

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-25159

(P2009-25159A)

(43) 公開日 平成21年2月5日(2009.2.5)

(51) Int.Cl.
G01S 13/50 (2006.01)

F I
G O I S 13/50

テーマコード (参考)
5 J O 7 0

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2007-188631 (P2007-188631)
(22) 出願日 平成19年7月19日 (2007.7.19)

(71) 出願人 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
(74) 代理人 100122437
弁理士 大宅 一宏
(74) 代理人 100147566
弁理士 上田 俊一

最終頁に続く

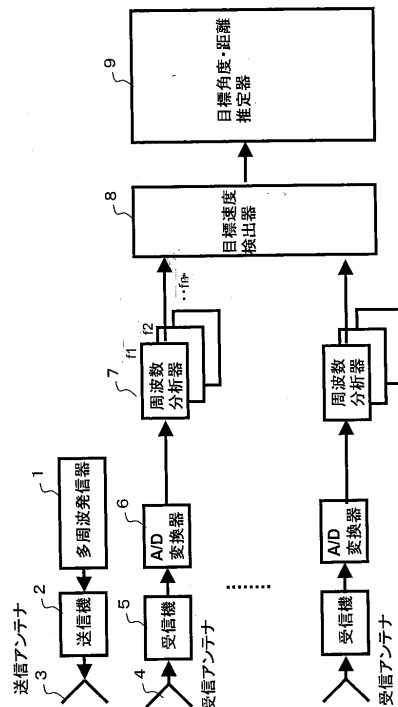
(54) 【発明の名称】 レーダ装置

(57) 【要約】

【課題】 アンテナの開口や送信周波数帯域から決まるビーム幅や距離分解能を超えるような高い分解能の距離・角度推定を、少ない計算量で実現可能とする。

【解決手段】 多周波発信器で生成したCW波を、送信機でパルス繰返し時間毎に切替えてパルス出力し、送信アンテナから放射され、目標で反射して、受信アレーアンテナに入射した受信信号を受信機で周波数変換し、A/D変換器でデジタル信号に変換して計測信号を得、周波数分析器で計測信号をフーリエ変換してドップラ周波数分析を行い、目標速度検出器で、振幅がしきい値を超える周波数チャンネル番号を検出して目標ドップラ周波数を得、目標の相対速度を推定し、目標角度距離・推定器で先の周波数チャンネル番号を用いて、位相回転を補正し、各周波数と各アレーアンテナの2次元補正後の検出信号を2次元周波数分析処理し目標の角度と距離を同時推定する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の周波数のCW波を生成する多周波発信器と、
 多周波発信器で生成されたCW波をパルス繰り返し時間毎に逐次切替えて、パルス出力した送信波を送信アンテナから空間に放射する送信機と、
 送信アンテナから放射され、目標で反射して、受信アレーアンテナに入射した受信信号を送信波とミキシングしてベースバンド周波数に変換する受信機と、
 受信機の出力をデジタル信号に変換し計測信号を得るA/D変換器と、
 A/D変換器で計測された計測信号に対しフーリエ変換にてドップラ周波数分析を行う周波数分析器と、

10

周波数分析器の出力を閾値処理して出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号を検出し、目標ドップラ周波数を得て、目標の相対速度を推定する目標速度検出器と、

目標速度検出器が検出した周波数チャンネル番号を用いて、ドップラ周波数に起因するパルス繰り返し時間間隔での位相回転を補正し、各周波数と各アレーアンテナとの2次元補正後の検出信号を用いて、2次元周波数分析処理を行い目標の角度と距離を同時に推定する目標角度距離・推定器とを備えたことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 2】

目標角度距離・推定器に代え、送信波の周波数番号 n と、目標速度検出器が検出する出力振幅がしきい値を超えた周波数チャンネル番号が目標速度検出器の周波数分解能以下の周波数を表現する変数 x を用いて表わされたとき、 n と x を考慮して、周波数ステップの時間差に起因する位相回転の補正をし、目標の角度と距離を同時に推定する目標速度誤差補償型角度・距離推定器を用いることを特徴とする請求項 1 記載のレーダ装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明はパルス化したレーダ波を用いて遠隔に存在する目標の相対速度や距離・角度を検出するレーダ装置に関するもので、特にアンテナの開口や送信周波数帯域から決まるビーム幅や距離分解能を超えるような高い分解能化の距離・角度推定を、少ない計算量にて実現可能とする技術に関する。

【背景技術】

30

【0002】

レーダの測距方式として、パルス圧縮方式、FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)方式、2周波CW(Continuous Wave)方式が知られている。これらは、それぞれ時間遅延、周波数、位相差で距離を計測するという原理に基づいている。

パルス圧縮方式は、クラッタ抑圧性能や干渉抑圧性能に優れるが、高速の相関処理演算が必要であり高い距離分解能を必要とする場合には、信号処理系の規模が大きくなるという課題がある。

FMCW方式は、比較的低速の信号処理で高い距離分解能が得られる方式であり低コスト化が必要な車載レーダ装置などにおいて多く採用されている。しかしFMCW方式は、送信波がCWであるがゆえに送受のアイソレーション問題、伝播損失の小さい近距離の不要反射物からの不要波(クラッタと呼ぶ)問題がある。

40

FMCWレーダにおいて、これらの問題を回避する一つの有効な手段が送受信を切替えるFMICW(FM Interrupted CW)方式であるが、この方式での所要周波数占有帯域はパルス圧縮レーダと同様であり、 R の距離分解能を得るには帯域幅 $B = c / (2R)$ (但し c は光速) に亘る高精度なりニアFM変調波を発生させることが必要である。

【0003】

一方、少しだけ周波数が離れた二つの周波数を用いる2周波CWレーダは、送受信系が簡素であり信号処理負荷はFMCW方式と同等であるため低コスト化を優先する場合のレーダ方式として有効である。周波数占有帯域が狭いために他レーダとの干渉が発生しにくいという利点もある。しかし、2周波CW方式では、二つの送信周波数に対する受信信号の目標周

50

波数成分の位相差から距離を求めるという原理に基づいているため、等相対速度（以下、簡単のため相対速度を単に速度と呼ぶ）の目標が複数存在する場合には多重波（位相の異なる同じ周波数の複数波）環境となり位相差（すなわち距離）計測に誤作動が発生するという実用上深刻な問題が生じる。

このような課題を解決する手段として、例えば特許文献 1 や非特許文献 1 の多周波ステップICW（Interrupted Continuous Wave）レーダがある。

【0004】

この多周波ステップICWレーダ方式での送信周波数シーケンスは、要求される速度分解能をフーリエ変換により達成可能な観測時間のみを用いている。各周波数のコヒーレント信号を、パルス毎に周波数をステップさせ、そのステップを上記観測時間内に亘り繰り返す送信シーケンスを用いることを特徴としている。受信系の信号処理では、同じ周波数のパルスに対する受信区間の信号に対し通常のフーリエ変換によりドップラ周波数分析し、目標速度を検出する。このとき、各周波数の差は小さいため、各周波数におけるフーリエ変換にて検出される目標速度は同じフーリエ変換出力チャンネルとなる。この検出された出力チャンネルである複素信号の周波数方向の位相勾配は距離情報を含んでおり、位相勾配推定に超分解能法を用いることで、等速複数目標が存在する場合にも目標距離分離が可能となる。

10

【0005】

この多周波ステップICWレーダ方式では、従来のup/down掃引FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)方式に比べ短い観測時間で所望の速度分解能が得られる。言い換えると、同じ観測時間では高い速度分解能とともに探知距離の延伸が可能である。さらに、パルス圧縮方式やFMCW方式に比べ極めて少ない送信周波数占有帯域にて高距離分解能を得ることが可能である。更に又、2周波CW方式における原理的課題である複数の等速目標の距離分離が可能となる。更にその上、速度を検出しその速度の目標距離を求めるために、多目標時においても、FMCW方式で問題となるup掃引とdown掃引の各検出ビート周波数のペアリング誤作動問題を回避可能である。

20

【0006】

一方で、レーダにおけるもう一つの重要課題が角度の計測である。角度計測において適応性・高分解能性などが期待できるためアレーアンテナを備えDBF(Digital Beam Forming)構成とすることが有効である。DBF方式では、各アンテナ素子に入射した信号をベースバンドに周波数変換した後にデジタル信号処理にてビーム指向性合成を行うものである。

30

【0007】

例えば、非特許文献 2 では、アレーアンテナでの計測信号に対し超分解能法の一つであるESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)法を適用した実験結果が報告されている。

角度計測に超分解能法を用いることで、アンテナビーム幅を超える高分解能化が期待される。

さらに、時間軸の信号処理と角度計測を同時に行うことで分解能をさらに高める方法も非特許文献 3 に提案されている。

40

【0008】

ただし、この方法は、送信波としては通常のFMCW波であるが複数の掃引間で信号のコヒーレンシーが必要であり、送信系RF部の複雑化につながる。また、アレーアンテナの各素子で計測されたFMCW信号を用いて、超分解能法の一つであるCapon法を用いて速度と距離と角度の3次元による同時探索を行っている。この非特許文献 3 の推定法では、ドップラ周波数における自速と目標角度の関係が考慮されておらず、また3次元探索法であるため計算量が膨大となるという課題がある。

【0009】

【特許文献 1】国際公開WO2007/020704A1号

【0010】

【非特許文献 1】稲葉敬之“多周波ステップICWレーダによる多目標分離法、”、電子情

50

報通信学会論文誌(B) Vol.J89-B, No.3, pp.373-383, March. 2006。

【非特許文献2】小川ほか、“送受アンテナ切替式電子スキャンキャンミリ波レーダ、電子情報通信学会論文誌(B) Vol.J88-A, No.2, pp.237-246, Feb. 2005.

【非特許文献3】M.S.Lee,V.Katkovnik,and Y.H.Kim , “System modeling and signal processing for a switch antenna array radar,” IEEE Trans. Signal Processing, Vol.52, No.6, June,2004.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

この発明は、アンテナの開口や送信周波数帯域から決まるビーム幅や距離分解能を超えるような高い分解能化の距離・角度推定を、少ない計算量にて実現可能とすることを課題とする。

10

【課題を解決するための手段】

【0012】

この発明に係るレーダ装置は、観測時間内でコヒーレントなCW(Continuous Wave)波を生成する多周波発信器と、

多周波発信器で生成されたCW波をパルス繰り返し時間毎に逐次切替えて、パルス出力した送信波を送信アンテナから空間に放射する送信機と、

送信アンテナから放射され、目標で反射して、受信アレーアンテナに入射した受信信号を送信波とミキシングしてベースバンド周波数に変換する受信機と、

20

受信機の出力をデジタル信号に変換し計測信号を得るA/D変換器と、

A/D変換器で計測された計測信号に対しフーリエ変換にてドップラ周波数分析を行う周波数分析器と、

周波数分析器の出力を閾値処理して出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号を検出し、目標ドップラ周波数を得て、目標の相対速度を推定する目標速度検出器と、

目標速度検出器が検出した周波数チャンネル番号を用いて、周波数ステップの時間差に起因する位相回転を補正し、各周波数と各アレーアンテナとの2次元補正後の検出信号を用いて、2次元周波数分析処理を行い目標の角度と距離を同時に推定する目標角度距離・推定器とを備えたものである。

【発明の効果】

30

【0013】

この発明のレーダ装置によれば、第一に各周波数と各アンテナ素子に対し計算の簡素なフーリエ変換にてドップラ周波数分析を行い、しきい値を超える周波数から目標の相対速度を検出し、その後、各周波数と各アンテナ素子での前記検出速度の2次元データを入力として2次元処理を行うことにより、角度と距離を同時に推定しているために、一回の観測時間のみで計測時間で、等速多目標環境における速度計測と目標距離・角度の計測が可能であり、従来のFMCWで問題となるup掃引とdown掃引での検出周波数のペアリング誤作動も回避可能で、比較的少ない計算量にて、目標の速度が得られ、かつアンテナの開口や送信周波数帯域から決まるビーム幅や距離分解能を超えるような高い分解能化の距離・角度推定が可能となる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

実施の形態1.

図1に実施の形態1における、送受信シーケンス図を示す。図1に示すように、各周波数での送信波はパルス化されている。パルスとパルスの間隔をパルス繰り返し時間 T_{PRI} と呼ぶ。図1の例では、パルス毎に周波数を昇順に変化させている。この周波数ステップを観測時間 T_c の間で複数回(M回)繰り返す動作を行う。

【0015】

図2に、この発明の実施の形態1における、レーダ処理ブロック図を示す。図2において、1は多周波発信機、2は送信機、3は送信アンテナ、4は受信アレーアンテナ、5は

50

受信機、6はA/D変換器、7は周波数分析器、8は目標速度検出器、9は目標角度・距離推定器である。

【0016】

以下、実施の形態1における動作について説明する。

多周波発信器1は、観測時間 T_c 内でコヒーレント(観測時間内で位相が一定)なCW波 f_n ($n=0,1,\dots,N-1$)を発生する。次に送信機2は、それらを図1に示したシーケンスに従いパルス繰り返し時間 T_{PRI} 毎に逐次切替え、パルス出力(パルス幅 T_w)する。パルス波は送信アンテナ3から空間に放射される。目標で反射した信号は受信アレーアンテナ4に入射し、受信機5で増幅と周波数変換され、A/D変換器6でデジタル信号に変換される。

10

以下で、A/D変換器6で計測される信号モデル式を説明するにあたり、まずパルス化していない状況における送受信信号について説明する。簡単のため振幅を1とすると送信波 $T_n(t)$ は、

【0017】

【数1】

$$T_n(t) = \exp[j(2\pi(f_n t) + \phi_n)] \quad \dots\dots (1)$$

ここで、 $T_n(t)$ は送信波、 ϕ_n は送信周波数毎に異なる任意の初期位相である。

20

【0018】

と式(1)のように表される(以下同様に直接関係しない振幅項は1とする)。ここで、 ϕ_n は送信周波数毎に異なる任意の初期位相である。

【0019】

目標で反射した送信波は、目標までの往復時間に相当する時間遅延の後、受信波として受信アレーアンテナ口に入射する。

このとき、受信波 $R_{n,l}(t)$ は受信アレーアンテナの素子番号を $l(=0,\dots,N-1)$ とすると、

【0020】

【数2】

$$\begin{aligned} R_{n,l}(t) &= \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} \sin(\theta(t)) \cdot l\right) \exp\left[j(2\pi(f_n + \tilde{f}_n) \cdot t - 2\pi f_n \tau + \phi_n)\right] \\ &= \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} \sin(\theta(t)) \cdot l\right) \exp\left[j\left(2\pi(f_n + \tilde{f}_n) \cdot t - \frac{4\pi f_n}{c} R + \phi_n\right)\right] \end{aligned} \quad \dots\dots (2)$$

30

【0021】

と式(2)のように表される。上記式(2)では、送信信号は十分に狭帯域であるため、受信アレーアンテナ4の各素子間の位相差の波長 λ (c/f_n)依存性は無視できるものとした。

【0022】

次に、目標との相対速度の絶対値から、ドップラ周波数は1次の時間変化項までを考慮し、

40

【0023】

【数 3】

$$\tilde{f}_n(t) \cong \frac{2v}{\lambda_n} \cos(\theta_0) - \frac{2v^2 \sin^2(\theta_0)}{2R} t \quad \dots\dots (3)$$

$$\theta(t) \cong \tan^{-1} \left(\frac{R \sin(\theta_0)}{R \cos(\theta_0) - v \cdot t} \right) \cong \theta_0 \quad \dots\dots (4)$$

と表される。

ここで、 \tilde{f}_n はドップラ周波数、 v は目標との相対速度の絶対値、 c は光速、 R は時刻 $t=0$ での目標距離、 θ_0 は時刻 $t=0$ での目標角度である。

10

【0024】

ここでは、簡単のため自レーダプラットフォームの速度ベクトルと目標の速度ベクトルは平行であるとした。また、受信アレーアンテナ 4 の開口径は目標までの距離に比べ十分小さいものとして、目標角度 (t) の受信アレーアンテナ素子番号 1 に関する依存性は無視できるものとした。

この受信波は、受信機 5 で、送信波 f_n ($n=0, 1, \dots, N-1$) とミキシングされてベースバンドに変換され計測信号 $x_{n,1}(t)$ として

【0025】

【数 4】

$$x_{n,1}(t) = \exp \left[j \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_0) \cdot l \right) \right] \exp \left[j \left(2\pi \tilde{f}_n(t) \cdot t - \frac{4\pi f_n}{c} R \right) \right] \quad \dots\dots (5)$$

が得られる。

【0026】

次に、実際に送信されるパルス化したときの、離散計測信号モデルを説明する。パルス繰り返し番号を $m (= 0, \dots, M-1)$ とすると、時間遅延 $t_{n,m}$ に相当する距離ゲートの実時間 $t_{n,m}$ は、

【0027】

【数 5】

$$t_{n,m} = T_{PRI} n + T_{PRI} N \cdot m + \tau \quad \dots\dots (6)$$

【0028】

であり、式(5)からその受信サンプリングに目標が含まれるときの計測信号 $x(n, m, l)$ は、

【0029】

【数 6】

$$\begin{aligned} x(n, m, l) &= \exp \left[j \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_0) \cdot l \right) \right] \exp \left[j \left(2\pi \tilde{f}_n(t_{n,m}) \cdot T_{PRI} (n + N \cdot m) - \frac{4\pi f_n}{c} R + 2\pi \tilde{f}_n \tau \right) \right] \\ &= \exp \left[j \left(2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_0) \cdot l \right) \right] \exp \left[j \left(2\pi \tilde{f}_n(t_{n,m}) \cdot T_{PRI} N \cdot m + (2\pi \tilde{f}_n(t_{n,m}) T_{PRI} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R) \cdot n - \frac{4\pi f_0}{c} R + 2\pi \tilde{f}_n(t_{n,m}) \tau \right) \right] \end{aligned} \quad \dots\dots (7)$$

40

【0030】

と表される。目標が複数存在するときの計測信号は、式(7)の線形和として書き表すことができる。

以上が、図1に示す実施の形態1のA/D変換器 6 で計測される信号モデルである。

【0031】

次に、実施の形態 1 における、A/D変換器 6 以降の受信信号処理の動作について説明す

50

る。

周波数分析器7では、式(7)の計測信号に対し、まず各 n , l に対する m 方向のサンプリング信号をフーリエ変換する。

すなわち、周波数分析器7では受信サンプリング毎に式(7)で求められた計測信号を各 n , l に対し下記式(8)に示す m 方向のフーリエ変換処理を行う。

【0032】

【数7】

$$F(n, l, k) = \sum_{m=0}^{M-1} X(n, m, l) \exp\left[-2\pi j \left(\frac{m}{M} k\right)\right] \quad \dots\dots (8)$$

ここで、 $k(=0, 1, \dots, M-1)$ は離散フーリエ変換の出力周波数チャンネル番号である。

【0033】

次に、目標速度検出器8では、周波数分析器7の出力を閾値処理することで、目標の有無を検出する。例えば、各周波数ステップ n において同じ周波数チャンネル番号 k_{peak} でピークが得られたとする。このとき、近似的に、

【0034】

【数8】

$$k_{peak} \cong \tilde{f} \cdot T_{PRI} MN \quad \dots\dots (9)$$

である。

ここでは、目標ドップラ周波数 \tilde{f} には周波数番号 n および時間依存性は無視できるものとしてい

る。

【0035】

このように、式(8)の出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号 k_{peak} を検出することで、目標ドップラ周波数が得られる。検出した番号 k_{peak} から目標相対速度を下記式(10)にて求める。

【0036】

【数9】

$$\hat{V} = \tilde{f} \frac{\lambda}{2} = \frac{k_{peak}}{T_{PRI} MN} \frac{\lambda}{2} \quad \dots\dots (10)$$

ここで、 \tilde{f} は目標ドップラ周波数、 \hat{V} は目標相対速度である。

【0037】

また、 k_{peak} となる周波数チャンネル出力 $F(n, l, k_{peak})$ は、

【0038】

【数10】

$$F(n, l, k_{peak}) \cong \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta)\right) \exp\left[j\left((2\pi \tilde{f} T_{PRI} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R) \cdot n - \frac{4\pi \Delta f}{c} R + 2\pi f_d \tau\right)\right] \quad \dots\dots (11)$$

である。

【0039】

この、目標速度検出器8の閾値処理の入力信号としては以下を用いる。すなわち、多目標時にはフェージングが発生することもあるので、この問題を緩和するために、例えば各 k に対し各周波数ステップ n と受信アレーアンテナ素子 l のフーリエ変換出力チャンネルの絶対値の和 $G(k)$ を取り、

【0040】

10

20

30

40

【数 1 1】

$$G(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} |F(n, l, k)| \quad \dots \quad (12)$$

【0 0 4 1】

を目標検出しきい値処理のための入力値とする。

【0 0 4 2】

次に、目標角度距離・推定器 9 の動作を説明する。

まず、目標角度距離・推定器 9 では、目標速度検出器 8 が検出した周波数チャンネル番号 k_{peak} を用いて周波数ステップの時間差に起因する位相回転を以下のように補正する。

10

【0 0 4 3】

【数 1 2】

$$\begin{aligned} F'(n, l, k_{peak}) &= F(n, l, k_{peak}) \exp \left[-j \left(2\pi \frac{k_{peak}}{MN} \cdot n \right) \right] \\ &\equiv \exp \left(2\pi j \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cdot l \right) \exp \left[2\pi j \left(-\frac{2\Delta f}{c} R \right) \cdot n - \frac{2\Delta f}{c} R + f_d \tau \right] \quad \dots \quad (13) \end{aligned}$$

【0 0 4 4】

なお、上記位相回転の補正は以下に示す超分解能法におけるステアリングベクトルの中にて考慮し補正することも可能である。

20

各周波数と各アレーアンテナという 2 次元補正後の式(13)の検出信号を用いて、2次元の周波数分析処理を行うことで、アレーアンテナ開口と周波数帯域を越える超分解能な角度・距離の同時推定が可能となる。2次元周波数分析処理の例として、最尤推定法、固有値分解に基づく MUSIC(MULTiple Signal Classification)法、ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)法、あるいはCAPON法などが知られている。以下では、固有値分解に基づく方法の一例として MUSIC法を採用した時の距離推定法を説明する。周波数ステップ幅 f を等間隔に限定した場合、より計算量の小さい ESPRIT法を採用することも可能である。

【0 0 4 5】

MUSIC法を用いる場合、多重波環境では相関行列のランクを回復させるためにいわゆる周波数平均処理を行うことが必要である。周波数平均処理を以下に示す。フーリエ変換チャンネル周波数番号を k_{peak} とすると、式(13)に示す 2次元の補正後検出信号を \underline{F} 行列表現を用いて 2次元信号行列 $F(n, l, k_{peak})$ とする。この行列に対し、 N_p 行 N_q 列からなるサブ行列として、

30

【0 0 4 6】

【数 1 3】

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_s &\equiv \text{submatrix}[\mathbf{F}; n = p, p + N_s - 1, l = q, q + N_s + 1] \\ &\in C^{N_p \times N_q} \quad p = 0, \dots, N - N_p, q = 0, \dots, N - N_q \quad \dots \quad (14) \end{aligned}$$

を定義する。

40

ここで、 $\text{submatrix}[\mathbf{X}; n = a, b, k = c, d]$ は、行列 \mathbf{X} の a 行から b 行、 c 列から d 列までの部分行列を表す。

【0 0 4 7】

次に、この行列の列ベクトルを行方向に 1次元に並べる。

【0 0 4 8】

【数 1 4】

$$\mathbf{F}_{vec} \equiv \left[\mathbf{F}_s^{(1)T} \quad \mathbf{F}_s^{(2)T} \quad \dots \quad \mathbf{F}_s^{(N_p)T} \right]^T \in C^{(N_p \cdot N_q) \times 1} \quad \dots \quad (15)$$

50

【 0 0 4 9 】

この1次元化されたベクトル $F_{V_{ec}}$ の部分相関行列に関する平均処理にて下記の相関行列 R を求める。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 5 】

$$\mathbf{R} \equiv \langle \mathbf{F}_{V_{ec}} \mathbf{F}_{V_{ec}}^H \rangle \in C^{(N_p \cdot N_q) \times (N_p \cdot N_q)} \quad \dots\dots (16)$$

【 0 0 5 1 】

ここで、 H は行列の複素転置、 $\langle * \rangle$ は p, q に関する平均操作を示す。以上が周波数平均処理である。なお、2次元周波数分析処理として、最尤推定法を用いる場合には上記の周波数平均処理は不要である。

10

MUSIC法では、式(16)に示す周波数平均処理後の相関行列 R の固有展開を行い雑音の固有値に対応する固有ベクトル e ($=1, \dots, N_s - J$) からなる雑音空間 $E = [e_1, \dots, e_{N_s - J}]$ を求める。ここで、 J は信号数であり、例えば雑音の固有値より大きな固有値の数から得られる。

【 0 0 5 2 】

次に、この発明の実施の形態による、目標角度距離探索のためのモードベクトルを $a(R, \theta)$ として式(13)から

【 0 0 5 3 】

【 数 1 6 】

20

$$\mathbf{a}(R, \theta) \equiv \left[\exp \left[2\pi j \left\{ \left(\frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \bmod(i, Nsb) \right) \right\} \right] \right] \left[\exp \left[2\pi j \left\{ \left(2 \frac{\Delta f}{c} \frac{(i - \bmod(i, Nsb))}{Nsb} \cdot R \right) \right\} \right] \right] \in C^{(N_p \cdot N_q) \times 1} \quad \dots\dots (17)$$

【 0 0 5 4 】

を用いて求める。

ステアリング(モード)ベクトル $a(R, \theta)$ に含まれる未知数は推定対象である距離 R と角度 θ である。MUSIC法ではこのステアリングベクトル $a(R, \theta)$ と前記雑音空間 E を用いて、

【 0 0 5 5 】

【 数 1 7 】

30

$$MUSIC(R, \theta) = \frac{\mathbf{a}^H(R, \theta) \mathbf{a}(R, \theta)}{\mathbf{a}^H(R, \theta) \mathbf{E} \mathbf{E}^H \mathbf{a}(R, \theta)} \quad \dots\dots (18)$$

ここで、 \hat{R} は目標距離推定値、 $\hat{\theta}$ は目標角度推定値である。

【 0 0 5 6 】

を評価関数として、着目する距離ゲート内、送信ビーム幅内を距離・角度に関し2次元探索することで目標距離推定値、および目標角度推定値が求められる。

【 0 0 5 7 】

以上説明した実施の形態1によるレーダ装置では、一回の観測時間 T_c のみの計測時間で、等速多目標環境における速度計測と目標距離・角度計測が可能である。この実施の形態の効果を図3に示す。図3の上二つの図は、数十m~100mの距離、角度 ± 6 deg程度の中に、6台の全く等速の目標が存在した状況を示している。これらの目標の速度がそれぞれ異なれば、ドップラ周波数が異なることとなり、周波数分析器7により出力周波数チャンネルに6個のピークが得られる。目標速度検出器8では、閾値処理にてそれぞれ異なる6個の目標速度が検出される。続く、目標角度・距離推定器9では、それぞれの検出速度に対し1個の目標の角度・距離が得られる。

40

【 0 0 5 8 】

一方、図3で想定するように、6台の目標が同じ速度の場合、目標速度検出器8では、一つの速度だけが検出される。

50

図3の下二つの図が目標角度・距離推定器9で、MUSIC法を用いたときのMUSICスペクトルのコンター図と3次元図である。それぞれ、設定した目標の角度・距離にピークが6個得られていることがわかる。この例では、受信アレーアンテナ数を8のミリ波としており、ビーム幅は約12degである。図3からビーム幅(±6deg)内の6目標の角度・距離がそれぞれ推定できていることが分かる。

【0059】

実施の形態1によると、角度と距離を同時に推定しているために、従来のFMCWで問題となるup掃引とdown掃引での検出周波数のペアリング誤作動も回避可能であり、角度・距離は、アンテナ開口や周波数帯域を越える高分解能が得られる。

【0060】

10

実施の形態2

図4は、実施の形態2のレーダ構成図である。この実施の形態2で多周波発信器1から目標速度検出器8までの構成と動作は、実施の形態1と同じであり、説明を省略する。

フーリエ変換による周波数分析器7の周波数分析結果が微細には送信周波数依存性を有しており、実施の形態2では周波数依存に基づく誤差を補償するために、目標角度・距離推定器9の代わりに目標速度誤差補償型角度・距離推定器10を用いる。

以下、目標速度誤差補償型角度・距離推定器10の原理と動作を説明する。目標速度検出器8のフーリエ変換にてしきい値を超えるピークが得られる整数値 k_{peak} を、変数 x を用いて、

【0061】

20

【数18】

$$k_{peak} = \tilde{f}_n \cdot T_{PRI} MN = \frac{2v}{c} (f_0 + x\Delta f) \cdot T_{PRI} MN \quad (0 \leq x \leq N-1) \quad \dots\dots (19)$$

【0062】

であったと考える。

このとき、正確な周波数チャンネル k_{peak} 出力は、

【0063】

【数19】

30

$$F(n, l, k_{peak}) = \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta)\right) \left[\sum_m^{M-1} \exp\left(2\pi j \left(\frac{2v}{c} \Delta f (n-x) T_{PRI} N \cdot m\right)\right) \right] \exp\left[2\pi j \left(\left(\frac{2v}{c} (f_0 + \Delta f \cdot n) T_{PRI} - \frac{2\Delta f}{c} R\right) \cdot n\right)\right]$$

$$= \exp\left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta)\right) \frac{1 - \exp(2\pi j a M)}{1 - \exp(2\pi j a)} \exp\left[2\pi j \left(\left(\frac{2v}{c} (f_0 + \Delta f \cdot n) T_{PRI} - \frac{2\Delta f}{c} R\right) \cdot n\right)\right]$$

..... (20)

と表される。ここで、

$$a = \frac{2v}{c} \Delta f (n-x) \cdot T_{PRI} N \quad \dots\dots (21)$$

40

である。

【0064】

ここで、定位相項は省略した。

次に、式(13)と同様に位相回転補正を行うと、

【0065】

【数 2 0】

$$F'(n, l, k_{peak}) = F(n, l, k_{peak}) \exp \left[-j \left(\left(2\pi \frac{k_{peak}}{MN} \right) \cdot n \right) \right] \dots\dots (22)$$

$$= \exp \left(2\pi j \frac{d}{\lambda} l \sin(\theta) \right) \frac{1 - \exp(2\pi j a M)}{1 - \exp(2\pi j a)} \exp \left[2\pi j \left(\left(\frac{a}{N} - \frac{2\Delta f}{c} R \right) \cdot n \right) \right]$$

【0066】

となる。実施の形態 1 で考えた信号と a に関する項が付加されている点が異なっている。

【0067】

10

この実施の形態 2 では、この a の n と x 依存性を考慮した角度・距離推定を行うものである。

よって、この実施の形態 2 における目標速度誤差補償型角度・距離推定器 10 で用いる、MUSIC 適用時のモードベクトル $\mathbf{a}(R, \theta, x)$ は、距離 R と角度 θ と変数 x をパラメータとして、

【0068】

【数 2 1】

$$\mathbf{a}(R, \theta, x) \equiv \left[\exp \left[2\pi j \left\{ \left(\frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \text{mod}(i, Nsb) \right) \right\} \right] \right] \times \left[\frac{1 - \exp(2\pi j M a(\frac{(i - \text{mod}(i, Nsb))}{Nsb}, x))}{1 - \exp(2\pi j a(\frac{(i - \text{mod}(i, Nsb))}{Nsb}, x))} \exp \left[2\pi j \left\{ \left(\frac{a(\frac{(i - \text{mod}(i, Nsb))}{Nsb}, x)}{N} - 2 \frac{\Delta f}{c} R \right) \frac{(i - \text{mod}(i, Nsb))}{Nsb} \right\} \right] \right] \in C^{(Np \cdot Nq) \times 1}$$

20

..... (23)

【0069】

を用いる。

実施の形態 2 では未知パラメータ数が増えこととなるが、実施の形態 1 の効果を有する共により誤差の小さい角度・距離推定を行うことが期待される。なお、最尤推定法を用いる場合は、実施の形態 1 と同様に空間平均は適用しなくて良い。

30

【産業上の利用可能性】

【0070】

この発明はパルス波を送信して遠隔にある目標物体の角度、距離及び相対速度を算出する分野に広く適用できるものであり、特に自動車用レーダ装置の技術として好適である。

【図面の簡単な説明】

【0071】

【図 1】多周波ステップ ICW レーダの送受信タイミング図である。

【図 2】この発明の実施の形態 1 によるレーダ装置の構成図である。

【図 3】この発明の実施の形態 1 によるレーダ装置の効果を示す図である。

40

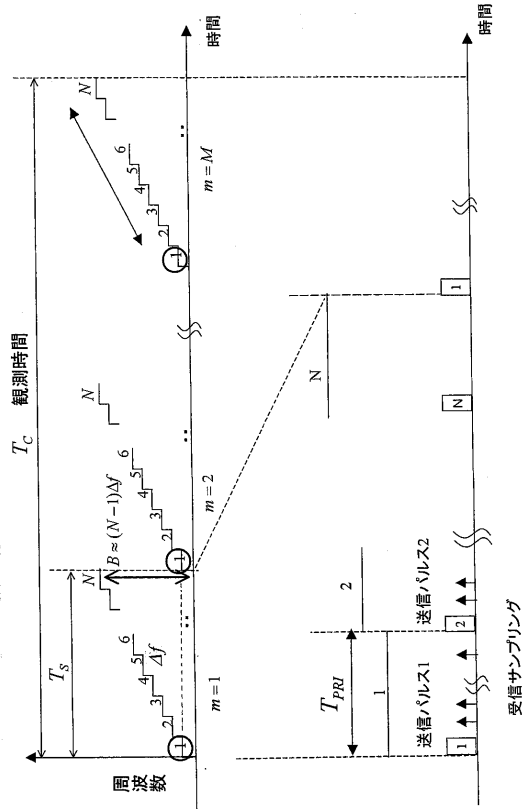
【図 4】この発明の実施の形態 2 によるレーダ装置の構成図である。

【符号の説明】

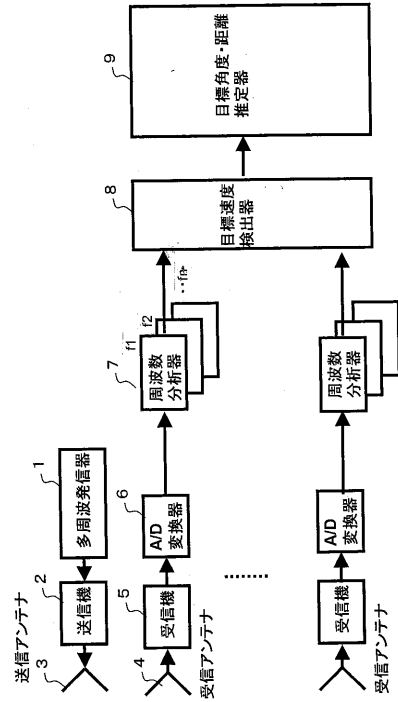
【0072】

1 ; 多周波発信機、 2 ; 送信機、 3 ; 送信アンテナ、 4 ; 受信アレーアンテナ、 5 ; 受信機、 6 ; A/D 変換器、 7 ; 周波数分析器、 8 ; 目標速度検出器、 9 ; 目標角度・距離推定器、 10 ; 目標速度誤差補償型角度・距離推定器。

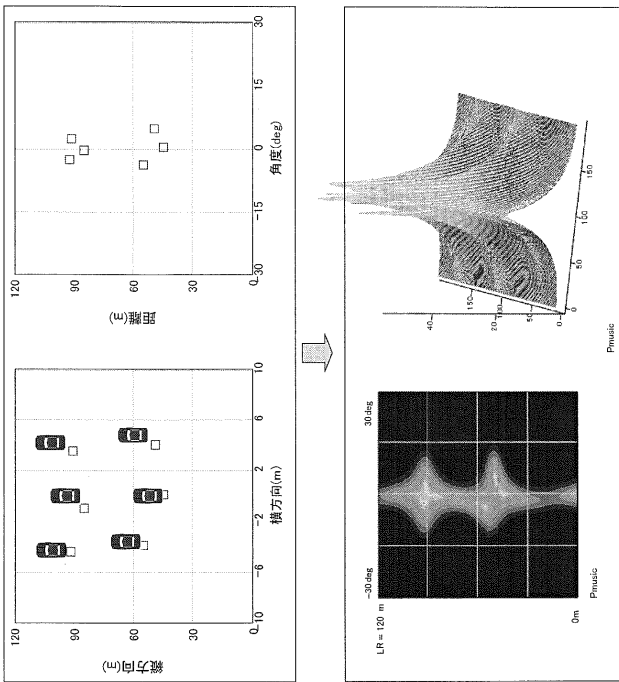
【図 1】



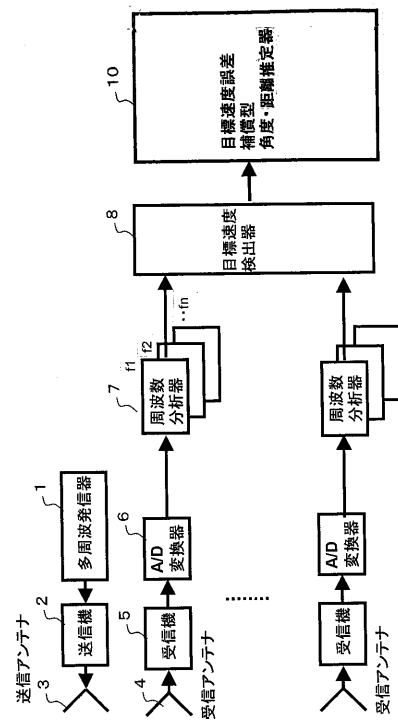
【図 2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

(72)発明者 稲葉 敬之

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

Fターム(参考) 5J070 AB06 AC02 AC06 AC11 AD06 AD09 AH31 AH35 AK22