

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2006年2月9日 (09.02.2006)

PCT

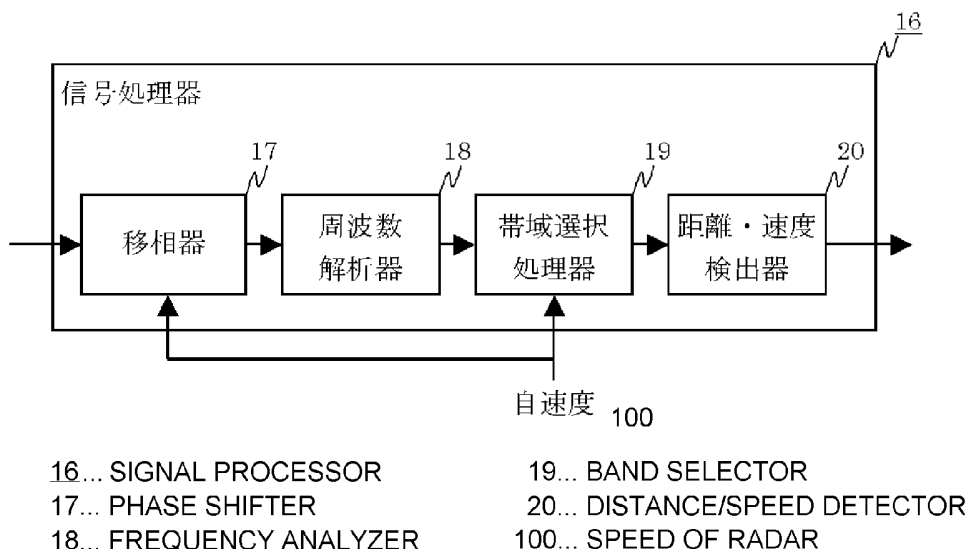
(10) 国際公開番号  
WO 2006/013614 A1

- (51) 国際特許分類<sup>7</sup>: G01S 13/34, 13/522, 13/93
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/011055
- (22) 国際出願日: 2004年8月2日 (02.08.2004)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 稲葉 敬之 (INABA, Takayuki) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 高橋 省吾, 外 (TAKAHASHI, Shogo et al.); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社 知的財産センター内 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG,

[続葉有]

(54) Title: RADAR

(54) 発明の名称: レーダ装置



(57) Abstract: The clutter component included in a received signal is suppressed by using a pulse transmission wave of a continuous wave radar. A radar where a pulse transmission wave is generated from a reference continuous wave involving frequency modulation and radiated into the space, the pulse transmission wave reflected from an external target is received, the received signal is thus acquired and mixed with the reference continuous wave to produce a beat signal, the frequency of the beat signal is determined, and then the distance from and the speed of the external target is calculated from the frequency of the beat signal, comprising: a band selector (19) classifies the frequency components of the beat signal in accordance with the spread of spectrum corresponding to the pulse width of the pulse transmission wave and a distance/speed calculator (20) calculates the relative distance from and the speed of a moving target or the relative distance from a stationary target according to the results of the classification by the band selector (19).

(57) 要約: 連続波レーダの送信波をパルス化することで、受信信号に含まれるクラッタ成分を抑圧する。周波数変調を伴う基準連続波に基づくパルス送信波を生成してこのパルス送信波を空間に放射し、外部目標に反射されたこのパルス送信波を受信

[続葉有]

WO 2006/013614 A1



CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,  
IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF,  
BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN,  
TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される  
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語  
のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

---

して受信信号を取得するとともに、取得した受信信号と上記基準連続波とを混合して得たビート信号の周波数を求めてこの周波数から上記外部目標の距離及び速度を算出するレーダ装置において、上記パルス送信波のパルス幅に対応するスペクトル拡がりに基づいて上記ビート信号の周波数成分を分類する帯域選択処理器19と、帯域選択処理器19の分類結果に基づいて、移動目標の相対距離と相対速度、または静止目標の相対距離を算出する距離・速度算出器20とを備えた。

## 明 細 書

### レーダ装置

### 技術分野

- [0001] この発明は、レーダにおける不要信号の抑圧技術に係るものであり、特に連続波レーダの特性とパルスレーダの特性を組み合わせることによって、連続波レーダの分解能とパルスレーダによる不要信号抑圧とを同時に達成するレーダ技術に関する。

### 背景技術

- [0002] 自動車運航時の衝突回避を行うための自動運転制御システム、あるいは運転者支援システムを実用化する検討がなされてきている。このような衝突回避のためのシステムで重要な役割を果たすのが、障害物までの相対速度と相対距離を検知する自動車搭載用レーダ技術である。自動車搭載用のレーダでは、安価で簡易に実装可能でありながら、障害物の距離と速度とを十分な分解能で取得できる方式が要求される。
- [0003] これまで、自動車搭載用のレーダ方式としては、パルスレーダ、パルス圧縮レーダ（スペクトル拡散レーダ）、周波数変調連続波レーダ（FMCWレーダともいう。FMCW: Frequency Modulated Continuous Wave）、2周波CWレーダ（CW: Continuous Wave）などが知られている。パルスレーダ方式は、十分な距離分解能を得ることのできる短パルスを送信するものである。パルス圧縮レーダは、スペクトル拡散によりパルス幅の広い広帯域信号を送信し、圧縮（逆拡散）により所定の距離分解能を得るレーダ方式である。パルスレーダやパルス圧縮レーダでは、1mの距離分解能を得るために150(MHz)の帯域を必要とし、相関処理の演算負荷が大きく高速の信号処理を要求するので、安価でかつ簡易な実装が要求される自動車搭載用レーダとしては不利な方式である。
- [0004] 一方、FMCWレーダ方式及び2周波CWレーダ方式は、数10(KHz)の受信器帯域で1m程度の距離分解能を得ることが可能であり、自動車搭載用レーダにおいて今後広く活用されるものと見込まれる。しかしながら、これらの方式は連続波を用いる方式であるため、受信信号にあらゆる距離にある移動目標、静止物からの反射波が含

まれてしまう。その結果、強いクラッタが多数存在する場合には、目標距離や目標速度を誤って推定しやすくなるという問題を抱えている。

[0005] かかる問題を解決する方法として、FMCWレーダ方式において周波数上昇区間のビート信号と周波数下降区間のビート信号とをスペクトル分析し、スペクトルピークのペアの周波数差が所定の値となった場合に、このスペクトルピークを静止した反射体からの反射波(クラッタ)であるとして除外する技術が提案されている(例えば特許文献1)。

[0006] また、2周波CW方式における静止目標と移動目標との距離を検出する方法として、2つの周波数が入れ替わる部分に周波数に変化するスロープ期間を設ける技術が提案されている(例えば特許文献2)。

[0007] 特許文献1: 日本国特許第3102224号公報

特許文献2: 日本国特開2002-071793公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0008] これらの方法の問題点を以下に述べる。まず特許文献1による方法では、レーダの観測対象領域に複数の目標が存在する場合に、目標の距離と速度の組み合わせによっては、移動目標の観測周波数がクラッタスペクトルと同じになってしまい、安定した抑圧が困難であるという問題がある。すなわち連続波を前提としている限り、クラッタと真の目標を分離することが困難であるという問題は回避が難しい。

[0009] また特許文献2による方法では、送信波の2つの周波数期間の一部に周波数に変化するスロープ期間を設けることを特徴としているが、かかる送信波の波形を発生させるために複雑な送信回路を準備しなければならないという問題点を有している。さらに2周波CW方式では、2つの周波数の差が十分でない場合は、距離の折り返しによる距離のアンビギュイティが発生するという原理上の問題もある。自動車搭載レーダに要求される最大探知距離はおよそ150m程度である。このような最大探知距離を達成しつつ、距離のアンビギュイティを抑制すべく2つの周波数を選択しようとする、2つの周波数の差を1(MHz)以下に抑えなくてはならない。そのため十分なスweep幅が確保できず、複数の目標を安定して分離することが困難となる。

[0010] この発明は、上述の問題を解決することを目的としたものであって、連続波をパルス化し、高分解能という連続波の誇る特性を引き継ぎながら、クラッタ抑圧が容易であるというパルスレーダの誇る特性をも備えたレーダ方式を提案することを目的としている。

#### 課題を解決するための手段

[0011] この発明に係るレーダ装置は、

周波数変調を伴う基準連続波に基づくパルス送信波を生成してこのパルス送信波を空間に放射し、外部目標に反射されたこのパルス送信波を受信して受信信号を取得するとともに、取得した受信信号と上記基準連続波とを混合して得たビート信号の周波数を求めてこの周波数から上記外部目標の距離及び速度を算出するレーダ装置において、

上記パルス送信波のパルス幅に対応するスペクトル拡がりに基づいて上記ビート信号の周波数成分を分類する帯域選択処理手段と、

上記帯域選択処理手段の分類結果に基づいて、上記パルス送信波を反射した移動目標の相対距離と相対速度、上記パルス送信波を反射した静止目標の相対距離、の少なくとも一方を算出する距離・速度算出手段と、  
を備えたものである。

[0012] なお、ここでいう連続波はFMCW、2周波CW、ステップチャープ連続波のいずれであってもよい。いずれの連続波を用いるレーダ方式であっても、この発明の特徴を採り入れることにより、高分解能の達成と不要波の抑圧とを同時に達成することができる。

#### 発明の効果

[0013] この発明に係るレーダ装置はパルス幅に対応するスペクトル拡がりに基づいてビート信号の周波数成分を分類することとしたので、連続波レーダ方式の分解能を維持しながら、クラッタが混在するビート信号の周波数成分の中から移動する外部目標に対応する周波数成分を効率的に選択することができる。したがって外部目標の誤検出を抑制し、レーダ測定結果の信頼性を高めることができるのである。

#### 図面の簡単な説明

[0014] [図1]この発明の実施の形態1に係るレーダ装置の構成を示すブロック図、  
[図2]この発明の実施の形態1に係るレーダ装置の詳細な構成を示すブロック図、  
[図3]この発明の実施の形態1に係るレーダ装置による送受信パルスの波形を示す図、  
[図4]この発明の実施の形態1に係るレーダ装置による送受信パルスとサンプリング間隔との関係を説明するための説明図、  
[図5]この発明の実施の形態2に係るレーダ装置の詳細な構成を示すブロック図、  
[図6]この発明の実施の形態2に係るレーダ装置による送受信パルスの波形を示す図、  
[図7]この発明の実施の形態3に係るレーダ装置の詳細な構成を示すブロック図、  
[図8]この発明の実施の形態4に係るレーダ装置の詳細な構成を示すブロック図、  
[図9]この発明の実施の形態5に係るレーダ装置の詳細な構成を示すブロック図、である。

#### 符号の説明

- [0015] 18 周波数解析器、  
19 帯域選択処理器、  
20 距離・速度検出器、  
21 HPF、  
22 適応フィルタ、  
23 超分解能スペクトル推定器。

#### 発明を実施するための最良の形態

[0016] 実施の形態1.

図1は、この発明の実施の形態1によるレーダ装置の構成を示すブロック図である。図のレーダ装置1は、速度 $v_0$ で移動する移動体(移動プラットフォームとも呼ばれる)に搭載されたレーダ装置であって、基準信号発生器11、パルス化装置12、サーキュレータ13、アンテナ14、受信器15、信号処理器16を備えている。基準信号発生器11は、所定の連続波形を有する基準信号を発生する回路又は素子である。基準信号発生器11が生成する基準信号の周波数は、一定期間ごとに連続的に周波数上昇と

周波数下降とを繰り返す。このような周波数変調波を用いて外部目標の相対速度や相対距離を計測するレーダ方式は、FMCWレーダ方式として知られている。

- [0017] パルス生成器12は、基準信号発生器11が生成した基準信号を所定のパルス幅のパルス信号に変換する素子又は回路である。ここで、この所定のパルス幅を $T_p$ とする。サーキュレータ13は、アンテナ14の接続を一定周期毎にパルス生成器12と受信器15とに切り替える素子又は回路である。この結果、アンテナ14は、サーキュレータ13によってパルス生成器12に接続されている場合は送信アンテナとして機能し、受信器15に接続されている場合は受信アンテナとして機能することとなる。
- [0018] なお、レーダ装置1では、装置の構成を簡素にするためにアンテナ14を送受信兼用アンテナとして構成しているが、送信アンテナと受信アンテナとを独立させる構成を採用してもよいことはいうまでもない。また、その場合にはサーキュレータ13のような構成要素は不要となる。
- [0019] アンテナ14は、パルス生成器12が生成したパルス信号を送信波81-aとして外部目標2に照射するようになっている。その結果、送信波81-aは外部目標2によって反射され、反射波81-bとして再びアンテナ14に到来することとなる。
- [0020] 受信器15は、アンテナ14が反射波81-bを受信して得た受信信号の検波処理を行い、サンプリング間隔 $T_k$ によってデジタル信号に変換した上で、デジタル化された受信信号と基準信号発生器11が出力する基準信号とを混合(mix)して、ビート信号を発生する回路又は素子である。
- [0021] 信号処理器16は、受信器15が生成したビート信号に基づいて外部目標2の相対距離及び相対速度を検出する回路又は素子である。図2は、信号処理器16の詳細な構成を示すブロック図である。図において、移相器17は、図示せぬ自速度センサから得た自速度に基づいてビート信号の位相を調整することで信号処理を容易にするための回路又は素子である。
- [0022] 周波数解析器18は、位相回転補償器17の出力する信号に対して高速フーリエ変換(Fast Fourier Transfer、以下「FFT」と表記する)を施し、周波数解析を行う回路又は素子である。
- [0023] 帯域選択処理器19は、自速度に基づいて、周波数解析器18によって得られたビ

ート信号周波数を、移動する外部目標に対応する周波数成分と静止している外部目標に対応する周波数成分とに分類する回路又は素子である。

- [0024] 続いて、レーダ装置1の動作について説明する。図3は、基準信号発生器11が発生する連続波の周波数と送受信パルスの周波数の時間変化を示すものである。図において、送信波周波数として示した破線は、基準信号発生器11が発生する連続波の周波数である。このように、基準信号発生器11は、周波数が一定期間上昇し、さらにその後、周波数が一定期間下降するリニアFM変調波を発生する。周波数が増加する期間のことを、周波数上昇期間、あるいはアップチャープと呼ぶ。また周波数が減少する期間のことを、周波数下降期間、あるいはダウンチャープと呼ぶ。周波数上昇期間や周波数下降期間などの周波数変調期間の時間長さのことを掃引時間と呼んでおり、ここではTと表すこととする。また周波数の下限と上限の差を掃引帯域幅と呼び、Bで表す。送信周波数をf、FMスロープを $\mu$  ( $=B/T$ )とすると、周波数上昇期間において基準信号発生器11が発生する送信信号 $T_{up}(t)$ の振幅は、

[数1]

$$T_{up}(t) = \cos \left\{ 2\pi \left( f + \frac{1}{2} \mu t \right) t \right\} \quad (1)$$

と表される。なお、式(1)において簡単のためにエンベロープを1としている。自動車搭載用のレーダ装置の場合、送信周波数fは76.5(GHz)、掃引帯域幅Bは約100(MHz)とされることが多い。

- [0025] なお、1つの周波数上昇期間と1つの周波数下降期間からなる組のことを、一般にバーストと呼ぶ。図では一つのバーストしか示していないが、実際には基準信号発生器11は複数のバーストの基準信号を繰り返し発生する。
- [0026] パルス生成器12は、基準信号発生器11が発生する連続波の一部をパルス幅 $T_p$ の送信パルスとして切り出し、例えば図に示すように送信パルス82-aと送信パルス83-aなどを生成する。そして送信パルス82-aや83-aはサーキュレータ13を経由してアンテナ14から空間に送信波81-aとして放射される。外部目標2はその一部を反射し、反射された電波は再びアンテナ14に受信パルス82-bや83-bとして到来する。

受信パルス82-bは、送信パルス82-aが反射されたものであり、受信パルス83-bは、送信パルス83-aが反射されたものである。

[0027] 図において、受信波周波数と示された破線は、式(1)で示した送信波が外部目標2によって反射され、アンテナ14に受信波として到来したときの受信波周波数を表すものである。式(1)によって表される送信波に対する受信波は、外部目標2までの距離と外部目標2の相対速度による時間遅延とドップラシフトの影響を受け、

[数2]

$$R_{up}(t) = \cos \left\{ 2\pi \left( f + \frac{1}{2} \mu \left( t - \tau - \frac{2v}{c} t \right) \right) \left( t - \tau - \frac{2v}{c} t \right) \right\} \quad (2)$$

となる。なお、式(2)においても、エンベロープを1としている。また、 $v$ は外部目標2の相対速度、 $c$ は光速である。 $\tau$ は時間遅延を表す項であって、外部目標2との相対距離を $R$ として、

[数3]

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (3)$$

により算出される。

[0028] 受信器15は、サンプリング間隔 $T_K$ で受信パルスのサンプリングを行う。図4は、レーダ装置1における送受信パルスのパルス幅 $T_P$ とサンプリング間隔 $T_K$ との関係を示す図である。ここで、簡単のためにサンプリング間隔 $T_K$ とパルス幅 $T_P$ とが同間隔であるとする。図に示すように、送信パルス82-aに対する受信パルス82-bが送信パルス82-aを送信後 $k$ 回目のサンプリングで受信されたものとする、外部目標2の距離 $R(k)$ は、

[数4]

$$R(k) = \frac{c \cdot k T_P}{2} \quad (4)$$

と表される。

[0029] したがって、外部目標2までの正確な距離をRとし、パルス幅 $T_p$ を考慮すると、Rと $R(k)$ との間には式(5)の関係が成立する。

[数5]

$$R(k) - \frac{c \cdot T_p}{2} < R < R(k) + \frac{c \cdot T_p}{2} \quad (5)$$

[0030] 一般に、連続波を用いたFMCWレーダ方式では、式(2)で表される受信波と式(1)で表される送信波とを混合し、LPF(Low Pass Filter)を適用することで、近似的に式(6)で表されるビート信号を得る。なお、 $\lambda$ は送信波の波長である。

[数6]

$$B_{up}(t) \cong \cos \left( 2\pi \left( -\frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \right) t \right) \quad (6)$$

[0031] さらに受信器15は虚部の受信信号についても混合を行い、周波数上昇期間において、式(7)の複素ビート信号 $B_{up}(t)$ を得る。

[数7]

$$B_{up}(t) = \exp \left\{ j \left[ 2\pi \left( -\frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \right) t \right] \right\} \quad (7)$$

[0032] 同様に、受信器15は、周波数下降期間においても、式(8)の複素ビート信号 $B_{down}(t)$ を得る。

[数8]

$$B_{down}(t) = \exp \left\{ j \left[ 2\pi \left( \frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \right) t \right] \right\} \quad (8)$$

[0033] 式(7)と式(8)から明らかなように、ビート信号の周波数は、外部目標2までの距離Rと外部目標2の相対速度vによって決定される。したがってビート信号の周波数 $B_{up}(t)$ と $B_{down}(t)$ が定まれば、式(7)と式(8)の連立方程式を解くことによって、外部目標2までの距離Rと外部目標2の相対速度vを求めることができる。これがFMCWレーダ

方式の原理である。

[0034] 次に、FMCWの送信波をパルス化した場合について考える。受信器15は、パルス化された受信波についても、上述したFMCWレーダと同様にビート信号を生成する。以下説明を分かりやすくするために、注目している外部目標を外部目標2の一つのみとし、外部目標2の相対距離を $R_{tgt}$ 、相対速度を $v_{tgt}$ とする。また、その他の電波の反射体の個数を $I$ (ただし $I$ は自然数)と仮定し、各反射体の相対距離を $Rc_i$ 、相対速度を $vc_i$ と表す。さらに、この実施の形態1の冒頭で述べたように、レーダ装置1の速度が $v_0$ であることを考慮に入れる。そうすると、ある掃引時間内の周波数上昇期間において、 $n$ 番目のパルス送信後に $k$ 回サンプリングを行ったときに得られたサンプリングデータ(ビート信号) $B_{up}(k, n)$ は、

[数9]

$$B_{up}(k, n) = \exp\left\{2\pi j\left(-\frac{2B}{cT}R_{tgt} - \frac{2}{\lambda}(v_{tgt} - v_0)\right)(kT_p + nT_s)\right\} + \sum_{i=1}^I \sigma_i \exp\left\{2\pi j\left(-\frac{2B}{cT}Rc_i - \frac{2}{\lambda}(vc_i - v_0)\right)(kT_p + nT_s)\right\} \quad (9)$$

と表される。

[0035] 式(9)において、第1項が距離 $R_{tgt}$ 、相対速度 $v = v_{tgt} - v_0$ の移動目標が反射した反射波を表す。また第2項はその他の反射体によって反射される電波に対応するものであり、クラッタとみなすことができる。したがって $\sigma_i$ は各クラッタ反射波の複素振幅を表す。式(9)の第2項から明らかなように、クラッタ周波数 $f_c$ は、

[数10]

$$f_c = \left(-\frac{2B}{cT}Rc_i - \frac{2}{\lambda}(vc_i - v_0)\right) \quad (10)$$

で表される。

[0036] クラッタを発生する反射体はほぼ静止しているとみなせるので、 $vc_i \doteq 0$ である。また、このサンプリングで取得できる物体の距離は式(5)によって制限されるのでスペクトル拡がりを限定することができる。一方、例えば自動車搭載用レーダなどの場合、外

部目標2は他の自動車であることが多く、ある程度の速度で移動している場合がほとんどである。このように、クラッタのスペクトル拡がりよりも大きな相対速度を持つ移動目標が含まれる場合、周波数フィルタリングによりクラッタ(静止目標)と移動目標を分離することができるのである。

[0037] そこで次に、信号処理器16は周波数フィルタリングを行う。そのためにまず信号処理器16は、受信器15が生成した複素ビート信号を取得する。そして、移相器17は、クラッタのスペクトル中心の周波数がほぼ0となるようにビート信号の位相を調整する。移相の調整方法は、式(11)に示すように時間遅延サンプリング番号 $k$ と相対速度 $-v_0$ に依存したものとなる。

[数11]

$$Y_{up}(k, n) = B_{up}(k, n) \exp \left\{ 2\pi j \left( \frac{2B}{cT} R(k) - \frac{2}{\lambda} (v_0) \right) (nT_s) \right\} \quad (11)$$

[0038] 続いて周波数解析器18は、位相調整されたビート信号 $Y_{up}(k, n)$ に対して式(12)のように高速フーリエ変換(Fast Fourier Transfer: FFT)を行い、スペクトル分析する。

[数12]

$$F_{up}(k, m) = \sum_{n=0}^{N-1} Y_{up}(k, n) \exp \{ -2\pi j (n/N) m \} \quad (12)$$

なお、式(12)において $N$ は掃引時間 $T$ において送信されたパルスの総数であり、 $m$ は周波数スペクトル成分の次数である。

[0039] 帯域選択処理器19はFFTの出力チャンネルのうち、式(13)を満たす出力チャンネルと、それ以外の出力チャンネルとに分類する。

[数13]

$$-\delta f \leq \frac{m}{T_s N} \leq \delta f \quad (13)$$

[0040] 式(13)を満たす出力チャンネルはクラッタスペクトルとなる可能性の出力チャンネル

ルである。以下では、このような出力チャンネルのことをバンドストップチャンネル(Band Stop Channel:BSC)と呼ぶこととする。またそれ以外のチャンネルはクラッタを含まないチャンネルであり、クラッタフリーチャンネル(Clutter Free Channel:CFC)と呼ぶこととする。

[0041] 次に、式(13)の $\delta f$ を定める方法について説明する。 $\delta f$ はクラッタの周波数スペクトル拡がりであって、式(14)に示すように距離誤差による広がり $\delta f_{\text{range}}$ と角度に依存したドップラ周波数拡がり $\delta f_{\text{angle}}$ とを組み合わせる。

[数14]

$$\delta f = \sqrt{\delta f_{\text{range}}^2 + \delta f_{\text{angle}}^2} \quad (14)$$

[0042] 式(5)から明らかなように、クラッタを発生する反射体の真の距離 $R_c$ とサンプリング距離 $R(k)$ には、

[数15]

$$\delta R \equiv R_c - R(k) = \pm \frac{T_p}{2} \quad (15)$$

の幅を持つ一様分布誤差があると考えられる。

[0043] そこで距離誤差 $\delta f_{\text{range}}$ は式(15)で求めた一様分布誤差 $\delta R$ を用いて、

[数16]

$$\delta f_{\text{range}} = \frac{2B}{cT} \delta R = \pm \frac{BT_p}{T} \quad (16)$$

と算出される。

[0044] アンテナ14の方向(アンテナ14がアレーアンテナである場合はアレーノーマル方向)がプラットフォームの移動方向であるとすると、プラットフォーム移動方向において、クラッタを発生する反射体との相対速度が最大値となり、アンテナ14の方向とのなす角度が大きくなるに従ってクラッタを発生する反射体との相対速度は小さくなって

いく。このとき、アンテナ14の方向と送信角度  $\theta$  をなす方向のドップラ周波数差  $\Delta f$

は、  
[数17]

$$\Delta f_{angle} = 2v_0(1 - \cos(\theta)) / \lambda \quad (17)$$

で与えられる。

[0045] したがってドップラ周波数拡がり  $\delta f_{angle}$  は  
[数18]

$$\delta f_{angle} = \pm \frac{1}{2} \cdot \Delta f_{angle} \quad (18)$$

の一樣分布を有する、と考えることができる。

[0046] なお、アンテナ14が狭ビームアンテナである場合など、 $\delta f_{angle}$  は  $\delta f_{range}$  に比較して無視できる程度に微小となると考えられるので、式(14)において  $\delta f_{angle}$  の項を省略してもよい。

[0047] 最後に、距離・速度検出器20は、CFC内でのスペクトル  $F(k, m)$  の絶対値ピークを探索する。周波数上昇期間のスペクトルを  $F_{up}(k, m)$ 、周波数下降期間のスペクトルを  $F_{down}(k, m)$  とし、 $F_{up}(k, m)$  の絶対値と  $F_{down}(k, m)$  の絶対値とがピークとなる周波数値をそれぞれ  $f_{CFC,up}$ 、 $f_{CFC,down}$  とすると、外部目標2の相対距離  $R_{tgt}$  と相対速度  $v_{tgt}$  は、式(7)と式(8)より、

[数19]

$$R_{tgt} = R(k) + \frac{cT}{4B} (-f_{CFC,up} + f_{CFC,down}) \quad (19)$$

[数20]

$$v_{tgt} = -\frac{\lambda}{4} (-f_{CFC,up} - f_{CFC,down}) \quad (20)$$

と表される。

- [0048] 同様に、静止目標の距離を検出するには、式(19)と式(20)において、 $f_{CFC,up}$ 、 $f_{CFC,down}$  に替えて、BSC内での周波数上昇期間及び下降期間のピーク周波数値 $f_{BSC,up}$ 、 $f_{BSC,down}$  を用いればよい。
- [0049] 以上から明らかなように、この発明の実施の形態1のレーダ装置1によれば、ビート信号のFFT出力チャンネルを帯域分割することで、目標の距離・速度の誤検出確率を低減することができる。
- [0050] なお、レーダ装置1において移相器17を用いて、ビート信号の位相調整を行ったが、このような処理に替えて、時間遅延サンプリング番号に依存した中心周波数を持つチャンネルをBSCとして選択してもよく、この場合には移相器17を省略することができる。
- また上述の方法では、スペクトル分析の方法として最もよく知られている高速フーリエ変換を用いたが、その他の方法を用いてもよい。
- [0051] 実施の形態2。
- この発明の実施の形態2では、2周波CWレーダ方式においてもビート周波数のFFT出力チャンネルを帯域分割することで不要波の抑圧が可能となることを示す。
- [0052] この発明の実施の形態2によるレーダ装置の構成は、実施の形態1と同様に図1のブロック図により示される。ただし、この発明の実施の形態2では、実施の形態1と信号処理器16の構成が異なっている。図5は、この発明の実施の形態2の信号処理器16の構成を示すブロック図である。図2で示した実施の形態1における信号処理器の構成と比較すれば明らかなように、この発明の実施の形態2の信号処理器16では移相器17が省略されている点を特徴としている。
- [0053] 続いて、この発明の実施の形態2におけるレーダ装置1の動作を説明する。図6は、この発明の実施の形態2におけるレーダ装置1の基準信号発生器11が発生する基準信号とパルス生成器12が生成するパルス、及びアンテナ14が受信する受信パルスの時系列を示した図である。図に示すように、基準信号発生器11は周波数を $f_1$ とする基準信号84を時間Tだけ発生した後、周波数を $f_2$ とする基準信号85を時間Tだけ発生する。そして基準信号発生器11は、基準信号84と基準信号85からなる期間を1バーストとして、複数回のバーストを繰り返す。

[0054] パルス生成器12は、基準信号84および基準信号85をパルス化して送信信号を生成する。生成された送信信号はサーキュレータ13を経由してアンテナ14から空間に放射される。外部目標2や静止した反射体からの反射波は、それら反射体の距離に依存した時間遅延と相対速度に依存したドップラ周波数変化を伴って、アンテナ14に入射する。この受信信号は、サーキュレータ13を経由して、受信器15に入力される。受信器15は、周波数 $f_1$ の受信区間において、基準信号発生器11が発生した周波数 $f_1$ の基準信号(ローカル信号)と受信信号とをIQミキシングしてLPF処理を行い、式(21)で示す出力信号 $B_{f_1}$ を得る。

[数21]

$$B_{f_1}(n) = \exp \left\{ -j \left[ 2\pi \left( \frac{2}{\lambda} v T_s n \frac{2f_1}{c} R \right) \right] \right\} \quad (21)$$

[0055] 同様に、周波数 $f_2$ の受信区間では、基準信号発生器11が発生した周波数 $f_2$ の基準信号(ローカル信号)と受信信号とをIQミキシングしてLPF処理を行い、式(22)で示す出力信号 $B_{f_2}$ を得る。

[数22]

$$B_{f_2}(n) = \exp \left\{ -j \left[ 2\pi \left( \frac{2}{\lambda} v T_s n + \frac{2f_2}{c} R \right) \right] \right\} \quad (22)$$

[0056] なお、式(21)及び式(22)において、エンベロープは簡単のため1であるとした。また $\lambda$ は送信波の波長、 $T_s$ はパルス幅、 $n$ はパルス番号、 $v$ は外部目標2の相対速度、 $R$ は外部目標2までの距離、 $c$ は光速である。

[0057] 出力信号 $B_{f_1}$ と $B_{f_2}$ は信号処理器16に入力される。式(21)及び式(22)から明らかのように、同じ目標は周波数 $f_1$ と $f_2$ の両区間で同じドップラ周波数となる。そこで、周波数 $f_1$ と $f_2$ の区間の各サンプリングデータをスペクトル分析してピークが得られる周波数から外部目標2の速度 $v$ が得られ、外部目標2までの距離 $R$ は受信信号の周波数成分の位相差 $\Delta \phi$ から、

[数23]

$$R = \frac{c\Delta\varphi}{4\pi(f_2 - f_1)} \quad (23)$$

のように計算できる。

[0058] 帯域選択処理器19の動作については、実施の形態1とほぼ同様である。ただし、この2周波CW方式では時間遅延によるスペクトル拡がりはなく、静止した反射体からの反射波のクラッタ拡がり $\delta f_{\text{angle}}$ により決められる。距離・速度検出器20は、帯域選択処理器19によるCFCの中から、周波数 $f_1$ と周波数 $f_2$ で同じ周波数チャンネルの絶対値にピークが得られる周波数から、目標の速度が得られる。また、その周波数の位相差から式(20)により目標の距離が得られる。

[0059] このように、この発明の実施の形態2のレーダ装置によれば、2周波CWレーダ方式においても、スペクトル拡がりに基づいて周波数成分を移動目標と静止目標に分離できるのである。

[0060] 実施の形態3.

次に、この発明の別の実施の形態として、HPF (High Pass Filter)を用いたレーダ装置を実施の形態3に示す。

[0061] この発明の実施の形態3のレーダ装置の構成は、実施の形態1と同様に図1のブロック図により示される。ただし、この発明の実施の形態3では、信号処理器16の構成が実施の形態1とは異なっている。図7は、この発明の実施の形態3によるレーダ装置の信号処理器16の詳細な構成を示すブロック図である。図において、実施の形態1と比べて新規な部分はHPF (High Pass Filter) 21を設けた点にある。また実施の形態3によるレーダ装置においては、図示せぬ自速度センサからの速度情報がHPF 21にも入力される。その他の構成要素については実施の形態1と同様であるので、説明を省略する。

[0062] 続いてこの発明の実施の形態3によるレーダ装置の動作について説明する。このレーダ装置において、基準信号発生器11、パルス生成器12、サーキュレータ13、アンテナ14、受信器15の動作は実施の形態1と同様である。信号処理器16に入力されたビート信号は、まず移相器17において信号処理が容易とするために式(11)に示

したような位相回転補償を施される。HPF21は、位相回転補償されたビート信号の各時間遅延サンプリング番号kに対してパルス方向にHPF処理を行う。ここで、ビート信号の各時間遅延サンプリング番号kに対してパルス方向にHPF処理を行う、とは、1〜nの各パルスの送信時からk回目のサンプリングを行った際に得られたサンプリング値についてHPF処理を行うことを意味する。n個目のパルス送信時からk回目のサンプリングを行って得られたサンプリング値をY(k, n)とし、以下簡単のために、Y(k, n)のkを省略してY(n)と表すと、HPF21のフィルタ出力W(n)はフィルタ係数 $a_1, a_2, \dots, a_p, b_1, b_2, \dots, b_q$ を用いて、

[数24]

$$W(n) = a_1W(n-1) + a_2W(n-2) + \dots + a_pW(n-p) + b_0Y(n) + b_1Y(n-1) + \dots + b_qY(n-q) \quad (24)$$

と表される。

[0063] 式(24)をz変換すると、

[数25]

$$W(z) = H(z)Y(z) \quad (25)$$

となり、伝達関数H(z)は、

[数26]

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_qz^{-q}}{a_1 + a_2z^{-1} + \dots + a_pz^{-p}} \quad (26)$$

となる。

[0064] フィルタ係数 $a_1, a_2, \dots, a_p, b_1, b_2, \dots, b_q$ の値は、式(14)から得られるスペクトルの広がる範囲を遮断するカットオフ周波数を持つように設定することが望ましい。以後、実施の形態1と同様に周波数解析器18、帯域選択処理器19が動作して、最終的に距離・速度検出器20を通じて外部目標の距離と速度とを出力する。

- [0065] 一般に、クラッタ電力が大きい場合に小さな移動目標をFFTで検出しようとする、特に固定小数点でのFFTを用いた場合に桁落ち問題が発生するが、以上のように周波数解析器18の前にクラッタ電力を抑圧するHPF21を設けたことにより、この問題が緩和される。
- [0066] 実施の形態4.  
次に、この発明の別の実施の形態として、適応フィルタを用いたレーダ装置を実施の形態4に示す。
- [0067] この発明の実施の形態4のレーダ装置の構成は、実施の形態1と同様に図1のブロック図により示される。ただし、この発明の実施の形態4では、実施の形態1と信号処理器16の構成が異なっている。図8は、この発明の実施の形態4によるレーダ装置の信号処理器16の詳細な構成を示すブロック図である。図において、実施の形態1と比して新規な部分は、移相器17と周波数解析器18に替えて適応フィルタ22を設けた点にある。その他の構成要素については実施の形態1乃至3と同様であるので説明を省略する。
- [0068] ここで、適応フィルタ22は、AMTI(Adaptive Moving Target Indicator)と呼ばれるものであって、例えば仲功、西本眞吉、“短波地表波レーダによる船舶探知実験、”信学論B, Vol.J82-B, No.3, pp.461-468, March, 1999. (以下、非特許文献1)に示されるものである。
- [0069] 続いてこの発明の実施の形態4のレーダ装置の動作について説明する。基準信号発生器11、パルス生成器12、サーキュレータ13、アンテナ14、受信器15の動作は実施の形態1と同様である。信号処理器16は、まず受信器15から出力されたビート信号のサンプリング値を取得し、適応フィルタ22を用いてフィルタ処理を施す。
- [0070] 一般にn番目のパルスに対するフィルタ出力値 $W(n)$ は式(24)で与えられるが、適応フィルタ22は、あるパルス送信時からk回目のサンプリングデータとその前後のサンプリングデータからフィルタ係数 $a_1, a_2, \dots, a_p, b_1, b_2, \dots, b_q$ を推定する点に特徴を有する。これらフィルタ係数の推定に用いられるk回目のサンプリングデータとその前後のサンプリングデータを参照区間と呼んでいる。このとき、参照区間にはクラッタのみが存在しているとする。

[0071] 以下、適応フィルタとしてMSN(Maximum Signal to Noise)フィルタを採用した場合について説明する。MSNフィルタはn番目のパルスのフィルタ値の算出において、n番目のパルス以外のパルスにおけるフィルタ出力値の影響を無視したFIR(Finite Impulse Response)フィルタである。すなわちMSNフィルタにおいては、式(24)の右辺に表れる $W(n-1) \sim W(n-p)$ の係数 $a_1, a_2, \dots, a_p$ がいずれも0であるとみなされる。

[0072] ここでn番目のパルスのk回目のサンプリング時における受信器15の出力データベクトルを $Y$ とし、 $Y$ が式(27)で与えられるものと定義する。

[数27]

$$Y \equiv \begin{bmatrix} Y(1) \\ Y(2) \\ \vdots \\ Y(N) \end{bmatrix} \quad (27)$$

[0073] 参照区間を $k - \Delta k \sim k + \Delta k$ (ただし $\Delta k$ は $k$ 未満の自然数とする)とし、 $\tau$ を $k - \Delta k \leq \tau \leq k + \Delta k$ を満たす自然数とすると、参照区間のデータベクトルから相関行列 $R$ の平均は次のように推定される。

[数28]

$$R(k) = \langle Y(\tau) Y(\tau)^H \rangle \quad (28)$$

なお、式(28)において、 $H$ は行列の複素共役転置を表し、 $\langle * \rangle$ は参照区間での平均操作を表すものとする。

[0074] 次に、FFTの場合と同様に各周波数成分の次数 $m$ に対してステアリングベクトル $V(m)$ を定義すると、 $V(m)$ は次のようになる。

[数29]

$$\mathbf{V}(m) \equiv \begin{bmatrix} \exp(2\pi j(0/N)m) \\ \exp(2\pi j(1/N)m) \\ \vdots \\ \exp(2\pi j(n/N)m) \end{bmatrix} \quad (29)$$

[0075] そうすると、適応フィルタ係数は $\mathbf{R}^{-1}\mathbf{V}(m)$ となり、 $m$ 次の周波数成分に対する適応フィルタ出力 $W(m)$ は、

[数30]

$$\mathbf{W}(m) = (\mathbf{R}^{-1}\mathbf{V}(m))^H \mathbf{Y} \quad (30)$$

によって得られる。

[0076] このようにして、FFTにおける係数と同様に、所要帯域内を分割する複数のフィルタリングを行なうため適応フィルタを算出することができる。

[0077] 以下、実施の形態1と同様に、帯域選択処理器19において適応フィルタ22の出力をCFCとBSCに分類し、距離・速度検出器20において移動する外部目標の距離と速度および静止目標の距離を算出する。

[0078] なお、非特許文献1では、適応フィルタをFMCWのスweep間に適用しているが、この発明の実施の形態ではFMCW連続波をパルス化した上で、各スweep内のパルス方向サンプリングデータに適応フィルタを適用するという相違がある。

[0079] 以上から明らかなように、適用フィルタを用いた場合であっても、HPFを用いた実施の形態3と同様にクラッタ電力を効果的に抑圧することが可能となるのである。

[0080] 実施の形態5.

次に、この発明の別の実施の形態として、超分解能スペクトル推定処理を行うレーダ装置を実施の形態5に示す。

[0081] この発明の実施の形態5のレーダ装置の構成は、実施の形態1や3と同様に図1のブロック図により示される。ただし、この発明の実施の形態4では、実施の形態1とは信号処理器16の構成が異なっている。図9は、この発明の実施の形態5によるレーダ装置の信号処理器16の詳細な構成を示すブロック図である。図において、実施の形

態3と比して新規な部分は、周波数解析器18に替えて超分解能スペクトル推定器23を設けた点にある。その他の構成要素については実施の形態3と同様であるので説明を省略する。

[0082] 超分解能スペクトル推定器23は、各パルス送信後からk回サンプリングを行った際のサンプリングデータについて各パルス間で超分解能スペクトル推定法であるMUSIC(Multiple Signal Classification)あるいはESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique)、あるいは最尤推定法(ML:Maximum Likelihood)を行う回路又は素子である。

[0083] 以下、超分解能スペクトル推定器23の構成例として、MUSICによる処理を行う場合について説明する。なお、基準信号発生器11、パルス生成器12、サーキュレータ13、アンテナ14、受信器15、HPF21の動作については実施の形態3と同様であるので説明を省略する。いま、超分解能スペクトル推定器23への入力データベクトルが式(31)で表されるものとする。

[数31]

$$\mathbf{W} \equiv \begin{bmatrix} W(1) \\ W(2) \\ \vdots \\ W(N) \end{bmatrix} \quad (31)$$

[0084] まず超分解能スペクトル推定器23は、データベクトルWの相関行列を式(32)により算出する。

[数32]

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{W}\mathbf{W}^H \rangle \quad (32)$$

[0085] 次に、相関行列Rを固有値展開する。すなわち、N個の固有値 $\lambda$ をソートして、式(33)に示すように雑音の固有値(=0)とその他に分類する。

[数33]

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L \geq \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_N = 0 \quad (33)$$

[0086] 雑音の固有値  $\lambda_{L+1}, \dots, \lambda_N$  に対応する固有ベクトルを  $\phi_{L+1}, \dots, \phi_N$  とすると、超分解能スペクトル推定器23は、雑音の固有空間Eを式(34)により算出する。

[数34]

$$\mathbf{E} \equiv \sum_{n=L+1}^N \phi_n \phi_n^H \quad (34)$$

[0087] 次に、MUSICスペクトルを、ステアリングベクトルVと雑音の固有空間Eとを用いて式(35)で表される評価関数によって算出する。

[数35]

$$MUSIC(f) = \frac{\mathbf{V}(f)^H \mathbf{V}(f)}{\mathbf{V}(f)^H \mathbf{E} \mathbf{E}^H \mathbf{V}(f)} \quad (35)$$

[0088] 超分解能スペクトル推定器23は、式(35)の評価関数のピーク探索を行って周波数を取得する。

[0089] このようにMUSICによってもFFTと同様にスペクトルが得られる。したがって超分解能スペクトル推定器23の出力結果に対して帯域選択処理器19において、CFCとBSCに分類し、さらにその絶対値のピークとなる周波数値から距離・速度検出器20において移動する外部目標の距離と速度、さらに静止する外部目標の距離を算出する。

[0090] また最尤推定法(ML)でもMUSICと同様にスペクトルが得られるので、超分解能スペクトル推定器23でMLを用いるように構成しても、帯域選択処理器19の処理において変わるところはない。

[0091] 一方、ESPRIT法を用いる場合は、スペクトルピークとなる周波数値が直接得られる。そこで、ESPRIT法を用いて超分解能スペクトル推定器23を構成する場合は、帯域選択処理器19において超分解能スペクトル推定器23の出力結果である周波数値をCFCとBSCのいずれに含まれるかを選別するようにする。

[0092] この場合、HPF21を用いることで、多くの反射波からなるクラッタが予め抑圧されて

いる。その結果、超分解能スペクトル推定法の適用にあたり、その波数はパルス幅内に存在する移動目標数に限定され、超分解能スペクトル推定法を適用しやすくなる、という効果が生ずる。したがって、これらの超分解能スペクトル推定法では、FFTによるスペクトル推定に比べ分解能の高いスペクトル推定が可能となる。すなわち同じ掃引帯域Bを用いた場合においてFFTを用いた場合に比べ目標距離・速度の分解能が向上し、近接した目標が分離可能となる。

#### 産業上の利用可能性

[0093] 以上のように、この発明は、例えば自動車搭載用レーダ装置を初めとする複数の目標の位置、速度を分離して測定するレーダ装置に適用することが可能である。

## 請求の範囲

- [1] 周波数変調を伴う基準連続波に基づくパルス送信波を生成してこのパルス送信波を空間に放射し、外部目標に反射されたこのパルス送信波を受信して受信信号を取得するとともに、取得した受信信号と上記基準連続波とを混合して得たビート信号の周波数を求めてこの周波数から上記外部目標の距離及び速度を算出するレーダ装置において、
- 上記パルス送信波のパルス幅に対応するスペクトル拡がりに基づいて上記ビート信号の周波数成分を分類する帯域選択処理手段と、
- 上記帯域選択処理手段の分類結果に基づいて、上記パルス送信波を反射した移動目標の相対距離と相対速度、上記パルス送信波を反射した静止目標の相対距離、の少なくとも一方を算出する距離・速度算出手段と、
- を備えたことを特徴とするレーダ装置。
- [2] 請求の範囲第1項に記載のレーダ装置において、
- 上記帯域選択処理手段は、上記スペクトル拡がりの範囲に含まれる周波数成分を第1の周波数成分、上記スペクトル拡がりの範囲に含まれない周波数成分を第2の周波数成分として分類し、
- 上記距離・速度算出手段は、第1の周波数成分に基づく移動目標の相対距離及び相対速度の算出と、上記第2の周波数成分に基づいて静止目標の相対距離の算出と、の少なくとも何れか一方を行う、
- ことを特徴とするレーダ装置。
- [3] 請求の範囲第1項に記載のレーダ装置において、
- 上記帯域選択処理手段は、距離誤差によるスペクトル拡がりと角度誤差によるスペクトル拡がりとの少なくとも何れか一方に基づいて上記スペクトル拡がりの範囲を設定する、
- ことを特徴とするレーダ装置。
- [4] 請求の範囲第1項に記載のレーダ装置において、
- 上記ビート信号の周波数成分の一部を遮断するフィルタと、
- 上記フィルタにより周波数成分の一部を遮断されたビート信号を周波数解析して周

波数成分を出力する周波数解析手段とを備え、

上記帯域選択処理手段は、上記スペクトル拡がりに基づいて、上記周波数解析手段が出力した周波数成分を分類する、

ことを特徴とするレーダ装置。

[5] 請求の範囲第4項に記載のレーダ装置において、

上記フィルタはハイパスフィルタである、

ことを特徴とするレーダ装置。

[6] 請求の範囲第4項に記載のレーダ装置において、

上記フィルタは適応フィルタである、

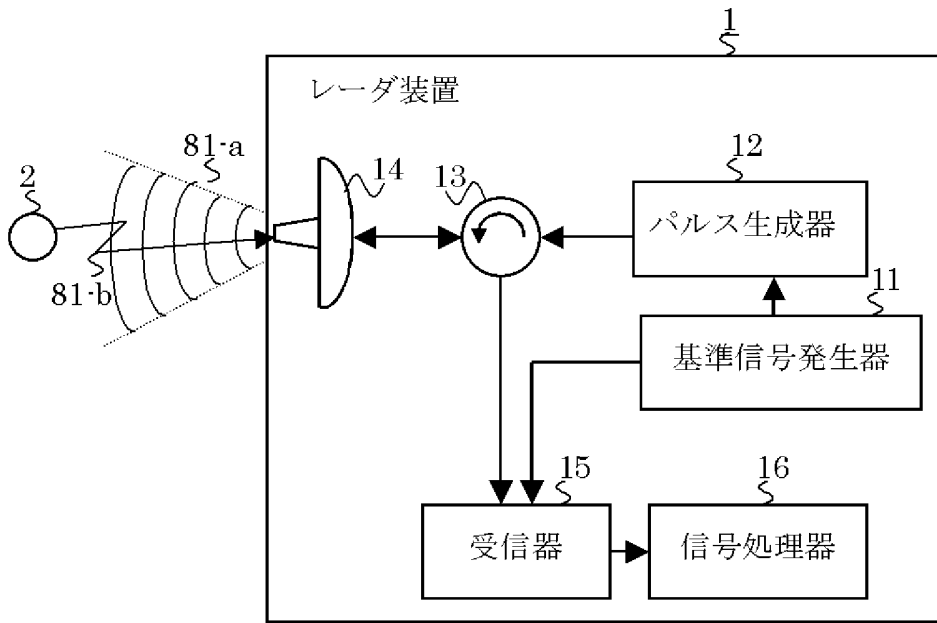
ことを特徴とするレーダ装置。

[7] 請求の範囲第4項に記載のレーダ装置において、

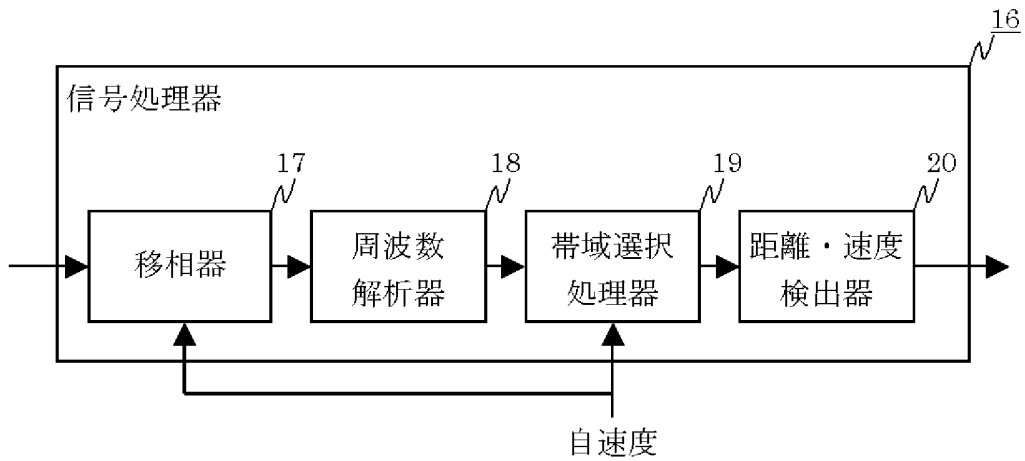
上記周波数解析手段は、超分解能スペクトル推定処理を行う、

ことを特徴とするレーダ装置。

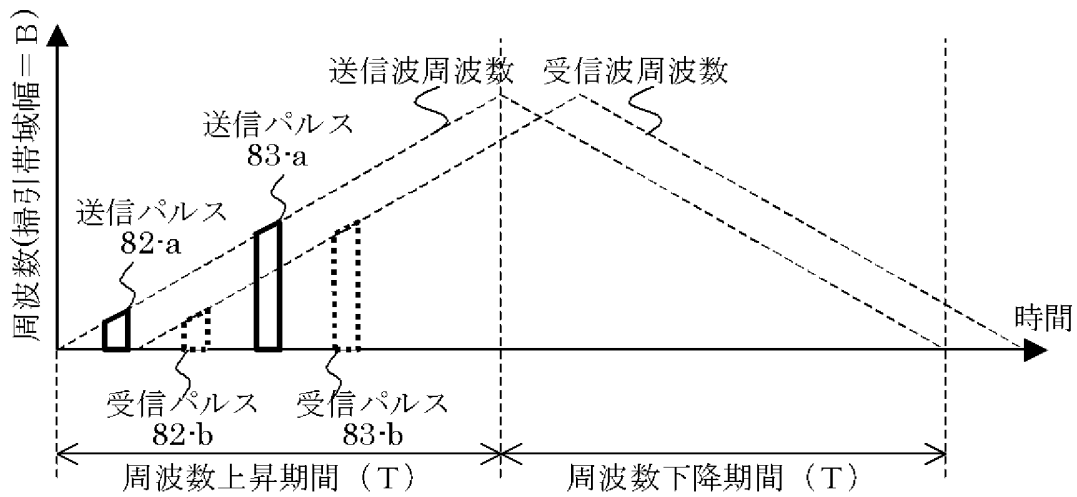
[図1]



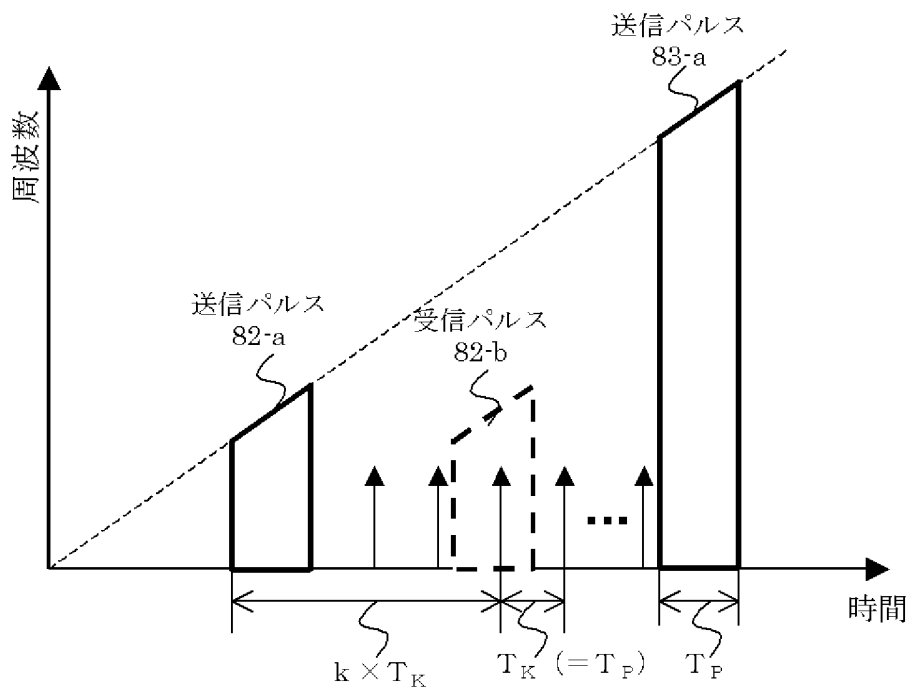
[図2]



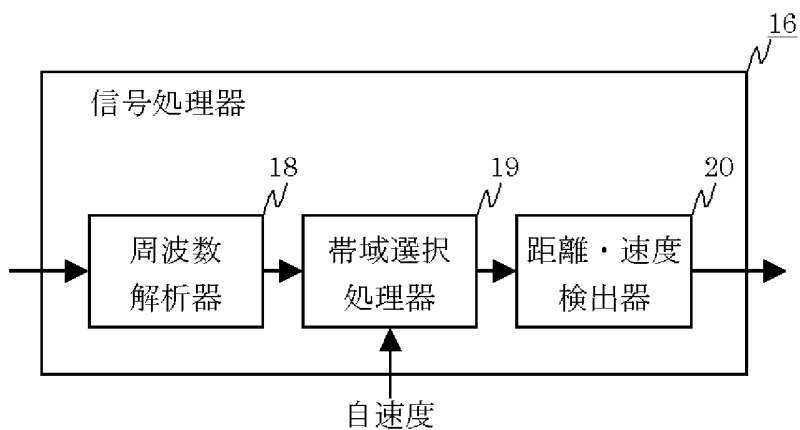
[図3]



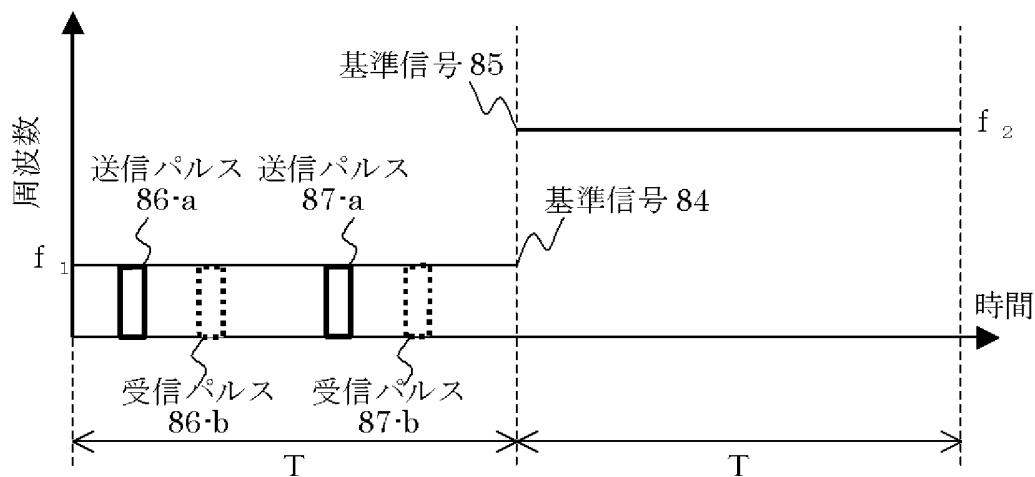
[図4]



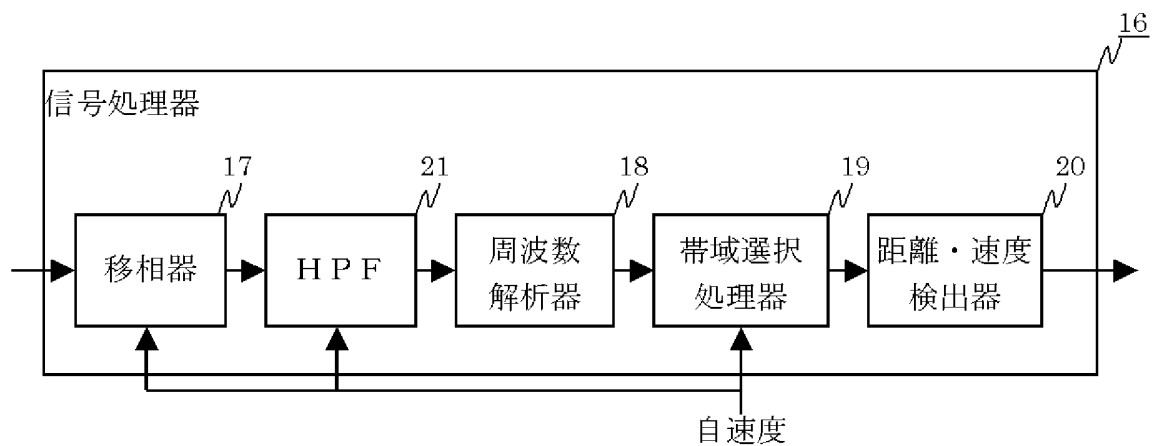
[図5]



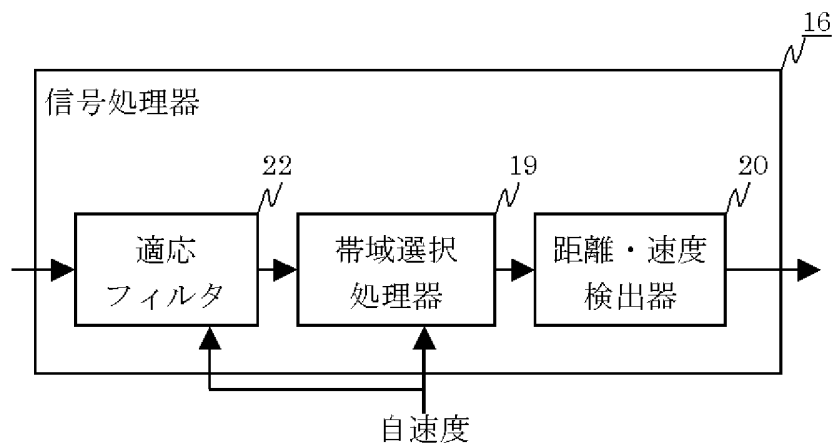
[図6]



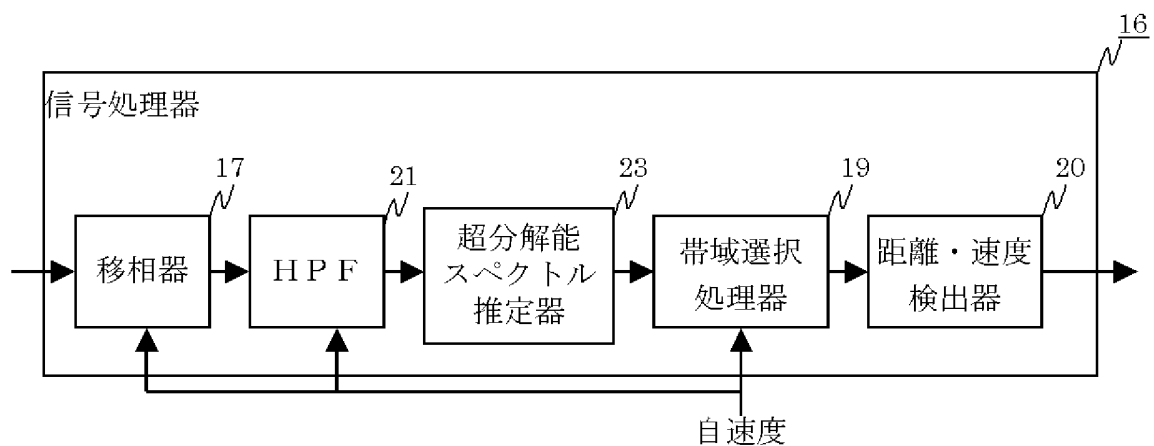
[図7]



[図8]



[図9]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/011055

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl<sup>7</sup> G01S13/34, G01S13/522, G01S13/93

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
Int.Cl<sup>7</sup> G01S13/32, G01S13/52, G01S13/93, G01S7/285

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2003-194924 A (Mitsubishi Electric Corp.), 09 July, 2003 (09.07.03), Par. Nos. [0031] to [0043], [0047] to [0050], [0058] to [0061]; Figs. 1 to 9 & US 6646587 B2 & DE 10228583 A1	1-3 4-7
Y	JP 9-264944 A (Tokimec Inc.), 07 October, 1997 (07.10.97), Par. Nos. [0023] to [0025] (Family: none)	1-3
Y	JP 10-39002 A (Japan Radio Co., Ltd.), 13 February, 1998 (13.02.98), Par. Nos. [0009] to [0010] (Family: none)	3

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
25 August, 2004 (25.08.04)

Date of mailing of the international search report  
14 September, 2004 (14.09.04)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/011055

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 10-239422 A (Mitsubishi Electric Corp.), 11 September, 1998 (11.09.98), Par. Nos. [0014] to [0032] (Family: none)	4-6
A	JP 2000-171550 A (Koden Electronics Co., Ltd.), 23 June, 2000 (23.06.00), Par. Nos. [0004] to [0006] (Family: none)	7
A	JP 2001-264426 A (Mitsubishi Electric Corp.), 26 September, 2001 (26.09.01), Par. Nos. [0046] to [0096] & US 6384768 B1	1-7
A	JP 4-72588 A (Yusei-Sho Tsushin Sogo Kenkyusho), 06 March, 1992 (06.03.92), Page 1, right column, line 10 to page 2, upper right column, line 18 (Family: none)	1-7

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
 Int. Cl<sup>7</sup> G01S13/34, G01S13/522, G01S13/93

B. 調査を行った分野  
 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
 Int. Cl<sup>7</sup> G01S13/32, G01S13/52, G01S13/93, G01S7/285

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの  
 日本国実用新案公報 1922-1996年  
 日本国公開実用新案公報 1971-2004年  
 日本国登録実用新案公報 1994-2004年  
 日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2003-194924 A (三菱電機株式会社)	1-3
A	2003.07.09, 段落番号【0031】-【0043】, 【0047】-【0050】, 【0058】-【0061】, 【図 1】-【図9】 & US 6646587 B2 & DE 10228583 A1	4-7
Y	JP 9-264944 A (株式会社トキメック) 1997.10.07, 段落番号【0023】-【0025】 (ファミリーなし)	1-3

C欄の続きにも文献が列挙されている。  パテントファミリーに関する別紙を参照。

<p>* 引用文献のカテゴリー</p> <p>「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの</p> <p>「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの</p> <p>「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)</p> <p>「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献</p> <p>「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願</p>	<p>の日の後に公表された文献</p> <p>「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの</p> <p>「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの</p> <p>「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの</p> <p>「&amp;」 同一パテントファミリー文献</p>
--	---

国際調査を完了した日 25.08.2004	国際調査報告の発送日 <b>14.9.2004</b>
--------------------------	--------------------------------

国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官 (権限のある職員) 松下 公一	2S 3206
電話番号 03-3581-1101 内線 3257		

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 10-39002 A (日本無線株式会社) 1998. 02. 13, 段落番号【0009】 - 【0010】 (ファミリーなし)	3
A	JP 10-239422 A (三菱電機株式会社) 1998. 09. 11, 段落番号【0014】 - 【0032】 (ファミリーなし)	4-6
A	JP 2000-171550 A (株式会社光電製作所) 2000. 06. 23, 段落番号【0004】 - 【0006】 (ファミリーなし)	7
A	JP 2001-264426 A (三菱電機株式会社) 2001. 09. 26, 段落番号【0046】 - 【0096】 & US 6384768 B1	1-7
A	JP 4-72588 A (郵政省通信総合研究所) 1992. 03. 06, 第1頁右欄第10行-第2頁右上欄第1 8行 (ファミリーなし)	1-7