

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4539539号
(P4539539)

(45) 発行日 平成22年9月8日(2010.9.8)

(24) 登録日 平成22年7月2日(2010.7.2)

(51) Int. Cl.	F I
HO 4 L 27/38 (2006.01)	HO 4 L 27/00 G
HO 3 M 13/25 (2006.01)	HO 3 M 13/25
HO 4 L 25/08 (2006.01)	HO 4 L 25/08 B
HO 4 J 11/00 (2006.01)	HO 4 J 11/00 Z

請求項の数 10 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2005-334221 (P2005-334221)	(73) 特許権者	000004260
(22) 出願日	平成17年11月18日(2005.11.18)		株式会社デンソー
(65) 公開番号	特開2007-142832 (P2007-142832A)		愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(43) 公開日	平成19年6月7日(2007.6.7)	(74) 代理人	100082500
審査請求日	平成19年12月3日(2007.12.3)		弁理士 足立 勉
		(72) 発明者	澤田 学
			愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
		審査官	彦田 克文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 軟判定値補正方法、受信装置、プログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

誤り訂正符号にて符号化され、1ビットまたは複数ビットを1シンボルで表すように変調された受信信号を復調し、誤り訂正符号の復号に使用する軟判定値を生成する復調手段とを備えた受信装置において、前記復調手段が生成した軟判定値を補正する軟判定値補正方法であって、

前記復調手段にて生成された軟判定値に予め設定された重み係数を乗じることで、該軟判定値を補正する補正手順と、

予め設定された測定時間毎に、前記受信信号の振幅を評価する振幅評価手順と、

前記補正手順による補正後の軟判定値が予め設定された適正振幅範囲に近づくように、前記振幅評価手順での評価結果に従って前記重み係数を前記シンボル単位で可変設定する重み係数設定手順と、

を備えることを特徴とする軟判定値補正方法。

【請求項2】

誤り訂正符号にて符号化され、1ビットまたは複数ビットを1シンボルで表すように変調された受信信号を復調し、誤り訂正符号の復号に使用する軟判定値を生成する復調手段と、

を備えた受信装置において、

前記復調手段にて生成された軟判定値に予め設定された重み係数を乗じることで、該軟判定値を補正する補正手段と、

10

20

予め設定された測定時間毎に、前記受信信号の振幅を評価する振幅評価手段と、
前記補正手段による補正後の軟判定値が予め設定された適正振幅範囲に近づくように、
前記振幅評価手段での評価結果に従って前記重み係数を前記シンボル単位で可変設定する
重み係数設定手段と、
を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 3】

前記振幅評価手段は、
前記測定時間の間に検出される受信レベルが、予め設定された過大閾値を上回る割合を
第 1 評価値、該過大閾値より小さな値に設定された過小閾値を下回る割合を第 2 評価値と
して求め、

10

前記重み係数設定手段は、
前記第 1 評価値が予め設定された過大判定値以上である場合に、過大判定時のための重
み係数を用い、前記第 2 評価値が予め設定された過小判定値以下である場合に、過小判定
時のための重み係数を設定すること
を特徴とする請求項 2 に記載の受信装置。

【請求項 4】

前記振幅評価手段は、
前記測定時間内での受信レベルの平均値を第 3 評価値として求め、
前記重み係数設定手段は、
前記第 3 評価値に基づき、受信レベルと重み係数との対応関係を予め規定した対応テー
ブルに従って、前記重み係数を設定することを特徴とする請求項 2 に記載の受信装置。

20

【請求項 5】

前記復調手段は、 M (M は 2 以上の整数) 本のサブキャリアを使用して直交周波数多重
された受信信号を復調することを特徴とする請求項 2 ないし請求項 4 のいずれかに記載の
受信装置。

【請求項 6】

前記復調手段は、 2^N (N は正整数) 値直交振幅変調または 2^N 値位相変調された受信
信号を復調することを特徴とする請求項 2 ないし請求項 5 のいずれかに記載の受信装置。

【請求項 7】

前記受信信号は、自動利得制御増幅器を介して供給される受信信号であることを特徴と
する請求項 2 ないし請求項 6 のいずれかに記載の受信装置。

30

【請求項 8】

前記振幅評価手段は、前記復調手段での復調に必要なサンプル数の P 倍 (P は 2 以上の
整数) のサンプルレートで評価することを特徴とする請求項 2 ないし請求項 7 のいずれか
に記載の受信装置。

【請求項 9】

前記補正手段にて補正された軟判定値をデインターリーブするデインターリーブ手段を備
えることを特徴とする請求項 2 ないし請求項 8 のいずれかに記載の受信装置。

【請求項 10】

請求項 1 に記載の軟判定値補正方法を構成する各手順をコンピュータに実行させるため
のプログラム。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、誤り訂正符号の復号に使用する軟判定値の補正方法、及びその補正方法を適
用した受信装置、プログラムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、無線通信では、送受信機間の伝搬路での信号の減衰が大きく、また、伝搬路
の特性変動が大きいため、受信装置に自動利得制御 (AGC) 増幅器を設けて、受信信号

50

を後段の信号処理回路に適した振幅に制御することや、伝送符号としてデータの誤りを訂正可能な誤り訂正符号を用いることが行われている。

【 0 0 0 3 】

特に、誤り訂正符号として畳み込み符号を用い、ビタビ復号により最尤復号する方式は、誤り訂正能力が大きく各方面で用いられている。

また、ビタビ復号では、受信系列から、符号器の状態遷移を推定し、最も確からしい(最尤)状態遷移を選んで送信された情報系列を推定する。このとき、状態遷移の確からしさを数量的に表すための尤度として、受信符号と候補符号とのハミング距離を用いるのが一般的である。そして、尤度を求める際に、受信符号を0, 1の2値で表す硬判定と、受信信号の振幅に応じた多値で表す軟判定とが知られており、近年では、より誤り訂正能力の

10

【 0 0 0 4 】

ところで、この種の受信装置では、受信信号をA/D変換器にてサンプリングし、そのサンプリング値を用いて信号処理を行うようにされており、このA/D変換器への入力信号の振幅が適切な大きさにない場合(例えば、何等かの理由でA/GC増幅器のゲイン制御が適切に行われていない場合等)には、A/D変換器の非線形性に基づく特性劣化が生じることが知られている(例えば、非特許文献1参照)。

【 0 0 0 5 】

即ち、A/D変換器は、図3の変換特性に示すように、連続的なアナログ信号を離散的なデジタルデータに変換し、また、入力フルスケールレンジを超える信号は、デジタルデータの最大値又は最小値にクリップするという特性を有する。そして、A/D変換器の入力信号の振幅が過小である場合には、A/D変換器の入力フルスケールレンジの一部しか使用されず、入力信号に対する有効ビット数(分解能)が十分に確保されないため、A/D変換データが大きな量子化誤差を含むことになり、逆に、A/D変換器の入力信号の振幅が過大である場合には、A/D変換器の入力フルスケールレンジを超えた信号がクリッピングされ波形歪みを生じさせることになり、いずれの場合も特性劣化が生じるのである。

20

【 0 0 0 6 】

また、近年、無線通信の大容量化が進んでおり、大容量通信を実現する代表的な伝送方式の一つとして直交周波数分割多重(OFDM)が知られている。

30

このOFDMでは、周波数の異なる多数のサブキャリアのそれぞれに情報を乗せ、それらを多重化して伝送する。このため、各サブキャリアの信号を合成してなる伝送信号(マルチキャリア信号という)は、各サブキャリアの信号の位相が一致した時に非常に大きな振幅(ピーク電力)を持つことになり、ピーク電力対平均電力比(PAPR)の大きな信号となる。

【 0 0 0 7 】

このため、OFDMを採用した受信装置にA/GC増幅器が設けられている場合、一般的に用いられるシングルキャリア信号の場合と比較して、A/GC増幅器のゲイン(ひいてはA/D変換器への入力信号の振幅)が適切に制御されない可能性が高くなり、その結果、上述したA/D変換器の非線形性に基づく特性劣化が生じる可能性も高くなる。

40

【 0 0 0 8 】

これに対して、受信信号の瞬時受信振幅を検出し、誤り訂正復号に用いる軟判定値に、受信信号の瞬時受信振幅に依存した重み係数を乗じることで軟判定値を補正し、この補正した軟判定値を用いて復号を行う受信装置が開示されている(例えば、特許文献1参照)。

【非特許文献1】Manabu Sawada, Hiraku Okada, Takaya Yamazato, Masaaki Katayama著、「Influence of the Nonlinearity of the ADC in an OFDM Receiver」, 10th International Workshop 2005予稿集, Hamburg、2005.8、p220 ~ p224

【特許文献1】特開平5 - 3 1 5 9 7 7号公報

【発明の開示】

50

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

しかし、この特許文献1に記載の従来装置では、瞬時受信振幅が小さいときは、一律に受信信号の信頼度が低い（誤りを含む可能性が高い）ものとして、状態遷移の尤度が低い軟判定値が得られるように重み係数を設定している。このため、例えば、単に振幅が小さいだけでノイズの影響を殆ど受けていない場合や、AGC増幅器のゲイン制御が適当に行われていないことにより過小振幅となっている場合にも、その受信信号の信頼度が低いと判断されてしまい、適切に増幅されてさえいれば正しい情報を抽出可能な受信信号が、有効利用されていないという問題があった。

【0010】

また、上述したように過小振幅時だけでなく過大振幅時にも特性劣化が生じるが、従来装置では、過小振幅にのみ対処しており、過大振幅に対処することができないという問題もあった。

【0011】

更に、従来装置では、瞬時受信振幅に従って重み係数を設定するため、偶然に左右され易く、ノイズの影響を受けるなどした不適切な重み係数が設定され易いという問題もあった。

【0012】

本発明は、上記問題点を解決するために、簡易な手法により受信信号の振幅が過大又は過小である場合に生じる特性劣化を軽減する軟判定値補正方法、及びその方法を適用した受信装置、プログラム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】

【0013】

上記目的を達成するためになされた第一発明の軟判定値補正方法は、誤り訂正符号にて符号化され、1ビットまたは複数ビットを1シンボルで表すように変調された受信信号を復調し、誤り訂正符号の復号に使用する軟判定値を生成する復調手段とを備えた受信装置に適用される。

【0014】

そして、補正手順では、復調手段にて生成された軟判定値に予め設定された重み係数を乗じることで、この軟判定値を補正する。

また、振幅評価手順では、予め設定された測定時間毎に、この測定時間の間に受信レベル検出手段にて繰り返し検出される受信レベルに基づいて受信信号の振幅を評価し、重み係数設定手順では、補正手順による補正後の軟判定値が予め設定された適正振幅範囲に対する特性に近づくように、振幅評価手順での評価結果に従って重み係数をシンボル単位で可変設定する。

【0015】

従って、本発明の軟判定値補正方法によれば、受信信号の振幅が過小又は過大であることに基づく特性劣化を抑制することができる。

また、本発明の軟判定値補正方法によれば、測定時間の間に繰り返し検出される受信レベルに基づいて受信信号の振幅を評価し、その評価結果に従って重み係数を設定するようにされている。このため、瞬時受信振幅に従って重み係数を設定する従来装置と比較して、ノイズ等による瞬時的な異常値の影響を抑制することができる。その結果、信頼度の高い重み係数を設定することができ、ひいては精度の高い軟判定値を得ることができる。

【0016】

なお、本発明では、重み係数をシンボル単位で可変設定するため、受信信号の振幅を評価するための受信レベルの検出に要する測定時間は、1シンボル期間に等しい長さに設定されていることが望ましい。

【0017】

但し、1シンボル期間が、受信信号の振幅の評価を十分な精度で行うために最低限必要な時間（以下、必要評価時間という）より長い場合は、これより短くてもよい。逆に、1

10

20

30

40

50

シンボル期間が、必要評価時間より短い場合、測定時間はその整数倍に設定されていることが望ましい。

【0018】

次に、第二発明の受信装置では、受信レベル検出手段が、誤り訂正符号にて符号化され、1ビットまたは複数ビットを1シンボルで表すように変調された受信信号の受信レベルを検出し、復調手段が、その受信信号を復調し、誤り訂正符号の復号に使用する軟判定値を生成し、補正手段が、復調手段にて生成された軟判定値に予め設定された重み係数を乗じることで軟判定値を補正する。なお、この補正された軟判定値が、誤り訂正復号に使用される。

【0019】

また、本発明の受信装置では、振幅評価手段が、予め設定された測定時間毎に、測定時間の間に受信信号の振幅を評価し、重み係数設定手段が、補正手段による補正後の軟判定値が予め設定された適正振幅範囲に近づくように、振幅評価手段での評価結果に従って重み係数を前記シンボル単位で可変設定する。

【0020】

つまり、本発明の受信装置は、第一発明の軟判定値補正方法を実現する装置であり、従って、この方法を実施した場合に得られる効果と同様の効果を得ることができる。

ところで、振幅評価手段は、例えば、前記測定時間の間に検出される受信レベルが、予め設定された過大閾値を上回る割合を第1評価値、該過大閾値より小さな値に設定された過小閾値を下回る割合を第2評価値として求めるように構成することができる。この場合、重み係数設定手段は、第1評価値が予め設定された過大判定値以上である場合の重み係数値と、第2評価値が予め設定された過小判定値以下である場合の重み係数を予め設定しておき、乗じる重み係数とすればよい。

【0021】

また、振幅評価手段は、例えば、測定時間内での受信レベルの平均値を第3評価値として求めるように構成することができる。この場合、重み係数設定手段は、第3評価値に基づき、受信レベルと重み係数との対応関係を予め規定した対応テーブルに従って、重み係数を設定するように構成すればよい。

【0022】

このように構成された本発明の受信装置によれば、軟判定値をより細かく補正することができ、軟判定値に基づく誤り訂正復号の精度をより向上させることができる。

次に、本発明の受信装置では、復調手段として、例えば、 M (M は2以上の整数)本のサブキャリアを使用して直交周波数多重(OFDM)された受信信号を復調するものを用いてもよい。

【0023】

このような復調手段を有する本発明の受信装置では、ピーク電力対平均電力比(PAPR)が大きいOFDMされた受信信号、即ち、信号レベルが過小又は過大となる可能性が高い信号を扱うため、軟判定値の補正による特性改善効果がより顕著なものとなる。

【0024】

また、本発明の受信装置では、復調手段として、例えば、 2^N (N は正整数)値直交振幅変調(QAM)または 2^N 値位相変調(PSK)された受信信号を復調するものや、これら 2^N 値QAMや 2^N 値PSKで一次変調され、且つOFDMされた受信信号を復調するものを用いてもよい。

【0025】

更に、本発明の受信装置は、自動利得制御(AGC)増幅器を介して供給される受信信号をもとに復調するように構成されていてもよい。

この場合、測定時間を、AGC増幅器において増幅後の信号レベルの平均値を求める回路の時定数より十分に短く設定することにより、AGC増幅器の制御遅延に基づくゲイン制御の不適合を確実に補償することができる。

【0026】

10

20

30

40

50

また、本発明の受信装置において、振幅評価手段は、復調手段での復調に必要なサンプル数のP倍（Pは2以上の整数）のサンプルレートで振幅を評価するように構成されていることが望ましい。

【0027】

この場合、受信信号の復調や受信信号の振幅の評価をより高精度に行うことができる。

なお、本発明の受信装置は、補正手段にて補正された軟判定値をデインターリーブするデインターリーブ手段を備えていてもよい。

【0028】

誤り訂正符号をインターリーブすることにより、伝送路中で生じるバースト誤りに対する耐性を向上させることができる。

ところで、上記軟判定値補正方法は、この方法を構成する各手順をコンピュータに実行させるためのプログラムとして実現してもよい。

【0029】

この場合、プログラムは、コンピュータが読み取り可能な記録媒体に記憶され、その記録媒体から必要に応じてコンピュータシステムにロードされるものであってもよいし、ネットワークを介してコンピュータシステムにロードされるものであってもよい。また、記録媒体は、持ち運び可能なものであってもよいし、コンピュータシステムに組み込まれたものであってもよい。

【発明を実施するための最良の形態】

【0030】

以下に、本発明の実施形態を図面と共に説明する。

図1は、本発明が適用された通信システムを構成する送信装置及び受信装置の概略構成を示すブロック図である。

【0031】

図1に示すように、送信装置10は、送信ビット列を、誤り訂正符号（ここでは畳み込み符号）に符号化するエンコーダ11と、エンコーダ11から出力される符号列の順番の並べ替え（インターリーブ処理）をするインターリーバ12と、インターリーバ12の出力をNビット毎に 2^N QAMのシンボル点にマッピングするマップ13と、マップ13の出力（以下、一次変調シンボルという）dを、後述する直交周波数多重（OFDM）に使用するM（Mは2以上の整数）本のサブキャリアに対応させて、逆FFT変換を実行することによりOFDMシンボル（以下、二次変調シンボルともいう）のI成分及びQ成分を表す二つのデータ列を生成するOFDM変調器14と、OFDM変調器14が生成した二つのデータ列をそれぞれデジタル-アナログ変換することによりI成分及びQ成分を表す二つのベースバンド信号を生成するDA変換器15と、DA変換器15が生成した二つのベースバンド信号を混合して送信信号を生成する直交変調器16と、直交変調器16が生成した送信信号を、予め設定された周波数帯の信号にアップコンバートし、送信アンテナASを介して送信するRF送信部17とを備えている。

【0032】

一方、受信装置20は、受信アンテナARを介して送信装置10から送信された信号を受信して信号処理に適した周波帯の信号にダウンコンバートするRF受信部21と、RF受信部21の出力から不要な周波数成分を除去するフィルタ22と、フィルタ22が出力する受信信号を、平均電力が予め設定された目標値に一致するようにゲイン（利得）を自動的に調整しながら増幅する自動利得制御（AGC）増幅器23と、AGC増幅器23にて増幅された受信信号から、I成分及びQ成分を表す二つのベースバンド信号を生成する直交復調器24と、直交復調器24が生成した二つのベースバンド信号をそれぞれサンプリングして、I成分及びQ成分を表す二つのデータ列を生成するAD変換器25とを備えている。

【0033】

また、受信装置20は、AD変換器25が生成した二つのデータ列を、FFT変換することにより、M本のサブキャリアに対応させた一次変調シンボルに復調するOFDM復調

10

20

30

40

50

器 26 と、OFDM 復調器 26 にて復調された一次変調シンボルに基づいて n ビットの軟判定値を生成するデマッパ 27 と、AD 変換器 25 が生成した二つのデータ列に基づいて、受信信号の受信レベルを評価する評価値を生成するレベル検出器 28 と、レベル検出器 28 が生成した評価値に基づいて重み係数を設定し、その重み係数をデマッパ 27 が生成する軟判定値のそれぞれに乘じることにより、補正された軟判定値からなる符号列を生成する重み制御部 29 と、重み制御部 29 が生成した符号列の順番を元の順番に並べ替えるデインターリーバ 30 と、デインターリーバ 30 の出力に基づいて最尤復号を行って受信ビット列を生成するビタビ復号器 31 とを備えている。

【0034】

なお、本実施形態において、送信装置 10 のエンコーダ 11、インターリーバ 12、マッパ 13、OFDM 変調器 14、および受信装置 20 の OFDM 復調器 26、デマッパ 27、レベル検出器 28、重み制御部 29、デインターリーバ 30、ビタビ復号器 31 は、マイクロコンピュータが予め用意されたプログラムに従って実行する処理として実現されている。

10

【0035】

また、インターリーバ 12 及びデインターリーバ 30 は、OFDM シンボルにまたがるインターリーブ、デインターリーブを実行するように構成されている。

ここで、T が OFDM シンボルのシンボル時間、 $p(t)$ が (1) 式で定義されるパルス波形、 $d_{l,m}$ が l 番目の OFDM シンボルにおける m ($m = -M/2, -(M/2)+1, \dots, (M/2)-1$) 番目のサブキャリアに対する一次変調シンボルであるとする、送信装置 10 が送信する送信信号 $S_s(t)$ は、(2) 式で表される。

20

【0036】

【数 1】

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} d_{l,m} \exp\left\{j2\pi \frac{m}{T}(t-lT)\right\} p(t-lT) \quad (2)$$

30

【0037】

また、 $h(\cdot)$ が送信装置 10 と受信装置 20 との間の伝搬路のインパルス応答、 $f(\cdot)$ がフィルタ 22 のインパルス応答 (理想矩形フィルタ)、 $n(t)$ が伝搬路で付加されフィルタ 22 で帯域制限されたノイズ (平均 0、分散 σ_k^2 のランダム変数) であるとする、フィルタ 22 で帯域制限された受信信号 $S_r(t)$ は、(3) 式で表される。但し、伝搬路で付加されるノイズは、両側スペクトル密度が $N_0/2$ の白色ガウスノイズであるものとする。

【0038】

【数 2】

$$S_r(t) = f(t) * h(t) * S_s(t) + n(t) \quad (3)$$

40

【0039】

なお、式中の記号 * は、畳み込み演算を示す。

また、AGC 増幅器 23 のゲインを $g(t)$ とすると、AGC 増幅器 23 で増幅された受信信号 $S_c(t)$ は、(4) 式で表される。

【0040】

【数3】

$$S_c = g(t)S_r(t) \quad (4)$$

【0041】

この増幅された受信信号 $S_c(t)$ を直交復調器 24 にて直交復調することにより生成された I 成分を表すベースバンド信号を $\text{Re}[S_c(t)]$ 、Q 成分を表すベースバンド信号を $\text{Im}[S_c(t)]$ 、AD変換器 25 でのサンプリング間隔を T_s とすると、AD変換器 25 がベースバンド信号 $\text{Re}[S_c(t)]$ をサンプリングした k 番目のデータ $r_q^I[k]$ は (5) 式、ベースバンド信号 $\text{Im}[S_c(t)]$ をサンプリングした k 番目のデータ $r_q^Q[k]$ は (6) 式で表される。

10

【0042】

【数4】

$$r_q^I[k] = q(\text{Re}[S_c(kT_s)]) \quad (5)$$

$$r_q^Q[k] = q(\text{Im}[S_c(kT_s)]) \quad (6)$$

【0043】

なお、 $q(x)$ は、AD変換器 25 の入出力特性を表す関数であり、(7) 式で定義され 20 図 3 に示すグラフで表される特性を有する。

【0044】

【数5】

$$q(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 1 \\ \left\lfloor \frac{x}{\Delta_q} \right\rfloor \Delta_q + \frac{\Delta_q}{2} & -1 \leq x < 1 \\ -1 & x < -1 \end{cases} \quad (7)$$

但し、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数、 Δ_q は量子化幅を表す。

30

【0045】

これらベースバンド信号をサンプリングしたデータ列に基づいて OFDM 復調器 26 が復調した l 番目の OFDM シンボルにおける m 番目のサブキャリアに対応した一次変調シンボルを $d_{m,l}^{\wedge}$ として、デマッパ 27 では、この一次変調シンボル $d_{m,l}^{\wedge}$ に含まれる n 番目のビットの軟判定値 $w_{l,m,n}$ を、次式に従って算出する。

【0046】

【数6】

$$w_{l,m,n} = \begin{cases} \text{Re}[\hat{d}_{l,m}] & n=1 \\ \text{Im}[\hat{d}_{l,m}] & n=2 \end{cases} \quad (8)$$

$$w_{l,m,n} = \begin{cases} \text{Re}[\hat{d}_{l,m}] & n=1 \\ -(\text{Re}[\hat{d}_{l,m}] - A) & n=2 \\ \text{Im}[\hat{d}_{l,m}] & n=3 \\ -(\text{Im}[\hat{d}_{l,m}] - A) & n=4 \end{cases} \quad (9)$$

【0047】

(9)式において、Aは各サブキャリア毎に、その振幅から設定される閾値である。

但し、(8)式は、一次変調シンボルの生成(サブキャリアの変調)に、QPSK(N=2の場合)を用いた場合(図4(a)参照)、(9)式は、16QAM(N=4の場合)を用いた場合(図4(b)参照)であり、他の場合(N=2, 4以外の場合)は、これらの式から容易に類推可能である。また、軟判定値の算出方法は、上記式に限るものではなく、公知であるいずれの方法を用いても良い。

【0048】

ここで、図2は、レベル検出器28の構成を表すブロック図である。

図2に示すように、レベル検出器28は、AD変換器25で生成されたI成分を表すデータ $r^I_q[k]$ が、AD変換器25の出力レンジの最大値にクリップされている(過大閾値に達している)か否かを検出するクリッピング検出回路41と、同様に、AD変換器25で生成されたQ成分を表すデータ $r^Q_q[k]$ が、AD変換器25の出力レンジの最大値にクリップされているか否かを検出するクリッピング検出回路42と、両クリッピング検出回路41, 42のうち、少なくとも一方にてクリップされていることが検出された場合にパルス信号を出力するマージ回路43と、マージ回路43が出力するパルス信号を、各OFDMシンボル単位毎にカウントし、そのカウント値を過大評価値 $Cc[1]$ として出力するカウンタ44とを備えている。

【0049】

また、レベル検出器28は、データ $r^I_q[k]$ と予め設定された過小閾値 a_s とを比較する比較器45と、データ $r^Q_q[k]$ と過小閾値 a_s とを比較する比較器46と、両比較器45, 46のいずれもがデータの方が過小閾値 a_s より小さいと判定した場合に、パルス信号を出力するマージ回路47と、マージ回路47が出力するパルス信号を、各OFDMシンボル単位毎にカウントし、そのカウント値を過小評価値 $Cs[1]$ として出力するカウンタ48とを備えている。

【0050】

つまり、AD変換器25でのOFDMシンボル1個(シンボル時間T)当たりのサンプル数を $K_s (= T / T_s)$ とすると、マージ回路43の出力 $e_o[k]$ は(10)式、マージ回路47の出力 $e_s[k]$ は(11)式で表される。

【0051】

【数 7】

$$e_c[k] = \begin{cases} 1 & |r_q^I[k]| = 1 \text{ or } |r_q^O[k]| = 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

$$e_s[k] = \begin{cases} 1 & |r_q^I[k]| < a_s \text{ and } |r_q^O[k]| < a_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

【0052】

10

但し、データ $r_q^I[k]$ 、 $r_q^O[k]$ は、AD変換器 25 の出力レンジの最大値が 1 となるように正規化されているものとする。また、サンプル数 K_s は、OFDM復調器 26 の処理 (FFT) で最低限必要となるサンプル数の P (P は 2 以上の正整数) 倍に設定されている。つまり、AD変換器 25 は、いわゆるオーバーサンプリングを行うように設定されている。

【0053】

また、カウンタ 44 の出力である過大評価値 $C_c[l]$ は (12) 式、カウンタ 48 の出力である過小評価値 $C_s[l]$ は (13) 式で表される。

【0054】

【数 8】

20

$$C_c[l] = \sum_{k=0}^{K_s-1} e_c[k + lK_s] \quad (12)$$

$$C_s[l] = \sum_{k=0}^{K_s-1} e_s[k + lK_s] \quad (13)$$

【0055】

次に、重み制御部 29 は、1 番目の OFDM シンボルから生成された全ての軟判定値 $w_{l,m,n}$ に対して、(14) 式に示す処理を行う。

30

【0056】

【数 9】

$$v_{l,m,n} = \begin{cases} \gamma_c \cdot w_{l,m,n} & C_c[l] \geq th_c \\ \gamma_s \cdot w_{l,m,n} & C_s[l] \geq th_s \\ w_{l,m,n} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

【0057】

40

つまり、レベル検出器 28 で生成された過大評価値 $C_c[l]$ が、予め設定された過大判定値 th_c 以上である場合には、デマッパ 27 で生成された軟判定値 $w_{l,m,n}$ に重み係数 c を乗じることで補正された軟判定値 $v_{l,m,n}$ とする。また、レベル検出器 28 で生成された過小評価値 $C_s[l]$ が、予め設定された過小判定値 th_s 以上である場合には、デマッパ 27 で生成された軟判定値 $w_{l,m,n}$ に重み係数 s を乗じることで補正された軟判定値 $v_{l,m,n}$ とする。また、これら以外の場合は、デマッパ 27 で生成された軟判定値 $w_{l,m,n}$ をそのまま補正された軟判定値 $v_{l,m,n}$ とする。

【0058】

なお、判定値 th_c 、 th_s 、重み係数 c 、 s は、実験に基づいて設定される定数である。また、 $c = s = 1$ の場合が、軟判定値の補正を行わない従来装置に相当する

50

【0059】

この補正された軟判定値 $v_{l,m,n}$ は、デインターリーブ30にてデインターリーブされた後、ビタビ復号器31に入力され、受信ビット列に復号される。

ここで、本実施形態の通信システムの有効性を評価するために、受信ビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションにより算出した結果を示す。

【0060】

シミュレーションの条件としては、インターリーブ12, デインターリーブ30におけるインターリーブサイズを5、マップ13, デマップ27で用いる変復調形式をQPSK (= 2^2 QAM)、サブキャリア数を $N = 64$ 、AD変換器25におけるOFDMシンボル当たりのサンプル数を $K_s = 256$ (4倍のオーバーサンプリング)、量子化ビット数を8、送信情報1ビットのエネルギーに対する雑音電力密度比を $E_b/N_0 = 6$ dB、伝搬路の特性を $h(\) = 1$ 、シンボル同期は理想的な状態にあるものとした。

【0061】

まず、図5は、AGC増幅器23のゲインを固定ゲイン ($g(t) = \text{ }$) として、ゲインに対するBER特性を求めた結果を表すグラフである。

図5からは、AD変換器25の入力が過大になるゲインの値が大きな領域と、AD変換器25の入力が過小になるゲインの値が小さな領域において特性劣化が見られ、これらの間に、特性の良好な最適領域 ($= 0.1$ 近傍を中心とした10dB程度の範囲) が存在することがわかる。

【0062】

つまり、AGC増幅器23のゲイン制御が何等かの理由で適当に行われず、最適領域から外れた場合に、AD変換器25への入力が過大又は過小となって特性劣化が発生する。なお、ゲイン制御が最適領域から外れる原因としては、伝搬路特性の急激な変化に伴って最適領域が大きく変化した場合や、振幅の大きな又は小さな信号が一時的に集中して入力された場合等が考えられる。

【0063】

図6は、AGC増幅器23のゲインがOFDMシンボル(時間T)単位でランダムに変動する様子を模擬したものであり、AGC増幅器23のゲイン $g(t)$ が、確率 $1 - P_e$ で $g(t) = \text{ }$ 、確率 P_e で $g(t) = R p \times \text{ }$ となることを示す。

【0064】

そして、図7は、 $= 0.1$ 、 $P_e = 0.5$ 、 $R p = 10$ とし、即ち、AGC増幅器23において過大振幅 ($g(t) = 1$) の制御ミスが $1/2$ の確率で発生するとした場合のBER特性を、重み計数 c 、過大判定値 t_{hc} をパラメータとして示したものである。

【0065】

また、図8は、 $= 0.1$ 、 $R p = 0.1$ 、過小判定が理想的であるとし、即ち、AGC増幅器23において過小振幅 ($g(t) = 0.01$) の制御ミスが P_e の確率で発生するとした場合に、過小となるシンボルが既知であった場合のBER特性を、確率 P_e 、重み係数 s をパラメータとして示したものである。

【0066】

なお、上述したように、図7のグラフ中で $c = 1$ の場合、及び図8のグラフ中で $s = 1$ の場合は、重み制御を行わない従来装置の特性に相当する。

図7からは、適切に過大判定値 t_{hc} 及び重み係数 c を選択すれば、受信装置20のBER特性が従来装置と比較して大幅に改善されることがわかる。但し、過大判定値 t_{hc} を大きくし過ぎた場合 (ここでは $t_{hc} = K_s \times 3/4$) には、特性改善の効果が見られなくなる。

【0067】

図8からは、制御ミスが発生する確率 P_e によらず、受信装置20のBER特性が従来装置と比較して改善されることがわかる。

なお、上記シミュレーションのようにサブキャリア変調としてQPSKを用いた場合、

10

20

30

40

50

(8)式に従って設定される軟判定値 $w_{l,m,n}$ に対する重み係数を、過大時の重み係数 c は0より大きく1より小さな値に、過小時の重み係数 s は1より大きな値とすることで特性が改善することがわかる。

つまり、振幅が過大または過小である場合でも、重み係数 c 、 s を適切な値に設定することにより、ベースバンド信号の振幅が過小又は過大であることに基づく特性劣化を軽減することができる。

【0068】

また、本実施形態の通信システムでは、重み計数 c 、 s の設定に用いる評価値 $C_c[1]$ 、 $C_s[1]$ を、OFDMシンボル時間 T の間に繰り返し検出されるベースバンド信号のサンプリング値 $r^l_q[k]$ 、 $r^q_q[k]$ に基づいて設定するようにされている。

10

【0069】

このため、瞬時受信振幅に従って重み係数を設定する場合と比較して、ノイズ等による瞬時的な異常値の影響を抑制することができる。その結果、信頼度の高い重み係数を設定することができ、ひいては精度の高い軟判定値を得ることができる。

【0070】

また、本実施形態の通信システムは、AGC増幅器23にて制御ミスを起こしている(ゲイン制御が適切に行われていない)場合でも、後段の重み制御部29においてその制御ミスが補償されるため、AGC増幅器23の制御精度に対する要求精度を緩和したり、システム全体としてのAGC追従範囲を広げることができる。

20

【0071】

逆に言えば、受信装置20の受信信号の振幅変動範囲が重み係数の制御で補償できる範囲内であれば、AGC増幅器23を省略した簡易な構成にしても、品質の良い受信を行うことができる。

[他の実施形態]

以上本発明の位置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、本発明の要旨を逸脱しない範囲において様々な態様にて実施することが可能である。

【0072】

例えば、上記実施形態では、評価値 $C_c[1]$ 、 $C_s[1]$ に対する判定値 th_c 、 th_s を一つずつ設定し、重み計数 c 、 s が単一の値を持つように構成したが、これら判定値を複数設定して、重み計数 c 、 s も複数の値を持つように構成してもよい。

30

【0073】

また、上記実施形態では、レベル検出器28は、OFDMシンボル単位で個々のデータ $r^l_q[k]$ 、 $r^q_q[k]$ が過大レベルまたは過小レベルであった回数を評価値 $C_c[1]$ 、 $C_s[1]$ として求め、重み制御部29は、これら評価値 $C_c[1]$ 、 $C_s[1]$ が予め設定された判定値 th_c 、 th_s より大きい場合に、重み係数 c 、 s を軟判定値 $w_{l,m,n}$ に乗じるように構成したが、例えば、図9(a)に示すように、レベル検出器28は、OFDMシンボル単位でデータの平均振幅を算出し、重み制御部29は、図9(b)に示すように、信号レベル(平均振幅) I_x ($x=1, 2, \dots$)とそのレベルに対応した重み計数 x とを対応させたテーブルを予め用意しておき、このテーブルに従って重み計数 x を設定するように構成してもよい。

40

【0074】

また、上記実施形態では、OFDMにより伝送を行う場合について示したが、OFDMを用いることなく伝送を行ってもよい。この場合、図10に示すように、送信装置10aは、マップ13にて生成された一次変調シンボル(ここでは 2^N QAMシンボル)を、OFDM変調器14の代わりに設けたフィルタ54にて波形整形後に、DA変換器15に供給するように構成する。

【0075】

また、受信装置20aは、AD変換器25でサンプリングされたデータ $r^l_q[k]$ 、 r^q_q

50

[k]を、OFDM復調器26の代わりに設けられたQAM復調器56にて復調し、このQAM復調器56の出力をデマッパ27に供給するように構成する。

【0076】

但し、受信装置20aでは、重み計数を変化させる単位を、OFDMシンボル単位でなく、予め設定された時間間隔Tcount単位で行えばよい。

また、送信装置10aのインターリーブ12及び受信装置20aのデインターリーブ30は、予め設定された時間間隔Tint単位で、その時間間隔Tintに含まれるビットに対するインターリーブまたはデインターリーブ処理を行えばよい。

【0077】

上記実施形態では、レベル検出器28は、AD変換器25の出力を用いているが、AD変換器25より前段のアナログ信号の信号レベルを検出するように構成してもよい。

上記実施形態において、振幅評価手段は振幅過大時には、(10)及び(12)式に示すようにシンボル内に含まれるクリップ数をもとに評価したが、(15)及び(16)式に示すように、シンボル内に含まれる予め決められた値a1を上回る振幅値を持つサンプル数をもとに評価するように構成してもよい。

【0078】

【数10】

$$C_i[l] = \sum_{k=0}^{K_s-1} e_i[k + lK_s] \quad (15)$$

$$e_i[k] = \begin{cases} 1 & |r_q^I[k]| > a_1 \text{ and } |r_q^O[k]| > a_1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

【0079】

上記実施形態では、 2^N QAMで変調するように構成したが、これに限るものではなく、 2^N PSK等で変調するように構成してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0080】

【図1】実施形態の通信システムを構成する送信装置及び受信装置のブロック図。

【図2】レベル検出器の構成を表すブロック図。

【図3】AD変換器の特性を表すグラフ。

【図4】QPSK及び16QAMのシンボル点を表す説明図。

【図5】増幅率に対するBER特性のシミュレーション結果を表すグラフ。

【図6】AGC増幅器の制御を模擬したモデルを表す説明図。

【図7】振幅過大時のシミュレーション結果を示すグラフ。

【図8】振幅過小時のシミュレーション結果を示すグラフ。

【図9】レベル検出器の他の構成例、及び重み計数の設定に用いるテーブルを表す説明図。

【図10】送信装置及び受信装置の他の構成例を示すブロック図。

【符号の説明】

【0081】

10, 10a...送信装置、11...エンコーダ、12...インターリーブ、13...マッパ、14...OFDM変調器、15...DA変換器、16...直交変調器、17...RF送信部、20, 20a...受信装置、21...RF受信部、22, 54...フィルタ、23...AGC増幅器、24...直交復調器、25...AD変換器、26...OFDM復調器、27...デマッパ、28...レベル検出器、29...重み制御部、30...デインターリーブ、31...ピタビ復号器、41, 42...クリッピング検出回路、43, 47...マージ回路、44, 48...カウンタ、45, 46...比較器、56...QAM復調器、AR...受信アンテナ、AS...送信アンテナ。

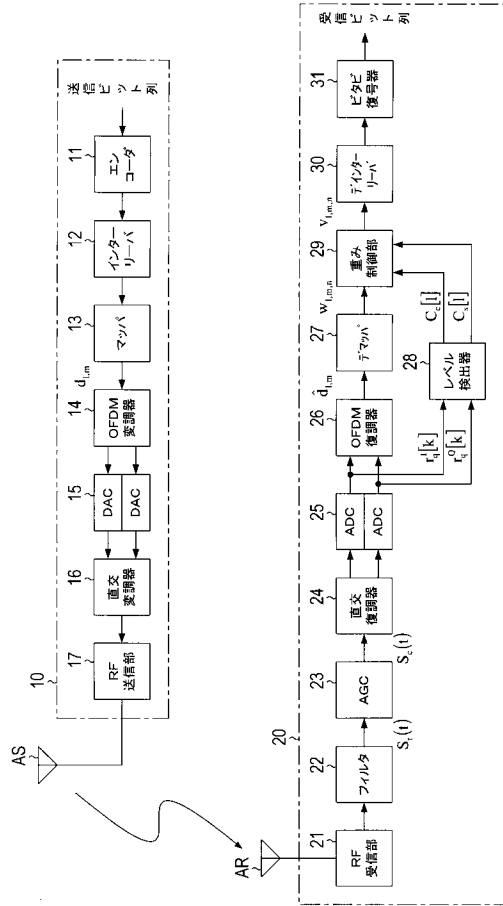
10

20

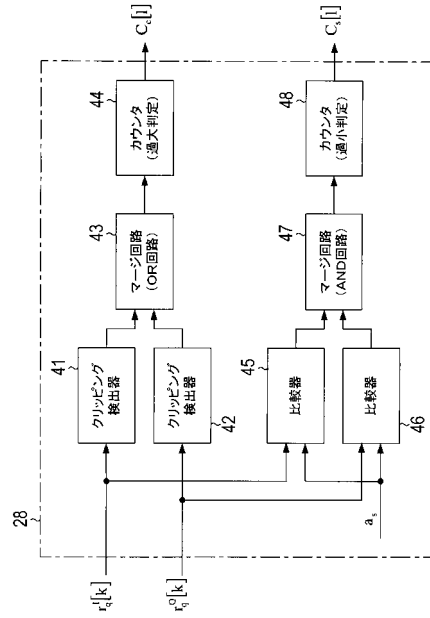
30

40

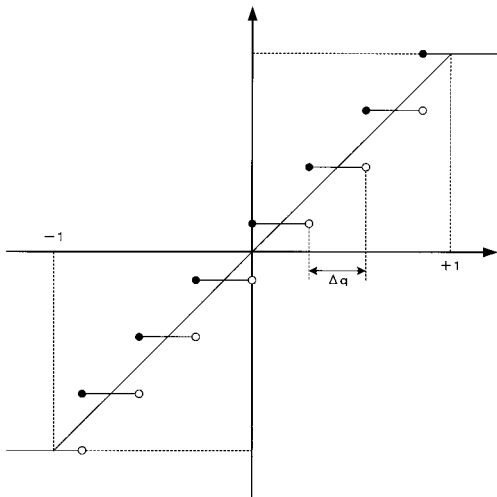
【図1】



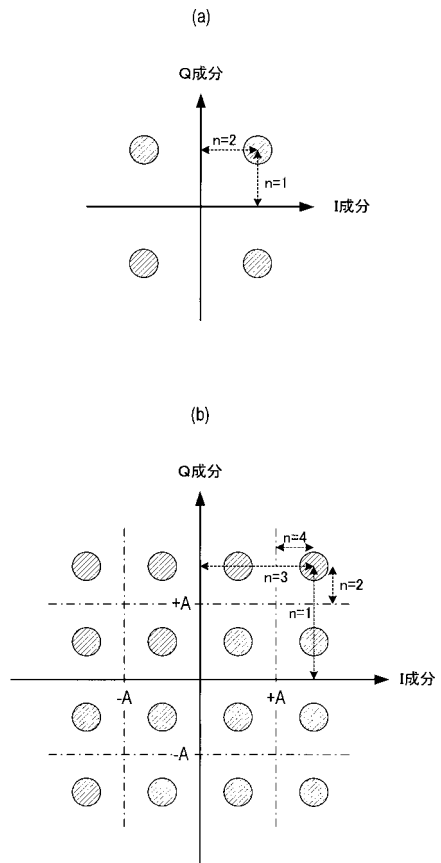
【図2】



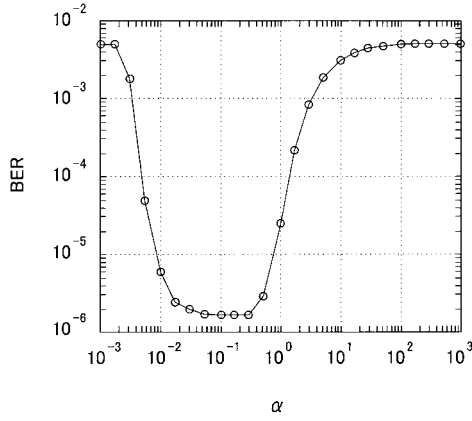
【図3】



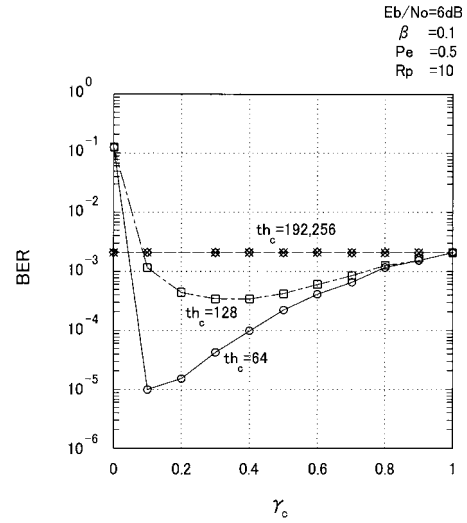
【図4】



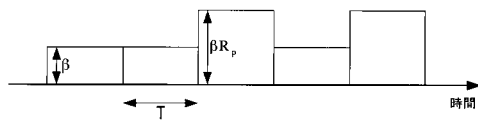
【図5】



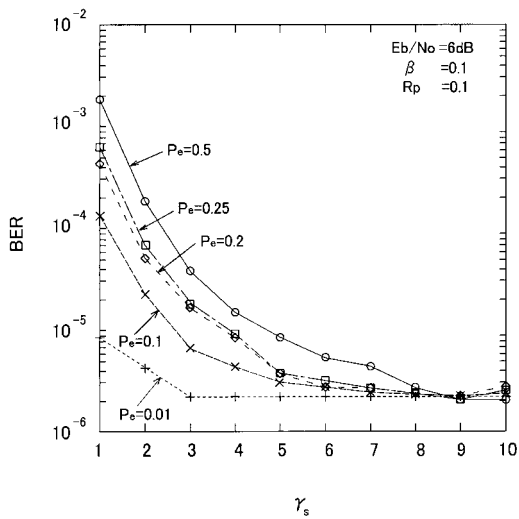
【図7】



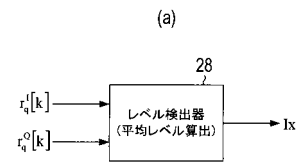
【図6】



【図8】



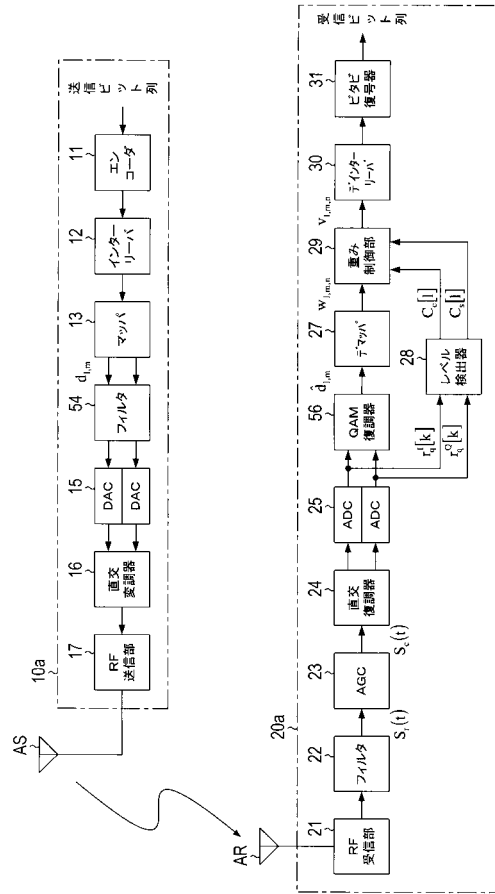
【図9】



(b)

レベル	重み
I1	γ_1
I2	γ_2
I3	γ_3
⋮	⋮
I _x	γ_x
⋮	⋮

【図10】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2005-318052(JP,A)
特開2002-164946(JP,A)
特開2005-223668(JP,A)
特開平06-029951(JP,A)
特開2003-134082(JP,A)
特開2004-297216(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/38
H03M 13/25
H04J 11/00
H04L 25/08