

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第3区分

【発行日】平成20年3月6日(2008.3.6)

【公開番号】特開2001-245010(P2001-245010A)

【公開日】平成13年9月7日(2001.9.7)

【出願番号】特願2001-16208(P2001-16208)

【国際特許分類】

H 04 L 27/227 (2006.01)

【F I】

H 04 L 27/22 E

【手続補正書】

【提出日】平成20年1月23日(2008.1.23)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【書類名】明細書

【発明の名称】復調装置及び復調方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】

デジタル変調信号をダウンコンバート及び復調する復調装置において、  
局部発振信号を発生する局部発振器と、  
上記局部発振信号と上記デジタル変調信号とを混合して混合信号を生成する混合器と、  
上記混合器からの混合信号を低域通過フィルタリングする低域通過フィルタと、  
上記低域通過フィルタによりフィルタリングされた混合信号を、ダウンコンバート及び  
復調されたデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換器とを備え、

上記局部発振信号は、上記アナログ/デジタル変換器から出力されるダウンコンバート  
及び復調されたデジタル信号がシリアルに配列された2つの情報部分となるように、上記  
デジタル変調信号に対して設定されているとともに、該デジタル変調信号の1シンボル期  
間に異なる位相を有する少なくとも2つの異なる変調状態に変調されていることを特徴  
とする復調装置。

【請求項2】

上記2つの異なる変調状態は、同じ振幅を有し、位相が互いに90度異なることを特徴  
とする請求項1記載の復調装置。

【請求項3】

上記局部発振信号を上記局部発振器内部で上記2つの異なる変調状態に変調するための  
変調信号を該局部発振器に供給する変調制御手段を更に備える請求項1又は2記載の復調  
装置。

【請求項4】

上記局部発振器から局部発振信号が供給され、該局部発振信号を上記2つの異なる変調  
状態に変調し、該変調された局部発振信号を上記混合器に供給するアナログ回路を更に備  
える請求項1又は2記載の復調装置。

【請求項5】

上記アナログ回路は、上記デジタル変調信号のシンボル周波数の2倍の周波数を有する  
制御信号により、移相器を備える第1の分岐路と移相器を備えない第2の分岐路とを切り  
換える切換手段を備えることを特徴とする請求項4記載の復調装置。

【請求項6】

上記変調された局部発振信号を帯域通過フィルタリングする帯域通過フィルタを更に備える請求項1乃至5いずれか1項記載の復調装置。

【請求項7】

上記帯域通過フィルタは、上記デジタル変調信号の中心周波数 $f_c$ に対応する中心周波数と、該デジタル変調信号の信号帯域に対応する帯域幅を有することを特徴とする請求項6記載の復調装置。

【請求項8】

上記デジタル変調信号は、I/Q変調された信号であり、上記ダウンコンバート及び復調され、シリアルに配列された2つの情報部分は、該I/Q変調された信号のI値及びQ値を示すことを特徴とする請求項1乃至7いずれか1項記載の復調装置。

【請求項9】

デジタル変調信号をダウンコンバート及び復調する復調方法において、  
局部発振器によって局部発振信号を発生するステップと、  
混合器によって上記局部発振信号と上記デジタル変調信号とを混合して混合信号を生成するステップと、

上記混合信号を低域通過フィルタリングするステップと、

上記低域通過フィルタリングされた混合信号をダウンコンバート及び復調されたデジタル信号に変換するステップとを有し、

上記局部発振信号は、上記デジタル変調信号と混合されるときには、上記ダウンコンバート及び復調されたデジタル信号がシリアルに配列された2つの情報部分となるように、上記デジタル変調信号に対して設定されているとともに、該デジタル変調信号の1シンボル期間内に異なる位相を有する少なくとも2つの異なる変調状態に変調されていることを特徴とする復調方法。

【請求項10】

上記2つの異なる変調状態は、同じ振幅を有し、位相が互いに90度異なることを特徴とする請求項9記載の復調方法。

【請求項11】

上記局部発振信号を上記局部発振器内部で上記2つの異なる変調状態に変調するための変調信号を該局部発振器に供給するステップを更に有する請求項9又は10記載の復調方法。

【請求項12】

上記局部発振器から局部発振信号が供給され、該局部発振信号を上記2つの異なる変調状態に変調し、該変調された局部発振信号を上記混合器に供給するステップを更に有する請求項9又は10記載の復調方法。

【請求項13】

上記局部発振信号は、上記デジタル変調信号のシンボル周波数の2倍の周波数を有する制御信号により、移相された状態と移相されていない状態とに切り換えられることを特徴とする請求項12記載の復調方法。

【請求項14】

上記変調された局部発振信号を帯域通過フィルタリングするステップを更に有する請求項9乃至13いずれか1項記載の復調方法。

【請求項15】

上記帯域通過フィルタリングするステップでは、上記デジタル変調信号の中心周波数 $f_c$ に対応する中心周波数と、該デジタル変調信号の信号帯域に対応する帯域幅とを有する帯域通過フィルタを用いることを特徴とする請求項14記載の復調方法。

【請求項16】

上記デジタル変調信号は、I/Q変調された信号であり、上記ダウンコンバート及び復調され、シリアルに配列された2つの情報部分は、該I/Q変調された信号のI値及びQ値を示すことを特徴とする請求項9乃至15いずれか1項記載の復調方法。

【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、デジタル変調信号をダウンコンバート及び復調する復調装置及び復調方法に関する。

## 【0002】

## 【従来の技術】

デジタル変調された信号（以下、デジタル変調信号という。）をダウンコンバート及び復調する復調装置及び復調方法は、信号を送信機から受信機に伝送する分野で使用されている。信号の伝送は、地上波による無線伝送でもよく、所定の接続線を介した有線伝送でもよい。デジタル変調信号をダウンコンバート及び復調する復調装置及び復調方法は、当然、送信側で使用されている変調方式及び伝送媒体に応じて選択される。

## 【0003】

デジタル変調信号  $S_0$  をダウンコンバート及び復調する復調装置の例を図 10 に示す。この復調装置は、例えばグローバルポジショニングシステム（Global Positioning System: GPS）や第 3 世代移動通信システム（Universal Mobile Telephone System: UMTS）等の無線通信システムにおける移動端末装置は、受信した高周波信号（以下、RF 信号という。）をダウンコンバート及び復調する。伝送されてくる RF 信号は、移動端末装置のアンテナを介して、移動端末装置に供給される。この RF 信号は、移動端末装置内に設けられた例えば図 10 に示すような復調装置に供給される。ここで、RF 信号を中間周波数信号（intermediate signal：以下、IF 信号という。）にダウンコンバートした後に、この IF 信号を図 10 に示すような復調装置に供給して更なるダウンコンバート及び復調処理を施してもよい。

## 【0004】

無線通信の分野においては、通常 I / Q 变調方式が用いられる。I / Q 变調方式では、变調状態は I / Q 平面（I/Q-diagram）によって表すことができる。I / Q 平面では、水平方向の軸が I 成分、すなわち搬送信号と同相の信号成分を表し、垂直方向の軸が Q 成分、すなわち搬送信号に直交する信号成分を表す。デジタル情報信号は、搬送信号の位相情報として伝送され、搬送波の位相は、伝送するシンボルに依存して異なる離散した状態（different discrete states）を切り換えられる。この方式は、位相偏移变調（phase shift keying：以下、PSK 变調という。）と呼ばれ、多くの場合、振幅偏移变调（amplitude shift keying）と併用されて、様々な分野で使用されている。GSMにおいては、例えばガウス最少偏移变调（Gaussian minimum shift keying modulation：以下、GMSK）が使用されている。

## 【0005】

I / Q 变調された信号に対するダウンコンバート及び復調は、例えば図 10 に示すように、局部発振器 101 と、2つの混合器（ミキサ）102, 103 と、90 度移相器 104 と、2つの低域通過フィルタ（lowpass filter：以下、LPF という。）105, 106 と、2つのアナログ / デジタル変換器（analog-to-digital-converter：以下、A / D 变換器という。）107, 108 とを備えるアナログ復調装置により実行される。局部発振器 101 は、局部発振信号を発生し、混合器 102 には、この局部発振信号を直接供給し、混合器 103 には、90 度移相器 104 を介して局部発振信号を間接的に供給する。混合器 102 は、デジタル変調信号  $S_0$  と局部発振信号とを混合して、同相成分（I 成分）を示す信号を出力する。一方、混合器 103 は、デジタル変調信号  $S_0$  と位相が 90 度シフトされた局部発振信号とを混合し、直交成分（Q 成分）を示す信号を出力する。これら信号は、それぞれ LPF 105, 106 を通過した後、A / D 变換器 107, 108 に供給され、デジタル信号  $S_I$ ,  $S_Q$  としてパラレルに得られる。

## 【0006】

## 【発明が解決しようとする課題】

このような従来の復調装置は、アナログ素子である 90 度移相器を必要とし、90 度移相器は、生来的に周波数に依存する素子であり、位相及び振幅の不均衡を抑制するために

は、復調装置全体の周波数範囲が制限される。さらに、この復調装置は、2つの平行する出力ストリームを生成するために、2つの混合器と、2つのLPFと、2つのA/D変換器が必要とされ、復調装置全体を構成する部品点数が多くなり、したがって製造コストが高くなる。

#### 【0007】

本発明は、上述の課題に鑑みてなされたものであり、単純な構成で効果的にデジタル変調信号をダウンコンバート及び復調する復調装置及び復調方法を提供することを目的とする。

#### 【0008】

##### 【課題を解決するための手段】

上述の目的を達成するために、本発明に係る復調装置は、デジタル変調信号をダウンコンバート及び復調するものであり、局部発振信号を発生する局部発振器と、局部発振信号とデジタル変調信号とを混合して混合信号を生成する混合器と、混合器からの混合信号を低域通過フィルタリングする低域通過フィルタと、低域通過フィルタによりフィルタリングされた混合信号をダウンコンバート及び復調されたデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換器とを備える。そして、局部発振信号は、アナログ/デジタル変換器から出力されるダウンコンバート及び復調されたデジタル信号がシリアルに配列された2つの情報部分となるように、デジタル変調信号に対して設定されているとともに、デジタル変調信号の1シンボル期間内に異なる位相を有する少なくとも2つの異なる変調状態に変調されている。

#### 【0009】

従来の技術と異なり、本発明によれば、2つの情報部分がパラレル信号としてではなくシリアル信号として得られるので、復調装置及び関連する装置の構成を単純化することができる。したがって、本発明は、例えば無線通信システムにおける携帯端末装置又は移動端末装置に好適に適用され、これらの端末装置を有効に小型化及び軽量化することができる。さらに、本発明によれば、従来の復調装置が備えるアナログ移相器を省略できるので、振幅と位相の不均衡を実質的に低減させることができる。さらに、本発明に基づく復調装置は、従来の復調装置に比べ、より広い帯域幅に対応できる能力を有する。

#### 【0010】

デジタル変調信号は、好ましくは、I/Q変調された信号であり、ダウンコンバート及び復調され、シリアルに配列された2つの情報部分は、このI/Q変調された信号のI値及びQ値を示すものである。

#### 【0011】

さらに、局部発振信号は、デジタル変調信号の信号帯域幅の中心周波数に対して、デジタル変調信号の帯域幅の半分のオフセットを有する中心周波数を有している。

#### 【0012】

また、局部発振信号は、デジタル変調信号の1シンボル期間内に異なる位相を有する少なくとも2つの異なる変調状態に変調されている。この場合、2つの異なる変調状態は、例えば、同じ振幅を有し、位相が互いに90度異なっている。本発明に係る復調装置に、局部発振器に変調信号を供給し、局部発振信号を局部発振器内部で2つの異なる変調状態に変調する変調制御手段を設けてもよい。これに代えて、本発明に係る復調装置に、局部発振器から局部発振信号が供給され、局部発振信号を2つの異なる変調状態に変調し、変調された局部発振信号を混合器に供給するアナログ回路を設けてもよい。さらに、このアナログ回路は、デジタル変調信号のシンボル周波数の2倍の周波数を有する制御信号により、移相器を備える第1の分岐路と移相器を備えない第2の分岐路とを切り換える切換手段を備えていてもよい。

#### 【0013】

さらに、本発明に係る復調装置は、好ましくは、変調された局部発振信号を帯域通過フィルタリングする帯域通過フィルタを備える。この帯域通過フィルタは、例えばデジタル変調信号の信号帯域の中心周波数に対応する中心周波数と、デジタル変調信号の信号帯域

に対応する帯域幅を有する。

【0014】

また、上述の目的を達成するために、本発明に係る復調方法は、デジタル変調信号をダウンコンバート及び復調するものであり、局部発振器によって局部発振信号を発生するステップと、混合器によって局部発振信号とデジタル変調信号とを混合して混合信号を生成するステップと、混合信号を低域通過フィルタリングするステップと、低域通過フィルタリングされた混合信号をダウンコンバート及び復調されたデジタル信号に変換するステップとを有する。そして、局部発振信号は、デジタル変調信号と混合されるときには、ダウンコンバート及び復調されたデジタル信号がシリアルに配列された2つの情報部分となるように、デジタル変調信号に対して設定されているとともに、デジタル変調信号の1シンボル期間内に異なる位相を有する少なくとも2つの異なる変調状態に変調されている。

【0015】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係る復調装置及び復調方法について図面を参照して詳細に説明する。以下の実施の形態では、I / Q変調された信号（以下、I / Q変調信号という。）をダウンコンバート及び復調する復調装置及び復調方法を説明するが、図に示しここに説明する復調装置及び復調方法は、他の方により変調されたデジタル変調信号のダウンコンバート及び復調にも適用することができる。

【0016】

本発明を適用した復調装置の第1の実施の形態の構成を図1に示す。この復調装置は、I / Q変調信号  $S_0$  をダウンコンバート及び復調する。I / Q変調信号は、例えば無線通信システムの移動端末装置又は基地局内の受信機の高周波信号処理回路から供給される。図1に示す復調装置は、局部発振信号  $S_1$ 。を発生する局部発振器1を備える。局部発振器1から発生される局部発振信号  $S_1$ 。は、中心周波数  $f_1$ 。を有する。この中心周波数  $f_1$ 。は、各信号帯域内におけるI / Q変調信号  $S_0$  の中心周波数  $f_c$  に対して、I / Q変調信号  $S_0$  の信号帯域幅の半分のオフセットを有する。I / Q変調信号  $S_0$  は、この復調装置の前段でダウンコンバートが行われている場合には、中間周波数帯域に属し、ダウンコンバートが行われていない場合には、高周波帯域に属する。

【0017】

I / Q変調信号  $S_0$  の周波数帯域及び中心周波数と、局部発振信号  $S_1$ 。との関係を図2に示す。I / Q変調信号  $S_0$  の帯域幅をBとし、中心周波数を  $f_c$  とする。局部発振信号  $S_1$ 。の中心周波数  $f_1$ 。は、I / Q変調信号  $S_0$  の例え上端（upper end）に位置し、すなわち、局部発振信号  $S_1$ 。の中心周波数  $f_1$ 。は、 $f_c + B / 2$  と表すことができる。なお、これに代えて、局部発振信号  $S_1$ 。の中心周波数  $f_1$ 。を、I / Q変調信号  $S_0$  の下端に位置するようにしてもよく、この場合、局部発振信号  $S_1$ 。の中心周波数  $f_1$ 。は、 $f_c - B / 2$  と表すことができる。

【0018】

单一の混合器（ミキサ）2は、局部発振信号  $S_1$ 。とI / Q変調信号  $S_0$  とを混合して混合信号を生成し、この混合信号をカットオフ周波数Bを有する低域通過フィルタ（low-pass filter：以下、LPFという。）3に供給する。これにより、I / Q変調信号  $S_0$  に対応するベースバンド信号が生成される。このベースバンド信号は、さらにアナログ/デジタル変換器（以下、A / D変換器という。）4に供給され、A / D変換器4は、このI / Q変調信号  $S_0$  に対応するベースバンド信号をI / Q変調信号  $S_0$  のシンボルレートの2倍のサンプリングレートでサンプリングし、デジタル信号に変換する。換言すれば、A / D変換器4は、I / Q変調信号  $S_0$  の1シンボル長につき2回のサンプリングを行う。ここで、サンプリングされたI値及びQ値の符号がクロックサイクル毎に反転するため、これに対する更なる処理が必要となる。

【0019】

局部発振信号  $S_1$ 。の中心周波数  $f_1$ 。 =  $f_c + B / 2$ とした場合の、図1及び図2に示す復調装置の処理を説明する。I / Q変調信号  $S_0$  は、以下の式で表される。

【 0 0 2 0 】

【数 1】

$$s(t) = i(t)\cos(\omega_c t) + q(t)\sin(\omega_c t)$$

【 0 0 2 1 】

ここで、 $c = 2 f$  であり、 $i(t)$  及び  $q(t)$  は、それぞれベースバンドの I 信号及び Q 信号を表している。これらはシンボル間の干渉を回避するためにフィルタリング処理する必要がある。混合器 2 において、I / Q 変調信号  $S_0$  は、中心周波数  $f_1 = f_c + B/2$  を有する局部発振信号  $S_1$  と混合され、以下のような混合信号が得られる。

【 0 0 2 2 】

【数 2】

$$\begin{aligned} s_r(t) &= s_{lo}(t) * s_0(t) = a \cos((\omega_c + \pi B)t) * s_0(t) \\ &= a i(t) \cos((\omega_c + \pi B)t) \cos(\omega_c t) + a q(t) \cos((\omega_c + \pi B)t) \sin(\omega_c t) \\ &= \frac{a}{2} i(t) [\cos(\pi B t) + \cos((2\omega_c + \pi B)t)] + \frac{a}{2} q(t) [\sin(\pi B t) + \sin((2\omega_c + \pi B)t)] \end{aligned}$$

【 0 0 2 3 】

L P F 3 により高周波成分をフィルタリングすることにより、以下のような低周波成分が得られる。

【 0 0 2 4 】

【数 3】

$$s(t) = \frac{a}{2} i(t) \cos(\pi B t) + \frac{a}{2} q(t) \sin(\pi B t)$$

【 0 0 2 5 】

$t = n / 2 B$  の間隔でサンプリングを行うことにより、コサイン関数又はサイン関数のいずれかが 0 となり、したがって、各サンプルにおいて  $i(n / 2 B)$  及び  $q(n / 2 B)$  を抽出することができる。サンプリングレート  $f_s$  は、シンボルレートの 2 倍、すなわち  $f_s = 2 B$  であるため、L P F 3 は、少なくとも B のコーナ、すなわちカットオフ周波数を有していないなくてはならない。これにより、A / D 変換器 4 からの出力信号  $S_1$  は、I / Q 変調信号  $S_0$  の各シンボル期間の I 成分と Q 成分を交互に表すシリアル信号となる。

【 0 0 2 6 】

図 3 は、本発明を適用した復調装置のシミュレーション結果を信号対時間で示すグラフである。このグラフにおいては、クロック信号を細線で示している。また、破線で示す元の I 信号及び一点鎖線で示す元の Q 信号は、平行する理想的な矩形波信号としても示している。さらに、このグラフにおいては、復調アナログ信号を太線で示しており、各クロックサイクルの前半と後半における I と Q は、その時点で I 信号を検出できるか、Q 信号を検出できるかを示している。I 又は Q に付されている符号「-」は、動作の性質上生じる符号の反転を示している。例として、最初の 2 サイクルを考察する。第 1 の半サイクルにおけるダウンコンバートされた信号の値はハイであり、I 値として「1」が検出される。第 2 の半サイクルにおける信号の値もハイであるが、予め分かっている符号の反転に基づき、Q 値として「-1」が検出される。第 3 の半サイクルでは、信号の値はハイであり、符号が負であるため、I 値として「-1」が検出される。第 4 の半サイクルにおいては、信号の値がローであり、負の符号がないため、Q 値として「-1」が検出される。これに

より、シリアルシーケンス  $1, -1, -1, -1$  が検出される。このシーケンスは、 $I = 1, -1 \dots$  及び  $Q = -1, -1 \dots$  のパラレルシーケンスに相当する。この実施の形態では、説明を簡単にするために、4相位相変調 (quadrature phase shift keying: 以下、QPSKという。) 方式に基づいて変調された信号の復調について説明しているが、より高次の変調方式に対しても同様の処理が可能である。出力信号  $S_1$  として順次出力される正しい  $I$  値及び  $Q$  値又は  $I$  成分及び  $Q$  成分は、時刻  $(1/4 + n/2) * T_s$  の時点で得られる。ここで、 $n$  はサンプル数を表し、 $T_s = 1/2B$  であり、 $I$  値は各偶数番目に検出され、 $Q$  値は各奇数番目に検出される。

#### 【0027】

図4は、本発明を適用した復調装置の第2の実施の形態を示す図である。この復調装置は、変調制御回路7により生成及び出力された変調信号 (modulation signal) により変調される局部発振信号  $S_1$ 。を発生する局部発振器5を備える。局部発振信号  $S_1$ 。は、それぞれ位相が異なる少なくとも2つの変調状態に変調される。好ましくは、第2の変調状態は、第1の変調状態と振幅が同じで位相が90度シフトされており、これにより、変調状態は、例えば  $0, 1, 0, 1, 0, 1 \dots$  のように交互に変化する。ここで、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  の1シンボル期間内に少なくとも2つの変調状態が存在する必要がある。局部発振信号  $S_1$ 。の中心周波数  $f_c$  は、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  の信号帯域の中心とする。変調された局部発振信号  $S_1$ 。は、バンドパスフィルタ (band-pass filter: 以下、BPF) という。) 6に供給される。BPF 6は、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  の信号帯域幅を  $B$  とすると、少なくとも  $B$ 、好ましくは  $2B$  の通過帯域幅を有する。

#### 【0028】

BPF 6を通過した局部発振信号  $S_1$ 。は、混合器2に供給され、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  と混合される。さらに、この復調装置は、LPF 3及びA/D変換器4を備えている。LPF 3及びA/D変換器4の動作については、図1に構成を示し、図1～図3を用いて説明した復調装置と共に通するものであるため、この実施の形態においては、これらの説明は省略する。A/D変換器4は、 $I$  値と  $Q$  値が交互に出現するシリアル信号である出力信号  $S_1$  を出力する。

#### 【0029】

図5は、本発明を適用した復調装置の第3の実施の形態を示す図である。この復調装置の構成は、図4に示す復調装置に類似している。但し、図4に示す実施の形態では、局部発振信号  $S_1$ 。は、局部発振器5の内部で変調されているが、この図5に示す実施の形態においては、局部発振信号  $S_1$ 。は、外部で変調される。すなわち、この復調装置は、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  の信号帯域の中心と等しい中心周波数  $f_c$  を有し、変調されていない局部発振信号  $S_1$ 。を出力する局部発振器8を備える。局部発振器8から出力された局部発振信号  $S_1$ 。は、アナログ回路9に供給される。アナログ回路9は、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  の1シンボル期間内に2つの変調状態を有するように、局部発振信号  $S_1$ 。を変調し、変調された局部発振信号  $S_1$ 。を第2の実施の形態と同様のBPF 6に供給する。すなわち、アナログ回路9は、位相値の異なる少なくとも2つの変調状態となるように局部発振器8からの局部発振信号  $S_1$ 。を変調する。好ましくは、第2の変調状態は、第1の変調状態と同じ振幅及び90度シフトされた位相を有している。さらに好ましくは、変調状態は、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  のシンボルレートの2倍の速さで交互に切り換えられる。

#### 【0030】

このアナログ回路9の内部構成を図6に示す。アナログ回路9は、図6に示すように、切換スイッチ10を備え、切換スイッチ10は、制御信号により制御されて、90度移相器11が設けられた第1の分岐路12と、移相器が設けられていない第2の分岐路13のいずれかと接続する。制御信号は、 $I/Q$  変調信号  $S_0$  のシンボル周波数の少なくとも2倍の周波数を有している。すなわち、局部発振器8からの局部発振信号  $S_1$ 。は、切換スイッチ10を介して、第1の分岐路と第2の分岐路12を交互に通るように切り換えられる。上述のように、第1の分岐路12には、局部発振信号  $S_1$ 。の位相を90度シフトさせる90度移相器11が設けられているため、局部発振信号  $S_1$ 。は、2つの異なる位相

値を有する変調状態に変調される。

【0031】

第3の実施の形態としての図5に示す復調装置は、第1及び第2の実施の形態としての図1及び図4に示した復調装置と同様に、混合器2、LPF3、A/D変換器4を備える。第2及び第3の実施の形態におけるLPF3のカットオフ周波数及びA/D変換器4のサンプリングレートは、混合器2に入力される信号のスペクトル帯域幅に基づいて設定される。LPF3のカットオフ周波数は、少なくともB、すなわちI/Q変調信号S<sub>0</sub>のチャンネル帯域幅又は信号帯域幅とし、A/D変換器4のサンプリングレートf<sub>s</sub>は、少なくとも1/2Bとする。

【0032】

図4に示す第2の実施の形態では、局部発振信号S<sub>1</sub>は、局部発振器5の内部で変調され、図5に示す第3の実施の形態では、局部発振信号S<sub>1</sub>は、局部発振器8の外部で、すなわちアナログ回路9において変調される。アナログ回路9内に設けられた切換スイッチ10の制御には、クロック再生(clock recovery)又はこの他の周知の同期の手法を用いて再生されたクロック信号を使用する。第2の実施の形態及び第3の実施の形態において、同相(I)成分は、クロックサイクルの前半でダウンコンバートされ、直交(Q)成分は、クロックサイクルの後半でダウンコンバートされる。局部発振信号S<sub>1</sub>は、以下のような数式で表される。

【0033】

【数4】

$$s_{lo}(t) = \begin{cases} a \cos(\omega_c t); & 0 < t/(nT) < 1/2 \\ a \sin(\omega_c t); & 1/2 < t/(nT) < 1 \end{cases}$$

【0034】

ここで、nはシンボル数を示す整数を表し、Tはシンボル期間を表す。局部発振信号S<sub>1</sub>は、I/Q変調信号S<sub>0</sub>の1シンボル期間内に2つの変調状態を有する必要があり、この信号が供給されるBPF6は、少なくともBに対応する帯域幅を有していなくてはならない。この変調された局部発振信号S<sub>1</sub>は、混合器2に供給され、I/Q変調信号S<sub>0</sub>は、混合器2によってダウンコンバートされ、LPF3により高域成分がフィルタリングされ、これによりLPF3から出力される信号は、以下のようになる。

【0035】

【数5】

$$s(t) = \begin{cases} \frac{a}{2} i(t); & 0 < t/(nT) < 1/2 \\ \frac{a}{2} q(t); & 1/2 < t/(nT) < 1 \end{cases}$$

【0036】

これにより、各期間において、正しいI値及びQ値が抽出される。

【0037】

なお、局部発振信号S<sub>1</sub>を切り換え又は変調することにより、局部発振信号S<sub>1</sub>は、BPF6を通過させなければ無限のスペクトル成分を有することとなる。局部発振信号S<sub>1</sub>は、1シンボル期間内に少なくとも2つの変調状態を有していなくてはならず、したがってそのスペクトル成分は有限、好ましくは2Bの範囲内である必要がある。すなわ

ち、BPF6によるフィルタリングにより、I/Q値を正しく検出できるようになる。図7は、第2及び第3の実施の形態に示す復調装置を用いたI/Q値検出のシミュレーション結果を示すグラフである。このグラフは、図3に示すグラフと同様に、元の送信されたI/Q値と受信されたI/Q値を示すものであり、ここでは図3の説明を参照する。なお、図7においては、I値及びQ値において、符号の反転は生じていない。

#### 【0038】

以上のように、I/Q変調信号 $S_0$ をダウンコンバート及び復調する本発明に基づく復調装置は、混合器、LPF、A/D変換器をそれぞれ1つ備えていればよく、したがって、本発明によれば、極めて単純な構成の復調装置によりI値及びQ値を検出することができる。なお、本発明では、局部発振信号に適切な処理を施し、及び所定のスペクトル帯域に制限する必要がある。また、従来の復調装置に比べてより高速なA/D変換を行う必要がある。しかしながら、本発明によれば、従来の構成から少なくとも1つのアナログ移相器を省略でき、混合器は1つでよく、振幅及び位相の不均衡の問題を著しく改善することができる。すなわち、本発明は、従来の復調装置に比べて、複雑でなく、I/Q値の不均衡が改善された復調装置を提供することができる。

#### 【0039】

I/Q変調信号が複数のチャンネルを介して送信されるマルチチャンネル環境においては、チャンネル間の間隔を適切に保つ必要がある。この点について、図8及び図9を用いて説明する。図8は、図1に示す復調装置における最少のチャンネルラスター要求(channel raster requirement)を示している。ここで、図8は、単に理論上の設定を示しており、ここでは局部発振器1から出力される局部発振信号の中心周波数は、チャンネル#1の周波数帯域の上端に設定され、チャンネル#1のみが復調される。したがって、チャンネル間干渉が発生しないように、上位のチャンネル#2は、局部発振信号の周波数から信号帯域幅B以上離間させる必要がある。チャンネル#3における信号と局部発振信号との混合積は、信号帯域幅Bのベースバンドから外れるため、下位のチャンネル#3は、チャンネル#1に隣接して設けてもよい。なお、図8に示す非対称の配列は、理論的な限界を説明するものであり、実際に使用される可能性は低い。すなわち、各チャンネルは、少なくとも信号帯域幅B以上離間させる必要がある。

#### 【0040】

第2及び第3の実施の形態についても同様のことが言える。第2及び第3の実施の形態に示す復調装置を用いる場合、図9に示すように、下位のチャンネル#3は、理論上においてもチャンネル#1から信号帯域幅B以上離間している必要がある。この理由は、図8を用いて説明した理由と同じである。このように、本発明に基づく復調装置は、対象となるチャンネルが高周波帯域から抽出されてI/Q復調される構成に適している。

#### 【0041】

#### 【発明の効果】

以上のように、本発明に係る復調装置は、局部発振信号を発生する局部発振器と、局部発振信号とデジタル変調信号とを混合して混合信号を生成する混合器と、混合器からの混合信号を低域通過フィルタリングする低域通過フィルタと、低域通過フィルタによりフィルタリングされた混合信号をダウンコンバート及び復調されたデジタル信号に変換するアナログ/デジタル変換器とを備え、局部発振信号は、アナログ/デジタル変換器から出力されるダウンコンバート及び復調されたデジタル信号がシリアルに配列された2つの情報部分となるように、デジタル変調信号に対して設定される。これにより、2つの情報部分がパラレル信号としてではなくシリアル信号として得られるので、復調装置の構成を単純化することができる。

#### 【0042】

また、本発明に係る復調方法は、局部発振信号を発生するステップと、局部発振信号とデジタル変調信号とを混合して混合信号を生成するステップと、混合信号を低域通過フィルタリングするステップと、低域通過フィルタリングされた混合信号をダウンコンバート及び復調されたデジタル信号に変換するステップとを有し、局部発振信号は、ダウンコン

パート及び復調されたデジタル信号がシリアルに配列された2つの情報部分となるよう、デジタル変調信号に対して設定される。これにより、2つの情報部分がパラレル信号としてではなくシリアル信号として得られるので、単純な構成で効果的にデジタル変調信号をダウンコンバート及び復調することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明を適用した復調装置の第1の実施の形態の構成を示す図である。

【図2】

図1に示す復調装置における各部分の中心周波数及び周波数帯域を示す図である。

【図3】

図1に示す復調装置を用いたシミュレーションにより得られたI/Q値を示す図である。

【図4】

本発明を適用した復調装置の第2の実施の形態の構成を示す図である。

【図5】

本発明を適用した復調装置の第3の実施の形態の構成を示す図である。

【図6】

図5に示すアナログ回路の内部構成を示す図である。

【図7】

図4及び図5に示す復調装置を用いたシミュレーションにより得られたI/Q値を示す図である。

【図8】

マルチチャンネル環境における図1に示す復調装置の中心周波数及び周波数帯域を示す図である。

【図9】

マルチチャンネル環境における図4及び図5に示す復調装置の中心周波数及び周波数帯域を示す図である。

【図10】

従来の復調装置の構成を示す図である。

【符号の説明】

1 局部発振器、2 混合器、3 低域通過フィルタ、4 A/D変換器