

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4083746号
(P4083746)

(45) 発行日 平成20年4月30日(2008.4.30)

(24) 登録日 平成20年2月22日(2008.2.22)

(51) Int.Cl. F I
H 0 4 J 11/00 (2006.01) H 0 4 J 11/00 Z

請求項の数 1 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2004-561990 (P2004-561990)	(73) 特許権者	000005223
(86) (22) 出願日	平成14年12月19日(2002.12.19)		富士通株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2002/013261		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(87) 国際公開番号	W02004/057783	(74) 代理人	100084711
(87) 国際公開日	平成16年7月8日(2004.7.8)		弁理士 齊藤 千幹
審査請求日	平成17年2月8日(2005.2.8)	(72) 発明者	鬼柳 広幸
審査番号	不服2007-29068 (P2007-29068/J1)		日本国北海道札幌市北区北七条西四丁目3番地1 富士通東日本デジタル・テクノロジー株式会社内
審査請求日	平成19年10月25日(2007.10.25)	(72) 発明者	小林 三夫
			日本国北海道札幌市北区北七条西四丁目3番地1 富士通東日本デジタル・テクノロジー株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

互いに直交する2つの偏波を利用して送信された信号をそれぞれ復調する第1、第2のOFDM受信回路を備えたOFDM受信装置において、

前記各OFDM受信回路は、

搬送波を無線信号に乗算してベースバンド信号に変換する周波数変換部、

前記ベースバンド信号を復調する復調部、

復調信号にFFT処理を施すFFT演算部、

FFT処理により得られた各キャリア信号に基づいて誤差信号を生成する誤差信号生成部

、

前記FFT演算部の後段に設けられ、該誤差信号と他方のOFDM受信回路の復調信号にFFT処理を施した信号とを用いて異偏波干渉補償信号を生成して前記FFT演算部から出力する各キャリア信号を補正する異偏波干渉キャンセラー、

を備えたことを特徴とするOFDM受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は直交周波数分割多重（OFDM）受信装置に係わり、特に、OFDM通信を複数の偏波を利用して行うOFDM受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

広帯域無線通信においては、マルチパス環境による周波数選択性フェージングが発生する。このため、伝送帯域幅を周波数選択性フェージングが生じないような狭帯域（キャリア）に分割し並列伝送するマルチキャリア変調方式が有用となる。現在、デジタルTV／音声放送（日本、欧州）や無線LAN（IEEE802.11a）などの規格がマルチキャリア変調方式の一種である直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式をベースとして標準化されている。また、次世代移動通信システムにおいてもOFDMベースの変調方式が提案されている

図9の(a)はマルチキャリア伝送方式の概略構成図であり、シリアルパラレル変換部1は直列データを並列データに変換し、各ローパスフィルタ2a～2dを介して直交変調部3a～3dに入力する。図では4シンボルS1～S4よりなる並列データに変換する。各シンボルは同相成分（In-Phase成分）及び直交成分（Quadrature成分）を含んでいる。直交変調部3a～3dは各シンボルを図9の(b)に示す周波数 $f_1 \sim f_4$ を有するキャリアで直交変調し、合成部4は各直交変調信号を合成し、図示しない送信部は合成信号を高周波数信号にアップコンバージョンして送信する。マルチキャリア伝送方式では、キャリア間の直交性を満足するために、スペクトルが重ならないように図9の(b)に示すように周波数が配置される。

直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式では、マルチキャリア伝送のn番目のキャリアによって伝送される変調波帯域信号と(n+1)番目のキャリアによって伝送される変調波帯域信号の相関が零となるように周波数間隔が配置される。図10の(a)はOFDM伝送方式による送信装置の構成図であり、シリアルパラレル変換部5は直列データをM個のシンボルよりなる並列データに変換する。IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)6はM個のシンボルを図10の(b)に示す間隔の周波数を有するキャリアで伝送するものとして周波数データに逆離散フーリエ変換を施して時間データに変換し、ガードインターバル挿入部7でガードインターバルGIを挿入し、実数部、虚数部をローパスフィルタ8a,8bを通して直交変調部9に入力する。直交変調部9は入力データに直交変調を施し、図示しない送信部で変調信号を高周波数信号にアップコンバージョンして送信する。OFDM伝送方式によれば、図10の(b)に示す周波数配置が可能となり周波数利用効率を向上することができる。

図11は直交周波数分割多重（OFDM）通信装置の従来の構成図であり、TRは送信系、RVは受信系である。送信系TRにおいて、シリアル／パラレル変換部(S/P)10はシリアル形式で入力する送信データをMビットの並列データに変換し、マッピング部11は各キャリアの変調方式に基づいてMビット並列データをN個のキャリアにマッピングする。例えば、全てのキャリアでQPSK変調するものとすれば、Mビット並列データをN組の2ビットに分割し、分割したN組の2ビットデータを各キャリアにマッピングする。図12はキャリア配置説明図であり、パイロットを送信するためのキャリアが挿入されている。

図13はマッピングを説明するための信号点配置図であり、(a)はBPSK変調する場合で1ビット(b_0)づつキャリアにマッピングする。(b)はQPSK変調する場合で2ビット(b_0b_1)づつキャリアにマッピングする。(c)は16QAM変調する場合で4ビット($b_0b_1b_2b_3$)づつキャリアにマッピングする。(d)は64QAM変調する場合で6ビット($b_0b_1b_2b_3b_4b_5$)づつキャリアにマッピングする。

図11に戻って、IFFT演算部12はNキャリアのシンボルデータにIFFT演算処理を施し、実数(Ich成分)及び虚数(Qch成分)の2つの時間波形信号(PCM波形信号)に変換する。GI挿入部13はそれぞれの信号にGI(ガードインターバル)を挿入し、波形整形部14は波形整形してIQ変調器(QPSK直交変調器)15に入力する。直交変調器15は入力するIch信号、Qch信号に対して直交変調し、混合器16はベースバンドの変調信号に、搬送波発生器17から入力する高周波の搬送波を乗算して周波数変換し、送信増幅器18は送信信号を増幅してアンテナATTより送信する。

受信系RVにおいて、無線部の高周波増幅器20はアンテナATRの受信信号を増幅し、混合器21は受信信号に、搬送波発生器22から入力する高周波の搬送波を乗算してベースバンド信号に周波数変換してIQ復調器(QPSK直交復調器)23に入力する。直交復調器23は入力信号を直交復調してIch信号とQch信号を復調出力し、波形整形部24はそれぞれの信号の波

10

20

30

40

50

形を整形してローテータ25に入力する。ローテータ25は、既知のパイロット信号から位相誤差情報を検出し、該位相誤差が零なるように入力信号の位相を回転する。GI除去部26は各成分の入力信号よりGI(ガードインターバル)を除去し、FFT演算部27は入力する時間波形信号にFFT演算処理を施し、N個のキャリア成分を出力する。デマッピング部28はキャリア毎にデマッピング(マッピングと逆の処理)を行ってMビットの平行データを出力し、平行/シリアル変換部(P/S)29はMビットの平行データをシリアルデータに変換して出力する。

ところで、IEEE802.11b (ARIB STD T71) にて規定されている最大で54Mbpsの通信速度を有する通信方法は、現在の無線LAN等の通信環境を考えると十分といえなくなっている。一方、5GHz以下の無線帯域は既に飽和状態であり、安易に周波数専有帯域幅の拡大はできない状況である。有線LANは100Base-TX(100Mbps)での構成が一般的であり、これと同等の通信速度を持つ無線LANシステムが必要とされている。

10

周波数帯域を変えずに伝送容量を拡大する方法にコチャネル伝送方法がある。このコチャネル伝送とは、図14に示すように電波の偏波(水平偏波、垂直偏波)を変えて同一周波数帯で別個のデータ通信を行うことであり、トータルとして伝送速度は2倍になる。コチャネル伝送方法によりOFDM伝送するには、OFDM送受信機が2台必要となり、アンテナの偏波角度のずれによって、偏波間干渉が発生する。また、降雨その他に応じた伝送路の歪によっても偏波間干渉が生じる。このため、これら偏波間干渉を除去できるようにOFDM送受信機を構成する必要がある。

OFDMの隣接キャリア間では直交性が成立している。従って、図15の(a)に示すようにキャリア C_A と隣接キャリア C_B は必ず、直交関係にあり干渉しない。また、キャリア C_A とキャリア C_D には干渉が生じるが、キャリア C_A とキャリア C_E は直交関係にあり偏波間の干渉は生じない。キャリア C_A とキャリア C_D の偏波間干渉は従来のキャンセラーを用いた干渉補償技術により除去することが可能である。

20

しかし、アンテナの偏波角度のずれなどによって図15の(b)に示すように垂直偏波と水平偏波の間に位相偏差 θ が発生すると、キャリア C_A とキャリア C_D に干渉が生じると共に、キャリア C_A とキャリア C_E 間に干渉が発生する。このため、位相偏差に起因するキャリア C_A とキャリア C_D 間の干渉とキャリア C_A とキャリア C_E 間の干渉を除去する必要がある。

コチャネル伝送方式の干渉補償方法は特開昭61-5642号公報、特開平5-48567号公報、特開平6-181464号公報に開示されている。又、コチャネル伝送方式によりOFDM送信することは特表平8-504544号公報(特許3265578号)に開示されている。

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

しかし、特開昭61-5642号公報、特開平5-48567号公報、特開平6-181464号公報に開示されている干渉補償技術は、上記位相偏差によるキャリア C_A とキャリア C_E 間の干渉を除去することは出来ない。又、特表平8-504544号公報(特許3265578号)はコチャネル伝送方式によりOFDM送信することが開示しているけれど、キャリア C_A とキャリア C_E 間の干渉を除去する技術を何も開示していない。

以上から本発明の目的は、偏波間で位相偏差が生じないようにすることである。

40

本発明の別の目的は、偏波間干渉を除去するキャンセラーの構成を簡単にするることである。

【課題を解決するための手段】

【0004】

本発明は互いに直交する2つの偏波を利用して送信された信号をそれぞれ復調する第1、第2のOFDM受信回路を備えたOFDM受信装置であり、前記各OFDM受信回路は、搬送波を無線信号に乗算してベースバンド信号に変換する周波数変換部、前記ベースバンド信号を復調する復調部、復調信号にFFT処理を施すFFT演算部、FFT処理により得られた各キャリア信号に基づいて誤差信号を生成する誤差信号生成部、該誤差信号と他方のOFDM受信回路の復調信号とを用いて異偏波干渉補償信号を生成して前記FFT演算部から出力する各キャリ

50

ア信号を補正する異偏波干渉キャンセラーを備えている。

【発明の効果】

【0005】

本発明によれば、FFT演算部の後に異偏波干渉キャンセラーを設けると、各キャリアの1シンボル当りの速度は、キャリア数をNとすれば $1/N$ となり、干渉波の遅延量は相対的に小さくなり、キャンセラーを構成するFIRのタップ数を少なくでき、全体的に回路規模を減少できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0006】

(A)本発明の原理

図1は本発明の原理図である。OFDM送信装置100は、第1、第2のOFDM送信回路(OFDM TX1, OFDM TX2)101,102を備え、各OFDM送信回路101,102に共通に搬送波発生部103を備えている。シリアル／パラレル変換部(S/P)104は直列データを並列データに変換し、並列データの半分をOFDM送信回路(OFDM TX1)101に入力し、他の半分のOFDM送信回路(OFDM TX2)102に入力する。

各OFDM送信回路101,102内の図示しない周波数変換部は、搬送波発生部103から出力する搬送波をベースバンド信号に乗算して無線信号に変換し、OFDM送信回路101はアンテナ105から垂直偏波で無線信号を送信し、OFDM送信回路102はアンテナ106から水平偏波で無線信号を送信する。

OFDMにおける隣接キャリアの直交性を考慮すると、偏波間搬送波を共通にすることにより、異偏波間で偏波干渉が生じたとしても、隣接キャリアの直交性を保つことが可能となる。すなわち、送信搬送波を共通にすることにより、図2に示すように垂直偏波と水平偏波間に位相偏差が生じないようにできる。これによりキャリア C_A とキャリア C_E 間、キャリア C_B とキャリア C_D 間の直交性を保持でき、これらキャリア間では干渉が生じない。

OFDM受信装置200は、互いに直交する2つの偏波を利用して送信された信号をアンテナ203,204で受信してそれぞれ復調する第1、第2のOFDM受信回路201,202を備え、各OFDM受信回路201,202に異偏波干渉キャンセラー205,206を設けている。異偏波干渉キャンセラー205,206は、送信搬送波または受信搬送波を偏波間で共通にすることで、偏波干渉成分の抽出が可能となりキャンセルが可能となる。すなわち、異偏波干渉キャンセラー205は第2のOFDM受信回路202の復調信号を用いて異偏波干渉補償信号ACを生成し、第1のOFDM受信回路201はこの異偏波干渉補償信号ACを用いて復調部の出力信号を補正する。又、異偏波干渉キャンセラー206は第1のOFDM受信回路201の復調信号を用いて異偏波干渉補償信号BCを生成し、第2のOFDM受信回路202はこの異偏波干渉補償信号BCを用いて復調部の出力信号を補正する。パラレル／シリアル変換部207は、第1、第2のOFDM受信回路201,202から出力する並列データを合成し、シリアルデータに変換して出力する。

OFDMにおける隣接キャリアの直交性は、高速離散逆フーリエ変換の原理を利用すれば、周知の事実である。図2のキャリア C_A とキャリア C_B は必ず、直交関係にあり干渉しない。また、キャリア C_A とキャリア C_D は偏波間の干渉が生じるが、偏波間で送信搬送波を共通に使用しなかった場合、キャリア C_A とキャリア C_E も送信搬送波の周波数差分の干渉が発生する。これを防ぐために送信搬送波を共通にすることにより、キャリア C_A とキャリア C_E の直交性を保つことが可能となる。また、キャリア C_A とキャリア C_D の偏波間干渉は、異偏波干渉キャンセラー205,206にて異偏波干渉補償信号を生成して各OFDM受信回路201,202でキャンセルすることにより偏波間干渉を除去することが可能となる。

なお、送信搬送波もしくは、受信搬送波の少なくともどちらか一方を共通にすることで干渉波Aと干渉成分A'が共通となり、キャンセラー部205で偏波間干渉補償信号を発生して異偏波干渉を除去することが可能となる。

(B)OFDM送信装置

図3は本発明のOFDM送信装置の構成図であり、図1と同一部分には同一符号を付している。第1、第2のOFDM送信回路101、102は、送信信号を直交偏波方式により、すなわち、2つの偏波(例えば、 90° 角度が違う)に分けて伝送する。

シリアル／パラレル変換部(S/P)104はシリアル形式で入力する送信データをMビットの並列データに変換し、並列データの半分を第1のOFDM送信回路101に入力し、他の半分の第2のOFDM送信回路102に入力する。

マッピング部111a,111bはキャリアの変調方式に基づいてM/2ビットの並列データをN個のキャリアにマッピングする。例えば、全キャリアでQPSK変調するものとするれば、M/2ビットの並列データをN組の2ビットに分割し、分割したN組の2ビットデータを各キャリアにマッピングする。実際には、マッピング部111a,111bは、各キャリアのS/N比に基づいて4QAM～64QAMの変調方式に基づいてマッピングする。

IFFT演算部112a,112bはNキャリアのシンボルデータにIFFT演算処理を施し、実数(Ich成分)及び虚数(Qch成分)の2つの時間波形信号(PCM波形信号)に変換する。GI挿入部113a,113bはそれぞれの信号にGI(ガードインターバル)を挿入し、波形整形部114a,114bは波形整形してIQ変調器(QPSK直交変調器)115a,115bに入力する。直交変調器115a,115bは入力するIch信号、Qch信号に対して直交変調し、混合器116a,116bは直交変調器115a,115bから出力されるベースバンドの変調信号に、搬送波発生器103から入力する高周波の搬送波を乗算して周波数変換し、送信増幅器117a,117bは送信信号を増幅してアンテナ105、106より搬送波の偏波面を互いに直交させて送信する。

OFDMにおける隣接キャリアの直交性を考慮すると、偏波間搬送波を共通にすることにより、異偏波間で偏波干渉が生じたとしても、隣接キャリアの直交性を保つことが可能となる。すなわち、送信搬送波を共通にすることにより、図2に示すように垂直偏波と水平偏波間に位相偏差が生じないようにできる。これによりキャリア C_A とキャリア C_E 間、キャリア C_B とキャリア C_D 間の直交性を保持でき、これらキャリア間では干渉が生じない。キャリア C_A とキャリア C_D 間、キャリア C_B とキャリア C_E 間は干渉するが、OFDM受信装置において従来と同様にキャンセラーを用いてこの干渉をキャンセルすることができる。

(C) OFDM受信装置

図4は本発明のOFDM受信装置の構成図であり、図1と同一部分には同一符号を付している。

第1、第2のOFDM受信回路201、202のLNA部(低雑音増幅器)201a,202aは偏波が違う2つのアンテナ203,204の受信信号を増幅し、混合器201b,202bは受信信号に、搬送波発生器208から入力する高周波の搬送波を乗算してベースバンド信号に周波数変換してIQ復調器(QPSK直交復調器)201c,202cに入力する。なお、混合器201b,202bはベースバンド信号を発生するために搬送波発生器208から出力する受信搬送波を用いて周波数変換するが、送信搬送波を同一にしているため(図3参照)、受信搬送波としては2つの偏波に対して共通のものを使用しても別のものを使用してもよい。但し、送信搬送波を共通にしない場合には、受信搬送波を共通にする必要がある。

直交復調器201c,202cは入力信号を直交復調してIch信号とQch信号を復調出力し、波形整形部201d,202dはそれぞれの信号の波形を整形してローテータ201e,202eに入力する。ローテータ201e,202eは、既知のパイロット信号から位相誤差情報を検出し、該位相誤差が零なるように入力信号の位相を回転する。

異偏波干渉キャンセラー205は、第2のOFDM受信回路202の復調信号(ローテータ202eの出力信号)と後述の誤差信号とを用いて異偏波干渉補償信号を生成し、加算部201fはローテータ201eの出力信号から異偏波干渉補償信号を減算して干渉を除去する。同様に、異偏波干渉キャンセラー206は、第1のOFDM受信回路201の復調信号(ローテータ201eの出力信号)と誤差信号とを用いて異偏波干渉補償信号を生成し、加算部202fはローテータ202eの出力信号から異偏波干渉補償信号を減算して干渉を除去する。

GI除去部201g,202gは干渉が除去された信号の各I,Q成分よりGI(ガードインターバル)を除去し、FFT演算部201h,202hは入力時間波形信号にFFT演算処理を施し、N個のキャリア成分を出力する。デマッピング部201i,202iはキャリア毎にデマッピング(マッピングと逆の処理)を行ってM/2ビットのパラレルデータを出力し、パラレル／シリアル変換部(P/S)207はMビットのパラレルデータをシリアルデータに変換して出力する。

誤差信号生成部209,210はデマッピングされたパイロット信号の誤差信号を作成し、該

誤差信号を異偏波干渉キャンセラー205,206に入力する。

図5はローテータ201e、202eの構成図である。パイロット信号検出部301はデマッピング部201iから出力されるパイロット信号を検出し、該検出パイロット信号と既知のパイロット信号とを比較して位相誤差 θ を求め、該位相誤差が0となるようにNC0(数値制御発振器)302を制御し、 $\sin/\cos$ 変換部303より $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を発生し、乗算部304,305はこれら $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を波形整形回路201dから出力するIch信号、Qch信号にそれぞれ乗算する。この結果、伝播路において発生した位相回転が元に戻される。

図6は誤差信号生成部209,210の構成図であり、識別部401は所定キャリア例えばパイロットキャリアのデマッピングデータを硬判定し、誤差信号発生部402はデマッピングデータ(軟判定データ)と硬判定データを比較して誤差信号 e を発生する。

10

図7は異偏波干渉キャンセラー205の構成図であり、異偏波干渉キャンセラー206も同様の構成を備えている。異偏波干渉キャンセラー205はトランスバーサルフィルタ構成になっており、Ich,Qchの異偏波干渉補償信号 Y_{IC}, Y_{QC} を発生し、加算部201fは該異偏波干渉補償信号 Y_{IC}, Y_{QC} をローテータ201eから出力するIch信号、Qch信号 Y_I, Y_Q に加算して干渉成分を除去する。

異偏波干渉キャンセラー205は、Ichの異偏波干渉補償信号 Y_{IC} を発生する為に、タップ係数更新部501とFIRフィルタ502を備え、またQchの異偏波干渉補償信号 Y_{QC} を発生する為に、タップ係数更新部503とFIRフィルタ504を備えている。

タップ係数更新部501は異偏波のIch信号 X_I と誤差信号のIch成分 e_I とに基づいてタップ係数を更新してFIRフィルタ502に設定し、FIRフィルタ502はIch信号 X_I とタップ係数との畳み込み演算を実行してIchの干渉補償信号 Y_{IC} を発生する。

20

タップ係数更新部503は異偏波のQch信号 X_Q と誤差信号のQch成分 e_Q とに基づいてタップ係数を更新してFIRフィルタ504に設定し、FIRフィルタ504はQch信号 X_Q とタップ係数との畳み込み演算を実行してQchの干渉補償信号 Y_{QC} を発生する。

異偏波干渉キャンセラーによりアンテナの偏波角度のずれや降雨その他に応じた伝送路の歪に起因して生じる偏波間干渉を除去することができる。

(D) OFDM受信装置の別の構成

図8はOFDM受信装置の別の構成例であり、図4のOFDM受信装置と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、異偏波干渉キャンセルをFFT演算の後で行うように構成している点である。すなわち、異なる点は、

30

- (1) 図4の異偏波干渉キャンセラー205、206をまとめてキャンセラー211としている点、
- (2) FFT演算部201h,202hの後に、キャンセラー211と加算器201f,202fを設けている点である。

送信搬送波が同一のため、図2中のキャリア C_A とキャリア C_D 、キャリア C_B とキャリア C_E のように異偏波間で上下対応したキャリア間だけの干渉除去を行うだけで良い。これは、上下対応しないキャリアは干渉しないからである。よって、図8に示すようにFFT演算部201h,202hにおいて各キャリア成分に変換した後で、キャリア毎に偏波間干渉を除去できる。

図8の構成による効果としては、各キャリアのデータ速度を遅くできるため、1シンボルあたりの周期が遅くなり、マルチパスによる干渉波の遅延量が相対的に小さくなる。仮にクロック周波数が10MHzでキャリア数が48の場合、1キャリア当りのデータ速度は $1/48$ となるため、周期は100nsから48倍の $5\mu s$ となる。電波環境にもよるが、マルチパスによる遅延は、数 μs 程度といわれている。つまり、シンボル間の干渉はシンボル周期が100nsであれば、 $1\mu s$ のマルチパスがおきると10シンボル分のFIRフィルタがキャンセラーに必要な。しかし、周期が $6\mu s$ であれば、1シンボルもしくは2シンボル程度のFIRフィルタで十分である。このようにデータ速度を落とすことによってキャンセラーの回路規模を大幅に小さくすることができる。従って、キャンセラーから出力する異偏波干渉補償信号を各キャリア共通に使用することで全体の回路構成を簡略化できる。

40

以上本発明によれば、第1、第2のOFDM送信回路における送信搬送波を共通にすることにより、垂直偏波と水平偏波間に位相偏差が生じないようにできる。

50

また、本発明によれば、第1、第2のOFDM受信回路における搬送波を共通にすることにより、垂直偏波側と水平偏波側の高周波信号を周波数変換して得られたキャリア信号間に位相偏差が生じないようにできる。

又、本発明によれば、異偏波干渉キャンセラーにより、アンテナの偏波角度のずれや降雨その他に応じた伝送路の歪に起因して生じる偏波間干渉を除去することができる。

又、本発明によれば、FFT演算部の後に異偏波干渉キャンセラーを設けることにより、各キャリアの1シンボル当りの速度は、キャリア数をNとすれば $1/N$ となり、干渉波の遅延量は相対的に小さくなり、キャンセラーを構成するFIRのタップ数を少なくでき、全体的に回路規模を減少することができる。

【図面の簡単な説明】

10

【0007】

【図1】本発明の原理図ある。

【図2】送信搬送波を共通にした場合の垂直偏波と水平偏波の説明図である。

【図3】本発明のOFDM送信装置の構成図である。

【図4】本発明のOFDM受信装置の構成図である。

【図5】ローテータの構成図である。

【図6】誤差信号生成部の構成図である。

【図7】異偏波干渉キャンセラーの構成図である。

【図8】OFDM受信装置の別の構成例である。

【図9】マルチキャリア伝送方式の説明図である。

20

【図10】OFDM伝送方式の説明図である。

【図11】直交周波数分割多重（OFDM）通信装置の従来の構成図である。

【図12】キャリア配置説明図である。

【図13】マッピングを説明するための信号点配置図である。

【図14】コチャネル伝送における偏波(水平偏波、垂直偏波)説明図である。

【図15】従来の水平偏波、垂直偏波の直交関係説明図である。

【符号の説明】

【0008】

201f, 202 f 加算器

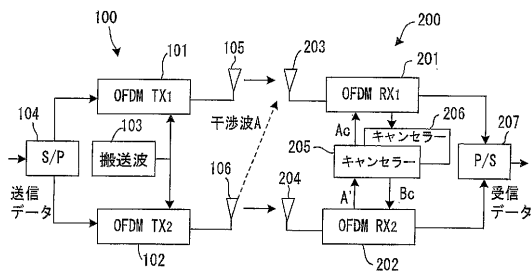
201h, 202h FFT演算部

30

211 キャンセラー

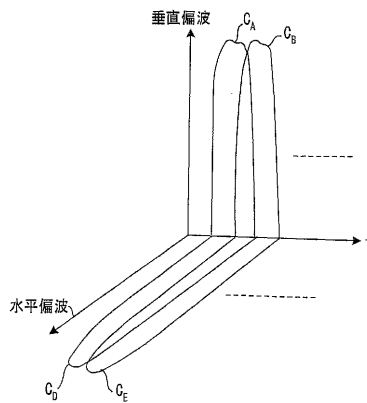
【図 1】

第 1 図



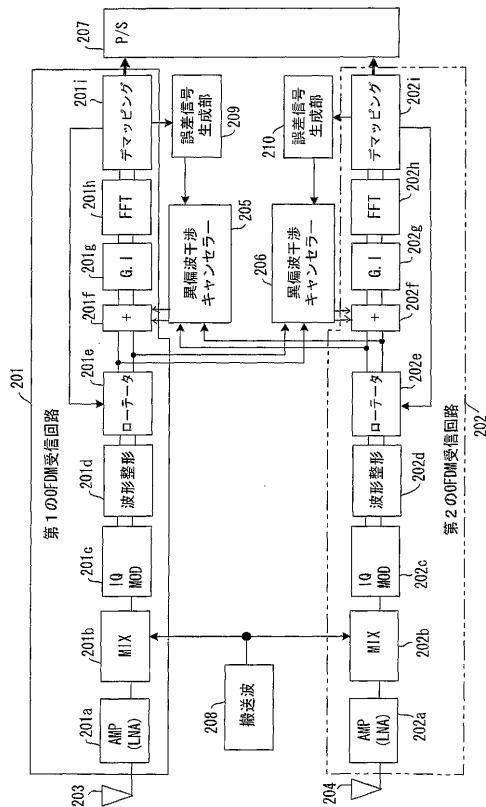
【図 2】

第 2 図



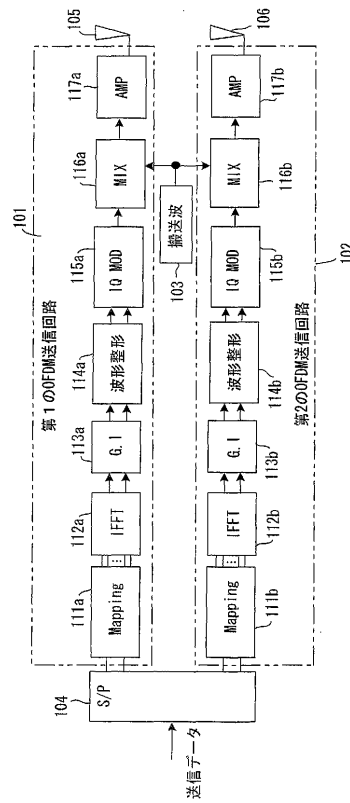
【図 4】

第 4 図



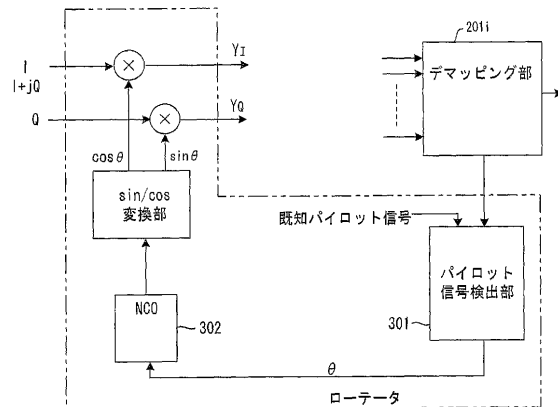
【図 3】

第 3 図



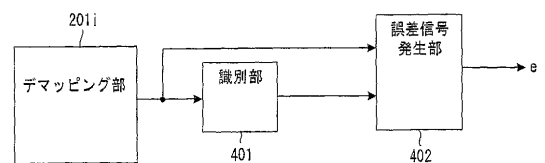
【図 5】

第 5 図



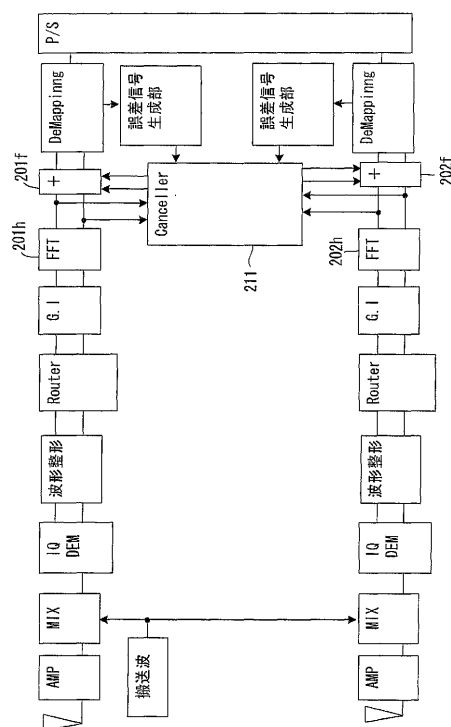
【図 6】

第 6 図



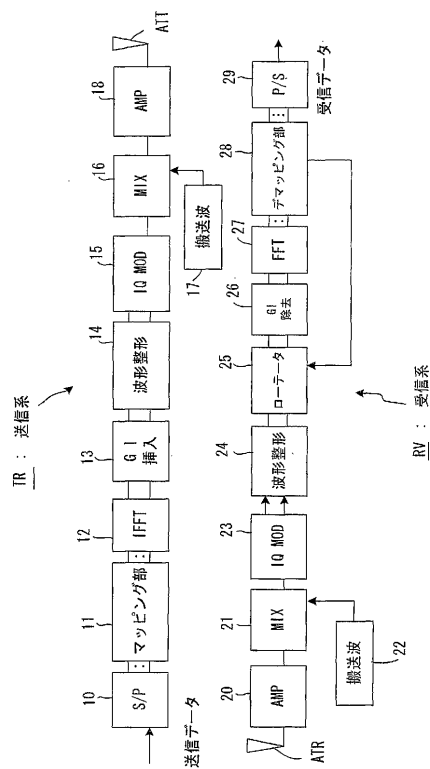
【图 8】

第 8 图

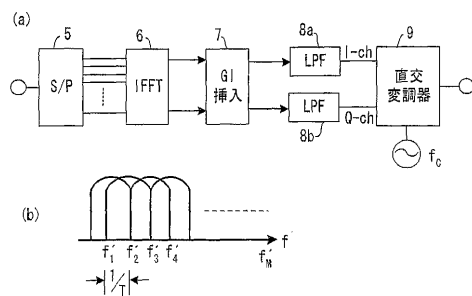


【図 1 1】

第 11 图

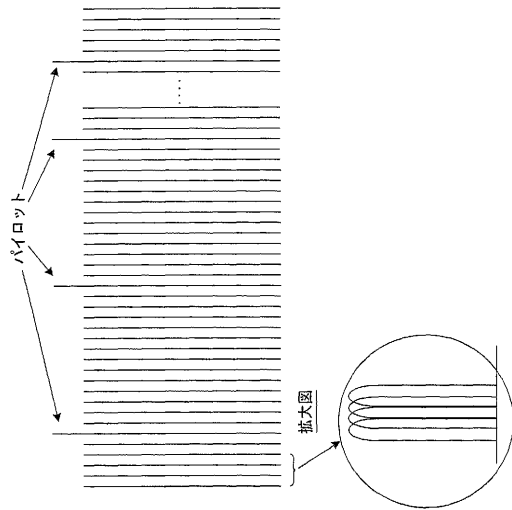


第 10 圖



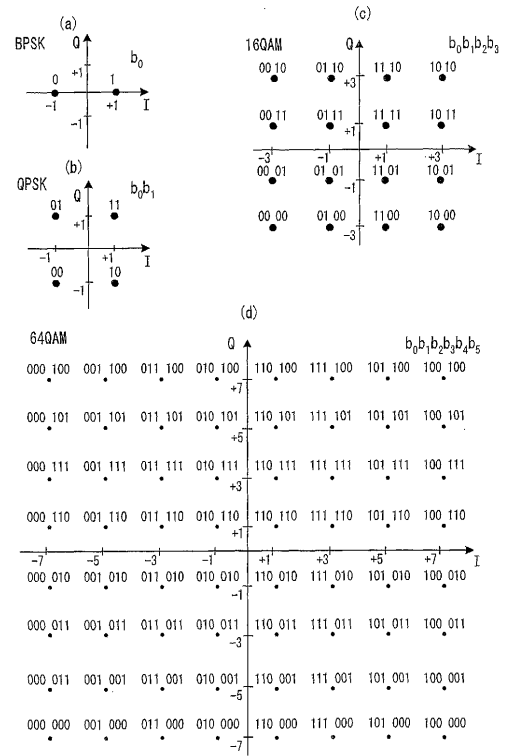
【図 1 2】

第 1 2 図



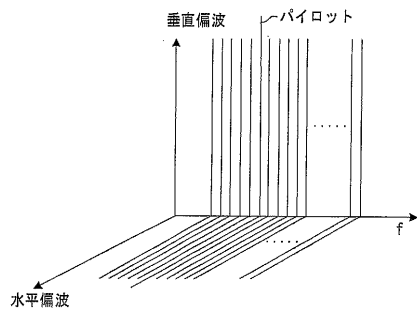
【図 1 3】

第 1 3 図



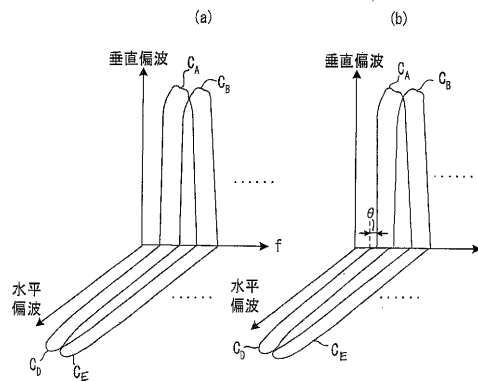
【図 1 4】

第 1 4 図



【図 1 5】

第 1 5 図



フロントページの続き

(72)発明者 大川 伸也
日本国北海道札幌市北区北七条西四丁目3番地1 富士通東日本デジタル・テクノロジー株式会社
内

(72)発明者 岩松 隆則
日本国神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

合議体

審判長 石井 研一

審判官 富澤 哲生

審判官 北村 智彦

(56)参考文献 特開2001-345777 (JP, A)
特開2000-165339 (JP, A)
特開2000-183845 (JP, A)
特開2000-22661 (JP, A)
特開平8-340315 (JP, A)
特開平3-248643 (JP, A)
特開昭63-50231 (JP, A)
特開昭61-24339 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J11/00