子DOA)は、垂直方向における基本単位 $d_v$ を素子間隔とする8素子の等間隔直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行った結果であり、点線で示す方向推定結果(10素子DOA)は、垂直方向における基本単位 $d_v$ の2倍の素子間隔を含む10素子の直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行った結果である。

#### 【0215】

図14に示すように、8素子の等間隔直線アレーであると仮想的にみなしたレーダ装置10では、ターゲット方向 $0^\circ$ のビームのビーム幅BWが約 $11^\circ$ であり、 $13dB$ 以下のサイドローブレベルが得られていることが分かる。また、図14に示すように、10素子の直線アレーであると仮想的にみなしたレーダ装置10では、8素子の等間隔直線アレーであると仮想的にみなした場合(実線)と比較して、サイドローブが上昇しているが、ターゲット方向 $0^\circ$ のビームのビーム幅BWが狭まること分かる。また、図14に示すように、双方においてグレーティングローブが発生していないことが分かる。

#### 【0216】

以上のように、本実施の形態によれば、レーダ装置10は、サブアレーアンテナ構成に

10

20

30

40

50

において、MIMOレーダを用いて垂直方向及び水平方向の2次元でのビーム走査を行う場合に、垂直方向及び水平方向の仮想受信アレーの開口長を最大限拡大することができる。すなわち、本実施の形態によれば、レーダ装置10は、仮想受信アレーを用いることで、少ないアンテナ数による角度分解能の向上を可能とし、小型化、低コスト化を図ることができる。

#### 【0217】

(実施の形態2のバリエーション1)

上述した図13AのMIMOレーダにおけるアンテナ配置は、垂直方向にスタック配置してサブアレー化されたアレー素子の垂直方向におけるサイズが $2d_v$ よりも小さければ適用可能である。

10

#### 【0218】

図13Aの配置において、垂直方向の素子間隔が最小となるのは、 $Tx\#1$ と $Tx\#2$ の素子間隔で、 $2d_v$ である。一方、図15Aの配置において、垂直方向の素子間隔が最小となるのは、 $Rx\#2$ と $Rx\#4$ の素子間隔で、 $3d_v$ である。そのため、図15Aの配置は、より垂直方向のサイズが大きいサブアレー化したアンテナ素子を適用できることになる。垂直方向のサイズが大きいサブアレー化したアンテナ素子を用いることで、垂直方向の利得を高め、また、垂直方向の指向性を絞ることができる。

#### 【0219】

一方で、垂直方向にスタック配置してサブアレー化されたアレー素子の垂直方向のサイズが $2d_v$ より大きく、例えば、図15Cに示すように垂直方向に3つのアンテナ素子をスタック配置してサブアレー化したアンテナ素子を用いる場合、以下に説明するアンテナ配置を用いればよい。以下では、垂直方向にスタック配置してサブアレー化されたアレー素子の垂直方向のサイズが $3d_v$ 以下であれば適用可能であるアンテナ配置例について説明する。

20

#### 【0220】

図15Aは、送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置例を示す。また、図15Bは、図15Aに示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

#### 【0221】

ここでは、送信アンテナ106の個数 $N_t = 4$ 個とし、受信アンテナ202の個数 $N_a = 4$ 個とする。また、4個の送信アンテナ106を $Tx\#1 \sim Tx\#4$ で表し、4個の受信アンテナ202を $Rx\#1 \sim Rx\#4$ で表す。

30

#### 【0222】

図15Aにおいて、送信アンテナ $Tx\#1 \sim Tx\#4$ は、垂直方向に配置した3つのアンテナのうちの上端である送信アンテナ $Tx\#1$ を基点に、水平右方向に更に1つのアンテナを配置し(L字を $+90^\circ$ 回転)、受信アンテナ $Rx\#1 \sim Rx\#4$ は、水平方向に配置した3つのアンテナのうちの中央である受信アンテナ $Rx\#2$ を基点に、垂直上方向に更に1つのアンテナを配置する(T字を $180^\circ$ 回転)。

#### 【0223】

図15Aに示すアンテナ配置によって構成される、図15Bに示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

40

#### 【0224】

(1) 水平方向

図15Aにおいて水平方向に素子間隔 $7d_H$ によって配置された2つの送信アンテナ $Tx\#1$ ,  $Tx\#4$ と、水平方向に素子間隔 $2d_H$ ,  $d_H$ によって配置された3つの受信アンテナ $Rx\#1$ ,  $Rx\#2$ ,  $Rx\#3$ との水平位置関係から、図15Bに示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔 $2d_H$ ,  $d_H$ ,  $4d_H$ ,  $2d_H$ ,  $d_H$ によって直線上に配置された6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを含む(図15Bに示す破線で囲まれた、 $VA\#1$ ,  $VA\#5$ ,  $VA\#9$ ,  $VA\#4$ ,  $VA\#8$ ,  $VA\#12$ )。

#### 【0225】

$VA\#1$ の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを構成する6

50

素子 (VA#1, VA#5, VA#9, VA#4, VA#8, VA#12) の各々の水平座標 ( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ) は、( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ) =  $[0, 2 d_H, 3 d_H, 7 d_H, 9 d_H, 10 d_H]$ となる。

【0226】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|x_A - x_B|$  (ただし、A,Bは各々1から6の整数値をとり、A≠Bである)は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \times d_H$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを用いることによって、水平方向における素子間隔が基本単位 $d_H$ である11素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能を有する到来方向推定ができる。

【0227】

例えば、レーダ装置10は、 $d_H = 0.5$  では、水平方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、アレー開口長が $10 d_H = 5$  となるため、ビーム幅BWが約 $8^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。

【0228】

(2) 垂直方向

図15Aにおいて、垂直方向に素子間隔 $4 d_V$ 、 $5 d_V$ によって配置された3つの送信アンテナTx#1, Tx#2, Tx#3と、垂直方向に素子間隔 $3 d_V$ によって配置された2つの受信アンテナRx#2, Rx#4との垂直位置関係から、図15Bに示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔 $3 d_V$ 、 $2 d_V$ 、 $3 d_V$ 、 $1 d_V$ 、 $3 d_V$ によって直線上に配置された6個の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを含む(図15Bに示す破線で囲まれた、VA#7, VA#15, VA#6, VA#14, VA#5, VA#13)。

【0229】

VA#7の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを構成する6素子 (VA#7, VA#15, VA#6, VA#14, VA#5, VA#13) の各々の垂直座標 ( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ) は、( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ) =  $[0, 3 d_V, 5 d_V, 8 d_V, 9 d_V, 12 d_V]$ となる。

【0230】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|y_A - y_B|$  (ただし、A,Bは各々1から6の整数値をとり、A≠Bである)は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12\} \times d_V$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAのうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9\} \times d_V$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における素子間隔が基本単位 $d_V$ である10素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

【0231】

なお、レーダ装置10は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12\} \times d_V$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向の基本単位 $d_V$ の3倍の素子間隔 $3 d_V$ を含む11素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、10素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置10は、基本単位 $d_V$ を素子間隔とする10素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

【0232】

例えば、レーダ装置10は、 $d_V = 0.5$  では、垂直方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、基本単位 $d_V$ を素子間隔とする10素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $9 d_V = 4.5$  となるため、ビーム幅BWが約 $9^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。また、素子間隔 $3 d_V$ を含む11素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $12 d_V = 6$  となるため、ビーム幅BWが約 $7^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。

10

20

30

40

50



## 【 0 2 3 3 】

( 実施の形態 2 のバリエーション 2 )

上記実施の形態では、垂直方向においてアレー素子をサブアレー化する場合について説明したが、水平方向においてアレー素子をサブアレー化してもよい。すなわち、図 1 6 は、レーダ装置 1 0 が水平方向のレーダ検知範囲を狭くでき、水平方向の最小素子間隔が  $2d_H$  である場合、サブアレー化したアンテナ素子を図 1 7 A に適用した一例である。図 1 6 では、2つのアレー素子を水平方向にスタック配置してサブアレー化することにより、水平方向の指向性を狭め、不要な方向への輻射を低減し、アレー素子利得を向上することができる。

## 【 0 2 3 4 】

10

ただし、上述した垂直方向と同様に、サブアレーアンテナのアレー素子を水平方向にスタック配置することで、アレー素子のサイズが1波長程度に増加するため、アレーアンテナの配置上の制約が生じる。すなわち、レーダ装置 1 0 は、サブアレーアンテナ構成では、アレー配置水平方向の最小素子間隔が所定値以上となる制約を受ける。

## 【 0 2 3 5 】

そこで、本バリエーションでは、水平方向においてサブアレーアンテナを用いる場合でも、広範囲に渡りグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定が可能であり、垂直/水平方向の高分解能化を実現するためのアンテナ配置について説明する。

## 【 0 2 3 6 】

実施の形態 1 と同様、 $N_t$  個の送信アンテナ 1 0 6 及び  $N_a$  個の受信アンテナ 2 0 2 の各々は、水平方向及び垂直方向において不等間隔に配置される。

20

## 【 0 2 3 7 】

また、本実施の形態に係る送信アンテナ 1 0 6 及び受信アンテナ 2 0 2 は、水平方向 ( サブアレーアンテナが構成される方向 ) において、 $N_{TV}$  本の送信アンテナ 1 0 6 の素子間隔と、 $N_{RV}$  本の受信アンテナ 2 0 2 の素子間隔との間で、素子間隔の差が水平方向の素子間隔の基本単位  $d_H$  となる組み合わせが1つ以上含まれるように配置される。また、水平方向の素子間隔の基本単位  $d_H$  は 1 未満 ( 例えば 0 . 5 ) に設定する。すなわち、送信アンテナ 1 0 6 及び受信アンテナ 2 0 2 は、以下の式 ( 以下、条件 A - 3 と呼ぶ ) を満たす配置が少なくとも一つ含まれるように配置される。

## 【 0 2 3 8 】

30

< 条件 A - 3 >

$$|(\text{送信アンテナ106の水平方向の素子間隔}) - (\text{受信アンテナ202の水平方向の素子間隔})| \\ = d_H \cdot 0.5 < 1$$

## 【 0 2 3 9 】

また、本バリエーションに係る送信アンテナ 1 0 6 及び受信アンテナ 2 0 2 の配置では、実施の形態 1 で説明した制約条件のうち、A - 1 以外の A - 2、B - 1、B - 2 を満たすものとする。

## 【 0 2 4 0 】

こうすることで、レーダ装置 1 0 は、水平方向のサブアレーアンテナ構成においても、垂直方向及び水平方向の仮想受信アレーの開口長を最大限拡大することができ、仮想受信アレーを用いることで、少ないアンテナ数による角度分解能の向上を可能とし、小型化、低コスト化を図ることができる。

40

## 【 0 2 4 1 】

( 実施の形態 2 のバリエーション 3 )

本バリエーションでは、垂直方向及び水平方向の双方においてアレー素子をサブアレー化する場合について説明する。図 1 8 は、垂直方向及び水平方向の双方のレーダ検知範囲を狭くでき、垂直方向/水平方向の最小素子間隔が  $2d_V$ 、 $2d_H$  である場合、2素子×2素子のサブアレー化したアンテナ素子を図 1 7 A に適用した一例である。図 1 8 では、アレー素子を垂直方向及び水平方向にスタック配置してサブアレー化することにより、垂直方向及び水平方向の指向性を狭め、不要な方向への輻射を低減し、アレー素子利得を向

50

上することができる。

#### 【0242】

ただし、レーダ装置10は、アレー素子を垂直方向及び水平方向にスタック配置することで、アレー素子のサイズが1波長以上に増加するため、アレーアンテナの配置上の制約が生じる。すなわち、レーダ装置10は、アレー配置の垂直方向及び水平方向の最小素子間隔が所定値以上となる制約を受ける。

#### 【0243】

そこで、本バリエーションでは、垂直方向及び水平方向の双方においてサブアレーアンテナを用いる場合でも、広範囲に渡りグレーティングロープの発生を抑えた到来方向推定が可能であり、垂直/水平方向の高分解能化を実現するためのアンテナ配置について説明する。

10

#### 【0244】

実施の形態1と同様、 $N_t$ 個の送信アンテナ106及び $N_a$ 個の受信アンテナ202の各々は、水平方向及び垂直方向において不等間隔に配置される。

#### 【0245】

本実施の形態に係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202は、垂直方向において、 $N_{TV}$ 本の送信アンテナ106の素子間隔と、 $N_{RV}$ 本の受信アンテナ202の素子間隔との間で、素子間隔の差が垂直方向の素子間隔の基本単位 $d_v$ となる組み合わせが1つ以上含まれるように配置される。また、垂直方向の素子間隔の基本単位 $d_v$ は1未満（例えば0.5）に設定する。すなわち、送信アンテナ106及び受信アンテナ202は、垂直方向において、以下の式（条件B-3）を満たす配置が少なくとも一つ含まれるように配置される。

20

#### 【0246】

<条件B-3>

$$|(\text{送信アンテナ106の垂直方向の素子間隔}) - (\text{受信アンテナ202の垂直方向の素子間隔})| \\ = d_v \cdot 0.5 < 1$$

#### 【0247】

また、本実施の形態に係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202は、水平方向において、 $N_{TH}$ 本の送信アンテナ106の素子間隔と、 $N_{RH}$ 本の受信アンテナ202の素子間隔との間で、素子間隔の差が水平方向の素子間隔の基本単位 $d_h$ となる組み合わせが1つ以上含まれるように配置される。また、水平方向の素子間隔の基本単位 $d_h$ は1未満（例えば0.5）に設定する。すなわち、送信アンテナ106及び受信アンテナ202は、水平方向において、以下の式（条件A-3）を満たす配置が少なくとも一つ含まれるように配置される。

30

#### 【0248】

<条件A-3>

$$|(\text{送信アンテナ106の水平方向の素子間隔}) - (\text{受信アンテナ202の水平方向の素子間隔})| \\ = d_h \cdot 0.5 < 1$$

#### 【0249】

また、本バリエーションに係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置では、実施の形態1で説明した制約条件のうち、A-1、B-1以外のA-2、B-2を満たすものとする。

40

#### 【0250】

一例として、図17Aは、送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置例を示す。また、図17Bは、図17Aに示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

#### 【0251】

ここでは、送信アンテナ106の個数 $N_t = 4$ 個とし、受信アンテナ202の個数 $N_a = 4$ 個とする。また、4個の送信アンテナ106をTx#1~Tx#4で表し、4個の受信アンテナ202をRx#1~Rx#4で表す。

50

## 【 0 2 5 2 】

図 1 7 A において、送信アンテナTx#1～Tx#4は、垂直方向に配置した 3 つのアンテナのうちの上端である送信アンテナTx#1を基点に、水平右方向に更に 1 つのアンテナを配置し（L 字を + 9 0 ° 回転）、受信アンテナRx#1～Rx#4は、水平方向に配置した 3 つのアンテナのうちの中央である受信アンテナRx#2を基点に、垂直上方向に更に 1 つのアンテナを配置する。

## 【 0 2 5 3 】

図 1 7 B は、図 1 7 A に示すアンテナ配置によって構成される仮想受信アレーの配置を示す。図 1 7 B に示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

## 【 0 2 5 4 】

## ( 1 ) 水平方向

図 1 7 A において水平方向に素子間隔  $5 d_H$  によって配置された 2 つの送信アンテナTx#1, Tx#4と、水平方向に素子間隔  $4 d_H$ 、 $2 d_H$  によって配置された 3 つの受信アンテナRx#1, Rx#2, Rx#3との水平位置関係から、図 1 7 B に示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔  $4 d_H$ 、 $d_H$ 、 $d_H$ 、 $3 d_H$ 、 $2 d_H$  によって直線上に配置された 6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを含む（図 1 7 B に示す破線で囲まれた、VA#1, VA#5, VA#4, VA#9, VA#8, VA#12）。

## 【 0 2 5 5 】

VA#1の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを構成する 6 素子（VA#1, VA#5, VA#4, VA#9, VA#8, VA#12）の各々の水平座標（ $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ）は、 $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = [0, 4 d_H, 5 d_H, 6 d_H, 9 d_H, 11 d_H]$ となる。

## 【 0 2 5 6 】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAに含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|x_A - x_B|$ （ただし、A, Bは各々 1 から 6 の整数値をとり、A ≠ Bである）は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_H$ となる。すなわち、レーダ装置 1 0 は、6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAのうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\} \times d_H$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における素子間隔が基本単位  $d_H$  である 8 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

## 【 0 2 5 7 】

なお、レーダ装置 1 0 は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_H$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における基本単位  $d_H$  を 2 倍した素子間隔  $2 d_H$  を含む 1 0 素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、1 0 素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置 1 0 は、基本単位  $d_H$  を素子間隔とする 8 素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

## 【 0 2 5 8 】

例えば、レーダ装置 1 0 は、 $d_H = 0.5$  では、水平方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置 1 0 は、基本単位  $d_H$  を素子間隔とする 8 素子の等間隔直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $7 d_H = 3.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $11^\circ$  となる。また、レーダ装置 1 0 は、素子間隔  $2 d_H$  を含む 1 0 素子の直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $11 d_H = 5.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $7^\circ$  となり、BW =  $10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

## 【 0 2 5 9 】

このように、レーダ装置 1 0 は、 $d_H = 0.5$  では、図 1 7 A において、 $|(Tx\#1 \text{ 及び } Tx\#4 \text{ の水平方向の素子間隔 } 5 d_H) - (Rx\#1 \text{ 及び } Rx\#2 \text{ の水平方向素子間隔 } 4 d_H)| = d_H = 0.5 < 1$  の条件 A - 3 を満たす。これにより、図 1 7 B では、仮想受信アレーの水平方向の配置において、1 以下の素子間隔（ $0.5$ ）が 1 つ以上含まれる（図 1 7 B に示すVA#5及びVA#4の素子間隔、VA#4及びVA#9の素子間隔、）。図 1 7 A を用いたレーダ

10

20

30

40

50

装置 10 は、水平方向における基本単位  $d_v$  を素子間隔とする複数素子の直線アレーと仮想的にみなして、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0260】

##### (2) 垂直方向

図 17A において、垂直方向に素子間隔  $2d_v$ 、 $4d_v$  によって配置された 3 つの送信アンテナ Tx#1, Tx#2, Tx#3 と、垂直方向に素子間隔  $5d_v$  によって配置された 2 つの受信アンテナ Rx#2, Rx#4 との垂直位置関係から、図 17B に示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔  $4d_v$ 、 $d_v$ 、 $d_v$ 、 $3d_v$ 、 $2d_v$  によって直線上に配置された 6 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA を含む (図 17B に示す破線で囲まれた、VA#7, VA#6, VA#15, VA#5, VA#14, VA#13)。

10

#### 【0261】

VA#7 の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA を構成する 6 素子 (VA#7, VA#6, VA#15, VA#5, VA#14, VA#13) の各々の垂直座標 ( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ) は、( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ) =  $[0, 4d_v, 5d_v, 6d_v, 9d_v, 11d_v]$  となる。

#### 【0262】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA に含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|y_A - y_B|$  (ただし、A, B は各々 1 から 6 の整数値をとり、 $A \neq B$  である) は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_v$  となる。すなわち、レーダ装置 10 は、6 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナ VLA のうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\} \times d_v$  となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における素子間隔が基本単位  $d_v$  である 8 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能を有する到来方向推定ができる。

20

#### 【0263】

なお、レーダ装置 10 は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_v$  となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における基本単位  $d_v$  を 2 倍した素子間隔  $2d_v$  を含む 10 素子の直線アレーと仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、10 素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置 10 は、基本単位  $d_v$  を素子間隔とする 8 素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

#### 【0264】

30

例えば、レーダ装置 10 は、 $d_v = 0.5$  では、垂直方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置 10 は、基本単位  $d_v$  を素子間隔とする 8 素子の等間隔直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $7d_v = 3.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $11^\circ$  となる。また、レーダ装置は、素子間隔  $2d_v$  を含む 10 素子の直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $11d_v = 5.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $7^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0265】

このように、レーダ装置 10 は、 $d_v = 0.5$  では、図 17A において、 $|(Tx\#2 \text{ 及び } Tx\#3 \text{ の垂直方向の素子間隔 } 4d_v) - (Rx\#2 \text{ 及び } Rx\#4 \text{ の垂直方向素子間隔 } 5d_v)| = d_v \cdot 0.5 < 1$  の条件 B-3 を満たす。これにより、図 17B では、仮想受信アレーの垂直方向の配置において、1 以下の素子間隔 ( $0.5$ ) が 1 つ以上含まれる (図 17B に示す VA#6 及び VA#15 の素子間隔、VA#15 及び VA#5 の素子間隔、)。図 17A を用いたレーダ装置 10 は、垂直方向における基本単位  $d_v$  を素子間隔とする複数素子の直線アレーを有すると仮想的にみなすことができるため、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

40

#### 【0266】

このため、レーダ装置 10 は、垂直方向及び水平方向の双方がサブアレーアンテナ構成の場合でも、垂直方向及び水平方向の仮想受信アレーの開口長を最大限拡大することができ、仮想受信アレーを用いることで、少ないアンテナ数による角度分解能の向上を可能と

50

し、レーダ装置 10 の小型化、低コスト化を図ることができる。

#### 【0267】

(実施の形態 2 のバリエーション 4)

バリエーション 3 で説明した MIMO レーダにおけるアンテナ配置は、垂直方向及び水平方向にスタック配置してサブアレー化されたアレー素子の垂直方向のサイズが  $2d_v$  より小さく、かつ、水平方向のサイズが  $2d_h$  より小さければ適用可能である。

#### 【0268】

一方で、レーダ装置 10 は、垂直方向 / 水平方向にスタック配置してサブアレー化されたアレー素子の垂直方向 / 水平方向のサイズが  $2d_v$ 、 $2d_h$  より大きく、例えば、図 19 に示すように垂直方向及び水平方向に 3 つのアンテナ素子をスタック配置してサブアレー化したアンテナ素子を用いる場合、以下に説明するアンテナ配置を用いればよい。以下では、垂直方向にスタック配置してサブアレー化されたアレー素子の垂直方向のサイズが  $3d_v$  より小さく、水平方向にスタック配置してサブアレー化されたアレー素子の水平方向のサイズが  $3d_h$  より小さければ適用可能であるアンテナ配置例について説明する。

#### 【0269】

図 20A は、送信アンテナ 106 及び受信アンテナ 202 の配置例を示す。また、図 20B は、図 20A に示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

#### 【0270】

ここでは、送信アンテナ 106 の個数  $N_t = 4$  個とし、受信アンテナ 202 の個数  $N_a = 4$  個とする。また、4 個の送信アンテナ 106 を  $Tx\#1 \sim Tx\#4$  で表し、4 個の受信アンテナ 202 を  $Rx\#1 \sim Rx\#4$  で表す。

#### 【0271】

図 20A において、送信アンテナ  $Tx\#1 \sim Tx\#4$  は、垂直方向に配置した 3 つのアンテナのうちの上端である送信アンテナ  $Tx\#1$  を基点に、水平右方向に更に 1 つのアンテナを、垂直方向の素子間隔よりも狭い間隔によって、配置したパターンであり (L 字を  $-180^\circ$  回転)、受信アンテナ  $Rx\#1 \sim Rx\#4$  は、水平方向に配置した 3 つのアンテナのうちの上端である受信アンテナ  $Rx\#3$  を基点に垂直上方向に更に 1 つのアンテナを、水平方向の素子間隔よりも狭い間隔によって、配置する (L 字を  $-90^\circ$  回転)。

#### 【0272】

図 20A に示すアンテナ配置によって構成される、図 20B に示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

#### 【0273】

(1) 水平方向

図 20A において水平方向に素子間隔  $3d_h$  によって配置された 2 つの送信アンテナ  $Tx\#1$ ,  $Tx\#4$  と、水平方向に素子間隔  $4d_h$ 、 $5d_h$  によって配置された 3 つの受信アンテナ  $Rx\#1$ ,  $Rx\#2$ ,  $Rx\#3$  との水平位置関係から、条件 A - 3 を満たし、図 20B に示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔  $3d_h$ 、 $d_h$ 、 $3d_h$ 、 $2d_h$ 、 $3d_h$  によって直線上に配置された 6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を含む (図 20B に示す破線で囲まれた、 $VA\#1$ ,  $VA\#4$ ,  $VA\#5$ ,  $VA\#8$ ,  $VA\#9$ ,  $VA\#12$ )。

#### 【0274】

$VA\#1$  の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA を構成する 6 素子 ( $VA\#1$ ,  $VA\#4$ ,  $VA\#5$ ,  $VA\#8$ ,  $VA\#9$ ,  $VA\#12$ ) の各々の水平座標 ( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ) は、 $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = [0, 3d_h, 4d_h, 7d_h, 9d_h, 12d_h]$  となる。

#### 【0275】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA に含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|x_A - x_B|$  (ただし、 $A, B$  は各々 1 から 6 の整数値をとり、 $A \neq B$  である) は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12\} \times d_h$  となる。すなわち、レーダ装置 10 は、6 素子の水平方向仮想直線アレーアンテナ HLA のうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9\} \times d_h$  となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における素子間隔が基本単位  $d_h$  である 10 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能を有す

10

20

30

40

50

る到来方向推定ができる。

#### 【0276】

なお、レーダ装置10は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12\} \times d_H$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における基本単位 $d_H$ を3倍した素子間隔 $3d_H$ を含む11素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、11素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置10は、基本単位 $d_H$ を素子間隔とする10素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

#### 【0277】

例えば、レーダ装置10は、 $d_H = 0.5$ では、水平方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、基本単位 $d_H$ を素子間隔とする10素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $9d_H = 4.5$ となるため、ビーム幅BWが約 $9^\circ$ となり、ビーム幅BWが約 $7^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。また、レーダ装置10は、素子間隔 $3d_H$ を含む11素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $12d_V = 6$ となるため、ビーム幅BWが約 $7^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0278】

##### (2) 垂直方向

図20Aにおいて、垂直方向に素子間隔 $4d_V$ 、 $5d_V$ によって配置された3つの送信アンテナTx#1, Tx#2, Tx#3と、垂直方向に素子間隔 $3d_V$ によって配置された2つの受信アンテナRx#3, Rx#4との垂直位置関係から、条件B-3を満たし、図20Bに示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔 $3d_V$ 、 $2d_V$ 、 $3d_V$ 、 $d_V$ 、 $3d_V$ によって直線上に配置された6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを含む(図20Bに示す破線で囲まれた、VA#11, VA#15, VA#10, VA#14, VA#9, VA#13)。

#### 【0279】

VA#11の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを構成する6素子(VA#11, VA#15, VA#10, VA#14, VA#9, VA#13)の各々の垂直座標( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ )は、( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ) =  $[0, 3d_V, 5d_V, 8d_V, 9d_V, 12d_V]$ となる。

#### 【0280】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|y_A - y_B|$ (ただし、A, Bは各々1から6の整数値をとり、A  $\neq$  Bである)は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12\} \times d_V$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAのうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9\} \times d_V$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における素子間隔が基本単位 $d_V$ である10素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0281】

なお、レーダ装置10は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12\} \times d_V$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における基本単位 $d_V$ を3倍した素子間隔 $3d_V$ を含む11素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、11素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置10は、基本単位 $d_V$ を素子間隔とする10素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

#### 【0282】

例えば、レーダ装置10は、 $d_V = 0.5$ では、垂直方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、基本単位 $d_V$ を素子間隔とする10素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $9d_V = 4.5$ となるため、ビーム幅B

10

20

30

40

50

Wが約 $9^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。また、レーダ装置10は、素子間隔 $3d_v$ を含む11素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $12d_v = 6$ となるため、ビーム幅BWが約 $7^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0283】

(実施の形態2のバリエーション5)

実施の形態2において、水平方向又は垂直方向の何れか一方の角度分解能として $10^\circ$ 程度の高い分解能が必要でない場合、送信アンテナ106の素子数又は受信アンテナ202の素子数を3素子としてもよい。

#### 【0284】

以下では、一例として、垂直方向の角度分解能として高い分解能が要求されない場合に、送信アンテナ106の素子数を3素子とし、受信アンテナ202の素子数を4素子とする場合について説明する。

#### 【0285】

また、アレー素子を垂直及び水平方向にスタック配置することで、アレー素子のサイズが縦横1波長(1)以上になる場合のMIMOアレー配置を用いる。

#### 【0286】

図21Aは、送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置例を示す。また、図21Bは、図21Aに示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

#### 【0287】

図21Aにおいて、3個の送信アンテナ106をTx#1~Tx#3で表し、4個の受信アンテナ202をRx#1~Rx#4で表す。図21Aにおいて、送信アンテナTx#1~Tx#3は、垂直方向に配置した2つのアンテナのうちの上端である送信アンテナTx#1を基点に、水平右方向に更に1つのアンテナを、垂直方向の素子間隔よりも広い間隔によって、配置したパターンであり(L字を $+90^\circ$ 回転)、受信アンテナRx#1~Rx#4は、水平方向に配置した3つのアンテナのうちの中央である受信アンテナRx#2を基点に、垂直上方向に更に1つのアンテナを、水平方向の素子間隔よりも狭い間隔によって配置する(T字を $180^\circ$ 回転)。

#### 【0288】

また、本バリエーションに係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置では、実施の形態1で説明した制約条件のうち、A-1、B-1以外の、A-2、B-2を満たすものとする。

#### 【0289】

図21Aに示すアンテナ配置によって構成される、図21Bに示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

#### 【0290】

(1) 水平方向

図21Aにおいて水平方向に素子間隔 $5d_H$ によって配置された2つの送信アンテナTx#1, Tx#3と、水平方向に素子間隔 $4d_H$ 、 $2d_H$ によって配置された3つの受信アンテナRx#1, Rx#2, Rx#3との水平位置関係から、条件A-3を満たし、図21Bに示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔 $4d_H$ 、 $d_H$ 、 $d_H$ 、 $3d_H$ 、 $2d_H$ によって直線上に配置された6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを含む(図21Bに示す破線で囲まれた、VA#1, VA#4, VA#3, VA#7, VA#6, VA#9)。

#### 【0291】

VA#1の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを構成する6素子(VA#1, VA#4, VA#3, VA#7, VA#6, VA#9)の各々の水平座標( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ )は、( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ) =  $[0, 4d_H, 5d_H, 6d_H, 9d_H, 11d_H]$ となる。

#### 【0292】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|x_A - x_B|$ (ただし、A, Bは各々1から6の整数値をとり、A ≠ Bである)は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_H$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の水平方向仮

10

20

30

40

50

想直線アレーアンテナHLAのうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\} \times d_H$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における素子間隔が基本単位  $d_H$  である 8 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0293】

なお、レーダ装置 10 は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_H$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における基本単位  $d_H$  を 2 倍した素子間隔  $2 d_H$  を含む 10 素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、10 素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置 10 は、基本単位  $d_H$  を素子間隔とする 8 素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

10

#### 【0294】

例えば、レーダ装置 10 は、 $d_H = 0.5$  では、水平方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置 10 は、基本単位  $d_H$  を素子間隔とする 8 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $7 d_H = 3.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $11^\circ$  となる。また、素子間隔  $2 d_H$  を含む 10 素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $11 d_V = 5.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $7^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0295】

20

#### (2) 垂直方向

図 21A において、垂直方向に素子間隔  $2 d_V$  によって配置された 2 つの送信アンテナ Tx#1, Tx#2 と、垂直方向に素子間隔  $3 d_V$  によって配置された 2 つの受信アンテナ Rx#2, Rx#4 との垂直位置関係から、条件 B - 3 を満たし、図 21B に示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔  $2 d_V$ 、 $d_V$ 、 $2 d_V$  によって直線上に配置された 4 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを含む(図 21B に示す破線で囲まれた、VA#5, VA#4, VA#11, VA#10)。

#### 【0296】

VA#5の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを構成する 4 素子 (VA#5, VA#4, VA#11, VA#10) の各々の垂直座標 ( $y_1, y_2, y_3, y_4$ ) は、( $y_1, y_2, y_3, y_4$ ) =  $[0, 2 d_V, 3 d_V, 5 d_V]$ となる。

30

#### 【0297】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる 2 つの素子の素子間隔  $|y_A - y_B|$  (ただし、A, B は各々 1 から 4 の整数値をとり、A  $\neq$  B である) は、 $\{1, 2, 3, 5\} \times d_V$  となる。すなわち、レーダ装置 10 は、4 素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAのうち、 $\{1, 2, 3\} \times d_V$  となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における基本単位  $d_V$  を素子間隔とする 4 素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0298】

なお、レーダ装置 10 は、 $\{1, 2, 3, 5\} \times d_V$  となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における基本単位  $d_V$  を 2 倍した素子間隔  $2 d_V$  を含む 5 素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、5 素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置 10 は、基本単位  $d_V$  を素子間隔とする 4 素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

40

#### 【0299】

例えば、レーダ装置 10 は、 $d_V = 0.5$  では、垂直方向  $\pm 90^\circ$  の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置 10 は、素子間隔  $2 d_V$  を含む 5 素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $5 d_V = 2.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $16^\circ$  とな

50



る。

#### 【0300】

(実施の形態2のバリエーション6)

実施の形態2において、受信アンテナ202の素子数として5素子以上用いるレーダ装置10では、送信アンテナ106の素子数を3素子としてもよい。又は、送信アンテナ106の素子数として5素子以上用いるレーダ装置10では、受信アンテナ202の素子数を3素子としてもよい。

#### 【0301】

以下では、一例として、送信アンテナ106の素子数を3素子とし、受信アンテナ202の素子数を5素子とするレーダ装置10について説明する。

10

#### 【0302】

また、アレー素子を垂直及び水平方向にスタック配置することで、アレー素子のサイズが縦横1波長(1)程度になるMIMOアレー配置を用いて説明する。

#### 【0303】

図22Aは、送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置例を示す。また、図22Bは、図22Aに示すアンテナ配置によって得られる仮想受信アレーの配置を示す。

#### 【0304】

図22Aにおいて、3個の送信アンテナ106をTx#1~Tx#3で表し、5個の受信アンテナ202をRx#1~Rx#5で表す。図22Aにおいて、送信アンテナTx#1~Tx#3は、垂直方向に配置した3つのアンテナのうちの上端である送信アンテナTx#1を基点に、水平右方向に更に1つのアンテナを配置したパターンである(L字を+90°回転)、受信アンテナRx#1~Rx#5は、水平方向に配置した3つのアンテナのうちの中央である受信アンテナRx#3を基点に垂直上下方向にそれぞれ1つのアンテナを配置する(十字型)。なお、受信アンテナRx#1~Rx#5の配置は十字配置に限定されるものではなく、L字配置でも、T字配置でもよい(例えば、後述する図24A~図24Fを参照)。

20

#### 【0305】

また、本バリエーションに係る送信アンテナ106及び受信アンテナ202の配置では、実施の形態1で説明した制約条件のうち、A-1、B-1以外のA-2、B-2を満たすものとする。

#### 【0306】

図22Aに示すアンテナ配置によって構成される、図22Bに示す仮想受信アレーの配置は以下のような特徴を有する。

30

#### 【0307】

(1) 水平方向

図22Aにおいて水平方向に素子間隔 $5d_H$ によって配置された2つの送信アンテナTx#1, Tx#3と、水平方向に素子間隔 $4d_H$ 、 $2d_H$ によって配置された3つの受信アンテナRx#2, Rx#3, Rx#4との水平位置関係から、条件A-3を満たし、図22Bに示す仮想受信アレーは、水平方向に素子間隔 $4d_H$ 、 $d_H$ 、 $d_H$ 、 $3d_H$ 、 $2d_H$ によって直線上に配置された6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを含む(図22Bに示す破線で囲まれた、VA#4, VA#7, VA#6, VA#10, VA#9, VA#12)。

40

#### 【0308】

VA#4の水平位置を基準とする場合、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAを構成する6素子(VA#4, VA#7, VA#6, VA#10, VA#9, VA#12)の各々の水平座標( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ )は、( $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ ) =  $[0, 4d_H, 5d_H, 6d_H, 9d_H, 11d_H]$ となる。

#### 【0309】

ここで、水平方向仮想直線アレーアンテナHLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|x_A - x_B|$ (ただし、A, Bは各々1から6の整数値をとり、A ≠ Bである)は、{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11} ×  $d_H$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の水平方向仮想直線アレーアンテナHLAのうち、{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7} ×  $d_H$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における基本単位 $d_H$ を素子間隔とする8素子の等間

50

隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0310】

なお、レーダ装置10は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_H$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、水平方向における基本単位 $d_H$ を2倍した素子間隔 $2d_H$ を含む10素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、10素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置10は、基本単位 $d_H$ を素子間隔とする8素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、角度分解能を向上させることができる。

#### 【0311】

例えば、レーダ装置10は、 $d_H = 0.5$ では、水平方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、基本単位 $d_H$ を素子間隔とする8素子を含む等間隔直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $7d_H = 3.5$ となるため、ビーム幅BWが約 $11^\circ$ となる。またレーダ装置10は、素子間隔 $2d_H$ を含む10素子の直線アレーと仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $11d_V = 5.5$ となるため、ビーム幅BWが約 $7^\circ$ となり、 $BW = 10^\circ$ 以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0312】

##### (2) 垂直方向

図22Aにおいて、垂直方向に素子間隔 $5d_V$ によって配置された2つの送信アンテナTx#1, Tx#2と、垂直方向に素子間隔 $2d_V$ 、 $4d_V$ によって配置された3つの受信アンテナRx#1, Rx#3, Rx#5との垂直位置関係から、条件B-3を満たし、図22Bに示す仮想受信アレーは、垂直方向に素子間隔 $2d_V$ 、 $3d_V$ 、 $d_V$ 、 $d_V$ 、 $4d_V$ によって直線上に配置された6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを含む(図22Bに示す破線で囲まれた、VA#2, VA#8, VA#1, VA#14, VA#7, VA#13)。

#### 【0313】

VA#2の垂直位置を基準とする場合、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAを構成する6素子(VA#2, VA#8, VA#1, VA#14, VA#7, VA#13)の各々の垂直座標( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ )は、( $y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6$ ) =  $[0, 2d_V, 5d_V, 6d_V, 7d_V, 11d_V]$ となる。

#### 【0314】

ここで、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAに含まれる任意の異なる2つの素子の素子間隔 $|y_A - y_B|$ (ただし、A, Bは各々1から6の整数値をとり、A ≠ Bである)は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_V$ となる。すなわち、レーダ装置10は、6素子の垂直方向仮想直線アレーアンテナVLAのうち、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\} \times d_V$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向における素子間隔が基本単位 $d_V$ である8素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなすことができ、高い角度分解能による到来方向推定ができる。

#### 【0315】

なお、レーダ装置10は、 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11\} \times d_V$ となる素子間隔の組み合わせを用いることによって、垂直方向において基本単位 $d_V$ と基本単位 $d_V$ を2倍した素子間隔 $2d_V$ とを含む10素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして、到来方向推定を行ってもよい。この場合、10素子の直線アレーを有するとみなしたレーダ装置10は、基本単位 $d_V$ を素子間隔とする8素子の等間隔直線アレーと比較して、空間的なサイドローブが若干上昇するが、開口長が更に拡大するため、メインビームが鋭くなり、角度分解能を向上させることができる。

#### 【0316】

例えば、レーダ装置10は、 $d_V = 0.5$ では、垂直方向 $\pm 90^\circ$ の範囲の広範囲に渡ってグレーティングローブの発生を抑えた到来方向推定ができる。また、レーダ装置10は、基本単位 $d_V$ を素子間隔とする8素子の等間隔直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が $7d_V = 3.5$ となるため、ビーム幅BW

10

20

30

40

50

が約  $11^\circ$  となる。また、レーダ装置 10 は、素子間隔  $2d_v$  を含む 10 素子の直線アレーを有すると仮想的にみなして到来方向推定を行う場合、アレー開口長が  $11d_v = 5.5$  となるため、ビーム幅 BW が約  $7^\circ$  となり、 $BW = 10^\circ$  以下の高い角度分解能を実現できる。

#### 【0317】

以上、本開示の一態様に係る実施の形態について説明した。

#### 【0318】

なお、上記実施の形態、及び、各バリエーションに係る動作を適宜組み合わせて実施してもよい。

#### 【0319】

〔他の実施の形態〕

(1) 送信アンテナ 106 を 4 素子、受信アンテナ 202 を 4 素子としたレーダ装置 10 のアンテナ配置は、図 7A、図 9A、図 13A、図 15A ~ 図 20A に示すアンテナ配置に限らない。

#### 【0320】

例えば、送信アンテナ 106 及び受信アンテナ 202 の各々の配置を L 字型又は T 字型の何れかとした配置の組み合わせでもよい。これによって、上記実施の形態と同様に、仮想受信アレーの垂直方向 / 水平方向によって構成される開口面を最大化する効果を得ることができる。また、送信アンテナ 106 及び受信アンテナ 202 の各々の配置を L 字型又は T 字型を上下反転させた配置、左右反転させた配置としてもよい。

#### 【0321】

図 23A ~ 図 23F は、水平方向に 2 素子、垂直方向に 3 素子を構成する 4 素子の送信アンテナ 106 として等価の効果を得られるアンテナ配置の一例を示す。図 23A ~ 図 23F に示すように、L 字型配置 (図 23C)、L 字を上下反転した配置 (図 23A)、L 字を  $180^\circ$  回転した配置 (図 23D)、L 字を左右反転した配置 (図 23F)、T 字を  $+90^\circ$  回転した配置 (図 23E)、T 字を  $-90^\circ$  回転した配置 (図 23B) としてもよい。

#### 【0322】

また、送信アンテナ 106 の素子数は 4 素子に限定されない。また、図 23A ~ 図 23F に示す送信アンテナ 106 において、垂直方向の直線上に並ぶ 3 素子の素子間隔、  
を入れ替えても同様な効果が得られる。すなわち、素子 # 1 と素子 # 2 の素子間隔  $d_v$  及び素子 # 2 と素子 # 3 の素子間隔  $d_v$  を、素子 # 1 と素子 # 2 の素子間隔  $d_v$  及び素子 # 2 と素子 # 3 の素子間隔  $d_v$  に入れ替えても同様な効果が得られる。

#### 【0323】

図 24A ~ 図 24F は、水平方向に 3 素子、垂直方向に 2 素子を構成する 4 素子の受信アンテナ 202 として等価の効果を得られるアンテナ配置の一例を示す。図 24A ~ 図 24F に示すように、L 字型配置 (図 24B)、L 字型を左右反転した配置 (図 24C)、L 字型を上下反転した配置 (図 24E)、L 字を  $180^\circ$  回転した配置 (図 24F)、T 字型配置 (図 24D)、T 字型を上下反転した配置 (図 24A) としてもよい。

#### 【0324】

また、受信アンテナ 202 の素子数は 4 素子に限定されない。また、図 24A ~ 図 24F に示す受信アンテナ 202 において、水平方向の直線上に並ぶ 3 素子の素子間隔、  
を入れ替えても同様な効果が得られる。すなわち、素子 # 1 と素子 # 2 の素子間隔  $d_H$  及び素子 # 2 と素子 # 3 の素子間隔  $d_H$  を、素子 # 1 と素子 # 2 の素子間隔  $d_H$  及び素子 # 2 と素子 # 3 の素子間隔  $d_H$  に入れ替えても同様な効果が得られる。

#### 【0325】

送信アンテナ 106 の配置を図 23A ~ 図 23F の何れかの配置とし、受信アンテナ 202 の配置を図 24A ~ 図 24F の何れかの配置としたレーダ装置 10 は、それぞれにおいて、上記実施の形態と同様の効果が得られる。また、送信アンテナ 106 の配置を図 24A ~ 図 24F に示す受信アンテナ 202 の何れかの配置とし、受信アンテナ 202 の配置を図 23A ~ 図 23F に示す送信アンテナ 106 の何れかの配置としたレーダ装置 10

10

20

30

40

50

でも、それぞれにおいて、上記実施の形態と同様の効果が得られる。

【0326】

(2) 上記実施の形態では、符号化パルスレーダを用いる場合について説明したが、本開示は、チャープ(Chirp)パルスレーダのような周波数変調したパルス波を用いたレーダ方式についても適用可能である。

【0327】

(3) 図3に示すレーダ装置10において、レーダ送信部100及びレーダ受信部200は、物理的に離れた場所に個別に配置されてもよい。

【0328】

(4) レーダ装置10は、図示しないが、例えば、CPU(Central Processing Unit)、制御プログラムを格納したROM(Read Only Memory)等の記憶媒体、およびRAM(Random Access Memory)等の作業用メモリを有する。この場合、上記した各部の機能は、CPUが制御プログラムを実行することにより実現される。但し、レーダ装置10のハードウェア構成は、かかる例に限定されない。例えば、レーダ装置10の各機能部は、集積回路であるIC(Integrated Circuit)として実現されてもよい。各機能部は、個別に1チップ化されてもよいし、その一部または全部を含むように1チップ化されてもよい。

【0329】

(5) 上記実施の形態では、方位推定部214は、水平方向の方向推定処理として、任意の異なる2つの素子の水平方向の素子間隔を基に、水平方向仮想直線アレーアンテナHLLAを構成して方向推定処理を行った。更に、方位推定部214は、垂直方向の方向推定処理として、任意の異なる2つの素子の垂直方向の素子間隔を基に、垂直方向仮想直線アレーアンテナVLLAを構成して方向推定処理を行った。

【0330】

しかし、上記の方向推定処理に限定されず、水平及び垂直方向の素子間隔を基に仮想的に面配置したアレーアンテナ(以下、仮想面配置アレーアンテナと呼ぶ)を構成して2次元方向推定処理を行ってもよい。

【0331】

図25は、方向推定部の他の構成を示す図である。

【0332】

以下、図25に示す方向推定部250を用いて、動作の説明を行う。

【0333】

図25に示す方向推定部250は、上記実施の形態と同様に、Na個のアンテナ系統処理部201の各々において処理を施して得られた仮想受信アレー相関ベクトル $h(k, f_s, w)$ を入力とし、方向ベクトル記憶部251、相関ベクトル生成部252、及び評価関数演算部253を含む。

【0334】

図26は、方向推定部250の動作説明に用いる3次元座標系を示す図である。まず、図26では、原点Oを基準とした物標 $P_T$ の位置ベクトルを $r_{P_T}$ と定義する。

【0335】

物標 $P_T$ の位置ベクトル $r_{P_T}$ をXZ平面に射影した射影点を $P_T'$ とした場合、方位角 $\theta$ は直線O- $P_T'$ とZ軸とのなす角と定義する(物標 $P_T$ のX座標が正の場合、 $\theta > 0$ とする)。仰角 $\phi$ は、物標 $P_T$ 、原点O、及び射影点 $P_T'$ を含む平面内での、物標 $P_T$ 、原点O、及び射影点 $P_T'$ を結ぶ線の角度とする定義する(物標 $P_T$ のY座標が正の場合、 $\phi > 0$ とする)。なお、以下では、XY平面内に送信アンテナ106及び受信アンテナ202を配置する場合を一例に説明を行う。

【0336】

原点Oを基準とした、仮想受信アレーにおける第 $n_{va}$ 番目の素子の位置ベクトルを $S_{n_{va}}$ と表記する。ここで、 $n_{va}=1, \dots, N_t \times N_a$ である。

【0337】

ここで、仮想受信アレーにおける第1番目の素子の位置ベクトル $S_1$ は、第1番目の受

10

20

30

40

50

信アンテナ 2 0 2 - 1 の物理的な位置と原点 O との位置関係を基に決定する。その他の位置位置ベクトル  $S_2, \dots, S_{n_{va}}$  は、仮想受信アレーにおける第 1 番目の素子の位置ベクトル  $S_1$  を基準に、XY 平面内に存在する送信アンテナ 1 0 6 及び受信アンテナ 2 0 2 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する。なお、原点 O を第 1 番目の受信アンテナ 2 0 2 - 1 の物理的な位置と一致させても良い。

【 0 3 3 8 】

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 1 番目の素子での受信信号を基準とした、第 2 番目の素子での受信信号間の位相差  $d(r_{PT}, 2, 1)$  は式 ( 1 5 ) で示される。ここで、 $\langle x, y \rangle$  はベクトル  $x$  及びベクトル  $y$  の内積演算子である。

10

【 数 1 7 】

$$d(r_{PT}, 2, 1) = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\langle -\mathbf{r}_{PT}, (\mathbf{s}_2 - \mathbf{s}_1) \rangle}{|\mathbf{r}_{PT}|} = \frac{2\pi}{\lambda} \langle \frac{\mathbf{r}_{PT}}{|\mathbf{r}_{PT}|}, (\mathbf{s}_2 - \mathbf{s}_1) \rangle = \frac{2\pi}{\lambda} \langle \frac{\mathbf{r}_{PT}}{|\mathbf{r}_{PT}|}, \mathbf{D}(2, 1) \rangle \quad (15)$$

【 0 3 3 9 】

また、式 ( 1 6 ) に、仮想受信アレーの第 1 番目の素子の位置ベクトルを基準とした、第 2 番目の素子の位置ベクトルを、素子間ベクトル  $\mathbf{D}(2, 1)$  として表す。

【 数 1 8 】

20

$$\mathbf{D}(2, 1) = \mathbf{S}_2 - \mathbf{S}_1 \quad (16)$$

【 0 3 4 0 】

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  $n_{va}^{(r)}$  番目の素子での受信信号を基準とした、第  $n_{va}^{(t)}$  番目の素子での受信信号との位相差  $d(r_{PT}, n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$  は式 ( 1 7 ) 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 9 】

30

$$d(r_{PT}, n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)}) = \frac{2\pi}{\lambda} \langle \frac{\mathbf{r}_{PT}}{|\mathbf{r}_{PT}|}, \mathbf{D}(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)}) \rangle \quad (17)$$

【 0 3 4 1 】

また、式 ( 1 8 ) に、仮想受信アレーの第  $n_{va}^{(r)}$  番目の素子の位置ベクトルを基準とした、第  $n_{va}^{(t)}$  番目の素子の位置ベクトルを、素子間ベクトル  $\mathbf{D}(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$  として表す。

【 数 2 0 】

40

$$\mathbf{D}(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)}) = \mathbf{S}_{n_{va}^{(t)}} - \mathbf{S}_{n_{va}^{(r)}} \quad (18)$$

【 0 3 4 2 】

式 ( 1 7 ) 及び式 ( 1 8 ) に示すように、仮想受信アレーの第  $n_{va}^{(r)}$  番目の素子での受信信号を基準とした、第  $n_{va}^{(t)}$  番目の素子での受信信号との位相差  $d(r_{PT}, n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$  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  $(\mathbf{r}_{PT} / |\mathbf{r}_{PT}|)$ 、および素子間ベクトル  $\mathbf{D}(n_{va}^{(t)}, n_{va}^{(r)})$  に依存する。

50

## 【 0 3 4 3 】

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 5 0 は、このような素子間ベクトルの全て、あるいは一部を用いて、素子間ベクトルが示す位置に仮想的に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、2次元における方向推定処理を行う。

## 【 0 3 4 4 】

なお、仮想的な素子の配置が重複する場合、予めそのうちの一つの素子を固定的に選択する。あるいは、重複する全てあるいは一部の仮想的な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 3 4 5 】

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2次元における方向推定処理について説明を行う。

## 【 0 3 4 6 】

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

## 【 0 3 4 7 】

相関ベクトル生成部 2 5 2 は、仮想受信アレー相関ベクトル $h_{after\_cal}(k, fs, w)$ の各要素である $h_1(k, fs, w), \dots, h_{N_a \times N_r}(k, fs, w)$ を用いて、式(19)に示す仮想面配置アレーアンテナ相関ベクトル $h_{VA}(k, fs, w)$ を生成する。

## 【 数 2 1 】

$$h_{VA}(k, fs, w) = \begin{pmatrix} h_{n_{va(1)}^{(t)}}(k, fs, w) h_{n_{va(1)}^{(r)}}^*(k, fs, w) \\ h_{n_{va(2)}^{(t)}}(k, fs, w) h_{n_{va(2)}^{(r)}}^*(k, fs, w) \\ \vdots \\ h_{n_{va(Nq)}^{(t)}}(k, fs, w) h_{n_{va(Nq)}^{(r)}}^*(k, fs, w) \end{pmatrix} \quad (19)$$

## 【 0 3 4 8 】

方向ベクトル記憶部 2 5 1 は、式(20)で示される仮想面配置アレー方向ベクトル $a_{VA}(\theta_u, \phi_v)$ を記憶する。

## 【 数 2 2 】

$$a_{VA}(\theta_u, \phi_v) = \begin{bmatrix} \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \left\langle \frac{\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)}{|\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)|}, \mathbf{D}(n_{va(1)}^{(t)}, n_{va(1)}^{(r)}) \right\rangle \right\} \\ \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \left\langle \frac{\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)}{|\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)|}, \mathbf{D}(n_{va(2)}^{(t)}, n_{va(2)}^{(r)}) \right\rangle \right\} \\ \vdots \\ \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \left\langle \frac{\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)}{|\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)|}, \mathbf{D}(n_{va(Nq)}^{(t)}, n_{va(Nq)}^{(r)}) \right\rangle \right\} \end{bmatrix} \quad (20)$$

## 【 0 3 4 9 】

仮想受信アレーがXY平面内に存在する場合、物標 $P_T$ の方向を示す単位ベクトル $(\mathbf{r}_{PT}/|\mathbf{r}_{PT}|)$ と方位角 $\theta_u$ 及び仰角 $\phi_v$ との関係を式(21)に示す。このため、評価関数演算部 2 5 3 は、垂直方向及び水平方向の2次元空間プロファイルを算出する各角度方向 $\theta_u, \phi_v$ に対し、式(21)を用いて $\mathbf{r}_{PT}/|\mathbf{r}_{PT}|$ を算出する。

10

20

30

40

【数 2 3】

$$\frac{\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)}{|\mathbf{r}_{PT}(\theta_u, \phi_v)|} = \begin{pmatrix} \sin \theta_u \cos \phi_v \\ \sin \phi \\ \cos \theta_u \cos \phi_v \end{pmatrix} \quad (21)$$

【0350】

評価関数演算部 253 は、仮想面配置アレーアンテナ相関ベクトル及び仮想面配置アレー方向ベクトルを用いて水平及び垂直方向の 2 次元方向推定処理を行う。

10

【0351】

ビームフォーマ法を用いた 2 次元における方向推定処理は、仮想面配置アレーアンテナ相関ベクトル  $\mathbf{h}_{VA}(k, fs, w)$  及び仮想面配置アレー方向ベクトル  $\mathbf{a}_{VA}(\theta_u, \phi_v)$  を用いて、式 (22) で示される 2 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 2 次元空間プロファイルを算出し、2 次元空間プロファイルの最大値あるいは極大値となる方位角及び仰角方向を到来方向推定値とする。

【数 2 4】

$$P_{VA}(\theta_u, \phi_v, k, fs, w) = |\mathbf{a}_{VA}(\theta_u, \phi_v)^H \mathbf{h}_{VA}(k, fs, w)|^2 \quad (22)$$

20

【0352】

なお、レーダ受信部 200 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  $\mathbf{h}_{VA}(k, fs, w)$  及び仮想面配置アレー方向ベクトル  $\mathbf{a}_{VA}(\theta_u, \phi_v)$  を用いて、Capon 法や MUSIC 法などの高分解能到来方向推定アルゴリズムを適用することで、演算量は増加するが、さらに角度分解能を高めることができる。

【0353】

図 27 は、図 9A のアンテナ配置及び、図 9B の仮想受信アレーの配置を用いて構成した仮想面配置アレーアンテナを示す図である。具体的に、図 27 は、図 9B に示す 16 (=  $N_t \times N_a$ ) 素子の仮想受信アレーを基に、16 通りの素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 1)$ 、 $D(n_{va}^{(t)}, 2)$ 、...、 $D(n_{va}^{(t)}, 16)$  が示す各位置に仮想的に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たものである。 $n_{va}^{(t)} = 1, \dots, 16$  (=  $N_t \times N_a$ ) であるため、16 通りの素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 1)$ 、 $D(n_{va}^{(t)}, 2)$ 、...、 $D(n_{va}^{(t)}, 16)$  が示す各位置に重複がなければ仮想的な素子は 256 (=  $16 \times 16$ ) 素子となるが、図 27 では、位置の重複を含むため 169 素子から構成される。従って、 $N_q = 169$  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は構成される。なお、 $D_H = 0.6$  波長、 $D_V = 0.68$  波長を用いた。

30

【0354】

ここで、図 28A は、素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 1)$  が示す位置に仮想的に配置した素子を示す図である。また、図 28B は、素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 2)$  が示す位置に仮想的に配置した素子を示す図である。ここで、 $n_{va}^{(t)} = 1, \dots, 16$  (=  $N_t \times N_a$ ) である。つまり、図 28A は、図 9B における素子 VA#1 を基準とした、素子 VA#1、...、素子 VA#16 との素子間ベクトルが示す各位置に仮想的に素子が配置されており、図 28B は、図 9B における素子 VA#2 を基準とした、素子 VA#1、...、素子 VA#16 との素子間ベクトルが示す各位置に仮想的に素子が配置されている。

40

【0355】

また、図 28A、図 28B と同様に、素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 3)$ 、...、 $D(n_{va}^{(t)}, 16)$  が示す各位置に仮想的に素子が配置され、全ての素子間ベクトル  $D(n_{va}^{(t)}, 1)$ 、 $D(n_{va}^{(t)}, 2)$ 、...、 $D(n_{va}^{(t)}, 16)$  が示す各位置に仮想的に配置された全素子を仮

50

想面配置アレーアンテナとして図 27 に示す。ここで、仮想的な素子には重複したものが含まれるが、予めそのうちの一つの素子を固定的に選択して処理を行った。

【0356】

図 27 に示す仮想面配置アレーアンテナを用いることで、レーダ受信部 200 は、仮想的に素子数を増大することができ、2次元における方向推定処理で算出される2次元空間プロファイルにおけるグレーティングローブ及びサイドローブレベルを低減する効果が得られる。

【0357】

図 29A は、図 9B に示す仮想受信アレーを用いて、2次元における方向推定処理を条件 A において計算機シミュレーションした結果を示す図である。図 29B は、図 9B に示す仮想受信アレーを用いて、2次元における方向推定処理を条件 B において計算機シミュレーションした結果を示す図である。図 29C は図 27 に示した仮想面配置アレーアンテナを用いて、2次元における方向推定処理を条件 A において計算機シミュレーション結果を示す図である。図 29D は図 27 に示した仮想面配置アレーアンテナを用いて、2次元における方向推定処理を条件 B において計算機シミュレーション結果を示す図である。

【0358】

図 29A、図 29C において、条件 A は、2つの異なる方向( ) = (15°、5°)、(15°、-5°) から物標が等しい受信電力レベルで到来した場合のビームフォーマ法による2次元空間プロファイルをヒートマップ表示した。ヒートマップの右端に示す数値はデシベル(dB)値を表す。

【0359】

また、図 29B、図 29D において、条件 B は、2つの異なる方向( ) = (20°、0°)、(10°、0°) から物標が等しい受信電力レベルで到来した場合のビームフォーマ法による2次元空間プロファイルをヒートマップ表示した。ヒートマップの右端に示す数値はデシベル(dB)値を表す。

【0360】

計算機シミュレーション結果から、図 29C、図 29D は、図 29A、図 29B よりも、ヒートマップ表示の領域が少ない、つまり、図 29C 及び図 29D では、仮想面配置アレーアンテナを用いることで、仮想的に素子数を増大することができ、2次元方向推定処理で算出される2次元空間プロファイルにおけるグレーティングローブ及びサイドローブレベルを低減する効果が得られることがわかる。

【0361】

なお、方向推定部 250 は、仮想面配置アレーアンテナを用いて2次元空間プロファイルを算出するため、方向推定部 214 と比較して、演算処理量が増大するが、ビームフォーマ法を用いる場合、2次元FFT処理を用いることで演算量を削減することも可能である。

【0362】

以上、図面を参照しながら各種の実施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囲内において、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、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、上記実施形態における各構成要素を任意に組み合わせてもよい。

【0363】

上記各実施形態では、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。

【0364】

また、上記各実施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、入力端子と出力端子を備えてもよい。これらは個別に1チップ化されてもよいし、一部また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

10

20

30

40

50



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。

【０３６５】

また、集積回路化の手法はＬＳＩに限るものではなく、専用回路または汎用プロセッサを用いて実現してもよい。ＬＳＩ製造後に、プログラムすることが可能な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りコンフィギュラブル プロセッサ（Reconfigurable Processor）を利用してもよい。

【０３６６】

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。パイオ技術の適用等が可能性としてありえる。

【０３６７】

< 本開示のまとめ >

本開示のレーダ装置は、所定の送信周期にてレーダ信号を複数の送信アンテナのそれぞれから送信するレーダ送信部と、前記複数のレーダ信号がターゲットにおいて反射された複数の反射波信号を複数の受信アンテナを用いて受信するレーダ受信部と、を具備し、前記複数の送信アンテナは、第１の方向に配置される $N_t$  １個の送信アンテナと、前記第１の方向と直交する第２の方向に配置される $N_t$  ２個の送信アンテナと、を含み、前記複数の受信アンテナは、前記第１の方向に配置される $N_a$  １個の受信アンテナと、前記第２の方向に配置される $N_a$  ２個の受信アンテナと、を含み、前記第１の方向において、前記 $N_t$  １個の送信アンテナ間の各素子間隔、及び、前記 $N_a$  １個の受信アンテナ間の各素子間隔は、それぞれ第１の間隔の整数倍の値であり、全て異なる値であり、前記第２の方向において、前記 $N_t$  ２個の送信アンテナ間の各素子間隔、及び、前記 $N_a$  ２個の受信アンテナ間の各素子間隔は、それぞれ第２の間隔の整数倍の値であり、全て異なる値である構成を採る。

【０３６８】

本開示のレーダ装置において、前記送信アンテナの前記第１の方向におけるアンテナ素子間隔の総和は、前記受信アンテナの前記第１の方向におけるアンテナ素子間隔の最小値よりも小さい、又は、前記受信アンテナの前記第１の方向におけるアンテナ素子間隔の総和は、前記送信アンテナの前記第１の方向におけるアンテナ素子間隔の最小値よりも小さい。

【０３６９】

本開示のレーダ装置において、前記第１の方向において、前記 $N_t$  １個の送信アンテナと前記 $N_a$  １個の受信アンテナとでは、アンテナ個数が少ないアンテナの素子間隔の最大値は、アンテナ個数が多いアンテナの素子間隔の最大値よりも大きく、前記第２の方向において、前記 $N_t$  ２個の送信アンテナと前記 $N_a$  ２個の受信アンテナとでは、アンテナ個数が少ないアンテナの素子間隔の最大値は、アンテナ個数が多いアンテナの素子間隔の最大値よりも大きい。

【０３７０】

本開示のレーダ装置において、前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーを用いて受信した信号として、受信処理し、前記仮想受信アレーにおいて、前記第１の方向に配置される $N_t$  １ ×  $N_a$  １個の仮想アンテナ素子のうちの任意の２つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は、前記第１の間隔の１以上の整数倍であり、複数の前記任意の２つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、１倍から第１所定値倍までの全てを含む。

【０３７１】

本開示のレーダ装置において、前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーを用いて受信した信号として、受信処理し、前記仮想受信アレーにおいて、前記第２の方向に配置される $N_t$  ２ ×  $N_a$  ２個の仮想アンテナ素子のうちの任意の２つの仮想アンテナ素子の

素子間隔の各々は、前記第 2 の間隔の 1 以上の整数倍であり、複数の前記任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、1 倍から第 2 所定値倍までの全てを含む。

#### 【0372】

本開示のレーダ装置において、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナの少なくとも一方のアンテナは複数のサブアレー素子で構成され、前記少なくとも一方のアンテナの前記第 1 の方向の各アンテナのサイズが 1 波長以上の場合、前記  $N_t 1$  個の送信アンテナの各素子間隔と前記  $N_a 1$  個の受信アンテナの各素子間隔との間で、各素子間隔の差が 1 波長未満となる組み合わせが少なくとも 1 つ含まれ、前記少なくとも一方のアンテナの前記第 2 の方向の各アンテナのサイズが 1 波長以上の大きい場合、前記  $N_t 2$  個の送信アンテナの各素子間隔と前記  $N_a 2$  個の受信アンテナの各素子間隔との間で、素子間隔の差が 1 波長未満となる組み合わせが少なくとも 1 つ含まれる。

10

#### 【0373】

本開示のレーダ装置において、前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーの全ての素子における素子間ベクトルが示す位置に仮想的に配置された仮想面配置アレーアンテナを用いて受信した信号として、受信処理し、前記仮想受信アレーにおいて、前記第 1 の方向に配置される  $N_t 1 \times N_a 1$  個の仮想アンテナ素子のうちの任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は、前記第 1 の間隔の 1 以上の整数倍であり、複数の前記任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、1 倍から第 1 所定値倍までの全てを含む。

20

#### 【0374】

本開示のレーダ装置において、前記レーダ受信部は、前記複数の反射波信号を、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナによって構成される仮想受信アレーの全ての素子における素子間ベクトルが示す位置に仮想的に配置された仮想面配置アレーアンテナを用いて受信した信号として、受信処理し、前記仮想受信アレーにおいて、前記第 2 の方向に配置される  $N_t 2 \times N_a 2$  個の仮想アンテナ素子のうちの任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔の各々は、前記第 2 の間隔の 1 以上の整数倍であり、複数の前記任意の 2 つの仮想アンテナ素子の素子間隔は、1 倍から第 2 所定値倍までの全てを含む。

#### 【0375】

本開示のレーダ装置において、前記複数の送信アンテナは、 $N_t 1 \times N_t 2$  が最大となるように配置され、前記複数の受信アンテナは、 $N_a 1 \times N_a 2$  が最大となるように配置される。

30

#### 【0376】

本開示のレーダ装置において、前記複数の送信アンテナ及び前記複数の受信アンテナは、L 字型、T 字型又は十字型に配置される。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0377】

本開示は、広角範囲を検知するレーダ装置として好適である。

#### 【符号の説明】

#### 【0378】

- 10 レーダ装置
- 100 レーダ送信部
- 200 レーダ受信部
- 300 基準信号生成部
- 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 送信無線部
- 106 送信アンテナ
- 111 符号記憶部

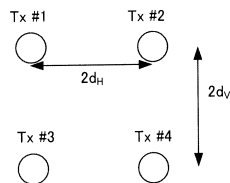
40

50

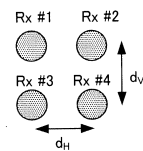
- 1 1 2    D A 変換部
- 2 0 1    アンテナ系統処理部
- 2 0 2    受信アンテナ
- 2 0 3    受信無線部
- 2 0 4    増幅器
- 2 0 5    周波数変換器
- 2 0 6    直交検波器
- 2 0 7    信号処理部
- 2 0 8 , 2 0 9    A D 変換部
- 2 1 0    分離部
- 2 1 1    相関演算部
- 2 1 2    加算部
- 2 1 3    ドップラー周波数解析部
- 2 1 4 , 2 5 0    方向推定部
- 2 5 1    方向ベクトル記憶部
- 2 5 2    相関ベクトル生成部
- 2 5 3    評価関数演算部

10

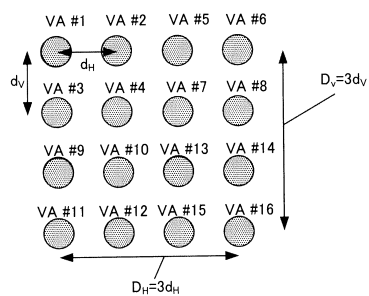
【図 1 A】



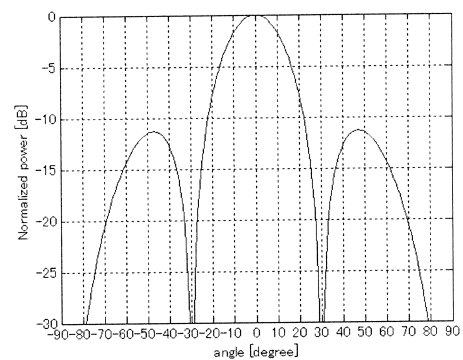
【図 1 B】



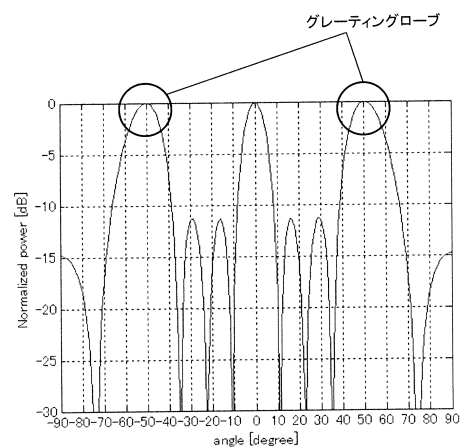
【図 1 C】



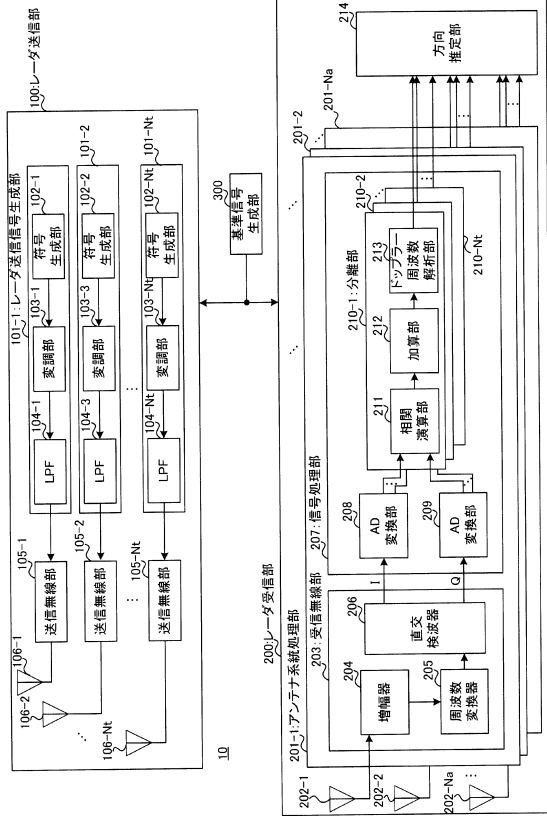
【図 2 A】



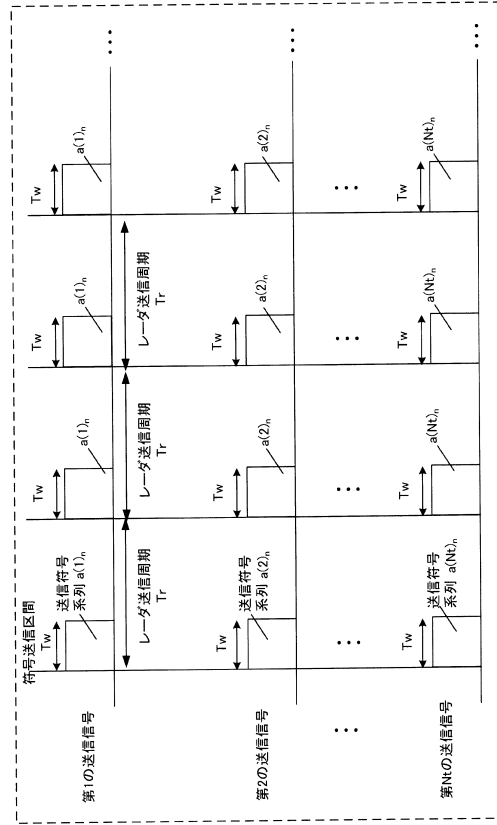
【図 2 B】



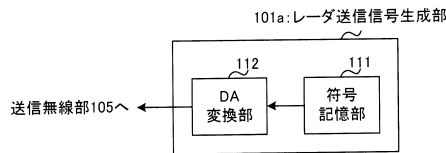
【図 3】



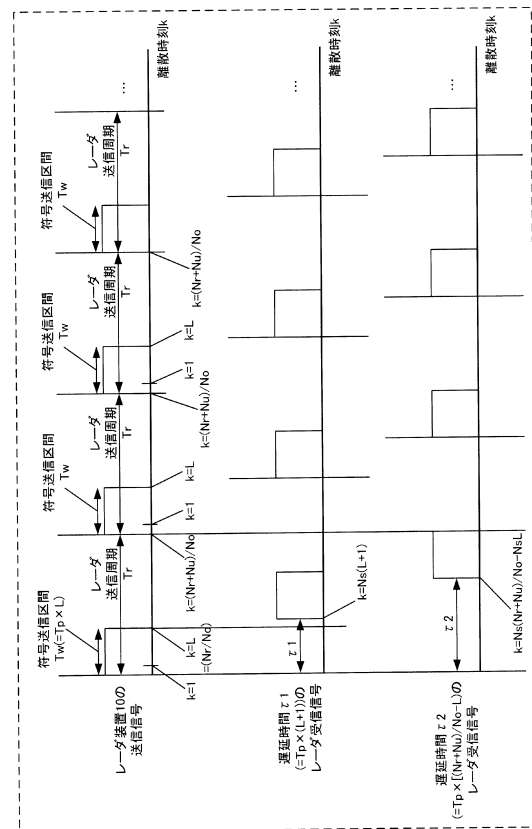
【図 4】



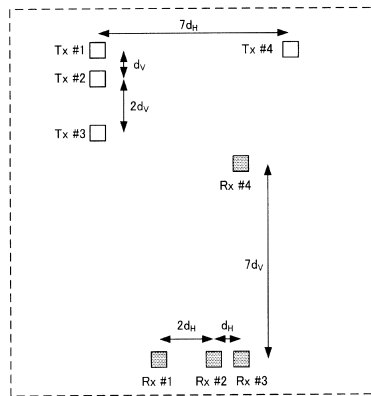
【図 5】



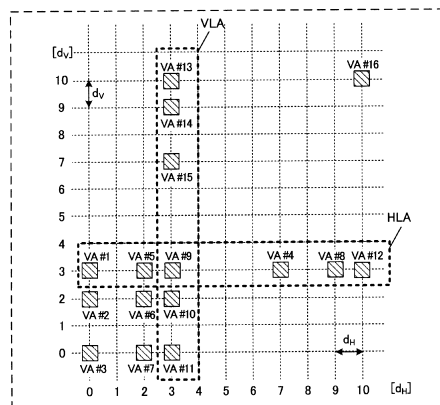
【図 6】



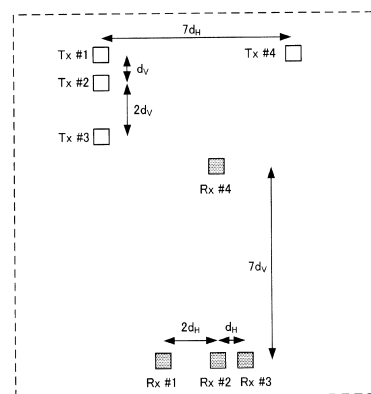
【図 7 A】



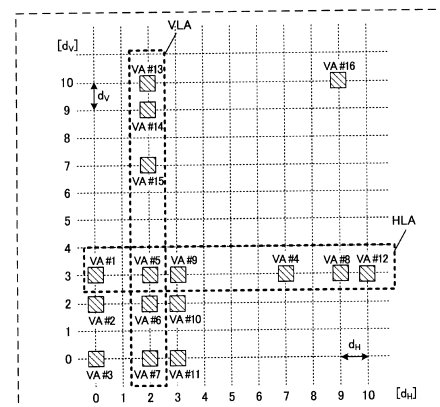
【図 7 B】



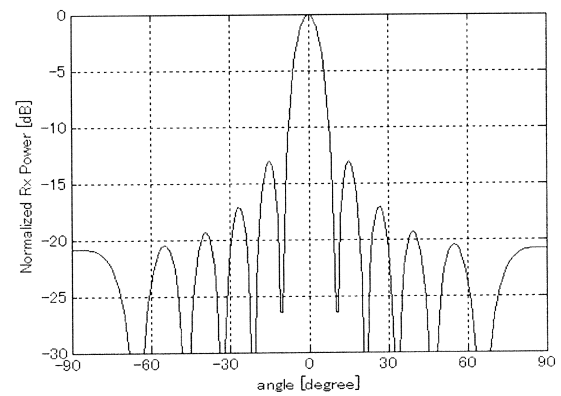
【図 9 A】



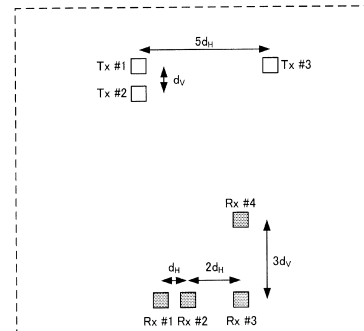
【図 9 B】



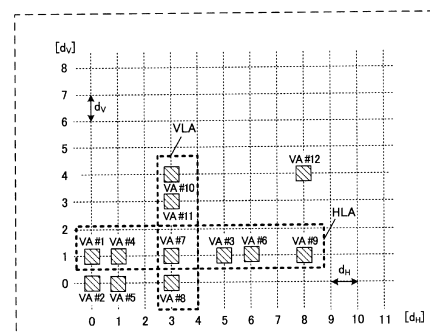
【図 8】



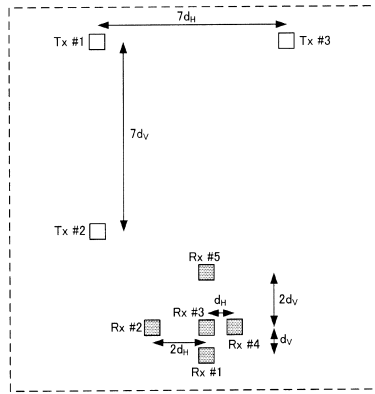
【図 10 A】



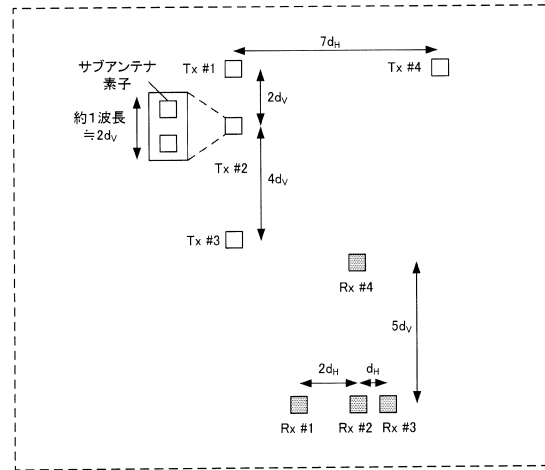
【図 10 B】



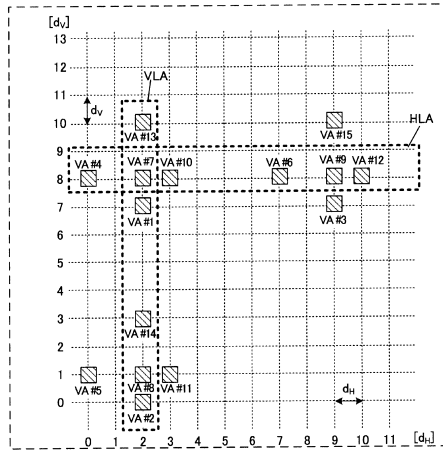
【図 1 1 A】



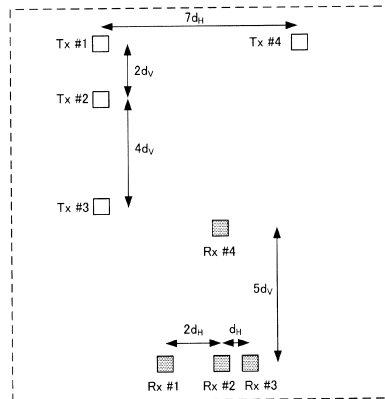
【図 1 2】



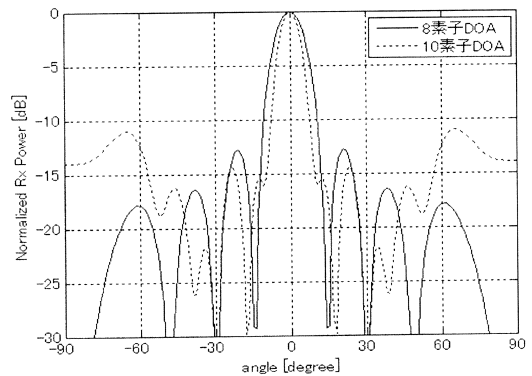
【図 1 1 B】



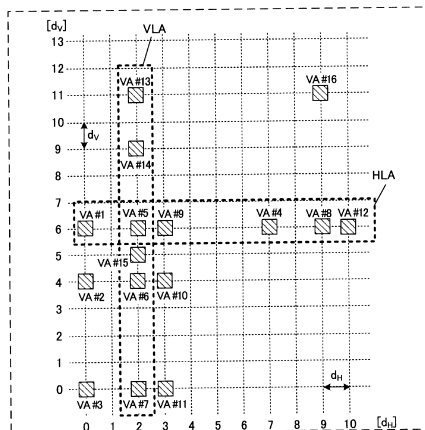
【図 1 3 A】



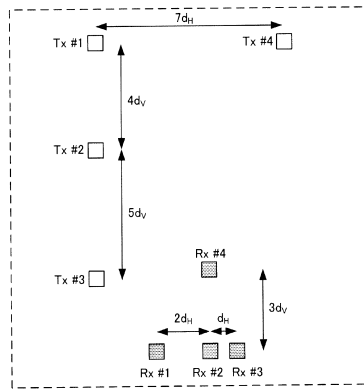
【図 1 4】



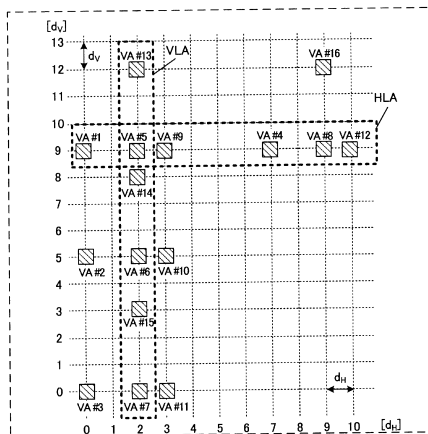
【図 1 3 B】



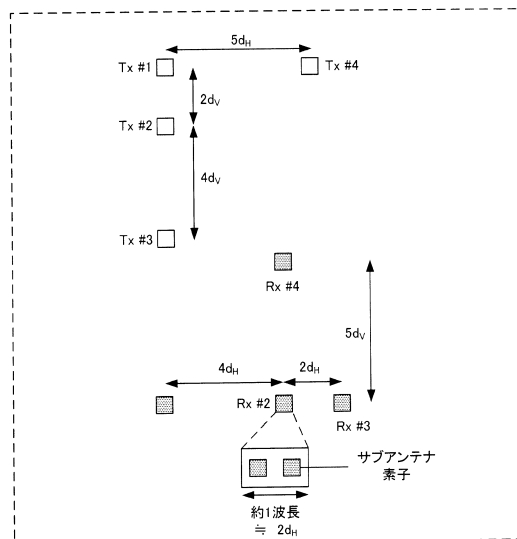
【図15A】



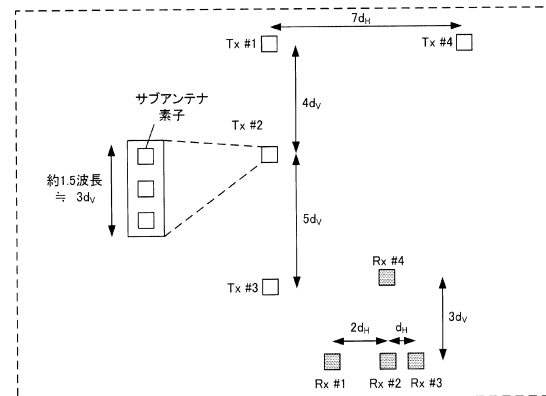
【図15B】



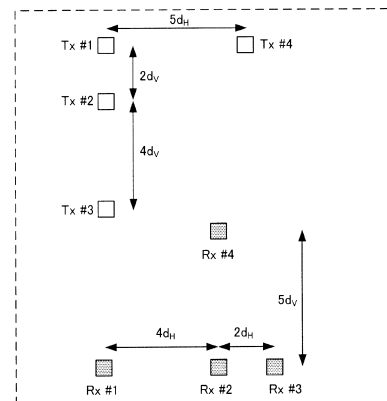
【図16】



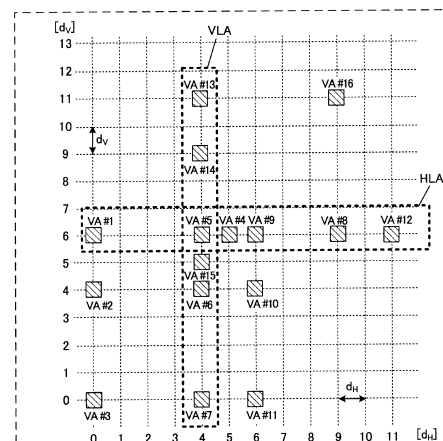
【図15C】



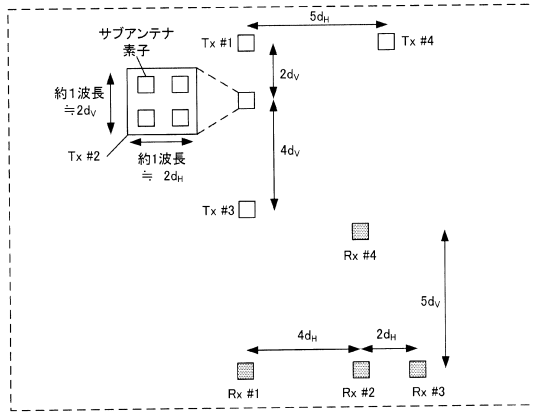
【図17A】



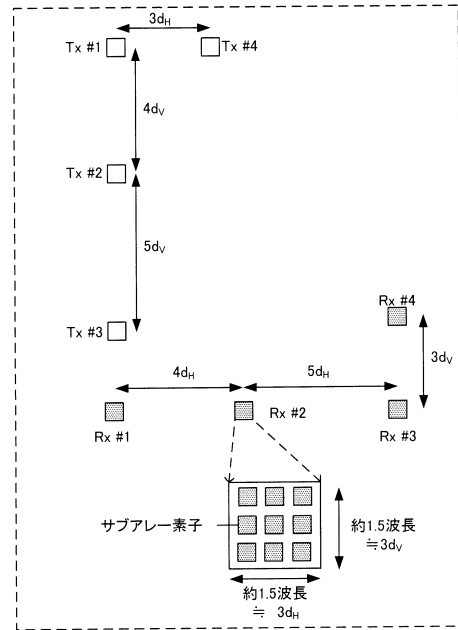
【図17B】



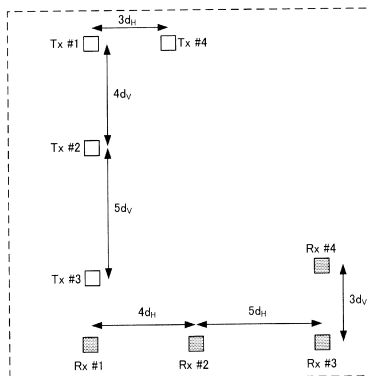
【図 18】



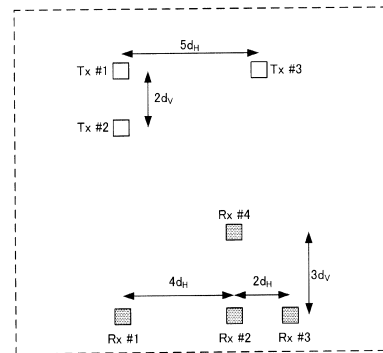
【図 19】



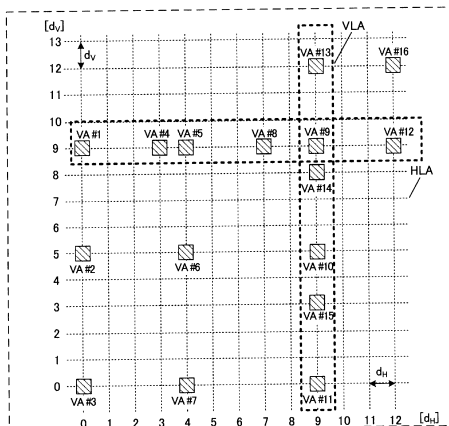
【図 20 A】



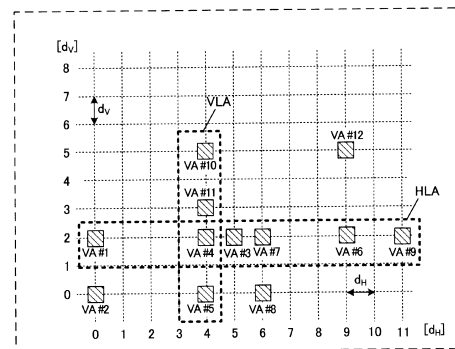
【図 21 A】



【図 20 B】

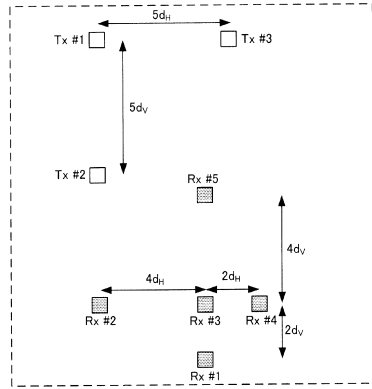


【図 21 B】

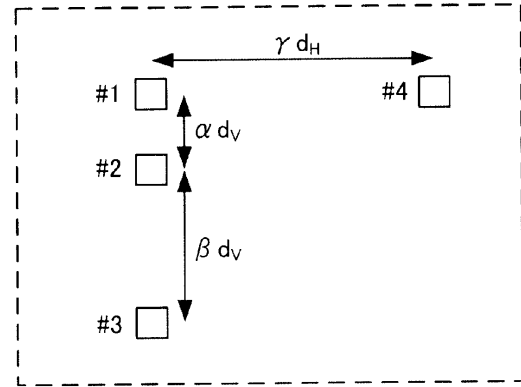




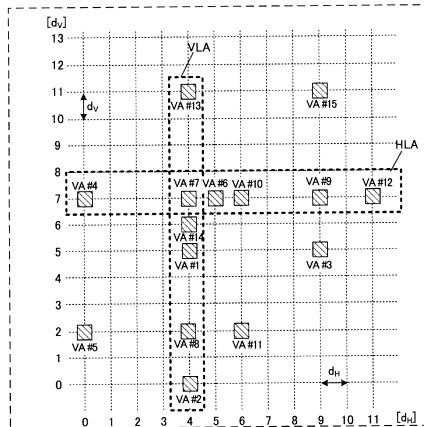
【図 2 2 A】



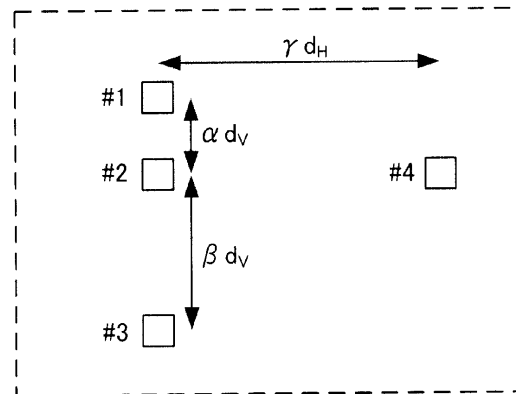
【図 2 3 A】



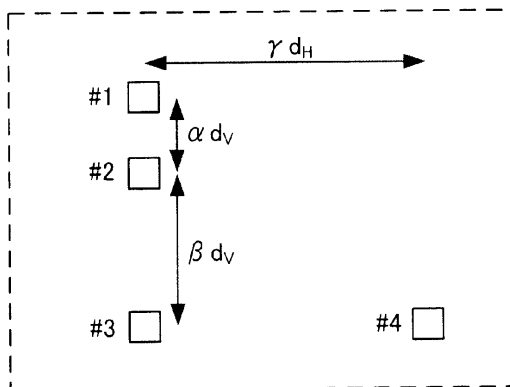
【図 2 2 B】



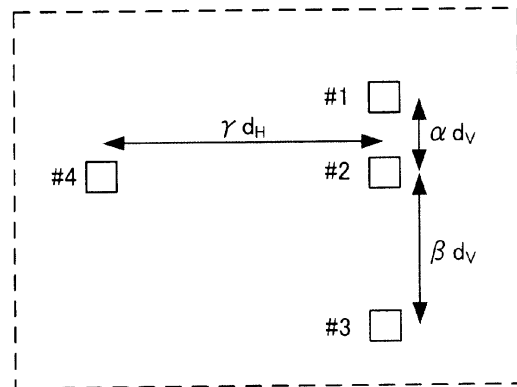
【図 2 3 B】



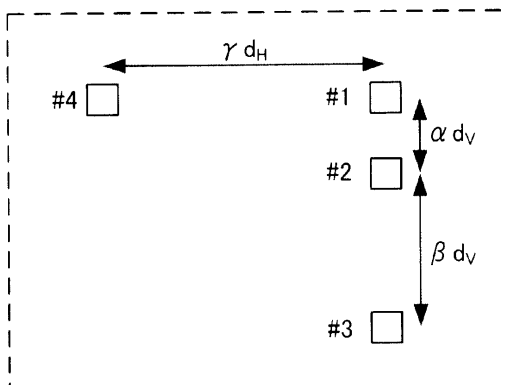
【図 2 3 C】



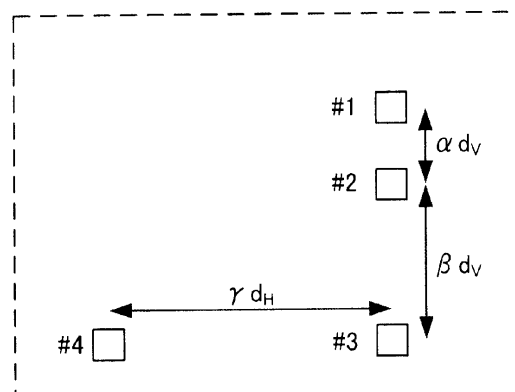
【図 2 3 E】



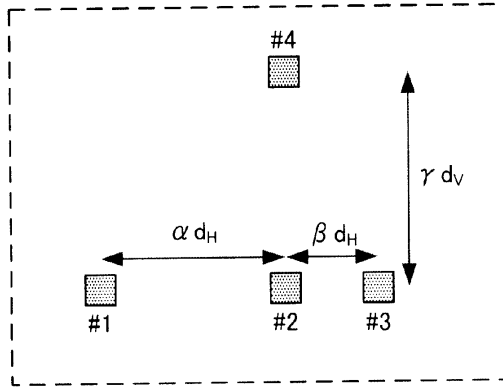
【図 2 3 D】



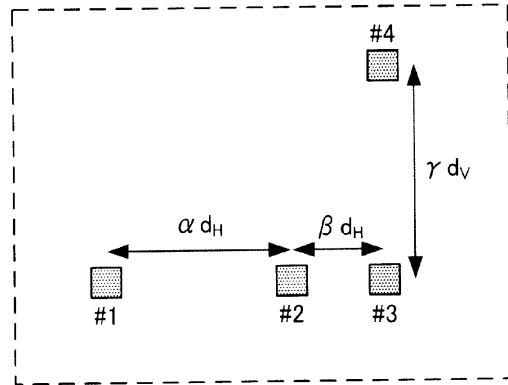
【図 2 3 F】



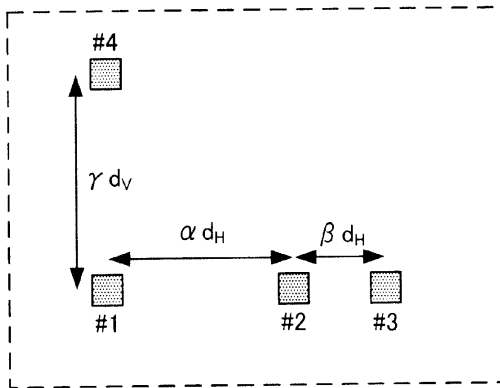
【図 2 4 A】



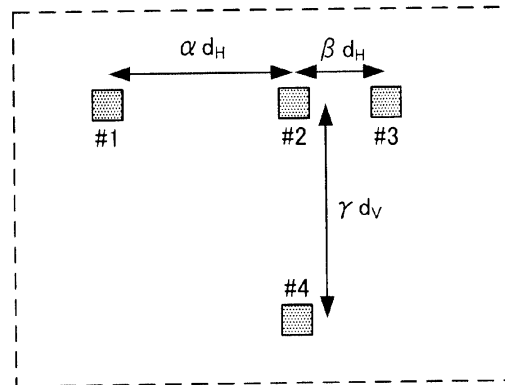
【図 2 4 C】



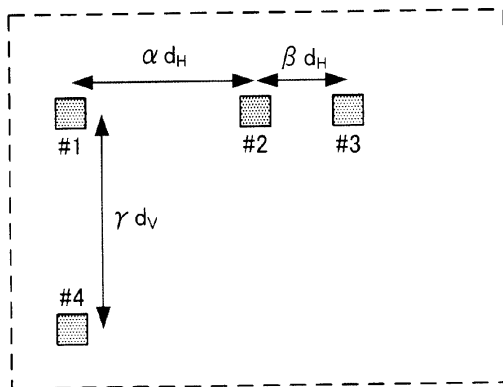
【図 2 4 B】



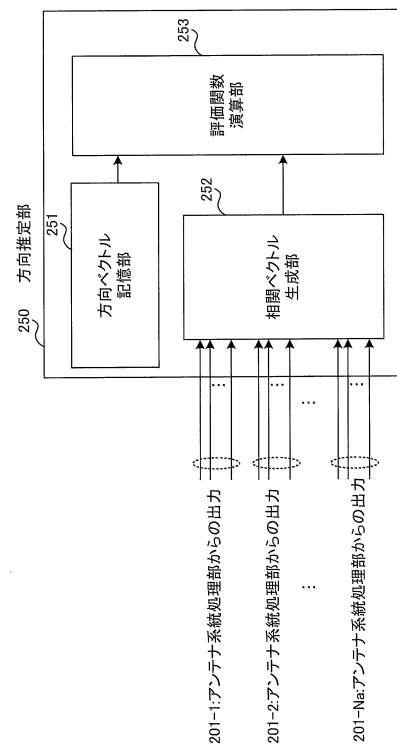
【図 2 4 D】



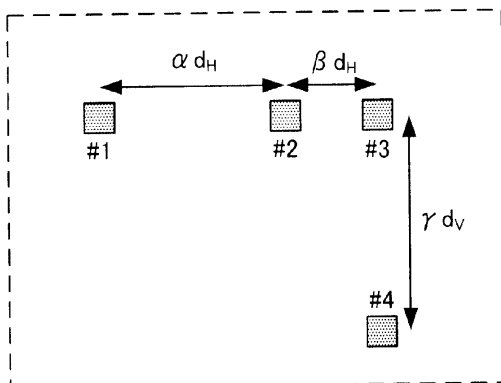
【図 2 4 E】



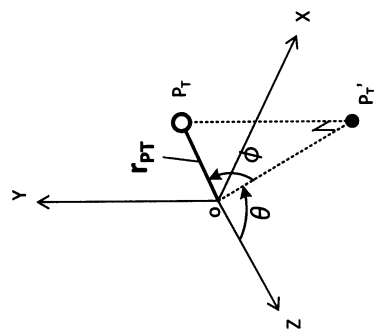
【図 2 5】



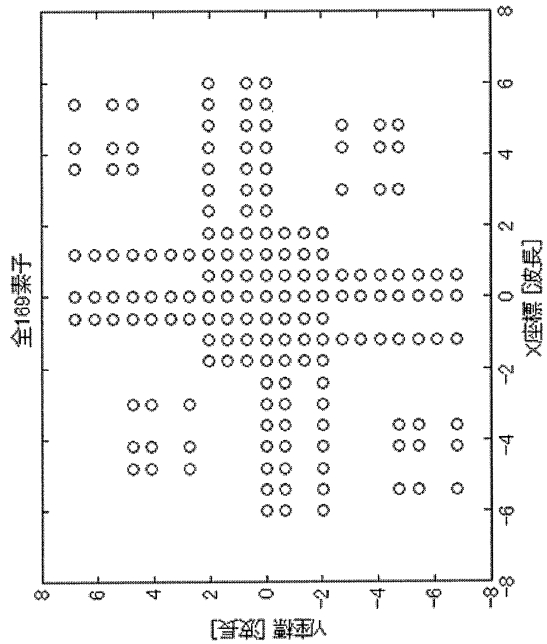
【図 2 4 F】



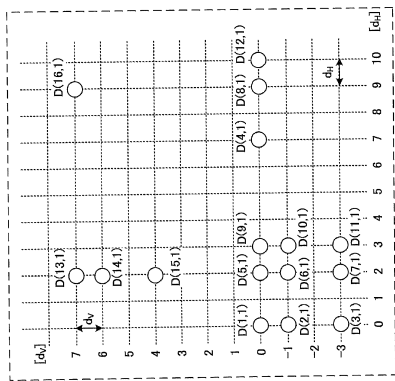
【図 2 6】



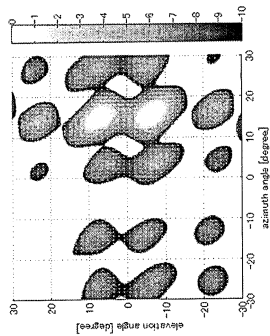
【図 2 7】



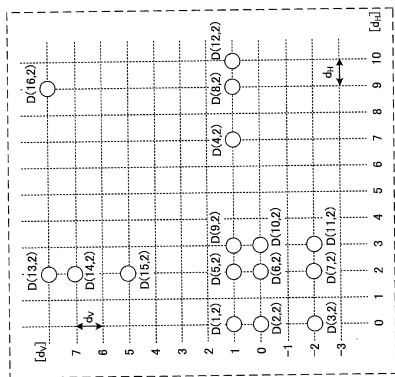
【図 2 8 A】



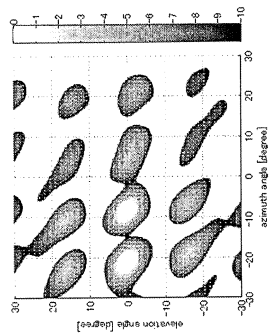
【図 2 9 A】



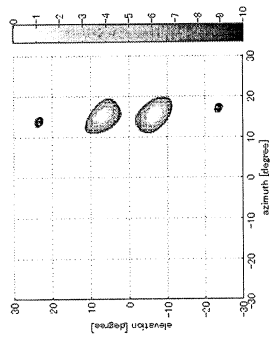
【図 2 8 B】



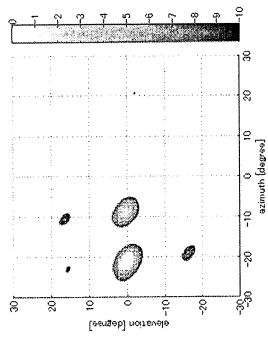
【図 2 9 B】



【図 29 C】



【図 29 D】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特表2013-509066(JP,A)  
特許第5686920(JP,B1)  
特開2013-098835(JP,A)  
特開2005-003393(JP,A)  
特開2014-064114(JP,A)  
特開2006-352871(JP,A)  
米国特許出願公開第2015/0198705(US,A1)  
特開2014-085317(JP,A)  
特開2011-033498(JP,A)  
国際公開第2015/016489(WO,A1)  
中国特許出願公開第102521472(CN,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00 - 7/42  
G01S13/00 - 13/95  
H01Q 3/00 - 3/46  
H01Q21/00 - 25/04