

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6005008号
(P6005008)

(45) 発行日 平成28年10月12日 (2016. 10. 12)

(24) 登録日 平成28年9月16日 (2016. 9. 16)

(51) Int. Cl.		F I	
H04L	27/01	(2006.01)	H04L 27/00 K
H04B	7/005	(2006.01)	H04B 7/005
H04J	11/00	(2006.01)	H04J 11/00 Z

請求項の数 18 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2013-162451 (P2013-162451)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成25年8月5日 (2013. 8. 5)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2014-132744 (P2014-132744A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成26年7月17日 (2014. 7. 17)	(74) 代理人	100083840
審査請求日	平成27年11月25日 (2015. 11. 25)		弁理士 前田 実
(31) 優先権主張番号	特願2012-264260 (P2012-264260)	(74) 代理人	100116964
(32) 優先日	平成24年12月3日 (2012. 12. 3)		弁理士 山形 洋一
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100135921
			弁理士 篠原 昌彦
		(72) 発明者	伊藤 尚祐
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内
		(72) 発明者	中山 裕之
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 等化装置及び等化方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

パイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換する第1のフーリエ変換部と、

前記パイロットキャリアに作用する第1の伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、

前記伝送路特性算出部で算出された第1の伝送路特性を、変動周波数軸における複数の第1の区間のそれぞれと、遅延時間軸における複数の第2の区間のそれぞれとに対応する複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割部と、

前記伝送路特性分割部で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、所望の成分を推定して、当該所望の成分を抽出する、又は、前記伝送路特性分割部で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、不要な繰り返し成分を推定し、当該不要な繰り返し成分を抑圧して、当該所望の成分を抽出する所望成分抽出部と、

前記所望成分抽出部で抽出された所望の成分を結合することで、第2の伝送路特性を生成する伝送路特性結合部と、

前記伝送路特性結合部で生成された第2の伝送路特性を用いて、前記第1のフーリエ変換部で変換された受信信号の伝送路歪みを補償する等化部と、を備えること

を特徴とする等化装置。

【請求項 2】

10

20

前記複数の領域は、前記予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称となるように配置されており、

前記所望成分抽出部は、前記予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称となる二つの領域の成分の電力の対称性が小さい場合に、当該二つの領域の少なくとも何れか一方の成分に、前記不要な繰り返し成分が含まれると推定すること

を特徴とする請求項 1 に記載の等化装置。

【請求項 3】

前記所望成分抽出部は、前記予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称となる二つの領域の成分の電力の差が、予め定められた閾値よりも大きい場合に、前記対称性が小さいと判断すること

を特徴とする請求項 2 に記載の等化装置。

【請求項 4】

前記所望成分抽出部は、前記二つの領域のうち電力の大きい方の成分に、前記不要な繰り返し成分が含まれると推定すること

を特徴とする請求項 2 又は 3 に記載の等化装置。

【請求項 5】

前記所望成分抽出部は、前記不要な繰り返し成分が含まれていると推定した領域の成分をゼロにすること

を特徴とする請求項 2 から 4 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 6】

前記所望成分抽出部は、前記予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称となる二つの領域の成分の電力に基づいて、前記不要な繰り返し成分の含有比率を算出し、当該含有比率が高い領域ほど小さな値となる抑圧比を算出し、当該算出された抑圧比を前記伝送路特性分割部で分割された成分に乗算すること

を特徴とする請求項 2 から 4 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 7】

前記所望成分抽出部は、

前記伝送路特性分割部で分割された成分から雑音成分の電力を算出し、

前記予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称となる二つの領域の成分の電力から、前記雑音成分の電力を減算した後に、前記対称性を判断すること

を特徴とする請求項 2 から 6 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 8】

前記伝送路特性分割部は、前記変動周波数軸における分割に複数の第 1 のフィルタを用い、

前記伝送路特性結合部は、前記変動周波数軸における結合に第 1 の加算器を用いることを特徴とする請求項 1 から 7 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 9】

前記伝送路特性分割部は、前記変動周波数軸における分割にフーリエ変換を用い、

前記伝送路特性結合部は、前記変動周波数軸における結合に逆フーリエ変換を用いること

を特徴とする請求項 1 から 7 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 10】

前記伝送路特性分割部は、前記遅延時間軸における分割に逆フーリエ変換を用い、

前記伝送路特性結合部は、前記遅延時間軸における結合にフーリエ変換を用いることを特徴とする請求項 1 から 9 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 11】

前記伝送路特性分割部は、前記遅延時間軸における分割に複数の第 2 のフィルタを用い、

前記伝送路特性結合部は、前記遅延時間軸における結合に第 2 の加算器を用いることを特徴とする請求項 1 から 9 の何れか一項に記載の等化装置。

10

20

30

40

50

【請求項 1 2】

前記伝送路特性分割部は、

前記伝送路特性算出部で算出された第 1 の伝送路特性を、前記変動周波数軸における予め定められた複数の第 3 の区間の成分に分割するキャリア分割部と、

前記キャリア分割部で分割された成分を逆フーリエ変換することで、前記遅延時間軸方向における分割を行う複数の逆フーリエ変換部と、を備え、

前記伝送路特性結合部は、

前記所望成分抽出部で不要な繰り返し成分が抑圧された後の成分を、フーリエ変換することで、前記遅延時間軸における結合を行う第 2 のフーリエ変換部と、

前記第 2 のフーリエ変換部で結合された成分を、前記変動周波数軸において加算することで結合するキャリア結合部と、を備えること

を特徴とする請求項 1 から 9 の何れか一項に記載の等化装置。

10

【請求項 1 3】

前記キャリア分割部は、オーバーラップ区間が生じるように、前記伝送路特性算出部で算出された第 1 の伝送路特性を、前記複数の第 3 の区間の成分に分割し、

前記伝送路特性分割部は、前記キャリア分割部で分割された成分に、予め定められた窓関数を乗算する窓関数乗算部をさらに備え、

前記複数の逆フーリエ変換部は、前記窓関数乗算部で処理された成分を逆フーリエ変換し、

前記キャリア結合部は、前記第 2 のフーリエ変換部で変換された成分をオーバーラップして結合すること

を特徴とする請求項 1 2 に記載の等化装置。

20

【請求項 1 4】

前記伝送路特性分割部は、

前記伝送路特性算出部で算出された第 1 の伝送路特性を、前記複数の第 1 の区間に含まれるある区間の成分に分割するフィルタ部と、

前記フィルタ部で分割された成分を、前記複数の第 2 の区間の成分に分割する逆フーリエ変換を行う第 2 のキャリア逆フーリエ変換部と、

前記第 2 のキャリア逆フーリエ変換部で分割された、前記複数の第 2 の区間の各々の成分を、前記変動周波数軸において予め定められた第 1 のシフト量のシフトを行い、かつ、前記遅延時間軸において予め定められた第 2 のシフト量の巡回シフトを行うことで、前記変動周波数軸における前記ある区間とは異なる別の区間の、前記遅延時間軸における前記複数の第 2 の区間の各々の成分とする複数の回転部と、を複数備えること

を特徴とする請求項 1 から 1 0、1 2 及び 1 3 の何れか一項に記載の等化装置。

30

【請求項 1 5】

前記伝送路特性分割部は、

前記伝送路特性算出部で算出された第 1 の伝送路特性の成分のうち、変動周波数の絶対値が予め定められた閾値よりも小さい成分を、前記所望成分抽出部での処理の対象とはしないこと

を特徴とする請求項 1 から 1 4 の何れか一項に記載の等化装置。

40

【請求項 1 6】

前記伝送路特性算出部は、前記第 1 の伝送路特性において、前記パイロットキャリアが含まれないキャリア周波数の成分をゼロにすること

を特徴とする請求項 1 から 1 5 の何れか一項に記載の等化装置。

【請求項 1 7】

前記伝送路特性結合部は、

前記結合された成分を周波数領域の信号に変換した後に、前記パイロットキャリアが含まれないキャリア周波数の成分をゼロにすることで、前記第 2 の伝送路特性を生成すること

を特徴とする請求項 1 から 1 5 の何れか一項に記載の等化装置。

50

【請求項 18】

パイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換する第1のフーリエ変換過程と、

前記パイロットキャリアに作用する第1の伝送路特性を算出する伝送路特性算出過程と、

前記伝送路特性算出過程で算出された第1の伝送路特性を、変動周波数軸における複数の第1の区間のそれぞれと、遅延時間軸における複数の第2の区間のそれぞれとに対応する複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割過程と、

前記伝送路特性分割過程で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、所望の成分を推定し、当該所望の成分を抽出する、又は、前記伝送路特性分割過程で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、不要な繰り返し成分を推定し、当該不要な繰り返し成分を抑圧して、当該所望の成分を抽出する所望成分抽出過程と、

前記所望成分抽出過程で抽出された所望の成分を結合することで、第2の伝送路特性を生成する伝送路特性結合過程と、

前記伝送路特性結合過程で生成された第2の伝送路特性を用いて、前記第1のフーリエ変換過程で変換された受信信号の伝送路歪みを補償する等化過程と、を有すること

を特徴とする等化方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、等化装置及び等化方法に関する。

【背景技術】

【0002】

多くの無線通信システム及び地上デジタル放送は、1つのシンボル内に複数の直交する搬送波（キャリア）を多重化して伝送する直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式を用いている。このOFDM信号を、車等の移動体において受信する場合、建物等の障害物による反射、回折、散乱、及び、移動に伴う電波環境の変動等により信号に歪みが生じる。

【0003】

上記歪みを補償するために、受信機は、電波環境を推定し、その逆特性を受信信号に乗算する。ここで電波環境を推定するため、送信機は、有効データの他に既知信号を送信信号に挿入しており、受信機は、その既知信号を用いて伝送路歪みを算出し、キャリア間及びシンボル間に補間することで、データ区間の電波環境の推定（以下、伝送路推定と呼ぶ）を行う。激しい変動を伴う劣悪な電波環境であっても正確な受信を行うためには、伝送路推定技術の向上が必要である。

【0004】

特許文献1には、パイロットキャリアであるSP（Scattered Pilot）での伝送路特性を算出し、2次元離散フーリエ変換を行い、伝送路を推定する手法が記載されている。この従来技術は、まず、キャリア周波数とシンボル時間に対して2次元フーリエ変換を施すことで、遅延時間と変動周波数からなる伝送路特性を生成する。図1は、2波ライス伝送路（直接波は時間変動なし、遅延波はレイリー波）の場合の2次元フーリエ変換の変換結果を示す概略図である。図1においては、所望の伝送路特性700に対して、不要な繰り返し成分800にハッチングが施されている。従来技術は、2次元フーリエ変換された信号について、予め定められた第1のフィルタ抽出領域900から電力の大きい成分を含むように第2のフィルタ抽出領域901を選択し、不要な繰り返し成分800を抑圧して、所望の伝送路特性700を抽出する。そして、従来技術は、上記の抽出結果に2次元逆フーリエ変換を施すことで、伝送路特性を推定している。このように、従来技術は、繰り返し成分800を抑圧することで、SP以外のデータ区間に対してキャリア周波数軸とシンボル時間軸への補間処理を行なっている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特許第3802031号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1に記載の技術は、2次元フーリエ変換を用いたフィルタ抽出処理により繰り返し成分及びガウス雑音の影響を抑圧することができるが、変動周波数が大きい時、注目する領域に繰り返し成分が入り込むため、正確な伝送路特性が得られないという課題がある。例えば、図2に示されているように、時間変動が大きい2波ライス伝送路の場合、所望の伝送路特性701を抽出するための領域902、903、904に、不要な繰り返し成分801が含まれるため、特許文献1に記載の技術では、正確に伝送路を推定できない。

10

【0007】

そこで、本発明は、変動周波数が大きい電波環境であっても適応的に伝送路推定を行うことができるようにすることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明の一態様に係る等化装置は、
パイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換する第1のフーリエ変換部と、

20

前記パイロットキャリアに作用する第1の伝送路特性を算出する伝送路特性算出部と、
前記伝送路特性算出部で算出された第1の伝送路特性を、変動周波数軸における複数の第1の区間のそれぞれと、遅延時間軸における複数の第2の区間のそれぞれとに対応する複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割部と、

前記伝送路特性分割部で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、所望の成分を推定して、当該所望の成分を抽出する、又は、前記伝送路特性分割部で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、不要な繰り返し成分を推定し、当該不要な繰り返し成分を抑圧して、当該所望の成分を抽出する所望成分抽出部と、

30

前記所望成分抽出部で抽出された所望の成分を結合することで、第2の伝送路特性を生成する伝送路特性結合部と、

前記伝送路特性結合部で生成された第2の伝送路特性を用いて、前記第1のフーリエ変換部で変換された受信信号の伝送路歪みを補償する等化部と、を備えることを特徴とする。

【0009】

本発明の一態様に係る等化方法は、
パイロットキャリアを含む受信信号を周波数領域の信号に変換する第1のフーリエ変換過程と、

40

前記パイロットキャリアに作用する第1の伝送路特性を算出する伝送路特性算出過程と、

前記伝送路特性算出過程で算出された第1の伝送路特性を、変動周波数軸における複数の第1の区間のそれぞれと、遅延時間軸における複数の第2の区間のそれぞれとに対応する複数の領域の成分に分割する伝送路特性分割過程と、

前記伝送路特性分割過程で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数を取る遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、所望の成分を推定し、当該所望の成分を抽出する、又は、前記伝送路特性分割過程で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数を取る遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、不

50

要な繰り返し成分を推定し、当該不要な繰り返し成分を抑圧して、当該所望の成分を抽出する繰り返し推定過程と、

前記所望成分抽出過程で抽出された所望の成分を結合することで、第2の伝送路特性を生成する伝送路特性結合過程と、

前記伝送路特性結合過程で生成された第2の伝送路特性を用いて、前記第1のフーリエ変換過程で変換された受信信号の伝送路歪みを補償する等化過程と、を有すること

を特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

本発明の一態様によれば、変動周波数が大きい電波環境であっても適応的に伝送路推定を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】2波ライス伝送路で、時間変動が小さいときの2次元フーリエ変換の変換結果を示す概略図である。

【図2】2波ライス伝送路で、時間変動が大きいときの2次元フーリエ変換の変換結果を示す概略図である。

【図3】実施の形態1に係る等化装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図4】実施の形態1におけるOFDMシンボルの構成を示す概略図である。

【図5】実施の形態1におけるSP配置を示す概略図である。

【図6】実施の形態1における伝送路特性の分割例を示す概略図である。

【図7】実施の形態1における、各フィルタの通過帯域の一例を示す概略図である。

【図8】実施の形態1において、変動周波数軸方向で分割された領域を示す概略図である。

【図9】実施の形態1において、2波ライス伝送路のSP伝送路特性の電力分布を、変動周波数軸と遅延時間軸とで特定される空間に示した概略図である。

【図10】実施の形態1において、3波ライス伝送路のSP伝送路特性の電力分布を、変動周波数軸と遅延時間軸とで特定される空間に示した概略図である。

【図11】実施の形態1において、雑音電力を推定する領域を示す概略図である。

【図12】実施の形態1において、伝送路特性電力の対称性の比較と伝送路特性抑圧の例を示す概略図である。

【図13】実施の形態1において、SPが存在し得ないキャリアの繰り返し成分の抑圧を説明する概略図である。

【図14】実施の形態1における等化装置が行う等化方法を示すフローチャートである。

【図15】実施の形態2に係る等化装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図16】実施の形態2における伝送路特性分割部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図17】実施の形態2における伝送路特性結合部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図18】実施の形態3に係る等化装置の構成を概略的に示すブロック図である。

【図19】実施の形態3における、遅延時間軸と変動周波数軸での伝送路特性の電力分布を示す概略図である。

【図20】実施の形態3の変形例に係る伝送路特性分割部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図21】実施の形態3の変形例に係る伝送路特性結合部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図22】実施の形態4における伝送路特性分割部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図23】実施の形態4における特性分割部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図24】実施の形態4における、変動周波数軸方向と遅延時間軸方向におけるシフト量

10

20

30

40

50

を示す概略図である。

【図 2 5】実施の形態 4 において、変動周波数軸方向と遅延時間軸方向におけるシフトにより算出される領域の成分を説明する概略図である。

【図 2 6】実施の形態 5 におけるキャリア逆フーリエ変換部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図 2 7】実施の形態 5 において、キャリア周波数での伝送路特性を N ポイントずつ分割する例を示す概略図である。

【図 2 8】実施の形態 5 において、分割せずに算出された S P 伝送路特性を示す概略図である。

【図 2 9】実施の形態 5 において、分割を行って算出された S P 伝送路特性を示す概略図である。

10

【図 3 0】実施の形態 5 におけるキャリアフーリエ変換部の構成を概略的に示すブロック図である。

【図 3 1】実施の形態 5 における窓関数を示す概略図である。

【図 3 2】実施の形態 5 におけるキャリア逆フーリエ変換部の変形例を示す概略図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 2 】

実施の形態 1 .

図 3 は、実施の形態 1 に係る等化装置 1 0 0 の構成を概略的に示すブロック図である。等化装置 1 0 0 は、フーリエ変換部 1 1 0 と、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 と、伝送路特性分割部 1 3 0 と、繰り返し推定部 1 4 0 と、繰り返し抑圧部 1 5 0 と、伝送路特性結合部 1 6 0 と、等化部 1 7 0 とを備える。

20

また、繰り返し推定部 1 4 0 と繰り返し抑圧部 1 5 0 を所望成分抽出部ともいう。

ここで、伝送路特性分割部 1 3 0 は、第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 1 3 1 - 1 ~ 1 3 1 - M と、第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 1 3 2 - 1 ~ 1 3 2 - M とを備える。なお、M は、2 以上の整数である。

また、伝送路特性結合部 1 6 0 は、加算部 1 6 1 と、キャリアフーリエ変換部 1 6 2 とを備える。

【 0 0 1 3 】

30

なお、本実施の形態では、等化装置 1 0 0 を備える受信装置（図示せず）は、図 4 に示すような、有効シンボルの前に G I (Guard Interval) が挿入された OFDM シンボル S B L を受信するものとする。ここで、図 4 に示されているように、シンボル間隔を T_s 、有効シンボル間隔を T_u 、G I 長を T_{gi} とする。また、OFDM シンボル S B L は、F _ D F T ポイントの逆離散フーリエ変換を行うことで生成され、図 5 に示されているような S P 配置を持つ。図 5 に示されているように、S P は、時間方向に 4 シンボル毎に挿入され、周波数方向に 1 2 キャリア毎に挿入される。また、S P は、シンボル毎に 3 キャリアずつシフトされ、S P が配置され得るキャリア数は、F _ D F T / 3 ポイントである。また、以降の実施の形態においても、上記信号を受信するものとする。

【 0 0 1 4 】

40

図 3 の説明に戻り、フーリエ変換部 1 1 0 は、受信信号に対して F _ D F T ポイントの離散フーリエ変換を行い、各キャリアの信号を得る。言い換えると、フーリエ変換部 1 1 0 は、受信信号を周波数領域の信号に変換する。なお、フーリエ変換部 1 1 0 を第 1 のフーリエ変換部ともいう。

【 0 0 1 5 】

S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、受信信号に含まれるパイロットキャリアに作用する伝送路特性を算出する伝送路特性算出部である。なお、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 で算出された伝送路特性を第 1 の伝送路特性又は S P 伝送路特性ともいう。例えば、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、フーリエ変換部 1 1 0 で取得された各キャリアの信号から、S P 信号を抽出し、既知の値で除算することで、S P に作用する伝送路特性を得る。そして、S

50

P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、S P が配置され得る 3 キャリア毎の伝送路特性を出力する。但し、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、S P が配置されていないキャリアに関してはゼロ値を出力する。ここで、S P 伝送路特性は、キャリア周波数とシンボル時間を変数に持つ複素関数として考えることができる。この 1 シンボルあたり $F_DFT / 3$ ポイントの S P 伝送路特性を伝送路特性分割部 1 3 0 に入力する。

【 0 0 1 6 】

以降において、伝送路特性は時間軸及び周波数軸の変換によらず、伝送路特性と呼ぶこととし、適宜、扱う伝送路推定の次元を明記する。例えば、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 の出力は、キャリア周波数とシンボル時間の関数として表され、図 1 の伝送路特性は、キャリア周波数を逆フーリエ変換した遅延時間軸、及び、シンボル時間をフーリエ変換した変動周波数軸で表される。

10

【 0 0 1 7 】

伝送路特性分割部 1 3 0 は、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 で算出された伝送路特性を、変動周波数軸における複数の第 1 の区間のそれぞれと、遅延時間軸における複数の第 2 の区間のそれぞれとに対応する複数の領域の成分に分割する。例えば、伝送路特性分割部 1 3 0 は、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 から得られる S P 伝送路特性を、図 6 に示すように、遅延時間領域で N 個の区間に分割する N 分割、変動周波数領域で M 個の区間に分割する M 分割する。なお、これらの複数の領域は、遅延時間軸に関して対称となるように配置されていることが望ましい。ここで、本実施の形態では、1 シンボルの S P 伝送路特性が $F_DFT / 3$ ポイントであることから、N は、 $F_DFT / 3$ ポイントとする。図 6 において、符号 7 0 2 は、所望の成分であり、符号 8 0 2 は、不要な繰り返し成分である。

20

【 0 0 1 8 】

次に、S P 伝送路特性の具体的な分割方法について説明する。

第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 1 3 1 - 1 ~ 1 3 1 - M は、F I R 又は I I R フィルタで構成され、それぞれ異なるフィルタ特性を持つ。なお、第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 1 3 1 - 1 ~ 1 3 1 - M を構成するフィルタを第 1 のフィルタともいう。第 m のシンボルフィルタ部 1 3 1 - m (1 ≤ m ≤ M) は、(1) 式に示すように、S P 伝送路特性の N 個の S P 挿入キャリアに対して、シンボル方向にフィルタ処理を行う。

【 0 0 1 9 】

【 数 1 】

30

$$g_m(k,l) = \sum_p h(k,l-p) a_m(p) \quad \left(0 \leq k \leq \frac{F_DFT}{3} - 1 \right) \quad (1)$$

【 0 0 2 0 】

ここで、 $h(\cdot)$ は、S P 伝送路特性である。k は、キャリア周波数を示すインデックスである。l は、シンボル時間を示すインデックスである。a_m は、第 m のフィルタ部 1 2 1 - m のフィルタ係数である。g_m(・) は、フィルタ処理結果である。

【 0 0 2 1 】

ここで、各フィルタの通過帯域の例を図 7 に示す。図 7 では、最大変動周波数 f_{d_max} と最小変動周波数 f_{d_min} に挟まれる区間を M 分割していることがわかる。また後段において、繰り返し抑圧後に各フィルタ出力を図 3 に示されている加算部 1 6 1 で結合するため、第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ特性の和が一定になるように係数を設定するのが望ましい。上記のフィルタ特性を用いることで、第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 1 3 1 - 1 ~ 1 3 1 - M の出力は、図 8 に示すように、遅延時間軸と変動周波数軸において、変動周波数軸方向に M 分割された領域に対応する。なお、図 8 において、符号 7 0 3 は、所望の成分であり、符号 8 0 3 は、不要な繰り返し成分である。

40

【 0 0 2 2 】

図 3 の説明に戻り、第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 1 3 2 - 1 ~ 1 3 2 - M は、第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 1 3 1 - 1 ~ 1 3 1 - M において変動周波数領域で分割された S P 伝送路特性を逆フーリエ変換する。これは、遅延時間領域での分割に相当す

50

る。例えば、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部132-1～132-Mは、(2)式に示すように、SP伝送路特性のキャリア周波数特性をNポイント逆フーリエ変換することで、伝送路特性を遅延時間でN分割することができる。伝送路特性分割部130の出力は、変動周波数領域と、遅延時間領域とで分割された、M×NのSP伝送路特性の成分である。

【0023】

【数2】

$$f_m(\tau, l) = \sum_{k=0}^{\frac{F_DFT}{N}-1} g_m(k, l) e^{jk\tau} \quad (2)$$

10

ここで、 $f_m(\cdot)$ は、第mのキャリア逆フーリエ変換部132-mの出力である。
は、遅延時間を示すインデックスである。

【0024】

ここで分割数Mは、対応しようとする伝送路によって所定の値を用いる。分割数を増やすことで、より細かい帯域の制御が可能となり、伝送路特性の所望成分と、繰り返し及びガウス雑音等の不要成分とを詳細に分離し、不要成分を抑圧できる。また、対応しようとする伝送路の時間変動量に合わせて、 f_d_max 及び f_d_min は設定されればよい。さらに、分割は、等分である必要はないが、変動周波数軸の正負において対称であること、言い換えると、遅延時間軸に関して対称であることが望ましい。

20

【0025】

なお、第1～第Mのシンボルフイルタ部131-1～131-Mと、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部132-1～132-Mとは、逆に配置されていてもよい。言い換えると、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部132-1～132-Mが処理を行った後に、第1～第Mのシンボルフイルタ部131-1～131-Mが処理を行ってもよい。

【0026】

繰り返し推定部140及び繰り返し抑圧部150により構成される所望成分抽出部は、所望の成分を抽出する。例えば、所望成分抽出部は、伝送路特性分割部130で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、所望の成分を推定して、当該所望の成分を抽出してもよい。また、所望成分抽出部は、伝送路特性分割部130で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断することで、不要な繰り返し成分を推定し、当該不要な繰り返し成分を抑圧して、当該所望の成分を抽出してもよい。

30

繰り返し推定部140は、伝送路特性分割部130で分割された成分について、遅延時間軸における対称性を判断することで、不要な繰り返し成分を推定する。例えば、繰り返し推定部140は、伝送路特性分割部130から出力された、M×Nで分割されたSP伝送路特性の変動周波数領域と遅延時間領域での電力分布から、伝送路特性の予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断し、不要な繰り返し成分を推定する。ここで、繰り返し推定部140は、予め定められた変動周波数を取る遅延時間軸を対称軸として対称となる二つの領域の成分の電力の対称性が小さい場合に、これらの二つの領域の少なくとも何れか一方、例えば、電力の大きい方の成分に、不要な繰り返し成分が含まれると推定する。そして、繰り返し推定部140は、分割された領域毎に繰り返し成分の有無を示す判定情報(第1の判定情報ともいう)を繰り返し抑圧部150に通知する。

40

また、繰り返し推定部140は、伝送路特性分割部130で分割された成分について、遅延時間軸における対称性を判断することで、所望の成分を推定してよい。例えば、繰り返し推定部140は、予め定められた変動周波数を取る遅延時間軸を対称軸として対称となる二つの領域の成分の電力の対称性が大きい場合に、これらの二つの領域に、所望の成分が含まれると推定する。そして、繰り返し推定部140は、分割された領域毎に所望の

50

成分の有無を示す判定情報（第2の判定情報ともいう）を繰り返し抑圧部150に通知する。

【0027】

繰り返し抑圧部150は、伝送路特性分割部130で分割された成分のうち、繰り返し推定部140で推定された不要な繰り返し成分を抑圧する。例えば、繰り返し抑圧部150は、繰り返し推定部140から通知された判定情報（第1の判定情報）に従って、分割されたSP伝送路特性から、繰り返し推定部140で推定された繰り返し成分を解消するように、この繰り返し成分を抑圧する。ここで、繰り返し抑圧部150は、繰り返し推定部140から通知された判定情報が、繰り返し成分が有ることを示す場合には、その領域のSP伝送路特性の成分に「0」を乗算し、繰り返し成分が無いことを示す場合には、その領域のSP伝送路特性の成分に「1」を乗算する。

10

また、繰り返し抑圧部150は、伝送路特性分割部130で分割された成分のうち、繰り返し推定部140で推定された所望の成分を抽出するようにしてもよい。例えば、繰り返し抑圧部150は、繰り返し推定部140から通知された判定情報（第2の判定情報）が、所望の成分が有ることを示す場合には、その領域のSP伝送路特性の成分に「1」を乗算し、所望の成分が無いことを示す場合には、その領域のSP伝送路特性の成分に「0」を乗算する。

【0028】

ここで、図2の符号701で示されている伝送路特性の所望成分は、到来角が一樣だと仮定すると、変動周波数が正の伝送路特性と負の伝送路特性とで対称な電力分布を持つ。この場合、変動周波数がゼロとなる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断すればよい。一方で、不要な繰り返し成分801は、SPのキャリア周波数及びシンボル時間の両方向にシフトする特徴的な配置により、遅延時間と変動周波数の両方向にシフトして繰り返されるため、変動周波数軸の正負において非対称な電力分布となる。この特性を利用した、所望の伝送路特性を抽出する方法を以降で述べる。

20

【0029】

まず、時間変動の大きい2波ライス伝送路について考える。図9は、2波ライス伝送路の変動周波数軸と遅延時間軸でのSP伝送路特性の電力分布を示す概略図である。ここで、変動周波数の正負において対称な位置にある領域aと領域b、領域cと領域dを考える。領域a及び領域bは、どちらにも遅延波の伝送路特性を表す所望成分704を含むため、伝送路特性の電力は同等の値になる。しかし、領域cと領域dでは、領域cのみに不要な繰り返し成分804が含まれるため、領域cの電力が大きくなり、非対称な電力分布となる。

30

【0030】

図3の説明に戻り、繰り返し推定部140は、この性質を利用して、変動周波数軸の正負において対称な位置にある分割領域の電力により電力分布の対称性を算出し、電力分布の対称性が大きい場合、所望成分と判定し、電力分布の対称性が小さい場合、繰り返し成分と判定する。具体的には、繰り返し推定部140は、対称な領域について、電力の差分若しくは比、又は、その両方を用いて対称性を算出し、予め定められた閾値と比較すればよい。例えば、電力の絶対値の差分であれば、予め定められた閾値よりも大きい場合に、電力分布の対称性が小さいと判断することができる。この閾値は、想定される雑音の大きさ、及び、到来角の偏りによって所望成分の電力分布が偏る場合を想定して予め決定されればよい。また、アンテナの指向性等により所望成分の電力分布が偏る場合、偏りを解消するように電力分布を補正した後、対称性を算出してもよい。

40

【0031】

また、繰り返し推定部140は、電力の算出には、下記の(3)式を用いて、複数シンボルのSP伝送路特性を用いて平均をとってもよい。また電力ではなく振幅を用いてもよい。

【数 3】

$$\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} |f - m(\tau, q)|^2 \quad (3)$$

但し、Q は、シンボル数を示している。また、q は、シンボルを示すインデックスである。

【0032】

繰り返し抑圧部 150 は、繰り返し推定部 140 での判定結果を用いて、分割された S/P 伝送路特性から、所望成分を抽出し、不要な繰り返し成分を抑圧する。

【0033】

また、電力分布の対称性を用いた別の繰り返し推定と抑圧方法を以下に示す。

【0034】

まず、図 10 は、3 波ライス伝送路（直接波は時間変動なし、遅延波はレイリー波）を示す概略図である。図 9 では、所望成分 704 と不要な繰り返し成分 804 は分離していた。しかし、図 10 では、領域 e において、所望成分 705 と不要な繰り返し成分 805 が重なっている。ここで、上記のような対称性の閾値判定が行われた場合、領域 e と領域 f との電力は非対称であるため、領域 e 及び領域 f の成分の全体が抑圧の対象となる。しかしながら、領域 e と領域 f とは、所望成分 705 も領域内に含むため、領域 e 及び領域 f の成分の全体を抑圧の対象としてしまうと、伝送路推定値が悪化してしまう。

【0035】

上記のような伝送路推定値の悪化を防ぐために、繰り返し推定部 140 は、対称な領域の電力から繰り返し成分の含有比率を推定し、繰り返し抑圧部 150 にて、繰り返し推定部 140 によって推定された繰り返し成分の含有比率によってそれぞれの領域の抑圧比を設定し、不要成分を抑圧してもよい。例えば、繰り返し抑圧部 150 は、不要な繰り返し成分の含有比率が高いほど、分割された成分に乗算する抑圧比を小さくすることで、この不要な繰り返し成分を解消することができる。

【0036】

一例として、繰り返し推定部 140 は、下記の（4）式～（8）式により、繰り返し成分の含有比率を求めることができる。

領域 e の電力を P_e、領域 f の電力を P_f とし、所望成分の電力を P_a、不要な繰り返し成分の電力を P_b とすると、

$$P_e = P_a + P_b \quad (4)$$

$$P_f = P_a \quad (5)$$

と表すことができる。これは、伝送路特性の所望成分の分布が対象であるという仮定のもとで、領域 e 及び領域 f に存在する電力が共に P_a となるためである。

そこで、（4）及び（5）式を変形すると、

$$P_b = P_e - P_a \quad (6)$$

$$P_a = P_f \quad (7)$$

となる。

このため、繰り返し推定部 140 は、領域 e の含有比率 R_e を、（8）式のように算出することができる。

【数 4】

$$R_e = \frac{P_b}{P_a} \quad (8)$$

ここで、繰り返し成分が含まれていない領域の含有比率は「0」となる。また、繰り返し成分のみが含まれている領域の含有比率は、例えば、「Null」とする。

【0037】

繰り返し推定部 140 は、以上のようにして、領域毎に含有比率を算出して、算出された含有比率を繰り返し抑圧部 150 に通知する。

【 0 0 3 8 】

繰り返し抑圧部 1 5 0 は、図 1 0 の領域 e の伝送路特性の電力が領域 f と等しくなるように領域 e の抑圧比を算出し抑圧することで、領域 f に含まれる所望成分を抑圧することなく、領域 e に含まれる不要な繰り返し成分を可能な限り抑圧することができる。具体的には、繰り返し抑圧部 1 5 0 は、繰り返し推定部 1 4 0 から通知される領域毎の含有比率に応じて、例えば、下記の (9) 式のようにして、領域毎の抑圧比 Rf を算出する。ここで、抑圧比 Rf は、含有比率が大きいほど小さい値となる。そして、繰り返し抑圧部 1 5 0 は、領域毎の伝送路特性の成分に、領域毎の抑圧比 Rf を乗算することにより、不要な繰り返し成分を抑圧することができる。

【 数 5 】

$$Rf = \frac{Pa}{Pa + Pb} \quad (9)$$

10

【 0 0 3 9 】

次に、S P 伝送路特性に雑音成分が重畳されている場合について説明する。雑音成分は変動周波数軸及び遅延時間軸全体にわたって存在する。伝送路特性の電力が所定の閾値を超えない分割領域を繰り返し抑圧部 1 5 0 にて抑圧することで、不要な雑音成分を抑圧することができる。

【 0 0 4 0 】

また、繰り返し推定部 1 4 0 は、伝送路特性の電力を用いた繰り返し推定を示したが、図 1 1 に示されている領域 g で雑音電力を推定し、伝送路特性の電力からその雑音電力を減算した後に、繰り返し推定を行なってもよい。例えば、繰り返し推定部 1 4 0 は、領域 g の雑音電力を算出し、比較を行う二つの領域の電力からこの雑音電力を減算する。ここで、繰り返し推定部 1 4 0 は、領域 g として、所望成分及び繰り返し成分が存在しない分割領域であり、かつ、伝送路特性の電力が所定の閾値より小さい領域、又は、伝送路特性の電力が最も小さい領域を選択すればよい。

20

【 0 0 4 1 】

図 1 2 に伝送路特性の電力の対称性の比較と伝送路特性抑圧の例を示す。図 1 2 は、ライス伝送路での S P 伝送路特性を示す概略図である。主波は、変動周波数が小さいため、変動周波数がゼロ値を含む分割領域のみ有効となる。また、周波数軸の正負において対称な所望の遅延波成分も有効となる。また、時間変動が大きい遅延波の繰り返し成分が注目する領域に入り込んでいるが、この成分は、変動周波数軸の正負における電力分布が非対称なため、抑圧される。また、電力の小さな領域は、雑音成分として抑圧される。これにより、繰り返し成分 8 0 6 は、クロスハッチングで示された領域で抑圧され、所望の成分 7 0 6 が抽出されている。このようにして、繰り返し成分及び電力が小さい成分を抑圧し、所望の伝送路特性のみを取得することができる。

30

【 0 0 4 2 】

図 3 の説明に戻り、伝送路特性結合部 1 6 0 は、所望成分抽出部で抽出された所望の成分を結合することで、等化に用いるためのキャリア周波数領域の伝送路特性を算出する。例えば、伝送路特性結合部 1 6 0 は、分割され、かつ、不要な繰り返し成分が抑圧された S P 伝送路特性を結合することで、等化に用いるためのキャリア周波数領域の伝送路特性を算出する。言い換えると、伝送路特性結合部 1 6 0 は、繰り返し抑圧部 1 5 0 で不要な繰り返し成分が抑圧された後の成分を結合するとともに、結合された成分を周波数領域の信号に変換することで、伝送路特性を生成する。ここで、伝送路特性結合部 1 6 0 において生成された伝送路特性を第 2 の伝送路特性ともいう。

40

【 0 0 4 3 】

加算部 1 6 1 は、繰り返し抑圧部 1 5 0 の出力を、各々の遅延時間毎に、M 個の領域を積算する加算器により構成され、変動周波数領域で分割された伝送路特性を結合する。なお、加算部 1 6 1 を構成する加算器を第 1 の加算器ともいう。

次に、キャリアフーリエ変換部 1 6 2 は、積算された、N ポイントからなる遅延時間領

50

域で分割された伝送路特性に対して、 $T_u/3$ を超える区間にゼロ値を挿入して、 F_DFT ポイントにする。そして、キャリアフーリエ変換部162は、 F_DFT ポイント離散フーリエ変換を行うことで、遅延時間領域の伝送路特性をキャリア周波数領域の伝送路特性に変換する。ここで、離散フーリエ変換は、遅延時間領域で分割された伝送路特性を結合することに相当する。ここで、遅延時間軸での伝送路特性にゼロ値が挿入されるのは、図13に示す < 0 及び $T_u/3 <$ のクロスハッチングされた領域の繰り返し成分を抑圧することに相当する。ここで、クロスハッチングされた領域の繰り返し成分は、 F_DFT ポイントすべてのキャリアを考えた際に、どのシンボルにもSPが挿入されないキャリアが存在することにより生じる。繰り返し抑圧部150は、このようにして、SP伝送路特性算出部120で算出したSPに作用する伝送路特性をすべてのデータ区間に内挿した伝送路推定値を得る。

10

【0044】

図3の説明に戻り、最後に、等化部170は、伝送路特性結合部160から得られたキャリア周波数領域の伝送路特性を用いて、フーリエ変換された受信信号の伝送路歪みを補償する。

【0045】

図13に示されているクロスハッチングされた領域の繰り返し成分を抑圧するために、SPが挿入され得るキャリア $F_DFT/3$ ポイントをキャリア周波数軸で逆フーリエ変換し、繰り返し成分を抑圧した後に、遅延時間領域 < 0 及び $T_u/3 <$ にゼロ値を挿入し F_DFT ポイントのフーリエ変換が行われている。しかしながら、このような処理の代わりに、キャリアフーリエ変換部162が、 $F_DFT/3$ ポイントのフーリエ変換をした後に、SPの存在しないキャリアにゼロ値を挿入し、別途、 $0 \leq f < T_u/3$ に通過帯域を持つキャリア方向のフィルタにより構成されるキャリア方向フィルタ部が内挿を行ってもよい。また、SP伝送路特性算出部120が、SPの存在しないすべてのキャリアにゼロ値を挿入して、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部132-1～132-Mが、 F_DFT ポイントのフーリエ変換を行い、繰り返し抑圧部150が、 < 0 及び $T_u/3 <$ の範囲における繰り返し成分を抑圧してもよい。

20

【0046】

以上では、SPが挿入され得るSP挿入キャリア数を $F_DFT/3$ として、つまり全キャリア数がSP挿入キャリア数の3倍として説明したが、全キャリア数は、SP挿入キャリアの3倍である必要はない。また、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部132-1～132-Mとキャリアフーリエ変換部162は、SP挿入キャリア数を超えるポイント数でフーリエ変換を行なってもよい。この時、SP伝送路推定値をキャリア方向に外挿することで、フーリエ変換に用いる信号点が生成されればよい。例えば、特許文献1にその外挿方法が示されている。

30

【0047】

以下、実施の形態1に係る等化装置100での動作を説明する。

図14は、等化装置100が行う等化方法を示すフローチャートである。図14に示す等化方法は、フーリエ変換ステップS10と、SP伝送路特性算出ステップS11と、伝送路特性分割ステップS12と、繰り返し推定ステップS15と、繰り返し抑圧ステップS16と、伝送路特性結合ステップS17と、等化ステップS20とを有する。

40

ここで、伝送路特性分割ステップS12は、第1～第MのシンボルフィルタステップS13と、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換ステップS14とを有する。

また、繰り返し推定ステップS15及び繰り返し抑圧ステップS16により所望成分抽出ステップが構成される。

なお、伝送路特性結合ステップS17は、加算ステップS18と、キャリアフーリエ変換ステップS19とを有する。

【0048】

フーリエ変換ステップS10では、フーリエ変換部110は、受信信号を F_DFT ポイントの離散フーリエ変換を行い、各キャリアの信号を得る。

50

【 0 0 4 9 】

S P 伝送路特性算出ステップ S 1 1 では、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、フーリエ変換部 1 1 0 で取得された各キャリアの信号から、S P 信号を抽出し、既知の値で除算することで、S P に作用する伝送路特性を得る。そして、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、S P が配置され得る 3 キャリア毎の伝送路特性を出力する。但し、S P が配置されていないキャリアに関してはゼロ値を出力する。S P 伝送路特性算出部 1 2 0 は、この 1 シンボルあたり F _ D F T / 3 ポイントの S P 伝送路特性を伝送路特性分割部 1 3 0 に与える。例えば、S P 伝送路特性算出ステップ S 1 1 の出力は、キャリア周波数とシンボル時間の関数として表される。

【 0 0 5 0 】

伝送路特性分割ステップ S 1 2 では、S P 伝送路特性算出ステップ S 1 1 で求めた S P 伝送路特性を、図 6 に示すように、遅延時間領域で N 分割、変動周波数領域で M 分割する。

伝送路特性分割ステップ S 1 2 は、第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタステップ S 1 3 と、第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換ステップ S 1 4 とを有する。

【 0 0 5 1 】

第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタステップ S 1 3 は、F I R 又は I I R フィルタで処理が行われ、それぞれ異なるフィルタ特性を持つフィルタにより処理される。第 m のシンボルフィルタステップ S 1 3 - m は、(1) 式に示すように、S P 伝送路特性の N 個の S P 挿入キャリアに対して、シンボル方向にフィルタ処理を行う。

【 0 0 5 2 】

第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換ステップ S 1 4 では、第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 1 3 2 - 1 ~ 1 3 2 - M は、ステップ S 1 3 で第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 1 3 1 - 1 ~ 1 3 1 - M が変動周波数領域で分割した S P 伝送路特性を、遅延時間領域で分割する。例えば、第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 1 3 2 - 1 ~ 1 3 2 - M は、(2) 式に示すように、S P 伝送路特性のキャリア周波数特性を N ポイント逆フーリエ変換することで、伝送路特性を遅延時間で N 分割することができる。伝送路特性分割ステップ S 1 2 は、変動周波数領域と遅延時間領域とで分割された、M x N の S P 伝送路特性を出力する。

【 0 0 5 3 】

繰り返し推定ステップ S 1 5 及び繰り返し抑圧ステップ S 1 6 により構成される所望成分抽出ステップは、所望の成分を抽出する。例えば、所望成分抽出ステップでは、伝送路特性分割ステップ S 1 2 で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性が判断されることで、所望の成分が推定され、当該所望の成分が抽出されてもよい。また、所望成分抽出ステップでは、伝送路特性分割ステップ S 1 2 で分割された成分の分布について、予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性が判断されることで、不要な繰り返し成分が推定され、当該不要な繰り返し成分が抑圧されて、当該所望の成分が抽出されてもよい。

例えば、繰り返し推定ステップ S 1 5 では、繰り返し推定部 1 4 0 は、伝送路特性分割ステップ S 1 2 から出力された M x N で分割された S P 伝送路特性の変動周波数領域と遅延時間領域での電力分布から、伝送路特性の予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を判断し、不要な繰り返し成分を推定する。

【 0 0 5 4 】

繰り返し抑圧ステップ S 1 6 では、繰り返し抑圧部 1 5 0 は、ステップ S 1 5 における繰り返し推定部 1 4 0 の判定結果に従って、分割された S P 伝送路特性から、繰り返し推定部 1 4 0 で推定された繰り返し成分を解消するように、この繰り返し成分を抑圧する。

【 0 0 5 5 】

伝送路特性結合ステップ S 1 7 では、伝送路特性結合部 1 6 0 は、分割され、かつ、不要な繰り返し成分が抑圧された S P 伝送路特性を結合することで、等化に用いるためのキャリア周波数領域の伝送路特性を算出する。伝送路特性結合ステップ S 1 7 は、加算ステ

10

20

30

40

50

ップ S 1 8 と、キャリアフーリエ変換ステップ S 1 9 とを有する。

【 0 0 5 6 】

加算ステップ S 1 8 では、加算部 1 6 1 は、繰り返し抑圧ステップ S 1 6 からの出力を、各々の遅延時間毎に、M 個の領域を積算し、変動周波数領域で分割した伝送路特性を結合する。

次に、キャリアフーリエ変換ステップ S 1 9 では、キャリアフーリエ変換部 1 6 2 は、積算された、N ポイントからなる遅延時間領域で分割された伝送路特性に対して、 $T_u/3$ を超える区間にゼロ値を挿入して、F _ D F T ポイントにする。そして、キャリアフーリエ変換部 1 6 2 は、F _ D F T ポイント離散フーリエ変換することで、キャリア周波数領域の伝送路特性に変換する。

10

【 0 0 5 7 】

最後に、等化ステップ S 2 0 では、等化部 1 7 0 は、ステップ S 1 9 で得られたキャリア周波数領域の伝送路特性を用いてフーリエ変換された受信信号の伝送路歪みを補償する。

【 0 0 5 8 】

以上のように、実施の形態 1 に係る等化装置 1 0 0 によれば、S P での伝送路特性を変動周波数領域と遅延時間領域とで分割し、伝送路特性の電力分布が予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を持つことを利用して、所望成分を推定又は繰り返し成分を推定することで、所望信号のみを取得することができる。

【 0 0 5 9 】

20

実施の形態 2 .

実施の形態 2 では、実施の形態 1 で示した伝送路特性分割部 1 3 0 の分割方法及び伝送路特性結合部 1 6 0 の結合方法とは異なる方法にて、伝送路特性の分割及び結合が実施される。実施の形態 1 では、S P 伝送路特性の変動周波数軸での分割がフィルタを用いて行われたが、本実施の形態では、フーリエ変換が用いられる。つまり、特許文献 1 と同様に 2 次元フーリエ変換を用いて伝送路推定が行われる。

【 0 0 6 0 】

図 1 5 は、実施の形態 2 に係る等化装置 2 0 0 の構成を概略的に示すブロック図である。等化装置 2 0 0 は、フーリエ変換部 1 1 0 と、S P 伝送路特性算出部 1 2 0 と、伝送路特性分割部 2 3 0 と、繰り返し推定部 1 4 0 と、繰り返し抑圧部 1 5 0 と、伝送路特性結合部 2 6 0 と、等化部 1 7 0 とを備える。実施の形態 2 に係る等化装置 2 0 0 は、伝送路特性分割部 2 3 0 及び伝送路特性結合部 2 6 0 において、実施の形態 1 に係る等化装置 1 0 0 と異なっている。

30

【 0 0 6 1 】

図 1 6 は、伝送路特性分割部 2 3 0 の構成を概略的に示すブロック図である。伝送路特性分割部 2 3 0 は、第 1 ~ 第 N のシンボルフーリエ変換部 2 3 1 - 1 ~ 2 3 1 - N と、第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 2 3 2 - 1 ~ 2 3 2 - M とを備える。

【 0 0 6 2 】

伝送路特性分割部 2 3 0 は、特許文献 1 と同様に、第 1 ~ 第 N のシンボルフーリエ変換部 2 3 1 - 1 ~ 2 3 1 - N と、第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 2 3 2 - 1 ~ 2 3 2 - M とを用いて、S P 伝送路特性の 2 次元フーリエ変換を行う。ここで、2 次元フーリエ変換は、S P 伝送路特性を変動周波数軸で N 分割、遅延時間軸で M 分割することに相当する。

40

【 0 0 6 3 】

そして、繰り返し推定部 1 4 0 は、S P 伝送路特性の分布を用いて折り返しを推定する。また、繰り返し抑圧部 1 5 0 は、伝送路特性の不要な成分を抑圧し、所望成分を抽出する。ここで、繰り返し推定部 1 4 0 と繰り返し抑圧部 1 5 0 を所望成分抽出部ともいう。

【 0 0 6 4 】

図 1 7 は、伝送路特性結合部 2 6 0 の構成を概略的に示すブロック図である。伝送路特性結合部 2 6 0 は、第 1 ~ 第 N のシンボル逆フーリエ変換部 2 6 1 - 1 ~ 2 6 1 - N と、

50

第1～第Mのキャリアフーリエ変換部262-1～262-Mと、伝送路特性出力部263とを備える。

【0065】

伝送路特性結合部260では、第1～第Nのシンボル逆フーリエ変換部261-1～261-Nが所望成分を抽出した伝送路特性を、変動周波数方向に逆フーリエ変換することでシンボル時間領域に変換し、第1～第Mのキャリアフーリエ変換部262-1～262-Mが、所望成分を抽出した伝送路特性を、遅延時間方向にフーリエ変換することでキャリア周波数領域に変換する。ここで、変動周波数方向の逆フーリエ変換は、変動周波数領域で分割された伝送路特性を結合することに相当し、遅延時間方向のフーリエ変換は、遅延時間領域で分割された伝送路特性を結合することに相当する。伝送路特性出力部253は、第1～第Mのキャリアフーリエ変換部262-1～262-Mからの出力のうち、フーリエ変換部110から等化部170に入力される受信信号のシンボルに対応する部分の伝送路特性を等化部170に与える。

10

【0066】

ここで、伝送路特性分割部230の出力である分割されたSP伝送路特性の次元は、変動周波数軸方向の分割にフィルタではなくフーリエ変換が用いられることで、実施の形態1とは異なる。しかし、分割されたSP伝送路特性は、伝送路特性結合部260において、実施の形態1と同じ次元に戻されるため、実施の形態1と同様に、繰り返し推定及び繰り返し抑圧を行うことができる。

【0067】

20

また、伝送路特性結合部260は、変動周波数領域の結合、つまり変動周波数に対する逆フーリエ変換を先に行なっているが、遅延時間方向の結合、つまり遅延時間に対するフーリエ変換を先に行なってもよい。

【0068】

さらに、第1～第Nのシンボルフーリエ変換部231-1～231-Nと、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部232-1～232-Mとは、逆に配置されていてもよい。言い換えると、第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部232-1～232-Mが処理を行った後に、第1～第Nのシンボルフーリエ変換部231-1～231-Nが処理を行うようにしてもよい。

【0069】

30

実施の形態2では、SP伝送路特性の変動周波数軸での分割にFIR又はIIRを用いたフィルタではなく、フーリエ変換が用いられる形態が示されているが、同様に、遅延時間軸での分割に、フーリエ変換ではなく複数のフィルタが用いられてもよい。このようにして用いられるフィルタを第2のフィルタともいう。このような場合、伝送路特性結合部は、遅延時間軸方向における結合に加算器(第2の加算器ともいう)を用いる。

【0070】

一般に、分割数が小さい場合はフィルタ、分割数が大きい場合はフーリエ変換を用いる方が、回路規模及びメモリ容量が小さくなる傾向にある。このため、実施の形態2で示されているように、変動周波数軸での分割にフーリエ変換を用いることで、より詳細に不要成分を抑圧し、所望成分を抽出することができる。

40

【0071】

実施の形態3.

図18は、実施の形態3に係る等化装置300の構成を概略的に示すブロック図である。等化装置300は、フーリエ変換部110と、SP伝送路特性算出部120と、伝送路特性分割部330と、繰り返し推定部340と、繰り返し抑圧部350と、伝送路特性結合部360と、キャリアフィルタ部380と、等化部170とを備える。実施の形態3に係る等化装置300は、伝送路特性分割部330、繰り返し推定部340、繰り返し抑圧部350及び伝送路特性結合部360での処理の点、並びに、キャリアフィルタ部380がさらに備えられている点において、実施の形態1に係る等化装置100と異なっている。

50

ここで、伝送路特性分割部 330 は、第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 331 - 1 ~ 331 - M と、第 1 から第 M - 1 のキャリア逆フーリエ変換部 332 - 1 ~ 332 - (M - 1) とを備える。

また、繰り返し推定部 340 及び繰り返し抑圧部 350 は、所望成分抽出部ともいう。

さらに、伝送路特性結合部 360 は、第 1 の加算部 361 と、キャリアフーリエ変換部 362 と、第 2 の加算部 363 とを備える。

【0072】

第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 331 - 1 ~ 331 - M は、実施の形態 1 で示されている第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 131 - 1 ~ 131 - M に相当する。第 1 ~ 第 M - 1 のキャリア逆フーリエ変換部 332 - 1 ~ 332 - (M - 1) は、実施の形態 1 で示されている第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 132 - 1 ~ 132 - M に相当する。また、第 1 の加算部 361 は、実施の形態 1 で示されている加算部 161 に相当する。キャリアフーリエ変換部 362 は、実施の形態 1 で示されているキャリアフーリエ変換部 162 に相当する。

なお、第 2 の加算部 363 は、本実施の形態特有の構成要素である。

【0073】

第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 331 - 1 ~ 331 - M は、実施の形態 1 における第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部 131 - 1 ~ 131 - M と同様に、SP 伝送路特性算出部 120 で求められた伝送路特性を変動周波数で分割する。ここで、第 M のシンボルフィルタ部 331 - M は、変動周波数がゼロの値を取る領域を通過帯域に持ち、SP 伝送路特性を変動周波数軸上で分割する。

【0074】

第 1 ~ 第 M - 1 のキャリア逆フーリエ変換部 332 - 1 ~ 332 - (M - 1) は、実施の形態 1 における第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 132 - 1 ~ 132 - M と同様に、第 1 ~ 第 M - 1 のシンボルフィルタ部 331 - 1 ~ 331 - (M - 1) で変動周波数において分割された伝送路特性を遅延時間で分割する。但し、変動周波数において分割された伝送路特性のうち、変動周波数の絶対値が最も小さい分割領域については、つまり、第 M のシンボルフィルタ部 331 - M の出力については、遅延時間での分割は行なわれない。

【0075】

ここで、実施の形態 3 における、遅延時間軸と変動周波数軸での伝送路特性の電力分布を図 19 に示す。図 19 では、実施の形態 1 で説明した図 12 と比較して、変動周波数の絶対値が小さい分割領域が遅延時間特性では分割されていないことを示している。

【0076】

所望成分抽出部ともいう、繰り返し推定部 340 及び繰り返し抑圧部 350 は、実施の形態 1 と同様に、所望の成分を抽出する。例えば、繰り返し推定部 340 及び繰り返し抑圧部 350 は、伝送路特性の電力分布が予め定められた変動周波数をとる遅延時間軸を対称軸として対称性を持つことを利用して繰り返し成分を推定し、その繰り返し成分を抑圧する。但し、繰り返し推定部 340 及び繰り返し抑圧部 350 は、遅延時間特性で分割されていない領域、つまり第 M のシンボルフィルタ部 331 - M の出力については、繰り返し成分の推定及び抑圧を行なわない。

【0077】

ここで、実施の形態 3 においても、実施の形態 1 において図 13 を用いて示した遅延時間方向の繰り返し成分が生じる。実施の形態 1 と同様に遅延時間軸上で分割された領域、つまり第 1 ~ 第 M - 1 のキャリア逆フーリエ変換部 322 - 1 ~ (M - 1) の出力については、キャリアフーリエ変換部 362 にて、長遅延成分にゼロ値を挿入することで、遅延時間方向の繰り返し成分を抑圧することができる。

しかし、第 M のシンボルフィルタ部 331 - M の出力に関しては、フーリエ変換を行なわないため、繰り返し抑圧部 350 又は第 2 の加算部 363 の後段で遅延時間を帯域に持つキャリア方向のフィルタ処理によって繰り返し成分を抑圧する。例えば、第 2 の加算部

363の後段にキャリアフィルタ部380を設け、このキャリアフィルタ部380が、このようなフィルタ処理を行うことで、第1～第Mのシンボルフィルタ部331-1～331-Mで分割されたSP伝送路特性における、全ての遅延時間方向に生じる繰り返し成分を抑圧することができる。このため、キャリアフーリエ変換部362で、ゼロ値挿入してF_DFTポイントでフーリエ変換せずに、第2の加算部363の後段にてキャリア方向のフィルタ処理をするのが望ましい。

【0078】

第1の加算部361とキャリアフーリエ変換部362は、実施の形態1と同様に、伝送路特性を結合する。その後、第2の加算部363にて、変動周波数の絶対値が小さい分割領域の伝送路特性である第Mのシンボルフィルタ部331-Mの出力と、キャリアフーリエ変換部362の出力とをキャリア毎に加算して結合することで、等化に用いる所望の伝送路特性が得られる。

10

【0079】

伝送路特性の変動周波数が小さい領域に繰り返し成分が存在する電波環境は少ない。そのため、実施の形態3のように、変動周波数が小さい分割領域では遅延時間で伝送路特性を分割しないことにより、演算量を減らすことができる。

【0080】

以上では、実施の形態1の構成に基づいて実施の形態3を構成する例を示したが、実施の形態3は、実施の形態2の構成に基づいて構成することもできる。このような場合、実施の形態3の変形例に係る伝送路特性分割部は、図20に示されるように構成され、実施の形態3の変形例に係る伝送路特性結合部は、図21に示すように構成される。

20

【0081】

図20は、実施の形態3の変形例に係る伝送路特性分割部330#の構成を概略的に示すブロック図である。伝送路特性分割部330#は、第1～第Nのシンボルフーリエ変換部333-1～333-Nと、第1～第M-1のキャリア逆フーリエ変換部334-1～334-(M-1)とを備える。

【0082】

第1～第Nのシンボルフーリエ変換部333-1～333-Nは、実施の形態2で示されている第1～第Nのシンボルフーリエ変換部231-1～231-Nに相当する。第1～第M-1のキャリア逆フーリエ変換部334-1～334-(M-1)は、実施の形態1で示されている第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部132-1～132-M、又は、実施の形態2で示されている第1～第Mのキャリア逆フーリエ変換部232-1～232-Mに相当する。

30

【0083】

伝送路特性分割部330#は、特許文献1と同様に、第1～第Nのシンボルフーリエ変換部333-1～333-Nと、第1～第M-1のキャリア逆フーリエ変換部334-1～334-(M-1)とを用いて、2次元フーリエ変換を行うことで、SP伝送路特性を分割する。但し、変動周波数において分割された伝送路特性のうち、変動周波数の絶対値が最も小さい分割領域については、遅延時間での分割は行なわれない。

【0084】

40

図21は、実施の形態3の変形例に係る伝送路特性結合部360#の構成を概略的に示すブロック図である。伝送路特性結合部360#は、第1～第M-1のキャリアフーリエ変換部364-1～364-(M-1)と、第1～第Nのシンボル逆フーリエ変換部365-1～365-Nと、伝送路特性出力部366とを備える。

【0085】

第1～第M-1のキャリアフーリエ変換部364-1～364-(M-1)は、実施の形態2で示されている第1～第Mのキャリアフーリエ変換部262-1～262-Mに相当する。第1～第Nのシンボル逆フーリエ変換部365-1～365-Nは、実施の形態2で示されている第1～第Nのシンボル逆フーリエ変換部261-1～261-Nに相当する。伝送路特性出力部366は、実施の形態2で示されている伝送路特性出力部263

50

に相当する。

【 0 0 8 6 】

伝送路特性結合部 3 6 0 # は、第 1 ~ 第 M - 1 のキャリアフーリエ変換部 3 6 4 - 1 ~ 3 6 4 - (M - 1) 及び第 1 ~ 第 N のシンボル逆フーリエ変換部 3 6 5 - 1 ~ 3 6 5 - N で、分割された伝送路特性をシンボル時間軸とキャリア周波数軸に戻し、伝送路特性出力部 3 6 6 で、戻された伝送路特性を等化部 1 7 0 に出力する。ここで、第 1 ~ 第 N のシンボル逆フーリエ変換部 3 6 5 - 1 ~ 3 6 5 - N は、変動周波数において分割された伝送路特性のうち、変動周波数の絶対値が最も小さい分割領域についても結合を行う。

【 0 0 8 7 】

以上のように、実施の形態 2 の構成に基づいて、実施の形態 3 の変形例を構成することができる。また、ここまでの、変動周波数において分割された伝送路特性のうち変動周波数の絶対値が最も小さい 1 つの分割領域について、遅延時間での分割を行わないとして説明したが、変動周波数の絶対値が小さい複数の分割領域について、遅延時間での分割を行わないとしてもよい。

【 0 0 8 8 】

実施の形態 4 .

実施の形態 4 では、実施の形態 1 又は 3 における伝送路特性の変動周波数軸での分割を、繰り返し成分の性質を用いて簡易な演算により算出する。これにより、伝送路特性分割部 1 3 0、3 3 0 に含まれるシンボルフイルタ部及びキャリア逆フーリエ変換部を大幅に削減することができる。

【 0 0 8 9 】

図 2 2 は、実施の形態 4 における伝送路特性分割部 4 3 0 の構成を概略的に示すブロック図である。伝送路特性分割部 4 3 0 は、第 1 ~ 第 Z の特性分割部 4 3 1 - 1 ~ 4 3 1 - Z を備える。ここで、値 Z は、下記の (1 0) 式を満たす正の整数である。

【 数 6 】

$$\sum_{z=1}^Z (L_z + 1) = M \quad (10)$$

ここで、L _ z + 1 は、図 2 2 に示されているように、第 z の特性分割部 4 3 1 - z からの出力の数である。

【 0 0 9 0 】

ここで、第 1 ~ 第 Z の特性分割部 4 3 1 - 1 ~ 4 3 1 - Z に含まれる第 z の特性分割部 4 3 1 - z について説明する (z は、1 z Z を満たす正の整数である) 。

【 0 0 9 1 】

図 2 3 は、第 z の特性分割部 4 3 1 - z の構成を概略的に示すブロック図である。第 z の特性分割部 4 3 1 - z は、シンボルフイルタ部 4 3 2 と、キャリア逆フーリエ変換部 4 3 3 と、第 1 ~ 第 L _ z の遅延時間シフトシンボル時間回転部 4 3 4 - 1 ~ 4 3 4 - L _ z とを備える。

【 0 0 9 2 】

まず、シンボルフイルタ部 4 3 2 とキャリア逆フーリエ変換部 4 3 3 は、実施の形態 1 と同様な処理により、S P 伝送路特性を遅延時間軸と変動周波数軸にて分割する。言い換えると、シンボルフイルタ部 4 3 2 は、S P 伝送路特性を、変動周波数軸の複数の第 1 の区間に含まれるある区間の成分に分割する。そして、キャリア逆フーリエ変換部 4 3 3 は、シンボルフイルタ部 4 3 2 で分割された成分を、遅延時間軸の複数の第 2 の区間の成分に分割する。

【 0 0 9 3 】

次に、第 1 ~ 第 L _ z の遅延時間シフトシンボル時間回転部 4 3 4 - 1 ~ 4 3 4 - L _ z は、キャリア逆フーリエ変換部 4 3 3 の出力である分割された伝送路特性の成分を、変動周波数軸において予め定められた第 1 のシフト量のシフトを行い、かつ、遅延時間軸において予め定められた第 2 のシフト量の巡回シフトを行う回転部である。例えば、第 1 ~

10

20

30

40

50

第 L_z の遅延時間シフトシンボル時間回転部 4 3 4 - 1 ~ 4 3 4 - L_z は、キャリア逆フーリエ変換部 4 3 3 の出力である分割された伝送路特性の成分を、遅延時間軸に $T_u / 12$ の整数倍巡回シフトして、 $\exp(j 2 \pi m / 4)$ の位相回転を行う (m はシンボル番号を示すインデックス)。以下、詳細について説明する。

【0094】

図 2 4 に示すように、変動周波数軸と遅延時間軸での S P 伝送路特性は、S P の特徴的な配置から変動周波数軸に $1 / 4 T_s$ 、遅延時間軸に $T_u / 12$ ずつシフトして繰り返し成分が生じる。この性質より、図 2 5 の領域 A を変動周波数軸に $1 / 4 T_s$ シフトした領域 B での伝送路特性は、領域 A での伝送路特性を遅延時間軸に $T_u / 12$ 巡回シフトすることで算出することができる。

10

【0095】

一方で、実施の形態 1 では、変動周波数軸での分割に複数のシンボルフィルタを用いているため、S P 伝送路特性を直接変動周波数軸でシフトすることはできない。そのため、ある変動周波数帯において分割された伝送路特性の成分をシンボル時間軸で位相回転することにより、他の変動周波数帯における伝送路特性を算出する。

【0096】

よく知られるように周波数軸でのシフト処理は逆フーリエ変換した時間領域での位相回転となる。そのため、変動周波数 f_d に対して逆フーリエ変換したシンボル時間軸 t_l (l は、シンボル番号を示すインデックス) での伝送路特性は、 $\exp(j 2 \pi t_l / 4 T_s)$ の回転が生じる。ここで、 t_l は、 T_s の整数倍であるので、 $\exp(j 2 \pi t_l / 4 T_s)$ は $\exp(j 2 \pi m / 4)$ となる。さらに、位相回転因子 $\exp(j 2 \pi m / 4)$ は、 $1, j, -1, -j$ の 4 種類のみを取り得るため、容易に計算でき回路規模を抑えることができる。

20

【0097】

これらより、シンボルフィルタ部 4 3 2 で抽出された領域 A をさらにキャリア逆フーリエ変換部により遅延時間軸上で分割し、分割された伝送路特性に対して遅延時間方向に $T_u / 12$ 巡回シフトし、位相回転因子 $\exp(j 2 \pi m / 4)$ を乗算することで、領域 B を遅延時間軸で分割した伝送路特性が得られる。

【0098】

同様に、他の $1 / 4 T_s$ の整数倍離れた繰り返し成分に対しても遅延時間に $T_u / 12$ の整数倍シフトと、位相回転因子 $\exp(j 2 \pi m / 4)$ の整数乗で、分割された S P 伝送路特性を算出することができる。

30

【0099】

以上の演算を組み合わせることで、分割数 M に対し、シンボルフィルタ処理とキャリア逆フーリエ変換処理を半分程度に抑えることが可能である。例えば、第 1 ~ 第 Z の特性分割部 4 3 1 - 1 ~ 4 3 1 - Z に含まれているシンボルフィルタ部 4 3 2 により、分割する対象となる全体の領域の半分に対応する領域を、 M の半分の数である $M / 2$ 分割すればよい。

【0100】

以上で示したように、実施の形態 4 では、伝送路特性の繰り返し成分の規則性を利用して、簡易な演算を追加することで、伝送路特性の分割に用いるフィルタ処理及びフーリエ変換処理を大幅に削減することができる。

40

【0101】

実施の形態 5 .

実施の形態 5 は、フーリエ変換のポイント数を削減することで、遅延時間軸の分割数 N を小さくするキャリア逆フーリエ変換部とキャリアフーリエ変換部を備えることを特徴とする。

【0102】

実施の形態 5 におけるキャリア逆フーリエ変換部は、実施の形態 1 に示した第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部 1 3 2 - 1 ~ 1 3 2 - M 、実施の形態 2 に示した第 1 ~ 第 M

50

のキャリア逆フーリエ変換部 2 3 2 - 1 ~ 2 3 2 - M、実施の形態 3 に示した第 1 ~ 第 M - 1 のキャリア逆フーリエ変換部 3 3 2 - 1 ~ 3 3 2 - (M - 1)、及び、実施の形態 4 に示したキャリア逆フーリエ変換部 4 3 3 に置き換えることができる。

また、実施の形態 5 におけるキャリアフーリエ変換部は、実施の形態 1 に示したキャリアフーリエ変換部 1 6 2、実施の形態 2 に示した第 1 ~ 第 M のキャリアフーリエ変換部 2 6 2 - 1 ~ 2 6 2 - M、及び、実施の形態 3 に示したキャリアフーリエ変換部 3 6 2 に置き換えることができる。

【0103】

図 2 6 は、実施の形態 5 におけるキャリア逆フーリエ変換部 5 3 2 の構成を概略的に示すブロック図である。キャリア逆フーリエ変換部 5 3 2 は、キャリア分割部 5 3 2 a と、逆フーリエ変換部 5 3 2 b とを備える。

10

【0104】

キャリア分割部 5 3 2 a は、図 2 7 に示すように、キャリア周波数での伝送路特性を N ポイントずつ分割する。例えば、キャリア分割部 5 3 2 a が、S/P 伝送路特性を、変動周波数軸における予め定められた複数の区間の成分に分割する。ここで、キャリア分割部 5 3 2 a が分割を行う区間を第 3 の区間ともいう。

【0105】

逆フーリエ変換部 5 3 2 b は、分割された N ポイントの伝送路特性の成分を逆フーリエ変換することで、遅延時間軸方向において分割し、遅延時間軸の成分に変換する。実施の形態 1、2、3 及び 4 では F/DFT / 3 ポイントの逆フーリエ変換を行っていたが、分割することで逆フーリエ変換に用いるポイント数が減るため、演算量及びメモリ容量を低減することができる。

20

【0106】

ここで、N ポイントの逆フーリエ変換結果について図 2 7 ~ 2 9 を用いて説明する。

図 2 7 に示されている S/P 伝送路特性を分割せずに逆フーリエ変換を行なった場合、図 2 8 に示す遅延時間での伝送路特性が得られる。この時、検出できる最大遅延時間が、S/P が挿入されるキャリア間隔の逆数となり、逆フーリエ変換を行なったポイント数の伝送路特性が得られる。

一方で、分割された N ポイントの逆フーリエ変換結果を図 2 9 に示す。ここでも同様に、検出できる最大遅延時間が、S/P が挿入されるキャリア間隔の逆数となり、逆フーリエ変換を行なったポイント数の伝送路特性が得られる。このため、N ポイントの逆フーリエ変換部 5 3 2 b は、伝送路特性を遅延時間軸で N ポイントに分割していることに相当する。

30

【0107】

次に、実施の形態 5 では、図示していない繰り返し推定部 1 4 0、繰り返し抑圧部 1 5 0、及び、伝送路特性結合部 1 6 0 の加算部 1 6 1 では、実施の形態 1 と同様の処理を行う。但し、繰り返し推定部 1 4 0 は、逆フーリエ変換部 5 3 2 b が逆フーリエ変換した結果について 1 シンボルの分割領域すべてを用いて、伝送路特性の電力分布を算出し、繰り返し成分を推定すればよい。

【0108】

図 3 0 は、実施の形態 5 におけるキャリアフーリエ変換部 5 6 2 の構成を概略的に示すブロック図である。キャリアフーリエ変換部 5 6 2 は、フーリエ変換部 5 6 2 a と、キャリア結合部 5 6 2 b とを備える。

40

【0109】

フーリエ変換部 5 6 2 a は、分割された N ポイントの処理単位毎に、前段までで不要成分が抑圧された伝送路特性の成分をフーリエ変換し、キャリア周波数軸の成分に変換することで、遅延時間軸方向における結合を行う。

キャリア結合部 5 6 2 b は、分割された伝送路特性をもとのキャリア周波数軸に並べることで結合する。言い換えると、キャリア結合部 5 6 2 b は、フーリエ変換部 5 6 2 a で結合された成分を、変動周波数軸方向において結合する。

50

【 0 1 1 0 】

以上から、実施の形態 5 に示す等化装置は、伝送路特性をキャリア周波数で分割し、逆フーリエ変換することで、演算量及びメモリ容量を低減することができる。

【 0 1 1 1 】

また、キャリア分割部 5 3 2 a は、キャリア周波数でオーバーラップを生じるように分割し、図 3 1 に示されているような窓関数を乗算してから、逆フーリエ変換部 5 3 2 b に入力しても良い。この場合には、図 3 2 に示されているキャリア逆フーリエ変換部 6 3 2 のように、キャリア分割部 5 3 2 a と、逆フーリエ変換部 5 3 2 b との間に、キャリア分割部 5 3 2 a の出力に対して窓関数を乗算する窓関数乗算部 6 3 2 c が設けられる。窓関数を乗算することで、分割区間の端点での不連続性により生じる歪みが低減する。窓関数の形は、すべての窓関数特性の和が一定となるような形が望ましい。例えば、三角関数を用いた窓関数が考えられるが、本発明は三角関数を用いた窓関数に限るものではない。

10

【 0 1 1 2 】

また窓関数のルート特性を、キャリア分割部 5 3 2 a と、キャリア結合部 5 6 2 b の両方で乗算しても良い。窓関数を分割することで、繰り返し抑圧部 1 5 0 での分割領域の抑圧及び抽出により生じる歪みをキャリア結合部 5 6 2 b での窓関数乗算によって低減できる。

【 0 1 1 3 】

上記において、逆フーリエ変換部 5 3 2 b と、実施の形態 5 では図示していない繰り返し抑圧部 1 5 0 と、加算部 1 6 1 と、フーリエ変換部 5 6 2 a とは、キャリア分割部 5 3 2 a で分割された区間毎に時分割処理するものとして説明したが、並列処理をしてもよい。

20

【 0 1 1 4 】

以上のように、実施の形態 5 では、伝送路特性の遅延時間軸上での分割に逆フーリエ変換を用いる場合であって、伝送路特性をキャリア周波数軸で分割することで遅延時間軸上での分割数を小さくする方法を示した。これにより、フーリエ変換処理に伴う演算量とメモリ容量を低減できる。また、キャリア周波数軸での分割に窓関数を乗算することで分割や伝送路特性の所望成分の抽出に伴う歪みを低減することができる。

【 符号の説明 】

【 0 1 1 5 】

30

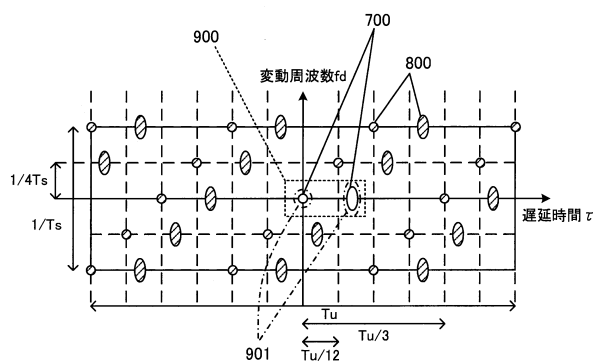
1 0 0 , 2 0 0 , 3 0 0 等化装置、 1 1 0 フーリエ変換部、 1 2 0 S P 伝送路特性算出部、 1 3 0 , 2 3 0 , 3 3 0 , 3 3 0 # , 4 3 0 伝送路特性分割部、 1 3 1 - 1 ~ 1 3 1 - M , 3 3 1 - 1 ~ 3 3 1 - M 第 1 ~ 第 M のシンボルフィルタ部、 2 3 1 - 1 ~ 2 3 1 - N 第 1 ~ 第 N のシンボルフーリエ変換部、 4 3 1 - 1 ~ 4 3 1 - K 第 1 ~ 第 K の特性分割部、 4 3 1 - z 第 z の特性分割部、 1 3 2 - 1 ~ 1 3 2 - M 第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部、 2 3 2 - 1 ~ 2 3 2 - M 第 1 ~ 第 M のキャリア逆フーリエ変換部、 3 3 2 - 1 ~ 3 3 2 - (M - 1) 第 1 から第 M - 1 のキャリア逆フーリエ変換部、 4 3 2 シンボルフィルタ部、 5 3 2 キャリア逆フーリエ変換部、 5 3 2 a キャリア分割部、 5 3 2 b 逆フーリエ変換部、 3 3 3 - 1 ~ 3 3 3 - N 第 1 ~ 第 N のシンボルフーリエ変換部、 4 3 3 キャリア逆フーリエ変換部、 3 3 4 - 1 ~ 3 3 4 - (M - 1) 第 1 ~ 第 M - 1 のキャリア逆フーリエ変換部、 4 3 4 - 1 ~ 4 3 4 - L __ z 第 1 ~ 第 L __ z の遅延時間シフトシンボル時間回転部、 1 4 0 繰り返し推定部、 1 5 0 繰り返し抑圧部、 2 5 3 伝送路特性出力部、 1 6 0 , 2 6 0 , 3 6 0 , 3 6 0 # 伝送路特性結合部、 1 6 1 加算部、 3 6 1 第 1 の加算部、 2 6 1 - 1 ~ 2 6 1 - N 第 1 ~ 第 N のシンボル逆フーリエ変換部、 1 6 2 , 3 6 2 , 5 6 2 キャリアフーリエ変換部、 2 6 2 - 1 ~ 2 6 2 - M 第 1 ~ 第 M のキャリアフーリエ変換部、 5 6 2 a フーリエ変換部、 5 6 2 b キャリア結合部、 3 6 3 第 2 の加算部、 3 6 4 - 1 ~ 3 6 4 - (M - 1) 第 1 ~ 第 M - 1 のキャリアフーリエ変換部、 3 6 5 - 1 ~ 3 6 5 - N 第 1 ~ 第 N のシンボル逆フーリエ変換部、 3 6 6 伝送路特性出力部、 1 7 0 等化部、 3 8 0 キャリア

40

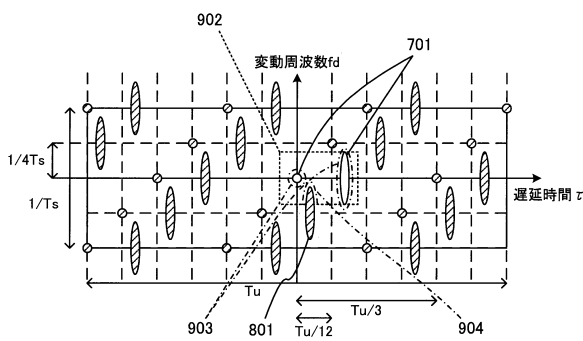
50

フィルタ部。

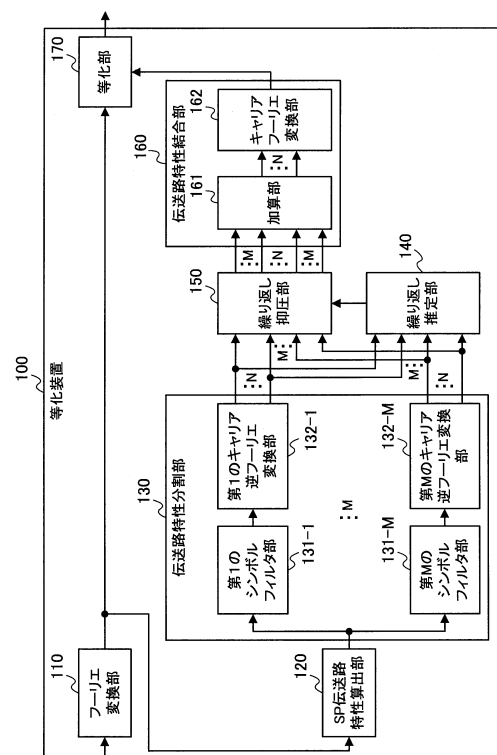
【図 1】



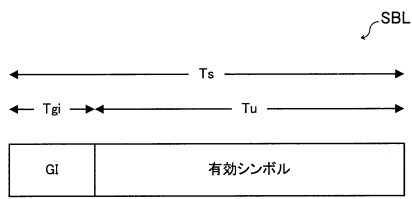
【図 2】



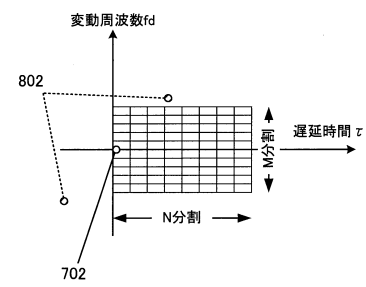
【図 3】



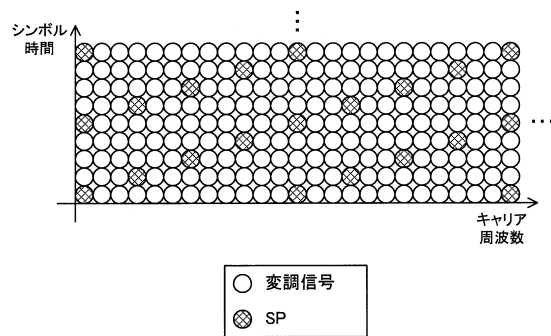
【図 4】



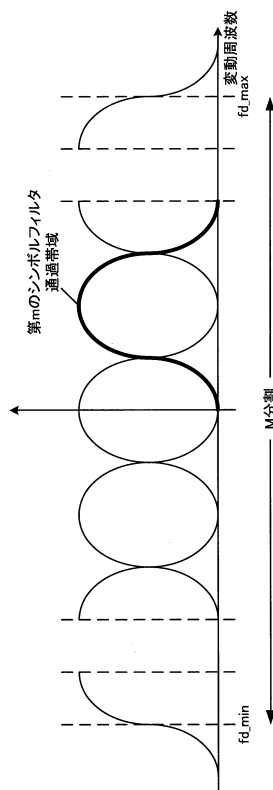
【図 6】



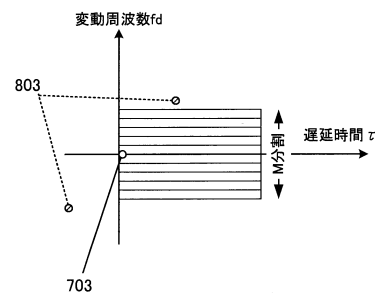
【図 5】



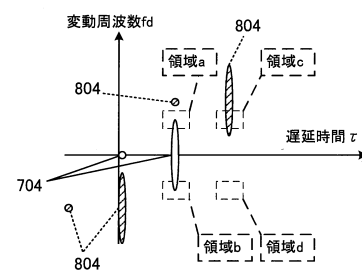
【図 7】



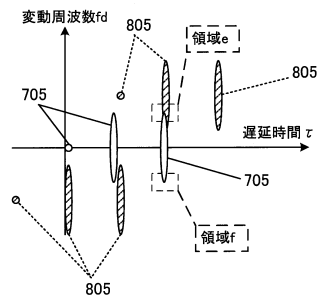
【図 8】



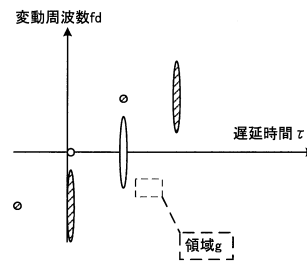
【図 9】



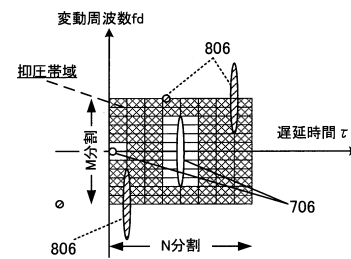
【図 10】



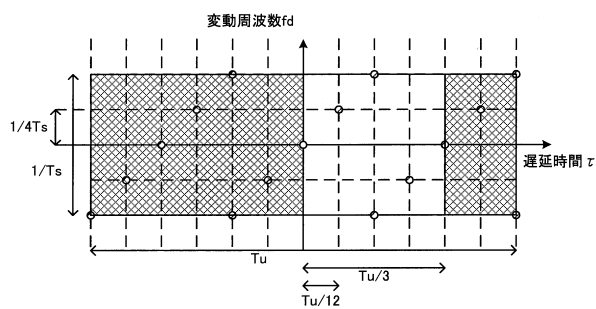
【図 11】



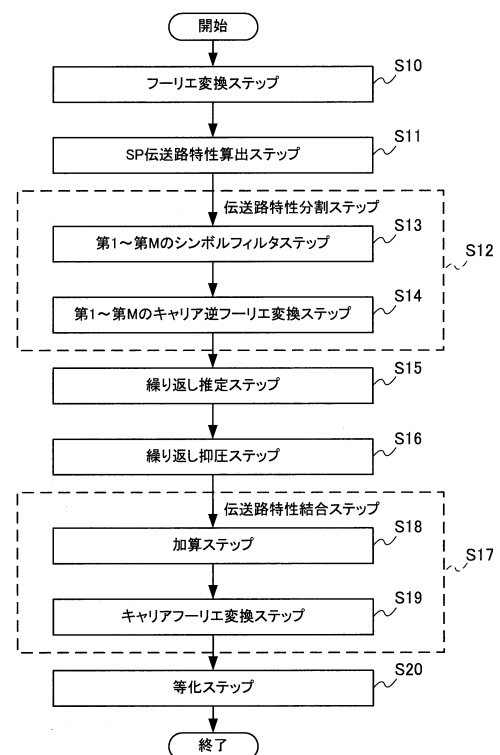
【図 12】



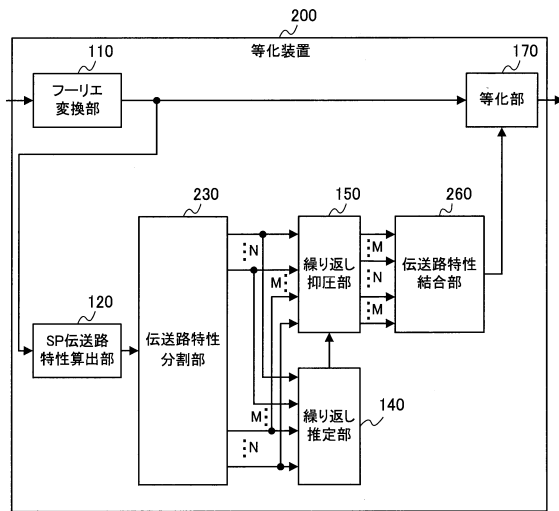
【図 13】



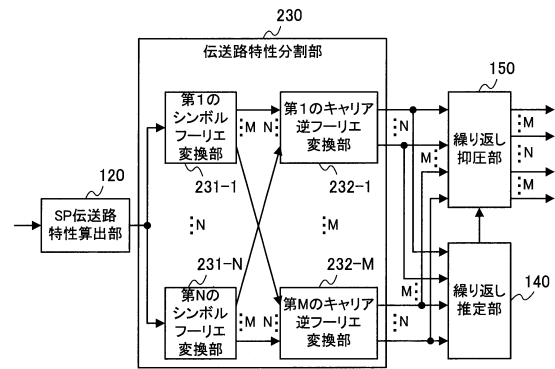
【図 14】



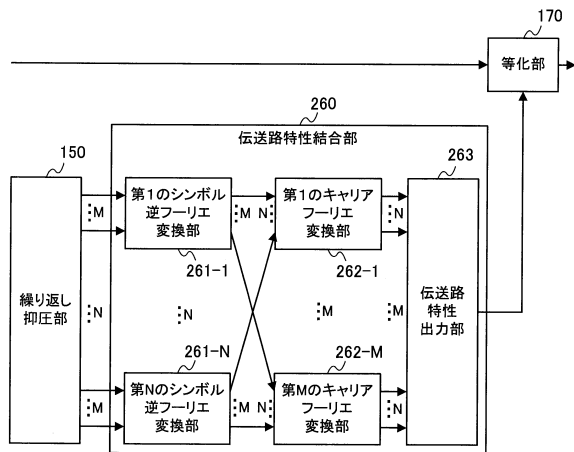
【図 15】



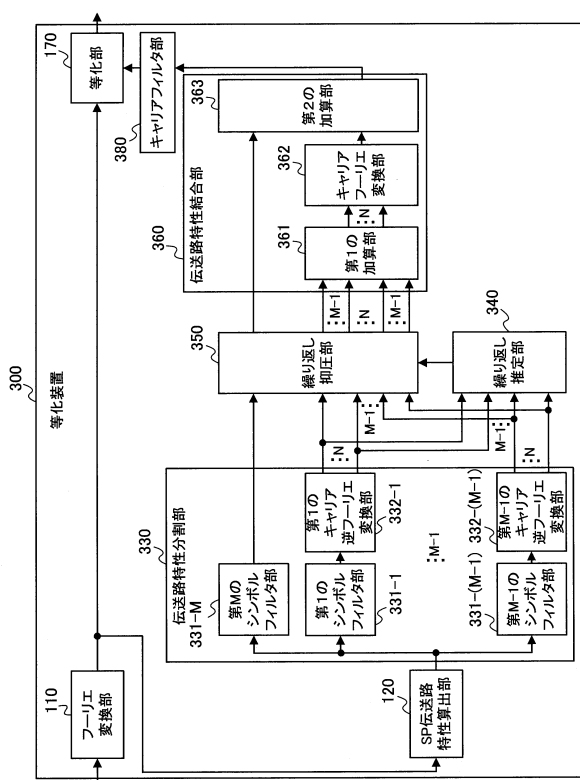
【図 16】



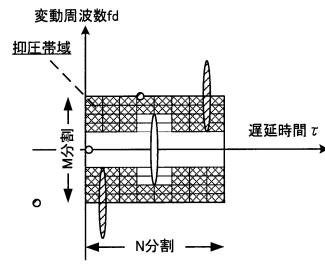
【図 17】



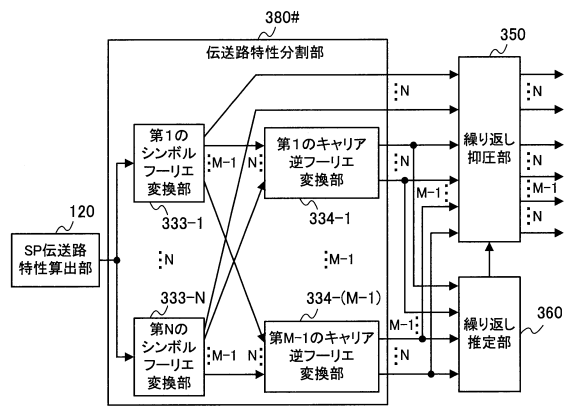
【図 18】



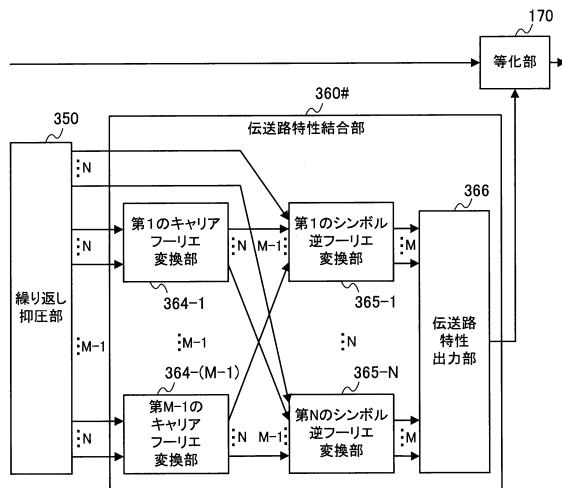
【図 19】



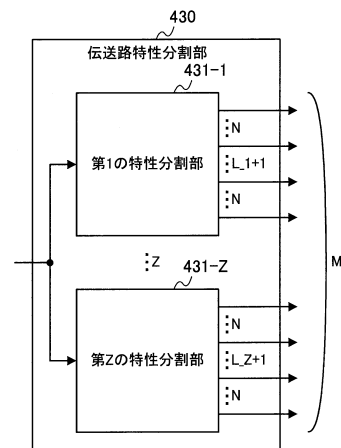
【図 20】



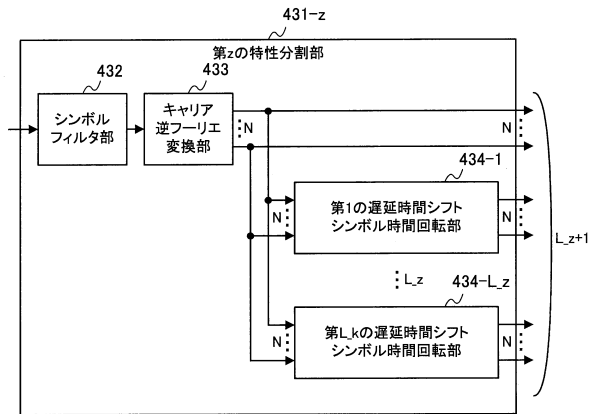
【図 21】



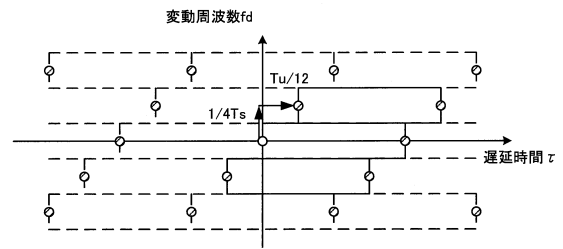
【図 22】



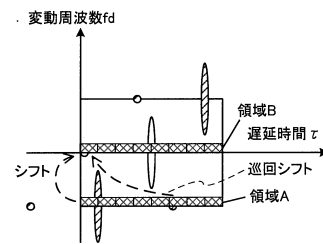
【図 2 3】



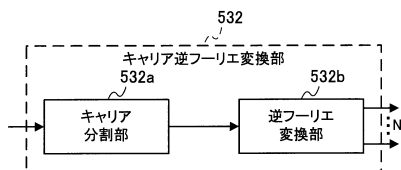
【図 2 4】



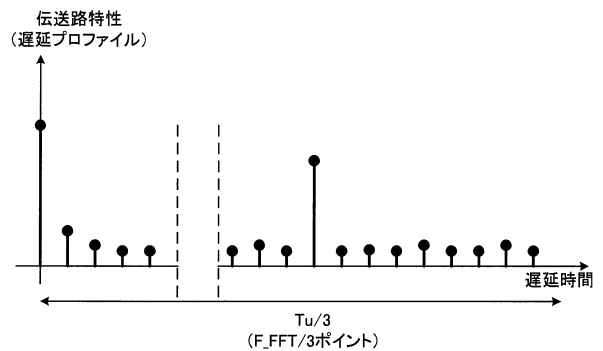
【図 2 5】



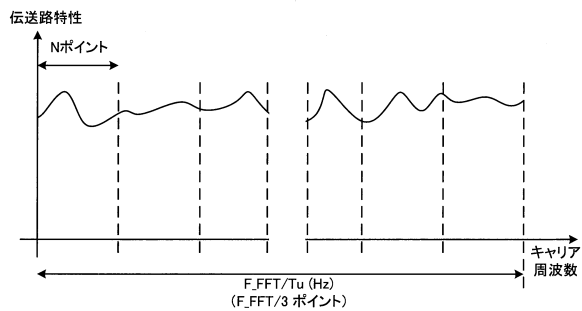
【図 2 6】



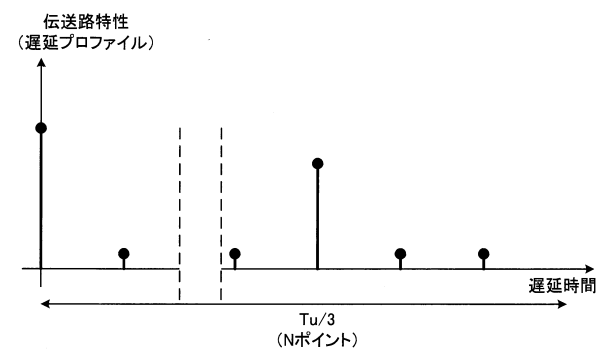
【図 2 8】



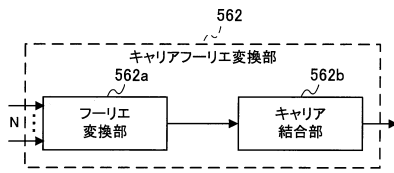
【図 2 7】



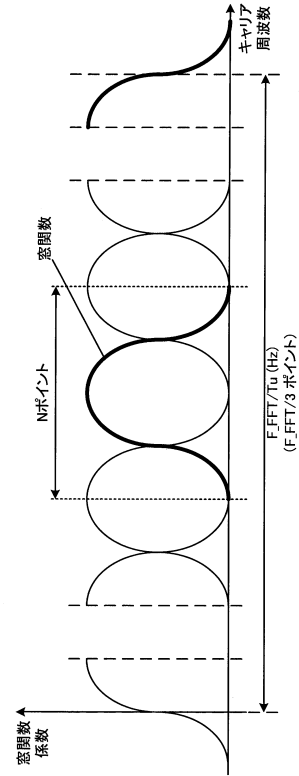
【図 2 9】



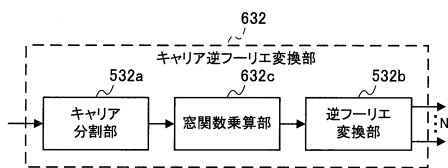
【図 30】



【図 31】



【図 32】



フロントページの続き

(72)発明者 新保 大介
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 吉江 一明

(56)参考文献 国際公開第2009/125500(WO, A1)
特開2005-229466(JP, A)
特開2010-098471(JP, A)
国際公開第2010/113499(WO, A1)
米国特許出願公開第2003/0072254(US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/01
H04B 7/005
H04J 11/00
IEEE Explore
Cinii