

(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2004-129207  
(P2004-129207A)

(43) 公開日 平成16年4月22日(2004.4.22)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>  
H04L 27/156

F I  
H04L 27/14

テーマコード(参考)  
5K004

審査請求 未請求 請求項の数 29 O L (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2003-143777 (P2003-143777)	(71) 出願人	000004260 株式会社デンソー
(22) 出願日	平成15年5月21日(2003.5.21)		愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(31) 優先権主張番号	特願2002-225063 (P2002-225063)	(74) 代理人	100082500 弁理士 足立 勉
(32) 優先日	平成14年8月1日(2002.8.1)	(72) 発明者	高須 久志 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	高橋 充 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
		Fターム(参考)	5K004 AA04 EG01 EG03

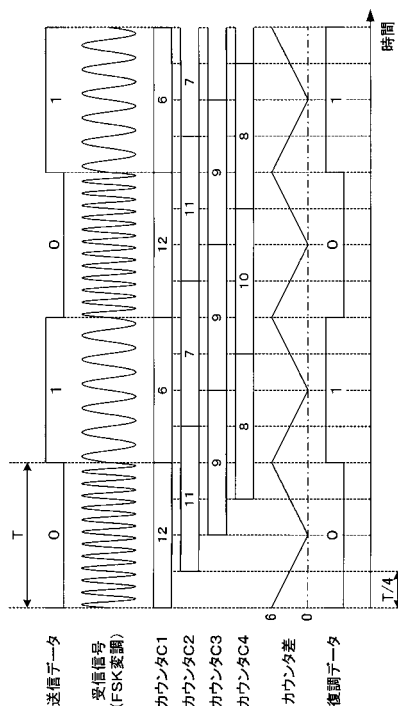
(54) 【発明の名称】 復調方法及び復調器

(57) 【要約】

【課題】 アナログ回路を必要とせず、FSK受信機の構成を簡略化可能な復調方法及び復調器を提供する。

【解決手段】 カウント部12を構成する四つのカウンタC1~C4が、1/4ビット時間幅T/4ずつ異なるタイミングで、それぞれビット時間幅T毎に被変調信号の波数をカウントする。そのカウント値に基づいて、判定しきい値(図では「9」)より大きなカウント値についての平均値AV0と、判定しきい値より小さなカウント値についての平均値AV1とを求め、その差を判定値DAV(=AV0-AV1)とし、この判定値DAVが最大となるカウンタCiを、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングで動作しているものとして特定する。その特定されたカウンタCiからのカウント値を、判定しきい値と大小比較して信号レベルを判定し、デジタル信号を復元する。

【選択図】 図2



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

F S K 変調された被変調信号を復調する復調方法であって、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に前記被変調信号の波数をカウントし、  
そのカウント結果に基づいて前記デジタル信号の信号レベルを判定することを特徴とする復調方法。

## 【請求項 2】

請求項 1 記載の復調方法において、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、該ビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、該ビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれについて、前記被変調信号の波数をカウントし、  
そのカウント結果に基づいて前記開始タイミングのいずれかを、前記デジタル信号のビット境界に対応した同期タイミングとして特定し、該同期タイミングにより区分けされる前記ビット時間幅毎の区間を前記ビット対応区間とすることを特徴とする復調方法。 10

## 【請求項 3】

F S K 変調された被変調信号を復調する復調方法であって、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅より短く設定された分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントし、  
そのカウント結果に基づいて前記デジタル信号の信号レベルを判定することを特徴とする復調方法。 20

## 【請求項 4】

F S K 変調された被変調信号を復調する復調器であって、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に前記被変調信号の波数をカウントするカウント手段と、  
該カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記デジタル信号の信号レベルを判定するレベル判定手段と、  
を備えることを特徴とする復調器。 30

## 【請求項 5】

前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビット境界に対応した同期タイミングを特定する同期タイミング特定手段を備え、  
前記カウント手段は、前記同期タイミング特定手段により特定された同期タイミングにて区分けされる区間を、前記ビット対応区間とすることを特徴とする請求項 4 記載の復調器。 30

## 【請求項 6】

前記同期タイミング特定手段は、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、該ビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、該ビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれについて、前記被変調信号の波数を検出する波数検出手段と、  
該波数検出手段での検出結果に基づき、前記信号レベル判定手段での判定が容易となるような検出値が得られる前記カウント区間の開始タイミングを、前記同期タイミングとして選択する選択手段と、  
からなることを特徴とする請求項 5 記載の復調器。 40

## 【請求項 7】

前記波数検出手段は、  
前記カウント区間内での前記被変調信号の波数をカウントするカウンタと、  
該カウンタを、前記開始タイミングのいずれかに順次切り替えて動作させるタイミング切替制御手段と、 50

からなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

【請求項 8】

前記選択手段が選択した同期タイミングにて動作するように前記カウンタを設定するタイミング設定手段を備え、  
該タイミング設定手段による設定が行われたカウンタを、前記カウント手段として用いることを特徴とする請求項 7 記載の復調器。

【請求項 9】

前記波数検出手段は、  
前記カウント区間内での前記被変調信号の波数をカウントし、それぞれが互いに異なった開始タイミングで動作する複数のカウンタからなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

10

【請求項 10】

前記選択手段が選択した同期タイミングにて動作する前記カウンタを、前記カウント手段として用いることを特徴とする請求項 9 記載の復調器。

【請求項 11】

前記波数検出手段は、  
前記ビット時間幅を前記開始タイミングの種類数で分割してなる分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントしてなるカウント値を出力するカウンタと、  
該カウンタが出力するカウント値に基づき、前記開始タイミングの異なるカウント区間のそれぞれについて、前記被変調信号の波数を算出する波数算出手段と、  
からなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

20

【請求項 12】

前記選択手段が選択した同期タイミングに対応する前記波数算出手段での算出結果を、前記カウント手段のカウント値として用いることを特徴とする請求項 11 記載の復調器。

【請求項 13】

前記カウンタを、カウント対象区間の開始毎にリセットし、  
前記カウント対象区間の終了時における前記カウンタのカウント値を、そのまま前記カウント対象区間内での前記被変調信号の波数として用いることを特徴とする請求項 7 ~ 12 いずれかに記載の復調器。

30

【請求項 14】

前記カウンタを、フリーラン動作させ、  
カウント対象区間の開始時及び終了時における前記カウンタのカウント値から、該カウント対象区間内での前記被変調信号の波数を得ることを特徴とする請求項 7 ~ 12 いずれかに記載の復調器。

【請求項 15】

前記選択手段は、開始タイミングの異なるカウント区間毎に前記デジタル信号の各信号レベルのそれぞれについて、該信号レベルに対応すると推定されるカウント値の平均値を求め、  
前記信号レベル間で前記平均値の差を判定値とし、該判定値が最大となるカウント区間の開始タイミングを選択することを特徴とする請求項 6 ~ 14 いずれかに記載の復調器。

40

【請求項 16】

前記選択手段は、前記平均値の差の算出に用いたデータ数を、前記平均値の差に乗じた値を判定値とすることを特徴とする請求項 15 記載の復調器。

【請求項 17】

前記選択手段は、前記デジタル信号の各信号レベルの中間レベルに対応するカウント値の発生度数を求め、該発生度数が予め設定された規定値を超える開始タイミングを、選択対象から除外することを特徴とする請求項 6 ~ 16 いずれかに記載の復調器。

【請求項 18】

前記カウント区間の開始タイミングの時間差が、前記ビット対応区間の二分の一未満の長さに設定されていることを特徴とする請求項 4 ~ 17 いずれかに記載の復調器。

50

## 【請求項 19】

前記カウント区間の開始タイミングの種類が、2の累乗個に設定されていることを特徴とする請求項4～18いずれか記載の復調器。

## 【請求項 20】

前記カウント区間の長さが、前記ビット対応区間の時間幅に等しく設定されていることを特徴とする請求項4～19いずれか記載の復調器。

## 【請求項 21】

F S K 変調された被変調信号を復調する復調器であって、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、該ビット時間幅より短く設定された分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントするカウント手段と、  
該カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記分割区間毎に信号レベルを判定するレベル判定手段と、  
を備え、前記レベル判定手段にて判定された信号レベルに基づいて、復調されたデジタル信号を得ることを特徴とする復調器。

10

## 【請求項 22】

当該復調器により復調されるデジタル信号は二値信号からなり、  
前記レベル判定手段は、前記被変調信号の中心周波数に対応する波数を判定しきい値として用いることを特徴とする請求項4～21いずれか記載の復調器。

## 【請求項 23】

前記カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記判定しきい値を設定するしきい値設定手段を備えることを特徴とする請求項22記載の復調器。

20

## 【請求項 24】

前記しきい値設定手段は、前記判定しきい値として、前記カウント手段でのカウント結果から、該カウント結果の最大値と最小値との中間値を求めることを特徴とする請求項23記載の復調器。

## 【請求項 25】

前記しきい値設定手段は、前記判定しきい値として、前記カウント手段でのカウント結果から、該カウント結果の平均値を求めることを特徴とする請求項23記載の復調器。

## 【請求項 26】

前記しきい値設定手段は、前記カウント手段でのカウント結果から得られたカウント値の分布に二つのピークが存在する場合には、前記判定しきい値として、両ピークの中間値を求めることを特徴とする請求項23記載の復調器。

30

## 【請求項 27】

前記カウント手段は、前記カウント区間内でカウントされる最大値と最小値との差を識別可能なビット幅を有することを特徴とする請求項4～26いずれか記載の復調器。

## 【請求項 28】

周囲の電波環境を推定する電波環境推定手段と、  
該電波環境推定手段により、電波環境が悪いと判定された時には、当該復調器の動作を停止させる停止手段と、  
を備えることを特徴とする請求項4～27いずれか記載の復調器。

40

## 【請求項 29】

前記電波環境推定手段は、前記カウント手段でのカウント結果のばらつきが、予め設定された上限値を超える場合に、電波環境が悪いものと判定することを特徴とする請求項28記載の復調器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、F S K ( F r e q u e n c y S h i f t K e y i n g ) 変調された信号を復調する復調方法及び復調器に関する。

50

## 【 0 0 0 2 】

## 【 従来 の 技 術 】

従来より、デジタル信号を無線伝送する際に使用される変調方式の一つとして、搬送波の周波数を変調し、デジタル信号の各信号レベルにそれぞれ異なった周波数を対応させる FSK 変調が知られている。

## 【 0 0 0 3 】

図 15 は、FSK 変調された被変調信号を復調する復調器を搭載した FSK 受信機の一般的な構成を示すブロック図である。

図 15 に示すように、FSK 受信機 102 は、図示しない送信機からの送信電波を捕捉するアンテナ 104 と、アンテナ 104 から供給される受信信号から所望周波数帯の信号成分を抽出するバンドパスフィルタ (RF - BPF) 106 と、RF - BPF 106 の出力を増幅する RF 増幅器 108 と、RF 増幅器 108 の出力を局部発信器 110 が生成するローカル信号と混合して中間周波 (IF) 信号に変換するミキサ 112 と、ミキサ 112 の出力から不要な信号成分を除去するバンドパスフィルタ (IF - BPF) 114 と、IF - BPF 114 の出力を増幅する IF 増幅器 116 とを備えており、この IF 増幅器 116 の出力が復調器 120 に供給されるように構成されている。

10

## 【 0 0 0 4 】

ここで、図 16 (a) は、代表的な復調方式の一つであるクオドラチャ復調を行う復調器の構成を示すブロック図である。

図 16 (a) に示すように、クオドラチャ復調器は、復調すべき被変調信号 (ここでは IF 信号) と、この被変調信号に位相器 122 を通過させることで位相を変化させた信号とを、乗算器 124 にて混合し、その出力をローパスフィルタ (LPF) 126 にて平滑化したものを、比較器 128 にて信号レベルを判定して 2 値化することで、復調されたデジタル信号を得るようにされている。

20

## 【 0 0 0 5 】

なお、位相器 122 は、FSK 変調された被変調信号の中心周波数を  $f_0$ 、入力信号の周波数を  $f$  として、 $f = f_0$  であれば  $90^\circ$  ( $= \pi/2$  [rad]) の位相回転を生じさせ、また、 $f < f_0$  であれば  $90^\circ$  より小さな位相回転を生じさせ、逆に、 $f > f_0$  であれば  $90^\circ$  より大きな位相回転を生じさせるように構成されている。

## 【 0 0 0 6 】

従って、乗算器の出力は、 $f = f_0$  (位相回転量:  $\pi/2$ ) であれば (21) 式、 $f < f_0$  (位相回転量:  $\pi/2 - \theta$ ) であれば (22) 式、 $f > f_0$  (位相回転量:  $\pi/2 + \theta$ ) であれば (23) 式にて表されることになる。但し、 $0 < \theta < \pi/2$  とする。

30

## 【 0 0 0 7 】

$$\sin(\omega t) \times \sin(\omega t + \pi/2) = \{\sin(2\omega t)\} / 2 \quad (21)$$

$$\sin(\omega t) \times \sin(\omega t + \pi/2 - \theta) = \{\sin(2\omega t - \theta) + \sin(\theta)\} / 2 \quad (22)$$

$$\sin(\omega t) \times \sin(\omega t + \pi/2 + \theta) = \{\sin(2\omega t + \theta) - \sin(\theta)\} / 2 \quad (23)$$

40

つまり、乗算器の出力を平滑化すると、(22)(23) 式の右辺の第 2 項に示された直流成分  $\pm \sin(\theta)$  が抽出され、 $f < f_0$  であればプラス、 $f > f_0$  であればマイナスとなる。従って、この抽出された信号を比較器で判定することにより、送信されたデジタル信号が復元されるのである。

## 【 0 0 0 8 】

また、クオドラチャ復調とは別の FSK 復調器として、図 16 (b) に示すように、ワンショット・マルチバイブレータを用いたデジタル型の FSK 復調器も知られている。

この FSK 復調器では、ワンショット・マルチバイブレータ 134 が、 $f = f_0$  であればデューティ 50%、 $f < f_0$  であればデューティ 50% 未満、 $f > f_0$  であればデューティ 50% より大となるパルスを出力するように構成されている。従って、このワンショッ

50

ト・マルチバイブレータ134の出力をLPF136で平滑化し、このLPFの出力を、比較器138にて、デューティ50%の出力に相当する信号レベルを有したしきい値と大小比較することにより、送信されたデジタル信号が復元される。

【0009】

しかし、前出のクォドラチャ復調器では位相器122，乗算器124，LPF126が用いられ、また、後出のワンショット・マルチバイブレータを用いたFSK復調器でもLPF136が用いられている。つまり、いずれの復調器もLSIへの内蔵が困難なコイルやコンデンサ等からなるアナログ回路を用いて構成されているため、小型化が困難であり、大幅なコストの削減を期待できないという問題があった。

【0010】

これに対して、復調器への入力信号より周波数の高いシステムクロックを用いてカウンタを動作させ、所定のタイミングでカウント値を取り込み、その取り込んだカウント値から入力信号の位相、ひいては入力信号の周波数を特定するように構成された復調器が知られている（例えば、特許文献1参照。）。

【0011】

この復調器では、カウンタ，レジスタ，論理回路によりアナログ回路を用いることなく構成できるため、LSIへの内蔵が可能であり小型化、低コスト化を実現できる。

【0012】

【特許文献1】

特開平10-173715号公報（図1，図2）

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、この復調器では、入力信号より周波数の高い高速なシステムクロックが必要なため、受信信号をそのまま復調器に入力することができず、必然的に、図15に示すように、受信信号をIF信号に変換するための構成（局部発信器、ミキサ、IF-BPF、IF増幅器等）が必要となる。

【0014】

即ち、復調器が適用されるFSK受信機全体でみた場合、復調器の部分はアナログ回路を用いることなく構成できても、その前段のIF信号に変換する部分にアナログ回路（コイル，コンデンサ，SAW素子など）が必要となるため、大幅な小型化やコストの削減を図ることができないという問題があった。

【0015】

本発明は、上記問題点を解決するために、アナログ回路を必要とせず、FSK受信機の構成を簡略化可能な復調方法及び復調器を提供することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するための発明である請求項1記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいてデジタル信号の信号レベルを判定する。

【0017】

このように、本発明の復調方法によれば、被変調信号をクロックとしてカウントを行うことで取得した変調信号の波数のカウント値に基づいて、デジタル信号の信号レベルを判定するようにされているため、アナログ回路による処理を必要とすることなく被変調信号をデジタル信号に復調することができる。

【0018】

また、本発明の復調方法によれば、被変調信号より周波数の高い信号を使用する必要がないため、受信信号（RF信号）を中間周波信号（IF信号）に変換することなく、そのまま復調することができる。その結果、RF信号をIF信号に変換するための構成を省略でき、当該復調方法を適用したFSK受信機の構成を大幅に簡略化できる。

【0019】

10

20

30

40

50

次に請求項2記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、このビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、そのビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウンタ区間のそれぞれについて被変調信号の波数をカウントする。そして、そのカウント結果に基づいて開始タイミングのいずれかを、デジタル信号のビット境界に対応した同期タイミングとして特定し、その同期タイミングにより区分けされるビット時間幅毎の区間をビット対応区間としている。

【0020】

このように、本発明の復調方法によれば、復調されるべきデジタル信号の各ビットに、ビット対応区間を正しく対応させることができるため、精度よく復調を行うことができるだけでなく、このような処理を、各カウンタ区間でのカウンタ値に基づいて行っているため、アナログ回路を用いることなく実現することができる。

10

【0021】

また、請求項3記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅より短く設定された分割区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいてデジタル信号の信号レベルを判定する。

【0022】

この場合、例えば、分割区間を、復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅(ビット時間幅)の $1/M$ に設定した時には、同一レベルが連続するM個分の分割区間を1ビットと見なせばよいため、別途、同期タイミングを特定することなく、デジタル信号を復調することができる。

20

【0023】

次に請求項4記載の復調器では、カウンタ手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいて、レベル判定手段が、デジタル信号の信号レベルを判定する。

【0024】

つまり、本発明の復調器は、請求項1記載の復調方法を実現する装置であり、従って、請求項1記載の復調方法を実行した場合と同様の効果を得ることができる。

また、本発明の復調器は、アナログ回路を用いることなく構成可能なため、LSIに内蔵することができ、当該復調器を小型化できる。しかも、本発明の復調器を用いてFSK受信機を構成した場合には、受信信号をそのまま被変調信号として用いることが可能なため、受信信号をIF信号に変換するための構成を省略できる。従って、FSK受信機の構成を大幅に簡略化でき、また大幅な小型化及び低コスト化を図ることができる。

30

【0025】

次に請求項5記載の復調器では、同期タイミング特定手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビット境界に対応した同期タイミングを特定し、カウンタ手段は、この同期タイミング特定手段により特定された同期タイミングにて区分けされる区間をビット対応区間とする。

【0026】

なお、同期タイミング特定手段は、例えば、請求項6記載のように、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、このビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、そのビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウンタ区間のそれぞれについて、波数検出手段が、被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づき、選択手段が、信号レベル判定手段での判定が容易となるようなカウンタ値が得られるカウンタ区間の開始タイミングを、同期タイミングとして選択するように構成すればよい。

40

【0027】

このうち、波数検出手段は、例えば、請求項7記載のように、開始タイミングの設定を任意に切替可能な単一のカウンタを用いて、カウンタ区間内での被変調信号の波数をカウントし、タイミング切替制御手段が、カウンタの動作タイミングを開始タイミングのいずれ

50

かに順次切り替えるように構成してもよいし、請求項 9 記載のように、それぞれが互いに異なった開始タイミングで動作する複数のカウンタを用いて、各カウンタ区間内での被変調信号の波数をカウントするように構成してもよい。

【0028】

また、波数検出手段は、請求項 11 記載のように、単一又は複数のカウンタを用いて、ビット時間幅を開始タイミングの種類数で分割してなる分割区間毎に被変調信号の波数をカウントし、波数算出手段が、カウンタが出力するカウント値に基づき、開始タイミングの異なるカウンタ区間のそれぞれについて、被変調信号の波数を算出するように構成してもよい。

【0029】

そして、波数検出手段がカウンタ区間内での被変調信号の波数をカウントする単一のカウンタからなる場合（即ち請求項 7 の場合）には、請求項 8 記載のように、選択手段が選択した同期タイミングにて動作するように前記カウンタを設定するタイミング設定手段を備え、このタイミング設定手段による設定が行われたカウンタを、カウント手段として用いるようにすればよい。

10

【0030】

また、波数検出手段がカウンタ区間内での被変調信号の波数をカウントする複数のカウンタからなる場合（即ち請求項 9 の場合）には、請求項 10 記載のように、その複数のカウンタの中から、選択手段が選択した同期タイミングにて動作するカウンタを、カウント手段として用いるようにすればよい。

20

【0031】

更に、波数検出手段が分割区間毎に被変調信号の波数をカウントする単一又は複数のカウンタからなる場合（即ち請求項 11 の場合）には、請求項 12 記載のように、選択手段が選択した同期タイミングに対応する波数算出手段での算出結果を、カウント手段のカウント値として用いるようにすればよい。

【0032】

ところで、波数検出手段を構成するカウンタは、請求項 13 記載のように、カウント対象区間（カウント区間又は分割区間）の開始毎にリセットするように設定してもよく、この場合、カウント対象区間の終了時におけるカウンタのカウント値を、そのままカウント対象区間内での被変調信号の波数として用いられればよい。

30

【0033】

また、波数検出手段を構成するカウンタは、請求項 14 記載のように、フリーラン動作するように設定してもよく、この場合、カウント対象区間の開始時及び終了時におけるカウンタのカウント値から、そのカウント対象区間内での被変調信号の波数を得ればよい。なお、カウント対象区間が間をおくことなく連続している場合には、現在のカウント対象区間の終了時におけるカウント値、及び一つ前のカウント対象区間の終了時におけるカウント値から、現在のカウント対象区間内での被変調信号の波数を得るようにしてもよい。

【0034】

更に、カウンタが分割区間毎に波数をカウントする請求項 11 記載の構成に、請求項 13 記載の構成を適用した場合、波数算出手段は、カウント区間を構成する各分割区間のカウント値を加算することで、そのカウント区間での被変調信号の波数を求めるように構成すればよい。

40

【0035】

また、請求項 11 記載の構成に、請求項 14 記載の構成を適用した場合、波数算出手段は、カウント区間の末尾に位置する分割区間にて得られたカウント値から、同じ開始タイミングを有する前回のカウント区間の末尾に位置する分割区間にて得られたカウント値を減算することで、そのカウント区間での被変調信号の波数を求めるように構成すればよい。但し、この場合、カウンタのオーバーフローにより今回のカウント値が前回のカウント値より小さくなる時があるため、このようなときには、今回のカウント値に  $2^k$ （ $k$  はカウンタのビット幅）を加算する必要がある。

50

## 【0036】

一方、選択手段は、例えば請求項15記載のように、開始タイミングの異なるカウント区  
間毎に、デジタル信号の各信号レベルのそれぞれについて、その信号レベルに対応すると  
推定されるカウント値の平均値を求め、信号レベル間で平均値の差が最大となるカウント  
区間の開始タイミングを選択するように構成すればよい。

## 【0037】

例えば、復調すべきデジタル信号が2値信号である場合を考えると、カウント手段から得  
られるカウント値の分布は、開始タイミングがビット境界と一致しているカウント区間に  
ついては、図13(a)に示すように、各信号レベルに割り当てた周波数  $F_0 \pm F_1$  に対  
応する波数(カウント値)付近にそれぞれピークを有した形状となる。但し、信号レベル  
の出現比率に偏りがある場合には、図13(b)に示すように、これらのピークは異なっ  
た大きさとなる。

10

## 【0038】

また、開始タイミングがビット境界の中間にあるカウント区間については、図13(d)  
に示すように、二つのピークが重なった分布となり、図13(a)と図13(d)の中間  
では、図13(c)のような分布となる。

これらカウント値の分布からわかるように、中心周波数  $F_0$  に対応する波数より大きい  
か否かにより、いずれの信号レベルに対応するかを推定して、上述の判定値の差による判定  
を行えば、開始タイミングがビット境界に近いカウント区間が選択されるのである。

## 【0039】

但し、上述のように、判定値として平均値の差を用いると、中心値  $F_0$  に対応するカウ  
ント結果が判定値に反映されないことから、図13(d)のケースでも、ノイズのみから平  
均値が計算され、結果として平均値の差が、図13(c)のケースより大きくなることも  
ある。

20

## 【0040】

このため、単に平均値の差を判定値とするよりも、請求項16記載のように、その平均値  
の差の算出に用いたデータ数を、その平均値の差に乗じた値を判定値とすることが望まし  
い。

また、判定値を求める前に、例えば請求項17記載のように、デジタル信号の各信号レ  
ベルの中間レベル(被変調信号の中心周波数)に対応するカウント値の発生度数を求め、  
その発生度数が予め設定された規定値を超える開始タイミングを、選択対象から除外するよ  
うに構成してもよい。

30

## 【0041】

ここで、被変調信号の中心周波数を  $F_0$  とし、この中心周波数  $F_0$  から  $\pm F_1$  だけ離れた  
周波数がデジタル信号の各信号レベルに対応し、更に、カウント区間を復調されるべきデ  
ジタル信号の1ビット当たりの時間幅(ビット時間幅)  $T$  と一致しているものとする。こ  
の前提で、図14に示すように、カウント区間の開始タイミングが、ビット境界から時間  
 $x$  ( $< T/2$ ) だけ進んでいる場合を考える。

## 【0042】

この開始タイミングで、周波数  $F_0 + F_1$  の被変調信号が主として含まれるカウント区  
間でカウント値  $W_{n+}$  は(1)式、周波数  $F_0 - F_1$  の被変調信号が主として含まれるカウ  
ント区間でのカウント値  $W_{n-}$  は(2)式にて表される。但し、1ビット毎に信号レベル  
が反転しているものとする。

40

## 【0043】

$$\begin{aligned} W_{n+} &= (F_0 + F_1) \cdot (T - x) + (F_0 - F_1) \cdot x \\ &= (F_0 + F_1) \cdot T - 2 \cdot F_1 \cdot x \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} W_{n-} &= (F_0 - F_1) \cdot (T - x) + (F_0 + F_1) \cdot x \\ &= (F_0 - F_1) \cdot T + 2 \cdot F_1 \cdot x \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、開始タイミングがビット境界と一致( $x = 0$ )している時の波数は、 $W_{n+} = (F_0 + F_1) \cdot T$  個、 $W_{n-} = (F_0 - F_1) \cdot T$  個なので、同期ずれが原因で生じた波

50

数の誤差は、いずれの場合も  $2 \cdot F_1 \cdot x$  個である。

【0044】

つまり、開始タイミングとビット境界とのずれが、 $2 \cdot F_1 \cdot x < 1$  であれば、同期（開始タイミングとビット境界とが一致）したとみなすことができる。即ち、同期の分解能は  $x < 1 / (2 \cdot F_1)$  である。

また、(3)式に示すように、カウント値  $W_{n+}$  が中心周波数  $F_0$  に対する波数  $F_0 \cdot T$  より大きく、また、カウント値  $W_{n-}$  が中心周波数  $F_0$  に対する波数  $F_0 \cdot T$  より小さければ、信号レベルを正しく判定できる。なお、(4)式は(3)式を整理することで得られる。

【0045】

$$W_{n-} < F_0 \cdot T < W_{n+}$$

(3)

$$x < T \cdot 2$$

(4)

つまり、請求項18記載のように、カウント区間の開始タイミングの時間差は、ビット対応区間の二分の一未満の長さに設定されていればよく、換言すれば、ビット対応期間内に3個以上のタイミングが用意されていればよい。但し、実際の回路では、開始タイミングを生成する回路を簡易な構成とするため、請求項19記載のように、カウント区間の開始タイミングの種類は、2の累乗個に設定されていることが望ましい。

【0046】

また、カウント区間の長さは、請求項20記載のように、ビット対応区間の時間幅以下であればよいが、信頼性の面からは長いほど良く、ビット対応区間の時間幅に等しく設定されていることが望ましい。

なお、ビット時間幅のM分の1の長さの分割区間毎にカウント値を取得し、連続するM個の分割区間を一つのカウント区間とし、M個の分割区間のカウント値の合計値を、そのカウント区間のカウント値とするように構成してもよい。この場合、カウンタの数を増やすことなく、開始タイミングの種類を簡単に増やすことができる。

【0047】

次に、請求項21記載の復調器では、カウント手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅より短く設定された分割区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいて、レベル判定手段が、分割区間毎に信号レベルを判定し、その判定された信号レベルに基づいて、復調されたデジタル信号を得る。

【0048】

つまり、本発明の復調器は、請求項3記載の復調方法を実現するものであり、従って、請求項3記載の復調方法を実施した場合と同様の効果を得ることができる。

ところで、当該復調器により復調されるデジタル信号が二値信号である場合には、請求項22記載のように、レベル判定手段は、被変調信号の中心周波数に対応する波数を判定しきい値として用いるように構成すればよい。

【0049】

なお、判定しきい値は予め設定された固定値を用いてもよいが、請求項23記載のように、しきい値設定手段が、カウント手段でのカウント結果に基づいて、判定しきい値を設定するように構成してもよい。

この場合、しきい値設定手段は、例えば請求項24記載のように、判定しきい値として、カウント手段でのカウント結果から、そのカウント結果の最大値と最小値との中間値を求めてもよいし、請求項25記載のように、判定しきい値として、カウント手段でのカウント結果から、そのカウント結果の平均値を求めてもよい。また、しきい値設定手段は、請求項26記載のように、カウント手段でのカウント結果から得られたカウント値の分布に二つのピークが存在する場合には、判定しきい値として、両ピークの中間値を求めてもよい。

【0050】

10

20

30

40

50

ところで、FSK変調に使用する搬送波の中心周波数と比較して、各信号レベルに割り当てられる周波数の周波数差が小さい場合、各信号レベルに対応する両カウント区間でのカウント値の差は、これらの全カウント値と比較して非常に小さなものとなる。

【0051】

具体的には、被変調信号に使用する周波数を $F_0 \pm F_1$ として、 $F_0 = 500\text{MHz}$ 、 $F_1 = 30\text{kHz}$ 、カウント区間を $1\text{ms}$ とすると、カウント区間中にカウントされる波数（全カウント値）は、被変調信号の周波数が $F_0 + F_1$ の時には $500030$ 個であり、周波数が $F_0 - F_1$ の時には $499970$ 個であるのに対して、両カウント値の差は $60$ である。

【0052】

つまり、これだけの波数をカウントするには、単純には $19$ ビットものカウンタが必要となる。しかし、これらのカウント値は、中心周波数 $F_0$ に対する波数のカウント値（ $500000$ 個）に対して、どれだけ大きいか、又は小さいかが情報として重要であるため、この相対的な値を得ることができれば充分である。

【0053】

そこで、請求項27記載のように、カウント手段は、カウント区間内でカウントされる最大値と最小値との差を識別可能なビット幅を有するように構成することが望ましい。

なお、請求項24～27では、カウント手段の代わりに波数検出手段を用いてもよい。

【0054】

次に、請求項28記載の復調器では、電波環境推定手段が、周囲の電波環境を推定し、この電波環境推定手段により電波環境が悪いと判定された時には、停止手段が、当該復調器の動作を停止させる。

従って、本発明の復調器では、受信を行ってもその受信信号からデジタル信号への復調を正しく行うことができない状態の時に、受信動作が行われることによって、無駄に電力が消費されてしまうことを防止できる。

【0055】

なお、電波環境推定手段は、例えば、請求項29記載のように、カウント手段でのカウント結果のばらつきが、予め設定された上限値を超える場合に、電波環境が悪いものと判定するように構成すればよい。

【0056】

【発明の実施の形態】

以下に本発明の実施形態を図面と共に説明する。

[第1実施形態]

図1は、(a)が本実施形態の復調器の構成を示すブロック図、(b)がその復調器を用いて構成され、キーレスエントリーシステムの車載器に組み込まれるFSK受信機の構成を示すブロック図である。

【0057】

図1(b)に示すように、FSK受信機2は、図示しない送信機からの送信電波を補足するアンテナ4と、アンテナ4から供給される受信信号から所望周波数帯の信号成分を抽出するバンドパスフィルタ(RF-BPF)6と、RF-BPF6の出力を増幅するRF増幅器8と、RF増幅器8の出力をデジタル信号に復調する復調器10とからなる。

【0058】

なお、一般に、アンテナ4やRF増幅器8は、捕捉できる電波や増幅できる信号の周波数帯域が制限されるので、これらの制限により不要な信号成分を十分に除去できる場合には、RF-BPF6を省略してもよい。

また、受信信号(被変調信号)は、「0」「1」の2値信号からなるデジタル信号にてFSK変調されており、デジタル信号の信号レベル「0」には周波数 $F_0 + F_1$ 、信号レベル「1」には周波数 $F_0 - F_1$ が割り当てられているものとする。

【0059】

次に、本実施形態の復調器10は、図1(a)に示すように、当該復調器10への入力信

10

20

30

40

50

号、即ちFSK変調された被変調信号の波数をカウントするカウント手段及び波数検出手段としてのカウント部12を備えている。このカウント部12は、入力信号(被変調信号)に従って動作する平行接続された四つのカウンタC1~C4と、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅(以下「ビット時間幅」という)Tを周期とするタイミング信号S1を生成するタイミング生成回路TMと、タイミング信号S1をT/4だけ遅延させたタイミング信号S2を生成する遅延器D1と、タイミング信号S2をT/4だけ遅延させたタイミング信号S3を生成する遅延器D2と、タイミング信号S3をT/4だけ遅延させたタイミング信号S4を生成する遅延器D3とを備えている。

#### 【0060】

そして、各カウンタCi(i=1~4)は、それぞれタイミング信号Siによりビット時間幅T毎にリセットされるように構成されている。つまり、各カウンタC1~C4は、図2に示すように、T/4ずつ異なったタイミングで動作し、いずれもビット時間幅Tを周期として、そのビット時間幅Tの間に被変調信号の波数をカウントしたカウント値を出力する。

#### 【0061】

また、復調器10は、カウンタC1~C4のリセット直前のカウント値を取り込み、その取り込んだカウント値に基づいて、復調されるべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミング信号Siを特定する同期タイミング設定部14と、同期タイミング設定部14にて特定されたタイミング信号Siにて動作するカウンタCiからのカウント値を、予め設定された判定しきい値と比較し、判定しきい値よりカウント値が大きければ信号レベル「0」、カウント値が小さければ信号レベル「1」と判定して、デジタル信号を生成するレベル判定手段としての符号判定部16とを備えている。

#### 【0062】

なお、同期タイミング設定部14は、各カウンタCi毎に、判定しきい値より大きなカウント値についての平均値AV0と、判定しきい値より小さなカウント値についての平均値AV1とをそれぞれ求め、これら両平均値の差を判定値DAV(=AV0-AV1)とし、この判定値DAVが最大となるカウンタCiからのカウント値を符号判定部16に順次供給するように構成されている。つまり、このカウンタCiに供給されるタイミング信号Siを、ビット境界に同期したものと特定する。

#### 【0063】

このように構成された本実施形態の復調器10では、カウント部12を構成する四つのカウンタC1~C4が、1/4ビット時間幅T/4ずつ異なるタイミングで、それぞれビット時間幅T毎に被変調信号の波数をカウントし、同期タイミング設定部14が、そのカウント値に基づいて、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミング信号Siを特定する。そして、その特定されたタイミング信号Siで動作するカウンタCiからのカウント値を、判定しきい値と大小比較し信号レベルを判定することでデジタル信号を復元する。

#### 【0064】

ここで、図2に示すタイミング図を用いて、本実施形態の復調器10の動作を具体的に説明する。但し、 $(F_0 + F_1) \cdot T = 12$ 、 $(F_0 - F_1) \cdot T = 6$ であり、符号判定部16で使用される判定しきい値は、中心周波数F0に対する波数F0・Tに等しい「9」に設定されているものとする。また、ここでは、理解を容易にするために、タイミング信号S1が、ビット境界と正確に一致しているものとし、また、ノイズの発生はないものとして説明する。

#### 【0065】

図2に示すように、復調すべきデジタル信号の信号レベルが各ビット毎に反転している場合には、各カウンタC1~C4からは、ビット時間幅Tを有するカウント区間毎に、上述の(1)(2)式にて求められるようなカウント値が得られ、具体的にカウンタC1ではカウント値「12」及び「6」、カウンタC2ではカウント値「11」及び「7」、カウ

10

20

30

40

50

ンタC4ではカウント値「8」及び「10」が交互に得られ、カウンタC3ではカウント値「9」のみが得られる。

【0066】

図示しないが、ビット境界で信号レベルが反転しない場合、カウンタC2～C4において、信号レベル「0」が連続するビット境界を跨いだカウント区間ではカウント値「12」、信号レベル「1」が連続するビット境界を跨いだカウント区間ではカウント値「6」が得られる。

【0067】

また、信号レベル「0」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値は、カウンタC1では「12」のみであるが、カウンタC2, C4では「12」以外の値「11」や「10」が含まれる。また、信号レベル「1」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値は、カウンタC1では「6」のみであるが、カウンタC2, C4では「6」以外の値「7」や「8」が含まれる。なお、カウンタC3では、カウント値が常に「9」となるため、このような推定ができない。

【0068】

従って、信号レベル「0」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値の平均値AV0は、カウンタC1で最大( $AV0 = 12$ )となり、一方、信号レベル「1」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値の平均値AV1は、カウンタC1で最小( $AV1 = 6$ )となる。

【0069】

つまり、両平均値の差からなる判定値DAV( $= AV0 - AV1$ )は、ビット境界に一致したタイミング信号S1にて動作するカウンタC1で最大となるため、同期タイミング設定部14では、カウンタC1(タイミング信号S1)が選択され、そのカウント値が符号判定部16に供給される。

【0070】

そして、符号判定部16では、予め設定された判定しきい値「9」により、同期タイミング設定部14が有効としたカウンタC1からのカウント値「12」「6」を、判定しきい値より大きなカウント値「12」は信号レベル「0」、判定しきい値より小さなカウント値「6」は信号レベル「1」と判定し、その判定した信号レベルによりデジタル信号を復元する。

【0071】

この場合、カウンタC1からのカウント値と判定しきい値との差は「3」であり、ノイズなどの影響によるカウント値の変動が「 $\pm 2$ 」までの範囲であれば、被変調信号から元のデジタル信号に正しく復調することができる。

以上説明したように、本実施形態の復調器10は、互いに動作タイミングの異なるカウンタC1～C4にて変調信号の波数をカウントし、そのカウント値に従って、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングを特定したり、復調すべきデジタル信号の信号レベルを判定するようにされており、アナログ回路を用いることなく構成されている。

【0072】

また、本実施形態の復調器10は、被変調信号より周波数の高い信号を使用する必要がないため、アンテナ4からの受信信号(RF信号)を中間周波信号(IF信号)に変換することなく、そのまま復調することができる。

従って、本実施形態の復調器10によれば、LSIに内蔵することが可能なため小型化だけでなく、この復調器10を用いたFSK受信機2では、RF信号をIF信号に変換するための構成を省略できるため、FSK受信機を大幅に小型化、低コスト化できる。

【0073】

また、本実施形態の復調器10を搭載するFSK受信機2を用いれば、双方向通信を実現する場合でも、受信機側は局部発振器を設ける必要がなく、送信機側にのみ局部発振器を設ければよいため、半2重通信に用いる通信機と同程度の装置規模で全2重通信を実現す

10

20

30

40

50

ることができる。

【0074】

ここで図3は、各カウンタC1～C4にてカウントされるカウント値の分布をシミュレーションにより求めた結果を示すグラフである。

但し、被変調信号の中心周波数F0に対する周波数偏差 $\pm F1$ を $F1 = 15 \text{ kHz}$ 、復調すべきデジタル信号のビットレートを $10 \text{ kHz}$ （ビット時間幅 $T = 100 \mu\text{s}$ ）、ノイズレベルを $S/N = 10 \text{ dB}$ とし、500ビット分のデータを受信するものとした。また、図3(c)に示すように、カウンタC1～C4は、それぞれ $T/4 (= 25 \mu\text{s})$ ずつずれたタイミングでカウントを行い、また、最も同期したタイミングと実際のビット境界との同期ずれを $7.5 \mu\text{s}$ とした。

10

【0075】

そして、図3(a)が、最も同期したタイミングで動作するカウンタC1でのカウント値の分布であり、図3(b)が、最も同期ずれしたタイミングで動作するカウンタC3でのカウント値の分布である。但し、横軸はカウント値と中心周波数に対する波数との差分を、縦軸はそのカウント値の度数を示す。

【0076】

この分布に基づいて、判定値 $DAV (= AV0 - AV1)$ を、それぞれ算出すると、図3(a)の場合が $DAV = 2.81$ 、図3(b)の場合が $DAV = 2.87$ となり、同期ずれしたタイミングの方が大きくなる。つまり、同期タイミング設定部14での同期判定を誤ってしまう場合がある。

20

【0077】

そこで、判定値として平均値差 $DAV$ を用いる代わりに、この平均値差 $DAV$ に、この平均値差 $DAV$ の算出に用いたデータ数 $n$ を乗じた値を判定値 $Dx (= n \times DAV)$ とし、この判定値 $Dx$ を用いて同期判定を行うように構成してもよい。この場合、図3(a)の場合が $Dx = 1383$ 、図3(b)の場合が $Dx = 917$ となるため、同期したタイミングを正しく特定することができる。

【0078】

また、カウント値が中心周波数F0に対する波数と等しくなる場合の度数が、予め設定された上限値以上である場合には、そのカウンタ（タイミング信号）を、判定値によらず、同期判定の対象から除外するようにしてもよい。

30

なお、カウンタC1～C4は、カウント区間の波数を漏れなくカウントする大きさ、即ち $(F0 + F1) \cdot T +$ （はノイズによる変動分）のものを用いてもよいが、カウント値の最大値と最小値との差分を識別する大きさ、即ち $2 \cdot F1 \cdot T +$ 程度のものを用いてもよい。

[第2実施形態]

次に第2実施形態について説明する。

【0079】

本実施形態では、カウント部12を構成する各部の動作、及び同期タイミング設定部14での処理内容が第1実施形態とは一部異なるだけであるため、この相異なる部分を中心に説明する。

40

即ち、本実施形態において、タイミング生成回路TMは、 $1/2$ ビット時間幅 $T/2$ を周期とするタイミング信号S1を生成し、各遅延器 $Dj (j = 1 \sim 3)$ は、それぞれタイミング信号 $Sj$ を $T/8$ だけ遅延させたタイミング信号 $S_{j+1}$ を生成するように構成されている。

【0080】

つまり、各カウンタC1～C4は、図4に示すように、 $T/8$ ずつずれたタイミングで動作し、いずれも $T/2$ を周期として、その時間幅 $T/2$ の分割区間の間に被変調信号の波数をカウントしたカウント値を出力する。

そして、同期タイミング設定部14では、ビット時間幅T内で識別される8個のタイミングのそれぞれについて、同一カウンタCiの連続する二つの分割区間でのカウント値の加

50

算値を求める。つまり、4個のカウンタから、 $T/8$ ずつタイミングのずれた8種類のカウンタ区間(区間長 $T$ )についてのカウント値が得られることになる。

#### 【0081】

以下、第1実施形態の場合と同様に、各タイミング毎に、判定しきい値より大きな加算値の平均値 $AV0$ と、判定しきい値より小さな加算値の平均値 $AV1$ とをそれぞれ求め、これら両平均値の差を判定値 $DAV(=AV0-AV1)$ とし、この判定値 $DAV$ が最大となるタイミングを特定する。そして、その特定されたタイミングに対応するカウンタ $C_i$ からのカウント値に基いて、特定されたタイミング毎に上記加算値を求める。すると、符号判定部16が、その加算値を判定しきい値と比較して信号レベルを求めることによりデジタル信号を復元する。

10

#### 【0082】

以上説明したように、本実施形態の復調器10では、アナログ回路を用いることなく構成されているため、第1実施形態のものと同様の効果を得ることができる。

また、本実施形態では、カウンタ部12を構成するカウンタの数を増やすことなく、カウンタ区間を増やすことができ、その結果、装置規模を増大させることなく、ビット境界との同期精度、ひいては符号判定部16における信号レベル判定の信頼性を向上させることができる。

#### 【0083】

なお、本実施形態では、ビット時間幅 $T$ を2分割した分割区間を設けたが、ビット時間幅 $T$ を3分割以上した分割区間を設けてもよい。

20

また、分割区間を多数設けた場合には、一つのカウンタと符号判定部16とだけで復調器を構成し、各分割区間毎の信号レベルの判定結果を、そのまま復調されたデジタル信号として出力するようにしてもよい。

#### [第3実施形態]

次に第3実施形態について説明する。

#### 【0084】

本実施形態は、第1実施形態に、構成を一部追加したものであるため、第1実施形態と同じ構成部分については同一符号を付して説明を省略し、追加した構成を中心に説明する。即ち、本実施形態の復調器10aは、図5に示すように、同期タイミング設定部14及び符号判定部16にて使用される判定しきい値の設定を行うしきい値設定部18と、カウンタ部12でのカウント結果から電波環境を推定し、その推定結果に従って各カウンタ $C_1 \sim C_4$ の動作を制御する電波環境推定部20とを備えている。

30

#### 【0085】

このうち、しきい値設定部18は、カウンタ $C_1$ のカウント値の最大値及び最小値を監視し、その最大値と最小値とから求めた両値の中間値を判定しきい値として設定し、同期タイミング設定部14及び符号判定部16に供給するように構成されている。

#### 【0086】

つまり、図2の場合を考えると、各カウンタ $C_1 \sim C_4$ は、どのようなタイミングで動作していても、ノイズの無い環境では、そのカウント値の最大値は「12」、最小値は「6」となるため、しきい値設定部18が設定する判定しきい値は、中心周波数 $F_0$ に対する波数 $F_0 \cdot T$ に等しい「9」となる。

40

#### 【0087】

一方、電波環境推定部20は、カウンタ $C_1$ のカウント値の最大値及び最小値を監視し、その最大値と最小値とからカウント値の変動幅(両値の差)を求め、その求めた変動幅が予め設定された停止判定値以上である場合には、第1停止指令を出力してカウンタ $C_2 \sim C_4$ を停止させ、また、電波環境の推定を行う必要がない状況にある場合には、第2停止指令を出力してカウンタ $C_1$ も停止させるように構成されている。

#### 【0088】

つまり、FSK受信機2が受信する電波の電界強度が小さかったり、被変調信号の中心周波数 $F_0$ に近い周波数の妨害波が存在する場合、復調器に入力される受信信号(被変調信

50

号)がその影響を受けることにより、カウンタC1～C4のカウンタ値がばらつくため、このカウンタ値のばらつきから電波環境を推定できるのである。

【0089】

例えば、図2の場合を考えると、ノイズの無い環境では、カウンタ値の変動幅は6(=12-6)となるため、この変動幅が7以上であればノイズ等の影響を受けていることがわかる。実際の停止判定値は、ノイズによる変動の許容分だけ、ノイズの無い環境における変動幅より大きな値に設定すればよい。

【0090】

このように構成された本実施形態の復調器10aによれば、第1実施形態の復調器10と同様の効果が得られるだけでなく、装置の経年変化や送信側の発振器の誤差等に対応して、常に判定しきい値が最適な状態(判定しきい値)に設定されるため、復調処理の信頼性を向上させることができる。

10

【0091】

また、本実施形態の復調器10aでは、受信信号を正しく復調できない電波環境にあると推定されるときには、カウンタC1～C4の動作を停止させ、無駄な電力消費を抑えるようにされている。従って、当該装置を電池動作をさせる場合には、より小さな容量の電池でも動作させることができ、また同じ電池であればより長時間に渡って動作させることができる。

【0092】

なお、本実施形態では、しきい値設定部18及び電波環境推定部20を同時に用いているが、いずれか一方のみを用いてもよい。

20

また、本実施形態において、しきい値設定部18は、カウンタC1のカウンタ値に基づいて判定しきい値を設定するようにされているが、特に電波環境推定部20を設けない場合には、どのカウンタC1～C4のカウンタ値を用いて設定してもよいし、全てのカウンタC1～C4のカウンタ値の累積値や平均値等を用いて設定してもよい。

[第4実施形態]

次に第4実施形態について説明する。

【0093】

本実施形態は、第1実施形態に、構成を一部追加すると共に、カウンタ部12を構成するカウンタC1～C4の動作が一部異なるだけであるため、第1実施形態と同じ構成部分については同一符号を付して説明を省略し、第1実施形態とは相異なる部分を中心に説明する。

30

【0094】

即ち、本実施形態の復調器10dでは、図6に示すように、カウンタ部12と同期タイミング設定部14との間に、カウンタ部12を構成する各カウンタC1～C4から供給されるカウンタ値に基づいて、ビット時間幅Tの間にカウントされた被変調信号の波数を算出する波数算出部13を備えている。

【0095】

また、本実施形態の復調器10dにおいて、カウンタCi(i=1～4)は、タイミング信号Siによってカウンタ値をラッチするラッチ回路を内蔵し、しかも、カウンタ動作自体は、このタイミング信号Siによってリセットされることがなく、いわゆるフリーラン動作するように構成されている。つまり、各カウンタC1～C4は、図7に示すように、T/4ずつ異なったタイミングで操作し、いずれもビット時間幅Tを周期として、被変調信号の波数をカウントしたカウンタ値を出力するようにされている。

40

【0096】

そして、波数算出部13では、カウンタCiのオーバーフローがない場合( $V_n = V_{n-1}$ )には(5)式、カウンタCiのオーバーフローがある場合( $V_n < V_{n-1}$ )には(6)式を用いて、Ciの各カウンタ区間内にカウントされた波数Wnを算出する。但し、カウンタCiから得られた今回のカウンタ値をVn、同じカウンタCiから得られた前回(ビット時間幅T前)のカウンタ値をVn-1、カウンタCiのビット幅をkとす

50

る。

【0097】

$$W_n = V_n - V_{n-1} \quad (5)$$

$$W_n = V_n - V_{n-1} + 2^k \quad (6)$$

ここで、図7に示すタイミング図を用いて、本実施形態の復調器10dの動作を具体的に説明する。但し、第1実施形態の場合と同様に、 $(F_0 + F_1) \cdot T = 12$ 、 $(F_0 - F_1) \cdot T = 6$ であり、符号判定部16で使用される判定しきい値は、中心周波数 $F_0$ に対する波数 $F_0 \cdot T$ に等しい「9」に設定されているものとする。また、ここでは、理解を容易にするために、タイミング信号 $S_1$ が、ビット境界と正確に一致しているものとし、また、ノイズの発生はないものとして説明する。また、カウンタ $C_1 \sim C_4$ のビット幅 $k$ は $k = 4$ ビットとする。

10

【0098】

図7に示すように、各カウンタ $C_1 \sim C_4$ からは、ビット時間幅 $T$ を有するカウント区間が終了する毎にカウント値が得られる。具体的に、カウンタ $C_1$ からは、カウント値として「12」「2」「14」「4」、カウンタ $C_2$ からはカウント値「11」「2」「11」、カウンタ $C_3$ からは、カウント値「9」「2」「11」、カウンタ $C_4$ からは、カウント値「8」「2」「10」が得られる。

【0099】

従って、波数算出部13では、カウンタ $C_1$ のカウント値から、波数「12」及び「6」、カウンタ $C_2$ のカウント値から波数「11」及び「7」、カウンタ $C_4$ のカウント値から波数「8」及び「10」が交互に得られ、カウンタ $C_3$ のカウント値から波数「9」のみが得られることになる。

20

【0100】

以下、このようにして、開始タイミングが異なるカウント区間毎に得られた波数に基づき、同期タイミング設定部14及び符号判定部16は、第1実施形態の場合と全く同様に動作する。

以上説明したように、本実施形態の復調器10dでは、カウンタ $C_1 \sim C_4$ としてフリーランカウンタを使用し、そのカウント値からカウント区間毎の波数を求めている以外は、第1実施形態の場合と全く同様に動作するため、これと同様の効果を得ることができる。

30

【0101】

なお、本実施形態では、第1実施形態の復調器10に対して、カウンタ $C_1 \sim C_4$ としてフリーランカウンタの使用と、波数算出部13の追加とを適用したが、これを第2及び第3実施形態の復調器に適用してもよい。

[第5実施形態]

次に第5実施形態について説明する。

【0102】

図8(a)は、本実施形態の復調器10bの構成を示すブロック図である。

図示のように、本実施形態の復調器10bは、当該復調器10bへの入力信号、即ち $FS_K$ 変調された被変調信号の波数をカウントするカウンタ $C$ 及びカウンタの動作タイミングを制御するためのタイミング信号を生成するタイミング切替制御手段としてのタイミング生成回路 $TM_b$ からなるカウント部12bと、カウンタ $C$ のカウント値に基づいて、復調されるべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングを特定し、そのタイミングにてカウンタ $C$ を動作させるようにタイミング生成回路 $TM_b$ を設定するタイミング設定手段としての同期タイミング設定部14bと、カウンタ $C$ でのカウント値を判定しきい値と比較して信号レベルを判定することにより、デジタル信号を生成する符号判定部16とを備えている。

40

【0103】

このうち、タイミング生成回路 $TM_b$ は、タイミング信号により、カウンタ $C$ の動作タイ

50

ミングを、 $T$ 又は $T/4$ 単位で制御できるように構成されている。以下では、カウンタCのカウンタ動作がビット時間幅 $T$ だけ継続する区間をカウンタ区間、 $1/4$ ビット時間幅 $T/4$ だけ継続する区間を調整区間とよぶ。

【0104】

そして、タイミング生成回路 $TMb$ は、同期判定モードと復調動作モードとでは、異なったタイミングでカウンタCを動作させる。即ち、同期判定モードでは、図9に示すように、予め設定された規定回数(図9では2回)だけカウンタ期間が繰り返される毎に、1回だけ調整期間が挿入されるようにカウンタCを動作させる。

【0105】

これにより、ビット時間幅 $T$ 内で $T/4$ ずつタイミングの異なるカウンタ区間のそれぞれについて規定回数分のカウンタ値を得ることができる。即ち、第1実施形態のカウンタC1~C4から得られるものと同様のカウンタ値を、単一のカウンタCにより得ることができる。

【0106】

そして、同期タイミング設定部14bでは、カウンタCからのカウンタ値を、タイミングの異なるカウンタ区間毎に分類して保持し、その保持したカウンタ値に基づいて、第1実施形態の同期タイミング設定部14と同様の方法で、ビット境界とほぼ一致するタイミングを特定し、そのタイミングをタイミング生成回路 $TMb$ に通知する。

【0107】

すると、タイミング生成回路 $TMb$ は、復調動作モードに切り替わり、通知されたタイミングでカウンタCがカウンタ動作を繰り返すようなタイミング信号を生成する。そして、符号判定部16では、復調動作モードで動作するカウンタCからのカウンタ値に基づき、そのカウンタ値を判定しきい値と比較して信号レベルを判定することにより、デジタル信号を復調する。

【0108】

以上説明したように、本実施形態の復調器10bでは、同期判定に使用するカウンタ値の収集方法が第1実施形態のものとは異なるが、アナログ回路を用いることなく構成されているため、第1実施形態の復調器10と同様の効果を得ることができる。

【0109】

特に、本実施形態の復調器10bでは、単一のカウンタCにて複数のタイミングのカウンタ値を得るようにされているため、第1実施形態の場合と比較して、カウンタ部12bの構成を大幅に削減でき、より一層の小型化を図ることができる。

【0110】

なお、本実施形態では、同期判定に使用したカウンタCにて、復調用のカウンタ値も得るようにされているが、図8(b)に示す復調器10cのように、カウンタ部12cは、上述の同期判定モードでの動作をさせるカウンタCxと、上述の復調動作モードでの動作をさせるカウンタCyとを別々に備えるように構成してもよい。この場合、復調動作と同期判定とを並行して行うことができ、通信が長時間の渡るような場合でも、同期した状態を保ち続けることができる。

[第6実施形態]

次に第6実施形態について説明する。

【0111】

本実施形態では、第5実施形態の復調器10bに、構成を一部追加すると共に、カウンタ部12bを構成するカウンタCの動作が一部異なるだけであるため、第1実施形態と同じ構成部分については同一符号を付して説明を省略し、第5実施形態とは相異なる部分を中心に説明する。

【0112】

即ち、本実施形態の復調器10eでは、図10(a)に示すように、カウンタ部12eと同期タイミング設定部14b及び符号判定部16との間に、カウンタ部12eを構成するカウンタCから供給されるカウンタ値に基づいて、被変調信号の波数を算出する波数算出

10

20

30

40

50

部 1 3 e を備えている。

【 0 1 1 3 】

また、図 1 1 に示すように、本実施形態の復調器 1 0 e において、カウンタ C は、タイミング生成回路 T M e からのタイミング信号により、1 / 4 ビット時間幅 T / 4 毎にカウント値をラッチし、しかもカウント動作自体は、タイミング信号によってリセットされることのないフリーランカウンタとして構成されている。

【 0 1 1 4 】

なお、T / 4 毎に区切られた各区間を分割区間とよび、連続する 4 つの分割区間のそれぞれが、ビット時間幅 T を有する一つのカウント区間を形成する。つまり、分割区間を一つずつずらして組み合わせれば、ビット時間幅 T 内で開始タイミングの異なる 4 種類のカウンタ区間が得られる。

10

【 0 1 1 5 】

なお、波数算出部 1 3 では、少なくともビット時間幅 T 分（過去 4 個分）の分割区間のカウント値  $V_{n-4} \sim V_{n-1}$  を常時記憶するようにされている。そして、波数算出部 1 3 では、新たにカウンタ C から出力されたカウント値  $V_n$  と、ビット時間幅 T 分だけ前（4 つ前）の分割区間のカウント値  $V_{n-4}$  とに基づき、4 つの分割区間で特定されるカウント区間内の被変調信号の波数  $W_n$  を算出する。

【 0 1 1 6 】

但し、カウンタ C のオーバーフローがない場合（ $V_n = V_{n-4}$ ）には、(7) 式、カウンタ C のオーバーフローがある場合（ $V_n < V_{n-4}$ ）には、(8) 式を用い、また

20

$$W_n = V_n - V_{n-4}$$

(7)

$$W_n = V_n - V_{n-4} + 2^k$$

(8)

これにより、波数算出部 1 3 からは、図 1 1 に示すように、ビット時間幅 T 内での開始タイミングが異なる 4 種類のカウンタ区間のそれぞれについて、被変調信号の波数が算出されるため、以下、この得られた波数に基づき、同期タイミング設定部 1 4 b 及び符号判定部 1 6 は、第 5 実施形態の場合と同様に動作する。

【 0 1 1 7 】

以上説明したように、本実施形態の復調器 1 0 e では、カウンタ C としてフリーランカウンタを使用し、そのカウント値からカウント区間毎の波数を求めている以外は、第 5 実施形態の場合と全く同様に動作するため、これと同様の効果を得ることができる。

30

【 0 1 1 8 】

しかも、分割区間毎にカウンタ C をリセットせず、フリーランカウンタを用いて各分割区間でのカウント値を得ているため、この分割区間毎のカウント値に基づいて算出されるカウント区間の波数に、個々の分割区間に含まれる誤差が蓄積されることがなく、精度よく復調を行うことができる。

【 0 1 1 9 】

なお、本実施形態では、図 8 ( a ) に示す復調器 1 0 b を構成するカウンタ C に、フリーランカウンタを適用したが、図 1 0 ( b ) に示す復調器 1 0 f のように、図 8 ( b ) に示した復調器 1 0 c を構成するカウンタ C x , C y に、フリーランカウンタを適用してもよい。この場合、各カウンタ C x , C y 毎に、波数算出部 1 3 e , 1 3 f を設けるようにすればよい。

40

[ 第 7 実施形態 ]

次に第 7 実施形態について説明する。

【 0 1 2 0 】

本実施形態では、波数算出部 1 3 の動作が第 6 実施形態とは異なるだけであるため、この相異なる部分を中心に説明する。

即ち、本実施形態において、波数算出部 1 3 は、図 1 2 に示すように、まず、カウンタ C

50

から分割区間でのカウント値  $V_n$  が供給される毎に、そのカウント値  $V_n$  と、直前の分割区間でのカウント値  $V_{n-1}$  とに基づき、その分割区間内の波数  $X_n$  を算出する（（9）（10）式参照。）。そして、過去、ビット時間幅  $T$  分（本実施形態では過去4個）の分割区間でのカウント値  $V_n \sim V_{n-3}$  を加算することで、これらの分割区間に対応するカウント区間での波数  $W_n$  を算出する（（10）式参照。）。

【0121】

$$X_n = V_n - V_{n-1} \quad (V_n > V_{n-1} \text{ の場合}) \quad (9)$$

$$X_n = V_n - V_{n-1} + 2^k \quad (V_n < V_{n-1} \text{ の場合}) \quad (10)$$

$$W_n = X_n + X_{n-1} + X_{n-2} + X_{n-3} \quad (11)$$

これにより、波数算出部13からは、図12に示すように、ビット時間幅  $T$  内での開始タイミングが異なる4種類のカウント区間のそれぞれについて、被変調信号の波数が算出されるため、以下、この得られた波数に基づき、同期タイミング設定部14b及び符号判定部16は、第6実施形態の場合と全く同様に動作する。 10

【0122】

以上説明したように、本実施形態では、カウント区間毎の波数  $W_n$  を、分割区間毎のカウント値  $V_n$  の減算ではなく、このカウント値  $V_n$  から分割区間毎に求めた波数  $X_n$  の加算により求めている以外は、第6実施形態の場合と全く同様に動作するため、これと同様の効果を得ることができる。

【0123】

以上、本発明のいくつかの実施形態について説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、様々な態様にて実施することが可能である。 20

例えば、上記実施形態では、本発明を、2値信号からなるデジタル信号を用いてFSK変調された被変調信号を復調する復調器に適用したが、多値FSK変調された被変調信号を復調する復調器に適用してもよい。

【0124】

また、2値信号からなるデジタル信号により、振幅が0%と100%に変調される振幅変調の一種であるOOK (On-Off Keying) 変調は、ある周波数と直流とのFSK変調とも見なせるため、これについても適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1実施形態の復調器、及びその復調器を用いて構成したFSK受信器の構成を示すブロック図である。 30

【図2】第1実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図3】同期判定に使用するデータをシミュレーションにより求めた結果を示すグラフ、及びシミュレーションの条件を示す説明図である。

【図4】第2実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図5】第3実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図6】第4実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図7】第4実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図8】第5実施形態及び他の実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図9】第5実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。 40

【図10】第6実施形態及び他の実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図11】第6実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図12】第7実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図13】カウント値の分布を示す説明図である。

【図14】カウント区間のタイミングとカウント値との関係を示す説明図である。

【図15】一般的なFSK受信機の構成を示すブロック図である。

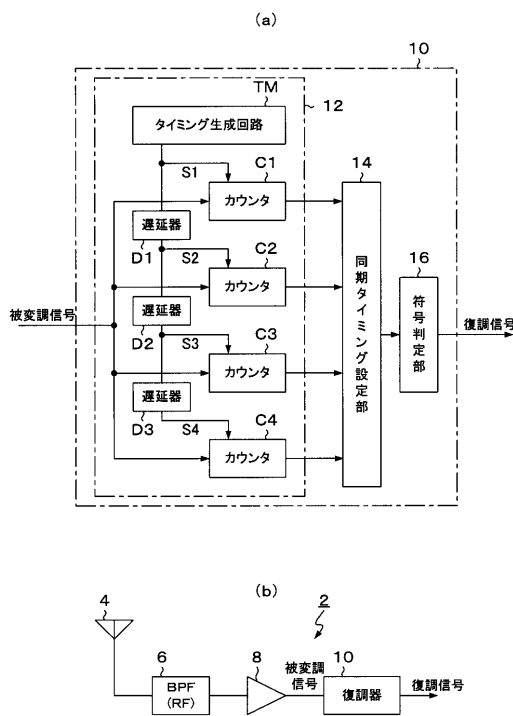
【図16】従来装置の構成、及びその動作を示す説明図である。

【符号の説明】

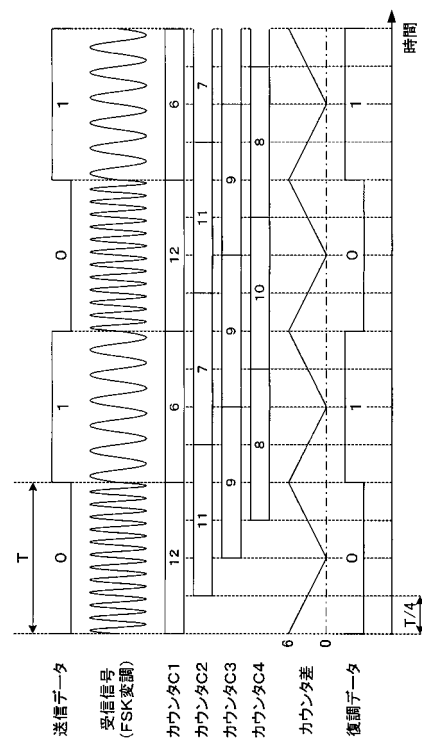
2 ... FSK受信機、4 ... アンテナ、8 ... RF増幅器、10, 10a ~ 10f ... 復調器、12, 12b ~ 12f ... カウント部、13, 13e, 13f ... 波数算出部、14, 14b ... 50

同期タイミング設定部、16...符号判定部、18...しきい値設定部、20...電波環境推定部、C、C1~C4、Cx、Cy...カウンタ、D1~D3...遅延器、TM、TMb、TMe...タイミング生成回路。

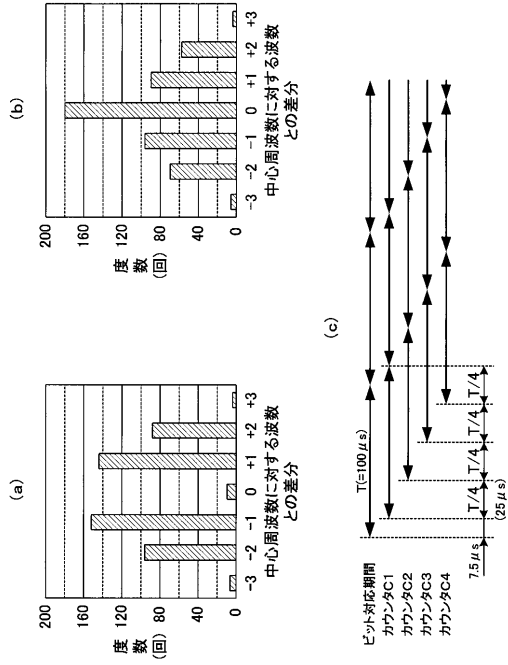
【図1】



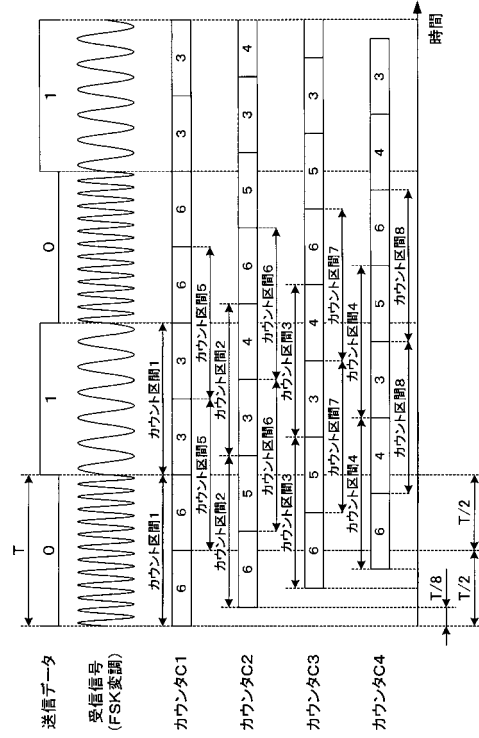
【図2】



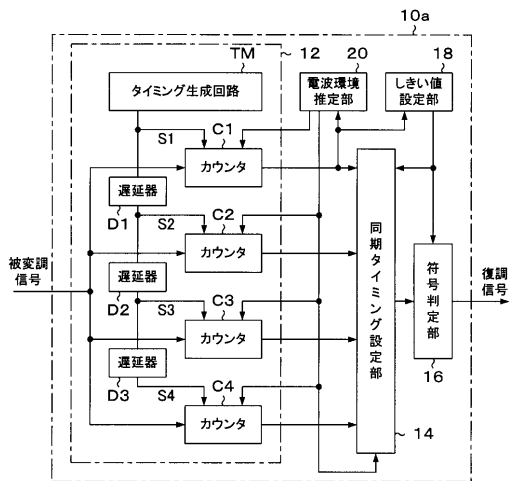
【 図 3 】



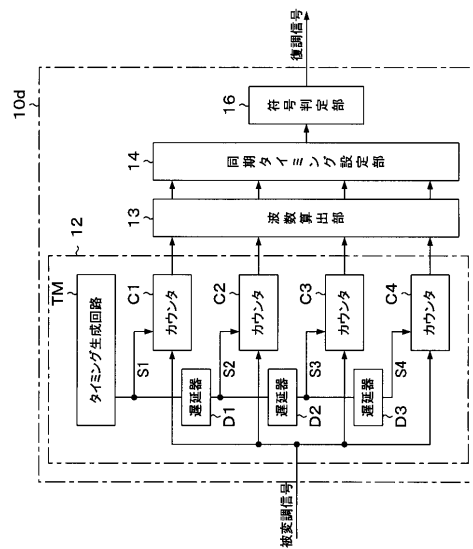
【 図 4 】



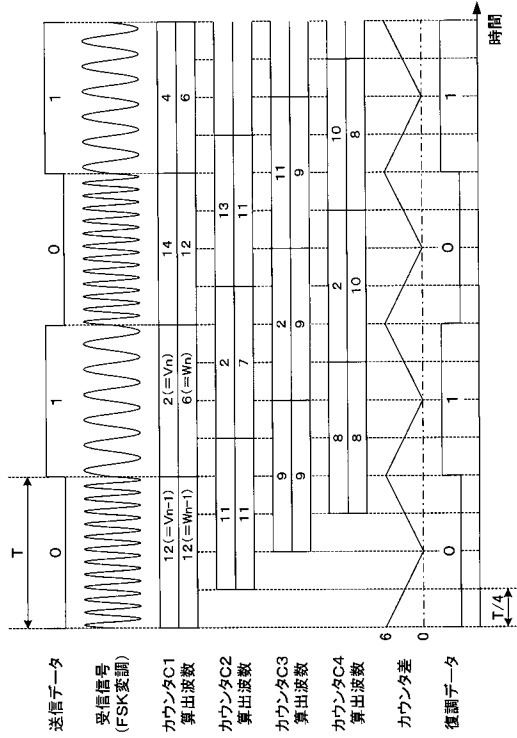
【 図 5 】



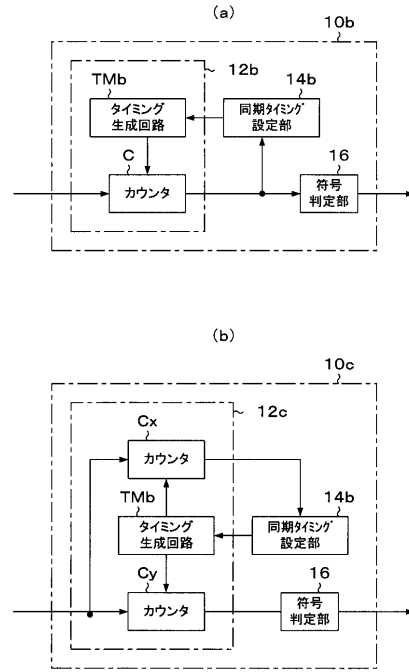
【 図 6 】



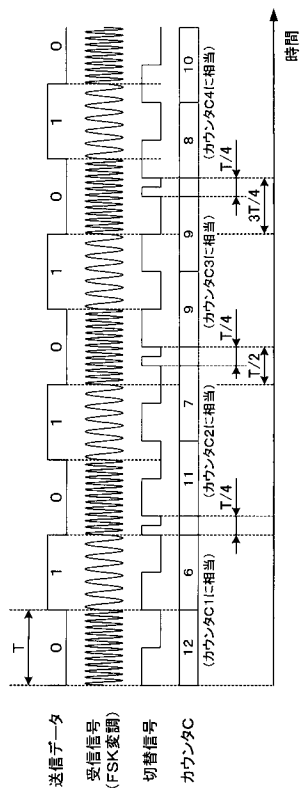
【 図 7 】



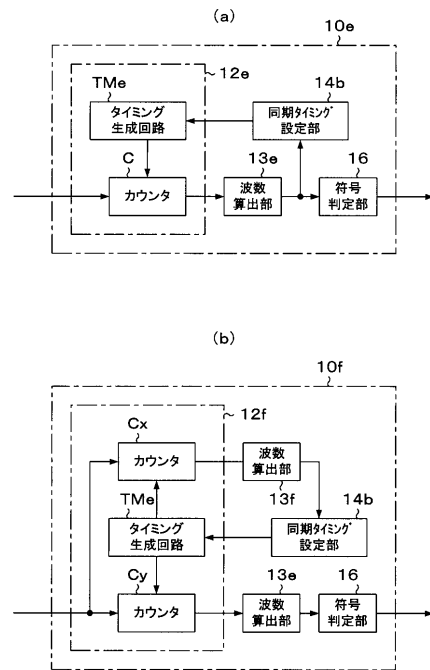
【 図 8 】



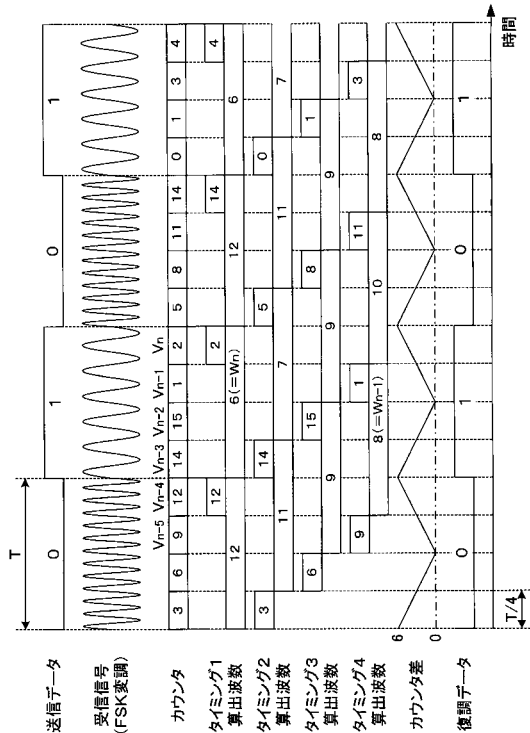
【 図 9 】



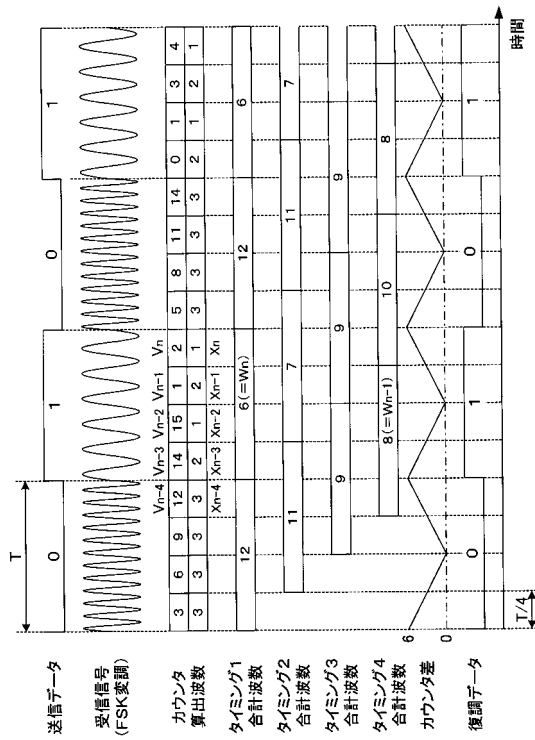
【 図 10 】



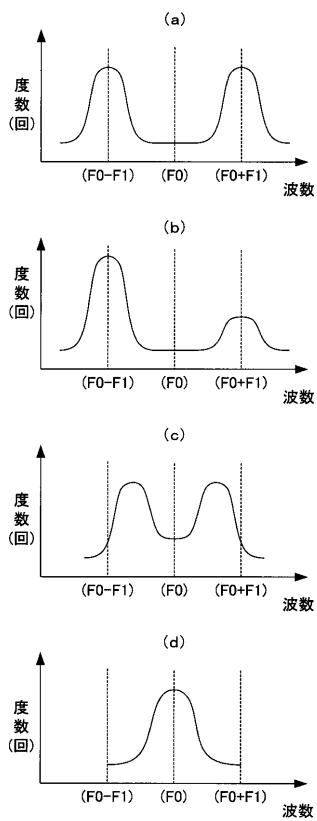
【図 1 1】



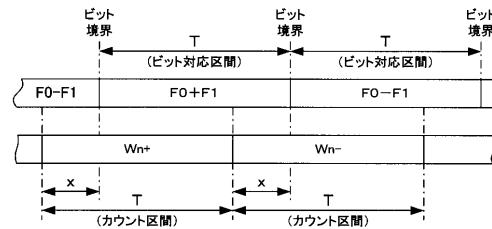
【図 1 2】



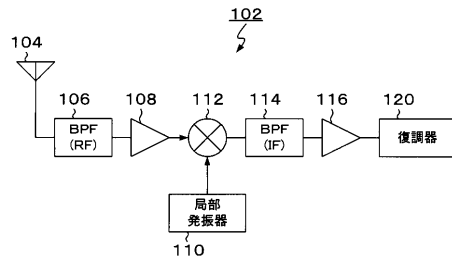
【図 1 3】



【図 1 4】



【図 1 5】



【 図 16 】

