

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4821379号  
(P4821379)

(45) 発行日 平成23年11月24日(2011.11.24)

(24) 登録日 平成23年9月16日(2011.9.16)

(51) Int.Cl. F I  
 H O 4 L 27/38 (2006.01) H O 4 L 27/00 G  
 H O 4 L 27/22 (2006.01) H O 4 L 27/22 Z

請求項の数 4 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2006-64684 (P2006-64684)	(73) 特許権者	000002945
(22) 出願日	平成18年3月9日(2006.3.9)		オムロン株式会社
(65) 公開番号	特開2007-243724 (P2007-243724A)		京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町
(43) 公開日	平成19年9月20日(2007.9.20)		801番地
審査請求日	平成21年1月14日(2009.1.14)	(74) 代理人	100067747
			弁理士 永田 良昭
		(74) 代理人	100121603
			弁理士 永田 元昭
		(74) 代理人	100135781
			弁理士 西原 広徳
		(72) 発明者	小原 英行
			京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町
			801番地 オムロン株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 復調装置、距離測定装置、およびデータ受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信した受信信号を同相成分である I 信号と直交成分である Q 信号とにより復調する復調装置であって、

受信信号の位相を 90 度の位相にシフトする位相シフト手段と、

前記受信信号と 90 度シフトされた位相の受信信号とをそれぞれ復調して第 1 復調信号と第 2 復調信号とを取得する復調手段と、

前記第 1 復調信号と前記第 2 復調信号とを合成して合成信号を取得する合成手段とを備え、

前記合成手段を、前記第 1 復調信号の位相と前記第 2 復調信号の位相とを加算して 2 で除算する構成にした

復調装置。

【請求項2】

受信した受信信号を同相成分である I 信号と直交成分である Q 信号とにより復調する復調装置であって、

受信信号の位相を 90 度の位相にシフトする位相シフト手段と、

前記受信信号と 90 度シフトされた位相の受信信号とをそれぞれ復調して第 1 復調信号と第 2 復調信号とを取得する復調手段と、

前記第 1 復調信号と前記第 2 復調信号とを合成して合成信号を取得する合成手段とを備え、

10

20

前記合成手段を、前記第 1 復調信号における I 成分を Q 成分で除算した第 1 演算信号と、第 2 復調信号における I 成分を Q 成分で除算した第 2 演算信号とを用いて、前記第 1 演算信号を前記第 2 演算信号で除算し - 1 を乗算して得た値の平方根を求める構成にした復調装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 の何れか 1 つに記載の復調装置と、  
 応答要求信号を送信する信号送信手段と、  
 該応答要求信号に  
 応答した非接触 IC タグの応答信号を受信してこの受信信号による前記合成信号の位相に基づいて前記非接触 IC タグまでの距離を推定する距離推定手段とを備えた  
 距離測定装置。

10

【請求項 4】

請求項 1 または 2 の何れか 1 つに記載の復調装置と、  
 前記位相シフト手段でシフトした位相の角度の半分だけ前記合成信号の位相を 0 度の位相側へシフトして復元信号とする復元手段と、  
 該復元信号を多値デジタル復調してデータ化するデータ化手段とを備えた  
 データ受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、例えば、I 信号と Q 信号とによる復調により信号の位相を取得するような復調装置、距離測定装置、およびデータ受信装置に関する。

20

【背景技術】

【0002】

従来、電波や光などの電磁波を同相成分である I 信号と直交成分である Q 信号とにより復調し、復調後の振幅から位相を求める技術が提供されている。このように位相を求めることで、位相差を利用した距離測定や、位相の多値デジタル変換を利用したデータ通信等を行うことができる。

【0003】

ここで、復調に I 信号と Q 信号とを利用する場合、I 信号と Q 信号との利得差が生じてしまう。このため、上記利得差に対して何らかの手当てをしないと正確な位相が求められないという問題がある。正確な位相が求められなければ、例えば、距離測定で測定誤差が大きくなり、また、データ通信で一度に通信できるデータ量が少なくなる。このため、I 信号と Q 信号との利得差をなくすことが好ましかった。

30

【0004】

一方、I 信号と Q 信号との利得差による誤差を補正できるものとして、実データを座標毎にグループ化し、それぞれで楕円方程式の振幅と中心座標のパラメータを推定し、このパラメータに基づいて誤差の補正を自動的に行う移動通信端末機が提案されている（特許文献 1 参照）。

【0005】

しかし、このような方法では、アルゴリズムが複雑になり、また温度変化や経時変化に対してパラメータの推定精度が低下する問題がある。

40

【0006】

【特許文献 1】特開平 7 - 3 2 7 0 5 9 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

この発明は、上述の問題に鑑み、I 信号と Q 信号との利得差による精度低下を防止できる復調装置、距離測定装置、およびデータ受信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】

50

## 【 0 0 0 8 】

この発明は、受信した受信信号を同相成分である I 信号と直交成分である Q 信号とにより復調する復調装置であって、受信信号の位相を 90 度の位相にシフトする位相シフト手段と、前記受信信号と 90 度シフトされた位相の受信信号とをそれぞれ復調して第 1 復調信号と第 2 復調信号とを取得する復調手段と、前記第 1 復調信号と前記第 2 復調信号とを合成して合成信号を取得する合成手段とを備え、前記合成手段を、前記第 1 復調信号の位相と前記第 2 復調信号の位相とを加算して 2 で除算する構成にすることができる。

## 【 0 0 0 9 】

またこの発明は、受信した受信信号を同相成分である I 信号と直交成分である Q 信号とにより復調する復調装置であって、受信信号の位相を 90 度の位相にシフトする位相シフト手段と、前記受信信号と 90 度シフトされた位相の受信信号とをそれぞれ復調して第 1 復調信号と第 2 復調信号とを取得する復調手段と、前記第 1 復調信号と前記第 2 復調信号とを合成して合成信号を取得する合成手段とを備え、前記合成手段を、前記第 1 復調信号における I 成分を Q 成分で除算した第 1 演算信号と、第 2 復調信号における I 成分を Q 成分で除算した第 2 演算信号とを用いて、前記第 1 演算信号を前記第 2 演算信号で除算し - 1 を乗算して得た値の平方根を求める構成にすることができる。

## 【 0 0 1 0 】

またこの発明は、前記復調装置と、応答要求信号を送信する信号送信手段と、該応答要求信号に回答した非接触 IC タグの応答信号を受信してこの受信信号による前記合成信号の位相に基づいて前記非接触 IC タグまでの距離を位相差により推定する距離推定手段とを備えた距離測定装置とすることができる。

## 【 0 0 1 1 】

またこの発明は、前記復調装置と、前記位相シフト手段でシフトした位相の角度の半分だけ前記合成信号の位相を 0 度の位相側へシフトして復元信号とする復元手段と、該復元信号を多値デジタル復調してデータ化するデータ化手段とを備えたデータ受信装置とすることができる。

## 【 発明の効果 】

## 【 0 0 1 2 】

この発明により、I 信号と Q 信号との利得差による精度低下を防止できる復調装置、距離測定装置、およびデータ受信装置を提供できる。

## 【 発明を実施するための最良の形態 】

## 【 0 0 1 3 】

この発明の一実施形態を以下図面と共に説明する。

図 1 は、距離測定装置 1 のブロック図を示す。

距離測定装置 1 は、PLL 部 3、発振器 4、変調部 5、電力増幅部 6、送信アンテナ 7、コントローラ部 9、復調ユニット 10、受信アンテナ 11、距離推定部 12、および増幅器 13、14 で構成されている。

## 【 0 0 1 4 】

復調ユニット 10 は、1 つの IC チップとしてユニット化されており、位相シフト部 21、位相切替部 22、BPF (Band - Pass Filter) 23、および直交復調器 24、25 で構成されている。そして、位相シフト部 21 の前段に基準信号入力端子 10a が設けられ、位相切替部 22 の前段に受信信号入力端子 10b が設けられ、直交復調器 24 の後段に I 信号出力端子 10d が設けられ、直交復調器 25 の後段に Q 信号出力端子 10e が設けられている。また、位相切替部 22 の前段には、切り替え制御用の制御信号を入力させる制御信号入力端子 10c が設けられている。

## 【 0 0 1 5 】

各構成について説明すると、コントローラ部 9 が通信制御も含めた各種制御を実行し、PLL 部 3 は発振する周波数の切り替えを行い、この切り替えられた周波数の基準信号を発振器 4 が変調部 5、位相シフト部 21、および直交復調器 24、25 に入力する。

## 【 0 0 1 6 】

10

20

30

40

50

変調部 5 は、コントローラ部 9 から送信データを受け取り、この送信データを基準信号で変調して送信信号を作成し、この送信信号を電力増幅部 6 に入力する。

電力増幅部 6 は、受け取った送信信号を増幅して送信アンテナ 7 に送り、この送信アンテナ 7 が送信信号を送信する。

【 0 0 1 7 】

受信アンテナ 1 1 は、距離測定の対象物である非接触 I C タグが前記送信信号に応答した応答信号を受信信号として受信し、位相切替部 2 2 に受信信号を入力する。

位相切替部 2 2 は、距離推定部 1 2 の制御に従って、受信信号にディレイをかけて位相を  $90^\circ$  遅らす処理を行う。従って、前記受信信号を B P F 2 3 に入力するに際して、そのままの位相である  $0^\circ$  の位相で入力し、また、受信信号にディレイをかけて位相を  $90^\circ$  遅らせた  $90^\circ$  の位相で入力する。

10

【 0 0 1 8 】

B P F 2 3 は、入力された  $0^\circ$  や  $90^\circ$  の位相の受信信号から不要帯域のノイズ成分を除去し、直交復調器 2 4 , 2 5 に入力する。

【 0 0 1 9 】

直交復調器 2 4 は、発振器 4 から受け取った基準信号と、B P F 2 3 から受け取った受信信号との I 成分 (同相成分: *In phase component*) の位相差を周波数変換して増幅器 1 3 に入力する。

【 0 0 2 0 】

直交復調器 2 5 は、位相シフト部 2 1 を介して発振器 4 から受け取った  $90^\circ$  位相シフトされた基準信号と、B P F 2 3 から受け取った受信信号との Q 成分 (直交成分: *Quadrature component*) の位相差を周波数変換して増幅器 1 4 に入力する。

20

【 0 0 2 1 】

位相シフト部 2 1 は、発振器 4 から受け取った基準信号の位相を常に  $90^\circ$  シフトして直交復調器 2 5 に入力する。

【 0 0 2 2 】

増幅器 1 3 , 1 4 は、低域通過フィルタ (L P F : *Low - Pass Filter*) や高域通過フィルタ (H P F : *High - Pass Filter*) 等のフィルタで構成されており、直交復調器 2 4 , 2 5 からそれぞれ入力された I 信号および Q 信号を増幅して距離推定部 1 2 に入力する。

30

【 0 0 2 3 】

距離推定部 1 2 は、受信した I 信号と Q 信号から位相を算出して比較し、距離を推定する。この距離の推定に際して、利得差 を低減する第 1 の方法として、 $0^\circ$  の受信信号と、位相切替部 2 2 でシフトされた  $90^\circ$  の受信信号とを加算して 2 で除算した平均信号を作成することでノイズを除去する処理も実行する。

なお、上記第 1 の方法の代わりに、利得差 を消去する第 2 の方法として、 $0^\circ$  の受信信号における I 成分 を Q 成分 で除算した第 1 演算信号と、位相切替部 2 2 でシフトされた  $90^\circ$  の受信信号における I 成分 を Q 成分 で除算した第 2 演算信号とを用いて、前記第 1 演算信号を前記第 2 演算信号で除算し、 $-1$  を乗算して得た値の平方根を求めることでノイズを除去する処理を実行する構成にしてもよい。

40

【 0 0 2 4 】

図 2 は、受信信号の位相と  $90^\circ$  位相シフトした信号の位相と平均位相との関係を示す説明図であり、図 3 は、Q 信号が大きい場合に平均位相を取ることで I 信号と Q 信号との利得差による影響を防止することを説明する説明図である。

【 0 0 2 5 】

図 2 に示すように、受信アンテナ 1 1 (図 1 参照) で受信した位相  $0^\circ$  の受信信号の初期位相 A 1 が第 1 象限 E 1 に位置していたとすると、位相切替部 2 2 (図 1 参照) によって受信信号の位相を  $90^\circ$  シフトしたシフト信号のシフト位相 B 1 は第 2 象限 E 2 に位置する。初期位相 A 1 とシフト位相 B 1 とを加算して 2 で除算することにより平均を取った

50

平均位相 C 1 は、初期位相 A 1 とシフト位相 B 1 の中間に位置する。

【 0 0 2 6 】

図 3 に示すように、例えば、Q 信号が I 信号より大きい場合を考えると、本来であれば初期位相 A 1 となるべきものが I 信号と Q 信号との利得差によって + 側に変化して初期位相 A 2 となる。一方、初期位相 A 2 の位相を 90°シフトしたシフト位相 B 2 は、初期位相 A 2 とは逆の象限である第 2 象限 E 2 に位置しているため、本来のシフト位相 B 1 より - 側に変化している。そうすると、初期位相 A 2 とシフト位相 B 2 とを加算して 2 で除算した平均位相 C 2 は、+ 側の变化と - 側の变化が相殺されて本来の平均位相 C 1 とほぼ同一となり、I 信号と Q 信号の利得差による影響を回避できる。

【 0 0 2 7 】

このように平均位相 C 2 が平均位相 C 1 とほぼ同一となって I 信号と Q 信号の利得差をキャンセルできることについて説明する。

まず、利得差の影響を低減できる第 1 の方法について、以下に数式 1 から 5 を用いて説明する。

【 0 0 2 8 】

前記初期位相 A 1 の位相を  $\phi_{0deg}$ 、前記初期位相 A 2 の位相を  $\phi'_{0deg}$ 、前記シフト位相 B 1 の位相を  $\phi_{90deg}$ 、前記シフト位相 B 2 の位相を  $\phi'_{90deg}$  とすると、次に示す数式 1 ~ 4 で求められる。

【 0 0 2 9 】

【数 1】

$$\phi_{0deg} = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right)$$

【 0 0 3 0 】

【数 2】

$$\phi'_{0deg} = \tan^{-1}\left(\frac{\alpha \cdot Q}{I}\right)$$

【 0 0 3 1 】

【数 3】

$$\phi_{90deg} = \tan^{-1}\left(-\frac{I}{Q}\right)$$

【 0 0 3 2 】

10

20

30

40

50

【数4】

$$\phi'_{90\text{deg}} = \tan^{-1}\left(-\frac{\alpha \cdot I}{Q}\right)$$

10

そうすると、平均位相 C 2 の位相  $\phi_{AVE}$  は、次に示す数式 5 で求められる。

【0033】

【数5】

$$\phi_{AVE} = \frac{(\phi'_{0\text{deg}} + \phi'_{90\text{deg}})}{2} = \frac{\tan^{-1}\left(\frac{\alpha \cdot Q}{I}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\alpha \cdot I}{Q}\right)}{2}$$

20

【0034】

次に、I 信号と Q 信号の利得差である  $\alpha$  の影響を消去できる第 2 の方法を、以下に数式 6 から 11 を用いて説明する。

まず、 $Q/I$  を I 信号系統と Q 信号系統に利得差がない場合の I と Q の比の真値とすると、この比である R は、次の数式 6 に示すように定義できる。

【0035】

【数6】

$$R = \frac{Q}{I}$$

30

I 信号系統の利得に対する Q 信号系統の利得の割合を  $\alpha$  (未知数) とし、位相切替部 22 において受信信号に対する位相シフト量が  $0^\circ$  である場合の Q 信号と I 信号の振幅比の観測値を  $R_{0\text{deg}}$  とすると、次の数式 7 が得られる。

【0036】

【数7】

40

$$R_{0\text{deg}} = \frac{\alpha \cdot Q}{I} = \alpha \cdot R$$

また、位相切替部 22 において受信信号に対する位相シフト量が  $90^\circ$  である場合の Q 信号と I 信号の振幅比の観測値を  $R_{90\text{deg}}$  とすると、次の数式 8 が得られる。

【0037】

50

【数 8】

$$R_{90\text{deg}} = -\frac{\alpha \cdot I}{Q} = -\frac{\alpha}{R}$$

これらの数式に基づいて、 $R_{0\text{deg}}$ 、 $R_{90\text{deg}}$ から $R$ を得る式に を含まない式が次のよ  
うに求められる。 10

まず、上述の数式7と数式8の両辺をそれぞれ割り算すると、次の数式9が得られる。

【0038】

【数9】

$$\frac{R_{0\text{deg}}}{R_{90\text{deg}}} = \alpha \cdot R / (-\alpha / R) = -R^2$$

20

したがって、真の値である $R$ は、次の数式10で求められる。

【0039】

【数10】

$$R = \sqrt{-\frac{R_{0\text{deg}}}{R_{90\text{deg}}}}$$

30

そうすると、真の位相である は次の数式11で求められる。

【0040】

【数11】

$$\theta = \tan^{-1}(R) = \tan^{-1}\left(\sqrt{-\frac{R_{0\text{deg}}}{R_{90\text{deg}}}}\right)$$

40

この方式で を求めることで、I信号系統の利得に対するQ信号系統の利得の割合の影響を受けず、位相が高精度に求められることになる。従って、距離測定装置1によってをもとに算出される距離の精度が向上する。また、 に関する誤差が無くなるので、多値位相変調方式のデータ受信装置に応用した場合に、多値位相変調方式における信号点配置を位相平面上で高密度にすることができ、データ通信速度を向上させることができる。 50

## 【 0 0 4 1 】

図 4 は距離測定装置 1 の距離測定動作のフローチャートを示し、図 5 は非接触 I C タグ 3 0 までの距離を測定する際の信号の流れを示すイメージ図であり、図 6 は信号を復調する際のイメージ図を示す。

## 【 0 0 4 2 】

距離測定装置 1 のコントローラ部 9 は、リーダライタ ( R / W ) として機能する距離測定装置 1 から非接触 I C タグ 3 0 に対して応答を要求する R / W 要求信号 3 3 ( 図 5 参照 ) を出力する ( ステップ S 1 ) 。このとき、 R / W 要求信号 3 3 の周波数  $f$  を第 1 周波数  $f_1$  ( 図 6 参照 ) に固定して送信する。

## 【 0 0 4 3 】

コントローラ部 9 は、第 1 周波数  $f_1$  にて非接触 I C タグ 3 0 に C W ( コンティニユアスウェイブ ) を送信する ( ステップ S 2 ) 。この C W は、信号の載っていない連続したサイン波である。このとき、この C W を受けた非接触 I C タグ 3 0 は、第 1 周波数  $f_1$  でタグ応答信号 3 5 を送信する。

## 【 0 0 4 4 】

距離測定装置 1 は、第 1 周波数  $f_1$  での非接触 I C タグ 3 0 の応答信号を受信アンテナ 1 1 で受信する ( ステップ S 3 ) 。そして、この第 1 周波数  $f_1$  での受信信号を第 1 周波数  $f_1$  での基準信号 4 1 ( 図 5 参照 ) により復調し、データを取り込む ( ステップ S 4 ) 。

## 【 0 0 4 5 】

距離測定装置 1 は、距離推定部 1 2 の制御によって位相切替部 2 2 を  $0^\circ$  から  $90^\circ$  に切り替え、切り替え後の第 1 周波数  $f_1'$  ( 図 6 参照 ) の受信信号を復調し、データを取り込む ( ステップ S 5 ) 。このとき、非接触 I C タグ 3 0 が第 1 周波数  $f_1$  で信号送信を行うワンフレームの処理内で、距離測定装置 1 の位相切替部 2 2 が位相の切り替えを行う。つまり、非接触 I C タグ 3 0 から見て 1 つの信号を送信している間に、距離測定装置 1 は  $0^\circ$  の位相でのデータ取り込みと  $90^\circ$  の位相でのデータ取り込みの 2 通りのデータ取り込みを行う。

## 【 0 0 4 6 】

距離測定装置 1 は、予め定められた一定時間が経過するまで待機し ( ステップ S 6 : N O ) 、一定時間が経過すると ( ステップ S 6 : Y E S ) 、全周波数について終了したか確認する ( ステップ S 7 ) 。

## 【 0 0 4 7 】

全周波数 ( 本実施の形態では、第 1 周波数  $f_1$  から第 3 周波数  $f_3$  までの 3 つの周波数 ) について終了してなかった場合 ( ステップ S 7 : N O ) 、周波数  $f$  を次の周波数 ( 例えば、第 2 周波数  $f_2$  ) に切り替え、ステップ S 1 に処理を戻す。

## 【 0 0 4 8 】

全周波数について終了していた場合 ( ステップ S 7 : Y E S ) 、距離推定部 1 2 は、各周波数の I 信号と Q 信号のデータより位相を算出する ( ステップ S 9 ) 。このとき、各周波数  $f$  について、  $0^\circ$  の位相で取得した周波数  $f$  を復調したデータと、  $90^\circ$  の位相で取得した周波数  $f'$  を復調したデータを加算して 2 で除算した平均位相のデータをそれぞれ算出する。

## 【 0 0 4 9 】

そして、距離推定部 1 2 は、求めた平均位相から距離を計算し ( ステップ S 1 0 ) 、処理を終了する。

## 【 0 0 5 0 】

以上の構成および動作により、 I 信号と Q 信号の利得差による影響を殆ど受けることのない距離測定を実現できる。従って、高精度の距離測定を実現することができる。

## 【 0 0 5 1 】

具体的には、従来であれば、図 7 ( A ) に示すように、上下  $3^\circ$  程度の位相誤差が出ていたため、数十 cm 以上 ( 最大 8 0 cm ) 程度の誤差が出ていたが、上述の距離測定装置 1 により、図 7 ( B ) に示すように、上下  $0.04^\circ$  程度の位相誤差となり、測定距離の

10

20

30

40

50



誤差を数 cm 程度にまで激減させることができる。特に、従来最も誤差が大きかった  $\pm 45^\circ$ 、 $\pm 135^\circ$  の位相で誤差を最小にすることができる。

【0052】

また、この距離測定装置 1 は、I 信号と Q 信号との利得差を事前に測定する必要がなく、綿密な事前調査等を行うことなく容易に使用することができる。

【0053】

また、 $90^\circ$  位相をシフトすることで I 信号と Q 信号との利得差をその都度適切にキャンセルでき、温度変化や経時変化等による影響を受けることなく常時精度良く復調を行うことができ、常時精度良く距離測定を行える。

【0054】

なお、上述した距離測定装置 1 は、図 8 に示すように、位相切替部 22 を発振器 4 と位相シフト部 21 の間に備える構成にしてもよい。この場合でも、上述した実施例と同一の効果を得ることができる。

【0055】

また、距離推定部 12 の代わりに、図 9 に示すようにデータ復号部 29 を備えて受信データ復号装置 28 を構成しても良い。この場合、データ復号部 29 では、 $0^\circ$  の受信信号と、位相切替部 22 でシフトされた  $90^\circ$  の受信信号とを加算して 2 で除算した平均信号を作成し、この平均信号をさらに  $45^\circ$  I 信号側へ戻すことでノイズを除去して信号を復元する処理も実行すると良い。そして、このノイズ除去を行った復元信号に対して多値位相変調方式の多値デジタル復調を実行しデータ化し、このデータを記憶部に一時記憶するとよい。これにより、I 信号と Q 信号との利得差による影響の少ない受信データ復号装置 28 を提供することができる。そして、上記利得差による影響が少ないことから、一信号に含まれるビット数の数を増やすことができ、かつビット数を増やしても精度良く復調することができる。従って、多量のデータを一括送信して通信速度を向上させることができる。

【0056】

また、図 8 および図 9 に仮想線で示すように、距離推定部 12 や受信データ復号装置 28 の後段に表示部 27 を備えても良い。この場合、利得差 をもとに距離測定装置 1 や受信データ復号装置 28 の回路内部に発生したゲインのアンバランスを自己診断することができ、この自己診断の結果を表示部 27 に表示することができる。

【0057】

詳述すると、上述した数式 7 と数式 8 の両辺をそれぞれ掛け算して得られる方程式を解くと、未知数である  $\alpha$  が次のように求められる。

【0058】

【数 12】

$$\alpha = \sqrt{-R_{0 \text{ deg}} \cdot R_{90 \text{ deg}}}$$

この  $\alpha$  の値を、本方式を用いた距離測定装置 1 または受信データ復号装置 28 が検出できるので、これらの装置が内部回路に発生したゲインのアンバランスを自己診断することが可能となる。

【0059】

また、距離測定装置 1 は、 $0^\circ$  と  $90^\circ$  の受信信号の平均を取った平均信号のレベルが小さい場合に、図 10 に示すように距離推定部 12 で平均信号 K の位相をシフト信号 L となるよう  $45^\circ$  シフトする構成にしてもよい。ここで、平均信号のレベルが小さい場合は、整数を「n」とすると平均信号の位相が「 $\pm n / 2$ 」の範囲に入るとすること

10

20

30

40

50

ができる。これにより、I 信号および Q 信号のレベルが大きくなり、量子化誤差や S / N 比低下の影響を受けることでの位相精度の低下を改善することができる。特に、I 信号と Q 信号との利得差 が 1 である場合に高い効果を得ることができる。

【 0 0 6 0 】

また、非接触 I C タグ 3 0 が送信するワンフレームの信号で、位相が 0 ° と 9 0 ° の受信信号を取得したが、これにこだわらず、例えば非接触 I C タグ 3 0 が第 1 周波数 f 1 の信号を二回送信し、距離測定装置 1 が、一回目は 0 ° の位相で処理し、二回目は位相を 9 0 ° シフトして処理する構成にしてもよい。

【 0 0 6 1 】

また、B P F 2 3 は、位相切替部 2 2 の後段に設けたが、位相切替部 2 2 の前段に設けても良い。

【 0 0 6 2 】

この発明の構成と、上述の実施形態との対応において、この発明の復調装置は、実施形態の距離測定装置 1 および受信データ復号装置 2 8 に対応し、

以下同様に、

信号送信手段は、送信アンテナ 7 に対応し、

合成手段および距離推定手段は、距離推定部 1 2 に対応し、

位相シフト手段および位相切替手段は、位相切替部 2 2 に対応し、

復調手段は、直交復調器 2 4 , 2 5 に対応し、

データ受信装置は、受信データ復号装置 2 8 に対応し、

復元手段およびデータ化手段は、データ復号部 2 9 に対応し、

応答要求信号は、R / W 要求信号 3 3 に対応し、

受信信号は、タグ応答信号 3 5 に対応し、

第 1 位相は、0 ° の位相に対応し、

第 2 位相は、9 0 ° の位相に対応し、

第 1 復調信号は、第 1 周波数 f 1 を復調して得たデータに対応し、

第 2 復調信号は、第 1 周波数 f 1 ' を復調して得たデータに対応し、

合成信号は、平均位相のデータに対応するも、

この発明は、上述の実施形態の構成のみに限定されるものではなく、多くの実施の形態を得ることができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 6 3 】

【 図 1 】 距離測定装置のブロック図。

【 図 2 】 位相の関係を示す説明図。

【 図 3 】 平均位相の効果を説明する説明図。

【 図 4 】 距離測定装置の距離測定動作を示すフローチャート。

【 図 5 】 距離を測定する際の信号の流れを示すイメージ図。

【 図 6 】 信号を I 信号と Q 信号とにより復調する際のイメージ図。

【 図 7 】 位相誤差の説明図。

【 図 8 】 他の構成の距離測定装置のブロック図。

【 図 9 】 受信データ復号装置のブロック図。

【 図 1 0 】 他の実施例の説明図。

【 符号の説明 】

【 0 0 6 4 】

1 ... 距離測定装置

7 ... 送信アンテナ

1 0 ... 復調ユニット

1 0 a ... 基準信号入力端子

1 0 b ... 受信信号入力端子

10

20

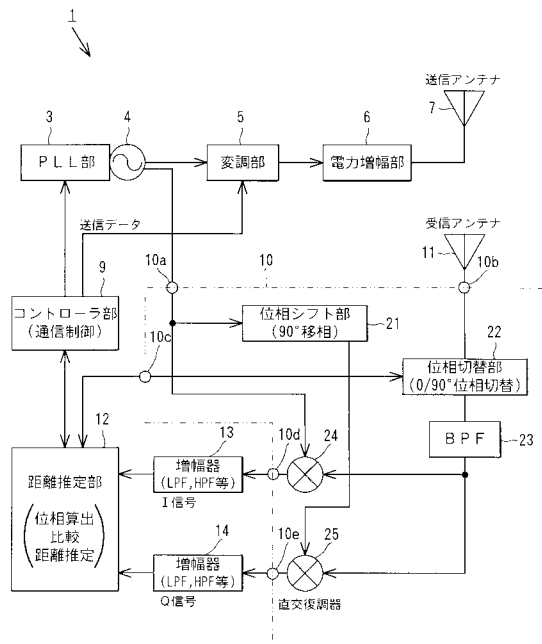
30

40

50

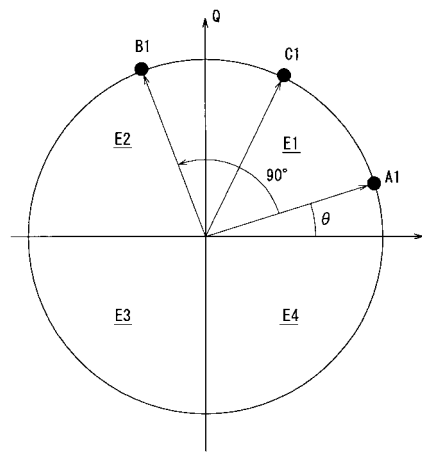
- 1 0 d ... I 信号出力端子
- 1 0 e ... Q 信号出力端子
- 1 2 ... 距離推定部
- 2 2 ... 位相切替部
- 2 4 , 2 5 ... 直交復調器
- 2 8 ... 受信データ復号装置
- 2 9 ... データ復号部
- 3 0 ... 非接触 I C タグ
- 3 3 ... R / W 要求信号
- 3 5 ... タグ応答信号

【 図 1 】



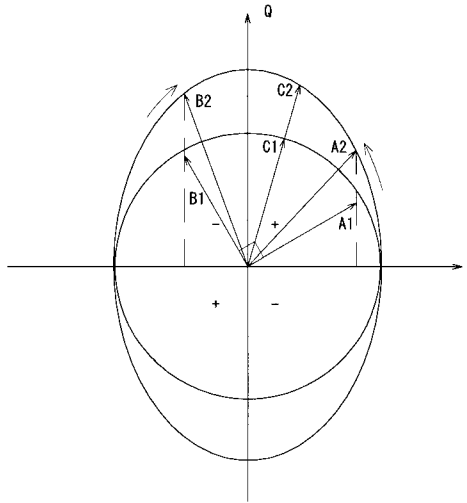
- 1...距離測定装置
- 10...復調ユニット
- 10a...基準信号入力端子
- 10b...受信信号入力端子
- 10d...I信号出力端子
- 10e...Q信号出力端子

【 図 2 】

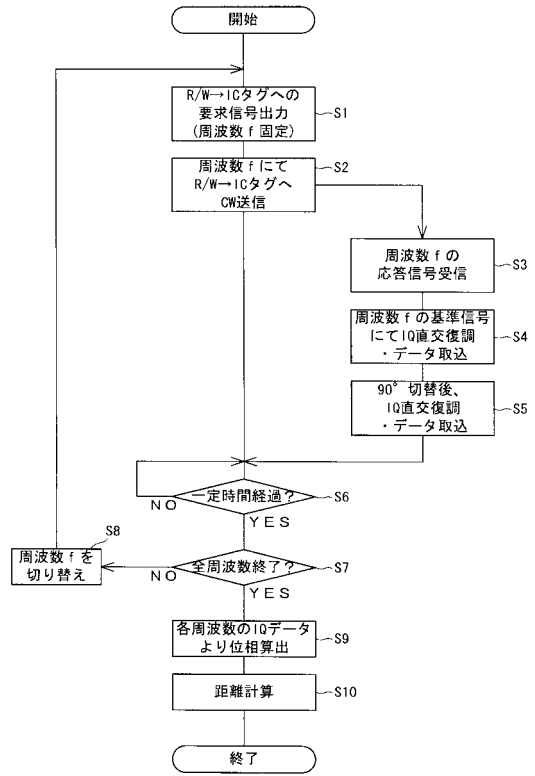


E2...第2象限

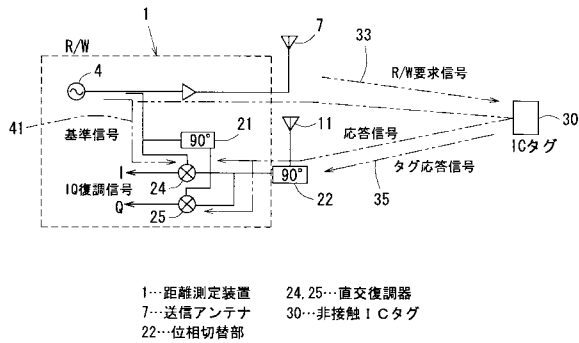
【図3】



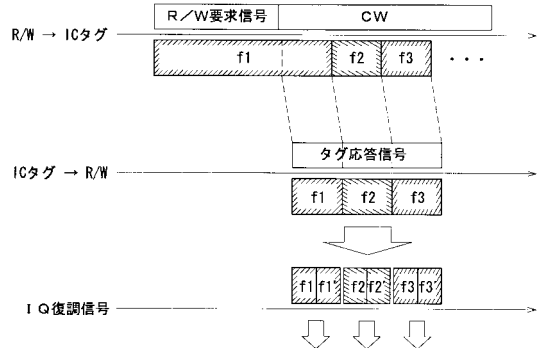
【図4】



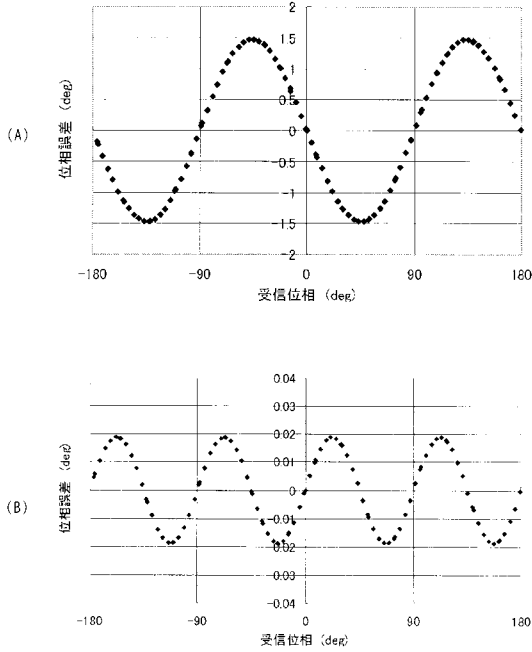
【図5】



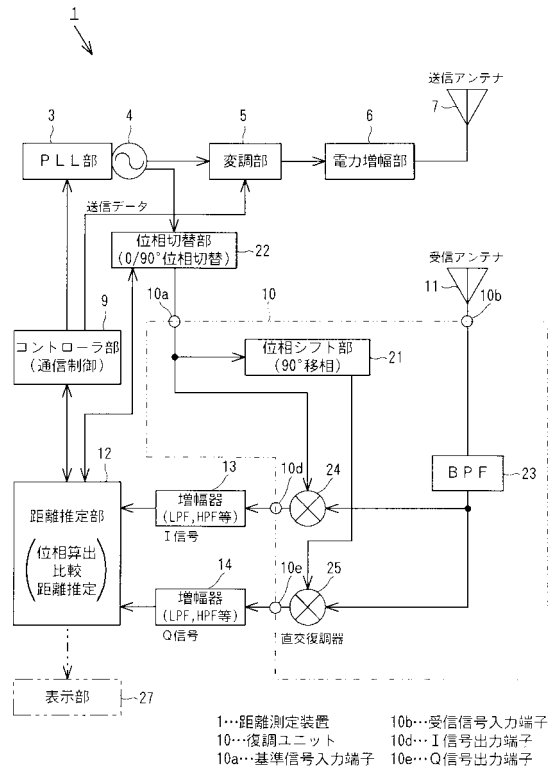
【図6】



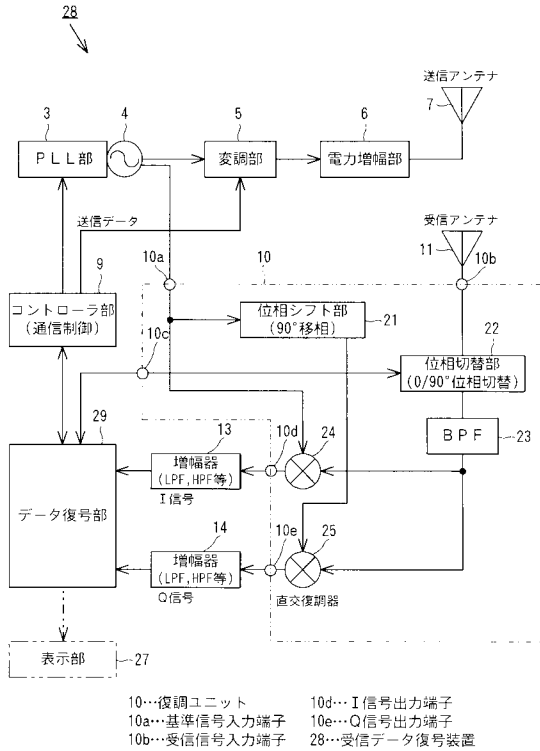
【図7】



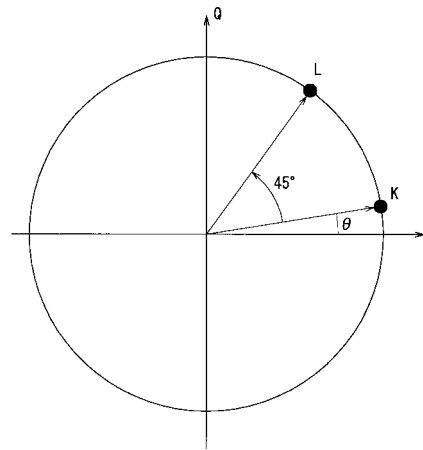
【図8】



【図9】



【図10】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 河合 武宏  
京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町801番地 オムロン株式会社内
- (72)発明者 久野 敦司  
京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町801番地 オムロン株式会社内

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 特開平09-145756(JP,A)  
特開平08-248127(JP,A)  
特開平03-187550(JP,A)  
特開2003-110640(JP,A)  
特許第4495210(JP,B2)  
特開2004-274288(JP,A)  
特開昭61-105948(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- |      |       |
|------|-------|
| H04L | 27/38 |
| H04L | 27/22 |