

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4738604号
(P4738604)

(45) 発行日 平成23年8月3日 (2011.8.3)

(24) 登録日 平成23年5月13日 (2011.5.13)

(51) Int. Cl.

H04L 27/227 (2006.01)

F I

H04L 27/22

E

請求項の数 16 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2001-16208 (P2001-16208)
 (22) 出願日 平成13年1月24日 (2001.1.24)
 (65) 公開番号 特開2001-245010 (P2001-245010A)
 (43) 公開日 平成13年9月7日 (2001.9.7)
 審査請求日 平成20年1月23日 (2008.1.23)
 (31) 優先権主張番号 00101381.2
 (32) 優先日 平成12年1月24日 (2000.1.24)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 598094506
 ソニー インターナショナル (ヨーロッ
 パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレ
 ンクテル ハフツング
 ドイツ連邦共和国 10785 ベルリン
 ケンパーブラッツ 1
 (74) 代理人 100095957
 弁理士 亀谷 美明
 (74) 代理人 100096389
 弁理士 金本 哲男
 (74) 代理人 100101557
 弁理士 萩原 康司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 復調装置及び復調方法

(57) 【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

10

デジタル変調信号は中心周波数 f_c を有する信号帯域において変調され、前記局部
 発振信号は、上記中心周波数 f_c を有する前記信号帯域に対し、上記デジタル変調信号の
 前記信号帯域幅の半分のオフセットを有する中心周波数 f_{LO} を有することを特徴とする
 復調装置。

【請求項 2】

上記局部発振信号は、上記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おり、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】

20

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。

10

【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。

20

【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おり、

30

上記デジタル変調信号は中心周波数 f_c を有する信号帯域において変調され、前記局部発振信号は、上記中心周波数 f_c を有する前記信号帯域に対し、上記デジタル変調信号の前記信号帯域幅の半分のオフセットを有する中心周波数 f_1 を有することを特徴とする復調方法。

【請求項１０】

上記局部発振信号は、上記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おり、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。

40

【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

50

とする請求項 1 2 記載の復調方法。

【請求項 1 4】

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 1 3 いずれか 1 項記載の復調方法。

【請求項 1 5】

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 1 4 記載の復調方法。

【請求項 1 6】

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 1 5 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 1 0 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 1 0 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、この IF 信号を図 1 0 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 変調方式が用いられる。I / Q 変調方式では、変調状態は 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、位相偏移変調（phase shift keying: 以下、PSK 変調という。）と呼ばれ、多くの場合、振幅偏移変調（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変調（Gaussian minimum shift keying modulation: 以下、GMSK）が使用されている。

【0005】

I / Q 変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 1 0 に示すように、局部発振器 1 0 1 と、2 つの混合器（ミキサ）1 0 2 , 1 0 3 と、9 0 度移相器 1 0 4 と、2 つの低域通過フィルタ（lowpass filter: 以下、LPF という。）1 0 5 , 1 0

10

20

30

40

50

6 と、2つのアナログ/デジタル変換器(analog-to-digital-converter: 以下、A/D変換器という。)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LPF105, 106を通過した後、A/D変換器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】

10

【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。

20

【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。

30

【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。

40

【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

50

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】

10

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。

20

【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、他の方式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。

30

【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。

40

【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 とすると、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 の例えば上端（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】

50

単一の混合器（ミキサ）2は、局部発振信号 S_{10} 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。

10

【0019】

局部発振信号 S_{10} の中心周波数 $f_{10} = f_c + B/2$ 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。

【0020】

【数1】

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

【0021】

20

ここで、 $c = 2f$ 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 $f_{10} = f_c + B/2$ を有する局部発振信号 S_{10} と混合され、以下のような混合信号が得られる。

【0022】

【数2】

$$\begin{aligned} s_r(t) &= s_{10}(t) * s_0(t) = a \cos((\omega_c + \pi B)t) * s_0(t) \\ &= a i(t)\cos((\omega_c + \pi B)t)\cos(\omega_c t) + a q(t)\cos((\omega_c + \pi B)t)\sin(\omega_c t) \\ &= \frac{a}{2} i(t)[\cos(\pi Bt) + \cos((2\omega_c + \pi B)t)] + \frac{a}{2} q(t)[\sin(\pi Bt) + \sin((2\omega_c + \pi B)t)] \end{aligned}$$

30

【0023】

LPF3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。

【0024】

【数3】

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

40

【0025】

$t = n/2B$ 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 $i(n/2B)$ 及び $q(n/2B)$ 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 $f_s = 2B$ であるため、LPF3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。

【0026】

50

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, ... 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。BPF6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】

BPF6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、LPF3及びA/D変換器4を備えている。LPF3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BPF6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。

10

【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_0 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_s は、少なくとも1/2Bとする。

20

【0032】

図4に示す第2の実施の形態では、局部発振信号 S_1 は、局部発振器5の内部で変調され、図5に示す第3の実施の形態では、局部発振信号 S_1 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_1 は、以下のような数式で表される。

30

【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_1 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必要がある、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_1 は、混合器2に供給され、I/Q変調信号 S_0 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。

40

【0035】

【数5】

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

【 0 0 3 6 】

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。

【 0 0 3 7 】

なお、局部発振信号 S_1 を切り換え又は変調することにより、局部発振信号 S_1 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_1 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。

【 0 0 3 8 】

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。

【 0 0 3 9 】

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。

【 0 0 4 0 】

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。

【 0 0 4 1 】

【 発明の効果 】

10

20

30

40

50

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】

10

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、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。

20

【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。

30

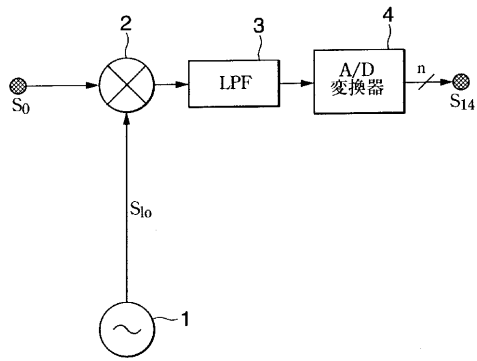
【図9】 マルチチャンネル環境における図4及び図5に示す復調装置の中心周波数及び周波数帯域を示す図である。

【図10】 従来の復調装置の構成を示す図である。

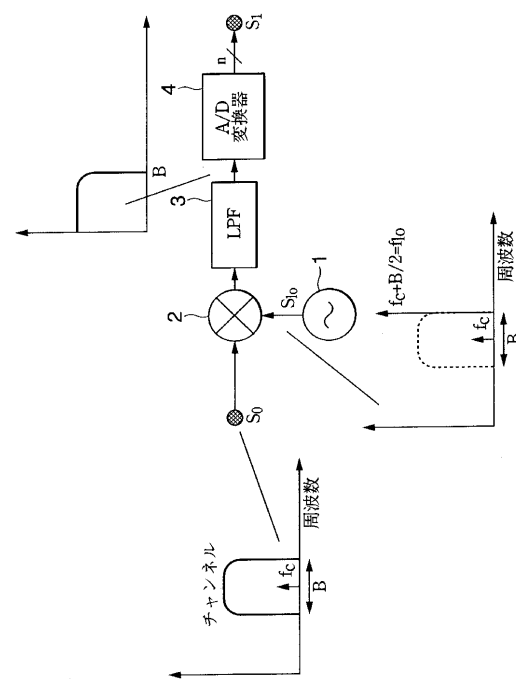
【符号の説明】

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

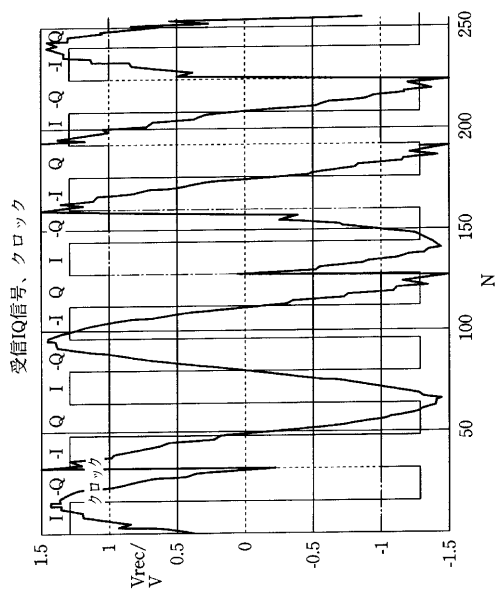
【図 1】



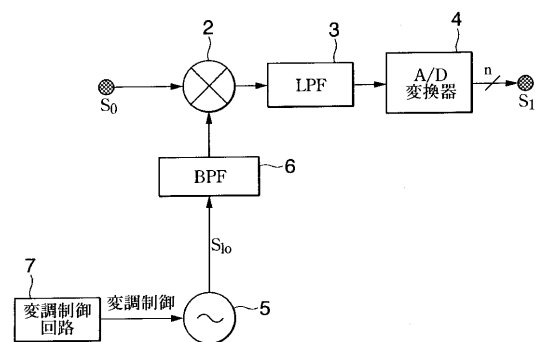
【図 2】



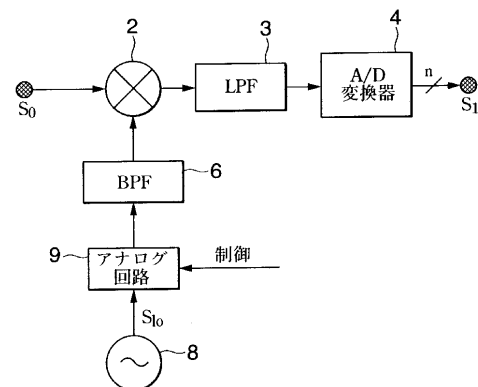
【図 3】



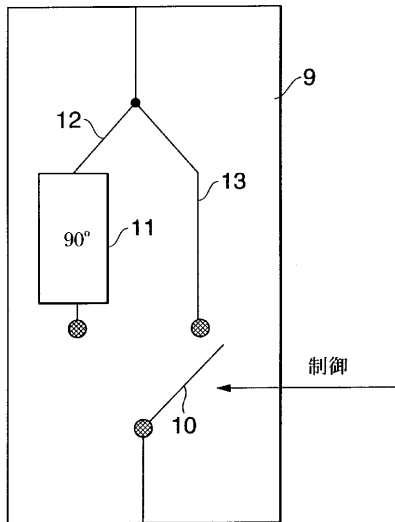
【図 4】



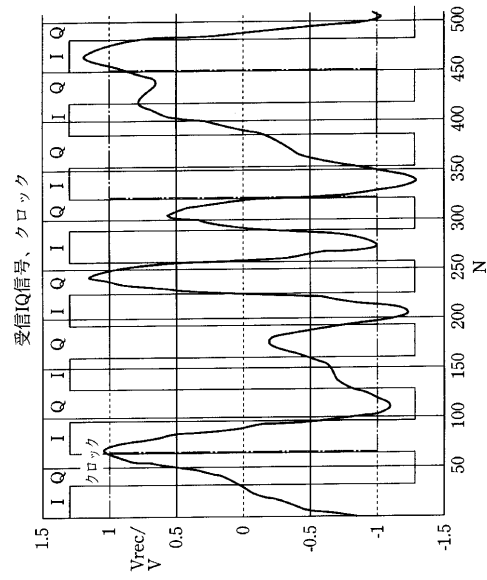
【図 5】



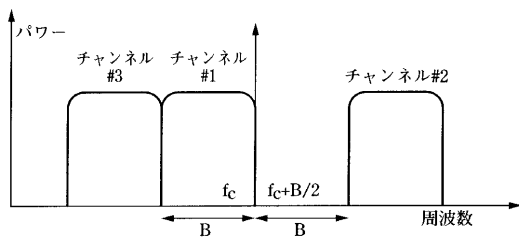
【図 6】



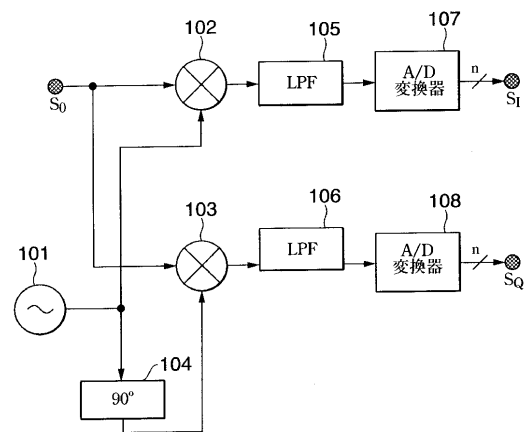
【図 7】



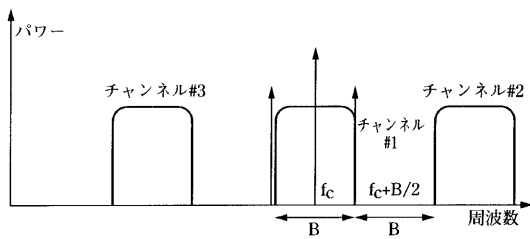
【図 8】



【図 10】



【図 9】



フロントページの続き

- (72)発明者 オベルシュミット、 ゲラルド
ドイツ連邦共和国 D - 7 0 7 3 6 フェルバッハ シュトゥットゥガルトー シュトラーセ 1
0 6、 シュトゥットゥガルト テクノロジーセンター ソニー インターナショナル(ヨーロッ
パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル ハフツング内
- (72)発明者 ブランコビッチ、 ベズリン
ドイツ連邦共和国 D - 7 0 7 3 6 フェルバッハ シュトゥットゥガルトー シュトラーセ 1
0 6、 シュトゥットゥガルト テクノロジーセンター ソニー インターナショナル(ヨーロッ
パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル ハフツング内
- (72)発明者 クルペシェビッチ、 ドラガン
ドイツ連邦共和国 D - 7 0 7 3 6 フェルバッハ シュトゥットゥガルトー シュトラーセ 1
0 6、 シュトゥットゥガルト テクノロジーセンター ソニー インターナショナル(ヨーロッ
パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル ハフツング内
- (72)発明者 コンシャック、 ティノ
ドイツ連邦共和国 D - 7 0 7 3 6 フェルバッハ シュトゥットゥガルトー シュトラーセ 1
0 6、 シュトゥットゥガルト テクノロジーセンター ソニー インターナショナル(ヨーロッ
パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル ハフツング内
- (72)発明者 ドレ、 トーマス
ドイツ連邦共和国 D - 7 0 7 3 6 フェルバッハ シュトゥットゥガルトー シュトラーセ 1
0 6、 シュトゥットゥガルト テクノロジーセンター ソニー インターナショナル(ヨーロッ
パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル ハフツング内

審査官 彦田 克文

- (56)参考文献 特開平06 - 205064 (JP, A)
欧州特許出願公開第00411840 (EP, A1)
欧州特許出願公開第00458452 (EP, A1)
英国特許出願公開第02324919 (GB, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/227