

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4724694号
(P4724694)

(45) 発行日 平成23年7月13日(2011.7.13)

(24) 登録日 平成23年4月15日(2011.4.15)

(51) Int.Cl. F I
G O 1 S 13/32 (2006.01) G O 1 S 13/32

請求項の数 11 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2007-207092 (P2007-207092)	(73) 特許権者	509186579 日立オートモティブシステムズ株式会社 茨城県ひたちなか市高場2520番地
(22) 出願日	平成19年8月8日(2007.8.8)	(74) 代理人	100091096 弁理士 平木 祐輔
(65) 公開番号	特開2009-42061 (P2009-42061A)	(72) 発明者	黒田 浩司 茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株式会社日立製作所 オートモティブシステムグループ内
(43) 公開日	平成21年2月26日(2009.2.26)	(72) 発明者	松浦 一雄 茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株式会社日立製作所 オートモティブシステムグループ内
審査請求日	平成21年4月13日(2009.4.13)	審査官	山下 雅人

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電波レーダ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電波を放射し、測定対象物からの反射波を受信し、該受信信号をA/D変換し、該変換信号を信号処理して、該測定対象物を検出する距離計測装置において、

前記A/D変換のサンプル周波数と同期したタイミングで、前記放射する送信電波の送信周波数を切り替える際に、フーリエ変換処理を実行する所定の周期を**変えずに、該周期を更に分割し、分割した時間毎に異なる周波数帯域を設定し、かかる分割した時間の中で設定した該周波数帯域の範囲内**で、前回の送信周波数と今回の送信周波数の差を、所定の周波数差以下に制限することを特徴とする距離計測装置。

【請求項2】

請求項1に記載された距離計測装置において、

前記送信の各周波数は、A/D変換周期(すなわち周波数の逆数)で連続送信することを特徴とする距離計測装置。

【請求項3】

請求項1又は2に記載された距離計測装置において、

予め定められた任意のパターンに基づいて送信周波数を切り替える機能が備えられていることを特徴とする距離計測装置。

【請求項4】

請求項3に記載された距離計測装置において、

前記送信周波数を切り替える手段は、所定の周期で実行されるフーリエ変換処理を用い

て、該フーリエ変換の周期を一つの単位とする任意のパターンで送信周波数を切り替えることを特徴とする距離計測装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載された距離計測装置において、

前記任意のパターンは、FFT (Fast Fourier Transform) 処理に用いられるバタフライ演算のパターンであることを特徴とする距離計測装置。

【請求項 6】

請求項 3 に記載された距離計測装置において、

前記任意のパターンが予め記憶され、受信時に該記憶された任意のパターンに基づいて受信信号の並べ替えがなされた後、前記フーリエ変換処理が実施されることを特徴とする距離計測装置。

10

【請求項 7】

請求項 3 に記載された距離計測装置において、

前記任意のパターンは、疑似雑音符号に基づくパターンであることを特徴とする距離計測装置。

【請求項 8】

請求項 3 に記載された距離計測装置において、

前記任意のパターンは、所定の周波数差を保ちながら周波数が階段状に切り替えられるものであることを特徴とする距離計測装置。

【請求項 9】

請求項 1 から 8 のいずれかの請求項に記載された距離計測装置において、

受信時に受信信号を通過させるか否かを切り替えるゲート機能が備えられ、送信信号を切り替えた時点から所定の時間は、受信信号を通過させないことを特徴とする距離計測装置。

20

【請求項 10】

請求項 9 に記載された距離計測装置において、

前記所定の時間は、送信信号を生成する発信器が、周波数変化後に安定化するまでの時間であることを特徴とする距離計測装置。

【請求項 11】

請求項 1 から 8 のいずれかの請求項に記載された距離計測装置において、

送信信号を生成する電圧制御発振器の入力電圧対周波数特性 (V - f 特性) が予め記憶され、該入力電圧対周波数特性から、所定の周波数を生成するために必要な電圧が演算され、またはテーブルで参照される方式により、所定の周波数を送信するために必要な電圧が算出されることを特徴とする距離計測装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば自動車等の車両に搭載して、自車両の周辺に存在する種々のターゲットの距離や相対速度などを測定する計測装置であって、高い距離分解能を簡易なハードウェアで実現した電波レーダ装置に関するものである。

40

【背景技術】

【0002】

自動車用のミリ波レーダは、ミリ波帯の電波を放射して他車や障害物などのターゲットからの反射波を受信して電波の伝播時間、反射波の強度、周波数のドップラーシフト量などを検出し、その結果から、ターゲットまでの距離や相対速度を計測するものであり、いくつかの方式がある。

【0003】

特許文献 1 は、自動車用のミリ波レーダの代表的な方式である二周波 CW (Continuous Wave) 方式を示している。この二周波 CW 方式のレーダは、受信周波数のドップラーシフトからターゲットの相対速度を計測し、二つの周波数における受信信号の位相情報から

50

、ターゲットまでの距離を計測するものである。

【0004】

二周波CW方式の原理を、図18を参照して説明する。一つの発信器を用いる場合、図18(A)に示すように、二つの周波数 f_1 と f_2 を、交互に切換えながら送信する。従来技術の自動車用レーダでは、周波数 f_1 と f_2 とを時間的に切換える周波数は、100kHz程度であり、二つの周波数 f_1 と f_2 との差分 f_{dev} は、300kHz程度である。

【0005】

受信側では、それぞれの送信周波数 f_1 、 f_2 における受信信号を高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transformation)処理して、受信されたビート信号の周波数スペクトラムを得る。図18(B)は受信周波数スペクトルの例を示す。ターゲットが存在する場合、周波数スペクトル上で、ターゲットの相対速度に相当する周波数(ドップラー周波数)のところに、図18(B)に示されたような信号(ターゲット情報)が現れる。

10

【0006】

ドップラー周波数を利用するレーダ方式である二周波CW方式では、二つの送信周波数 f_1 、 f_2 のそれぞれについて、ターゲット情報を得ることができ、このようにして得られた周波数スペクトルの情報から、相対速度の異なる複数ターゲットを分離検出することが可能であり、分離検出した各ターゲットについて、その相対速度Rateは、ドップラー周波数 f_t から次式により計算される。

【0007】

【数1】

20

$$Rate = \frac{f_t \cdot c}{2f_c} \quad \text{--- (1)}$$

ここで、 f_c :送信周波数、 c :光速である。

【0008】

図18(C)は、二周波CW方式における二つの受信信号の周波数スペクトルの情報の位相と振幅のベクトル表示を示す。ここで、二つのパワースペクトル f_1 、 f_2 の位相角の差 θ は、ターゲットまでの距離に比例する。

【0009】

30

パワースペクトル f_1 、 f_2 をそれぞれ、複素数のSignal(1)、Signal(2)で表すと、送信周波数 f_1 と f_2 の差分 f_{dev} が既知であることから、距離Rangeは、二つの周波数の位相差 θ から、次式により計算される。

【0010】

【数2】

$$Range = \frac{c \times \theta}{4\pi \times f_{dev}} \quad \text{--- (2)}$$

ここで、 $f_{dev} = f_2 - f_1$ 、 $\theta = \arg(\text{Signal}(1)) - \arg(\text{Signal}(2))$ 、 c :光速である。

40

【0011】

上記のようにして、二周波CW方式のレーダは、ターゲットとの相対速度をドップラー周波数から計算し、ターゲットまでの距離を位相角から計算する。

【0012】

特許文献2は、測定対象物からの反射波のドップラーシフトを利用して、複数のターゲットを分離検出する距離計測装置に関するものであり、そこに開示された距離計測装置は、電波を放射し、測定対象物からの反射波を受信し、測定対象物を検出する距離計測装置において、第1の周波数の信号を所定の時間以上連続送信し、第1の周波数から所定の周波数差を持つ第2の周波数の信号を所定の時間以上連続送信し、第1の周波数から上記所定の周波数差の2以上の整数倍の周波数差を持つ信号を、1以上の整数であるN個の周波

50

数の信号にわたり送信する送信手段と、上記第1の周波数信号、第2の周波数信号、N個の周波数信号のそれぞれの送信周波数における上記測定対象物からの反射波のドップラー周波数を計測する受信手段と、複数の測定対象物のそれぞれを分離して検出する検出処理手段と、を備えることを特徴としている。

【0013】

【特許文献1】特許第3203600号公報

【特許文献2】特許第3746235号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

上記のドップラーシフトを利用するレーダ装置では、レーダとターゲットとの距離が時間変化しない相対速度がゼロの状態においては、ドップラー周波数がゼロとなり、ターゲットを検知できないという課題があった。

【0015】

また、同一速度に複数ターゲットが存在する場合には、それらを分離して距離を高精度に検出することが困難であったという課題もあった。

【課題を解決するための手段】

【0016】

上記の課題を解決するため、本発明の距離計測装置は、電波を放射し、測定対象物からの反射波を受信し、該受信信号をA/D変換し、該変換信号を信号処理して、該測定対象物を検出する距離計測装置において、前記A/D変換のサンプル周波数と同期したタイミングで、前記放射する送信電波の送信周波数を切り替える。

【0017】

また、上記の距離計測装置において、前記送信の各周波数は、A/D変換周期（周波数の逆数）で連続送信する。

【0018】

また、上記の距離計測装置において、予め定められた任意のパターンに基づいて送信周波数を切り替える機能が備えられている。

【0019】

また、上記の距離計測装置において、前記送信周波数を切り替える手段は、所定の周期で実行されるフーリエ変換処理を用いて、該フーリエ変換の周期を一つの単位とする任意のパターンで送信周波数を切り替える。

【0020】

また、上記の距離計測装置において、前記任意のパターンは、FFT (Fast Fourier Transform) 処理に用いられるバタフライ演算のパターンである。

【0021】

また、上記の距離計測装置において、前記任意のパターンが予め記憶され、受信時に該記憶された任意のパターンに基づいて受信信号の並べ替えがなされた後、前記フーリエ変換処理が実施される。

【0022】

また、上記の距離計測装置において、前記任意のパターンは、疑似雑音符号に基づくパターンである。

【0023】

また、上記の距離計測装置において、前記任意のパターンは、所定の周波数差を保ちながら周波数が段階的に切り替えられるものである。

【0024】

また、上記の距離計測装置において、前記送信信号を切り替える際に、前回の送信周波数と今回の送信周波数の差を、所定の周波数差以下に制限する。

【0025】

また、上記の距離計測装置において、受信時に受信信号を通過させるか否かを切り替え

10

20

30

40

50

るゲート機能が備えられ、送信信号を切り替えた時点から所定の時間は、受信信号を通過させない。

【0026】

また、上記の距離計測装置において、前記所定の時間は、送信信号を生成する発信器が、周波数変化後に安定化するまでの時間である。

【0027】

また、上記の距離計測装置において、送信信号を生成する電圧制御発振器の入力電圧対周波数特性（V - f 特性）が予め記憶され、該入力電圧対周波数特性から、所定の周波数を生成するために必要な電圧が演算され、またはテーブルで参照される方式により、所定の周波数を送信するために必要な電圧が算出される。

10

【発明の効果】

【0028】

本発明によれば、相対速度がゼロの状態でもターゲットを検知可能となり、さらに、同一速度に複数ターゲットが存在する場合には、それらを分離して距離を高精度に検出することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

本発明を実施するための最良の形態を、以下、図1から図17を参照して説明する。以下の実施例は、本発明に係るレーダ装置を自動車用の距離計測装置に適用した例であるが、本発明は、これに限定されるものではない。

20

【0030】

図1は、本発明に係るレーダ装置のブロック図を示す。図1において、発信部18は、変調部17からの変調信号に基づく発信周波数で送信信号を生成し、生成された高周波信号は、送信アンテナ10から放射される。自動車用の距離計測装置では、高周波信号として、通常、76GHz帯または24GHz帯のミリ波帯または準ミリ波帯の信号が用いられている。車両や障害物などのターゲット（測定対象物）から反射されて返ってくる電波信号は、受信アンテナ11で受信され、ミキサ12で周波数変換を施される。発信部18の出力信号の一部は、方向性結合部を介してミキサ12へ供給され、この発信部18からの信号と、受信アンテナ11からの受信信号とのミキシングによって、ビート信号が生成される。

30

【0031】

レーダ方式が直接ベースバンドに変換するホモダイン方式の受信系の場合、ミキサ12から出力されるビート信号は、ドップラー周波数である。そして、ミキサ12から出力されるビート信号は、アナログ回路部13からA/Dコンバータ14に供給されてデジタル信号に変換された後、FFT（高速フーリエ変換）処理部2に供給される。このFFT処理部2では、A/D変換された一連のデータを、複素数フーリエ変換処理することにより、ビート信号の周波数スペクトラムを振幅と位相の情報として計測する。

【実施例1】

【0032】

図2は、上記の距離計測装置における送信信号の周波数パターンの一例を示すものであり、これを用いた距離計測装置が実施例1である。ここでは、A/Dサンプル周期と同期させて、FFT周期内で階段状に周波数が減少する送信波が用いられている。図1のブロック図に示された変調部17は、任意パターン生成処理部4からの指令値に基づいて、発信部18を制御する電圧を生成し、発信部18に送る。発信部18は、入力電圧に基づいて、図2に示された変化幅 f で階段状に減少する所定の周波数を生成し、アンテナ10から放射する。そして、ターゲットで反射された信号は、受信アンテナ11で受信され、ミキサ12で低周波のビート信号に変換され、アナログ回路部13で増幅された後、A/Dコンバータ14においてデジタルデータに変換される。

40

送信信号 $S_n(t)$ は、次式により表される。

【0033】

50

【数 3】

$$S_{n_i}(t) = A_t \cdot \exp[j(2\pi \cdot f_n \cdot t + \phi_n)] \quad \text{--- (3)}$$

ここで、 A_t ：送信信号の振幅、 f_n ：送信周波数、 ϕ_n ：初期位相である。

【0034】

受信信号は、ターゲットまでの距離の遅延があるため、次式で示される。

【数 4】

$$S_{n_r}(t) = A_r \cdot \exp[j\{2\pi \cdot f_n \cdot (t - \tau(t)) + \phi_n\}] \quad \text{--- (4)}$$

10

ここで、 A_r ：受信信号の振幅、 $\tau(t)$ ：距離による遅延時間である。

【0035】

【数 5】

$$\tau(t) = \frac{2 \cdot \text{Range}(t)}{c} \quad \text{--- (5)}$$

【0036】

ミキサ12から出力されるビート信号は次式となる。

20

【数 6】

$$\begin{aligned} S_{n_{IF}}(t) &= A_{IF} \cdot \exp[j\{2\pi \cdot f_n \cdot t - 2\pi \cdot f_n \cdot (t - \tau(t))\}] \\ &= A_{IF} \cdot \exp[j\{2\pi \cdot f_n \cdot \tau(t)\}] \end{aligned} \quad \text{--- (6)}$$

【0037】

送信周波数を、A/Dサンプル周期と同期して、階段状に変化させる場合の送信信号は、次の式で表現できる。

【0038】

【数 7】

$$f_n = f_0 - \frac{n \cdot \Delta f}{T} t \quad \text{--- (7)}$$

30

【0039】

ここで f_0 は、送信周波数の初期値であり、 n は、0からFFTのサンプル総数までカウントアップする整数である。 Δf は、上記のとおり、周波数の変化幅である。

以上より、受信のビート信号は次式となる。

【0040】

【数 8】

$$S_{n_{IF}}(t) = A_{IF} \cdot \exp\left[j\left\{2\pi \cdot \left(f_0 - \frac{n \cdot \Delta f}{T} t\right) \cdot \tau(t)\right\}\right] \quad \text{--- (8)}$$

40

【0041】

図3は、A/Dサンプル周期でサンプリングされた受信のビート信号の一例を示すものであり、この波形は、ターゲットまでの距離と相対速度、送信周波数の階段状のステップによって定まる正弦波である。送信周波数を階段状ステップに変化させながら送信しているので、ターゲットまでの距離が変化しない場合、図3に示されているように、各ステップにおいて、計測データをつなぐ正弦波となる。サンプルした受信データを、FFT周期

50

分だけ蓄積してFFT処理を施すと、図4に示されているように、ターゲットまでの距離に応じた周波数ピーク信号が表れる。図4の例では、周波数 f_p のポイントに、ターゲットからの反射信号が表れ、この周波数 f_p は、ターゲットまでの距離と相対速度、および送信周波数の階段状ステップによって定まる関数となる。

【0042】

ターゲットまでの距離が変化しない場合、すなわち相対速度がゼロの場合、ターゲットまでの距離Rangeは、ターゲットからの反射のピーク信号周波数 f_p から、次式により求めることができる。

【0043】

【数9】

$$Range = \frac{c}{2} \cdot \frac{T}{n \cdot \Delta f} \cdot f_p \quad \text{--- (9)}$$

10

【0044】

上式において、 $n \cdot \Delta f$ は、階段状の送信周波数の傾きを示す。例えば、FFT周期を100msとし、1MHzずつ1000ポイント、1000MHzにわたって階段状に送信周波数を変化させる場合、 $(n \cdot \Delta f) / T = 1000 \text{ MHz} / \text{sec}$ となる。

【0045】

この送信波を用いて、もし受信のターゲットの周波数が $f_p = 1000 \text{ Hz}$ の場合、ターゲットまでの距離は式(9)から15mと算出される。

20

【0046】

実施例1において、発信部18は、通常、図5に示されたような発信部固有の入力電圧対周波数特性($V-f$ 特性)を有する。この $V-f$ 特性を予め記憶部19へ記憶しておき、この記憶しておいた $V-f$ 特性を用いて、所定の周波数を生成するために必要な制御電圧を演算するか、またはテーブル参照し、これを発信部18に入力する。こうして、発信部18の特性にかかわらず、所定の送信周波数を送信することができる。

【0047】

図2に示す例では、発信周波数の変化幅を Δf とし、発信周波数を f_0 から f_n まで等間隔で階段状に変化する周波数を設定する。次に、図5に示した $V-f$ 特性から、 f_0 から f_n までの周波数を送信するために必要な電圧 V_0 から V_n を予め計測しておき、記憶部19に記憶しておく。信号処理部の任意パターン生成処理部4は、記憶部19に記憶しておいた電圧 V_0 から V_n の情報に基づき、変調部17を経て発振部へ入力される制御電圧を設定する。このように発信部18に変調信号を入力することで、周波数の変化幅 Δf を保ちつつ、送信周波数を切替えながら送信することができる。

30

【実施例2】

【0048】

図6と図7を参照して実施例2について説明する。実施例1では、図2に示した送信周波数が時間とともに階段状に変化する送信周波数を用いたが、実施例2では、図6に示されているとおり、送信周波数をA/Dサンプル周期と同期させて変化させるが、その送信周波数のパターンは、FFT周期において、任意のランダムなパターンの送信周波数を用いる。

40

【0049】

受信された信号は、図1に示されたA/Dコンバータ14でデジタル信号に変換された後、同じく並べ替え処理部3において、各サンプル信号の順序が並べ替えられる。並べ替え処理部3は、送信時のパターンが既知であるので、A/D変換されたデータを、送信時の周波数が階段状に変化する場合と同様の順番に並べ替える。この並べ替えたデータをFFT処理部2においてFFT処理することにより、実施例1に場合と同様の処理が可能となる。

【0050】

50

図6の上の図に示した送信周波数の任意のパターンは、具体的には、M系列符号やGold系列符号といった、疑似雑音符号を用いる。また、任意のパターンを、図1の記憶部19に記憶しておく。このような疑似雑音符号を用いることで、一連の送信周波数の途中に、何らかの干渉波が存在した場合、その干渉波の影響を小さくすることができるというメリットがある。

【0051】

実施例2における一連の信号処理の流れを、図7を用いて説明する。ステップ100において、任意のパターンで電波を送信する。ステップ101において、ターゲットで反射されて返ってくる信号を受信し、A/Dコンバータでデジタルデータへ変換する。FFT処理をするサンプル数以上のA/Dサンプルデータを蓄え、ステップ102において、送信時の任意のパターンを用いて受信したA/Dサンプルデータの順番を並べ替える(図6の下の図参照)。ステップ103において、これら一連のデータをFFT演算する。最後にステップ104において、FFT処理の結果得られたターゲットからの反射のピーク信号を計測し、ピーク信号の周波数・振幅・位相の情報からターゲットまでの距離と相対速度を演算する。

【実施例3】

【0052】

実施例3は、送信周波数が階段状に変化して連続する2組のデータをFFT処理する場合であり、図8は、それに用いられる送信周波数のパターンを示す。図8(A)は、図2と同様に、送信する周波数を、A/Dサンプル周期と同期させて階段状に変化させる方式の送信周波数を示しており、FFT周期2周期分(T1、T2)のデータを示している。式(9)を用いて説明した実施例1では、ターゲットまでの距離が変化しない場合であったが、ターゲットと相対速度がある場合、ターゲットからの反射のピーク信号周波数は、距離と相対速度の成分が合成されたものとなる。FFT区間における送信周波数の平均値をfcとすると、ピーク信号の周波数fpは、

【0053】

【数10】

$$fp = \frac{2 \cdot \text{Rate}}{c} fc + \frac{n \cdot \Delta f}{T} \cdot \frac{2 \cdot \text{Range}}{c} \quad \text{--- (10)}$$

である。時刻T1におけるピーク信号の周波数fp1と、時刻T2におけるピーク信号の周波数fp2の差分fpは、

【0054】

【数11】

$$\Delta fp = fp2 - fp1 \quad \text{--- (11)}$$

であり、時刻T1から時刻T2にかけての相対速度の変化は微小とすると、距離の変化量は次のとおり表される。

【0055】

【数12】

$$\text{Range}(2) - \text{Range}(1) = \text{Rate} \cdot T \quad \text{--- (12)}$$

【0056】

また、fpは、次式で表される。

10

20

30

40

【数 1 3】

$$\begin{aligned}
 \Delta fp &= fp2 - fp1 \\
 &= \left(\frac{2 \cdot \text{Rate}}{c} fc + \frac{n \cdot \Delta f \cdot 2 \cdot \text{Range}(2)}{T \cdot c} \right) - \left(\frac{2 \cdot \text{Rate}}{c} fc + \frac{n \cdot \Delta f \cdot 2 \cdot \text{Range}(1)}{T \cdot c} \right) \\
 &= \frac{n \cdot \Delta f \cdot 2 \cdot (\text{Range}(2) - \text{Range}(1))}{T \cdot c} \\
 &= \frac{2 \cdot n \cdot \Delta f \cdot \text{Rate}}{c} \quad \text{--- (13)}
 \end{aligned}$$

10

【0057】

相対速度Rateは、時刻T1から時刻T2にかけての周波数の差分 fp を用いて、次式により求められる。

【0058】

【数 1 4】

$$\text{Rate} = \frac{c}{2 \cdot n \cdot \Delta f} \cdot \Delta fp \quad \text{--- (14)}$$

上式を、再び(10)式へ代入することで、距離を求めることができる。

【0059】

20

【数 1 5】

$$\text{Range} = \frac{c \cdot T}{2n \cdot \Delta f} \left(fp - \frac{fc}{n \cdot \Delta f} \cdot \Delta fp \right) \quad \text{--- (15)}$$

【0060】

以上のように、連続する2つのFFT処理結果をもちいることで、ターゲットまでの距離と相対速度を求めることができる。

【実施例4】

【0061】

30

次の実施例について、図9と図10を用いて説明する。レーダとターゲットとの距離が時間的に変動する場合、ターゲットからの反射のピーク信号の周波数fpには、距離の変動(相対速度)に伴うドップラー周波数も含まれる。このドップラー周波数の成分(相対速度)と距離を分離して計測するため、2周波CW方式の原理を利用する。送信信号は、図9に示すように、微小な周波数差 f_{dev} だけ離れた上側周波数と下側周波数を送信する。各周波数は、図2に示したのと同様に、周波数変化幅を f として、階段状に周波数が変化する。図9の場合、A/Dサンプル周期を2倍と高速化し、一つのFFT周期の区間で上側周波数と下側周波数の2つの周波数のデータを取得できるようにしている。これら取得したデータを上側周波数と下側周波数に分離して並べ替えると、図9の下側に示すように、送信周波数が階段状に変化する2つのデータ列を得ることができる。この場合のA/D変換後のデータの例を図10に示す。図10では、A/D変換後のデータを、上側周波数と下側周波数に分離してつないでおり、これら2つの受信信号は、周波数が同じで位相が異なる2つの信号として観測される。

40

【0062】

これら2つの信号、上側周波数と下側周波数のそれぞれにたいしてFFT処理を施すことで、図11(A)に示すスペクトル情報が得られる。スペクトル情報には、ターゲットからの反射信号がピーク信号として表れる。ピーク信号が表れる周波数は、式(10)で示したように、距離と相対速度の成分が合成されたものとなる。

【0063】

上側周波数のスペクトル情報から得られたピーク信号の位相角と、下側周波数のピーク

50

信号の位相角との差分を図 1 1 (B) に示す。これらの位相角情報は、2 周波 C W 方式と同様のパワースペクトル情報となるため、(2) 式で示した 2 周波 C W 方式と同じ計算方法にて、距離 Range を算出することができる。算出した距離情報 Range と、計測したピーク信号の周波数 f_p とから、(1 0) 式を用いて相対速度 Rate の値を求めることができる。上側周波数と下側周波数の差分は、車間距離制御などに用いられる自動車用の遠距離レーダでは 3 0 0 K H z 程度である。

【実施例 5】

【 0 0 6 4 】

次に、2 周波 C W 方式の原理を利用する別の方式について、図 1 2 を用いて説明する。図 1 2 では、送信の信号を、上側周波数と下側周波数の 2 つを一組として送信することは図 9 の例と同じであるが、これら一組の周波数を、F F T 周期を基準とする任意のパターンで変調しながら送信する方式である。受信された信号は、A / D コンバータ 1 4 でデジタル信号に変換された後、上側周波数、下側周波数をそれぞれ分離して並べ替える。上側周波数、下側周波数のそれぞれは、送信時の周波数が階段状に変化すると同様の順番に、受信した A / D データを並べ替えられる。図 1 2 の下段に、階段状に並べ替えられたデータの概念を示す。このようにして並べ替えた後、図 1 1 で説明したのと同様の、2 周波 C W 方式の原理を利用する処理を施すことで、ターゲットまでの距離と相対速度を算出することができる。

【実施例 6】

【 0 0 6 5 】

次の実施例について、図 1 3 と図 1 4 を用いて説明する。ここで説明する方式は、F M C W (Frequency Modulation Continuous Wave) 方式のレーダの計測原理を用いている。図 1 3 に示すように、送信周波数を A / D サンプル周期と同期させて変化させるが、その送信周波数のパターンを、F F T 周期を基準とする、ある任意のパターンとする。F F T の 2 周期にわたり、任意のパターンを送信する。図 1 3 では、第一の F F T 周期と、第二の F F T 周期で、送信する周波数の任意パターンを変化させた例を示している。

【 0 0 6 6 】

次に受信された信号は、A / D コンバータ 1 4 でデジタル信号に変換された後、並べ替え処理部 3 で、各サンプル信号を並べ替える。並べ替え処理部 3 は、送信時の任意のパターンが既知であるので、送信時の周波数が階段状に変化すると同様の順番に、受信した A / D データを並べ替える。このときに、最初の F F T 区間では、階段状の周波数変化が下りとなるように並べ替え、次の F F T 区間では階段状の周波数変化が上りとなるよう、データを並べ替える。これら並べ替えた一連のデータを F F T 処理部 2 へ入力し F F T 処理する。F F T 処理した結果のスペクトラム波形の例を図 1 4 に示している。図 1 4 では、上り区間の F F T 結果と、下り区間の F F T 結果の例を示している。上り区間の F F T で得られたターゲット情報のピーク信号の周波数を f_{p+} 、同様に下り区間のピーク信号の周波数を f_{p-} とすると、それぞれの周波数は、ターゲットまでの距離 Range と相対速度 Rate から、次の式で表される。

【 0 0 6 7 】

【数 1 6】

$$f_{p+} = \frac{n \cdot \Delta f}{T} \cdot \frac{2 \cdot \text{Range}}{c} - \frac{2 \cdot \text{Rate}}{c} f_c \quad \text{--- (16)}$$

$$f_{p-} = \frac{n \cdot \Delta f}{T} \cdot \frac{2 \cdot \text{Range}}{c} + \frac{2 \cdot \text{Rate}}{c} f_c \quad \text{--- (17)}$$

【 0 0 6 8 】

これらのピーク信号の周波数を求めることから、F M C W 方式と同様に、次の式によって、ターゲットまでの距離と相対速度を算出することができる。

【 0 0 6 9 】

10

20

30

40

50

【数 17】

$$Range = (fp+ + fp-) \cdot c \cdot \frac{T}{4n \cdot \Delta f} \quad \text{--- (18)}$$

$$Rate = (fp- - fp+) \cdot \frac{c}{4fc} \quad \text{--- (19)}$$

【実施例 7】

【0070】

10

次の実施例について、図 15 を用いて説明する。

時間領域データを周波数領域データへ変換するための高速アルゴリズムとして FFT 処理がよく利用される。FFT には、多くのアルゴリズムがあるが、基数 2 の時間間引き型 (radix-2 decimation in time) での計算では、時間領域のデータをあらかじめ並べ替えておき、バタフライ演算を繰り返すことで、周波数領域のデータを順序どおりに出力することができる。例えば、8 個のデータを FFT 処理する場合、時間領域の入力データ (x0, x1, x2, x3, x4, x5, x6, x7) を、(x0, x4, x2, x6, x1, x5, x3, x7) という順番に並べ替えて FFT 処理を施すことで、周波数領域では周波数の順番 (X0, X1, X2, X3, X4, X5, X6, X7) に出力される。そこで、図 15 に示す本発明方式でも、送信する周波数を、バタフライ演算に適するように、あらかじめ順番を並べ替えておく。図 15 では、8 つの周波数を切替えながら送信する例を示しており、(f0, f4, f2, f6, f1, f5, f3, f7) という周波数を送信する。受信した信号を、A/D コンバータ 14 でデジタル信号に変換し、その順番のまま FFT 処理を施すことで、必要なデータの並べ替えを省略でき、演算時間を短縮することができる。

20

【実施例 8】

【0071】

次の実施例について、図 16 を用いて説明する。これまでに、図 6 ほかを用いた実施例の説明において、送信する周波数を、A/D サンプル周期と同期させて変化させるが、その送信周波数のパターンを、FFT 周期を基準とする、ある任意のパターンとする例について述べた。図 16 の実施例では、FFT 周期をさらに分割し、その分割した時間のなかでは周波数を変化させる帯域を制限する方式を示している。ある時間内で周波数遷移する量を制限することで、あるひとつの周波数から、次の周波数へ遷移する時間を短縮し、遷移後の周波数安定性を向上することができる。

30

【実施例 9】

【0072】

次の実施例について、図 17 を用いて説明する。図 17 (A) では、受信のアナログ回路部の中に、増幅器 31、受信ゲート 30、サンプルホールド回路 32 を持つ例について述べている。送信周波数をステップ的に変化させる場合、発信部 18 の特性によっては、図 17 (B) に示すように、送信周波数の指令値に対し、実際の送信周波数が少しオーバーシュートする場合がある。このような送信周波数のオーバーシュートの影響を少なくするため、受信のアナログ回路に、受信ゲート 30 を持つ。

40

【0073】

図 17 (B) に示すように、送信周波数の指令値が遷移してから所定の時間幅 t だけ経過してから受信ゲートを ON とする。また、次の周波数の遷移を指令する少し前に、受信ゲートを OFF とする。受信ゲートが ON となっている時間区間の信号を、サンプルホールド回路 32 でホールドしておき、A/D コンバータでデジタルデータへ変換する。このように受信ゲートの機能をアナログ回路へ付加することで、送信周波数の指令値の切替えに伴う、送信周波数のオーバーシュートやアンダーシュートといった周波数ハンチングの影響を除去することができ、精度の高い計測が可能となる。

【産業上の利用可能性】

50

【 0 0 7 4 】

本発明は、前方車両との車間距離を計測する距離計測装置に利用可能であるほか、車両の前方、側方、後方に存在する各種ターゲットの位置、方角、相対速度を計測する車載レーダ、更に、例えば、道路の交通量を計測したり、特定の場所を監視したりするための地上レーダなどに幅広く利用することが可能である。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 7 5 】

【 図 1 】 本発明に係るレーダ装置のブロック図を示す。

【 図 2 】 本発明の実施例 1 の距離計測装置で用いる送信信号の周波数切り替えパターンを示す。

10

【 図 3 】 A / D サンプル周期でサンプリングされた受信のビート信号の一例を示す。

【 図 4 】 F F T 処理結果のスペクトル波形と周波数ピーク信号の一例を示す。

【 図 5 】 発振器の入力電圧対周波数特性 (V - f 特性) の一例を示す。

【 図 6 】 本発明の実施例 2 の距離計測装置で用いる送信信号のランダムな周波数切り替えパターンと A / D サンプルデータの順番を並べ替えた後のパターンを示す。

【 図 7 】 実施例 2 における信号処理の信号処理のフローチャートである。

【 図 8 】 実施例 3 について、(A) は、F F T 周期 2 周期分 (T 1 、 T 2) の送信信号の階段状の周波数切り替えパターンを示し、(B) は、各周期における F F T 処理結果のスペクトル波形を示す。

【 図 9 】 実施例 4 における、2 周波 C W 方式の原理に基づく微小の周波数差を持つ 2 つの送信周波数を切替えながら階段状に変化する送信信号のパターンと、A / D 変換後に分離され並べ替えられたデータを示す。

20

【 図 1 0 】 実施例 4 における A / D 変換後の受信信号における 2 つの送信周波数の振幅の例を示す。

【 図 1 1 】 実施例 4 について、(A) は、F F T 処理結果のスペクトル波形を示し、(B) は、受信信号における 2 つのパワースペクトルを複素平面上に示す。

【 図 1 2 】 実施例 5 について、2 周波 C W 方式の原理に基づく微小の周波数差を持つ 2 つの送信周波数を切替えながらランダムに変化する送信信号のパターンと、A / D 変換後に分離され並べ替えられたデータを示す。

【 図 1 3 】 F M C W 方式の原理に基づき、任意のパターンで送信周波数を変化させる場合の図

30

【 図 1 4 】 F M C W 方式の原理に基づき、任意のパターンで送信周波数を変化させる場合の、スペクトル波形の図

【 図 1 5 】 送信周波数を切り替える任意のパターンが、F F T でバタフライ演算に用いられるパターンである図

【 図 1 6 】 送信周波数を任意のパターンで切替える際に、周波数帯域を分割して、変動する周波数の幅を制限させる方式での送信周波数の図

【 図 1 7 】 受信回路に、受信信号を ON/OFF するゲートを付加した場合の図

【 図 1 8 】 従来 の 2 周波 C W 方式のレーダでの、送信信号と受信スペクトラム信号の例

【 符号の説明 】

40

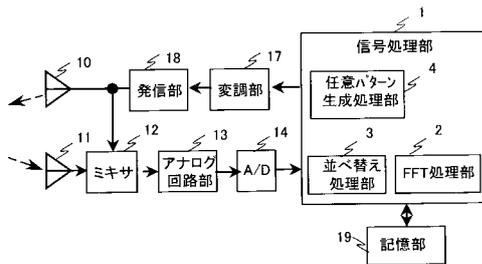
【 0 0 7 6 】

- 1 信号処理部
- 2 F F T 処理部
- 3 並べ替え処理部
- 4 任意パターン生成処理部
- 1 0 送信アンテナ
- 1 1 受信アンテナ
- 1 2 ミキサ
- 1 3 受信のアナログ回路部
- 1 4 受信の A / D コンバータ

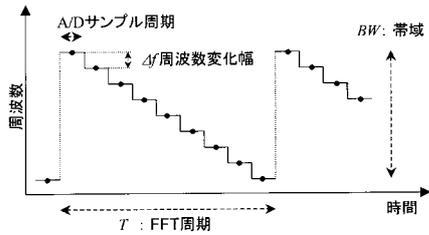
50

- 1 7 変調部
- 1 8 発信部
- 1 9 発信部の制御信号

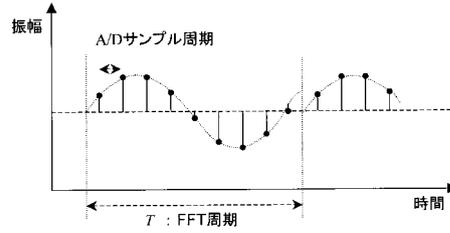
【図1】



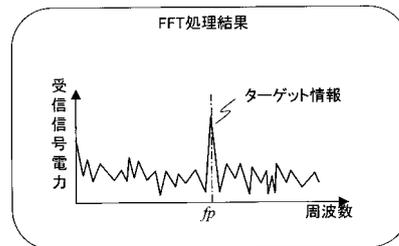
【図2】



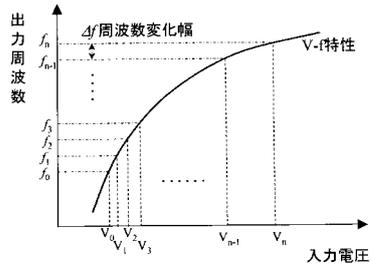
【図3】



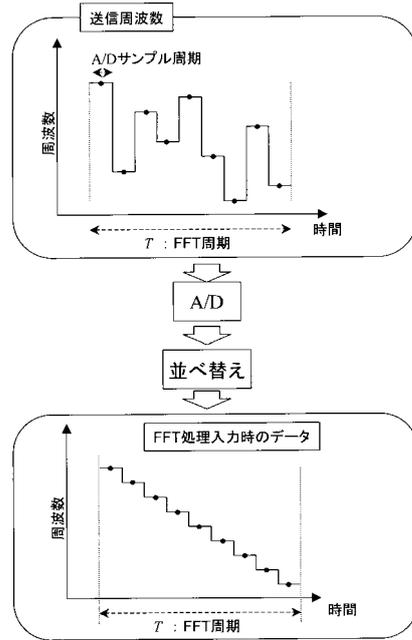
【図4】



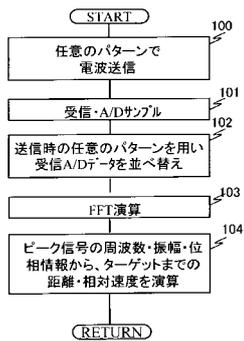
【図5】



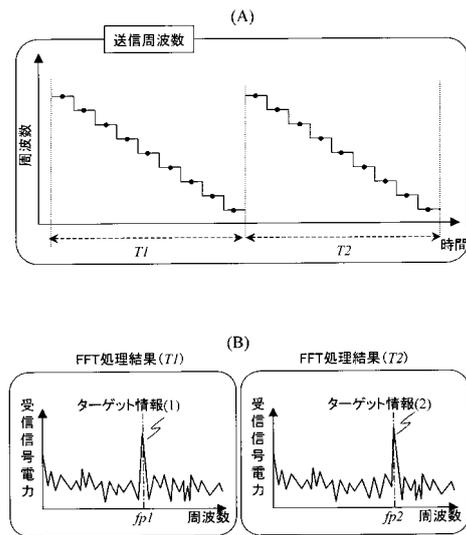
【図6】



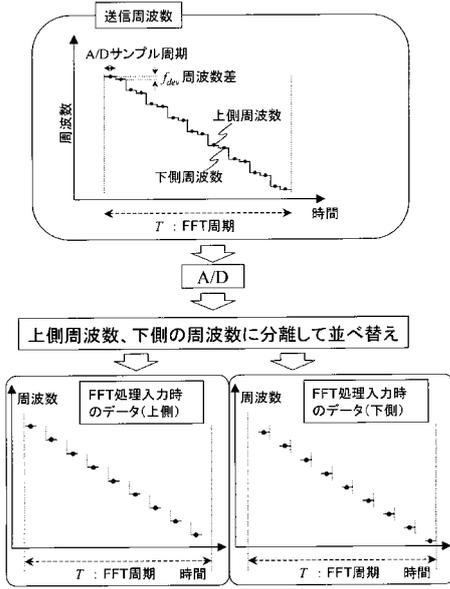
【図7】



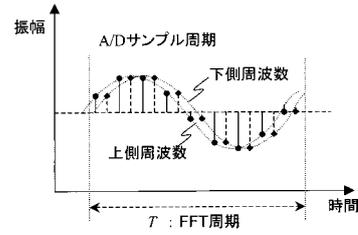
【図8】



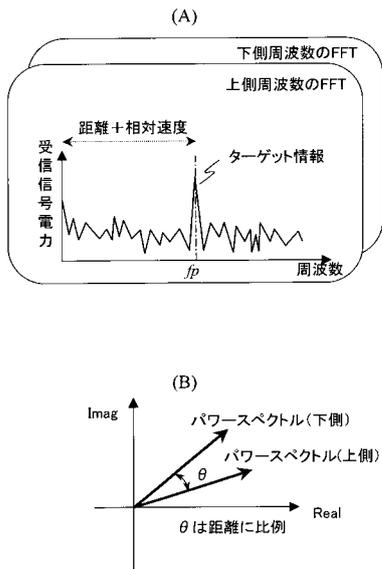
【図9】



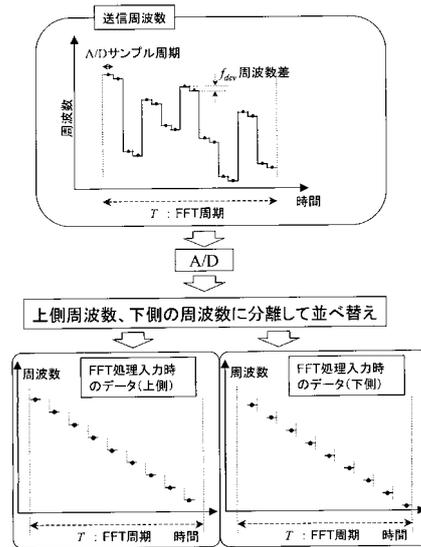
【図10】



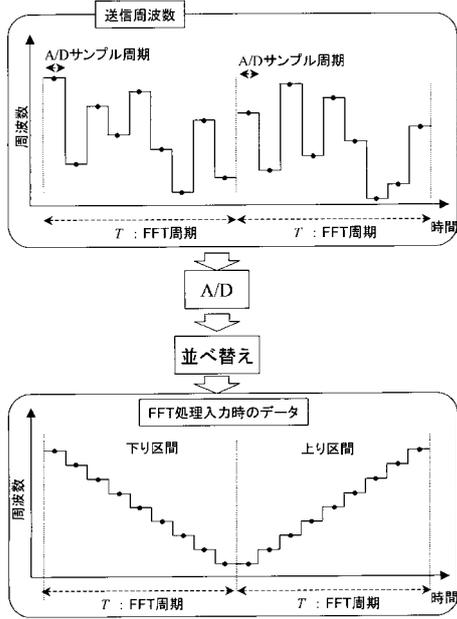
【図11】



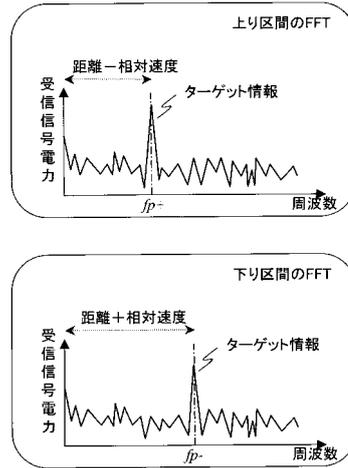
【図12】



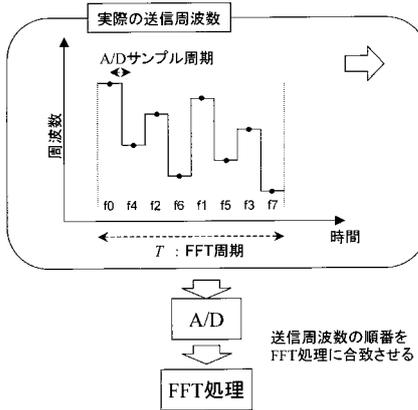
【図13】



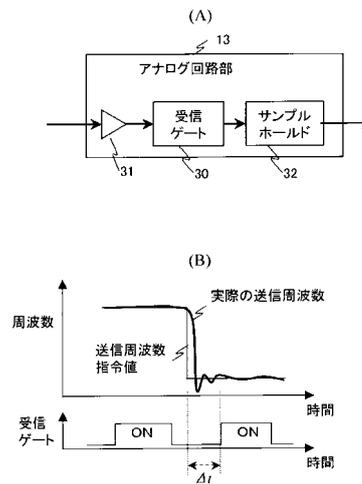
【図14】



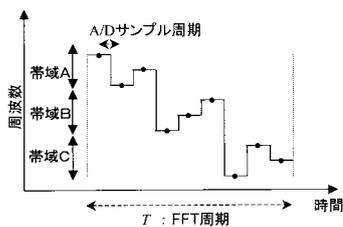
【図15】



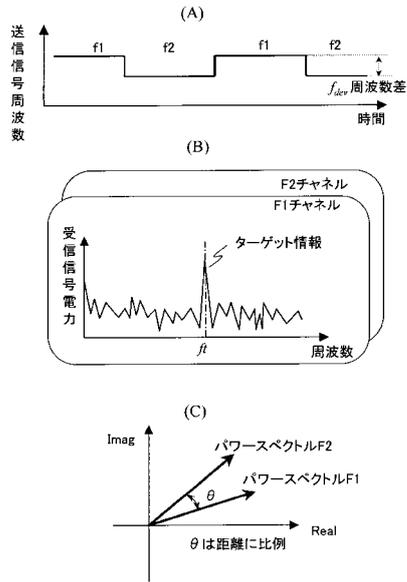
【図17】



【図16】



【図18】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特表2004-511783(JP,A)
特開平10-282227(JP,A)
特表2002-513468(JP,A)
特開平05-126943(JP,A)
特開2002-107447(JP,A)
特開2002-156447(JP,A)
国際公開第2006/085352(WO,A1)
米国特許出願公開第2005/0156780(US,A1)
欧州特許出願公開第01757953(EP,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00-17/95