

(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2004-221973
(P2004-221973A)

(43) 公開日 平成16年8月5日(2004.8.5)

(51) Int.Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
HO4B 7/005	HO4B 7/005	5K004
HO4L 27/00	HO4L 27/00	5K046
HO4L 27/01	HO4L 27/00	C

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2003-7309 (P2003-7309)	(71) 出願人	000000181 岩崎通信機株式会社 東京都杉並区久我山1丁目7番41号
(22) 出願日	平成15年1月15日 (2003.1.15)	(74) 代理人	100069257 弁理士 大塚 学
		(72) 発明者	上原 広充 東京都杉並区久我山一丁目7番41号 岩崎通信機株式会社内
		(72) 発明者	藤本 敦 東京都杉並区久我山一丁目7番41号 岩崎通信機株式会社内
		Fターム(参考)	5K004 AA01 BA02 BB05 BC01 BD01 EH02 FH03 GG04 JF04 JH02 5K046 AA05 EE04 EE06 EE09 EE37 EF15

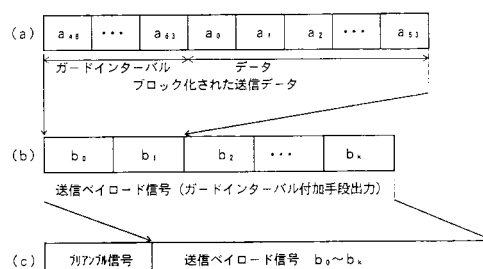
(54) 【発明の名称】 デジタル情報の無線伝送装置

(57) 【要約】

【課題】 高速伝送においての線形等化を実現し、符号間干渉による波形歪みを解消して、高速高品質伝送を可能とするデジタル情報の無線伝送装置を提供する。

【解決手段】 送信側で送信データをブロック化して擬周期化し、受信側で擬周期化された送信データブロックを複数の波形等化手段を用いて波形等化する。分散して復調動作が行えるため、波形等化手段の処理速度を高速化することなく符号間干渉による波形歪みを解消し、高速高品質伝送を可能とする。

【選択図】 図3



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信機においては、
送信データをブロック化し、該ブロック化した送信データを擬周期化するためにガードインターバルを付加して送信ペイロード信号を得るガードインターバル付加手段と、
受信機側で伝送路推定するためのベースバンドの送信プリアンブル信号を生成するプリアンブル生成手段と、
前記ガードインターバル付加手段から出力される前記送信ペイロード信号と前記プリアンブル生成手段から出力される前記送信プリアンブル信号を合成してフレーム合成信号を得るためのフレーム合成手段と、
該フレーム合成信号をマッピングおよびフィルタリングしてフレーム変調信号を得る I Q 変調手段と、
該フレーム変調信号を無線周波数にアップコンバートして無線周波信号を得るアップコンバート手段と、
アップコンバートされた該無線周波信号を無線周波として無線伝送路に送出する送信アンテナが具備されており、
受信機においては、
伝送された前記無線周波を受信する受信アンテナと、
該受信アンテナで前記無線周波を受信して得られる受信信号をダウンコンバートして受信ベースバンド I Q 信号に変換するダウンコンバート手段と、
前記受信ベースバンド I Q 信号のプリアンブル期間から、伝送路特性を推定するための伝送路特性推定手段と、
前記ダウンコンバート手段から出力される前記受信ベースバンド I Q 信号を複数の受信ベースバンド I Q 信号ブロックに分配して出力する受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段と、
前記伝送路特性推定手段からの伝送路特性情報を用いて前記複数の受信ベースバンド I Q 信号ブロックの波形等化をそれぞれ行いさらに当該受信ベースバンド I Q 信号ブロックに含まれている前記送信データを復調する複数の波形等化手段と、
前記複数の波形等化手段からそれぞれ出力される複数の復調データブロックを合成して復調データを得る復調データブロック合成手段とを備えたデジタル情報の無線伝送装置。

10

20

30

【請求項 2】

送信機においては、
送信データをブロック化し、該ブロック化した送信データを擬周期化するためにガードインターバルを付加して送信ペイロード信号を得るガードインターバル付加手段と、
受信機側で伝送路推定するためのベースバンドの送信プリアンブル信号を生成するプリアンブル生成手段と、
前記ガードインターバル付加手段から出力される前記送信ペイロード信号と前記プリアンブル生成手段から出力される前記送信プリアンブル信号を合成してフレーム合成信号を得るためのフレーム合成手段と、
該フレーム合成信号をマッピングおよびフィルタリングしてフレーム変調信号を得る I Q 変調手段と、
該フレーム変調信号を無線周波数にアップコンバートして無線周波信号を得るアップコンバート手段と、
アップコンバートされた該無線周波信号を無線周波として無線伝送路に送出する送信アンテナが具備されており、
受信機においては、
伝送された前記無線周波を受信する受信アンテナと、
該受信アンテナで前記無線周波を受信して得られる受信信号をダウンコンバートして受信ベースバンド I Q 信号に変換するダウンコンバート手段と、
前記受信ベースバンド I Q 信号のプリアンブル期間から、伝送路特性を推定するための伝

40

50

送路特性推定手段と、

前記ダウンコンバート手段から出力される前記受信ベースバンドIQ信号を複数の受信ベースバンドIQ信号ブロックに分配して出力する受信ベースバンドIQ信号ブロック分配手段と、

前記伝送路特性推定手段からの伝送路特性情報を用いて前記複数の受信ベースバンドIQ信号ブロックの波形等化をそれぞれ行う複数の波形等化手段と、

該複数の波形等化手段からの複数の波形等化出力を合成して波形等化合成データブロックを得る波形等化データブロック合成手段と、

該波形等化データブロック合成手段からの波形等化合成データブロックを復調して伝送された前記送信データの復調データを得る復調手段とを備えたデジタル情報の無線伝送装置。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明はデジタル情報を無線伝送するための装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、無線によるマルチメディア情報の伝送の要求が高まっている。これに伴い、無線によるデータ伝送の高速化が進んでおり、例えば2.4GHz無線LANにおいては、22Mbps、5.2GHz無線LANにおいては、すでに54Mbpsの伝送が実用化されている。無線伝送では伝送路の周波数選択性フェージングにより、符号間干渉が発生し、これにより受信信号には波形歪みが生じ伝送品質が劣化する。とくに伝送速度が高速になると、マルチパスによる遅延拡がり小さくても符号間干渉による波形歪みは大きくなる。

20

符号間干渉を補償する方法としては、判定帰還型等化器による波形等化、遅延波のエネルギーも用いて復調を行う復号方法としてMLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation)型の等化器を用いた最ゆう復号法やDDFSE(Delayed Decision Feedback Sequence Estimation)がある(特許文献1参照)。これらの波形等化法により符号間干渉による波形歪みを解消し、伝送品質が劣化することを防止している。

30

【0003】

【特許文献1】

特開2000-307548号公報

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

符号間干渉を補償する方法の1つに、判定帰還型等化器による波形等化がある。しかし、この方式では、遅延波が先行波より大きい場合、従来の方式では遅延波すべてを干渉波としてキャンセルするため、復調する信号のエネルギーが小さくなるため受信品質を悪化させていた。

遅延波のエネルギーも用いて復調を行う方法としてMLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation)型の等化器を用いた最ゆう復号法がある。MLSE型の等化器としてピタビ等化器があるが、ピタビ等化器には大きな遅延時間に対応するためには回路規模が極めて大きくなるという難点がある。

40

【0005】

このピタビ等化器の問題点を解決するものとして、DDFSE(Delayed Decision Feedback Sequence Estimation)がある。これは、遅延時間がmシンボル以下のパスについてはピタビ等化を行い、遅延時間がそれ以上のパスについては判定帰還により等化を行う方式である。DDFSEでは到来波のうち最初のmシンボルのみのエネルギーを用いて復調を行っており、ピタビ等化器と比較して回路規模を小さくすることができる利点がある。しかしながら、DDFSEにおいても、

50

データ伝送速度が高速（10Mbps程度以上）の場合には、パイプライン処理となるため、ハード規模を大幅に縮小することが困難である。

以上のような問題を解決するために、従来線形等化が用いられているが、線形等化では等化を行うFIRフィルタのタップ数が多い場合、計算処理に時間がかかり高速動作させることは困難である。図7に、64タップの線形波形等化回路例を示す。図6に示した線形波形等化回路では、64回の掛け算処理と、その掛け算結果をすべて加算する処理が実行されるため、多大な処理時間を要し、伝送速度の高速化を妨げている。

【0006】

本発明は、以上のような問題点を解決するためになされたものであり、高速伝送においての線形等化を実現し、符号間干渉による波形歪みを解消して、高速高品質伝送を可能とするデジタル情報の無線伝送装置を提供することを目的とする。

10

【0007】

【課題を解決するための手段】

この目的を達成するために、請求項1に記載された本発明によるデジタル情報の無線伝送装置は、送信機においては、

送信データをブロック化し、該ブロック化した送信データを擬周期化するためにガードインターバルを付加して送信パイロード信号を得るガードインターバル付加手段と、

受信機側で伝送路推定するためのベースバンドの送信プリアンブル信号を生成するプリアンブル生成手段と、

前記ガードインターバル付加手段から出力される前記送信パイロード信号と前記プリアンブル生成手段から出力される前記送信プリアンブル信号を合成してフレーム合成信号を得るためのフレーム合成手段と、

20

該フレーム合成信号をマッピングおよびフィルタリングしてフレーム変調信号を得るIQ変調手段と、

該フレーム変調信号を無線周波数にアップコンバートして無線周波信号を得るアップコンバート手段と、

アップコンバートされた該無線周波信号を無線周波として無線伝送路に送出する送信アンテナが具備されており、

受信機においては、

伝送された前記無線周波を受信する受信アンテナと、

30

該受信アンテナで前記無線周波を受信して得られる受信信号をダウンコンバートして受信ベースバンドIQ信号に変換するダウンコンバート手段と、

前記受信ベースバンドIQ信号のプリアンブル期間から、伝送路特性を推定するための伝送路特性推定手段と、

前記ダウンコンバート手段から出力される前記受信ベースバンドIQ信号を複数の受信ベースバンドIQ信号ブロックに分配して出力する受信ベースバンドIQ信号ブロック分配手段と、

前記伝送路特性推定手段からの伝送路特性情報を用いて前記複数の受信ベースバンドIQ信号ブロックの波形等化をそれぞれ行いさらに当該受信ベースバンドIQ信号ブロックに含まれている前記送信データを復調する複数の波形等化手段と、

40

前記複数の波形等化手段からそれぞれ出力される複数の復調データブロックを合成して復調データを得る復調データブロック合成手段とを備えた構成を有している。

【0008】

また、請求項2に記載された本発明によるデジタル情報の無線伝送装置は、送信機においては、

送信データをブロック化し、該ブロック化した送信データを擬周期化するためにガードインターバルを付加して送信パイロード信号を得るガードインターバル付加手段と、

受信機側で伝送路推定するためのベースバンドの送信プリアンブル信号を生成するプリアンブル生成手段と、

前記ガードインターバル付加手段から出力される前記送信パイロード信号と前記プリアン

50

ブル生成手段から出力される前記送信プリアンブル信号を合成してフレーム合成信号を得るためのフレーム合成手段と、
 該フレーム合成信号をマッピングおよびフィルタリングしてフレーム変調信号を得る I Q 変調手段と、
 該フレーム変調信号を無線周波数にアップコンバートして無線周波信号を得るアップコンバート手段と、
 アップコンバートされた該無線周波信号を無線周波として無線伝送路に送出する送信アンテナが具備されており、
 受信機においては、
 伝送された前記無線周波を受信する受信アンテナと、
 該受信アンテナで前記無線周波を受信して得られる受信信号をダウンコンバートして受信ベースバンド I Q 信号に変換するダウンコンバート手段と、
 前記受信ベースバンド I Q 信号のプリアンブル期間から、伝送路特性を推定するための伝送路特性推定手段と、
 前記ダウンコンバート手段から出力される前記受信ベースバンド I Q 信号を複数の受信ベースバンド I Q 信号ブロックに分配して出力する受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段と、
 前記伝送路特性推定手段からの伝送路特性情報を用いて前記複数の受信ベースバンド I Q 信号ブロックの波形等化をそれぞれ行う複数の波形等化手段と、
 該複数の波形等化手段からの複数の波形等化出力を合成して波形等化合成データブロックを得る波形等化データブロック合成手段と、
 該波形等化データブロック合成手段からの波形等化合成データブロックを復調して伝送された前記送信データの復調データを得る復調手段とを備えた構成を有している。

10

20

30

40

50

【0009】

前記送信パイロード信号は、ブロック化された送信データ前部に、ブロック化された送信データ後尾から n ビット分の同じ情報をガードインターバルとして付加し、擬周期化を行っている。

【0010】

【作用】

このように、送信側で送信データをブロック化して擬周期化し、受信側で擬周期化された送信データブロックを複数の波形等化手段を用いて波形等化することにより、分散して復調動作が行えるため、波形等化手段の処理速度を高速化することなく符号間干渉による波形歪みを解消し、高速高品質伝送を可能とする。

【0011】

【発明の実施の形態】

図 1 は、本発明の一実施例であるデジタル情報の無線伝送装置の送信機のブロック構成例である。

図 1 において、ガードインターバル付加手段 1 によって送信データ 11 をブロック化し、そのブロック化したデータを擬周期化するためにガードインターバルを付加して送信パイロード信号 12 を生成している。

プリアンブル生成手段 2 によって、受信機側で伝送路の伝送特性を推定するためのプリアンブル信号 13 を生成し、フレーム合成手段 3 によってガードインターバル付加手段 1 から出力される送信パイロード信号 12 と、プリアンブル生成手段 2 から出力される送信プリアンブル信号 13 を合成してフレーム合成信号 14 を生成している。

I Q 変調手段 4 によって、フレーム合成信号 14 をマッピングおよびフィルタリングしてフレーム変調信号 15 を生成し、アップコンバート手段 5 によって、フレーム変調信号 15 を無線周波数にアップコンバートして無線信号 16 を生成したのち、送信アンテナ 6 によって無線信号 16 による無線周波を無線伝送路に送信している。

【0012】

図 2 は、本発明の一実施例におけるデジタル情報の無線伝送装置の受信機のブロック構

成である。

図 2 において、伝送された無線周波を受信アンテナ 2 1 によって受信して得られる受信信号を、ダウンコンバート手段 2 2 によってダウンコンバートして、受信ベースバンド I Q 信号 3 2 を生成している。

伝送路特性推定手段 2 3 によって、前記受信ベースバンド I Q 信号 3 2 のプリアンブル期間から伝送路特性を推定して伝送路特性推定情報 3 3 を生成している。伝送路特性推定手段 2 3 には、例えば、マッチドフィルタが含まれており、プリアンブル期間のマッチドフィルタの出力信号を用いて、伝送路のインパルス応答推定を行っている。

受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段 2 4 によって、前記受信ベースバンド I Q 信号 3 2 をブロック毎に順次分配して、複数の受信ベースバンド I Q 信号ブロック 3 4 - 1 ~ 3 4 - N を生成する。 10

波形等化復調手段 2 5 - 1 から波形等化手段 2 5 - N によって、伝送路特性情報 3 3 を用いて前記受信ベースバンド I Q 信号ブロック 2 5 - 1 から受信ベースバンド I Q 信号ブロック 2 5 - N の波形等化を行いデータを復調して、復調データブロック 3 5 - 1 から復調データブロック 3 5 - N を生成し、復調データブロック合成手段 2 6 によって、復調データブロック 3 5 - 1 から復調データブロック 3 5 - N を合成して、送信側から伝送された送信データ 1 1 の復調データ 3 6 を得ている。

【0013】

図 3 は、図 2 に示す本発明の一実施例において、分割する送信データブロックのデジタル情報ビット数を 64 bit とし、付加するガードインターバルのビット数を 16 bit とした場合の送信信号生成手順である。 20

ガードインターバル付加手段 1 において、送信しようとするデータを 64 bit 毎に「 $a_0 \sim a_{63}$ 」K 個のブロックに分割し、分割されたブロックにガードインターバル「 $a_{48} \sim a_{63}$ 」を付加して、擬周期化を行っている。擬周期化された送信データ 1 1 を図 3 - (a) に示す。

また、ガードインターバル付加手段 1 で、前記擬周期化された送信データブロック K 個を合成し、送信パイロード信号 1 2 を生成している。送信パイロード信号 1 2 を図 3 - (b) に示す。

送信パイロード信号 1 2 はフレーム合成手段 3 によって、受信機において伝送路特性を求めるための送信プリアンブル信号 1 3 と合成されフレーム合成信号 1 4 が生成される。フレーム合成信号 1 4 を図 3 - (c) に示す。 30

フレーム合成信号 1 4 は、I Q 変調手段 4 によってマッピングおよびフィルタリングされ、フレーム変調信号 1 5 となり、アップコンバート手段 5 で無線周波数に周波数変換したのち送信アンテナ 6 から無線伝送路に送信される。

【0014】

ここで、受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段 2 4 の切替タイミングは、1 ブロック分の受信ベースバンド I Q 信号 3 2 が出力されたときであり、受信ベースバンド I Q 信号ブロック 3 4 - 1 から受信ベースバンド I Q 信号ブロック 3 4 - N まで順番に分配して出力され、受信ベースバンド I Q 信号ブロック 3 4 - N の次は受信ベースバンド I Q 信号ブロック 3 4 - 1 に戻って巡回して出力される。 40

受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段 2 4 の切替段数 N および波形等化復調手段 2 5 の個数 N は、波形等化復調手段 2 5 の処理速度によって決定され、1 ブロックの波形等化処理が終了時点で受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段 2 4 の分配手段が 1 周する N とする。また、復調データブロック合成手段 2 6 は、受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段 2 4 に同期して動作するものである。

このように、受信側で擬周期化された送信データブロックを複数の波形等化復調手段 2 5 を用いて波形等化復調することにより、分散して復調動作が行えるため、波形等化復調手段 2 5 の処理速度を高速化することなく符号間干渉による波形歪みを解消することができる。

【0015】

以下、数式を用いて波形等化手段の詳細動作を説明する。

等化低域系で表現したベースバンド受信信号を $r(t)$ とする。データ期間において、 $r(t)$ を T 間隔でサンプリングし、波形等化および復調処理を行う。

以下においては、 $t = mT$ (m は整数) における $r(t)$ のサンプル値を r_m と表記する。また、 T 間隔で求めた伝送路のインパルス応答を h_n と表記する。

送信データ a における第 n 番目の変調信号を a_n と表記する。

送信データ a において、最初の変調信号 a_0 の受信タイミングを r_0 とする。

このとき、送信データ a の第 n 番目の変調信号は r_n である。

受信機では、ブロック単位で復調を行う。

このとき、受信信号 r_n は次式で表現される。

10

【0016】

【数1】

$$\left. \begin{aligned} r_0 &= h_0 a_0 + h_1 a_{63} + h_2 a_{62} + \cdots + h_{15} a_{49} \\ r_1 &= h_0 a_1 + h_1 a_0 + h_2 a_{63} + \cdots + h_{15} a_{50} \\ &\vdots \\ r_{63} &= h_0 a_{63} + h_1 a_{62} + h_2 a_{61} + \cdots + h_{15} a_{48} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

【0017】

【数2】

20

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ \vdots \\ r_{15} \\ \vdots \\ \vdots \\ r_{63} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{15} & \cdots & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{15} & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{15} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{15} \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & h_{15} & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_{15} \\ \vdots \\ \vdots \\ a_{63} \end{bmatrix} \quad (2)$$

30

となる。ここで、行列 P を以下のように定義する。

【0018】

【数3】

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & \ddots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

40

このとき、

【0019】

【数4】

$$P^2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & 0 & 1 \\ 1 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \cdots \quad P^{64} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = I \quad (4)$$

となる。Iは64次の単位行列である。

10

【0020】

1ブロックの受信信号からなる列ベクトルをRとし、1ブロックの復調信号からなる列ベクトルをAとする。

式(2)を行列R, A, Pを用いて表すと、

【0021】

【数5】

$$R = (h_0 I + h_1 P + h_2 P^2 + \cdots + h_{15} P^{15}) A \quad (5)$$

となる。

20

【0022】

【数6】

$$Q = h_0 I + h_1 P + h_2 P^2 + \cdots + h_{15} P^{15} \quad (6)$$

とおくと、

【数7】

$$R = QA \quad (7)$$

となる。

30

【0023】

Qの逆行列 Q^{-1} が存在するものとするとし、

【数8】

$$Q^{-1} = x_0 I + x_1 P + x_2 P^2 + \cdots + x_{63} P^{63} \quad (8)$$

とおくと、逆行列の定義より、

【数9】

$$QQ^{-1} = I \quad (9)$$

となる。

40

式(6)と式(8)を式(9)に代入すると、

【0024】

【数10】

$$(h_0 I + h_1 P + h_2 P^2 + \cdots + h_{15} P^{15})(x_0 I + x_1 P + x_2 P^2 + \cdots + x_{63} P^{63}) = I \quad (10)$$

式(10)より、

【0025】

【数11】

$$\begin{cases}
 h_0x_0 + h_1x_{63} + h_2x_{62} + \dots + h_{15}x_{49} = 1 \\
 h_0x_1 + h_1x_0 + h_2x_{63} + \dots + h_{15}x_{50} = 0 \\
 \vdots \\
 h_0x_{63} + h_1x_{62} + h_2x_{61} + \dots + h_{15}x_{48} = 0
 \end{cases} \quad (11)$$

式 (1 1) を行列で表すと、

【 0 0 2 6 】

【 数 1 2 】

$$\begin{bmatrix}
 h_0 & 0 & \dots & 0 & h_{15} & \dots & h_2 & h_1 \\
 h_1 & h_0 & 0 & \dots & 0 & h_{15} & \dots & h_2 \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 h_{15} & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & h_{15} \\
 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\
 0 & \dots & \dots & 0 & h_{15} & \dots & h_1 & h_0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 x_0 \\
 x_1 \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 x_{63}
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 1 \\
 0 \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 0
 \end{bmatrix} \quad (12)$$

10

20

式 (4)、式 (6)、式 (1 2) より、

【 0 0 2 7 】

【 数 1 3 】

$$QX = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad X = Q^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

【 0 0 2 8 】

30

Q の逆行列をプリアンプル期間に計算し、X を求める。

Q⁻¹ の 6 4 行 6 4 列の第 1 列目が X となる。

ここで、式 (7) の両辺に Q⁻¹ をかければ、

【 数 1 4 】

$$A = Q^{-1}R \quad (14)$$

となり、行列で表すと、次式 (1 5) の通りである。

【 0 0 2 9 】

【 数 1 5 】

$$\begin{bmatrix}
 a_0 \\
 a_1 \\
 \vdots \\
 a_{62} \\
 a_{63}
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 x_0 & x_{63} & \dots & x_2 & x_1 \\
 x_1 & x_0 & \dots & \vdots & x_2 \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 x_{62} & \vdots & \vdots & x_0 & x_{63} \\
 x_{63} & x_{62} & \dots & x_1 & x_0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 r_0 \\
 r_1 \\
 \vdots \\
 r_{62} \\
 r_{63}
 \end{bmatrix} \quad (15)$$

40

【 0 0 3 0 】

X はプリアンプル期間に計算で求めて既知であり、R は受信信号で既知であるので、受信信号 R を等化し、信号 A を復調することができる。

50

式 (1 5) は、

【 0 0 3 1 】

【 数 1 6 】

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= x_0 r_0 + x_{63} r_1 + x_{62} r_2 + \cdots + x_2 r_{62} + x_1 r_{63} \\ a_1 &= x_0 r_1 + x_{63} r_2 + x_{62} r_3 + \cdots + x_2 r_{63} + x_1 r_0 \\ a_2 &= x_0 r_2 + x_{63} r_3 + x_{62} r_4 + \cdots + x_2 r_0 + x_1 r_1 \\ &\vdots \\ a_0 &= x_0 r_{63} + x_{63} r_0 + x_{62} r_1 + \cdots + x_2 r_{61} + x_1 r_{62} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

10

と表せる。

【 0 0 3 2 】

式 (1 6) について、実際の回路化した実施例を図 4 に示す。

図 4 において、入力端子から入力される受信信号 ($r_0 \sim r_{63}$) は、 r_0 から順次シフトレジスタ 40 - 1 ~ 40 - 63 に格納される。受信信号がすべて格納された状態で、レジスタ 40 - 0 の値と x_0 を、レジスタ 40 - 1 の値と x_{63} ... レジスタ 40 - 63 の値と x_1 をそれぞれ掛け合わせ、そのすべての結果を加算すると a_0 が出力端より出力される。

【 0 0 3 3 】

次に、レジスタ 40 - 1 ~ 40 - 63 を右方向に 1 シフトし、レジスタ 40 - 0 の値をレジスタ 40 - 63 に格納する巡回動作を行う。この状態で、前記と同様に x をそれぞれ掛け合わせ、そのすべての結果を加算器 70 により加算すると復調信号 a_1 が出力される。この巡回動作を 63 回行うことにより、受信信号 ($r_0 \sim r_{63}$) は波形等化信号 ($a_0 \sim a_{63}$) として出力され、復調器 71 で復調されて復調データ 36 となる。

20

【 0 0 3 4 】

以上は、図 2 に示した受信機側において、複数の波形等化復調手段 25 - 1 , 25 - 2 , ... 25 - N の各出力に得られる複数の復調データブロック 35 - 1 , 35 - 2 , ... 35 - N を復調データブロック合成手段 26 によりブロック合成して、復調データ 36 を得るようにした第 1 の実施例に基づき説明した。

【 0 0 3 5 】

しかし、本発明における受信機側は、図 5 に示す第 2 の実施例のように、受信ベースバンド I Q 信号ブロック分配手段 24 の出力側に配置された複数の波形等化手段 25 a - 1 , 25 a - 2 , ... 25 a - N からの各出力として波形等化データブロック 35 a - 1 , 35 a - 2 , ... 35 a - N をとり出し、これらの各出力 35 a - 1 , 35 a - 2 , ... 35 a - N を波形等化データブロック合成手段 26 a により合成して得られる波形等化合成データブロックを復調器 27 により復調することにより、復調データ 36 a を得ることができる。

30

【 0 0 3 6 】

図 5 の実施例に用いられている波形等化手段 25 a - 1 , 25 a - 2 , ... 25 a - N は、図 6 に示すように構成することができる。その他の構成回路と動作は、図 2 と同様である。

40

【 0 0 3 7 】

【 発明の効果 】

以上詳細に述べたように、本発明においては、送信側で送信データをブロック化して擬周期化し、受信側で擬周期カウンタされた送信データブロックを複数の波形等化手段を用いて波形等化することにより、分散して復調動作が行えるため、波形等化手段の処理速度を高速カウンタすることなく符号間干渉による波形歪みを解消し、高速高品質伝送することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の一実施例であるデジタル情報の無線伝送装置の送信機のブロック構成

50

例である。

【図 2】本発明の一実施例におけるデジタル情報の無線伝送装置の受信機のブロック構成である。

【図 3】図 2 に示す本発明の一実施例において、分割する送信データブロックのデジタル情報ビット数を 64 bit とし、付加するガードインターバルのビット数を 16 bit とした場合の送信信号生成手順である。

【図 4】図 2 に示す本発明の実施例に用いる波形等化復調手段の 1 例を示すブロック図である。

【図 5】本発明の他の実施例におけるデジタル情報の無線伝送装置の受信機のブロック構成図である。

10

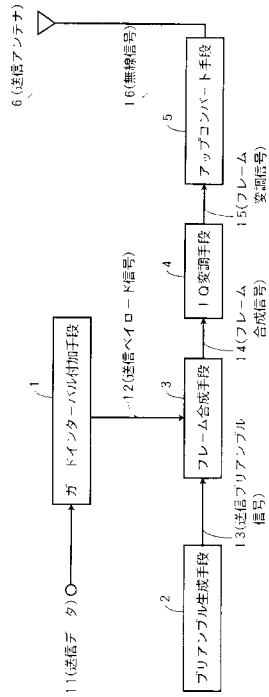
【図 6】図 5 に示す本発明の実施例に用いる波形等化復調手段の 1 例を示すブロック図である。

【図 7】64 タップの線形波形等化回路例を示すブロック図である。

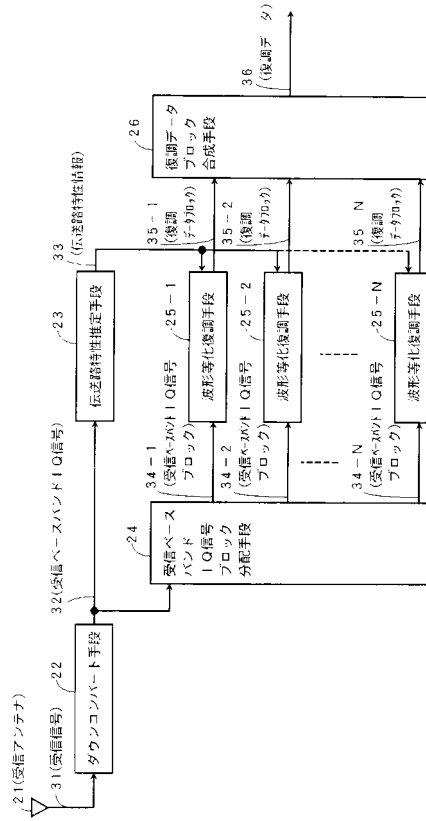
【符号の説明】

- | | | |
|-------------------------|---------------------------|----------|
| 1 | ガードインターバル付加手段 | |
| 2 | プリアンプル生成手段 | |
| 3 | フレーム合成手段 | |
| 4 | IQ変調手段 | |
| 5 | アップコンバート手段 | |
| 6 | 送信アンテナ | 20 |
| 11 | 送信データ | |
| 12 | 送信ペイロード信号 | |
| 13 | 送信プリアンプル信号 | |
| 14 | フレーム合成信号 | |
| 15 | フレーム変調信号 | |
| 16 | 無線信号 | |
| 21 | 受信アンテナ | |
| 22 | ダウンコンバート信号 | |
| 23 | 伝送路特性推定手段 | |
| 24 | 受信ベースバンドIQ信号ブロック分配手段 | 30 |
| 25 | , 25-1, 25-2, ... 25-N | 波形等化復調手段 |
| 25a | , 25a-1, 25a-2, ... 25a-N | 波形等化手段 |
| 26 | 復調データブロック合成手段 | |
| 27 | 復調器 | |
| 31 | 受信信号 | |
| 32 | 受信ベースバンドIQ信号 | |
| 33 | 伝送路特性情報 | |
| 34-1, 34-2, ... 34-N | 受信ベースバンドIQ信号ブロック | |
| 35-1, 35-2, ... 35 | 復調データブロック | |
| 35a-1, 35a-2, ... 35a-N | 波形等化データブロック | 40 |
| 36 | 復調データ | |
| 40-0, ... 40-63 | レジスタ | |
| 70 | 加算器 | |
| 71 | 復調器 | |

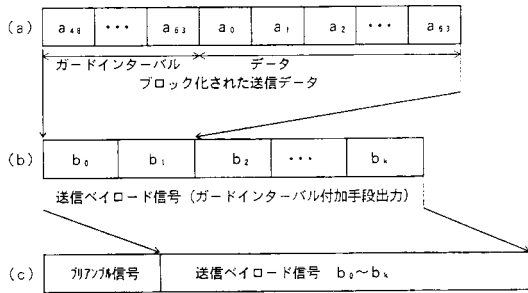
【 図 1 】



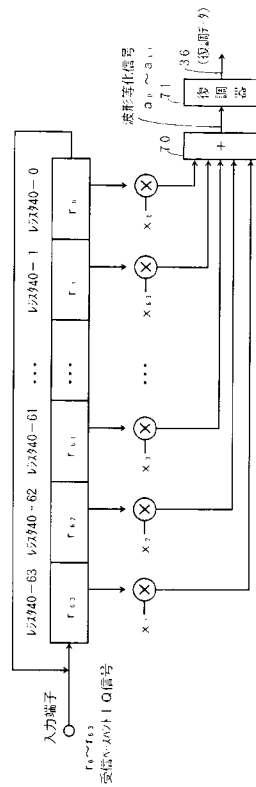
【 図 2 】



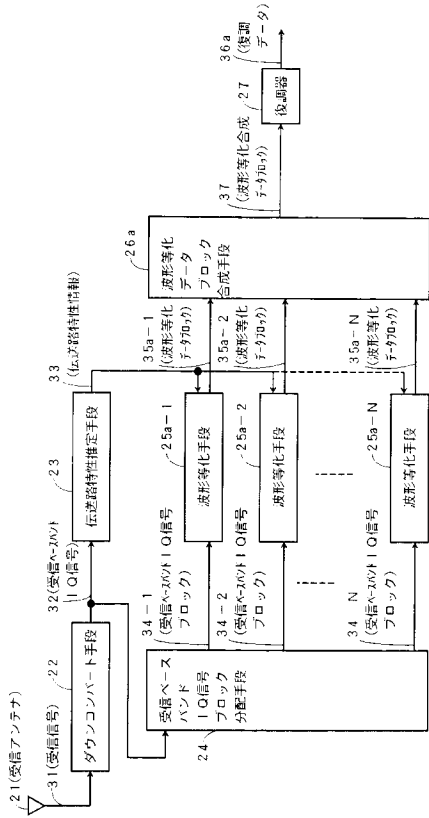
【 図 3 】



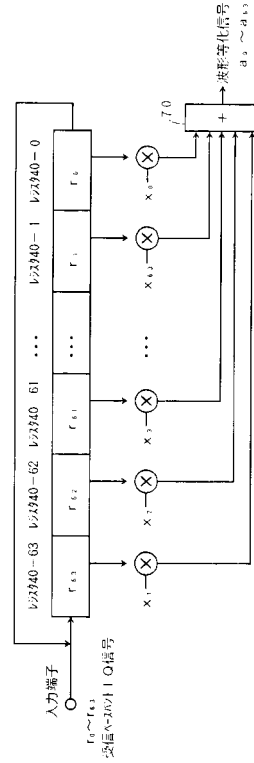
【 図 4 】



【図 5】



【図 6】



【図 7】

