

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4149302号  
(P4149302)

(45) 発行日 平成20年9月10日(2008.9.10)

(24) 登録日 平成20年7月4日(2008.7.4)

(51) Int.Cl. F I  
**HO4J 11/00 (2006.01)** HO4J 11/00 Z

請求項の数 3 (全 10 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2003-115443 (P2003-115443)                  (22) 出願日 平成15年4月21日 (2003.4.21)                  (65) 公開番号 特開2004-320677 (P2004-320677A)                  (43) 公開日 平成16年11月11日 (2004.11.11)                  審査請求日 平成18年2月16日 (2006.2.16)</p> <p>特許権者において、実施許諾の用意がある。</p>	<p>(73) 特許権者 000004352                  日本放送協会                  東京都渋谷区神南2丁目2番1号                  (74) 代理人 100072051                  弁理士 杉村 興作                  (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 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                  (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</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
--	--

(54) 【発明の名称】 伝送路特性推定装置、OFDM信号復調装置及び回り込みキャンセラ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信したOFDM信号の同期を再生する同期再生回路と、有効シンボル期間に相当する期間の信号を抽出するFFT窓処理回路と、前記FFT窓処理回路において抽出したOFDM信号の有効シンボル期間をFFT処理し、その結果を出力するFFT回路と、前記FFT回路から出力されるキャリアシンボルから周波数特性を算出する周波数特性算出回路と、前記周波数特性算出回路の出力に遅延を加え出力する遅延回路と、前記周波数特性算出回路の出力から必要な成分を取り出し、主波成分のみを抽出する時間窓フィルタ処理回路と、前記遅延回路の出力を前記時間窓フィルタ処理回路の出力で除算することにより伝送路特性を補正する除算器とを具備することを特徴とする伝送路特性推定装置。

10

【請求項2】

請求項1に記載の伝送路特性推定装置を具備することを特徴とするOFDM信号復調装置。

【請求項3】

請求項1に記載の伝送路特性推定装置を具備し、親局波の伝送路特性を除去するように構成したことを特徴とする回り込みキャンセラ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、OFDM(直交周波数分割多重)方式による信号伝送に用いる装置に関し、特に、FFT(高速フーリエ変換)処理を用いて伝送路の特性を推定する装置、該装置を

20

具えるOFDM信号復調装置及び回り込みキャンセラに関する。

【0002】

【従来の技術】

図5は、従来のOFDM信号復調装置における伝送路特性の推定を行う部分の構成を示すブロック図である。FFT(高速フーリエ変換)窓処理回路2は、同期再生回路1からのシンボルパルスに基づいて、受信したOFDM信号から有効シンボル期間に相当する時間の信号を抽出する。FFT回路3において、前記信号をFFT処理し、周波数領域に変換する。この周波数領域信号を、以下ではキャリアシンボルと呼ぶ。周波数特性算出回路4において、前記キャリアシンボルから周波数特性

【外1】

10

$\hat{H}$

を得る。ここで、FFT窓処理回路2において有効シンボル期間とFFT窓位置との間に時間差がある場合、周波数特性

【外2】

$\hat{H}$

20

にはに比例した傾きの直線位相成分 $e^{-j}$ が加わっておりサブキャリア周波数に比例した量の位相回転を生じていることになる。そこで、位相特性傾斜成分抽出回路20において、周波數位相特性の周波数軸に対する傾き $s$ を抽出する。これにより、次式のように有効シンボル期間とFFT窓位置との間の時間差が得られる。

【数1】

$$\tau = \frac{s}{2\pi} \quad (1)$$

30

位相回転回路21によって、有効シンボル期間とFFT窓位置との間の時間差によってキャリアシンボルに加わる位相回転 $e^{-j}$ を、逆符号の位相回転を加えることによって、周波數位相特性から有効シンボル期間とFFT窓位置との間の時間差による直線位相成分を除去することができる。また、主波の周波数特性は帯域において振幅が一定、位相が0であるため、主波レベル検出回路22によって、全帯域の周波数特性の平均を取ることによって主波の周波数特性が得られる。除算器23によって、位相特性補正後の周波数特性を主波の周波数特性で除算することによって、振幅成分の較正を行う。

【0003】

次に、位相特性傾斜成分抽出回路20における周波數位相特性から周波数軸に対する位相の傾きを抽出する手段について説明する。図6は、従来の伝送路特性推定に用いる位相特性傾斜成分抽出回路の原理を示す図である。一般に演算によって求める各パイロットシンボルを伝送するサブキャリアの周波数における周波数特性 $f = i + jq$ の位相は次式のように表される。

$$= \text{atan}(q, i) + 2n \quad (2)$$

ここで $\text{atan}$ は $q$ と $i$ から $i + jq$ の位相を返す関数であり、 $- \sim$ の値をとる。 $n$ は任意の整数であり、一意に決定することはできない。そのため周波數位相特性には図6aのような不連続点が生じる。そこで、これを図6bのように連続した特性にした後に傾きを求める必要がある。この位相連続化処理は、隣接するパイロットシンボルを伝送するサブキャリア間の位相差が予め設定したしきい値以下であることを仮定して行う。しきい

40

50

値を超えた場合、それは位相特性ではなく、式(2)における $n$ の値の違いによる不連続であるとする。これによりパイロットシンボルを伝送するサブキャリア間の位相差があるしきい値以下になるように式(2)の $n$ を決定してゆくことによって、位相特性における不連続点を滑らかにつなげていく。

#### 【0004】

上記のように連続化を施された位相特性を、最小二乗法を用いて図6cのように一次関数で近似することによって、位相特性の傾きを抽出する。さらに抽出された傾きを、有効シンボル期間とFFT窓位置との時間差に換算し、周波數位相特性に加わる位相回転と逆符号の位相回転を加えることによって、FFT窓処理回路2における有効シンボル期間とFFT窓位置との時間差による周波数特性の直線位相成分を除去する(図6d)。上記OFDM信号復調装置の詳細については特開2000-295195号公報「OFDM復調装置」および特開2000-341238号公報「回り込みキャンセラ」を参照されたい。

10

#### 【0005】

##### 【発明が解決しようとする課題】

伝送路特性の推定を従来の技術によって行う場合、前述したようにその過程において、周波數位相特性の連続化処理を行った後に、その傾斜成分を検出する必要がある。しかし、このような連続化処理においては、隣接するパイロットシンボルを伝送するサブキャリア間における位相差が、予め設定したしきい値以下になるように行っていくので、伝送路による周波數位相特性が隣接したキャリア間で前記しきい値を超える場合、連続化が正確に行われず、結果として有効シンボル期間とFFT窓位置との時間差による周波數位相特性の補正が正しく行われず、正確な伝送路特性の推定が行えないという問題があった。

20

#### 【0006】

さらに従来の方法では、伝送路特性の推定をDSP等によるハードウェアで実現する場合、有効シンボル期間とFFT窓位置との時間差を求める際に用いる位相連続化処理の過程において条件分岐が存在するため、パイプライン処理にボトルネックが生じ、高速に動作させることができないという問題があった。

#### 【0007】

本発明の目的は、伝送路による歪みが大きい場合でも、有効シンボル期間とFFT窓位置との時間差による周波数特性のみを抽出し、これを補正することによって正しい伝送路特性を推定することにより、上述した従来の方法における問題を解消した伝送路特性推定装置を提供することにある。また、ハードウェアで実現する場合、高速に動作する伝送路特性推定装置を提供することにある。本発明の他の目的は、このような伝送路特性推定装置を具えるOFDM復調装置を提供することにある。本発明のさらに他の目的は、このような伝送路特性推定装置を具える回り込みキャンセラを提供することにある。

30

#### 【0008】

##### 【課題を解決するための手段】

この課題を解決するために本発明による伝送路特性推定装置は、受信したOFDM信号の同期を再生する同期再生回路と、有効シンボル期間に相当する期間の信号を抽出するFFT窓処理回路と、前記FFT窓処理回路において抽出したOFDM信号の有効シンボル期間をFFT処理し、その結果を出力するFFT回路と、前記FFT回路から出力されるキャリアシンボルから周波数特性を算出する周波数特性算出回路と、前記周波数特性算出回路の出力に遅延を加え出力する遅延回路と、前記周波数特性算出回路が出力する周波数特性信号から必要な成分を取り出し、主波成分のみを抽出する時間窓フィルタ処理回路と、前記遅延回路の出力を前記時間窓フィルタ処理回路の出力で除算することにより前記周波数特性算出回路が出力する伝送路特性を補正する除算器とを具えることを特徴とする。

40

#### 【0009】

##### 【発明の効果】

このようにすれば、有効シンボル期間とFFT窓位置との時間差による周波数特性の補正と、主波成分による振幅・位相特性の補正とを時間窓フィルタと除算器のみで構成することができるため、伝送路特性推定装置を簡単な回路構成で高速に動作させることが可能に

50

なる。

【 0 0 1 0 】

【発明の実施の形態】

図 1 は、本発明の一実施形態による OFDM 復調装置の構成を示すブロック図である。図 1 において、OFDM 信号を 2 系統に分配し、それぞれ同期再生回路 1 および FFT 窓処理回路 2 に供給する。同期再生回路 1 は、シンボルパルスを送信回路 2 に供給する。FFT 窓処理回路 2 の出力を送信回路 3 に供給する。FFT 窓処理回路 3 の出力を周波数特性算出回路 4 に供給する。周波数特性算出回路 4 の出力を 2 系統に分配し、それぞれ時間窓フィルタ処理回路 5 および遅延回路 2 3 に供給する。遅延回路 2 3 は時間窓フィルタ処理回路 5 の遅延時間と同じ遅延を送信回路 4 から供給される周波数特性信号  
10  
に与え、除算器 6 に供給する。時間窓フィルタ処理回路 5 の出力を送算器 6 に供給する。除算器 6 の出力を、推定した伝送路特性として外部に出力する。以上のように構成された図 1 の OFDM 復調装置の動作を以下に詳細に説明する。

【 0 0 1 1 】

図 1 において、同期再生回路 1 は、外部から供給される OFDM 信号の同期を再生し、有効シンボル期間の先頭を示すシンボルパルスを生成し、FFT 窓処理回路 2 に出力する。FFT 窓処理回路 2 は、外部から供給される OFDM 信号に関して、同期再生回路 1 から供給されるシンボルパルスを基にシンボル位置を決定し、有効シンボル期間に相当する FFT 窓を設定し、OFDM 信号の有効シンボル期間の信号を抽出する。ここで供給されているシンボルパルスに誤差がある場合、FFT 窓処理回路 2 において設定される FFT 窓位置と想定している FFT 窓位置との間に時間差が生じる。この時間差は、推定すべき  
20  
伝送路の周波数位相特性に以下の式 ( 3 ) に示す直線位相成分を加えることになる。

$$= - 2 \pi f t \quad ( 3 )$$

ここで  $f$  はサブキャリアの周波数を示している。FFT 窓処理回路 3 は、FFT 窓処理回路 2 において抽出された有効シンボル期間の信号を送信処理し、キャリアシンボルとして周波数特性算出回路に出力する。周波数特性算出回路は、供給されたキャリアシンボルから周波数特性を算出し、時間窓フィルタ処理回路 5 および遅延回路 2 3 に供給する。遅延回路 2 3 は時間窓フィルタ処理回路 5 の遅延時間と同じ遅延を送信回路 4 から供給される周波数特性信号に与え、除算器 6 に供給する。時間窓フィルタ処理回路 5 は、供給される周波数特性に時間窓フィルタ処理を施すことによって主波のみの周波数特性を抜き  
30  
出し、除算器 6 に供給する。除算器 6 は、遅延回路 2 3 から供給される、周波数特性算出回路 4 が算出した周波数特性を送算器 6 から供給される主波のみの周波数特性で除算することによって、伝送路特性を補正する。

【 0 0 1 2 】

次に、時間窓フィルタ処理回路 5 において、主波のみの周波数特性を抜き出す方法について説明する。図 2 は、図 1 における時間窓フィルタ回路 5 における通過帯域の設定の原理を示すための、時間窓フィルタ処理回路 5 に供給される周波数特性の時間領域表現である遅延プロファイル

【外 3】

$$\tilde{h}(t)$$

を示すグラフである。ここで、図 2 に示すような遅延プロファイル上での時間窓を通過帯域とするようなフィルタを送算器と呼ぶ。

【外 4】

$$\tilde{h}(t)$$

10

20

30

40

50

は、伝送路のみの遅延プロファイルを  $h(t)$  とすると、以下の式(4)の関係にある。

【数2】

$$\tilde{h}(t) = \alpha h(t - \tau) \quad (4)$$

また、周波数領域では、以下の式(5)の関係にある。

【数3】

$$\hat{H} = \alpha H e^{-j\omega\tau} \quad (5)$$

10

ここで、図2における時間窓  $t_1 < t < t_2$  においては、主波以外の伝送路特性は含まれていないと考える。この場合、上記の範囲において、主波以外の成分は含まれていないため、この部分をフィルタリングにより抽出することにより、図1のFFT窓処理回路2における有効シンボル期間とFFT窓との時間差が  $t_1 < t < t_2$  であれば、以下の式(6)で示す主波の振幅および位相特性

【外5】

20

$$\tilde{H} \quad (1)$$

を得ることができる。

【数4】

$$\tilde{H} = \alpha e^{-j\omega\tau} \quad (6)$$

30

よって、図1の除算器6によって、

【外6】

$$\hat{H}$$

を

【外7】

40

$$\tilde{H}$$

で除算することによって、次式のように伝送路特性を得る。

【数5】

$$\frac{\hat{H}}{\tilde{H}} = H \quad (7)$$

図2における時間窓については、 $t_1 < t < t_2$  の間に主波が含まれている必要があるため、FFT窓と有効シンボル期間との時間差を含むように、 $t_1$ 、 $t_2$  を設定する。

50

## 【 0 0 1 3 】

本発明による伝送路特性の推定はフィルタと除算器で行うことができ、ハードウェアによる高速な動作が可能である。

## 【 0 0 1 4 】

図 3 は、図 1 の周波数特性算出回路 4 の構成の一例を示すブロック図である。パイロット抽出回路 7 は、外部から供給されるキャリアシンボルのうち、所定の周波数の OFDM サブキャリアによって伝送されるパイロットシンボルのみを抽出し、除算器 8 に供給する。パイロット発生回路 9 は、所定の周波数の OFDM サブキャリアによって送信される振幅と位相が既知のパイロットシンボルを発生し、除算器 8 に供給する。除算器 8 は、パイロット抽出回路 7 から供給される受信したパイロットシンボルを、パイロット発生回路 9 から供給される既知のパイロットシンボルで除算することによって、伝送路の周波数特性を得て、内挿処理回路 10 に供給する。ここで得られる周波数特性は、パイロットシンボルの周波数における値のみに関するものであるため、内挿処理回路 10 は、除算器 8 から供給される周波数特性を内挿処理し、すべての OFDM サブキャリアに関する周波数特性として外部に出力する。上記の受信シンボルから周波数特性を算出する手法の詳細については、テレビジョン学会技術報告 Vol.20, No.53, PP.55-60 「OFDM 復調における適応等化方式の検討」を参照されたい。

10

## 【 0 0 1 5 】

次に、本発明を回り込みキャンセラに適用した例を示す。図 4 は、回り込みキャンセラを使用した放送波中継局を示すブロック図である。中継局では、親局波と、自局から送信され回り込み伝搬路 18 を経由して到来する回り込み波とが合成されて受信される。受信された信号は、受信周波数変換回路 11 を経て、回り込みキャンセラ 19 に入力される。回り込みキャンセラ 19 は、回り込み波のみを除去し、送信周波数変換回路 17 を経て再送信する。

20

## 【 0 0 1 6 】

図 4 の回り込みキャンセラ 19 内の動作について説明する。減算器 12 は、外部から供給される受信信号から、後述するように適応フィルタ回路 14 によって生成される回り込み波のレプリカを減じ、バンドパスフィルタ 13 に供給する。バンドパスフィルタ 13 は、減算器 12 から供給される信号をフィルタ処理し、適応フィルタ回路 14 と、伝送路特性推定回路 15 と、外部とに供給する。伝送路特性推定回路 15 は、バンドパスフィルタ 13 から供給される信号に関して回り込みを含む伝送路特性の推定を行い、推定結果をフィルタ係数生成回路 16 に供給する。フィルタ係数生成回路 16 は、伝送路特性推定回路 15 から供給される回り込みを含む伝送路特性の推定結果を基に回り込み伝搬路 18 のみの伝送路特性を算出してフィルタ係数を生成し、適応フィルタ回路 14 に供給する。適応フィルタ回路 14 は、フィルタ係数生成回路 16 から供給されるフィルタ係数を用い、バンドパスフィルタ 13 から供給される信号をフィルタ処理し、回り込み波のレプリカを生成し、減算器 12 に供給する。

30

## 【 0 0 1 7 】

ここで、図 4 における伝送路特性推定回路 15 に本発明の手法を適用することができる。図 4 の構成による回り込みキャンセラでは、遅延プロファイル上の親局波と回り込み波の先頭との遅延時間差は、受信周波数変換回路 11 とバンドパスフィルタ 13 と送信周波数変換回路 17 とにおける遅延分の時間以上となる。よって、受信周波数変換回路 11 とバンドパスフィルタ 13 と送信周波数変換回路 17 とにおける遅延時間の和を、図 1 の時間窓フィルタ処理回路 5 における通過帯域幅とすることができる。

40

## 【 0 0 1 8 】

また、時間窓フィルタ処理回路 5 において抽出される通過帯域  $t_1 < t < t_2$  に、到来時間が主波に近いマルチパス遅延波が存在する場合、時間窓フィルタ処理回路 5 において抽出される主波成分にはこのマルチパス遅延波による特性も含まれる。したがって、図 1 における除算器 6 によってこのマルチパス遅延波を含む親局波を主波として抽出された周波数特性で除算を行うため、推定される伝送路特性からは、親局波との到来時間差  $t_d$  が  $t$

50

$t_1 < t_d < t_2$  の遅延波成分は除去される。これにより、図4のフィルタ係数生成回路16において、供給される回り込みを含んだ伝送路特性から生成される回り込みのみの伝送路特性から、親局波に含まれる到来時間が主波に近いマルチパス遅延波に起因する誤差を排除し、その推定精度を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施形態によるOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【図2】 図1における時間窓フィルタ回路における通過帯域の設定の原理を示すグラフである。

【図3】 図1の周波数特性算出回路の構成の一例を示すブロック図である。

【図4】 本発明を適用することができる、回り込みキャンセラを使用する放送波中継局の構成の一例を示すブロック図である。

10

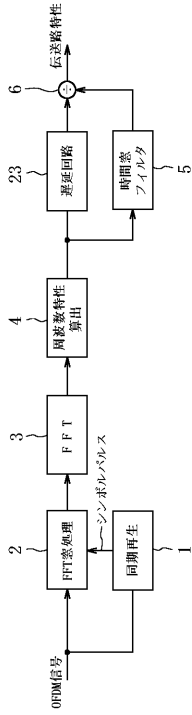
【図5】 従来のOFDM信号復調装置における伝送路特性の推定を行う部分の構成を示すブロック図である。

【図6】 aないしdは、従来の伝送路特性推定に用いる位相特性傾斜成分抽出回路の原理を示す図である。

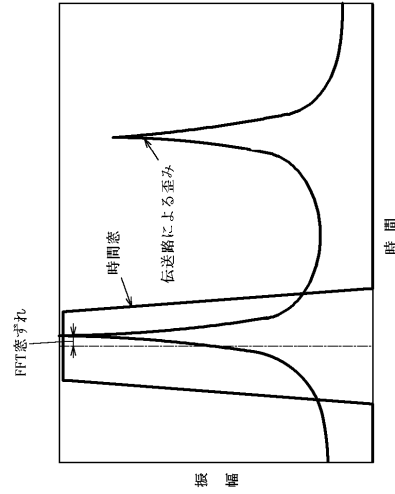
【符号の説明】

- 1 同期再生回路
- 2 FFT窓処理回路
- 3 FFT回路
- 4 周波数特性算出回路 20
- 5 時間窓フィルタ処理回路
- 6、8、23 除算器
- 7 パイロット抽出回路
- 9 パイロット発生回路
- 10 内挿処理回路
- 11 受信周波数変換回路
- 12 減算器
- 13 バンドパスフィルタ
- 14 適応フィルタ回路
- 15 伝送路特性推定回路 30
- 16 フィルタ係数生成回路
- 17 送信周波数変換回路
- 18 回り込み伝搬路
- 19 回り込みキャンセラ
- 20 位相特性傾斜成分抽出回路
- 21 位相回転回路
- 22 主波レベル検出回路
- 23 遅延回路

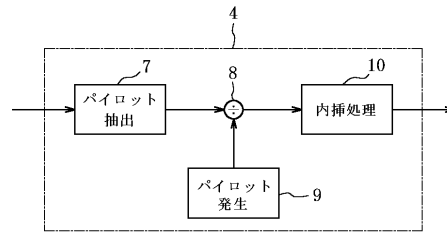
【図1】



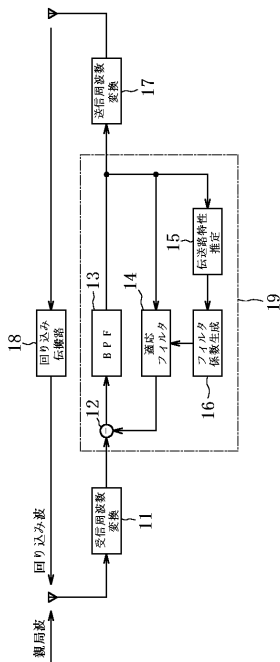
【図2】



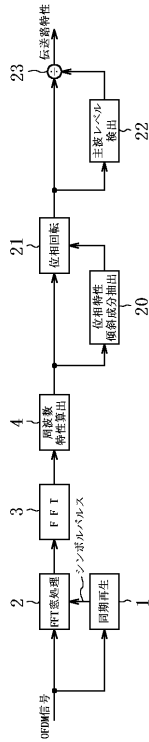
【図3】



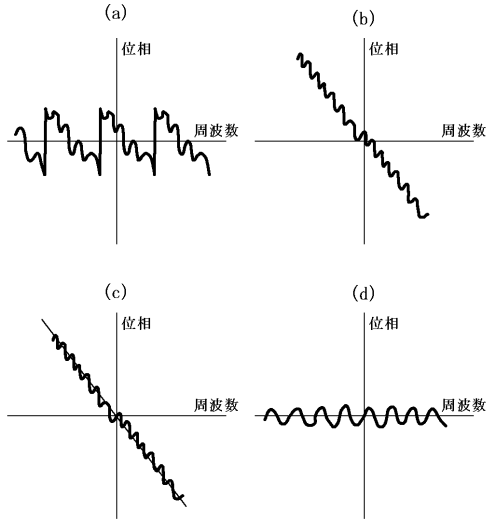
【図4】



【図5】



【 図 6 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 今村 浩一郎

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 岡 裕之

(56)参考文献 特開2004-147118(JP,A)

国際公開第03/15335(WO,A1)

特開2000-295195(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00

IEEE