

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4441686号
(P4441686)

(45) 発行日 平成22年3月31日(2010.3.31)

(24) 登録日 平成22年1月22日(2010.1.22)

(51) Int. Cl. F I
G O I S 13/34 (2006.01) G O I S 13/34

請求項の数 2 (全 15 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2004-182113 (P2004-182113) (22) 出願日 平成16年6月21日 (2004. 6. 21) (65) 公開番号 特開2006-3289 (P2006-3289A) (43) 公開日 平成18年1月5日 (2006. 1. 5) 審査請求日 平成19年5月29日 (2007. 5. 29)</p>	<p>(73) 特許権者 504133110 国立大学法人電気通信大学 東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1 (74) 代理人 100083806 弁理士 三好 秀和 (74) 代理人 100101247 弁理士 高橋 俊一 (74) 代理人 100120455 弁理士 勝 治人 (72) 発明者 荒井 郁男 東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1 国 立大学法人 電気通信大学内 審査官 中村 説志</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数変調レーダー装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

三角波形状の変調信号を発生する変調器と、
 前記変調信号により周波数変調されたFM信号を生成して出力する電圧制御発振器と、
 前記FM信号を送信信号と基準信号とに分配する電力分配器と、
 前記送信信号を送信する送信アンテナと、
 前記送信信号の物標で反射された信号を受信し受信信号を出力する受信アンテナと、
 前記基準信号と前記受信信号とを混合する混合器と、
 この混合器の出力のうち高周波成分を除去してビート信号を出力する低域通過フィルタ
 と、
 前記ビート信号をデジタル信号に変換してデジタルビート信号を出力するA/D変換器
 と、
 物標が存在せずクラッターのみが存在する状態で前記A/D変換器によりサンプリング
 したクラッター信号と物標が存在する状態で前記A/D変換器によりサンプリングしたデ
 ジタルビート信号との差をとることにより、クラッター信号を除去して物標によるデジ
 タルビート信号を取り出し、この物標によるデジタルビート信号が送信角周波数に対して2
 次微分方程式で表現されることを利用して、Rを物標までの距離、 S_{n+1} 、 S_n 、 S_{n-1} を
デジタルビート信号のサンプル値、Bを周波数変調の帯域幅、Nを整数とすると、前記2
次微分方程式の解が次の(数式1)で表されることにより物標までの距離を算出する信号
 処理手段と

を具備することを特徴とする周波数変調レーダー装置。

【数 1】

$$R = \frac{c}{2\Delta\omega} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n}{\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2}} \quad \left(\Delta\omega = 2\pi\Delta f = 2\pi \frac{B}{N} \right) \quad (\text{数式 1})$$

【請求項 2】

R を物標までの距離、 S_{n+1} 、 S_n 、 S_{n-1} をデジタルビート信号のサンプル値、B を周波数変調の帯域幅、N を整数とすると、前記 2 次微分方程式の解は、デジタルビート信号にオフセット電圧が残留している場合は次の (数式 2) で表されることにより物標までの距離 R を算出することを特徴とする請求項 1 に記載の周波数変調レーダー装置。

【数 2】

$$R = \frac{c}{2\Delta\omega} \sqrt{\frac{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n \right) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) \right] - (N-1) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n \right]}{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n \right)^2 - (N-1) \left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2 \right)}} \quad \left(\Delta\omega = 2\pi\Delta f = 2\pi \frac{B}{N} \right) \quad (\text{数式 2})$$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、物標までの距離を計測するために用いる周波数変調レーダー装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来の周波数変調レーダー装置の構成を、図 9 を参照して説明する。

【0003】

周波数変調レーダー装置は、その送信信号 e_t に周波数変調をかけ、送信信号 e_t の物標 18 で反射された信号を受信した受信信号 e_r と基準信号 e_l とを混合器 6 で混合し、受信信号 e_r と基準信号 e_l との時間差によって生じるビート信号 7a を A/D 変換器 8 に入力し、対応するデジタルビート信号 S に高速フーリエ変換器 (FFT) 9 でフーリエ変換を施して周波数スペクトルデータ 9a を求め、これに基づいて送信信号 e_t の送信から受信信号 e_r の受信までの信号往復伝搬時間を算出し、物標 18 までの距離 R に換算する。

【0004】

距離 R は、

$$R = c / 2 \quad (\text{数式 3})$$

但し、c : 光速
により求められる。

【0005】

従来の周波数変調レーダー装置では、物標までの距離 R を算出するために、上記のようにデジタルビート信号 S にフーリエ変換を施す方法が採用されている (例えば、特許文献 1 参照)。

【特許文献 1】特開平 10 - 197625 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 6 】

従来の周波数変調レーダー装置では物標までの距離を算出するためにビート信号をフーリエ変換することが必要である。しかし、フーリエ変換が正しく実行されるためには周波数変調の帯域幅 B と物標までの信号往復伝搬時間 t の間には、

$$B > 1/t$$

(数式 4)

但し、 $t = 2R/c$ 、 R : 物標までの距離、 c : 光速
の関係が成り立つことが条件である。

【 0 0 0 7 】

(数式 4) の左辺は波数を表しているので、(数式 4) は周波数変調の掃引時間内にビート信号が 1 サイクル以上入ることが必要であることを意味する。たとえば、 $B = 75 \text{ MHz}$ のとき、距離 $R = c/2B = 2 \text{ m}$ 以上であることが必要である。

10

【 0 0 0 8 】

一方、実用面ではドアセンサーやセキュリティ関係など、人の接近を感知するセンサーなどでは 2 m 以下に接近している物標までの距離を計測したいという用途がある。従来の周波数変調レーダー装置では、近距離にある物標までの距離を計測するためには周波数変調の帯域幅を拡大する必要があるが、この方策は電波法等による制約から必ずしも実現可能でないという問題があった。

【 0 0 0 9 】

そこで本発明は、物標が近距離にあり (数式 4) を満たさない場合でも、周波数変調の帯域幅を拡大することなく物標までの距離が計測できる周波数変調レーダー装置を提供することを目的とする。

20

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 1 】

本発明の周波数変調レーダー装置は、三角形状の変調信号を発生する変調器と、前記変調信号により周波数変調された FM 信号を生成して出力する電圧制御発振器と、前記 FM 信号を送信信号と基準信号とに分配する電力分配器と、前記送信信号を送信する送信アンテナと、前記送信信号の物標で反射された信号を受信し受信信号を出力する受信アンテナと、前記基準信号と前記受信信号とを混合する混合器と、この混合器の出力のうち高周波成分を除去してビート信号を出力する低域通過フィルタと、前記ビート信号をデジタル信号に変換してデジタルビート信号を出力する A/D 変換器と、物標が存在せずクラッターのみが存在する状態で前記 A/D 変換器によりサンプリングしたクラッター信号と物標が存在する状態で前記 A/D 変換器によりサンプリングしたデジタルビート信号との差をとることにより、クラッター信号を除去して物標によるデジタルビート信号を取り出し、この物標によるデジタルビート信号が送信角周波数に対して 2 次微分方程式で表現されることを利用して、 R を物標までの距離、 S_{n+1} 、 S_n 、 S_{n-1} をデジタルビート信号のサンプル値、 B を周波数変調の帯域幅、 N を整数とすると、前記 2 次微分方程式の解が次の (数式 1) で表されることにより物標までの距離を算出する信号処理手段とを具備することを特徴とする。

30

【 数 1 】

$$R = \frac{c}{2\Delta\omega} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n}{\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2}} \quad \left(\Delta\omega = 2\pi\Delta f = 2\pi \frac{B}{N} \right) \quad \text{(数式 1)}$$

40

【 0 0 1 2 】

また、 R を物標までの距離、 S_{n+1} 、 S_n 、 S_{n-1} をデジタルビート信号のサンプル値、 B を周波数変調の帯域幅、 N を整数とすると、前記 2 次微分方程式の解は、デジタルビート信号にオフセット電圧が残留している場合は次の (数式 2) で表されることにより物標

50

までの距離 R を算出することを特徴とする。

【数 2】

$$R = \frac{c}{2\Delta\omega} \sqrt{\frac{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n\right) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1})\right] - (N-1) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n\right]}{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n\right)^2 - (N-1) \left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2\right)}}$$

$$\left(\Delta\omega = 2\pi\Delta f = 2\pi \frac{B}{N}\right)$$

(数式 2)

10

【発明の効果】

【0013】

本発明の周波数変調レーダー装置は、物標反射波によるビート信号が送信角周波数に対して2次微分方程式で表現されることを利用して物標までの距離を算出するので、従来の周波数変調レーダー装置のようにフーリエ変換をする必要がなく、物標が近距離にあり(数式4)を満たさない場合でも、周波数変調の帯域幅を拡大することなく物標までの距離を計測することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

20

【0014】

以下本発明の周波数変調レーダー装置の一実施例を、図面を参照して説明する。

【0015】

[第一実施例]

図1は本発明の周波数変調レーダー装置の第一実施例の構成を示す。

【0016】

本実施例の周波数変調レーダー装置は、電圧 v_0 から v_N の範囲で変位する三角波形状の変調信号 1 a を発生する変調器 1 と、変調信号 1 a により周波数変調された FM 信号 2 a を生成して出力する電圧制御発振器 2 と、FM 信号 2 a を送信信号 e_t と基準信号 e_r とに分配する電力分配器 3 と、送信信号 e_t を送信する送信アンテナ 4 と、送信信号 e_t の物標 1 8 で反射された信号を受信して受信信号 e_r を出力する受信アンテナ 5 と、基準信号 e_r と受信信号 e_r とを混合する混合器 6 と、この混合器 6 の出力 6 a のうち高周波成分を除去してビート信号 7 a を出力する低域通過フィルタ 7 と、ビート信号 7 a をデジタル信号に変換してデジタルビート信号 S を出力する A/D 変換器 8 と、ROM 及び RAM を内蔵し、デジタルビート信号 S を処理して物標 1 8 までの距離を計算する CPU 1 1 とを備える。

30

【0017】

ここで、本実施例の周波数変調レーダー装置の基本動作を説明する。変調器 1 は変調信号 1 a を発生し、電圧制御発振器 2 に供給する。電圧制御発振器 2 は、変調信号 1 a により周波数変調された FM 信号 2 a を生成して電力分配器 3 に供給し、電力分配器 3 は、FM 信号 2 a を送信信号 e_t と基準信号 e_r とに分配して、送信信号 e_t を送信アンテナ 4 に供給し、基準信号 e_r を混合器 6 に供給する。

40

【0018】

送信アンテナ 4 は、物標 1 8 に対して送信信号 e_t を照射し、受信アンテナ 5 は、送信信号 e_t の照射を受けた物標 1 8 で反射された信号を受信して受信信号 e_r を出力する。

【0019】

また、混合器 6 は、基準信号 e_r と受信信号 e_r とを混合し、両信号 e_r , e_r の混合結果である信号 6 a を出力し、低域通過フィルタ 7 は、混合器 6 の出力 6 a に含まれている高周波成分を除去してビート信号 7 a を A/D 変換器 8 に供給する。

【0020】

50

そして、CPU 11は、ROMに記憶されている後述の演算処理を行うプログラムに従って処理を実行し、RAMによって後述のクラッター信号を一時記憶する。

【0021】

次に、本実施例の周波数変調レーダー装置の距離測定手順を、図2に示したフローチャートを参照して説明する。なお、図2に示すフローチャートは演算プログラムとしてROMに記憶されている。

【0022】

まず、周波数変調レーダー装置を設置したとき、物標18がない状態をつくる(ステップ2A)。そして、CPU 11はサンプリングパルスを出し、物標がないときのビート信号 S' をA/D変換器8にA/D変換させてサンプリングし(ステップ2B)、A/D変換器8から出力されるクラッター信号(不要信号) S_n' をRAMに記録する(ステップ2C)。

10

【0023】

次いで、物標18が存在する状態をつくる(ステップ2D)。そして、CPU 11はサンプリングパルスを出し、物標18が存在するときのビート信号 S'' をA/D変換器8にA/D変換させてサンプリングし(ステップ2E)、A/D変換器8から出力されるデジタルビート信号 S_n'' と、RAMにあるクラッター信号 S_n' との差 S_n (数式5)により求め、物標18による信号成分 S_n のみを取り出し(ステップ2F)、距離Rを算出する(ステップ2G)。

【数3】

20

$$S_n = S_n'' - S_n' \quad (\text{数式5})$$

【0024】

なお、ステップ2A~ステップ2Cは一つの装置について一度だけ行えばよく、ステップ2D~ステップ2Gは、距離測定動作中は常に作動している。

【0025】

ここで、物標18による信号成分 S_n から距離Rを算出する方法を説明する。図1において、電圧制御発振器2に図3に示す三角形状の周波数制御電圧 V_t を加えて周波数変調すれば、図4に示すように周波数 f が f_0 から f_N まで変化する。

30

【0026】

送信信号 e_t と受信信号 e_r は、

$$e_t = \cos t \quad (\text{数式6})$$

$$e_r = a \cos (t - \tau) \quad (\text{数式7})$$

但し、 $\tau = 2R/c$ 、 f ：送信周波数、 t ：時間、 a ：受信信号 e_r の振幅、信号往復伝搬時間 $\tau = 2R/c$ 、 R ：物標の距離、 c ：光速

である。いま基準信号 e_1 を送信信号 e_t と等しくおき、混合器6の出力のうち低域通過フィルタ(LPF)7を通過し、A/D変換器8によりA/D変換したデジタルビート信号 S のみを取り出せば、

【数4】

40

$$S = \frac{1}{2} LPF[e_r \times e_t] = a \cos \omega \tau \quad (\text{数式8})$$

【0027】

が得られる。

【0028】

物標18による反射波の受信信号 e_r の周波数は往復伝播による遅延時間だけ遅れて受信されるので低域通過フィルタ7の出力 a をA/D変換したデジタルビート信号 S は(数式8)で表される。

【0029】

50

ただし、混合器出力にDC（直流）成分やクラッター信号がある場合には、図2のステップ2Fにより除去できるので、簡単のため周波数変調レーダーは理想的とし、受信信号 e_r は物標18による反射波のみとした。

【0030】

本実施例では、信号処理手段をCPU及びその制御フローにより構成し、(数式8)が

【数5】

$$\frac{\partial^2 S}{\partial \omega^2} = -\tau^2 S \quad (\text{数式 9})$$

10

【0031】

の微分方程式を満たすことに着目した。Sは測定値であるから、(数式9)を信号往復伝搬時間について解くことにより距離Rが算出できる。

【0032】

まず、図1において、図5に示すように電圧制御発振器2の発振周波数fを時間tに対して変化させ時刻 $t = t_n$ で(数式8)をサンプリングすれば、デジタルビート信号のn番目のサンプル値は、

$$S_n = a \cos 2\pi f_n \tau = a \cos 2\pi f_n \tau \quad (\text{数式 10})$$

である。ただし、掃引周期Tを十分細かくN等分し、

【数6】

$$\Delta t = \frac{T}{N}, \quad \Delta f = \frac{B}{N}, \quad B = f_N - f_0 \quad (\text{数式 11})$$

20

【0033】

とおけば、

$$t_n = n \Delta t \quad (n=0, 1, 2, \dots, N) \quad (\text{数式 12})$$

$$f_n - f_{n-1} = \Delta f \quad (\text{数式 13})$$

であるから、

$$f_n = n \Delta f + f_0 \quad (n=0, 1, 2, \dots, N) \quad (\text{数式 14})$$

となるので、

【数7】

$$S_n = a \cos 2\pi(n\Delta f + f_0)\tau \quad (n=0, 1, 2, \dots, N) \quad (\text{数式 15})$$

30

【0034】

よって、(数式9)の左辺の2次微分を3点のサンプリング値で表す場合、

【数8】

$$\frac{S_{n+1} - S_n - (S_n - S_{n-1})}{\Delta \omega^2} = -\tau^2 S_n \quad (\text{数式 16})$$

40

【0035】

より、

【数9】

$$(\Delta \omega \tau)^2 S_n = 2S_n - S_{n+1} - S_{n-1} \quad (\Delta \omega = 2\pi \Delta f) \quad (\text{数式 17})$$

【0036】

から距離Rを含む信号往復伝搬時間を求めることができるので、距離 $R (= c \tau / 2)$ が算出できる。

【0037】

実際にはデジタルビート信号のサンプリング値 S_n は雑音を含むので、

50

【数 1 0】

$$\varepsilon_n = S_{n+1} + S_{n-1} - 2S_n + (\Delta\omega\tau)^2 S_n \quad (\text{数式 1 8})$$

【数 1 1】

$$\eta = \sum_{n=1}^{N-1} \varepsilon_n^2 \quad (\text{数式 1 9})$$

【0 0 3 8】

と、おいて、信号往復伝搬時間を最小 2 乗法で求めれば、

【数 1 2】

$$\frac{\partial \eta}{\partial (\Delta\omega\tau)^2} = 2 \sum_{n=1}^{N-1} \varepsilon_n \frac{\partial \varepsilon_n}{\partial (\Delta\omega\tau)^2} = 0 \quad (\text{数式 2 0})$$

【0 0 3 9】

より、

【数 1 3】

$$(\Delta\omega\tau)^2 = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1})S_n}{\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2} \quad (\text{数式 2 1})$$

【0 0 4 0】

すなわち、

【数 1 4】

$$R = \frac{c}{2\Delta\omega} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1})S_n}{\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2}} \quad \left(\Delta\omega = 2\pi\Delta f = 2\pi \frac{B}{N} \right) \quad (\text{数式 1})$$

【0 0 4 1】

より物標 1 8 までの距離 R を求めることができる。

【0 0 4 2】

もし、デジタルビート信号 S にオフセット電圧 b が残留しているときは (数式 8) は、

$$S = b + a \cos$$

(数式 2 2)

で表されるので (数式 9) は、

【数 1 5】

$$\frac{\partial^2 S}{\partial \omega^2} = -\tau^2 (S - b) \quad (\text{数式 2 3})$$

【0 0 4 3】

よって、デジタルビート信号の n 番目のサンプル値は、

$$S_n = b + a \cos_n$$

(数式 2 4)

となるので、(数式 2 3) を 3 点のサンプリング値で表す場合、

【数 1 6】

$$\frac{S_{n+1} - S_n - (S_n - S_{n-1})}{\Delta\omega^2} = -\tau^2 (S_n - b) \quad (\text{数式 2 5})$$

【0 0 4 4】

より、

10

20

30

40

50

【数 1 7】

$$(\Delta\omega\tau)^2(S_n - b) = 2S_n - S_{n+1} - S_{n-1} \quad (\text{数式 2 6})$$

【0 0 4 5】

ここで、

【数 1 8】

$$\varepsilon_n = S_{n+1} + S_{n-1} - 2S_n + (\Delta\omega\tau)^2 S_n - b(\Delta\omega\tau)^2 \quad (\text{数式 2 7})$$

10

【数 1 9】

$$\eta = \sum_{n=1}^{N-1} \varepsilon_n^2 \quad (\text{数式 2 8})$$

【0 0 4 6】

とにおいて、()²とオフセット電圧 b に関して最小 2 乗法を適用すれば、

【数 2 0】

$$\frac{\partial\eta}{\partial(\Delta\omega\tau)^2} = 2 \sum_{n=1}^{N-1} \varepsilon_n \frac{\partial\varepsilon_n}{\partial(\Delta\omega\tau)^2} = 0 \quad (\text{数式 2 9}) \quad 20$$

【数 2 1】

$$\frac{\partial\eta}{\partial b} = 2 \sum_{n=1}^{N-1} \varepsilon_n \frac{\partial\varepsilon_n}{\partial b} = 0 \quad (\text{数式 3 0})$$

【0 0 4 7】

より次の 2 式が得られる。

【数 2 2】

$$(\Delta\omega\tau)^2 \sum_{n=1}^{N-1} S_n^2 - b(\Delta\omega\tau)^2 \sum_{n=1}^{N-1} S_n = \sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n \quad (\text{数式 3 1}) \quad 30$$

【数 2 3】

$$(\Delta\omega\tau)^2 \sum_{n=1}^{N-1} S_n - b(\Delta\omega\tau)^2 (N-1) = \sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) \quad (\text{数式 3 2})$$

【0 0 4 8】

(数式 3 1) , (数式 3 2) を解けば、

【数 2 4】

$$(\Delta\omega\tau)^2 = \frac{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n \right) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) \right] - (N-1) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n \right]}{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n \right)^2 - (N-1) \left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2 \right)} \quad (\text{数式 3 3})$$

40

【数 2 5】

$$b(\Delta\omega\tau)^2 = \frac{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2\right) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1})\right] - \left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n\right) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n\right]}{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n\right)^2 - (N-1) \left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2\right)}$$

(数式 3 4)

【0049】

が得られる。したがって、距離 R は (数式 3 3) から求められ、

10

【数 2 6】

$$R = \frac{c}{2\Delta\omega} \sqrt{\frac{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n\right) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1})\right] - (N-1) \left[\sum_{n=1}^{N-1} (2S_n - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n\right]}{\left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n\right)^2 - (N-1) \left(\sum_{n=1}^{N-1} S_n^2\right)}}$$

$$(\Delta\omega = 2\pi\Delta f = 2\pi \frac{B}{N})$$

(数式 2)

20

【0050】

となる。

【0051】

なお、5 点のサンプリング値 ($S_{n-2}, S_{n-1}, S_n, S_{n+1}, S_{n+2}$) を用いて (数式 9) の 2 次微分を表せば、

【数 2 7】

$$\frac{S_{n+2} - S_{n-1} - (S_{n+1} - S_{n-2})}{3(\Delta\omega)^2} = -\tau^2 S_n$$

(数式 3 5)

30

【0052】

より、

【数 2 8】

$$(\Delta\omega\tau)^2 S_n = \frac{1}{3} (S_{n+1} + S_{n-1} - S_{n+2} - S_{n-2})$$

(数式 3 6)

【0053】

が得られるので、(数式 1) を求めたときと同様に最小 2 乗法を適用すれば、

【数 2 9】

$$R = \frac{c}{2\Delta\omega} \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{N-2} (S_{n+2} + S_{n-2} - S_{n+1} - S_{n-1}) S_n}{3 \cdot \sum_{n=2}^{N-2} S_n^2}}$$

(数式 3 7)

40

【0054】

本発明では、背景技術のように高速フーリエ変換器を用いず、(数式 1) または (数式 2) で表したようにデジタルビート信号のサンプリング値 S_n だけで物標 18 までの距離 R を求めるので、(数式 4) の条件が成立しないような接近した物標でも周波数変調の帯域幅 B を拡大することなく距離 R を求めることができる。

50

【 0 0 5 5 】

図 6 は例として (数式 1) を適用して $B = 75 \text{ MHz}$ のときの本実施例の効果を示したものである。従来の周波数変調レーダー装置では、(数式 4) の条件を満たす $R > 2 \text{ m}$ の範囲であれば物標までの距離 R を精度よく算出することが出来たが、 $R = 2 \text{ m}$ の近距離の場合は不可能であった。

【 0 0 5 6 】

本実施例の周波数変調レーダー装置では、 $f = 24 \text{ GHz}$ 、 $R = 50 \text{ cm}$ のとき $\tau = 2 R / c = 3.3 \text{ ns}$ であるから、

$$B \tau = 75 \times 10^6 \times 3.3 \times 10^{-9} = 0.25$$

となり、(数式 4) を満たさないが、 $R = 50 \text{ cm}$ に物標が接近しても精度よく距離 R が算出できることを示している。

10

【 0 0 5 7 】

なお、図 4 において、周波数上昇時と周波数下降時の両方でそれぞれ距離を計測して周波数上昇時の計測距離を R_{up} 、周波数下降時の計測距離を R_{down} としたとき、

【 数 3 0 】

$$R = \frac{R_{up} + R_{down}}{2} \quad (\text{数式 3 8})$$

【 0 0 5 8 】

を求めれば物標が動いているときでも物標までの距離 R を精度よく計測できる。

20

【 0 0 5 9 】

[第二実施例]

図 7 は本発明の周波数変調レーダー装置の第二実施例の構成を示したものである。なお、図 1 に示した第一実施例の構成と同一構成には同一符号を付し、詳細な説明は省略する。

【 0 0 6 0 】

本実施例の周波数変調レーダー装置は、変調器 1 と、電圧制御発振器 2 と、送受信兼用のアンテナ 4 1 と、検波用ダイオード 1 2 と、この検波用ダイオード 1 2 の出力側に一端が接続され他端が接地された負荷用抵抗 1 3 と、低域通過フィルタ 7 と、A/D 変換器 8 と、CPU 1 1 とを備える。

30

【 0 0 6 1 】

ここで、本実施例の周波数変調レーダー装置の基本動作を説明する。変調器 1 は変調信号 1 a を発生し、電圧制御発振器 2 に供給する。電圧制御発振器 2 は、変調信号 1 a により周波数変調された FM 信号 2 a を生成する。この FM 信号 2 a は P 点で送信信号 e_t となるが、同時に基準信号 e_r の役も兼ねる。

【 0 0 6 2 】

そして、アンテナ 4 1 は、物標 1 8 に対して送信信号 e_t を照射し、また、送信信号 e_t の照射を受けた物標 1 8 で反射された信号を受信して受信信号 e_r を出力する。

【 0 0 6 3 】

ダイオード 1 2 は、基準信号 e_r と受信信号 e_r との時間差によって生じるビート信号 1 2 a を検出し、低域通過フィルタ 7 は、ビート信号 1 2 a の高周波成分を除去してビート信号 7 a を A/D 変換器 8 に供給する。

40

【 0 0 6 4 】

CPU 1 1 は、第一の実施例と同様の処理を行う。

【 0 0 6 5 】

なお、距離を算出する手順は第一の実施例と同様である。

【 0 0 6 6 】

本実施例は、導波路上に検波用ダイオード 1 2 をおいてビート信号を検出するもので、最も簡単な実施例であり、第一の実施例と同様の効果が得られる。

【 0 0 6 7 】

50

[第三実施例]

図8は本発明の周波数変調レーダー装置の第三実施例の構成を示したものである。なお、図1に示した第一実施例及び図7に示した第二実施例の構成と同一構成には同一符号を付し、詳細な説明は省略する

本実施例の周波数変調レーダー装置は、変調器1と、電圧制御発振器2と、FM信号2aを基準信号 e_1 と送信信号 e_t とに分配する電力分配器31と、送信アンテナ4と、受信アンテナ5と、受信信号 e_r を増幅するRFアンプ15と、局部信号14aを生成して出力する局部発振器14と、局部信号14aを局部信号 e_{11} と e_{12} とに分配する電力分配器32と、基準信号 e_1 と e_{11} とを混合する混合器61と、局部信号 e_{12} と受信信号 e_r とを混合する混合器62と、混合器61, 62からの出力61a, 62aのうち中間周波数のみを出力する帯域通過フィルタ(BPF)161, 162と、帯域通過フィルタ(BPF)161, 162の出力16a, 16bを増幅するIFアンプ171, 172と、IFアンプ171, 172の出力17a, 17bを混合する混合器63と、低域通過フィルタ7と、A/D変換器8と、CPU11とを備える。

10

【0068】

ここで、本実施例の周波数変調レーダー装置の基本動作を説明する。変調器1は変調信号1aを発生し、電圧制御発振器2に供給する。電圧制御発振器2は、変調信号1aにより周波数変調された発振周波数 f のFM信号2aを生成して電力分配器31に供給し、電力分配器31は、FM信号2aを送信信号 e_t と基準信号 e_1 とに分配して、送信信号 e_t を送信アンテナ4に供給し、基準信号 e_1 を混合器61に供給する。

20

【0069】

そして、送信アンテナ4は物標18に対して送信信号 e_t を照射し、受信アンテナ5は、送信信号 e_t の照射を受けた物標18で反射された信号を受信して受信信号 e_r を出力し、RFアンプ15は受信信号 e_r を増幅して混合器62に供給する。

【0070】

一方、局部発振器14は発振周波数 f_1 の局部信号14aを生成して電力分配器32に供給し、電力分配器32は局部信号14aを局部信号 e_{11} と e_{12} とに分配して、 e_{11} , e_{12} をそれぞれ混合器61, 62に供給する。

【0071】

混合器61は基準信号 e_1 と e_{11} を混合し、混合器62は基準信号 e_{12} と受信信号 e_r とを混合し、混合結果である信号61a, 62aをそれぞれ出力する。そして、帯域通過フィルタ161, 162は、混合器61, 62の出力61a, 62aから中間周波数 $f_i = f - f_1$ の信号16a, 16bを出力する。IFアンプ171, 172は16a, 16bを増幅して17a, 17bを出力し、混合器63に供給する。

30

【0072】

また、混合器63は17a, 17bを混合し、両信号17a, 17bの混合結果である信号63aを出力する。低域通過フィルタ7は、混合器63の出力63aに含まれている高周波成分を除去してビート信号7aをA/D変換器8に供給する。

【0073】

CPU11は、第一及び第二の実施例と同様の処理を行う。

40

【0074】

なお、距離を算出する手順は第一及び第二の実施例と同様である。

【0075】

第一及び第二の実施例ではすべてホモダイン検波回路で表したが、本実施例は局部発振器14を用いて中間周波数に変換してから検波回路でビート信号を検出するもので、第一及び第二の実施例と同様の効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【0076】

【図1】本発明の周波数変調レーダー装置の第一実施例の構成を示す概略図である。

【図2】図1に示した周波数変調レーダー装置の距離測定手順を示したフローチャートで

50

ある。

【図3】図1に示した周波数変調レーダー装置の電圧制御発振器に加える周波数制御電圧を示すグラフである。

【図4】図1に示した周波数変調レーダー装置の電圧制御発振器を周波数制御電圧を加えて周波数変調したときの周波数の変化を示すグラフである。

【図5】図1に示した周波数変調レーダー装置の電圧制御発振器の発振周波数の時間に対する変化を示すグラフである。

【図6】図1に示した周波数変調レーダー装置を使用した場合の測定結果と実際の物標までの距離の関係を示すグラフである。

【図7】本発明の周波数変調レーダー装置の第二実施例の構成を示す概略図である。

10

【図8】本発明の周波数変調レーダー装置の第三実施例の構成を示す概略図である。

【図9】従来の周波数変調レーダー装置の構成を示す概略図である。

【符号の説明】

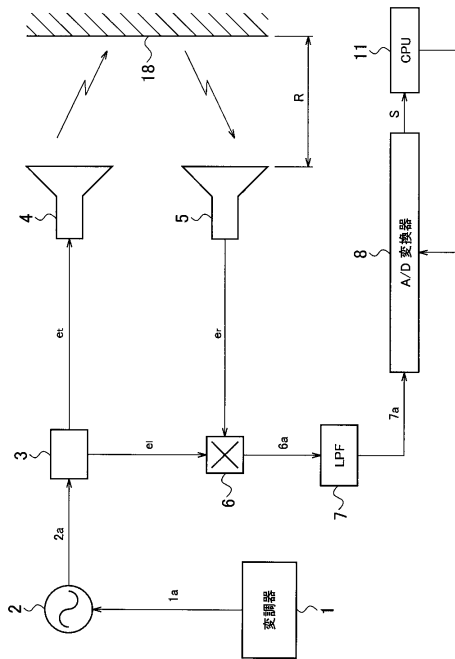
【0077】

- 1 変調器
- 2 電圧制御発振器
- 3, 31, 32 電力分配器
- 4 送信アンテナ
- 41 アンテナ
- 5 受信アンテナ
- 6, 61, 62, 63 混合器
- 7 低域通過フィルタ
- 8 A/D変換器
- 9 高速フーリエ変換器
- 10, 11 CPU
- 12 検波用ダイオード
- 13 負荷用抵抗
- 14 局部発振器
- 15 RFアンプ
- 161, 162 帯域通過フィルタ
- 171, 172 IFアンプ
- 18 物標

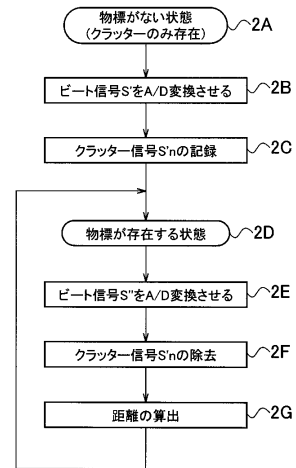
20

30

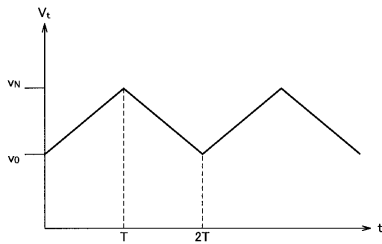
【図1】



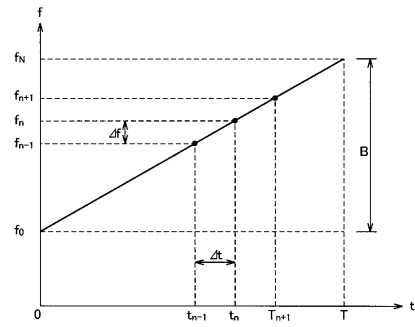
【図2】



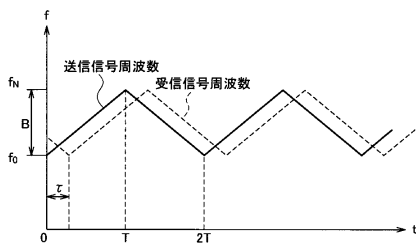
【図3】



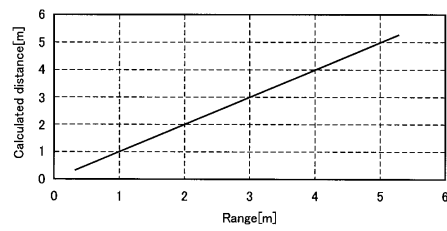
【図5】



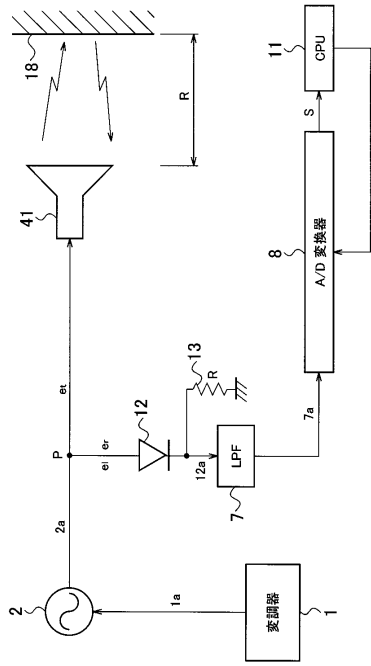
【図4】



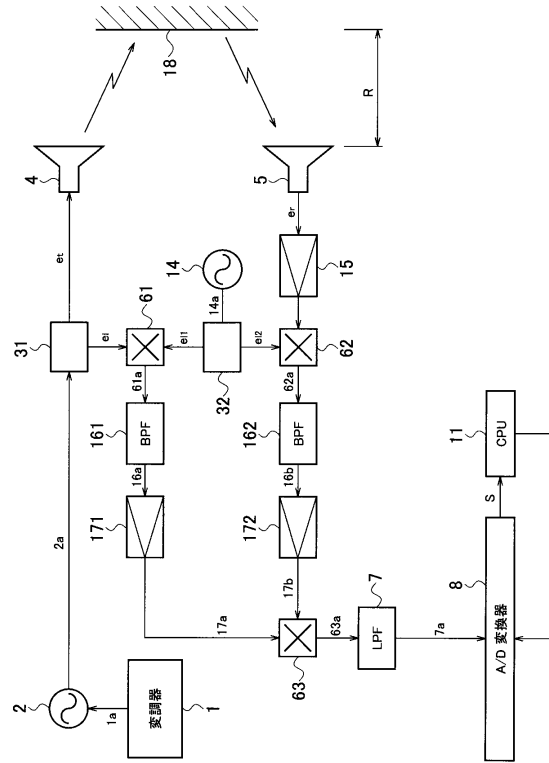
【図6】



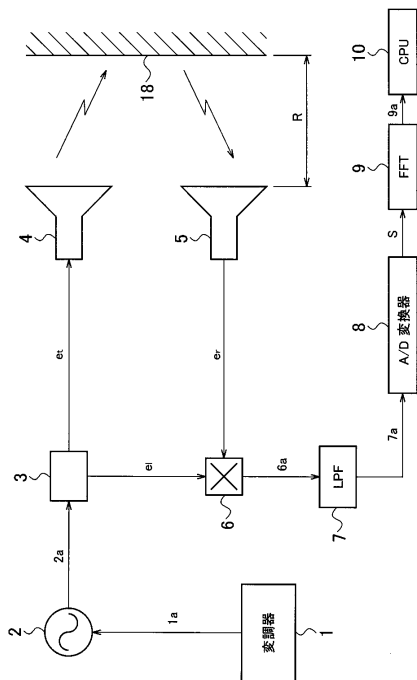
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2002-323557(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00 - 7/42

G01S13/00 - 13/95