

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5647871号
(P5647871)

(45) 発行日 平成27年1月7日(2015.1.7)

(24) 登録日 平成26年11月14日(2014.11.14)

(51) Int.Cl. F I
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z

請求項の数 2 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2010-259402 (P2010-259402)	(73) 特許権者	000004352
(22) 出願日	平成22年11月19日 (2010.11.19)		日本放送協会
(65) 公開番号	特開2012-114508 (P2012-114508A)		東京都渋谷区神南2丁目2番1号
(43) 公開日	平成24年6月14日 (2012.6.14)	(74) 代理人	100147485
審査請求日	平成25年6月25日 (2013.6.25)		弁理士 杉村 憲司
		(74) 代理人	100143568
			弁理士 英 貢
		(72) 発明者	竹内 知明
			東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日 本放送協会放送技術研究所内
		(72) 発明者	濱住 啓之
			東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日 本放送協会放送技術研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM信号再送信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信元のOFDM信号を適応等化して再送信するOFDM信号再送信装置であって、
 入力されるOFDM信号を、該OFDM信号のFFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号について、GI長を越えるマルチパスによる周波数特性歪みを等化した信号を、前記FFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでIFFT処理して時間領域信号に変換する周波数領域等化部と、

前記周波数領域等化部から得られる時間領域信号を、前記OFDM信号のFFTウィンドウサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号に対してチャンネル等化を施すOFDM復調部と、

前記OFDM復調部から入力される周波数領域信号、チャンネル応答および再生シンボルを用いて求める等化誤差信号から、前記周波数領域等化部の等化係数を算出する等化係数算出部と、

前記周波数領域等化部から得られる前記時間領域信号からOFDMシンボルを抽出するOFDMシンボル抽出部と、

前記OFDMシンボルから、再送信するOFDM信号を生成する再送信信号生成手段と、

を備えることを特徴とするOFDM信号再送信装置。

【請求項2】

10

20

送信元のOFDM信号を適応等化して再送信するOFDM信号再送信装置であって、
 入力されるOFDM信号を、該OFDM信号のFFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号について、GI長を越えるマルチパスによる周波数特性歪みを等化した信号を、前記FFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでIFFT処理して時間領域信号に変換する周波数領域等化部と、

前記周波数領域等化部から得られる時間領域信号を、前記OFDM信号のFFTウィンドウサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号に対してチャンネル等化を施すOFDM復調部と、

前記OFDM復調部から入力される周波数領域信号、チャンネル応答および再生シンボルを用いて求める等化誤差信号から、前記周波数領域等化部の等化係数を算出する等化係数算出部と、

前記周波数領域等化部から得られる前記時間領域信号からOFDMシンボルのうち有効シンボル長に相当する時間幅の有効シンボルを抽出する有効シンボル算出部と、

前記有効シンボルに対してガードインターバル(GI)を付加するGI付加部と、

前記GIを付加した有効シンボルから、再送信するOFDM信号を生成する再送信信号生成手段と、

を備えることを特徴とするOFDM信号再送信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:直交周波数分割多重)方式を用いるデジタル放送やデジタル伝送のOFDM信号受信装置に関し、特に、デジタル放送や無線LANなどにおいて電波を受信する際に問題となる遅延時間がGI(Guard Interval)長を越えるマルチパスが受信される環境においても送信データを正しく受信して再送信することのできるOFDM信号再送信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

図8は、通常のOFDM信号受信装置の構成を示すブロック図である。このOFDM信号受信装置200は、受信したOFDM信号を中間周波信号(IF信号)に変換する周波数変換部201と、このIF信号をアナログ-デジタル変換するA/D変換部202と、デジタルIF信号を等価ベースバンド信号に復調する直交復調部203と、等価ベースバンド信号からGIを検出して除去するGI除去部204と、GI除去を施した等価ベースバンド信号に対して所定のFFT(Fast Fourier Transform)ウィンドウサイズでFFT処理を施し、周波数領域信号に変換するFFT部205と、パイロット信号を用いてFFT部205から入力される周波数領域信号のキャリアシンボルからチャンネル応答を推定するチャンネル推定部206と、推定されたチャンネル応答を用いてFFT部205から出力される周波数領域信号を等化するチャンネル等化部207と、チャンネル等化を施した周波数領域信号について所定の変調方式に従うデマッピングを施すデマッピング部208と、デマッピングして得られるパラレルデータ信号をシリアルデータ信号に変換し、送信元のビット列の信号を復元するパラレルシリアル変換部209とを備えている。

【0003】

つまり、通常のOFDM信号受信装置200は、送信元から受信点までの伝送路の遅延広がりがGI長以内の場合、チャンネル等化部207により、チャンネル等化が可能である。一方で、通常のOFDM信号受信装置200では、GI長を越える遅延波を等化する機能は無いため、チャンネルの遅延広がりがGI長を越える場合、シンボル間干渉及びキャリア間干渉の発生により受信特性が著しく損なわれることになる。

【0004】

一方、時間領域においてマルチパスをキャンセルする仕組みを有するOFDM信号受信装置も存在する。図9は、遅延時間がGI長を越えるマルチパスを等化可能なOFDM信

10

20

30

40

50

号受信装置の構成を示すブロック図である。このOFDM信号受信装置300は、受信したOFDM信号を中間周波信号（IF信号）に変換する周波数変換部301と、このIF信号をアナログ-デジタル変換するA/D変換部302と、デジタルIF信号を等価ベースバンド信号に復調する直交復調部303と、マルチパスをキャンセルする減算部304と、マルチパスのレプリカを生成する適応フィルタ部305と、GI除去を施した等価ベースバンド信号に対して所定のFFTウィンドウサイズでFFT処理を施し、周波数領域信号に変換するFFT部306と、パイロット信号を用いてFFT部306から入力される周波数領域信号のキャリアシンボルからチャンネル応答を推定するチャンネル推定部307と、推定されたチャンネル応答を用いてFFT部306から出力される周波数領域信号を等化するチャンネル等化部308と、チャンネル等化を施した周波数領域信号について所定の変調方式に従うデマッピングを施すデマッピング部309と、デマッピングして得られるパラレルデータ信号をシリアルデータ信号に変換し、送信元のビット列の信号を復元するパラレルシリアル変換部313と、デマッピングして得られるパラレルデータ信号をマッピングしてキャリアシンボルを再生するマッピング部310と、FFT部306から出力される周波数領域信号を、マッピング部310から出力されるキャリアシンボルで除算することで等化後の周波数特性を算出する除算部311と、等化後の周波数特性を用いて主波成分を除いたインパルス応答を生成し、適応フィルタ305に対してフィルタ係数を適応的に決定させるフィルタ係数制御部312とを備えている。

10

【0005】

つまり、時間領域においてマルチパスをキャンセルする仕組みを有するOFDM信号受信装置300は、送信元から受信点までのチャンネル応答のうち、主波成分を除いたインパルス応答を適応フィルタ305に与えることにより、マルチパスをキャンセルすることが可能である。しかし、このOFDM信号受信装置300は、より長い遅延時間のマルチパスを等化するために適応フィルタにおけるフィルタ係数の次数を大きくしなければならないという問題が生じる。また、主波よりも早く到来するマルチパス（先行波）を等化するためには、図9の構成に加えてさらに適応フィルタが必要となるという問題がある。

20

【0006】

また、図9に示すOFDM信号受信装置が時間領域においてマルチパスをキャンセルするのに対して、周波数領域でマルチパスを等化するOFDM信号受信装置が知られている（例えば、特許文献1参照）。特許文献1に示されている従来のOFDM信号受信装置は、図8に示す通常のOFDM信号受信装置200では受信不能となってしまう大きさのガードインターバルを越えるマルチパスを等化可能であり、適応フィルタにおけるフィルタ係数の次数を大きくしなければならないという問題を解消することができる。

30

【0007】

周波数領域でGIを越えるマルチパスを等化可能なOFDM信号再送信装置100を構成した中継装置がある。図7は、遅延時間がGI長を越えるマルチパスを等化可能な従来からのOFDM信号再送信装置の概略構成を示すブロック図である。

【0008】

図7に示すOFDM信号再送信装置100は、受信アンテナ101を介して所定の送信元から送信されたOFDM信号を受信して希望波の周波数帯域外の不要な信号成分を除去するバンドパスフィルタ102と、周波数変換部103と、A/D変換部104と、直交復調部105と、周波数領域等化部106と、OFDM復調部107と、等化係数算出部108と、キャリアシンボル選択部109と、IFFT部110と、GI付加部111と、直交変調部112と、D/A変換部113と、周波数変換部114と、バンドパスフィルタ115と、送信アンテナ116とを備える。

40

【0009】

周波数変換部103、A/D変換部104及び直交復調部105は、それぞれ図9に示す周波数変換部301、A/D変換部302及び直交復調部303に対応する。また、周波数領域等化部106は、周波数領域で適応等化する機能部であり、後続するOFDM復調部107から得られる周波数領域信号から等化誤差を求め、等化係数の算出を行う等化

50

係数算出部 108 によって制御される。OFDM 復調部 107 は、チャンネル推定部 307、チャンネル等化部 308 及びデマッピング部 309 からなる処理部に対応する。等化係数算出部 108 は、図 9 に示すマッピング部 310、除算部 311 及びフィルタ係数制御部 312 からなる処理部に対応する。

【0010】

キャリアシンボル選択部 109 は、OFDM 復調部 107 から得られるチャンネル等化後のキャリアシンボルと、等化係数算出部 108 内のマッピング部（図 9 に示すマッピング部 310 に対応する）から得られるキャリアシンボルの切り替えを行う機能部である。

【0011】

IFFT 部 110 は、入力されるキャリアシンボルに対して逆 FFT 処理を施し、デジタル時間領域信号に変換する。

10

【0012】

GI 付加部 111 は、変換されたデジタル時間領域信号に対して GI を付加する。

【0013】

直交変調部 112 は、GI を付加したデジタル時間領域信号に対して所定の直交変調を施す。

【0014】

D/A 変換部 113 は、直交変調を施したデジタル時間領域信号をアナログ時間領域信号に変換する。

【0015】

周波数変換部 114 は、アナログ時間領域信号を無線周波信号（RF 信号）に変換し、再送信する OFDM 信号を生成する。

20

【0016】

バンドパスフィルタ 115 は、送信アンテナ 116 を介して再送信する際に余分な帯域を除去する機能を有する。

【0017】

つまり、図 7 に示す OFDM 信号再送信装置 100 では、受信アンテナ 101 より出力された受信信号は、フィーダーケーブル（図示せず）を通して、バンドパスフィルタ 102 に入力され、希望波の周波数帯域外の不要な信号成分が除去される。バンドパスフィルタ 102 の出力信号は周波数変換部 103 に入力され、その出力レベルが一定になるように AGC（自動利得制御）が施された後、周波数変換される。

30

【0018】

OFDM 復調部 107 が有するデマッピング部（デマッピング部 309 に対応）が出力するパラレルデータは、再マッピング部（マッピング部 310 に対応）に入力されキャリアシンボルが再生される。この再マッピング部の出力する再生シンボル或いはチャンネル等化部（チャンネル等化部 308 に対応）の出力するチャンネル等化後のキャリアシンボルの一方が選択され、送信シンボルが出力される。キャリアシンボル選択部 109 の出力は IFFT 部 110 に入力される。

【0019】

IFFT 部 110 は、キャリアシンボル選択部 109 の出力するキャリアシンボルに対して IFFT 処理を施し、時間領域信号に変換する。GI 付加部 111 は OFDM シンボルの先頭に GI を付加し、直交変調部 112 に送出する。

40

【0020】

直交変調部 112 は入力される等価ベースバンド信号に直交変調処理を施し、デジタル IF 信号に変換して出力する。直交変調部 112 の出力するデジタル IF 信号は D/A 変換部 113 により、IF 信号に変換され出力される。D/A 変換部 113 の出力する IF 信号は周波数変換部 114 により、RF 帯に周波数変換され、一定レベルになるように増幅して出力する。周波数変換部 114 の出力する RF 信号はバンドパスフィルタ 115 に入力され帯域外の不要輻射成分が除去される。バンドパスフィルタ 115 で帯域外の不要成分が除去された送信信号はフィーダーケーブル（図示せず）を通して送信アンテナ

50

116に供給され電波となって放射される。

【0021】

尚、デマッピング及び再マッピングによるしきい値判定処理は、入力されるキャリアシンボルに最も近い既知の送信シンボルに置き換える処理である。この処理には等化誤差や白色雑音を除去できるという利点があるが、なくてもよい。

【0022】

ここでレベルの大きいGI内マルチパスが受信される環境について考える。このような受信環境では、受信信号はサブキャリアによって信号電力が著しく低下するため、そのサブキャリアによって伝送される信号は誤り率が大きくなる。このデータ誤りについては、誤り訂正において消失化させたり、信頼度重み付けを行うことにより受信特性を改善できることが知られている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0023】

【特許文献1】特開2004-343546号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0024】

レベルの大きいGI内マルチパスが受信される受信環境において、従来のOFDM信号再送信装置100を用いたOFDM信号の再送信を行う場合、このOFDM信号再送信装置100は、伝搬路の歪みを全て等化するため、OFDM信号再送信装置100で受信した際に有していた伝搬路の情報が失われる。よって、このOFDM信号再送信装置100により再送信された信号を受信する受信装置（例えば、図8参照）は、誤り訂正復号を行う際に伝搬路情報を利用することができないため、受信特性の更なる改善が期待できないという問題があった。

【0025】

本発明は、かかる問題を解決するためになされたものであり、その目的は、レベルの大きいGI内マルチパスが受信される環境においても、受信側で遅延時間がGIを越えるマルチパスによる信号品質の劣化を改善できるよう、OFDM信号を再送信するOFDM信号再送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】

【0026】

本発明の第1態様のOFDM信号再送信装置は、送信元のOFDM信号を適応等化して再送信するOFDM信号再送信装置であって、入力されるOFDM信号を、該OFDM信号のFFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号について、GI長を越えるマルチパスによる周波数特性歪みを等化した信号を、前記FFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでIFFT処理して時間領域信号に変換する周波数領域等化部と、前記周波数領域等化部から得られる時間領域信号を、前記OFDM信号のFFTウィンドウサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号に対してチャンネル等化を施すOFDM復調部と、前記OFDM復調部から入力される周波数領域信号、チャンネル応答および再生シンボルを用いて求める等化誤差信号から、前記周波数領域等化部の等化係数を算出する等化係数算出部と、前記周波数領域等化部から得られる前記時間領域信号からOFDMシンボルを抽出するOFDMシンボル抽出部と、前記OFDMシンボルから、再送信するOFDM信号を生成する再送信信号生成手段と、を備えることを特徴とする。

【0028】

本発明の第2態様のOFDM信号再送信装置は、送信元のOFDM信号を適応等化して再送信するOFDM信号再送信装置であって、入力されるOFDM信号を、該OFDM信号のFFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号について、GI長を越えるマルチパスによる周波数特性歪

10

20

30

40

50

みを等化した信号を、前記FFTウィンドウサイズの2のべき乗倍のサイズでIFFT処理して時間領域信号に変換する周波数領域等化部と、前記周波数領域等化部から得られる時間領域信号を、前記OFDM信号のFFTウィンドウサイズでFFT処理を施して周波数領域信号に変換し、該周波数領域信号に対してチャンネル等化を施すOFDM復調部と、前記OFDM復調部から入力される周波数領域信号、チャンネル応答および再生シンボルを用いて求める等化誤差信号から、前記周波数領域等化部の等化係数を算出する等化係数算出部と、前記周波数領域等化部から得られる前記時間領域信号からOFDMシンボルのうち有効シンボル長に相当する時間幅の有効シンボルを抽出する有効シンボル算出部と、前記有効シンボルに対してガードインターバル(GI)を付加するGI付加部と、前記GIを付加した有効シンボルから、再送信するOFDM信号を生成する再送信信号生成手段と、を備えることを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0030】

本発明によれば、レベルの大きいGI内マルチパスが受信される環境においても、受信側で遅延時間がGIを越えるマルチパスによる信号品質の劣化を改善できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【0031】

【図1】本発明による実施例1のOFDM信号再送信装置のブロック図である。

【図2】本発明による実施例2のOFDM信号再送信装置のブロック図である。

【図3】(a)、(b)は、OFDM信号再送信装置が受信する遅延プロファイル及び周波数特性を示す図である。

20

【図4】(a)、(b)は、従来のOFDM信号再送信装置が再送信する遅延プロファイル及び周波数特性を示す図である。

【図5】(a)、(b)は、本発明による実施例1及び実施例2のOFDM信号再送信装置が再送信する遅延プロファイル及び周波数特性を示す図である。

【図6】本発明による実施例1のOFDM信号再送信装置と従来からのOFDM信号再送信装置におけるBER特性の比較例である。

【図7】遅延時間がGI長を越えるマルチパスを等化可能な従来からのOFDM信号再送信装置の概略構成を示すブロック図である。

【図8】従来からの通常のOFDM信号受信装置の概略構成を示すブロック図である。

30

【図9】遅延時間がGI長を越えるマルチパスを等化可能な従来からのOFDM信号受信装置の概略構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0032】

以下、図面を参照して、本発明によるOFDM信号再送信装置の実施形態について説明する。まず、本発明による実施例1のOFDM信号再送信装置を説明する。

【0033】

〔実施例1〕

図1は、本発明による実施例1のOFDM信号再送信装置のブロック図である。実施例1のOFDM信号再送信装置10は、図7と同様のバンドパスフィルタ(BPF)及び周波数変換部(図示せず)を介して得られるIF信号を受信してA/D変換を施すA/D変換部11と、直交復調部12と、周波数領域等化部1315(FFT部13、等化部14及びIFFT部15)と、OFDM復調部1923(GI除去部19、FFT部20、チャンネル等化部21、チャンネル推定部22及びデマッピング部23)と、等化係数算出部2429(マッピング部24、第1除算部25、第2除算部26、等化誤差算出部27、遅延プロファイル算出部28及び領域変換部29)と、OFDMシンボル抽出部16と、直交変調部17と、D/A変換部18とを備え、その後再送信信号を伝送するために、図7と同様に、周波数変換及びバンドパスフィルタ(BPF)が施される。

40

【0034】

入力側の周波数変換(図7に示す周波数変換部103に対応)は、入力信号を周波数変

50

換し I F 信号に変換する。この周波数変換部の出力する I F 信号が A / D 変換部 1 1 へ入力される。

【 0 0 3 5 】

A / D 変換部 1 1 は、入力される I F 信号を A / D 変換しデジタル I F 信号を出力する。A / D 変換部 1 1 の出力するデジタル I F 信号は直交復調部 1 2 に入力される。

【 0 0 3 6 】

直交復調部 1 2 は、A / D 変換部 1 1 から入力されるデジタル I F 信号を直交復調し、等価ベースバンド信号を出力する。直交復調部 1 2 の出力する等価ベースバンド信号は周波数領域等化部へ入力される。

【 0 0 3 7 】

周波数領域等化部 1 3 1 5 は、等化係数算出部の領域変換部 2 9 から入力される等化係数を用いて、直交復調部 1 2 から入力される等価ベースバンド信号を周波数領域において等化し、時間領域の等価ベースバンド信号を出力する。周波数領域等化部の I F F T 部 1 5 の出力は 2 分配され、一方が O F D M 復調部の G I 除去部 1 9 へ、他方が O F D M シンボル抽出部 1 6 へ入力される。

【 0 0 3 8 】

O F D M 復調部 1 9 2 3 は、等価ベースバンド信号を O F D M 復調し、F F T 後のキャリアシンボル、チャンネル応答及びデマッピング後のパラレル信号を等化係数算出部 2 4 2 9 へ出力する。

【 0 0 3 9 】

等化係数算出部 2 4 2 9 は、O F D M 復調部 1 9 2 3 から入力される周波数領域信号のキャリアシンボル、チャンネル応答及びパラレル信号の再生シンボルを用いて求める等化誤差信号から、等化係数を算出し、周波数領域等化部 1 3 1 5 へ出力する。

【 0 0 4 0 】

O F D M シンボル抽出部 1 6 は、周波数領域等化部 1 3 1 5 の出力する等価ベースバンド信号のうち、有効シンボルと G I からなる O F D M シンボルに相当する信号を抽出し直交変調部 1 7 へ入力する。

【 0 0 4 1 】

直交変調部 1 7 は、O F D M シンボル抽出部 1 6 から入力される等価ベースバンド信号を直交変調し、デジタル I F 信号を D / A 変換部 1 8 へ入力する。

【 0 0 4 2 】

D / A 変換部 1 8 は、デジタル I F 信号を D / A 変換する。D / A 変換して得られる I F 信号は、再送信信号伝送するために、図 7 と同様に、周波数変換及びバンドパスフィルタ (B P F) が施される。

【 0 0 4 3 】

周波数領域等化部 1 3 1 5 は、F F T 部 1 3 と、等化部 1 4 と、I F F T 部 1 5 とを備えている。

【 0 0 4 4 】

F F T 部 1 3 は、直交復調部 1 2 から入力される等価ベースバンド信号を F F T ウィンドウサイズの 2 のべき乗倍のサイズで F F T 処理を施し、入力される O F D M 信号のキャリア間隔の 2 のべき乗分の 1 の周波数間隔の周波数領域信号に変換する。

【 0 0 4 5 】

等化部 1 4 は、F F T 部 1 3 の出力する周波数領域信号を等化係数算出部 2 4 2 9 から入力される等化係数で除算することで周波数特性歪みを等化する。等化部 1 4 の出力は、F F T 部 1 3 と同じサイズで I F F T 処理を施し、時間領域信号に変換し、等価ベースバンド信号を O F D M 復調部 1 9 2 3 へ出力する。

【 0 0 4 6 】

O F D M 復調部 1 9 2 3 は、G I 除去部 1 9 と、F F T 部 2 0 と、チャンネル推定部 2 2 と、チャンネル等化部 2 1 と、デマッピング部 2 3 とを備えている。

【 0 0 4 7 】

10

20

30

40

50

G I 除去部 1 9 は、周波数領域等化部 1 3 1 5 から入力される等価ベースバンド信号から G I を除去し、O F D M 信号の有効シンボル期間に相当する時間幅の等価ベースバンド信号を出力する。

【 0 0 4 8 】

F F T 部 2 0 は、G I 除去部 1 9 から入力される有効シンボル期間の等価ベースバンド信号を O F D M 信号の F F T ウィンドウサイズで F F T 処理を施し、キャリアシンボルに変換する。F F T 部 2 0 の出力は 3 分配され、チャンネル等化部 2 1、チャンネル推定部 2 2 及び等化係数算出部 2 4 2 9 へ出力される。

【 0 0 4 9 】

チャンネル推定部 2 2 は、F F T 部 2 0 から入力されるキャリアシンボルからチャンネル応答を推定して出力する。チャンネル推定部 2 2 の出力するチャンネル応答は 2 分配され、一方をチャンネル等化部 2 1 へ、他方を等化係数算出部 2 4 2 9 へ出力する。

10

【 0 0 5 0 】

チャンネル等化部 2 1 は、F F T 部 2 0 から入力されるキャリアシンボルをチャンネル推定部 2 2 から入力されるチャンネル応答で除算し、チャンネル等化を行う。チャンネル等化部 2 1 の出力する等化後のキャリアシンボルはデマッピング部 2 3 へ入力される。

【 0 0 5 1 】

デマッピング部 2 3 は、等化後のキャリアシンボルをデマッピングし、パラレル信号を出力する。デマッピング部 2 3 の出力は等化係数算出部 2 4 2 9 へ入力される。

【 0 0 5 2 】

20

等化係数算出部 2 4 2 9 は、周波数特性算出部 2 4 2 6 と、等化誤差算出部 2 7 と、遅延プロフィール算出部 2 8 と、領域変換部 2 9 とを備えている。

【 0 0 5 3 】

O F D M 復調部 1 9 2 3 から入力される周波数領域信号のキャリアシンボル、チャンネル応答及びパラレル信号の再生シンボルは、周波数特性算出部 2 4 2 6 へ入力され、等化後の周波数特性を算出する。周波数特性算出部 2 4 2 6 の出力は等化誤差算出部 2 7 へ入力される。

【 0 0 5 4 】

等化誤差算出部 2 7 は周波数特性算出部 2 4 2 6 の出力する等化後の周波数特性から 1 を減じ、等化誤差を算出して等化誤差信号を生成する。等化誤差算出部 2 7 の出力は遅延プロフィール算出部 2 8 へ入力される。

30

【 0 0 5 5 】

遅延プロフィール算出部 2 8 は、等化誤差信号を用いて遅延プロフィールを算出し、領域変換部 2 9 へ出力する。領域変換部 2 9 は遅延プロフィールを F F T ウィンドウサイズの 2 のべき乗倍のサイズで時間領域から周波数領域へ変換して、等化係数を周波数領域等化部 1 3 1 5 へ入力する。

【 0 0 5 6 】

周波数特性算出部 2 4 2 6 は、マッピング部 2 4 と、第 1 除算器 2 5 と、第 2 除算器 2 6 とを備えている。

【 0 0 5 7 】

40

O F D M 復調部 1 9 2 3 から入力されるパラレル信号は、マッピング部 2 4 へ入力される。マッピング部 2 4 は、パラレル信号をマッピングし、キャリアシンボルを第 1 除算器 2 5 へ出力する。

【 0 0 5 8 】

第 1 除算器 2 5 は、O F D M 復調部 1 9 2 3 から入力されるキャリアシンボルをマッピング部 2 4 から入力されるキャリアシンボルで除算することで等化後の周波数特性を算出して第 2 除算器 2 6 へ出力する。

【 0 0 5 9 】

第 2 除算器 2 6 は、第 1 除算器 2 5 から入力される等化後の周波数特性を O F D M 復調部 1 9 2 3 から入力されるチャンネル応答で除算することで、G I 内マルチパスによる歪み

50

が分離された周波数特性を等化誤差算出部 27 へ出力する。

【0060】

遅延プロファイル算出部 28 は、既存の方法で実現することができるが、例えば、等化誤差算出部 27 から入力される等化誤差信号に対して IFFT 処理を施し、時間領域の等化誤差信号へ変換する IFFT 部と、この IFFT 部から得られる時間領域の等化誤差信号に予め規定した適応係数を乗じる適応係数乗算部と、この適応係数乗算部から入力される時間領域の等化誤差信号に、逐次算出する遅延プロファイルを単位更新時間ずつ遅延させて調整するいわゆるリーク処理を施した遅延プロファイルを加算することで遅延プロファイルを更新して出力する加算部とから構成することができる（図示せず）。尚、等化誤差信号とは、チャンネル等化処理前の周波数領域信号をシンボル再生後の周波数領域信号で除算した結果から 1 を減じることで得られる誤差信号である。この場合、領域変換部 29 は、遅延プロファイル算出部 28 から得られる遅延プロファイルを FFT ウィンドウサイズの 2 のべき乗倍のサイズで時間領域から周波数領域へ変換する FFT 処理を施し、この周波数領域の等化係数を周波数領域等化部 1315 に送出する。

10

【0061】

尚、OFDM 復調部 1923 についての更なる詳細な説明は公知技術であるため省略する。また、周波数領域等化部 1315、等化係数算出部 2429 の周波数特性算出部 2426、等化誤差算出部 27、遅延プロファイル算出部 28 及び領域変換部 29 は、時間領域ではなく、周波数領域で等化する処理を実現するものであり、特許文献 1 の技術を応用することもできる。

20

【0062】

ただし、本実施例の OFDM 信号再送信装置 10 は、周波数領域等化部 1315 における等化部 14（以下、「第 1 等化部」と称する）と、OFDM 復調部 1923 におけるチャンネル等化部 21（以下、「第 2 等化部」と称する）と 2 つの等化機能ブロックを有するが、図 7 に示す従来の構成とは異なり、OFDM 復調部 1923 から出力される信号を用いて外部に伝送する再送信信号を生成するものではなく、周波数領域等化部 1315 の IFFT 部 15 から出力される信号を用いて、外部に伝送する再送信信号を生成する。

【0063】

第 1 等化部（等化部 14）は、遅延時間が GI を越えるマルチパスによる周波数特性歪みを等化するものである。図 8 に示すような通常の OFDM 信号受信装置 200 には、この第 1 等化部（等化部 14）と同等の機能が設けられていないため、このような OFDM 信号受信装置 200 に向けて再送信するためにも、必要な処理である。

30

【0064】

一方、第 2 等化部（チャンネル等化部 21）は、チャンネル推定部 22 でパイロット信号を用いて求める周波数特性歪みを等化するものである。図 8 に示すような通常の OFDM 信号受信装置 200 には第 1 等化部と同等の機能を有するチャンネル等化部 207 が設けられている。

【0065】

よって、例えば家庭内での再送信の場合などに設けられる OFDM 信号再送信装置と再送信信号を受信する通常の OFDM 信号受信装置 200 との間に大きな劣化要因が存在しない場合には、OFDM 信号再送信装置において第 2 等化部によるチャンネル等化を行うことは必ずしも必要ではない。むしろ、このような環境下の OFDM 信号の再送信では、以下に述べるような問題がある。

40

【0066】

例えば、レベルの大きい GI 内マルチパスが受信される環境について考える。このような受信環境では、受信信号はサブキャリアによって信号電力が著しく低下するため、そのサブキャリアによって伝送される信号は誤り率が大きくなる。よって、GI 内のマルチパスの伝搬路特性については OFDM 信号再送信装置側で等化せずに受信装置側で等化させたほうが、より受信性能を改善することができる。尚、通常の OFDM 信号受信装置 20

50

0にて、チャンネル等化部207と協働して動作する誤り訂正部(図示せず)において消失化させたり、信頼度重み付けを行うことにより受信特性を改善できることが知られている。

【0067】

つまり、OFDM信号再送信装置が受信する信号の遅延プロファイル及び周波数特性が、図3に示されるような特性を有するとすると、図7に示すような従来のOFDM信号再送信装置100では、図4に示すように、GI内及びGI外のマルチパスの伝搬路特性について等化するため、通常のOFDM信号受信装置200が、GI内のマルチパスの伝搬路特性を利用した誤り訂正処理を行うことができない。一方、実施例1のOFDM信号再送信装置10によれば、GI内のマルチパスの伝搬路特性についてはOFDM信号再送信装置側で等化せずに受信装置側で等化させることになるため(図5参照)、図8に示すような従来のOFDM信号再送信装置100で誤り訂正処理を行う際にGI内のマルチパスの伝搬路特性を利用することができ、更に受信性能を改善できる。

10

【0068】

図6は、本発明による実施例1のOFDM信号再送信装置と従来からのOFDM信号再送信装置におけるBER特性の比較例である。つまり、図6は、OFDM信号再送信装置の出力する再送信信号を受信機で受信することを想定した計算機シミュレーションにより求めた、OFDM信号再送信装置の入力信号のC/Nに対する受信機の内符号訂正後のビット誤り率特性を示している。ただし、遅延時間が $10\mu s$ 、D/Uが $1dB$ の遅延波(GI内)および遅延時間が $200\mu s$ 、D/Uが $15dB$ の遅延波(GI外)が受信されるものとしている。従来のOFDM信号再送信装置100を用いた場合、C/Nが充分大きくても所要BER(2×10^{-4})を下回らないため、受信不可であるのに対し、実施例1のOFDM信号再送信装置10を用いた場合、C/Nが大きくなれば所要BERを下回り、受信可となることが分かる。この効果は、以下に述べる実施例2のOFDM信号再送信装置50を用いた場合も同様である。

20

【0069】

次に、本発明による実施例2のOFDM信号再送信装置を説明する。尚、同様な構成要素には同一の参照番号を付している。

【0070】

(実施例2)

図2は、本発明による実施例2のOFDM信号再送信装置のブロック図である。実施例2のOFDM信号再送信装置50は、図7と同様のバンドパスフィルタ(BPF)及び周波数変換部(図示せず)を介して得られるIF信号を受信してA/D変換を施すA/D変換部11と、直交復調部12と、周波数領域等化部1315(FFT部13、等化部14及びIFFT部15)と、OFDM復調部1923(GI除去部19、FFT部20、チャンネル等化部21、チャンネル推定部22及びデマッピング部23)と、等化係数算出部2429(マッピング部24、第1除算部25、第2除算部26、等化誤差算出部27、遅延プロファイル算出部28及び領域変換部29)と、有効シンボル算出部51と、GI付加部52と、直交変調部17と、D/A変換部18とを備え、その後再送信信号を伝送するために、図7と同様に、周波数変換及びバンドパスフィルタ(BPF)が施される。

30

40

【0071】

図1に示す実施例1のOFDM信号再送信装置10と、図2に示す実施例2のOFDM信号再送信装置50とを比較するに、実施例2では、OFDMシンボル抽出部16の代わりに有効シンボル抽出部51及びGI付加部52を備える点で異なっている。

【0072】

有効シンボル抽出部51は、周波数領域等化部1315から入力される等価ベースバンド信号から有効シンボル期間に相当する時間幅の等価ベースバンド信号を抽出して出力する。このとき必ずしも有効シンボルに相当する期間の信号を抽出する必要はなく、GIを含んでもよい。

【0073】

50

G I付加部 5 2 は、有効シンボル抽出部 5 1 から入力される等価ベースバンド信号の末尾と同一の信号を G I として先頭に付加して出力する。

【 0 0 7 4 】

実施例 1 では、有効シンボル期間と G I を合わせた O F D M シンボルを抽出してこれを再送信信号としている。したがって、実施例 1 の構成は、実施例 2 の構成と比較すると、G I 付加部 5 2 が不要であるという利点があるものの、O F D M シンボル抽出のためのタイミングに誤差がある場合には、再送信信号に不必要な不連続点が含まれてしまうことがある。

【 0 0 7 5 】

そこで、実施例 2 では有効シンボル期間に相当する信号に G I を付加してこれを再送信信号としているため、有効シンボル期間抽出の際に、タイミングに誤差があることを考慮し、有効シンボル期間抽出のタイミングを早めて、G I も含めて連続するシンボルを抽出し、周期拡張することにより再送信信号に不必要な不連続点が含まれることがなくなるという利点がある。

【 0 0 7 6 】

本発明による実施例 2 の O F D M 信号再送信装置 5 0 によれば、図 3 ~ 図 6 を用いて説明した効果を得られるだけでなく、受信装置側で有効シンボル期間の抽出精度を高めることができるようになる。

【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 7 7 】

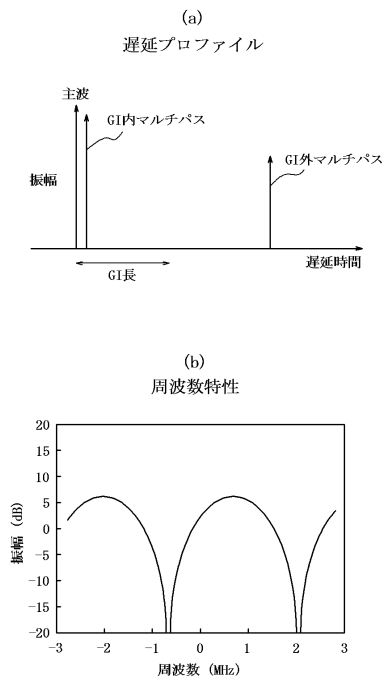
本発明によれば、レベルの大きい G I 内マルチパスが受信される環境においても、受信側で遅延時間が G I を越えるマルチパスによる信号品質の劣化を改善できるので、O F D M 信号を扱う再送信装置及び受信装置の用途に有用である。

【 符号の説明 】

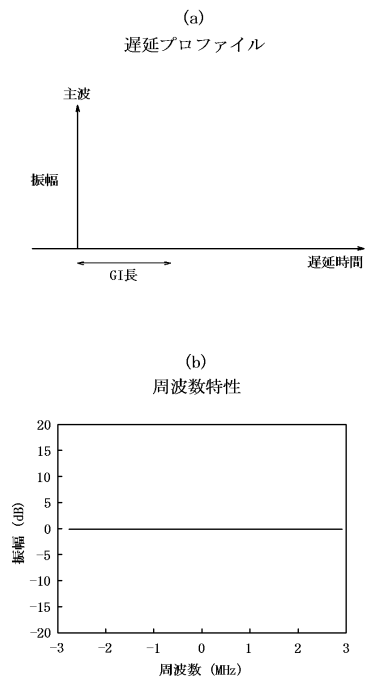
【 0 0 7 8 】

1 0	O F D M 信号再送信装置	
1 1	A / D 変換部	
1 2	直交復調部	
1 3	F F T 部	
1 4	等化部	30
1 5	I F F T 部	
1 6	O F D M シンボル抽出部	
1 7	直交変調部	
1 8	D / A 変換部	
1 9	G I 除去部	
2 0	F F T 部	
2 1	チャンネル等化部	
2 2	チャンネル推定部	
2 3	デマッピング部	
2 4	マッピング部	40
2 5	第 1 除算部	
2 6	第 2 除算部	
2 7	等化誤差算出部	
2 8	遅延プロファイル算出部	
2 9	領域変換部	
5 0	O F D M 信号再送信装置	
5 1	有効シンボル抽出部	
5 2	G I 付加部	
1 3 1 5	周波数領域等化部	
1 9 2 3	O F D M 復調部	50

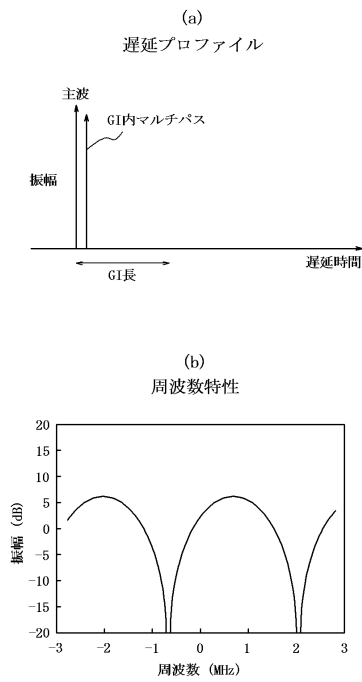
【図3】



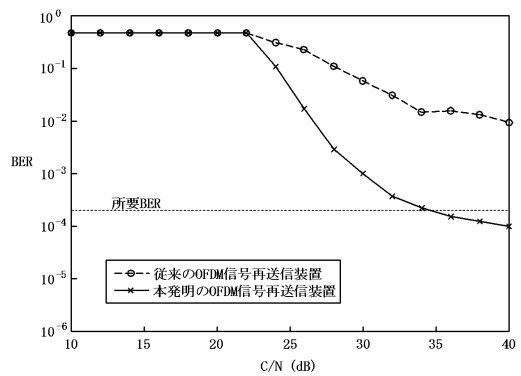
【図4】



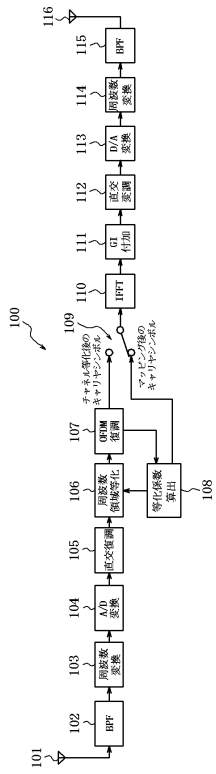
【図5】



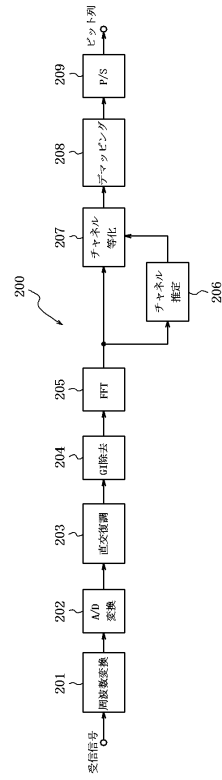
【図6】



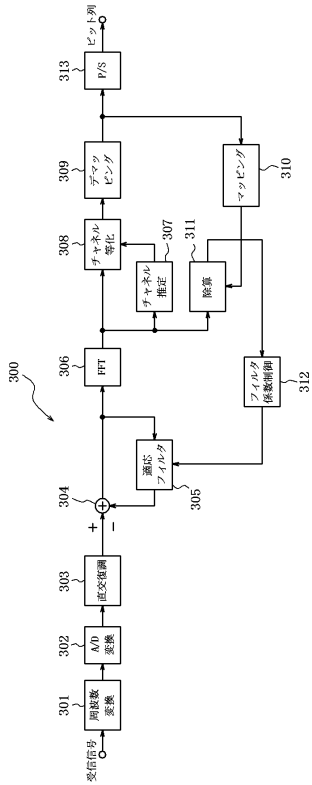
【図7】



【図8】



【図9】



【図10】

フロントページの続き

(72)発明者 澁谷 一彦

東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会放送技術研究所内

審査官 長谷川 篤男

(56)参考文献 特開2010-021670(JP,A)

特開2010-233197(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00