

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6523932号  
(P6523932)

(45) 発行日 令和1年6月5日(2019.6.5)

(24) 登録日 令和1年5月10日(2019.5.10)

(51) Int.Cl. F I  
 GO1S 7/02 (2006.01) GO1S 7/02 210  
 HO1Q 3/26 (2006.01) HO1Q 3/26 Z

請求項の数 7 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2015-231715 (P2015-231715)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成27年11月27日(2015.11.27)	(73) 特許権者	598076591 東芝インフラシステムズ株式会社 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地34
(65) 公開番号	特開2017-96868 (P2017-96868A)	(74) 代理人	110001737 特許業務法人スズエ国際特許事務所
(43) 公開日	平成29年6月1日(2017.6.1)	(72) 発明者	竹谷 晋一 東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社 東芝内
審査請求日	平成30年2月20日(2018.2.20)	審査官	▲高▼場 正光

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アンテナ装置及びレーダ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

観測範囲に送信ファンビームを形成する送信アンテナと、  
 第1の軸(a軸)に沿って一次元に配列して素子信号 $X_{an}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $N$ は2以上の自然数)を得る $N$ 素子受信アレイと、前記第1の軸と異なる第2の軸(b軸)の一次元に配列して素子信号 $X_{bm}$  ( $m = 1 \sim M$ 、 $M$ は2以上の自然数)を得る $M$ 素子受信アレイとを備え、前記第1の軸(a軸)及び第2の軸(b軸)それぞれの素子信号の乗算 $X_{an} \times X_{bm}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $m = 1 \sim M$ )により $N \times M$ 素子の仮想アレイ信号を生成し、それぞれの信号に所定のウェイトを乗算し加算して前記観測範囲内に所定の角度範囲を覆う受信マルチビームを形成し、規定のデータレートで出力するように、スライディングした複数パルスまたは複数スイープの積分処理により連続して観測する受信アンテナとを具備するアンテナ装置。

10

【請求項2】

観測範囲に送信ファンビームを形成する送信アンテナと、  
 第1の軸(a軸)に沿って一次元に配列して素子信号 $X_{an}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $N$ は2以上の自然数)を得る $N$ 素子受信アレイと、前記第1の軸と異なる第2の軸(b軸)の一次元に配列して素子信号 $X_{bm}$  ( $m = 1 \sim M$ 、 $M$ は2以上の自然数)を得る $M$ 素子受信アレイとを備え、前記第1の軸(a軸)及び第2の軸(b軸)それぞれの素子信号の乗算 $X_{an} \times X_{bm}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $m = 1 \sim M$ )により $N \times M$ 素子の仮想アレイ信号を生成し、それぞれの信号に所定のウェイトを乗算し加算して前記観測範囲内に所定の角度範囲を覆う受信マルチビ

20

ームを形成し、規定のデータレートで出力するように、スライディングした複数パルスまたは複数スイープの積分処理により連続して観測する受信アンテナと、

前記受信アンテナの観測結果から目標を検出する信号処理器とを具備するレーダ装置。

【請求項 3】

前記送信アンテナは、前記送信ファンビームに前記観測範囲内で送信ペンシルビームを合成形成して順次走査し、

前記受信アンテナは、前記送信ファンビーム、前記送信ペンシルビームそれぞれについて観測し、

前記信号処理器は、前記送信ファンビーム、送信ペンシルビームそれぞれについて観測した受信信号から規定のヒット数またはスイープ数を積分処理し、両者の積分処理結果に基づいて相関処理を施して誤検出を抑圧する請求項 2 記載のレーダ装置。

10

【請求項 4】

前記送信アンテナは、前記送信ファンビームに前記観測範囲内で送信ペンシルビームを合成形成して、指定される方向に前記送信ペンシルビームを形成し、

前記受信アンテナは、前記送信アンテナの前記送信ファンビームの観測後、送信ペンシルビームに対応した受信ペンシルビームで観測し、

前記信号処理器は、前記送信ファンビームにより観測した結果から規定のスレシヨルドにより抽出した方向を前記送信アンテナに指定する請求項 2 記載のレーダ装置。

20

【請求項 5】

前記送信アンテナは、前記送信ファンビームにより連続して観測する中で、指定される方向に規定の時間送信ペンシルビームを合成形成し、

前記受信アンテナは、前記送信ペンシルビームに対応した受信ペンシルビームで観測し、

前記信号処理器は、前記送信ファンビームにより観測した結果から規定のスレシヨルドにより抽出した方向を指定して前記送信ペンシルビームを形成し、その方向に前記受信ペンシルビームを追跡させる請求項 2 記載のレーダ装置。

【請求項 6】

前記信号処理器は、前記複数パルスまたは複数スイープを積分してレンジ - ドップラデータを作成し、前記レンジ - ドップラデータに基づいて振幅が規定のスレシヨルドを超えるレンジ - ドップラセルを抽出し、そのセルを含むドップラ軸方向に Mセル幅のセルを抽出し、前記ドップラ軸方向に逆フーリエ変換を施して逆フィルタ位相の補正值を算出し、この補正值により前記レンジ - ドップラデータを補正して再度積分する請求項 2 乃至 5 のいずれか記載のレーダ装置。

30

【請求項 7】

前記信号処理器は、前記送信ファンビームまたは送信ペンシルビームの観測結果について、規定のスレシヨルドを超える目標候補のレンジと速度を用いて、位相補正量を算出し、送信ファンビームまたは送信ペンシルビームによる積分を再度行う請求項 3 乃至 5 のいずれか記載のレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本実施形態は、アンテナ装置及びレーダ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来のレーダ装置では、アンテナ装置における D B F (Digital Beam Forming) により、送信ビーム及び受信ビームをそれぞれペンシルビームにして、目標の搜索及び追跡を行うことができる。

【先行技術文献】

【非特許文献】

50

## 【 0 0 0 3 】

【非特許文献 1】D B F (Digital Beam Forming)、吉田、'改訂レーダ技術'、電子情報通信学会、pp.289-291(1996)

【非特許文献 2】M I M O (Multiple Input Multiple Output)、JIAN LI,PETER STOICA、'MIMO RADAR SIGNAL PROCESSING'、WILEY、pp. 1-5(2009)

【非特許文献 3】テラー分布、吉田、'改訂レーダ技術'、電子情報通信学会、pp.134-135(1996)

【非特許文献 4】位相によるパターン成形、Robert C.Voges、'Phase Optimization of Antenna Array Gain with Constrained Amplitude Excitation'、IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-20, No.4, pp.432-436,(1972)

【非特許文献 5】パルス圧縮(レンジ圧縮)、大内、"リモートセンシングのための合成開口レーダの基礎"、東京電機大学出版局、pp.131-149(2003)

【非特許文献 6】S A R方式(AZ圧縮)、大内、"リモートセンシングのための合成開口レーダの基礎"、東京電機大学出版局、pp.171-178(2003)

【非特許文献 7】P G A方式、Charles V. Jakowatz、'Spotlight-Mode Synthetic Aperture Radar: A Signal Processing Approach'、Springer,pp.251-256(1996)

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【 0 0 0 4 】

以上述べたように、従来のレーダ装置では、アンテナ装置における D B F により、送信ビーム及び受信ビームをそれぞれペンシルビームにして、目標の搜索及び追跡を行うことができる。但し、この場合は、1ポジション当たりの時間制約があり、ヒット数が少ないため、S N (信号対雑音電力)が低く、データレートも遅い。その結果、追跡用にペンシルビームを使用すると、初探知に遅れが生じるだけでなく、目標追跡中に誤検出が発生して目標のロストが生じるという課題があった。

## 【 0 0 0 5 】

本実施形態は上記課題に鑑みなされたもので、S N 及びデータレートの向上を図り、さらには誤検出を低減することのできるアンテナ装置とレーダ装置を提供することを目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【 0 0 0 6 】

上記の課題を解決するために、本実施形態に係るアンテナ装置は、観測範囲に送信ファンビームを形成する送信アンテナと、第1の軸(a軸)に沿って一次元に配列して素子信号 $X_{an}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $N$ は2以上の自然数)を得る $N$ 素子受信アレイと、前記第1の軸と異なる第2の軸(b軸)の一次元に配列して素子信号 $X_{bm}$  ( $m = 1 \sim M$ 、 $M$ は2以上の自然数)を得る $M$ 素子受信アレイとを備え、前記第1の軸(a軸)及び第2の軸(b軸)それぞれの素子信号の乗算 $X_{an} \times X_{bm}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $m = 1 \sim M$ )により $N \times M$ 素子の仮想アレイ信号を生成し、それぞれの信号に所定のウェイトを乗算し加算して前記観測範囲内に所定の角度範囲を覆う受信マルチビームを形成し、規定のデータレートで出力するように、スライディングした複数パルスまたは複数スイープの積分処理により連続して観測する受信アンテナとを備える構成である。

## 【 0 0 0 7 】

また、本実施形態に係るレーダ装置は、観測範囲に送信ファンビームを形成する送信アンテナと、第1の軸(a軸)に沿って一次元に配列して素子信号 $X_{an}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $N$ は2以上の自然数)を得る $N$ 素子受信アレイと、前記第1の軸と異なる第2の軸(b軸)の一次元に配列して素子信号 $X_{bm}$  ( $m = 1 \sim M$ 、 $M$ は2以上の自然数)を得る $M$ 素子受信アレイとを備え、前記第1の軸(a軸)及び第2の軸(b軸)それぞれの素子信号の乗算 $X_{an} \times X_{bm}$  ( $n = 1 \sim N$ 、 $m = 1 \sim M$ )により $N \times M$ 素子の仮想アレイ信号を生成し、それぞれの信号に所定のウェイトを乗算し加算して前記観測範囲内に所定の角度範囲を覆う受信マルチビームを形成し、規定のデータレートで出力するように、スライディングした複数

10

20

30

40

50

パルスまたは複数スイープの積分処理により連続して観測する受信アンテナと、前記受信アンテナの観測結果から目標を検出する信号処理器とを具備する構成である。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】第1の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図。

【図2】図1に示すアンテナ装置の送信アンテナの構成を示すブロック図。

【図3】図1に示すアンテナ装置の受信アンテナの構成を示すブロック図。

【図4】図3に示す受信アンテナの2次元仮想アレイによる受信方式を説明するための概念図。

【図5】図4に示す2次元仮想アレイを備える機上搭載レーダ装置の観測座標系を示す図。

【図6】第1の実施形態において、受信アレイと送信アレイを集約配置する場合のレイアウトを示す概念図。

【図7】第1の実施形態において、Nヒットのパルス送信の場合の送信変調方式を示す概念図。

【図8】第1の実施形態において、Nバーストの連続スイープ信号による場合の送信変調方式を示す概念図。

【図9】第1の実施形態において、送信ファンビームと受信マルチビームを形成する様子を示す概念図。

【図10】第2の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図。

【図11】図10に示すアンテナ装置において、送信ファン+ペンシル合成ビームと受信マルチビームが形成される様子を示す概念図。

【図12】図11に示す送信ファン+ペンシル合成ビームが形成される様子を示す概念図。

【図13】第2の実施形態において、Nヒットのパルス送信の場合の送信変調方式を示す概念図。

【図14】第2の実施形態において、Nバーストの連続スイープ信号による場合の送信変調方式を示す概念図。

【図15】第3の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図。

【図16】図15に示すアンテナ装置において、送信ファン+ペンシル合成ビームと受信マルチビームが形成される様子を示す概念図。

【図17】第3の実施形態において、Nヒットのパルス送信の場合の送信変調方式を示す概念図。

【図18】第3の実施形態において、Nバーストの連続スイープ信号による場合の送信変調方式を示す概念図。

【図19】第4の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図。

【図20】図19に示すアンテナ装置において、捜索用に送信ファンビームと受信マルチビームが形成され、追跡用に送信ペンシルビームと受信ペンシルビームが形成される様子を示す概念図。

【図21】第4の実施形態において、Nヒットのパルス送信の場合の送信変調方式を示す概念図。

【図22】第4の実施形態において、Nバーストの連続スイープ信号による場合の送信変調方式を示す概念図。

【図23】第5の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図。

【図24】図23に示す信号処理器の処理の流れを示すフローチャート。

10

20

30

40

50

【図 2 5】図 2 4 に示す信号処理器の処理の流れを説明するための概念図。

【図 2 6】第 6 の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図。

【図 2 7】図 2 6 に示すレーダ装置において、機上搭載の場合の観測座標系を示す図。

【図 2 8】図 2 6 に示すレーダ装置において、目標抽出位置が不明な場合の目標位置算出処理を説明するための図。

【図 2 9】図 2 6 に示すレーダ装置の処理の流れを示すフローチャート。

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下、実施形態について、図面を参照して説明する。尚、各実施形態の説明において、同一部分には同一符号を付して示し、重複する説明を省略する。なお、以下の説明において、アンテナ装置の実施形態はレーダ装置に適用されるものとする。

10

【0010】

(第 1 の実施形態) (2 次元 D B F と高効率積分)

図 1 乃至図 9 を参照して、第 1 の実施形態に係るアンテナ装置について説明する。なお、ここではレーダ装置に適用されるものとする。

【0011】

図 1 は本実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図である。図 1 において、1 は送信アンテナ、2 は受信アンテナ、3 は信号処理器である。

【0012】

20

上記送信アンテナ 1 は、送信部 1 A とビーム制御部 1 B とを備える。具体的には、送信部 1 A は、図 2 に示すように、A 軸 ( 図中、縦方向の軸 ) 及び A 軸とは異なる B 軸 ( 図中、横方向の軸 ) に配列されるアンテナ素子 1 1 1 1 ~ 1 1 M N を備え、送信信号を第 1 段送信分配器 1 2 で M 分配し、さらに M 個の第 2 段送信分配器 1 3 1 ~ 1 3 M でそれぞれ N 分配して M x N の送信信号を生成する。そして、各送信信号を送信移相器 1 4 1 1 ~ 1 4 M N でビーム形状に合わせて位相を調整し、送信増幅器 1 5 1 1 ~ 1 5 M N でそれぞれ電力増幅して上記アンテナ素子 1 1 1 1 ~ 1 1 M N から送出する。ここで、ビーム制御部 1 B は、上記送信移相器 1 4 1 1 ~ 1 4 M N の移相量を制御することで、任意形状のビームを形成する。

【0013】

30

上記受信アンテナ 2 は、図 3 に示すように、A 軸 ( 図中、縦方向の軸 ) に配列されるアンテナ素子 2 1 A 1 ~ 2 1 A N、A 軸とは異なる B 軸 ( 図中、横方向の軸 ) に配列されるアンテナ素子 2 1 B 1 ~ 2 1 B M を備える。A 軸に配列されるアンテナ素子 2 1 A 1 ~ 2 1 A N で受けた信号は増幅器 2 2 A 1 ~ 2 2 A N で増幅されて周波数変換器 2 3 A に送られ、それぞれベースバンドの信号に変換された後、A D 変換器 2 4 A でデジタル信号に変換されて 1 ~ N c h の A 軸受信信号 # A 1 ~ # A N として仮想アレイ素子生成器 2 5 に送られる。一方、B 軸に配列されるアンテナ素子 2 1 B 1 ~ 2 1 B M で受けた信号は増幅器 2 2 B 1 ~ 2 2 B M で増幅されて周波数変換器 2 3 B に送られ、それぞれベースバンドの信号に変換された後、A D 変換器 2 4 B でデジタル信号に変換されて 1 ~ N c h の B 軸受信信号 # B 1 ~ # B N として仮想アレイ素子生成器 2 5 に送られる。上記仮想アレイ素子生成器 2 5 は、A 軸受信信号 # A 1 ~ # A N と B 軸受信信号 # B 1 ~ # B N を用いて、素子信号毎の乗算演算を行うことで、1 ~ N x M c h の仮想アレイ信号 # 1 ~ # N x M を生成する。ここで生成された仮想アレイ信号 # 1 ~ # N x M はビーム形成器 2 6 に送られる。このビーム形成器 2 6 は仮想アレイ信号 # 1 ~ # N x M から # 1 ~ # B のマルチビームを形成する。

40

【0014】

上記信号処理器 3 は、受信アンテナ 2 からのマルチビーム形成された信号を入力して、高分解能処理として以下の信号処理を行う。まず、入力信号とレンジ圧縮用信号の相関処理を周波数領域で行うため、入力信号を X 軸 ( 時間軸 ) 方向の F F T ( Fast Fourier Transformation: 高速フーリエ変換 ) 処理を行う F F T x 処理部 3 1 で周波数領域の信号に

50

変換し、パルス波の場合は第1乗算部32でレンジ参照信号を乗算し(連続波の場合は不要)、乗算結果のデータをデータ保存部33に保存した後、AZ軸の参照信号を第2乗算部34で乗算する。続いて、その乗算結果についてFFT<sub>y</sub>処理部35でY軸(合成開口長サンプル点uの配列軸:PRI(Pulse Repeat Interval)軸)方向のFFT処理により周波数領域の信号に変換し、パルス波の場合は逆FFT<sub>x</sub>処理部36でX軸(時間軸)方向の逆FFT処理を行って時間領域の信号に変換し(連続波の場合は不要)、CFAR(Constant False Alarm Rate)処理部37で複数の極値を持つレンジセルを検出する。検出されたレンジセルについて、測距部38、測角部39で目標までの距離及び角度を測定し、観測値として出力する。

【0015】

10

上記構成によるレーダ装置において、図2に示した異なる2軸(A, B)のリニアアレイによる受信アンテナ2を用いた2次元仮想アレイによる受信方式について説明する。

【0016】

まず、2次元仮想アレイの概要を図4に示し、機上搭載レーダ装置の座標系を図5に示して、その原理を説明する。図4(a)において、図中縦方向のA軸のアレイについては、アンテナ素子21A1~21ANの信号を周波数変換(23A)して、さらにAD変換(24A)する。同様に図中横方向のB軸のアレイについては、アンテナ素子21B1~21BMの信号を周波数変換(23B)して、さらにAD変換(24B)する。両軸の信号を用いて、仮想アレイ素子生成部25で素子信号毎の乗算演算を行うことにより、N×Mの仮想アレイ信号を生成する。これを定式化すると、以下のように表すことができる。

20

【0017】

まず、観測方向(AZ, EL)を含めた2軸の入力信号を、それぞれX<sub>a</sub>, X<sub>b</sub>と表すと次式となる。

【数1】

$$\begin{aligned} X_a(AZ_a, EL_a) &= X_{in} \cdot [a_1, a_2, \dots, a_N] \\ X_b(AZ_b, EL_b) &= X_{in} \cdot [b_1, b_2, \dots, b_M] \end{aligned} \quad (1)$$

【0018】

【数2】

30

$$\begin{aligned} a_n &= e^{-j(kax \cdot x_{an} + kay \cdot y_{an} + kaz \cdot z_{an})} \\ b_m &= e^{-j(kbx \cdot x_{bm} + kby \cdot y_{bm} + kbz \cdot z_{bm})} \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、

$$\begin{aligned} a_n &= \text{内積}[k_a, d_{an}] & (n = 1 \sim N, N \text{はA軸の受信素子数}) \\ b_m &= \text{内積}[k_b, d_{bm}] & (m = 1 \sim M, M \text{はB軸の受信素子数}) \end{aligned}$$

40

【0019】

【数 3】

$$\begin{aligned}
 ka &= [kax, kay, kaz] \\
 &= \frac{2\pi}{\lambda} [\cos ELa \cdot \cos AZa, \cos ELa \cdot \sin AZa, \sin ELa] \\
 kb &= [kbx, kby, kbz] \\
 &= \frac{2\pi}{\lambda} [\cos ELb \cdot \cos AZb, \cos ELb \cdot \sin AZb, \sin ELb] \\
 dan &= [xan, yan, zan] \\
 dbm &= [xbm, ybm, zbm]
 \end{aligned} \tag{3}$$

ここで、

 $\lambda$  : 波長

内積 [ ] : 内積演算

AZa : A軸アレイからみたAZ軸の観測角

ELa : A軸アレイからみたEL軸の観測角

AZb : B軸アレイからみたAZ軸の観測角

ELb : B軸アレイからみたEL軸の観測角

xan, yan, zan : A軸アンテナの第n素子の位置座標

基準位置はA及びB軸アンテナの位相中心

xbm, ybm, zbm : B軸アンテナの第m素子の位置座標

基準位置はA及びB軸アンテナの位相中心

左式は削除

【0020】

なお、A軸アレイとB軸アレイの離隔距離が大きい場合を考えて、AZ角とEL角を、添え字のa,bにより区分けしているが、離隔距離が小さい場合には、A軸アレイとB軸アレイからみたAZ角とEL角は等しくなる。

以上より、仮想平面アレイの位相中心に入力される信号xinとして、2軸の信号XaとXbは次式となる。

【数 4】

$$\begin{aligned}
 Xa &= Xin \cdot [a1 \quad a2 \quad \dots \quad aN] \\
 Xb &= Xin \cdot [b1 \quad b2 \quad \dots \quad bM]
 \end{aligned} \tag{4}$$

【0021】

この信号を用いて、本実施形態の手法の要点である両ベクトルの乗算を行うと、次式となる。

10

20

30

40

【数5】

$$\begin{aligned}
 & X_{nm}(AZ, EL) \\
 &= Xa' \cdot Xb \\
 &= X_{in} \cdot X_{in} \cdot \begin{bmatrix} a1 \cdot b1 & a1 \cdot b2 & \cdot & a1 \cdot bM \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ aN \cdot b1 & aN \cdot b2 & \cdot & aN \cdot bM \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
 & X_{nm}(AZ, EL) \\
 &= Xa' \cdot Xb = X_{in} \cdot X_{in} \cdot \begin{bmatrix} a1 \cdot b1 & a2 \cdot b1 & \cdot & aN \cdot b1 \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ a1 \cdot bM & a2 \cdot bM & \cdot & aN \cdot bM \end{bmatrix} \tag{5}
 \end{aligned}$$

ここで、

AZ, EL : AZa, ELa, AZb, ELb を表す

X<sub>nm</sub> : 受信素子信号

t : 転置

20

【0022】

各要素は次式となる。

【数6】

$$\begin{aligned}
 & a_n \cdot b_m \\
 &= e^{-j(kax \cdot xan + kay \cdot yan + kaz \cdot zan)} \cdot e^{-j(kbx \cdot xbm + kby \cdot ybm + kbz \cdot zbm)}
 \end{aligned} \tag{6}$$

30

【0023】

ここで、A軸アレイとB軸アレイの離隔距離が小さい場合を考えて、ka = kbとすると、次式となる。

【数7】

$$\begin{aligned}
 & a_n \cdot b_m \\
 &= e^{-j(kax \cdot xan + kay \cdot yan + kaz \cdot zan)} \cdot e^{-j(kax \cdot xbm + kay \cdot ybm + kaz \cdot zbm)} \\
 &= e^{-j(kax \cdot (xan + xbm) + kay \cdot (yan + ybm) + kaz \cdot (zan + zbm))}
 \end{aligned} \tag{7}$$

40

【0024】

これは、乗算演算により、a<sub>n</sub>とb<sub>m</sub>の位置ベクトルの加算の位置に仮想素子信号が生成されることを示している。

50

## 【 0 0 2 5 】

受信ビーム出力は、ビーム形成部 26 において、(5) 式の要素にサイドローブ低減用のウェイトとして、サイドローブ低減用のテーラウェイト(非特許文献 3)等を乗算し、ビーム指向方向制御用の複素ウェイトを乗算後、DBF(Digital Beam Forming、非特許文献 1)による加算を行い、次式となる。

【数 8】

$$Y(AZp, ELp) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N Wnm \cdot Wpnm \cdot Xnm \quad (8)$$

10

ここで、

$Wnm$  : サイドローブ低減用のウェイト ( $n=1 \sim N$ ,  $m=1 \sim M$ )

$Wpnm$  : ビーム指向方向制御用複素ウェイト ( $n=1 \sim N$ ,  $m=1 \sim M$ )

## 【 0 0 2 6 】

ビーム指向方向制御用のウェイト  $Wpnm$  は次式で表現できる。

【数 9】

$$Wpnm = e^{-j(kpx \cdot xpn + kpy \cdot ypn + kpz \cdot zn)} \quad (9)$$

20

## 【 0 0 2 7 】

【数 10】

$$\begin{aligned} kp &= [kpx, kpy, kpz] \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} [\cos ELp \cdot \cos AZp, \cos ELp \cdot \sin AZp, \sin ELp] \\ dnm &= [xnm, ynm, znm] \end{aligned} \quad (10)$$

30

ここで、

$\lambda$  : 波長

$AZp$  : 仮想アレイ位相中心からみた AZ 軸のビーム指向角

$ELp$  : 仮想アレイ位相中心からみた EL 軸のビーム指向角

$xnm, ynm, znm$  : 仮想アレイ素子の位置座標 ( $n=1 \sim N$ ,  $m=1 \sim M$ )

基準位置は仮想アレイの位相中心

## 【 0 0 2 8 】

この仮想アレイ信号  $X$  を用いて、マルチビームを形成するには、(8) 式の  $AZp, ELp$  を複数設定すればよい。

40

## 【 0 0 2 9 】

以上述べたように、本実施形態では、A 軸と B 軸の 2 軸の受信信号を用いて、乗算演算により仮想アレイ素子信号を生成しているが、これは MIMO (Multiple Input Multiple Output、非特許文献 2) において、 $Nch$  の送信信号と  $Mch$  の受信信号より、 $N \times M$  の仮想アレイ信号を得る方式に相当し、送信して受信する信号は自動的に乗算演算を実施しているのに対して、本方式では受信  $\times$  受信の乗算演算を行っていることに相当する。

## 【 0 0 3 0 】

以上は受信アレイについて述べたが、送信を含める場合は、図 6 に示すように、 $N \times M$  素子の送信面アレイの周囲に L 字型に受信アレイを配置するのが開口を有効に活用してい

50

ることになる。ビーム形成手法としては、図6に示すように、送信ファンビームを所定の観測範囲に形成し、その範囲内に受信マルチビームを形成することにより、同時に広角範囲を観測することができる。

【0031】

なお、送信は受信アレイと独立に設定できるため、送信アレイは任意の形状でよく、極端には固体化送信機や電子管の送信機を用いて、アンテナはパラボラアンテナにすることもできる。

【0032】

送信変調としては、図7に示すNヒットのパルス送信の場合と、図8に示すNバーストの連続スイープ信号による場合がある。

【0033】

ドップラフィルタバンクを形成するには、ヒット間(バースト間)の積分を行う必要があり、高いデータレートで高いSNを得るためには、図7、図8にそれぞれ示すように、演算範囲をスライディングさせながら積分する。スライディングのシフト量は、必要なデータレートを満足できるようにすればよい。

【0034】

以上を踏まえて、処理の流れを図1～図3の系統を参照して説明する。まず、図9に示すように観測範囲を覆うような送信ファンビームを形成するために、送信部1Aの各アンテナ素子1111～11NMに送る送信信号の位相をビーム制御部1Bにより制御する(非特許文献4)。広いファンビームを形成するには、アンテナ開口面で2次の形状の位相分布や、ランダム位相による場合が考えられる。送信信号は、図2の第1段送信分配器12及び第2段送信分配器131～13Mで分配され、送信移相器1411～14NMにより位相設定されて、送信増幅器1511～15NMで高出力増幅された後、アンテナ素子1111～11NMから送信される。

【0035】

受信系統では、図3のアンテナ21A1～21AN, 21B1～21BMに入力した信号は、増幅器22A1～22AN, 22B1～22BMで低雑音増幅された後、周波数変換(23A, 23B)及びAD変換(24A, 24B)され、上述の(1)式のA系列とB系列の信号を得る。次に、仮想アレイ素子生成器25により2次元の仮想アレイ素子信号が生成され、ビーム形成器26によりマルチビーム信号が形成され、信号処理器3に出力される。

【0036】

以上のように高分解能処理された入力信号を $sig(t,u)$ として、定式化すると、次の通りである。レンジ圧縮(非特許文献5)は、入力信号とレンジ圧縮用信号の相関処理であり、これを周波数領域で行う場合について定式化すると次の通りである。

【数11】

$$Sin(\omega, u) = FFTx[sig(t, u)] \quad (11)$$

【0037】

【数12】

$$Sref(\omega, u) = FFTx[\exp^{-j(2\pi ft + 0.5 \cdot \mu \cdot t^2)}] \quad (12)$$

【0038】

10

20

30

40

【数 1 3】

$$s(\omega, u) = \text{Sin}(\omega, u) \cdot \text{Sref}(\omega, u)^* \quad (13)$$

ここで、

sig(t, u) : 入力信号

FFTx : t 軸に対するフーリエ変換

Sin : 入力信号のFFT ( $\omega, u$ )Sref : 参照信号のFFT ( $\omega, u$ )

f : 周波数

 $\mu$  : 周波数勾配 ( $B/\tau$ )

B : 周波数帯域幅

 $\tau$  : パルス幅

t : サンプル時間

距離Rとtの関係は  $t=2R/c$  (R:距離、c:光速)

u : 合成開口長のサンプル点

\* : 複素共役

10

20

【0039】

これを用いて、u 軸でFFT処理して信号fcs(、ku)を得る。

【数 1 4】

$$fcs(\omega, ku) = \text{FFTy}[s(\omega, u)] \quad (14)$$

ここで、

ku : ドップラ周波数

【0040】

長時間積分の出力fpは、fcsの 軸に関する逆FFT<sub>x</sub>処理(36)により算出できる。

【数 1 5】

$$fp(t, ku) = \text{IFFTx}[fcs(\omega, ku)] \quad (15)$$

ここで、

IFFTx :  $\omega$ 軸の逆FFT

【0041】

このように、レンジ圧縮と積分を実施することで、高いSNの信号を得ることができる。この信号を用いてCFAR処理(37)により目標を検出し、測距(38)及び測角(39)の処理を行い、その観測値を出力する。

【0042】

以上のように、本実施形態では、送信は所定の角度範囲にファンビームを形成し、受信は一次元に配列したN素子受信アレイ( $X_{an}$ ,  $n = 1 \sim N$ ) (A軸)と、それと異なる軸(B軸)の一次元に配列したM素子受信アレイ( $X_{bm}$ ,  $m = 1 \sim M$ )において、両軸の素子信号の乗算 $X_{an} \times X_{bm}$  ( $n = 1 \sim N$ ,  $m = 1 \sim M$ )により $N \times M$ 素子の仮想アレイ信号を生成して、その素子信号に所定のウェイトを乗算し加算して、所定の角度範囲のマルチビームを形成し、所定のデータレートで出力するように、スライディングしたNパルス(Nスイープ)の積分処理により、連続して観測する装置(2次元DBFと高効率積分)であ

30

40

50

る。

【0043】

すなわち、異なる2軸のN段とM列のリニアアレイ信号を用いて、仮想的な面アレイの $N \times M$ の受信素子信号を生成して、所定の角度範囲を覆い、送信ビームをファンビームにすることで、常に観測空間を連続して観測し、スライディング処理を用いた積分処理により、高いSN（信号対雑音電力）でかつ高いデータレートで出力することができる。

【0044】

（第2の実施形態）（合成ビームを用いた送信ペンシルと送信ファンによる相関処理）  
第1の実施形態では、観測空間に送信ファンビーム+受信マルチビームを形成する場合について述べた。この場合、送信全空間を覆うために、送信利得が低く、高いSNを得るためには積分時間を要する課題がある。そこで、第2の実施形態では、その対策のために、送信において、ファンビームとペンシルビームを合成したビームを用いて、ペンシルビームを観測範囲内で順次走査して観測し、送信ファンビームの場合と送信ペンシルビームの場合の観測値の相関処理を用いて、誤検出を低減する。

10

【0045】

図10は本実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図である。図10に示す第2の実施形態の構成が、図1に示した第1の実施形態の構成と異なる点は、信号処理部3において、送信ファンビームによる系統とは別に、送信ペンシルビームの系統を設け、両系統の観測結果を相関処理するようにしたことにある。

【0046】

すなわち、送信ファンビームの系統は、FFT<sub>x</sub>処理部31a、第1乗算部（レンジ参照信号乗算）32a、データ保存部33a、第2乗算部（AZ軸参照信号乗算）34a、FFT<sub>y</sub>処理部35a、逆FFT<sub>x</sub>処理部36a（連続波の場合は不要）、CFAR処理部37a、測距部38a、測角部39a、観測値出力部310aを備える。また、送信ペンシルビームの系統は、FFT<sub>x</sub>処理部31b、第1乗算部（レンジ参照信号乗算）32b、データ保存部33b、第2乗算部（AZ軸参照信号乗算）34b、FFT<sub>y</sub>処理部35b、逆FFT<sub>x</sub>処理部36b（連続波の場合は不要）、CFAR処理部37b、測距部38b、測角部39b、観測値出力部310bを備える。さらに、各系統の観測値について相関を演算する相関処理部311を備える。

20

【0047】

上記構成によるレーダ装置において、ビーム走査の概念図を図11に示し、送信ペンシルビームと送信ファンビームを合成する場合の角度-振幅特性と送信振幅分布を図12に示す。図12において、(a)は送信ペンシルビームの角度-振幅特性とその送信振幅分布を示し、(b)は送信ファンビームの角度-振幅特性とその送信振幅分布を示し、(c)は送信ペンシルビームと送信ファンビームの合成ビームにおける角度-振幅特性とその送信振幅分布、AZ振幅断面及びEL振幅断面を示している。

30

【0048】

送信の合成ビームは、図11に示すように、所定の観測範囲を覆うファンビームと、所定の方向に向けた送信ペンシルビームを加算して得ることができる。ビームマネジメントとしては、ビーム制御部1Bのビーム制御により、送信ファンビームを固定して送信ペンシルビームの方向を順次走査するように制御しつつ、送信部1Aで合成したビームを送信する。

40

【0049】

例えば、図11に示す受信アンテナ2の構成を受信2次元仮想アレイとした場合に、送信開口面の振幅分布において、例えば $2 \times 2$ 素子の部分の振幅を高くすれば、ペンシルビームとファンビームの合成ビームを形成することができる。送信ペンシルビームについては、開口面内でビーム指向方向に応じた波面を形成するように、送信部1A内の移相器等により位相設定を行えばよい。

【0050】

パルス送信の場合の送信ペンシルビーム及び送信ファンビームの積分との関係を図13

50

に示す。同様に、スイープ信号の送信の場合の送信ペンシルビーム及び送信ファンビームの積分との関係を図14に示す。

【0051】

このように、第2の実施形態では、送信ファンビームと送信ペンシルビームを合成した送信ビームを用いて、送信ペンシルビームを観測範囲内で順次走査し、 $N_p$ ヒット( $N_p$ スイープ)の積分処理した結果と、送信ファンビームの $N$ ヒット( $N$ スイープ)の積分処理した結果を用いて、相関処理により誤検出を抑圧する。

【0052】

上記の関係から、第2の実施形態によれば、送信ペンシルビームと送信ファンビームの合成ビームを用いて、送信ペンシルビームを用いて高い $SN$ で順次観測範囲内を観測することができ、送信ファンビームで検出した観測値の相関処理を行うようにしているので、誤検出を低減することができる。

10

【0053】

(第3の実施形態)(送信ファン及び送信ペンシルの合成ビームを用いた追跡処理)

第2の実施形態では、観測空間に送信ファンビーム+送信ペンシルビームの合成ビームを用いて、送信ペンシルビームにより搜索し、送信ファンビームとの相関処理により搜索時における誤検出を低減する方式について述べた。

【0054】

ところが、目標が高軌道目標の場合は、送信ファンビームのみでは、積分時間内で目標が動き、 $SN$ 不足のために、追跡をロストする場合が生じる。そこで、本実施形態では、送信ファンビーム+送信ペンシルビームの合成ビームを用いる場合において、送信ペンシルビームを追跡ビームとして用いる場合について述べる。

20

【0055】

図15は第3の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図である。図15に示す第3の実施形態の構成が、図10に示した第2の実施形態の構成と異なる点は、信号処理器3において、送信ファンビーム系統の観測値出力部310aから出力される目標観測値を送信アンテナ1のビーム制御部1Bに送り、このビーム制御部1Bによって目標観測値に基づいてペンシルビームのビーム指向方向を制御する。このように、送信ペンシルビームの指向方向を制御することにより、送信ペンシルビーム系統の測角部39bの測角結果に基づいて、相関追跡部312により目標が相関追跡され、目標追跡結果としてその平滑値が出力されるようになる。

30

【0056】

上記構成によるレーダ装置において、ビーム走査の概念図を図16に示す。また、パルス送信の場合の送信ペンシルビーム及び送信ファンビームの積分との関係を図17に示す。同様に、スイープ信号の送信の場合の送信ペンシルビーム及び送信ファンビームの積分との関係を図18に示す。送信ファンビームと送信ペンシルビームの合成手法は、第2の実施形態と同様である。

【0057】

第3の実施形態では、送信ファンビームにより、搜索し、検出した方向にビーム制御により追跡用のペンシルビームの指向方向を設定する。この追跡用のペンシルビームは、図17または図18に示すように、検出があったタイミングで設定すればよい。

40

【0058】

以上のように、第3の実施形態では、送信ファンビームと送信ペンシルビームを合成した送信ビームを用いて、送信ファンビームにより観測した結果の所定のしきり値により抽出した方向に送信ペンシルビームを形成し、それに対応した受信ペンシルビームで観測するようにしている。

【0059】

このため、送信ペンシルビームと送信ファンビームの合成ビームを用いて、送信ファンビームで常時観測範囲内を観測しつつ、送信ペンシルビームで高い $SN$ で、検出した目標方向に追跡ビームを向けることで、搜索と追跡を同時に行うことができる。

50

## 【 0 0 6 0 】

(第4の実施形態)(時分割単独ビームを用いた追跡処理)

第3の実施形態では、搜索と追跡の両者を同時に行うために、送信ファンビームと送信ペンシルビームを合成したビームを用いて、ペンシルビームを追跡に使う手法について述べた。この場合、合成ビームであるために、追跡ビームのサイドローブが高いことと等価であり、誤追跡を行う課題があった。この対策のために、第4の実施形態では、時分割で搜索用のファンビームと追跡用のペンシルビームを形成するものである。

## 【 0 0 6 1 】

図19は、第4の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置を構成を示すブロック図である。図19に示す第4の実施形態の構成が、図15に示した第3の実施形態の構成と異なる点は、信号処理部3において、ファンビームの系統とペンシルビームの系統とを処理切替部313で切替可能とし、これによって時分割で各系統の処理を実行可能としたことにある。

## 【 0 0 6 2 】

ビーム走査の概念図を図20に示す。図20において、(a)は搜索用ビームとなる送信ファンビームと受信2次元仮想アレイによる受信マルチビームを形成する様子を示し、(b)は追跡用ビームとなる送信ペンシルビームと受信ペンシルビームを形成する様子を示している。また、パルス送信の場合の送信ペンシルビーム及び送信ファンビームの積分との関係を図21に示す。同様に、スイープ信号の送信の場合の送信ペンシルビーム及び送信ファンビームの積分との関係を図22に示す。

## 【 0 0 6 3 】

搜索用のファンビームと追跡用のペンシルビームの切替えは処理切替部313で行う。送信ファンビームによる搜索を継続して、高レートな高効率積分を行うためには、送信ペンシルビームにおいて、パルス送信の場合は、図21に示すように、PRI(Pulse Repetition Interval) × Np(ペンシルビームのPRI数)の時間だけ間引き、スイープ信号の場合は、図22に示すように、スイープ時間 × Np(ペンシルビームのスイープ数)の時間だけ間引きようにする。この間引きは、送信ファンビームの積分に対するドップラ軸のグレーティングローブに対する影響を低減するために、極力ランダム化した間引きとする。

## 【 0 0 6 4 】

このように、第4の実施形態は、送信ファンビームにより連続して観測する中で、所定のスレシールドにより抽出した方向に、所定の時間送信ペンシルビームを形成し、それに対応した受信ペンシルビームで観測する。

## 【 0 0 6 5 】

したがって、第4の実施形態によれば、送信ペンシルビームと送信ファンビームの時分割ビームを用いて、送信ファンビームで搜索し、抽出した目標の方向に送信ペンシルビームを送信し、受信ペンシルビームで受信するようにしているので、サイドローブの十分低い送信ファンビームと送信ペンシルビームを形成することができ、これによって誤検出を低減することができる。

## 【 0 0 6 6 】

(第5の実施形態)(逆フィルタ位相補正による高効率積分)

ところで、パルス送信の場合のPRI間または、スイープ送信の場合のスイープ間(Slow-time)の積分については、目標や自機の運動により、位相補正が必要になる。この対策手法については、合成開口処理のオートフォーカス手法であるPGA(Phase Gradient Autofocus, 非特許文献7)と類似の方法を適用することができる。

## 【 0 0 6 7 】

図23は第5の実施形態に係るアンテナ装置を適用したレーダ装置の構成を示すブロック図である。図23に示す第5の実施形態の構成が、図15に示した第3の実施形態の構成と異なる点は、信号処理部3において、逆FFT処理部36aの処理結果とCFAR処理部37aの検出結果に基づいて補正信号を抽出する抽出部314と、その補正信号が

ら A Z 参照信号を補正するための補正部 3 1 5 を備えるようにしたことにある。

【 0 0 6 8 】

上記構成において、図 2 4 に示すフローチャートと図 2 5 に示す説明図を参照して、処理の流れの説明する。

【 0 0 6 9 】

まず、図 2 5 ( a ) に示すように、レンジ - ドップラ ( クロスレンジ ( 飛行軸 ) ) 画像の結果より、所定の振幅スレシヨルドを超えた N 個の極大値を補正信号抽出部 3 1 4 により抽出する。次に、A Z 参照信号補正部 3 1 5 において、以下の処理を実行する。まず、図 2 5 ( b ) に示すように、極大値のドップラ軸に対する位相勾配を除き、飛翔経路及び機体動揺による位相ずれのみを抽出するため、極大値をドップラ軸で 0 周波数 ( ゼロドップラ ) にシフトする。次に、図 2 5 ( c )、( d ) に示すように、位相ずれの振動成分を取り除き、安定した補正成分を得るために、0 ドップラの周囲の M セル幅に窓関数を乗算し、窓関数の外側にゼロ埋めした信号  $s_0$  を生成し、この信号を逆 F F T 処理により時間領域に変換する。

【 数 1 6 】

$$S_0(t) = IFFT[s_0(f)] \quad (16)$$

ここで、

IFFT : 逆 F F T

t : 時間

f : ドップラ周波数

【 0 0 7 0 】

この信号  $S_0$  の逆特性となる補正量  $W_c(t)$  をクロスレンジ圧縮信号  $fs_0(\omega, u)$  ( レンジの周波数軸、飛行長 ) を時間軸 ( P R I 軸 ) に変換した  $fs_0(t)$  に乗算して、補正後の参照信号  $R_c$  とする。

【 数 1 7 】

$$W_c(t) = \frac{S_0(t)^*}{|S_0(t)|} \quad (17)$$

ここで、

$u = t \times V$

u : 飛行長

V : 自機速度

【 0 0 7 1 】

この参照信号  $Fs_0$  を用いて、第 2 乗算部 3 4 a に設定し、A Z 参照信号を乗算することで、図 2 5 ( e ) に示すように、補正後のレンジ - ドップラ画像が得られる。

【 0 0 7 2 】

以上の処理フローを図 2 4 に示す。図 2 4 において、S A R ( Synthetic Aperture Radar ) 処理を行い ( ステップ S 1 1 )、閾値を超えるピーク値を抽出し ( ステップ S 1 2 )、ピーク値を持つ M セルを抽出し ( ステップ S 1 3 )、ゼロシフトを行い ( ステップ S 1 4 )、ウィンドウ内を乗算してゼロ埋めし ( ステップ S 1 5 )、逆 F F T 処理して時間領域の信号に変換し ( ステップ S 1 6 )、A Z 参照信号の補正值を算出し ( ステップ S 1 7 )、補正された A Z 参照信号により S A R 処理を実行し ( ステップ S 1 8 )、全てのピー

10

20

30

40

50

ク値について処理が行われたか判断し（ステップS 19）、終了していなければピーク値を変更して（ステップS 20）、ステップS 13から処理を繰り返す。ステップS 19で終了が確認された場合には一連の処理を終了する。

【0073】

この一連の処理を必要に応じて、M回（M-1）繰り返すことにより、積分ロスのないレンジ-ドップラ画像が得られる。このレンジ-ドップラ画像を用いて、CFAR処理部37aにより信号を検出し、測距部38aと測角部39aにより、観測値の位置を出力する。

【0074】

以上の補正後積分処理は、送信ファンビームや送信ペンシルビームによらず、適用できる。また、この場合の測角値を用いれば、ビーム制御部1Bの制御によって目標方向にペンシルビームを向けることができ、図23の系統図の下部の系統である相関追跡処理（312）も可能である。

10

【0075】

以上のように、第5の実施形態では、Nパルス（Nスイープ）積分したレンジ-ドップラデータ（RDデータ）より、振幅が所定のスレシヨルドを超えるレンジ-ドップラセルを抽出し、そのセルを含むドップラ軸方向にMセル幅のセルを抽出し、ドップラ軸方向に逆FFTして得た補正值により補正して、再度積分する。このように、積分時間内で目標の動きや自機位置の変化により、振幅、位相がずれると、積分ロスが生じるが、これらについて補正処理を行うようにしているので、積分ロスを減じることができる。

20

【0076】

（第6の実施形態）（目標情報を用いた位相補正による高効率積分）

第5の実施形態と同様に、パルス送信の場合のPRI間または、スイープ送信の場合のスイープ間（Slow-time）の積分については、目標や自機の運動により、位相補正が必要になる。この対策手法については、合成開口処理のAZ圧縮（非特許文献6）の参照信号演算と類似の方法を適用できる。

【0077】

図26は第6の実施形態に係るアンテナ装置が適用されるレーダ装置の構成を示すブロック図である。図26に示す第6の実施形態の構成が、図23に示した第5の実施形態の構成と異なる点は、補正信号抽出部314に代わって、CFAR処理部37の検出結果から目標候補を抽出する目標候補抽出部316を設け、ここで抽出された目標候補に基づいてAZ参照信号を補正部315で補正するようにしたことにある。

30

【0078】

上記構成において、図27に示す機上搭載レーダ装置の座標系を参照して説明する。

【0079】

第1の実施形態では、Slow-timeの積分を位相補正せずに実施したが、本実施形態では、（10）式の出力に対して、抽出した目標候補の方位とレンジを位置（ $X_n, Y_n, Z_n$ ）に変換して位相を補正する。

【0080】

ここで、（10）式の $\sin(\cdot, u)$ を時間軸上にするには、逆フーリエ変換すればよいが、このあとAZ圧縮（34）を行うために、（ $\cdot, u$ ）軸のままとする。次に、クロスレンジの参照信号 $fs_0$ を生成する。

40

【0081】

位置（ $X_n, Y_n, Z_n$ ）は、目標候補の位置を用いればよい。もしくは、目標抽出位置が不明な場合は、図28に示すように、目標候補抽出方位のレンジ軸でメッシュ分割した各メッシュの代表点の距離とビーム方位角より算出した位置とする（図27の座標系参照）。

【数 18】

$$\begin{aligned}
 X_n &= R_n \cdot \cos \theta_{el} \cdot \sin \theta_{az} \\
 Y_n &= R_n \cdot \cos \theta_{el} \cdot \cos \theta_{az} \\
 Z_n &= R_n \cdot \sin \theta_{el}
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

ここで、

R<sub>n</sub> : 各メッシュの代表点の距離θ<sub>az</sub> : ビーム指向方向 A Zθ<sub>el</sub> : ビーム指向方向 E L

10

【0082】

これを用いて、A Z 圧縮用の参照信号 fs0 は次式となる。

【数 19】

$$\begin{aligned}
 R_c &= \sqrt{X_n^2 + (Y_n - u)^2 + Z_n^2} \\
 fs0(\omega, u) &= e^{j \cdot k R_c}
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

20

ここで、

X<sub>n</sub> : メッシュ範囲代表点 XY<sub>n</sub> : メッシュ範囲代表点 YZ<sub>n</sub> : メッシュ範囲代表点 Z

u : 合成開口長のサンプル点

k : 周波数 (2π/λ)

λ : 波長

j : 虚数単位

30

【0083】

前述の s と A Z 圧縮用の fs0 を乗算して信号 cs を得る。

【数 20】

$$cs(\omega, u) = \sin(\omega, u) \cdot fs0(\omega, u) \tag{20}$$

ここで、

s : FFT 出力 (ω, u)

fs0 : 参照信号

40

【0084】

これを用いて、u 軸で FFT 処理して信号 fcs( , ku) を得る。

【数 2 1】

$$fcs(\omega, ku) = FFTy[cs(\omega, u)] \quad (21)$$

ここで、

ku : ドップラ周波数

【0085】

である。

【0086】

ただし、長時間積分の出力fpは、fcsの  $\omega$  軸に関する逆FFT x 処理部 36a, 36b により算出できる。

【数 2 2】

$$fp(t, ku) = IFFTx[fcs(\omega, ku)] \quad (22)$$

ここで、

IFFTx :  $\omega$ 軸の逆FFT

【0087】

処理フローを図 29 に示す。まず、送信ビームと受信マルチビームを形成し（ステップ S21, S22）、それぞれのビームによる観測結果を積分し（ステップ S23）、CFAR 処理して（ステップ S24）、所定のスレッシュドを超える目標候補を抽出する（ステップ S25）。目標候補が抽出された場合には（ステップ S26）、抽出された目標候補のレンジと速度を抽出し（ステップ S27）、そのレンジと速度を用いて位相補正量を算出し（ステップ S28）、その位相補正量を用いて位相補正を行い（ステップ S29）、高効率積分を再度行って（ステップ S30）、CFAR 処理により目標候補を抽出し（ステップ S31）、複数の目標が抽出された場合には、これを繰り返して、所定の観測範囲の目標を検出し（ステップ S32）、それぞれ測距・測角を行ってその観測値を出力する（ステップ S33）。以上の処理を目的の走査方向全てにおいて実行し（ステップ S34, S35）、一連の処理を完了する。

【0088】

この一連の処理を必要に応じて M 回（M = 1）繰り返すことにより、積分ロスの少ないレンジ - ドップラ画像が得られる。このレンジ - ドップラ画像を用いて、CFAR (37a, 37b) により信号を検出し、測距 (38a, 38b) と測角 (39a, 39b) により、観測値の位置を出力する。

【0089】

以上の補正後の積分処理は、送信ファンビームや送信ペンシルビームによらずに適用できる。また、この場合の測角値を用いれば、ビーム制御 1B により、目標方向にペンシルビームを向けることができ、図 26 の信号処理器 3 の下部の系統である相関追跡処理 (312) も可能である。

【0090】

以上のように、第 6 の実施形態では、送信ファンビームまたは送信ペンシルビームで観測して所定のスレッシュドを超える目標候補のレンジと速度を用いて、位相補正量を算出し、送信ファンビームによる積分を再度行う。すなわち、長い時間の積分を行う際に、目標候補の位置と速度を用いて位相を補正するようにしているので、高効率に積分することができ、高い SN で目標を観測することができる。

【0091】

その他、本実施形態は上記実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。また、上記実施形態に開

10

20

30

40

50

示されている複数の構成要素の適宜な組み合わせにより、種々の発明を形成できる。例えば、実施形態に示される全構成要素から幾つかの構成要素を削除してもよい。更に、異なる実施形態にわたる構成要素を適宜組み合わせてもよい。

【符号の説明】

【0092】

1...送信アンテナ、1A...送信部、1B...ビーム制御部、1111~11MN...アンテナ素子、12...第1段送信分配器、131~13M...第2段送信分配器、1411~14MN...送信移相器、1511~15MN...送信増幅器、

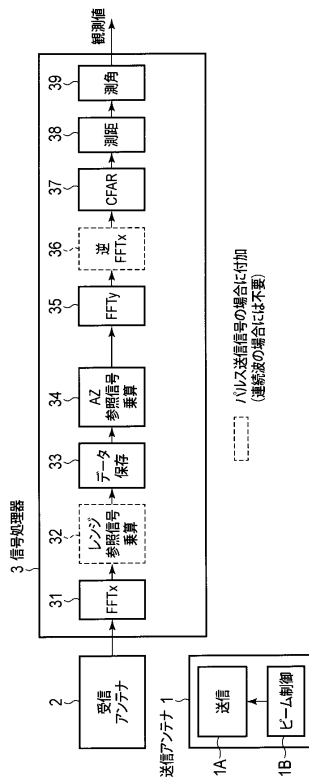
2...受信アンテナ、21A1~21AN...A軸アンテナ素子、21B1~21BM...B軸アンテナ素子、22A1~22AN...A軸増幅器、22B1~22BM...B軸増幅器、23A...A軸周波数変換器、23B...B軸周波数変換器、24A...A軸AD変換器、24B...B軸AD変換器、25...仮想アレイ素子生成器、26...ビーム形成器、

3...信号処理部、31,31a,31b...FFT<sub>x</sub>処理部、32,32a,32b...第1乗算部(連続波の場合は不要)、33,33a,33b...データ保存部、34,34a,34b...第2乗算部、35,35a,35b...FFT<sub>y</sub>処理部、36,36a,36b...逆FFT<sub>x</sub>処理部(連続波の場合は不要)、37,37a,37b...CFAR処理部、38,38a,38b...測距部、39,39a,39b...測角部、310a,310b...観測値出力部、311...相関処理部、312...相関追跡部、313...処理切替部、314...補正信号抽出部、315...AZ参照信号補正部、316...目標候補抽出部。

10

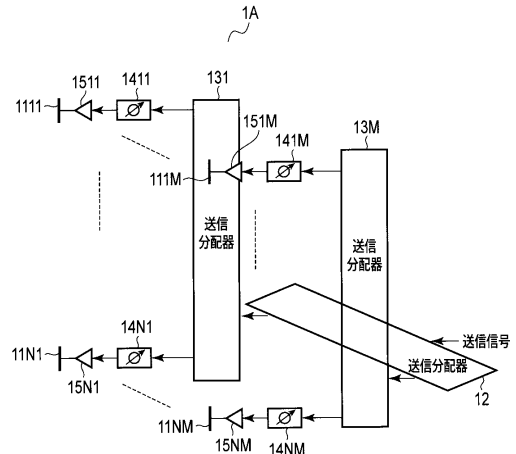
【図1】

図1



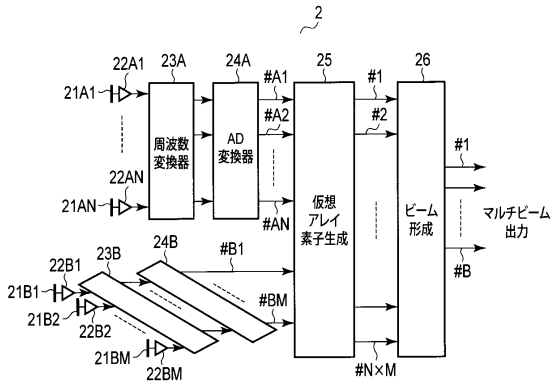
【図2】

図2



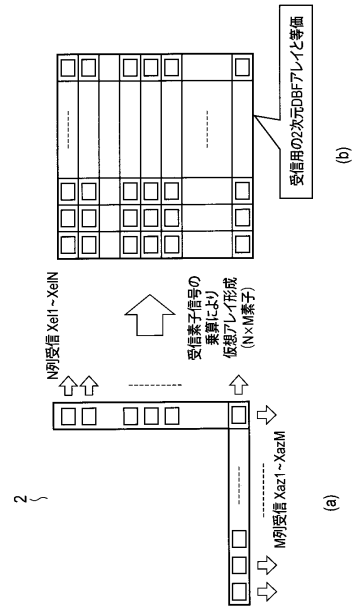
【図3】

図3



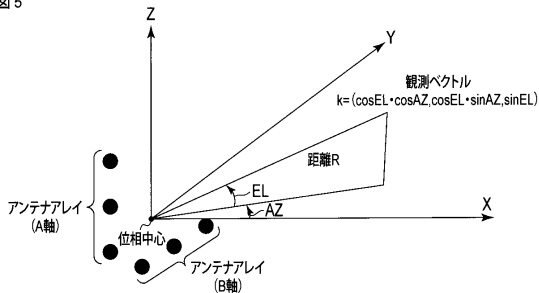
【図4】

図4



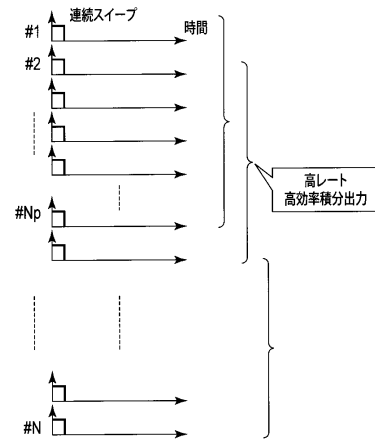
【図5】

図5



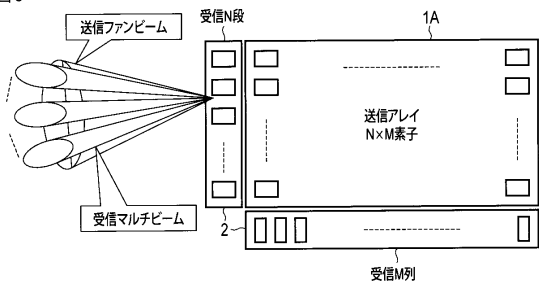
【図7】

図7



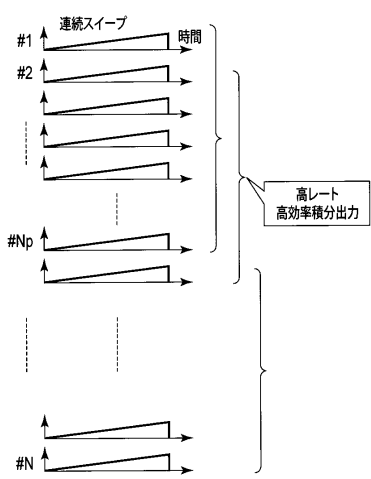
【図6】

図6



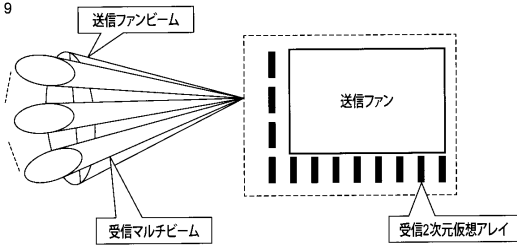
【図8】

図8



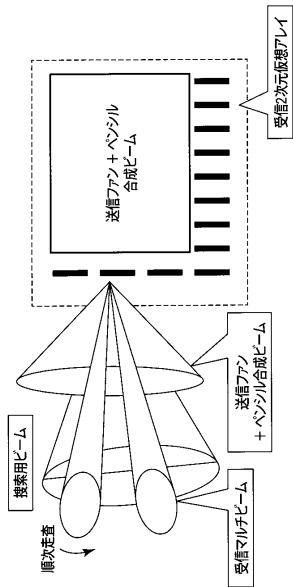
【図9】

図9



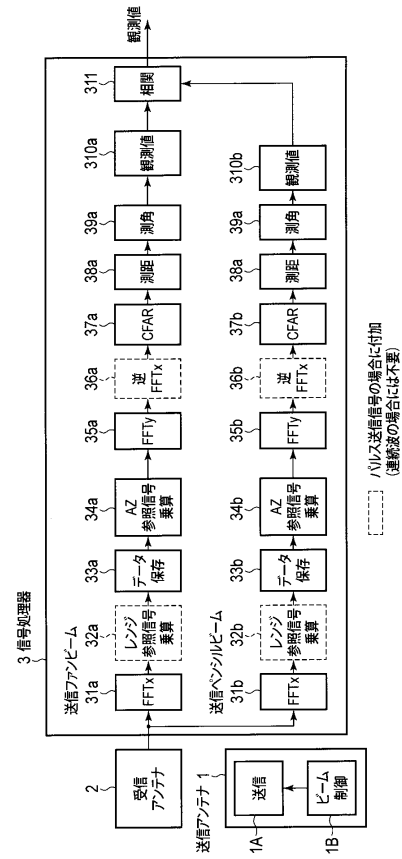
【図11】

図11



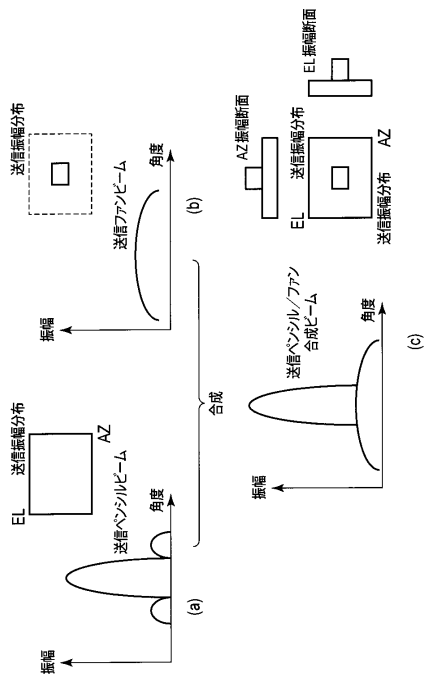
【図10】

図10



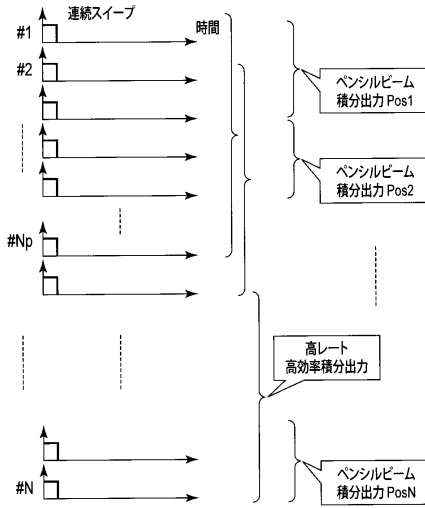
【図12】

図12



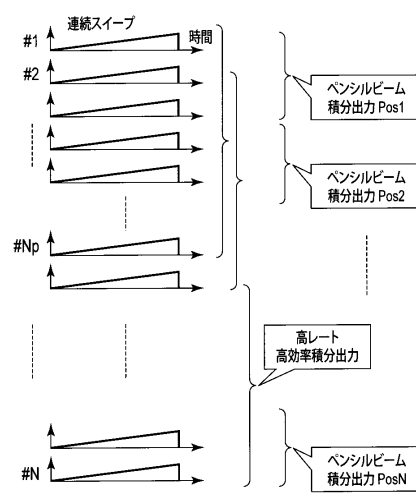
【図 13】

図 13



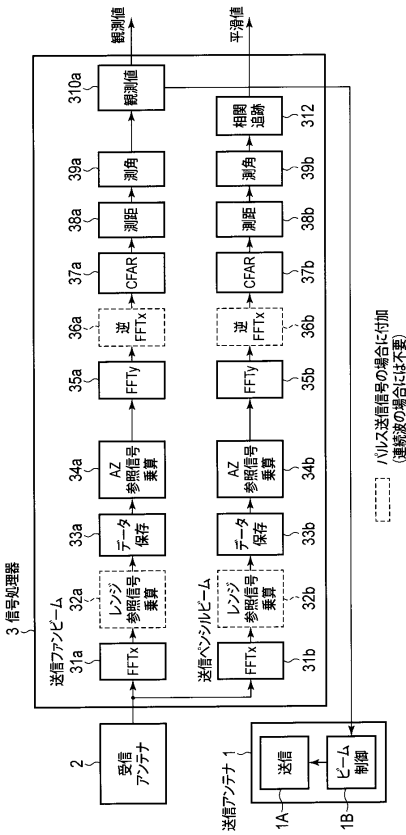
【図 14】

図 14



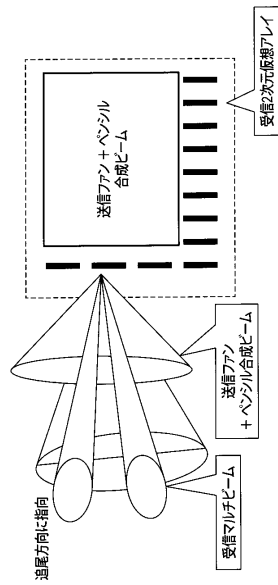
【図 15】

図 15



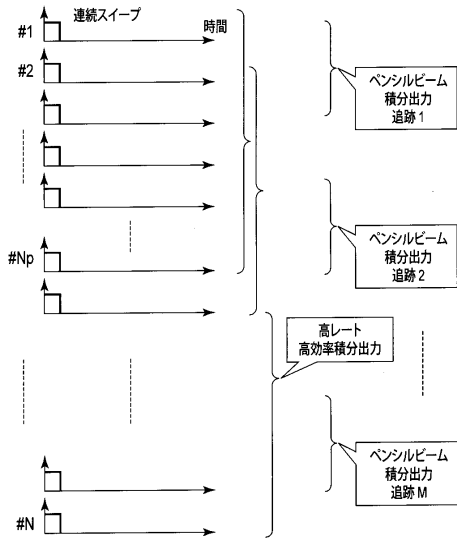
【図 16】

図 16



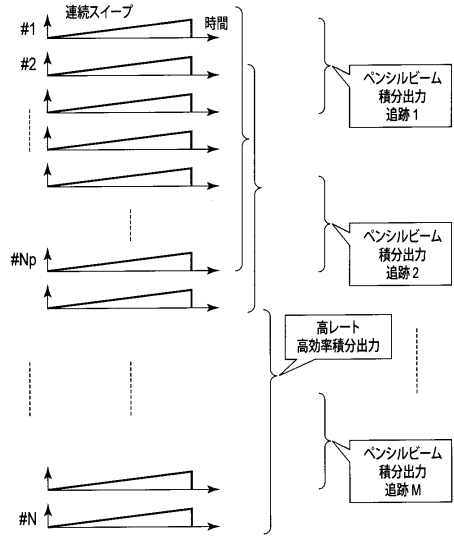
【図 17】

図 17



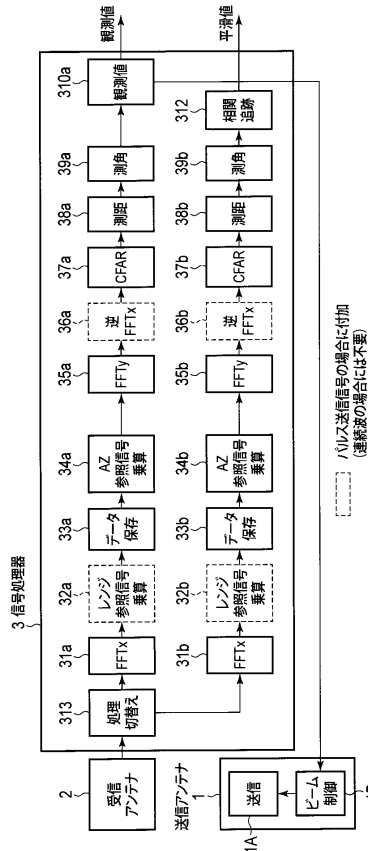
【図 18】

図 18



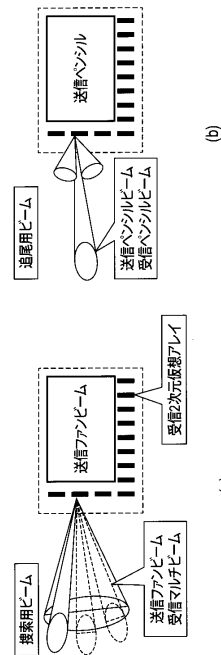
【図 19】

図 19



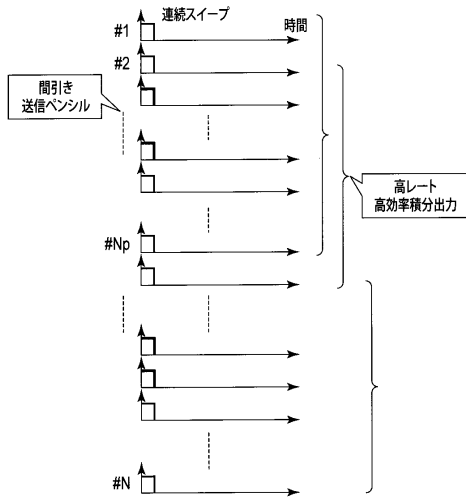
【図 20】

図 20



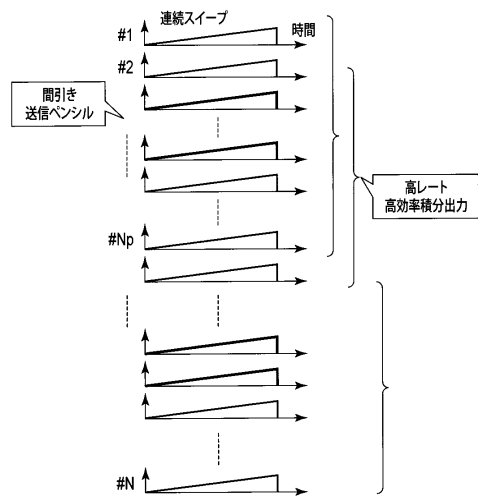
【図 2 1】

図 21



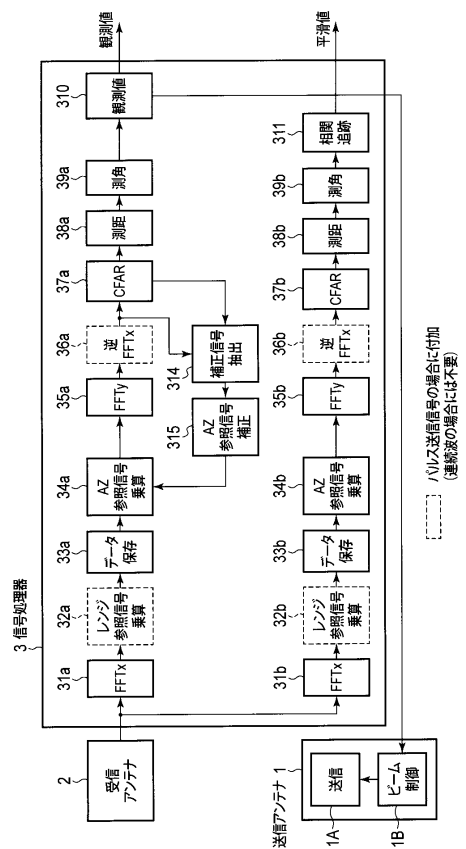
【図 2 2】

図 22



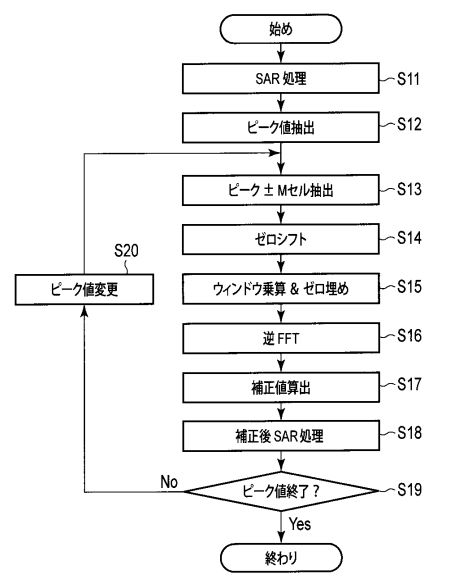
【図 2 3】

図 23



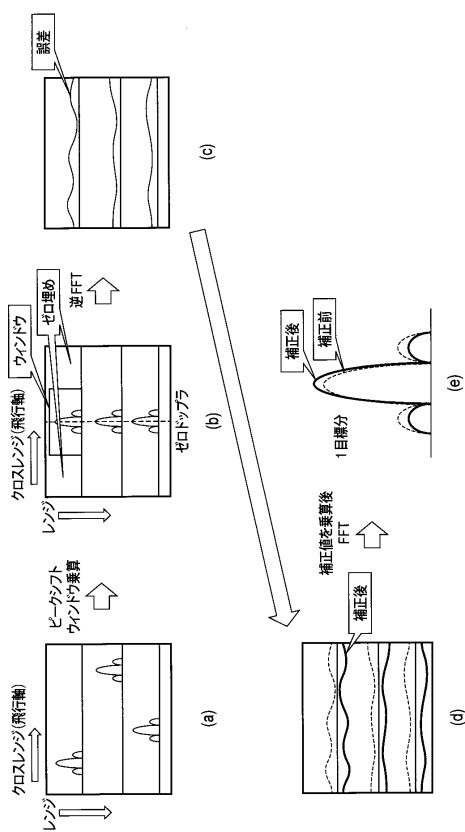
【図 2 4】

図 24



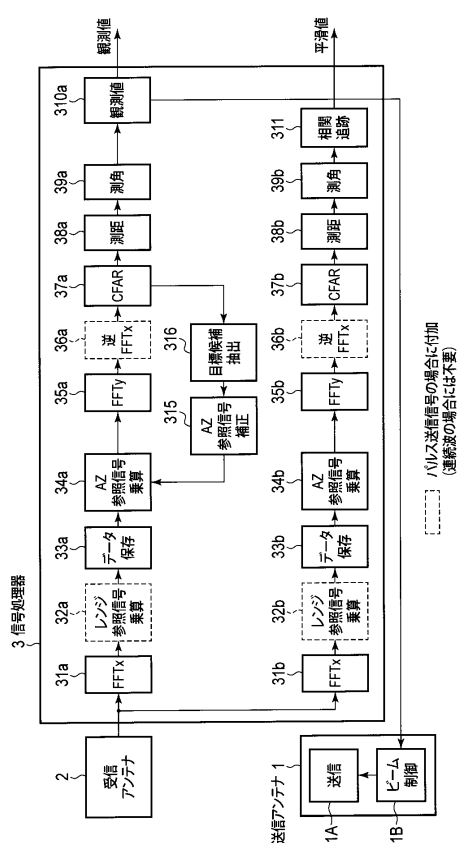
【図 25】

図 25



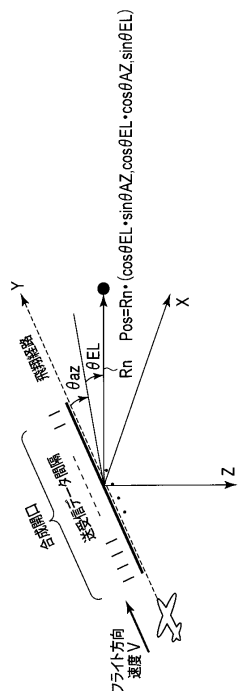
【図 26】

図 26



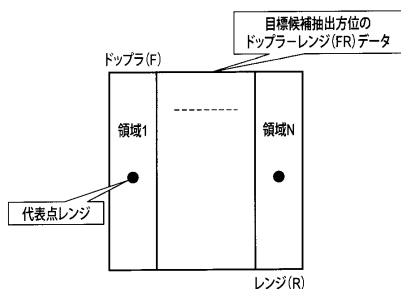
【図 27】

図 27



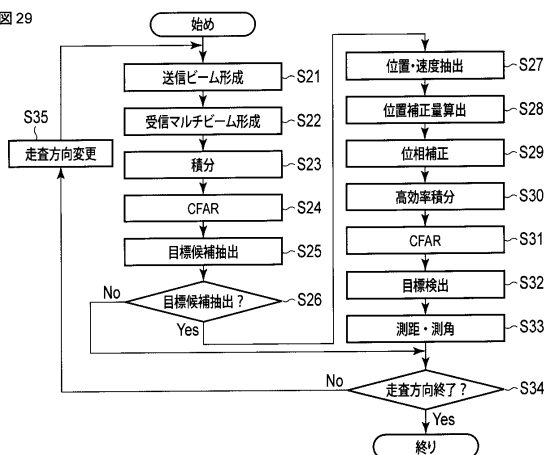
【図 28】

図 28



【図 29】

図 29



## フロントページの続き

- (56)参考文献 米国特許第05598206(US,A)  
特開2015-135242(JP,A)  
特開2015-135314(JP,A)  
特開昭58-204379(JP,A)  
米国特許出願公開第2013/0050022(US,A1)  
国際公開第2016/027296(WO,A1)  
再公表特許第2016/027422(JP,A1)  
特開2017-040477(JP,A)  
能美 仁, “インフラモニタリングのための振動可視化レーダーの開発”, SIP(戦略的イノベーション創造プログラム)「インフラ維持管理・更新・マネジメント技術」第1回シンポジ, 2014年11月 5日, 発表番号4-8, 7 Pages

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00 - G01S 7/42  
G01S 13/00 - G01S 13/95  
H01Q 3/00 - H01Q 3/46  
H01Q 21/00 - H01Q 25/04