

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6035165号  
(P6035165)

(45) 発行日 平成28年11月30日(2016.11.30)

(24) 登録日 平成28年11月4日(2016.11.4)

(51) Int. Cl. F I  
**GO 1 S 7/02 (2006.01)** GO 1 S 7/02 2 1 8  
**GO 1 S 7/292 (2006.01)** GO 1 S 7/292 2 0 4

請求項の数 11 (全 36 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2013-33650 (P2013-33650)                  (22) 出願日 平成25年2月22日(2013.2.22)                  (65) 公開番号 特開2014-163753 (P2014-163753A)                  (43) 公開日 平成26年9月8日(2014.9.8)                  審査請求日 平成27年8月4日(2015.8.4)</p> <p>(出願人による申告)平成24年度、総務省、79GHz帯レーダーシステムの高度化に関する研究開発の委託事業、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願</p>	<p>(73) 特許権者 000005821                  パナソニック株式会社                  大阪府門真市大字門真1006番地                  (74) 代理人 110002000                  特許業務法人栄光特許事務所                  (74) 代理人 100119552                  弁理士 橋本 公秀                  (74) 代理人 100138771                  弁理士 吉田 将明                  (72) 発明者 岸上 高明                  大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内</p> <p>審査官 ▲高▼場 正光</p>
---	--

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】

送信信号を高周波のレーダ送信信号に変換し、前記レーダ送信信号を送信アンテナから送信するレーダ送信部と、

前記レーダ送信信号がターゲットにより反射された前記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により受信し、前記各反射波信号と前記送信信号との相関ベクトルを含む信号を生成する複数のアンテナ系統処理部を用いて、前記反射波信号の到来方向を推定するレーダ受信部と、を含み、

前記レーダ受信部は、

前記相関ベクトルを含む信号を基に、相関ベクトル電力を演算する相関ベクトル電力演算部と、

前記相関ベクトルを含む信号と、前記反射波信号の到来方向の方位角に応じて生じる振幅及び位相差情報を含む方向ベクトルとを基に、方向ベクトル相関電力を演算する方向ベクトル相関演算部と、

前記相関ベクトル電力及び前記方向ベクトル相関電力を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定するターゲット検出部と、

前記相関ベクトル電力に対する前記方向ベクトル相関電力の比を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定する評価関数を演算する評価関数演算部と、

前記複数のアンテナ系統処理部により受信された受信信号を入力とした、前記評価関数の応答感度を調整する感度パラメータを設定する感度パラメータ設定部と、を有し、

10

20

前記ターゲット検出部は、

前記評価関数を基に前記反射波信号の到来方向の方位角として推定する、  
レーダ装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載のレーダ装置であって、

前記ターゲット検出部は更に、

前記レーダ装置から前記ターゲットまでの距離を推定する、  
レーダ装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のレーダ装置であって、

前記評価関数演算部は、

前記相関ベクトル電力に対する前記方向ベクトル相関電力の比が、所定値に近いほど大きな評価関数値を出力する、

レーダ装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のレーダ装置であって、

前記評価関数演算部は、

前記評価関数に前記方向ベクトル相関電力を乗算した第 2 評価関数を演算する、

レーダ装置。

【請求項 5】

送信信号を高周波のレーダ送信信号に変換し、前記レーダ送信信号を送信アンテナから送信するレーダ送信部と、

前記レーダ送信信号がターゲットにより反射された前記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により受信し、前記各反射波信号と前記送信信号との相関ベクトルを含む信号を生成する複数のアンテナ系統処理部を用いて、前記反射波信号の到来方向を推定するレーダ受信部と、を含み、

前記レーダ受信部は、

前記相関ベクトルを含む信号を基に、相関ベクトル電力を演算する相関ベクトル電力演算部と、

前記相関ベクトルを含む信号と、前記反射波信号の到来方向の方位角に応じて生じる振幅及び位相差情報を含む方向ベクトルとを基に、方向ベクトル相関電力を演算する方向ベクトル相関演算部と、

前記相関ベクトル電力及び前記方向ベクトル相関電力を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定するターゲット検出部と、

前記相関ベクトル電力に対する前記方向ベクトル相関電力の比を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定する評価関数を演算する評価関数演算部と、

前記相関ベクトルを含む信号と所定の直交ビームウェイト行列とを基に、直交ビーム乗算相関ベクトルを演算する直交ビーム乗算部と、

前記直交ビーム乗算相関ベクトルのうち最大の要素値と前記最大の要素値に隣接する所定数の要素値を選択するビーム選択部と、を有し、

前記ターゲット検出部は、

前記評価関数を基に前記反射波信号の到来方向の方位角として推定する、  
レーダ装置。

【請求項 6】

送信信号を高周波のレーダ送信信号に変換し、前記レーダ送信信号を送信アンテナから送信するレーダ送信部と、

前記レーダ送信信号がターゲットにより反射された前記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により受信し、前記各反射波信号と前記送信信号との相関ベクトルを含む信号を生成する複数のアンテナ系統処理部を用いて、前記反射波信号の到来方向を推定するレーダ受信部と、

10

20

30

40

50

所定回数の送信周期毎に、前記レーダ送信信号の主ビーム方向を切り換える制御信号を出力する送信ビーム制御部と、を含み、

前記レーダ送信部は、

前記制御信号を基に、前記主ビーム方向が切り換えられた前記レーダ送信信号を送信し

、

前記レーダ受信部は、

前記相関ベクトルを含む信号を基に、相関ベクトル電力を演算する相関ベクトル電力演算部と、

前記相関ベクトルを含む信号と、前記反射波信号の到来方向の方位角に応じて生じる振幅及び位相差情報を含む方向ベクトルとを基に、方向ベクトル相関電力を演算する方向ベクトル相関演算部と、

10

前記相関ベクトル電力及び前記方向ベクトル相関電力を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定するターゲット検出部と、

前記相関ベクトル電力に対する前記方向ベクトル相関電力の比を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定する評価関数を演算する評価関数演算部と、を有し、

前記方向ベクトル相関演算部は、

前記送信ビーム制御部が出力した前記制御信号に応じた前記レーダ送信信号の主ビーム方向を中心とした前記レーダ送信信号の略送信ビーム幅の範囲を、前記方向ベクトル相関電力の演算範囲として選択し、

前記ターゲット検出部は、

20

前記評価関数を基に前記反射波信号の到来方向の方位角として推定し、

前記評価関数演算部は、

前記送信ビーム制御部が出力した前記制御信号に応じた前記レーダ送信信号の主ビーム方向を中心とした前記レーダ送信信号の略送信ビーム幅の範囲を、前記評価関数の演算範囲として選択する、

レーダ装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載のレーダ装置であって、

前記レーダ受信部は、

前記相関ベクトルを含む信号と、前記送信ビーム制御部が出力した前記制御信号に応じた前記レーダ送信信号の主ビーム方向に応じた直交ビームウェイト行列とを基に、直交ビーム乗算相関ベクトルを演算する直交ビーム乗算部と、を更に有する、

30

レーダ装置。

【請求項 8】

請求項 1 ~ 4 のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、

前記アンテナ系統処理部は、

受信アンテナと、

前記レーダ送信信号の送信周期毎に、前記受信アンテナにより受信された前記反射波信号と前記送信信号との相関値を算出する相関演算部と、

所定回数の前記送信周期にわたって前記相関演算部が出力した前記相関値を加算する加算部と、を有する、

40

レーダ装置。

【請求項 9】

請求項 5 ~ 7 のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、

前記アンテナ系統処理部は、

受信アンテナと、

前記レーダ送信信号の送信周期毎に、前記受信アンテナにより受信された前記反射波信号と前記送信信号との相関値を算出する相関演算部と、

所定回数の前記送信周期にわたって前記相関演算部が出力した前記相関値を加算する加算部と、を有する、

50

レーダ装置。

## 【請求項 10】

請求項 1 ~ 7 のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、  
 前記アンテナ系統処理部は、  
 受信アンテナと、  
 前記レーダ送信信号の送信周期毎に、前記受信アンテナにより受信された前記反射波信号と前記送信信号との相関値を演算する相関演算部と、  
 所定回数の前記送信周期にわたって前記相関演算部が出力した前記相関値をドップラ周波数成分に周波数変換するフーリエ変換部と、  
 前記ドップラ周波数成分のうちピークを与える周波数成分を選択するピーク周波数選択部と、を有する、  
 レーダ装置。

10

## 【請求項 11】

請求項 8 に記載のレーダ装置であって、  
 前記評価関数演算部は、前記評価関数を下記式 (1) によって演算する、  
 レーダ装置。

## 【数 1】

$$P_{DOA}(k, m, \theta_u) = 1 / \{ a(\theta_u)^H a(\theta_u) - \frac{F_{out}(k, m, \theta_u)}{P_n + P_{out}(k, m)} \} \dots (1)$$

20

ここで、 $P_{DOA}$  は、時刻  $k$ 、加算部における所定の加算回数の序数  $m$ 、方位角  $\theta_u$  に対する評価関数であり、 $F_{out}$  は方向ベクトル相関電力であり、 $P_{out}$  は相関ベクトル電力であり、 $P_n$  は感度パラメータであり、 $a(\theta_u)$  は方向ベクトルである。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本開示は、ターゲットにより反射された反射波信号を基にしてターゲットを検出するレーダ装置に関する。

30

## 【背景技術】

## 【0002】

レーダ装置は、高周波のレーダ送信信号を測定地点から空間に送信し、ターゲットにより反射された反射波信号を受信し、測定地点とターゲットとの距離、方向のうち、少なくとも1つを測定する。近年、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て、自動車及び歩行者を含むターゲットまでの距離又は広角な到来方向を高分解能に推定するレーダ装置の要請が高い。

## 【0003】

従来のレーダ装置の一例として、ターゲットにより反射された反射波信号をアレーアンテナにて受信し、各受信アンテナが受信した受信信号の位相差を測定することで、受信アンテナ毎のビームの指向性よりも高い分解能によって到来方向を推定するレーダ装置が知られている。

40

## 【0004】

レーダ装置は、各受信アンテナが受信した受信信号の位相差を用いて、信号処理により高い分解能の到来方向の推定が可能となり、ターゲットが高速移動しても、ターゲットの移動に追従した到来角を推定できる。

## 【0005】

従来のレーダ装置において、アレーアンテナが受信した受信信号の位相差を用いた既知

50

の到来方向推定方法として、例えばフーリエ法又はC a p o n法が知られている。フーリエ法では、レーダ装置は、各受信アンテナが受信した受信信号の相関行列を演算し、相関行列を用いた評価関数のピーク値を与える方位角を到来方向として推定する。また、C a p o n法では、レーダ装置は、各受信アンテナが受信した受信信号の相関行列の逆行列を演算し、相関行列の逆行列を用いた評価関数のピーク値を与える方位角を到来方向として推定する。

【0006】

フーリエ法では相関行列の逆行列演算が不要となるのでレーダ装置の演算量を低減できるが、クロスレンジ方向のサイドローブが大きくなり、受信レベルの異なる複数のターゲットが存在する場合との区別がつかず、方位角方向のターゲット検出性能が劣化する。クロスレンジ方向のサイドローブとは、測定位置からの距離毎に、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向（方位角）に応じた受信信号の評価関数分布（以下、「方位角プロファイル」という）に現れるサイドローブである。一方、C a p o n法ではクロスレンジ方向のサイドローブを低減できるが、相関行列の逆行列演算が必要となるのでレーダ装置の演算量が増加する。

10

【0007】

サイドローブを低減する先行技術として、例えば特許文献1及び2が知られている。特許文献1に示す分散開口アンテナ装置は、素子間隔が全て半波長以上であって不規則に配置された複数の受信アンテナにより受信された受信信号の共分散行列を演算し、共分散行列とステアリングベクトルとを用いて出力電力を最小化するためのC a p o nウェイトを演算する。また、分散開口アンテナ装置は、C a p o nウェイトを各受信信号に乗算し、更に、加算することで、受信アンテナの素子間隔が半波長以上であることに起因して生じるグレーティングローブ（サイドローブ）を抑制する。

20

【0008】

また、特許文献2に示すレーダ装置は、複数の受信アンテナにより受信された各受信信号に第1の係数群を乗算して第1の角度スペクトラムを演算し、また第2の係数群を乗算して第2の角度スペクトラムを演算する。第1の係数群はサイドローブの左側を低減するための係数であり（図18（A）参照）、第2の係数群はサイドローブの右側を低減するための係数である（図18（B）参照）。

【0009】

レーダ装置は、第1、第2の各角度スペクトラムに設定される閾値を超えた角度範囲に、物体が存在する判定する。図18は、従来のレーダ装置における方位プロファイルの一例を示す図である。図18（A）は、方位角0を中心として左側のサイドローブが低減した方位プロファイルである。図18（B）は、方位角0を中心として右側のサイドローブが低減した方位プロファイルである。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0010】

【特許文献1】特開2006-121513号公報

【特許文献2】特開2007-263574号公報

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

しかし、特許文献1では、サイドローブを低減するための演算量が増加する。また、特許文献2では、方位角プロファイルのサイドローブは受信信号に乗算される係数群に応じて部分的に低減するが、メインビームが広がるためレーダ装置における到来方向の推定性能が劣化する。

【0012】

本開示は、上述した従来の課題を解決するために、到来方向推定の演算量増加を抑制し、クロスレンジ方向のサイドローブを一様に低減するレーダ装置を提供することを目的と

50

する。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本開示は、送信信号を高周波のレーダ送信信号に変換し、前記レーダ送信信号を送信アンテナから送信するレーダ送信部と、前記レーダ送信信号がターゲットにより反射された前記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により受信し、前記各反射波信号と前記送信信号との相関ベクトルを含む信号を生成する複数のアンテナ系統処理部を用いて、前記反射波信号の到来方向を推定するレーダ受信部と、を含み、前記レーダ受信部は、前記相関ベクトルを含む信号を基に、相関ベクトル電力を演算する相関ベクトル電力演算部と、前記相関ベクトルを含む信号と、前記反射波信号の到来方向の方位角に応じて生じる振幅及び位相情報を含む方向ベクトルとを基に、方向ベクトル相関電力を演算する方向ベクトル相関演算部と、前記相関ベクトル電力及び前記方向ベクトル相関電力を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定するターゲット検出部と、を有し、前記相関ベクトル電力に対する前記方向ベクトル相関電力の比を基に、前記反射波信号の到来方向の方位角を推定する評価関数を演算する評価関数演算部と、前記複数のアンテナ系統処理部により受信された受信信号を入力とした、前記評価関数の応答感度を調整する感度パラメータを設定する感度パラメータ設定部と、を有し、前記ターゲット検出部は、前記評価関数を基に前記反射波信号の到来方向の方位角として推定する、レーダ装置である。

10

【発明の効果】

【0014】

本開示によれば、到来方向推定の演算量増加を抑制し、クロスレンジ方向のサイドローブを低減できる。

20

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】第1の実施形態のレーダ装置の内部構成を簡略に示すブロック図

【図2】第1の実施形態のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図3】レーダ送信信号の送信区間と送信周期との関係を示す図

【図4】他の送信信号生成部の内部構成を示すブロック図

【図5】レーダ送信信号と、遅延時間 1 のレーダ受信信号と、遅延時間 2 のレーダ受信信号との関係を示す図

30

【図6】アレーアンテナを構成する各受信アンテナ素子の配置と方位角 1 との関係を示す説明図

【図7】第1の実施形態のレーダ装置と従来のレーダ装置における各方位角プロファイルの一例を示す比較図

【図8】第1の実施形態のレーダ装置と従来のレーダ装置における各方位角プロファイルの他の一例を示す比較図、(A)ターゲットが1つの場合、(B)ターゲットが2つの場合

【図9】第2の実施形態のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図10】第3の実施形態のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図11】送信ビーム制御部、送信ビーム形成部及び方向推定評価関数演算部の各出力と送信周期との関係を示す図

40

【図12】第4の実施形態のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図13】送信ビーム制御部、送信ビーム形成部、直交ビーム乗算部及び方向推定評価関数演算部の各出力と送信周期との関係を示す図

【図14】第1の実施形態の変形例のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図15】第2の実施形態の変形例のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図16】第3の実施形態の変形例のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図17】第4の実施形態の変形例のレーダ装置の内部構成を詳細に示すブロック図

【図18】従来のレーダ装置における方位プロファイルの一例を示す図、(A)方位角 0 を中心として左側のサイドローブが低減した方位プロファイル、(B)方位角 0 を中心と

50

して右側のサイドローブが低減した方位プロファイル

【発明を実施するための形態】

【0016】

(本開示に係るレーダ装置の各実施形態の内容に至る経緯)

まず、本開示に係るレーダ装置の各実施形態の内容を説明する前に、本開示に係るレーダ装置の各実施形態の内容に至る経緯について説明する。

【0017】

特許文献1では、分散開口アンテナ装置は、複数の受信アンテナにより受信された受信信号の共分散行列とステアリングベクトルとを用いてCaponウェイトを演算するが、Caponウェイトの演算において共分散行列の逆行列を演算する。このため、分散開口アンテナ装置の演算量が増加する。

10

【0018】

特許文献2では、レーダ装置は、方位角0を中心とした左側又は右側のサイドローブを部分的に低減するが、方位角プロファイルのメインビームが広がっている(図18(A)及び図(18)参照)。このため、レーダ装置は、方位角プロファイルにおいてメインビームであるのか、又は、サイドローブであるのかの判別が困難となることがあり、レーダ装置におけるターゲットの到来方向の方位角の推定性能が劣化する。

【0019】

そこで、以下の各実施形態では、ターゲットの到来方向の方位角を推定するための演算量増加を抑制し、クロスレンジ方向のサイドローブを低減するレーダ装置の例を説明する。

20

【0020】

以下、本開示に係るレーダ装置の各実施形態を、図面を参照して説明する。

【0021】

(第1の実施形態)

第1の実施形態のレーダ装置1の構成及び動作について、図1～図6を参照して説明する。図1は、第1の実施形態のレーダ装置1の内部構成を簡略に示すブロック図である。図2は、第1の実施形態のレーダ装置1の内部構成を詳細に示すブロック図である。図3は、レーダ送信信号の送信区間と送信周期との関係を示す図である。

【0022】

30

レーダ装置1は、レーダ送信部Txが生成した高周波のレーダ送信信号を送信アンテナTx\_ant1から送信(放射)する。レーダ装置1は、ターゲット(不図示)が反射したレーダ送信信号である反射波信号を、アレーアンテナ(例えば図1に示す4個の受信アンテナRx\_ant1～Rx\_ant4)において受信する。レーダ装置1は、4個の受信アンテナRx\_ant1～Rx\_ant4が受信した反射波信号を信号処理し、ターゲットの有無を検出する。

【0023】

なお、ターゲットはレーダ装置1が検出する対象の物体であり、例えば自動車又は人を含み、以下の各実施形態においても同様である。なお、受信アンテナRx\_ant1～Rx\_ant4は受信アンテナ素子でも良い。

40

【0024】

まず、レーダ装置1の各部の構成について簡略に説明する。

【0025】

図2に示すレーダ装置1は、基準信号生成部Lo、レーダ送信部Tx及びレーダ受信部Rxを含む。レーダ送信部Txは、送信信号生成部2、及び送信アンテナTx\_ant1が接続された送信RF部3を有する。

【0026】

基準信号生成部Loは、レーダ送信部Tx及びレーダ受信部Rxに接続されている。基準信号生成部Loは、基準信号としてのリファレンス信号をレーダ送信部Tx及びレーダ受信部Rxに共通に供給し、レーダ送信部Tx及びレーダ受信部Rxの処理を同期させる

50

。

## 【 0 0 2 7 】

レーダ受信部  $R_x$  は、例えば 4 個のアンテナ系統処理部  $D_1, D_2, D_3, D_4$ 、相関ベクトル電力演算部 20、方向ベクトル相関演算部 21 及び距離 / 方位角検出部 24 を有する。図 1 に示すレーダ受信部  $R_x$  は例えば 4 個のアンテナ系統処理部  $D_1 \sim D_4$  を有するが、アンテナ系統処理部の個数は 4 個に限定されず 2 個以上であれば良い。なお、各アンテナ系統処理部は同様の構成を有するため、以下の各実施形態においてアンテナ系統処理部  $D_1$  を例示して説明する。

## 【 0 0 2 8 】

アンテナ系統処理部  $D_1$  は、受信アンテナ  $R_x\_ant_1$  が接続された受信 RF 部 11、及び信号処理部 12 を有する。

10

## 【 0 0 2 9 】

次に、レーダ送信部  $T_x$  の各部の構成を、図 2 を参照して詳細に説明する。

## 【 0 0 3 0 】

図 2 に示すレーダ送信部  $T_x$  は、送信信号生成部 2、送信アンテナ  $T_x\_ant_1$  が接続された送信 RF 部 3 を有する。

## 【 0 0 3 1 】

送信信号生成部 2 は、符号生成部 4、変調部 5、LPF (Low Pass Filter) 6 及び D/A (Digital Analog) 変換部 7 を有する。図 2 では、LPF 6 は送信信号生成部 2 の外部に設けられても良く、LPF 6 の出力は D/A 変換部 7 に入力される。

20

## 【 0 0 3 2 】

送信 RF 部 3 は、周波数変換部 8 及び増幅器 9 を含む。

## 【 0 0 3 3 】

次に、レーダ送信部  $T_x$  の各部の動作を詳細に説明する。

## 【 0 0 3 4 】

送信信号生成部 2 は、基準信号生成部  $L_0$  が生成したリファレンス信号に基づいて、リファレンス信号を所定倍に通倍した送信基準クロック信号を生成する。送信信号生成部 2 の各部は、送信基準クロック信号に基づいて動作する。

## 【 0 0 3 5 】

送信信号生成部 2 が生成したベースバンドの送信信号は、図 3 に示す例えば送信周期  $T_r$  の送信区間  $T_w$  [ 秒 ] では、符号長  $L$  の符号系列  $C_n$  の 1 つの符号あたり送信基準クロック信号の  $N_0$  [ 個 ] のサンプルを用いて変調される。ここで、 $n$  は 1 から  $L (> 0)$  である。 $L$  ( 整数 ) は符号系列  $C_n$  の符号長を表す。

30

## 【 0 0 3 6 】

送信信号生成部 2 におけるサンプリングレートは  $(N_0 \times L) / T_w$  であり、送信区間  $T_w$  [ 秒 ] では、 $N_r (= N_0 \times L)$  [ 個 ] のサンプルを用いて、送信信号生成部 2 は、変調する。送信信号生成部 2 は、各送信周期  $T_r$  の無信号区間  $(T_r - T_w)$  [ 秒 ] では、 $N_u$  [ 個 ] のサンプルを用いて変調する。

## 【 0 0 3 7 】

送信信号生成部 2 は、符号長  $L$  の符号系列  $C_n$  の変調によって、数式 ( 1 ) に示すベースバンドの送信信号  $r(k, M)$  を周期的に生成する。 $j$  は、 $j^2 = -1$  を満たす虚数単位である。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 ( $k = 1$ ) としたサンプル時刻であり、 $k$  は 1 から  $(N_r + N_u)$  までの値であり、送信信号の生成タイミングを表す時刻である。

40

## 【 0 0 3 8 】

$M$  はレーダ送信信号の送信周期  $T_r$  の序数を表す。送信信号  $r(k, M)$  は、第  $M$  番目の送信周期  $T_r$  のサンプル時刻  $k$  における送信信号を表し、同相信号成分  $I(k, M)$  と、虚数単位  $j$  が乗算された直交信号成分  $Q(k, M)$  との加算結果となる ( 数式 ( 1 ) 参照 )。

## 【 0 0 3 9 】

50

## 【数 1】

$$r(k, M) = I(k, M) + jQ(k, M) \dots (1)$$

## 【0040】

符号生成部 4 は、送信周期  $T_r$  毎に、符号長  $L$  の符号系列  $C_n$  の送信符号を生成する。符号系列  $C_n$  の要素は、例えば、 $[-1, 1]$  の 2 値、若しくは  $[1, -1, j, -j]$  の 4 値を用いて構成される。送信符号は、レーダ受信部  $R_x$  が低いサイドローブ特性を得るために、例えば相補符号のペアを構成する符号系列、Barker 符号系列、Golay 符号系列、M 系列符号、及びスパンノ符号を構成する符号系列のうち少なくとも 1 つを含む符号であることが好ましい。符号生成部 4 は、生成された符号系列  $C_n$  の送信符号を変調部 5 に出力する。以下、符号系列  $C_n$  の送信符号を、便宜的に送信符号  $C_n$  と記載する。

10

## 【0041】

符号生成部 4 は、送信符号  $C_n$  として相補符号（例えば、ゴレイ (Golay) 符号系列、スパンノ (Spano) 符号系列) のペアを生成するには、2 個の送信周期 ( $2T_r$ ) を用いて、送信周期毎に交互にペアとなる送信符号  $P_n, Q_n$  をそれぞれ生成する。即ち、符号生成部 4 は、第  $M$  番目の送信周期では相補符号のペアを構成する一方の送信符号  $P_n$  を生成して変調部 5 に出力し、続く第  $(M+1)$  番目の送信周期では相補符号のペアを構成する他方の送信符号  $Q_n$  を生成して変調部 5 に出力する。同様に、符号生成部 4 は、第  $(M+2)$  番目以降の送信周期では、第  $M$  番目及び第  $(M+1)$  番目の 2 個の送信周期を一つの単位として、送信符号  $P_n, Q_n$  を繰り返し生成して変調部 5 に出力する。

20

## 【0042】

変調部 5 は、符号生成部 4 が生成した送信符号  $C_n$  を入力する。変調部 5 は、送信符号  $C_n$  をパルス変調し、数式 (1) に示すベースバンドの送信信号  $r(k, M)$  を生成する。パルス変調は、振幅変調、ASK (Amplitude Shift Keying) 又は位相変調 (PSK (Phase Shift Keying)) であり、以下の各実施形態においても同様である。

## 【0043】

例えば位相変調 (PSK) は、符号系列  $C_n$  が例えば  $[-1, 1]$  の 2 値の位相変調では BPSK (Binary Phase Shift Keying) となり、符号系列  $C_n$  が例えば  $[1, -1, j, -j]$  の 4 値の位相変調では QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 若しくは 4 相 PSK となる。即ち、位相変調 (PSK) では、IQ 平面上のコンスタレーションにおける所定の変調シンボルが割り当てられる。

30

## 【0044】

変調部 5 は、送信信号  $r(k, M)$  のうち予め設定された制限帯域以下の送信信号  $r(k, M)$  を、LPF 6 を介して D/A 変換部 7 に出力する。なお、LPF 6 は送信信号生成部 2 において省略し、D/A 変換部 7 の後段に設けられても良く、以下の各実施形態でも同様である。

## 【0045】

D/A 変換部 7 は、変調部 5 が生成したデジタルの送信信号  $r(k, M)$  をアナログの送信信号に変換する。D/A 変換部 7 は、アナログの送信信号を送信 RF 3 に出力する。

40

## 【0046】

送信 RF 部 3 は、基準信号生成部  $L_o$  が生成したリファレンス信号に基づいて、リファレンス信号を所定倍に逡倍したキャリア周波数帯域の送信基準信号を生成する。なお、逡倍信号は、送信信号生成部 2 と送信 RF 部 3 とそれぞれ、異なる倍数に逡倍した信号でもよいし、同一の倍数に逡倍した信号でもよい。送信 RF 部 3 の各部は、送信基準信号に基づいて動作する。

## 【0047】

周波数変換部 8 は、送信信号生成部 2 が生成した送信信号  $r(k, M)$  をアップコンバートすることで、キャリア周波数帯域 (高周波、例えばミリ波) のレーダ送信信号を生成する。周波数変換部 8 は、レーダ送信信号を増幅器 9 に出力する。

50

## 【 0 0 4 8 】

増幅器 9 は、周波数変換部 8 が生成したレーダ送信信号の信号レベルを所定の信号レベルに増幅して送信アンテナ A n t - T x に出力する。増幅器 9 が増幅したレーダ送信信号は、送信アンテナ A n t - T x を介した空間に放射される。

## 【 0 0 4 9 】

送信アンテナ A n t - T x は、送信 R F 部 3 が生成したレーダ送信信号を空間に放射（送信）する。レーダ送信信号は、送信周期  $T_r$  のうち送信区間  $T_w$  の間に送信され、非送信区間  $(T_r - T_w)$  の間には送信されない（図 3 参照）。

## 【 0 0 5 0 】

なお、送信 R F 部 3 と、各アンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4 の受信 R F 部とには、基準信号生成部 L o が生成したリファレンス信号が共通に入力されている。送信 R F 部 3 はリファレンス信号を所定倍に通倍した送信基準信号に基づいて動作し、各アンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4 の受信 R F 部はリファレンス信号を送信 R F 部 3 と同一の所定倍に通倍した受信基準信号に基づいて動作する。従って、送信 R F 部 3 と各アンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4 の受信 R F 部との間の処理は同期する。

10

## 【 0 0 5 1 】

なお、送信信号生成部 2 は、符号生成部 4、変調部 5 及び L P F 6 を有さず、送信信号生成部 2 が生成した送信符号  $C_n$  を予め記憶する送信符号記憶部 C M を有しても良い（図 4 参照）。図 4 は、他の送信信号生成部 2 r の内部構成を示すブロック図である。

## 【 0 0 5 2 】

送信符号記憶部 C M は、送信信号生成部 2 が相補符号のペアとなる送信符号を生成する場合に対応して、相補符号のペア、例えば、送信符号  $P_n$  及び  $Q_n$  を記憶しても良い。図 4 に示す送信信号生成部 2 r の構成は、本実施形態に限らず、後述の各実施形態にも同様に適用できる。送信信号生成部 2 r は、送信符号記憶部 C M 及び D / A 変換部 7 を有する。

20

## 【 0 0 5 3 】

送信符号記憶部 C M は、基準信号生成部 L o が生成したリファレンス信号を所定倍に通倍した送信基準クロック信号に基づいて、送信周期  $T_r$  毎に、送信符号  $C_n$  又は相補符号のペアを構成する送信符号  $P_n$ 、送信符号  $Q_n$  を、送信符号記憶部 C M から巡回的に読み出して D / A 変換部 7 に出力する。以降の動作は上述した D / A 変換部 7 の動作と同様であるため、説明は省略する。

30

## 【 0 0 5 4 】

（レーダ受信部）

次に、レーダ受信部 R x の各部の構成を、図 2 を参照して説明する。

## 【 0 0 5 5 】

図 2 に示すレーダ受信部 R x は、例えばアレーアンテナを構成する受信アンテナの本数に対応して設けられた 4 個のアンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4、相関ベクトル電力演算部 2 0、方向ベクトル相関演算部 2 1、感度パラメータ設定部 2 2、方向推定評価関数演算部 2 3 及び距離 / 方位角検出部 2 4 を有する。

## 【 0 0 5 6 】

アンテナ系統処理部 D 1 は、受信アンテナ R x \_ a n t 1 が接続された受信 R F 部 1 1、及び信号処理部 1 2 を有する。受信 R F 部 1 1 は、増幅器 1 3、周波数変換部 1 4 及び直交検波部 1 5 を有する。信号処理部 1 2 は、2 個の A / D 変換部 1 6、1 7、相関演算部 1 8 及び加算部 1 9 を有する。レーダ受信部 R x は、レーダ送信信号の各送信周期  $T_r$  を、各アンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4 の信号処理部における信号処理区間として周期的に演算する。

40

## 【 0 0 5 7 】

次に、レーダ受信部 R x の各部の動作を、図 2、図 5 及び図 6 を参照して詳細に説明する。図 5 は、レーダ送信信号と、遅延時間 1 のレーダ受信信号と、遅延時間 2 のレーダ受信信号との関係を示す図である。図 6 は、アレーアンテナを構成する各受信アンテナ

50

素子の配置と方位角 との関係を示す説明図である。

【 0 0 5 8 】

受信アンテナ  $Rx\_ant1$  は、レーダ送信部  $Tx$  が送信したレーダ送信信号がターゲットにより反射された反射波信号を受信する。受信アンテナ  $Rx\_ant1$  が受信した高周波のレーダ受信信号は、受信 RF 部 11 に入力される。

【 0 0 5 9 】

受信 RF 部 11 は、送信 RF 部 3 と同様に、基準信号生成部  $Lo$  が生成したリファレンス信号に基づいて、リファレンス信号を所定倍に逡倍したキャリア周波数帯域の受信基準信号を生成する。受信 RF 部 11 の各部は、受信基準信号に基づいて動作する。

【 0 0 6 0 】

増幅器 13 は、受信アンテナ  $Rx\_ant1$  が受信したレーダ受信信号を入力し、レーダ受信信号の信号レベルを所定の信号レベルに増幅して周波数変換部 14 に出力する。

【 0 0 6 1 】

周波数変換部 14 は、増幅器 13 が増幅したレーダ受信信号を入力し、レーダ受信信号と受信基準信号とを用いて、高周波のレーダ受信信号をベースバンドにダウンコンバートすることで、ベースバンドの受信信号を生成する。周波数変換部 14 は、ベースバンドの受信信号を直交検波部 15 に出力する。

【 0 0 6 2 】

直交検波部 15 は、周波数変換部 14 が生成したベースバンドの受信信号を直交検波することで、同相信号 (In-phase signal) 及び直交信号 (Quadrature signal) を用いて構成される受信信号を生成する。直交検波部 15 は、ベースバンドの受信信号のうち、同相信号を A/D 変換部 16 に出力し、直交信号を A/D 変換部 17 に出力する。

【 0 0 6 3 】

A/D 変換部 16 は、直交検波部 15 が生成したベースバンドの同相信号をサンプル時刻  $k$  毎にサンプリングし、アナログデータの同相信号をデジタルデータに変換する。A/D 変換部 16 は、デジタルデータの同相信号成分を相関演算部 18 に出力する。

【 0 0 6 4 】

A/D 変換部 16 は、レーダ送信部  $Tx$  が生成する送信信号  $r(k, M)$  の 1 つのパルス幅 (パルス時間)  $T_p (= T_w / L)$  あたり  $N_s$  [個] をサンプリングする。即ち、A/D 変換部 16 のサンプリングレートは  $(N_s \times L) / T_w = N_s / T_p$  となり、1 パルスあたりのオーバーサンプル数は  $N_s$  となる。

【 0 0 6 5 】

A/D 変換部 17 は、直交検波部 15 が生成したベースバンドの直交信号に対して、A/D 変換部 16 と同様に動作し、デジタルデータの直交信号成分を相関演算部 18 に出力する。また、A/D 変換部 17 のサンプリングレートは  $N_s / T_p$  となり、1 パルスあたりのオーバーサンプル数は  $N_s$  である。

【 0 0 6 6 】

以下、A/D 変換部 16, 17 の出力としての第  $M$  番目の送信周期  $T_r$  のサンプル時刻  $k$  におけるベースバンドの受信信号を、同相信号成分  $I_r(k, M)$  及び直交信号成分  $Q_r(k, M)$  を用いて、数式 (2) の複素信号  $x(k, M)$  として表す。

【 0 0 6 7 】

【数 2】

$$x(k, M) = I_r(k, M) + jQ_r(k, M) \dots (2)$$

【 0 0 6 8 】

図 5 の第 1 段は、レーダ送信信号の送信タイミングを表す。図 5 の第 1 段では、サンプル時刻  $k$  は、各送信周期  $T_r$  が開始するタイミングを基準 ( $k = 1$ ) とし、信号処理部 12 は、送信周期  $T_r$  が終了する前までのサンプル点である  $k = N_s (N_r + N_u) / N_o$  まで周期的に動作する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 6 9 】

即ち、信号処理部 1 2 は、サンプル時刻  $k = 1 \sim N_s (N_r + N_u) / N_o$  において周期的に動作する（図 5 の第 2 段参照）。図 5 の第 2 段は、遅延時間  $\tau_1$  のレーダ受信信号の受信タイミングを示す図である。図 5 の第 3 段は、遅延時間  $\tau_2$  のレーダ受信信号の受信タイミングを示す図である。サンプル時刻  $k = N_r \times (N_s / N_o)$  は、各送信周期  $T_r$  における送信区間  $T_w$  の終了直前時点を示す。以下、A / D 変換部 1 6 , 1 7 の出力としてのデジタルの受信信号  $x(k, M)$  を離散サンプル値  $x(k, M)$  という。

## 【 0 0 7 0 】

相関演算部 1 8 は、A / D 変換部 1 6 , 1 7 の出力としての各離散サンプル値  $I_r(k, M)$  ,  $Q_r(k, M)$ 、即ち、受信信号としての離散サンプル値  $x(k, M)$  を入力する。相関演算部 1 8 は、基準信号生成部 1 0 が生成したリファレンス信号を所定倍に逡倍した受信基準クロック信号に基づいて、サンプル時刻  $k$  毎に、符号長  $L$  の送信符号  $C_n$  を周期的に生成する。 $n$  は 1 から  $L$  であり、 $L$  は符号系列  $C_n$  の符号長を表す。

10

## 【 0 0 7 1 】

相関演算部 1 8 は、離散サンプル値  $x(k, M)$  と、送信符号  $C_n$  とのスライディング相関値  $AC(k, M)$  を演算する。 $AC(k, M)$  は、第  $M$  番目の送信周期のサンプル時刻  $k$  におけるスライディング相関値を表す。

## 【 0 0 7 2 】

具体的には、相関演算部 1 8 は、図 5 の第 2 段に示す各送信周期  $T_r$ 、即ち、各サンプル時刻  $k = 1 \sim N_s (N_r + N_u) / N_o$  に対して、数式 ( 3 ) に従ってスライディング相関値  $AC(k, M)$  を演算する。相関演算部 1 8 は、数式 ( 3 ) に従って演算したサンプル時刻  $k$  毎のスライディング相関値  $AC(k, M)$  を加算部 1 9 に出力する。数式 ( 3 ) における  $*$  ( アスタリスク ) は、複素共役演算子である。

20

## 【 0 0 7 3 】

## 【 数 3 】

$$AC(k, M) = \sum_{n=1}^L x(k + N_s(n-1), M) C_n^* \dots (3)$$

## 【 0 0 7 4 】

図 5 の第 2 段では、レーダ送信信号の送信開始時から遅延時間  $\tau_1$  の経過後にレーダ受信信号が受信された場合のレーダ受信部  $R_x$  における測定期間の範囲が示されている。図 5 の第 3 段では、レーダ送信信号の送信開始時から遅延時間  $\tau_2$  の経過後にレーダ受信信号が受信された場合のレーダ受信部  $R_x$  における測定期間の範囲が示されている。遅延時間  $\tau_1$  及び  $\tau_2$  は、それぞれ数式 ( 4 ) 及び ( 5 ) により示される。

30

## 【 0 0 7 5 】

## 【 数 4 】

$$\tau_1 = T_p \times (L + 1) \dots (4)$$

40

## 【 0 0 7 6 】

## 【 数 5 】

$$\tau_2 = T_p \times \left\{ \frac{(N_r + N_u)}{N_o} - L \right\} \dots (5)$$

## 【 0 0 7 7 】

相関演算部 1 8 は、本実施形態を含む各実施形態において、サンプル時刻  $k = 1 \sim N_s (N_r + N_u) / N_o$  においてスライディング相関値  $AC(k, M)$  を演算する。なお、相関演算部 1 8 は、レーダ装置 1 の測定対象となるターゲットの存在範囲に応じて、測定

50

レンジ、即ちサンプル時刻  $k$  の範囲を限定しても良い。これにより、レーダ装置 1 は、相関演算部 18 の演算量を更に低減できる。即ち、レーダ装置 1 は、信号処理部 12 における演算量を削減することで、レーダ受信部 Rx における消費電力量を更に低減できる。

【0078】

なお、レーダ装置 1 は、相関演算部 18 がサンプル時刻  $k = N_s(L+1) \sim N_s(N_r + N_u) / N_o - N_s L$  の範囲におけるスライディング相関値  $AC(k, m)$  を演算する場合には、レーダ送信信号の送信周期  $T_r$  のうち送信区間  $T_w$  を測定期間から除外しても良い。

【0079】

この場合、レーダ装置 1 は、レーダ送信信号がレーダ受信部 Rx に直接的に回り込んだとしても、回り込みによる影響を排除して測定できる。また、測定レンジ（サンプル時刻  $k$  の範囲）を限定する場合、加算部 19、相関ベクトル電力演算部 20、方向ベクトル相関演算部 21、方向推定評価関数演算部 23 及び距離 / 方位角検出部 24 も同様の限定された測定レンジにおいて動作するため、各部の処理量を削減でき、レーダ受信部 Rx における消費電力を低減できる。

【0080】

加算部 19 は、第  $M$  番目の送信周期  $T_r$  のサンプル時刻  $k$  毎に相関演算部 18 が演算したスライディング相関値  $AC(k, M)$  を基に、所定回数 ( $N_p$  回) の送信周期  $T_r$  の期間 ( $N_p \times T_r$ ) にわたってスライディング相関値  $AC(k, M)$  を加算する。

【0081】

具体的には、加算部 19 は、所定回数 ( $N_p$  回) の送信周期  $T_r$  の期間 ( $N_p \times T_r$ ) にわたるスライディング相関値  $AC(k, M)$  をサンプル時刻  $k$  毎に加算することで、第  $m$  番目の  $N_p$  回の送信周期  $T_r$  におけるサンプル時刻  $k$  毎の加算値  $CI(k, m)$  を、数式 (6) に従って演算する。 $N_p$  は、加算部 19 における加算回数を表す所定値である。 $m$  は、各アンテナ系統処理部の加算部 19 の加算回数  $N_p$  を 1 個の単位とした場合における加算回数の序数を表す。加算部 19 は、加算値  $CI(k, m)$  を相関ベクトル電力演算部 20 及び方向ベクトル相関演算部 21 に出力する。

【0082】

【数 6】

$$CI(k, m) = \sum_{g=1}^{N_p} AC(k, N_p(m-1) + g) \dots (6)$$

【0083】

加算部 19 は、スライディング相関値  $AC(k, M)$  の  $N_p$  回の加算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、反射波信号に含まれる雑音成分を抑圧でき、反射波信号の受信品質 (SNR: Signal to Noise Ratio) を改善できる。更に、加算部 19 は、反射波信号の受信品質を改善できるので、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向の推定精度を向上できる。

【0084】

なお、理想的な加算利得を得るためには、スライディング相関値  $AC(k, M)$  の加算回数  $N_p$  の加算区間においてスライディング相関値  $AC(k, M)$  の位相成分がある程度の範囲に揃う必要がある。つまり、ターゲットが移動する場合には、移動に伴う位相変動が生じるため、加算回数  $N_p$  は、ターゲットの想定最大移動速度を基に設定されることが好ましい。ターゲットの想定最大移動速度が大きいほど、ターゲットにより反射された反射波信号に含まれるドップラ周波数の変動量が大きく、高い相関値を有する離散時間間隔が短くなる。このため、加算回数  $N_p$  が小さくなり、加算部 18 の加算による利得向上効果が小さくなる。

【0085】

相関ベクトル電力演算部 20 は、ターゲットにより反射された反射波信号の各受信アン

10

20

30

40

50

テナ間における位相差を検出するため、各アンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4 の加算部の出力としての各加算値  $CI^1(k, m)$ ,  $CI^2(k, m)$ ,  $CI^3(k, m)$ ,  $CI^4(k, m)$  をまとめた相関ベクトル  $h(k, m)$  (数式 (7) 参照) を生成する。

【0086】

相関ベクトル電力演算部 20 は、相関ベクトル  $h(k, m)$  を基に、数式 (8) に従って、相関ベクトル電力  $P_{out}(k, m)$  を演算する。数式 (7) において、 $Na$  は受信アンテナ数を表し、図 2 に示すレーダ受信部 Rx では 4 である。数式 (8) において、上付き添え字  $H$  は、複素共役転置を表す演算子である。相関ベクトル電力演算部 20 は、相関ベクトル電力  $P_{out}(k, m)$  を方向推定評価関数演算部 23 に出力する。

【0087】

【数 7】

$$h(k, m) = \begin{bmatrix} CI^1(k, m) \\ CI^2(k, m) \\ \vdots \\ CI^{Na}(k, m) \end{bmatrix} \dots (7)$$

【0088】

【数 8】

$$P_{out}(k, m) = h(k, m)^H h(k, m) \dots (8)$$

【0089】

なお、相関ベクトル電力演算部 20 は、数式 (7) の代わりに数式 (9) を用いて、複数のアンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4 のうちいずれかのアンテナ系統処理部 (例えばアンテナ系統処理部 D 1) の受信アンテナ Rx\_ant1 が受信したレーダ受信信号の位相を基準位相とした相関ベクトル  $h(k, m)$  を演算しても良く、以下の各実施形態においても同様である。数式 (9) において、上付き添え字のアスタリスク (\*) は、複素共役演算子を表す。これにより、レーダ装置 1 は、相関ベクトル電力演算部 20 の演算量を低減し、ターゲットにより反射された反射波信号の各受信アンテナ間における位相差を簡易に演算できる。

【0090】

【数 9】

$$h(k, m) = \begin{bmatrix} CI^1(k, m) \\ CI^2(k, m) \\ \vdots \\ CI^{Na}(k, m) \end{bmatrix} CI^1(k, m)^* \dots (9)$$

【0091】

方向ベクトル相関演算部 21 は、ターゲットにより反射された反射波信号の各受信アンテナ間における位相差を検出するため、各アンテナ系統処理部 D 1 ~ D 4 の加算部の出力としての各加算値  $CI^1(k, m)$ ,  $CI^2(k, m)$ ,  $CI^3(k, m)$ ,  $CI^4(k, m)$  をまとめた相関ベクトル  $h(k, m)$  (数式 (7) 参照) を生成する。

【0092】

10

20

30

40

50

方向ベクトル相関演算部 2 1 は、ターゲットにより反射された反射波信号が方位角  $\theta_u$  の方向から到来した場合の各受信アンテナの複素応答を表す方向ベクトル  $a(\theta_u)$  を予め記憶している。各受信アンテナの複素応答は、例えば電波暗室において予め測定され、各受信アンテナ間の間隔に応じて幾何学的に演算される位相差情報に加え、各受信アンテナ間のアンテナ素子間の結合、並びに振幅誤差及び位相誤差の各偏差情報を含み、後述の各実施形態においても同様である。

【 0 0 9 3 】

例えば、アレーアンテナを構成する各受信アンテナの素子間隔が直線上に等間隔  $d$  にて配置されている場合（図 6 参照）、受信アンテナ間の位相偏差及び振幅偏差が無い理想的な方向ベクトル  $a(\theta_u)$  は数式 (10) により示される。図 6 は、アレーアンテナを構成する各受信アンテナ  $Rx\_ant1 \sim Rx\_antN$  の配置と方位角  $\theta_u$  との関係を示す説明図である。

【 0 0 9 4 】

【数 1 0】

$$a(\theta_u) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j2\pi d \sin \theta_u / \lambda\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi(Na - 1)d \sin \theta_u / \lambda\} \end{bmatrix} \dots(10)$$

【 0 0 9 5 】

方向ベクトル相関演算部 2 1 は、方向ベクトル  $a(\theta_u)$  と相関ベクトル  $h(k, m)$  とを基に、方向ベクトル  $a(\theta_u)$  と相関ベクトル  $h(k, m)$  との内積演算の結果を二乗することで、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m, \theta_u)$  を演算する（数式 (11) 参照）。方向ベクトル相関演算部 2 1 は、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m, \theta_u)$  を方向推定評価関数演算部 2 3 に出力する。

【 0 0 9 6 】

以下の各実施形態において、方位角  $\theta_u$  は、レーダ装置 1 における反射波信号の到来方向の推定範囲  $[\theta_{min}, \theta_{max}]$  において、所定の間隔  $\Delta\theta$  毎に変化させた変数であり、例えば数式 (12) により示される。 $u$  は、0 から  $NU$  までの整数である。 $NU$  は数式 (13) により示される。数式 (13) において、 $\text{floor}(x)$  は実数  $x$  を超えない最大の整数値を出力する関数である。

【 0 0 9 7 】

【数 1 1】

$$F_{out}(k, m, \theta_u) = |a(\theta_u)^H h(k, m)|^2 \dots(11)$$

【 0 0 9 8 】

【数 1 2】

$$\theta_u = \theta_{min} + u\Delta\theta \dots(12)$$

【 0 0 9 9 】

【数 1 3】

$$NU = \text{floor}[(\theta_{max} - \theta_{min}) / \Delta\theta] + 1 \dots(13)$$

【 0 1 0 0 】

感度パラメータ設定部 22 は、複数のアンテナ系統処理部 D1 ~ D4、即ち複数の受信アンテナ Rx\_\_ant1 ~ Rx\_\_ant4 が受信した受信信号の位相差を入力とした、後述する方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の応答感度（出力精度）を調整するための感度パラメータ  $P_n$  を方向推定評価関数演算部 23 に出力する。感度パラメータ  $P_n$  は、レーダ装置 1 が設置されるシステムに応じて異なる。

【0101】

評価関数演算部としての方向推定評価関数演算部 23 は、相関ベクトル電力演算部 20、方向ベクトル相関演算部 21 及び感度パラメータ設定部 22 の各出力を基に、加算部 19 の第  $m$  番目の出力毎に、方位角  $\theta_u$  を可変させ、反射波信号の到来方向を推定するための方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を、数式(14)に従って演算する。

10

【0102】

なお、数式(14)における  $a(\theta_u)^H a(\theta_u)$  は、例えば方向ベクトル相関演算部 21 が予め算出できるので、方向推定評価関数演算部 23 の演算量の増加は無い。方向推定評価関数演算部 23 は、方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を距離/方位角検出部 24 に出力する。

【0103】

【数14】

$$P_{DOA}(k, m, \theta_u) = 1 / \left\{ a(\theta_u)^H a(\theta_u) - \frac{F_{out}(k, m, \theta_u)}{P_n + P_{out}(k, m)} \right\} \dots (14)$$

20

【0104】

ターゲット検出部としての距離/方位角検出部 24 は、方位角  $\theta_u$  の  $[\theta_{min}, \theta_{max}]$  の範囲内において、サンプル時刻  $k$  毎に方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の極大値（ピーク値）を検出する。距離/方位角検出部 24 は、サンプル時刻  $k$  毎の極大値が所定閾値以上である場合に、サンプル時刻  $k$  毎の極大値を与える方位角  $\theta_u$  を、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向と推定する。

【0105】

更に、距離/方位角検出部 24 は、方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の極大値を与えるサンプル時刻  $k$  を基に、数式(15)に従って、レーダ装置 1 の測定地点からターゲットまでの距離  $D(k)$  を推定する。 $C_0$  は、光速である。

30

【0106】

【数15】

$$D(k) = \frac{C_0 T_p(k-1)}{2N_s} \dots (15)$$

【0107】

図7は、第1の実施形態のレーダ装置 1 と従来のレーダ装置における各方位角プロファイルの一例を示す比較図である。図7では、あるサンプル時刻  $k_0$  に、例えば方位角  $\theta_u = 0$  の方向から反射波信号が到来した場合に、方位角  $\theta_u$  が  $[\theta_{min} = -45 \text{度}, \theta_{max} = +45 \text{度}]$  の範囲における方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の値が方位角プロファイルとして示されている。方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  は、数式(14)により示される。比較のために、従来のフーリエ法及び従来の Capon 法における方位角プロファイルも示す。

40

【0108】

従来のフーリエ法ではターゲットにより反射された反射波信号が存在するサンプル時刻  $k_0$  において、反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u (= 0)$  のメインビームに鋭いピークが得られず、反射波信号の到来方向以外の方位角  $\theta_u$  においても高いサイドローブが現れる。このため、従来のレーダ装置では、ターゲットにより反射された反射波信号の到

50

来方向のメインビームとサイドローブとを区別することが困難となり、反射波信号の到来方向の推定精度が劣化する。

【0109】

一方、本実施形態では従来のフーリエ法に比べて、ターゲットにより反射された反射波信号が存在するサンプル時刻  $k_0$  において、反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$  ( $= 0$ ) のメインビームに鋭いピークが得られ、更に、反射波信号の到来方向以外の方位角  $\theta_u$  ではサイドローブが抑圧され、従来のCapon法と同程度の方位角プロファイルが得られる。これにより、本実施形態のレーダ装置1は、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向のメインビームとサイドローブとを区別できるので、反射波信号の到来方向の推定精度を向上できる。

10

【0110】

また、本実施形態のレーダ装置1における1つの方位角  $\theta_u$  に対する方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の演算量(乗算回数)は  $2Na + 1$  と表すことができる。 $Na$  は受信アンテナの数である。

【0111】

一方、従来のCapon法では方向推定評価関数の演算において逆行列演算が必要となるので、演算量のオーダーは  $\{O(Na^3) + Na(Na + 1)\}$  と表すことができる。 $O(Na^3)$  は、 $Na$  の3乗オーダーの演算量を表す。

【0112】

以上により、本実施形態のレーダ装置1は、従来のCapon法に比べて、例えば  $Na = 4$  では方向推定評価関数の演算量を約  $1/9$  (約10パーセント) に低減でき、例えば  $Na = 8$  では方向推定評価関数の演算量を約  $1/34$  (約3パーセント) に低減でき、高分解能な角度スペクトラムを得られる。

20

【0113】

更に、レーダ装置1は、従来のフーリエ法に比べて、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$  における方向推定評価関数の値(メインビーム)に鋭いピークが得られ、更に、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$  以外の方位角における方向推定評価関数のサイドローブを抑圧できる。

【0114】

これにより、レーダ装置1は、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向を推定するための演算量増加を抑制し、クロスレンジ方向のサイドローブを一様に低減でき、ターゲットの方向推定性能を向上できる。

30

【0115】

なお、本実施形態では、方向推定評価関数演算部23は、数式(14)に示す方向推定評価関数以外に、例えば数式(16)に示す方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を演算しても良い。

【0116】

【数16】

$$P_{DOA}(k, m, \theta_u) = F_{out}(k, m, \theta_u) / \left\{ a(\theta_u)^H a(\theta_u) - \frac{F_{out}(k, m, \theta_u)}{Pn + P_{out}(k, m)} \right\} \dots (16)$$

40

【0117】

レーダ装置1は、方向推定評価関数演算部23が数式(16)に示す方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を演算した場合でも、同様にターゲットにより反射された反射波信号の到来方向を推定するための演算量増加を抑制し、クロスレンジ方向のサイドローブを一様に低減でき、ターゲットの方向推定性能を向上できる。

【0118】

更に、レーダ装置1は、方向推定評価関数演算部23が数式(16)に示す方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を演算すると、同一のサンプル時刻  $k$  に複数の反射波信

50

号が到来した場合でも、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$  以外の方位角における方向推定評価関数のサイドローブを抑圧できる（図 8（B）参照）。

【0119】

図 8 は、第 1 の実施形態のレーダ装置と従来のレーダ装置における各方位角プロファイルの他の一例を示す比較図である。図 8（A）は、ターゲットが 1 つの場合の方位角プロファイルである。図 8（B）は、ターゲットが 2 つの場合の方位角プロファイルである。

【0120】

図 8（A）では、サンプル時刻  $k_0$  に、例えば方位角  $0$ （ $\theta_u = 0$ ）の方向から反射波信号が到来した場合に、方位角  $\theta_u$  が [ $\theta_{\min} = -40$  度,  $\theta_{\max} = +40$  度] の範囲における方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の値が方位角プロファイルとして示されている。方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  は、数式（16）により示される。比較のために、従来のフーリエ法及び従来の Capon 法における方位角プロファイルも示す。

10

【0121】

従来のフーリエ法ではターゲットにより反射された反射波信号が存在するサンプル時刻  $k_0$  において、図 7 と同様に、反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$ （ $= 0$ ）のメインビームに鋭いピークが得られず、反射波信号の到来方向以外の方位角  $\theta_u$  においても高いサイドローブが現れる。このため、従来のレーダ装置では、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向のメインビームとサイドローブとの区別が困難となり、反射波信号の到来方向の推定精度が劣化する。

20

【0122】

一方、本実施形態では従来のフーリエ法に比べて、ターゲットにより反射された反射波信号が存在するサンプル時刻  $k_0$  において、反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$ （ $= 0$ ）のメインビームに鋭いピークが得られ、更に、反射波信号の到来方向以外の方位角  $\theta_u$  ではサイドローブが抑圧され、従来の Capon 法と同程度の方位角プロファイルが得られる。これにより、本実施形態のレーダ装置 1 は、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向のメインビームとサイドローブとの区別が容易となり、反射波信号の到来方向の推定精度を向上できる。

【0123】

次に、図 8（B）では、あるサンプル時刻  $k_0$  に、例えば方位角  $0$ （ $\theta_u = 0, 20$ ）の方向から複数の反射波信号が到来した場合に、方位角  $\theta_u$  が [ $\theta_{\min} = -40$  度,  $\theta_{\max} = +40$  度] の範囲における方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の値が方位角プロファイルとして示されている。方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  は、数式（16）により示される。比較のために、従来のフーリエ法及び従来の Capon 法における方位角プロファイルも示す。

30

【0124】

従来のフーリエ法ではターゲットにより反射された反射波信号が存在するサンプル時刻  $k_0$  において、図 7 と同様に、反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$ （ $= 0$ ）のメインビームに鋭いピークが得られず、反射波信号の到来方向以外の方位角  $\theta_u$  においても高いサイドローブが現れる。このため、従来のレーダ装置では、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向のメインビームとサイドローブとの区別が困難となり、反射波信号の到来方向の推定精度が劣化する。

40

【0125】

一方、本実施形態では従来のフーリエ法に比べて、ターゲットにより反射された反射波信号が存在するサンプル時刻  $k_0$  において、反射波信号の到来方向を示す方位角  $\theta_u$ （ $= 0, 20$ ）のメインビームに鋭いピークが得られており、更に、反射波信号の到来方向以外の方位角  $\theta_u$  ではサイドローブが抑圧され、従来の Capon 法と同程度の方位角プロファイルが得られている。これにより、本実施形態のレーダ装置 1 は、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向のメインビームとサイドローブとの区別が容易となり、

50



【 0 1 3 5 】

【 数 1 9 】

$$W_{OB} W_{OB}^H = W_{OB}^H W_{OB} = I \dots (19)$$

【 0 1 3 6 】

ビーム選択部 2 6 は、直交ビーム乗算部 2 5 が演算した直交ビーム乗算相関ベクトル  $h_B(k, m)$  の要素値の絶対値若しくは二乗値を演算し、最大となる要素値と最大の要素値に隣接する  $N_{OB}$  個の要素値を絶対値若しくは二乗値の大きい順（降順）に選択する。

【 0 1 3 7 】

以下、ビーム選択部 2 6 が降順に選択した要素値を含む行列を要素選択行列  $W_{sel}$  と記載する。要素選択行列  $W_{sel}$  は、対角要素以外は 0 であり、対角要素のうちビーム選択部 2 6 が直交ビーム乗算相関ベクトル  $h_B(k, m)$  から選択した要素が 1 であって、その他の要素は 0 となる行列である。

【 0 1 3 8 】

更に、ビーム選択部 2 6 は、要素選択行列  $W_{sel}$  と直交ビーム乗算部 2 5 が演算した直交ビーム乗算相関ベクトル  $h_B(k, m)$  とを基に、数式 (20) に従って、ビーム選択相関ベクトル  $h_{BS}(k, m)$  を演算する。ビーム選択部 2 6 は、ビーム選択相関ベクトル  $h_{BS}(k, m)$  を相関ベクトル電力演算部 2 0 A 及び方向ベクトル相関演算部 2 1 A に出力する。また、ビーム選択部 2 6 は、要素選択行列  $W_{sel}$  を方向ベクトル相関演算部 2 1 A に出力する。

【 0 1 3 9 】

【 数 2 0 】

$$h_{BS}(k, m) = W_{sel} h_B(k, m) \dots (20)$$

【 0 1 4 0 】

相関ベクトル電力演算部 2 0 A は、ビーム選択部 2 6 が演算したビーム選択相関ベクトル  $h_{BS}(k, m)$  を基に、数式 (21) に従って、相関ベクトル電力  $P_{out}(k, m)$  を演算する。相関ベクトル電力演算部 2 0 A は、相関ベクトル電力  $P_{out}(k, m)$  を方向推定評価関数演算部 2 3 A に出力する。

【 0 1 4 1 】

【 数 2 1 】

$$P_{out}(k, m) = h_{BS}(k, m)^H h_{BS}(k, m) \dots (21)$$

【 0 1 4 2 】

方向ベクトル相関演算部 2 1 A は、ターゲットにより反射された反射波信号が方位角  $\theta_u$  の方向から到来した場合の各受信アンテナの複素応答を表す方向ベクトル  $a(\theta_u)$  を予め記憶している。方向ベクトル相関演算部 2 1 A は、ビーム選択部 2 6 が生成した要素選択行列  $W_{sel}$  と直交ビームウェイト行列  $W_{OB}$  との積である  $W_{sel} W_{OB}^H$  と方向ベクトル  $a(\theta_u)$  とを基に、方向ベクトル  $W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)$  を演算する。

【 0 1 4 3 】

方向ベクトル相関演算部 2 1 A は、方向ベクトル  $W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)$  とビーム選択部 2 6 が演算したビーム選択相関ベクトル  $h_{BS}(k, m)$  とを基に、方向ベクトル  $W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)$  とビーム選択相関ベクトル  $h_{BS}(k, m)$  との内積演算の結果を二乗することで、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m)$  を演算する（数式 (22) 参照）。方向ベクトル相関演算部 2 1 A は、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m)$  を方向推定評価関数演算部 2 3 A に出力する。

【 0 1 4 4 】

10

20

30

40

50

【数 2 2】

$$F_{out}(k, m, \theta_u) = |[W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)]^H h_{BS}(k, m)|^2 \dots (22)$$

【0 1 4 5】

評価関数演算部としての方向推定評価関数演算部 2 3 A は、相関ベクトル電力演算部 2 0 A、方向ベクトル相関演算部 2 1 A 及び感度パラメータ設定部 2 2 の各出力を基に、加算部 1 9 の第 m 番目の出力毎に、方位角  $\theta_u$  を可変させ、反射波信号の到来方向を推定するための方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を、数式 (2 3) に従って演算する。

10

【0 1 4 6】

なお、数式 (2 3) における  $[W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)]^H W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)$  は、方向ベクトル相関演算部 2 1 A が予め算出できるので、方向推定評価関数演算部 2 3 A の演算量の増加は無い。方向推定評価関数演算部 2 3 A は、方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を距離 / 方位角検出部 2 4 に出力する。

【0 1 4 7】

【数 2 3】

$$P_{DOA}(k, m, \theta_u) =$$

$$1 / \{ [W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)]^H W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u) - \frac{F_{out}(k, m, \theta_u)}{P_n + P_{out}(k, m)} \} \dots (23)$$

20

【0 1 4 8】

以上により、本実施形態のレーダ装置 1 A は、第 1 の実施形態のレーダ装置 1 の効果に加え、直交ビーム乗算部 2 5 及びビーム選択部 2 6 を用いることで、相関ベクトル電力演算部 2 0 A 及び方向ベクトル相関演算部 2 1 A の各演算における相関ベクトル  $h(k, m)$  (数式 (7) 参照) の要素値を、ビーム選択部 2 6 が演算したビーム選択相関ベクトル  $h_{BS}(k, m)$  (数式 (2 0) 参照) の要素値に低減できる。

【0 1 4 9】

これにより、レーダ装置 1 A は、方向推定評価関数演算部 2 3 A における方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  の演算量を低減できる。

30

【0 1 5 0】

(第 3 の実施形態)

次に、第 3 の実施形態のレーダ装置 1 B について、図 1 0 を参照して説明する。図 9 は、第 3 の実施形態のレーダ装置 1 B の内部構成を詳細に示すブロック図である。レーダ装置 1 B は、基準信号生成部 L o、送信ビーム制御部 B e、レーダ送信部 T x B 及びレーダ受信部 R x B を含む。

【0 1 5 1】

レーダ送信部 T x B は、送信信号生成部 2、送信ビーム形成部 2 7、及び合計  $N\_Tx$  個の送信 RF 部 3 1, 3 2, ..., 3  $N\_Tx$  を有する。各送信 RF 部 3 1, 3 2, ..., 3  $N\_Tx$  には、送信アンテナ T x \_\_ a n t 1, T x \_\_ a n t 2, ..., T x \_\_ a n t  $N\_Tx$  が対応して接続されている。

40

【0 1 5 2】

レーダ受信部 R x B は、例えば 4 個のアンテナ系統処理部 D 1, D 2, D 3, D 4、相関ベクトル電力演算部 2 0、方向ベクトル相関演算部 2 1 B、感度パラメータ設定部 2 2、方向推定評価関数演算部 2 3 B 及び距離 / 方位角検出部 2 4 B を有する。

【0 1 5 3】

以下、本実施形態のレーダ装置 1 B と第 1 の実施形態のレーダ装置 1 とにおいて同様の構成及び動作については同一の符号を用いて説明を省略又は簡略化し、レーダ装置 1 と異

50

なる内容について説明する。

【0154】

送信ビーム制御部 B e は、レーダ送信部 T x B が送信するレーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  を制御する。具体的には、送信ビーム制御部 B e は、N p 回の送信周期 T r 毎に、レーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  を、反射波信号の到来方向の推定範囲と同じ範囲内において所定間隔  $\Delta\theta_{Tx}$  毎に切り換える（図 1 1 参照）。

【0155】

図 1 1 は、送信ビーム制御部 B e、送信ビーム形成部 2 7 及び方向推定評価関数演算部 2 3 B の各出力と送信周期との関係を示す図である。送信ビーム制御部 B e は、第 m 回目の N p 回の送信周期 T r ( N p × T r ) の間では、レーダ送信信号の主ビーム方向を  $\theta_{Tx}(m)$  とするための制御信号を、送信ビーム形成部 2 7、方向ベクトル相関演算部 2 1 B 及び方向推定評価関数演算部 2 3 B に出力する。

10

【0156】

図 1 1 では、送信ビーム制御部 B e は、第 1 回目の N p 回の送信周期 T r ( N p × T r ) の間では、レーダ送信信号の主ビーム方向を  $\theta_{Tx}(1)$  とするための制御信号を、送信ビーム形成部 2 7、方向ベクトル相関演算部 2 1 B 及び方向推定評価関数演算部 2 3 B に出力する。

【0157】

また、送信ビーム制御部 B e は、第 2 回目の N p 回の送信周期 T r ( N p × T r ) の間では、レーダ送信信号の主ビーム方向を  $\theta_{Tx}(2)$  とするための制御信号を、送信ビーム形成部 2 7、方向ベクトル相関演算部 2 1 B 及び方向推定評価関数演算部 2 3 B に出力する。

20

【0158】

また、送信ビーム制御部 B e は、第 3 回目の N p 回の送信周期 T r ( N p × T r ) の間では、レーダ送信信号の主ビーム方向を  $\theta_{Tx}(3)$  とするための制御信号を、送信ビーム形成部 2 7、方向ベクトル相関演算部 2 1 B 及び方向推定評価関数演算部 2 3 B に出力する。

【0159】

送信ビーム形成部 2 7 は、D / A 変換部 7 の出力としての送信信号  $r(k, M)$  を基に、送信ビーム制御部 B e が出力した制御信号に応じた主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  の送信ビームを形成する。

30

【0160】

具体的には、送信ビーム形成部 2 7 は、D / A 変換部 7 の出力としての送信信号  $r(k, M)$  に、1 番目から N \_ T x 番目の合計 N \_ T x 個の要素を有する重み付け係数  $W_{Tx}(Index\_Tx, \theta_{Tx}(m))$  をそれぞれ乗算する。重み付け係数  $W_{Tx}(Index\_Tx, \theta_{Tx}(m))$  は、各々の送信アンテナ T x \_ a n t 1 ~ T x \_ a n t N \_ T x が等間隔に配置され、各々の素子間隔が d である場合には（図 6 参照）、数式（24）により示される。  $\lambda$  はレーダ送信信号の波長である。なお、アンテナ配置は、上記では、直線状の配置について説明したが、これに限定されず、円形、楕円のアンテナ配置の形状でも重み付け係数をアンテナ配置に応じた値にすることで、同様に適用できる。。

40

【0161】

【数 2 4】

$$W_{Tx}(Index\_Tx, \theta_{Tx}(m)) \\ = [\exp[j2\pi((Index\_Tx) - 1)d \sin \theta_{Tx}(m)/\lambda]] \dots (24)$$

【0162】

送信ビーム形成部 2 7 は、合計 N \_ T x 個の要素を有する重み付け係数がそれぞれ乗算された合計 N \_ T x 個の送信信号を、重み付け係数の要素の序数 ( Index \_ T x ) に一致する送信 R F 部 3 1 ~ 3 N \_ T x にそれぞれ出力する。 Index \_ T x は 1 から N

50

$\_T x$ までの1以上の整数である。

【0163】

図11では、送信ビーム形成部27は、第1回目の $N p$ 回の送信周期( $N p \times T r$ )の間では、送信ビーム制御部Beが出力した制御信号に応じて、D/A変換部7の出力としての送信信号 $r(k, M)$ に、重み付け係数 $W T x (I n d e x \_T x, (1))$ を乗算する。

【0164】

また、送信ビーム形成部27は、第2回目の $N p$ 回の送信周期( $N p \times T r$ )の間では、送信ビーム制御部Beが出力した制御信号に応じて、D/A変換部7の出力としての送信信号 $r(k, M)$ に、重み付け係数 $W T x (I n d e x \_T x, (2))$ を乗算する。

10

【0165】

また、送信ビーム形成部27は、第3回目の $N p$ 回の送信周期( $N p \times T r$ )の間では、送信ビーム制御部Beが出力した制御信号に応じて、D/A変換部7の出力としての送信信号 $r(k, M)$ に、重み付け係数 $W T x (I n d e x \_T x, (3))$ を乗算する。

【0166】

なお、送信ビーム形成部27は、振幅成分及び位相成分を含む重み付け係数を用いて主ビーム方向を $\_T x$ とするレーダ送信信号を形成することで、レーダ送信信号のサイドローブを低減しても良い。サイドローブを低減するビーム形成手法として、例えば、二項アレー(Binomial Array)、チェビシエフアレー(Chebyshev Array)、テイラーアレー(Taylor Array)が適用可能である。

20

【0167】

各々の送信RF部31~3N $\_T x$ は、基準信号生成部Loが生成したリファレンス信号に基づいて、リファレンス信号を所定倍に逡倍したキャリア周波数帯域の送信基準信号を生成する。各々の送信RF部31~3N $\_T x$ は、送信基準信号に基づいて動作する。

【0168】

$I n d e x \_T x$ 番目の送信RF部は、重み付け係数 $W T x (I n d e x \_T x, \_T x (m))$ が乗算された送信信号と送信基準信号とを用いて、ベースバンドの送信信号を高周波のレーダ送信信号にアップコンバートする。

30

【0169】

$I n d e x \_T x$ 番目の送信RF部は、レーダ送信信号の信号レベルを所定の信号レベルに増幅し、 $I n d e x \_T x$ 番目の送信RF部に接続された送信アンテナに出力する。レーダ送信信号は、 $I n d e x \_T x$ 番目の送信アンテナから空間に放射される。なお、合計 $N \_T x$ 個の送信アンテナから送信された合計 $N \_T x$ 個のレーダ送信信号が空間的に合成されることで、主ビーム方向 $\_T x$ のレーダ送信信号が形成される。

【0170】

方向ベクトル相関演算部21Bは、 $N p$ 回の送信周期 $T r$ 毎に( $N p \times T r$ )、送信ビーム制御部Beが出力した制御信号に応じた主ビーム方向 $\_T x (m)$ と送信ビーム幅程度に相当する範囲BWとを基に、反射波信号の到来方向の方位角の推定範囲 $u [ \_T x (m) ]$ を選択する(数式(25)参照)。

40

【0171】

例えば、方向ベクトル相関演算部21Bは、 $N p$ 回の送信周期 $T r$ 毎に、予め記憶した方向ベクトル $a ( \_u )$ のうち、送信ビーム制御部Beが出力した制御信号に応じて選択した方位角の推定範囲 $u [ \_T x (m) ]$ に対応した方向ベクトル $a ( \_u [ \_T x (m) ] )$ を選択する。

【0172】

【数 2 5】

$$\theta_{Tx}(m) - \frac{BW}{2} \leq \theta_u[\theta_{Tx}(m)] \leq \theta_{Tx}(m) + \frac{BW}{2} \dots (25)$$

【0 1 7 3】

方向ベクトル相関演算部 2 1 B は、方向ベクトル  $a(\theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  と相関ベクトル  $h(k, m)$  とを基に、方向ベクトル  $a(\theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  とビーム選択相関ベクトル  $h_{BS}(k, m)$  との内積演算の結果を二乗することで、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  を演算する（数式 (26) 参照）。方向ベクトル相関演算部 2 1 B は、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  を方向推定評価関数演算部 2 3 B に出力する。

10

【0 1 7 4】

【数 2 6】

$$F_{out}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)]) = |a(\theta_u[\theta_{Tx}(m)])^H h(k, m)|^2 \dots (26)$$

【0 1 7 5】

評価関数演算部としての方向推定評価関数演算部 2 3 B は、 $Np$  回の送信周期  $Tr$  毎に ( $Np \times Tr$ )、送信ビーム制御部  $Be$  が出力した制御信号に応じた主ビーム方向  $\theta_{Tx}(m)$  と送信ビーム幅程度に相当する範囲  $BW$  とを基に、反射波信号の到来方向の方位角の推定範囲  $\theta_u[\theta_{Tx}(m)]$  を選択する（図 1 1 及び数式 (25) 参照）。

20

【0 1 7 6】

例えば、方向推定評価関数演算部 2 3 B は、第 1 回目の  $Np$  回の送信周期 ( $Np \times Tr$ ) の間では、送信ビーム制御部  $Be$  が出力した制御信号に応じて、反射波信号の到来方向の推定範囲  $\theta_u[\theta_{Tx}(1)]$  を、「 $\theta_{Tx}(1) - BW/2$ 」から「 $\theta_{Tx}(1) + BW/2$ 」までの範囲に選択する。

【0 1 7 7】

また、方向推定評価関数演算部 2 3 B は、第 2 回目の  $Np$  回の送信周期 ( $Np \times Tr$ ) の間では、送信ビーム制御部  $Be$  が出力した制御信号に応じて、反射波信号の到来方向の推定範囲  $\theta_u[\theta_{Tx}(2)]$  を、「 $\theta_{Tx}(2) - BW/2$ 」から「 $\theta_{Tx}(2) + BW/2$ 」までの範囲に選択する。

30

【0 1 7 8】

また、方向推定評価関数演算部 2 3 B は、第 3 回目の  $Np$  回の送信周期 ( $Np \times Tr$ ) の間では、送信ビーム制御部  $Be$  が出力した制御信号に応じて、反射波信号の到来方向の推定範囲  $\theta_u[\theta_{Tx}(3)]$  を、「 $\theta_{Tx}(3) - BW/2$ 」から「 $\theta_{Tx}(3) + BW/2$ 」までの範囲に選択する。

【0 1 7 9】

方向推定評価関数演算部 2 3 B は、相関ベクトル電力演算部 2 0、方向ベクトル相関演算部 2 1 B 及び感度パラメータ設定部 2 2 の各出力を基に、加算部 1 9 の第  $m$  番目の出力毎に、数式 (25) によって選択した反射波信号の到来方向の方位角の推定範囲  $\theta_u[\theta_{Tx}(m)]$  を可変して方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  を、数式 (27) に従って演算する。方向推定評価関数演算部 2 3 B は、方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$  を距離/方位角検出部 2 4 B に出力する。

40

【0 1 8 0】

【数 27】

$$P_{DOA}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)]) = 1 / \{ a(\theta_u[\theta_{Tx}(m)])^H a(\theta_u[\theta_{Tx}(m)]) - \frac{F_{out}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])}{Pn + P_{out}(k, m)} \} \dots (27)$$

【0181】

なお、数式(27)における  $a(\theta_u[\theta_{Tx}(m)])^H a(\theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  は、例えば方向ベクトル相関演算部21Bが予め算出できるので、方向推定評価関数演算部23Bの演算量の増加は無い。

10

【0182】

ターゲット検出部としての距離/方位角検出部24Bは、レーダ送信部TxBが送信するレーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  の  $\theta_{min}$  から  $\theta_{max}$  までの切り換えが完了した場合に、サンプル時刻  $k$  毎に、数式(27)に示す方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  の極大値(ピーク値)を検出する。距離/方位角検出部24Bは、サンプル時刻  $k$  毎の極大値が所定閾値以上である場合に、サンプル時刻  $k$  毎の極大値を与える方位角  $\theta_u$  を、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向と推定する。

【0183】

更に、距離/方位角検出部24Bは、方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])$  の極大値におけるサンプル時刻  $k$  を基に、数式(15)に従って、レーダ装置1Bの測定地点からターゲットまでの距離  $D(k)$  を推定する。

20

【0184】

なお、送信ビーム制御部Beは、レーダ送信部TxBが送信するレーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}(\theta_{min}, \theta_{Tx}, \theta_{max})$  の  $\theta_{min}$  から  $\theta_{max}$  までの切り換えを繰り返す場合には、主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  を  $\theta_{min}$  から  $\theta_{max}$  まで又は  $\theta_{max}$  から  $\theta_{min}$  まで切り換える制御信号を、送信ビーム形成部27、方向ベクトル相関演算部21B及び方向推定評価関数演算部23Bに出力し、以下の各実施形態においても同様である。

【0185】

以上により、本実施形態のレーダ装置1Bは、第1の実施形態のレーダ装置1の効果を有し、更に、送信ビーム制御部Beが出力した制御信号に応じて送信ビーム形成部27がレーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  と送信ビーム幅程度に相当する範囲BW内とに応じた範囲(数式(25)参照)において、反射波信号の到来方向を推定する。

30

【0186】

これにより、レーダ装置1Bは、ターゲットにより反射された反射波信号の受信SNRが最も良好となる範囲を用いて反射波信号の到来方向の推定範囲を選択でき、反射波信号の方向推定における誤差を低減できる。

【0187】

また、レーダ装置1Bは、レーダ装置1Bの距離分解能以内に、受信アンテナ数以上の複数のターゲットが存在しても、 $N_p$ 回の送信周期  $T_r$  毎にレーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  を切り換えるので、レーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  と送信ビーム幅BWとに応じた推定範囲  $\theta_u[\theta_{Tx}(m)]$  以外に存在するターゲットにより反射された反射波信号を空間的に抑圧できる。

40

【0188】

これにより、レーダ装置1Bは、レーダ送信信号の主ビーム方向  $\theta_{Tx}$  と送信ビーム幅BWとに応じた推定範囲  $\theta_u[\theta_{Tx}(m)]$  内の方向に含まれる距離分解能以内に存在する複数のターゲットにより反射される反射波信号が、受信アンテナ数より少ないターゲットとなる確率を増加でき、送信ビーム幅内に存在する1つ又は複数のターゲットを高分解能且つ高精度に検出できる。

50

## 【 0 1 8 9 】

( 第 4 の実施形態 )

次に、第 4 の実施形態のレーダ装置 1 C について、図 1 2 を参照して説明する。図 1 2 は、第 4 の実施形態のレーダ装置 1 C の内部構成を詳細に示すブロック図である。レーダ装置 1 C は、基準信号生成部 L o、送信ビーム制御部 B e、レーダ送信部 T x B 及びレーダ受信部 R x C を含む。

## 【 0 1 9 0 】

レーダ受信部 R x C は、例えば 4 個のアンテナ系統処理部 D 1 , D 2 , D 3 , D 4、直交ビーム乗算部 2 5 C、相関ベクトル電力演算部 2 0 C、方向ベクトル相関演算部 2 1 C、感度パラメータ設定部 2 2、方向推定評価関数演算部 2 3 C 及び距離 / 方位角検出部 2 4 C を有する。

10

## 【 0 1 9 1 】

以下、本実施形態のレーダ装置 1 C と第 3 の実施形態のレーダ装置 1 B とにおいて同様の構成及び動作については同一の符号を用いて説明を省略又は簡略化し、レーダ装置 1 B と異なる内容について説明する。

## 【 0 1 9 2 】

本実施形態では、送信ビーム制御部 B e は、 $N_p$  回の送信周期  $T_r$  ( $N_p \times T_r$ ) 毎に、レーダ送信信号の主ビーム方向を  $\tau_x(m)$  とするための制御信号を、送信ビーム形成部 2 7、直交ビーム乗算部 2 5 C、方向ベクトル相関演算部 2 1 C 及び方向推定評価関数演算部 2 3 C に出力する。

20

## 【 0 1 9 3 】

直交ビーム乗算部 2 5 C は、 $N_p$  回の送信周期  $T_r$  毎に ( $N_p \times T_r$ )、送信ビーム制御部 B e が出力した制御信号に応じて、数式 ( 2 8 ) により示される直交ビームウェイト行列  $W_{OB}[\tau_x(m)]$  を生成する ( 図 1 3 参照 )。図 1 3 は、送信ビーム制御部 B e、送信ビーム形成部 2 7、直交ビーム乗算部 2 5 C 及び方向推定評価関数演算部 2 3 C の各出力と送信周期との関係を示す図である。

## 【 0 1 9 4 】

図 1 3 では、直交ビーム乗算部 2 5 C は、第 1 回目の  $N_p$  回の送信周期 ( $N_p \times T_r$ ) の間では、送信ビーム制御部 B e が出力した制御信号に応じて、直交ビームウェイト行列  $W_{OB}[\tau_x(1)]$  を生成する。

30

## 【 0 1 9 5 】

また、直交ビーム乗算部 2 5 C は、第 2 回目の  $N_p$  回の送信周期 ( $N_p \times T_r$ ) の間では、送信ビーム制御部 B e が出力した制御信号に応じて、直交ビームウェイト行列  $W_{OB}[\tau_x(2)]$  を生成する。

## 【 0 1 9 6 】

また、直交ビーム乗算部 2 5 C は、第 3 回目の  $N_p$  回の送信周期 ( $N_p \times T_r$ ) の間では、送信ビーム制御部 B e が出力した制御信号に応じて、直交ビームウェイト行列  $W_{OB}[\tau_x(3)]$  を生成する。

## 【 0 1 9 7 】

直交ビーム乗算部 2 5 C は、第  $m$  回目の  $N_p$  回の送信周期 ( $N_p \times T_r$ ) の間において生成した直交ビームウェイト行列  $W_{OB}[\tau_x(m)]$  と相関ベクトル  $h(k, m)$  とを基に、数式 ( 2 9 ) に従って、直交ビーム乗算相関ベクトル  $h_B(k, m)$  を演算する。直交ビーム乗算部 2 5 C は、直交ビーム乗算相関ベクトル  $h_B(k, m)$  を相関ベクトル電力演算部 2 0 C 及び方向ベクトル相関演算部 2 1 C に出力する。

40

## 【 0 1 9 8 】

直交ビームウェイト行列  $W_{OB}[\tau_x(m)]$  は、送信ビーム制御部 B e が出力した制御信号に応じた主ビーム方向  $\tau_x(m)$  と一致する送信ビームと送信ビームに隣接する直交ビームを形成するために用いられる。直交ビームウェイトとして例えば 3 方向を用いる場合には、直交ビームウェイト行列  $W_{OB}[\tau_x(m)]$  は、数式 ( 2 8 ) により示される。

50

【 0 1 9 9 】

【 数 2 8 】

$$W_{OB}[\theta_{Tx}(m)] = \begin{bmatrix} \exp[-j \frac{2\pi\{2-1-shift(\theta_{Tx})\}(2-1)}{N_a}] & \exp[-j \frac{2\pi\{-shift(\theta_{Tx})\}(2-1)}{N_a}] & \exp[-j \frac{2\pi\{N_a-1-shift(\theta_{Tx})\}(2-1)}{N_a}] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \exp[-j \frac{2\pi\{2-1-shift(\theta_{Tx})\}(N_a-1)}{N_a}] & \exp[-j \frac{2\pi\{-shift(\theta_{Tx})\}(N_a-1)}{N_a}] & \exp[-j \frac{2\pi\{N_a-1-shift(\theta_{Tx})\}(N_a-1)}{N_a}] \end{bmatrix} \quad ..(28)$$

10

【 0 2 0 0 】

【 数 2 9 】

$$h_B(k, m) = W_{OB}[\theta_{Tx}(m)]^H h(k, m) \dots (29)$$

【 0 2 0 1 】

相関ベクトル電力演算部 2 0 C は、直交ビーム乗算部 2 5 C が演算した直交ビーム乗算相関ベクトル  $h_B(k, m)$  を基に、数式 (30) に従って、相関ベクトル電力  $P_{out}(k, m)$  を演算する。相関ベクトル電力演算部 2 0 C は、相関ベクトル電力  $P_{out}(k, m)$  を方向推定評価関数演算部 2 3 C に出力する。

20

【 0 2 0 2 】

【 数 3 0 】

$$P_{out}(k, m) = h_B(k, m)^H h_B(k, m) \dots (30)$$

【 0 2 0 3 】

方向ベクトル相関演算部 2 1 C は、予め記憶した方向ベクトル  $a(u)$  のうち、Np 回の送信周期 Tr 毎に、送信ビーム制御部 Be が出力した制御信号に応じて選択した方位角の推定範囲  $u [ \theta_{Tx}(m) ]$  に対応した方向ベクトル  $W_{OB}[\theta_{Tx}(m)]^H a(u)$  を生成する。

30

【 0 2 0 4 】

方向ベクトル相関演算部 2 1 C は、方向ベクトル  $W_{OB}[\theta_{Tx}(m)]^H a(u)$  と相関ベクトル  $h_B(k, m)$  とを基に、方向ベクトル  $W_{OB}[\theta_{Tx}(m)]^H a(u)$  とビーム選択相関ベクトル  $h_B(k, m)$  との内積演算の結果を二乗することで、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m, u [ \theta_{Tx}(m) ])$  を演算する (数式 (31) 参照)。方向ベクトル相関演算部 2 1 C は、方向ベクトル相関電力  $F_{out}(k, m, u [ \theta_{Tx}(m) ])$  を方向推定評価関数演算部 2 3 C に出力する。

【 0 2 0 5 】

【 数 3 1 】

$$F_{out}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)]) = | [W_{OB}[\theta_{Tx}(m)]^H a(\theta_u)]^H h_B(k, m) |^2 \dots (31)$$

40

【 0 2 0 6 】

評価関数演算部としての方向推定評価関数演算部 2 3 C は、相関ベクトル電力演算部 2 0 C、方向ベクトル相関演算部 2 1 C 及び感度パラメータ設定部 2 2 の各出力を基に、加算部 1 9 の第 m 番目の出力毎に、数式 (25) によって選択した反射波信号の到来方向の方位角の推定範囲  $u [ \theta_{Tx}(m) ]$  を可変して方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, u [ \theta_{Tx}(m) ])$  を、数式 (32) に従って演算する。方向推定評価関数演算部 2 3 C は、方向推定評価関数  $P_{DOA}(k, m, u)$  を距離 / 方位角検出部 2 4 C に出力する。

50

【 0 2 0 7 】

【 数 3 2 】

$$P_{DOA}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)]) = 1 / \{ [W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)]^H W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u) - \frac{F_{out}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])}{P_n + P_{out}(k, m)} \} \dots (32)$$

【 0 2 0 8 】

なお、数式(32)における $[W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)]^H W_{sel} W_{OB}^H a(\theta_u)$ は、例えば方向ベクトル相関演算部21Cが予め算出できるので、方向推定評価関数演算部23Cの演算量の増加は無い。

10

【 0 2 0 9 】

ターゲット検出部としての距離/方位角検出部24Cは、レーダ送信部TxBが送信するレーダ送信信号の主ビーム方向 $\theta_{Tx}$ の $\theta_{min}$ から $\theta_{max}$ までの切り換えが完了した場合に、サンプル時刻k毎に、数式(32)に示す方向推定評価関数 $P_{DOA}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])$ の極大値(ピーク値)を検出する。距離/方位角検出部24Cは、サンプル時刻k毎の極大値が所定閾値以上である場合に、サンプル時刻k毎の極大値を与える方位角 $\theta_u$ を、ターゲットにより反射された反射波信号の到来方向と推定する。

【 0 2 1 0 】

20

更に、距離/方位角検出部24Cは、方向推定評価関数 $P_{DOA}(k, m, \theta_u[\theta_{Tx}(m)])$ の極大値におけるサンプル時刻kを基に、数式(15)に従って、レーダ装置1Cの測定地点からターゲットまでの距離 $D(k)$ を推定する。

【 0 2 1 1 】

以上により、本実施形態のレーダ装置1Cは、第3の実施形態のレーダ装置1Bの効果をも有し、更に、直交ビーム乗算部25Cを用いることで、相関ベクトル電力演算部20C及び方向ベクトル相関演算部21Cの各演算における相関ベクトル $h(k, m)$ (数式(7)参照)の要素値を、直交ビーム乗算部25Cが演算した直交ビーム乗算相関ベクトル $h_B(k, m)$ (数式(29)参照)の要素値に低減できる。

【 0 2 1 2 】

30

これにより、レーダ装置1Cは、方向推定評価関数演算部23Cにおける方向推定評価関数 $P_{DOA}(k, m, \theta_u)$ の演算量を低減できる。

【 0 2 1 3 】

(各実施形態の変形例)

上述した各実施形態では、各アンテナ系統処理部D1~D4の信号処理部は、加算部を有するが、加算部の代わりにフーリエ変換部及びピーク周波数選択部を有しても良い(図14~図17参照)。以下、各実施形態の変形例を、図14に示すレーダ装置1Dを例示して説明する。なお、図15, 図16, 図17に示す各レーダ装置1E, 1F, 1Gについても同様である。

【 0 2 1 4 】

40

図14は、第1の実施形態の変形例のレーダ装置1Dの内部構成を詳細に示すブロック図である。図15は、第2の実施形態の変形例のレーダ装置1Eの内部構成を詳細に示すブロック図である。図16は、第3の実施形態の変形例のレーダ装置1Fの内部構成を詳細に示すブロック図である。図17は、第4の実施形態の変形例のレーダ装置1Gの内部構成を詳細に示すブロック図である。

【 0 2 1 5 】

図14に示すレーダ装置1Dでは、例えばアンテナ系統処理部D1の信号処理部12Dは、2個のA/D変換部16, 17、相関演算部18、フーリエ変換部28及びピーク周波数選択部29を有する。第1の実施形態の変形例のレーダ装置1Dと第1の実施形態のレーダ装置1とにおいて同様の構成及び動作について同一の符号を用いて説明を省略又は

50

簡略化し、レーダ装置 1 と異なる内容について説明する。

【0216】

フーリエ変換部 28 は、 $N_p$  回の送信周期  $T_r$  にわたって、各送信周期  $T_r$  のサンプル時刻  $k$  毎に相関演算部 18 が演算した合計  $N_p$  個のスライディング相関値  $AC(k, M)$  を基に、サンプル時刻  $k$  毎に、窓関数処理を施して離散フーリエ変換処理又は高速フーリエ変換処理する。

【0217】

即ち、フーリエ変換部 28 は、所定回数 ( $N_p$  回) の送信周期  $T_r$  の期間 ( $N_p \times T_r$ ) にわたるスライディング相関値  $AC(k, N_p(m-1)+1) \sim AC(k, N_p \times m)$  を単位として、窓関数処理を施して離散フーリエ変換処理又は高速フーリエ変換処理することで、合計  $N_p$  個のスライディング相関値のドップラ周波数成分を演算する。フーリエ変換部 28 は、所定回数 ( $N_p$  回) の送信周期  $T_r$  の期間 ( $N_p \times T_r$ ) にわたるスライディング相関値  $AC(k, N_p(m-1)+1) \sim AC(k, N_p \times m)$  のドップラ周波数成分をピーク周波数選択部 29 に出力する。

10

【0218】

ピーク周波数選択部 29 は、フーリエ変換部 28 が演算したドップラ周波数成分のうち、ピーク値となるドップラ周波数に対応するスライディング相関値 (複素数成分) を、加算部 19 の出力としての  $CI(k, m)$  として、相関ベクトル電力演算部 20 及び方向ベクトル相関演算部 21 に出力する。以降の動作は、第 1 の実施形態のレーダ装置 1 の動作と同様のため、説明を省略する。

20

【0219】

以上により、レーダ装置 1D, 1E, 1F, 1G は、所定回数 ( $N_p$  回) の送信周期  $T_r$  の期間 ( $N_p \times T_r$ ) にわたるスライディング相関値  $AC(k, N_p(m-1)+1) \sim AC(k, N_p \times m)$  のドップラ周波数成分に複数のピーク値が存在する場合には、フーリエ変換部 28 の出力からドップラ周波数に対応するスライディング相関値を  $CI(k, m)$  として扱える。

【0220】

これにより、レーダ装置 1D, 1E, 1F, 1G は、レーダ装置 1D, 1E, 1F, 1G の距離分解能以内に複数のターゲットが異なる速度にて移動する場合、スライディング相関値のドップラ周波数成分からピーク値を与えるドップラ周波数を分離検出できるので、複数のターゲットの距離及び方位の推定精度を向上できる。

30

【0221】

以上、図面を参照して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疇内において、各種の変更例または修正例に想到し得ることは明らかであり、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。

【0222】

なお、上述した各実施形態のレーダ装置が送信する高周波のレーダ送信信号は、パルス圧縮レーダ装置におけるパルス波に限定されず、例えば FM-CW レーダ装置における連続波を用いても良い。

40

【産業上の利用可能性】

【0223】

本開示は、到来方向推定の演算量増加を抑制して、クロスレンジ方向のサイドローブを低減できるレーダ装置として有用である。

【符号の説明】

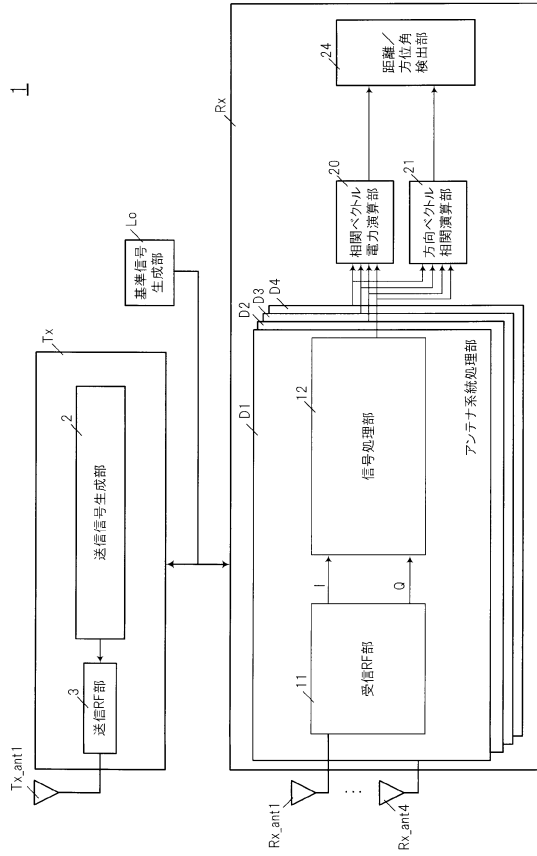
【0224】

- 1、1A、1B、1C、1D、1E、1F、1G レーダ装置
- 2 送信信号生成部
- 3、31、32 送信RF部
- 4 符号生成部

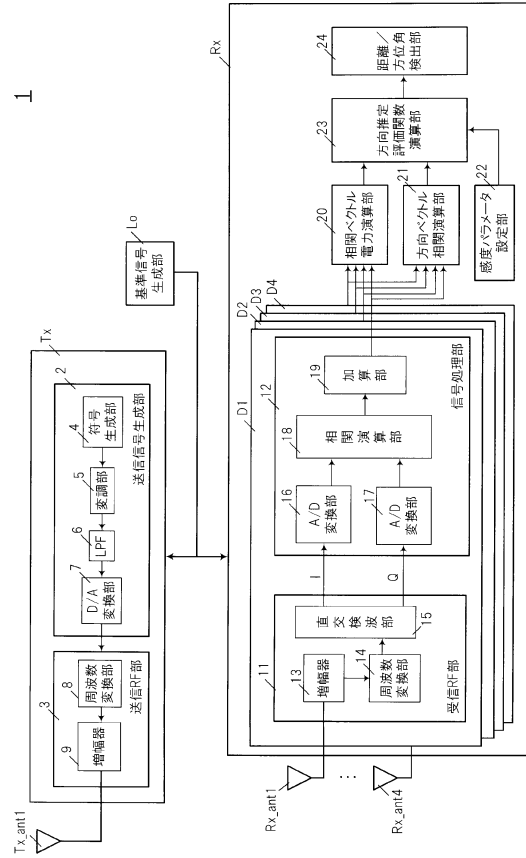
50

5	変調部	
6	L P F	
7	D / A 変換部	
8、14	周波数変換部	
9、13	増幅器	
11	受信 R F 部	
12、12 D	信号処理部	
15	直交検波部	
16、17	A / D 変換部	
18	相関演算部	10
19	加算部	
20	相関ベクトル電力演算部	
21、21 B	方向ベクトル相関演算部	
22	感度パラメータ設定部	
23	方向推定評価関数演算部	
24	距離 / 方位角検出部	
25、25 C	直交ビーム乗算部	
26	ビーム選択部	
27	送信ビーム形成部	
28	フーリエ変換部	20
29	ピーク周波数選択部	
B e	送信ビーム制御部	
D 1、D 2、D 3、D 4	アンテナ系統処理部	
L o	基準信号生成部	
R x、R x A、R x B、R x C、R x D、R x E、R x F、R x G	レーダ受信部	
T x、T x B	レーダ送信部	

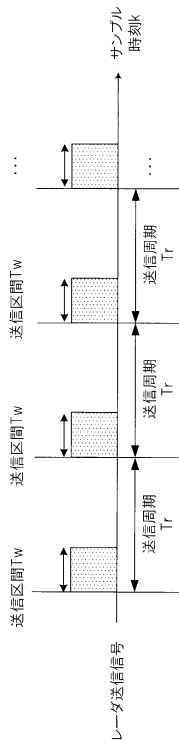
【図1】



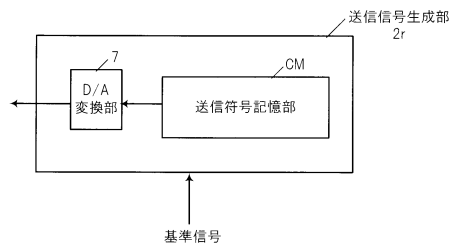
【図2】



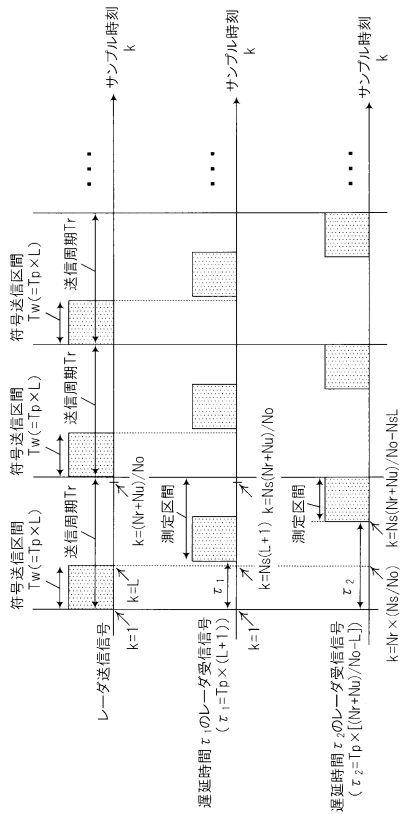
【図3】



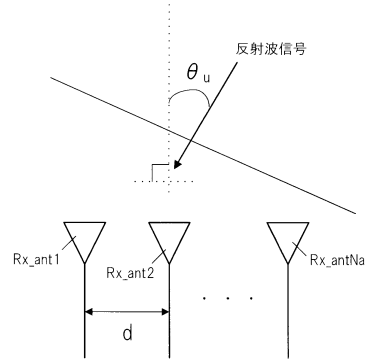
【図4】



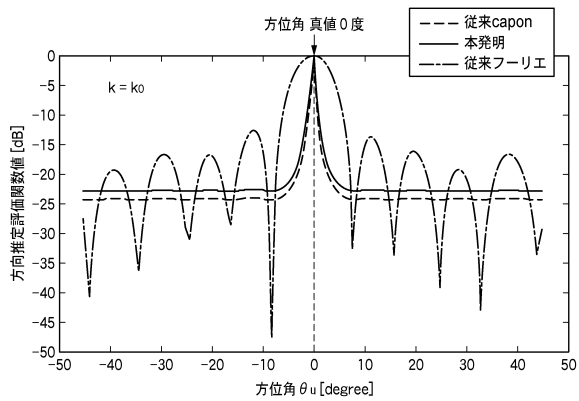
【図5】



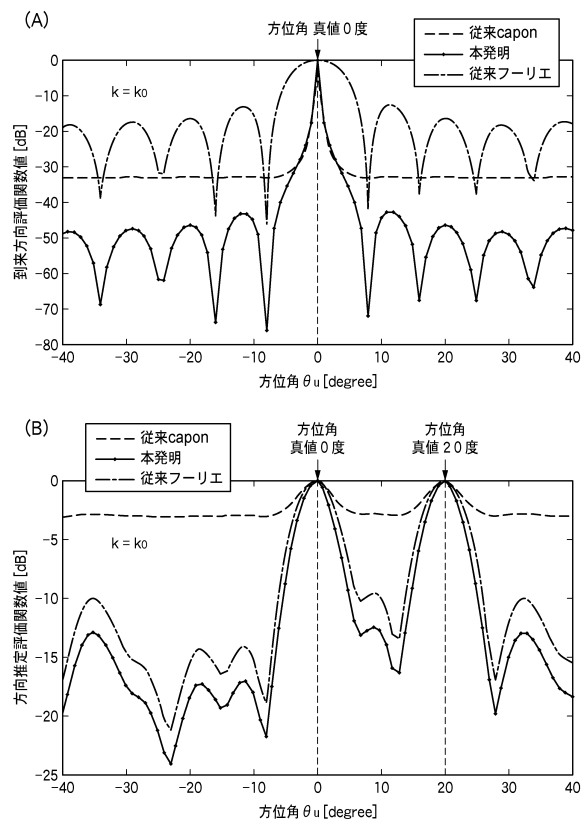
【図6】



【図7】



【図8】

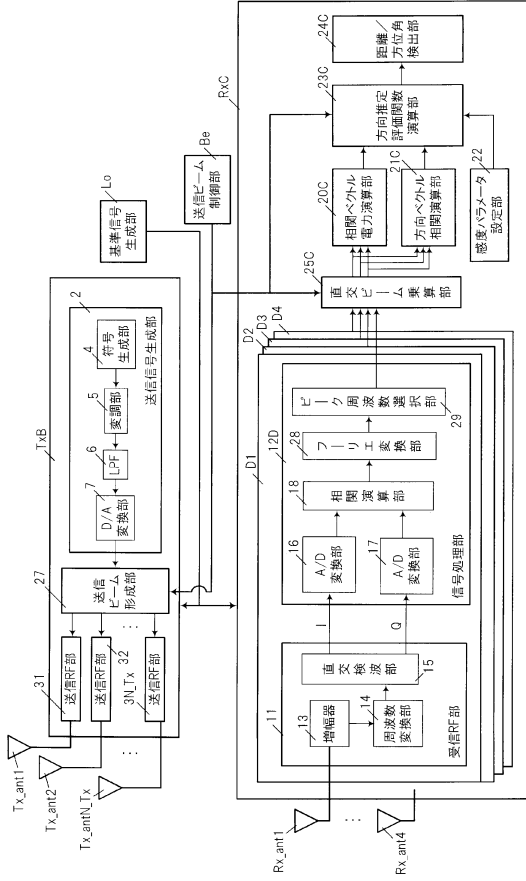




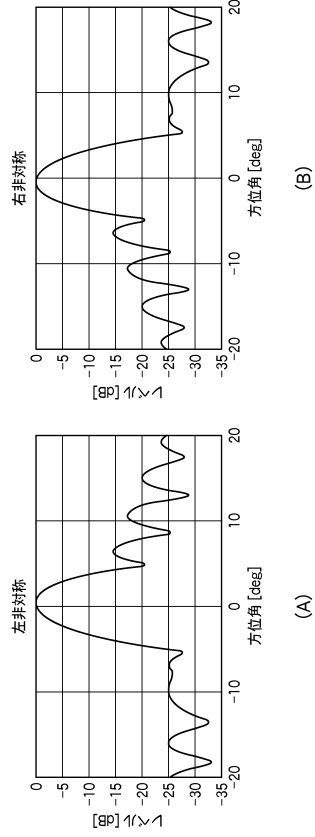


【図17】

1G



【図18】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2012-181109(JP,A)  
特開2002-243826(JP,A)  
国際公開第2012/020530(WO,A1)  
特開2010-112736(JP,A)  
特開2009-031165(JP,A)  
特開2012-225688(JP,A)  
千葉建治郎 外2名, “既知波源を用いたアンテナアレイ校正の実験的検証”, 電気情報通信学会技術研究報告, 2002年 7月17日, Volume 102, Number 230, Pages 7-12

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 3/00 - G01S 3/74  
G01S 7/00 - G01S 7/42  
G01S 13/00 - G01S 13/95