(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2012 年 3 月 8 日(08.03.2012)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2012/029242 A1

(51) 国際特許分類:
*G01S 13/28* (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2011/004591

(22) 国際出願日: 2011 年 8 月 16 日(16.08.2011)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願 2010-197023 2010 年 9 月 2 日(02.09.2010) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): パナソニック株式会社 (Panasonic Corporation) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真１００６番地 Osaka (JP).

(72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 岸上 高明 (KISHIGAMI, Takaaki). 中川 洋一(NAKAGAWA, Yoichi). 向井 裕人(MUKAI, Hirohito).

(74) 代理人: 小栗 昌平, 外(OGURI, Shohei et al.); 〒1050003 東京都港区西新橋一丁目７番１３号 虎ノ門イーストビルディング１０階 栄光特許事務所 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, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

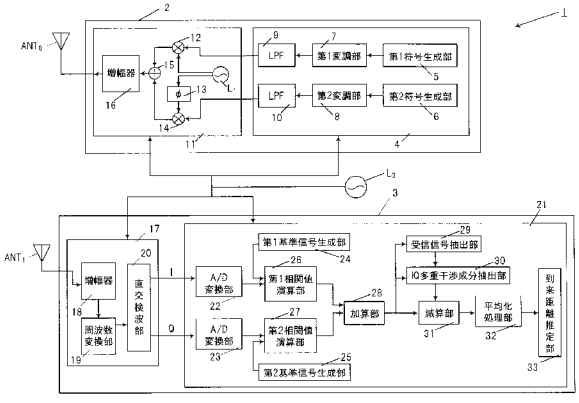
(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

(54) **Title**: RADAR DEVICE

(54) 発明の名称 : レーダ装置

[図1]




5 First code generator
6 Second code generator
7 First modulator
8 Second modulator
16, 18 Amplifier
19 Frequency converter
20 Quadrature wave detection unit
22, 23 A/D converter
24 First reference signal generator
25 Second reference signal generator
26 First correlation value calculator
27 Second correlation value calculator
28 Addition unit
29 Received signal extraction unit
30 IQ multiplexing interference component extraction unit
31 Subtraction unit
32 Averaging processing unit
33 Arrival distance estimation unit

(57) **Abstract**: Provided is a radar device which maintains low range-side lobe characteristics even when a measurement target is moving, and inhibits the deterioration of separation performance when detecting multiple targets. A high-frequency transmission signal is transmitted from a transmission antenna at prescribed transmission intervals, and the signals of reflection waves reflected by a target are received by a reception antenna. Code generators generate a first code sequence and second code sequence that constitute a pair of complementary codes. A first modulator generates a first transmission signal by modulating the first code sequence. A second modulator generates a second transmission signal by modulating the second code sequence. A quadrature modulator uses the first and second transmission signals thus generated to perform quadrature modulation. The high frequency transmission signal is generated from a signal subjected to quadrature modulation, and transmitted from the transmission antenna.

(57) 要約: 測定対象のターゲットが移動する場合でも低レンジサイドローブ特性を維持し、複数のターゲットの検出における分離性能の劣化を抑圧するレーダ装置を提供する。所定の送信周期で高周波送信信号を送信アンテナから送信し、ターゲットに反射された反射波の信号を受信アンテナで受信する。符号生成部は、相補符号のペアとなる第１の符号系列と第２の符号系列を生成する。第１変調部は、第１符号系列を変調して第１送信信号を生成する。第２変調部は、第２符号系列を変調して第２送信信号を生成する。直交変調部は、生成された第１、第２送信信号を用いて直交変調を行う。直交変調された信号から高周波送信信号を生成し、送信アンテナから送信する。

WO 2012/029242 A1

# 明　細　書

## 発明の名称 ： レーダ装置

## 技術分野

[0001] 本発明は、ターゲットに反射された反射波の信号をアンテナで受信してターゲットを検出するレーダ装置に関する。

## 背景技術

[0002] レーダ装置は、測定地点から電波を空間に放射し、ターゲットに反射された反射波の信号を受信して、当該測定地点とターゲットとの距離、方向等を測定する装置である。特に近年、マイクロ波又はミリ波等の波長の短い電波を用いた高分解能な測定により、自動車だけでなく歩行者等をターゲットとして検出可能なレーダ装置の開発が進められている。

[0003] レーダ装置は、近距離にいるターゲットと遠距離にいるターゲットとからの反射波が混合された信号を受信することがある。特に、近距離にいるターゲットからの反射波の信号の自己相関特性にレンジサイドローブが生じる場合、このレンジサイドローブと、遠距離にいるターゲットからの反射波の信号の自己相関特性に生じるメインローブとが混在することがある。この場合、レーダ装置が遠距離にいるターゲットを検出する際の検出精度が劣化することがある。

[0004] また、レーダ装置は、測定地点から同じ距離に自動車と歩行者とがいる場合に、レーダ反射断面積（RCS: Radar cross section）の異なる自動車と歩行者とからのそれぞれの反射波の信号が混合された信号を受信することがある。一般に、歩行者のレーダ反射断面積は自動車のレーダ反射断面積に比べると低いと言われている。このため、レーダ装置には、たとえ測定地点から同じ距離に自動車と歩行者とがいる場合でも、自動車だけでなく歩行者からの反射波も適正に受信することが要求される。

[0005] 従って、上述した様な複数のターゲットに対して、高分解能な測定が要求されるレーダ装置には、自己相関特性が低レンジサイドローブレベルとなる

特性（以下、「低レンジサイドローブ特性」という）を有するパルス波又はパルス変調波が送信されることが要求される。更に、当該レーダ装置における受信の際に、ターゲットの距離、種別により様々な受信レベルとなるターゲットに反射された反射波の信号を、受信可能な程度に広い受信ダイナミックレンジを有することが要求される。

[0006] 上述した低レンジサイドローブ特性に関して、低レンジサイドローブ特性を有するパルス波又はパルス変調波として、相補符号を用いて高周波送信信号を送信するパルス圧縮レーダが従来から知られている。ここで、パルス圧縮とは、パルス信号をパルス変調又は位相変調してパルス幅の広い信号を用いて送信し、受信後の信号処理において当該受信された信号を復調してパルス幅の狭い信号に変換する（圧縮する）ことで、受信電力を等価的に高める方法である。パルス圧縮によれば、ターゲットの探知距離を増大することができ、更に、当該探知距離に対する距離推定精度を向上することができる。

[0007] また、相補符号は、複数例えば２つの相補符号系列（$a_n$，$b_n$）からなり、一方の相補符号系列$a_n$と他方の相補符号系列$b_n$の各自己相関演算結果において、遅延時間（シフト時間）τ［秒］を一致させて各自己相関演算結果を加算した場合に、レンジサイドローブがゼロとなる性質を有する。なお、パラメータｎはｎ＝１、２、・・・、Ｌである。パラメータＬは、符号系列長又は単に符号長を示す。

[0008] 相補符号の生成方法について図１４を参照して説明する。図１４は、一般的な相補符号の符号系列の生成手順の一例を示した説明図である。図１４に示す様に、４行目、５行目の記載から要素１又は要素－１からなる符号長$L=2^{p-1}$のサブ符号系列（ｃ，ｄ）が生成され、更に、６行目、７行目の記載から符号長$L=2^{p}$の符号長の相補符号系列（ａ，ｂ）が生成される。ここで、一方の相補符号系列ａは、サブ符号系列ｃとサブ符号系列ｄとが連結されたものである。他方の相補符号系列ｂは、サブ符号系列ｃとサブ符号系列－ｄとが連結されたものである。

[0009] なお、符号系列ａ，ｂはそれぞれ相補符号系列を表し、符号系列ｃ，ｄは

それぞれ相補符号系列を構成するサブ符号系列を表す。また、パラメータｐは、生成される各相補符号系列（ａ，ｂ）の符号長Ｌを定める。

[0010] この様な相補符号（相補符号系列）の性質に関して、図１５を参照して説明する。図１５は、従来の相補符号の性質を説明する説明図である。同図（ａ）は、一方の相補符号系列$a_n$の自己相関値演算結果を示す説明図である。同図（ｂ）は、他方の相補符号系列$b_n$の自己相関値演算結果を示す説明図である。同図（ｃ）は、２つの相補符号系列（$a_n$，$b_n$）の自己相関値演算結果の加算値を示す説明図である。なお、図１５で用いた相補符号の符号長Ｌは１２８である。

[0011] ２つの相補符号系列（$a_n$，$b_n$）のうち一方の相補符号系列$a_n$の自己相関値演算結果は、数式（１）に従って導出される。他方の相補符号系列$b_n$の自己相関値演算結果は、数式（２）に従って導出される。なお、パラメータＲは自己相関値演算結果を示す。但し、ｎ＞Ｌ又はｎ＜１の場合には、相補符号系列$a_n$，$b_n$はゼロとする（すなわち、ｎ＞Ｌ又はｎ＜１において、$a_n$＝０、$b_n$＝０）。なお、アスタリスク＊は複素共役演算子を示す。

[0012] [数1]

$$R_{aa}(\tau)=\sum_{n=1}^{L}a_n a_{n+\tau}^{*}\cdots(1)$$

[0013] [数2]

$$R_{bb}(\tau)=\sum_{n=1}^{L}b_n b_{n+\tau}^{*}\cdots(2)$$

[0014] 数式（１）に従って導出された一方の相補符号系列$a_n$の自己相関値演算結果$R_{aa}(\tau)$は、図１５（ａ）に示す様に、遅延時間τがゼロのときにピー

クが立ち、遅延時間τがゼロでない場合にはレンジサイドローブが存在する。同様に、数式（２）に従って導出された他方の相補符号系列$b_n$の自己相関値演算結果$R_{bb}(\tau)$は、図１５（ｂ）に示す様に、遅延時間τがゼロのときにピークが立ち、遅延時間τがゼロでない場合にはレンジサイドローブが存在する。

[0015] これらの自己相関値演算結果（$R_{aa}(\tau)$，$R_{bb}(\tau)$）の加算値は、図１５（ｃ）に示す様に、遅延時間（あるいはシフト時間）τがゼロのときにピークが発生し（以下、遅延時間τがゼロのときのピークをメインローブと呼ぶ）、遅延時間τがゼロでない場合にはレンジサイドローブが存在せずにゼロになる。これを数式（３）にて示す。なお、図１５（ａ）～（ｃ）の横軸は自己相関値演算における遅延時間（τ）を示し、縦軸は演算された自己相関値演算結果を示す。

[0016] [数3]

$$R_{aa}(\tau)+R_{bb}(\tau)\neq 0, when\ \tau=0$$
$$R_{aa}(\tau)+R_{bb}(\tau)=0, when\ \tau\neq 0\cdots(3)$$

[0017] また、図１６に示す様に、上述した相補符号$a_n$に基づいて生成された高周波送信信号と、相補符号$b_n$に基づいて生成された高周波送信信号とを、所定の送信周期ごとに切り換えて時分割で送信するパルス圧縮レーダが従来から知られている。図１６は、従来のパルス圧縮レーダにおける送信周期Ｔｒと各送信周期における送信の際に用いられる送信符号である相補符号$a_n$、$b_n$との説明図である。この様な従来のパルス圧縮レーダにおける受信の際にターゲットが移動している場合には、当該受信された受信信号は、当該移動に伴って発生するドップラ周波数$f_d$に起因して数式（４）に示す位相変化θ（ｔ）の影響を受ける。パラメータｔは時間を示す。

[0018]

[数4]

$$\theta(t) = 2\pi \times f_d \times t \cdots (4)$$

[0019] この様な位相変化θ（ｔ）の影響を受けている状態では、当該受信信号の自己相関特性においてレンジサイドローブレベルがゼロにならず、受信信号の自己相関特性における低レンジサイドローブ特性が成立しないという課題が生じる。

[0020] この課題について図１６を参照して具体的に説明する。図１６において、相補符号ａ$_n$，ｂ$_n$に基づいてそれぞれ生成された各高周波送信信号を送信する送信間隔を送信周期Ｔ$_r$とする。この場合、相補符号ａ$_n$に基づいて生成された高周波送信信号の送信後、次の送信周期Ｔ$_r$に、相補符号ｂ$_n$に基づいて生成された高周波送信信号に対する反射波の信号を受信する。但し、この反射波の信号は、数式（４）に示す位相変化θ（ｔ）を受けていることになる。

[0021] 従って、送信周期Ｔ$_r$と、当該反射波の信号に含まれるドップラ周波数ｆ$_d$との積の大きさによっては、上述した理想的な低レンジサイドローブ特性を得ることが難しく、低レンジサイドローブ特性が劣化する。なお、図１６において、パラメータＴ$_p$は、符号長Ｌのパルス符号に対応した１つのパルスあたりの送信時間である。パラメータＴ$_c$は、符号長Ｌの相補符号ａ$_n$又は相補符号ｂ$_n$に基づいてそれぞれ生成された高周波送信信号の送信区間における送信時間である。パラメータＴ$_p$とパラメータＴ$_c$とパラメータＬとの間には、数式（５）が成立する。

[0022] [数5]

$$T_c = T_p \times L \cdots (5)$$

[0023] 上述した課題、即ち、相補符号$a_n$，$b_n$のそれぞれに基づいて生成された各高周波送信信号を切り換えて時分割で送信する際に、ドップラ周波数$f_d$に起因して低レンジサイドローブ特性が劣化するという課題に関連して、特許文献１が知られている。

[0024] 特許文献１に示す分散圧縮方式パルスエコーシステム送受信装置は、各モード（Ｂモード、ドップラモード）に応じて、パルス圧縮符号の異なる符号系列で変調した高周波信号を時分割で送信する。具体的には、当該送受信装置は、Ｂモードの際に、近距離レンジ用として相補符号系列で変調した高周波信号を送信する。更に、当該送受信装置は、ドップラモードの際に、Ｂａｒｋｅｒ符号系列あるいはＭ系列等で変調した高周波送信信号を送信する。これにより、測定対象のターゲットに応じて送信パルスを使い分けることができ、近距離で動きの速いターゲットによるパルスエコーを低減することができる。

## 先行技術文献

## 特許文献

[0025] 特許文献1：日本国特開平１－３０３１３５号公報

## 発明の概要

## 発明が解決しようとする課題

[0026] しかしながら、従来のレーダ装置においては、上述した課題により、当該レーダ装置に比較的近い位置に存在するターゲットからの反射波の信号のレンジサイドローブに、比較的遠い位置に存在するターゲットからの反射波の信号のメインローブが埋もれることがあった。この場合には、従来のレーダ装置は、遠い位置に存在するターゲットの検出精度が劣化することとなり、従って、上述した課題は、レーダ装置における測定性能に大きな影響を与えることになる。

[0027] また、上述した特許文献１では、Ｂモードで用いる相補符号系列と、ドップラモードで用いるＭ系列符号やＢａｒｋｅｒ符号系列等とを交互に切り換

えてパルス圧縮を行う。ところが、特許文献１では、ターゲットが移動する場合に、相補符号を用いて送信したときにおけるサイドローブレベルの劣化に対しては考慮されておらず、Ｍ系列符号やＢａｒｋｅｒ符号系列等のサイドローブレベルの特性に依存している。このＭ系列符号やＢａｒｋｅｒ符号を用いた場合には、符号長ＬのＢａｒｋｅｒ符号系列に対してピークサイドローブレベルはおよそ２０Ｌｏｇ（Ｌ）存在する。従って、Ｂａｒｋｅｒ符号として知られている最長の符号長１３の場合でも、ピークサイドローブレベルは２２．３［ｄＢ］程度存在するため、レーダ装置の測定性能に影響を与えてしまう。

[0028] 従って、レーダ装置から比較的近く、例えば５ｍ以内に存在するターゲットが移動する場合には、当該ターゲットからの反射波の信号に対するピークサイドローブレベルと、例えば２０ｍ離れた遠方からのターゲットからの反射波の信号に対するメインローブとが同等になる。これにより、上述した課題は、特許文献１においても解決されておらず、依然としてレーダ装置における測定性能に大きな影響を与えることになる。

[0029] 本発明は、上述従来の事情に鑑みてなされたもので、ターゲットが移動する場合でも当該ターゲットからの反射波の信号における低レンジサイドローブ特性を維持し、レンジサイドローブレベルを効果的に抑圧することにより複数のターゲットの検出における分離性能の劣化を抑圧するレーダ装置を提供することを目的とする。

## 課題を解決するための手段

[0030] 本発明は、上述したレーダ装置であって、相補符号のペアとなる第１の符号系列と第２の符号系列を生成する符号生成部と、第１符号系列を変調して第１送信信号を生成する第１変調部と、第２符号系列を変調して第２送信信号を生成する第２変調部と、第１、第２変調部によりそれぞれ生成された第１、第２送信信号を用いて直交変調を行う直交変調部と、直交変調部により直交変調された信号から高周波送信信号を生成する増幅部と、高周波送信信号を送信アンテナから送信するアンテナ部とを備える。

## 発明の効果

[0031] 本発明のレーダ装置によれば、ターゲットが移動する場合でも当該ターゲットからの反射波の信号における低レンジサイドローブ特性を維持し、レンジサイドローブレベルを効果的に抑圧することにより複数のターゲットの検出における分離性能の劣化を抑圧することができる。

## 図面の簡単な説明

[0032] [図1]第１の実施形態のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

[図2]第１の実施形態のレーダ装置の動作に関するタイミングチャート、（ａ）送信周期Ｔ$_r$と各送信周期Ｔ$_r$に用いられる送信符号との説明図、（ｂ）測定区間の説明図、（ｃ）各送信周期Ｔ$_r$と離散時刻ｋとの関係を説明する説明図

[図3]第１の実施形態のレーダ装置においてＩＱ多重された高周波送信信号の信号点配置図

[図4]ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）をＩＱ平面上に示した説明図、（ａ）減算部による減算処理前のＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）の説明図、（ｂ）減算部による減算処理に用いる際のＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）の説明図、（ｃ）離散時刻ｋとＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）の絶対値｜ＡＣ（ｋ）｜との関係を示す説明図

[図5]第２の実施形態のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

[図6]第２の実施形態のレーダ装置の動作に関するタイミングチャート、（ａ）送信周期Ｔ$_r$と各送信周期Ｔ$_r$に用いられる送信符号との説明図、（ｂ）測定区間の説明図、（ｃ）各送信周期Ｔ$_r$と離散時刻ｋとの関係を説明する説明図

[図7]第２の実施形態のレーダ装置においてＩＱ多重された高周波送信信号の信号点配置図、（ａ）第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の送信周期で、相補符号ａ$_n$をＩ軸に、相補符号ｂ$_n$をＱ軸にそれぞれ割り当ててＩＱ多重した送信信号の信号点配置図、（ｂ）第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の送信周期で、相補符号ｂ$_n$をＩ軸に、相補符号ａ$_n$をＱ軸にそれぞれ割り当ててＩＱ多重した送信信号の信号点配置図

[図8]第２の実施形態のレーダ装置において各送信周期Ｔ$_r$に用いられる送信符号の詳細を示す説明図

[図9]各実施形態の変形例１におけるレーダ送信部の内部構成を示すブロック図、（ａ）第１の実施形態の変形例１のレーダ送信部の内部構成を示すブロック図、（ｂ）第２の実施形態の変形例１のレーダ送信部の内部構成を示すブロック図

[図10]相補符号ａ$_n$がＩ軸に割り当てられて－４５度位相シフトされ、相補符号ｂ$_n$がＱ軸に割り当てられて－４５度位相シフトされてＩＱ多重された高周波送信信号の信号点配置図

[図11]各実施形態の変形例２におけるレーダ受信部の信号処理部の内部構成を示すブロック図、（ａ）第１の実施形態の変形例２のレーダ受信部の信号処理部の内部構成を示すブロック図、（ｂ）第２の実施形態の変形例２のレーダ受信部の信号処理部の内部構成を示すブロック図

[図12]ターゲットの検出精度に関するシミュレーション結果を示す説明図、（ａ）従来のレーダ装置で相補符号ａ$_n$，ｂ$_n$に基づいてそれぞれ生成された各高周波送信信号を時分割で送信した場合の説明図、（ｂ）第１の実施形態のレーダ装置で相補符号ａ$_n$，ｂ$_n$をＩＱ多重して生成された高周波送信信号を送信した場合の説明図

[図13]第２の実施形態のレーダ装置における送信信号生成部の他の内部構成を示すブロック図

[図14]一般的な相補符号の符号系列の生成手順を示した説明図

[図15]従来の相補符号の性質を説明する説明図、（ａ）一方の相補符号系列の自己相関演算結果を示す説明図、（ｂ）他方の相補符号系列の自己相関演算結果を示す説明図、（ｃ）２つの相補符号系列の自己相関演算結果の加算値を示す説明図

[図16]従来のパルス圧縮レーダにおける送信周期と各送信周期に用いられる送信符号との説明図

## 発明を実施するための形態

[0033] 以下、本発明の実施形態について、図面を参照して説明する。以下の説明において、本発明に係るレーダ装置により受信される受信信号には、当該レーダ装置から送信された高周波送信信号がターゲットにより反射された反射波の信号と、当該レーダ装置の周囲のノイズ信号とが含まれる。

[0034] 〔第１の実施形態〕

第１の実施形態のレーダ装置１の構成及び動作について図１～図４を参照して説明する。図１は、第１の実施形態のレーダ装置１の内部構成を示すブロック図である。図２は、第１の実施形態のレーダ装置１の動作に関するタイミングチャートである。同図（ａ）は、送信周期$T_r$と各送信周期$T_r$に用いられる送信符号との説明図である。同図（ｂ）は、測定区間の説明図である。同図（ｃ）は、各送信周期$T_r$と離散時刻ｋとの関係を説明する説明図である。

[0035] 図３は、第１の実施形態のレーダ装置１においてＩＱ多重された高周波送信信号の信号点配置図である。図４は、ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）をＩＱ平面上に示した説明図である。同図（ａ）は、減算部３１による減算処理前のＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）の説明図である。同図（ｂ）は、減算部３１による減算処理に用いる際のＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）の説明図である。同図（ｃ）は、離散時刻ｋとＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）の絶対値｜ＡＣ（ｋ）｜との関係を示す説明図である。

[0036] レーダ装置１は、図１に示す様に、基準発振器$L_0$と、送信アンテナ$ANT_0$が接続されたレーダ送信部２と、受信アンテナ$ANT_1$が接続されたレーダ受信部３とを備える。レーダ装置１は、レーダ送信部２により生成された所定の間欠的な高周波送信信号を送信アンテナ$ANT_0$から送信し、ターゲットに反射された反射波の信号をレーダ受信部３で受信する。レーダ装置１は、レーダ受信部３で受信した受信信号を信号処理してターゲットの有無を検出する。なお、ターゲットはレーダ装置１が検出する対象の物体であり、例えば自動車又は人等であり、以下の各実施形態においても同様である。

[0037] レーダ送信部２について説明する。レーダ送信部２は、送信信号生成部４

と、送信ＲＦ（Radio Frequency）部１１とを備える。送信信号生成部４は、第１符号生成部５と、第２符号生成部６と、第１変調部７と、第２変調部８と、ＬＰＦ（Low Pass Filter）９と、ＬＰＦ１０とを備える。図１では、送信信号生成部４は、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０を含む様に構成されているが、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０は送信信号生成部４と独立してレーダ送信部２の中に構成されても良い。送信ＲＦ部１１は、局部発振器$L_1$と、ミキサ１２と、第１位相シフト部１３と、ミキサ１４と、加算部１５と、増幅器１６とを備える。

[0038] 送信信号生成部４は、基準発振器$L_0$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍した信号を生成する。送信信号生成部４の各部は、当該生成された信号に基づいて動作する。送信信号生成部４は、それぞれ符号長Ｌの相補符号系列$a_n$，$b_n$のパルス圧縮符号を変調してベースバンドの送信信号を周期的に生成する。ここで、ｎ＝１，・・・，Ｌであり、パラメータＬは、相補符号系列$a_n$，$b_n$の符号長を表す。

[0039] また、送信信号生成部４により生成される送信信号は、連続的な信号ではないものとする。図２（ａ）に示す様に、例えば第Ｍ番目～第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$T_r$の送信区間$T_w$［ｓ］では、符号長Ｌの相補符号系列$a_n$，$b_n$に対して、１つのパルス符号あたり$N_0$［個］のサンプルが存在する。なお、パラメータＭは自然数である。従って、送信区間$T_w$においては、$N_r$（＝$N_0$×Ｌ）のサンプルが含まれる。また、第Ｍ番目～第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$T_r$の非送信区間（$T_r$－$T_w$）［ｓ］では、ベースバンドの送信信号として$N_u$［個］のサンプルが存在するものとする。

[0040] 先ず、送信信号生成部４ａの各部の構成について説明する。

[0041] 第１符号生成部５は、符号長Ｌの相補符号系列のペアである相補符号系列$a_n$のパルス圧縮用の送信符号を生成する。第１符号生成部５は、当該生成された相補符号系列$a_n$の送信符号を第１変調部７に出力する。以下、相補符号系列$a_n$の送信符号を、便宜的に送信符号$a_n$と記載する。

[0042] 第２符号生成部６は、符号長Ｌの相補符号系列のペアである相補符号系列

$b_n$のパルス圧縮用の送信符号を生成する。第２符号生成部６は、当該生成された相補符号系列$b_n$の送信符号を第２変調部８に出力する。以下、相補符号系列$b_n$の送信符号を、便宜的に送信符号$b_n$と記載する。

[0043] 第１変調部７は、第１符号生成部５により出力された送信符号$a_n$を入力する。第１変調部７は、当該入力された送信符号$a_n$に対してパルス変調（振幅変調、ＡＳＫ（Amplitude Shift Keying））又は位相変調（ＰＳＫ（Phase Shift Keying））を行い、ベースバンドの送信信号Ｉ（ｋ）を生成する。第１変調部７は、ＬＰＦ９を介して、当該生成された送信信号Ｉ（ｋ）のうち予め設定された制限帯域以下の送信信号Ｉ（ｋ）を送信ＲＦ部１１に出力する。

[0044] 第２変調部８は、第２符号生成部６により出力された送信符号$b_n$を入力する。第２変調部８は、当該入力された送信符号$b_n$に対してパルス変調（振幅変調、ＡＳＫ）又は位相変調（ＰＳＫ）を行い、ベースバンドの送信信号Ｑ（ｋ）を生成する。第２変調部８は、ＬＰＦ１０を介して、当該生成された送信信号Ｑ（ｋ）のうち予め設定された制限帯域以下の送信信号Ｑ（ｋ）を送信ＲＦ部１１に出力する。

[0045] 送信ＲＦ部１１は、基準発振器$L_0$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍数に逓倍した信号を生成する。送信ＲＦ部１１は、当該生成された信号に基づいて動作する。

[0046] 送信ＲＦ部１１は、第１変調部７により出力された送信信号Ｉ（ｋ）を、図３に示すＩＱ平面におけるＩ軸に割り当てる。また、送信ＲＦ部１１は、第２変調部８により出力された送信信号Ｑ（ｋ）を、図３に示すＩＱ平面におけるＱ軸に割り当てる。送信ＲＦ部１１は、Ｉ軸に割り当てられた送信信号Ｉ（ｋ）と、Ｑ軸に割り当てられた送信信号Ｑ（ｋ）とを加算的に多重する。また、以下の説明において、第１変調部７により出力された送信信号Ｉ（ｋ）をＩ軸に、第２変調部８により出力された送信信号Ｑ（ｋ）をＱ軸に割り当て、当該送信信号Ｉ（ｋ）とＱ（ｋ）とを加算的に多重して高周波送信信号を生成する処理を「ＩＱ多重」と記載する。

[0047] このＩＱ多重の処理内容を具体的に説明する。なお、このＩＱ多重は、送信ＲＦ部１１のうち、ミキサ１２、第１位相シフト部１３、ミキサ１４及び加算部１５により行われる。以下の各実施形態において、これらのミキサ１２、第１位相シフト部１３、ミキサ１４及び加算部１５を、ＩＱ多重を行う直交変調部と記載することもできる。

[0048] 第１変調部７により出力された送信信号Ｉ（ｋ）は、ミキサ１２にて、キャリア周波数$f_c$の局部発振器$L_1$からの信号$A\cos(2\pi f_c t)$と乗算される。パラメータＡは所定の振幅値を示す。また、パラメータｔは、連続時刻（アナログ時刻）を示すものであり、上述した離散時刻ｋとは、$t = k \times T_s$により関連づけられる。ここで$T_s$（$= T_w/N_r$）はサンプリング周期である。

更に、第２変調部８により出力された送信信号Ｑ（ｋ）は、ミキサ１４にて、キャリア周波数$f_c$の局部発振器$L_1$からの信号$A\cos(2\pi f_c t)$が第１位相シフト部１３により９０度位相シフトされた信号$A\sin(2\pi f_c t)$と乗算される。各ミキサ１２，１４により乗算された信号が加算部１５により加算される。この結果、送信符号$a_n$，$b_n$のＩＱ多重により、数式（６）に示す直交変調された高周波送信信号ｓ（ｔ）が生成される。

[0049] [数6]

$$s(t) = A[I(t)\cos(2\pi f_c t) + Q(t)\sin(2\pi f_c t)] \cdots (6)$$

[0050] 図３に示す信号点配置図は、相補符号の送信符号$a_n$をＩ軸に、相補符号の送信符号$b_n$をＱ軸にそれぞれ割り当てて、ＩＱ多重した高周波送信信号の信号点配置図である。従って、数式（６）に示す高周波送信信号ｓ（ｔ）は、図３に示す信号点（Ａ，Ａ）、（Ａ，－Ａ）、（－Ａ，Ａ）及び（－Ａ，－Ａ）のうち、いずれかが選択される様に、送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$がＩＱ多重されて生成されたものである。

[0051] 増幅器１６は、数式（６）に従って生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）を

入力し、当該入力された高周波送信信号ｓ（ｔ）のレベルを所定のレベルに増幅して、送信アンテナＡＮＴ$_0$に出力する。この増幅された高周波送信信号ｓ（ｔ）は、送信アンテナＡＮＴ$_0$を介して空間に放射する様に送信される。

[0052] 送信アンテナＡＮＴ$_0$は、送信ＲＦ部１１により出力された高周波送信信号ｓ（ｔ）を空間に放射する様に送信する。図２（ａ）に示す様に、高周波送信信号ｓ（ｔ）は、送信周期Ｔ$_r$のうち送信区間Ｔ$_w$の間において送信され、非送信区間（Ｔ$_r$－Ｔ$_w$）の間においては送信されない。

[0053] 次に、レーダ受信部３の各部の構成について説明する。

[0054] レーダ受信部３は、受信アンテナＡＮＴ$_1$と、受信ＲＦ部１７と、信号処理部２１とを備える。受信ＲＦ部１７は、増幅器１８と、周波数変換部１９と、直交検波部２０とを備える。信号処理部２１は、Ａ／Ｄ変換部２２，２３と、第１，第２基準信号生成部２４，２５と、第１，第２相関値演算部２６，２７と、加算部２８と、受信信号抽出部２９と、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０と、減算部３１と、平均化処理部３２と、到来距離推定部３３とを備える。レーダ受信部３は、各送信周期Ｔ$_r$を、信号処理部２１における信号処理区間として周期的に演算する。

[0055] 受信アンテナＡＮＴ$_1$は、レーダ送信部２により送信された高周波送信信号ｓ（ｔ）がターゲットにより反射された反射波の信号と、当該レーダ装置１の周囲のノイズ信号とを受信信号として受信する。なお、この反射波の信号は高周波帯域の信号である。受信アンテナＡＮＴ$_1$により受信された受信信号は、受信ＲＦ部１７に入力される。なお、レーダ装置１においては、レーダ受信部３は１つの受信アンテナＡＮＴ$_1$を保持する。

[0056] 受信アンテナＡＮＴ$_1$は、図２（ｂ）に示す様に、各送信周期Ｔ$_r$に相当する区間に、上述した受信信号を受信する。従って、この受信信号が受信される区間Ｔ$_r$がレーダ装置１における測定区間とされる。

[0057] 受信ＲＦ部１７は、送信ＲＦ部１１と同様に、基準発振器Ｌ$_0$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍した信号を生成する。受信ＲＦ部１７は、当該生成された信号に基づいて動作

する。これにより、送信ＲＦ部１１の局部発振器$L_1$と受信ＲＦ部１７の局部発振器（不図示）との間の同期をとることができる。

[0058] 増幅器１８は、受信アンテナ$ANT_1$により受信された高周波帯域の受信信号を入力し、当該入力された高周波帯域の受信信号のレベルを増幅して周波数変換部１９に出力する。

[0059] 周波数変換部１９は、当該増幅器１８により出力された高周波帯域の受信信号を入力し、当該入力された高周波帯域の受信信号をベースバンドにダウンコンバートし、当該ダウンコンバートされた受信信号を直交検波部２０に出力する。

[0060] 直交検波部２０は、周波数変換部１９により出力されたベースバンドの受信信号を直交検波することで同相信号（In-phase signal）及び直交信号（Quadrate signal）からなるベースバンドの受信信号を生成する。直交検波部２０は、当該生成された受信信号のうち同相信号成分をＡ／Ｄ変換部２２に出力し、当該生成された受信信号のうち直交信号成分をＡ／Ｄ変換部２３に出力する。

[0061] Ａ／Ｄ変換部２２は、直交検波部２０により出力されたベースバンドの同相信号に対して離散時刻ｋにおけるサンプリングを行い、アナログデータの当該同相信号をデジタルデータに変換する。Ａ／Ｄ変換部２２は、当該変換されたデジタルデータの同相信号を第１相関値演算部２６に出力する。

[0062] 同様に、Ａ／Ｄ変換部２３は、直交検波部２０により出力されたベースバンドの直交信号に対して離散時刻ｋにおけるサンプリングを行い、アナログデータの当該直交信号をデジタルデータに変換する。Ａ／Ｄ変換部２３は、当該変換されたデジタルデータの直交信号を第２相関値演算部２７に出力する。ここで、パラメータｋは、図２（ａ）に示す各送信周期$T_r$において送信される高周波送信信号の元になるベースバンドの送信信号Ｉ（ｋ），Ｑ（ｋ）のサンプル数に対応した離散時刻を表す。

[0063] また、Ａ／Ｄ変換部２２，２３により変換された離散時刻ｋにおける受信信号は、当該受信信号の同相信号Ｉ（ｋ）及び当該受信信号の直交信号Ｑ（

ｋ）を用いて、数式（７）の複素信号として表される。ここでｊは、ｊ$^{2}$＝－１を満たす虚数単位である。なお、以下の説明において、離散時刻ｋは、ｋ＝１～（Ｎ$_{r}$＋Ｎ$_{u}$）である。また、離散時刻ｋの範囲は、後述の各実施形態においても同様である。

[0064] [数7]

$$x(k) = I(k) + jQ(k) \cdots (7)$$

[0065] 図２（ｃ）に示す様に、離散時刻ｋ＝１は、送信符号ａ$_{n}$及び送信符号ｂ$_{n}$がＩＱ多重されて生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）の送信周期Ｔ$_{r}$における送信区間Ｔ$_{w}$の開始時点を示す。また、離散時刻ｋ＝Ｎ$_{r}$は、送信符号ａ$_{n}$及び送信符号ｂ$_{n}$がＩＱ多重されて生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）の送信周期Ｔ$_{r}$における送信区間Ｔ$_{w}$の終了時点を示す。更に、離散時刻ｋ＝（Ｎ$_{r}$＋Ｎ$_{u}$）は、送信符号ａ$_{n}$及び送信符号ｂ$_{n}$がＩＱ多重されて生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）の送信周期Ｔ$_{r}$の終了直前時点を示す。なお、図２（ｃ）には、離散時刻ｋの範囲を便宜的に図示するために、離散時刻ｋの範囲を第Ｍ番目の送信周期のみに示している。

[0066] 第１基準信号生成部２４は、送信信号生成部４の動作と同期して、当該送信信号生成部４と同様に基準発振器Ｌ$_{0}$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍した信号を生成する。第１基準信号生成部２４は、当該生成された信号に基づいて、第１変調部７により生成された送信信号Ｉ（ｋ）と同一のベースバンドの第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を生成する。第１基準信号生成部２４は、当該生成された第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を第１相関値演算部２６に出力する。なお、図１において、リファレンス信号の第１基準信号生成部２４への入力の記載は省略する。

[0067] 第２基準信号生成部２５は、送信信号生成部４の動作と同期して、当該送信信号生成部４と同様に基準発振器Ｌ$_{0}$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍した信号を生成する。第２

基準信号生成部２５は、当該生成された信号に基づいて、第２変調部８により生成された送信信号Ｑ（ｋ）と同一のベースバンドの送信信号Ｑ（ｋ）に、ＩＱ多重におけるＱ軸の位相回転を付与した第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を周期的に生成する。第２基準信号生成部２５は、当該生成された第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を第２相関値演算部２７に出力する。なお、図１において、リファレンス信号の第２基準信号生成部２５への入力の記載は省略する。

[0068] 第１相関値演算部２６は、Ａ／Ｄ変換部２２により出力されたデジタルデータの複素信号ｘ（ｋ）、及び、第１基準信号生成部２４により出力された第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を入力する。第１相関値演算部２６は、当該入力された複素信号ｘ（ｋ）と第１基準送信信号Ｉ（ｋ）との第１相関値$ＡＣ_1$（ｋ）を演算する。なお、＊（アスタリスク）は、複素共役演算子を表す。

[0069] 具体的には、第１相関値演算部２６は、離散時刻ｋ＝１～（$Ｎ_r$＋$Ｎ_u$）の場合には、数式（８）に従って、第１相関値$ＡＣ_1$（ｋ）を演算する。第１相関値演算部２６は、数式（８）に従って演算された第１相関値$ＡＣ_1$（ｋ）を加算部２８に出力する。

[0070] [数8]

$$AC_1(k)=\sum_{m=1}^{N_r} x(k+m-1)I^*(m) \quad \cdots(8)$$

[0071] 第２相関値演算部２７は、Ａ／Ｄ変換部２３により出力されたデジタルデータの複素信号ｘ（ｋ）、及び、第２基準信号生成部２５により出力された第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を入力する。第２相関値演算部２７は、当該入力された複素信号ｘ（ｋ）と第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）との第２相関値$ＡＣ_2$（ｋ）を演算する。なお、＊（アスタリスク）は、複素共役演算子を表す。

[0072] 具体的には、第２相関値演算部２７は、離散時刻ｋ＝１～（$Ｎ_r$＋$Ｎ_u$）の

場合には、数式（９）に従って、第２相関値ＡＣ$_2$（ｋ）を演算する。第２相関値演算部２７は、数式（９）に従って演算された第２相関値ＡＣ$_2$（ｋ）を加算部２８に出力する。

[0073] [数9]

$$AC_2(k)=\sum_{m=1}^{N_r} x(k+m-1)[jQ(m)]^* \cdots(9)$$

[0074] 上述した様に、第１相関値演算部２６及び第２相関値演算部２７の演算は、それぞれ離散時刻ｋ＝１～（Ｎ$_r$＋Ｎ$_u$）に対して行われる。なお、レーダ装置の測定対象となるターゲットの存在範囲によって、測定レンジ（ｋの範囲）を更に限定してもよい。

これにより、レーダ装置１は、第１相関値演算部２６及び第２相関値演算部２７のそれぞれの演算量をそれぞれ低減することができる。即ち、レーダ装置１は、信号処理部２１による演算量の削減に基づく消費電力量を低減することができる。

[0075] 加算部２８は、第１相関値演算部２６により出力された第１相関値ＡＣ$_1$（ｋ）と、第２相関値演算部２７により出力された第２相関値ＡＣ$_2$（ｋ）とを入力する。加算部２８は、当該入力された第１相関値ＡＣ$_1$（ｋ）と第２相関値ＡＣ$_2$（ｋ）とを、各離散時刻ｋを揃えた状態で、数式（１０）に示す様に加算して第３相関値ＡＣ（ｋ）を演算する。以下の説明において、この加算部２８により加算された第３相関値を「ＩＱ相関値」と記載する。加算部２８は、当該演算されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）を、受信信号抽出部２９及び減算部３１にそれぞれ出力する。

[0076] [数10]

$$AC(k)=AC_1(k)+AC_2(k)\cdots(10)$$

[0077] なお、第１相関値演算部２６及び第２相関値演算部２７は、例えば下述の参考非特許文献１に記載されている相補符号高速相関器を参照して適用することができる。なお、以下の各実施形態においても同様である。

[0078] （参考非特許文献１）Ｓ．Ｚ．Ｂｕｄｉｓｉｎ，「Ｅｆｆｉｃｉｅｎｔ Ｐｕｌｓｅ Ｃｏｍｐｒｅｓｓｏｒ ｆｏｒ Ｇｏｌａｙ Ｃｏｍｐｌｅｍｅｎｔａｒｙ Ｓｅｑｕｅｎｃｅｓ」，Ｅｌｅｃｔｒｏｎｉｃｓ Ｌｅｔｔｅｒｓ ３１ｓｔ，Ｖｏｌ．２７，Ｎｏ．３，（Ｊａｎｕａｒｙ １９９１）

[0079] 受信信号抽出部２９は、加算部２８により出力されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）を入力する。受信信号抽出部２９は、当該入力されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）のうち、予め設定された所定の閾値Ｂを超えるＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）を抽出する。

[0080] 即ち、受信信号抽出部２９は、数式（１１）を満たす離散時刻$k_{pq}$を抽出し、当該抽出された離散時刻$k_{pq}$に対応するＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）を大きい順に並べたＩＱ相関値ＡＣ（$k_{p1}$）、ＡＣ（$k_{p2}$）、・・・、ＡＣ（$k_{pv}$）をそれぞれＩＱ多重干渉成分抽出部３０に出力する。パラメータｐ１、ｐ２、・・・、ｐｖはそれぞれサンプル数１～（$N_r+N_u$）のうちいずれかの自然数であり、且つ、数式（１１）を満たすＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）に対応する離散時刻$k_{pq}$の序数である。なお、パラメータｑ＝１、２、・・・、ｖのいずれかであるとする。また、パラメータｖは、自然数であって、数式（１１）を満たす離散時刻$k_{pq}$の個数を示す。

[0081] [数11]

$$|AC(k_{pq}) \geq B| \cdots (11)$$

[0082] ここで、所定の閾値Ｂとは、ノイズレベルに所定のマージン（３［ｄＢ］～１０［ｄＢ］程度）を加えたレベルである。所定の閾値Ｂについては以下の各実施形態においても同様である。

[0083] ＩＱ多重干渉成分抽出部３０は、受信信号抽出部２９により出力された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）を入力する。ＩＱ多重干渉成分抽出部３０は、当該入力された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）の位相成分θ（$k_{pq}$）（＝∠［ＡＣ（$k_{pq}$）］）をそれぞれ演算する。

また、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０は、当該演算された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）の位相成分θ（$k_{pq}$）に基づいて、数式（１２）に従ってＩＱ多重干渉成分を演算する。なお、Ｉｍ｛ｘ｝は、複素数ｘの虚数成分を抽出する演算子である。ＩＱ多重干渉成分抽出部３０は、当該演算されたＩＱ多重干渉成分を減算部３１に出力する。

[0084] [数12]

$$\mathrm{Im}\{AC(k_{pq})\exp(-j\theta(k_{pq}))\}\cdots(12)$$

[0085] 減算部３１は、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０により出力されたＩＱ多重干渉成分を入力する。また、減算部３１は、数式（１３）に示す様に、数式（１２）に基づいて演算されたＩＱ多重干渉成分を、受信信号抽出部２９により抽出されたＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）から除去（減算）して、ＩＱ多重干渉成分が除去された第４相関値ＡＣ’（$k_{pq}$）を導出する。ここでｋ＝$k_{pq}$－$N_0$Ｌ＋１、$k_{pq}$、…、$k_{pq}$＋$N_0$Ｌ－１である。ただし、ｋ＜１、あるいはｋ＞（$N_r$＋$N_u$）の場合は、減算処理を行う範囲に含めない。

[0086] [数13]

$$AC'(k)=AC(k)-j\,\mathrm{Im}\{AC(k)\exp(-j\theta(k_{pq}))\}\exp(j\theta(k_{pq}))\cdots(13)$$

[0087] 減算部３１におけるＩＱ多重干渉成分の除去処理の原理について図４を参照して説明する。図４（ａ），（ｂ）は、Ｉ軸、Ｑ軸からなる複素平面上でＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）をプロットした説明図である。また、図４（ｃ）は離散時刻ｋを横軸にした場合のＩＱ相関値の絶対値｜ＡＣ（ｋ）｜を縦軸にプロットした図である。上述した様に、或る送信周期$T_r$において、レーダ送信部

２においては相補符号である送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$がＩＱ多重されて生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）が送信される。ここで、送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$は、互いに直交性のある符号ではなく、相互相関性を有する符号である。従って、この様な送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$がＩＱ多重されて生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）が送信された場合には、当該高周波送信信号ｓ（ｔ）のターゲットにより反射された反射波の信号にはＩＱ多重干渉成分が発生する。

[0088] 第１の実施形態の様に相補符号のペアの符号をＩＱ多重する場合、図４（ａ）に示す様に、レーダ受信部３の加算部２８により得られるＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）のうち上述した数式（１１）を満たすＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）のピーク方向$\theta$（$k_{pq}$）に対して直交する方向に、ＩＱ多重干渉成分がピークレンジサイドローブとして現れる。このＩＱ多重干渉成分は図４（ｃ）に示すように、点線で囲んだ部分に示すレンジサイドローブ成分に相当するものである。

従って、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０がＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）のピーク方向$\theta$（$k_{pq}$）に直交する成分（数式（１２）参照）を演算することにより、図４（ｂ）の点線で囲んだ部分に示す、当該ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）におけるレンジサイドローブ成分を抽出することができる。

[0089] なお、数式（１２）に示している様に、ＩＱ多重干渉成分の抽出のために位相回転$\theta$（$k_{pq}$）を与えたので、元の位相成分とするために数式（１３）右辺の第２式において、係数ｅｘｐ（ｊ$\theta$（$k_{pq}$））を乗算している。

更に、上述した様に、数式（１３）の右辺の第２式のＩｍ｛ｘ｝は、複素数ｘの虚数成分を抽出する演算子であるが、減算部３１は、元の虚数成分に戻すために、数式（１３）の右辺の第２式においては９０度の位相回転の付与を示す複素係数ｊを乗算する。

[0090] これらにより、減算部３１は、数式（１３）に従って、受信信号抽出部２９により抽出された各ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）からレンジサイドローブ成分を除去することができる。

[0091] 平均化処理部３２は、減算部３１により導出された第４相関値ＡＣ’（ｋ）を入力する。平均化処理部３２は、所定の複数回の送信周期$T_r$にわたって入力された各第４相関値ＡＣ’（ｋ）を平均化する。平均化処理部３２は、当該平均化された第４相関値ＡＣ’（ｋ）の平均値を到来距離推定部３３に出力する。これにより、レーダ装置１は、当該レーダ装置１の周囲の雑音成分を抑圧し、ターゲットの到来角度及び距離の推定に関する測定性能を向上することができる。

[0092] 到来距離推定部３３は、平均化処理部３２により出力された平均値を入力する。到来距離推定部３３は、当該入力された平均値に基づいて、ターゲットまでの距離の推定演算を行う。到来距離推定部３３によるターゲットまでの距離の推定演算は、既に公知の技術であり、例えば下述参考非特許文献２を参照することにより実現することが可能である。

[0093] （参考非特許文献２）Ｊ．Ｊ．ＢＵＳＳＧＡＮＧ、ｅｔ ａｌ．、「Ａ Ｕｎｉｆｉｅｄ Ａｎａｌｙｓｉｓ ｏｆ Ｒａｎｇｅ Ｐｅｒｆｏｒｍａｎｃｅ ｏｆ ＣＷ, Ｐｕｌｓｅ, ａｎｄ Ｐｕｌｓｅ Ｄｏｐｐｅｒ Ｒａｄａｒ」, Ｐｒｏｃｅｅｄｉｎｇｓ ｏｆ ｔｈｅ ＩＲＥ, Ｖｏｌ．４７, Ｉｓｓｕｅ １０, ｐｐ．１７５３－１７６２（１９５９）

[0094] 例えば、到来距離推定部３３は、平均化処理部３２により演算された平均値の第４相関値に基づいて、当該第４相関値が最大値をとるときの離散時刻と高周波送信信号の送信時間との時間差を判定する。更に、到来距離推定部３３は、当該判定された時間差に基づいて、ターゲットまでの距離を推定する。

[0095] 以上により、第１の実施形態のレーダ装置１によれば、ターゲットが移動する場合でも当該ターゲットからの反射波の信号における低レンジサイドローブ特性を維持し、レンジサイドローブレベルを効果的に抑圧することにより複数のターゲットの検出における分離性能の劣化を抑圧することができる。

[0096] また、上述した特許文献１では、一回のパルス圧縮結果を得るために、三

種類の符号系列、即ち、相補符号系列のペアとなる二種類の符号と一種類のＢａｒｋｅｒ符号あるいはＭ系列符号等の符号系列を用いることにより、計三回の送信周期に相当する時間を要する必要があった。一方、第１の実施形態におけるレーダ装置１は、送信の際に送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$をＩＱ多重するため、一回の測定結果を得るために、計一回の送信周期に相当する時間を要する。このため、レーダ装置１によれば、所定時間内における測定回数を増加することができ、即ち、測定性能を向上させることができる。

[0097] 〔第２の実施形態〕

次に、第２の実施形態のレーダ装置１ａの構成及び動作について図５～図８を参照して説明する。

図５は、第２の実施形態のレーダ装置１ａの内部構成を示すブロック図である。

図６は、第２の実施形態のレーダ装置１ａの動作に関するタイミングチャートである。同図（ａ）は、送信周期$T_r$と各送信周期$T_r$に用いられる送信符号との説明図である。同図（ｂ）は、測定区間の説明図である。同図（ｃ）は、各送信周期$T_r$と離散時刻ｋとの関係を説明する説明図である。

[0098] 図７は、第２の実施形態のレーダ装置１ａにおける送信信号の信号点配置図である。同図（ａ）は、第Ｍ番目や第（Ｍ＋２）番目の送信周期で、相補符号$a_n$をＩ軸に、相補符号$b_n$をＱ軸にそれぞれ割り当ててＩＱ多重した送信信号の信号点配置図である。同図（ｂ）は、第（Ｍ＋１）番目や第（Ｍ＋３）番目の送信周期で、相補符号$b_n$をＩ軸に、相補符号$a_n$をＱ軸にそれぞれ割り当ててＩＱ多重した送信信号の信号点配置図である。

図８は、第２の実施形態のレーダ装置１ａにおいて各送信周期$T_r$に用いられる送信符号の詳細を示す説明図である。

[0099] 以下の第２の実施形態では、第１の実施形態と異なる構成及び動作について説明し、当該第１の実施形態と同一の構成及び動作に関する説明は省略する。第２の実施形態では、レーダ装置１ａは、送信周期$T_r$ごとに、ＩＱ多重する送信符号のうちＩ軸に割り当てる送信符号を送信符号$a_n$と送信符号$b_n$

との間で交互に切り換え、Ｑ軸に割り当てる送信符号を送信符号$b_n$と送信符号$a_n$との間で交互に切り換える。更に、第２の実施形態では、ターゲットの移動に伴って発生するドップラ周波数$f_d$を演算し、この演算されたドップラ周波数$f_d$を超えるＩＱ相関値に関してＩＱ多重干渉成分の除去を行う。

[0100] レーダ装置１ａは、図５に示す様に、基準発振器$L_0$と、送信アンテナ$ANT_0$が接続されたレーダ送信部２ａと、受信アンテナ$ANT_1$が接続されたレーダ受信部３ａとを備える。レーダ装置１ａは、レーダ送信部２ａにより生成された所定の間欠的な高周波送信信号を送信アンテナ$ANT_0$から送信し、ターゲットに反射された反射波の信号をレーダ受信部３ａで受信する。レーダ装置１は、レーダ受信部３ａで受信した受信信号を信号処理してターゲットの有無を検出する。

[0101] レーダ送信部２ａについて説明する。レーダ送信部２ａは、送信信号生成部４ａと、送信ＲＦ部１１とを備える。送信信号生成部４ａは、第１符号生成部５ａと、第２符号生成部６ａと、第１スイッチ部ＳＷ１と、第２スイッチ部ＳＷ２と、送信符号制御部ＣＴ１と、第１変調部７ａと、第２変調部８ａと、ＬＰＦ９と、ＬＰＦ１０とを備える。図５では、送信信号生成部４ａは、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０を含む様に構成されているが、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０は送信信号生成部４ａと独立してレーダ送信部２ａの中に構成されても良い。送信ＲＦ部１１の構成及び動作は、第１の実施形態と同様のため、当該構成及び動作の説明は省略する。

[0102] 送信信号生成部４ａは、基準発振器$L_0$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍したタイミングクロックを生成する。送信信号生成部４ａの各部は、当該生成されたタイミングクロックに基づいて動作する。送信信号生成部４ａは、それぞれ符号長Ｌの相補符号系列$a_n$，$b_n$のパルス圧縮符号を変調してベースバンドの送信信号を周期的に生成する。ここで、ｎ＝１，・・・，Ｌであり、パラメータＬは、相補符号系列$a_n$，$b_n$の符号長を表す。

[0103] また、送信信号生成部４ａにより生成される送信信号は、連続的な信号で

はないものとする。例えば、図６（ａ）に示す様に、第Ｍ番目～第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$T_r$の送信区間$T_w$では、符号長Ｌの相補符号系列$a_n$，$b_n$に対して、１つのパルス符号あたり$N_0$のサンプルが存在する。従って、送信区間$T_w$においては、$N_r$（＝$N_0$×Ｌ）のサンプルが含まれる。また、第Ｍ番目～第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$T_r$の非送信区間（$T_r$－$T_w$）では、ベースバンドの送信信号として$N_0$のサンプルが存在するものとする。

[0104] 以下、送信信号生成部４ａの各部の構成について説明する。

[0105] 第１符号生成部５ａは、符号長Ｌの相補符号系列のペアである相補符号系列$a_n$のパルス圧縮用の送信符号を生成する。第１符号生成部５ａは、当該生成された送信符号$a_n$を第１スイッチ部ＳＷ１及び第２スイッチ部ＳＷ２にそれぞれ出力する。

[0106] 第２符号生成部６ａは、符号長Ｌの相補符号系列のペアである相補符号系列$b_n$のパルス圧縮用の送信符号を生成する。第２符号生成部６ａは、当該生成された送信符号$b_n$を第１スイッチ部ＳＷ１及び第２スイッチ部ＳＷ２にそれぞれ出力する。

[0107] 第１スイッチ部ＳＷ１は、第１符号生成部５ａ及び第２符号生成部６ａによりそれぞれ出力された送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$を入力する。また、第１スイッチ部ＳＷ１は、送信符号制御部ＣＴ１により出力された符号切換制御信号に基づいて、当該入力された送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$のうちいずれかの送信符号を選択的に切り換え、当該切り換えられた送信符号を第１変調部７ａに出力する。

[0108] 第２スイッチ部ＳＷ２は、第１符号生成部５ａ及び第２符号生成部６ａによりそれぞれ出力された送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$を入力する。また、第２スイッチ部ＳＷ２は、送信符号制御部ＣＴ１により出力された符号切換制御信号に基づいて、当該入力された送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$のうちいずれかの送信符号を選択的に切り換え、当該切り換えられた送信符号を第２変調部８ａに出力する。

[0109] 送信符号制御部ＣＴ１は、送信周期$T_r$ごとに、第１スイッチ部ＳＷ１及び

第２スイッチ部ＳＷ２にそれぞれ入力される送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$を選択的に切り換える様に第１スイッチ部ＳＷ１及び第２スイッチ部ＳＷ２を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、送信周期$T_r$ごとに、送信符号を選択的に切り換える旨の符号切換制御信号を第１スイッチ部ＳＷ１及び第２スイッチ部ＳＷ２にそれぞれ出力する。

[0110] 送信符号制御部ＣＴ１の動作について、図６（ａ）を参照して具体的に説明する。

[0111] 送信符号制御部ＣＴ１は、第Ｍ番目の送信周期$T_r$では、送信符号$a_n$を第１変調部７ａに出力させる様に第１スイッチ部ＳＷ１を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第Ｍ番目の送信周期$T_r$では、送信符号$a_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第１スイッチ部ＳＷ１に出力する。

また、送信符号制御部ＣＴ１は、第Ｍ番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$を第２変調部８ａに出力させる様に第２スイッチ部ＳＷ２を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第Ｍ番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第２スイッチ部ＳＷ２に出力する。

[0112] また、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋１）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$を第１変調部７ａに出力させる様に第１スイッチ部ＳＷ１を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋１）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第１スイッチ部ＳＷ１に出力する。

また、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋１）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$a_n$を第２変調部８ａに出力させる様に第２スイッチ部ＳＷ２を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋１）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$a_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第２スイッチ部ＳＷ２に出力する。

[0113] また、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋２）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$a_n$を第１変調部７ａに出力させる様に第１スイッチ部ＳＷ１を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋２）番目の送信周期$T_r$では、

送信符号$a_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第１スイッチ部ＳＷ１に出力する。

また、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋２）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$を第２変調部８ａに出力させる様に第２スイッチ部ＳＷ２を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋２）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第２スイッチ部ＳＷ２に出力する。

[0114] また、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋３）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$を第１変調部７ａに出力させる様に第１スイッチ部ＳＷ１を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋３）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$b_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第１スイッチ部ＳＷ１に出力する。

また、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋３）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$a_n$を第２変調部８ａに出力させる様に第２スイッチ部ＳＷ２を制御する。即ち、送信符号制御部ＣＴ１は、第（Ｍ＋３）番目の送信周期$T_r$では、送信符号$a_n$に切り換える旨の符号切換制御信号を第２スイッチ部ＳＷ２に出力する。

[0115] なお、第（Ｍ＋４）番目以降の送信周期においては、図６（ａ）に示した第Ｍ番目及び第（Ｍ＋１）番目の計２つの送信周期を１つの単位として、当該単位ごとの各送信周期に応じた送信符号が同様に生成され、繰り返して第１変調部７ａ及び第２変調部８ａに出力される。

[0116] 第１変調部７ａは、第１スイッチ部ＳＷ１により出力された送信符号$a_n$又は送信符号$b_n$を入力する。第１変調部７ａは、当該入力された送信符号$a_n$又は送信符号$b_n$に対してパルス変調（振幅変調、ＡＳＫ）又は位相変調（ＰＳＫ）を行い、ベースバンドの送信信号Ｉ（ｋ）を生成する。第１変調部７ａは、ＬＰＦ９を介して、当該生成された送信信号Ｉ（ｋ）のうち予め設定された制限帯域以下の送信信号Ｉ（ｋ）を送信ＲＦ部１１に出力する。

[0117] 第２変調部８ａは、第２スイッチ部ＳＷ２により出力された送信符号$b_n$又

は送信符号$a_n$を入力する。第２変調部８ａは、当該入力された送信符号$b_n$又は送信符号$a_n$に対してパルス変調（振幅変調、ＡＳＫ）又は位相変調（ＰＳＫ）を行い、ベースバンドの送信信号Ｑ（ｋ）を生成する。第２変調部８ａは、ＬＰＦ１０を介して、当該生成された送信信号Ｑ（ｋ）のうち予め設定された制限帯域以下の送信信号Ｑ（ｋ）を送信ＲＦ部１１に出力する。

[0118] 送信ＲＦ部１１、及び送信アンテナ$ANT_0$の動作は第１の実施形態と殆ど同様であるため、当該動作の説明は省略する。但し、第２の実施形態においては、送信ＲＦ部１１によりＩＱ多重された高周波送信信号の信号点配置図は、送信符号制御部ＣＴ１により第１変調部７ａ及び第２変調部８ａにそれぞれ入力される送信符号が異なる。このため、送信ＲＦ部１１によりＩＱ多重された高周波送信信号の信号点配置図は、図７（ａ）及び（ｂ）に示す様に送信周期Ｔｒごとに異なる。

[0119] 具体的には、図７（ａ）に示す信号点配置図は、図６（ａ）に示した第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送信周期$T_r$に、送信符号$a_n$をＩ軸に、送信符号$b_n$をＱ軸にそれぞれ割り当ててＩＱ多重した高周波送信信号の信号点配置図である。従って、上述した数式（６）に示す高周波送信信号ｓ（ｔ）は、図７（ａ）に示す信号点（Ａ，Ａ）、（Ａ，－Ａ）、（－Ａ，Ａ）及び（－Ａ，－Ａ）のうちいずれかが選択される様に送信符号$a_n$，$b_n$がＩＱ多重されて生成されたものである。

[0120] 更に、図７（ｂ）に示す信号点配置図は、図６（ａ）に示した第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$T_r$に、送信符号$b_n$をＩ軸に、送信符号$a_n$をＱ軸にそれぞれ割り当ててＩＱ多重した高周波送信信号の信号点配置図である。従って、上述した数式（６）に示す高周波送信信号ｓ（ｔ）は、図７（ｂ）に示す信号点（Ａ，Ａ）、（Ａ，－Ａ）、（－Ａ，Ａ）及び（－Ａ，－Ａ）のうちいずれかが選択される様に送信符号$a_n$，$b_n$がＩＱ多重されて生成されたものである。

[0121] 次に、レーダ受信部３ａについて説明する。

[0122] レーダ受信部３ａは、受信アンテナ$ANT_1$と、受信ＲＦ部１７と、信号処

理部２１ａとを備える。受信ＲＦ部１７は、増幅器１８と、周波数変換部１９と、直交検波部２０とを備える。信号処理部２１ａは、Ａ／Ｄ変換部２２，２３と、第１，第２基準信号生成部２４ａ，２５ａと、第１，第２相関値演算部２６ａ，２７ａと、加算部２８ａと、受信信号選択部２９ａと、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０と、減算部３１と、平均化処理部３２と、到来距離推定部３３と、ドップラ周波数推定部３４とを備える。レーダ受信部３ａは、２倍の送信周期$T_r$（$2T_r$）を、信号処理部２１ａにおける信号処理区間として周期的に演算する。

[0123] 受信アンテナ$ANT_1$、受信ＲＦ部１７、Ａ／Ｄ変換部２２及びＡ／Ｄ変換部２３の動作は第１の実施形態と同様のため、当該動作の説明は省略する。なお、受信アンテナ$ANT_1$は、図６（ｂ）に示す様に、各送信周期$T_r$に相当する区間に、上述した受信信号を受信する。従って、この受信信号が受信される区間$T_r$がレーダ装置１ａにおける測定区間とされる。

[0124] 更に、図６（ｃ）に示す様に、離散時刻ｋ＝１は、送信周期$T_r$ごとに送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$が交互に切り換えられてＩＱ多重された結果、生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）の送信周期$T_r$における送信区間$T_w$の開始時点を示す。また、離散時刻$k=N_r$は、送信周期$T_r$ごとに送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$が交互に切り換えられてＩＱ多重された結果、生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）の送信周期$T_r$における送信区間$T_w$の終了時点を示す。更に、離散時刻$k=(N_r+N_u)$は、送信周期$T_r$ごとに送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$が交互に切り換えられてＩＱ多重された結果、生成された高周波送信信号ｓ（ｔ）の送信周期$T_r$の終了直前時点を示す。なお、図６（ｃ）には、離散時刻ｋの範囲を便宜的に図示するために、離散時刻ｋの範囲を第Ｍ番目の送信周期のみに示している。

[0125] 第１基準信号生成部２４ａは、送信信号生成部４ａの動作と同期して、当該送信信号生成部４ａと同様に基準発振器$L_0$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍したタイミングクロックを生成する。第１基準信号生成部２４ａは、当該生成されたタイミング

クロックに基づいて、第１変調部７ａにより生成された送信信号Ｉ（ｋ）と同一のベースバンドの第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を周期的に生成する。

[0126] 上述した様に、図６（ａ）に示した第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送信周期$Ｔ_{r}$では、送信符号制御部ＣＴ１は、第１符号生成部５ａにより生成された送信符号$ａ_{n}$を、第１スイッチ部ＳＷ１を介して第１変調部７ａに出力する。

また、図６（ａ）に示した第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の送信周期$Ｔ_{r}$では、送信符号制御部ＣＴ１は、第２符号生成部６ａにより生成された送信符号$ｂ_{n}$を、第１スイッチ部ＳＷ１を介して第１変調部７ａに出力する。

[0127] 従って、第１基準信号生成部２４ａは、図６（ａ）に示した第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送信周期$Ｔ_{r}$では、第１変調部７ａに入力された送信符号$ａ_{n}$に基づいて生成された送信信号Ｉ（ｋ）と同一の第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を生成する。

また、第１基準信号生成部２４ａは、図６（ａ）に示した第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$Ｔ_{r}$では、第１変調部７ａに入力された送信符号$ｂ_{n}$に基づいて生成された送信信号Ｉ（ｋ）と同一の第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を生成する。

第１基準信号生成部２４ａは、各送信周期$Ｔ_{r}$において生成された第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を第１相関値演算部２６ａに出力する。

[0128] 第２基準信号生成部２５ａは、送信信号生成部４ａの動作と同期して、当該送信信号生成部４ａと同様に基準発振器$Ｌ_{0}$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍したタイミングクロックを生成する。第２基準信号生成部２５ａは、当該生成されたタイミングクロックに基づいて、第２変調部８ａにより生成された送信信号Ｑ（ｋ）と同一のベースバンドの送信信号Ｑ（ｋ）に、ＩＱ多重におけるＱ軸の位相回転を付与した第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を周期的に生成する。

[0129] 上述した様に、図６（ａ）に示した第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送

信周期$T_r$では、送信符号制御部ＣＴ１は、第２符号生成部６ａにより生成された送信符号$b_n$を、第２スイッチ部ＳＷ２を介して第２変調部８ａに出力する。

また、図６（ａ）に示した第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の送信周期$T_r$では、送信符号制御部ＣＴ１は、第１符号生成部５ａにより生成された送信符号$a_n$を、第１スイッチ部ＳＷ１を介して第２変調部８ａに出力する。

[0130] 従って、第２基準信号生成部２５ａは、図６（ａ）に示した第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送信周期$T_r$では、第２変調部８ａに入力された送信符号$b_n$に基づいて生成された送信信号Ｑ（ｋ）と同一の送信信号Ｑ（ｋ）に、ＩＱ多重におけるＱ軸の位相回転を付与した第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を生成する。

また、第２基準信号生成部２５ａは、図６（ａ）に示した第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$T_r$では、第２変調部８ａに入力された送信符号$a_n$に基づいて生成された送信信号Ｑ（ｋ）と同一の送信信号Ｑ（ｋ）に、ＩＱ多重におけるＱ軸の位相回転を付与した第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を生成する。

第２基準信号生成部２５ａは、各送信周期$T_r$において生成された第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を第２相関値演算部２７ａに出力する。

[0131] 第１相関値演算部２６ａは、Ａ／Ｄ変換部２２により出力されたデジタルデータの複素信号ｘ（ｋ）、及び、第１基準信号生成部２４ａにより出力された第１基準送信信号Ｉ（ｋ）を入力する。第１相関値演算部２６ａは、当該入力された複素信号ｘ（ｋ）と第１基準送信信号Ｉ（ｋ）との第１相関値$AC_1$（ｋ）を演算する。なお、＊（アスタリスク）は、複素共役演算子を表す。

[0132] 具体的には、第１相関値演算部２６ａは、離散時刻ｋ＝１～（$N_r$＋$N_u$）の場合には、上述した数式（８）に従って、第１相関値$AC_1$（ｋ）を演算する。第１相関値演算部２６ａは、数式（８）に従って演算された第１相関値

$AC_1$（ｋ）を加算部２８ａに出力する。

[0133] 第２相関値演算部２７ａは、Ａ／Ｄ変換部２３により出力されたデジタルデータの複素信号ｘ（ｋ）、及び、第２基準信号生成部２５ａにより出力された第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）を入力する。第２相関値演算部２７ａは、当該入力された複素信号ｘ（ｋ）と第２基準送信信号ｊＱ（ｋ）との第２相関値$AC_2$（ｋ）を演算する。なお、＊（アスタリスク）は、複素共役演算子を表す。

[0134] 具体的には、第２相関値演算部２７ａは、離散時刻ｋ＝１～（$N_r$＋$N_u$）の場合には、上述した数式（９）に従って、第２相関値$AC_2$（ｋ）を演算する。第２相関値演算部２７ａは、数式（９）に従って演算された第２相関値$AC_2$（ｋ）を加算部２８ａに出力する。

[0135] 上述した様に、第１相関値演算部２６ａ及び第２相関値演算部２７ａの演算は、それぞれ離散時刻ｋ＝１～（$N_r$＋$N_u$）に対して行われる。なお、レーダ装置の測定対象となるターゲットの存在範囲によって、測定レンジ（ｋの範囲）を更に限定してもよい。

これにより、レーダ装置１ａは、第１相関値演算部２６ａ及び第２相関値演算部２７ａのそれぞれの演算量をそれぞれ低減することができる。即ち、レーダ装置１ａは、信号処理部２１ａによる演算量に基づく消費電力量を低減することができる。

[0136] 加算部２８ａは、第１相関値演算部２６ａにより出力された第１相関値$AC_1$（ｋ）と、第２相関値演算部２７ａにより出力された第２相関値$AC_2$（ｋ）とを入力する。加算部２８ａは、当該入力された第１相関値$AC_1$（ｋ）と第２相関値$AC_2$（ｋ）とを、各離散時刻ｋを揃えた状態で、上述した数式（１０）に示す様に加算してＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）を演算する。加算部２８ａは、当該演算されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）を、受信信号選択部２９ａ及び減算部３１にそれぞれ出力する。

[0137] また、加算部２８ａは、ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）のうち各送信周期$T_r$の送信区間$T_w$の前半部における前半相関値$AC_{sub1}$（ｋ）をドップラ周波数推定部

３４に出力する。更に、加算部２８ａは、ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）のうち各送信周期$Ｔ_{r}$の送信区間$Ｔ_{w}$の後半部における後半相関値$ＡＣ_{sub2}$（ｋ＋（$Ｎ_{r}$／２））をドップラ周波数推定部３４に出力する。

[0138] ドップラ周波数推定部３４は、加算部２８ａによりそれぞれ出力された前半相関値$ＡＣ_{sub1}$（ｋ）及び後半相関値$ＡＣ_{sub2}$（ｋ＋（$Ｎ_{r}$／２））を入力する。ドップラ周波数推定部３４は、当該入力された前半相関値$ＡＣ_{sub1}$（ｋ）及び後半相関値$ＡＣ_{sub2}$（ｋ＋（$Ｎ_{r}$／２））に基づいて、ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）におけるドップラ周波数$ｆ_{d}$を演算する。

[0139] ここで、ドップラ周波数推定部３４の演算について図８を参照して説明する。図８は、第２の実施形態のレーダ装置１ａにおいて各送信周期$Ｔ_{r}$に用いられる送信符号の詳細を示す説明図である。図１４に示した様に、相補符号系列$ａ_{n}$，$ｂ_{n}$は、符号長Ｌ／２のサブ相補符号のペアである$ｃ_{n}$，$ｄ_{n}$を数式（１４）に示す様に連結することにより得られたものである。なお、サブ相補符号のペアである$ｃ_{n}$，$ｄ_{n}$は、数式（１５）の様に表すことができる。

[0140] [数14]

$$\begin{aligned} a_n &= [a_1, a_2, \ldots, a_{L/2}, a_{(L/2)+1}, \ldots, a_L] \\ &= [c_1, c_2, \ldots, c_{L/2}, d_1, d_2, \ldots, d_{L/2}] \\ b_n &= [b_1, b_2, \ldots, b_{L/2}, b_{(L/2)+1}, \ldots, b_L] \\ &= [c_1, c_2, \ldots, c_{L/2}, -d_1, -d_2, \ldots, -d_{L/2}] \cdots (14) \end{aligned}$$

[0141] [数15]

$$\begin{aligned} c_n &= [c_1, c_2, \ldots, c_{L/2}] \\ d_n &= [d_1, d_2, \ldots, d_{L/2}] \cdots (15) \end{aligned}$$

[0142] 〔第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送信周期$Ｔ_{r}$の場合〕

図８に示す様に、第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送信周期Ｔ$_r$の送信区間Ｔ$_w$においては、当該送信区間Ｔ$_w$の前半部では、ＩＱ多重される送信符号は、数式（１６）に示される。同様に、当該送信区間Ｔ$_w$の後半部では、ＩＱ多重される送信符号は、数式（１７）に示される。

[0143] [数16]

$$A(a_n + jb_n) = A(c_n + jc_n)$$
$$= \sqrt{2}A\exp(j\pi/4)\,c_n, \quad n = 1,..., L/2 \cdots (16)$$

[0144] [数17]

$$A(a_n + jb_n) = A(d_n - jd_n)$$
$$= \sqrt{2}A\exp(-j\pi/4)\,c_n, \quad n = \frac{L}{2}+1,..., L \cdots (17)$$

[0145] 数式（１６）及び数式（１７）の送信符号に基づいて演算されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）のうち、送信区間Ｔ$_w$の前半部における前半相関値ＡＣ$_{sub1}$（ｋ）に対し、同送信区間Ｔ$_w$の後半部における後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））は、－９０度位相シフトしている。従って、ドップラ周波数推定部３４は、後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））を、前半相関値ＡＣ$_{sub1}$（ｋ）と位相を揃えるために９０度位相回転する。即ち、ドップラ周波数推定部３４は、後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））に９０度の位相回転を付与するために、当該後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））に虚数係数ｊを乗算する。

[0146] これにより、ドップラ周波数推定部３４は、前半相関値の位相成分と後半相関値の位相成分との間における固定的な９０度の位相差をなくすことができる。この後、ドップラ周波数推定部３４は、ターゲットの移動に伴って前半相関値の位相成分と後半相関値の位相成分との間に生じた位相回転量に基づいて、数式（１８）に従ってドップラ周波数ｆ$_d$を演算する。ドップラ周波

数推定部３４は、当該演算されたドップラ周波数ｆ$_d$を受信信号選択部２９ａに出力する。なお、上述した様に、Ｎ$_r$＝Ｎ$_0$×Ｌである。ここで∠［ｘ］は、複素数ｘの位相成分を示す。

[0147] [数18]

$$f_d(k)=\frac{1}{2\pi(T_w/2)}\angle[jAC_{sub2}(k+\frac{N_r}{2})][AC_{sub1}(k)^*]$$
$$=\frac{1}{2\pi(T_w/2)}\angle[j\sum_{m=1}^{N_r/2}x(k+\frac{N_r}{2}+m-1)\{I(m)+jQ(m)\}][\sum_{m=1}^{N_r/2}x(k+m-1)\{I(m)+jQ(m)\}^*]$$
$$=\frac{1}{2\pi(T_w/2)}\angle[j\sum_{m=(N_r/2)+1}^{N_r}x(k+m-1)\{I(m)+jQ(m)\}][\sum_{m=1}^{N_r/2}x(k+m-1)\{I(m)+jQ(m)\}^*]\cdots(18)$$

[0148] 〔第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の各送信周期Ｔ$_r$の場合〕

図８に示す様に、第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の各送信周期Ｔ$_r$の送信区間Ｔ$_w$においては、当該送信区間Ｔ$_w$の前半部では、ＩＱ多重される送信符号は、数式（１９）に示される。同様に、当該送信区間Ｔ$_w$の後半部では、ＩＱ多重される送信符号は、数式（２０）に示される。

[0149] [数19]

$$A(b_n+ja_n)=A(c_n+jc_n)$$
$$=\sqrt{2}A\exp(j\pi/4)\,c_n,\quad n=1,...,L/2\cdots(19)$$

[0150] [数20]

$$A(b_n+ja_n)=A(-d_n+jd_n)$$
$$=\sqrt{2}A\exp(j3\pi/4)\,d_n,\quad n=\frac{L}{2}+1,...,L\cdots(20)$$

[0151] 数式（１９）及び数式（２０）の送信符号に基づいて演算されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）のうち、送信区間Ｔ$_w$の前半部における前半相関値ＡＣ$_{sub1}$（ｋ）に対し、同送信区間Ｔ$_w$の後半部における後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））は、９０度位相シフトしている。従って、ドップラ周波数推定部３４は、後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））を、前半相関値ＡＣ$_{sub1}$（

ｋ）と位相を揃えるために－９０度位相回転する。即ち、ドップラ周波数推定部３４は、後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））に－９０度の位相回転を付与するために、当該後半相関値ＡＣ$_{sub2}$（ｋ＋（Ｎ$_r$／２））に複素係数－ｊを乗算する。

[0152] これにより、ドップラ周波数推定部３４は、前半相関値の位相成分と後半相関値の位相成分との間における固定的な－９０度の位相差をなくすことができる。この後、ドップラ周波数推定部３４は、ターゲットの移動に伴って前半相関値の位相成分と後半相関値の位相成分との間に生じた位相回転量に基づいて、数式（２１）に従ってドップラ周波数ｆ$_d$を演算する。ドップラ周波数推定部３４は、当該演算されたドップラ周波数ｆ$_d$を受信信号選択部２９ａに出力する。なお、上述した様に、Ｎ$_r$＝Ｎ$_0$×Ｌである。

[0153] [数21]

$$f_d(k)=\frac{1}{2\pi(T_w/2)}\angle[-jAC_{sub2}(k+\frac{N_r}{2})][AC_{sub1}(k)^*]$$
$$=\frac{1}{2\pi(T_w/2)}\angle[-j\sum_{m=1}^{N_r/2}x(k+\frac{N_r}{2}+m-1)\{I(m)+jQ(m)\}][\sum_{m=1}^{N_r/2}x(k+m-1)]\{I(m)+jQ(m)\}^*]$$
$$=\frac{1}{2\pi(T_w/2)}\angle[-j\sum_{m=(N_r/2)+1}^{N_r}x(k+m-1)\{I(m)+jQ(m)\}][\sum_{m=1}^{N_r/2}x(k+m-1)]\{I(m)+jQ(m)\}^*]\cdots(21)$$

[0154] 受信信号選択部２９ａは、加算部２８ａにより出力されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）、及びドップラ周波数推定部３４により出力されたドップラ周波数ｆ$_d$（ｋ）を入力する。受信信号選択部２９ａは、当該入力されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）のうち、予め設定された所定の閾値Ｂを超え且つ当該入力されたドップラ周波数ｆ$_d$（ｋ）が予め設定された所定の閾値Ｄ以上のＩＱ相関値ＡＣ（ｋ$_{pq}$）を選択する。

[0155] 即ち、受信信号選択部２９ａは、数式（２２）を満たす離散時刻ｋ$_{pq}$を抽出し、当該抽出された離散時刻ｋ$_{pq}$に対応するＩＱ相関値ＡＣ（ｋ$_{pq}$）を大きい順に並べたＩＱ相関値（ｋ$_{p1}$）、ＡＣ（ｋ$_{p2}$）、・・・、ＡＣ（ｋ$_{pv}$）をそれぞれＩＱ多重干渉成分抽出部３０に出力する。パラメータｐ１、ｐ２、・・・、ｐｖはそれぞれサンプル数１～（Ｎ$_r$＋Ｎ$_u$）のうちいずれかの自

然数であり、且つ、数式（１１）を満たすＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）に対応する離散時刻$k_{pq}$の序数である。なお、パラメータｑ＝１、２、・・・、ｖのいずれかであるとする。また、パラメータｖは、自然数であって、数式（１１）を満たす離散時刻$k_{pq}$の個数を示す。

[0156] [数22]

$$|AC(k_{pq})| \geq B \text{ and } f_d(k_{pq}) \geq D \cdots (22)$$

[0157] ここで、所定の閾値Ｄとは、信号処理部２１ａが、信号処理の際に、ターゲットの移動に伴って発生するドップラ周波数$f_d$の影響を無視することができなくなる値を示す。この所定の閾値Ｄについては以下の各実施形態においても同様である。

[0158] 平均化処理部３２は、減算部３１により導出された第４相関値ＡＣ’（ｋ）を入力する。平均化処理部３２は、レーダ送信周期（$2T_r$）での相補符号$a_n$，$b_n$をＩ軸、Ｑ軸に交互にＩＱ多重したレーダ送信信号に対し、ｋ＝１，…，（$N_r+N_u$）の期間における、第４相関値ＡＣ’（ｋ）の加算による平均化処理を行う。ここで、加算は、各時刻ｋの相関演算結果毎に行う。そして、平均化処理部３２は、当該平均化された第４相関値ＡＣ’（ｋ）の平均値を到来距離推定部３３に出力する。

[0159] これにより、測定対象となるターゲットのうち、移動によるドップラ変動の影響の少ないものは、レーダ送信周期（$2T_r$）での相補符号$a_n$，$b_n$をＩ軸、Ｑ軸に交互にＩＱ多重した信号を用いることで、相補符号の性質を利用してサイドローブを理想的にゼロにすることができる。

[0160] また、さらに、これらの２つのレーダ送信周期（$T_r$）である$2T_r$分の相関演算値の加算処理結果を１つの単位として、さらに複数回のレーダ送信期間にわたる平均化処理を行うことで、雑音成分の抑圧を行う処理を加えても良い。これにより、レーダ装置１は、当該レーダ装置１の周囲の雑音成分を抑圧し、ターゲットの到来角度及び距離の推定に関する測定性能を向上する

ことができる。

[0161] ＩＱ多重干渉成分抽出部３０、減算部３１及び到来距離推定部３３の動作は第１の実施形態と同様であるため、当該動作の説明は省略する。

[0162] 以上により、第２の実施形態のレーダ装置１ａによれば、ターゲットが移動する場合でも当該ターゲットからの反射波の信号における低レンジサイドローブ特性を維持し、レンジサイドローブレベルを効果的に抑圧することにより複数のターゲットの検出における分離性能の劣化を抑圧することができる。

[0163] また、第２の実施形態のレーダ装置１ａによれば、送信の際に送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$をＩＱ多重するため、一回の測定結果を得るために、計二回の送信周期に相当する時間を要する。このため、レーダ装置１ａによれば、第１の実施形態のレーダ装置１と同様に、所定時間内に測定回数を増加することができ、即ち、測定性能を向上させることができる。

[0164] また、レーダ装置１ａは、所定の閾値Ｂを超え且つドップラ周波数$f_d$が所定の閾値Ｄを超えるＩＱ相関値を選択し、当該選択されたＩＱ相関値におけるＩＱ多重干渉成分の除去を行う。このため、レーダ装置１ａは、ターゲットの移動に伴って発生するドップラ周波数$f_d$の影響を受けても低レンジサイドローブ特性が劣化しない様な反射波の信号に対しては、ＩＱ多重干渉成分の除去を行わない。即ち、レーダ装置１ａは、ターゲットの移動に伴って発生するドップラ周波数$f_d$の影響を受けた場合に低レンジサイドローブ特性が劣化する様な反射波の信号に対してのみＩＱ多重干渉成分の除去を行う。これにより、当該レーダ装置１ａは、第１の実施形態のレーダ装置１と比べて、ＩＱ多重干渉成分を除去するための演算処理量を著しく低減することができる。

[0165] 〔各実施形態の変形例１〕

上述した各実施形態の変形例１について図９及び図１０を参照して説明する。図９は、各実施形態の変形例１におけるレーダ送信部の内部構成を示すブロック図である。同図（ａ）は、第１の実施形態の変形例１のレーダ送信

部２ｂの内部構成を示すブロック図である。同図（ｂ）は、第２の実施形態の変形例１のレーダ送信部２ｃの内部構成を示すブロック図である。

図１０は、相補符号$a_n$がＩ軸に割り当てられて－４５度位相シフトされ、相補符号$b_n$がＱ軸に割り当てられて－４５度位相シフトされてＩＱ多重された高周波送信信号の信号点配置図である。

[0166] なお、図１０においては、図１で示した基準発振器$L_0$の記載は省略しているが、送信信号生成部４ｂは、基準発振器$L_0$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍に逓倍した信号を生成する。送信信号生成部４ｂの各部は、当該生成された信号に基づいて動作する。

[0167] また、送信ＲＦ部１１においても、基準発振器$L_0$により生成されたリファレンス信号に基づいて、当該リファレンス信号を所定倍数に逓倍した信号を生成する。送信ＲＦ部１１は、当該生成された信号に基づいて動作する。

[0168] 各実施形態の変形例１では、上述した第１の実施形態又は第２の実施形態と異なる内容についてのみ説明し、同一の内容に関しては説明を省略する。第１の実施形態又は第２の実施形態では、ＩＱ多重の際に、送信符号$a_n$又は$b_n$をＩ軸に割り当て、更に、送信符号$b_n$又は$a_n$をＱ軸に直接割り当て、その際の位相回転は考慮していなかった。この各実施形態の変形例１では、図１０に示した様に、送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$をそれぞれ所定の角度$\theta$の位相回転を付与した後にＩＱ多重する。なお、図１０には、当該角度$\theta$＝－４５度の例が示されているが、これに限定されず、$\theta$＝４５度としても同様な効果を得ることができる。以下、第１の実施形態の変形例１におけるレーダ送信部２ｂ、第２の実施形態の変形例１におけるレーダ送信部２ｃの順に説明する。

[0169] 図９（ａ）に示す様に、第１の実施形態の変形例１におけるレーダ送信部２ｂは、送信信号生成部４ｂと、送信ＲＦ部１１とを備える。送信信号生成部４ｂは、第１符号生成部５ｂと、第２符号生成部６ｂと、第２位相シフト部３５と、第３位相シフト部３６と、第１変調部７ｂと、第２変調部８ｂと、ＬＰＦ９と、ＬＰＦ１０とを備える。

[0170] 図９（ａ）では、送信信号生成部４ｂは、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０を含む様に構成されているが、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０は送信信号生成部４ｂと独立してレーダ送信部２ｂの中に構成されても良い。送信ＲＦ部１１の構成及び動作は、第１の実施形態と同様のため説明を省略する。更に、第１の実施形態の変形例１におけるレーダ受信部の構成及び動作は第１の実施形態のレーダ受信部３と同様のため、当該構成及び動作の説明は省略する。

[0171] 第１符号生成部５ｂにより生成された送信符号$a_n$は、第２シフト位相部３５に入力される。第２符号生成部６ｂにより生成された送信符号$b_n$は、第３シフト位相部３６に入力される。

[0172] 第２位相シフト部３５は、当該入力された送信符号$a_n$に対し、所定の角度$\theta$に対応した位相回転を付与する。上述した様に例えば、第２位相シフト部３５は、第１符号生成部５ｂにより出力された送信符号$a_n$に－４５度の位相回転を付与する。第２位相シフト部３５は、当該位相回転された送信符号$a_n$を第１変調部７ｂに出力する。

[0173] 同様に、第３位相シフト部３６は、当該入力された送信符号$b_n$に対し、所定の角度$\theta$に対応した位相回転を付与する。上述した様に例えば、第３位相シフト部３６は、第２符号生成部６ｂにより出力された送信符号$b_n$に－４５度の位相回転を付与する。第３位相シフト部３６は、当該位相回転された送信符号$b_n$を第２変調部８ｂに出力する。

[0174] 図９（ｂ）に示す様に、第２の実施形態の変形例１におけるレーダ送信部２ｃは、送信信号生成部４ｃと、送信ＲＦ部１１とを備える。送信信号生成部４ｃは、第１符号生成部５ｃと、第２符号生成部６ｃと、第２位相シフト部３７と、第３位相シフト部３８と、第１スイッチ部ＳＷ１と、第２スイッチ部ＳＷ２と、送信符号制御部ＣＴ２と、第１変調部７ｃと、第２変調部８ｃと、ＬＰＦ９と、ＬＰＦ１０とを備える。

[0175] 図９（ｂ）では、送信信号生成部４ｂは、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０を含む様に構成されているが、ＬＰＦ９及びＬＰＦ１０は送信信号生成部４ｃと独立してレーダ送信部２ｃの中に構成されても良い。送信ＲＦ部１１の構成及

び動作は、第２の実施形態と同様のため説明を省略する。更に、第２の実施形態の変形例１におけるレーダ受信部の構成及び動作は第２の実施形態のレーダ受信部３ａと同様のため、当該構成及び動作の説明は省略する。

[0176] 第１符号生成部５ｃにより生成された送信符号$a_n$は、第２シフト位相部３７に入力される。第２符号生成部６ｃにより生成された送信符号$b_n$は、第３シフト位相部３８に入力される。

[0177] 第２位相シフト部３７は、当該入力された送信符号$a_n$に対し、所定の角度$\theta$に対応した位相回転を付与する。上述した様に、例えば、第２位相シフト部３７は、第１符号生成部５ｃにより出力された送信符号$a_n$に－４５度の位相回転を付与する。第２位相シフト部３７は、当該位相回転された送信符号$a_n$を第１スイッチ部ＳＷ１及び第２スイッチ部ＳＷ２にそれぞれ出力する。

[0178] 同様に、第３位相シフト部３８は、当該入力された送信符号$b_n$に対し、所定の角度$\theta$に対応した位相回転を付与する。上述した様に、例えば、第３位相シフト部３８は、第２符号生成部６ｃにより出力された送信符号$b_n$に－４５度の位相回転を付与する。第３位相シフト部３８は、当該位相回転された送信符号$b_n$を第１スイッチ部ＳＷ１及び第２スイッチ部ＳＷ２にそれぞれ出力する。

[0179] なお、第１スイッチ部ＳＷ１、第２スイッチ部ＳＷ２、送信符号制御部ＣＴ２、第１変調部７ｃ及び第２変調部８ｃの動作は、それぞれ第２の実施形態と同様であるため、当該動作に関する説明は省略する。

[0180] 以上により、各実施形態の変形例１のレーダ装置は、第１の実施形態のレーダ装置１又は第２の実施形態のレーダ装置１ａと比べて、図１０に示すＩＱ多重後の信号点配置に基づいて高周波送信信号を生成する。このため、各実施形態の変形例１のレーダ装置によれば、上述したレーダ装置１又はレーダ装置１ａの各効果に加え、シフト位相部において、４５度、あるいは－４５度の位相回転を付与する場合、ＩＱ多重の際に上述した高周波送信信号ｓ（ｔ）の信号点がＩ軸及びＱ軸に配置されるため、平均的な送信電力を低減することができる。

[0181] 〔各実施形態の変形例２〕

上述した各実施形態の変形例２について図１１を参照して説明する。図１１は、各実施形態の変形例２におけるレーダ受信部の信号処理部の内部構成を示すブロック図である。同図（ａ）は、第１の実施形態の変形例２のレーダ受信部の信号処理部２１ｄの内部構成を示すブロック図である。同図（ｂ）は、第２の実施形態の変形例２のレーダ受信部の信号処理部２１ｅの内部構成を示すブロック図である。

[0182] 各実施形態の変形例２では、上述した第１の実施形態又は第２の実施形態と異なる内容についてのみ説明し、同一の内容に関しては説明を省略する。第１又は第２の実施形態では、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０は、受信信号抽出部２９又は受信信号選択部２９ａから出力された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）の位相成分$\theta$（$k_{pq}$）に基づいて、当該位相成分$\theta$（$k_{pq}$）に直交する成分をＩＱ多重干渉成分として演算した。

[0183] 各実施形態の変形例２において、第１の実施形態の変形例２では、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０の代わりに、ＩＱ多重干渉成分生成部３９を設ける。更に、第２の実施形態の変形例２では、ＩＱ多重干渉成分抽出部３０の代わりに、ＩＱ多重干渉成分生成部４０をそれぞれ設ける。これらＩＱ多重干渉成分生成部３９，４０は、それぞれ当該位相成分$\theta$（$k_{pq}$）に基づいて、ＩＱ多重干渉成分のレプリカを高精度に演算する。

[0184] 図１１（ａ）に示す様に、第１の実施形態の変形例２におけるレーダ受信部の信号処理部２１ｄは、Ａ／Ｄ変換部２２，２３と、第１，第２基準送信信号生成部２４，２５と、第１，第２相関値演算部２６，２７と、加算部２８と、受信信号抽出部２９と、ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部３９と、減算部３１と、平均化処理部３２と、到来距離推定部３３とを備える。

[0185] 信号処理部２１ｄは、第１の実施形態の信号処理部２１と同様に、各送信周期$T_r$を、信号処理部２１ｄにおける信号処理区間として周期的に演算する。更に、第１の実施形態の変形例２におけるレーダ送信部，レーダ受信部の受信ＲＦ部の構成及び動作は、第１の実施形態のレーダ送信部２，受信ＲＦ

部１７と同様のため、当該構成及び動作の説明は省略する。

[0186] Ａ／Ｄ変換部２２，２３、第１，第２基準送信信号生成部２４，２５、第１，第２相関値演算部２６，２７、加算部２８、受信信号抽出部２９、平均化処理部３２及び到来距離推定部３３の動作は第１の実施形態と同様のため、当該動作の説明は省略する。

[0187] ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部３９は、受信信号抽出部２９により出力された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）を入力する。ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部３９は、各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）に基づいて、数式（２３）に従ってＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を演算する。ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部３９は、当該演算されたＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を減算部３１に出力する。ここで$k = k_{pq} - N_0L + 1$、$k_{pq}$、…、$k_{pq} + N_0L - 1$である。ただし、ｋ＜１、あるいはｋ＞（$N_r + N_u$）の場合は、レプリカ生成処理を行う範囲に含めない。

[0188] [数23]

$$U(k) = AC(k_{pq})\sum_{m=1}^{N_r}\{I(k+m-1)+jQ(k+m-1)\}\{I(m)+jQ(m)\}^{*}\cdots(23)$$

[0189] 減算部３１は、ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部３９により出力されたＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を入力する。また、減算部３１は、数式（２４）に示す様に、数式（２３）に基づいて演算されたＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を、受信信号抽出部２９により抽出された各ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）から除去（減算）する。減算部３１は、この除去により、ＩＱ多重干渉成分が高精度に除去された第４相関値ＡＣ’（ｋ）を導出する。減算部３１は、当該導出された第４相関値ＡＣ’（ｋ）を平均化処理部３２に出力する。

[0190] [数24]

$$AC'(k) = AC(k) - U(k\ )\cdots(24)$$

[0191] これにより、減算部３１は、数式（２４）に従って、受信信号抽出部２９により抽出された各ＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）からレンジサイドローブ成分を高精度に除去することができる。従って、減算部３１は、移動しているターゲットに反射された反射波の信号を受信した場合においても、レンジサイドローブを効果的に抑圧した第４相関値ＡＣ’（ｋ）を得ることができる。

[0192] 図１１（ｂ）に示す様に、第２の実施形態の変形例２におけるレーダ受信部の信号処理部２１ｅは、Ａ／Ｄ変換部２２，２３と、第１，第２基準送信信号生成部２４ａ，２５ａと、第１，第２相関値演算部２６ａ，２７ａと、加算部２８ａと、受信信号選択部２９ａと、ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部４０と、減算部３１と、平均化処理部３２と、到来距離推定部３３と、ドップラ周波数推定部３４とを備える。

[0193] 信号処理部２１ｅは、第２の実施形態の信号処理部２１と同様に、２倍の送信周期（$2T_r$）を、信号処理部２１ｅにおける信号処理区間として周期的に演算する。更に、第２の実施形態の変形例２におけるレーダ送信部，レーダ受信部の受信ＲＦ部の構成及び動作は第２の実施形態のレーダ送信部２ａ，受信ＲＦ部１７と同様のため、当該構成及び動作の説明は省略する。

[0194] Ａ／Ｄ変換部２２，２３、第１，第２基準送信信号生成部２４ａ，２５ａ、第１，第２相関値演算部２６ａ，２７ａ、加算部２８ａ、受信信号選択部２９ａ、ドップラ周波数推定部３４、平均化処理部３２及び到来距離推定部３３の動作は第２の実施形態と同様のため、当該動作の説明は省略する。

[0195] ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部４０は、受信信号抽出部２９ａにより出力された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）を入力する。ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部４０は、当該演算された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）の位相成分$\theta$（$k_{pq}$）に基づいて、上述した数式（２２）に従ってＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を演算する。ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部４０は、当該演算されたＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を減算部３１に出力する。ここで$k = k_{pq} - N_0L + 1$、$k_{pq}$、…、$k_{pq} + N_0L - 1$である。ただし、$k < 1$、あるいは$k > (N_r + N_u)$の場合は、レプリカ生成処理を行う範囲に含めない

。

[0196] 減算部３１は、ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部４０により出力されたＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を入力する。また、減算部３１は、上述した数式（２３）に示す様に、上述した数式（２３）に基づいて演算されたＩＱ多重干渉成分レプリカＵ（ｋ）を、受信信号抽出部２９により抽出されたＩＱ相関値ＡＣ（ｋ）から除去する。減算部３１は、この除去により、ＩＱ多重干渉成分が高精度に除去された第４相関値ＡＣ’（ｋ）を導出する。減算部３１は、当該導出された第４相関値ＡＣ’（ｋ）を平均化処理部３２に出力する。

[0197] これにより、減算部３１は、上述した数式（２４）に従って、受信信号選択部２９ａにより選択された各ＩＱ相関値ＡＣ（$k_{pq}$）からレンジサイドローブ成分を高精度に除去することができる。従って、減算部３１は、移動しているターゲットにより反射された反射波の信号を受信した場合においても、レンジサイドローブを効果的に抑圧した第４相関値ＡＣ’（$k_{pq}$）を得ることができる。

[0198] 以上により、各実施形態の変形例２のレーダ装置は、第１の実施形態のレーダ装置１又は第２の実施形態のレーダ装置１ａと比べて、ＩＱ多重干渉成分を高精度に生成する。このため、各実施形態の変形例２のレーダ装置によれば、上述したレーダ装置１又はレーダ装置１ａの各効果に加え、ターゲットの移動に伴って低レンジサイドローブ特性の劣化をより効果的に抑圧することができる。

[0199] 〔第１の実施形態のシミュレーション結果に関する説明〕

第１の実施形態のレーダ装置１の動作条件を設定してターゲットの検出精度をシミュレーションした結果について図１２を参照して説明する。図１２は、ターゲットの検出精度に関するシミュレーション結果を示す説明図である。同図（ａ）は、従来のレーダ装置で相補符号$a_n$，$b_n$に基づいてそれぞれ生成された高周波送信信号を時分割で送信した場合の結果である。同図（ｂ）は、第１の実施形態のレーダ装置で相補符号$a_n$，$b_n$をＩＱ多重して生

成された高周波送信信号を送信した場合の結果である。

[0200] シミュレーションの条件を以下に示す。

（ａ）キャリア周波数$f_c$＝６０［ＧＨｚ］

（ｂ）周波数帯域幅＝５００［ＭＨｚ］

（ｃ）パルス幅Ｔｐ＝２［ｎｓ］

（ｄ）パルス圧縮符号長Ｌ＝２５６

（ｅ）送信周期Ｔｒ＝１．０２４［μｓ］

（ｆ）送信区間Ｔｗ＝０．５１２［μｓ］

（ｇ）送信電力＝１０［ｄＢ］

（ｈ）アンテナ利得＝２０［ｄＢ］

（ｉ）レーダ受信部ＮＦ＝１０［ｄＢ］

（ｊ）平均化回数（送信周期Ｔｒの送信回数）＝２０

（ｋ）ターゲット数＝２

（ｌ）ターゲット位置＝１０［ｍ］，４０［ｍ］

（ｍ）ターゲットＲＣＳ（レーダ反射断面積）＝２０［ｄＢｓｍ］，０［ｄＢｓｍ］

（ｎ）ターゲットの移動速度＝８０［ｋｍ／ｈ］，０［ｋｍ／ｈ］

（ｏ）ターゲットのドップラ周波数＝８５９２［Ｈｚ］，０［Ｈｚ］

[0201] 図１２（ａ）では、従来のレーダ装置から４０［ｍ］離れた位置に存在するターゲットにより反射された反射波の信号（メインローブ）が、他の近距離（１０［ｍ］）に位置するターゲットにより反射された反射波の信号（レンジサイドローブ）に埋もれてしまっている。この様に、従来のレーダ装置で相補符号$a_n$，$b_n$に基づいてそれぞれ生成された高周波送信信号を時分割で送信した場合には、本来４０［ｍ］の位置に存在するターゲットを検出することが難しい。

[0202] しかし、図１２（ｂ）には、レーダ装置１から１０［ｍ］離れた位置に存在するターゲットと、４０［ｍ］離れた位置に存在するターゲットとが高精度に検出された様子が示されている。従って、第１の実施形態のレーダ装置

１によれば、１０［ｍ］離れた位置に存在するターゲットが移動してドップラ周波数$f_d$の影響を受ける場合であっても、当該ターゲットにより反射された反射波の信号の低レンジサイドローブ特性を維持することができる。即ち、第１の実施形態のレーダ装置１によれば、１０［ｍ］離れた位置に存在するターゲットと、４０［ｍ］離れた位置に存在するターゲットとを高精度に検出することができる。

[0203] 以上、添付図面を参照しながら各種の実施形態について説明したが、本発明のレーダ装置はかかる例に限定されないことは言うまでもない。当業者であれば、特許請求の範囲に記載された範疇内において、各種の変更例または修正例に想到し得ることは明らかであり、それらについても当然に本発明の技術的範囲に属するものと了解される。

[0204] なお、上述した各実施形態において、Ａ／Ｄ変換部２２，２３は、受信ＲＦ部１７の直交検波部２０により出力されたベースバンドの同相信号及び直交信号に対して、離散時刻ｋに応じたオーバーサンプリングでデジタルデータに変換する。しかし、Ａ／Ｄ変換部２２，２３は、レーダ送信部２におけるベースバンドの送信信号と同一のサンプリングレートでＡ／Ｄ変換を行わなくても良い。

[0205] 例えば、上述した各実施形態のレーダ送信部では、符号長Ｌに対して$N_r$のサンプル数を用いて、ベースバンドの送信信号が生成された。これは、１つの符号あたり$N_r$／Ｌサンプルのオーバーサンプリングに相当する。しかしながら、上述した各実施形態のレーダ受信部においては、１つの符号あたり１倍のサンプル以上でも、受信信号の信号処理は可能である。

[0206] なお、上述した第１符号生成部５ａ、第２符号生成部６ａ、第１スイッチ部ＳＷ１、第２スイッチ部ＳＷ２を送信信号生成部４ａに設けず、図１３に示す様に、送信信号生成部４ａにより生成された送信符号$a_n$及び送信符号$b_n$を予め記憶する送信符号記憶部ＣＭを設けても良い。なお、図１３に示した送信符号記憶部ＣＭは、第２の実施形態に限らず、第１の実施形態にも同様に適用することができる。図１３は、第２の実施形態のレーダ装置１ａにお

ける送信信号生成部４ａの他の例である送信信号生成部４ｆの内部構成を示すブロック図である。この送信信号生成部４ｆは、送信符号記憶部ＣＭと、送信符号制御部ＣＴ３と、第１変調部７ｆと、第２変調部８ｆと、ＬＰＦ９と、ＬＰＦ１０とを備える。

[0207] 図１３において、送信符号制御部ＣＴ３は、送信周期Ｔｒごとに、第１変調部７ｆ及び第２変調部８ｆにそれぞれ出力する送信符号を、送信符号記憶部７ａから巡回的に読み出して出力する。具体的には、送信符号制御部ＣＴ３は、図６（ａ）に示した第Ｍ番目及び第（Ｍ＋２）番目の各送信周期$T_r$では、送信符号記憶部ＣＭから送信符号$a_n$を読み出して第１変調部７ｆに出力し、更に、送信符号$b_n$を読み出して第２変調部８ｆに出力する。

[0208] 送信符号制御部ＣＴ３は、図６（ａ）に示した第（Ｍ＋１）番目及び第（Ｍ＋３）番目の各送信周期$T_r$では、送信符号記憶部ＣＭから送信符号$b_n$を読み出して第１変調部７ｆに出力し、更に、送信符号$a_n$を読み出して第２変調部８ｆに出力する。第１変調部７ｆ及び第２変調部８ｆにそれぞれ出力された後の動作は上述した各実施形態と同様であるため、当該同様の内容に関する説明は省略する。

[0209] なお、本出願は、２０１０年９月２日出願の日本特許出願（特願２０１０－１９７０２３）に基づくものであり、その内容はここに参照として取り込まれる。

## 産業上の利用可能性

[0210] 本発明に係るレーダ装置は、ターゲットが移動する場合でも当該ターゲットからの反射波の信号における低レンジサイドローブ特性を維持し、レンジサイドローブレベルを効果的に抑圧することにより複数のターゲットの検出における分離性能の劣化を抑圧するレーダ装置として有用である。

## 符号の説明

[0211] １、１ａ　レーダ装置

２、２ａ、２ｂ、２ｃ　レーダ送信部

３、３ａ　レーダ受信部

４、４ａ、４ｂ、４ｃ　送信信号生成部

５、５ａ　第１符号生成部

６、６ａ　第２符号生成部

７、７ａ、７ｂ、７ｃ　第１変調部

８、８ａ、８ｂ、８ｃ　第２変調部

９、１０　ＬＰＦ

１１　送信ＲＦ部

１２、１４　ミキサ

１３　第１位相シフト部

１５、２８　加算部

１６、１８　増幅器

１７　受信ＲＦ部

１９　周波数変換部

２０　直交検波部

２１、２１ａ、２１ｄ、２１ｅ　信号処理部

２２、２３　Ａ／Ｄ変換部

２４　第１基準信号生成部

２５　第２基準信号生成部

２６　第１相関値演算部

２７　第２相関値演算部

２９　受信信号抽出部

２９ａ　受信信号選択部

３０　ＩＱ多重干渉成分抽出部

３１　減算部

３２　平均化処理部

３３　到来距離推定部

３４　ドップラ周波数推定部

３５、３７　第２位相シフト部

３６、３８　第３位相シフト部

ＡＮＴ０　送信アンテナ

ＡＮＴ１　受信アンテナ

ＣＭ　送信符号記憶部

ＣＴ１、ＣＴ２、ＣＴ３　送信符号制御部

$L_0$、$L_1$　基準発振器

ＳＷ１　第１スイッチ部

ＳＷ２　第２スイッチ部

$T_r$　送信周期

$T_w$　送信区間

# 請求の範囲

[請求項1] 相補符号のペアとなる第１の符号系列と第２の符号系列を生成する符号生成部と、

前記第１符号系列を変調して第１送信信号を生成する第１変調部と、

前記第２符号系列を変調して第２送信信号を生成する第２変調部と、

前記第１、第２変調部によりそれぞれ生成された第１、第２送信信号を用いて直交変調を行う直交変調部と、

前記直交変調部により直交変調された信号から高周波送信信号を生成する増幅部と、

前記高周波送信信号を送信アンテナから送信するアンテナ部と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

[請求項2] 請求項１に記載のレーダ装置であって、

所定の送信周期毎に、前記第１変調部又は前記第２変調部により変調される符号系列を、前記第１符号系列又は前記第２符号系列から前記第２符号系列又は前記第１符号系列に切り換える送信符号制御部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

[請求項3] 請求項１又は２に記載のレーダ装置であって、

前記受信アンテナで受信した前記高周波送信信号が前記ターゲットにより反射された前記反射波の信号をベースバンドの受信信号に変換する受信ＲＦ部と、

前記受信ＲＦ部により変換された受信信号と、前記第１変調部により生成された第１送信信号と同一の信号との第１相関値を演算する第１相関値演算部と、

前記受信ＲＦ部により変換された受信信号と、前記第２変調部により生成された第２送信信号と同一の信号との第２相関値を演算する第２相関値演算部と、

前記第１相関値演算部により演算された前記第１相関値と、前記第２相関値演算部により演算された前記第２相関値とを加算して第３相関値を導出する加算部と、

前記加算部により導出された前記第３相関値のうち、前記高周波送信信号の送信に応じて発生するＩＱ多重干渉成分を除去するための閾値を超える前記第３相関値の位相成分を抽出して前記ＩＱ多重干渉成分を演算するＩＱ多重干渉成分抽出部と、

前記ＩＱ多重干渉成分抽出部により演算された前記ＩＱ多重干渉成分を減算して第４相関値を導出する減算部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

［請求項4］ 請求項３に記載のレーダ装置であって、

前記減算部により導出された前記第４相関値を複数の前記送信周期にわたって平均化する平均化処理部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

［請求項5］ 請求項４に記載のレーダ装置であって、

前記平均化処理部により平均化された前記第４相関値に基づいて、前記ターゲットの到来距離を演算する到来距離推定部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

［請求項6］ 請求項１～５のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、

前記受信ＲＦ部により変換された受信信号をデジタルデータに変換するＡ／Ｄ変換部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

［請求項7］ 請求項１～６のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、

前記高周波送信信号の送信周期に同期して、前記第１変調部により生成された第１送信信号と同一の信号である第１基準送信信号を生成する第１基準信号生成部と、

前記高周波送信信号の送信周期に同期して、前記第２変調部により生成された第２送信信号と同一の信号である第２基準送信信号を生成する第２基準信号生成部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装

置。

[請求項8] 請求項１に従属する請求項３に記載のレーダ装置であって、

前記加算部により導出された前記第３相関値のうち、前記高周波送信信号の送信に応じて発生するＩＱ多重干渉成分を除去するための閾値を超える前記第３相関値を抽出する受信信号抽出部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

[請求項9] 請求項２に従属する請求項３に記載のレーダ装置であって、

前記第１相関値演算部により演算された前記第１相関値と、前記第２相関値演算部により演算された前記第２相関値とに基づいて、前記ターゲットの移動に起因して発生するドップラ周波数を演算するドップラ周波数推定部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

[請求項10] 請求項９に記載のレーダ装置であって、

前記加算部により導出された前記第３相関値のうち、前記高周波送信信号の送信に応じて発生するＩＱ多重干渉成分を除去するための閾値を超える前記第３相関値であって、且つ、当該第３相関値における周波数成分が前記ドップラ周波数推定部により演算されたドップラ周波数を超える前記第３相関値を選択する受信信号選択部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

[請求項11] 請求項１～３のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、

前記第１変調部による変調の前に、前記第１の符号系列に対して、４５度あるいは－４５度の位相回転を与える第２位相シフト部と、

前記第２変調部による変調の前に、前記第２の符号系列に対して、４５度あるいは－４５度の位相回転を与える第３位相シフト部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

[請求項12] 請求項１又は２に記載のレーダ装置であって、

前記受信アンテナで受信した前記高周波送信信号が前記ターゲットにより反射された前記反射波の信号をベースバンドの受信信号に変換する受信ＲＦ部と、

前記受信ＲＦ部により変換された受信信号と、前記第１変調部により生成された第１送信信号と同一の信号との第１相関値を演算する第１相関値演算部と、

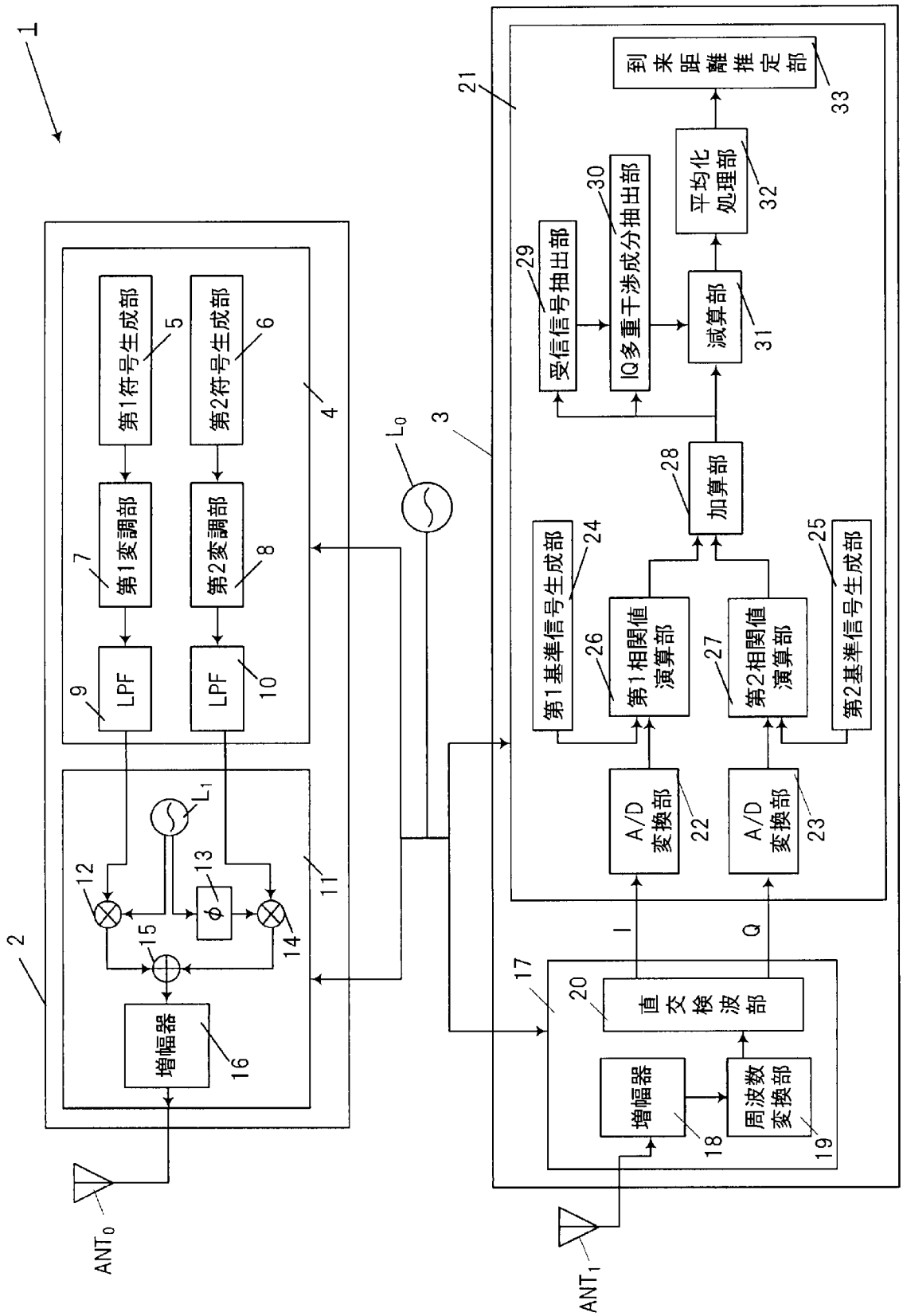
前記受信ＲＦ部により変換された受信信号と、前記第２変調部により生成された第２送信信号と同一の信号との第２相関値を演算する第２相関値演算部と、

前記第１相関値演算部により演算された前記第１相関値と、前記第２相関値演算部により演算された前記第２相関値とを加算して第３相関値を導出する加算部と、

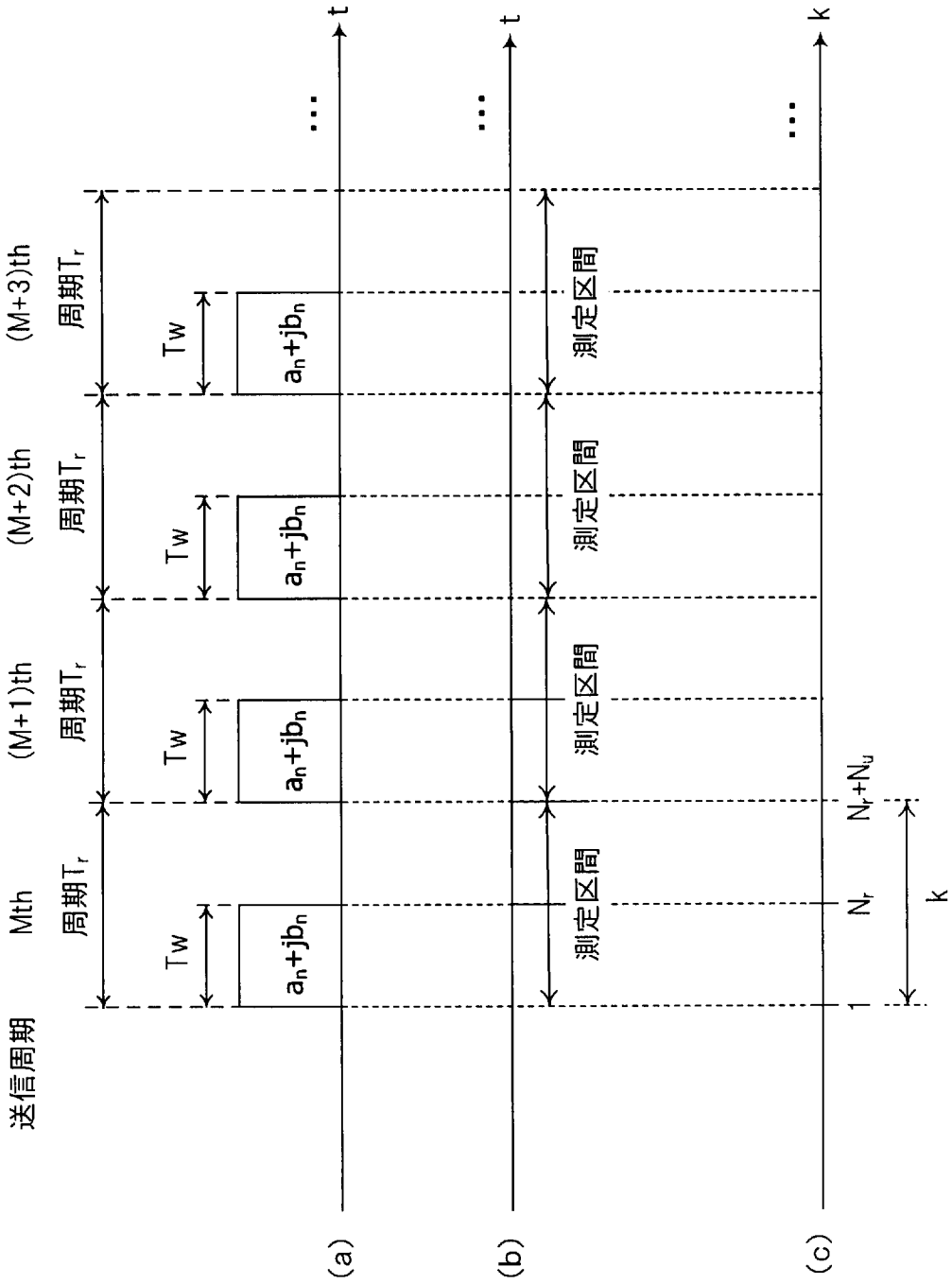
前記加算部により導出された前記第３相関値のうち、前記高周波送信信号の送信に応じて発生するＩＱ多重干渉成分を除去するための閾値を超える前記第３相関値の位相成分に基づいて、前記ＩＱ多重干渉成分を演算するＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部と、

前記閾値を超える第３相関値から、前記ＩＱ多重干渉成分レプリカ生成部により生成されたＩＱ多重干渉成分を減算して第４相関値を導出する減算部と、を更に備えることを特徴とするレーダ装置。

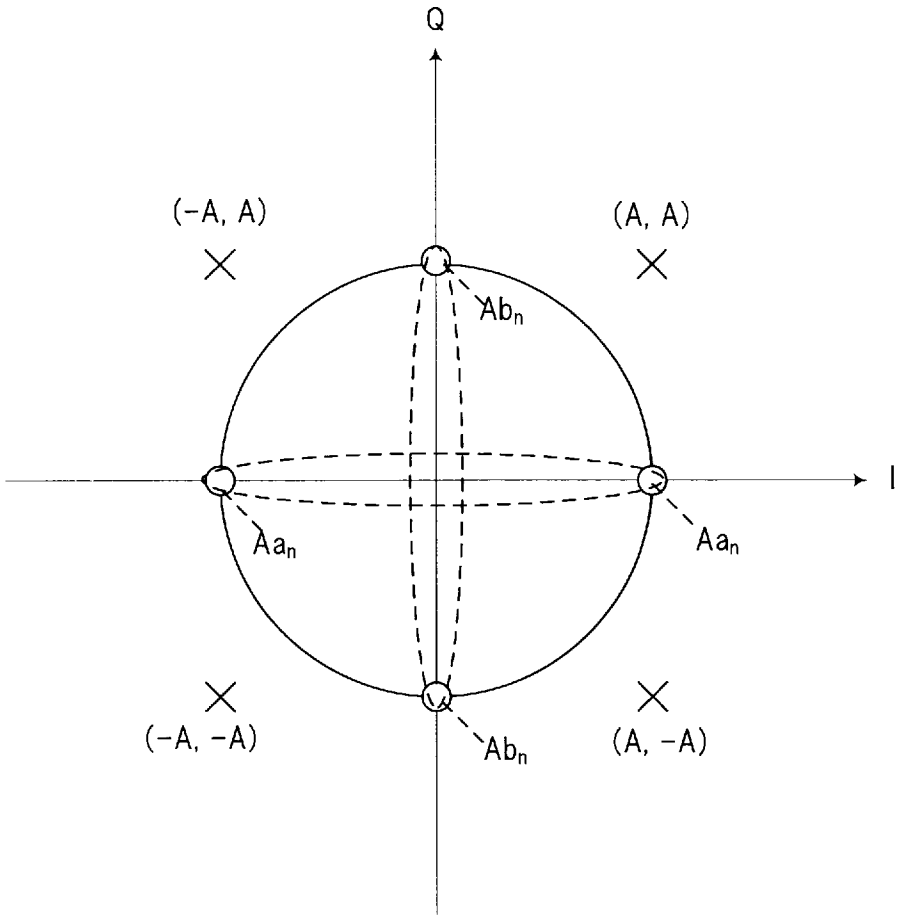
[図1]


1
2
3
4
5
第1符号生成部
6
第2符号生成部
7
第1変調部
8
第2変調部
9
LPF
10
LPF
11
12
13
14
15
16
増幅器
$L_1$
$L_0$
$ANT_0$
$ANT_1$
17
18
増幅器
19
周波数変換部
20
直交検波部
I
Q
21
22
A/D変換部
23
A/D変換部
24
第1基準信号生成部
25
第2基準信号生成部
26
第1相関値演算部
27
第2相関値演算部
28
加算部
29
受信信号抽出部
30
IQ多重干渉成分抽出部
31
減算部
32
平均化処理部
33
到来距離推定部

[図2]

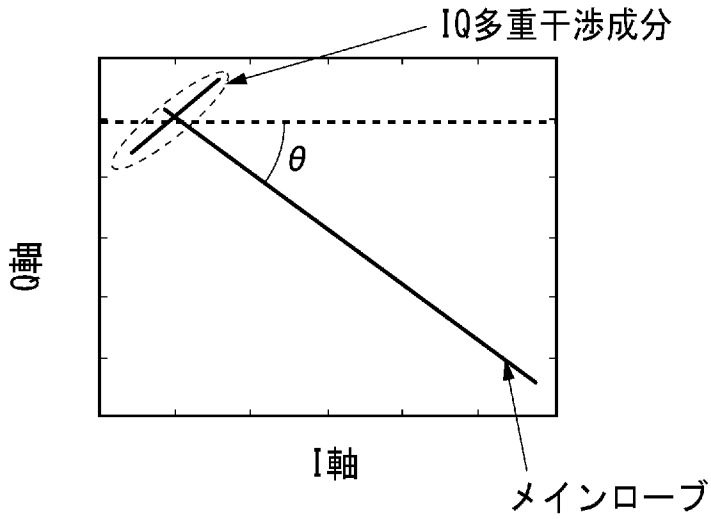


[図3]

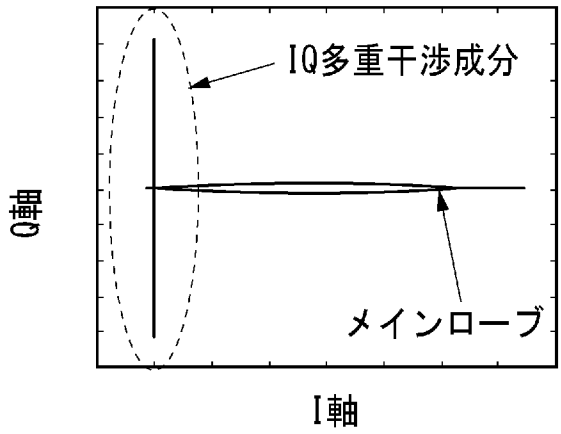


[図4]

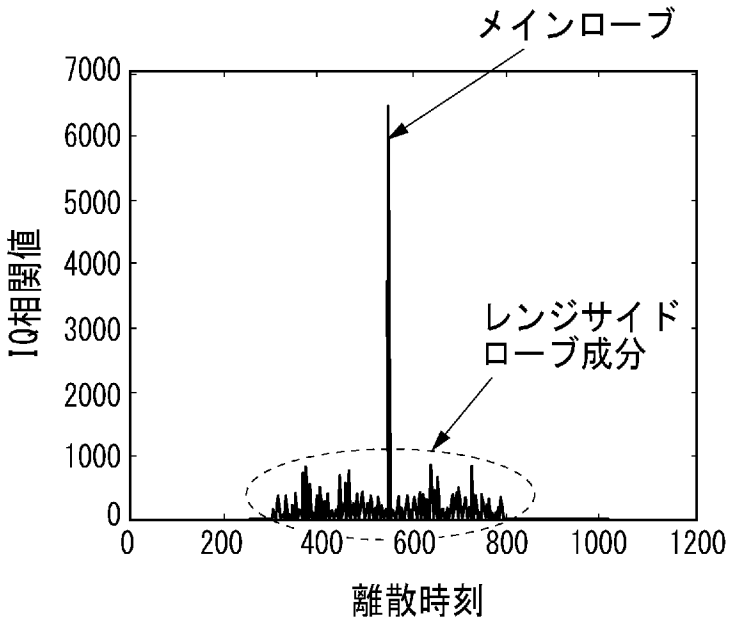
(a)


IQ多重干渉成分
θ
Q軸
I軸
メインローブ

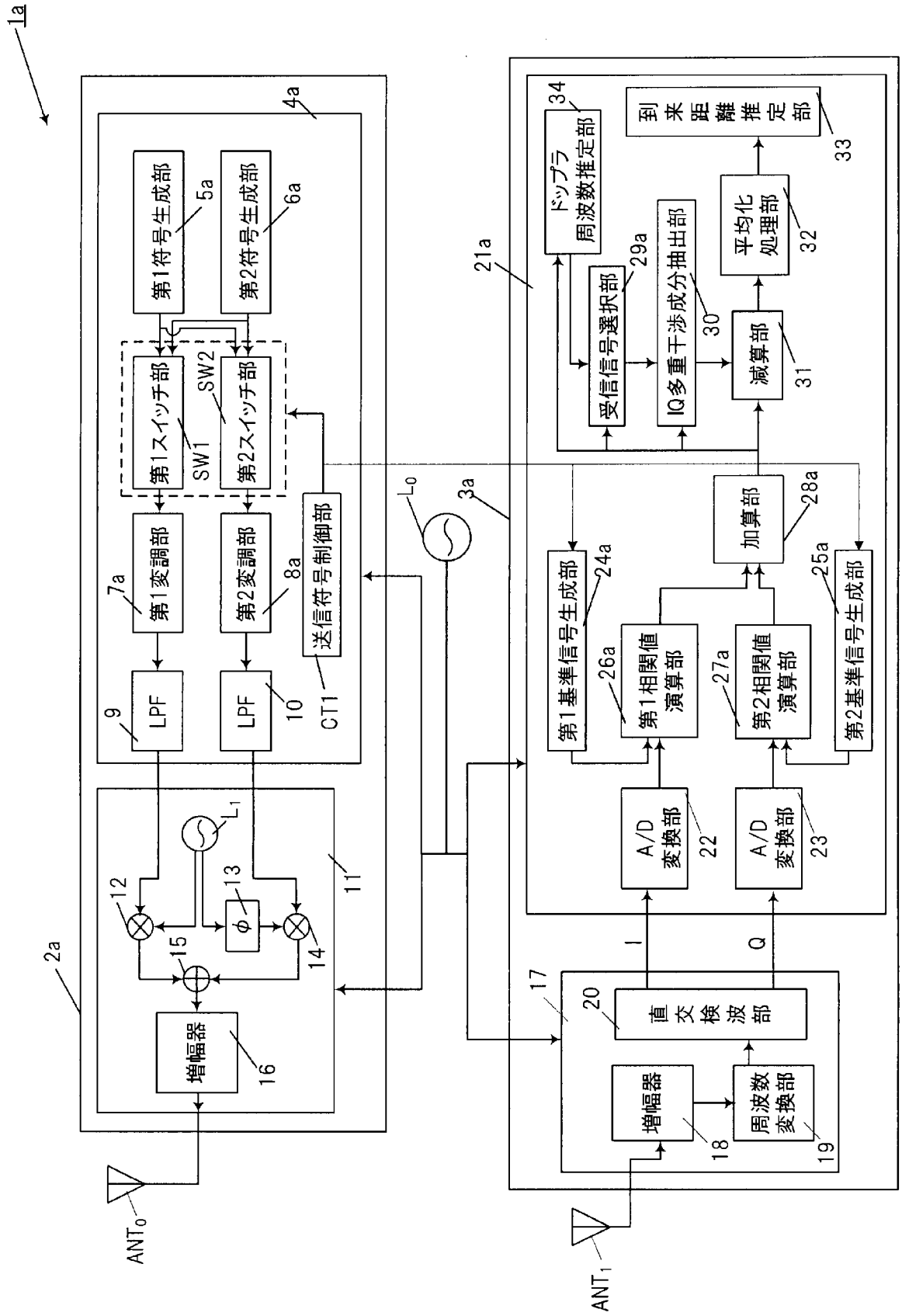
(b)


IQ多重干渉成分
Q軸
メインローブ
I軸

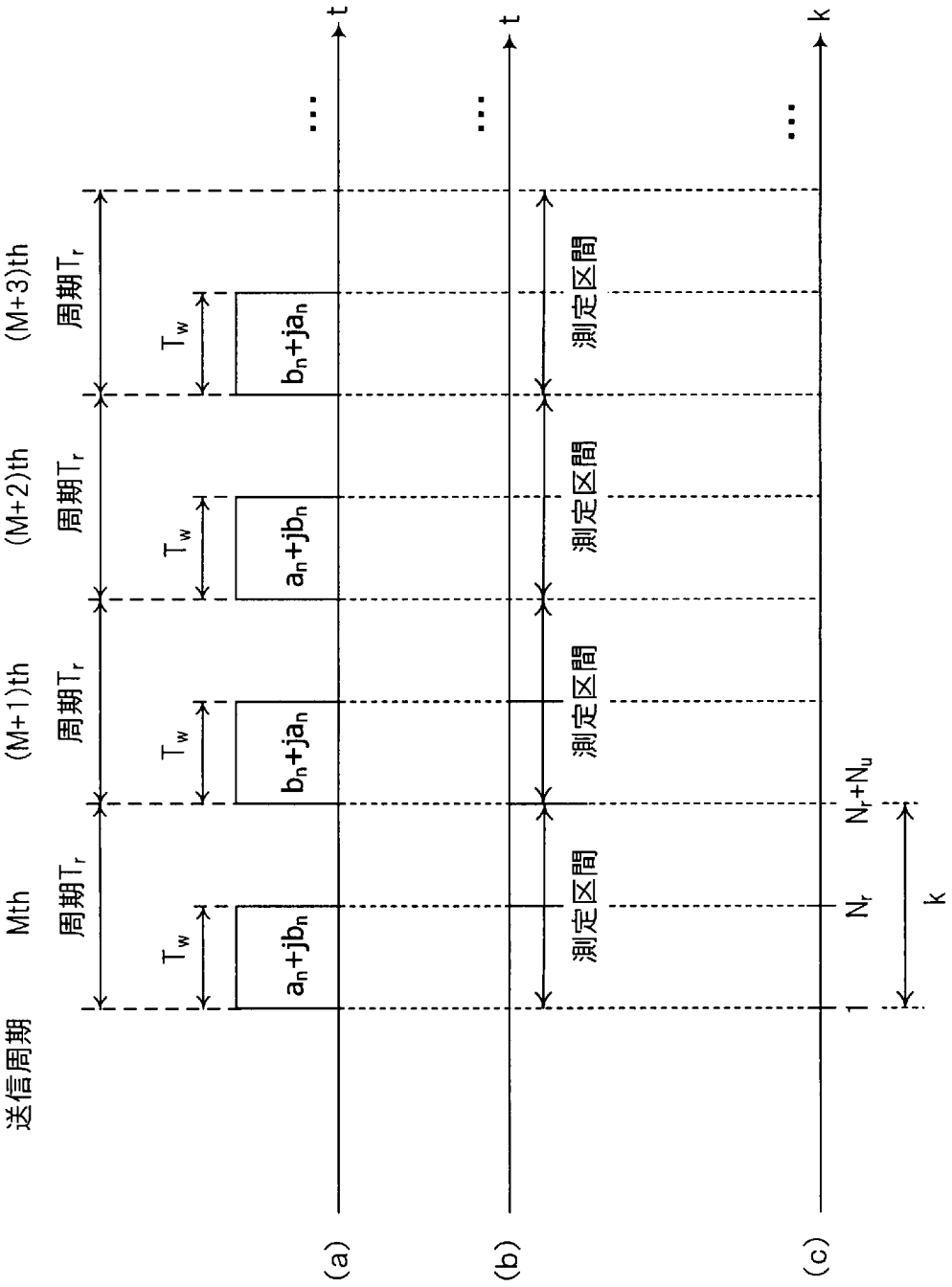
(c)


メインローブ
7000
6000
5000
4000
3000
2000
1000
0
IQ相関値
レンジサイド
ローブ成分
0
200
400
600
800
1000
1200
離散時刻

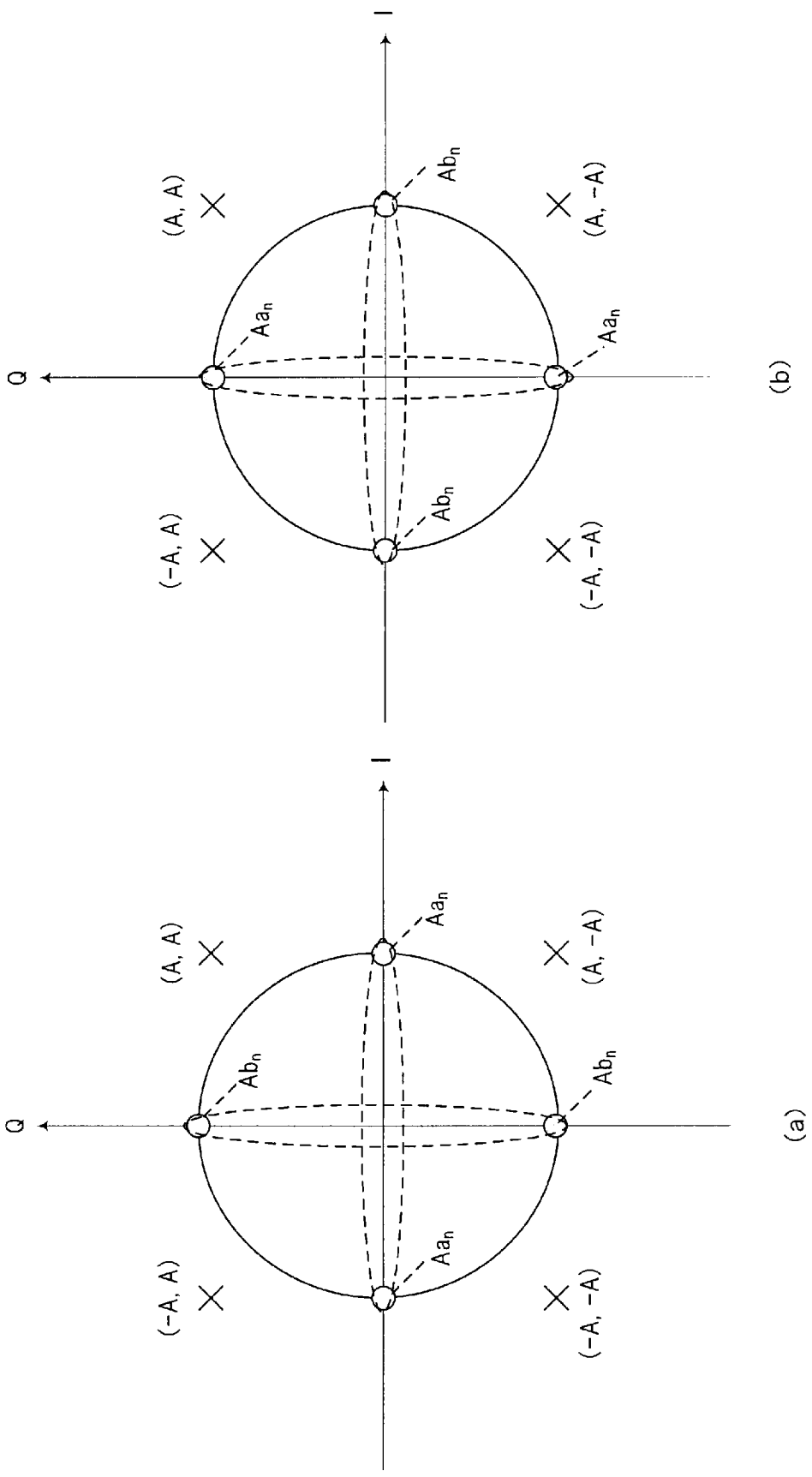
[図5]


1a
2a
3a
4a
5a
6a
7a
8a
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21a
22
23
24a
25a
26a
27a
28a
29a
30
31
32
33
34
第1符号生成部
第2符号生成部
第1スイッチ部
第2スイッチ部
SW1
SW2
第1変調部
第2変調部
送信符号制御部
CT1
LPF
LPF
$L_1$
$L_0$
$\phi$
増幅器
増幅器
直交検波部
周波数変換部
A/D変換部
A/D変換部
I
Q
第1基準信号生成部
第2基準信号生成部
第1相関値演算部
第2相関値演算部
加算部
減算部
IQ多重干渉成分抽出部
受信信号選択部
ドップラ周波数推定部
平均化処理部
到来距離推定部
$ANT_0$
$ANT_1$

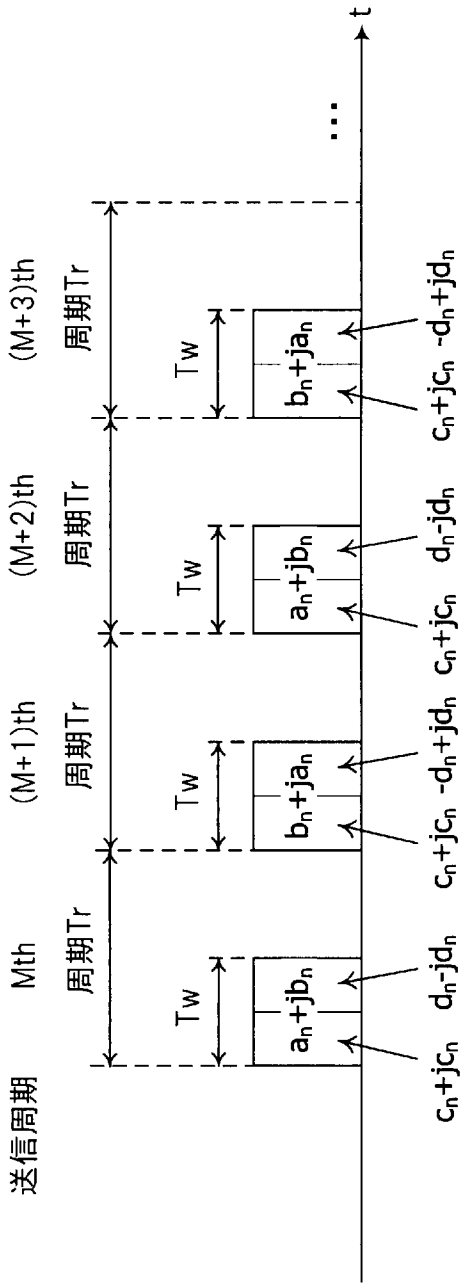
[図6]


送信周期
Mth
(M+1)th
(M+2)th
(M+3)th
周期$T_r$
$T_w$
$a_n+jb_n$
$b_n+ja_n$
測定区間
t
k
1
$N_r$
$N_r+N_u$
(a)
(b)
(c)

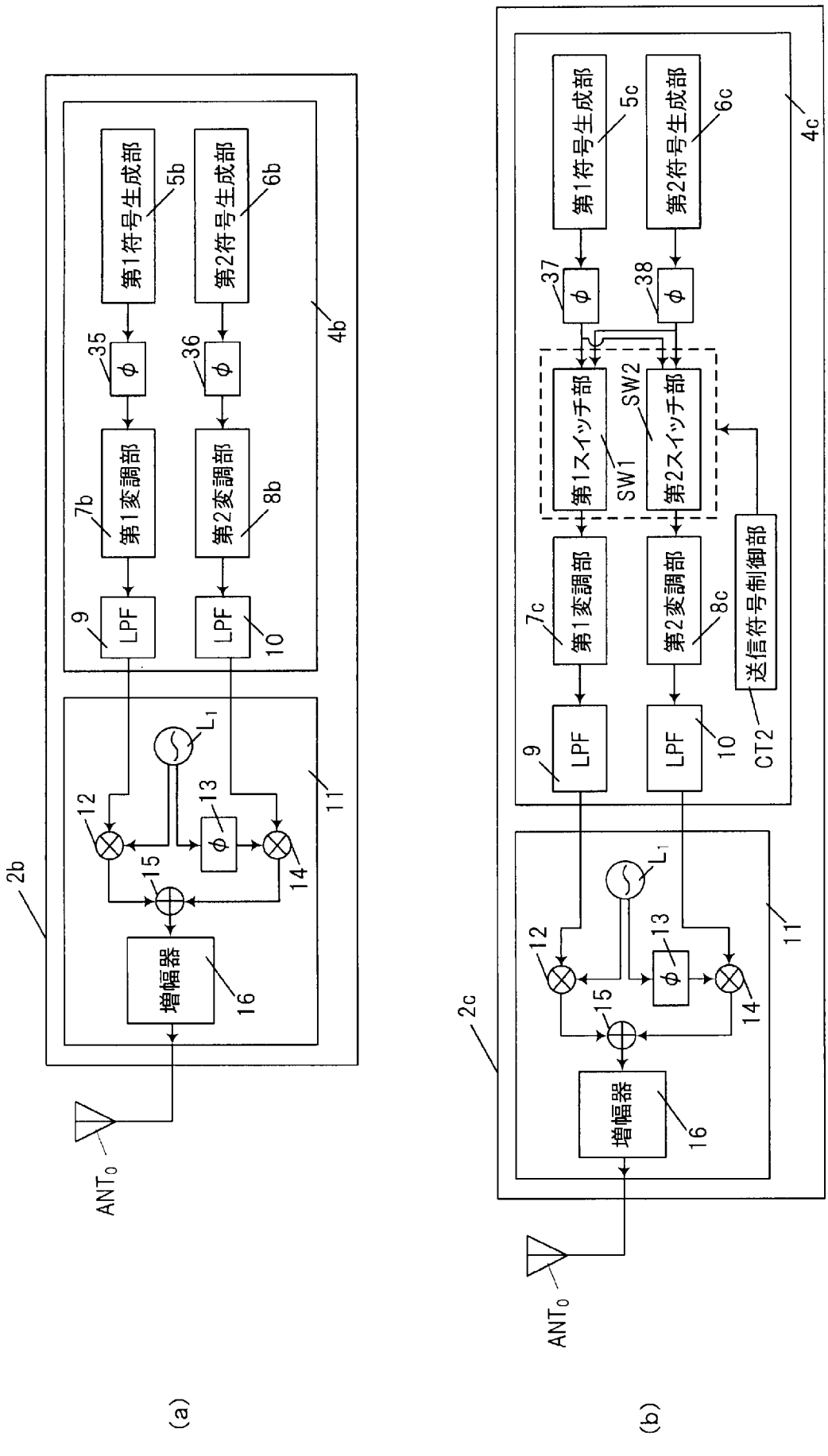
[図7]



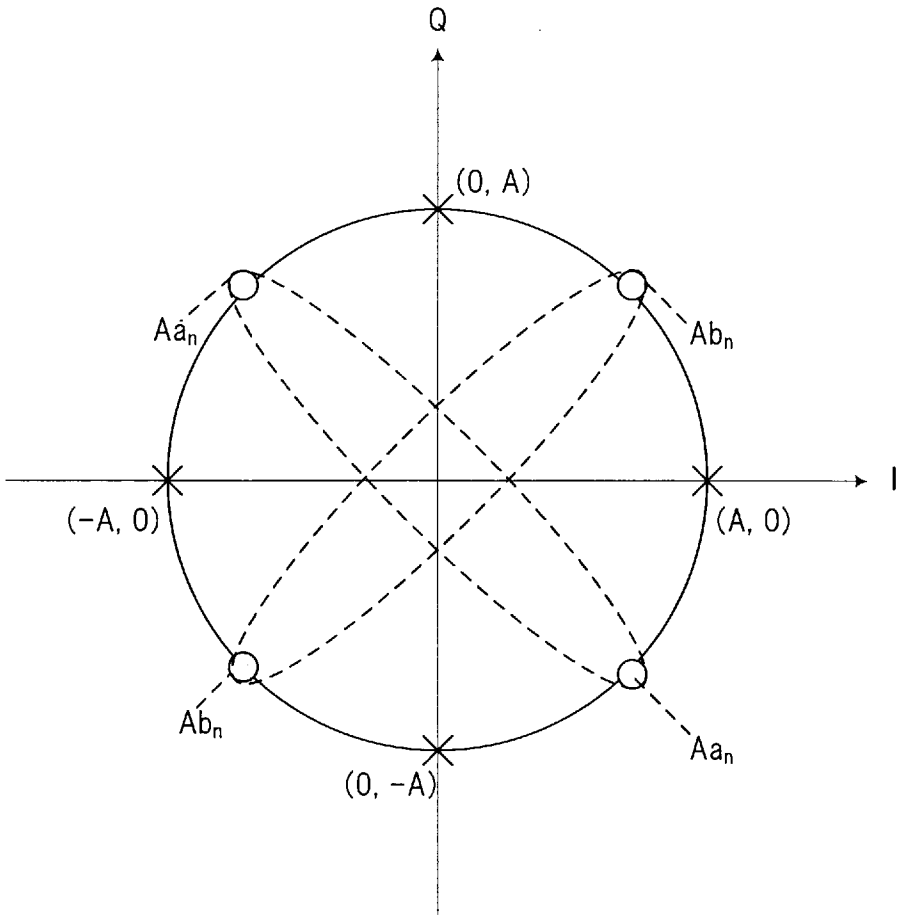
[図8]


送信周期
Mth
(M+1)th
(M+2)th
(M+3)th
周期Tr
Tw
t
...
$a_n+jb_n$
$b_n+ja_n$
$c_n+jc_n$
$d_n-jd_n$
$c_n+jc_n$
$-d_n+jd_n$

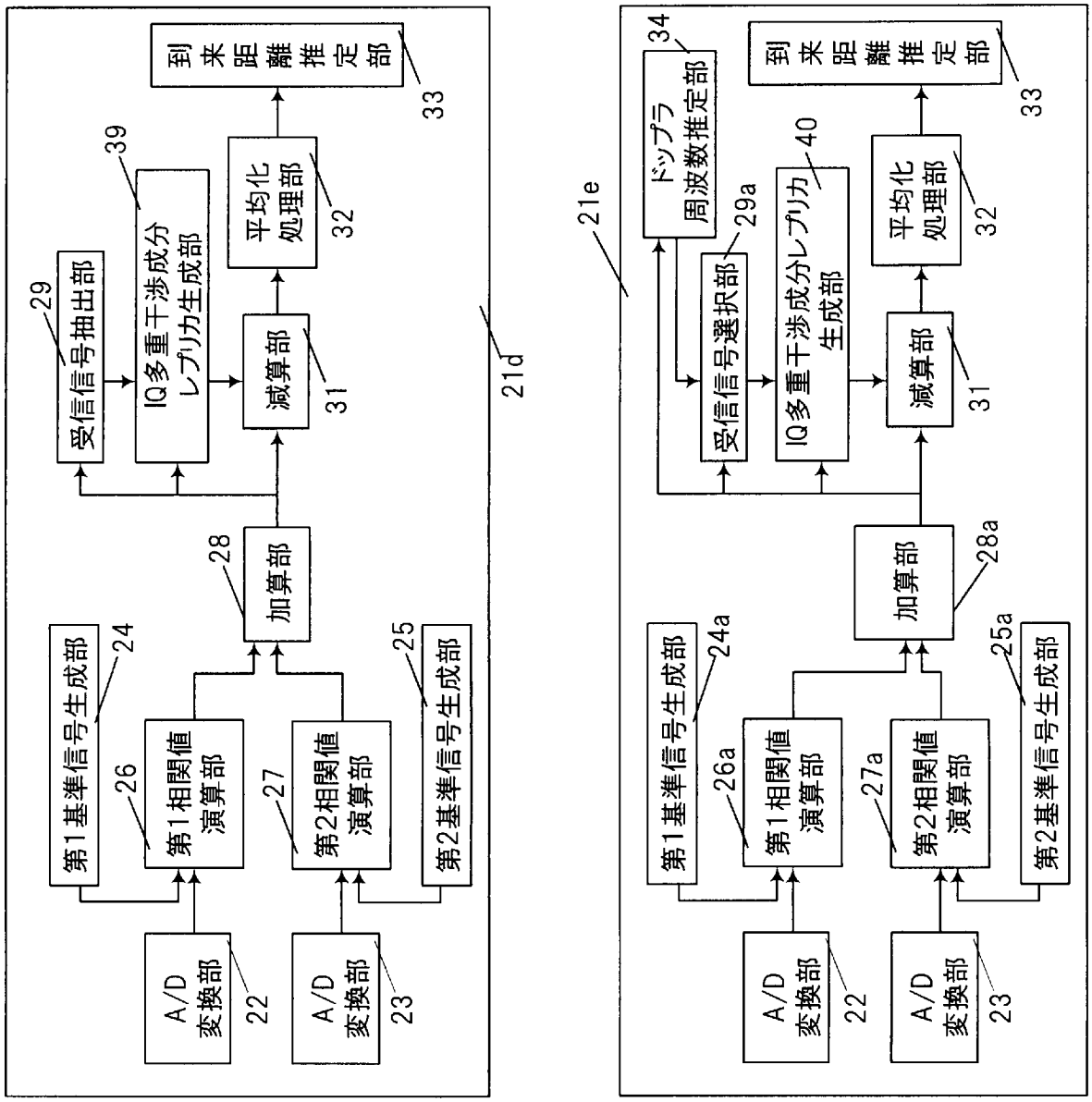
[図9]


2b
4b
第1符号生成部
5b
第2符号生成部
6b
35
36
φ
第1変調部
7b
第2変調部
8b
9
LPF
10
11
12
13
14
15
16
増幅器
$L_1$
$ANT_0$
(a)
2c
4c
第1符号生成部
5c
第2符号生成部
6c
37
38
第1スイッチ部
SW1
第2スイッチ部
SW2
第1変調部
7c
第2変調部
8c
送信符号制御部
CT2
(b)

[図10]

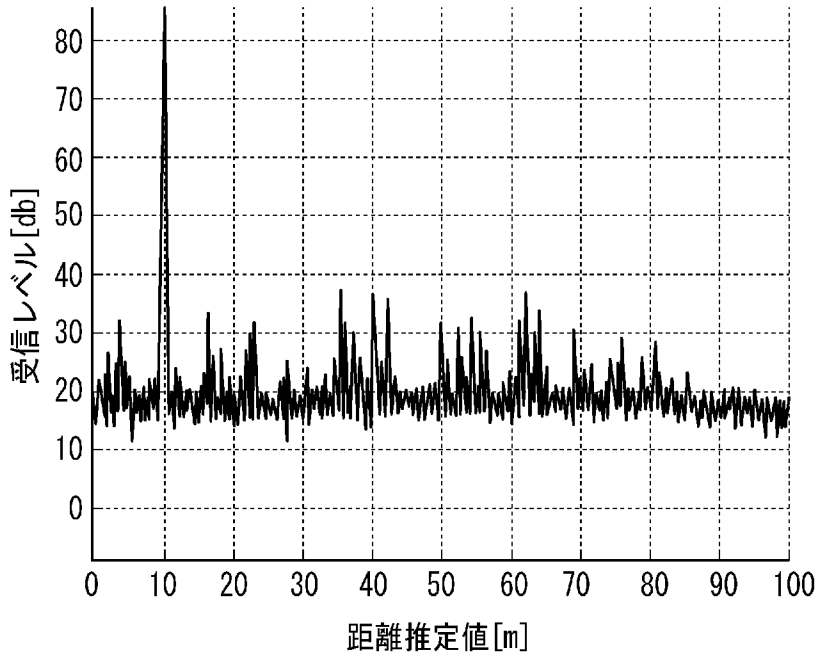


[図11]

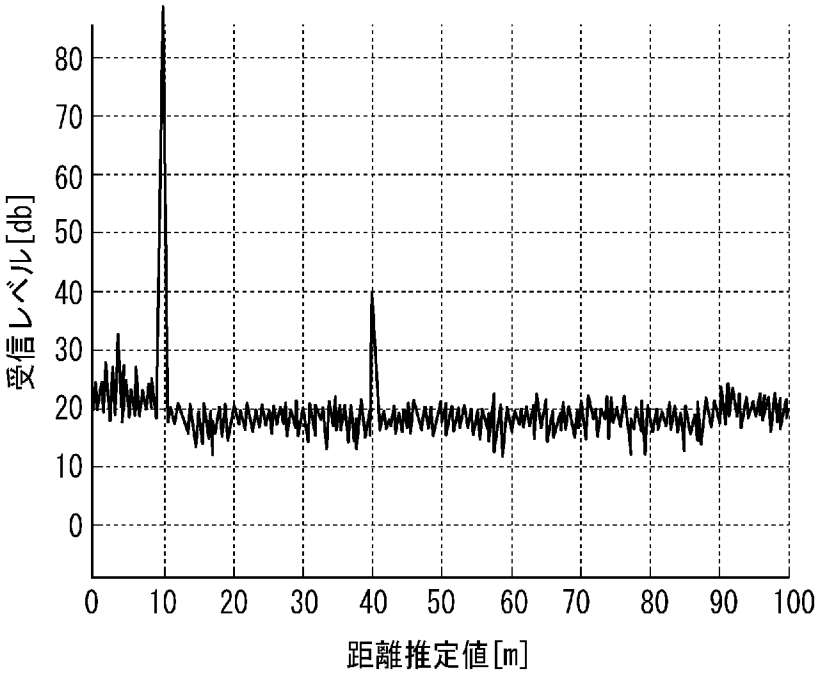

21d
A/D 変換部 22
A/D 変換部 23
第1基準信号生成部 24
第2基準信号生成部 25
第1相関値演算部 26
第2相関値演算部 27
加算部 28
受信信号抽出部 29
IQ多重干渉成分レプリカ生成部 39
減算部 31
平均化処理部 32
到来距離推定部 33
(a)
21e
A/D 変換部 22
A/D 変換部 23
第1基準信号生成部 24a
第2基準信号生成部 25a
第1相関値演算部 26a
第2相関値演算部 27a
加算部 28a
ドップラ周波数推定部 34
受信信号選択部 29a
IQ多重干渉成分レプリカ生成部 40
減算部 31
平均化処理部 32
到来距離推定部 33
(b)

[図12]

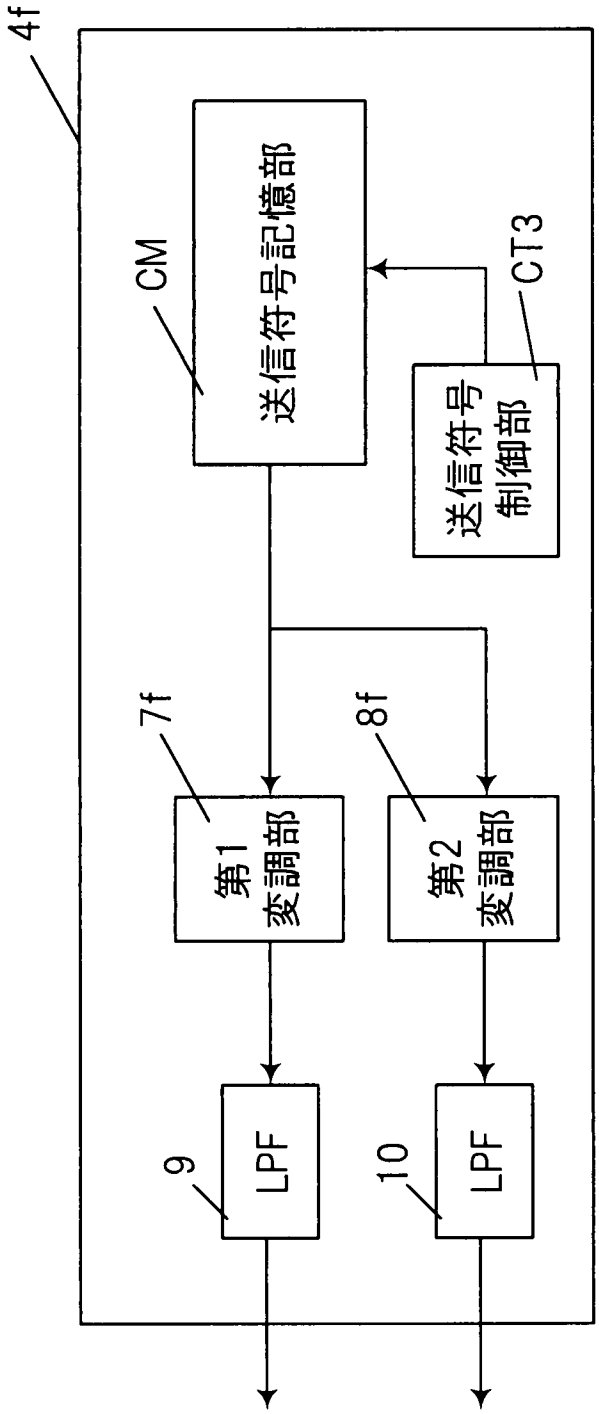
(a)


受信レベル[db]
0
10
20
30
40
50
60
70
80
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
距離推定値[m]

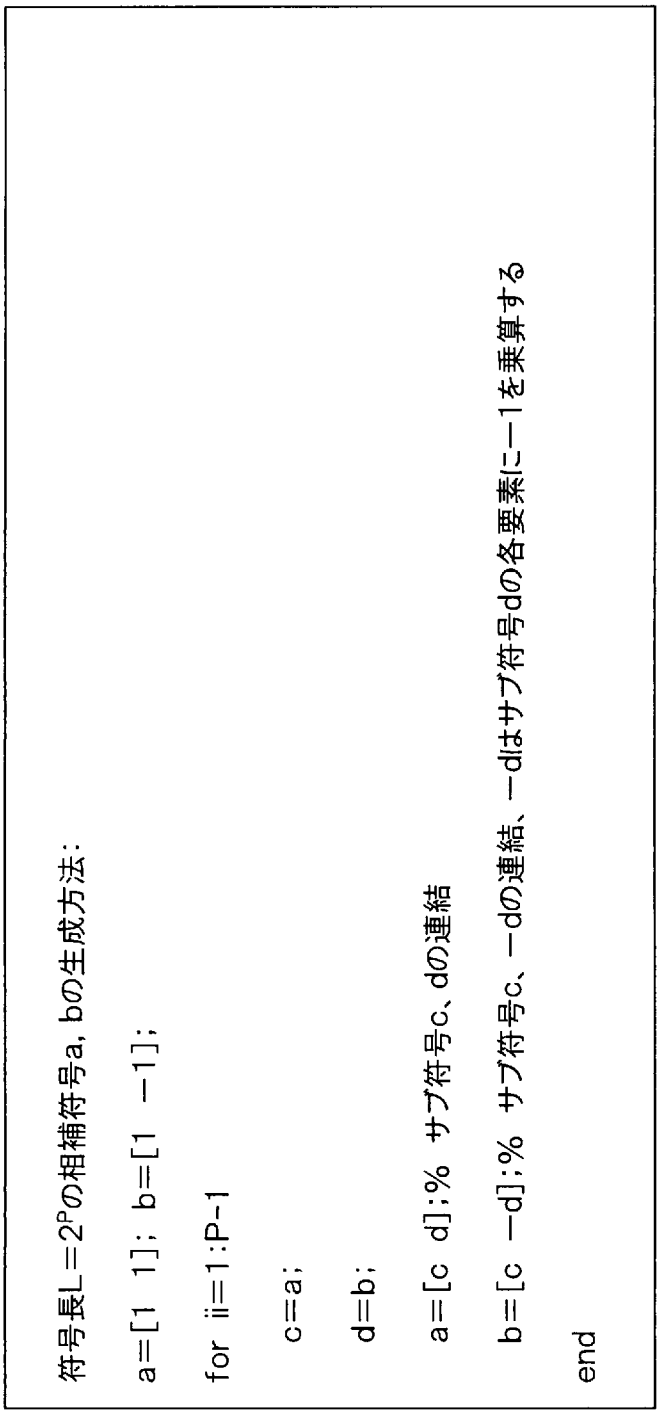
(b)


受信レベル[db]
0
10
20
30
40
50
60
70
80
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
距離推定値[m]

[図13]

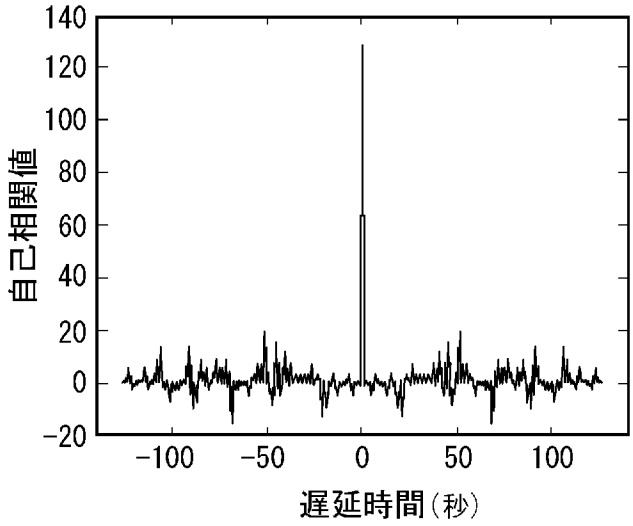


[図14]

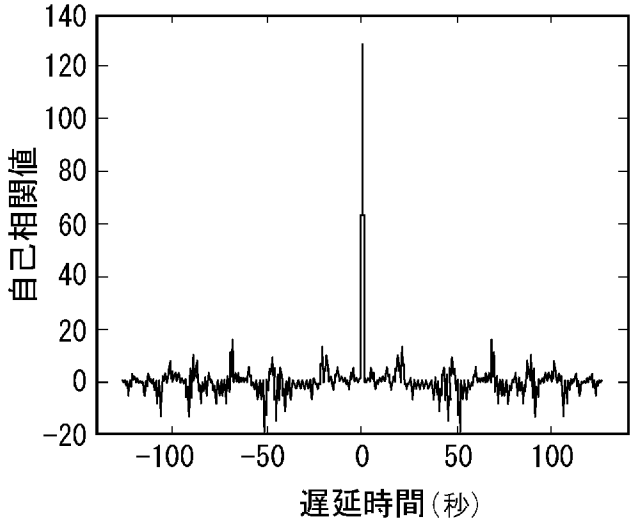

符号長L＝2Pの相補符号a, bの生成方法：
a=[1 1]; b=[1 -1];
for ii=1:P-1
c=a;
d=b;
a=[c d];% サブ符号c、dの連結
b=[c -d];% サブ符号c、-dの連結、-dはサブ符号dの各要素に-1を乗算する
end

[図15]

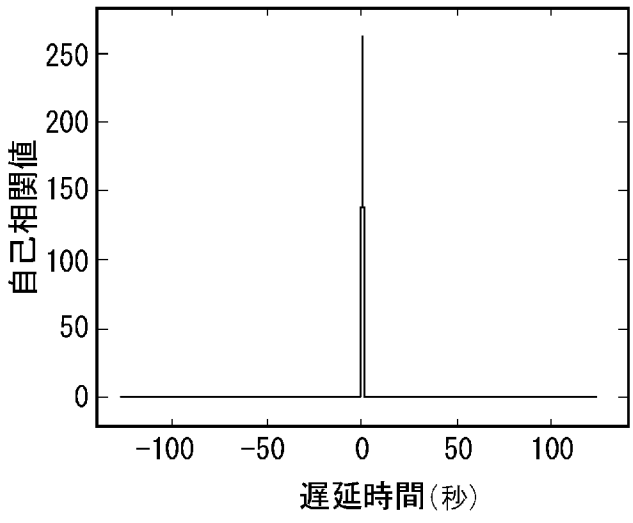
(a)


140
120
100
80
60
40
20
0
-20
自己相関値
-100
-50
0
50
100
遅延時間(秒)

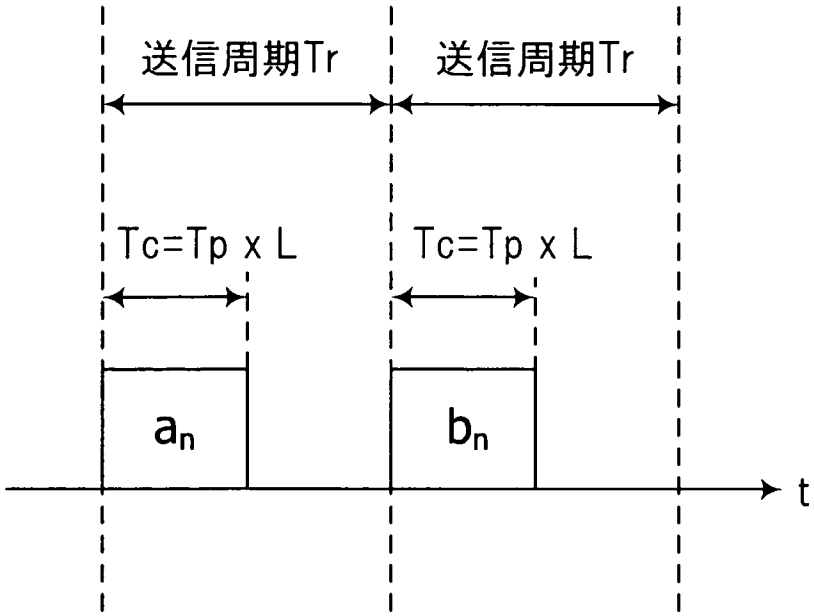
(b)


140
120
100
80
60
40
20
0
-20
自己相関値
-100
-50
0
50
100
遅延時間(秒)

(c)


250
200
150
100
50
0
自己相関値
-100
-50
0
50
100
遅延時間(秒)

[図16]



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2011/004591

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
*G01S13/28*(2006.01)i

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)
G01S13/28

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

| | | | |
|---|---|---|---|
| Jitsuyo Shinan Koho | 1922-1996 | Jitsuyo Shinan Toroku Koho | 1996-2011 |
| Kokai Jitsuyo Shinan Koho | 1971-2011 | Toroku Jitsuyo Shinan Koho | 1994-2011 |

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. |
|---|---|---|
| X<br>Y | WO 2009/92393 A1 (Zirizzotti et al.),<br>30 July 2009 (30.07.2009),<br>paragraphs [0017] to [0023]; fig. 1 to 3<br>(Family: none) | 1,6,7<br>11 |
| Y | JP 11-341092 A (NEC Corp.),<br>10 December 1999 (10.12.1999),<br>paragraph [0002]; fig. 7<br>(Family: none) | 11 |
| A | JP 2005-321359 A (Mitsubishi Electric Corp.),<br>17 November 2005 (17.11.2005),<br>entire text; all drawings<br>(Family: none) | 1-12 |

☒ 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 | Date of mailing of the international search report |
|---|---|
| 25 October, 2011 (25.10.11) | 08 November, 2011 (08.11.11) |
| Name and mailing address of the ISA/<br>Japanese Patent Office<br><br>Facsimile No. | Authorized officer<br><br>Telephone No. |

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.
PCT/JP2011/004591

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 1-303135 A (Yokogawa Medical Systems, Ltd.), 07 December 1989 (07.12.1989), entire text; all drawings (Family: none) | 1-12 |

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１１／００４５９１

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　G01S13/28(2006.01)i

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.　G01S13/28

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 | １９７１－２０１１年 |
| 日本国実用新案登録公報 | １９９６－２０１１年 |
| 日本国登録実用新案公報 | １９９４－２０１１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 | 関連する請求項の番号 |
|---|---|---|
| X<br>Y | WO 2009/92393 A1 (Zirizzotti et al.) 2009.07.30, 【0017】-【0023】、Fig.1-3（ファミリーなし） | 1,6,7<br>11 |
| Y | JP 11-341092 A（日本電気株式会社）1999.12.10, 【0002】、図７（ファミリーなし） | 11 |
| A | JP 2005-321359 A（三菱電機株式会社）2005.11.17, 全文全図（ファミリーなし） | 1-12 |

☑　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。

＊　引用文献のカテゴリー

「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

「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

「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）

「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献

「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

「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

「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

「＆」同一パテントファミリー文献

| 国際調査を完了した日 | 国際調査報告の発送日 |
|---|---|
| ２５．１０．２０１１ | ０８．１１．２０１１ |


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）　２Ｓ　３４０３
河内　悠
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３２５８

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 | 関連する請求項の番号 |
|---|---|---|
| A | JP 1-303135 A (横河メディカルシステム株式会社) 1989.12.07, 全文全図 (ファミリーなし) | 1-12 |