

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4977443号
(P4977443)

(45) 発行日 平成24年7月18日(2012.7.18)

(24) 登録日 平成24年4月20日(2012.4.20)

(51) Int.Cl. F I
GO 1 S 13/34 (2006.01) GO 1 S 13/34
GO 1 S 13/93 (2006.01) GO 1 S 13/93 Z

請求項の数 12 (全 24 頁)

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|--|
| (21) 出願番号 | 特願2006-295453 (P2006-295453) | (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18年10月31日(2006.10.31) | (74) 代理人 | 110000350 ポレール特許業務法人 |
| (65) 公開番号 | 特開2008-111743 (P2008-111743A) | (72) 発明者 | 近藤 博司 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内 |
| (43) 公開日 | 平成20年5月15日(2008.5.15) | 審査官 | 中村 説志 |
| 審査請求日 | 平成21年10月9日(2009.10.9) | | |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 レーダ装置及びレーダ検出方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波信号生成部、送信部、受信部及び信号処理部を備えて成り、
 前記高周波信号生成部が、時間軸に関し掃引時間T毎に周期的に繰り返す複数の周波数要素で構成された周波数変調パターンを発生する機能を有し、
 前記周波数変調パターンは、各々所定の時間 $T_{s(1-n)}$ を有するM個(M ≥ 2)の異なるサブ周波数変調パターンで構成され、
 前記M個のサブ周波数変調パターンの各々は、N個(N ≥ 2)の異なる周波数区間からなり、該N個の異なる周波数区間の各開始点は、N個の周波数掃引直線のいずれか1つの上にあり、
 前記N個の周波数掃引直線は、前記各掃引時間T内の時刻 $t = 0$ で夫々異なる初期値 $f_{(1-n)}$ を起点とし、前記時間軸に対して各々ゼロ以外の異なる傾き $S_{(1-n)}$ で伸びており、
 前記M個のサブ周波数変調パターンにおけるk番目(k = 1, 2, ..., N)の周波数区間の開始点は傾き S_k の前記周波数掃引直線の上にあり、
 前記掃引時間Tを一単位として前記周波数変調パターンの変調を与えた送信信号を前記送信部から送出し、
 検知すべき標的によって散乱した信号を前記受信部で受信し、前記信号処理部は、
 検知したい標的の速度vと距離Rを、受信信号成分から抽出され前記個々の掃引傾きに
 対応して得られる出力信号の位相の時間変化分である式(11)の2つの周波数直線 f'

f_{d1}, f_{d2}

【数 1】

$$\begin{aligned} f_{d1}' &= f_{d1} - S_1 \tau \\ f_{d2}' &= f_{d2} - S_2 \tau \end{aligned} \quad (11)$$

の交点として求め、

前記式(11)及び前記個々の掃引傾きに対応して得られる出力信号の時間的に変化しない位相の差を与える式(12)

【数 2】

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= -2\pi\tau[(\Delta f + S_2 T_s) - \frac{S_2 - S_1}{2}\tau] = -2\pi\tau[(\Delta f + S_2 T_s) - \frac{\Delta S}{2}\tau] \\ \text{where } \Delta f &= f_2 - f_1 \quad \text{and} \quad \Delta S = S_2 - S_1 \end{aligned} \quad (12)$$

に基づいて、検知したい標的の速度 v と距離 R を求めることを特徴とするレーダ装置。

【請求項 2】

請求項 1 において、

を前記送信信号の位相雑音及び前記受信部の雑音指数、前記信号処理部における周波数分解能を $1/T$ とし、該周波数分解能の条件下での当該レーダ装置における R_{AC} を前記距離不確定の長さ R_{AC} 、当該レーダ装置により検知したい標的の距離不確定の長さを $2 \cdot R_{AC}$ 、前記送信信号の前記 N 個の周波数掃引直線の各周波数掃引直線間の傾きの差を各々 S 、光速を c とするとき、該 S が各々

$S \cdot T = c / R_{AC}$ の関係になるように前記周波数変調パターンが設定されている

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 3】

請求項 1 において、

不確定性を生じることなく検知したい標的の最大検知距離を R_{max} とする時、 n 個の掃引周波数の各初期値 $f_1 \sim f_n$ 間の差 $f \times n$ のいずれもが、 c を光速として、 $f \times n > c / (4 R_{max})$ となる様に前記周波数変調パターンが設定されている

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 4】

請求項 1 において、

前記信号処理部は、

前記送信信号の N 個の掃引傾きに対応した N 個 ($N \geq 2$) の受信信号成分より抽出されて 1 つの標的を同定する 2 個の未知数 (速度、距離) の関数として表される N 個の周波数値と、該 N 個の受信信号成分間の ($N - 1$) 個の位相差の値とから得られる計 ($2N - 1$) 個の方程式が持つ冗長度を利用して、該方程式の解を分析及び解析する機能及び、該分析及び解析の結果によって信号の誤検知または干渉の存在を判定する機能を備える

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 5】

請求項 4 において、

前記信号処理部は、

検出された標的からの距離を、前記各周波数掃引直線に対応する受信信号 ($R_n(t)$) 間の位相差 () の関数として推測する機能を備える

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 6】

請求項 1 において、

前記受信部は、標的より散乱して戻る受信信号から送信変調信号に同期して個々の掃引

10

20

30

40

50

傾きに対応した信号成分をデジタルサンプリングにより抽出する機能を有し、

前記信号処理部は、該抽出した信号成分をデジタル信号情報に変換してデジタル信号処理する機能と、該抽出した信号成分及びその組合せ成分の周波数、位相から標的の速度と距離情報を計算する機能を備える

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 7】

請求項 1 において、

前記信号処理部は、

該複数個の異なる傾き S_1 、 S_2 、 \dots 、 S_n を持つ周波数掃引直線変調より得られる受信信号を該傾きの異なる掃引毎にデジタル信号処理をする機能と、

同一標的から該掃引毎に得られる受信信号のデジタル周波数値の相互関係を用いて掃引個々により決まる最小距離分解能 ($c / [2 S_1 T]$)、 $c / [2 S_2 T]$ 、 \dots 。ここで c は光速) のいずれよりも小さな距離分解能を計算により実現するヴァーニア機能を備える

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 8】

請求項 1 において、

前記レーダ装置は高周波を波動媒体とする高周波センサであり、

前記信号生成部は、該周波数変調された第 1 の高周波信号をデジタル信号処理により直接発生し、該第 1 の高周波デジタル信号を一定周波数で発振する第 2 の高周波発振器からの信号と混合することにより該周波数変調をされた高周波送信信号を発生する機能を備える

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 9】

請求項 1 において、

前記レーダ装置は高周波を波動媒体とする高周波センサであり、

前記信号生成部は、前記周波数変調用信号を高周波発振器に直接印加することにより該周波数変調を受けた高周波送信信号を発生する機能を備える

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 10】

請求項 1 において、

前記レーダ装置は高周波を波動媒体とする高周波センサであり、

前記周波数変調を受けた高周波送信信号の周波数をモニターし、該モニターされた周波数値を基準値と比較し、この比較に基づいて変調誤差の修正を行う機能を備える

ことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 11】

請求項 1 記載のレーダ装置の前記送信部から前記送信信号を送信し該送信信号が検知すべき標的によって散乱した信号を前記受信部で受信し、前記信号処理部で前記標的の距離及び速度を検出するレーダ検出方法において、

前記送信部から、

前記各掃引時間 T の時刻 $t = 0$ で夫々周波数オフセット (Δf) 分だけ異なる前記初期値 $f_{(1-n)}$ を起点とし、かつ時間軸に対して異なる傾きを持つ前記 N 個の不連続な周波数変調ランプを交互に送出し、

前記信号処理部において、

前記標的より反射して戻る前記受信信号から前記送信信号に同期して、前記 N 個の周波数掃引直線のいずれかに関係付けられた前記 N 個の受信信号成分をデジタルサンプリングし、

該受信信号成分を前記式 (11) 及び (12) に基づいて解析することにより前記標的の前記距離 R 及び前記速度 v を検出する

ことを特徴とするレーダ検出方法。

10

20

30

40

50

【請求項 1 2】

請求項 1 1 において、

前記信号処理部は、

前記送信信号の N 個の掃引傾きに対応した前記 N 個 (N 2) の受信信号成分より抽出されて 1 つの標的を同定する 2 個の未知数 (速度、距離) の関数として表される N 個の周波数値と、該 N 個の受信信号成分間の (N - 1) 個の位相差の値とから得られる計 (2 N - 1) 個の方程式が持つ冗長度を利用して、該方程式の解を分析及び解析し、
該分析及び解析の結果によって信号の誤検知または干渉の存在を判定することを特徴とするレーダ検出方法。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は、標的の距離と移動速度を計測するレーダ装置及びセンサ及びレーダ検出方法に係り、特に車載レーダに適した複数ランプデジタル変調レーダ (Multiple-Ramp Digitally-Frequency-Modulated Radars with Initial Frequency Offsets) に関するものである。

【背景技術】

【0002】

車載レーダに要求される性能を低コストで満足するために種々のレーダ変調方式が利用されている。その一例として、非特許文献 1 の参考資料 2 には、移動体の速度や距離を検出するレーダ方式として、FMCW方式 (Frequency Modulated Continuous Wave) や 2 周波 CW 方式等が開示されている。

20

【0003】

また、特許文献 1 には、2 周波 CW 方式を改良した方式が開示されている。

【0004】

【特許文献 1】US 特許 5 9 6 3 1 6 3

【非特許文献 1】電波システム開発センター編 RCR TR-26 「自動車用レーダ研究開発報告書」 参考資料 2 (平成 5 年 7 月)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0005】

最近、高周波センサの一例として広く注目され実用化されているミリ波自動車用レーダ (以下、車載レーダ) では、その応用上、多数の検知対象物体 (標的) が比較的近距离、例えば 0 ~ 200 m にあり、また極めて多数の静止物体に埋もれた状況の中に車両などの移動物体が存在する環境で動作する。そのために、高度の検知性能が要求される。また、車載レーダとしての高周波センサは、市販品としての低コスト化も要求される。このような低コスト化と高検知性能の両立は、従来から大きな課題であった。

【0006】

車載レーダに要求される性能を低コストで満足するために種々のレーダ変調方式が利用されている。FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)、2 周波 CW などはその一例である。

40

【0007】

高周波センサには、特に車載用センサには、従来から FMCW 方式が採用されているが、この方式は、発振器に広帯域周波数掃引と高い掃引線形性を要求し、更に上向き周波数掃引と下向き周波数掃引を時間分割で行うため計測には少なくとも 2 掃引時間周期を要すると共に、受信信号の帯域も広く、複数ターゲットの分離のためにも高速大容量の信号処理を必要とする。

【0008】

例えば、非特許文献 1 に記載されている FMCW 変調法では、図 1 8 に示すように、送信信号の周波数を最初の周期 T で直線状に上昇掃引し、次の周期 T で下降掃引する。この

50

FMCW方式では、理論的に至近距離にある物体またはターゲットの検知ができない。また、物体の距離と相対速度を計算するために必要な周波数上昇掃引時の信号と周波数下降掃引時の信号とのペアリング(Pairing)が、膨大な静止物にたいする信号のために煩雑となり、信号処理回路への負担を増大すると同時に誤検知、不検知を起こしやすい。

【0009】

FMCWとは異なる変調信号方式として、2周波CW方式が知られており、この方式は発振器に要求される周波数変調帯域も狭く信号処理帯域も狭くて済むことから低コスト化に向いている。しかし、ドップラー周波数がゼロとなるターゲットの検知及び等速複数標的の分離が理論上は困難などの課題があった。すなわち、2周波CW変調方式では、距離、相対速度の計算が容易であり、簡便な高周波ハードウェアで実現できると同時に、同等性能を得るために要求される周波数帯域が少なく済むなどの長がある。しかし、すべての静止物はレーダを装着した車両の走行速度(自車速度)に対応したほぼ一周波数の信号となるため、移動物体の静止物からの分離は極めて容易になる一方で、多数存在する静止物体自身の分離は困難である。また自車との相対速度が0である移動物体の検知は理論上不可能である(但し実用的には厳密に相対速度が0となることは極めて稀であるが)。

10

【0010】

特許文献1に開示されたレーダ変調方式は、図19に示すように、2周波CW方式を変形することにより距離と速度との間の不確定性を除去し、またFMCW変調方式の欠点を克服する方法を提供するものである。周波数が僅か(f)に異なる2つの周波数を基点としてその差を保ちながら平行に時間軸上で掃引する2つの周波数直線の間を交互に切替えながら送信信号を送出している。これにより複数標的が同時に存在する状況でも速度・距離の不確定性・曖昧性を低減する方法を提供しているが、依然として理論的に標的不検知となる距離-速度平面上の領域が存在する。特許文献1は、この不検知領域を解消する方法も開示しているが長い計測時間を要する。

20

【0011】

このように、従来のレーダ装置や高周波センサ、特に車載センサでは、高度の検知性能、例えば、標的同期に対する不確定性の除去、計測時間短縮または高速検知に関して更なる改善が要求されると共に、低コスト化に対する更なる改善も要求されている。

【0012】

本発明の主たる解決課題は、標的同期に対する不確定性を除去し検知精度を向上させると共に低コスト化の要求をも満たすレーダ装置及び高周波センサ及びレーダ検出方法を提供することにある。

30

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明の代表的なものの一例を示せば以下の通りである。即ち、本発明のレーダ装置は、信号生成部及び送信部を備えて成り、前記信号生成部が、時刻 $t = 0$ で夫々異なる初期値 $f_{(1 \sim n)}$ を起点とし、前記各初期値から時間軸に対して各々異なる傾き $S_{(1 \sim n)}$ で伸びる N 個($N \geq 2$)の周波数掃引直線のいずれかに対応する位置に各々所定の時間 $T_{s(1 \sim n)}$ だけ留まる状態を、掃引時間 T 内で周期的に繰り返す周波数変調パターンを発生する機能を有し、前記掃引時間 T を一単位として前記周波数変調パターンの変調を与えた送信信号を前記送信部から送出することを特徴とする。

40

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、標的同期に対する不確定性を低減し検知精度を向上させたレーダ装置や高周波センサの実現が可能になる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

本発明の代表的な例によれば、送信信号の周波数が、僅かに異なる複数の初期値を起点とし、各起点から異なる傾きで時間軸に対して伸びる周波数掃引直線上を順次デジタル的に切替えながら一定時間 T の間変化し、この掃引時間 T を一単位としてこれを周期的に繰

50

返す変調を与えて送出し、標的より反射して戻る受信信号から送信変調信号に同期して個々の掃引傾きに対応した信号成分をデジタルサンプリングし、この受信信号を解析する。これにより、一掃引時間 T のみの測定によって複数標的の不確定性を除去し、同時に個々の周波数掃引帯域で決まる距離・速度分解能を上回る検知分解能を実現する。

【0016】

以下、本発明を適用した車載レーダの実施例について、図面を用いて詳細に説明する。なお、本発明の用途は高周波を用いた車載レーダに限定されるものではなく、一般のレーダ、例えば航空機用レーダ等にも適用できることは言うまでもない。換言すると、本発明で対象となる波動媒体としては、ミリ波に属する電磁波の他、より周波数の低い電磁波でも、また音波あるいは光でも良い。

【実施例1】

【0017】

図1ないし図8で本発明の第一の実施例になる車載レーダを説明する。

図1は、本発明の第一の実施例になる車載レーダの全体構成を説明するための機能ブロック図である。車載レーダ1は、信号生成部2、送信部3、受信部4、受信信号処理部5、送信アンテナ6、受信アンテナ7を備えており、信号生成部2、送信部3を経て生成されたミリ波の送信信号 T_x を送信アンテナ6より送信し、この送信信号が検知すべき標的によって散乱した信号 R_x は受信アンテナ7を経て受信部4で受信され、受信信号処理部5で標的の距離及び速度が検出される。8は車両の上位システムを示している。

【0018】

信号生成部2は、夫々異なる初期周波数值(Initial Frequencies)を起点とする多周波同時複数ランプ(Simultaneously-Swept-Multiple-Frequency-Ramp)をデジタル的に切替えて(Digitally-Frequency-Modulated)、出力する機能を有している。送信部3は、信号生成部2からの信号・情報に基づき複数のランプ周波数の送信信号 T_x を生成し送信アンテナ6から送信する。

【0019】

標的例えば先行車とレーダ1を搭載した車との間に相対速度がある場合、受信信号 R_x の周波数はドップラー周波数を含んだものとなる。送信信号と受信信号の間の位相差は、受信部4の高周波ミキサ等によって検知する。受信部4はサンプリング機能も備えており、標的より散乱して戻る受信信号から送信変調信号に同期して個々の周波数ランプに対応した信号成分をデジタルサンプリングにより抽出する。受信信号処理部5は、抽出した信号成分をデジタル信号情報に変換し、所定の関数式などに基づいてデジタル信号処理を行い、レーダ1と標的との相対速度や標的までの距離を求める速度・距離演算機能を有している。レーダ1で検出された相対速度や距離は、車両の上位システム8に出力され、車両の走行制御などに用いられる。

【0020】

図2は、信号生成部2で生成される送信信号の周波数変調パターン、すなわち、周波数変調された高周波センサの送信信号周波数を、時間に対して示す第1の例である。

【0021】

この周波数変調パターンによれば、送信信号10は、時刻 $t = 0$ において、 $f_1 (= f_2 - f_1)$ だけ異なる2個の初期値13($= f_1$)と初期値14($= f_2$)を起点とする。また、送信信号10は、第1の初期値 f_1 から時間軸に対して傾き S_1 で伸びる第1の周波数掃引直線(第1のランプ)11と、第2の初期値 f_2 から S_1 とは異なる第2の傾き S_2 で時間軸に対して伸びる第2の周波数掃引直線(第2のランプ)12上に交互に位置する。すなわち、送信信号は、第1の周波数掃引直線11上に第1の時間 T_{s_1} だけ留まり、次に、第2の周波数掃引直線12上に第2の時間 T_{s_2} だけ留まるという状態を交互に繰返す。このように、送信信号はその周波数が、2つの周波数掃引直線に沿って順次周期的に且つデジタル的に切替えられながら(時刻 $t = T$ まで)一定時間 T の間変化し、この掃引時間 T を一周期単位として、これを周期的に繰返す変調が与えられる。

【0022】

10

20

30

40

50

従って、掃引周期 T の終わり (時刻 $t = T$) には、第 1 の周波数掃引直線 11 は周波数 $15 (= f_1 + S_1 T)$ に達し、第 2 の周波数掃引直線 12 は周波数 $16 (= f_2 + S_2 T)$ に達する。換言すると、送信信号 10 の第 1 の周波数掃引直線 11 と第 2 の周波数掃引直線 12 は、掃引周期 T において、 $S \cdot T = (S_2 - S_1) T$ で表される周波数の差を有している。ここで、以下の議論では便宜上、 $S_2 > S_1$ とし、また $f > 0$ とする。

【0023】

次に、受信部 4 のサンプリング機能及び受信信号処理部 5 の速度・距離演算処理機能について説明する。

まず、周波数掃引直線 11 に従って掃引される送信信号 T_x を式 (1) とすると、式 (1) 中の $T_x(t)$ は、式 (1-2) のようになる。

【0024】

【数 1】

$$\exp[j\phi_{Tx}(t)] \quad (1)$$

【0025】

【数 2】

$$\frac{\phi_{Tx}(t)}{2\pi} = f_1 t + \frac{S_1}{2} t^2 \quad (1-2)$$

【0026】

この送信信号がレーダから放射され、距離 R だけ離れてレーダに対して相対速度 v で移動する標的によって反射散乱されてレーダに戻る時、レーダによって受信される受信信号 R_x はその振幅を無視するとその位相は式 (2) で表される。

【0027】

【数 3】

$$\frac{\phi_{Rx}(t)}{2\pi} = f_1 \left(t - \tau - \frac{2v}{c} t \right) + \frac{S_1}{2} \left(t - \tau - \frac{2v}{c} t \right)^2 \quad (2)$$

【0028】

ここで、 $\tau = 2R/c$ であり、 c は光速である。

【0029】

式 (1) と (2) で各々表される送信信号と受信信号の間の位相差を受信部 4 で例えば高周波ミキサによって検知すれば、高周波ミキサの出力信号の位相 $\theta_1(t)$ は式 (3) で表される。

【0030】

【数 4】

$$\theta_1(t) / 2\pi = \left(-\frac{2v}{c} f_1 - S_1 \tau \right) \cdot t + S_1 \tau \frac{2v}{c} t - S_1 \frac{2v}{c} \left(1 - \frac{v}{c} \right) \cdot t^2 - f_1 \tau + \frac{S_1}{2} \tau^2 \quad (3)$$

【0031】

式 (3) において、以下の条件式 (4) を満足する時、式 (3) は式 (5) の様に近似できる。

【0032】

【数 5】

$$\frac{2v}{c} \ll 1 \quad \text{and} \quad 2S_1 T \ll f_1 \quad (4)$$

【0033】

10

20

30

40

【数 6】

$$\begin{aligned}\theta_1(t)/2\pi &= \left(-\frac{2v}{c}f_1 - S_1\tau\right) \cdot t - f_1\tau + \frac{S_1}{2}\tau^2 \\ &= (f_{d1} - S_1\tau) \cdot t - f_1\tau + \frac{S_1}{2}\tau^2\end{aligned}\quad (5)$$

$$\text{where } f_{d1} = -\frac{2v}{c}f_1$$

【0034】

10

同様に、周波数掃引直線 1 2 に従って掃引される送信信号に対する出力信号の位相 $\theta_2(t)$ は式 (1) - (5) における下付添字 1 を 2 にすることによって得られ、式 (6) となる。

【0035】

【数 7】

条件: $\frac{2v}{c} \ll 1$ and $2S_2T \ll f_2$ を満足する時

$$\begin{aligned}\theta_2(t)/2\pi &= \left(-\frac{2v}{c}f_2 - S_2\tau\right) \cdot t - f_2\tau + \frac{S_2}{2}\tau^2 \\ &= (f_{d2} - S_2\tau) \cdot t - f_2\tau + \frac{S_2}{2}\tau^2\end{aligned}\quad (6)$$

20

$$\text{where } f_{d2} = -\frac{2v}{c}f_2$$

【0036】

従って、個々の掃引傾き S_1 、 S_2 に対応して得られる出力信号の位相 (式 (5) 及び (6)) の時間変化分即ち周波数 f'_{d1} 、 f'_{d2} は式 (7) となり、時間的に変化しない位相の差は式 (8) で表される。

【0037】

30

【数 8】

$$\begin{aligned}f'_{d1} &= f_{d1} - S_1\tau \\ f'_{d2} &= f_{d2} - S_2\tau\end{aligned}\quad (7)$$

【0038】

【数 9】

$$\Delta\theta = -2\pi\tau\left[\Delta f - \frac{S_2 - S_1}{2}\tau\right] = -2\pi\tau\left[\Delta f - \frac{\Delta S}{2}\tau\right]\quad (8)$$

40

$$\text{where } \Delta f = f_2 - f_1 \quad \text{and} \quad \Delta S = S_2 - S_1$$

【0039】

式 (7)、(8) は標的の 2 個の未知数 (v , R) または (v , τ) を決定するための 3 個の独立な方程式となり、1 個の冗長度を有する。

【0040】

式 (7) において、 $f \ll f_1$ 、 $f \ll f_2$ であるならば、 $f_0 = (f_1 + f_2) / 2$ として

【0041】

【数 1 0】

$$f'_{d1} = f_d - S_1 \tau$$

$$f'_{d2} = f_d - S_2 \tau$$

(9)

$$\text{where } f_d = -\frac{2v}{c} f_0$$

【0042】

と近似できる。

【0043】

また、式(8)は、 $f/S \ll 1$ を満足するならば式(10)の様に近似でき、観測された から を直接求めることができる。

【0044】

【数 1 1】

$$\tau = \frac{|\Delta\theta|}{2\pi \cdot \Delta f} \cdot \left[1 + \frac{\Delta S}{2\pi(\Delta f)^2} |\Delta\theta| \right]$$

(10)

【0045】

式(5)(6)及び(9)が成立するための条件 $f \ll f_0$, $2S_1 T \ll f_0$, $2S_2 T \ll f_0$ は、提案する周波数変調波形において周波数変調幅が高周波中心周波数 f_0 に比べて充分小さいことを意味する。

【0046】

以上の解析では、傾き S_1 に沿った周波数掃引直線 11 に対応する信号(信号 11)と傾き S_2 に沿った周波数掃引直線 12 に対応する信号(信号 12)が同時刻に存在し、各信号の位相の値も同時刻のものが比較されることが暗に仮定されていた。実際のレーダ動作では図2に示す如く、信号 11、12 は交互に送信放射される。また各信号の値も、図3に示す様に、送信信号に同期したサンプリング信号 $p_1(t)$ によって傾き S_1 に対応した受信信号をサンプリングし、 $p_1(t)$ よりも T_s だけ遅れたサンプリング信号 $p_2(t)$ によって傾き S_2 に対応した受信信号をサンプリングする。従って、受信信号のデジタル信号処理・解析においては、式(5)および(6)で表される受信信号の最大検知可能周波数はサンプリング定理より $2/(T_{s1} + T_{s2})$ となり、最小検知周波数或いは周波数分解能は $2/T$ 、換言すると f_{min} となる。

【0047】

式(5)および(6)のサンプリングによる離散化において、このサンプリングのタイミングのずれ T_s が考慮されていない場合には、式(7)及び(8)を修正する必要がある。この修正は式(1)-(3)において下付添字 1 を 2 にする際に、 t を $(t + T_s)$ に置換することによって得られ、その結果として、式(7)及び(8)の代わりに、式(11)及び(12)が得られる。

【0048】

【数 1 2】

$$f'_{d1} = f_{d1} - S_1 \tau$$

$$f'_{d2} = f_{d2} - S_2 \tau$$

(11)

【0049】

10

20

30

40

【数 1 3】

$$\Delta\theta = -2\pi\tau[(\Delta f + S_2 T_s) - \frac{S_2 - S_1}{2}\tau] = -2\pi\tau[(\Delta f + S_2 T_s) - \frac{\Delta S}{2}\tau] \quad (12)$$

where $\Delta f = f_2 - f_1$ and $\Delta S = S_2 - S_1$

【0050】

式(12)は $t = 0$ に外挿した周波数差 Δf の代わりに、信号 1 1 の送信時の実周波数と信号 1 2 の送信時の実周波数との差 $(\Delta f + S_2 T_s)$ を使えばよいことを示している。

10

【0051】

実用的な変調セッティングでは、 $\Delta f \gg S_2 T_s$ となる場合が多く、この時には式(7)及び(8)を近似的に用いても問題ない。

【0052】

また一般に、車載レーダでは、高周波センサの送信信号としてミリ波に属する電磁波が使用されるが、波動媒体はより周波数の低い電磁波でも、また音波あるいは光でもよく、式(1)から式(12)はそのまま成立する。

【0053】

次に、図4、図5により、受信信号処理部5の速度・距離演算機能について説明する。図4は、式(11)及び(12)の関係を、または式(7)及び(8)の関係を (v, R) 平面上に示したものである。図5は図4の一部を拡大したものである。

20

【0054】

検知したい標的 2 0 に対して、直線 2 1 は周波数式(11)または式(7)の第1の周波数直線 f'_{d1} に対応し、直線 2 2 は周波数式(11)または式(7)の第2の周波数直線 f'_{d2} に対応する。なお、2 6 は検知対象外の他の標的 2 6 を示す。

【0055】

直線 2 1 及び 2 2 に沿った帯状領域 2 1 - 1 及び 2 2 - 1 の各幅は、デジタルサンプリング信号処理による理論的周波数分解能 $2/T$ 、すなわち f_{min} に対応する不確定領域を示す。実際のレーダでは不確定領域の幅は、送信信号の位相雑音、受信器の雑音指数にも依存し、 $(\cdot f_{min})$ となる。は一般に 1 より大きい。ちなみに、 $= 1$ の時、距離方向の不確定さは、直線 2 1、直線 2 2 の各々において各々、 $c/[2S_1 T]$ 、 $c/[2S_2 T]$ である。

30

【0056】

検知したい標的 2 0 の速度 v と距離 R は、直線 2 1 と直線 2 2 の交点として求められるが、上記不確定性のために (v, R) に対する解の不確定領域は図5の黒丸 ABCD で囲われたダイヤモンド形の領域 2 4 となる。

【0057】

本発明の様に傾きが異なる2個の周波数掃引をしない従来型の変調波形を用いた場合には、帯状領域 2 1 - 1 と 2 2 - 1 が完全に一致するために、図20に示すように、不確定領域は無窮大の長さの帯状になる。そのため、不確定領域内に存在する標的 2 0、2 6 を分離することは出来ない。

40

【0058】

これに対して、本発明によれば不確定領域が有限の長さになると同時に、その幅は最大で $(\cdot f_{min})$ 、最小で 0 となり、従って直線 2 1 または 2 2 の個別の不確定幅よりも高い精度で (v, R) を決定することが可能となる。

【0059】

すなわち、不確定領域 2 4 の A 点と C 点を結ぶ線分は、式(13)で表される直線上にあり、その中心 o と中心から A 点または C 点までの R 軸上(等価的に 軸上)の距離 a_c が式(14)で表される。

【0060】

50

【数14】

$$f_d = -\frac{2v}{c}f_0 = \frac{S_2 + S_1}{2}\tau + \frac{f_{d1}' + f_{d2}'}{2} \quad (13)$$

【0061】

【数15】

$$\text{with } \tau_0 = \frac{f_{d1}' - f_{d2}'}{S_2 - S_1} \quad \text{and} \quad \Delta\tau_{AC} = \pm \frac{\alpha \cdot \Delta f_{\min}}{S_2 - S_1} \quad (14)$$

10

【0062】

式(14)の線分の長さは式(15)の距離に関する表現に書換えることができる。

【0063】

【数16】

$$\Delta R_{AC} = \pm \frac{\alpha \cdot c}{\Delta S \cdot T} \quad (15)$$

【0064】

式(15)を図に表したものが、図6である。図6の横軸は $S \cdot T$ 、縦軸は距離不確定の長さ R_{AC} を示している。図から明らかな通り、距離不確定の長さ R_{AC} は、 $S \cdot T$ の設定により調整可能である。今一例として、車載レーダにおいて実現したい最大検知距離200mの時、周波数方程式(11)のみによって決まる距離不確定の長さ(式15)を、最大検知距離の1/10である20mとすることを仮定すれば、

$$= 1, \quad R_{AC} = 10 \text{ m として、}$$

$$S \cdot T = c / R_{AC} = 30 \times 10^6 / 10 \text{ (sec)} = 30 \text{ MHz となる。}$$

20

【0065】

このように距離不確定の長さ R_{AC} は、車載レーダに求められる特性に応じて、掃引傾き S_1 、 S_2 を適宜設定することで調整可能である。各掃引傾き S_1 、 S_2 の値は、2つの異なる標的を分離検知したい距離の差(距離分離度)によって決定される。距離分離度は、図4における各帯状領域21-1または22-1の距離R方向の幅に等しく、例えば、距離分離度2mに設定すると、掃引傾き S_1 または S_2 の値は $S \cdot T = c / 2 \text{ m} = 150 \text{ MHz}$ より決まる。

30

【0066】

また、本発明による変調波形を用いた場合、式(11)の2個の周波数 f_{d1}' 、 f_{d2}' が同時に0となるのは、図4に示したように、 $v = R = 0$ の場合のみである。従って、検知したい標的20が完全不検知となってこれを見失う領域は、 (v, R) 面内で事実上皆無となるため、標的の不検知の確率を極めて小さくできる。

【0067】

これに対し、互いに平行な2本の周波数掃引直線を用いた特許文献1に開示されたレーダ変調方式では、周波数が1本なので無限大の長さの距離不確定領域が生ずるのを排除できないことは、前に説明した通りである。

40

【0068】

本実施例によれば、上記周波数式(11)のみでも不確定領域を狭くできるが、さらに周波数式(11)を位相に関する式(12)と組み合わせることで不確定領域をさらに狭い領域にすることができる。すなわち、図4のv軸に平行な直線23は、位相に関する式(12)に対応する位相線であり、上記周波数式(11)の交点及びその不確定領域24に対する冗長な式を与える。直線23に沿った帯状領域23-1の幅は、デジタルサンプリング信号処理で生じる位相計算の不確定幅を示し、送信信号の位相雑音、受信器の感度および雑音指数などに依存する。

【0069】

50

標的 20 の (v 、 R) を直線 23 または領域 23 - 1 と周波数式からの不確定領域 24 の交差領域として求めることにより、結果としての不確定領域は、図 5 の白抜き四角点 EF GH で囲まれた領域 25 となり、式 (11) 及び (12) の内のどの 2 個の式のみを組合せを用いた場合よりも小さな不確定領域となる。即ち、式 (11) 及び (12) に基づく 3 個の式の組合せにより、標的 20 に関してより高精度の (v 、 R) 決定が可能となる。

【 0070 】

2 個の周波数式 (式 (11)) を得ることができない 2 周波 CW 変調法または特許文献 1 に記載の変調法では、その周波数変調幅 f は検知したい標的の最大距離を R_{max} とする時、式 (16) を満足するようにして、位相測定値の 2 を周期とする曖昧性を除去しなければならない。

【 0071 】

【 数 17 】

$$\Delta f < c / (4R_{max}) \quad (16)$$

【 0072 】

これに対して本発明による周波数変調法では、2 個の周波数式により標的の距離が不確定領域 24 の範囲内に同定できるため、式 (17) として位相測定値の曖昧性のために式 (12) の位相線 23 が複数発生しても、この中で不確定領域 24 と交差するものを正しい位相線 23 と判断することができる。

【 0073 】

【 数 18 】

$$\Delta f > c / (4R_{max}) \quad (17)$$

【 0074 】

式 (12) より明らかな様に、 f の増大は距離に対する感度を向上させ、位相線 23 に沿った帯状領域 23 - 1 の不確定幅を等価的に低減して距離精度を向上させることができる。

この結果、図 5 の (v 、 R) の不確定領域 25 は更に小さくなり、検知精度の向上につながる。

【 0075 】

また、本発明による周波数変調波形を用いずに、例えば FMCW 変調法の如く 2 個の周波数式のみより 1 m の距離精度を実現しようとするれば、150 MHz 程度の周波数掃引帯域が必要となるが、本発明によれば位相に関する第 3 の直線 23 を用いることにより遥かに小さな周波数掃引帯域でも同等精度を実現することができる。

【 0076 】

更には、従来の FMCW 変調法では 2 個の周波数式を得るために 2 回の掃引周期 (= 2 T) を必要とするが、本実施例では一回の掃引周期 T で得ることができるため、標的のより高速な検知が可能となる。

【 0077 】

また、車載レーダの現実的な動作環境において複数の標的が同時に存在し、その内の一つが図 4 の他の標的 26 の様に、本来検知したい標的 20 と同じ周波数線 22 上に来る時、式 (6) の位相定数項は両標的からの信号干渉により本来の標的 20 に対する値から大きくずれる可能性がある。特に標的 26 が標的 20 に比べて大きく、更に近距離にある場合にはこの干渉によるずれは大きくなる。

【 0078 】

このような状況下でも、周波数式 (11) は影響されないため、領域 24 はずれないが、位相線 23 は大きくずれ、領域 24 との交差領域が存在しなくなる可能性がある。この様に、標的 20 の (v 、 R) を決定する式 (11) 、 (12) の冗長度を利用して信号干渉

10

20

30

40

50

の検知をすることが可能になり、また、これにより不良なデータ点を排除することが可能になる。

【0079】

また、M個の複数標的が存在する場合には、一般に各々の標的に対応したM個の周波数線21とM個の周波数線22が発生し、周波数線21と周波数線22の誤った組合せは本来存在しない標的を検出する誤検知を起こす。

【0080】

例えば、図7に示すように、2個の標的20と26が存在する場合、2個の周波数線21、21'と2個の周波数線22、22'が発生し、本来存在しない標的30または32として誤検出する可能性がある。本発明によれば、方程式の冗長性を利用して、上記干渉の場合と同様に式(11)と(12)の交差領域が存在しないことを検知することにより、換言すると各周波数線と位相線23との交差領域を検知することで、本来存在しない標的30、32を誤検知する確率を低減または排除することができる。

【0081】

ここで、本発明による距離精度向上の効果を、別の観点から説明する。

図8は、図4と図5で説明したダイヤモンド形の不確定領域24とこれによる検知精度の向上を、距離精度に焦点を当てて別の観点から説明するものである。今、検知しようとする標的20の速度と距離の真値を(v 、 R)とする時、図3に示すデジタルサンプリングの結果出力される周波数式(7)、(9)または(11)の値 f'_{d1} 、 f'_{d2} は連続値ではなく、分解能 f_{min} 毎に区切られた区間(周波数ビン、Frequency bin)の中で数 f'_{d1} 、 f'_{d2} の真値が含まれる周波数ビンの中心値を出力値とする離散数値となる。数 f'_{d1} 、 f'_{d2} の距離 R 方向のビンの長さ即ち距離分解能は各々 $c/[2S_1T]$ 、 $c/[2S_2T]$ となり、従って異なるスケールの物差しを持つことと等価である。

【0082】

この様子を簡単のために速度 $v=0$ の場合について図示したものが図8であり、図では一例として $S_2/S_1=1.2$ の場合を示している。この異なるスケールの物差しを持つことによる精度向上の一例として、例えば R の真値が f'_{d2} に対する S_2 ビン42では第3ビンにあり、 f'_{d1} に対する S_1 ビン41では第2ビンに出力された場合、 R の真値は S_2 第3ビンの前半40%にあると判定できる。即ち、異なるスケールの物差しを用いることによるヴァーニア効果によって距離分解能が S_2 分解能の40%に改善された精度で距離検知ができることになる。

【0083】

f'_{d1} に対する S_1 ビンが第3ビンに出力された場合の距離精度は、 S_2 分解能の60%になる。図8の線40は、距離分解能を他の周波数ビンに対しても計算した結果であり、ほぼ全ての場合にヴァーニア効果による距離分解能の改善があることがわかる。

【0084】

本ヴァーニア効果は、より距離分解能の高い S_2 ビンの中に、より分解能の低い S_1 ビンの境界が存在することによるものであり、これは図5のダイヤモンド形の不確定領域24に対応している。距離検知に対してヴァーニア効果が現れるための条件は式(18)によって表される。

【0085】

10

20

30

40

【数 19】

$$0 < 1 + N_1 - m_v - \frac{S_1}{S_2} m_R - \left(1 - \frac{S_1}{S_2}\right) \frac{2\Delta v}{c \cdot \Delta f_{\min}} f_0 < \frac{S_1}{S_2}$$

$$\text{where } m_v = \text{Integer}\left[-\frac{2v}{c \cdot \Delta f_{\min}} f_0\right] \text{ and } v = m_v \frac{2}{c \cdot \Delta f_{\min}} f_0 + \Delta v \quad (18)$$

$$\text{and } m_R = \text{Integer}\left[-\frac{2R}{c \cdot \Delta f_{\min}} S_2 T\right]$$

10

【0086】

ここで、 m_v 、 m_R は f'_{d2} に関する速度 v と距離 R の各々に対する周波数ピン番号であり、 N_1 は f'_{d1} に対する周波数ピン番号である。式(18)により、ヴァーニア効果による精度改善の判定が可能になる。

【0087】

本実施例によれば、標的の同定に対する不確定性を低減し検知精度を向上させたレーダの実現が可能になる。すなわち、本実施例によれば、レーダの一計測時間内に得られる信号から検知すべき標的の同定に必要な方程式に冗長度を得ることができ、この冗長度を利用して標的検知精度の向上と標的の誤検知および信号干渉による誤計測の検出が可能になり、高速検知と高分解能・高精度・高信頼性を同時に要求する車載用ミリ波レーダの実現が可能になる。

20

【0088】

本実施例によれば、静止物(相対速度0の標的)検知を実現できる。すなわち、2周波CW方式が不得手とする静止物分離検知とゼロ相対速度物体の分離検知を可能にする。また、FMCW方式を採用した場合に発生する誤検知確率と長い必要計測時間を低減し、従来方式よりも高速に標的の不確定性を除去してより高精度な検知を実現することを可能にする。

【0089】

さらに、高周波発振器に要求される変調周波数帯域の低減を図れるため、低位相雑音化を可能にして、より高い検知感度を簡便な低コスト高周波回路構成で実現することを可能にする。他に、他レーダからの干渉の確率を低減できる。

30

【実施例2】

【0090】

第1の実施例では、送信信号が2つの周波数掃引直線上に交互に留まるパターンであったが、送信信号は必ずしも直線上でなくても良く、実質的に2つの周波数掃引直線のいずれかに対応する位置に交互に沿って周期的に繰り返すものでも良い。

【0091】

図9は本発明による送信信号の周波数変調パターンの第2の実施例であり、図2と同様に送信信号の周波数変調波形(周波数変調波形(2)52)を時間の関数として図示している。

40

【0092】

この例では、送信信号の周波数が、第1の初期値 f_1 から時間軸に対して傾き S_1 で伸びる周波数掃引直線11上と、第2の初期値 f_2 から S_1 とは異なる第2の傾き S_2 で時間軸に対して伸びる周波数掃引直線12上の、夫々決められた一定値(例えば始点の値または中間値)に、交互に固定される。例えば、第1の時間 T_{s1} の間は第1の周波数掃引直線11上の始点の値(=第1の周波数初期値13)に固定され、第2の時間 T_{s2} の間は第2の周波数掃引直線12上の始点の値に固定される。このようにして、この送信信号の周波数が階段状に変化する。

【0093】

第1の実施例に示す変調波形(図2)に対して図3に示す様にデジタルサンプリングを

50

した場合、個々のサンプリングにより得られる出力信号の値 $\theta(i)$ は式(5)に示した高周波ミクサの出力信号の位相 $\theta_1(t)$ に対しては式(19)となる。

【0094】

【数20】

$$\theta(i) \propto \int_{t_1} \theta_1(t) p_1(t) dt = \int_{t_1} \theta_1(t) dt \approx \int_{t_1} \theta_1(t_0) \cdot dt = \theta_1(t_0) \cdot t_1 \quad (19)$$

【0095】

即ち、出力信号値は $\theta_1(t)$ をサンプリング時間 t_1 の間積分した値となり、出力信号の位相 $\theta_1(t)$ が t_1 に比べて非常に緩やかに変化する時、 $\theta_1(t)$ の瞬時値 $\theta_1(t_0)$ の積分で近似できる。今、傾き S_1 の周波数掃引直線 11 と傾き S_2 の周波数掃引直線 12 との間を交互に切替えて掃引する時、図9に示す如く、各掃引直線に留まる時間 T_{s_1} 、 T_{s_2} 内では周波数を一定になる様にステップ変調をかけた場合について式(1)から式(15)までと同様な計算を行うと、式(19)の結果は近似誤差の範囲で図2の変調波形の場合と全く同一となることが証明できる。

【0096】

本実施例によれば、標的の同定に対する不確定性を低減し検知精度を向上させたレーダの実現が可能になる。すなわち、本実施例によれば、レーダの一計測時間内に得られる信号から検知すべき標的の同定に必要な方程式に冗長度を得ることができ、この冗長度を利用して標的検知精度の向上と標的の誤検知および信号干渉による誤計測の検出が可能になり、高速検知と高分解能・高精度・高信頼性を同時に要求する車載用ミリ波レーダの実現が可能になる。

【0097】

特に、図9に示す周波数変調パターンでは、送信信号変調のための駆動波形をデジタル回路から直接出力して利用することを容易にし、システムの簡略化と高精度化を可能にする。

[変形例]

図2、図9には、送信信号の周波数変調パターンとして周波数掃引直線が $S_1, S_2 > 0$ の場合を図示しているが、 $S_2 > 0$ と $S_1 < 0$ の組み合わせ、または $S_1, S_2 < 0$ でもよく、更に S_1, S_2 の内の一つが 0 でもよく、いずれの場合でもこれまでの議論及び式はそのまま成立する。

【実施例3】

【0098】

図10は、本発明による送信信号の周波数変調パターンの第3の実施例を示す。周波数変調パターン(周波数変調波形(3)60)として、2つの異なる傾きの周波数掃引直線 11, 12 に更に第3の傾き S_3 の周波数掃引直線 63 を加え、これらの間を切替ながら掃引することにより、一つの標的に対して3個の周波数式と2個の位相式を得ることが可能になり、標的に対する2つの未知数 (v, R) に対して5個の独立方程式を提供して3個の冗長度を持つことができる。この拡大された冗長度は、第1の実施例で述べた検知精度の向上、誤検知確率と不検知確率の排除低減などの効果を更に増大させて高周波センサの性能を改善することができる。

【0099】

標的 20 の速度 v と距離 R は直線 21、直線 22 および直線 27 の交点として求められるが、上記不確定性による (v, R) に対する解の不確定領域 25 は、図11の黒丸 JK NML で囲われた矩形領域 28 となり、距離不確定の長さ R_{AC} は、2個の式(15)によって決まる距離不確定の長さの共通部分となる。図11を図4の例と比較すれば、不確定領域を大幅に狭く出来ることがわかる。

【0100】

本実施例では異なる傾きの掃引直線の数 N が3の場合を述べたが、 N を増やすことにより、容易に更なる冗長度を持つことが可能になる。

10

20

30

40

50

【 0 1 0 1 】

本実施例によれば、標的の同定に対する不確定性を低減し検知精度を向上させたレーダの実現が可能になる。すなわち、本実施例によれば、レーダの一計測時間内に得られる信号から検知すべき標的の同定に必要な方程式に冗長度を得ることができ、この冗長度を利用して標的検知精度の向上と標的の誤検知および信号干渉による誤計測の検出が可能になり、高速検知と高分解能・高精度・高信頼性を同時に要求する車載用ミリ波レーダの実現が可能になる。

【 0 1 0 2 】

以上述べた第一ないし第三の各実施例では、少なくとも送信信号の1つの掃引周期 T に対応する周期で、標的の速度と距離を検知可能であり、計測時間内での標的の移動などによる精度の劣化を防止でき、高い検知感度を得ることができる。

【実施例 4】

【 0 1 0 3 】

送信信号の周波数変調パターンは、掃引時間 $2T$ 以上で繰り返すように構成しても良い。すなわち、送信信号の周波数が、掃引時間 T 毎に異なる M 個 ($M \geq 2$) の単位周波数変調パターンを掃引時間 $T \times M$ 毎に周期的に繰り返す複合周波数変調パターンであって、前記各単位周波数変調パターンは、各掃引時間 T の時刻 $t = 0$ で夫々異なる初期値 $f_{(1-n)}$ を起点とし、前記各初期値から時間軸に対して各々異なる傾き $S_{(1-n)}$ で伸びる N 個の周波数掃引直線のいずれかに対応する位置に各々所定の時間 $T_{s(1-n)}$ だけ留まる、ように構成しても良い。

【 0 1 0 4 】

図 12 は第 4 の実施例として複合周波数変調パターンの例を示すものである。送信信号の最初の掃引周期 T では、第 1 の実施例と同様に傾きが S_1 と S_2 で周波数差が $(f_2 - f_1)$ の掃引を行い、次の掃引周期 T では傾き S_3 、 S_4 で周波数差が $(f_3 - f_1)$ の掃引をしている。送信信号は、2つの掃引周期 T を単位とする周波数変調パターンの変調を与えられる。各周期 T において、第 1 の実施例と同様に標的の検知が独立にできる。また、同時に、2つの掃引データを組み合わせることにより、4個の独立周波数式と2個の位相式を得ることになり、第 3 の実施例の場合と同様、冗長度の拡大を獲得することができる。

【 0 1 0 5 】

本実施例によれば、2回の掃引周期 ($= 2T$) を必要とするために標的検知速度は若干低下するものの、拡大された冗長度は、第 1 の実施例で述べた検知精度の向上、誤検知確率と不検知確率の排除低減などの効果を更に増大させるので、高周波センサの性能を改善することができる。

【実施例 5】

【 0 1 0 6 】

図 13 は、本発明による第 5 の実施例として、高周波センサのより具体的な構成例を示す機能ブロック図である。90 は周波数変調用ベースバンド駆動波形発生回路、91 はデジタルサンプリング部、93 は発振器、94 は送信用電力アンプ、97 は受信器、98 は周波数比較検知部である。

【 0 1 0 7 】

発振器 93 で発生する高周波信号の周波数は、その周波数変調端子に加える電圧により変調をかけることができる。図 2、図 9、図 10、図 12 などに示す様な、本発明による傾きの異なる複数の周波数掃引直線に沿った変調を発生するための駆動波形を周波数変調用ベースバンド駆動波形発生回路 90 で発生して、発振器 93 の周波数変調端子に印加する。ここで、周波数変調用ベースバンド駆動波形は複数の手法により発生することが可能である。例えば、以下の第一、第二の手法により発生可能である。

【 0 1 0 8 】

第一の手法は、プログラムによって記述され或はメモリに記憶されて、夫々異なる初期値 f_1, f_2, \dots を起点とする非平行な複数のランプ周波数 (S_1, S_2, \dots) に沿っ

10

20

30

40

50

た周波数変調パターンの電圧値の時系列データを、DA変換器を通すことにより、出力することである。この方法によれば、駆動波形をソフトウェア的に書き換えることが容易になり、検知環境に応じて変調波形を変化させたい場合に有効である。

【0109】

第2の手法は、複数の傾きで掃引する鋸波発生アナログ回路を用意し、これら複数の発生回路からの出力を順次切替えることによって駆動波形を発生することである。

【0110】

ここで、第一の手法に対応した発振器93の構成例を図14に示す。電圧制御発振器93は、ミリ波帯などの超高周波信号を発生する回路である。発振用のHEMT(High Electron Mobility Transistor)935は、ラジアルスタブ933により発生する負性抵抗の周波数が調整される。オープンスタブ型の共振器934の先端に発振周波数調整用のパラクタダイオード932が接続されており、パラクタダイオード932の周波数変調端子に、周波数変調用ベースバンド駆動波形発生回路90から与えられる周波数変調用電圧値の時系列データに対応した制御電圧Vcontが印加されると、発振用HEMT935はその発振周波数が順次複数の周波数に切り替えられる。発振用HEMT935で生成された送信信号は、増幅用のHEMT936により増幅され、出力端子OUTから出力される。VdはHEMT935、936の電源を示す。

【0111】

次に、第二の手法に対応したベースバンド駆動波形発生回路90の駆動波形生成機能及び発振器93の構成例を図15に示す。ベースバンド駆動波形発生回路90は、例えば、複数の鋸波発生アナログ回路902、903、-、で非平行な複数のランプ周波数(S1, S2, -)に各々対応する傾きで掃引する鋸波を発生させる機能を有しており、これらの鋸波を発振器93の周波数変調端子に印加する。この場合、各鋸波発生アナログ回路と発振器93の入力側との間にスイッチ904が接続されており、これら複数の発生回路からの出力を、スイッチング信号905に同期した同期パルスにより各々所定の時間Ts1、Ts2、-、毎に順次切替えることによって、駆動波形を発生させることができる。

【0112】

図13に戻って、駆動波形により変調され発振器93から出力された高周波信号は、送信電力アンプ94で増幅され、送信アンテナ6から放射されると共に、受信側にも分配され、受信器97に入力される局部信号として利用される。送信アンテナ6から送信され、標的により反射されて戻ってくる送信信号は、受信アンテナ7で受信され、受信器97によって発振器93よりの局部信号と混合されて両者の位相差に対応した出力信号となる。

【0113】

このとき、近距離にある対象物からの反射信号は、短い時間遅れでレーダ装置に到達する。一方、遠方にある対象物からの反射信号は、信号の伝播距離が長いので大きい時間遅れで到達する。これらの受信信号は、受信器97に入力される。受信器97において局部信号と受信信号とのミキシングにより発生する低周波信号が、アナログ回路へ出力される。この低周波信号には、標的の速度と距離に依存した周波数と位相情報が含まれる。

【0114】

A/Dコンバータは入力された信号をデジタル信号に変換して出力する。すなわち、受信器97よりの出力信号は、駆動波形発生回路90より周波数変調に同期して出力される同期パルスを用いて、デジタルサンプリング部91において、図3に示したような時間T_s毎に順次シフトしたタイミングでサンプリングされ、各周波数掃引傾きに対応した信号成分に分離されて信号処理部5に送られる。

【0115】

受信信号処理部5は、FFT(Fast Fourier Transform)処理部921及びDSP(Digital Signal Processor)922を備えている。受信信号処理部5では各周波数掃引傾きに対応した信号成分に対してデジタル信号処理を施し、第一の実施例で述べた式(11)、(12)を含む解析手法などを用いて標的に対する情報の抽出と誤検知、信号干渉など

10

20

30

40

50

の検知判定を行う。

【0116】

本高周波センサでは、発振器93より送出される周波数変調を受けた高周波送信信号の周波数をモニターし、このモニターされた周波数値を基準値すなわち理想的な変調周波数波形と比較し誤差補正信号を出力する周波数比較検知部98を設けることにより、検知部98よりの誤差補正信号を駆動波形発生回路90にフィードバックして、より精度の高い検知を実現することも可能である。

【0117】

本実施例によれば、標的の同定に対する不確定性を低減し検知精度を向上させたレーダの実現が可能になる。すなわち、本実施例によれば、レーダの一計測時間内に得られる信号から検知すべき標的の同定に必要な方程式に冗長度を得ることができ、この冗長度を利用して標的検知精度の向上と標的の誤検知および信号干渉による誤計測の検出が可能になり、高速検知と高分解能・高精度・高信頼性を同時に要求する車載用ミリ波レーダの実現が可能になる。

10

【0118】

さらに、高周波発振器に要求される変調周波数帯域の低減を図れるため、低位相雑音化を可能にして、より高い検知感度を簡便な低コスト高周波回路構成で実現することを可能にすると共に、他レーダからの干渉の確率を低減できる。

【実施例6】

【0119】

図16は、本発明による第6の実施例として、標的情報の抽出、干渉・誤検知の判定をするためのアルゴリズムを示す。本アルゴリズムは、例えば、図2等に示す変調周波数波形を用い、図13に示す様な機能ブロックによって得た標的からの受信信号を受信信号処理部5で処理するための手法として採用すれば有効である。この場合、受信信号処理部5は、信号ペアリング実行部110、標的の (v_f, R_f) 計算部111、 R 計算部112、信号ペアリング判定部113、標的の (v, R) 決定部114、データ比較判定部115の各機能を備えている。

20

【0120】

サンプリングによって得られた2つの異なる周波数掃引傾きに対応した信号成分(S_1 信号と S_2 信号)は各々高速フーリエ変換(FFT)処理により時間領域信号から周波数領域信号にまず変換される。信号ペアリング実行部110では、複数の標的に対応して周波数領域に複数存在する信号ピークの中から、 S_1 信号内の1つのピークと S_2 信号内の1つのピークとを一つの標的からのペアとして選択する(図3参照)。

30

【0121】

(v_f, R_f) 計算部111では、ペアリングされた2信号の周波数値から周波数式(11)を用いて、標的の速度 v_f と距離 R_f 及び不確定領域24の範囲を計算する(図4、図5参照)。

【0122】

R 計算部112では、2信号の位相差から位相式(12)を用いて標的の距離 R を計算する。信号ペアリング判定部113では (v_f, R_f) の不確定領域24と R の不確定領域との交差領域が存在するかを判定し、存在するならば (v, R) 決定部114でこの交差領域から標的20の距離と速度を決定して、この結果を妥当なデータとして採用する。

40

【0123】

交差領域が存在しない場合は、選択した2信号の組合せが誤っているか、または他の標的からの大きな干渉を受けている可能性があるため、データ比較判定部115でこれを判定してデータの妥当性を検証する。

【0124】

本実施例によれば、標的の同定に対する不確定性を低減し検知精度を向上させたレーダの実現が可能になる。すなわち、本実施例によれば、レーダの一計測時間内に得られる信号から検知すべき標的の同定に必要な方程式に冗長度を得ることができ、この冗長度を利用

50

して標的検知精度の向上と標的の誤検知および信号干渉による誤計測の検出が可能になり、高速検知と高分解能・高精度・高信頼性を同時に要求する車載用ミリ波レーダの実現が可能になる。

【実施例 7】

【0125】

図 17 に、本発明による第 7 の実施例としての高周波センサの別の機能ブロック図を示す。100 は複数傾斜周波数変調高周波直接発生用デジタル回路部、101 はローカル発振器、102 は高周波ミキサである。なお、デジタルサンプリング部 91、受信信号処理部 5 の構成、機能は、例えば、図 13 及び図 16 で説明したものと同じで構成とする。本構成では、本発明による傾きの異なる複数の周波数掃引直線に沿って変調された第 1 の高周波を、デジタル回路部 100 で直接発生する。具体的には、例えば、直接デジタル合成方式シンセサイザ(DDS: Direct Digital Synthesis)技術により第一の高周波を発生する。この DDS は、与えられた周波数設定値に対応して所定の周波数変調パターンの出力周波数を第一の高周波として発生する。発生した第一の高周波は、高周波ミキサ 102 でローカル発振器 101 の信号と混合されて所望の周波数の第 2 の高周波信号に変換される。また、デジタル回路部 100 は、送信周波数変調に同期した同期パルスを出力して、受信信号のデジタルサンプリング部 91 に送られる。

10

【0126】

本実施例によれば、標的の同定に対する不確定性を低減し検知精度を向上させたレーダの実現が可能になる。すなわち、本実施例によれば、レーダの一計測時間内に得られる信号から検知すべき標的の同定に必要な方程式に冗長度を得ることができ、この冗長度を利用して標的検知精度の向上と標的の誤検知および信号干渉による誤計測の検出が可能になり、高速検知と高分解能・高精度・高信頼性を同時に要求する車載用ミリ波レーダの実現が可能になる。

20

【図面の簡単な説明】

【0127】

【図 1】本発明の第一の実施例になる車載レーダの全体構成を説明するためのブロック図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施例における高周波センサ送信信号の周波数変調波形である。

【図 3】本発明の第 1 の実施例に示す周波数変調波形に対する、受信信号サンプリングパルスのタイミング図である。

30

【図 4】本発明の第 1 の実施例に示す周波数変調波形に対して得られる受信信号の（速度距離）平面上の表示である。

【図 5】図 4 の一部拡大図である。

【図 6】式 (15) を図に表したものである。

【図 7】本発明の第 1 の実施例の効果を説明する図である。

【図 8】本発明の第 1 の実施例において実現できる距離検知精度向上の説明図である。

【図 9】本発明の第 2 の実施例における高周波センサ送信信号の周波数変調波形である。

【図 10】本発明の第 3 の実施例における高周波センサ送信信号の周波数変調波形である。

40

【図 11】本発明の第 3 の実施例の効果を説明する図である。

【図 12】本発明の第 4 の実施例における高周波センサ送信信号の周波数変調波形である。

【図 13】本発明の第 5 の実施例になる高周波センサの機能ブロック図である。

【図 14】本発明の第 5 の実施例における周波数変調用ベースバンド駆動波形発生回路及び発振器の構成例を示す図である。

【図 15】本発明の第 5 の実施例における周波数変調用ベースバンド駆動波形発生回路の他の構成例を示す図である。

【図 16】本発明の第 5 の実施例になる、標的情報の抽出、干渉・誤検知の判定をするためのアルゴリズムである。

50

【図17】本発明の第6の実施例になる高周波センサの機能ブロック図である。
 【図18】従来技術の一例としてのFMCW変調法における送信周波数変調波形である。
 【図19】従来技術の一例としての特許文献1に開示された送信周波数変調波形である。
 【図20】図19の従来技術の課題を説明する図である。

【符号の説明】

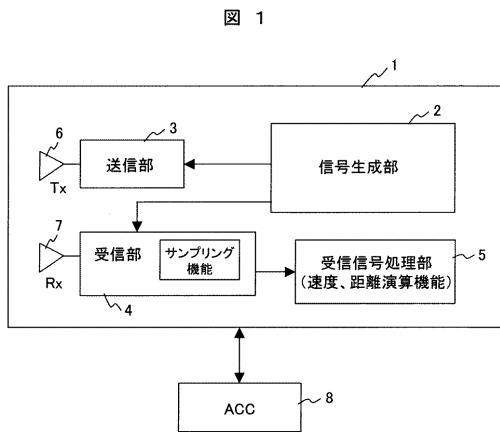
【0128】

1...車載レーダ、2...信号生成部、3...送信部、4...受信部、5...受信信号処理部、6...送信アンテナ、7...受信アンテナ、10...周波数変調波形(1)、11...第1の周波数掃引直線、12...第2の周波数掃引直線、13...第1の周波数初期値、14...第2の周波数初期値、15...第1の周波数最終値、16...第2の周波数最終値、20...検知したい標的、21...第1の周波数直線、21-1...第1の周波数直線の不確定領域、22...第2の周波数直線、22-1...第2の周波数直線の不確定領域、23...位相線、23-1...位相線の不確定領域、24...不確定領域、25...交差不確定領域、26...他の標的、40...距離分解能、41... S_1 ピン、42... S_2 ピン、52...周波数変調波形(2)、60...周波数変調波形(3)、63...第3の周波数掃引直線、74...第4の周波数掃引直線、81...サンプリング信号1、82...サンプリング信号2、90...周波数変調用ベースバンド駆動波形発生回路、91...デジタルサンプリング部、93...発振器、94...送信用電力アンプ、97...受信器、98...周波数比較検知部、100...複数傾斜周波数変調高周波直接発生用デジタル回路部、101...ローカル発振器、102...高周波ミキサ、110...信号ペアリング実行部、111... (v_f, R_f) 計算部、112...R計算部、113...判定部、114... (v, R) 決定部、115...判定部、120...FMCW変調波形、130...周波数変調波形。

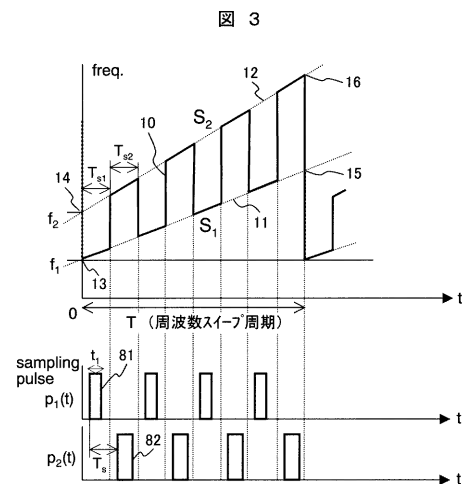
10

20

【図1】

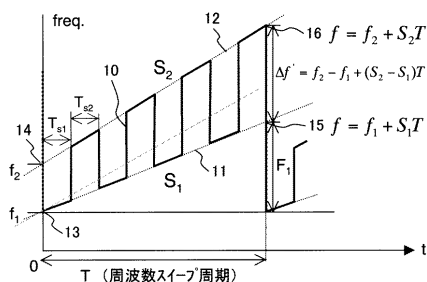


【図3】

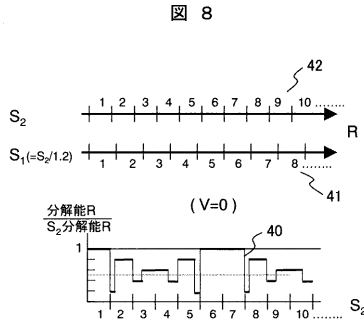


【図2】

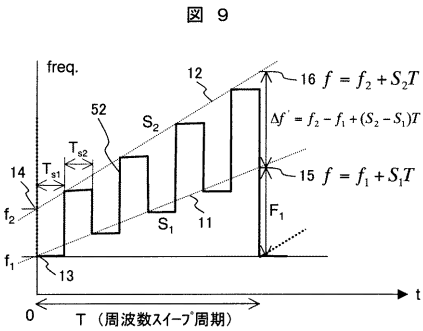
図2



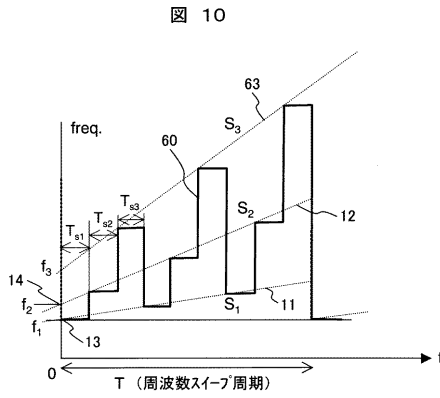
【図 8】



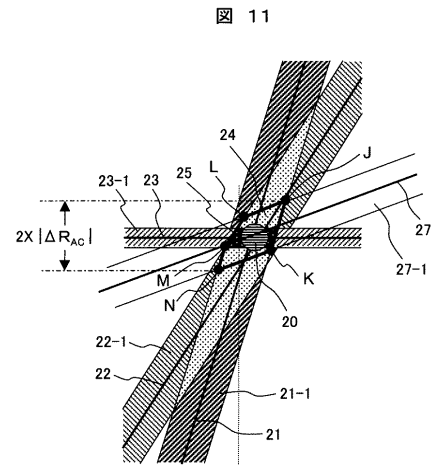
【図 9】



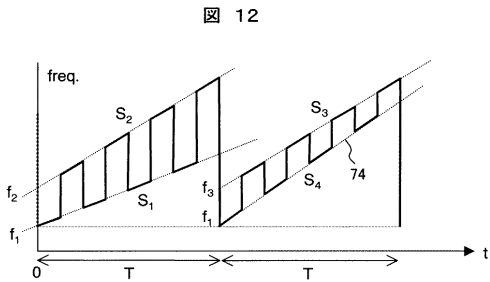
【図 10】



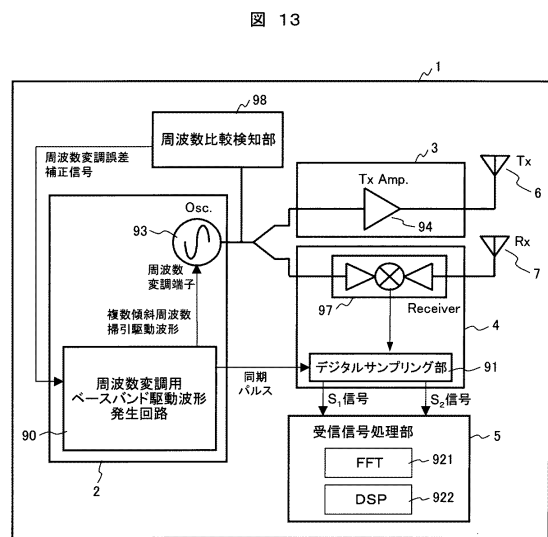
【図 11】



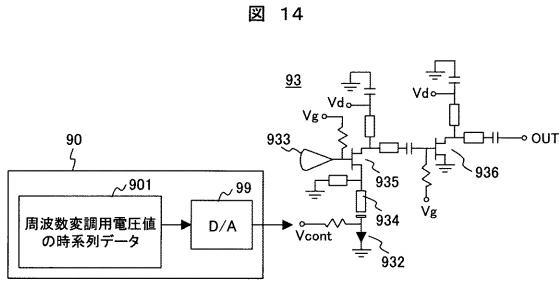
【図 12】



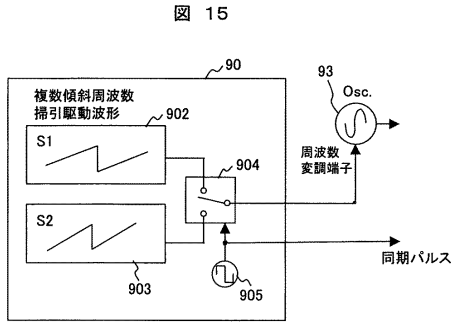
【図 13】



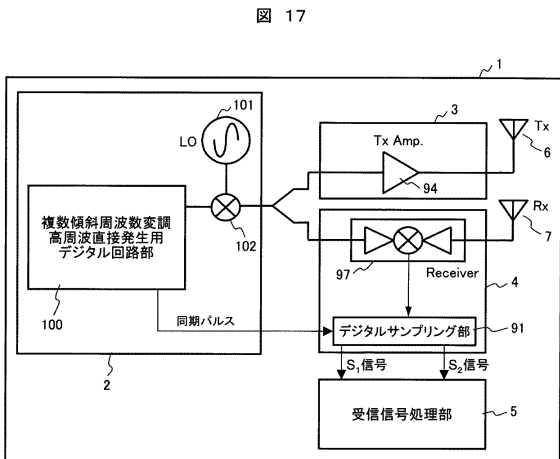
【図14】



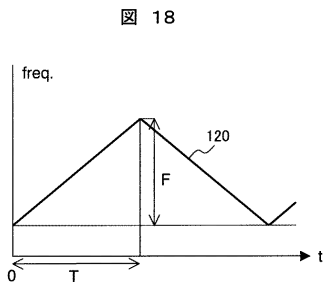
【図15】



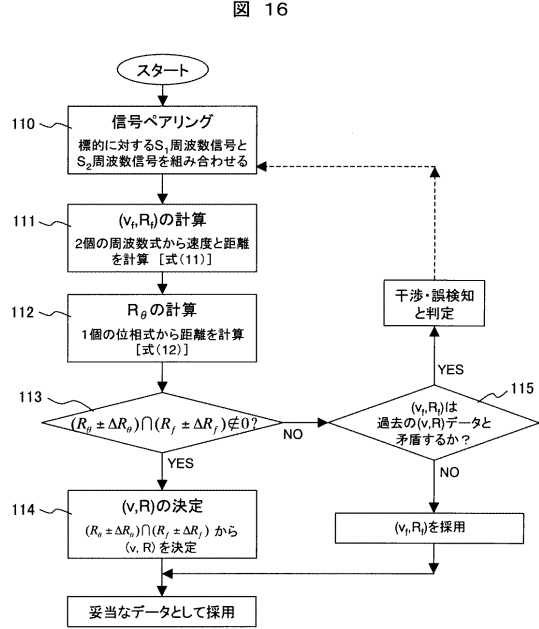
【図17】



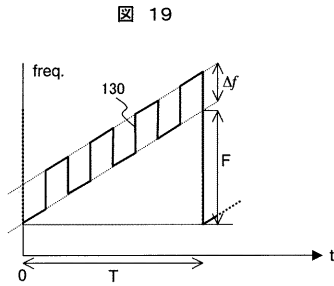
【図18】



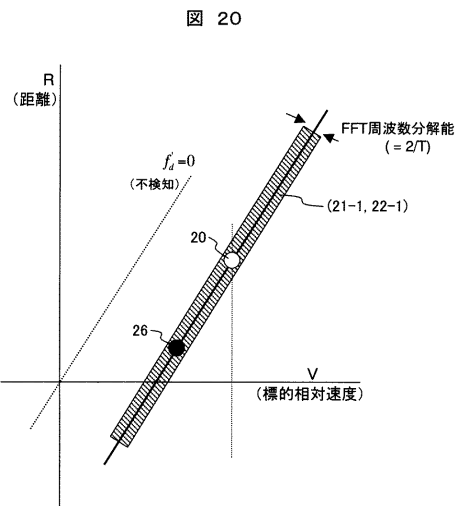
【図16】



【図19】



【図20】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平10-253753(JP,A)
特表2004-511783(JP,A)
特開2002-168946(JP,A)
特開2004-085452(JP,A)
特表2008-533495(JP,A)
特表2008-503739(JP,A)
特表2008-514936(JP,A)
国際公開第2005/050249(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

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