

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3707235号
(P3707235)

(45) 発行日 平成17年10月19日(2005.10.19)

(24) 登録日 平成17年8月12日(2005.8.12)

(51) Int. Cl.⁷

F I

GO 1 S 13/53

GO 1 S 13/53

GO 1 S 7/02

GO 1 S 7/02

E

請求項の数 3 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願平10-74069
 (22) 出願日 平成10年3月23日(1998.3.23)
 (65) 公開番号 特開平11-271436
 (43) 公開日 平成11年10月8日(1999.10.8)
 審査請求日 平成15年12月22日(2003.12.22)

(73) 特許権者 000006013
 三菱電機株式会社
 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
 (74) 代理人 100113077
 弁理士 高橋 省吾
 (74) 代理人 100112210
 弁理士 稲葉 忠彦
 (74) 代理人 100108431
 弁理士 村上 加奈子
 (74) 代理人 100128060
 弁理士 中鶴 一隆
 (72) 発明者 井上 正人
 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
 菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パルスドップラーレーダ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

飛しょう体に搭載され、パルス変調されたRF信号を送信する送信機と、上記送信機から送出されるRF信号を空間に放射し、目標からの反射信号を受信するアンテナと、上記アンテナでの受信RF信号を増幅し更に中間周波数信号に変換するフロントエンドと、上記フロントエンドから送出される中間周波数信号の受信処理を行う受信機と、RF原信号の発振、上記フロントエンド及び受信機で周波数変換を行うに必要な局発信号の送出及び目標の速度追尾に必要なドップラー周波数補償信号の送出を行う励振器と、上記受信機で受信処理された受信信号を受け、目標検出、追尾等の各種処理を行う信号処理器とを備え、検知、追尾対象の移動目標と搭載母体となる飛しょう体との速度差によって生じるドップラー周波数を検知することでクラッタから移動目標を抽出分離して追尾を行うパルスドップラーレーダ装置において、

面状の開口を有する主アンテナと、上記主アンテナの開口中央部に配設した広い指向性を持つガードアンテナと、上記ガードアンテナによる受信信号の振幅、位相をそれぞれ変化させる調整手段と、上記主アンテナでの受信信号と上記調整手段により振幅、位相を調整された後のガードアンテナ受信信号とを合成して主アンテナガードアンテナ合成信号を生成する信号合成器と、上記主アンテナ及びガードアンテナの振幅指向性、位相指向性データ等を保持記憶するメモリ及びその読み出し手段と、主アンテナのサイドローブにより受信されるサイドローブクラッタのドップラー周波数スペクトラム内に移動目標からのレーダ反射エコーのドップラー周波数が含まれる場合には、上記移動目標のドップラー周波

10

20

数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を求め、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の振幅、位相の設定値を上記メモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから求め、これを制御信号として上記調整手段に送出する手段とを備えたことを特徴とするパルスドップラーレーダ装置。

【請求項 2】

飛しょう体に搭載され、パルス変調された R F 信号を送信する送信機と、上記送信機から送出される R F 信号を空間に放射し、目標からの反射信号を受信するアンテナと、上記アンテナでの受信 R F 信号を増幅し更に中間周波数信号に変換するフロントエンドと、上記フロントエンドから送出される中間周波数信号の受信処理を行う受信機と、R F 原信号の発振、上記フロントエンド及び受信機で周波数変換を行うに必要な局発信号の送出及び目標の速度追尾に必要なドップラー周波数補償信号の送出を行う励振器と、上記受信機で受信処理された受信信号を受け、目標検出、追尾等の各種処理を行う信号処理器とを備え、検知、追尾対象の移動目標と搭載母体となる飛しょう体との速度差によって生じるドップラー周波数を検知することでクラッタから移動目標を抽出分離して追尾を行うパルスドップラーレーダ装置において、

面状の開口を有する主アンテナと、上記主アンテナの開口中央部に配設した広い指向性を持つガードアンテナと、上記ガードアンテナによる受信信号出力部に設けられ、上記ガードアンテナ受信信号の振幅、位相をそれぞれ変化させる調整手段と、主アンテナでの受信信号出力部に設けられ、上記主アンテナでの受信信号を第 1 の主アンテナ受信信号と第 2 の主アンテナ受信信号に選択切換出力させる第 1 のスイッチと、上記第 2 の主アンテナ受信信号と上記調整手段により振幅、位相を調整された後のガードアンテナ受信信号とを合成して主アンテナガードアンテナ合成信号を生成する信号合成器と、上記主アンテナガードアンテナ合成信号あるいは第 1 の主アンテナ受信信号のいずれを第 1 中間周波数信号周波数信号として受信機に入力するかを選択切換する第 2 のスイッチと、上記主アンテナ及びガードアンテナの振幅指向性、位相指向性データ等を保持記憶するメモリ及びその読み出し手段と、主アンテナのサイドローブにより受信されるサイドローブクラッタのドップラー周波数スペクトラム内に移動目標からレーダ反射エコーのドップラー周波数が含まれるか否かで検知、追尾対象目標が追跡接近目標であるか対向接近目標であるかを判定し、追跡接近目標であると判定した場合には主アンテナガードアンテナ合成信号を、また対向接近目標であると判定した場合には、主アンテナ受信信号を目標検出、追尾処理に使用するように上記 2 つのスイッチの接続を制御する手段と、追跡接近目標の検出、追尾処理に際しては上記移動目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を求め、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の振幅、位相の設定値を上記メモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから求め、これを制御信号として上記調整手段に送出する手段とを備えたことを特徴とするパルスドップラーレーダ装置。

【請求項 3】

搭載母機が移動目標に対して追跡接近状態にある場合に、目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を求め、この俯角方向における主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の振幅、位相の設定値を信号処理器内のメモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから求める処理を所定の周期で実施して情報を更新し、搭載母機と移動目標の相対運動に伴って変化する制御信号として上記調整手段の制御を行わせるようにしたことを特徴とする請求項 2 に記載のパルスドップラーレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は飛しょう体に搭載されるレーダ装置、特に移動目標と搭載母機との相対速度差によって生じるドップラー周波数を検知、追尾するパルスドップラーレーダ装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来この種のパルスドップラーレーダ装置の例として以下に示すものがあった。図11は例えばMcGraw Hill Inc刊、Fred E. Nathanson著、“Radar Design Principles, 2nd Edition” p487, Section 11.5 Block Diagram for Pulse Doppler Receiver,あるいはIEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-20, No3, May 1984, pp292-302 “The Development of Airborne Pulse Doppler Radar” Fig4に記載のパルスドップラーレーダ装置の基本構成を応用したパルスドップラーレーダ装置のブロック図である。図において1は各種RF信号を生成する励振器であり、1aは送信RF信号源、1bは第1局発信号源、1cは第2局発信号源、1dはドップラー補償信号源、1eは第3局発信号源、1fは基準信号源である。2は上記送信RF信号源1aから送出されるパルス変調された送信RF原信号S1を増幅し、送信RF信号S2として送出する送信機、3はRF信号の送受分離を行うサーキュレータ、4は送信RF信号S2を空間に放射し、また目標からの反射信号S3を受信するアンテナである。5は上記アンテナ4で受信され、サーキュレータ3を通った受信RF信号S4を増幅し、第1局発信号源1aからの第1局発信号S5と混合して第1中間周波数信号S6を生成するフロントエンドであり、5aは低雑音増幅器、5bは第1のミキサである。6は受信機であり、上記フロントエンド5から送出される第1中間周波数信号S6と第2局発信号源1cからの第2局発信号S7とを混合して第2中間周波数信号S9を生成する第2のミキサ6a、さらに上記第2中間周波数信号S9と第3局発信号源1eからの第3局発信号S10とを混合して第8中間周波数信号S11を生成する第3のミキサ6b、上記第3中間周波数信号S11に対してドップラー周波数変化範囲分だけの帯域幅を有する帯域通過フィルタ6c、上記第3中間周波数信号S11と基準信号源1fからの基準信号S12を混合してドップラー周波数相当のビデオ信号S13を生成する第4のミキサ6dから成る。7は慣性装置であり、搭載母機の加速度ベクトルの向き、大きさを検出して加速度信号S14として送出する。8は信号処理器であり、内部の周波数追尾処理部8aでは上記受信機6からのビデオ信号S13（ドップラー周波数信号）と上記慣性装置7からの加速度信号S14とからドップラー追尾誤差を検出し、ドップラー補償制御信号S15を生成し、これをドップラー補償信号源1dに送出する。

【0003】

図12は信号処理器8の周波数追尾処理部8aにおける周波数追尾ループの機能系統図であり、8bはA/D変換部、8cはFFT処理部、8dは周波数追尾誤差計算部、8eは積分器、8fは機軸加速度補償計算部、8gは周波数変化率計算部、8hは積分器、8iは加算器、8jはドップラー補償制御計算部である。また f_{dm} はパルスドップラーレーダ装置搭載母機のドップラー周波数、 df_{dm}/dt は上記パルスドップラーレーダ装置搭載母機のドップラー周波数の時間変化率、 f_{dt} は移動目標のドップラー周波数、 Δf_d はドップラー周波数追尾誤差、 f_d はパルスドップラーレーダ装置搭載母機と移動目標の相対ドップラー周波数補償値である。

【0004】

ここでパルスドップラーレーダ装置の信号処理について簡単に説明する。送信機2から送出され、アンテナ4によって空間に放射され、目標を照射する送信RF信号の波形は図13に示すように周波数 f_0 のRF原信号S1を搬送波とし、これにパルス幅 τ 、パルス繰り返し周期Tのパルス変調をかけたものである。この周波数スペクトラムは図14に示す

ように搬送波周波数を中心にパルス繰り返し周波数 $1/T$ 毎の多数の線スペクトラムとなる。

【0005】

ここで図15に示すように飛しょう体に搭載されるパルスドップラーレーダ装置が移動目標を検知するためにアンテナビームを下方に向けて捜索を行う場合を考える。図において9は機軸の対地角度を θ_0 に取り、対地速度 V_m で飛しょうするパルスドップラーレーダ装置搭載母機、10は対地速度 V_t で飛行する探知対象の移動目標、11は大地であり、9aはパルスドップラーレーダ装置のアンテナメインビーム、9bはアンテナサイドローブ、9cはアンテナメインビーム9aが移動目標10を見込む視線(Line of Sight)である。また R_0 はパルスドップラーレーダ装置搭載母機9と移動目標10との間の距離、 θ_x はパルスドップラーレーダ装置搭載母機9の機軸方向ベクトルとアンテナメインビーム9aが移動目標10を見込む視線9cとの間の角度、即ちアンテナ首振り角度、 θ_0 はパルスドップラーレーダ装置搭載母機9及び移動目標10の対地速度ベクトルとアンテナメインビーム9aが移動目標10を見込む視線9cとの間の角度、 θ_s はアンテナメインビーム9aが移動目標10を見込む視線9cの方向を基準としたアンテナサイドローブが大地を照射する点を見込む角度である。

10

【0006】

送信RF原信号S1がコヒーレント信号である場合、移動目標10等からの反射信号である受信RF信号S3はパルスドップラーレーダ装置搭載母機9と移動目標10の相対速度に比例したドップラー周波数の偏移を受ける。パルスドップラーレーダ装置搭載母機9と移動目標10のラジアル方向の相対速度 V_r は数1で与えられる。

20

【0007】

【数1】

$$V_r = (V_m + V_t) \cos \theta_0$$

【0008】

またドップラー周波数 f_d は数2で与えられる。

【0009】

30

【数2】

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} = \frac{2(V_m + V_t)}{\lambda} \cos \theta_0$$

【0010】

ここで λ は波長である。このとき時間 t の関数としての受信信号 $f_r(t)$ は数3で表わせる。

40

【0011】

【数3】

$$f_r(t) = \cos\{2\pi(f_0 + f_d)t - \phi_0\}$$

【0012】

ここで ϕ_0 は数4で表わされる初期位相である。

50

【 0 0 1 3 】

【 数 4 】

$$\phi_0 = \frac{4\pi R_0}{\lambda}$$

【 0 0 1 4 】

パルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 と移動目標 1 0 が接近する場合にはドップラー周波数は正值、パルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 と移動目標 1 0 が離遠する場合にはドップラー周波数は負値を示す。ここで図 1 5 のようにパルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 がアンテナメインビーム 9 a を下方に向けて移動目標 1 0 の探知を行う場合、アンテナメインビーム 9 a は移動目標 1 0 を照射すると同時に大地 1 1 も照射し、さらにアンテナサイドローブ 9 b は広範囲に大地 1 1 を照射する。したがってアンテナメインビーム 9 a 及びアンテナサイドローブ 9 b が照射された大地 1 1 から反射された信号はクラッタとなって移動目標 1 0 からのレーダ反射エコーと共に受信されることになる。前記のようにパルスドップラーレーダ装置ではその搭載母機 9 と移動目標 1 0 とのラジアル方向相対速度 V_r により受信信号 $f_r(t)$ がドップラー周波数偏移を受けるので、パルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 及び移動目標 1 0 の対地速度ベクトル V_m 、 V_t とアンテナメインビーム 9 a が移動目標 1 0 を見込む視線 9 c との間の角度 θ_0 によって受信周波数は異なってくる。即ちラジアル方向の相対速度 V_r によりドップラー周波数が決定されるのである。高 P R F のパルスドップラーレーダ装置におけるクラッタスペクトラムと移動目標 1 0 からのレーダ反射エコーを図示したものが図 1 6 である。図 1 6 (a) が対向接近 (ヘッドオン) 目標の場合、図 1 6 (b) が追跡接近 (テイルチェイス) 目標の場合である。図において 1 2 はアンテナメインビーム 9 a の大地 1 1 照射によるレーダ反射エコーを表わすメインビームクラッタ、1 3 がアンテナサイドローブ 9 b の大地 1 1 照射によるレーダ反射エコーを表わすサイドローブクラッタ、1 4 がパルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 の直下の大地 1 1 照射によるレーダ反射エコーを表わす直下クラッタである。一般的に直下クラッタ 1 4 は大地 1 1 に対する入射角が 0 となるため反射係数の絶対値が大きく、かつひとつのレンジゲート内に含まれる大地 1 1 の面積が大きくなるため、他の方向のサイドローブクラッタ 1 3 より大きな値を示す。1 5 は移動目標 1 0 からの反射によって生じるレーダ反射エコーである。

【 0 0 1 5 】

送信 R F 周波数を f_0 とすると直下クラッタ 1 4 の受信周波数はドップラー偏移を受けないので受信周波数は f_0 である。メインビームクラッタ 1 2 のドップラー周波数偏移 f_{mb} は数 5 である。

【 0 0 1 6 】

【 数 5 】

$$f_{mbc} = \frac{2V_m}{\lambda} \cos \theta_0$$

【 0 0 1 7 】

サイドローブクラッタ 1 3 の受信周波数偏移の幅は $f_0 \pm f_{cmax}$ の範囲となり f_{cmax} は数 6 で与えられる。

【 0 0 1 8 】

【 数 6 】

10

20

30

40

50

$$f_{cmax} = \frac{2V_m}{\lambda}$$

【 0 0 1 9 】

また移動目標のレーダ反射エコー 15 のドップラー周波数偏移 f_t は数 7 で与えられる。

【 0 0 2 0 】

【 数 7 】

10

$$f_t = \frac{2V_r}{\lambda} = \frac{2(V_m + V_t)}{\lambda} \cos \theta_0$$

【 0 0 2 1 】

即ち移動目標 10 が対向して接近して来る場合（ヘッドオン接近の場合）は移動目標のレーダ反射エコー 15 の受信周波数はサイドローブクラッタ 13 の受信周波数最大値よりも高くなり、図 16（a）に示すように、クラッタフリーの領域に移動目標のレーダ反射エコー 15 が現われる。一方パルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 が移動目標 10 に対して追跡接近する場合（テイルチェイスの場合）には図 16（b）に示すように移動目標のレーダ反射エコー 15 はその受信周波数がサイドローブクラッタ 13 の受信周波数の範囲内に入ることとなり、クラッタと競合して検出されなければならない。

20

【 0 0 2 2 】

次にこのような高 P R F のパルスドップラーレーダ装置における受信時の周波数追尾動作原理について図 11 を用いて説明する。アンテナ 4 で受信され、受信 R F 信号 S 4 となった目標からの反射信号 93 はフロントエンド 5 内の第 1 のミキサ 5 b で第 1 局発信号 S 5 と混合されて第 1 中間周波数信号 S 6 となり受信機 6 に送られる。受信機 6 の内部では、第 2 のミキサ 6 a で第 2 局発信号 87 と混合されて第 2 中間周波数信号 S 9 となる。このとき第 2 局発信号 87 はドップラー周波数追尾信号処理の結果得られるドップラー周波数の経時変化分だけ偏移を加えられて周波数制御されたものとなる。この周波数制御はドップラー補償信号源 1 d からのスピードゲート信号 S 8 を第 2 局発信号源 1 c に加えることにより行われる。またパルスドップラーレーダ装置の検知、追尾対象となる移動目標 10 とパルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 との相対速度の想定範囲から、パルスドップラーレーダ装置として必要なドップラー周波数追尾範囲が決定されるので、第 2 中間周波数信号 S 9 の帯域幅も決まる。したがって上記帯域幅を持つ第 2 中間周波数信号 S 9 のみを遠過させるための帯域通過フィルタ 6 c を第 3 のミキサ 6 b の後段に設けてドップラーフィルタの働きをさせている。上記帯域通過フィルタ 6 c を通過した第 3 中間周波数信号 S 11 は第 4 のミキサ 6 d で基準信号源 1 f からの基準信号 S 12 と混合されてドップラー周波数相当の信号周波数を持つビデオ信号 S 13 となり信号処理器 8 に入力される。

30

40

【 0 0 2 3 】

信号処理器 8 内での処理の流れは図 12 の機能ブロック図に従って説明する。入力されたビデオ信号 S 13 は A / D 変換部 8 b でデジタル信号に変換された後、F F T 処理部 8 c で高速フーリエ変換され、さらに周波数誤差計算部 8 d で追尾誤差計算された後、積分器 8 e で時間積分され、ドップラー周波数偏移情報 f_d として加算器 8 i に入力される。一方慣性装置 7 から入力されたパルスドップラーレーダ装置搭載母機 9 の加速度情報を持つ加速度信号 S 14 は、機軸加速度計算部 8 f、周波数変化率計算部 8 g を通った後積分器 8 h で時間積分され、自機ドップラー周波数情報 f_{dm} として加算器 8 i に入力される。加算器 8 i で上記両信号は加算され、ドップラー補償制御計算部 8 j でドップラー補償信号

50

源 1 d の補正制御値が求められ、ドップラー補償制御信号 S 1 5 として励振器 1 にフィードバックされる。ドップラー補償信号源 1 d では上記ドップラー補償制御信号 S 1 5 に基づいてスピードゲート信号 S 8 を励振器 1 内の第 2 局発信号源 1 c に送出し、第 2 局発信号 S 7 の周波数を制御する。

【 0 0 2 4 】

以上のパルスドップラーレーダ方式は母機と目標との速度差によって生じるドップラー効果を利用して目標を速度情報として探知する方式であり、速度差に応じて送信信号と受信信号との間に周波数偏移が生じることを利用して大地からの反射（クラッタ）を除き、移動目標のみを抽出しようとするものである。目標が対向接近する目標である場合にはクラッタのない領域での信号検出ができるので、下方にアンテナビームを向けての搜索時にも良好な探知性能が得られやすいが、目標に対する追跡接近の場合、あるいは離遠目標に対する場合にはサイドロブクラッタとの競合状態下での目標探知が必要となるため、下方搜索時の目標探知性能が劣化する。

10

【 0 0 2 5 】

追跡目標あるいは離遠目標に対しても良好な探知性能を得るためには、サイドロブクラッタあるいは直下クラッタの受信レベルを下げる必要がある。そのためには俯仰角方向の広い角度範囲にわたってサイドロブレベルの低いアンテナが要求される。アンテナのサイドロブレベルを低減するには開口面上の振幅分布を制御し振幅テーパを設けるのが一般的であるが、パルスドップラーレーダ装置の搭載母機 9 がミサイルシーカである場合等のようにアンテナ 4 が小口径のものとならざるを得ない場合には、十分な低サイドロブ性が得られるように開口面上の振幅テーパを制御することが難しいという問題がある。

20

【 0 0 2 6 】

【 発明が解決しようとする課題 】

以上のように従来のパルスドップラーレーダ装置は、その搭載母体がミサイル等のように小口径のアンテナしか装備が許容されない場合には広い俯仰角角度範囲にわたってのアンテナの低サイドロブ化が困難であり、追跡接近目標あるいは離遠目標の探知に際してはサイドロブクラッタ、直下クラッタとの競合となって探知が困難を極めるため、その使用目的が専ら対向接近目標の探知に限定されてしまうという問題点があった。

【 0 0 2 7 】

この発明に係わるパルスドップラーレーダ装置は上記のような問題点を解決するためになされたもので、小口径のアンテナを用いた場合でも、追跡接近目標あるいは離遠目標に対し良好な探知能力を持つパルスドップラーレーダ装置を得ることを目的とする。

30

【 0 0 2 8 】

【 課題を解決するための手段 】

上記の目的を達成するために第 1 の発明によるパルスドップラーレーダ装置は、面状の開口を有する主アンテナの開口中央部に広い指向性を持つガードアンテナを配設し、さらに上記ガードアンテナによる受信信号の振幅、位相を調整手段により調整し、これと主アンテナでの受信信号とを電力合成器により合成した信号が受信機に入力されるような構成とし、ドップラー周波数追尾信号処理によりサイドロブクラッタのドップラー周波数スペクトラム内に移動目標のドップラー周波数が含まれるか否かを判定し、含まれると判定された場合は上記移動目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドロブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドロブ角度を計算によって求め、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の設定値を信号処理器内のメモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから計算によって求め、上記振幅、位相調整手段の制御を行わせるようにしたものである。

40

【 0 0 2 9 】

また第 2 の発明によるパルスドップラーレーダ装置は、面状の開口を有する主アンテナの開口中央部に広い指向性を持つガードアンテナを配設し、さらに上記ガードアンテナによる受信信号の振幅、位相を調整手段により調整し、また主アンテナでの受信信号の出力部

50

には第1のスイッチを設けて第1の主アンテナ受信信号と第2の主アンテナ受信信号に選択切換出力できるようにし、更に第2の主アンテナ受信信号と振幅、位相調整手段を通った後のガードアンテナ受信信号とを電力合成器により合成した信号と第1の主アンテナ受信信号とを選択切換して受信機に入力できるようにするための第2のスイッチを設けた構成とし、ドップラー周波数追尾信号処理によりサイドローブクラッタのドップラー周波数スペクトラム内に移動目標のドップラー周波数が含まれるか否かを判定し、含まれないと判定された場合には第1主アンテナ受信信号を受信信号として使用するよう

10

にスイッチを接続して通常のパルスドップラーレーダ装置と同様の受信信号処理を行うようにし、含まれると判定された場合には第2の主アンテナ受信信号と振幅、位相調整手段を通った後のガードアンテナ受信信号とを電力合成器により合成した信号を受信信号として使用するよう

に第1、第2のスイッチを接続し、信号処理器では上記移動目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を計算により求め、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の設定値を信号処理器内のメモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから計算によって求め、上記振幅、位相調整手段の制御を行わせるようにしたものである。

【0030】

また第3の発明によるパルスドップラーレーダ装置は、面状の開口を有する主アンテナの開口中央部に広い指向性を持つガードアンテナを配設し、さらに上記ガードアンテナによる受信信号の振幅、位相を調整手段により調整し、また主アンテナでの受信信号の出力部

20

には第1のスイッチを設けて第1の主アンテナ受信信号と第2の主アンテナ受信信号に選択切換出力できるようにし、更に第2の主アンテナ受信信号と振幅、位相調整手段を通った後のガードアンテナ受信信号とを電力合成器により合成した信号と第1の主アンテナ受信信号とを選択切換して受信機に入力できるようにするためのスイッチを設けた構成とし、ドップラー周波数追尾信号処理によりサイドローブクラッタのドップラー周波数スペクトラム内に移動目標のドップラー周波数が含まれるか否かを判定し、含まれないと判定された場合には第1の主アンテナ受信信号を受信信号として使用するよう

30

にスイッチを接続して通常のパルスドップラーレーダ装置と同様の受信信号処理を行うようにし、含まれると判定された場合には第2の主アンテナ受信信号と振幅、位相調整手段を通った後のガードアンテナ受信信号とを電力合成器により合成した信号を受信信号として使用するよう

に第1、第2のスイッチを接続し、信号処理器では上記移動目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を計算により求め、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の設定値を信号処理器内のメモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから計算によって求めると

いう処理を一定の時間周期で実施して情報を更新し、飛しょう体と移動目標の相対運動に伴って時々刻々変化する制御信号として上記振幅、位相調整手段の制御を行わせるようにしたものである。

【0031】

【発明の実施の形態】

実施の形態1.

図1はこの発明の実施の形態1を示すパルスドップラーレーダ装置のブロック図であり16は面状の開口形状を有するアンテナ4の中央部に備えられた広い指向性を有するガードアンテナである。以後アンテナ4は上記ガードアンテナ16との区別のため主アンテナと呼称する。フロントエンド5には主アンテナ受信RF信号S16が入力される主アンテナチャンネル5cとガードアンテナ受信RF信号S19が入力されるガードアンテナチャンネル5fが備えられ、ガードアンテナチャンネル5fも主アンテナチャンネル5cと同様低雑音増幅器5dと第5のミキサ5eから成る。またフロントエンド5には第1局発信号源1bからの第1局発信号S5を第1のミキサ5bと第5のミキサ5eに分配する電力分配器5gが備わる。17はフロントエンド5の主アンテナチャンネル5cで第1中間周

40

50

波数信号に変換された主アンテナ受信RF信号S16を第1の第1中間周波数信号S17と第2の第1中間周波数信号S18に選択切換する働きをする第1のスイッチである。18はフロントエンド5のガードアンテナチャンネル5fで第1中間周波数信号に変換されたガードアンテナ受信RF信号S19の振幅を調整する可変減衰器、19は同じく位相を調整する可変移相器である。20は上記可変減衰器18、可変移相器19により振幅、位相を調整された第3の第1中間周波数信号S20と第2の第1中間周波数信号S18とを合成する電力合成器で、20aはその第1の入力端子、20bはその第2の入力端子である。21は上記電力合成器20により合成された信号である主アンテナガードアンテナ合成信号S21と第1の第1中間周波数信号S17とを選択切換して受信機6に送り込む働きをする第2のスイッチである。信号処理器8の内部には主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データ等を保持するメモリ8kと、サイドローブクラッタ13のドップラー周波数スペクトラム内に移動目標のレーダ反射エコー15が含まれるか否かの判定を行い、その結果によって受信機6へ信号入力を選択切換を行うためのスイッチ制御信号S25を送出する働きと、移動目標のレーダ反射エコー15と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ13内領域を見込むアンテナサイドローブ角度を計算し、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号S21の振幅が最小となるような可変減衰器18、可変移相器19の最適設定値を求め、減衰器制御信号S25、移相器制御信号S26として送出的る働きをするクラッタ判定制御部8mが備わっている。

10

【0032】

20

次に動作について説明する。図2はアンテナ開口面の構成を示す図である。主アンテナ4は多数の素子アンテナ4bにより構成される面状のアレーアンテナであり、その中央部にガードアンテナ16が配設されている。上記ガードアンテナ16は主アンテナ4を構成する素子アンテナ4bと同種のものである。ここで主アンテナ4の俯角方向の振幅、位相指向性図の例を図3に示す。位相指向性図は開口中心をその位相中心（位相の基準点）としたものである。図より主アンテナ4はサイドローブレベルが-20dB~-40dB程度となる振幅指向性と、メインビーム領域以外では大きな角度特性のある位相指向性を有していることがわかる。図4はガードアンテナ16の同じく俯角方向の振幅、位相指向性図の例である。位相指向性の基準点はアンテナの中心である。図より俯角90°までの範囲でゆるやかな変化を示す振幅指向性と、この範囲で一定の位相指向性を有していることが

30

【0033】

処理の手順について説明する。まず装置は通常のパルスドップラーレーダ装置と同様の処理を行う。このときは第1のスイッチ17、第2のスイッチ21共その接点が図1におけるA側に接続されるように制御されており、主アンテナ受信RF信号S16と第1局発信号源1bからの第1局発信号S5との第1のミキサ5bでの混合により生成された第1の第1中間周波数信号S17が第1中間周波数信号S6として受信機6に入力される。従来のパルスドップラーレーダ装置におけるのと同様に、受信機6で生成されたビデオ信号S13が信号処理器8に入力され、周波数追尾処理部8aにてドップラー周波数検出処理が行われる。このとき移動目標10に対しパルスドップラーレーダ装置搭載母機9が対向接近する状況においてはクラッタスペクトラムと移動目標からのレーダ反射エコー15の関係は図16(a)に示すような関係となり良好な周波数追尾動作が可能であるが、移動目標10に対しパルスドップラーレーダ装置搭載母機9が追跡接近する状況においてはクラッタスペクトラムと移動目標からのレーダ反射エコー15が図16(b)に示すような関係となり良好な周波数追尾動作が困難となる。クラッタ判定制御部8mに周波数追尾処理部8aから送られるドップラー周波数情報S22により、クラッタ判定制御部8mが上記クラッタスペクトラムと移動目標からのレーダ反射エコー15の関係を認識し、受信したビデオ信号S13のレベル変動が大きい等安定した周波数追尾が困難と判定した場合には、スイッチ制御信号S24により第1のスイッチ17及び第2のスイッチ21の接点を図1のB側に倒すよう制御を行う。この状態では、主アンテナ4で受信されサーキュ

40

50

レータ 3 を通過した主アンテナ受信 R F 信号 S 1 6 がフロントエンド 5 の主アンテナチャンネル 5 c で第 1 局発信号 S 5 と混合されることにより生成された第 2 の第 1 中間周波数信号 S 1 8 と、ガードアンテナ 1 6 で受信されたガードアンテナ受信 R F 信号 S 1 9 がフロントエンド 5 内のガードアンテナチャンネル 5 f で第 1 局発信号 S 5 と混合されることにより生成された後、可変減衰器 1 8、可変移相器 1 9 で振幅、位相を調整された第 3 の第 1 中間周波数信号 S 2 0 とが電力合成器 2 0 に投入されて合成され、主アンテナガードアンテナ合成信号 S 2 1 となり、これが最終的な第 1 中間周波数信号 S 6 として受信機 6 に入力されることになる。

【 0 0 3 4 】

ここで電力合成器 2 0 の第 1 の入力端子 2 0 a で観測される第 2 の中間周波数信号 S 1 8 に変換された主アンテナ 4 の放射指向性 $f_1(\theta)$ 、電力合成器 2 0 の第 2 の入力端子 2 0 b で観測される第 3 の中間周波数信号 S 2 0 に変換されたガードアンテナ 1 6 の放射指向性 $f_2(\theta)$ はそれぞれ数 8、数 9 で表わされる。

【 0 0 3 5 】

【 数 8 】

$$f_1(\theta) = G_1(\theta) e^{j\phi_1(\theta)} k_1 e^{j\delta_1}$$

20

【 0 0 3 6 】

【 数 9 】

$$f_2(\theta) = G_2(\theta) e^{j\phi_2(\theta)} k_2 e^{j\delta_2}$$

【 0 0 3 7 】

ここで θ は図 1 5 の視線 9 c を基準とする俯仰角、 $G_1(\theta)$ 、 $\phi_1(\theta)$ はそれぞれ主アンテナ 4 の入出力端子 4 a で見た放射振幅指向性、放射位相指向性、 $G_2(\theta)$ 、 $\phi_2(\theta)$ はそれぞれガードアンテナ 1 6 の出力端子 1 6 a で見た放射振幅指向性、放射位相指向性である。また k_1 、 δ_1 はそれぞれ主アンテナ 4 の入出力端子 4 a から電力合成器 2 0 の第 1 の入力端子 2 0 a に至るまでの伝送経路の挿入損失、利得による振幅係数と透過位相、 k_2 、 δ_2 はそれぞれ主アンテナ 1 6 の出力端子 1 6 a から電力合成器 2 0 の第 2 の入力端子 2 0 b に至るまでの伝送経路の挿入損失、利得による振幅係数と透過位相である。電力合成器 2 0 が等振幅、等位相合成器であるものとする、第 2 の中間周波数信号 S 1 8 と第 3 の中間周波数信号 S 2 0 の合成出力である主アンテナガードアンテナ合成信号 S 2 1 の放射指向性 $f_3(\theta)$ は数 1 0 で表わすことができる。

【 0 0 3 8 】

【 数 1 0 】

30

40

$$\begin{aligned}
 f_3(\theta) &= f_1(\theta) + f_2(\theta) = f_1(\theta) \left(1 + \frac{f_2(\theta)}{f_1(\theta)} \right) \\
 &= f_1(\theta) \left(1 + \frac{G_2(\theta)k_2}{G_1(\theta)k_1} e^{j(\phi_2(\theta) - \phi_1(\theta))} e^{j(\delta_2 - \delta_1)} \right) = f_1(\theta) (1 + GKe^{j\Delta})
 \end{aligned}$$

ここで

$$G = \frac{G_2(\theta)}{G_1(\theta)} \quad K = \frac{k_2}{k_1}$$

$$\Delta = \phi_2(\theta) - \phi_1(\theta) + \delta_2 - \delta_1$$

【 0 0 3 9 】

前述したように移動目標からのレーダ反射エコー 1 5 はアンテナメインビーム 9 a の照射により生じ、サイドローブクラッタ 1 3、直下クラッタ 1 4 はアンテナサイドローブ 9 b の照射により生じる。したがってクラッタ環境下での目標搜索、探知性能を向上させるにはアンテナメインビーム 9 a による受信電力に比してのアンテナサイドローブ 9 b による受信電力を低減すればよい。メインビーム方向の俯角は 0 であり、着目するサイドローブ方向の俯角を θ_s とすると、ここで使用している主アンテナガードアンテナ合成信号 S 2 1 の放射指向性 $f_3(\theta)$ において $|f_3(\theta_s)|$ が $|f_3(0)|$ に比して十分小さくなるようにすればよい。極端な場合として $|f_3(\theta_s)| = 0$ となる場合を考えると数 1 0 より数 1 1、数 1 2 が同時に成立すればよいことになる。

【 0 0 4 0 】

【 数 1 1 】

10

20

30

40

50

$$GK = \frac{G_2(\theta_s) L_2}{G_1(\theta_s) L_1} = 1$$

$$L_2 = \frac{G_1(\theta_s)}{G_2(\theta_s)} L_1$$

【 0 0 4 1 】

【 数 1 2 】

10

$$\Delta = \phi_2(\theta_s) - \phi_1(\theta_s) + \delta_2 - \delta_1 = \pi$$

$$\delta_2 = \pi + \delta_1 + \phi_1(\theta_s) - \phi_2(\theta_s)$$

20

【 0 0 4 2 】

主アンテナ 4 が図 2 に示すような素子アンテナ数 n のアレーアンテナであり、ガードアンテナ 16 が主アンテナ 4 を構成する単一の素子アンテナ 4b と同一なものである場合、通常主アンテナ 4 に対するガードアンテナ 16 の利得比 $G_2(0)/G_1(0)$ の値は概ね $1/m$ となる。この利得比を加味し、振幅の縦軸をそれぞれのアンテナの出力端子 4a、16a で見た利得として主アンテナ 4 及びガードアンテナ 16 の放射指向性を 1 つの図に併記したものが図 5 である。主アンテナの指向性のサイドローブ領域において主アンテナ指向性の振幅 $G_1(\theta_s)$ はガードアンテナ指向性の振幅 $G_2(\theta_s)$ よりも低く、 $G_1(\theta_s) < G_2(\theta_s)$ が成立している。したがって電力合成器 20 が等位相、等振幅の合成器である場合には、サイドロ - プレベルが 0、即ち $|f_3(\theta_s)| = 0$ となる条件式のうち数 11 が成立するためには $L_1 > L_2$ でなければならない。即ち主アンテナ 4 の入出力端子 4a から電力合成器 20 の第 1 の入力端子 20a に至る伝送経路の減衰量に比してガードアンテナ 16 の出力端子 16a から電力合成器 20 の第 2 の入力端子 20b に至る伝送経路の減衰量を大きくしなければならないが、ガードアンテナ 16 の出力端子 16a から電力合成器 20 の第 2 の入力端子 20b に至る伝送経路には可変減衰器 18 が挿入されているので、この減衰量を調整することで上記の条件を満足させることは可能である。また $|f_3(\theta_s)| = 0$ となるためのもうひとつの条件式である数 12 を成立させるための伝送経路内透過位相の調整は同じくガードアンテナ 16 の出力端子 16a から電力合成器 20 の第 2 の入力端子 20b に至る伝送経路に挿入された可変移相器 19 の移相量を調整することで可能となる。

30

40

【 0 0 4 3 】

信号処理器 8 内のメモリ 8k には主アンテナ 4 の指向性データである $G_1(\theta)$ 、 $\phi_1(\theta)$ 及びガードアンテナ 16 の指向性データである $G_2(\theta)$ 、 $\phi_2(\theta)$ が保持記憶されているので、周波数追尾処理部 8a における処理の結果サイドローブクラッタ 13 内に移動目標からのレーダ反射エコー 15 が検出されたとき、周波数追尾処理部 8a はこの情報をクラッタ判定制御部 8m にドップラー周波数情報信号 S22 として送る。クラッタ判定制御部 8m ではそのドップラー周波数と同じ周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナメインビーム 9a の方向（アンテナ正面方向）から測ったサイドローブ角度 θ_s を数 13 の計算により求める。（図 9 の S6）

【 0 0 4 4 】

50

【数 1 3】

$$\theta_s = \cos^{-1} \frac{\lambda f_t}{2V_m} - \theta_0$$

【0045】

数 1 3 の右辺のパラメータのうち f_t は周波数追尾処理部 8 a で、 V_m は慣性装置 7 でそれぞれ検出（図 9 の S 1、S 2）される既知量である。また角度 θ_0 は慣性装置 7 で検出されるパルスドップラーレーダ装置搭載母機機軸偏向角 θ_e とアンテナ首振り角 θ_x の和として知ることができる量（図 9 の S 3 ~ S 5）である。したがって、この俯角 θ_s の方向で主アンテナガードアンテナ合成信号 S 2 1 の放射振幅指向性 $|f_3(\theta_s)|$ が 0 となるように、即ち数 1 1、数 1 2 が成立するように L_2 / L_1 の値及び $\delta_2 - \delta_1$ の値を設定することができる。メモリ 8 k には上記の指向性データ $G_1(\theta)$ 、 $\Phi_1(\theta)$ 、 $G_2(\theta)$ 、 $\Phi_2(\theta)$ の他に主アンテナ 4 の入出力端子 4 a から電力合成器 2 0 の第 1 の入力端子 2 0 a に至る伝送経路の振幅係数 L_1 、透過位相 δ_1 の値も固定量として保持記憶させるようにしておけば、クラッタ判定制御部 8 m ではこれらのデータ S 2 3 をメモリ 8 k から読み出して所望の L_2 値、 δ_2 値を計算し（図 9 の S 7、S 8）、その結果から可変減衰器 1 8 の最適減衰量設定値、可変移相器 1 9 の最適移相量設定値を求め、これらをそれぞれ減衰器制御信号 S 2 5、移相器制御信号 S 2 6 に乗せて可変減衰器 1 8、可変移相器 1 9 に送ることができる。（図 9 の S 9）以上が主アンテナ 4 のアンテナメインビーム 9 a の方向から測った固定の角度 θ_s に観測されるサイドローブクラッタ 1 3 のレベルを低減するための処理の流れである。

【0046】

実際には主アンテナ 4、ガードアンテナ 1 6 の指向性に応じて一定の俯角範囲を設定し、この角度範囲内で主アンテナガードアンテナ合成信号 S 2 1 の指向性 $f_3(\theta)$ におけるサイドローブレベルが平均的に低くなるような L_2 、 δ_2 の値を選定してやるのがより実用的な信号処理アルゴリズムである。ここではその実例 1 として俯角範囲約 $50^\circ \sim 65^\circ$ 、実例 2 として俯角範囲約 $45^\circ \sim 50^\circ$ 、実例 3 として俯角範囲約 $35^\circ \sim 45^\circ$ のサイドローブレベルが平均的に低減されるように可変減衰器 1 8、可変移相器 1 9 の制御を行った例を示す。実例 1 においては $L_2 / L_1 = 1 / \sqrt{2}$ （- 3 dB）、 $\delta_2 - \delta_1 = - 90^\circ$ 、実例 2 においては $L_2 / L_1 = 0.398$ （- 8 dB）、 $\delta_2 - \delta_1 = - 120^\circ$ 、実例 3 においては $L_2 / L_1 = 0.398$ （- 8 dB）、 $\delta_2 - \delta_1 = 180^\circ$ となるよう振幅、位相制御が行われている。実例 1、実例 2、実例 3 に対応する主アンテナガードアンテナ合成信号 S 2 1 の振幅指向性 $|f_3(\theta)|$ の計算値を表示したものをそれぞれ図 6、図 7、図 8 に示す。これらの図に併記した主アンテナ 4 の指向性及びガードアンテナ 1 6 の指向性 $G_1(\theta)$ 、 $G_2(\theta)$ は、それぞれ電力合成器 2 0 の第 1 の入力端子 2 0 a、第 2 の入力端子 2 0 b で観測されるものであり、主アンテナガードアンテナ合成信号 S 2 1 の振幅指向性レベル $|f_3(\theta)|$ と主アンテナでの受信信号である第 2 の第 1 中間周波数信号 S 1 8 の振幅指向性レベル $G_1(\theta)$ との差異はガードアンテナ受信信号である第 3 の第 1 中間周波数信号 S 2 0 との合成によって生じるものである。図を見るとメインビーム正面（俯角 0° 方向）の振幅レベルも低下しているが、着目するサイドローブ角度方向範囲におけるサイドローブレベルの低下量は 20 dB 程度と大きく、この方向のアンテナサイドローブ 9 a が大地 1 1 を照射することによって生じるサイドローブクラッタ 1 3 のレベルを低下させる効果が大であることを期待させる。以上のような処理の流れをフローチャートとして図示したものが図 9 である。このような閉ループ制御を一定の時間間隔で実行することにより、減衰器制御信号 S 2 5、移相器制御信号 S 2 6 によって可変移相器 1 8 の減衰量、可変移相器 1 9 の移相量がその都度最適値に設定され

、時々刻々変化する移動目標 10 のドップラー周波数に対応する俯角方向のサイドローブクラッタ 13 のレベルを適宜低下させることができ、移動目標のレーダ反射エコー 15 検出時の S/C 比 (信号対クラッタ比) を向上させることができる。この効果を概念的に示したものが図 10 である。

【0047】

尚上記の説明では、手順の最初に実施する通常のパルスドップラーレーダ装置と同様の周波数追尾処理によりサイドローブクラッタ 13 内に競合して存在する移動目標のレーダ反射エコー 15 を検出することができ、放射指向性のサイドローブレベルを低減すべき俯角方向を知ることができた場合の、その後の安定追尾継続のための処理について記述したが、上記最初の手順においてサイドローブクラッタ 13 のレベルが高すぎて移動目標のレーダ反射エコー 15 の初期検出すらできなかった場合には、第 1 のスイッチ 17、第 2 のスイッチ 21 の接続を B 側に切換えて主アンテナガードアンテナ合成信号 S21 を使用するようにし、上記で説明したのと同様の処理により放射指向性のサイドローブを低減する限定俯角範囲を順次変化させることにより移動目標のレーダ反射エコー 15 を検出するようになれば、その後の動作は前記と同様に行わせることができる。

10

【0048】

また上記の説明では、可変減衰器、可変移相器により振幅、位相を調整された第 3 の第 1 中間周波数信号と第 2 の第 1 中間周波数信号とを合成して主アンテナガードアンテナ合成信号を生成する電力合成器として等振幅、等位相の合成器を使用する場合について示したが、これは不等振幅の電力合成器あるいは方向性結合器であってもよく、第 3 の第 1 中間周波数信号 S20 に対する第 2 の第 1 中間周波数信号 S18 の合成振幅比が大きくなるような電力合成器あるいは方向性結合器を用いることにより主アンテナガードアンテナ合成信号のアンテナメインビーム正面方向の電力合成によるレベル低下を少なく抑えることができる。

20

【0049】

【発明の効果】

この発明は以上に説明したように構成されているので、以下に記載される効果がある。

【0050】

第 1 の発明によれば、面状の開口を有する主アンテナの開口中央部に広い指向性を持つガードアンテナを配設し、さらに上記ガードアンテナによる受信信号の振幅、位相を調整手段により調整し、これと主アンテナでの受信信号とを電力合成器により合成した信号が受信機に入力されるような構成とし、信号処理器ではドップラー周波数追尾信号処理によりサイドローブクラッタのドップラー周波数スペクトラム内に移動目標のドップラー周波数が含まれるか否か、即ち搭載母機が目標に対する対向接近状態にあるか追跡接近状態にあるかを判定し、含まれる場合即ち追跡接近状態にある場合は上記移動目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を計算により求め、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の設定値を信号処理器内のメモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから計算によって求め、上記振幅、位相調整手段の制御を行わせるようにしたので、目標からのレーダ反射エコーの存在するドップラー周波数軸上の位置にあってこれと競合するサイドローブクラッタ受信レベルを低減することにより目標検出の S/C 比を向上させて、目標に対する追跡接近状態においても安定した周波数追尾動作が可能な、パルスドップラーレーダ装置を得ることができるという効果がある。

30

40

【0051】

また第 2 の発明によれば、面状の開口を有する主アンテナの開口中央部に広い指向性を持つガードアンテナを配設し、さらに上記ガードアンテナによる受信信号の振幅、位相を調整手段により調整し、また主アンテナでの受信信号の出力部には第 1 のスイッチを設けて第 1 の主アンテナ受信信号と第 2 の主アンテナ受信信号を切換出力できるようにし、第 2 の主アンテナ受信信号と振幅、位相調整手段を通った後のガードアンテナ受信信号とを電

50

力合成器により合成した信号と第 1 の主アンテナ受信信号とを選択切換して受信機に入力できるようにするための第 2 のスイッチを設けた構成とし、信号処理器ではドップラー周波数追尾信号処理によりサイドローブクラッタのドップラー周波数スペクトラム内に移動目標のドップラー周波数が含まれるか否か、即ち搭載母機が目標に対する対向接近状態にあるか追跡接近状態にあるかを判定し、含まれない場合即ち対向接近状態にある場合には第 1 の主アンテナ受信信号を受信信号として使用するようにスイッチを接続して通常のパルスドップラーレーダ装置と同様の受信信号処理を行うようにし、含まれる場合即ち追跡接近状態にある場合には第 2 の主アンテナ受信信号と振幅、位相調整手段を通った後のガードアンテナ受信信号とを電力合成器により合成した信号を受信信号として使用するようにスイッチを接続し、上記移動目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を計算により求め、この俯角方向における上記主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような上記調整手段の設定値を信号処理器内のメモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから計算によって求め、上記振幅、位相調整手段の制御を行わせるようにしたので、目標に対する追跡接近時においては目標からのレーダ反射エコーの存在するドップラー周波数軸上の位置にあってこれと競合するサイドローブクラッタ受信レベルを低減することにより目標検出の S / C 比を向上させて安定した周波数追尾動作を可能とするとともに、目標に対する対向接近時においては通常のパルスドップラーレーダ装置と同様な単純な回路構成を取ることにより信号受信レベルの低下を避け、通常の単純な信号処理により目標検出を行うことができるという、よりフレキシブルなパルスドップラーレーダ装置を得ることができるという効果がある。

【 0 0 5 2 】

また第 3 の発明によれば、第 2 の発明と同様の構成とし、搭載母機が移動目標に対して追跡接近状態にある場合に目標のドップラー周波数と同じドップラー周波数成分を散乱放射するサイドローブクラッタ領域を見込むアンテナのサイドローブ角度を計算により求め、この俯角方向における主アンテナガードアンテナ合成信号の振幅が最小となるような調整手段の設定値を信号処理器内のメモリに保存された主アンテナ及びガードアンテナの振幅、位相指向性データから計算によって求めるという処理を一定の時間周期で実施して情報を更新し、搭載母機と移動目標の相対運動に伴って時々刻々変化する制御信号として上記振幅、位相調整手段の制御を行わせるようにしたので、遭遇し得る全ての状況下で良好な目標探知、追尾性能を得ることが可能な、適用用途範囲の広いパルスドップラーレーダ装置を得ることができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置を示すブロック図である。

【図 2】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置のアンテナ開口面の構成を示す図である。

【図 3】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置の主アンテナの放射指向性の例を示す図である。

【図 4】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置のガードアンテナの放射指向性の例を示す図である。

【図 5】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置の主アンテナの放射指向性及びガードアンテナの放射指向性の例を示す図である。

【図 6】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置における主アンテナガードアンテナ合成信号の放射指向性の限定角度範囲内サイドローブレベル低減の実例 1 の効果を示す図である。

【図 7】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置における主アンテナガードアンテナ合成信号の放射指向性の限定角度範囲内サイドローブレベル低減の実例 2 の効果を示す図である。

【図 8】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置における主アンテナガ

ードアンテナ合成信号の放射指向性の限定角度範囲内サイドロープレベル低減の実例 3 の効果を示す図である。

【図 9】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置における主アンテナガードアンテナ合成信号の放射指向性の限定角度範囲内サイドロープレベル低減処理の流れを示すフローチャートである。

【図 10】 この発明の実施の形態 1 のパルスドップラーレーダ装置における限定範囲内サイドローブクラッタレベル低減による目標検出 S / C 比改善の効果を示す概念図である。

【図 11】 従来のパルスドップラーレーダ装置を示すブロック図である。

【図 12】 パルスドップラーレーダ装置の周波数追尾ループの機能系統図である。

10

【図 13】 パルスドップラーレーダ装置の送信 RF 信号の波形を示す図である。

【図 14】 パルスドップラーレーダ装置に用いられるパルス変調波のスペクトラムを示す図である。

【図 15】 移動目標の探知について説明するための図である。

【図 16】 従来のパルスドップラーレーダ装置におけるクラッタスペクトラムと移動目標からのレーダ反射エコーの関係を示す図である。

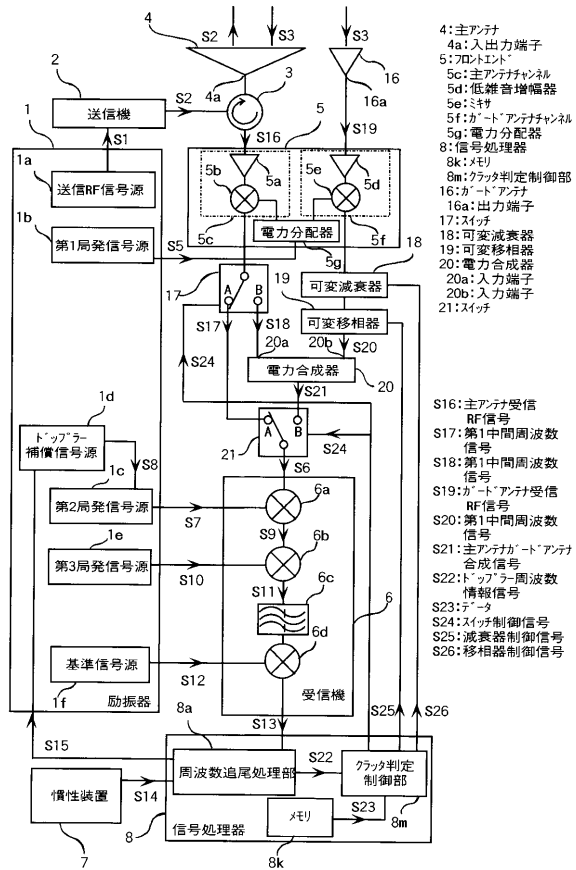
【符号の説明】

1 励振器、1 a 送信 RF 信号源、1 b 第 1 局発信号源、1 c 第 2 局発信号源、1 d ドップラー補償信号源、1 e 第 3 局発信号源、1 f 基準信号源、2 送信機、3 サーキュレータ、4 主アンテナ、4 a 入出力端子、4 b 素子アンテナ、5 フロントエンド、5 a 低雑音増幅器、5 b ミキサ、5 c 主アンテナチャンネル、5 d 低雑音増幅器、5 e ミキサ、5 f ガードアンテナチャンネル、5 g 電力分配器、6 受信機、6 a ミキサ、6 b ミキサ、6 c 帯域通過フィルタ、6 d ミキサ、7 慣性装置、8 信号処理部、8 a 周波数追尾処理部、8 b A / D 変換部、8 c FFT 処理部、8 d 周波数追尾誤差計算部、8 e 積分器、8 f 機軸加速度補償計算部、8 g 周波数変化率計算部、8 h 積分器、8 i 加算器、8 j ドップラー補償制御計算部、8 k メモリ、8 m クラッタ判定制御部、9 パルスドップラーレーダ装置搭載母機、10 移動目標、11 大地、16 ガードアンテナ、16 a 出力端子、17 スイッチ、18 可変減衰器、19 可変移相器、20 電力合成器、20 a 入力端子、20 b 入力端子、21 スイッチ。

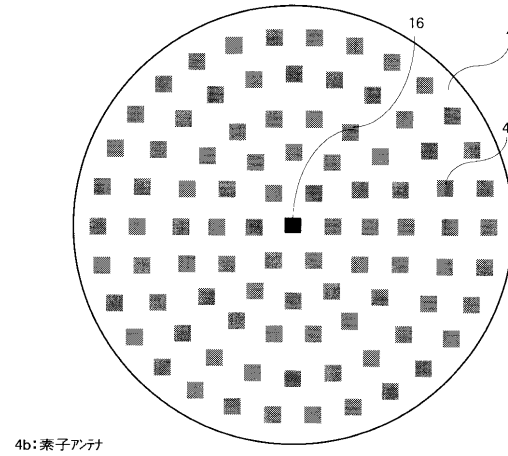
20

30

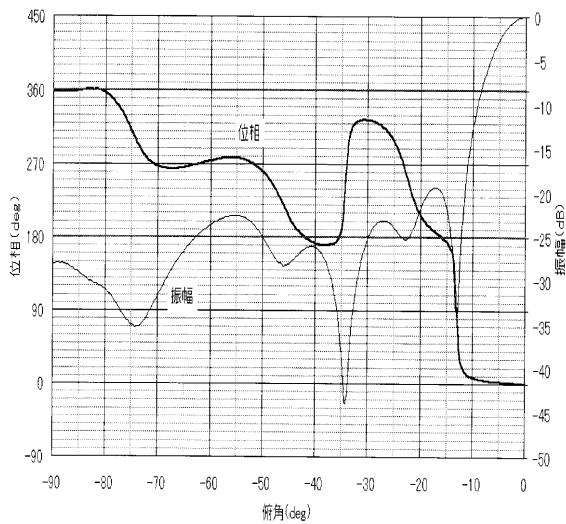
【図 1】



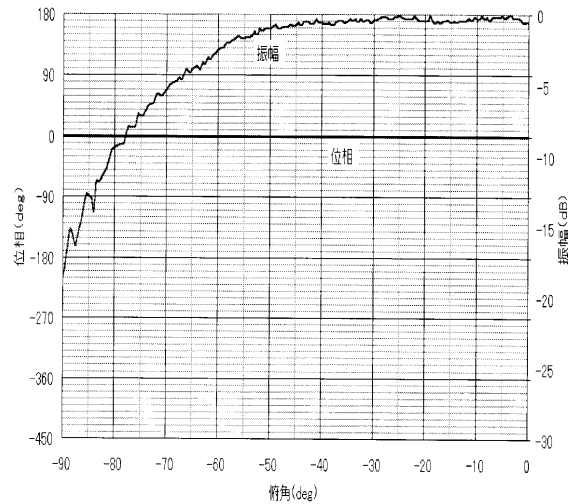
【図 2】



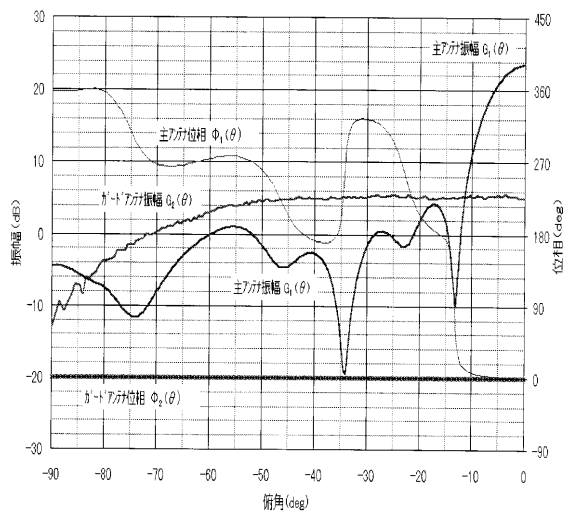
【図 3】



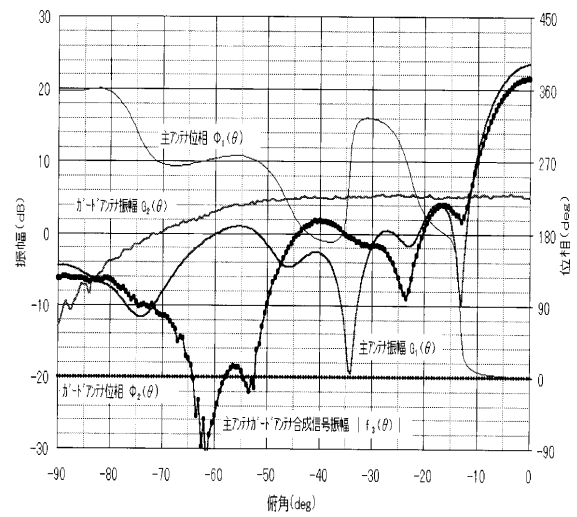
【図 4】



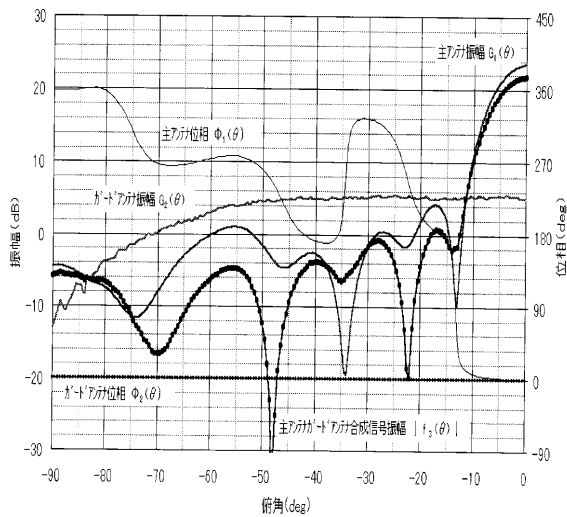
【図 5】



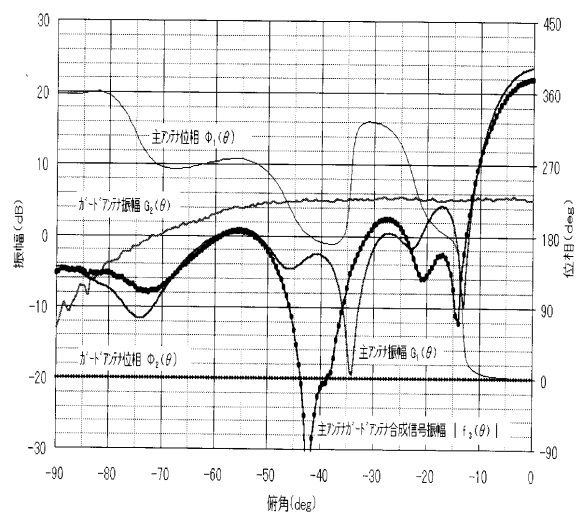
【図 6】



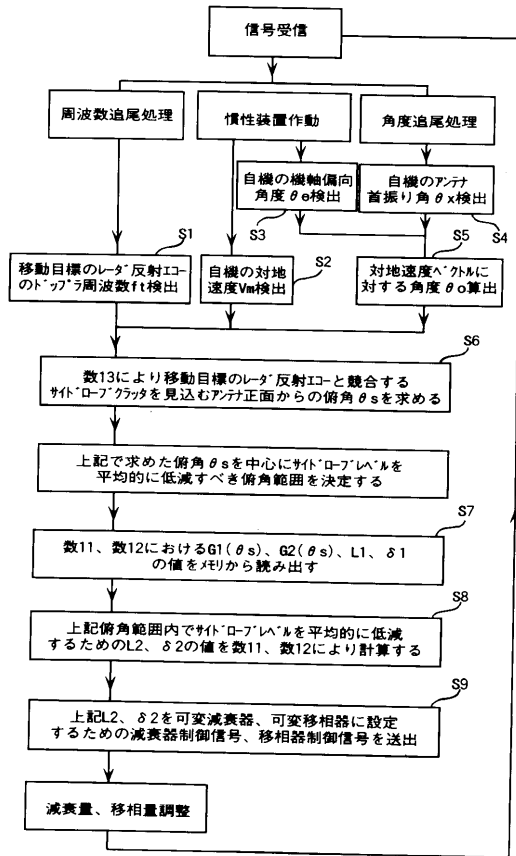
【図 7】



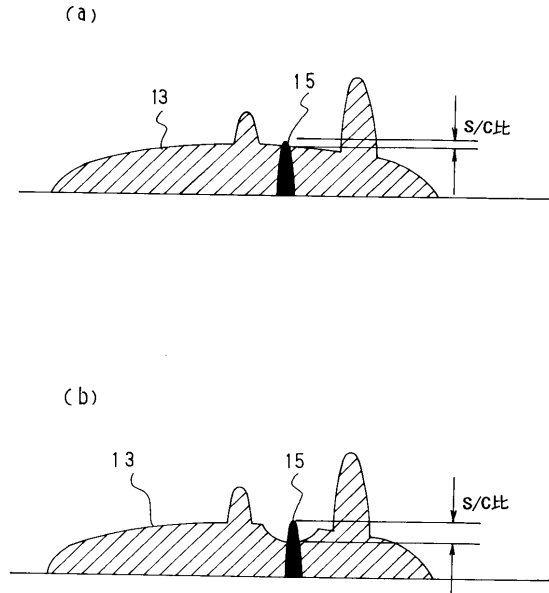
【図 8】



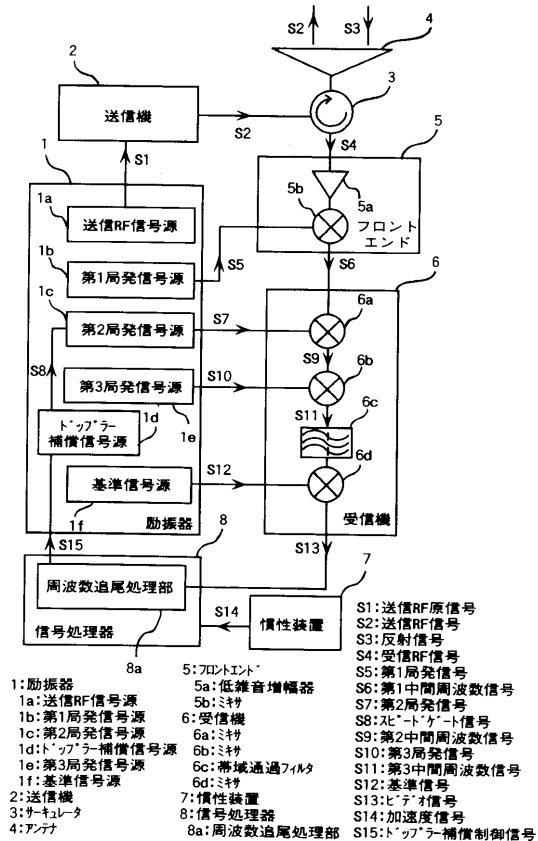
【図 9】



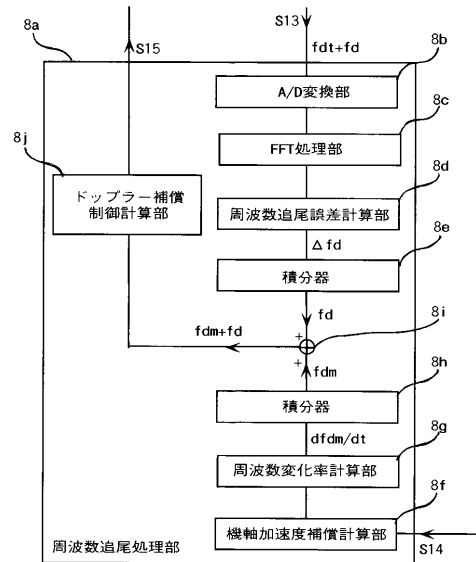
【図 10】



【図 11】



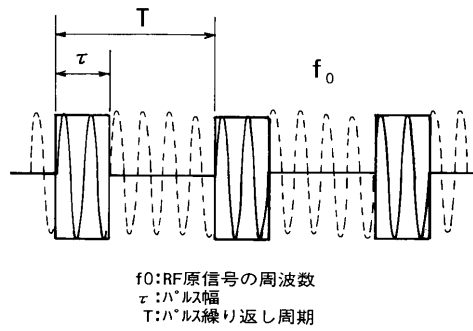
【図 12】



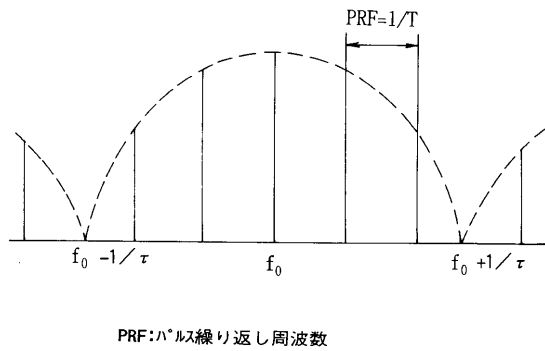
8a: 周波数追尾処理部
8b: A/D変換部
8c: FFT処理部
8d: 周波数追尾誤差計算部
8e: 積分器
8f: 機軸加速度補償計算部
8g: 周波数変化率計算部
8h: 積分器
8i: 加算器
8j: ドップラ補償制御計算部

f_{dm}: 自機ドップラ周波数
df_{dm}/dt: 自機ドップラ周波数の時間変化率
f_{dt}: 移動目標ドップラ周波数
Δf_d: ドップラ周波数追尾誤差
f_d: ドップラ周波数偏移

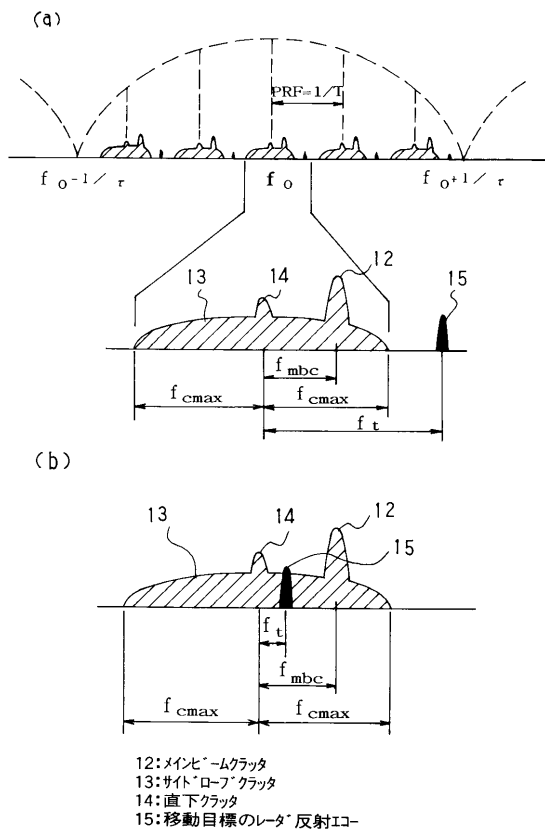
【図 13】



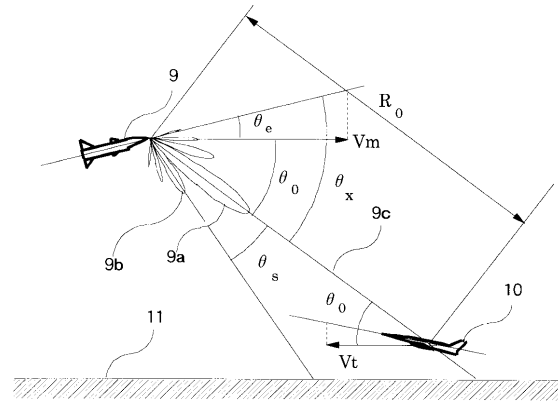
【図 14】



【図 16】



【図 15】



9: ハルストップレーダ装置搭載母機
 9a: アンテナメインビーム
 9b: アンテナサイトローブ
 9c: アンテナメインビームが移動目標を見込む視線
 10: 移動目標
 11: 大地

V_m : ハルストップレーダ装置搭載母機の対地速度
 V_t : 移動目標の対地速度

フロントページの続き

審査官 宮川 哲伸

(56)参考文献 特開昭59-105576(JP,A)

特開平1-314984(JP,A)

特開平6-242215(JP,A)

特開平6-138219(JP,A)

実開平4-45981(JP,U)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷,DB名)

G01S 7/00 ~ 7/42

G01S 13/00 ~ 13/95