

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-103201
(P2012-103201A)

(43) 公開日 平成24年5月31日(2012.5.31)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
GO 1 S 13/34 (2006.01)	GO 1 S 13/34	5 J 0 7 0
GO 1 S 13/93 (2006.01)	GO 1 S 13/93	Z

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2010-253928 (P2010-253928)	(71) 出願人	000004260 株式会社デンソー 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(22) 出願日	平成22年11月12日(2010.11.12)	(74) 代理人	110000578 名古屋国際特許業務法人
		(72) 発明者	水谷 玲義 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
		(72) 発明者	夏目 一馬 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
		(72) 発明者	阿部 好浩 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内

最終頁に続く

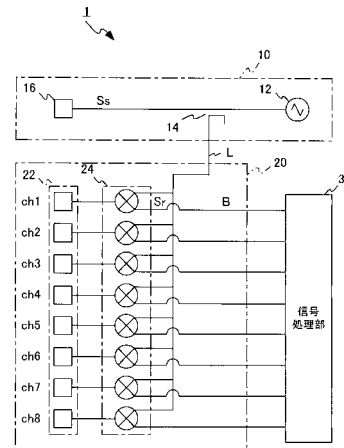
(54) 【発明の名称】 レーダ装置

(57) 【要約】

【課題】 目標物体の誤検出を起こさないレーダ装置を提供する。

【解決手段】 送信部10からFMCW波をレーダ波として送信させ、目標物体に反射したレーダ波を複数の受信アンテナ22で受信し、レーダ波の受信信号及び送信信号と同じ周波数を有するローカル信号に基づいてビート信号を受信器24で生成し、信号処理部30では、ビート信号を所定のサンプリング周期 T_s でサンプリングし、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチにより、目標物体の位置情報を導出する。このとき、信号処理部30では、サンプリング周期 T_s の $1/4$ の時間間隔 t_c で、複数の受信器24を配列順に選択する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

周波数が時間とともに周期的に変動する送信信号を生成し、該送信信号をレーダ波として送信する送信部と、

該送信部から送信され、目標物体に反射したレーダ波を受信し、該レーダ波の受信信号及び前記送信信号と同じ周波数を有するローカル信号に基づいてビート信号を生成する受信部と、

該受信部が生成するビート信号を所定のサンプリング周期でサンプリングし、前記ビート信号の上り変調信号と下り変調信号のピークのペアマッチにより、少なくとも前記目標物体の位置情報を導出する信号処理部と、

を備え、

前記受信部は、

複数の受信アンテナと、

前記複数の受信アンテナの各々に接続され、各受信アンテナからの受信信号を前記ローカル信号と混合して出力する複数の受信器を備え、

前記信号処理部は、

前記複数の受信器を、前記サンプリング周期の $1/2$ よりも小さい選択周期で配列順に選択しつつサンプリングを行うことを特徴とするレーダ装置。

10

【請求項 2】

周波数が時間とともに周期的に変動する送信信号を生成し、該送信信号をレーダ波として送信する送信部と、

該送信部から送信され、目標物体に反射したレーダ波を受信し、該レーダ波の受信信号及び前記送信信号と同じ周波数を有するローカル信号に基づいてビート信号を生成する受信部と、

該受信部が生成するビート信号を所定のサンプリング周期でサンプリングし、前記ビート信号の上り変調信号と下り変調信号のピークのペアマッチにより、少なくとも前記目標物体の位置情報を導出する信号処理部と、

を備え、

前記受信部は、

複数の受信アンテナと、

前記複数の受信アンテナからの受信信号を前記ローカル信号と混合する受信器と、

前記複数の受信アンテナのいずれかからの受信信号を択一的に前記受信器に供給する受信スイッチと、

前記受信スイッチを、前記信号処理部における前記サンプリング周期の $1/2$ より小さい選択周期で、前記複数の受信アンテナの配列順に切り替わるように制御する選択制御手段と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

20

30

【請求項 3】

請求項 1 又は請求項 2 に記載のレーダ装置において、

前記選択周期は、前記サンプリング周期の $1/4$ であることを特徴とするレーダ装置。

40

【請求項 4】

請求項 1 ~ 請求項 3 のいずれか 1 項に記載のレーダ装置において、

前記受信部の前記複数の受信アンテナは、

略直線上に配置されていることを特徴とするレーダ装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、周波数変調されたレーダ波を送受信することにより、少なくとも目標物体が存在する方位を検出するレーダ装置に関する。

【背景技術】

50

【 0 0 0 2 】

近年レーダ装置を自動車に搭載し、衝突防止等の安全装置として応用する試みがなされているが、車載用のレーダ装置としては、目標物体の距離と相対速度とを同時に検出可能であり、しかも構成が比較的簡単で小型化・低価格化に適した F M C W 方式のレーダ装置（以下、F M C W レーダ装置とよぶ）が用いられている。

【 0 0 0 3 】

F M C W 方式のレーダ装置では、三角波状の変調信号により周波数変調され、周波数が時間に対して直線的に漸次増減する送信信号 S_s を送信波として送信し、目標物体から反射された受信波を受信信号 S_r として受信する。

【 0 0 0 4 】

このとき、受信信号 S_r は、送受信波がレーダ装置と目標物体との間を往復するのに要する時間、すなわち、目標物体までの距離に応じた時間 T_d だけ遅延し、レーダ装置と目標物体の相対速度に応じた周波数 F_d だけドップラシフトする。

【 0 0 0 5 】

このような受信信号 S_r と送信信号 S_s とをミキサで混合することにより、受信信号 S_r と送信信号 S_s との差の周波数成分であるビート信号 B を生成し、送信信号 S_s の周波数が増加するときのビート信号 B （以下、アップビート信号 B_u とよぶ）の周波数（以下、上り変調時のビート周波数とよぶ）を f_u 、送信信号 S_s の周波数が減少するときのビート信号（以下、ダウンビート信号 B_d とよぶ）の周波数（以下、下り変調時のビート周波数とよぶ） f_d として、目標物体との距離 R 及び相対速度 V を、以下の式 1、式 2 を用いて算出するように構成されている。

【 0 0 0 6 】

【 数 1 】

$$R = \frac{c \cdot T}{8 \cdot \Delta F} \cdot (f_u + f_d) \quad \dots \text{式 1}$$

【 0 0 0 7 】

【 数 2 】

$$V = \frac{c}{4 \cdot F_0} \cdot (f_u - f_d) \quad \dots \text{式 2}$$

【 0 0 0 8 】

なお、 c は電波伝搬速度、 T は送信信号を変調する三角波の周期、 F は送信信号の周波数変動幅、 F_0 は送信信号の中心周波数である。

ところで、車載用のレーダ装置では、上記のようにして検出された距離や速度に加え、目標物体が自車に対してどのような位置関係にあるかという、いわゆる方位情報の検出も重要となる。

【 0 0 0 9 】

そこで、受信アンテナを複数の受信グループに分割し、各受信グループに属する受信アンテナのいずれかからの受信信号を択一的に受信器に供給する受信スイッチを、送信信号の周波数が変動する周期よりも短い周期で切り替えて受信器に供給し、受信器では、各受信グループに属する受信アンテナからの受信信号をローカル信号で混合して、受信信号 S_r とするようにし、ミキサが出力するアップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチングにより、距離や相対速度に加え、そのとき選択された受信アンテナの配置から方位情報を得るものがある（例えば特許文献 1 参照）。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 1 0 】

【 特許文献 1 】 特許第 3 6 2 2 5 6 5 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 1 】

10

20

30

40

50

ところが、FMCW方式を用いて、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチにより、目標物体の位置などの情報を導出するレーダ装置においては、FFTなどのデジタル信号処理を行うと、受信信号のサンプリングを行う周波数に対するナイキスト周波数以降の距離にある目標物体の受信信号がナイキスト周波数以内の距離に折り返してしまうため、遠距離の目標物体が近距離に現れ、誤検出してしまうという問題がある。

【0012】

本発明は、こうした問題に鑑みなされたもので、目標物体の誤検出を起こさない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】

【0013】

この欄においては、発明に対する理解を容易にするため、必要に応じて「発明を実施するための形態」欄において用いた符号を付すが、この符号によって請求の範囲を限定することを意味するものではない。

【0014】

上記「発明が解決しようとする課題」において述べた問題を解決するためになされた発明は、送信部(10)、受信部(20)及び信号処理部(30)を備えたレーダ装置(1)である。

【0015】

送信部(10)は、周波数が時間とともに周期的に変動する送信信号を生成し、送信信号をレーダ波として送信する。また、受信部(20)は、送信部(10)から送信され、目標物体に反射したレーダ波を受信し、レーダ波の受信信号及び送信信号と同じ周波数を有するローカル信号に基づいてビート信号 B を生成する。

【0016】

信号処理部(30)は、受信部(20)が生成するビート信号 B を所定のサンプリング周期 T_s でサンプリングし、ビート信号 B の上り変調信号(アップビート信号 B_u)と下り変調信号(ダウンビート信号 B_d)のピークのペアマッチにより、少なくとも目標物体の位置情報を導出する、

さらに、受信部(20)は、複数の受信アンテナ(22)、受信器(24)を備えている。

【0017】

受信器(24)は、複数の受信アンテナ(22)の各々に接続され、各受信アンテナ(22)からの受信信号をローカル信号と混合して出力する。また、信号処理部(30)は、複数の受信器(24)の出力を、サンプリング周期の $1/2$ よりも小さい選択周期で配列順に選択しつつサンプリングを行う。

【0018】

このようなレーダ装置(1)では、目標物体の誤検出を起こさないレーダ装置(1)とすることができる。以下説明する。

一般的に、図9に示すように、ビート信号 B のサンプリングを行うと、サンプリング周波数 f_s に対するナイキスト周波数 f_n より高い周波数に対応する距離にある目標物体(図9中 Q で示す)のビート信号 B が、図9中に矢印で示すように、ナイキスト周波数 f_n を対称軸として、ナイキスト周波数 f_n より低い周波数側に線対称周波数の位置に折り返してしまうエリアシング(図9中に破線 Q' で示す)が発生する。したがって、実際には遠距離にある目標物体が近距離に現れることになる。

【0019】

このとき、図10に示すように、ナイキスト周波数 f_n より低い周波数を有するビート信号では、実際のビート信号(図9中 P で示す)をサンプリングするため、受信アンテナ間(図10中 $Ch1$ 、 $Ch2$ で示す)の位相差を X° とすると、アップビート信号 B_u では、位相差が X° 、ダウンビート信号 B_d では位相差が $-X^\circ$ となる、

つまり、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d の位相差 X° の正負が逆となる

10

20

30

40

50

。したがって、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチングが可能となるため、目標物体の位置情報を正確に得ることができる。

【0020】

これに対し、ナイキスト周波数 f_n より高い周波数を有するビート信号の場合には、前述のように、ナイキスト周波数 f_n を対称軸として、ナイキスト周波数 f_n よりも低い周波数の線対称の位置に折り返され、いわゆるエリヤスが現れる。

【0021】

この状態で、サンプリング周波数 f_s でサンプリングを行うと、図11に示すように、実際の波形（図11中に点線で示す波形）に対し、ナイキスト周波数 f_n で折り返されたビート信号（エリヤス）（図11中に実線で示す波形）をサンプリングすることとなる。

10

【0022】

したがって、図11に示すように、各受信アンテナ（図11中 Ch_1 、 Ch_2 で示す）間のアップビート信号 B_u の位相差が $(X + \quad)$ °、ダウンビート信号 B_d の位相差が $-(X - \quad)$ °となり、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d とが正負逆の信号とならなくなる。

【0023】

したがって、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチングが不可能となってしまい、目標物体の位置情報が得られなくなってしまう。なお、は、受信アンテナ（22）間の位相差の補正值を示している。

20

【0024】

ここで、ビート信号 B のサンプリングの際に、ナイキスト周波数 f_n を対称軸とした折り返しを防止し、サンプリングしたアップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチにより、目標物体の位置情報を導出するには、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d の検知角が離れるようにすればよい。

【0025】

そこで、信号処理部（30）では、複数の受信器（24）の出力を、サンプリング周期の $1/2$ よりも小さい選択周期で配列順に選択するようにすると、サンプリングしたアップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のアップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d の検知角が離れるので、ピークのペアマッチにより、目標物体の位置情報を導出することができる。

30

【0026】

また、請求項2に記載のように、送信部（10）、受信部（200）及び信号処理部（300）を備え、受信部（200）は、複数の受信アンテナ（22）、受信器（24）、受信スイッチ（26）及び選択制御手段（28）を備えるレーダ装置（2）としてもよい。

【0027】

ここで、受信器（24）は、複数の受信アンテナ（22）からの受信信号をローカル信号と混合し、受信スイッチ（26）は、複数の受信アンテナ（22）のいずれかからの受信信号を択一的に受信器（24）に供給する。

【0028】

また、選択制御手段（28）は、受信スイッチ（26）を、信号処理部（300）におけるサンプリング周期の $1/2$ より小さい選択周期で、複数の受信アンテナ（22）の配列順に切り替わるように制御する。

40

【0029】

このように、複数の受信アンテナ（22）を、受信スイッチ（26）を切り替えることによって配列順に順次選択するようにしても、請求項1に記載のレーダ装置（1）と同じ効果を有するレーダ装置（2）とすることができる。

【0030】

また、比較的大きくて高価な受信器（24）が1個で済むため、レーダ装置（1）を小型かつ安価に製作することができる。

50

ところで、ビート信号 B のサンプリングの際に、ナイキスト周波数 f_n を対称軸とした折り返しを防止し、サンプリングしたアップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチにより、目標物体の位置情報を導出するには、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d の検知角が最も離れるようにすることが望ましい。

【0031】

そこで、請求項 3 に記載のように、選択周期をサンプリング周期の $1/4$ とすると、アップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d の検知角が最も離れるので、エリアスが発生しない。したがって、目標位置の位置情報を正確に導出できる。

【0032】

つまり、図 12 (a) に示すよう実際の目標物体に対し、ナイキスト周波数 f_n を対称軸として折り返されたビート信号 B に対しては、図 12 (b) に示すように、各受信アンテナ (22) を選択する場合の各受信アンテナ (22) の位相ずれが 90° となるようにする必要がある。各受信アンテナ (22) の位相ずれが 90° となる選択時間間隔は、下記式 3 を満たすことが必要である。

【0033】

位相ずれ (90°) = $360^\circ \times$ 受信アンテナ選択時間間隔 $t_c \times$ サンプリング周波数 f_s … 式 3

この式 3 より、受信アンテナ選択時間間隔 t_c とサンプリング周波数 f_s との関係は、下記式 4 に示すように、

受信アンテナ選択時間間隔 $t_c \times$ サンプリング周波数 $f_s = 90^\circ / 360^\circ = 1/4$ … 式 4

となる。

【0034】

したがって、受信アンテナ選択時間間隔 t_c をサンプリング周期 T_s ($1/f_s$) の $1/4$ とすることで、ビート信号のサンプリングの際に、ナイキスト周波数 f_n を対称軸とした折り返しを防止し、サンプリングしたアップビート信号 B_u とダウンビート信号 B_d のピークのペアマッチを可能とすることができる。

【0035】

つまり、ビート信号のサンプリング周波数 f_s に対するナイキスト周波数 f_n より高い距離にある目標物体の受信信号がナイキスト周波数 f_n より低い距離に折り返さないようにし、遠距離の目標物体を近距離の目標物体として誤検出しないレーダ装置 (1) とすることができる。

【0036】

また、ビート信号のサンプリング周波数 f_s に対するナイキスト周波数 f_n より高い周波数の信号を遮断するために一般的に用いられるアンチエリアシングフィルタが必要となくなるので、レーダ装置 (1) を簡易な構成とすることができる。

【0037】

また、請求項 4 に記載のレーダ装置は、受信部 (20) の複数の受信アンテナ (22) を略直線上に配置されていることを特徴とする。

この場合、各受信アンテナ (22) からの受信信号に基づくビート信号の強度成分及び位相成分を比較することにより、受信アンテナ (22) の法線 (正面) 方向及び配列方向を含む面内での目標物体の方位 (例えば、正面方向を 0° とした、左右方向の角度) が検出可能となるため、例えば、受信アンテナの配列方向を水平方向に一致させれば、車載用前方監視レーダ等に好適に用いることができる。

【0038】

ここで、図 13 は、一列に配置された受信アンテナ (22) の受信信号の位相に基づいて、方位検出を行う際の原理を示す説明図である。すなわち、隣接する受信アンテナ (22) の中心間の距離を d_w とした場合、受信アンテナ (22) の正面方向に対して角度から到来するレーダ波を考える。なお、図面を見やすくするため、ここでは、3つの受信チャンネル ch_1 , ch_2 , ch_3 を有する場合、すなわち 3つの受信アンテナにて受信す

10

20

30

40

50

る場合について示す。

【0039】

まず、単一の送信アンテナ(16)から送信され、受信アンテナ(22)前方の少なくとも数m以上の距離に存在する目標物体によって反射されたレーダ波は、各受信アンテナ(22)の所に、ほとんど平行に到来すると考えることができる。

【0040】

したがって、隣接する受信チャンネルch1, 2(又はch2, 3)の受信アンテナ(22)に到来するレーダ波は、角度に依じた行路差d1(=dw・sin)が生じることになる。

【0041】

この行路差d1により、両受信チャンネルch1, 2(又はch2, 3)の受信信号には、位相差が生じ、更にこの位相差は、受信器(24)で周波数変換されてビート信号の位相差となって、信号処理部(30)に伝達される。FMCWレーダ装置(1)の場合、行路差d1によって、ビート信号に発生する位相差は、送信信号の平均波長をとして、次の式5にて表される。

【0042】

【数3】

$$\zeta = \frac{2\pi \cdot d1}{\lambda} \quad \dots \text{式5}$$

【0043】

ここで行路差d1を上述の受信アンテナ間の距離dw及び角度にて示した式で置き換え、について解くと、次の式6が得られる。

【0044】

【数4】

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{\zeta \cdot \lambda}{2\pi \cdot dw}\right) \quad \dots \text{式6}$$

【0045】

したがって、各受信チャンネルch1, 2, 3のビート信号を解析して、チャンネル間の位相差を求めることにより、式6から方位情報を求めることができるのである。

なお、この場合、送信ビームのビーム範囲内に存在する目標物体について、方位情報を漏らさず検出できるようにするには、隣接する一对の受信アンテナ(22)の中心間の距離dwを、送信部(10)から送出されるレーダ波のビーム幅を、送信信号の平均波長をとした場合、次の式7に示すように、

【0046】

【数5】

$$dw \leq \frac{\lambda}{2\sin(\phi/2)} \quad \dots \text{式7}$$

【0047】

に設定することが望ましい。すなわち、式6をdwについて解くと、式8が得られる。

【0048】

【数6】

$$dw = \frac{\zeta \cdot \lambda}{2\pi \cdot \sin\alpha} \quad \dots \text{式8}$$

【0049】

そして、位相比較により判定可能な位相差は、 $-\pi < \zeta < \pi$ の範囲であり、送信ビームのビーム幅をとした場合、検出可能な角度は、 $-\pi/2 < \alpha < \pi/2$ の範囲であるため、式8に、 $\zeta = \pi$ 、 $\zeta = -\pi$ を代入すると、式9が得られる。

【0050】

10

20

30

40

50

【数 7】

$$dw = \frac{\lambda}{2\sin(\phi/2)} \quad \dots \text{式 9}$$

【0051】

実際には、余裕を持って送信ビームのビーム幅より広い範囲を検出できるように設定することが望ましく、すなわち、受信アンテナの中心間の距離 dw を、式 7 を満たすように設定しておけば、必要な方位情報を漏らさず検出できるのである。

【図面の簡単な説明】

【0052】

【図 1】レーダ装置の概略の構成を示すブロック図である。

【図 2】送信及び受信アンテナのビーム幅の設定を表す説明図である。

【図 3】信号処理部に供給されるビート信号の波形図である。

【図 4】信号処理部にて実行される目標物情報検出処理の内容を表すフローチャートである。

【図 5】受信アンテナのチャンネル間の位相ずれとビート信号 B の周波数の関係を示す説明図である。

【図 6】目標物体の検出方位とビート信号の周波数の関係を示す説明図である。

【図 7】第 2 実施形態におけるレーダ装置の概略の構成を示すブロック図である。

【図 8】受信スイッチの選択タイミングを表す説明図である。

【図 9】ビート信号 B が、ナイキスト周波数 f_n を対称軸として、ナイキスト周波数 f_n より低い周波数側に線対称周波数の位置に折り返してしまうことを示す説明図である。

【図 10】ナイキスト周波数 f_n より低い周波数を有するビート信号をサンプリングしたときの様子を示す説明図である。

【図 11】ナイキスト周波数 f_n より高い周波数を有するビート信号をサンプリングしたときの様子を示す説明図である。

【図 12】ナイキスト周波数 f_n を対称軸として折り返されたビート信号 B に対して各受信アンテナを選択する場合の各受信アンテナの位相ずれが 90° となるようにする必要を示す説明図である。

【図 13】一列に配置された受信アンテナの受信信号の位相に基づいて、方位検出を行う際の原理を示す説明図である。

【発明を実施するための形態】

【0053】

以下、本発明が適用された実施形態について図面を用いて説明する。なお、本発明の実施の形態は、下記の実施形態に何ら限定されることはなく、本発明の技術的範囲に属する限り種々の形態を採りうる。

【0054】

[第 1 実施形態]

図 1 は、本発明が適用されたレーダ装置 1 の概略の構成を示すブロック図である。図 1 に示すように、送信部 10、受信部 20 及び信号処理部 30 を備えている。

【0055】

送信部 10 は、周波数が時間とともに周期的に変動する送信信号を生成し、送信信号をレーダ波として送信する装置であり、時間に対して周波数が直線的に漸増、漸減を繰り返すよう変調されたミリ波帯の高周波信号を生成する発振器 12 と、発振器 12 の出力を送信信号 S_s とローカル信号 L とに電力分配する分配器 14 と、送信信号 S_s に応じたレーダ波を放射する送信アンテナ 16 とを備えている。

【0056】

なお、発振器 12 が生成する高周波信号の周波数は、三角波状に変化し、本第 1 実施形態では、中心周波数 $F_o = 76.5 \text{ GHz}$ 、周波数変動幅 $F = 100 \text{ MHz}$ 、変動周期 $T_d = 1.024 \text{ ms}$ に設定されている。また、送信アンテナ 16 のビーム幅は、当該レ

10

20

30

40

50

レーダ装置 1 の検出領域をすべてカバーするように設定されている。

【0057】

受信部 20 は、送信部 10 から送信され、目標物体に反射したレーダ波を受信し、レーダ波の受信信号及び送信信号と同じ周波数を有するローカル信号に基づいてビート信号を生成する装置であり、受信アンテナ 22 及び受信器 24 を備えている。

【0058】

受信アンテナ 22 は、レーダ波を受信する複数（本第 1 実施形態では 8 個）のホーンアンテナから構成されている。

受信器 24 は、複数（8 個）の受信アンテナ 22 の各々に接続された複数（8 個）の装置であり、各々の受信器 24 は、各受信アンテナ 22 からの受信信号 S_r にローカル信号 L を混合し、これら信号の差の周波数成分であるビート信号 B を生成する高周波ミキサを備えている。

【0059】

つまり、受信部 20 は、各受信アンテナ 22 に対応して 8 つの受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ を有しており、すべての受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ において、受信器 24 でビート信号 B を生成するように構成されている。

【0060】

なお、図 2 に示すように、アンテナが形成するビームにおいて、正面方向に対する利得の低下が 3 dB 以内の角度範囲をビーム幅と規定し、各受信チャンネル $ch_1 \sim ch_8$ の受信アンテナ 22 は、そのビーム幅が、いずれも、送信アンテナ 16 のビーム幅（本第 1 実施形態では $= 20^\circ$ ）全体を含むように設定されている。

【0061】

また、隣接する各受信アンテナ 22 の中心間の距離 d_w は、送信アンテナ 16 のビーム範囲を角度分析するために、上述した式 7 の条件を満たすように $d_w = 8 \text{ [mm]}$ に設定されている。すなわち、レーダ波の平均波長が $= 1 / F_o = 3.92 \text{ [mm]}$ であることから、式 7 の右辺は 11.3 [mm] となり式 7 を満たすことは明らかである。

【0062】

信号処理部 30 は、受信部 20 が生成するビート信号を所定のサンプリング周期 T_s でサンプリングし、ビート信号の上り変調信号と下り変調信号のピークのペアマッチにより、少なくとも目標物体の位置情報を導出する機器である。

【0063】

また、ビート信号のサンプリングの際、複数（8 個）の受信器 24 を、ビート信号のサンプリング周期 T_s の $1/4$ の選択周期 t_c で順次選択し、各受信器 24 からのビート信号を順次サンプリング周期 T_s でサンプリングする。

【0064】

信号処理部 30 は、CPU、ROM、RAM 及び I/O からなる周知のマイクロコンピュータを中心に構成され、受信部 20 が生成するビート信号 B をサンプリング周期 T_s でデジタルデータに変換するサンプリング手段としての A/D 変換器及び A/D 変換器を介して取り込んだデータについて、高速フーリエ変換 (FFT) を実行するための演算処理装置等（いずれも図示しない）を備えている。

【0065】

このように構成された本第 1 実施形態のレーダ装置 1 では、発振器 12 が生成した高周波信号を分配器 14 が電力分配することにより送信信号 S_s 及びローカル信号 L が生成され、このうち送信信号 S_s は、送信アンテナ 16 を介してレーダ波として送出される。

【0066】

送信アンテナ 16 から送出されたレーダ波の反射波は、全ての受信アンテナ 22 にて受信され、受信チャンネル ch_i ($i = 1 \sim 8$) の受信信号 S_r が各受信器 24 へ供給される。

【0067】

すると、各受信器 24 では、この受信信号 S_r に分配器 14 からのローカル信号 L を混

10

20

30

40

50

合することによりビート信号 B を生成し信号処理部 30 へ供給する。そして、信号処理部 30 では、ビート信号 B を、サンプリング周期 T_s でサンプリングした後、後述する目標物情報検出処理を実行する。

【0068】

なお、信号処理部 30 では、サンプリング周期 T_s の $1/4$ の選択周期 t_c で受信チャンネル ch_i を順次選択しているため、信号処理部 30 では、ビート信号 B も、図 3 (a) に示すように、各受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ の受信信号 S_r に基づくビート信号 $B_1 \sim B_8$ が時分割多重されたものとなる。

【0069】

そして、信号処理部 30 で、各チャンネル選択する際の選択時間 T_x はいずれも一定 (本第 1 実施形態では $1 \mu s$) であるため、全ての受信チャンネル $ch_1 \sim ch_8$ が一度ずつ選択される選択周期 T_x は、 $T_x = 8 \times t_c (= 8 \mu s)$ となる。

10

【0070】

信号処理部 30 は、変動周期 T_d ごとに、全ての受信チャンネル $ch_1 \sim ch_8$ のビート信号 $B_1 \sim B_8$ を、 $T/T_x (= 512)$ 回ずつサンプリングすることになる。但し、各受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ のサンプリングタイミングは、期間 T_d ずつずれたものとなっている。

【0071】

また、信号処理部 30 においてビート信号をサンプリングする周期 (サンプリング周期 T_s) は、受信アンテナ 22 (及び受信器 24) の各チャンネル ($Ch_1 \sim Ch_8$) を選択する選択時間間隔 t_c の 4 倍 (換言すれば、選択時間間隔 t_c は、サンプリング周期 T_s の $1/4$) となっている。

20

【0072】

(目標物情報検出処理の説明)

ここで、信号処理部 30 が実行する目標物情報検出処理を、図 4 に示すフローチャートに沿って説明する。目標物情報検出処理は、ROM に格納されたプログラムを CPU が読み出して実行することにより実行される。なお、本処理は、送信信号 S_s の一変動周期 T_d 分のサンプリングデータが蓄積されるごとに起動される。

【0073】

本処理が起動されると、まず S110 において、CPU が、蓄積されたサンプリングデータを、受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ ごと、すなわち、同じビート信号 $B_1 \sim B_8$ に基づくものごとに分離する。

30

【0074】

続く、S120 では、S110 にて分離されたサンプリングデータに基づいて、CPU が、複素フーリエ変換 (特に、ここでは高速フーリエ変換のアルゴリズムを適用した複素 FFT) を実行することにより周波数分析を行う。

【0075】

但し、複素 FFT は、サンプリングデータの前半 (上り変調時のデータ) と後半 (下り変調時のデータ) とに分けてそれぞれ行う。そして、この複素 FFT の演算結果として、周波数成分ごとの信号強度及び位相が得られる。

40

【0076】

続く S130 では、CPU が、信号強度がピークとなる周波数成分を抽出し、全ての受信チャンネル ch_i ($i = 1 \sim 8$) について、この抽出された周波数成分 (周波数 f_b) の位相 $\phi_i(f_b)$ を補償する。

【0077】

つまり、信号処理部 30 において、受信チャンネル ch_i が選択される時刻を t_i として、時刻 t_1 からの経過時間 $t_i - t_1 (= (i - 1) \cdot t_c)$ と、受信チャンネル ch_i ごとに予め測定された、各受信チャンネル ch_i の受信アンテナ 22 から受信器 24 に至る経路での受信信号 S_r の位相遅れ量 τ_i に基づき、次の式 8 を用いて、補償された位相 $\phi_i(f_b)$ を算出する。

50

【0078】

$$h_i(f_b) = i(f_b) \cdot H_1 \cdot H_2 \cdots \text{式 8}$$

但し、 $H_1 = \exp\{-j \cdot 2 \cdot f_b \cdot (i - 1) \cdot t_c\}$

$$H_2 = \exp\{-j \cdot i\}$$

そして、S140では、CPUが、全ての受信チャンネルch1～8について上述の周波数分析(S120)及び位相補償(S130)が終了したか否かを判断し、全ての受信チャンネルch1～8について処理を終了するまで、上述のS120、S130を繰り返し実行する。

【0079】

その後、全ての受信チャンネルch1～8について処理を終了し、S140にて肯定判定すると、CPUは、処理をS150に移行して、先のS120にて算出された信号強度に基づき、上り変調時及び下り変調時ごとに、信号強度がピークとなる周波数成分(周波数 f_u, f_d)を抽出し、上述の式1、式2を用いて、目標物体との距離Rや相対速度Vを算出する。

10

【0080】

なお、各変調時とも複数のピークが存在する場合には、例えば、信号強度に基づいてほぼ同じ信号強度のもの同士をペアリングして、このペアリングされたすべてのものについて、距離Rや相対速度Vを算出する。

【0081】

続くS160では、CPUが、先のS130にて補償された位相を、各受信チャンネルch1～8間で比較し、目標物体と各受信アンテナ22との位置関係により生じる反射波の行路差 d_l に基づいた位相差を特定することによって、上述の式5及び式6を用いて目標物体の方位を算出する。

20

【0082】

以上説明したように、本第1実施形態のレーダ装置1においては、各受信チャンネルch1～8のビート信号Bを時分割多重して、サンプリングした後、受信チャンネルch1～8ごとに分離して処理する。

【0083】

(レーダ装置1の特徴)

本第1実施形態では、各受信チャンネルch1～8を、短い周期(ここでは、 $0.25 \mu s$)で順次選択しており、連続した8個のデータは、ほぼ同時に検出したものと見なすことができるため、各受信チャンネルch1～8のビート信号の位相に基づいて方位検出を行うことができ、信号強度のみを用いる場合と比較して、方位検出の精度を向上させることができる。

30

【0084】

さらに、本第1実施形態では、ビート信号のサンプリングタイミングの相違や、受信アンテナ22から受信器24に至る経路の相違に基づいて、受信チャンネルch1～8ごとに生じる位相のずれや遅れを補償し、この補償された位相に基づいて方位情報を算出しているので、これらの要因にかかわらず、高精度な方位検出を行うことができる。

【0085】

また、本第1実施形態では、送信アンテナ16のビーム幅を 20° としたが、受信アンテナ22の中心間の距離が $d_w = 8 [mm]$ に設定されている場合、式6からわかるように、受信アンテナ22は、最大 28.4° ($\pm 14.2^\circ$)の角度範囲の信号を受信できるため、本第1実施形態では、送信アンテナ16のビーム幅を広げるだけで、検出可能な角度範囲を最大 28.4° まで簡単に拡張することができる。

40

【0086】

また、信号処理部30におけるサンプリング周期 T_s の $1/4$ の時間間隔で、複数の受信アンテナ22(ch1～ch8)の配列順に選択するように制御している。

このようなレーダ装置1では、前述のように、目標物体の誤検出を起こさないレーダ装置とすることができる。

50

【 0 0 8 7 】

ここで、受信アンテナ 2 2 のチャンネル間の位相ずれとビート信号 B の周波数の関係について図 5 に基づいて説明する。

受信アンテナ 2 2 の $Ch 1 \sim Ch 8$ を順次選択する時間間隔 t_c (選択時間間隔 t_c)、信号処理部 3 0 におけるビート信号 B のサンプリング周期 T_s の $1/4$ にした場合の受信アンテナ 2 2 のチャンネル間の位相のずれを図 5 に示す。

【 0 0 8 8 】

図 5 に示すようにアップビート信号 B_u の位相ずれは、周波数が上昇するに従って 0° から 45° まで増加し、サンプリング周期 T_s ($1/f_s$) の $1/2$ のナイキスト周波数より高い周波数は、ナイキスト周波数を対称軸として、低い周波数側に折り返され、折返しアップビート信号 $B_{u'}$ となる。

10

【 0 0 8 9 】

折返しアップビート信号 $B_{u'}$ の位相ずれは、見かけ上、周波数が減少するに従って 45° から 90° まで増加する。

同様に、ダウンビート信号 B_d の位相ずれも、ナイキスト周波数 ($1/2 f_s$) までは、周波数が上昇するに従って 0° から -45° まで増加し、折返しダウンビート信号 $B_{d'}$ の位相ずれは、見かけ上、周波数が減少するに従って -45° から -90° まで増加する。

【 0 0 9 0 】

このように、選択周期 t_c をサンプリング周期 T_s の $1/4$ とすることにより、サンプリング周波数 f_s における、受信アンテナ 2 2 の各チャンネル間の位相ずれを 90° とできる。

20

【 0 0 9 1 】

次に、目標物体の検出方位とビート信号の周波数について図 6 に基づいて説明する。図 6 は、目標物体が受信アンテナ 2 2 の正面 (対称物体の方位: 0°)、受信アンテナの各チャンネル間の間隔を 3.92 [mm] とし、選択周期 t_c をサンプリング周期 T_s ($1/f_s$) の $1/4$ としたときの、上り変調時の検出方位と下り変調時の検出方位を示している。

【 0 0 9 2 】

検出方位は、図 6 に示すように、上り変調時 (図 6 中 U_p で示す) では、周波数が上昇するに従って 0° から 7° まで増加し、ナイキスト周波数 ($1/2 f_s$) より高い周波数では、ナイキスト周波数を対称軸として、低い周波数側に折り返され (図 6 中 $U_{p'}$ で示す) $U_{p'}$ の方位は、見かけ上、周波数が減少するに従って 7° から 14° まで増加する。

30

【 0 0 9 3 】

同様に、下り変調時 (図 6 中 D_n で示す) では、周波数が上昇するに従って 0° から -7° まで増加し、ナイキスト周波数 ($1/2 f_s$) より高い周波数では、ナイキスト周波数を対称軸として、低い周波数側に折り返され (図 6 中 $D_{n'}$ で示す) $D_{n'}$ の方位は、見かけ上、周波数が減少するに従って -7° から -14° まで増加する。

【 0 0 9 4 】

このように、サンプリング周波数 f_s でビート信号 B をサンプリングすることによって発生する折返し目標物体 (エリアス) の検出方位が、想定通り離れていることが分かる。

このように、エリアスが発生した場合であっても、その検出方位が、想定通り離れているため、信号処理により、目標物体の方位を正確に検出することができるのである。

40

【 0 0 9 5 】

また、信号処理により目標物体の方位を正確に検出することができるため、一般的に用いられるアンチエリアシングフィルタが不要となるため、レーダ装置 1 を小型化することができる。

【 0 0 9 6 】

[第 2 実施形態]

50

次に、信号処理部 300 において各チャネルを選択周期 t_c で選択する代わりに、受信スイッチ 26 を用いたレーダ装置 2 について図 7 に基づき説明する。なお、第 2 実施形態におけるレーダ装置 2 の構成は、第 1 実施形態におけるレーダ装置 1 の構成と共通しているものが多いため、同じ構成には同じ符号を付して、その説明を省略する。

【0097】

図 7 は、第 2 実施形態におけるレーダ装置 2 の概略の構成を示すブロック図である。図 7 に示すように、受信部 200 は、受信アンテナ 22 及び受信器 24 以外に受信スイッチ 26 及び選択信号生成器 28 を備えている。

【0098】

受信器 24 は、複数の受信アンテナ 22 からの受信信号 S_r にローカル信号 L を混合し、これら信号の差の周波数成分であるビート信号 B を生成する高周波ミキサを備えている。

10

【0099】

受信スイッチ 26 は、受信アンテナ 22 からの受信信号 S_r のいずれかを選択信号 X_r に従って択一的に選択し、受信器 24 へ供給する装置であり、PIN ダイオードスイッチや MESFET (Metal-Semiconductor FET の略) あるいは RF-MEMS スイッチなどの高周波用スイッチが用いられている。

【0100】

選択信号生成器 28 は、受信スイッチ 26 を制御するための選択信号 X_r を生成する選択制御手段としての機器であり、図 8 に示すように、受信器 24 へ受信信号が供給される受信アンテナ 22 が、配列順、すなわち受信チャネル $ch_1 \sim ch_8$ の番号順に従って順番に切り替わるような選択信号 X_r を生成するように構成されている。なお、この選択信号 X_r は、信号処理部 300 へも供給されている。

20

【0101】

選択信号生成器 28 が生成する選択信号 X_r は、受信スイッチ 26 を後述する信号処理部 300 における、ビート信号 B のサンプリング周期 T_s の $1/4$ の時間間隔で、複数の受信アンテナ 22 の配列順に切り替わるよう制御する信号である。

【0102】

つまり、受信部 200 は、各受信アンテナ 22 に対応して 8 つの受信チャネル $ch_1 \sim ch_8$ を有しており、すべての受信チャネル $ch_1 \sim ch_8$ が、単一の受信器 24 を時分割で共用するように構成されている。

30

【0103】

なお、第 1 実施形態のレーダ装置 1 と同様に、図 2 に示すように、アンテナが形成するビームにおいて、正面方向に対する利得の低下が 3 dB 以内の角度範囲をビーム幅と規定し、各受信チャネル $ch_1 \sim ch_8$ の受信アンテナ 22 は、そのビーム幅が、いずれも、送信アンテナ 16 のビーム幅 (本第 2 実施形態では $= 20^\circ$) 全体を含むように設定されている。

【0104】

また、隣接する各受信アンテナ 22 の中心間の距離 d_w は、第 1 実施形態と同様に、上述した式 7 の条件を満たすように $d_w = 8\text{ [mm]}$ に設定されている。

40

信号処理部 300 は、CPU、ROM、RAM 及び I/O からなる周知のマイクロコンピュータを中心に構成され、さらに、選択信号 X_r に同期して動作し、受信部 20 が生成するビート信号 B をサンプリング周期 T_s でデジタルデータに変換するサンプリング手段としての A/D 変換器及び A/D 変換器を介して取り込んだデータについて、高速フーリエ変換 (FFT) を実行するための演算処理装置等 (いずれも図示しない) を備えている。

【0105】

このように構成された本第 2 実施形態のレーダ装置 2 では、発振器 12 が生成した高周波信号を分配器 14 が電力分配することにより送信信号 S_s 及びローカル信号 L が生成され、このうち送信信号 S_s は、送信アンテナ 16 を介してレーダ波として送出される。

50

【0106】

送信アンテナ16から送出されたレーダ波の反射波は、全ての受信アンテナ22にて受信されるが、受信スイッチ26によって選択されている受信チャンネル ch_i ($i = 1 \sim 8$)の受信信号 S_r のみが受信器24へ供給される。

【0107】

すると、受信器24では、この受信信号 S_r に分配器14からのローカル信号 L を混合することによりビート信号 B を生成し信号処理部300へ供給する。そして、信号処理部300では、ビート信号 B を、選択信号 X_r のタイミングに従ってサンプリングした後、後述する目標物情報検出処理を実行する。

【0108】

なお、受信スイッチ26では、選択信号 X_r に従って受信チャンネル ch_i を順次選択している(切り替えている)ため、受信器24には、各受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ の受信信号 S_r が時分割多重されて供給されることになる。

【0109】

その結果、受信器24が生成するビート信号 B も、図3(a)に示すように、各受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ の受信信号 S_r に基づくビート信号 $B_1 \sim B_8$ が時分割多重されたものとなる。

【0110】

そして、受信スイッチ26が受信アンテナ22の各チャンネル($Ch_1 \sim Ch_8$)を選択する選択時間 T_x はいずれも一定(本第2実施形態では $1\mu s$)であるため、全ての受信チャンネル $ch_1 \sim ch_8$ が受信スイッチ26によって一度ずつ選択される選択周期 T_x は、 $T_x = 8 \times t_c (= 8\mu s)$ となる。

【0111】

信号処理部300は、変動周期 T_d ごとに、全ての受信チャンネル $ch_1 \sim ch_8$ のビート信号 $B_1 \sim B_8$ を、 $T/T_x (= 512)$ 回ずつサンプリングすることになる。但し、各受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ のサンプリングタイミングは、期間 T_d ずつずれたものとなっている。

【0112】

また、信号処理部300においてビート信号をサンプリングする周期(サンプリング周期 T_s)は、受信スイッチ26が受信アンテナ22の各チャンネル($Ch_1 \sim Ch_8$)を選択する選択時間間隔 t_c の4倍(換言すれば、選択時間間隔 t_c は、サンプリング周期 T_s の $1/4$)となっている。

【0113】

また、第2実施形態における信号処理部300にて実行される目標物情報検出処理は、 $S130$ において、受信スイッチ26により受信チャンネル ch_i が選択される時刻を t_i として、時刻 t_1 からの経過時間 $t_i - t_1 (= (i - 1) \cdot t_c)$ と、受信チャンネル ch_i ごとに予め測定された、各受信チャンネル ch_i の受信アンテナ22から受信器24に至る経路での受信信号 S_r の位相遅れ量 τ_i に基づき、式8を用いて、補償された位相 $h_i(f_b)$ を算出することを除けば、第1実施形態における処理と同じであるため、その詳細な説明は省略する。

【0114】

以上説明したように、本第2実施形態のレーダ装置2においては、第1実施形態のレーダ装置1と異なり、各受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ の受信信号 S_r を、受信スイッチ26を介して時分割で受信器24に供給し、また、信号処理部300では、受信器24から供給される時分割多重されたビート信号を、サンプリングした後、受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ ごとに分離して処理する。

【0115】

(レーダ装置2の特徴)

このように、第2実施形態のレーダ装置2は、第1実施形態のレーダ装置1と同じ特徴を有する他、各受信チャンネル $ch_1 \sim 8$ が受信器24を時分割で共用するようにされてい

10

20

30

40

50

るので、高価な受信器 24 を多数設ける必要がなく、装置を小型かつ安価に構成できる。

【 0 1 1 6 】

[その他の実施形態]

以上、本発明の実施形態について説明したが、本発明は、本実施形態に限定されるものではなく、種々の態様を採ることができる。

(1) 上記実施形態では、ビート信号のサンプリングの際、複数 (8 個) の受信器 24 又は受信アンテナ 22 を、ビート信号のサンプリング周期 T_s の $1/4$ の選択周期 t_c で順次選択していたが、選択周期 t_c はサンプリング周期 T_s の $1/2$ 未満であれば、検出精度が多少劣化するものの、エリアスが発生しないため、目標物体の誤検出を起こさないレーダ装置とすることができる。

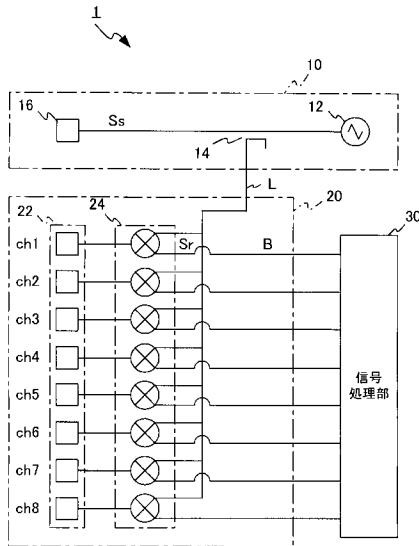
(2) 上記実施形態では、受信アンテナ 22 を複数のホーンアンテナで構成したが、使用する周波数や設置スペースによって、例えば、パッチアンテナなど他の形態や特性を有するアンテナとしてもよい。

【 符号の説明 】

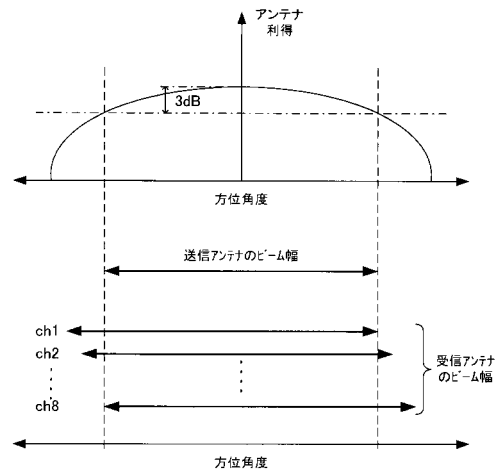
【 0 1 1 7 】

1, 2 ... レーダ装置、 10 ... 送信部、 12 ... 発振器、 14 ... 分配器、 16 ... 送信アンテナ、 20, 200 ... 受信部、 22 ... 受信アンテナ、 24 ... 受信器、 26 ... 受信スイッチ、 28 ... 選択信号生成器、 30, 300 ... 信号処理部。

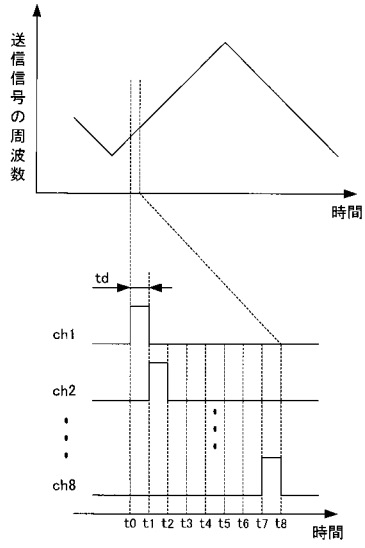
【 図 1 】



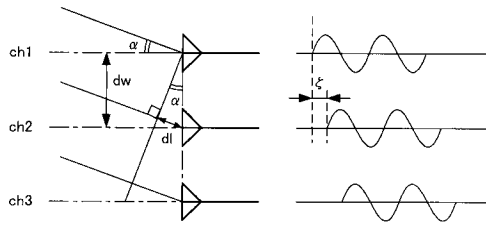
【 図 2 】



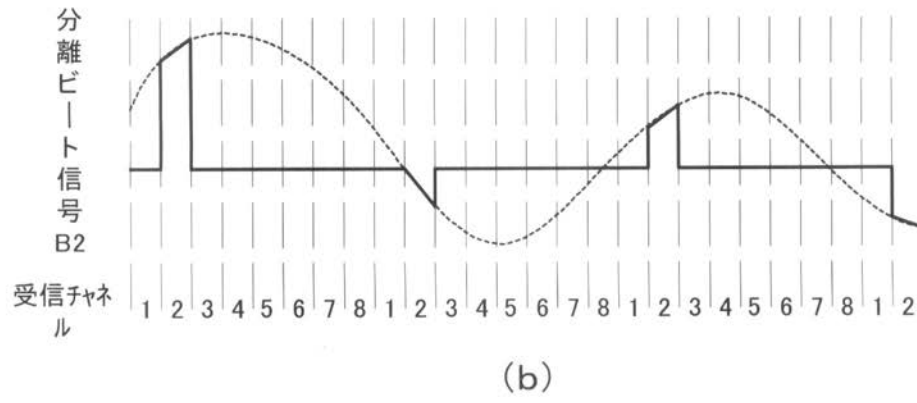
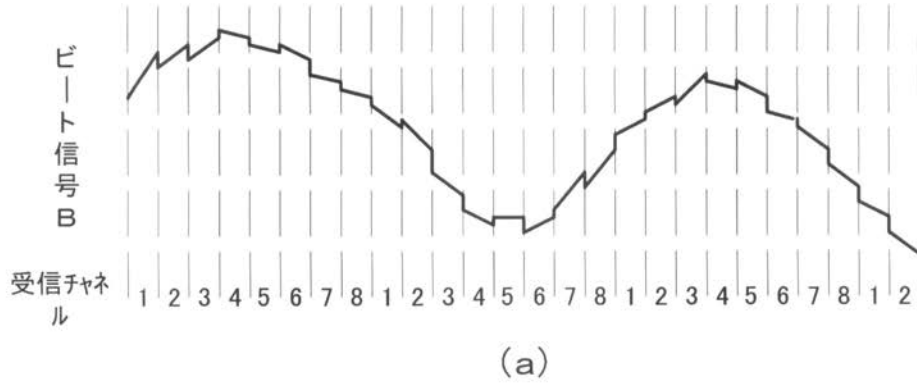
【 図 8 】



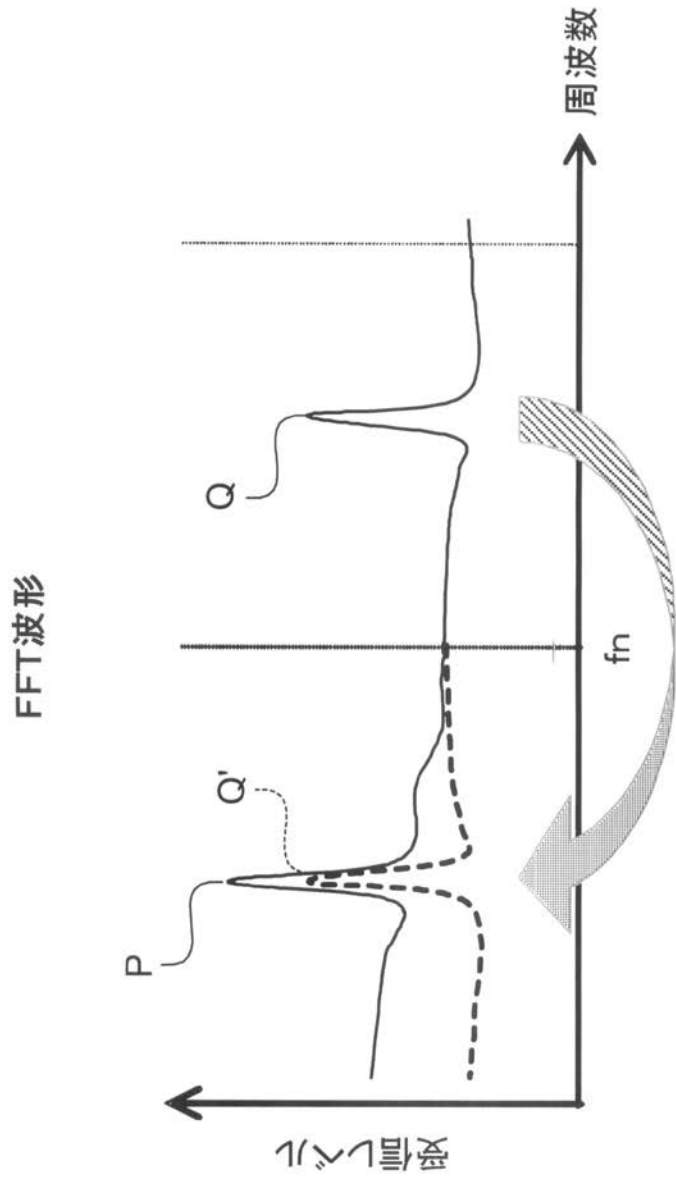
【 図 1 3 】



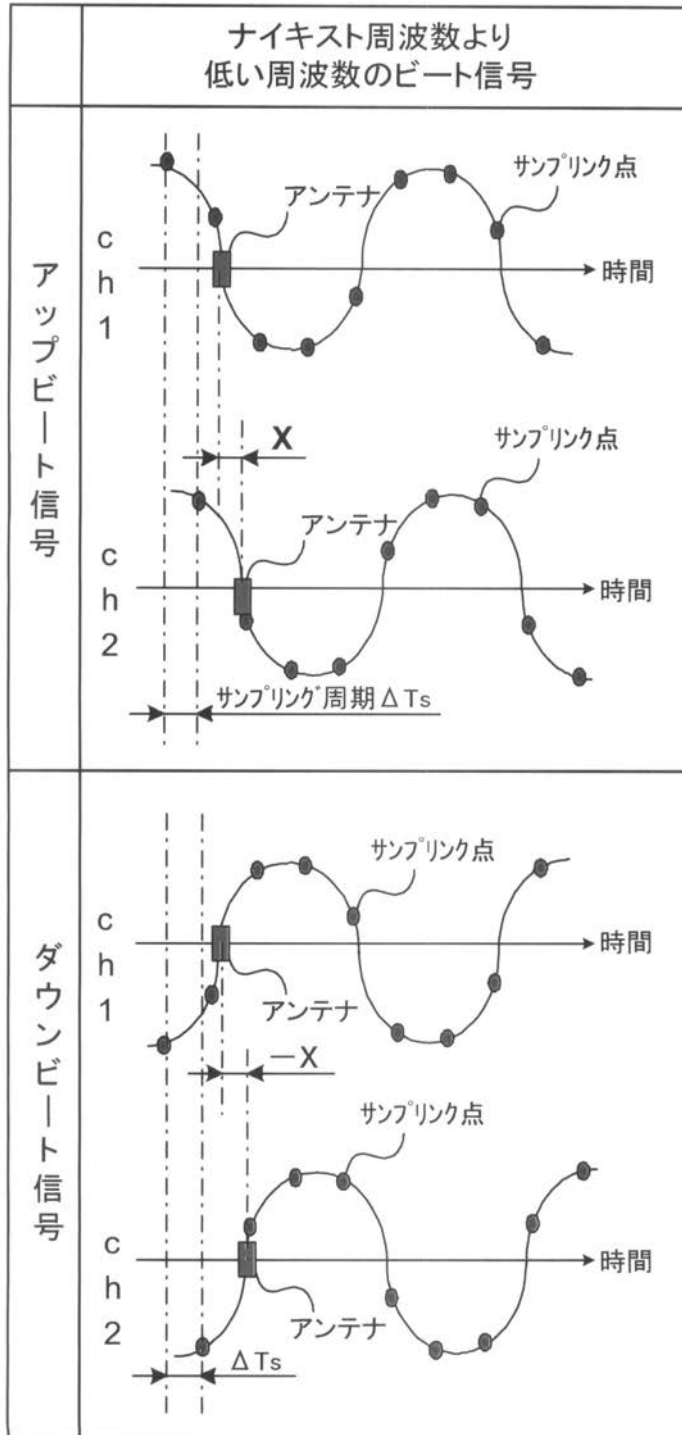
【図3】



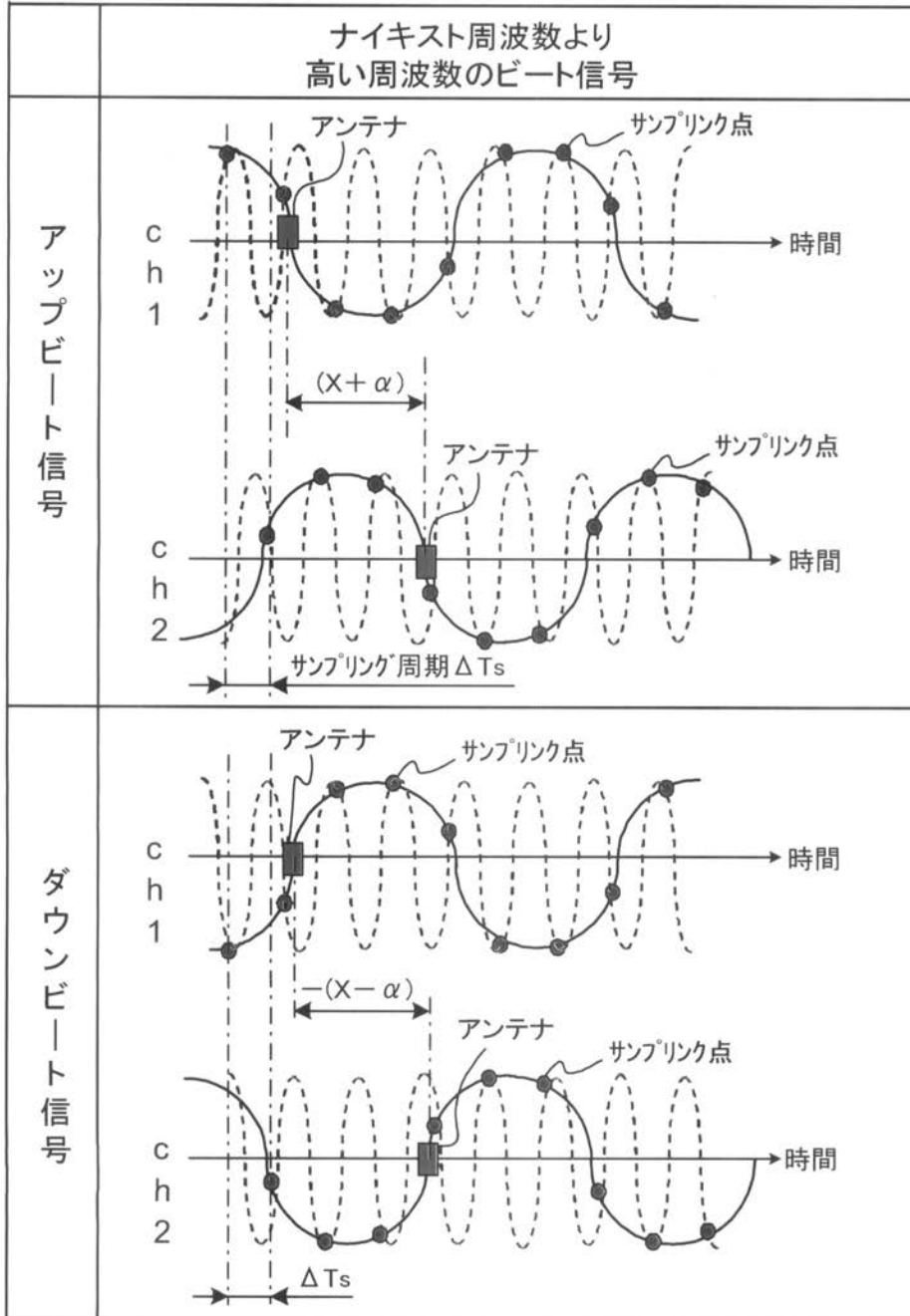
【 図 9 】



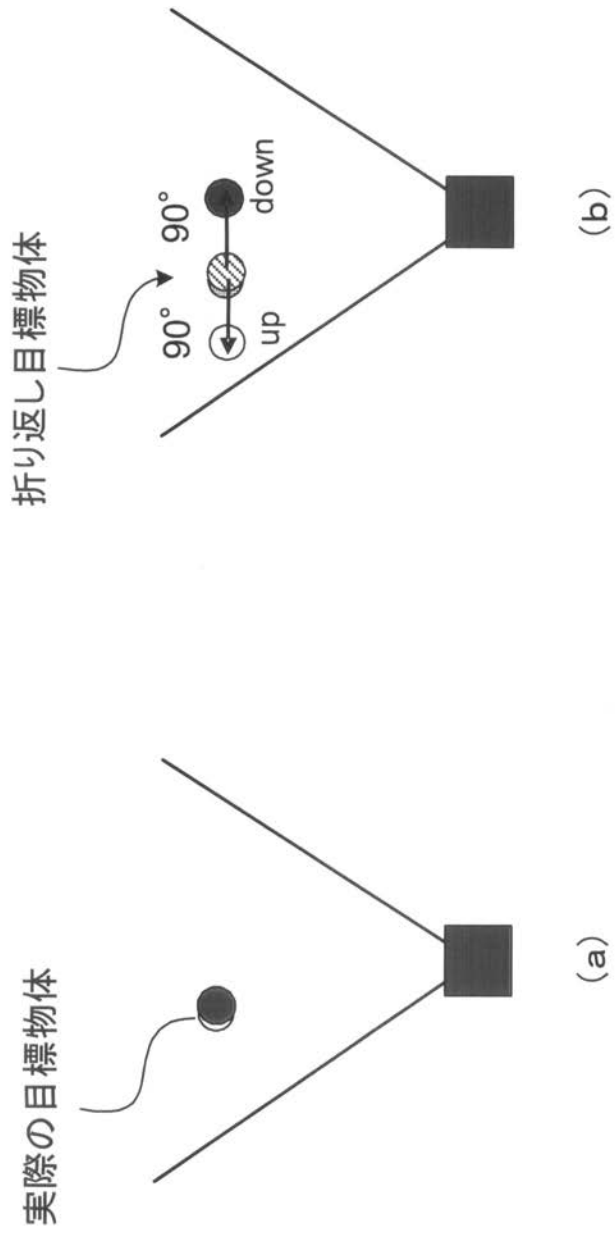
【図10】



【図 1 1】



【 図 1 2 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J070 AB19 AB24 AC01 AC02 AC06 AC11 AD02 AD06 AH31 AH35
AK22