

(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2007-28201
(P2007-28201A)

(43) 公開日 平成19年2月1日(2007.2.1)

(51) Int. Cl. F I テーマコード (参考)
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z 5 K O 2 2

審査請求 有 請求項の数 5 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2005-207417 (P2005-207417)	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号
(22) 出願日	平成17年7月15日 (2005.7.15)	(74) 代理人	100067736 弁理士 小池 晃
		(74) 代理人	100086335 弁理士 田村 榮一
		(74) 代理人	100096677 弁理士 伊賀 誠司
		(72) 発明者	岡田 隆宏 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
		Fターム(参考)	5K022 DD01 DD13 DD17 DD18 DD19 DD31 DD33 DD42

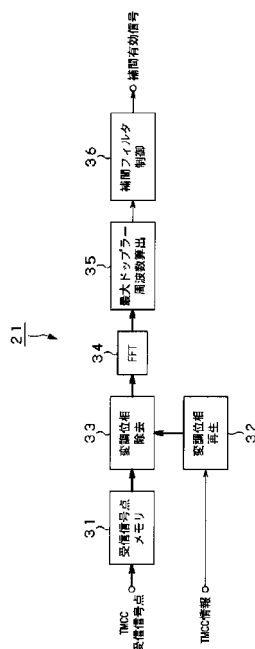
(54) 【発明の名称】 ドップラー周波数算出装置及び方法、並びにOFDM復調装置

(57) 【要約】

【課題】 速度計を用いることなくドップラー周波数を算出する。

【解決手段】 ドップラー周波数算出回路21において、受信信号点メモリ31には、TMCC信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点が1OFDMフレーム分格納される。FFT演算回路34は、変調位相再生回路32及び変調位相除去回路33によって変調成分が取り除かれた受信信号点に対してサブキャリア毎にFFT演算を行う。最大ドップラー周波数算出回路35は、サブキャリア毎のFFT演算後のデータを実数信号に変換して振幅を求め、閾値振幅を超える最大ドップラー周波数を算出する。最大ドップラー周波数算出回路35は、サブキャリア毎に算出された最大ドップラー周波数の最大値を最高ドップラー周波数として補間フィルタ制御回路36に供給する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直交周波数分割多重 (OFDM) 信号が伝送される伝送路の特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出装置であって、

上記 OFDM 信号のうち、伝送制御情報、AC (Auxiliary Channel) 信号、又は CP (Continual Pilot) 信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点が格納される受信信号点記憶手段と、

上記受信信号点記憶手段に格納された上記受信信号点から変調成分を除去する変調成分除去手段と、

上記変調成分除去手段により変調成分が除去された上記受信信号点をサブキャリア毎に周波数解析することによりドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出手段と
10
を備えることを特徴とするドップラー周波数算出装置。

【請求項 2】

上記ドップラー周波数算出手段は、上記変調成分除去手段により変調成分が除去された上記受信信号点をサブキャリア毎にフーリエ変換し、閾値振幅を超える最大周波数を上記ドップラー周波数として算出することを特徴とする請求項 1 記載のドップラー周波数算出装置。

【請求項 3】

伝送制御情報を誤り訂正復号する誤り訂正復号手段をさらに備え、

上記ドップラー周波数算出手段は、誤り訂正復号に成功した場合の上記閾値振幅よりも
20
誤り訂正復号に失敗した場合の上記閾値振幅を大きな値に設定することを特徴とする請求項 2 記載のドップラー周波数算出装置。

【請求項 4】

直交周波数分割多重 (OFDM) 信号が伝送される伝送路の特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出方法であって、

上記 OFDM 信号のうち、伝送制御情報、AC (Auxiliary Channel) 信号、又は CP (Continual Pilot) 信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点を受信信号点記憶手段に格納し、

上記受信信号点記憶手段に格納された上記受信信号点から変調成分を除去し、

変調成分が除去された上記受信信号点をサブキャリア毎に周波数解析することによりド
30
ップラー周波数を算出する

ことを特徴とするドップラー周波数算出方法。

【請求項 5】

所定の帯域内の複数のサブキャリアに対して情報が分割されて直交変調されることにより生成された伝送シンボルを伝送単位とし、特定の電力であって且つ特定の位相とされたパイロット信号が上記伝送シンボル内の所定のサブキャリアに離散的に挿入された直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を復調する OFDM 復調装置であって、

上記 OFDM 信号を上記伝送シンボル単位でフーリエ変換するフーリエ変換手段と、

上記フーリエ変換手段によりフーリエ変換された信号から伝送シンボル毎に上記パイ
40
ロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、

上記パイロット信号抽出手段により抽出された上記パイロット信号を時間方向補間フィルタ及び周波数方向補間フィルタを用いて補間することにより伝送シンボル内の全てのサブキャリアの伝送路特性を推定し、推定された各サブキャリアの伝送路特性に基づき上記フーリエ変換手段によりフーリエ変換された信号を波形等化する波形等化手段と、

上記 OFDM 信号のうち、伝送制御情報、AC (Auxiliary Channel) 信号、又は CP (Continual Pilot) 信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点を受信信号点記憶手段に格納し、上記受信信号点記憶手段に格納された上記受信信号点から変調成分を除去し、変調成分が除去された上記受信信号点をサブキャリア毎に周波数解析することにより、伝送路特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出手段とを備え、

上記波形等化手段は、上記ドップラー周波数算出手段により算出された上記ドップラー周波数が閾値周波数よりも大きい場合には、上記周波数方向補間フィルタのみを用いて補間することにより伝送シンボル内の全てのサブキャリアの伝送路特性を算出する

ことを特徴とするOFDM復調装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば直交周波数分割多重（OFDM）信号を移動受信する際に、伝送路特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出装置及びその方法、並びに、算出されたドップラー周波数を用いて等化処理を行うOFDM復調装置に関する。

10

【背景技術】

【0002】

デジタル信号を伝送する方式として、直交周波数分割多重（Orthogonal Frequency Division Multiplexing；OFDM）方式（以下、OFDM方式という。）と呼ばれる変調方式が用いられている。OFDM方式は、伝送帯域内に多数の直交する副搬送波（サブキャリア）を設け、各サブキャリアの振幅及び位相にPSK（Phase Shift Keying）やQAM（Quadrature Amplitude Modulation）によりデータを割り当てて、デジタル変調する方式である。

【0003】

20

OFDM方式は、多数のサブキャリアで伝送帯域を分割するため、サブキャリア1波あたりの帯域は狭くなり変調速度は遅くなるが、トータルの伝送速度は、従来の変調方式と変わらないという特徴を有している。また、OFDM方式は、多数のサブキャリアが並列に伝送されるのでシンボル速度が遅くなり、シンボルの時間長に対する相対的なマルチパスの時間長を短くすることができ、マルチパス妨害を受けにくくなるという特徴を有している。

【0004】

また、OFDM方式は、複数のサブキャリアに対してデータの割り当てが行われることから、変調時には逆フーリエ変換を行うIFFT（Inverse Fast Fourier Transform）演算回路、復調時にはフーリエ変換を行うFFT（Fast Fourier Transform）演算回路を用

30

【0005】

以上のような特徴から、OFDM方式は、マルチパス妨害の影響を強く受ける地上波デジタル放送に適用されることが多い。このようなOFDM方式を採用した地上波デジタル放送としては、例えば、DVB-T（Digital Video Broadcasting-Terrestrial）やISDB-T（Integrated Services Digital Broadcasting -Terrestrial）といった規格がある。

【0006】

OFDM方式の伝送シンボル（以下、OFDMシンボルという。）は、図10に示すように、送信時にIFFTが行われる信号期間である有効シンボルと、この有効シンボルの後半の一部分の波形がそのままコピーされたガードインターバルとから構成されている。ガードインターバルは、OFDMシンボルの前半部分に設けられている。OFDM方式では、このようなガードインターバルが設けられることにより、マルチパスによるシンボル間干渉を許容し、マルチパス耐性を向上させている。

40

【0007】

例えばISDB-T_S_B規格（日本で採用されている地上デジタル音声放送の放送規格。非特許文献1参照）のモード3では、有効シンボル内に、512本のサブキャリアが含まれており、そのサブキャリア間隔は、125/126 0.992kHzとなる。また、このISDB-T_S_B規格のモード3では、有効シンボル内の512本のサブキャリアのうち、433本のサブキャリアに伝送データが変調されている。また、ISDB-T_S

50

B 規格のモード3では、ガードインターバルの時間長が、有効シンボルの時間長の $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 、 $1/32$ のいずれかとなる。

【0008】

また、OFDM方式では、以上のようなOFDMシンボルを複数集めて1つのOFDMフレームという伝送単位を形成することが規定されている。例えば、ISDB-T_SB規格においては、204OFDMシンボルで1OFDMフレームを形成している。OFDM方式では、このOFDMフレーム単位を基準として、例えば、パイロット信号の挿入位置が定められている。

【0009】

また、各サブキャリアに対する変調方式としてQAM系の変調を用いるOFDM方式においては、伝送時にマルチパス等の影響により各サブキャリアに変調された信号に歪みが生じると、サブキャリア毎に振幅及び位相の特性が異なるものになってしまう。そのため、受信側では、各サブキャリア毎の振幅及び位相が等しくなるように、受信信号を波形等化をする必要がある。OFDM方式では、送信側で伝送信号中に所定の振幅及び所定の位相のパイロット信号を伝送シンボル内に散在させておき、受信側でこのパイロット信号の振幅及び位相を監視して、伝送路の周波数特性を求め、この求めた伝送路特性により受信信号を等化するようにしている。OFDM方式では、伝送路特性を算出するために用いられるパイロット信号のことを分散パイロット(Scattered Pilot; SP)信号(以下、SP信号という。)と呼ぶ。

10

【0010】

図11に、ISDB-T規格で採用されているSP信号のOFDMシンボル内における配置パターンを示す。

20

【0011】

ISDB-T規格では、サブキャリア方向(周波数方向)に12本のサブキャリアに1本の割合でBPSK変調されたSP信号が挿入されている。さらに、DVB-T規格やISDB-T規格では、SP信号の挿入位置をOFDMシンボル毎に3サブキャリアずつ周波数方向にシフトさせている。その結果、OFDMシンボル方向(時間方向)の同一のサブキャリアに対して、4OFDMシンボルに1回の割合でSP信号が挿入されることとなる。

【0012】

このように、ISDB-T規格では、SP信号を空間的に散在させた状態でOFDMシンボルに挿入し、本来の情報に対するSP信号の冗長度を低くしている。

30

【0013】

ところで、このSP信号を用いて伝送路特性を算出する場合、SP信号が挿入されたサブキャリアに対してはその特性を特定することはできるが、それ以外のサブキャリア、すなわち本来の情報が含まれているその他のサブキャリアに対しては、その特性を直接的に算出することはできない。そのため、受信側では、2次元補間フィルタを用いてSP信号をフィルタリングすることにより、本来の情報が含まれている他のサブキャリアの伝送路特性を推定している。

【0014】

通常、2次元補間フィルタを用いた伝送路特性の推定処理は以下のように行われる。

40

【0015】

伝送路特性の推定処理を行う場合、まず、受信したOFDM信号から情報成分を取り除き、図11に示した位置に挿入されたSP信号のみを抽出する。

【0016】

続いて、基準SP信号を用いて、抽出したSP信号の変調成分を取り除く。変調成分が取り除かれたSP信号は、SP信号が挿入されたサブキャリアの伝送路特性を表している。

【0017】

続いて、変調成分が取り除かれたSP信号を時間方向の補間フィルタに入力して時間方

50

向補間処理を行い、OFDMシンボル毎に、SP信号が配置されているサブキャリアの伝送路特性を推定する。その結果、図12に示すように、全てのOFDMシンボルに対して、周波数方向に3サブキャリア毎、伝送路特性を推定することができる。

【0018】

続いて、図13に示すように、時間方向に補間したSP信号を周波数方向の補間フィルタに入力して3倍オーバーサンプリングすることにより周波数方向補間処理を行い、OFDMシンボル内の全サブキャリアの伝送路特性を推定する。その結果、受信したOFDM信号の全てのサブキャリアに対して、伝送路特性を推定することができる。

【0019】

【非特許文献1】「地上デジタル音声放送用受信装置 標準規格(望ましい仕様) AR 10 IB STD-B30」, 社団法人電波産業界

【特許文献1】特開平10-75226号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0020】

ところで、OFDM信号を移動受信する場合、伝送路特性が時間変動するため、SP信号を用いて伝送路特性を推定することが困難になる。例えば、伝送路特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数が大きい場合にSP信号に対して時間方向補間処理を行うと、ナイキスト条件を満たさないため、誤った伝送路特性の推定結果が得られてしまう。そこで従来、速度計からの速度情報に基づいてドップラー周波数を算出し、算出したドップラー周波数の大きさに応じて、伝送路特性を補正することが提案されている(特許文献1参照)。

【0021】

しかしながら、このような速度計を用いた従来のドップラー周波数算出方法では、速度計からの速度情報が利用できないような状況下ではドップラー周波数を算出することができなかった。

【0022】

本発明は、このような従来の実情に鑑みて提案されたものであり、速度計を用いることなくドップラー周波数を算出することが可能なドップラー周波数算出装置及びその方法、並びに、算出されたドップラー周波数を用いて等化処理を行うOFDM復調装置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】

【0023】

上述した目的を達成するために、本発明に係るドップラー周波数算出装置は、直交周波数分割多重(OFDM)信号が伝送される伝送路の特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出装置であって、上記OFDM信号のうち、伝送制御情報、AC(Auxiliary Channel)信号、又はCP(Continual Pilot)信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点が格納される受信信号点記憶手段と、上記受信信号点記憶手段に格納された上記受信信号点から変調成分を除去する変調成分除去手段と、上記変調成分除去手段により変調成分が除去された上記受信信号点をサブキャリア毎に周波数解析することによりドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出手段とを備えることを特徴とする。

【0024】

また、本発明に係るドップラー周波数算出方法は、直交周波数分割多重(OFDM)信号が伝送される伝送路の特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出方法であって、上記OFDM信号のうち、伝送制御情報、AC(Auxiliary Channel)信号、又はCP(Continual Pilot)信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点を受信信号点記憶手段に格納し、上記受信信号点記憶手段に格納された上記受信信号点から変調成分を除去し、変調成分が除去された上記受信信号点をサブキャリア毎に周波数解析することによりドップラー周波数を算出することを特徴とする。

【0025】

また、上述した目的を達成するために、本発明に係るOFDM復調装置は、所定の帯域内の複数のサブキャリアに対して情報が分割されて直交変調されることにより生成された伝送シンボルを伝送単位とし、特定の電力であって且つ特定の位相とされたパイロット信号が上記伝送シンボル内の所定のサブキャリアに離散的に挿入された直交周波数分割多重（OFDM）信号を復調するOFDM復調装置であって、上記OFDM信号を上記伝送シンボル単位でフーリエ変換するフーリエ変換手段と、上記フーリエ変換手段によりフーリエ変換された信号から伝送シンボル毎に上記パイロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、上記パイロット信号抽出手段により抽出された上記パイロット信号を時間方向補間フィルタ及び周波数方向補間フィルタを用いて補間することにより伝送シンボル内の全てのサブキャリアの伝送路特性を推定し、推定された各サブキャリアの伝送路特性に基づき上記フーリエ変換手段によりフーリエ変換された信号を波形等化する波形等化手段と、上記OFDM信号のうち、伝送制御情報、AC（Auxiliary Channel）信号、又はCP（Continual Pilot）信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点を受信信号点記憶手段に格納し、上記受信信号点記憶手段に格納された上記受信信号点から変調成分を除去し、変調成分が除去された上記受信信号点をサブキャリア毎に周波数解析することにより、伝送路特性の時間変動の大きさであるドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出手段とを備え、上記波形等化手段は、上記ドップラー周波数算出手段により算出された上記ドップラー周波数が閾値周波数よりも大きい場合には、上記周波数方向補間フィルタのみを用いて補間することにより伝送シンボル内の全てのサブキャリアの伝送路特性を推定することを特徴とする。

10

20

【発明の効果】

【0026】

本発明に係るドップラー周波数算出装置及びその方法では、伝送制御情報、AC信号、又はCP信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点から変調成分を除去し、変調成分が除去された受信信号点をサブキャリア毎に周波数解析する。これにより、速度計を用いることなくドップラー周波数を算出することができる。

【0027】

また、本発明に係るOFDM復調装置では、算出されたドップラー周波数が閾値周波数よりも大きい場合には、時間方向補間フィルタを用いず、周波数方向補間フィルタのみを用いて補間することにより伝送シンボル内の全てのサブキャリアの伝送路特性を推定する。これにより、ドップラー周波数が大きく、ナイキスト条件を満たさない場合であっても、伝送路特性を適切に推定することができる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0028】

以下、本発明の実施の形態として、本発明を適用したISDB-T規格のOFDM受信装置について説明する。

【0029】

図1に、本発明の実施の形態のOFDM受信装置1のブロック構成図を示す。本明細書では、ブロック間で伝達される信号が複素信号の場合には太線で信号成分を表現し、ブロック間で伝達される信号が実数信号の場合には細線で信号成分を表現している。

40

【0030】

OFDM受信装置1は、図1に示すように、アンテナ11と、周波数変換回路12と、局部発振器13と、A/D変換回路14と、直交復調回路15と、搬送波同期回路16と、局部発振器17と、FFT演算回路18と、ウィンドウ再生回路19と、伝送制御情報復号回路20と、ドップラー周波数算出回路21と、等化回路22と、デマッピング回路23と、誤り訂正回路24とを備えている。

【0031】

放送局から放送されたデジタルテレビジョン放送の放送波は、OFDM受信装置1のアンテナ11により受信され、キャリア周波数 f_c のRF信号として周波数変換回路12に

50

供給される。

【0032】

アンテナ11により受信されたRF信号は、局部発振器13で発振されたキャリア周波数 $f_c + f_{IF}$ のキャリア信号と周波数変換回路12において乗算されることにより中間周波数 f_{IF} のIF信号に周波数変換され、A/D変換回路14に供給される。IF信号は、A/D変換回路14によりデジタル化され、直交復調回路15に供給される。

【0033】

直交復調回路15は、搬送波同期回路16により制御された局部発振器17で発振された中間周波数 f_{IF} のキャリア信号を用いて、デジタル化されたIF信号を直交復調し、ベースバンドのOFDM信号を出力する。この直交復調回路15から出力されるベースバンドのOFDM信号は、FFT演算される前のいわゆる時間領域の信号である。このことから、以下、直交復調後でFFT演算される前のベースバンド信号をOFDM時間領域信号と呼ぶ。OFDM時間領域信号は、直交復調された結果、実軸成分(Iチャンネル信号)と、虚軸成分(Qチャンネル信号)とを含んだ複素信号となる。直交復調回路15により出力されるOFDM時間領域信号は、FFT演算回路18及びウィンドウ再生回路19に供給される。

【0034】

FFT演算回路18は、OFDM時間領域信号に対してFFT演算を行い、各サブキャリアに直交変調されているデータを抽出して出力する。このFFT演算回路18から出力される信号は、FFTされた後のいわゆる周波数領域の信号である。このことから、以下、FFT演算後の信号をOFDM周波数領域信号と呼ぶ。

【0035】

FFT演算回路18は、1つのOFDMシンボルから有効シンボル長の範囲(例えば2048サンプル)の信号を抜き出し、すなわち、1つのOFDMシンボルからガードインターバル分の範囲を除き、抜き出した2048サンプルのOFDM時間領域信号に対してFFT演算を行う。具体的にその演算開始位置は、OFDMシンボルの境界から、ガードインターバルの終了位置までの間のいずれかの位置となる。この演算範囲のことをFFTウィンドウと呼ぶ。

【0036】

このように、FFT演算回路18から出力されたOFDM周波数領域信号は、OFDM時間領域信号と同様に、実軸成分(Iチャンネル信号)と、虚軸成分(Qチャンネル信号)とからなる複素信号となっている。この複素信号は、例えば、16QAM方式や64QAM方式等で直交振幅変調された信号である。OFDM周波数領域信号は、搬送波同期回路16、伝送制御情報復号回路20、ドップラー周波数算出回路21、及び、等化回路22に供給される。

【0037】

ウィンドウ再生回路19は、入力されたOFDM時間領域信号を有効シンボル期間分遅延させて、ガードインターバル部分とこのガードインターバルのコピー元となる信号との相関性を求め、この相関性が高い部分に基づきOFDMシンボルの境界位置を算出し、その境界位置を示すウィンドウ同期信号を発生する。ウィンドウ再生回路19は、発生したウィンドウ同期信号をFFT演算回路18に供給する。

【0038】

伝送制御情報復号回路20は、OFDM周波数領域信号の所定のサブキャリアからTMCC(Transmission and Multiplexing Configuration Control)信号を抽出する。

【0039】

204ビットの情報で一単位とされたTMCC信号は、以下の表1に示すように、先頭から、1ビットのDBPSK(Differential Binary Phase Shift Keying)初期位相、16ビットの同期信号、3ビットのセグメント識別子、102ビットのTMCC情報、及び、82ビットのパリティビットで構成されている。DBPSK初期位相は、差動変調方式の基準位相となる信号である。同期信号は、204ビットの情報単位の先頭位置を示す情

10

20

30

40

50

報である。具体的には、 $W0 = "0011010111101110"$ と、その反転ワードである $W1 = "1100101000010001"$ とがフレーム単位で交互に挿入されている。セグメント識別子は、伝送データが差動変調されているか同期変調されているかを示す情報である。TMCC情報は、受信した信号のキャリア変調方式、時間方向インタリーブパターン及び畳み込み符号の符号化率等が示された伝送制御情報である。パリティビットは、102ビットのTMCC情報に対する誤り訂正符号であり、その方式には、差集合巡回符号(273, 191)の短縮符号(184, 102)が採用されている。

【0040】

【表1】

B0	DBPSK初期位相
B1-B16	同期信号
B17-B19	セグメント識別子
B20-B121	TMCC情報
B122-B203	パリティビット

10

【0041】

伝送制御情報復号回路20は、TMCC信号に含まれている同期信号を検出して、OFDMフレームの同期を取り、同期を取った後のTMCC信号に含まれるTMCC情報を差集合巡回符号で誤り訂正復号する。伝送制御情報復号回路20は、復号したTMCC情報をドップラー周波数算出回路21に供給する。なお、誤り訂正復号できなかった場合には、伝送制御情報復号回路20は、過去に受信した情報からTMCC情報を推定する。

20

【0042】

ドップラー周波数算出回路21は、TMCC信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点とTMCC情報とから後述のように最高ドップラー周波数を算出し、この最高ドップラー周波数に基づいて、補間有効信号の出力を制御する。

【0043】

等化回路22は、SP信号を用いて、OFDM周波数領域信号の位相等化及び振幅等化を行う。この際、等化回路22は、ドップラー周波数算出回路21から出力された補間有効信号に基づいて、時間方向補間処理の有無を後述のように切り換える。位相等化及び振幅等化がされたOFDM周波数領域信号は、デマッピング回路23に供給される。

30

【0044】

デマッピング回路23は、等化回路22により振幅等化及び位相等化されたOFDM周波数領域信号を、16QAM方式に従ってデマッピングを行ってデータの復号をする。デマッピング回路23により復号されたデータは、誤り訂正回路24に供給される。

【0045】

誤り訂正回路24は、供給されたデータに対して、例えば、ビタビ復号やリード-ソロモン符号を用いた誤り訂正を行う。誤り訂正が行われたデータは、例えば後段のMP EG復号回路等に供給される。

40

【0046】

つぎに、ドップラー周波数算出回路21についてさらに説明する。図2に、ドップラー周波数算出回路21のブロック構成図を示す。

【0047】

ドップラー周波数算出回路21は、図2に示すように、受信信号点メモリ31と、変調位相再生回路32と、変調位相除去回路33と、FFT演算回路34と、最大ドップラー周波数算出回路35と、補間フィルタ制御回路36とを有している。

【0048】

受信信号点メモリ31は、TMCC信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点を10

50

FDMフレーム分記憶する。図3は、受信信号点メモリ31のメモリ空間を示したものである。ISDB-T_{S-B}規格のモード3、同期変調方式の場合、1OFDMフレーム内にTMCC信号が挿入されたサブキャリアは4本存在する。また、1OFDMフレームは204OFDMシンボルで形成されるため、メモリ空間は204行×4列となる。メモリ空間のそれぞれのアドレスには、複素信号点が格納される。

【0049】

変調位相再生回路32は、TMCC情報に基づいてTMCC信号が挿入されたサブキャリアの送信信号点を再生する。変調位相再生回路32は、この送信信号点を変調位相除去回路33に供給する。

【0050】

変調位相除去回路33は、変調位相再生回路32から供給されたサブキャリアの送信信号点に基づき、受信信号点メモリ31から読み出した受信信号点の変調成分を取り除き、変調成分を取り除いた受信信号点をFFT演算回路34に供給する。

【0051】

FFT演算回路34は、変調位相除去回路33から供給された受信信号点に対してサブキャリア毎にFFT演算を行い、FFT演算後のデータを最大ドップラー周波数算出回路35に供給する。

【0052】

最大ドップラー周波数算出回路35は、サブキャリア毎のFFT演算後のデータを実数信号に変換して振幅を求め、図4に示すように、外部から設定される閾値振幅 T_h を超える最大ドップラー周波数 f_d を算出する。全周波数帯域に亘って閾値振幅を超えない場合には、最大ドップラー周波数 f_d を0とする。閾値振幅と比較するのは、ノイズによる影響を排除するためである。最大ドップラー周波数算出回路35は、サブキャリア毎に算出された最大ドップラー周波数 f_d の最大値を最高ドップラー周波数 f_{dmax} として補間フィルタ制御回路36に供給する。全てのサブキャリアで最大ドップラー周波数 f_d が0となった場合には、最大ドップラー周波数算出回路35は、前回求めた最高ドップラー周波数 f_{dmax} を補間フィルタ制御回路36に供給する。

【0053】

なお、最大ドップラー周波数算出回路35は、閾値振幅を超えた最大ドップラー周波数 f_d の平均値を最高ドップラー周波数 f_{dmax} として補間フィルタ制御回路36に供給するようにしても構わない。

【0054】

補間フィルタ制御回路36は、最高ドップラー周波数 f_{dmax} と外部から設定される閾値周波数とを比較し、比較結果に応じて補間有効信号の出力を制御する。補間有効信号は、最高ドップラー周波数 f_{dmax} が閾値周波数よりも大きい場合には“H”(ハイ)となって補間なしを示し、最高ドップラー周波数 f_{dmax} が閾値周波数以下である場合には“L”(ロー)となって補間ありを示すフラグである。この補間有効信号は、等化回路22に供給される。

【0055】

このように、ドップラー周波数算出回路21は、速度計からの速度情報を利用することなく、TMCC信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点とTMCC情報とから最高ドップラー周波数を算出することができる。

【0056】

なお、上述の説明では、変調成分除去後の受信信号点に対してFFT演算を行うものとしたが、他の直交変換演算を行うようにしてもよく、複数のバンド・パス・フィルタでフィルタリングするようにしてもよい。つまり、変調成分除去後の受信信号点が周波数解析できればよい。特に、上述のように補間有効信号の出力を制御するのみでよい場合には、サブキャリア毎に正確な最大ドップラー周波数を算出する必要はなく、閾値周波数よりも大きい周波数帯域における振幅が閾値振幅を超えるか否かが分かればよい。

【0057】

10

20

30

40

50

ここで、ドップラー周波数算出回路 2 1 の第 1 の変形例について説明する。図 5 は、第 1 の変形例におけるドップラー周波数算出回路 2 1 のブロック構成図を示したものである。

【 0 0 5 8 】

最大ドップラー周波数算出回路 3 5 には、T M C C 情報に対する誤り訂正の成否を示すエラーフラグが供給されている。このエラーフラグは、誤り訂正に成功した場合には“ L ” (ロー) となり、誤り訂正に失敗した場合には“ H ” (ハイ) となる。最大ドップラー周波数算出回路 3 5 は、エラーフラグが“ H ” (ハイ) となっている場合、すなわち T M C C 情報の誤り訂正に失敗している場合には、最大ドップラー周波数を算出する際の閾値振幅を大きくし、より信頼性の高い情報のみを採用する。

10

【 0 0 5 9 】

つぎに、ドップラー周波数算出回路 2 1 の第 2 の変形例について説明する。図 6 は、第 2 の変形例におけるドップラー周波数算出回路 2 1 のブロック構成図を示したものである。

【 0 0 6 0 】

補間フィルタ制御回路 3 6 には、T M C C 情報に対する誤り訂正の成否を示すエラーフラグが供給されている。このエラーフラグは、第 1 の変形例と同じものである。補間フィルタ制御回路 3 6 は、エラーフラグが“ H ” (ハイ) となっている場合、すなわち T M C C 情報の誤り訂正に失敗している場合には、補間有効信号のフラグの状態を保持する。

【 0 0 6 1 】

つぎに、等化回路 2 2 についてさらに説明する。図 7 に、等化回路 2 2 のブロック構成図を示す。

20

【 0 0 6 2 】

等化回路 2 2 は、図 7 に示すように、S P 信号抽出回路 4 1 と、基準 S P 信号発生回路 4 2 と、変調位相除去回路 4 3 と、時間方向補間フィルタ 4 4 と、周波数方向補間フィルタ 4 5 と、複素除算回路 4 6 とを有している。

【 0 0 6 3 】

S P 信号抽出回路 4 1 は、O F D M 周波数領域信号から情報成分を取り除き、S P 信号のみを抽出する。

【 0 0 6 4 】

変調位相除去回路 4 3 は、基準 S P 信号発生回路 4 2 で発生された基準 S P 信号を用いて、抽出された S P 信号の変調成分を取り除く。変調成分が取り除かれた S P 信号は、S P 信号が挿入されたサブキャリアの伝送路特性を表している。

30

【 0 0 6 5 】

時間方向補間フィルタ 4 4 は、補間有効信号を判別し、判別結果に応じて時間方向補間処理の有無を切り換える。

【 0 0 6 6 】

図 8 に、時間方向補間フィルタ 4 4 のブロック構成図を示す。

【 0 0 6 7 】

時間方向補間フィルタ 4 4 は、図 8 に示すように、補間フィルタ 5 1 と、遅延回路 5 2 と、定倍器 5 3 と、セレクタ 5 4 とを有している。

40

【 0 0 6 8 】

補間フィルタ 5 1 は、変調成分が取り除かれた S P 信号を時間方向の補間フィルタに入力して時間方向補間処理を行い、O F D M シンボル毎に、S P 信号が配置されているサブキャリアの伝送路特性を推定する。その結果、全ての O F D M シンボルに対して、周波数方向に 3 サブキャリア毎、伝送路特性を推定する。

【 0 0 6 9 】

遅延回路 5 2 は、補間フィルタ 5 1 における遅延時間だけ S P 信号を遅延させるものであり、定倍器 5 3 の利得は、補間フィルタ 5 1 の直流利得と同じである。

【 0 0 7 0 】

50

セレクタ54は、補間有効信号によって制御されている。セレクタ54は、補間有効信号が“L”(ロー)となっている場合、すなわち補間ありの場合には、補間フィルタ51からの出力を選択して周波数方向補間フィルタ45に出力する。一方、補間有効信号が“H”(ハイ)となっている場合、すなわち補間なしの場合には、セレクタ54は、定倍器53からの出力を選択して周波数方向補間フィルタ45に出力する。

【0071】

周波数方向補間フィルタ45は、補間有効信号によって制御されている。周波数方向補間フィルタ45は、補間有効信号が“L”(ロー)となっている場合、すなわち補間ありの場合には、時間方向に補間したSP信号を3倍オーバーサンプリングすることにより周波数方向補間処理を行い、OFDMシンボル内の全サブキャリアの伝送路特性を推定する。一方、補間有効信号が“H”(ハイ)となっている場合、すなわち補間なしの場合には、周波数方向補間フィルタ45は、図9に示すように、時間方向に補間されていないSP信号を1.2倍オーバーサンプリングすることにより周波数方向補間処理を行い、OFDMシンボル内の全サブキャリアの伝送路特性を推定する。

10

【0072】

複素除算回路46は、OFDM周波数領域信号を推定された伝送路特性で除算することにより、OFDM周波数領域信号の位相等化及び振幅等化を行う。

【0073】

このように、等化回路22は、補間有効信号が“H”(ハイ)となっている場合、すなわち最高ドップラー周波数 f_{dmax} が閾値周波数よりも大きい場合には、時間方向補間処理を行わないように動作を切り換えている。これにより、ドップラー周波数が大きく、ナイキスト条件を満たさない場合であっても、伝送路特性を適切に推定することができる。

20

【0074】

以上、本発明を実施するための最良の形態について説明したが、本発明は上述した実施の形態のみ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種々の変更が可能であることは勿論である。

【0075】

例えば、上述した実施の形態では、最高ドップラー周波数を算出する際にTMCC信号が挿入されたサブキャリアの受信信号点を用いたが、TMCC信号に限定されず、AC(Auxiliary Channel)信号やCP(Continual Pilot)信号、或いは、DVB-T規格におけるTPS(Transmission Parameter Signaling)信号を用いても構わない。すなわち、OFDMフレームの全てのOFDMシンボルについて送られ、且つ、等化処理の必要がない信号であれば利用可能である。

30

【0076】

また、上述した実施の形態では、最高ドップラー周波数に基づいて、等化回路における時間方向補間処理の有無を切り換えるものとして説明したが、等化処理に限定されず、最高ドップラー周波数に基づいて、AGC(Auto Gain Control)の応答速度を変化させるようにしても構わない。例えば、最高ドップラー周波数が大きい場合、すなわち移動受信する際の移動速度が大きい場合には、AGCの応答速度を上げることが好ましい。

40

【図面の簡単な説明】

【0077】

【図1】本発明の実施の形態のOFDM受信装置のブロック構成図である。

【図2】上記OFDM受信装置内のドップラー周波数算出回路のブロック構成図である。

【図3】上記ドップラー周波数算出回路内の受信信号点メモリのメモリ空間を示す図である。

【図4】上記ドップラー周波数算出回路内の最大ドップラー周波数算出回路で算出される最大ドップラー周波数を示す図である。

【図5】第1の変形例におけるドップラー周波数算出回路のブロック構成図である。

【図6】第2の変形例におけるドップラー周波数算出回路のブロック構成図である。

50

【図7】上記OFDM受信装置内の等化回路のブロック構成図である。

【図8】上記等化回路内の時間方向補間フィルタのブロック構成図である。

【図9】時間方向補間を行うことなく伝送路特性を推定する際の周波数方向の補間フィルタ処理について説明するための図である。

【図10】OFDM信号の伝送シンボルについて説明するための図である。

【図11】OFDM信号のSP信号の挿入位置について説明するための図である。

【図12】時間方向補間フィルタにより伝送路特性を推定されたサブキャリアについて説明するための図である。

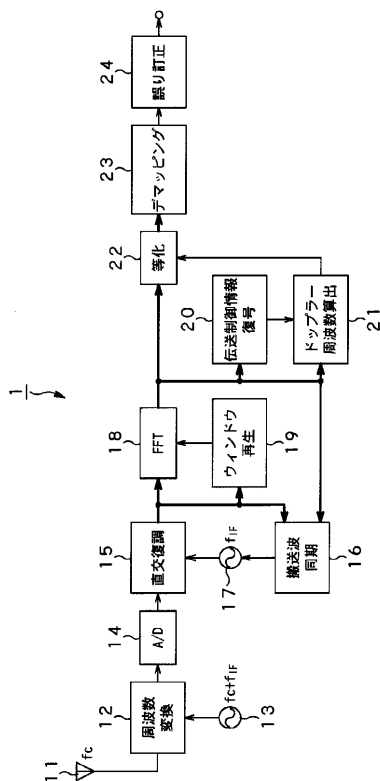
【図13】伝送路特性を推定する際の周波数方向の補間フィルタ処理について説明するための図である。

【符号の説明】

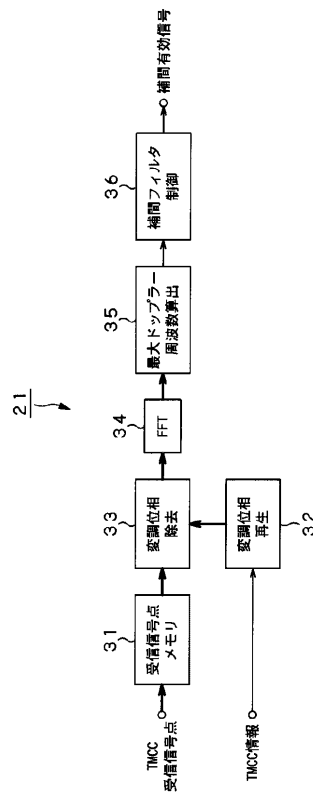
【0078】

1 OFDM受信装置、20 伝送制御情報復号回路、21 ドップラー周波数算出回路、22 等化回路、31 受信信号点メモリ、32 変調位相再生回路、33 変調位相除去回路、34 FFT演算回路、35 最大ドップラー周波数算出回路、36 補間フィルタ制御回路、41 SP信号抽出回路、42 基準SP信号発生回路、43 変調位相除去回路、44 時間方向補間フィルタ、45 周波数方向補間フィルタ、46 複素除算回路、51 補間フィルタ、52 遅延回路、53 定倍器、54 セレクタ

【図1】



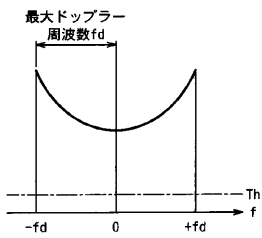
【図2】



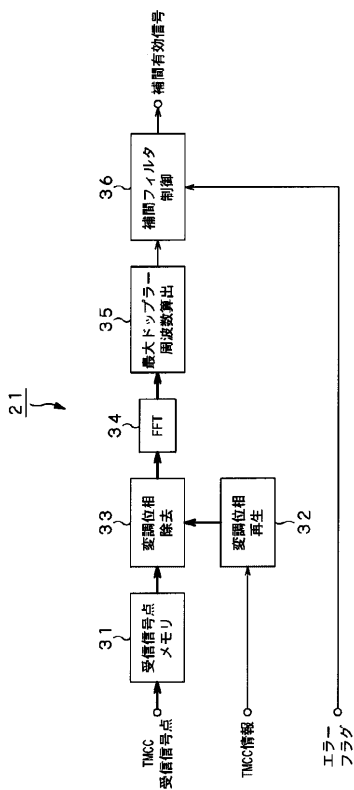
【 図 3 】

	101	131	286	349
0				
1				
2				
3				
4				
5				
...				
200				
201				
202				
203				

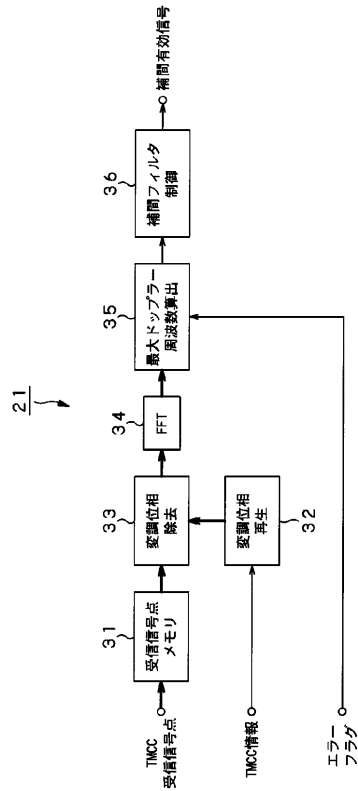
【 図 4 】



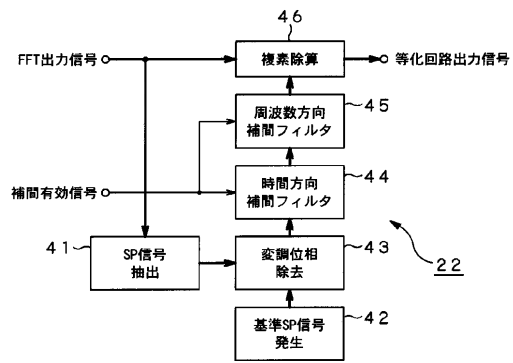
【 図 6 】



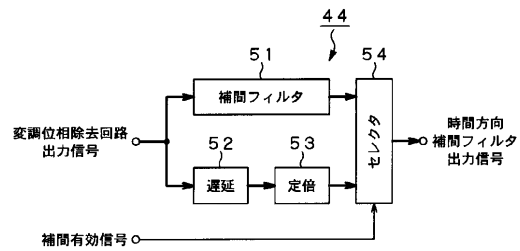
【 図 5 】



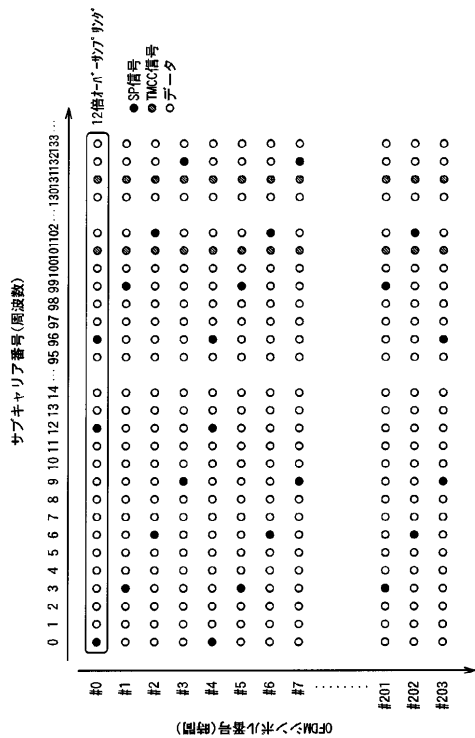
【 図 7 】



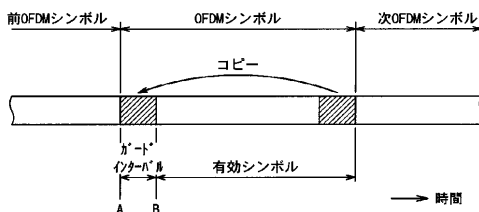
【 図 8 】



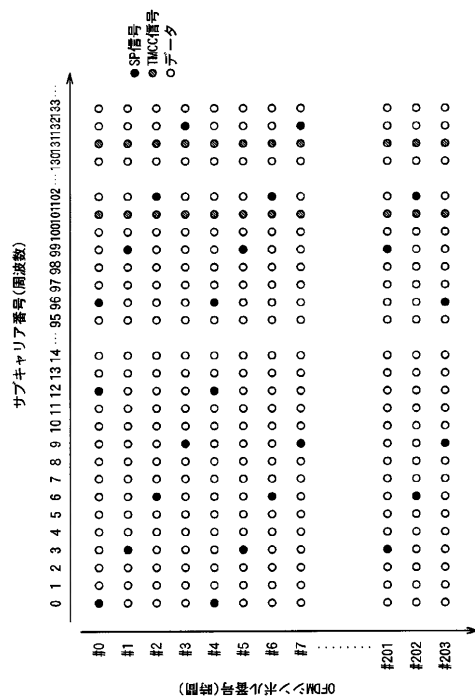
【 図 9 】



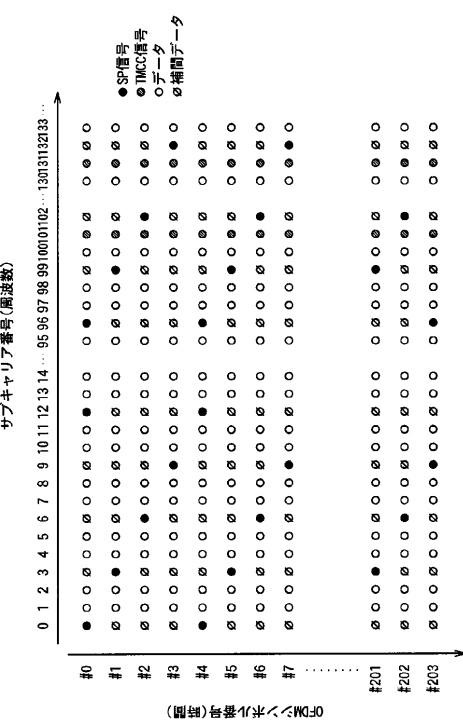
【 図 10 】



【 図 11 】



【 図 12 】



【図 13】

