

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4545174号
(P4545174)

(45) 発行日 平成22年9月15日(2010.9.15)

(24) 登録日 平成22年7月9日(2010.7.9)

(51) Int. Cl. F I
GO1S 7/02 (2006.01) GO1S 7/02 F

請求項の数 4 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2007-153903 (P2007-153903)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成19年6月11日 (2007.6.11)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2008-304417 (P2008-304417A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成20年12月18日 (2008.12.18)	(74) 代理人	100073759
審査請求日	平成19年6月11日 (2007.6.11)		弁理士 大岩 増雄
		(74) 代理人	100093562
			弁理士 児玉 俊英
		(74) 代理人	100088199
			弁理士 竹中 考生
		(74) 代理人	100094916
			弁理士 村上 啓吾
		(72) 発明者	松岡 克治
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

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】

等間隔に配置された複数の受信アンテナ、上記受信アンテナの相対する端部に位置し、隣接する上記受信アンテナとの間隔が上記複数の受信アンテナ配列間隔の半分の3以上の自然数倍になされた2つの送信アンテナ、及び上記2つの送信アンテナから時分割で電波を送信し、目標からの反射波を上記複数の受信アンテナ毎に受信し、得られた受信信号をデジタル・ビーム・フォーミング処理する信号処理器を備え、上記信号処理器は、受信信号を時間方向の高速フーリエ変換処理をした後、空間方向の高速フーリエ変換処理を行うようにしたことを特徴とするレーダ装置。

【請求項2】

等間隔に配置された複数の受信アンテナ、上記受信アンテナの相対する端部に位置し、隣接する上記受信アンテナとの間隔が上記複数の受信アンテナ配列間隔の半分になされた2つの送信アンテナ、及び上記2つの送信アンテナから時分割で電波を送信し、目標からの反射波を上記複数の受信アンテナ毎に受信し、得られた受信信号をデジタル・ビーム・フォーミング処理する信号処理器を備え、上記信号処理器は、受信信号を時間方向の高速フーリエ変換処理をした後、空間方向の高速フーリエ変換処理を行うようにしたことを特徴とするレーダ装置。

【請求項3】

請求項1に記載のレーダ装置であって、上記受信アンテナと上記送信アンテナとの間にダミーアンテナを配置したことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載のレーダ装置であって、上記ダミーアンテナと上記ダミーアンテナに隣接する上記受信アンテナとの間隔を上記複数の受信アンテナの配列間隔と等しくしたことを特徴とするレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、複数のアンテナを使用して電波の送受信を行なうレーダ装置に関するものである。

【背景技術】

10

【0002】

一般にレーダ装置において、目標の角度は、所望の幅に絞られたアンテナビームを走査することにより得ることができる。走査方式は、機械走査方式と電子走査方式に大きく分けることができ、電子走査方式の一つとして、デジタル・ビーム・フォーミング（以下 D B F と略称する）がある。

【0003】

D B F とは、送信アンテナから送信され、目標で反射した電波を複数の受信アンテナにて同時に受信し、その受信信号を利用して、様々なアンテナパターンをデジタル信号処理により形成するものである。従来のフェーズドアレー方式のアンテナにおいて、各アンテナ毎に備えていたアナログ移相器の機能、及びアナログ移相器の出力をアナログ的に合成する機能を、D B F ではデジタル信号処理により実現しているものと考えられる。

20

【0004】

D B F によれば、機械走査方式のようにアンテナを駆動させる必要がないため、駆動機構が不要となり、そのために振動に強く、小型・軽量化を図ることができる特長がある。また、フェーズドアレー方式のアンテナと比べ、アナログ移相器が不要となるので、低コスト化を図ることができる特長がある。

【0005】

一般に D B F によって、目標の角度を求める場合、角度分解能はアンテナ開口径が大きいほど優れることが知られている。しかしながら、レーダ装置を限られたスペースに配置するような制約のもとでは、角度分解能に限界がある。そこで、特許文献 1 に示されたものでは、複数の受信アンテナの両端に 2 つの送信アンテナを設け、この 2 つの送信アンテナから時分割に電波を送信し、それぞれの受信結果を用いて、D B F を実施することで、約 2 倍の等価開口を実現し、角度分解能を向上させる方法が開示されている。

30

【0006】

2 つの送信アンテナから時分割に電波を送信して、等価的に開口を大きくすることができることについて、図 1 1 を用いて説明する。図 1 1 において、図の左側半分は送信アンテナ T2 送信時、右側半分は送信アンテナ T1 送信時の各受信アンテナ R1 ~ R4 に入射する電波の等位相面を破線で示している。ここでは、正面方向から右側の方向から受信波が返ってくる場合を想定している。送信アンテナ T2 送信時の T2 を基準とした受信アンテナ R1 ~ R4 に入射する電波の送受の経路差は以下のようになる。

40

$$\begin{aligned} R1 & : +4 r \\ R2 & : +3 r \\ R3 & : +2 r \\ R4 & : + r \end{aligned}$$

ここで、受信アンテナ間隔を d とすると、

$$r = d \sin \theta$$

で表される。

【0007】

一方、送信アンテナ T1 送信時の T2 を基準とした受信アンテナ R1 ~ R4 に入射される電波の

50

送受の経路差は、送信の経路差が+5 rあるので以下のようなになる。

R1 : +9 r
R2 : +8 r
R3 : +7 r
R4 : +6 r

【 0 0 0 8 】

よって、送信アンテナT2を基準とした送受の位相差は以下のように表わすことができる。

T2送信時は、

R1 : -4
R2 : -3
R3 : -2
R4 : -

10

T1送信時は、

R1 : -9
R2 : -8
R3 : -7
R4 : -6

【 0 0 0 9 】

ここで、送信アンテナT1の位置を仮想的にT2に合わせることを考えると、送信アンテナT1送信時の受信アンテナR1~R4における送受の位相差について、+10 してやればよい(位相補正)。

20

この時、T1送信時は、

R1 : +
R2 : +2
R3 : +3
R4 : +4

となり、送信アンテナT2/T1を挟んで、計8つの受信アンテナが配置されていると仮想的に扱うことができる。つまり、実際には4つの受信アンテナしかないにもかかわらず、ほぼ倍のアンテナ開口径を仮想的に実現することができ、角度分解能を向上させることができる。

30

【 0 0 1 0 】

DBFでは所望の指向方向にビームを形成するために、複数の受信アンテナにて得られたそれぞれの受信信号に対して、位相補正を施す必要があるが、その一般的な手法として、離散フーリエ変換(Discrete Fourier Transform、以下DFTと略称する)がある。複数の指向方向にビームを形成する場合には、ある方向を仮定して、DFTを実行し、また別の方向を仮定してDFTを実行するということを繰り返すことになり、仮定する方向が多い場合には、演算量が増大してしまう。

【 0 0 1 1 】

一方、高速フーリエ変換(以下FFTと略称する)は、このDFTを高速に行なうことのできるアルゴリズムであるので、演算量の観点から考えると、DBFにはFFTを使用することが望ましい。信号長をNとした場合にFFTの演算量は、 $N \log N$ に比例するのに対して、高速化されていないフーリエ変換は N^2 に比例するためである。

40

【 0 0 1 2 】

特許文献1に示されているような複数の受信アンテナの両端に2つの送信アンテナを設ける場合、図12に示すように、等価的な受信アンテナの配列はCH3とCH4の間が送受信アンテナ間隔Dの2倍分だけ空いたような状態となる。ここで、送信アンテナT1送信時の受信アンテナR1~R4に対応する信号出力と、送信アンテナT2送信時の受信アンテナR1~R4に対応する信号出力を区別するために、以下のようにチャンネル(CH)を定義している。

送信アンテナT2送信時、

50

R1 : CH0
 R2 : CH1
 R3 : CH2
 R4 : CH3

送信アンテナT1送信時、

R1 : CH4
 R2 : CH5
 R3 : CH6
 R4 : CH7

【0013】

図12のような受信アンテナ配置の場合に、FFTを用いてDBFを実施しようとする
 と、CH3とCH4の間に仮想的なCHを受信アンテナ間隔dと同じ間隔で配置し、仮想CHの
 ところはゼロ埋めする形をとる。しかしながら、送受信アンテナ間隔Dの取り方によっ
 ては、仮想的なCHを含めたCH配置が不等間隔となるので、FFTが適用できず、DBF
 を実施しなければならない。すなわち、演算量の増大を招いてしまうという問題があ
 った。

【0014】

【特許文献1】特開2004-198312号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、限られたアンテナサイ
 ズで開口径を等価的に大きくして角度分解能を向上させ、かつ演算量を低減できるレー
 ダ装置を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0016】

請求項1に記載のレーダ装置は、等間隔に配置された複数の受信アンテナ、上記受信
 アンテナの相対する端部に位置し、隣接する上記受信アンテナとの間隔が上記複数の
 受信アンテナ配列間隔の半分の3以上の自然数倍になされた2つの送信アンテナ、及
 び上記2つの送信アンテナから時分割で電波を送信し、目標からの反射波を上記複数
 の受信アンテナ毎に受信し、得られた受信信号をデジタル・ビーム・フォーミング
 処理する信号処理器を備え、上記信号処理器は、受信信号を時間方向の高速フーリ
 エ変換処理をした後、空間方向の高速フーリエ変換処理を行うようにしたものである。

【0017】

請求項2に記載のレーダ装置は、等間隔に配置された複数の受信アンテナ、上記受信
 アンテナの相対する端部に位置し、隣接する上記受信アンテナとの間隔が上記複数
 の受信アンテナ配列間隔の半分になされた2つの送信アンテナ、及び上記2つの
 送信アンテナから時分割で電波を送信し、目標からの反射波を上記複数の受信アン
 テナ毎に受信し、得られた受信信号をデジタル・ビーム・フォーミング処理する
 信号処理器を備え、上記信号処理器は、受信信号を時間方向の高速フーリエ変換
 処理をした後、空間方向の高速フーリエ変換処理を行うようにしたものである。

【発明の効果】

【0019】

この発明のレーダ装置は、限られたアンテナサイズで開口径を等価的に大きくして
 角度分解能を向上させ、かつ演算量を低減できるという利点がある。また、送受
 アンテナ間にダミーアンテナを配置し、各受信アンテナの振幅・位相特性を揃える
 ことができるので、目標の角度算出時の誤差を小さくすることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

実施の形態1.

この発明の請求項1に対応する第1の実施の形態について説明する。図1は実施の形態

10

20

30

40

50

1に係るレーダ装置を示すもので、このレーダ装置は送信スイッチ304により切替えられる第1の送信アンテナ305(T1)と第2の送信アンテナ306(T2)を備えている。これら第1及び第2の送信アンテナ305及び306(T1、T2)の間に、複数(本例では4個)の各受信アンテナR1、R2、R3、R4からなる受信アンテナ307が配置されている。各受信アンテナR1~R4は等間隔dをもって配置されている。これら各受信アンテナR1~R4の両側に位置する送信アンテナ305(T1)と306(T2)は、受信アンテナ307の両端に位置する受信アンテナR1とR4との間にそれぞれ $D=2d$ の間隔が設けられている。

【0021】

第1の送信アンテナ305(T1)及び第2の送信アンテナ306(T2)には、電圧制御発信器(以下VCOと略称する)301で発生する信号が、L0分配器302で分配され、アンプ303で増幅された後、送信用スイッチ304を介して加えられるように接続されている。

10

【0022】

受信アンテナ307の各々R1~R4は、ミキサ308に接続され、さらにこのミキサ308の各々はアナログデジタル変換器(以下A/D変換器と略称する)309に接続され、さらにこのA/D変換器309の各々は信号処理器310に接続されている。

【0023】

L0分配器302にはアンプ311を介してL04分配器312が接続され、このL04分配器312で4分配されたそれぞれの出力はミキサ308に供給される。

【0024】

20

先ず、送信動作について説明する。信号処理器310にて時間的に三角波状に変化する電圧が発生され、VCO301に印加される。VCO301は、印加された電圧に応じて周波数が時間的に変化する周波数変調連続波(以下FMCWと略称する)を生成し、L0分配器302へ出力する。L0分配器302は、入力されたFMCWの一部を送信信号として出力し、この出力はアンプ303で増幅された後、送信用スイッチ304へ入力される。送信用スイッチ304は、入力されたFMCWをパルス変調するとともに、第1の送信アンテナ305(T1)と第2の送信アンテナ306(T2)を所定のタイミングで切替える役目も担う。第1の送信アンテナ305(T1)あるいは第2の送信アンテナ306(T2)は、入力された送信信号を送信波として空間に放射する。

【0025】

30

一方、L0分配器302は、残りをローカル信号として出力し、この出力はアンプ311で増幅された後、L04分配器312へ入力される。このL04分配器312で4分配されたそれぞれの出力はミキサ308に供給される。

【0026】

次に、受信動作について説明する。第1の送信アンテナ305(T1)あるいは第2の送信アンテナ306(T2)から放射された電波は、目標から反射し、目標までの距離に対応する遅延時間をもって受信アンテナ307(R1~R4)に入力される。その後、ミキサ308により、L04分配器312からのFMCWとミキシングされ、ビート信号を出力する。得られたビート信号はA/D変換器309に入力されてデジタル信号に変換され、信号処理器310に入力される。

40

【0027】

次に、図2を用いて各タイミングを詳細に説明する。図2において、(a)は前述したVCO301から出力されるFMCWを示す。図2では、このFMCWのうち、ダウンチャープに注目して説明する。本実施の形態でのレーダは、FMCWにパルス変調を施したものであるため、受信側ではレンジゲート(0~N)を設定し、各レンジゲート毎にビート信号をサンプリングする。

【0028】

(b)に示すように、ダウンチャープの間に、ADデータは各レンジゲート毎に計1024点得られる。以下にその内訳を説明する。(c)は第1の送信アンテナ305(T1)で送信した時の送信パルス(T1送信パルス)及びその時の受信パルス(T1受信パルス)を示している

50

。一方、(d)は第2の送信アンテナ306(T2)で送信した時の送信パルス(T2送信パルス)及びその時の受信パルス(T2受信パルス)を示している。図中、Twはパルス幅、Tiはパルス間隔を示す。このように、送信用スイッチ304を交互に切替え、それぞれの送信アンテナで送信した時の受信パルスに対してADサンプリングを行う。

【0029】

(e)は第1の送信アンテナ305(T1)で送信した時の受信アンテナ(R1~R4)で受信されたビート信号及びレンジゲートを示している。一方、(f)は第2の送信アンテナ306(T2)で送信した時の受信アンテナ(R1~R4)で受信されたビート信号及びレンジゲートを示している。

【0030】

このようにして、第1の送信アンテナ305(T1)で送信した時及び第2の送信アンテナ306(T2)で送信した時のそれぞれについて、各レンジゲート毎にADデータが512点得られることになる。

【0031】

次にDBFの原理について、詳細に説明する。図3は、DBFの原理を模式的に示したものである。ここでは、送信アンテナが一つ、受信アンテナが4つ(R1~R4)の場合を考える。実際の電波の到来方向を正面方向から角度のついた方向とした場合、それぞれの受信アンテナに対応するA/D変換器の出力波形は、電波到来角度に応じた位相差がついた状態となる。

【0032】

今、実際の電波到来方向と同じ方向である方向Aを仮定し、それに応じた位相補正をした場合、それぞれの受信アンテナに対応する位相補正後の波形は、位相が揃ったものとなり、加算処理を施すと、信号が強めあい、大きな振幅が得られることになる(図3中の(a))。一方、実際の電波到来方向とは異なる方向Bを仮定し、それに応じた位相補正をした場合には、それぞれの受信アンテナに対応する位相補正後の波形は、位相が揃わず、加算処理を施すと、信号が強めあわず、小さな振幅をもつ信号となる(図3中の(b))。このように、様々な方向を仮定して、それに応じた位相補正をし、それぞれの受信アンテナに対応した信号を加算した場合、実際の電波到来方向と同じ方向を仮定した場合のみ、大きな電力が得られる。

【0033】

次に、図1に示した送信アンテナ切替型のレーダのDBFにFFTを使用することを考える。前述したように、送信アンテナの切替え及び位相補正により、仮想的に8つの受信アンテナの配置として扱うことができる。図1に示すように、送信アンテナと受信アンテナの間隔をD(=2d)、受信アンテナ相互の間隔をdとした場合、仮想的な8つの受信アンテナの配置は図4のように、受信アンテナの中央に隙間2Dが空いたような状態となる。

【0034】

このような配置の受信アンテナにFFTを用いてDBFしようとした場合、仮想CH位置にゼロ埋めを施すことになる。そのためには、送受間隔2Dが以下の条件になることが必要となる。

$2D = d$ の自然数倍

言い換えれば、

$D = (d/2)$ の自然数倍

となり、送信アンテナと受信アンテナの間隔を、受信アンテナ間隔の半分の自然数倍にすることが必要となる。

【0035】

例えば、仮定するビーム指向方向を32方向とした場合の各CH及びゼロ埋め配置を図5に示す。FFTを用いたDBFは所定のビーム指向方向に相当する移相器の回転をあらかじめ与えて積分し、全てのビーム指向方向で最大値をサーチすることで得られる。FFT点数をN、受信アンテナ間隔をdとすると、m番目のビームの指向方向 θ_m は(式1)で求めることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 6 】

【 数 1 】

$$\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{m\lambda}{Nd}\right) \quad (\text{式 1})$$

$$-\frac{N}{2} < m < \frac{N}{2}$$

【 0 0 3 7 】

一例として、32点FFTを実行した場合の正面方向DBF合成パターンを図6に示す。32点FFTを用いて、DBF合成した場合には、出力として32方向分の合成パターンが得られるが、ここで図6に示したのは、そのうちの一方方向（正面方向）の合成パターンである。

10

【 0 0 3 8 】

次に、信号処理の流れを図7のフローチャートを用いて説明する。以下、それぞれのステップについて説明する。まず、S901にて受信チャンネルCH0~CH7で得られたビート信号に対して、時間方向にFFTを実施する（512点FFT）。本処理は各チャープ（UP or DOWN）でさらに各レンジゲート（0~N）について実施する。

【 0 0 3 9 】

次に、S902にて位相補正処理を行なう。ここで言う位相補正処理とは、前述した2つの送信アンテナの位置を合わせるためのものではなく、各受信アンテナ（R1~R4）等がもつハードウェア（H/W）的な位相誤差及び送信アンテナの切替えタイミングを考慮した位相補正を示す（位相キャリブレーション）。位相キャリブレーションは、S901の出力である時間方向FFT結果の全ての周波数ビンに対して行なう。

20

【 0 0 4 0 】

S903では、空間方向FFT（DBF）を実施する。DBFは、S902の出力である位相補正後のFFT結果の全ての周波数ビンに対して実施する。DBFの手法については前述した通りである。

【 0 0 4 1 】

次に、S904では目標の検出処理を行なう。DBF後のレベルに対して、検出閾値を設け、検出閾値以上の場合に目標の検出と判定する。

30

【 0 0 4 2 】

S905では、S904にて検出された目標について、距離と相対速度を算出する。具体的には、UPチャープ、DOWNチャープで検出された周波数スペクトルに対して、組み合わせ処理を行い、距離と相対速度を算出する。本処理については、FMCWの基本的な処理であり、すでに様々な文献で発表されているため、詳細は省略する。

【 0 0 4 3 】

S906では、S904にて検出された目標について、角度を算出する。前述したように、目標の角度は一般に所望の幅に絞られたアンテナビームを走査することにより得ることができる。本実施の形態の場合、DBFにより所定の方向にアンテナビームを複数形成できる。目標の角度を求めるためには、例えば最も簡単な方法として、アンテナビームの受信電力が最大になる方向を探すビームフォーマー法を適用する。しかしながら、この場合、[波長/アンテナ開口径]で与えられる解像限界から、精度を上げるためにはアンテナ開口径を大きくする必要が生じる。

40

【 0 0 4 4 】

また、モノパルス法のような複数の受信アンテナの位相差または振幅差が0になる角度を入射角とする方法を適用してもよい。モノパルス法はビームフォーマー法に比べて高精度ではあるが、複数目標が存在する場合には、その受信電波干渉により、測角性能が大幅に劣化する。

【 0 0 4 5 】

さらに、このDBFアンテナを用いて、複数のデジタル受信信号の相関関係を利用した

50

、より複雑な信号処理によって、同一周波数帯の複数電波の入射角度をそれぞれ高精度に推定できる方法として、MUSIC (Multiple Signal Classification) アルゴリズムや、その派生アルゴリズムであるESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) を適用してもよい。これらの方法は、アンテナビームの解像限界である[波長/アンテナ開口径]よりも近接した角度の複数波を分離測角できることから、超分解能測角アルゴリズムと言われている。

【0046】

上記のように、目標の角度算出には様々な方法があるが、いずれの方法においても、精度や分解能を向上させるためには、アンテナ開口径を大きくすることが有効となる。

【0047】

以上より、本実施の形態によれば、2つの送信アンテナと複数の受信アンテナからレーダを構成し、2つの送信アンテナから時分割で電波を送信し、複数の受信アンテナ毎に反射波を受信して位相補正することにより、仮想的にアンテナ開口径を拡大できるので、角度分解能を向上させることができる。さらに、送受信アンテナ間隔を受信アンテナの配列間隔の半分の自然数倍としたので、DBFを高速なFFT処理で実現できるので、演算量を低減することができる。

【0048】

一般にアンテナの素子間隔を1波長以上にすると、グレーティングローブと呼ばれる放射が発生する。本実施の形態では、送受アンテナ間隔を $2d$ としており、図4の等価的な受信アンテナ配列を見ると、CH3とCH4の間が1波長以上となり、グレーティングローブが発生する条件となる。図6において、約 $\pm 12\text{deg}$ 付近にグレーティングローブが見られる。グレーティングローブが発生すると、メインローブのビーム幅は小さくなるが、放射パターンの落ち込み(ナル)がいくつか発生するので、所定の覆域をレベルの落ち込みなしにカバーするためには、DBFのFFT点数を増やして、ビーム指向方向の間隔を詰める必要がある。

【0049】

そこで、図8に示すように、第1の送信アンテナT1と受信アンテナR1及び第2の送信アンテナT2と受信アンテナR4との間隔を受信アンテナ間隔の半分にする。即ち、 $D=0.5d$ に設定する。このように送受アンテナ間隔を受信アンテナ間隔の半分にするので、図9に示すように、等価的なアンテナ配列が全て等間隔かつ1波長未満となり、グレーティングローブの発生条件を回避することができる。

【0050】

実施の形態2 .

この発明における請求項2及び請求項3に対応する第2の実施の形態について説明する。本実施の形態におけるレーダ装置の構成は、図1と同じである。以下、実施の形態1と異なる点のみ説明する。

【0051】

前述した、角度算出のための方法である、DBF後にアンテナビームの受信電力が最大になる方向を探すビームフォーマー法、モノパルス法(振幅あるいは位相利用)、超分解能法のいずれの場合においても、複数の受信アンテナの振幅・位相特性はできる限り揃っていることが望ましい。なぜなら、各受信アンテナの振幅特性が異なる場合、DBF後の合成アンテナパターンに歪みが生じ、受信電力が最大となる方向を探すビームフォーマー法では、測角値に誤差が生ずるためである。また、モノパルス法の場合も、複数の受信アンテナの位相差または振幅差が0になる角度を算出するため、各受信アンテナの振幅・位相特性にばらつきがあると、測角値に誤差が生ずることになる。また、超分解能法においても、複数の受信信号の相関関係を利用するので、同様に各受信アンテナの振幅・位相特性ができる限り揃っていることが要求される。

【0052】

そこで、本実施の形態では、各受信アンテナの振幅・位相特性を揃えるために、図10に示すように、送信アンテナT1、T2と受信アンテナR1、R4との間に、給電しないダミーア

10

20

30

40

50

ンテナDAを配置する。ダミーアンテナDAは終端しておいてもよい。ここでは、ダミーアンテナDAと隣接する受信アンテナの間隔は、受信アンテナ間隔と同じ d としている。

【0053】

まず、ダミーアンテナDAがない場合を考える。図10において、受信アンテナR2及びR3に着目した場合、それぞれの両隣には受信アンテナが間隔 d だけ離れて配置されている。しかしながら、受信アンテナR1及びR4に着目した場合は、それぞれ、片側にしか間隔 d 離れた受信アンテナが配置されておらず、もう一方は d よりも大きい D 離れた位置に送信アンテナT1、T2が配置されていることになる。

【0054】

複数のアンテナを配列した場合には、素子間の結合現象等により、お互いの振幅・位相特性に影響を及ぼしあう。よって、各受信アンテナの振幅・位相特性を揃えるためには、それぞれの受信アンテナの配置条件を一致させることが望ましく、ダミーアンテナの配置が有効である。

10

【0055】

以上より、本実施の形態によれば、送受アンテナ間にダミーアンテナを配置し、各受信アンテナの振幅・位相特性を揃えることができるので、実施の形態1の効果に加えて、目標の角度算出時の誤差を小さくすることができる。

【産業上の利用可能性】

【0056】

この発明は、例えば自動車に搭載して、自動車の安全性や自動運転の利便性を図るシステムに利用可能である。

20

【図面の簡単な説明】

【0057】

【図1】この発明の実施の形態1に係るレーダ装置の構成を示す図である。

【図2】実施の形態1の各タイミングを説明するための図である。

【図3】DBFの原理を説明するための図である。

【図4】DBFにFFTを適用することを説明するための図である。

【図5】DBFにFFTを適用することを説明するための図である。

【図6】DBF合成パターンの一例を示す図である。

【図7】実施の形態1の信号処理の流れを説明するためのフローチャートである。

30

【図8】実施の形態1の別のアンテナ構成を示す図である。

【図9】図8のアンテナ構成の仮想的な送受アンテナ間隔を示す図である。

【図10】この発明の実施の形態2に係るレーダ装置のアンテナ構成を示す図である。

【図11】従来のレーダ装置を説明するための図である。

【図12】発明が解決しようとする課題を説明するための図である。

【符号の説明】

【0058】

301：電圧制御発振器、

302：LO分配器、

303：アンプ、

304：送信用スイッチ、

305：第1の送信アンテナ(T1)、

306：第2の送信アンテナ(T2)、

40

307：受信アンテナ(R1~R4)、

308：ミキサ、

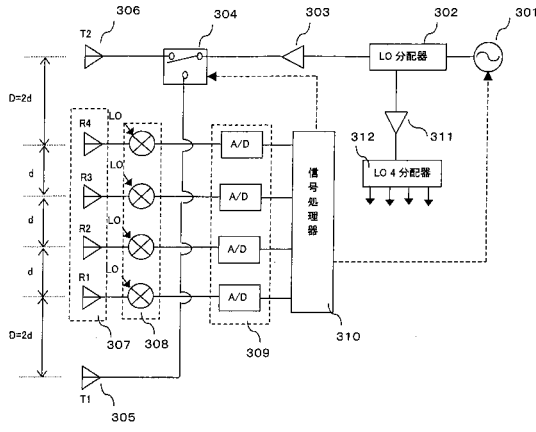
309：アナログデジタル変換器、

310：信号処理器、

311：アンプ、

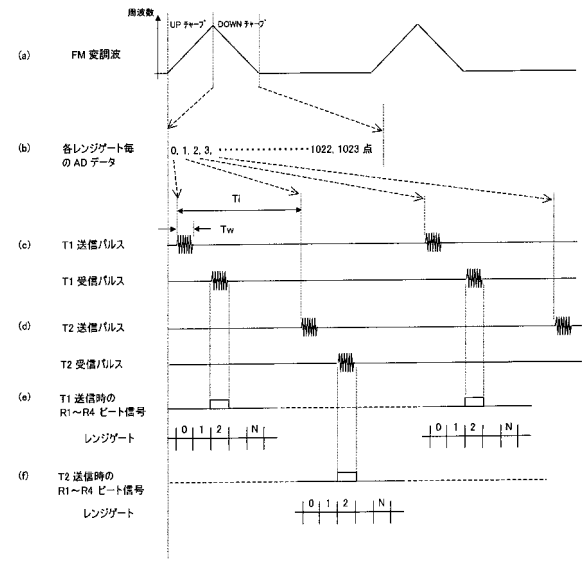
312：LO4分配器。

【図1】

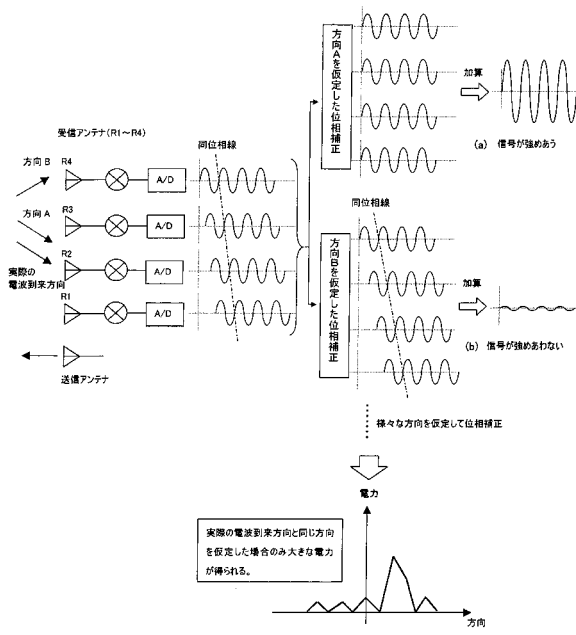


- 301: 電圧制御発振器
- 302: LO 分配器
- 303: アンプ
- 304: 送信用スイッチ
- 305: 第1の送信アンテナ (T1)
- 306: 第2の送信アンテナ (T2)
- 307: 受信アンテナ (R1~R4)
- 308: ミキサ
- 309: アナログデジタル変換器
- 310: 信号処理器
- 311: アンプ
- 312: LO 4分配器

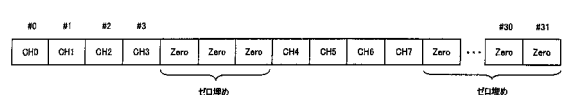
【図2】



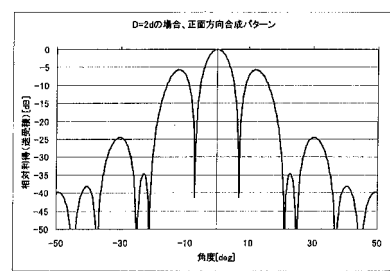
【図3】



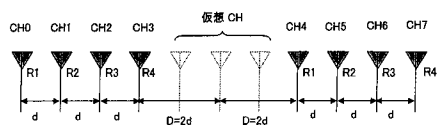
【図5】



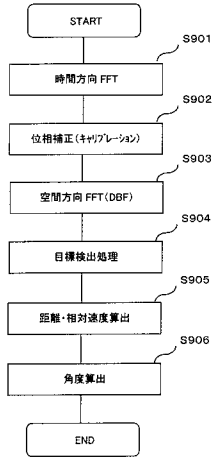
【図6】



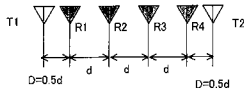
【図4】



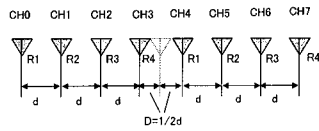
【図7】



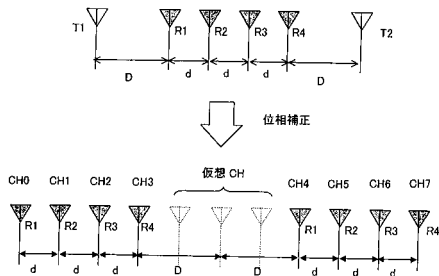
【図8】



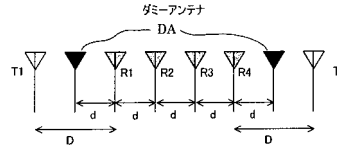
【図9】



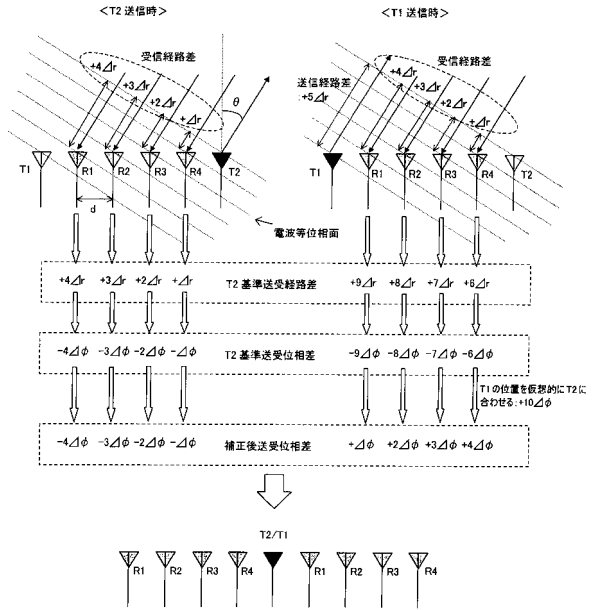
【図12】



【図10】



【図11】



フロントページの続き

審査官 中村 説志

- (56)参考文献 特開2004-198312(JP,A)
特開2001-337148(JP,A)
特開2005-140639(JP,A)
特開2000-284044(JP,A)
特開2004-363811(JP,A)
特開2006-279668(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00 - 7/42

G01S13/00 - 13/95