

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4987456号
(P4987456)

(45) 発行日 平成24年7月25日(2012.7.25)

(24) 登録日 平成24年5月11日(2012.5.11)

(51) Int.Cl. F I
GO 1 S 7/02 (2006.01) GO 1 S 7/02 F

請求項の数 5 (全 10 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2006-347169 (P2006-347169) (22) 出願日 平成18年12月25日(2006.12.25) (65) 公開番号 特開2008-157761 (P2008-157761A) (43) 公開日 平成20年7月10日(2008.7.10) 審査請求日 平成21年9月17日(2009.9.17)</p>	<p>(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7番3号 (74) 代理人 100110423 弁理士 曾我 道治 (74) 代理人 100084010 弁理士 古川 秀利 (74) 代理人 100094695 弁理士 鈴木 憲七 (74) 代理人 100111648 弁理士 梶並 順 (72) 発明者 若山 俊夫 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</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】

異なる位置に配置され切り替えられて波動を空間に放射する複数の送信素子、外部に存在する物体で散乱された上記波動を受信する複数の受信素子および各上記受信素子で受信した波動を検波することにより受信信号を生成する受信器を備え、上記受信信号に信号処理を施すことにより物体の計測を行うレーダ装置において、

上記受信素子で受信した同一の上記送信素子から放射された上記波動から得られた上記受信信号を抽出し、且つ抽出した受信信号の信号列に高速フーリエ変換を施すことにより、空間周波数領域の信号を生成するフーリエ変換部と、

上記フーリエ変換部で生成された空間周波数領域の信号を、予め設定した基準位置と用いた上記送信素子の位置との差により生じる位相差で補償する位相補償部と、

上記複数の送信素子を用いて得られた位相補償処理後の空間周波数領域の信号を、空間周波数毎に加算するコヒーレント積分部と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

【請求項2】

位相補償部は、さらに上記フーリエ変換部で生成された空間周波数領域の信号を、上記送信素子間の波動放射時刻の差により生じる位相差で補償することを特徴とする請求項1に記載のレーダ装置。

【請求項3】

上記フーリエ変換部は、上記抽出した受信信号の信号列に、所定の信号列を外挿した後

10

20

で、高速フーリエ変換を施すことを特徴とする請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 4】

上記所定の信号列は、0 からなる信号列であることを特徴とする請求項 3 に記載のレーダ装置。

【請求項 5】

上記フーリエ変換部は、素子方向に加えて時間方向にも高速フーリエ変換を行うことを特徴とする請求項 1 に記載のレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、送信切替型 DBF 方式を採用し対象物を計測するレーダ装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

複数の受信素子を用いて外部から到来する電波を受信し、且つ各受信素子で受信した電波を信号処理によって合成することにより、到来方向毎に信号を弁別する技術として、デジタルビームフォーミング (Digital Beam Forming: DBF) と呼ばれる技術が知られている。

この DBF 技術をレーダ用アンテナに適用するとき、角度分解能を向上する技術として、複数の送信素子を時分割で切り替えて用いることにより、少ない素子数のアレーアンテナを用いて等価開口を大きくし、ビーム幅を狭くすることが提案されている (例えば、特許文献 1 参照)。

【0003】

【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】

【0004】

しかし、特許文献 1 に記載のレーダの場合に、仮想受信素子配置が不等間隔となると、ビーム合成を行うためのフーリエ変換として、高速フーリエ変換を用いることができない。一般の離散フーリエ変換を適用することにより、フーリエ変換を実行することは可能であるが、高速フーリエ変換を適用する場合に比べて、演算量が大幅に増加する。信号長を N とした場合に高速フーリエ変換の演算量は、 $N \log N$ 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。

【0005】

この発明は、送信切替型 DBF 方式のレーダにおいて、ビーム合成処理に高速フーリエ変換を用いるようにし、演算量を低減することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明に係わるレーダ装置は、異なる位置に配置され切り替えられて波動を空間に放射する複数の送信素子、外部に存在する物体で散乱された上記波動を受信する複数の受信素子および各上記受信素子で受信した波動を検波することにより受信信号を生成する受信器を備え、上記受信信号に信号処理を施すことにより物体の計測を行うレーダ装置において、上記受信素子で受信した同一の上記送信素子から放射された上記波動から得られた上記受信信号を抽出し、且つ抽出した受信信号の信号列に高速フーリエ変換を施すことにより、空間周波数領域の信号を生成するフーリエ変換部と、上記フーリエ変換部で生成された空間周波数領域の信号を、予め設定した基準位置と用いた上記送信素子の位置との差により生じる位相差で補償する位相補償部と、上記複数の送信素子を用いて得られた位相補償処理後の空間周波数領域の信号を、空間周波数毎に加算するコヒーレント積分部と、を備える。

【発明の効果】

10

20

30

40

50

【0007】

この発明に係わるレーダ装置の効果は、送信切替型 D B F 方式を採用し、高速フーリエ変換によりビーム合成を行っているので、ビーム合成の演算量が少なく、信号処理の規模を小さくすることが可能となることである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0008】

実施の形態 1 .

図 1 は、この発明に係わるレーダ装置の構成例を示すブロック図である。

この発明に係わるレーダ装置は、図 1 に示すように、送信波を発振する発振器 1、発振器 1 から出力される送信波を分割する分割器 2、分割された 1 つの送信波の出口を切り替える切替器 3、切替器 3 から送られる送信波を空間へ放射する送信素子としての送信空中線 4 a、4 b、空間から反射波を取り込む受信素子としての受信空中線 5 a ~ 5 d、送信波と反射波を混合することによりビート信号を生成する混合器 6 a ~ 6 d、ビート信号を A D 変換する A D 変換器 7 a ~ 7 d、チャンネル方向に高速フーリエ変換を施すフーリエ変換部 8、送信空中線 4 a、4 b の切替により生じる位相差を補償する位相補償部 9 a、9 b、コヒーレント積分を行うコヒーレント積分部 10、検出処理を行う検出処理部 11 を有する。

【0009】

そして、4 つの混合器 6 a ~ 6 d と 4 つの A D 変換器 7 a ~ 7 d により 4 つの受信器 12 a ~ 12 d が構成される。

なお、4 つの受信空中線 5 a ~ 5 d と 4 つの受信器 12 a ~ 12 d からなる受信系が 4 チャンネルあるとしているが、この発明は任意のチャンネル数の場合に適用可能である。

【0010】

また、図 1 の構成例では、2 つの送信空中線 4 a、4 b を切り替えて送信し、4 つの受信空中線 5 a ~ 5 d で受信するため、送受の組み合わせが 8 通り、すなわち 8 つの論理チャンネルが得られる。論理チャンネル 1 ~ 4 は、送信空中線 4 a と受信空中線 5 a ~ 5 d を用いて受信信号を得る。さらに、論理チャンネル 5 ~ 8 は、送信空中線 4 b と受信空中線 5 a ~ 5 d を用いて受信信号を得る。

【0011】

発振器 1 は、観測対象となる目標までの距離を計測するために、発振する送信波にパルス変調を施している。但し、この発明は距離計測方法に依存するものではなく、送信波の変調の有無または変調方法に依存するものではなく、任意の変調方法のレーダに適用可能なものである。

【0012】

受信器 12 a ~ 12 d は、反射波に送信波を混合することによりビート信号を生成し、そのビート信号を A D 変換し、サンプリングして観測値である受信信号 $s_m(t_n)$ を得る。但し、 m は論理チャンネル番号、 n はサンプル番号である。

【0013】

フーリエ変換部 8 は、受信器 12 a ~ 12 d で得られた受信信号 $s_m(t_n)$ から、同一の送信空中線 4 a、4 b から放射された送信波が反射物で反射した反射波から得られた受信信号を抽出し、抽出された受信信号の信号列に式 (1) を用いて高速フーリエ変換を施して空間周波数領域の信号 G_{t_x} を生成する。ここで、添字 t_x が 1 のときは送信空中線 4 a を使った場合であり、添字 t_x が 2 のときは送信空中線 4 b を使った場合であることを示す。すなわち、受信信号 $s_{m,1}(t_n)$ は論理チャンネル 1 ~ 4 の信号 ($m = 1 \sim 4$)、受信信号 $s_{m,2}(t_n)$ は論理チャンネル 5 ~ 8 の信号 ($m = 5 \sim 8$) である。

また、 G_1 は論理チャンネル 1 ~ 4 の信号を 2 次元フーリエ変換したものであり、 G_2 は論理チャンネル 5 ~ 8 の信号を 2 次元フーリエ変換したものである。なお、 $F_m F_n$ はチャンネル方向、サンプル方向の 2 次元フーリエ変換である。この式 (1) の 2 次元フーリエ変換は、データ間隔が等間隔でかつ位相補償因子を含まない通常のフーリエ変換であるため、高速フーリエ変換を適用することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 4 】

【 数 1 】

$$G_{ix} = F_m F_n [s_{m,ix}(t_n)] \quad \dots(1)$$

【 0 0 1 5 】

位相補償部 9 a、9 b は、式 (2) に示す送信空中線 4 a、4 b の位置に関する位相補償係数 $C_{tx}(\theta, m)$ と、式 (3) に示す受信タイミングに関する位相補償係数 $C_{tm}(f_b, m)$ を求める。なお、送信空中線 4 a、4 b の位置に関する位相補償係数 $C_{tx}(\theta, m)$ は、式 (4) のように $C_{tx1}(\theta)$ と $C_{tx2}(\theta)$ のいずれかに置き換えることができる。また、受信タイミングに関する位相補償係数 $C_{tm}(f_b, m)$ は式 (5) のように $C_{tm1}(f_b)$ と $C_{tm2}(f_b)$ のいずれかに置き換えることができる。但し、M は論理チャネル数であり、図 1 の構成例では $M = 8$ である。

10

それから、位相補償部 9 a、9 b は、フーリエ変換部 8 で得られた空間周波数領域の信号 G_{tx} を、送信空中線 4 a、4 b の位置に関する位相補償係数 $C_{tx}(\theta, m)$ と、受信タイミングに関する位相補償係数 $C_{tm}(f_b, m)$ で位相補償する。

【 0 0 1 6 】

【 数 2 】

$$C_{ix}(\theta, m) = \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} x_{ix,m} \sin \theta\right) \quad \dots(2)$$

20

$$C_{im}(f_b, m) = \exp(-j 2\pi f_b \Delta t_m) \quad \dots(3)$$

$$C_{ix}(\theta, m) = \begin{cases} C_{ix1}(\theta) & , \quad 1 \leq m \leq M/2 \\ C_{ix2}(\theta) & , \quad M/2+1 \leq m \leq M \end{cases} \quad \dots(4)$$

30

$$C_{im}(f_b, m) = \begin{cases} C_{im1}(f_b) & , \quad 1 \leq m \leq M/2 \\ C_{im2}(f_b) & , \quad M/2+1 \leq m \leq M \end{cases} \quad \dots(5)$$

【 0 0 1 7 】

コヒーレント積分部 10 は、異なる送信空中線 4 a、4 b を用いて得られた位相補償処理後の空間周波数領域の信号を、式 (6) に示すように、空間周波数毎に加算し、ビート周波数 f_b と到来角 θ の成分毎に分離した時空間スペクトル $S(f_b, \theta)$ を得る。

【 0 0 1 8 】

【 数 3 】

$$S(f_b, \theta) = C_{im1}(f_b) C_{ix1}(\theta) \cdot F_m F_n [s_{m,1}(t_n)] + C_{im2}(f_b) C_{ix2}(\theta) \cdot F_m F_n [s_{m,2}(t_n)] \quad \dots(6)$$

40

【 0 0 1 9 】

検出処理部 11 は、時空間スペクトル $S(f_b, \theta)$ のピークの電力が設定したしきい値を超える角度において、反射物に対応する信号が存在すると判定する。しきい値の設定方法としては、例えば従来から良く知られている CFAR (Constant False Alarm Rate) の手法を用いることができるが、しきい値設定方法については、本発明の範囲ではなく、任意の手法を用いて良い。

【 0 0 2 0 】

50

次に、この発明に係わるレーダ装置の動作を説明する。

まず、発振器 1 により送信波を発振する。

発振器 1 で発振した送信波は、分割器 2 で分割され、一方が切替器 3、他方が混合器 6 a ~ 6 d に入力される。

切替器 3 は、入力した送信波を送信空中線 4 a または送信空中線 4 b のいずれかへ時分割に切り替えて出力する。送信空中線 4 a または送信空中線 4 b は、送信波を空間へと放射する。

放射された送信波は、観測領域に存在する物体で反射される。反射された反射波は受信空中線 5 a ~ 5 d で受信される。

【 0 0 2 1 】

10

図 2 は、この発明に係わるレーダ装置における送受信のタイミング例を示したものである。

送信空中線 4 a を用いた送信 a と、送信空中線 4 b を用いた送信 b が交互に行われ、それぞれの送信タイミングに対応して、パルス送信の直後に受信が行われる。受信空中線 5 a ~ 5 d を用いることにより、受信 a ~ 受信 d が同時に行われる。図 2 では、複数距離の観測を想定して、1 送信毎に A D 変換器 7 a ~ 7 d により複数回サンプリングを行う。

【 0 0 2 2 】

受信空中線 5 a ~ 5 d でそれぞれ受信された反射波は、受信空中線 5 a ~ 5 d にそれぞれ接続された混合器 6 a ~ 6 d に入力される。

混合器 6 a ~ 6 d は受信空中線 5 a ~ 5 d から入力した反射波と、分割器 2 から入力した送信波を混合することにより、受信信号を生成する。受信信号は反射波の周波数と送信波の周波数の差の周波数を持つ信号である。例えば送信波が無変調の電磁波である場合、差の周波数は反射波のドップラー周波数、すなわち送信波を反射した物体（反射物）の相対的な視線方向速度に比例する周波数となる。

20

また、送信波に周波数変調が施された場合は、反射物のドップラー周波数と相対距離に依存する周波数となる。

【 0 0 2 3 】

各混合器 6 a ~ 6 d から出力された受信信号は、A D 変換器 7 a ~ 7 d によってアナログ信号からデジタル信号へと変換される。図 1 の例では、4 つの受信空中線 5 a ~ 5 d に対応する 4 チャンルのデジタル信号が生成される。この 4 チャンルの受信信号はフーリエ変換部 8 によって、チャンネル方向の信号列に対して高速フーリエ変換の手法を用いたフーリエ変換処理が施される。このフーリエ変換は、空間方向に分布した信号に対して施されるものであるため、フーリエ変換後の信号として、空間周波数領域の信号が得られることになる。

30

なお、空間方向のフーリエ変換と合わせて、時間方向のフーリエ変換を行えば、空間周波数軸とビート周波数軸の 2 次元平面上で定義される時空間スペクトルが得られるようになる。

【 0 0 2 4 】

受信空中線 5 a ~ 5 d が d の間隔で等間隔に配置されているとする。このとき、角度の方向から到来した反射波に対応する受信信号の位相は、 $2 \pi d \cdot \sin \theta$ の間隔で直線的に等間隔に変化する。従って、フーリエ変換部 8 において高速フーリエ変換を施すと、到来角 θ に対応する空間周波数にピークをもつスペクトルが得られる。これにより、ピークが生じた空間周波数に対応する角度方向に反射物が存在することが分かる。

40

【 0 0 2 5 】

送信波は時分割で送信空中線 4 a と送信空中線 4 b により交互に送信される。送信空中線 4 a から放射された送信波の反射波から得られた受信信号は位相補償部 9 a に入力され、送信空中線 4 b から放射された送信波の反射波から得られた受信信号は位相補償部 9 b に入力される。送信空中線 4 a と送信空中線 4 b は異なる位置に配置されているため、送信空中線 4 から反射物までの送信経路と反射物から受信空中線 5 までの受信経路との和からなる送受信経路長は、送信空中線 4 の位置に依存する。このような送信空中線 4 の位置

50

の相違による経路長の差は、受信信号の位相差となる。そこで、位相補償部 9 a および位相補償部 9 b では、位相差を補償することにより、送信空中線 4 a から放射された送信波が反射物で反射した反射波から得られた受信信号と、送信空中線 4 b から放射された送信波が反射物で反射した反射波を用いて得られた受信信号の位相が一致するように、それぞれの位相を補償する。

【 0 0 2 6 】

なお、両受信信号の位相差がなくなるように位相補償を行えば良いため、位相補償は両受信信号の位相を補償しなくても、片側の受信信号に対して位相補償をするようにしても良い。例えば、送信空中線 4 a から放射された送信波が反射物で反射した反射波から得られた受信信号の位相値を基準として位相補償を行う場合は、送信空中線 4 b から放射された送信波が反射物で反射した反射波から得られた受信信号に対してのみ、位相補償部 9 b により位相補償を行うことになる。この場合、位相補償部 9 a は不要となる。

10

【 0 0 2 7 】

位相補償部 9 a または位相補償部 9 b により位相補償された高速フーリエ変換後の空間周波数領域の信号は、コヒーレント積分部 1 0 によりコヒーレント積分、すなわち位相を保存したまま角度毎に加算する処理が行われる。

なお、コヒーレント積分後の信号は、仮想素子配置の開口長で観測したのと等価となる。ビーム幅は開口長に反比例する。開口長が倍になった場合はビーム幅は半分になる。このビーム幅に対応したビーム合成を行うためには、4 素子分の開口長の信号列をそのまま高速フーリエ変換したときの角度分解能では不十分である。(仮想素子配置による合成後のビーム幅の倍の間隔で受信ビーム合成を行うことになる)。そこで、フーリエ変換部 8 において高速フーリエ変換を行う場合、高速フーリエ変換後の空間スペクトルの角度分解能が十分細くなるように、信号列に 0 を付加して処理上の信号列の長さを延長するのが適当である。

20

【 0 0 2 8 】

図 3 は、この発明に係わるレーダ装置での観測・処理手順を示すフローチャートである。

ステップ S 0 0 1 では、送信空中線 4 a から送信波を送信する。

ステップ S 0 0 2 では、各受信空中線 5 a ~ 5 d で反射波を受信する。

ステップ S 0 0 3 では、ステップ S 0 0 2 で受信した反射波に、混合器 6 a ~ 6 d で送信波を混合し、次に A D 変換器 7 a ~ 7 d で A D 変換し、次にサンプリングして信号列を得る。次に、得られた信号列をフーリエ変換部 8 で高速フーリエ変換処理を施して空間周波数領域の信号を得る。

30

ステップ S 0 0 4 では、送信空中線 4 a の位置についての位相補償量を算出し、次に空間周波数領域の信号を位相補償量で補償する(信号 A)。

【 0 0 2 9 】

ステップ S 0 0 5 では、送信空中線 4 b から送信波を送信する。

ステップ S 0 0 6 では、各受信空中線 5 a ~ 5 d で反射波を受信する。

ステップ S 0 0 7 では、ステップ S 0 0 6 で受信した反射波に、混合器 6 a ~ 6 d で送信波を混合し、次に A D 変換器 7 a ~ 7 d で A D 変換し、次にサンプリングして信号列を得る。次に、得られた信号列をフーリエ変換部 8 で高速フーリエ変換処理を施して空間周波数領域の信号を得る。

40

ステップ S 0 0 8 では、送信空中線 4 b の位置についての位相補償量を算出し、次に空間周波数領域の信号を位相補償量で補償する(信号 B)。

ステップ S 0 0 9 では、ステップ S 0 0 4 で得られた位相補償された空間周波数領域の信号 A とステップ S 0 0 8 で得られた位相補償された空間周波数領域の信号 B を加算して時空間スペクトルを得る。

ステップ S 0 1 0 では、ステップ S 0 0 9 で得られたコヒーレント積分後の時空間スペクトルを解析して、目標検出処理を行う。

【 0 0 3 0 】

50

次に、フーリエ変換処理において高速フーリエ変換を適用できる理由について説明する。

受信器 1 2 a ~ 1 2 d で得られる受信信号 $s_m(t_n)$ は、式 (7) で表される。但し、 A はビート信号の振幅、 f_b はビート周波数、 $x_{rx,m}$ は第 m 論理チャネルを得るのに用いる受信空中線 5 の位置、 $x_{tx,m}$ は第 m 論理チャネルを得るのに用いる送信空中線 4 の位置、 θ は受信波の到来方向 (正面方向を 0 度と定義する)、 t_n は第 n サンプルの時刻、 Δt_m は第 m 論理チャネルと第 1 論理チャネルのサンプルタイミングの時間差、 ϕ_0 は原点から送受信したと仮定した場合のビート信号の初期位相である。

【 0 0 3 1 】

【数 4】

$$s_m(t_n) = A \exp(j2\pi f_b t_n + j\phi_0) \cdot \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda} x_{rx,m} \sin\theta\right) \cdot \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda} x_{tx,m} \sin\theta\right) \cdot \exp(j2\pi f_b \Delta t_m) \dots (7)$$

10

【 0 0 3 2 】

また、サンプルタイミングの相違による位相ずれを補償する係数 $C_{tm}(f_b, m)$ は式 (2) を用いて算出される。また、送信空中線 4 の位置の相違による位相ずれを補償する係数 $C_{tx}(\theta, m)$ は式 (3) を用いて算出される。

【 0 0 3 3 】

そして、式 (7) の受信信号 $s_m(t_n)$ を、ビート周波数 f_b と到来角 θ の成分毎に分離した信号である時空間スペクトル $S(f_b, \theta)$ は、式 (8) の位相補償付き 2 次元フーリエ変換により計算される。

20

【 0 0 3 4 】

【数 5】

$$S(f_b, \theta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_m(t_n) C_{tm}(f_b, m) C_{tx}(\theta, m) \exp(-j2\pi f_b t_n) \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda} x_{rx,m} \sin\theta\right) \dots (8)$$

【 0 0 3 5 】

そして、サンプルタイミングの相違による位相ずれは、送信空中線 4 a、4 b の相違だけで定まり、受信空中線 5 a ~ 5 d には依存しない。そのため、送信空中線 4 a を用いる論理チャネル 1 ~ 4 だけの受信信号を用いた受信ビーム合成では、論理チャネル間でサンプルタイミングの相違による位相ずれがないため、サンプルタイミングに関する位相補償は不要である。

30

また、論理チャネル間の受信空中線 5 a ~ 5 d の間隔は等間隔である。したがって、論理チャネル 1 ~ 4 だけの受信信号を用いた受信ビーム合成のためのフーリエ変換は、高速フーリエ変換を用いることができる。

同様に、論理チャネル 5 ~ 8 だけの受信信号を用いた受信ビーム合成のためのフーリエ変換も、高速フーリエ変換を用いることができる。この 2 つの高速フーリエ変換で得られる空間スペクトルは、サンプルタイミングの相違により、異なる観測時刻で得られたものとなっている。この観測時間差を補償する位相補償因子を乗じて、2 次元フーリエ変換の結果を加算すれば、論理チャネル 1 ~ 8 を用いた受信ビーム合成およびビートスペクトル算出を実現することができる。

40

【 0 0 3 6 】

このように、送信空中線 4 の位置に関する位相補償因子 C_{tx} とサンプルタイミングに関する位相補償因子 C_{tm} の両方が、チャネル 1 ~ $M/2$ またはチャネル ($M/2 + 1$) ~ M の単位で一定であり、かつチャネル番号、サンプル番号に依存しないことから、式 (8) において、位相補償因子をフーリエ変換の外側に出すことができるためである。

【 0 0 3 7 】

50

なお、送信空中線 4 毎の 2 次元高速フーリエ変換を行う場合、論理チャンネル数は全体の半分 $M/2$ となるため、そのまま高速フーリエ変換を行うと、角度分解能が 2 倍に低下する。そこで、2 次元高速フーリエ変換を行う前に、論理チャンネル方向に 0 詰めにてデータ点数を増やしておくことが考えられる。以上の処理を模式的に表したものを図 4 に示す。

【0038】

また、上述の実施形態では、送信を時分割に切り替えることにより生じる時刻差に起因する位相差を補償する構成例を示した。しかし、時刻差に起因する位相差は、式(1)または式(7)から分かるように、ビート周波数と時刻差の積に比例するものとなる。そのため、対象となるビート周波数が十分小さいと見なせる状況で用いる場合は、送信の時刻差に起因する位相差の補償を省略しても良い。例えば周波数変調を行うレーダ装置の場合、ビート周波数は目標距離に比例する項と、ドップラー周波数に比例する項の和によって表される。よって、相対速度が低速の近距離目標だけを扱う場合には、送信の時刻差に起因する位相差の補償を省略した構成とすることができる。

10

【0039】

また、上述の実施形態では、AD変換器 7 によりサンプルされた受信信号に対して、時間方向と空間方向の高速フーリエ変換をフーリエ変換部 8 で実行しているが、空間周波数のみを得る、すなわちビート周波数の情報を得る必要がない場合は、空間方向の高速フーリエ変換をフーリエ変換部 8 で実行しても良い。

【0040】

この発明の実施形態に係わるレーダ装置は、送信切替型 DBF 方式を採用し、高速フーリエ変換によりビーム合成を行っているので、ビーム合成の演算量が少なく、信号処理の規模を小さくすることが可能となる。

20

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図 1】この発明の実施形態に係わるレーダ装置の構成を表すブロック図である。

【図 2】この発明の実施の形態に係わる送受信のタイミング例を表す図である。

【図 3】この発明の実施形態に係わるレーダ装置の動作手順を表すフローチャートである。

【図 4】この発明の実施形態に係わるビーム合成方法を模式的に説明した図である。

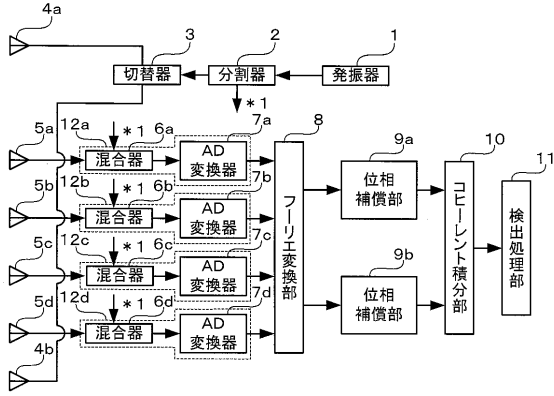
【符号の説明】

30

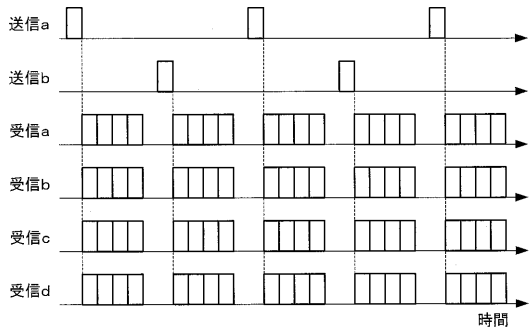
【0042】

1 発振器、2 分割器、3 切替器、4、4 a、4 b 送信空中線、5、5 a、5 b 受信空中線、6 a ~ 6 d 混合器、7 a ~ 7 d AD変換器、8 フーリエ変換部、9 a、9 b 位相補償部、10 コヒーレント積分部、11 検出処理部、12 a ~ 12 d 受信器。

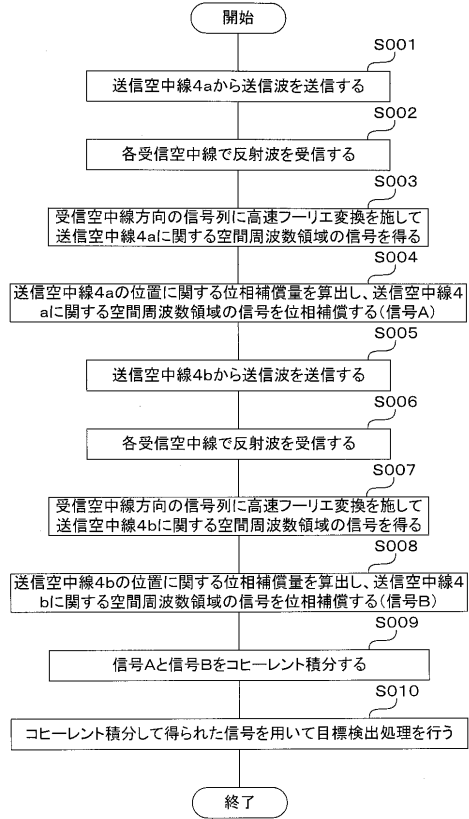
【図1】



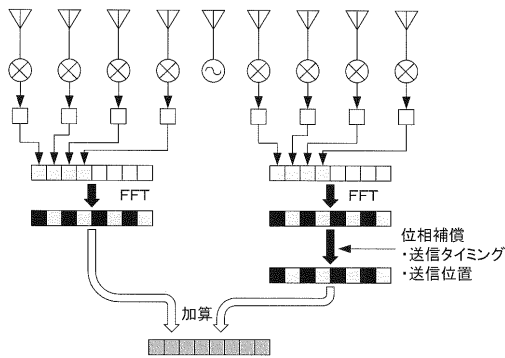
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

(72)発明者 三本 雅
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

審査官 中村 説志

(56)参考文献 特開2004-198312(JP,A)
特開2004-245602(JP,A)
特開2000-284047(JP,A)
特開2000-284044(JP,A)
特開2003-315447(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01S 7/00 - 7/42
G01S13/00 - 13/95