

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5072199号
(P5072199)

(45) 発行日 平成24年11月14日(2012.11.14)

(24) 登録日 平成24年8月31日(2012.8.31)

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

請求項の数 2 (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2005-183007 (P2005-183007) (22) 出願日 平成17年6月23日 (2005. 6. 23) (65) 公開番号 特開2007-6067 (P2007-6067A) (43) 公開日 平成19年1月11日 (2007. 1. 11) 審査請求日 平成20年6月10日 (2008. 6. 10)</p>	<p>(73) 特許権者 000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号 (74) 代理人 100097629 弁理士 竹村 壽 (72) 発明者 西川 正樹 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株 式会社東芝 マイクロエレクトロニクスセ ンター内 審査官 大野 友輝</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル変調信号受信装置及びその受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

マルチキャリア変調信号を受信して、この受信信号を復調して出力するためのデジタル変調信号受信装置において、前記マルチキャリア変調信号に基づくフーリエ変換されていないデジタル複素ベースバンド信号が入力され、このフーリエ変換されていないデジタル複素ベースバンド信号から干渉除去成分を含むレプリカ信号を生成するレプリカ生成部、及び前記レプリカ信号の干渉除去成分と前記デジタル複素ベースバンド信号とを合成する合成部を有する干渉除去回路と、前記合成された信号を時間軸上から周波数軸上の信号に変換して出力するフーリエ変換器と、前記フーリエ変換器によって出力された信号に対して復調処理を行い、復調信号を出力する復調回路とを具備し、希望波よりも到達時間が早い反射波を除去すると共に時間領域で受信信号を連続信号のまま処理することにより、干渉除去できる範囲がガードインターバル以外の信号に限らず、伝送シンボルの前端的 T_g と後端的 T_g の期間を加算平均した信号を FFT 期間に含むようにして S/N を改善することを特徴とするデジタル変調信号受信装置。

【請求項2】

請求項1に記載されたデジタル変調信号受信装置を用いて、マルチキャリア変調信号を受信し、フーリエ変換により受信信号を時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信方法において、受信信号の伝送路応答に基づいて受信信号から生成した干渉除去成分を、受信信号の符号間干渉又はキャリア間干渉を受けている期間を含む適当な期間だけに合成し、それ以外の期間は合成しないことを特徴とするデジタル変調信号受信

方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、符号間干渉又はキャリア間干渉の低減が著しいマルチキャリア変調信号を受信するデジタル変調信号受信装置及びその受信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、音声信号及び映像信号の伝送においてデジタル変調方法の開発が盛んである。特に、マルチキャリア変調方法は符号（シンボル）期間長を長くできることからマルチパス妨害に強いことが注目され、直交周波数分割多重変調（OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方法やそこから派生した変調方法の研究が盛んである。

【0003】

OFDMを使用した例としては、地上デジタル放送があげられる。欧州や国内の地上デジタル放送ではマルチパス妨害に強いことや周波数利用効率が高い等の特徴が評価されてOFDMが採用されている。OFDMは、互いに直交する多数のキャリアを伝送するデジタルデータによって変調し、それらの変調波を多重して伝送する方法である。使用するキャリアの数を数百から数千と多くすると1シンボルの幅が極めて長くなるためマルチパス干渉の影響を受け難いという特徴を持っている。更に有効シンボル後部の信号の複製をガードインターバル信号として有効シンボルの前に付加して伝送シンボルを構成することによってガードインターバル長以下の遅延時間のマルチパスに対して干渉の影響を無視できるようにする。しかしながら、ガード期間長を超える遅延時間のマルチパス干渉が存在する場合は、符号間干渉及びキャリア間干渉が生じて受信性能が劣化する。このような長い遅延時間を持つマルチパス干渉は、SFN（Single Frequency Network：単一周波数ネットワーク）を実施する際に大きな問題となっている。

【0004】

この問題を改善する手法として、適応等化フィルタを用いて伝送路応答を推定してマルチパス成分を打ち消すように適応等化フィルタのフィルタ係数を制御することでマルチパス干渉をキャンセルする手法が考案されている（例えば、特許文献1、特許文献2）。しかしながら前述した従来の手法では、雑音や伝送路応答の時間的な変動により伝送路応答の推定に推定誤差があると干渉成分を除去しきれないばかりか遅延波の遅延時間の整数倍の遅延時間を持つマルチパス干渉を新たに付加し、受信性能を大幅に劣化させてしまうという問題があった。

【特許文献1】特開平11-298434号公報

【特許文献2】特開2001-292120号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

本発明は、符号間干渉やキャリア間干渉を低減させることができ受信性能の改善がはかられたデジタル変調信号受信装置及びその受信方法を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明のデジタル変調信号受信装置の一態様は、マルチキャリア変調信号を受信して、この受信信号を復調して出力するためのデジタル変調信号受信装置において、前記マルチキャリア変調信号に基づくフーリエ変換されていないデジタル複素ベースバンド信号が入力され、このフーリエ変換されていないデジタル複素ベースバンド信号から干渉除去成分を含むレプリカ信号を生成するレプリカ生成部、及び前記レプリカ信号の干渉除去成分と前記デジタル複素ベースバンド信号とを合成する合成部を有する干渉除去回路と、前記合成された信号を時間軸上から周波数軸上の信号に変換して出力するフーリエ変換器と、前記フーリエ変換器によって出力された信号に対して復調処理を行い、復調信号を出力

する復調回路とを具備し、希望波よりも到達時間が早い反射波を除去すると共に時間領域で受信信号を連続信号のまま処理することにより、干渉除去できる範囲がガードインターバル以外の信号に限らず、伝送シンボルの前端的 T_g と後端的 T_g の期間を加算平均した信号を FFT 期間に含むようにして S/N を改善することを特徴としている。

【 0 0 0 7 】

本発明のデジタル変調信号受信方法の一態様は、請求項 1 に記載されたデジタル変調信号受信装置を用いて、マルチキャリア変調信号を受信し、フーリエ変換により受信信号を時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信方法において、受信信号の伝送路応答に基づいて受信信号から生成した干渉除去成分を、受信信号の符号間干渉又はキャリア間干渉を受けている期間を含む適当な期間だけに合成し、それ以外の期間は合成しないことを特徴としている。

10

【発明の効果】

【 0 0 0 8 】

本発明は、符号間干渉やキャリア間干渉を低減させることができ、受信性能が改善される。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 0 9 】

本発明は、マルチキャリア変調信号を受信して受信した信号をフーリエ変換により時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信装置において、フーリエ変換の前段に符号間干渉又はキャリア間干渉を低減する干渉除去回路を備え、前記干渉除去回路はフーリエ変換する期間毎に符号間干渉又はキャリア間干渉を受けている期間を含む適当な期間だけ受信信号の伝送路応答に基づいて受信信号から生成した干渉除去成分を合成し、それ以外の期間は受信信号をそのまま出力するようにしたことに特徴がある。

20

以下、実施例を参照して発明の実施の形態を説明する。

【実施例 1】

【 0 0 1 0 】

図 1 乃至図 4、図 9 及び図 10 を参照して実施例 1 を説明する。

実施例 1 は、ISDB-T (Integrated Services Broadcasting for Terrestrial : 地上統合デジタル放送) に関する (他の実施例も同様である)。また、以下の説明において、伝送路応答を推定する際の基準信号として振幅・位相基準である SP (Scattered Pilot : スカッタードパイロット) キャリア (以下、SP という) を使用するものとする。

30

符号間干渉及びキャリア間干渉について図 9、10 を用いて説明する。図 9 は、OFDM の 1 つの伝送シンボルを示している。ガードインターバル及び有効シンボル後部の信号成分は同じものであるので、本発明では説明が容易なように図 9 に示すように、ガードインターバル及び有効シンボル後部に属する信号成分を "A"、それ以外に属する信号成分を "B" で表すことにする。また記号 A、記号 B で表した信号成分の極性が反転していることを明示する場合には、それぞれ "- A"、"- B" で表すことにする。また 1 つの伝送シンボルの幅を T_s 、有効シンボルの幅を T_u 、ガードインターバルの幅を T_g とする。

【 0 0 1 1 】

40

図 10 は、符号間干渉及びキャリア間干渉の一例を説明する図である。図 10 では連続する 2 つの伝送シンボルをクローズアップして図示している。希望波 (a) に遅延時間 t_d ($t_d > T_g$) の遅延波 (b) が付加されると受信装置に受信波 (c) として受信される。従来の受信装置ではこの受信波 (c) から FFT (Fast Fourier Transform) 期間を切り出して離散フーリエ変換を行う。この切り出した FFT 期間の信号 (d) は、同一の伝送シンボルに由来する信号成分 (e) と 1 つ前の伝送シンボルに由来する信号成分 (f) を合成した信号であると考えられることができる。この図からわかるように同一の伝送シンボルに由来する信号成分 (e) は点線で示した部分で遅延波成分の連続性が欠落している。このため、キャリア間干渉 (ICI: Inter-Carrier Interference) が引き起こされることになる。さらに 1 つ前の伝送シンボルに由来する信号成分 (f) により符号間干渉 (ISI: In

50

ter-Symbol Interference) が引き起こされるのである。前記遅延波成分の連続性が欠落している期間及び1つ前の伝送シンボルに由来する信号成分が存在する期間は、FFT期間中の同一の期間である。本発明ではこのような希望しないシンボルの信号成分が存在する期間を「符号間干渉を受けている期間」と呼ぶ。

【0012】

図2は、実施例1、実施例2及び実施例3で説明する干渉除去回路を適用したデジタル変調信号受信装置20の構成を示すブロック図である。図1は、実施例1における干渉除去回路100の構成を示すブロック図である。この実施例(以下の実施例も同様である)では発明の動作を理解し易いように、特に断らない限り受信信号として希望波にガードインターバルを超えた遅延時間を有する1波の遅延波が付加された信号を受信している場合を例として説明する。図1は、このような遅延波による干渉を除去するのに適した一例である。

10

【0013】

まずデジタル変調信号受信装置20を図2を用いて説明する。図2に示すデジタル変調信号受信装置20には、受信信号がA/D変換されて直交復調されたデジタル複素ベースバンド信号が入力される。入力されたデジタル複素ベースバンド信号は、干渉除去回路100に供給され、干渉除去回路100は、符号間干渉及びキャリア間干渉を除去した信号をFFT回路21に供給する。FFT回路21は図示しないシンボル同期信号発生部で生成されるシンボル同期信号に従って入力された信号からFFT期間を切り出して離散フーリエ変換を行い、得られた周波数軸上のベースバンド信号をSP等化回路22に供給する。SP等化回路22は、入力された信号に含まれるSP信号を基準として入力された信号を波形等化し、復調回路23に供給する。復調回路23は入力された信号を復調処理して、受信処理で得られた信号中の情報を再生し復調出力信号として出力する。

20

【0014】

次に、図1を用いてこの実施例における干渉除去回路100を説明する。干渉除去回路100は、入力された信号から伝送シンボルの切れ目を検出するシンボル位置検出器150と、入力された信号から反射波のレプリカ信号を生成するレプリカ生成部110と、反射波のレプリカ信号と入力信号を合成する合成部140と、合成部140の出力から伝送路応答を推定しレプリカ生成部110の特性を制御する係数算出部160と、係数算出部160の出力から遅延波の遅延時間を検出する遅延時間検出器170とから構成されている。

30

レプリカ生成部110は、波形等化部120と、反射波成分生成部130とから構成される。波形等化部120は、減算器122の出力が接続され係数算出部160により係数を可変されるFIRフィルタ121と、入力信号からFIRフィルタ121の出力を減ずる減算器122とから構成されている。反射波成分生成部130は、係数算出部160により係数を可変されるFIRフィルタ131から構成されている。FIRフィルタは、例えば、トランスバーサルフィルタで構成することができる。

【0015】

合成部140は、シンボル位置検出器150と、遅延時間検出器170の検出結果に基づいてレプリカ生成部110から供給された信号からその一部を切り出す信号切出器141、142と、信号切出器141、142の出力をそれぞれ所定時間遅延させる遅延回路144、145と、入力信号を所定時間遅延させる遅延回路143と、遅延回路143の出力に遅延回路144、145の出力をそれぞれ減算、加算して出力する減算器146と加算器147とから構成される。

40

係数算出部160は、合成部140の出力を離散フーリエ変換するFFT回路161と、その出力からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出器162と、抽出したパイロット信号に同期して伝送路歪がないときのパイロット信号に相当する基準信号を発生する基準信号発生器163と、抽出したパイロット信号から基準信号を減算する減算器164とその出力を基準信号で除算する複素除算器165と除算結果を逆離散フーリエ変換して出力するIFFT回路166から構成されている。

50

【 0 0 1 6 】

次に伝送路応答の推定の考え方を説明しながら係数算出部 1 6 0 及び遅延時間検出器 1 7 0 の動作について説明する。

図示しないデジタル放送送信装置で挿入する既知のパイロット信号の周波数特性を“ R () ”とし、受信信号に含まれるパイロット信号の周波数特性を“ S () ”とおく。伝送路における遅延波の周波数応答を“ H () ”とすると、受信信号に含まれるパイロット信号は、

$$S () = (1 + H ()) R () \dots (1)$$

として、干渉除去回路 1 0 0 に入力される。干渉除去回路 1 0 0 は、入力された信号の周波数特性はそのままに、干渉成分のみを取り除くように動作するので、係数算出部 1 6 0 には“ S () ”がそのまま供給され、パイロット信号抽出器 1 6 2 の出力として“ S () ”を得ることができる。

【 0 0 1 7 】

ここで基準信号発生器 1 6 3 から既知のパイロット信号の周波数特性“ R () ”を供給すると複素除算器 1 6 5 の出力“ D () ”は、

$$D () = (S () - R ()) \div R () = S () \div R () - 1 \dots (2)$$

となる。ここで式 (2) に式 (1) を代入すると、

$$D () = H () \dots (3)$$

が導出される。すなわち、複素除算器 1 6 5 の出力“ D () ”は遅延波の周波数応答“ H () ”に等しくなり、それを I F F T 回路 1 6 6 で逆離散変換した結果は、遅延波のインパルス応答を表すことになる。

また、デジタル放送送信装置の送信信号の周波数特性を“ X () ”、受信信号の周波数特性を“ Y () ”とおくと、

$$Y () = (1 + H ()) X () \dots (4)$$

で表すことができる。この信号が図 1 の波形等化部 1 2 0 に供給される。その出力信号を“ Z () ”とする。

【 0 0 1 8 】

F I R フィルタ 1 2 1 の周波数特性を“ F () ”とおくと、波形等化部 1 2 0 の入出力特性は、

$$Z () = Y () - F () Z () \dots (5)$$

であるから、これを变形して、

$$Z () = Y () \div (1 + F ()) \dots (6)$$

で表すことができる。式 (6) に式 (4) を代入すると、

$$Z () = ((1 + H ()) \div (1 + F ())) X () \dots (7)$$

となり、送信信号“ X () ”と波形等化部 1 2 0 の出力“ Z () ”の関係が表現される。

ここで複素除算器 1 6 5 の出力“ D () ”を I F F T 回路 1 6 6 で逆離散変換した結果を F I R フィルタ 1 2 1 の係数として与える、すなわち F () = D () とすると、式 (7) は、

$$Z () = ((1 + H ()) \div (1 + D ())) X () \dots (8)$$

となり、さらに式 (8) に式 (3) を代入すると、

$$Z () = X () \dots (8)$$

が得られる。

【 0 0 1 9 】

すなわち、上記動作により波形等化部 1 2 0 の出力に送信信号“ X () ”が得られることになる。

なお、干渉除去回路が干渉除去を行っていない場合又は干渉除去が十分でない状態では、パイロット信号抽出器 1 6 2 の出力には誤差が含まれることになる。この場合、次式を用いて F I R フィルタ 1 2 1 の係数を更新する。

10

20

30

40

50

$$c(k+1) = c(k) + \alpha v(k) \dots (9)$$

ここで、 $v(k)$ は、 k 回目 (k は正の整数) の係数算出部 160 の出力、 $c(k)$ は、FIR フィルタ 121 の係数、 α は、1 以下の定数である。

上記動作を繰り返すことで誤差が低減されるように動作し、干渉除去が行われる。なおを小さくすれば伝送路の雑音の影響を受け難くなる。逆に、伝送路応答に時間的な変動がある場合には α を大きくとるとよい。

【0020】

また、係数算出部 160 の出力、すなわち IFFT 回路 166 で逆離散変換した結果は、遅延時間検出器 170 に供給される。前述のように係数算出部 160 の出力は、遅延波のインパルス応答を表すので、例えば、その電力ピークから遅延波の遅延時間 t_d を知る
10
ことができる。そこで検出した遅延時間情報を信号切出器 141 と信号切出器 142 に供給する。

次に、図 3 を参照して図 1 の動作を説明する。図 3 は、図 1 に示した干渉除去回路が動作している時に流れている信号の一例を説明する図である。図 3 では連続する 2 つの伝送シンボルをクローズアップして図示している。

まず希望波に遅延時間 t_d ($t_d > T_g$) の遅延波が付加された受信波 (a) が受信され、干渉除去回路 100 に入力される。入力された受信波 (a) は、シンボル位置検出器 150 と波形等化部 120 と合成部 140 に入力される。

シンボル位置検出器 150 は、入力された受信波 (a) から希望波のシンボルの切れ目を検出してその位置情報を信号切出器 141、142 に供給する。シンボルの切れ目の検
20
出方法としては、例えば、希望波のガードインターバルと有効シンボル後部の信号部分に相当する部分の相関が高いことを利用すればよい。

【0021】

波形等化部 120 は、係数算出部 160 から供給されるフィルタ係数に基づいて受信波 (a) に対して波形等化を行い等化信号 (b) を反射波成分生成部 130 に供給する。係数算出部 160 から供給されるフィルタ係数は、遅延波の周波数応答 " $H(\omega)$ " に等しいので、このフィルタ係数を FIR フィルタ 131 に与え、等化信号 (b) を FIR フィルタ 131 に入力すると反射波のレプリカ信号を得ることができる。反射波成分生成部 130 は、このようにして得られる反射波のレプリカ信号 (c) を合成部 140 に供給する。
30

【0022】

合成部 140 では受信波 (a) が遅延回路 143 に入力される。またレプリカ信号 (c) が信号切出器 141 と信号切出器 142 に入力される。信号切出器 141 は、シンボルの位置情報と遅延時間情報に基づいて反射波のレプリカ信号 (c) から注目する伝送シンボルの 1 つ前の伝送シンボルの後端にあたる部分を幅 T_e の期間 (部分レプリカ信号 1 (d)) を切り出して遅延回路 144 に供給する。ここで幅 T_e は、受信波 (a) において符号間干渉を受けている期間の幅とする。図示したように伝送シンボルの後部を FFT 期間とする場合には、 $T_e = t_d - T_g$ で求められる。信号切出器 142 は、シンボルの位置情報と遅延時間情報に基づいて反射波のレプリカ信号 (c) から注目する伝送シンボルの後端から T_g だけ離れた部分を後端とした幅 T_e の期間 (部分レプリカ信号 2 (e))
40
を切り出して遅延回路 145 に供給する。このようにして得られた部分レプリカ信号 1 (d) は、図 10 で説明した 1 つ前の伝送シンボルに由来する信号成分 (f) に相当するレプリカである。また部分レプリカ信号 2 (e) は、図 10 で説明した遅延波成分の連続性が欠落した部分に相当するレプリカである。よって受信波 (a) とこれらの部分レプリカ信号を合成すれば FFT 期間における符号間干渉及びキャリア間干渉を取り除くことができる。

【0023】

そこで遅延回路 143、144、145 で入力された信号をそれぞれ所定時間だけ遅延させて信号間の遅延を合わせ、減算器 146 で受信波 (a) の注目する伝送シンボルの FFT 期間の先頭に
50
あたる部分から部分レプリカ信号 1 (d) を減算し、さらに加算器 1

47で注目する伝送シンボルのFFT期間の先頭にあたる部分に部分レプリカ信号2(e)を加算するように動作させる。すると合成部140の出力として受信波(a)からFFT期間内のキャリア間干渉成分及び符号間干渉成分が取り除かれた干渉除去出力(f)(図3ではFFT期間をクローズアップして図示している)が得られ、FFT回路161及び干渉除去回路の出力として図2に示したFFT回路21に供給される。

【0024】

すなわち、合成部140は、受信波(a)において符号間干渉を受けている期間から符号間干渉及びキャリア間干渉を取り除くように反射波のレプリカ信号(c)の一部を合成し、合成しない期間は受信波(a)をそのまま出力するように動作する。この動作により、雑音や伝送路応答の時間的な変動により伝送路応答の推定に推定誤差が生じて反射波のレプリカ信号(c)に誤差が生じた場合であっても、その影響は、合成した期間に限定されるため、合成しなかった期間に新たな妨害を発生させることはなく、合成した期間内では誤差により干渉は完全には除去されないものの干渉成分が低減されることで、全体として受信性能が改善される。

10

また受信波(a)の伝送路応答を維持したまま干渉を低減するように動作するので、FFT後の周波数領域に現れる伝送路特性から復調結果の信頼性を算出することができ、その信頼性を算出して受信特性を改善するという従来技術をそのまま適用することができるという利点がある。

【0025】

なお、上記の例では遅延波が1波として説明したが複数の遅延波により符号間干渉を受けている場合も同様に実施できる。複数の遅延波がある場合は、最大の遅延時間を持つ遅延波に基づいて幅Teの期間を決めるとよい。

20

また合成する期間は上記で説明した幅Teに限られるものではない。

図3のレプリカ信号(c)と干渉除去出力(f)の關係に注目してみると、部分レプリカ信号1(d)と部分レプリカ信号2(e)は、上記で説明した幅Teに対し、前後に最大で幅Tgだけ余裕を持って切り出しても同様の効果が得られることが容易に推測される。例として前後に幅Tgだけ広く切り出す場合を図4で説明する。

【0026】

図4は、受信波(a)、等化信号(b)、レプリカ信号(c)が図3と同じであるので説明は省略する。図4の部分レプリカ信号1(d)は、反射波のレプリカ信号(c)から注目する伝送シンボルの1つ前の伝送シンボルの後端にあたる幅Teの期間を含み前後Tgだけ広げた期間を切り出した様子を示している。図4の部分レプリカ信号2(e)は、反射波のレプリカ信号(c)から注目する伝送シンボルの後端からTgだけ離れた部分を後端とした幅Teの期間を含み前後Tgだけ広げた期間を切り出した様子を示している。図4から分かるように、このようにして切り出した部分レプリカ信号1(d)と部分レプリカ信号2(e)の後部にあたる記号Aで表される部分は、同一の信号成分からなるので合成する際に互いに相殺される。よってこのような信号を受信波(a)に合成しても干渉除去出力(f)で示すように、FFT期間内からキャリア間干渉成分及び符号間干渉成分を取り除くことができる。このように合成する期間を伝送シンボルの端まで拡大すると伝送シンボル内のどの部分をFFT期間としてもよくなり、この発明による効果が得られるようになるという利点がある。更に図示は省略するが干渉除去出力(f)中の伝送シンボルの前端と後端が同じ特性になることから、前端の幅Tgの期間と後端のTgの期間を計算平均した信号をFFT期間に含む様にすればS/N改善効果が期待できる。

30

40

【0027】

また合成する期間を後ろに広げてよいので設計の自由度が広がるという利点がある。例えば、対応する遅延波の遅延時間が $2 \times Tg$ 以下であれば、FFT期間の先頭から幅Tgの期間に対応する部分レプリカ信号1(d)と部分レプリカ信号1(e)を生成して合成すればよいので、切り出す幅を一定として設計することができる。この場合遅延時間tdを検出する必要がなくなるので遅延時間検出回路170を不要にすることができるという利点がある。

50

【 0 0 2 8 】

本発明は、この実施例のものに限定されるものではない。本発明の要旨を鑑みれば実施例を元にした様々な変形が容易に考えられるし、その場合でも同様の効果を得られることは勿論である。例えば、レプリカ生成部 1 1 0 は、必ずしも波形等化部 1 2 0 と反射波成分生成部 1 3 0 とに分けて構成する必要は無いので、前記実施例において F I R フィルタ 1 2 1 と F I R フィルタ 1 3 1 は分かり易いように別々の構成要素として説明したが、2 つの F I R フィルタが同じ信号が入力され同一の特性でよいことを利用して 1 つの F I R フィルタで構成してもよい。また合成部 1 4 0 は、同様の動作を実現できるならば、例えば、あらかじめレプリカ信号を切り出しておいてから合成するのではなく、受信波とレプリカ信号を全期間に渡って合成しておいた結果と受信波とを適宜選択して出力するような回路で構成することができるのは容易に推測される。またこの実施例において説明した伝送路の推定方法は 1 つの例であり、他の伝送路の推定手法を用いてもよい。更には波形等化部 1 2 0 は、フィードバック型の波形等化器を用いて説明したが、フィードフォワード型の波形等化器を用いても発明を実施できることは勿論である。フィードフォワード型の波形等化器を用いることで、希望波よりも到達時間の早い反射波による符号間干渉を除去したい場合にも本発明を適応することが可能になる。

10

【 0 0 2 9 】

また本実施例において説明した伝送路の推定方法はごく一例であり、他の伝送路の推定手法を用いてもよいのは勿論である。式 (2) のように直接的に適応フィルタの特性を算出するアルゴリズムを最小二乗誤差法などの逐次修正型のアルゴリズムに対して直接解法型アルゴリズムと呼ぶ。ここでは説明しないが波形等化部 1 2 0 で誤差を定義して最小二乗誤差法などの逐次修正型のアルゴリズムを適用してもよい。本発明を実施するにあたりいずれのアルゴリズムを採用するかは設計事項であるが、直接解法型アルゴリズムは一般に逐次型のアルゴリズムよりも伝送路応答の変動に高速追従させ易いという利点がある。

20

さらにはレプリカ信号の作成方法や合成方法にも様々なバリエーションを取りうる。そしてそのような実施方法でも本発明による効果を得ることができるとは勿論である。

【 実施例 2 】

【 0 0 3 0 】

次に、図 5 及び図 6 を参照して実施例 2 を説明する。

具体的にレプリカ信号の作成方法や合成方法を変えた他の実施例を説明する。この実施例では、先に受信波を有効シンボル期間だけ遅延させた信号と受信波との差をとってから、その差信号を元にレプリカ信号を作成することを特徴としている。また受信波とレプリカ信号を全期間に渡って合成した結果と受信波とを適宜選択して出力する場合としても例示している。

30

図 5 は、実施例 2 における干渉除去回路の構成を示すブロック図である。この干渉除去回路は、図 2 に示したデジタル変調信号受信装置 2 0 に適用される。

干渉除去回路は、入力された信号から伝送シンボルの切れ目を検出するシンボル位置検出器 1 5 0 と、入力された信号とそれを有効シンボル期間の時間だけ遅延させた信号との差 (シンボル間差信号) を出力するシンボル間差信号生成回路 5 7 0 と、シンボル間差信号から反射波のレプリカ信号を生成するレプリカ生成部 5 1 0 と、反射波のレプリカ信号と入力信号を合成する合成部 5 4 0 と、合成部 5 4 0 の出力から伝送路応答を推定しレプリカ生成部 5 1 0 の特性を制御する係数算出部 1 6 0 と、係数算出部 1 6 0 の出力から遅延波の遅延時間を検出する遅延時間検出器 1 7 0 とから構成されている。

40

【 0 0 3 1 】

シンボル間差信号生成回路 5 7 0 は、入力信号を有効シンボル期間だけ遅延させる遅延回路 5 7 1 と、入力信号から遅延信号を減ずる減算器 5 7 2 とから構成される。

レプリカ生成部 5 1 0 は、減算器 5 1 2 の出力が接続され係数算出部 1 6 0 により係数を可変される F I R フィルタ 5 1 1 と、入力信号から F I R フィルタ 5 1 1 の出力を減ずる減算器 5 1 2 とから構成される。

合成部 5 4 0 は、入力信号を所定時間遅延させる遅延回路 5 4 1 と、遅延回路 5 4 1 の

50

出力にレプリカ生成部 510 から供給された信号を加算する加算器 542 と、シンボル位置検出器 150 と遅延時間検出器 170 の検出結果に基づいて遅延回路 541 の出力と加算器 542 の出力を選択して出力する信号選択回路 543 から構成される。

シンボル位置検出器 150 と係数算出部 160 及び遅延時間検出器 170 は実施例 1 で図 1 に示した同じ符号を付した構成要素と同じ構成、同じ動作でよいので個々の説明は省略する。

【0032】

次に本実施例における図 5 の動作について図 6 を参照して説明する。図 6 は、図 5 に示した干渉除去回路が動作している時に流れている信号の一例を説明する図である。図 6 では連続する 2 つの伝送シンボルをクローズアップして図示している。

まず希望波に遅延時間 t_d ($t_d > T_g$) の遅延波が付加された受信波 (a) が受信され、干渉除去回路に入力される。入力された受信波 (a) は、シンボル位置検出器 150 とシンボル間差信号生成回路 570 と合成部 540 に入力される。

シンボル位置検出器 150 は、入力された受信波 (a) から希望波のシンボルの切れ目を検出してその位置情報を信号選択回路 543 に供給する。

【0033】

シンボル間差信号生成回路 570 は、受信波 (a) を遅延回路 571 で有効シンボル期間 (伝送シンボルからガードインターバルを除いた期間) に相当する時間だけ遅延させ (有効シンボル遅延信号 (b))、減算器 572 で入力信号から有効シンボル遅延信号 (b) を減じて、有効シンボル間差信号 (c) をレプリカ生成部 510 に供給する。図 6 からわかるように受信波 (a) に含まれる希望波のガードインターバル期間と、有効シンボル遅延信号 (b) のガードインターバルと同じ信号成分を持つ有効シンボルの後部が時間的に一致することになるので、減算することで取り除かれる。遅延波についても同様である。図示する際には有効シンボル間差信号 (c) のごとく打ち消しあった信号成分は、隙間を開けて表現することにする。

【0034】

レプリカ生成部 510 は、実施例 1 で説明したレプリカ生成部 110 を FIR フィルタ 1 つで表現した例であり、レプリカ係数算出部 160 から供給されるフィルタ係数を FIR フィルタ 511 に与えることで、有効シンボル間差信号 (c) から差信号のレプリカ信号 (d) を生成して合成部 540 に供給することができる。差信号のレプリカ信号 (d) は、FIR フィルタ 511 の出力として取り出される。ここで生成する差信号のレプリカ信号 (d) は、有効シンボル間差信号 (c) に含まれる遅延波成分に相当する信号である。

合成部 540 では受信波 (a) が遅延回路 541 に入力され、遅延回路 541 は受信波 (a) を有効シンボル期間に相当する時間だけ遅延させる (遅延信号 (e))。加算器 542 は、遅延信号 (e) と差信号のレプリカ信号 (d) とを加算して信号選択回路 543 に供給する。信号選択回路 543 は、シンボルの位置情報と遅延時間情報に基づいて、FFT 期間の前端から幅 T_e の期間は加算器 542 から信号を出力し、それ以外の期間は遅延回路 541 からの信号を選択して出力するように動作する。この選択の様子は、選択信号 (f) のように表現できる。ここで幅 T_e は、受信波 (a) において符号間干渉を受けている期間の幅とする。図示したように伝送シンボルの後部を FFT 期間とした場合には、 $T_e = t_d - T_g$ で求められる。

【0035】

すなわち、合成部 540 は、受信波 (a) において符号間干渉を受けている期間は符号間干渉及びキャリア間干渉を取り除くように差信号のレプリカ信号 (d) を合成した結果を出力し、それ以外の期間は、受信波 (a) をそのまま出力するように動作する。この動作により、雑音や伝送路応答の時間的な変動により伝送路応答の推定に推定誤差が生じて差信号のレプリカ信号 (d) に誤差が生じた場合であっても、その影響は合成した期間に限定されるため、合成しなかった期間に新たな妨害を発生させることはなく、合成した期間内では誤差により干渉は完全には除去されないものの干渉成分が低減されることにより受信性能が改善される。また合成した結果を出力する期間は、上記で説明した幅 T_e に限

10

20

30

40

50

られるものではなく実施例 1 の説明と同様に前後に最大で幅 T_g だけ余裕を持って合成結果を出力しても同様の効果が得られることは勿論である。

また本実施例においても様々な変形が容易に考えられるし、その場合でも同様の効果を得られることは勿論である。例えば、遅延回路 571 と遅延回路 541 は分かり易いように別々の構成要素として説明したが、2 つの遅延回路が同じ信号が入力され同じ遅延時間でよいことに着目して 1 つの遅延回路で構成してもよい。

【実施例 3】

【0036】

次に、図 7、図 8 を用いて実施例 3 を説明する。

レプリカ信号の作成方法や合成方法を変えた他の実施例を説明する。この実施例では、信号切出器を反射波成分生成部の前に設けたことに特徴である。このように構成することで遅延時間検出回路を不要とすることができる。

図 7 は本実施例における干渉除去回路の構成を示すブロック図である。本干渉除去回路は図 2 に示したデジタル変調信号受信装置 20 に適用される。

干渉除去回路は、入力された信号から伝送シンボルの切れ目を検出するシンボル位置検出器 150 と、入力された信号とそれを有効シンボル期間の時間だけ遅延させた信号との差（シンボル間差信号）を出力するシンボル間差信号生成回路 570 と、シンボル間差信号から反射波の部分レプリカ信号を生成するレプリカ生成部 710 と、反射波の部分レプリカ信号と入力信号を合成する合成部 740 と、合成部 740 の出力から伝送路応答を推定しレプリカ生成部 510 の特性を制御する係数算出部 160 とから構成されている。

レプリカ生成部 710 は、入力されたシンボル間差信号を波形等化する波形等化部 120 と、波形等化部 120 の出力信号の一部を切り出す信号切出器 711 と、信号切出器 711 の出力から反射波の部分レプリカ信号を生成して出力する反射波成分生成部 130 とから構成される。

【0037】

合成部 740 は、入力信号を所定時間遅延させる遅延回路 741 と、シンボル位置検出器 150 の検出結果に基づいて反射波の部分レプリカ信号からその一部を切り出す信号切出器 742 と、遅延回路 741 の出力と信号切出器 742 の出力を加算して出力する加算器 743 とから構成される。

シンボル位置検出器 150、シンボル間差信号生成回路 570、波形等化部 120、反射波成分生成部 130 及び係数算出部 160 は、実施例 1 における図 1 又は実施例 2 における図 5 に示した同じ符号を付した構成要素と同じ構成、同様の動作でよいので詳細な説明は省略する。

次に本実施例における図 7 の動作について図 8 を用いて説明する。図 8 は、図 7 に示した干渉除去回路が動作している時に流れている信号の一例を説明する図である。図 8 では連続する 2 つの伝送シンボルをクローズアップして図示している。

まず希望波に遅延時間 t_d ($t_d > T_g$) の遅延波が付加された受信波 (a) が受信され、干渉除去回路に入力される。入力された受信波 (a) は、シンボル位置検出器 150 とシンボル間差信号生成回路 570 と合成部 740 に入力される。

【0038】

シンボル位置検出器 150 は、入力された受信波 (a) から希望波のシンボルの切れ目を検出してその位置情報を信号切出器 711 と信号切出器 742 に供給する。

シンボル間差信号生成回路 570 は、受信波 (a) から有効シンボル間差信号 (b) を生成し、レプリカ生成部 710 に供給する。

レプリカ生成部 710 に供給された有効シンボル間差信号 (b) は、波形等化部 120 に入力され、波形等化部 120 は、係数算出部 160 から供給されるフィルタ係数に基づいて有効シンボル間差信号 (b) に対して波形等化を行い、等化信号 (c) を信号切出器 711 に供給する。

信号切出器 711 は、シンボルの位置情報に基づいて等化信号 (c) から幅 T_a の期間を切り出した信号 (部分等化信号 (d)) を反射波成分生成部 130 に供給する。幅 T_a

10

20

30

40

50

の期間は、例えば、注目する伝送シンボルの後端から T_g だけ離れた部分を後端とし、 $T_s / 2$ の幅とするのが適当である。この場合、遅延時間が $T_s / 2$ 以下の反射波に対して効果を得ることができる。

【 0 0 3 9 】

反射波成分生成部 1 3 0 は、係数算出部 1 6 0 から供給されるフィルタ係数を F I R フィルタ 1 3 1 に与えることで、部分等化信号 (d) から部分レプリカ信号 1 (e) を生成して合成部 7 4 0 に供給する。

合成部 7 4 0 では受信波 (a) が遅延回路 7 4 1 に入力され、遅延回路 7 4 1 は受信波 (a) を有効シンボル期間に相当する時間だけ遅延させた信号 (遅延信号 (g)) を加算器 7 4 3 に供給する。また部分レプリカ信号 1 (e) が信号切出器 7 4 2 に入力され、信号切出器 7 4 2 は、シンボルの位置情報に基づいて反射波の部分レプリカ信号 1 (e) から幅 T_b の期間を切り出した信号 (部分レプリカ信号 2 (e)) を加算器 7 4 3 に供給する。幅 T_b の期間は、例えば、遅延信号 (g) の対応する伝送シンボルの先頭から幅 $T_s / 2$ の期間に相当する期間とするのが適当である。

加算器 7 4 3 は、入力された遅延信号 (g) と部分レプリカ信号 2 (e) を加算する。この結果、合成部 7 4 0 の出力として受信波 (a) からキャリア間干渉成分及び符号間干渉成分が取り除かれた干渉除去出力 (h) が得られ、干渉除去回路の出力として図 2 に示した F F T 回路 2 1 に供給される。

【 0 0 4 0 】

すなわち、合成部 7 4 0 は、受信波 (a) の符号間干渉を受けている期間を含む期間では部分レプリカ信号 1 (e) を合成して符号間干渉及びキャリア間干渉を取り除いた結果を出力し、それ以外の期間では受信波 (a) をそのまま出力するように動作する。この動作により、雑音や伝送路応答の時間的な変動により伝送路応答の推定に推定誤差が生じて差信号の部分レプリカ信号 1 (e) に誤差が生じた場合であっても、その影響は合成した期間に限定されるため、合成しなかった期間に新たな妨害を発生させることはなく、合成した期間内では誤差により干渉は完全には除去されないものの干渉成分が低減されることで受信性能が改善される。

また、この実施例においても様々な変形が容易に考えられるし、その場合でも同様の効果を得られることは勿論である。例えば、遅延回路 5 7 1 と遅延回路 7 4 1 は、分かり易いように別々の構成要素として説明したが、2 つの遅延回路が同じ信号が入力され同じ遅延時間でよいことに着目して 1 つの遅延回路で構成してもよい。

【 0 0 4 1 】

また、上記の実施例 1 , 2 , 3 において、説明し易いように遅延時間 t_d ($t_d > T_g$) の遅延波が付加された受信波を受信する場合について説明したが、本発明はこのようなガードインターバル長を超える遅延波を受信する場合に限定されるものではない。例えば、伝送シンボルの中央を F F T 期間とした場合は、遅延時間 t_d ($t_d > T_g / 2$) の遅延波により F F T 期間が符号間干渉を受けるし、本発明を適応して効果が得られることは容易に理解できるであろう。また実施例 3 は遅延時間 t_d ($T_s / 2 > t_d > 0$) の反射波に対して効果が得られるように動作可能である。更に実施例 1 でも説明したように、フィードフォワード型の波形等化器を用いれば、希望波よりも到達時間の早い反射波による符号間干渉を除去したい場合にも本発明を適応して効果が得られるのである。更にはガードインターバル長にこだわる必要はないのでガードインターバルを設けない O F D M 信号を受信する場合にも本発明を適用でき、効果が得られることは容易に理解できるであろう。

また、本発明は、O F D M を受信する受信装置に限定されるものではなく、他の種類のマルチキャリア変調信号を受信する受信装置にも適用することができる。前記実施例を鑑みれば、マルチキャリア変調信号を受信して受信した信号をフーリエ変換により時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信装置に本発明を適用することができることは容易に理解できるであろう。すなわちフーリエ変換の前にフーリエ変換する期間のうち符号間干渉を受けている期間を含む一部の期間だけに受信信号の伝送路応答に

10

20

30

40

50

基づいて受信信号から生成した干渉除去成分を合成し、それ以外の期間には何もしないようによればよい。このような処理は、専用のハードウェアを用いなくともソフトウェア処理でも実施できることは勿論であり、同様に本発明の効果を得ることができる。

【0042】

本発明は、以下のような態様が例示される。

(1) マルチキャリア変調信号を受信して、フーリエ変換により受信信号を時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信装置において、フーリエ変換より前段に符号間干渉又はキャリア間干渉を低減する干渉除去手段を有することを特徴としたデジタル変調信号受信装置。(2) 前記干渉除去手段は前記受信信号から推定される伝送路応答に基づいて前記受信信号に時間領域で信号処理を施して干渉を低減することを特徴とした(1)のデジタル変調信号受信装置。(3) 前記干渉除去手段は前記受信信号の伝送路応答を維持したまま干渉を低減するように動作することを特徴とした(1)又は(2)のデジタル変調信号受信装置。

10

【0043】

(4) マルチキャリア変調信号を受信して、フーリエ変換により受信信号を時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信装置において、フーリエ変換の前段に符号間干渉又はキャリア間干渉を低減する干渉除去手段をそなえ、前記干渉除去手段はフーリエ変換する期間ごとに符号間干渉又はキャリア間干渉を受けている期間を含む適当な期間だけに受信信号の伝送路応答に基づいて受信信号から生成した干渉除去成分を合成し、それ以外の期間は受信信号をそのまま出力するようにしたことを特徴とするデジタル変調信号受信装置。(5) 前記干渉除去手段は、受信信号から干渉除去成分を生成するレプリカ生成手段と、干渉除去成分と受信信号を合成する合成手段と、受信信号から伝送路応答を推定しレプリカ生成手段の特性を制御する制御手段を備えることを特徴とする(4)のデジタル変調信号受信装置。(6) 前記制御手段は、前記干渉除去手段の出力信号から伝送路応答を推定することを特徴とする(5)のデジタル変調信号受信装置。(7) 前記フーリエ変換をFFTで行うことを特徴とする(1)~(6)のデジタル変調信号受信装置。

20

【0044】

(8) マルチキャリア変調信号を受信して、フーリエ変換により受信信号を時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信方法において、フーリエ変換をする前に符号間干渉又はキャリア間干渉を低減することを特徴としたデジタル変調信号受信方法。(9) 前記受信信号から推定される伝送路応答に基づいて前記受信信号に時間領域処理を施して干渉を低減することを特徴とした請求項第8項記載のデジタル変調信号受信方法。(10) 前記受信信号の伝送路応答を維持したまま干渉を低減することを特徴とした(8)又は(9)のデジタル変調信号受信方法。

30

【0045】

(11) マルチキャリア変調信号を受信して、フーリエ変換により受信信号を時間領域から周波数領域に変換して復調するデジタル変調信号受信方法において、受信信号の伝送路応答に基づいて受信信号から生成した干渉除去成分を、受信信号の符号間干渉又はキャリア間干渉を受けている期間を含む適当な期間だけに合成し、それ以外の期間は合成しないことを特徴とするデジタル変調信号受信方法。(12) 前記デジタル変調信号受信方法は、干渉除去後の信号から伝送路応答を推定することを特徴とする(11)のデジタル変調信号受信方法。(13) 前記フーリエ変換をFFTで行うことを特徴とする(1)~(12)のデジタル変調信号受信装置又はデジタル変調信号受信方法。(14) 前記マルチキャリア変調信号がOFDMであることを特徴とする(1)~(13)のデジタル変調信号受信装置又はデジタル変調信号受信方法。(15) 直接解法アルゴリズムを用いることを特徴とする(1)~(14)のデジタル変調信号受信装置又はデジタル変調信号受信方法。

40

【0046】

上記(1)、(2)又は(8)、(9)によれば、フーリエ変換より前に時間領域で干

50

渉除去を行うことで符号間干渉やキャリア間干渉を除去することができ、受信性能の改善がはかれる。その結果、追従性の向上とキャンセル可能な遅延時間の拡大とを両立するデジタル変調信号受信装置が得られる。(3)又は(10)によれば、受信信号の伝送路応答が維持されるので、フーリエ変換後の周波数領域に現れる伝送路特性から復調結果の信頼性を算出することができ、その信頼性を算出して受信特性を改善するという従来技術をそのまま適用することができるという利点がある。

【0047】

(4)又は(11)によれば、受信信号の伝送路応答が維持されるので、フーリエ変換後の周波数領域に現れる伝送路特性から復調結果の信頼性を算出することができ、その信頼性を算出して受信特性を改善するという従来技術をそのまま適用することができるという利点がある。(15)によれば、直接解法アルゴリズムを用いることで逐次型アルゴリズムよりも伝送路応答の変動に高速追従させやすいという利点がある。

10

【図面の簡単な説明】

【0048】

【図1】本発明の一実施例である実施例1の干渉除去回路の構成の一例を示すブロック図。

【図2】本発明の一実施例である実施例1, 2, 3における干渉除去回路を適用したデジタル変調信号受信装置の構成の一例を示すブロック図。

【図3】実施例1の干渉除去回路が動作している時に流れている信号の一例を説明する図。

20

【図4】実施例1の干渉除去回路が動作している時に流れている信号の一例を説明する図。

【図5】本発明の一実施例である実施例2の干渉除去回路の構成の一例を示すブロック図。

【図6】実施例2の干渉除去回路が動作している時に流れている信号の一例を説明する図。

【図7】本発明の一実施例である実施例3の干渉除去回路の構成の一例を示すブロック図。

【図8】実施例3の干渉除去回路が動作している時に流れている信号の一例を説明する図。

30

【図9】実施例1を説明するOFDMの1つの伝送シンボルを示す図。

【図10】実施例1を説明する符号間干渉及びキャリア間干渉の一例を説明する図。

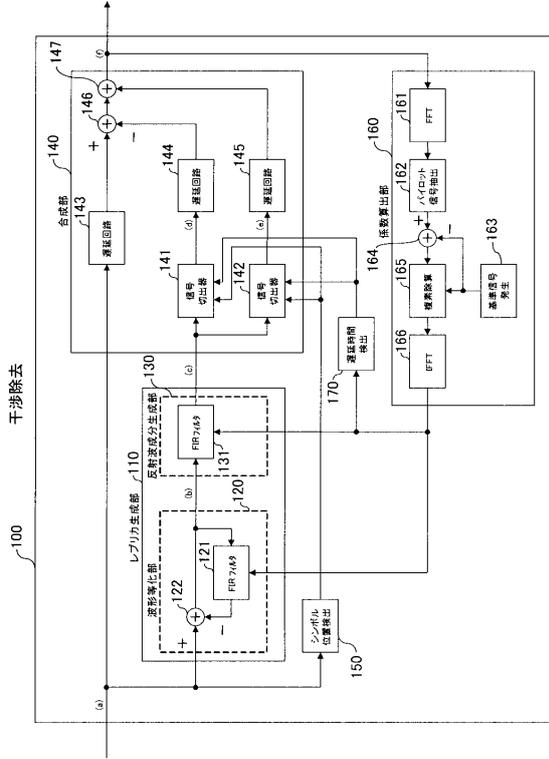
【符号の説明】

【0049】

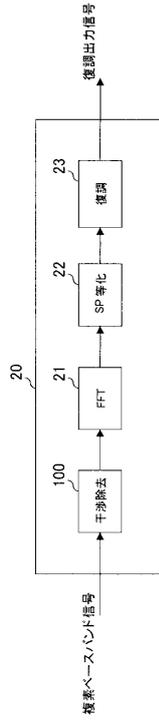
20...デジタル変調信号受信装置、21...FFT回路、22...SP等化回路、23...復調回路、100...干渉除去回路、110...レプリカ生成部、120...波形等化部、121...FIRフィルタ、122...減算器、130...反射波成分生成部、131...FIRフィルタ、140...合成部、141...信号切出器、142...信号切出器、144...遅延回路、145...遅延回路、146...減算器、147...加算器、150...シンボル位置検出器、160...係数算出部、161...FFT回路、162...パイロット信号抽出器、163...基準信号発生器、164...減算器、165...複素除算器、166...IFFT回路、170...遅延時間検出器。

40

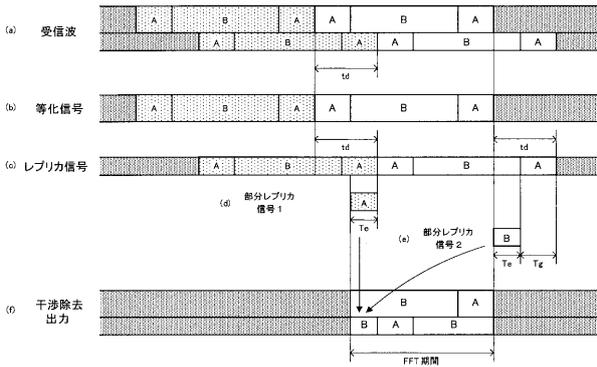
【図1】



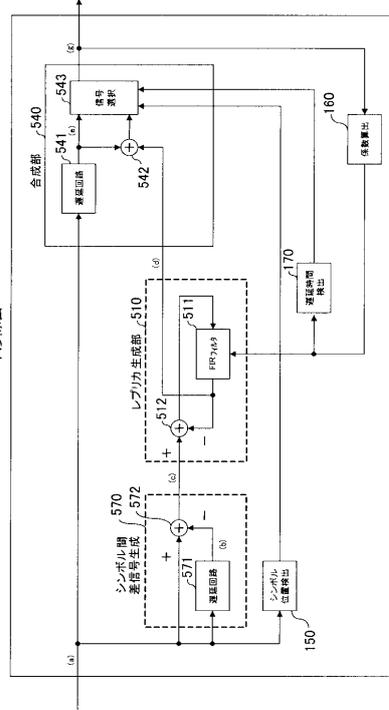
【図2】



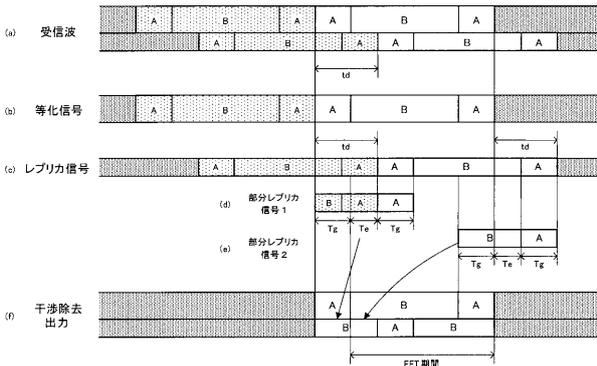
【図3】



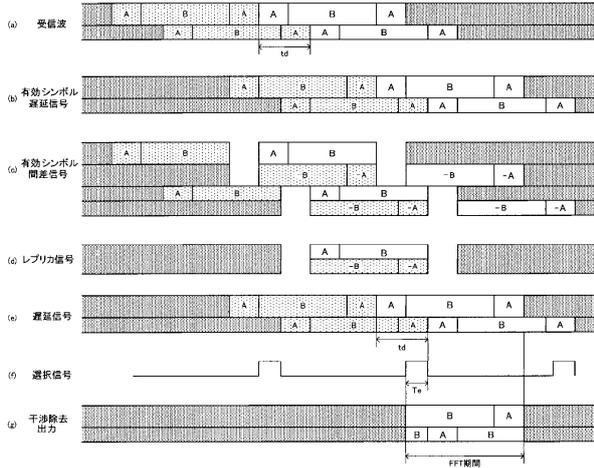
【図5】



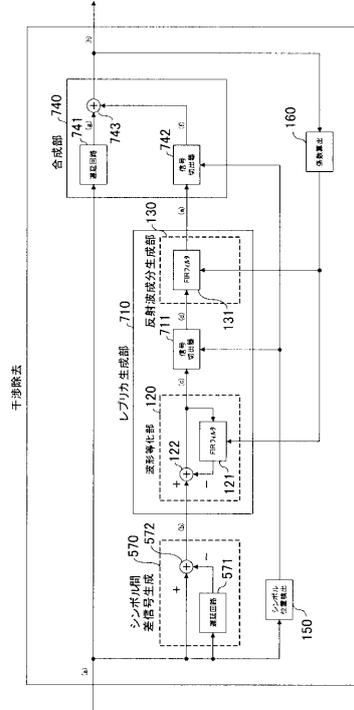
【図4】



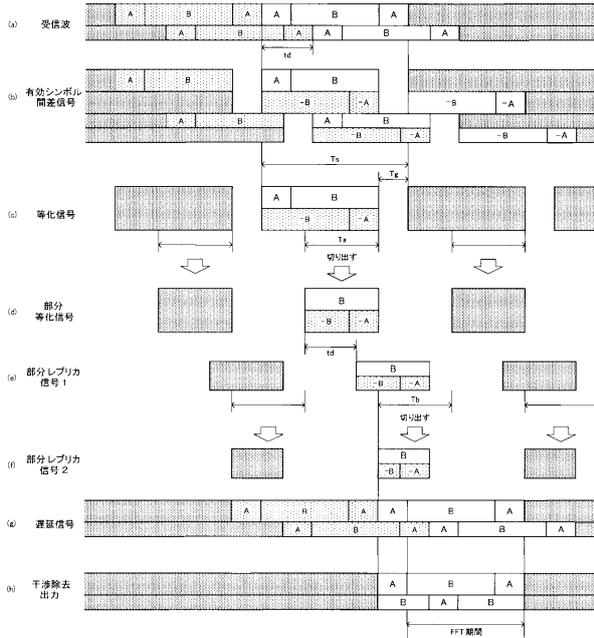
【図 6】



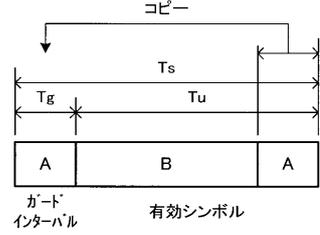
【図 7】



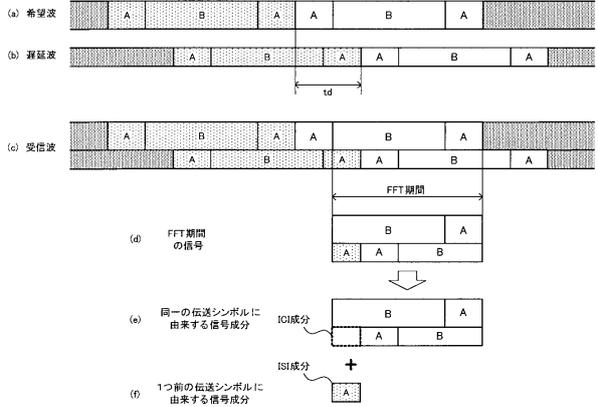
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2000-286817(JP,A)
特開2003-051802(JP,A)
特開2004-208254(JP,A)
特開2001-292120(JP,A)
Zdenek Smekal et al., Time domain equalization for ADSL technology and its optimization, Telecommunications, 2003. ICT 2003. 10th International Conference on , 2003年
3月 1日, pp.1171-1176

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 11/00
IEEE Xplore
CiNii