

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3971573号
(P3971573)

(45) 発行日 平成19年9月5日(2007.9.5)

(24) 登録日 平成19年6月15日(2007.6.15)

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

請求項の数 12 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2000-506541 (P2000-506541)	(73) 特許権者	500062575
(86) (22) 出願日	平成10年8月6日(1998.8.6)		アスティックス ゲーエムペーハー
(65) 公表番号	特表2001-512839 (P2001-512839A)		ドイツ連邦共和国 85521 オットー
(43) 公表日	平成13年8月28日(2001.8.28)		ブラン, リズーメイトナーシュトラーセ
(86) 国際出願番号	PCT/EP1998/004916		2エイ
(87) 国際公開番号	W01999/008128	(74) 代理人	100091096
(87) 国際公開日	平成11年2月18日(1999.2.18)		弁理士 平木 祐輔
審査請求日	平成17年8月5日(2005.8.5)	(74) 代理人	100105463
(31) 優先権主張番号	197 34 713.4		弁理士 関谷 三男
(32) 優先日	平成9年8月11日(1997.8.11)	(74) 代理人	100110191
(33) 優先権主張国	ドイツ(DE)		弁理士 中村 和男
		(72) 発明者	ホーン, フェリックス
			ドイツ連邦共和国 ディー-85609
			アッシュハイム, ロットヴァントシュトラ
			ーセ 11

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 レーダ距離測定装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

レーダ距離測定装置であって、周波数変調された連続的な高周波信号をアンテナ(1)を介して測定されるべき距離に置かれている目標物体(4)に向ける送信器と、送信器から誘導された信号とアンテナ(1)もしくは別のアンテナによって受信された目標物体からの反響信号とを組み合わせるミキサ(5)と、混合結果の周波数分析を行うための周波数分析装置(11)と、さらに目標物体に起因する混合結果の周波数に対応する距離を表示するための表示装置(12)とを有する形式のものにおいて、周波数分析装置(11)が、フィルタ装置(31)を制御するのに用いられる粗分析結果を形成するための第1の周波数分析器(29)を包含しており、フィルタ装置(31)が、目標物体に起因する周波数を包含している、時間範囲で当該周波数の周囲に限定された混合結果の区分を選択し、この区分について表示装置(12)と結合されている別の周波数分析器(30)によって、第1の周波数分析器(29)の走査ステップよりも精密化された走査ステップで離散フーリエ変換が実施されることを特徴とするレーダ距離測定装置。

10

【請求項2】

送信器の高周波信号が直線的に周波数変調されていることを特徴とする、請求項1記載の装置。

【請求項3】

ミキサ(5)の混合結果がアナログ/デジタル変換器(10)によってデジタル化され

20

、第1の周波数分析器(29)がデジタル高速フーリエ変換を実施し、さらにフィルタ装置(31)が群遅延時間補償されたデジタル帯域フィルタであることを特徴とする、請求項1または2記載の装置。

【請求項4】

ミクサ(5)とアナログ/デジタル変換器(10)との間にアナログ信号処理回路(9)が配置されていることを特徴とする、請求項2または3記載の装置。

【請求項5】

アナログ信号処理回路(9)が、ミクサ(5)の出力信号の周波数スペクトルにおける妨害周波数を抑圧するための、少なくとも1つの帯域消去フィルタ(26)を包含していることを特徴とする、請求項4記載の装置。

10

【請求項6】

アナログ信号処理回路(9)がミクサ(5)の出力信号を、それらの周波数に直接関係して強化するための微分器(27)を包含していることを特徴とする、請求項4または5記載の装置。

【請求項7】

アナログ信号処理回路(9)がエイリアシング防止フィルタ(28)を包含していることを特徴とする、請求項4から6までのいずれか1項記載の装置。

【請求項8】

デジタル周波数分析装置(11)において、別の周波数分析器(30)がミクサ(5)の混合結果の目標物体に起因する周波数に関する情報のほかに、この周波数に対応した振動の位相位置に応じて出力信号を送り、この出力信号が当該周波数の波長の相応の部分に換算され、混合結果を精密化するために目標物体に起因する前記周波数から算出された全波長の合計に加算されることを特徴とする、請求項1から7までのいずれか1項記載の装置。

20

【請求項9】

ミクサ(5)の混合結果の走査サンプリングが、アナログ/デジタル変換器(10)により第1の走査サンプルを省略して、複数の測定サイクルで次第に減少する数の走査サンプルによって実施され、しかもミクサ(5)の混合結果において目標物体に起因する周波数が離散フーリエ変換の走査ステップの間のほぼ中央に位置することを特徴とする、請求項1から8までのいずれか1項記載の装置。

30

【請求項10】

周波数変調された連続的な高周波信号が電圧制御された発振器(3)によって形成され、発振器(3)の同調電圧が位相比較器(15)から、特にI調節器またはPI調節器またはPID調節器の形をしたループフィルタ(14)を介して供給され(13)、しかも位相比較器(15)への一方の入力信号が電圧制御された発振器(3)の出口から周波数分割器(16)を介して供給され、位相比較器(15)への他方の入力信号が、送信器出力振動の周波数の、周波数分割器(16)の分割比に相応する部分に対応する周波数目標信号であることを特徴とする、請求項1から9までのいずれか1項記載の装置(PLL回路19)。

【請求項11】

位相比較器(15)に供給される周波数目標信号が、回路ユニット(17)により直接デジタル合成が形成され、このデジタル合成がプロセッサ(18)から連続する周波数に応じてデジタル語を送信器の周波数変調に依存して受け取ることを特徴とする、請求項10記載の装置。

40

【請求項12】

高周波信号の直線的な周波数変調のために、当該高周波信号が段階的に、かつほぼ定率的に直線的に変調される、走査ステップの間に再校正されることを特徴とする、請求項10または11記載の距離測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50

本発明は、レーダ距離測定装置であって、周波数変調された連続的な高周波信号をアンテナを介して測定されるべき距離に置かれている目標物体に向ける送信器と、送信器から誘導された信号とアンテナもしくは別のアンテナによって受信された目標物体からの反響信号とを組み合わせるミキサと、混合結果の周波数分析を行うための周波数分析装置と、さらに目標物体に起因する混合結果の周波数に対応する距離を表示するための表示装置とを有する形式のものに関する。

【0002】

この刃形周波数変調を行う公知のレーダ距離測定装置において、送信信号の周波数変調の周波数偏移（上側の周波数限界と下側の周波数限界との差）により、次式によって周波数偏移と結合している距離解像度が測定される。

距離解像度 = 光速 / 2 · 周波数偏移

【0003】

たとえば10cmの距離解像度が要求されると、FMCW原理で作動する公知のレーダ距離測定装置においては、1.5GHzの周波数偏移を設けなければならない。しかし、たとえば郵便許可規則に基づく帯域幅制限のために、より小さい周波数偏移を選択しなければならない場合、距離解像度は相応により大きな値に劣化する。

【0004】

EP-A-0647857には、測定精度もしくは距離解像度を改善するために、多数の測定サイクルを設ける方法が記載されている。

【0005】

本発明で解決すべき課題は、冒頭に略述した一般的な種類のレーダ距離測定装置を、送信信号の周波数変調の周波数偏移が制限されている場合に、多数の測定サイクルを実施する必要なしに、高い距離解像度が達成されるように改善することである。

【0006】

この課題は、本発明により請求項1の特徴部に記載された特徴によって解決される。

【0007】

本発明の好ましい構成が、請求項1に従属する請求項に記載されており、ここでは文言を繰り返さないが、その参照を明確に求める。

【0008】

しかし付言すると、本発明によって達成される利点を十全に活用するためには、目標物体に向かって放射された信号の周波数の周波数変調を極めて高い精度で実施することが有効であり、この場合に直線的な、またはこの刃形の周波数変調が選択される。

【0009】

この変調は、ここに記載する種類のレーダ距離測定装置の非常に合理的な実施形態に従い、発振器が信号処理の走査タイミングに対応する時間の内部で、その都度規定の周波数に高精度で調節されるように行われる。この場合、これらの周波数は、その時間にわたって正確に所望の周波数特性曲線上に置かれた値、したがってこの刃形変調では正確に直線上に置かれた値を有する。これに関する詳細を以下に詳述する。

【0010】

ここに記載する種類のレーダ距離測定装置の別の重要な改善は、求められている目標物体に起因する周波数の位相位置が離散フーリエ変換の結果として得られ、評価されることにある。すなわち、測定されるべき距離を求めるために、混合結果の目標物体に起因する周波数の完全な周期を数えるだけでなく、波長の相応の数倍を、さらに位相角に対応する波長の部分で補足する。

【0011】

以下に、本発明の実施例を図面に基づき詳しく説明する。

【0012】

図1に示したレーダ距離測定装置は、たとえばホーン放射素子の形をした送受信アンテナ1を包含している。この送受信アンテナ1には、送受信ポイント2または適当な種類の結合器を介して、電圧制御された発振器の形をした発振器3から周波数変調された振動が供

10

20

30

40

50

給される。送受信アンテナ 1 は送信信号を、のこ刃形パルスに応じて、たとえば $24.0 \text{ GHz} \sim 25.5 \text{ GHz}$ の直線周波数変調により、送受信アンテナから求められるべき距離 x の位置にある目標物体 4 に向けて放射する。

【0013】

目標物体 4 から反射された送信信号の反響信号がアンテナ 1 によって受信され、ポイント 2 の方向性結合器からミクサ 5 に向かって解離される。ミクサ 5 は第 2 の入力信号として、送信信号の、方向性結合器 6 により解離された成分を含んでいる。したがって送信信号の、方向性結合器 6 から解離された成分が、ほぼ直接にミクサ 5 に進入する一方で、目標物体 4 から反射され、ミクサ 5 に向かって解離された、送信信号に相応する反響信号の成分は、 $2x$ の電氣的経過長さを有している。それゆえ、ミクサ 5 内で行われるホモダイン重畳は、ミクサ出口における差周波数を招く。この場合、この差周波数は、図 4 に定性的に示されているように、特性曲線 7 によって示された送信信号と、特性曲線 8 a、8 b、8 c . . . によって示された、種々の距離の目標物体から反射された、そして同様にほぼのこ刃形に周波数変調された反響信号との間で測定されるものであり、求められる距離 x に正比例している。これに関する関連は、当業者にとっては周知のことである。

10

【0014】

ミクサ 5 の、送信信号と反響信号との間の差周波数を有する混合結果が、アナログ信号処理装置 9 に入力される。アナログ信号処理装置 9 の役割は、送受信コンポーネントの特定の固有妨害特性、目標物体および送受信アンテナのジオメトリの特定の影響、ならびに測定結果を解釈する際の可能な困難を除去することである。これについては、図 2 に関連して詳述する。

20

【0015】

アナログ信号処理装置 9 の出力信号が、アナログ/デジタル変換器 10 に到達し、そのデジタル信号がデジタル周波数分析装置 11 に供給される。この周波数分析装置は、ミクサ 5 の、主としてアナログ/デジタル変換器 10 によってデジタル化された混合結果の周波数スペクトルを形成する。この周波数スペクトルは、送受信アンテナ 1 から放射された高周波エネルギーが、たとえば制限された時間内で直線的に周波数変調され、鋭く集束された放射として目標物体に当たるとき、図 5 に定性的に示されている形状を有することができる。このような場合に、図 5 に示す周波数スペクトルが、求められた距離に対応する唯一の周波数曲線を有していないことは、送信器ののこ刃形パルスの時間的な制限に基づいている。

30

【0016】

デジタル化された周波数分析装置 11 の出力信号のアナログ化の後で、この信号は測定された距離 x を表示装置 12 に示すことができる。

電圧制御された発振器 3 は、I 調節器または P I 調節器または P I D 調節器の形をしたループフィルタ 14 から導線 13 を通して、出力信号の周波数を規定する制御信号を受け取る。前記調節器には、入口側で比較器 15 の出力信号が供給される。この比較器 15 は入力信号として、電圧制御された発振器 3 の出力周波数に応じた周波数を有する振動またはパルス列を、分割器 N によって分割されて受け取る。比較器 15 への第 2 の入力信号は、16 で示された周波数分割器と一緒に導入された除数を考慮して、電圧制御された発振器 3 の出力信号の所望の周波数変調に対応する周波数経過を有する振動またはパルス列である。この場合、この比較器 15 への第 2 の入力信号は、D D S ユニット 17 内で直接的なデジタル合成によって形成される。このために D D S ユニット 17 は、プロセッサ 18 から、周波数変調の特定の瞬時周波数に対応するデジタル語を受け取る。これらのデジタル語は、比較器 15 内における目標周波数の高精度な指定を生ぜしめる。したがって、図 1 に示す回路において部材 13、14、15 および 16 は位相同期ループ 19 を形成する。これは、アナログ/デジタル変換器 10 がミクサ 5 の混合結果からデジタル走査値を受け取る時は常に、電圧制御された発振器 3 はちょうどこの時点で、周波数変調の所望の周波数偏移に対応する送信周波数を高い精度で有している。位相同期ループ 19 は、走査サンプリングから走査サンプリングへ A / D 変換器 10 によって、周波数変調の精密な直線的

40

50

のこの刃曲線上のその都度新しい点に対する制御課題を実行するのに十分急速に作動する。

【0017】

たとえば電圧制御された発振器3の選択された約24GHzの作業周波数範囲において、分割器16はMHz範囲で周波数分割を行し、したがってDDSユニットの出力信号もMHz範囲にある。比較器15は、構成部材16および17の出力信号の位相比較もしくは周波数比較を行い、フィルタ14を介して電圧制御された発振器3の出力信号の再調整を数Hzまで正確に行わせる。この正確な調整は、その都度新しい目標周波数を指定した後で、PPL回路19の数マイクロ秒の過渡時間の後でDDSユニット17により達成される。それゆえ、A/D変換器10による、たとえば1024回連続する走査サンプリングにおいて、周波数変調の特性曲線の個々の点に関するPPL回路の制御過程が、DDSユニット17と協働してミリ秒のオーダーで全体時間に連なる。

10

【0018】

上述した高精度の動的周波数調整、特に送信発振器の直線化は、周波数分析装置11の内部の以下に述べる方策の利点を特に際立たせるものである。

【0019】

しかし、最初にアナログ信号処理装置9の形成について詳述する。

【0020】

図6は、送受信アンテナ1と、アンテナ1から種々の距離に置かれた種々の大きさの複数の物体4a、4b、4c...およびアンテナとこれらの物体との間に置かれた周囲の対象20との間の実際的な関係に類似した状況を示している。送受信アンテナ1は実用的には鋭く集束された放射を形成せず、使用する放射器の特定の方向特性に応じて扇状放射21を形成する。これに応じて、送受信アンテナ1は、種々の電氣的経過長さを有する反響信号、すなわち種々の距離に置かれた目標物体4a~4cの反響信号、および、たとえば目標物体4aにおける反射後にさらに対象20に反射した後でアンテナ1に到達し、そこから再び特定の間値を有する経過長さが生じる反響信号も受け取る。

20

【0021】

図7は、図6に示す状況において受信される信号を評価する際の混合結果の周波数スペクトルを純粹に定性的に示している。ここでは、受信アンテナ1から種々異なる間隔を有する同じ大きさの目標物体は、これらの間隔が大きくなるに連れて送信放射束を影で覆う程度が次第に減少し、したがって目標物体との間隔が大きくなるに連れて振幅が減少する個々の目標物体に付随する反響信号を形成することが観察される。図8では、このことが送信信号の拡散方向に対して直角な所定の反射面の目標物体について示されている。振幅の対数が距離に対してプロットされている図8のグラフでは、このような目標物体は、所定の距離において21で示す最大値を形成する。目標物体が送受信アンテナ1に接近すると、幾何学的な所与に基づき、間隔が小さくなるに連れてその都度振幅最大値は大きくなる。これらの振幅最大値は、図8に22および23で示されている。

30

【0022】

さらに、ここに述べる装置の実用的な実施形態において、図7に示す混合結果の周波数スペクトルではスペクトルの下端近傍で顕著な最大値が確認される。この最大値は、図7では24で示されており、図8の信号振幅の対数と距離との関係を示したグラフで最大値25に対応している。

40

【0023】

図7の周波数スペクトルもしくは図8の信号振幅の対数を距離との関係で示したグラフに見られる最大値24および25は、導波路の途中における反射、または送受信アンテナ1もしくはポイント2で受信経路に送信信号が直接作用することに基づいており、これらの最大値は送受信アンテナとの距離を測定しようとする具体的な目標物体に対応していない。

【0024】

図7の周波数スペクトルは最大値24のほかに、低周波数範囲に妨害最大値を含むことがある。これらの妨害最大値は、たとえば周囲の工作物または内蔵物によって引き起こされ

50

、スペクトル評価では伝播途中における反射と同様に妨害的に作用する。これらの妨害最大値はミクサ5の出口で部分的に大きい振幅を達成できた後では、最大値が妨害最大値を覆う小さい目標の検知の可能性を制限する。

【0025】

このような妨害を排除するために、アナログ信号処理装置9は対応する帯域で有効な帯域消去フィルタ26、たとえば図7に示す周波数スペクトルの最も下側の周波数範囲にある妨害最大値24を除去するための帯域消去フィルタを有している。

【0026】

アナログ信号処理装置9の帯域消去フィルタ26に後ろには、微分器27が接続されている。微分器27は、距離の大きい目標物体に基づき信号振幅が強化され、距離が次第に小さくなる目標物体に基づき次第に強く減衰されるようにする(図8、振幅最大値21、22、23)。微分器27は周波数に比例する強化を形成し、それによって目標物体の距離が増すに連れて幾何学的所与によって引き起こされる信号振幅の減衰を相殺する。

【0027】

最後に、微分器27の後ろに、上限周波数が振動走査時に周波数のあいまいさが回避されるように設定されたエイリアシング防止フィルタ28が続く。

【0028】

周波数分析装置11は、図3に示されているように、2つの周波数分析器、すなわちこの実施例では高速フーリエ変換のための第1の周波数分析器29と、離散フーリエ変換30のための第2の周波数分析器とを包含している。FFT周波数分析器29は、A/D変換器10の出口からデジタル信号を受け取り、出口側で粗分析結果として、周波数スペクトルの走査上で、FFT周波数分析器29によって形成されたスペクトルの目標物体に起因する最大値のある走査ステップの位置に関する情報を送る。この情報は、群遅延時間補償されたデジタル帯域フィルタ31に対する制御信号として用いられる。この帯域フィルタ31はA/D変換器10によってデジタル化されたミクサ5の混合結果から、関心のある目標物体に起因する周波数を包含している、時間範囲で当該周波数の周囲に限定された混合結果の区分を選択し、次いでこの区分にわたってDFT周波数分析器30により、精密化された走査ステップで離散フーリエ変換が実施される。FFT周波数分析器29の出力は、図3に略示されているように、DFT周波数分析器の制御にも用いられる。

【0029】

DFT周波数分析器の離散フーリエ変換の精密化された走査ステップは、たとえば選択された区分で係数100だけスペクトル過走査する離散フーリエ変換の計算を設けることができる。この場合、周波数スペクトルで最大振幅を有するスペクトル線は、相応に係数100だけ高められた距離解像度で求めることができる。

【0030】

具体的には、混合結果の間隔 Δx もしくは周波数間隔 Δf において、連続的な周波数スペクトルの走査が行われる。この場合、 $\Delta x = c / (2 \cdot B)$ もしくは $\Delta f = 1 / T_{m.o.d}$ であり、式中Bは周波数変調の下限周波数から上限周波数に至る範囲であり、 $T_{m.o.d}$ はこの変調偏移の持続時間を意味している。

高速フーリエ変換は、次式によって行われる。

【0031】

$$X_m = ((n = 0 \dots N - 1) \{ X_n \cdot e^{(-i \cdot 2 \cdot \pi \cdot (m \cdot n / N))} \} m = 0 \dots N - 1$$

式中

X_n 時間範囲における現実的な出発値

N 出発値の数

X_m 周波数範囲における複合的結果

【0032】

B、Nおよび $T_{m.o.d}$ に対する現在技術的に可能な値において、また測定環境における運動を考慮して、ここで考察される一般的な種類の公知のレーダ距離測定装置では、数セン

10

20

30

40

50

チメートルのオーダーでの距離測定における距離解像度しか可能ではない。

【0033】

しかし、ここに述べられた思想に従い、高速フーリエ変換の後で、もしくはその結果に制御されて、フィルタ装置31によって選択された、目標物体に起因する周波数の周囲の周波数範囲で、DFT周波数分析器30により離散フーリエ変換が行われる。この場合、この帯域選択され精密化された走査ステップで行われる離散フーリエ変換に対する式は、次の通りである。

【0034】

$$X_m - a(x - b) = ((n = 0 \dots N - 1) \{ X_n \cdot e^{(-i \cdot 2 \cdot \pi \cdot m / a \cdot n / N)} \})$$

10

$$m = a(x - b) \dots a(x + b)$$

式中、

x_n 時間範囲における現実的な出発値

N 出発値の数

X_m 周波数範囲における複合的結果

【0035】

図9は、上式におけるaおよびbの定義を明確にする。半分の帯域幅bがFFT周波数分析の走査ステップの単位で測定され、図9の例では $b = 2$ である。過走査は、高速フーリエ変換に比べて離散フーリエ変換の走査ステップの精密化の係数を表す。これはたとえば図9では $a = 4$ である。実用的な実施形態では、係数aは100およびそれ以上になることがある。

20

【0036】

ここに記載する装置で行われる離散フーリエ変換によって、ミリメートルないしミリメートル以下の範囲までの距離解像度が、比較的短い計算時間で、複雑な計算サイクルを用いることなく得られる。この場合、係数aを十分大きく選択すると、測定精度は計算精度によって制限される。上述のように、DFT周波数分析器30における離散フーリエ変換によるミクサ5の目標物体に起因する周波数の非常に精密な規定と組み合わせ、電圧制御された発振器3の周波数を高い精度で動的調整により、距離解像度の再度の精密化を行うことが可能である。なぜならば、DFT周波数分析器30は混合結果の目標物体に起因する周波数だけでなく、複合的な位相角の形をした位相位置も供給するからである。

30

【0037】

たとえば2.4GHzの固定周波数においてミクサ5の出口における混合結果を考察した場合、送信周波数の半波長が距離の拡大方向に移動すると、位相はそれぞれ360°回転し、したがって往復する波に対する電波長は1波長だけ大きくなる。送信周波数、少なくとも10°の精度で規定可能な位相および重畳信号または混合結果の周波数と目標距離との関連から、送信周波数の半波長の360/10の精度上昇を達成できる。この過程に必要な計算装置は、図3の表現ではDFT周波数分析器30の構成部分として設けることができる。

【0038】

この位相評価による精度改善を、例で説明する。

40

【0039】

DFT周波数分析による距離測定の結果、たとえば精度1mmで10mの距離が得られたとしよう。重畳信号またはミクサ5の混合結果の位相は、目標物体が0mから10mに移動すると、使用された送信周波数2.4GHz(波長 = 12.49mm)において合計 n_{360} 回360°回転する。これにより

$$n_{360} = 10,000 / (12.49 / 2) = 1,601.281$$

【0040】

このように目標物体が0mから10mに移動する際に、位相は1,601回360°回転する。より正確な距離測定のために、先行の離散フーリエ変換によって得られたミクサの重畳信号の位相を調べる。これはたとえば270°であり、付加的な距離成分

50

$(270/360) \cdot \quad / 2 = 4.68 \text{ mm}$

に対応している。したがって、目標からの全距離は $1.601 \cdot \quad / 2 + 4.68 \text{ mm} = 10.0029 \text{ m}$ 。

【0041】

離散フーリエ変換の不正確さに基づき、目標物体に起因する特定の周波数曲線を先行の走査ステップに付属させることによって、走査ステップの限界で $\quad / 2$ だけジャンプすることを避けるために、周波数制限された複数の離散フーリエ変換を種々の長さで計算できる。たとえば、走査値 1, 024 の代わりに、それぞれ最初の走査値 1, 010、1, 000 (等) を省いて、走査値を使用できる。これにより送信周波数の開始はより高い値に移行する。次いで、離散フーリエ変換の走査ステップの始点と終点との間のできるだけ中心位置で関心のあるスペクトル曲線を得る。そうすることによって、位相が一義的に規定される。

10

【0042】

ここに述べる種類のレーダ距離測定装置は、たとえば 50 m の測定範囲で、ミリメートル以下の範囲の距離解像度を達成する。用途は、たとえば閉じた容器における充填高さ測定である。重畳信号の振幅の評価は、距離測定に加えて、目標の性質、たとえば反射特性、大きさ、放射吸収などに関する解釈を可能にする。これは充填高さ測定または充填高さ表示の使用例において重要であり、容器充填の種類、充填液面の表面性状などに関する判定を有する。

【0043】

最後に指摘しておく、この説明および請求項において、送信信号として周波数変調した連続的な高周波信号を取り上げているが、このような連続的信号は、電圧制御された発振器 3 と PLL 回路 19 および DDS ユニット 17、ならびにプロセッサ 18 と組み合わせ形成されるような、制御された段プラターによる微細変調も意味する。

20

【図面の簡単な説明】

【図 1】 ここに記載した種類のレーダ距離測定装置の概略的なブロック線図である。

【図 2】 図 1 に示した回路のアナログ信号処理装置の概略的なブロック線図である。

【図 3】 図 1 に示した回路のデジタル評価装置の概略的なブロック線図である。

【図 4】 送信周波数と時間の関係および目標物体に起因する反響信号の経時的な周波数応答の非常に簡略化されたグラフである。

30

【図 5】 送信信号と理想化された目標からの受信信号の混合結果の周波数スペクトルの簡略化したグラフである。

【図 6】 送信アンテナおよび受信アンテナ、ならびにそれらの送信放射および受信放射内に置かれた種々の物体の模式図であり、これらの物体のうち 1 つの物体が距離に関して関心のある目標物体である。

【図 7】 ほぼ図 6 に略示した状況に基づき、送信信号および受信信号の混合結果の概略的な周波数スペクトルである。

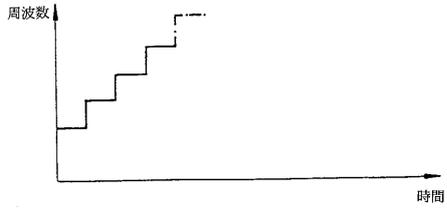
【図 8】 送信器自体の場所における信号影響の作用および送信器から目標物体間での距離の影響を説明するために、送信信号および受信信号の混合結果の振幅の対数を距離 (混合結果の周波数と等価) に対してプロットしたグラフである。

40

【図 9】 混合結果の振幅をアナログ信号処理の後で、距離に対して対数尺度でプロットして定性的に示した、図 8 に対応する概略的なグラフである。

【図 10】 ほぼ直線的な周波数変調を説明するために、時間に対して送信周波数の特性直線を示す図である。

【図 10】



フロントページの続き

審査官 有家 秀郎

- (56)参考文献 特開平03 - 154888 (JP, A)
特開平09 - 133765 (JP, A)
特開平07 - 083971 (JP, A)
特開平06 - 027162 (JP, A)
特開平05 - 284019 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01S 7/00-17/95