

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4546295号  
(P4546295)

(45) 発行日 平成22年9月15日(2010.9.15)

(24) 登録日 平成22年7月9日(2010.7.9)

(51) Int. Cl. F I  
H04L 27/14 (2006.01) H04L 27/14 J

請求項の数 10 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2005-75779 (P2005-75779)	(73) 特許権者	308014341
(22) 出願日	平成17年3月16日 (2005.3.16)		富士通セミコンダクター株式会社
(65) 公開番号	特開2006-261992 (P2006-261992A)		神奈川県横浜市港北区新横浜二丁目10番
(43) 公開日	平成18年9月28日 (2006.9.28)		23
審査請求日	平成20年1月21日 (2008.1.21)	(74) 代理人	100072718
			弁理士 古谷 史旺
		(74) 代理人	100116001
			弁理士 森 俊秀
		(72) 発明者	富田 和広
			神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
			1号 富士通株式会社内
		審査官	羽岡 さやか

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

周波数偏移変調して送信された高周波信号を所定周波数の中間周波信号に変換して出力する周波数変換回路と、

前記周波数変換回路の出力信号の振幅を制限して出力する振幅制限回路と、

周波数が共に前記所定周波数の  $k$  倍 ( $k$  : 3 以上の奇数) であり、互いの位相が直交する一対の第1局部発振信号を生成する第1信号生成回路と、前記振幅制限回路の出力信号と前記第1局部発振信号の一方および他方をそれぞれ混合して出力するI側およびQ側混合器とを有し、前記I側およびQ側混合器の出力信号に基づいて復調信号を生成する直交復調回路とを備えていることを特徴とする受信装置。

10

【請求項2】

請求項1記載の受信装置において、

周波数が前記所定周波数の  $n \cdot m \cdot k$  倍 ( $m, n$  : 2 以上の整数) である基準発振信号を生成する発振器を備え、

前記周波数変換回路は、

前記基準発振信号に基づいて第2局部発振信号を生成する第2信号生成回路と、

前記高周波信号と前記第2局部発振信号とを混合して出力する混合器とを備え、

前記第1信号生成回路は、

前記基準発振信号を  $1/m$  分周して分周発振信号として出力する分周器と、

前記分周発振信号を  $1/n$  分周することで前記第1局部発振信号を生成する位相シフト

20

とを備えていることを特徴とする受信装置。

【請求項 3】

請求項 2 記載の受信装置において、

前記分周器は、前記基準発振信号に同期してカウント動作するカウンタを有し、前記カウンタが  $m$  回カウント動作する毎に反転する信号を前記分周発振信号として出力することを特徴とする受信装置。

【請求項 4】

請求項 2 記載の受信装置において、

前記  $m$  は、2 の  $a$  乗 ( $a$  : 2 以上の整数) であり、

前記分周器は、カスケード接続された  $a$  個のトグル型フリップフロップを有し、前記基準発振信号を初段のトグル型フリップフロップに入力して最終段のトグル型フリップフロップの出力信号を前記分周発振信号として出力することを特徴とする受信装置。

10

【請求項 5】

請求項 2 記載の受信装置において、

前記  $m$  は、2 であり、

前記分周器は、前記基準発振信号に同期して出力信号を反転させるトグル型フリップフロップを有し、前記トグル型フリップフロップの出力信号を前記分周発振信号として出力することを特徴とする受信装置。

【請求項 6】

請求項 2 記載の受信装置において、

前記  $n$  は、2 の  $b$  乗 ( $b$  : 正整数) であり、

前記位相シフタは、前記分周発振信号に同期してカウント動作する  $b$  ビットのジョンソンカウンタを有し、前記ジョンソンカウンタのビット値信号に基づいて前記第 1 局部発振信号を生成することを特徴とする受信装置。

20

【請求項 7】

請求項 2 記載の受信装置において、

前記  $n$  は、4 であり、

前記位相シフタは、前記分周発振信号に同期して出力信号を反転させるトグル型フリップフロップと、前記トグル型フリップフロップの出力信号の立ち上がりおよび立ち下がりにそれぞれ同期して第 1 および第 2 出力信号を反転させるフリップフロップ回路とを有し、前記フリップフロップ回路の前記第 1 および第 2 出力信号に基づいて前記第 1 局部発振信号を生成することを特徴とする受信装置。

30

【請求項 8】

請求項 2 記載の受信装置において、

前記  $n$  は、2 であり、

前記位相シフタは、前記分周発振信号の立ち上がりおよび立ち下がりにそれぞれ同期して第 1 および第 2 出力信号を反転させるフリップフロップ回路を有し、前記フリップフロップ回路の前記第 1 および第 2 出力信号に基づいて前記第 1 局部発振信号を生成することを特徴とする受信装置。

【請求項 9】

請求項 1 記載の受信装置において、

前記振幅制限回路と前記直交復調回路との間に設けられ、前記所定周波数の  $k$  倍の周波数を中心周波数とする帯域通過フィルタを備えていることを特徴とする受信装置。

40

【請求項 10】

請求項 1 記載の受信装置において、

前記振幅制限回路と前記直交復調回路との間に設けられ、前記所定周波数の  $k$  倍の周波数を含む通過域を有する高域通過フィルタを備えていることを特徴とする受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

50

## 【 0 0 0 1 】

本発明は、周波数偏移変調（F S K : Frequency Shift Keying）を用いた無線通信の受信装置（F S K 受信装置）に関する。

## 【 背景技術 】

## 【 0 0 0 2 】

狭帯域近距離無線通信には、低コストな F S K 通信システムがよく用いられる。特に、F S K 受信装置においては、近時、L o w - I F 方式が、バンドパスフィルタを内蔵できる等の理由から低コスト化が可能であるため広く用いられている。一般的に、F S K 受信装置では、入力信号（無線信号）をリミッタアンプ等で振幅制限した後に、外付け移相器を用いたクワドラチャ検波で復調信号を得る方式が採用されている。また、この方式より低コストな方式として、C o m p l e x I / Q ベースバンド信号（I Q ダウンコンバータの出力信号）を微分・乗算処理して復調信号を得る方式が知られている（例えば、非特許文献 1 参照）。

10

## 【 0 0 0 3 】

また、デジタル周波数変調を用いた通信方式において、周波数スペクトラムの有効利用のため周波数偏移を小さくして送出された信号を効率よく検波復調する遅延検波方式が知られている（例えば、特許文献 1 参照）。

## 【 特許文献 1 】 特開昭 6 1 - 9 9 4 4 7 号公報

【 非特許文献 1 】 John F. Wilson, Richard Youell, Tony H. Richards, Gwilym Luff, and Ralf Pilaski, "A Single-Chip VHF and UHF Receiver for Radio Paging", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL.26, NO.12, December 1991.

20

## 【 発明の開示 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 0 4 】

外付け移相器を用いたクワドラチャ検波で復調信号を得る方式では、外付け移相器に比較的大きなコストがかかってしまう。従って、この方式は、低コスト化が強く要求される F S K 受信装置には適さない。また、この方式には、F S K 受信装置の製品出荷時に外付け移相器の調整が必要となる場合があるという欠点もある。

C o m p l e x I / Q ベースバンド信号を微分・乗算処理して復調信号を得る方式は、従来のページャのような変調指数が大きい場合には適しているが、変調指数が小さい場合（例えば、エコーネット：周波数偏移 2 . 1 k M H z、データレート 2 . 4 k b p s のとき変調指数 1 . 7 5）には、復調信号のばらつきが大きくなってしまふ。すなわち、復調信号のデューティがずれて大きなジッタとなってしまう。このため、後段のベースバンド I C が復調信号に対して同期をとりづらくなってしまふ。

30

## 【 0 0 0 5 】

本発明の目的は、変調指数が低い場合でも、復調信号を精度よく低コストで生成できる F S K 受信装置を提供することにある。

## 【 課題を解決するための手段 】

## 【 0 0 0 6 】

本発明の受信装置の一形態では、周波数変換回路は、周波数偏移変調して送信された高周波信号を所定周波数の中間周波信号に変換して出力する。振幅制限回路は、周波数変換回路の出力信号の振幅を制限して出力する。直交復調回路の第 1 信号生成回路は、互いの位相が直交する一対の第 1 局部発振信号を生成する。第 1 局部発振信号の周波数は、共に所定周波数の k 倍（k : 3 以上の奇数）である。直交復調回路の I 側混合器は、振幅制限回路の出力信号と第 1 局部発振信号の一方とを混合して出力する。直交復調回路の Q 側混合器は、振幅制限回路の出力信号と第 1 局部発振信号の他方とを混合して出力する。直交復調回路は、I 側および Q 側混合器の出力信号に基づいて復調信号を生成する。

40

## 【 0 0 0 7 】

第 1 局部発振信号の周波数を所定周波数の k 倍に設定することで、直交復調回路は、振幅制限回路の出力信号の k 次高調波成分（振幅制限回路の出力信号を k 通倍した信号に相

50

当)を利用して復調信号を生成する。このことは変調指数を $k$ 倍大きくしたものと等価であるため、変調指数が低い場合でも復調信号のばらつきを小さくできる。また、振幅制限回路の出力信号を $k$ 通倍するための通倍器が不要であるため、低コストで復調信号の精度を向上できる。従って、FSK通信システムの品質向上およびコスト低減に寄与できる。なお、振幅制限回路の出力信号には奇数次高調波成分のみならず偶数次高調波成分も現れるが、偶数次高調波成分のレベルは奇数次高調波成分に比べて非常に低いため、直交復調回路での利用には適さない。

【0008】

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、発振器は、周波数が所定周波数の $n \cdot m \cdot k$  ( $m, n: 2$ 以上の整数)である基準発振信号を生成する。周波数変換回路の第2信号生成回路は、基準発振信号に基づいて第2局部発振信号を生成する。周波数変換回路の混合器は、高周波信号と第2局部発振信号とを混合して出力する。第1信号生成回路の分周器は、基準発振信号を $1/m$ 分周して分周発振信号として出力する。第1信号生成回路の位相シフタは、分周発振信号を $1/n$ 分周することで第1局部発振信号を生成する。このような構成により、第1および第2信号生成回路の信号生成動作に使用される基準発振信号を共通化できる。従って、第1および第2信号生成回路に対して個別の発振器をそれぞれ設ける場合に比べてコストを削減できる。

10

【0009】

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、第1信号生成回路の分周器は、基準発振信号に同期してカウント動作するカウンタを備えて構成される。分周器は、カウンタが $m$ 回カウント動作する毎に反転する信号を分周発振信号として出力する。カウンタを利用することで、基準発振信号を $1/m$ 分周する分周器を容易に構成できる。

20

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、 $m$ は、2の $a$ 乗 ( $a: 2$ 以上の整数)である。第1信号生成回路の分周器は、カスケード接続された $a$ 個のトグル型フリップフロップを備えて構成される。分周器は、基準発振信号を初段のトグル型フリップフロップに入力して最終段のトグル型フリップフロップの出力信号を分周発振信号として出力する。カスケード接続された $a$ 個のトグル型フリップフロップを利用することで、基準発振信号を $1/m$ 分周する分周器を、カウンタを利用する場合に比べて簡易な回路構成で実現できる。また、分周発振信号のデューティを正確に50%にできる。

【0010】

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、 $m$ は、2である。第1信号生成回路の分周器は、基準発振信号に同期して出力信号を反転させるトグル型フリップフロップを備えて構成される。分周器は、トグル型フリップフロップの出力信号を分周発振信号として出力する。トグル型フリップフロップを利用することで、発振信号を $1/2$ 分周する分周器を容易に構成でき、分周発振信号のデューティを正確に50%にできる。

30

【0011】

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、 $n$ は、2の $b$ 乗 ( $b: 正整数$ )である。第1信号生成回路の位相シフタは、分周発振信号に同期してカウント動作する $b$ ビットのジョンソンカウンタを備えて構成される。位相シフタは、ジョンソンカウンタのビット値信号に基づいて第1局部発振信号を生成する。例えば、 $n$ が4である場合(すなわち、 $b$ が2である場合)の場合、2ビットのジョンソンカウンタにおける1ビット目のビット値信号と2ビット目のビット値信号とは、周波数が共に分周発振信号の $1/4$ であるうえに、互いの位相が正確に90度ずれる。従って、ジョンソンカウンタにおける1ビット目のビット値信号および2ビット目のビット値信号を、第1局部発振信号の一方および他方として利用できる。また、ジョンソンカウンタは分周発振信号の立ち上がりまたは立ち下がりのいずれか一方に同期してカウント動作する。このため、ジョンソンカウンタのビット値信号を第1局部発振信号として利用することで、分周発振信号のデューティに拘わらず、第1局部発振信号のデューティを正確に50%にできる。

40

【0012】

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、 $n$ は、4である。第1信号生

50

成回路の位相シフタは、分周発振信号に同期して出力信号を反転させるトグル型フリップフロップと、トグル型フリップフロップの出力信号の立ち上がりおよび立ち下がりそれぞれ同期して第1および第2出力信号を反転させるフリップフロップ回路とを備えて構成される。位相シフタは、フリップフロップ回路の第1および第2出力信号に基づいて第1局部発振信号を生成する。トグル型フリップフロップの出力信号は、周波数が分周発振信号の1/2になるうえに、デューティが正確に50%になる。このため、例えば、フリップフロップ回路がトグル型フリップフロップの出力信号の立ち上がり毎に第1出力信号を反転させ、トグル型フリップフロップの出力信号の立ち下がり毎に第2出力信号を反転させる場合、第1および第2出力信号は、周波数が共に分周発振信号の1/4になるうえに、互いの位相が正確に90度ずれる。従って、フリップフロップ回路の第1および第2出力信号を、第1局部発振信号の一方および他方として利用できる。フリップフロップ回路の第1および第2出力信号を第1局部発振信号として利用することで、分周発振信号のデューティに拘わらず、第1局部発振信号のデューティを正確に50%にできる。

10

**【0013】**

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、nは、2である。第1信号生成回路の位相シフタは、分周発振信号の立ち上がりおよび立ち下がり同期して第1および第2出力信号をそれぞれ反転させるフリップフロップ回路を備えて構成される。位相シフタは、フリップフロップ回路の第1および第2出力信号に基づいて第1局部発振信号を生成する。例えば、フリップフロップ回路が分周発振信号の立ち上がり毎に第1出力信号を反転させ、分周発振信号の立ち下がり毎に第2出力信号を反転させる場合、分周発振信号のデューティが50%であれば、第1および第2出力信号は、周波数が共に分周発振信号の1/2になるうえに、互いの位相が正確に90度ずれる。従って、分周発振信号のデューティが50%である場合、フリップフロップ回路の第1および第2出力信号を、第1局部発振信号の一方および他方として利用できる。

20

**【0014】**

本発明の受信装置の前記一形態における好ましい例では、振幅制限回路と直交復調回路との間に、帯域通過フィルタあるいは高域通過フィルタが設けられる。帯域通過フィルタの中心周波数は、所定周波数のk倍の周波数である。高域通過フィルタは、所定周波数のk倍の周波数を含む通過域を有する。振幅制限回路の出力信号の高調波成分は、次数が上がるにつれて振幅が徐々に小さくなるため、k次高調波成分以外の高調波成分、特にk次高調波成分より低い次数の高調波成分が干渉する可能性がある。高調波成分どうしは十分に離れているため、1~2次程度の簡易な帯域通過フィルタあるいは高域通過フィルタを設けることで、不要な高調波成分を直交復調回路の前段で除去できる。この結果、復調信号の精度向上に寄与できる。

30

**【発明の効果】****【0015】**

本発明の受信装置では、変調指数が低い場合でも、低コストで復調信号のばらつきを小さくできる。すなわち、復調信号のデューティのずれをなくすことができ、ジッタを低減できる。高精度の復調信号を低コストで生成できるため、FSK通信システムの品質向上およびコスト削減に寄与する。

40

**【発明を実施するための最良の形態】****【0016】**

以下、図面を用いて本発明の実施形態を説明する。図1は、本発明の受信装置の第1実施形態を示している。FSK受信装置RD1は、低ノイズ増幅器LNA、ミキサMIX、PLL回路PC、水晶発振器OSC1およびバンドパスフィルタBPF1(周波数変換回路)と、リミッタアンプLIM(振幅制限回路)と、ミキサMIXA1、MIXB1、局部発振信号生成回路LOG、発振器OSC2、ローパスフィルタLPFA、LPFB、リミッタアンプLIMA、LIMB、微分フィルタDFA、DFB、ミキサMIXA2、MIXB2、減算器SUBおよび比較器CMP(直交復調回路)とを有している。

**【0017】**

50

ミキサMIX（混合器）は、低ノイズ増幅器LNAを介して受ける高周波のFSK信号（周波数 $f_{RF}$ ）とPLL回路PCの出力クロックとを混合してバンドパスフィルタBPF1に出力する。PLL回路PC（第2信号生成回路）は、水晶発振器OSC1から出力される基準クロックに基づいて出力クロック（第2局部発振信号）を生成する。バンドパスフィルタBPF1は、所定周波数 $f_{IF}$ を中心周波数 $f_{O1}$ とし、ミキサMIXの出力信号における不要な周波数成分を除去して出力する。リミッタアンプLIMは、バンドパスフィルタBPF1の出力信号の振幅を制限して出力する。

【0018】

ミキサMIXA1（I側混合器）は、リミッタアンプLIMの出力信号と局部発振信号生成回路LOGのLO信号（第1局部発振信号）の一方とを混合してローパスフィルタLPFAに出力する。ミキサMIXB1（Q側混合器）は、リミッタアンプLIMの出力信号と局部発振信号生成回路LOGのLO信号の他方とを混合してローパスフィルタLPFBに出力する。局部発振信号生成回路LOG（第1信号生成回路）は、発振器OSC2から出力される基準クロック（周波数 $f_{OSC2} = k \cdot f_{IF}$ （ $k$ ：3以上の奇数））に基づいて、互いの位相が90度ずれた一対のLO信号（周波数 $f_{LO} = k \cdot f_{IF}$ ）を生成する。例えば、 $k$ は3である。

【0019】

ローパスフィルタLPFAは、ミキサMIXA1の出力信号における不要な周波数成分を除去して出力する。同様に、ローパスフィルタLPFBは、ミキサMIXB1の出力信号における不要な周波数成分を除去して出力する。リミッタアンプLIMAは、ローパスフィルタLPFAの出力信号の振幅を制限して出力する。同様に、リミッタアンプLIMBは、ローパスフィルタLPFBの出力信号の振幅を制限して出力する。

【0020】

微分フィルタDFAは、リミッタアンプLIMAの出力信号を微分処理して出力する。同様に、微分フィルタDFBは、リミッタアンプLIMBの出力信号を微分処理して出力する。ミキサMIXA2は、微分フィルタDFAの出力信号とリミッタアンプLIMBの出力信号とを混合して出力する。ミキサMIXB2は、微分フィルタDFBの出力信号とリミッタアンプLIMAの出力信号とを混合して出力する。減算器SUBは、ミキサMIXA2の出力信号とミキサMIXB2の出力信号とを減算処理して出力する。比較器CMPは、減算器SUBの出力信号を識別して復調信号を出力する。このように、FSK受信装置RD1は、ミキサMIXA1、MIXB1の出力信号（Complex I/Qベースバンド信号）を微分・乗算処理して復調信号を得る方式を採用している。なお、微分フィルタDFA、DFB、ミキサMIXA2、MIXB2、減算器SUBおよび比較器CMPの詳細な動作については、前述の非特許文献1に記載されているため説明を省略する。

【0021】

図2は、第1実施形態のシミュレーション結果を示している。図2(a)は、リミッタアンプLIMの出力ノード0の信号波形を示している。図2(b)は、ミキサMIXA1の出力ノードIの信号波形（太線）、およびミキサMIXB1の出力ノードQの信号波形（細線）を示している。図2(c)は、リミッタアンプLIMAの出力ノード1の信号波形（太線）、およびリミッタアンプLIMBの出力ノード2の信号波形（細線）を示している。図2(d)は、減算器SUBの出力ノード7の信号波形（実線）、および比較器CMPの出力ノード8の信号波形（波線）を示している。図2(a)～(d)において、横軸は、時間（単位：ミリ秒）を示している。この例では、変調指数は1.75であり、 $k$ は3である。前述のような構成のFSK受信装置RD1（第1実施形態）では、図2(d)に示されるように、変調指数が低い場合であっても、減算器SUBの出力ノード7に生成される信号のパルス数を増やすことができるため、比較器CMPの出力ノード8に生成される信号、すなわち復調信号のデューティ（低レベル期間 $t_L$ および高レベル期間 $t_H$ の和と高レベル期間 $t_H$ との比）をほぼ50%で一定にできる。

【0022】

図3は、本発明の第1比較例を示している。第1比較例を説明するにあたって、第1実

10

20

30

40

50

施形態（図1）で説明した要素と同一の要素については、同一の符号を付し、詳細な説明を省略する。FSK受信装置RDaは、低ノイズ増幅器LNA、ミキサMIX、PLL回路PC、水晶発振器OSC1、バンドパスフィルタBPF1、リミッタアンプLIM、ミキサMIXa、外付け移相器QTおよび比較器CMPを有している。ミキサMIXaは、リミッタアンプLIMの出力信号と、外付け移相器によりリミッタアンプLIMの出力信号を移相した信号とを混合して比較器CMPに出力する。このように、FSK受信装置RDaは、外付け移相器QTを用いたクワドラチャ検波で復調信号を得る方式を採用している。このような構成のFSK受信装置RDa（第1比較例）では、外付け移相器QTに大きなコストがかかるため、FSK受信装置RDaの低コスト化を妨げてしまう。また、場合によっては、FSK受信装置RDaの製品出荷時に外付け移相器QTの調整が必要となってしまう。

10

#### 【0023】

図4は、本発明の第2比較例を示している。第2比較例を説明するにあたって、第1実施形態（図1）で説明した要素と同一の要素については、同一の符号を付し、詳細な説明を省略する。FSK受信装置RDbは、第1実施形態の発振器OSC2に代えて発振器OSC2bを有することを除いて第1実施形態のFSK受信装置RD1と同一である。発振器OSC2bは、周波数が発振器OSC2の $1/k$ である基準クロックを生成する。すなわち、発振器OSC2bから出力される基準クロックの周波数 $f_{OSC2b}$ は、所定周波数 $f_{IF}$ と同一である。

#### 【0024】

20

図5および図6は、第2比較例のシミュレーション結果を示している。図5(a)および図6(a)は、リミッタアンプLIMの出力ノード0の信号波形を示している。図5(b)および図6(b)は、ミキサMIXA1の出力ノードIの信号波形（太線）、およびミキサMIXB1の出力ノードQの信号波形（細線）を示している。図5(c)および図6(c)は、リミッタアンプLIMAの出力ノード1の信号波形（太線）、およびリミッタアンプLIMBの出力ノード2の信号波形（細線）を示している。図5(d)および図6(d)は、減算器SUBの出力ノード7の信号波形（実線）、および比較器CMPの出力ノード8の信号波形（波線）を示している。図5(a)～(d)および図6(a)～(d)において、横軸は、時間（単位：ミリ秒）を示している。この例では、図2と同様に、変調指数は1.75である。なお、図5と図6とでは、局部発振信号生成回路LOGのLO信号の位相およびリミッタアンプLIMの出力信号の位相が異なる。前述のような構成のFSK受信装置RDb（第2比較例）では、図5(d)および図6(d)に示されるように、変調指数が低くなるほど、減算器SUBの出力ノード7に生成される信号のパルス数が少なくなるため、比較器CMPの出力ノード8に生成される信号、すなわち復調信号のデューティにばらつきが生じてしまう。

30

#### 【0025】

以上、第1実施形態では、局部発振信号生成回路LOGのLO信号の周波数を所定周波数 $f_{IF}$ の $k$ 倍に設定することで、リミッタアンプLIMの出力信号の $k$ 次高調波成分を利用して復調信号が生成される。このことは変調指数を $k$ 倍大きくしたと等価であるため、変調指数が低い場合でも復調信号のばらつきを小さくできる。また、リミッタアンプLIMの出力信号を $k$ 通倍するための通倍器は不要であるため、低コストで復調信号の精度を向上できる。従って、FSK通信システムの高品質化および低コスト化に寄与できる。

40

#### 【0026】

図7は、本発明の受信装置の第2実施形態を示している。第2実施形態を説明するにあたって、第1実施形態で説明した要素と同一の要素については、同一の符号を付し、詳細な説明を省略する。FSK受信装置RD2は、第1実施形態のFSK受信装置RD1にバンドパスフィルタBPF2を加えて構成されている。バンドパスフィルタBPF2は、リミッタLIMとミキサMIXA1、MIXB1との間に設けられている。例えば、バンドパスフィルタBPF2の中心周波数 $f_{O2}$ は、所定周波数 $f_{IF}$ の $k$ 倍である。

50

## 【 0 0 2 7 】

リミッタアンプ L I M の出力信号の高調波成分は、次数が上がるにつれて振幅が徐々に小さくなる。このため、k 次高調波成分以外の高調波成分、特に k 次高調波成分より低い次数の高調波成分が干渉する可能性がある。高調波成分どうしは十分に離れているため、1 ~ 2 次程度の簡易なバンドパスフィルタ B P F 2 を設けることで、不要な高調波成分が除去される。このような第 2 実施形態でも、第 1 実施形態と同様の効果が得られる。さらに、ミキサ M I X A 1、M I X B 1 の前段（すなわち、I Q ダウンコンバータの前段）で不要な高調波成分を除去でき、復調信号の精度向上に寄与できる。

## 【 0 0 2 8 】

図 8 は、本発明の受信装置の第 3 実施形態を示している。第 3 実施形態を説明するにあたって、第 1 および第 2 実施形態で説明した要素と同一の要素については、同一の符号を付し、詳細な説明を省略する。F S K 受信装置 R D 3 は、第 1 実施形態の発振器 O S C 1、O S C 2 に代えて水晶発振器 O S C 3 を有すること、第 1 実施形態の局部発振信号生成回路 L O G に代えてカウンタ C N T（分周器）およびジョンソンカウンタ J C（位相シフタ）を有することを除いて、第 1 実施形態の F S K 受信装置 R D 1 と同一である。水晶発振器 O S C 3 は、周波数  $f_{OSC3} = n \cdot m \cdot k \cdot f_{IF}$ （ $m, n$  : 2 以上の整数）の基準クロック（基準発振信号）を生成する。なお、 $n$  は、2 の  $b$  乗（ $b$  : 正整数）であり、例えば 4 である（すなわち、 $b$  は 2 である）。

## 【 0 0 2 9 】

カウンタ C N T は、水晶発振器 O S C 3 から出力される基準クロックに同期してカウント動作する。カウンタ C N T は、 $m$  回カウント動作する毎に、例えばワンショットパルス信号をジョンソンカウンタ J C に出力する。従って、カウンタ C N T の出力信号（分周発振信号）の周波数  $f_{LOB}$  は、水晶発振器 O S C 3 からの基準クロックの  $1/m$ （ $f_{LOB} = f_{OSC3}/m = 4 \cdot k \cdot f_{IF}$ ）である。2 ビットのジョンソンカウンタ J C は、ビット J C 0 ~ J C 1 を有し、カウンタ C N T の出力信号の遷移（例えば、立ち上がり）に同期してカウント動作する。ジョンソンカウンタ J C は、ビット J C 0、J C 1 のビット値信号をミキサ M I X A 1、M I X B 1 への L O 信号として出力する。

## 【 0 0 3 0 】

図 9 は、図 8 のジョンソンカウンタ J C の動作を示している。ジョンソンカウンタ J C におけるビット J C 0 のビット値信号とビット J C 1 のビット値信号とは、共に周波数がカウンタ C N T の出力信号の  $1/4$ （ $f_{LO} = k \cdot f_{IF}$ ）であるうえに、互いの位相が正確に 90 度ずれる。従って、ジョンソンカウンタ J C のビット J C 0、J C 1 のビット値信号を、それぞれミキサ M I X A 1、M I X B 1 への L O 信号として利用できる。

## 【 0 0 3 1 】

このような第 3 実施形態でも、第 1 および第 2 実施形態と同様の効果が得られる。さらに、P L L 回路 P C の出力クロックおよびミキサ M I X A 1、M I X A 2 への L O 信号を生成するために使用される基準クロックを共通化できる。従って、P L L 回路 P C およびミキサ M I X A 1、M I X A 2 に対して個別の発振器をそれぞれ設ける場合に比べてコストを削減できる。また、ジョンソンカウンタ J C は、カウンタ C N T の出力信号の立ち上がりに同期してカウント動作するため、カウンタ C N T の出力信号のデューティに拘わらず、ミキサ M I X A 1、M I X B 2 への L O 信号のデューティを正確に 50 % にできる。

## 【 0 0 3 2 】

図 10 は、本発明の受信装置の第 4 実施形態を示している。第 4 実施形態を説明するにあたって、第 1 ~ 第 3 実施形態で説明した要素と同一の要素については、同一の符号を付し、詳細な説明を省略する。F S K 受信装置 R D 4 は、第 3 実施形態の水晶発振器 O S C 3、カウンタ C N T およびジョンソンカウンタ J C に代えて水晶発振器 O S C 4、トグル型フリップフロップ群 T F G（分周器）および F F 回路 F C（位相シフタ）を有することを除いて、第 3 実施形態の F S K 受信装置 R D 3 と同一である。

## 【 0 0 3 3 】

水晶発振器 O S C 4 は、周波数  $f_{OSC4} = n \cdot m \cdot k \cdot f_{IF}$ （ $m, n$  : 2 以上の整数）の基準

10

20

30

40

50



クロック（基準発振信号）を生成する。なお、 $m$ は2の $a$ 乗（ $a$ ：2以上の整数）であり、 $n$ は2である。トグル型フリップフロップ群TFGは、 $a$ 個のトグル型フリップフロップをカスケード接続して構成されている。初段のトグル型フリップフロップは、水晶発振器OSC4から出力される基準クロックをトリガ入力端子で受けている。その他のトグル型フリップフロップは、前段のトグル型フリップフロップの出力信号をトリガ入力端子で受けている。最終段のトグル型フリップフロップは、出力信号をFF回路FCに出力する。従って、トグル型フリップフロップ群TFGの出力信号（分周発振信号）の周波数 $f_{LOB}$ は、水晶発振器OSC4から出力される基準クロックの $1/(2$ の $a$ 乗) $(f_{LOB} = 2 \cdot k \cdot f_{IF})$ である。

【0034】

FF回路FCは、フリップフロップを用いて構成される一般的な位相シフトである。FF回路FCは、トグル型フリップフロップ群TFGの出力信号（最終段のトグル型フリップフロップの出力信号）の立ち上がりに同期してミキサMIXA1、MIXB1へのLO信号の一方（第1出力信号）を反転させる。FF回路FCは、トグル型フリップフロップ群TFGの出力信号の立ち下がりに同期してミキサMIXA1、MIXB1へのLO信号の他方（第2出力信号）を反転させる。トグル型フリップフロップ群TFGの出力信号のデューティは正確に50%であるため、ミキサMIXA1、MIXB1へのLO信号は、周波数 $f_{LO}$ が共にトグル型フリップフロップ群TFGの出力信号の $1/2$ （ $f_{LO} = k \cdot f_{IF}$ ）になるうえに、互いの位相が正確に90度ずれる。このような第4実施形態でも、第1～第3実施形態と同様の効果が得られる。さらに、カスケード接続された $a$ 個のトグル型フリップフロップを利用するため、カウンタを利用する場合（第3実施形態）に比べて回路構成を簡素化でき、コスト低減に寄与する。

【0035】

なお、第2～第4実施形態では、リミッタアンプLIMとミキサMIXA1、MIXB1との間にバンドパスフィルタBPF2を設けた例について述べたが、本発明はかかる実施形態に限定されるものではない。例えば、リミッタアンプLIMとミキサMIXA1、MIXB1との間に、所定周波数 $f_{IF}$ を含む通過域を有するハイパスフィルタ（例えば、遮断周波数 $f_c$ 、 $(k-1) \cdot f_{IF}$ ）を設けてもよい。

【0036】

第3実施形態では、 $n$ が4（2の2乗）であり、位相シフトとして2ビットのジョンソンカウンタJCを設けた例について述べたが、本発明はかかる実施形態に限定されるものではない。例えば、カウンタCNTの分周比（すなわち、 $m$ ）を変更して、 $b$ （2を除く正整数）ビットのジョンソンカウンタを設けてもよい。また、第3実施形態では、 $n$ が4であり、2ビットのジョンソンカウンタJCで位相シフトを構成した例について述べたが、本発明はかかる実施形態に限定されるものではない。例えば、図11に示すように、2ビットのジョンソンカウンタJCに代えて、1個のトグル型フリップフロップTFと第4実施形態のFF回路FC（図10）とをカスケード接続して位相シフトを構成してもよい。

【0037】

第4実施形態では、 $m$ が2の $a$ 乗（ $a$ ：2以上の整数）であり、カスケード接続された $a$ 個のトグル型フリップフロップ（トグル型フリップフロップ群TFG）を設けた例について述べたが、本発明はかかる実施形態に限定されるものではない。例えば、 $m$ が2である場合には、トグル型フリップフロップ群TFGに代えて、水晶発振器OSC4からの基準クロックをトリガ入力端子で受け、出力信号をFF回路FCに出力する1個のトグル型フリップフロップを設けてもよい。

【0038】

以上、本発明について詳細に説明してきたが、前述の実施形態およびその変形例は発明の一例に過ぎず、本発明はこれらに限定されるものではない。本発明を逸脱しない範囲で変形可能であることは明らかである。

【図面の簡単な説明】

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 9 】

- 【図 1】本発明の受信装置の第 1 実施形態を示すブロック図である。  
 【図 2】第 1 実施形態のシミュレーション結果を示す波形図である。  
 【図 3】本発明の第 1 比較例を示すブロック図である。  
 【図 4】本発明の第 2 比較例を示すブロック図である。  
 【図 5】第 2 比較例のシミュレーション結果を示す波形図である。  
 【図 6】第 2 比較例のシミュレーション結果を示す波形図である。  
 【図 7】本発明の受信装置の第 2 実施形態を示すブロック図である。  
 【図 8】本発明の受信装置の第 3 実施形態を示すブロック図である。  
 【図 9】図 8 のジョンソンカウンタの動作を示すタイミング図である。  
 【図 10】本発明の受信装置の第 4 実施形態を示すブロック図である。  
 【図 11】第 3 実施形態の変形例を示すブロック図である。

10

## 【符号の説明】

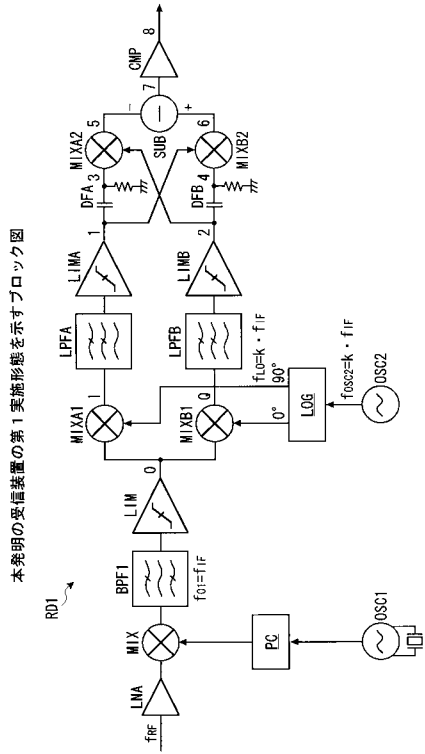
## 【 0 0 4 0 】

- B P F 1、B P F 2 バンドパスフィルタ  
 C N T カウンタ  
 D F A、D F B 微分フィルタ  
 F C F F 回路  
 J C ジョンソンカウンタ  
 L I M、L I M A、L I M B リミッタアンプ  
 L N A 低雑音増幅器  
 L O G 局部信号生成回路  
 L P F A、L P F B ローパスフィルタ  
 M I X、M I X A 1、M I X A 2、M I X B 1、M I X B 2 ミキサ  
 O S C 1、O S C 3、O S C 4 水晶発振器  
 O S C 2 発振器  
 R D 1 ~ R D 4 F S K 受信装置  
 T F トグル型フリップフロップ  
 T F G トグル型フリップフロップ群

20

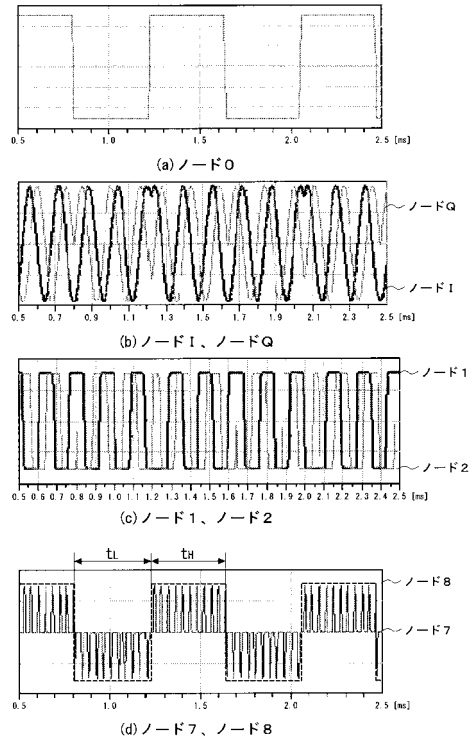
30

【図1】



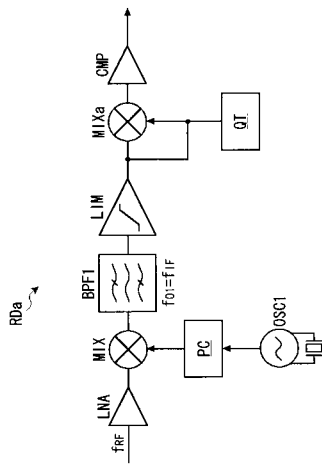
【図2】

第1実施形態のシミュレーション結果を示す波形図



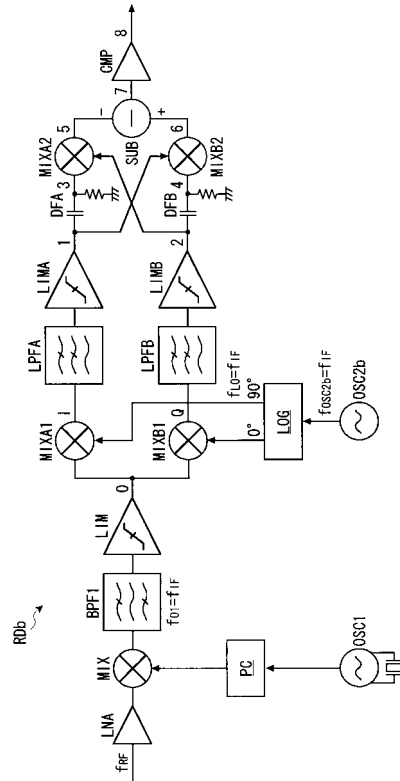
【図3】

本発明の第1比較例を示すブロック図



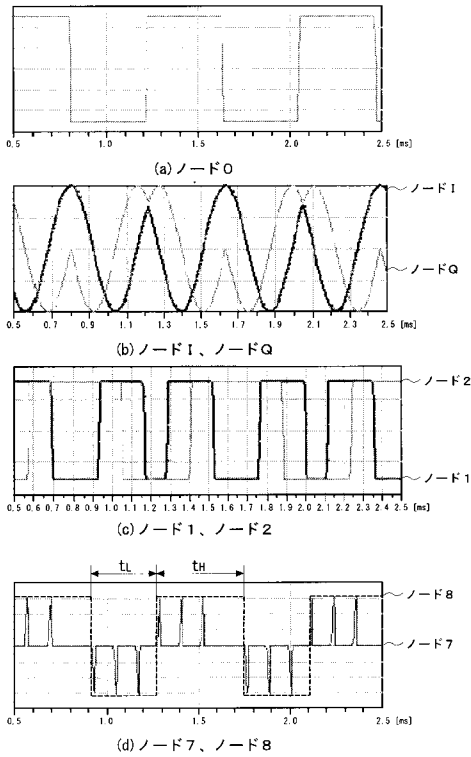
【図4】

本発明の第2比較例を示すブロック図



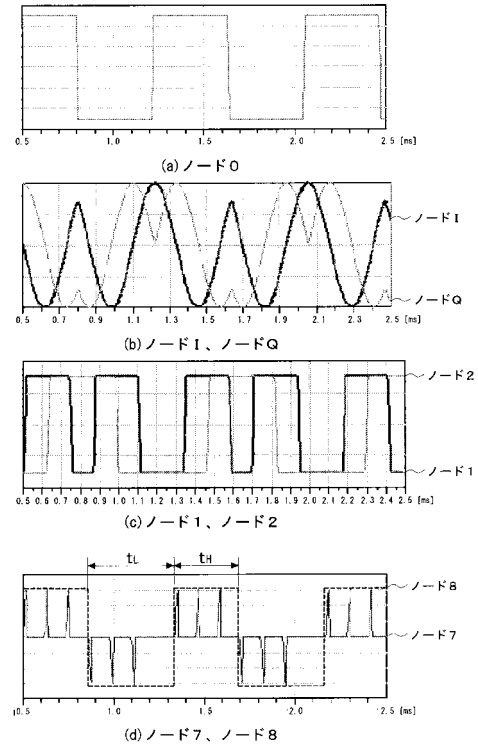
【図5】

第2比較例のシミュレーション結果を示す波形図



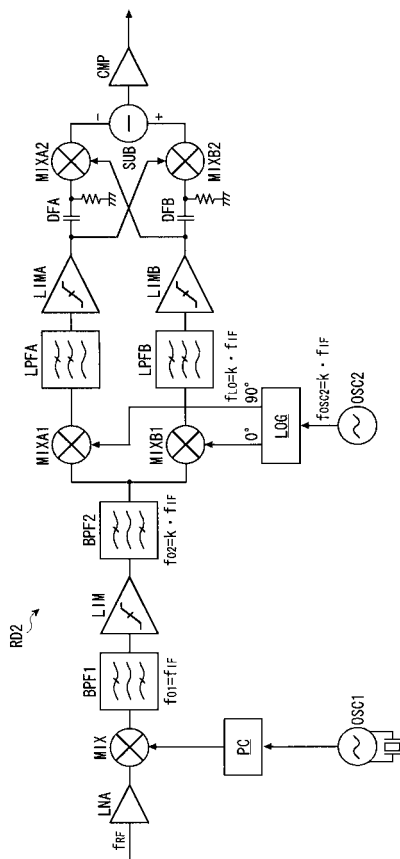
【図6】

第2比較例のシミュレーション結果を示す波形図



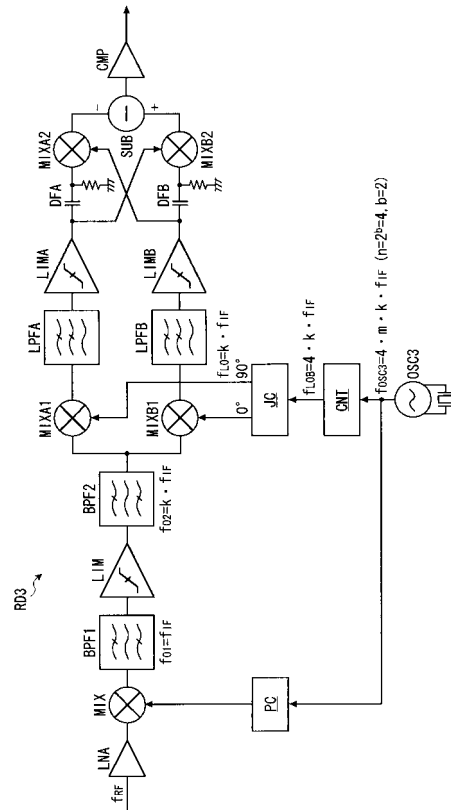
【図7】

本発明の受信装置の第2実施形態を示すブロック図

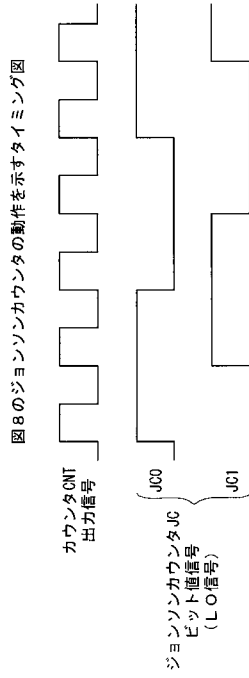


【図8】

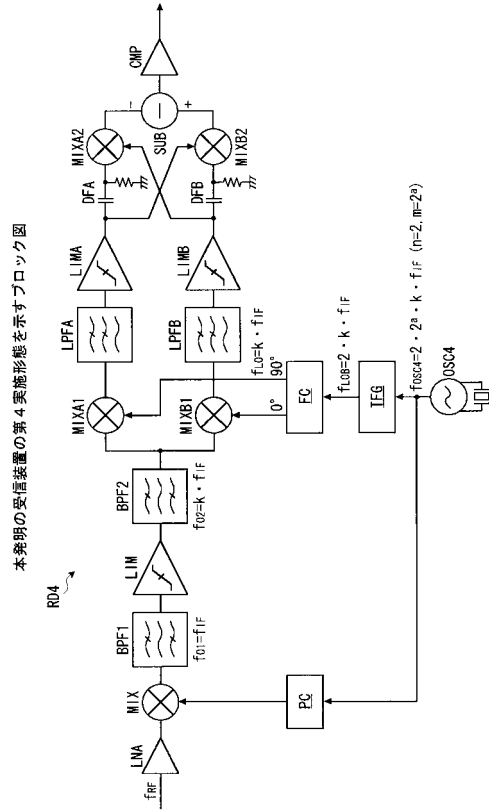
本発明の受信装置の第3実施形態を示すブロック図



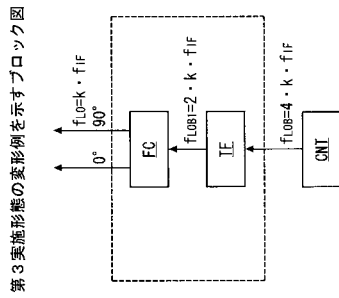
【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 11 】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2000-349560(JP,A)  
特開昭55-073149(JP,A)  
特表平11-506895(JP,A)  
特開平08-288796(JP,A)  
特開平07-107126(JP,A)  
特開平08-139769(JP,A)  
特開平04-137927(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04L 27/14