

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4168475号
(P4168475)

(45) 発行日 平成20年10月22日(2008.10.22)

(24) 登録日 平成20年8月15日(2008.8.15)

(51) Int.Cl. F I
GO 1 S 13/34 (2006.01) GO 1 S 13/34

請求項の数 14 (全 18 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平10-99893 (22) 出願日 平成10年3月30日(1998.3.30) (65) 公開番号 特開平10-282227 (43) 公開日 平成10年10月23日(1998.10.23) 審査請求日 平成17年2月15日(2005.2.15) (31) 優先権主張番号 9703841 (32) 優先日 平成9年3月28日(1997.3.28) (33) 優先権主張国 フランス(FR)</p>	<p>(73) 特許権者 591000827 タレス フランス国 92526 ヌイイーヌー ルーセーヌ セデックス, リュ ドゥ ヴィリエ 45 (74) 代理人 100074930 弁理士 山本 恵一 (72) 発明者 パスカル コルニク フランス国, 29290 サン ルナン , リュ スュルクーフ, 16番地 (72) 発明者 ジャン-ポール アルティ フランス国, 29280 プルザンヌ, アレ ジャケ リウ, 3番地 審査官 中村 説志 最終頁に続く</p>
--	--

(54) 【発明の名称】 周波数シフトキーイング連続波レーダに適用される距離のアンビギティの除去方法及びその装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

レーダの距離のアンビギティを除去する方法であって、幾つかの推定関数を用いてレーダで検出した目標からの距離を計算し、該目標は推定関数がほぼ同じ結果の時はアンビギティでない距離の領域内にあるとして定められ、推定関数が異なる結果の時はアンビギティな距離の領域内にあるとして定められ、該距離の推定関数が次の関数式で定義され：

【数1】

$$\hat{d}_k = \left| \text{Argument}[u_k] \cdot \frac{c}{2\pi\nu[(k_i + k_j) - (k_m + k_n)]} \right|$$

10

ここに、
 【外1】

$$\hat{d}_k$$

は推定された距離であり；

c は光速であり；

u_k は u_k = (r_i - r_j) (r_m - r_n)^{*} で、r_i , r_j , r_m 及び r_n

20

はそれぞれ送信フレームの i , j , m 及び n の順序の周波数に関して受信された信号であり ;

k_i , k_j , k_m , 及び k_n は次の様なフレームの送信周波数 F_i , F_j , F_m , F_n を定める係数であり :

$$F_i = F + k_i \quad i$$

$$F_j = F + k_j \quad j$$

$$F_m = F + k_m \quad m$$

$$F_n = F + k_n \quad n$$

ここに、 F は所定の基本周波数であり、 i , j , m , n はコンプリメンタリ周波数である、

10

ことを特徴とするレーダの距離のアンビギティを除去する方法。

【請求項 2】

コンプリメンタリ周波数 i , j , m , n が所定の周波数 にほぼ等しいことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

少なくとも 1 つの推定関数を、第 1 の送信フレーム (F_0 , F_1 , F_2 , F_3 , F_4) から第 2 の送信フレームで変更することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

1 つの推定のみが送信フレーム (F_0 , F_1 , F_2 , F_3 , F_4) 毎に行われることを特徴とする請求項 3 に記載の方法。

20

【請求項 5】

レーダが周波数シフトキーイングレーダであり、各フレームが所定数の連続した送信周波数を備え、推定関数が受信した信号の組から得られる異なる信号間の位相差に基づいており、各信号がフレームの周波数に対応していることを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 6】

基本周波数 F が 76 から 77 GHz 帯にあることを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

前記送信フレームは、4 つの周波数を備え、第 1 の周波数は F 、第 2 の周波数は $F + 250 \text{ kHz}$ 、第 3 の周波数は $F + 500 \text{ kHz}$ 、第 4 の周波数は $F + 750 \text{ kHz}$ である

30

請求項 2 に記載の方法。

【請求項 8】

前記送信フレームは、5 つの周波数を備え、コンプリメンタリ周波数は 250 kHz 、第 1 の周波数は F 、第 2 の周波数は $F + 250 \text{ kHz}$ 、第 3 の周波数は $F + 500 \text{ kHz}$ 、第 4 の周波数は $F + 750 \text{ kHz}$ である、

請求項 2 に記載の方法。

【請求項 9】

周波数フレーム当たり使用されている推定関数の数が 3 であることを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

40

【請求項 10】

3 つの推定関数、

【外 2】

$$\hat{d}_7, \hat{d}_8, \hat{d}_{13}$$

が次の関係式 :

【数 2】

$$\hat{d}_7 = \left| \text{Argument} \left[(r_0 - r_2)(r_1 - r_2)^* \right] \cdot \frac{c}{2\pi v [(k_0 + k_2) - (k_1 + k_2)]} \right|$$

$$\hat{d}_8 = \left| \text{Argument} \left[(r_0 - r_2)(r_1 - r_3)^* \right] \cdot \frac{c}{2\pi v [(k_0 + k_2) - (k_1 + k_3)]} \right|$$

$$\hat{d}_{13} = \left| \text{Argument} \left[(r_1 - r_2)(r_1 - r_3)^* \right] \cdot \frac{c}{2\pi v [(k_1 + k_2) - (k_1 + k_3)]} \right|$$

10

により定められることを特徴とする請求項 9 に記載の方法。

【請求項 1 1】

周波数シフトキーイングレーダであるレーダが少なくとも、
 - 各送信周波数 (F 0, F 1, F 2, F 3) に関連した 1 つの受信チャネルを備え、各チャネルが受信信号をサンプリングする少なくとも 1 つのアナログ - デジタル変換器と、サンプリングされた信号を記憶するためのメモリと、サンプリングされた信号を補間してフィルタリングする手段とを備えており；
 - 異なる信号を形成するための手段を備え、各チャネルは出力でこれらの手段に接続されており、それぞれが異なるチャネルにある 2 個ずつ取った信号の差が計算されており；
 - 異なる信号間の位相シフトを定める様に設計された高速フーリエ変換計算手段と；
 - 前述の位相シフトからの距離の推定を計算する手段と；
 を備えていることを特徴とする、請求項 1 から 1 0 のいずれか 1 項に記載の方法を実行する装置。

20

【請求項 1 2】

補間とフィルタリングの手段により直線的な補間を行い、検出された目標に対し、あるチャネルと他のチャネルの間のドップラー位相シフト内のいかなる差に対しても補償を得ることで、これらの位相シフトは送信と受信が全てのチャネルについて時間的に同じ点で行われないことに関係していることを特徴とする請求項 1 1 に記載の装置。

30

【請求項 1 3】

補間とフィルタリングの手段によりローパスフィルタリングを行い、該ローパスフィルタリングのカットオフ周波数が最大ドップラー位相シフトに対応していることを特徴とする請求項 1 1 に記載の装置。

【請求項 1 4】

装置の回路がデジタル技術回路であることを特徴とする請求項 1 1 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

40

本発明は特に周波数シフトキーイング連続波 (FSK - CW) レーダに適用される距離のアンビギティの除去方法及びその装置に関する。該発明は例えば、自動車用レーダに適用でき、より一般的には検出効率が高く、低価格で製造できることを必要とする周波数シフトキーイングレーダに適用できる。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

周波数シフトキーイング連続波レーダは幾つかの送信周波数、例えば 4 つの周波数を発射する。この種のレーダは例えば ACC (自動車巡航制御) タイプの機能を有する自動車に取り付けることができる。この種のレーダは自動車の巡航速度を制御する様に設計されている。該レーダは運搬車両の通路内にいる一番近い車両を検出し、場所を突き止める。特

50

に距離に関する情報は例えばコンピュータに送信される。該コンピュータは適当なインターフェイスを通して、エンジン制御システムを動作させ、運搬車両とその先行車両の間の距離を調整する。

【0003】

所定の送信周波数に対し、該レーダが前記送信の間受信を行うことを必要とするならば、解決すべき1つの問題は受信された信号が正しく所定の送信周波数に対応しているかを確かめることである。解決すべきこの問題はパルスレーダの場合二次トレース、即ち高次のトレースエコーの分析に例えられる。自動車レーダへの応用の場合、この問題はレーダの位置目標が互いに非常に異なるレーダ等価表面(R E S)を有する場合には非常に大きな問題である。このため、例えば非常に大きなR E Sを有するトラックが、即ち更に運搬車

10

【0004】

この問題を解決するためある方法が使われていた。この方法は周波数フレームの受信の周期を利用する方法である。効率的にするため、この方法は受信の周期を非常に大きな割合に変える必要がある。これにより送信された波に対し衝撃係数が小さくなる。現在、所定の平均電力に対し、低い衝撃係数は高いピーク電力を送信する必要があることを意味している。これは、例えば第1に全ての時間及びレーダ間干渉の制約のためできるだけ長い時間送信したい場合、及び第2にいわゆるM M I C技術を使用する見込みが高いピーク電力値を妨げる場合速度制御を行う様に設計された自動車用レーダの場合特に不可能である。

20

【0005】

【課題を解決するための手段】

本発明の目的は送信されるピーク電力にいかなる増加も必要とすることなく距離のアンビギティを除去する方法を与え、同時に実施が経済的であり、それ故自動車の速度制御への応用に良く適合する方法を特に提供することである。この目的に対し、本発明の目的はレーダの距離のアンビギティを除去する方法であって、幾つかの推定関数を用いてレーダで検出した目標からの距離を計算し、該目標は推定関数がほぼ同じ結果の時はアンビギティでない距離の領域内にあるとして定められ、推定関数が異なる結果の時はアンビギティな距離の領域内にあるとして定められることを特徴とする方法である。

30

【0006】

本発明の目的は、更に前述の方法を実施する装置である。

【0007】

本発明の主な特徴は、本発明が推定された距離に関し高いレベルの信頼性を与え、デジタル受信機に良く適合し、基本発振器の周波数ドリフトと受信機の雑音に対し低い感度を示す距離の測定を与え、幾つかのタイプのレーダに適合し、更に実施が容易であることである。

【0008】

【発明の実施の形態】

図1は本発明を説明するための例として与えた4つの周波数 F_0 、 F_1 、 F_2 、 F_3 を使用した場合の周波数シフトキーイング連続波レーダに対する送信における波形1の例と、受信における波形2の例を時間の関数としてそれぞれ与えている。レーダを処理する繰り返しそれぞれに対し、該レーダは第1の周波数では F_0 の信号で、第2の周波数では F_1 の信号で、第3の周波数では F_2 の周波数で、更に第4の周波数では F_3 の信号で、周期が例えば $2.5 \mu s$ の送信を連続的に行い、再び次の繰り返しで、第1の周波数では F_1 の信号で、以下同様に送信を行う。4つの連続した周波数 F_0 、 F_1 、 F_2 、 F_3 に基づき送信を構成する繰り返しはフレームとも呼ばれる。より一般的には、フレームは周期的に繰り返される送信パターンである。本発明では応用例として4つの周波数のフレームで記載している。

40

【0009】

しかし本発明は2以上のあらゆる数の周波数に適用できる。受信では、各周波数 F_0 、 F

50

1, F₂, F₃の送信の間、受信機は周波数の送信の始めに例えば1 μsに等しいアイドル時間の間閉じている。該受信機は例えば1.5 μsである送信の残りの時間の間開いている。該アイドル時間は例えば150メートルから200メートルのレーダの制限の範囲内で次の周波数F_{i+1}の受信チャンネル内で周波数がF_iのエコー信号が応答することを最小にする様に特に設計されている。

【0010】

該4つの周波数F₀, F₁, F₂, F₃は次の関係式に基づき示される：

$$F_0 = F + k_0 \quad (1)$$

$$F_1 = F + k_1 \quad (2)$$

$$F_2 = F + k_2 \quad (3)$$

$$F_3 = F + k_3 \quad (4)$$

10

【0011】

ここに、Fは例えば自動車用レーダの場合76から77GHzであるレーダで使用される帯域のあらゆる周波数であり、係数k_iは4つの異なる整数であり、Fは所定の周波数を示している。

【0012】

レーダの目標がレーダの範囲内に位置している限り、即ち例えば半径150から200メートル内にある限り、異なる周波数F_iとF_jを有する信号間の変調のオーバーラップ即ち相互変調は全くないか又は殆どない。従って、異なる受信チャンネルで復調された時、それぞれ第1、第2、第3及び第4の送信周波数に対応し次の関係式で与えられる受信信号r₀, r₁, r₂, r₃を導き出すことができる：

20

【0013】

【数3】

$$r_0 = e^{4\pi j \frac{d}{c} F} \cdot e^{4\pi j \frac{d}{c} k_0 \nu} \quad (5)$$

$$r_1 = e^{4\pi j \frac{d}{c} F} \cdot e^{4\pi j \frac{d}{c} k_1 \nu} \quad (6)$$

30

$$r_2 = e^{4\pi j \frac{d}{c} F} \cdot e^{4\pi j \frac{d}{c} k_2 \nu} \quad (7)$$

$$r_3 = e^{4\pi j \frac{d}{c} F} \cdot e^{4\pi j \frac{d}{c} k_3 \nu} \quad (8)$$

【0014】

40

ここに、振幅は1に規準化されており、dはレーダと目標間の距離を示しており、cは光速である。

【0015】

次のとおり置き換えると：

【0016】

【数4】

$$\alpha = \frac{4\pi d}{c} F \quad (9)$$

$$\text{及び } \beta_i = 4\pi \frac{d}{c} k_i v \quad (10)$$

【 0 0 1 7 】

i の 0 から 3 までの変化に対し次式を得る：

10

【 0 0 1 8 】

【 数 5 】

$$r_i = e^{j\alpha} \cdot e^{j\beta_i} \quad (11)$$

【 0 0 1 9 】

レーダの処理が繰り返される間、得られる 4 つの受信信号 r_i により r_{ij} が次式で表される 6 個の異なる信号 r_{ij} を形成することが可能である：

20

【 0 0 2 0 】

【 数 6 】

$$r_{ij} = e^{j\alpha} [e^{j\beta_i} - e^{j\beta_j}] = e^{j\alpha} \cdot e^{j\left(\frac{\beta_i + \beta_j}{2}\right)} \cdot \sin\left[\frac{\beta_i - \beta_j}{2}\right] \cdot 2j \quad (12)$$

【 0 0 2 1 】

ここに r_{ij} は $r_{ij} = r_i - r_j$ である。

【 0 0 2 2 】

前述の信号 r_{ij} から、該方法は例えば次の 4 つの信号を形成することができる：

30

$$u_k = r_{ij} r_{mn}^* \quad (13)$$

【 0 0 2 3 】

ここに、 r_{mn}^* は受信信号 r_{mn} の共役複素数である；記号 * は共役複素数であることを示す変数に以下で付けている；

【 0 0 2 4 】

更に、組 (i , j) は組 (m , n) と異なる様に選択されており、該組 (m , n) は次の変数のインデックスが k の 16 の可能な値に理論的に利用される：

【 0 0 2 5 】

【 数 7 】

40

$$u_k = -4e^{\frac{j[(\beta_i + \beta_j) - (\beta_m + \beta_n)]}{2}} \cdot \sin\left[\frac{\beta_i - \beta_j}{2}\right] \cdot \sin\left[\frac{\beta_m - \beta_n}{2}\right] \quad (14)$$

【 0 0 2 6 】

関係式 (1 4) から変数 u_k のアーギュメント (a r g u m e n t : 引き数) は次式で与えられることが導き出される：

【 0 0 2 7 】

【 数 8 】

50

$$|Argument[u_k]| = \left| \frac{(\beta_i + \beta_j) - (\beta_m + \beta_n)}{2} \right| \quad (14')$$

【0028】

関係式(10)と(14)から、中間値 u_k により推定される距離として、

【0029】

10

【外3】

$$\hat{d}_k$$

【0030】

を示すと次式を得る：

【0031】

【数9】

20

$$|Argument[u_k]| = \left| \frac{2\pi v \hat{d}_k [(k_i + k_j) - (k_m + k_n)]}{c} \right| \quad (14'')$$

【0032】

該推定された距離

【0033】

【外4】

30

$$\hat{d}_k$$

【0034】

はそれ故前述の関係式(14)から導き出され、次の関係式により与えられる：

【0035】

【数10】

40

$$\hat{d}_k = \left| Argument[u_k] \cdot \frac{c}{2\pi v [(k_i + k_j) - (k_m + k_n)]} \right| \quad (15)$$

【0036】

【外5】

$$\hat{d}_k$$

【 0 0 3 7 】

は 1 6 の異なる推定の中からの距離の推定である。

【 0 0 3 8 】

目標がレーダの範囲の外である時、各受信チャネルはこの目標から 2 つの連続した送信周波数に対応した 2 つの連続した信号の合成を受ける。これにより歪みと更に受信信号の平均位相にずれを生ずる。この歪みは目標に対し伝播され戻ったレーダ波に対し要した時間、即ち往復運動の時間と、対象とする 2 つの周波数の間の差の直接関数である。この場合、前述の処理操作により 1 6 の推定値

10

【 0 0 3 9 】

【 外 6 】

$$\hat{d}_k$$

【 0 0 4 0 】

となる。この推定値は互いに非相関が高く、値 k_i と k_j は適切に選択される様に与えられている。これによりレーダ処理の場合、有効範囲より大きな距離から来るエコーを排除する効率的な基準が与えられる。実際には、例えば 3 つの値の k 接尾語を使用すると 1 0 0 0 メータを越える距離までアンビギティを除去することができる。この様に、本発明によれば、目標からの距離は幾つかの推定関数

20

【 0 0 4 1 】

【 外 7 】

$$\hat{d}_k$$

30

【 0 0 4 2 】

により検出され、全ての推定関数は目標がアンビギティでない領域内であればほぼ同じ結果を与え、目標がアンビギティ領域内であれば互いに異なる結果を与える。

【 0 0 4 3 】

周波数平面は例えば、 u_k と

【 0 0 4 4 】

【 外 8 】

$$\hat{d}_k$$

40

【 0 0 4 5 】

の式から導き出されるある数の制約の関数として選択される。特に、検出用に使用される該信号 u_k は距離がゼロである範囲を除いたレーダの電界の範囲内では打ち消されない。これは特に次の関係式で書ける：

【 0 0 4 6 】

【 数 1 1 】

$$\frac{\beta_i - \beta_j}{2} \leq \pi \quad (16)$$

$$\frac{\beta_m - \beta_n}{2} \leq \pi \quad (17)$$

【0047】

使用される項目 $(k_i - k_j)$ が 750 kHz 以下であることを特に意味する例えば 200 メータに等しい距離 d の場合、次式が与えられる： 10

$$|k_i - k_j| \nu \leq 750 \text{ kHz} \\ \text{及び } |k_m - k_n| \nu \leq 750 \text{ kHz} \quad (18)$$

【0048】

更に、異なる周波数で受信した信号の識別により得られる雑音及び近距離クラッターを減少する目的を満たすため、係数 u_k は例えば推定された距離が 30 メータ未満に対してはできるだけ小さくする必要がある。例えば、 $|u_k| = 0, 1$ とすると、距離 d が 30 メータの場合、次式を得る：

$$|\sin [2.10^{-7} \pi \nu (k_i - k_j)] \cdot \sin [2.10^{-7} \pi \nu (k_m - k_n)]| \leq 0,1 \quad (19)$$

【0049】

更に、項目 $(k_i - k_j)$ に関し前述の状態を与えると：

$$(2.10^{-7})^2 |(k_i - k_j)(k_m - k_n)| \leq 0,1 \quad (20)$$

【0050】

次式が与えられる：

$$|(k_i - k_j)(k_m - k_n)| \leq 2,5 \cdot 10^{11} \text{ Hz}^2 \quad (21)$$

【0051】

関係式 (18) と (21) から、特に次式を得る：

$$|k_m - k_n| \leq 333 \text{ kHz} \quad (22)$$

【0052】

更に、レーダの範囲の限界で、最大値に近い感度を得るため、係数 u_k は例えば距離 d が 150 メータの場合 1 に近くなる。例えば、距離 d が 150 メータに近い場合、 $|u_k| = 1/2$ に設定することにより、次式が得られる：

$$|(k_i - k_j)(k_m - k_n)| \leq 7,2 \cdot 10^{10} \text{ Hz}^2 \quad (23)$$

【0053】

関係式 (22) 及び (23) から特に次式が得られる：

$$|k_i - k_j| \leq 216 \text{ kHz} \quad (24)$$

【0054】

周波数平面を定めるための1つの条件として例えば距離に対応した位相の測定が範囲の最大までアンビギティでないことが必要である。この場合、次の関係式が例えば 200 メータの距離まで成立する必要がある：

【0055】

【数12】

$$\frac{(\beta_i + \beta_j) - (\beta_m + \beta_n)}{2} \leq \pi \quad (25)$$

【0056】

例えば次の様になる：

$$[(k_i + k_j) - (k_m + k_n)] \quad 750 \text{ Hz} \quad (26)$$

【0057】

次に、マイクロ波発振器の制御を可能にするため、周波数が例えば少なくとも200kHzだけ異なる信号のみ使用することが望ましい。この条件により次の関係式が導かれる：

$$|(k_i - k_j)v| > 200 \text{ kHz} \\ \text{及び } |(k_m - k_n)v| > 200 \text{ kHz} \quad (27)$$

【0058】

上記の条件から、距離を推定するため使用されるあらゆる4つの信号の組み合わせは例えば決められた目的に左右されるが、全ての組(i, j), (m, n)に対し関係式(18)、(22)、(24)及び(26)により定められる制限を少なくとも満たす必要があることを例えば導き出すことが可能である。これらの制限に基づき、周波数平面を例えば定めることができる。4つの周波数F0, F1, F2, F3は関係式(1)、(2)、(3)、(4)により定められる周波数k_iが0から750kHzの間でほぼ一様に分布する様に特に選択されている。これらの周波数は例えば次式の様定められる：

$$k_0 \quad 0 \quad (28)$$

$$k_1 \quad 250 \text{ kHz} \quad (29)$$

$$k_2 \quad 500 \text{ kHz} \quad (30)$$

$$k_3 \quad 750 \text{ kHz} \quad (31)$$

記号は“おおよそ等しい”ことを意味している。

【0059】

正確な値の選択は、レーダの特別な形、特に異なる周波数が現れる順序、各送信方形波の期間及び周波数を変えるため局部発振器が元に戻る時間を考慮したシミュレーションに基づき最適化される。

【0060】

図2は次の関係式により定められる3つの推定関数

【0061】

【外9】

$$\hat{d}_7, \hat{d}_8, \hat{d}_{13}$$

【0062】

により0から1500メートルの間の推定された距離について典型的な図を与えている：

【0063】

【数13】

10

20

30

$$\hat{d}_7 = \left| \text{Argument} \left[(r_0 - r_2)(r_1 - r_2)^* \right] \cdot \frac{c}{2\pi v [(k_0 + k_2) - (k_1 + k_2)]} \right| \quad (32)$$

$$\hat{d}_8 = \left| \text{Argument} \left[(r_0 - r_2)(r_1 - r_3)^* \right] \cdot \frac{c}{2\pi v [(k_0 + k_2) - (k_1 + k_3)]} \right| \quad (33)$$

$$\hat{d}_{13} = \left| \text{Argument} \left[(r_1 - r_2)(r_1 - r_3)^* \right] \cdot \frac{c}{2\pi v [(k_1 + k_2) - (k_1 + k_3)]} \right| \quad (34)$$

10

【0064】

図では例として $f = 250 \text{ KHz}$ で、 $k_0 = 0$, $k_1 = 1$, $k_2 = 2$, $k_3 = 2$ である。

【0065】

図2はx, y軸の系の前述の推定関数の図であり、x軸は実際の距離を表し、y軸は推定された距離を表している。実線で書いた第1の曲線21は推定関数

20

【0066】

【外10】

$$\hat{d}_7$$

【0067】

により推定した距離を表し、破線の第2の曲線22は推定関数

【0068】

【外11】

$$\hat{d}_{13}$$

30

【0069】

を表し、点線の第3の曲線23は推定関数

【0070】

【外12】

$$\hat{d}_8$$

40

【0071】

を表している。これらの曲線は更に推定関数の結果が0から300メートルの実際の距離の場合ほぼ等しく、前述の距離を越えると3つの推定された値は非相関になるが、距離に対しアンビギティである目標を除去出来る基準が与えられる。更に、例えばレーダにより検出された目標の受け入れ又は除去に対する基準として前述に定義した関数 r_{ij} 又は u_k の係数を使用することも可能であり、これにより特に本方法が有効であることを増すこと

50

ができる。

【 0 0 7 2 】

例えば、以下の様に受信した信号に基づき目標の確認の関数を定めることができる：

【 0 0 7 3 】

確認関数は次の全ての関係式 (3 5)、(3 6)、(3 7)、(3 8) が満たされれば 1 である：

【 0 0 7 4 】

【 数 1 4 】

$$\hat{d}_{\text{mean}} = \frac{\hat{d}_7 + \hat{d}_8 + \hat{d}_{13}}{3} \quad 10$$

$$\left| \hat{d}_{13} - \hat{d}_7 \right| \leq 0,025 \hat{d}_{\text{mean}} \quad (35)$$

$$\left| \hat{d}_7 - \hat{d}_8 \right| \leq 0,025 \hat{d}_{\text{mean}} \quad (36)$$

$$\left| \hat{d}_8 - \hat{d}_{13} \right| \leq 0,025 \hat{d}_{\text{mean}} \quad (37) \quad 20$$

$$\hat{d}_{13} \text{ の信号} = \hat{d}_7 \text{ の信号} = \hat{d}_8 \text{ の信号} \quad (38)$$

【 0 0 7 5 】

該確認関数は他の全ての場合ゼロである。

【 0 0 7 6 】

該確認関数は検出された目標がアンビギティでない時 1 に等しい。アンビギティの時、該確認関数はゼロに等しい。

【 0 0 7 7 】

この確認関数の有効性は例えば次の追加制約を加えることにより改善される：

【 0 0 7 8 】

【 数 1 5 】

$$K_1 = \frac{r_0 - r_1}{r_1 - r_2}, \quad K_2 = \frac{r_1 - r_2}{r_2 - r_3}, \quad K_3 = \frac{r_0 - r_1}{r_1 - r_3}, \quad K_4 = \frac{r_0 - r_2}{r_1 - r_3} \quad 40$$

$$\text{及び } K_{\text{mean}} = \frac{K_1 + K_2 + K_3 + K_4}{4}$$

【 0 0 7 9 】

$$| K_1 - K_{\text{mean}} | \leq 0,5 \quad (39)$$

$$| K_2 - K_{\text{mean}} | \leq 0,5 \quad (40)$$

$$| K_3 - K_{\text{mean}} | \leq 0,5 \quad (41)$$

$$| K_4 - K_{\text{mean}} | \leq 0,5 \quad (42)$$

$$K_{\text{mean}} \leq 1,1 \quad (43) \quad 50$$

【 0 0 8 0 】

該確認関数は関係式(35)から(43)が全て満たされれば1であり、満たされなければゼロである。

【 0 0 8 1 】

図3は軸x, yの系に於けるこの確認関数の典型的な結果を曲線31で示しており、x軸は検出された距離を示しy軸は確認関数の値を示している。この曲線31は特に0から300メートルの間を示しており、検出された目標は有効であると考えられ、それ故レーダの処理操作により検討される。更に、300メートルを越えると目標は確認されない。実際には、関係式(39)から(43)により与えられる有効性により距離の誤りが取り除かれる。この距離の誤りは、しかし3つの推定関数が関係式(35)から(38)のもとで定められたブラケット(bracket)内に来る場合に対応している。これにより推定関数を示す3つの曲線21、22、23の分離された交差点24、25の様な特異な値を取り除くことが特に可能である。これにより、更に例えば図2の場合300メートルから始まる負の傾斜を有する直線の区分26内に含まれる値の様な相関性がなく誤っている値を取り除くことが可能である。この種の値は明らかに誤っている。これは推定された距離が実際の距離の関数と共に増加する必要があるからである。追加された有効性の状態を使用することなく、これらの全ての値により与えられるアンビギティを避けるため、ある閾値以下、例えば200メートル以下の推定値のみ選び出す簡単な分類操作を行うことができる。

10

【 0 0 8 2 】

本発明に基づく方法の実施の前述の例は3つの推定関数を使用している。低い有効度を取り入れられるならば、即ち例えばこの低い有効度が他の追加された制約により補償されるならば、3つの推定関数のうち2つのみ選び出すことが可能である。この場合、前述の距離の閾値は例えば少なくすることができる。本発明に基づく方法の信頼性は、反対に各フレームでの推定関数を変えることにより高くなり、推定関数の数は例えばフレーム当たり3であり、更に例えば少なくとも1つの推定関数はあるフレームから他のフレームに対し変わっている。これにより目標のアンビギティを取り除く信頼性を改善することが可能であり、これは推定関数が異なるが推定によりあるフレームから他のフレームへの相関が残ることを確かめることができるからである。

20

【 0 0 8 3 】

本発明に基づく方法の他の可能な実施は、例えば各フレーム毎に推定関数を変えることによりフレーム毎に1つの推定関数のみを使用することから成る。この様に、3つの推定関数が継続して使用されるならば、アンビギティの除去は3フレーム毎に行われる、即ち必要な時間は3つの推定された距離を得るためである。この方式の実施により与えられる1つの利点は、幾つかの受信チャネルを必要としないことである。しかし、1つの欠点はアンビギティを除去するため例えば少なくとも3つのフレームに対し通過を待たせることが必要であることである。

30

【 0 0 8 4 】

図4は本発明に基づく方法を実施するため典型的な可能な実施例を示すブロック図である。受信機はアナログ受信機である場合もあり、デジタル及びアナログ技術を使用することもでき、又は完全にデジタルにすることもできる。図4に示す典型的な実施例は完全なデジタル受信機を有しており、シンプルで信頼性が与えられている。この受信機は例えばホモダインタイプである。この典型的な実施例は更に周波数シフトキーイング連続波レーダにも適用でき、該波は例えば図1に示す形に基づく4つの周波数のフレームの形で送信される。

40

【 0 0 8 5 】

変調制御手段41は局部発振器42を制御し、該変調制御手段は関係式(1)から(4)及び関係式(28)から(31)に基づく4つの周波数を出力する。この発振器42はサーキュレータ43に接続され、このサーキュレータと図示していない増幅器を通してアンテナ44に送信波を与えている。このアンテナにより受信された信号はサーキュレータ4

50

3を通してミキサ45に与えられる。該ミキサ45は更にカプラ46を通して発振器42からの出力信号を受ける。ミキサ45からの出力信号は例えば増幅器47により増幅され、該増幅器の出力は整合フィルタ48の入力に接続されている。この整合フィルタ48の出力はアナログ-デジタル変換器49の入力に接続されている。この変換器49は受信され、増幅され更にフィルタを通った受信信号をサンプリングし、デジタル的に変換する。該サンプリングは例えば400kHzの周波数で行われ、レーダの4つの送信周波数に対応し周波数が100kHz離れた4つのデジタル信号を発生する。レーダの送信周波数はそれぞれが方形波で2.5μsの期間を有している。次に送信方形波毎にサンプリングされる。該変換器の後には4つの受信チャンネルが続き、1つのチャンネルは1つの送信周波数に関連している。アナログ-デジタル変換器の速度が不十分な時、この変換器は4つの変換器に置き換えられ、それぞれの変換器は受信チャンネルに割り当てられている。各受信チャンネルは入力にランダムアクセスメモリ即ちRAM50を有し、チャンネルの周波数に対応したサンプリング信号を記憶する。RAM50の出力はサンプリング信号の補間とフィルタリングを行う手段51に接続されている。これらの手段は例えば、直線補間を行い、検出された目標の場合あるチャンネルから他のチャンネルへのドップラー位相シフトに起こり得る差を補償する。これらの位相シフトは送信と受信が全てのチャンネルで時間的に同じ点で行われないうことに関連している。信号は次にローパスフィルタを通る。このフィルタのカットオフ周波数は例えば相対速度が160km/hに等しい場合、例えば最大ドップラー位相シフトに対応している。

【0086】

補間及びフィルタリングの手段51の後には種々の信号を形成する手段52が続いている。高速フーリエ変換計算手段53は種々の信号の位相シフト間の位相シフトを定めるため、それ故関係式(15)に基づき定められた距離推定関数に必要なアーギュメントを定めるため使用されている。この様に、図2及び関係式(32)、(33)及び(34)に関連し、本発明に基づく方法の典型的な実施例を適用することにより、種々の信号を形成する手段により信号 $r_0 - r_2$ 、 $r_1 - r_2$ 及び $r_1 - r_3$ が与えられる。高速フーリエ変換を計算する手段53は計算された位相シフトを計算手段54に送る差信号のそれぞれに加える。これらの手段54は例えば、メモリ内に例えば関係式(28)から(31)に基づき定められた周波数 k_1 の値と定数 c とを有している。これらの手段は関係式(32)から(34)に基づき推定された距離を計算し、次に関係式(35)から(38)まで、又は(35)から(43)により定められた確認関数を適用し、種々の係数又は定数を記憶する。計算手段54は例えば特に速度検出を含んだより多くの関数を有した信号処理コンピュータ内に含まれている。前述の係数に基づき行われた計算を行うため信号処理コンピュータ内にあらゆる特別な追加の回路を必要としない。

【0087】

本発明に基づく方法は送信されるピーク電力にいかなる増加も必要でなく、その主な利点の1つは使用される波形の効率が低いことである。該効率は受信チャンネルに対応する周波数の送信の期間に対する受信チャンネルの開く期間の比により定められる。例えば60%の効率を得ることができる。本発明に基づく方法は該方法が回路を実質的に複雑にしない範囲において特に経済的であり、更に受信機が低価格であるホモダインタイプの受信機に良く適合できる。特に、該方法はデジタル技術により作られた受信機に良く適合する。この特徴は更に該方法の応用を経済的にすることができる。実際には、必要なデジタル回路の殆どはすでに利用でき、特に信号処理に利用できる。これは特に高速フーリエ変換を計算する手段と、種々の信号を形成するための手段と、補間及びフィルタリング手段とメモリを備えた場合である。デジタル技術により更に検出の信頼性を増加することができる。これは、該技術が特別な調節を必要とせず、しかも時間が変動することが全くないからである。この出願により行った種々のシミュレーションにより、更に本発明に基づく方法は発振器の周波数変動と、受信機からの雑音と、更に受信チャンネル間の微分利得に対する感度が低いことを示していることが提示されている。図4に示す実現された装置は連続波レーダに取り入れることができる。更に、該装置はモノパルスレーダに適合する様に備えつけ

10

20

30

40

50

る事ができ、種々の受信チャンネルは合計したチャンネルとして表すことができる。

【 0 0 8 8 】

最後に、本発明は周波数シフトキーイングレーダでないレーダにも適用できる。例えば、周波数は一定のままであるが、位相が変化するレーダに適用でき、距離推定関数はこの明細で示した関数と異なっている。周波数シフトキーイングレーダの場合の様に、本発明に基づく方法は全ての推定関数が、目標がアンビギティーでない領域にある時はほぼ同じ結果を出し、該目標がアンビギティーな領域内にあれば互いに異なる結果を出す様に、幾つかの推定関数により検出された目標からの距離を計算する。

【 0 0 8 9 】

本発明は4つの周波数の送信波形の使用に基づき説明した。しかし、本発明は他の数の周波数、例えば5つの周波数にも適用でき、該5つの送信周波数は次の関係式で与えられる：

$$F_0 = F$$

$$F_1 = F + k_0 \quad (45)$$

$$F_2 = F + k_1 \quad (46)$$

$$F_3 = F + k_2 \quad (47)$$

$$F_4 = F + k_3 \quad (48)$$

【 0 0 9 0 】

例えば、これらの周波数の値はほぼ次の様になる：

$$F_0 = 76 \text{ GHz}$$

$$F_1 = F_0 + 250 \text{ kHz}$$

$$F_2 = F_0 + 500 \text{ kHz}$$

$$F_3 = F_0 + 750 \text{ kHz}$$

$$F_4 = F_0 + 1000 \text{ kHz}$$

【 0 0 9 1 】

この場合、距離を計算するため有効な周波数は例えば関係式(5)から(43)に基づく周波数 F_1 , F_2 , F_3 及び F_4 である。

【 0 0 9 2 】

ここに示した例では、周波数間のピッチは一定である。しかし、これは必ずしも必要でない。言い換えれば、値 β_i はある周波数から他の周波数に対し同じでなく各周波数で値 β_i を取る。この場合、関係式(10)の係数 β_i は次の様になる：

【 0 0 9 3 】

【数16】

$$\beta_i = 4\pi \frac{d}{c} k_i v_i$$

【 0 0 9 4 】

他の関係式は距離の計算に対し同じ方法で適用できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明が適用できるレーダの受信における典型的な波形を示す。

【図2】3つの推定関数に基づき推定された距離の典型的な図を示す。

【図3】前述の3つの関数から推定される距離確認関数の表現の例示である。

10

20

30

40

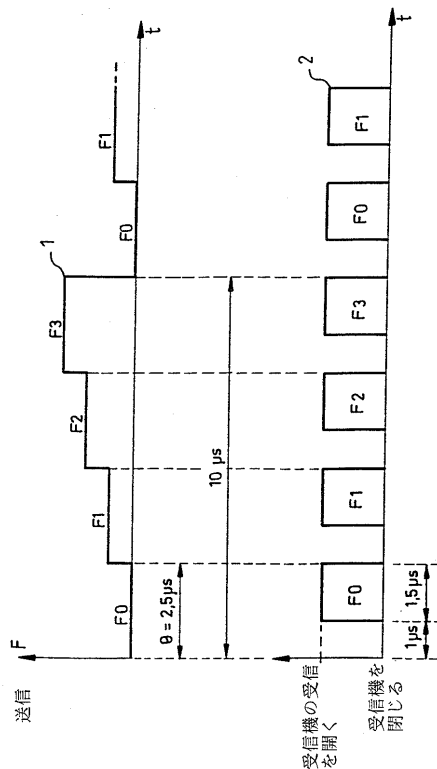
50

【図4】本発明に基づく方法の実現に対する可能な典型的な実施例を示す。

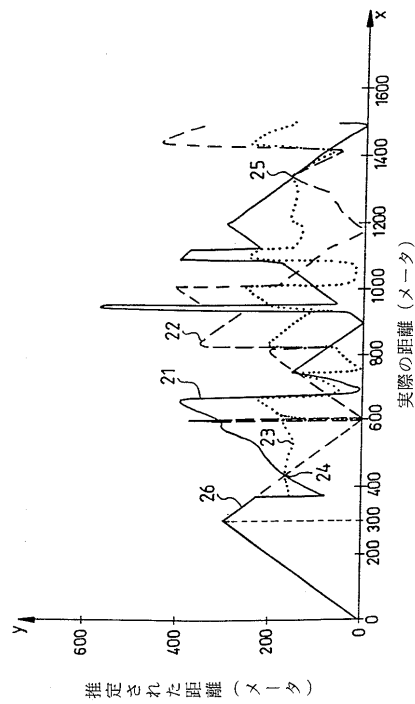
【符号の説明】

- 1 周波数シフトキーイング連続波レーダの送信における波形の例
- 2 周波数シフトキーイング連続波レーダの受信における波形の例
- 2 1、2 2、2 3 推定関数
- 4 1 変調制御手段
- 4 2 局部発振器
- 4 3 サーキュレータ
- 4 4 アンテナ
- 4 5 ミキサ
- 4 6 カプラ
- 4 7 増幅器
- 4 8 整合フィルタ
- 4 9 アナログ - デジタル変換器
- 5 0 R A M
- 5 1 サンプリング信号の補間とフィルタリングを行う手段
- 5 2 種々の信号を形成する手段
- 5 3 高速フーリエ変換計算手段
- 5 4 位相シフトの計算手段

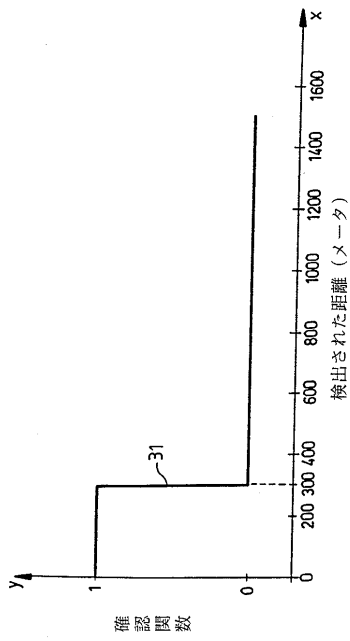
【図1】



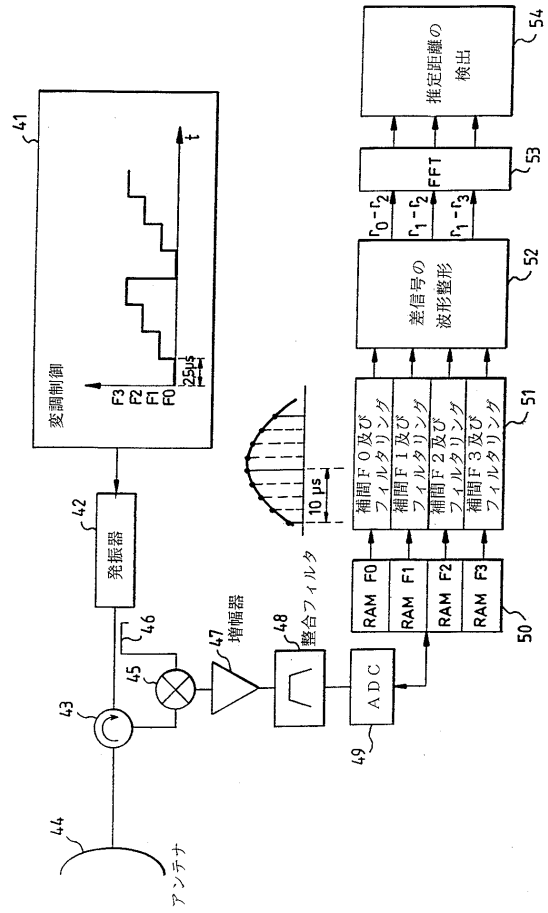
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特公昭51-023440(JP, B1)
特公昭51-014873(JP, B1)
特開昭49-079798(JP, A)
特開昭49-107491(JP, A)
特開昭52-127794(JP, A)
特表平05-508479(JP, A)
特開平10-197626(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00- 7/42
G01S13/00-13/95