

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4714636号  
(P4714636)

(45) 発行日 平成23年6月29日(2011.6.29)

(24) 登録日 平成23年4月1日(2011.4.1)

(51) Int.Cl.			F I		
HO4B	7/10	(2006.01)	HO4B	7/10	A
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08	D
HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z

請求項の数 6 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2006-125912 (P2006-125912)	(73) 特許権者	000004352
(22) 出願日	平成18年4月28日 (2006.4.28)		日本放送協会
(65) 公開番号	特開2007-300337 (P2007-300337A)		東京都渋谷区神南2丁目2番1号
(43) 公開日	平成19年11月15日 (2007.11.15)	(73) 特許権者	000001122
審査請求日	平成21年1月16日 (2009.1.16)		株式会社日立国際電気
			東京都千代田区外神田四丁目14番1号
		(74) 代理人	100072051
			弁理士 杉村 興作
		(74) 代理人	100107227
			弁理士 藤谷 史朗
		(74) 代理人	100114292
			弁理士 来間 清志
		(72) 発明者	山崎 雷太
			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
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動受信装置及びその作動方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のアンテナで構成され、複数の到来波を受信するアレーアンテナ部と、  
移動受信環境下で生じるドップラーシフトの影響に伴うドップラー周波数の範囲を推定するドップラー周波数算出部と、

前記推定されたドップラー周波数の範囲で、前記アレーアンテナ部からの受信信号をスキャンし、前記複数の到来波に対応する指向性制御の収束条件をそれぞれ作成する収束条件算出部と、

前記収束条件に基づき制御した指向性重み係数を用いて前記受信信号をアレイ合成し、それぞれの到来波を抽出し、前記ドップラーシフトの影響による周波数のズレをAFC (Auto Frequency Control) により補償してから出力する適応指向性算出部と、

前記周波数のズレが補償された各到来波に対し、FFT (Fast Fourier Transform) を行って伝送路推定を行い、重み係数を算出してFFT後の信号に乗算後同相合成を行うダイバーシティ合成部とを具備することを特徴とする移動受信装置。

【請求項2】

請求項1に記載の移動受信装置において、

前記アレーアンテナ部からの到来波の複数の信号に対して、共通ローカル信号を用いて直交復調し、得られるベースバンド信号を前記アレーアンテナ部からの受信信号として前記ドップラー周波数算出部、前記収束条件算出部及び前記適応指向性算出部に供給する直

交復調部を更に備え、

前記ドップラー周波数算出部は、当該移動受信装置の進行方向に対し0度方向に指向性パターンを生成して得た受信信号から、0度方向のドップラー周波数を算出し、前記進行方向に対し180度方向の指向性パターンを生成して得た受信信号から、180度方向のドップラー周波数を算出し、当該0度方向及び180度方向のドップラー周波数から前記ドップラー周波数の範囲を推定することを特徴とする移動受信装置。

【請求項3】

請求項2に記載の移動受信装置において、

さらに、直交復調部が用いる共通ローカル信号について、その局部発振周波数誤差を算出する周波数誤差算出部を有し、

前記直交復調部は、周波数誤差算出部により算出された局部発振周波数誤差を用いて共通ローカル信号を補正し、該補正した共通ローカル信号を用いて直交復調を行うことを特徴とする移動受信装置。

【請求項4】

請求項2または3に記載の移動受信装置において、

前記移動受信装置はOFDM変調信号を受信するものであり、前記適応指向性算出部は、OFDM変調信号のHGIとTGIの区間信号の差が小さくなるほど小さくなる評価関数を用いて、前記指向性重み係数を更新することを特徴とする移動受信装置。

【請求項5】

請求項2から4までのいずれか一項に記載の移動受信装置において、

前記収束条件算出部は、アレーアンテナ部で生成される指向性パターンの半値幅に相当するドップラー周波数の範囲の帯域の抽出フィルタによって、周波数軸をスキャンしながら、電力のピークを選択し、該ピークを中心とする前記ドップラー周波数の範囲を除いて次の電力のピークを選択する処理により、前記適応指向性算出部によってアレイ合成したそれぞれの到来波のピークを抽出し、抽出したピークの到来波毎に、当該ピークを所望波とし残りを不要波として当該所望波の到来方向に指向性のピークができる指向性パターンか、又は不要波の到来方向にヌルができる指向性パターンを、前記収束条件として決定することを特徴とする移動受信装置。

【請求項6】

移動受信装置の作動方法であって、

前記移動受信装置が、複数のアンテナで構成されるアレーアンテナ部と、ドップラー周波数算出部と、収束条件算出部と、適応指向性算出部と、ダイバーシティ合成部とを備えており、

前記アレーアンテナ部によって、複数の到来波を受信するステップと、

前記ドップラー周波数算出部によって、移動受信環境下で生じるドップラーシフトの影響に伴うドップラー周波数の範囲を推定するステップと、

前記収束条件算出部によって、前記推定されたドップラー周波数の範囲で、前記アレーアンテナ部からの受信信号をスキャンし、前記複数の到来波に対応する指向性制御の収束条件をそれぞれ作成するステップと、

前記適応指向性算出部によって、前記収束条件に基づき制御した指向性重み係数を用いて前記受信信号をアレイ合成し、それぞれの到来波を抽出し、前記ドップラーシフトの影響による周波数のズレをAFC(Auto Frequency Control)により補償してから出力するステップと、

前記ダイバーシティ合成部によって、前記周波数のズレが補償された各到来波に対し、FFTを行って伝送路推定を行い、重み係数を算出してFFT(Fast Fourier Transform)後の信号に乗算後同相合成を行うステップと、  
を含むことを特徴とする移動受信装置の作動方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

10

20

30

40

50

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を採用するデジタル放送やデジタル伝送分野の受信技術に関し、特に、デジタル放送や無線LAN (Local Area Network) 等の電波を受信する際に発生するマルチパスフェージングの影響や干渉波の影響を除去するためのアダプティブアレーアンテナ技術及びダイバーシティ合成技術を用いた移動受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来のアダプティブアレーアンテナ技術として、非特許文献1及び2に記載されたものがある。これらの文献には、単一キャリアのPSK (Phase Shift Keying) や多値QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等のデジタル伝送方式において、MMSEアルゴリズム、LMSアルゴリズムまたはRLSアルゴリズムを用いたアダプティブアレーアンテナ及び伝送路等化器について詳細に述べられている。

10

【0003】

また、OFDM信号を受信する際の移動受信用のアダプティブアレーアンテナ技術として、非特許文献3及び4、並びに特許文献1に記載されたものがある。具体的には、非特許文献3の技術は、OFDMシンボルにおける先頭のガード区間と後方のガード区間とが同一であることに着目し、MMSEアダプティブアレーによって到来波を分離受信することにより、移動受信による受信品質の劣化を補償することができる。また、非特許文献4の技術は、大地に対して静止した地点における受信信号を、アレーアンテナを用いた空間内挿処理によって推定することにより、移動体の移動速度をキャンセルし、移動受信による受信品質の劣化を補償することができる。また、特許文献1の技術は、受信信号を複数の帯域に分割し、分割した帯域毎に最大比合成に基づく合成を行うことにより、マルチパス耐性を強化させるものであり、帯域分割によるアダプティブアレーの指向性重み係数の更新速度を小さくすることができ、計算負荷を軽減することができる。

20

【0004】

また、アダプティブアレーアンテナ以外の移動受信用信号処理技術として、非特許文献5及び6に記載されたものが報告されている。具体的には、非特許文献5の技術は、複数のアンテナで受信した信号をキャリア毎にダイバーシティ合成する方式を用いるものであり、各受信アンテナの出力を集めると同時に、時間変動を小さくするようにデジタル信号処理を行うことにより、移動受信による受信品質の劣化を補償することができる。また、非特許文献6の技術は、移動体の進行方向の前後に固定指向性アンテナを配置し、ドップラー周波数を推定した後、AFC (Auto Frequency Control) にて周波数ズレを補償し、前述の非特許文献5のダイバーシティ合成方式と組み合わせるものであり、これにより、移動受信による受信品質の劣化を補償することができる。

30

【0005】

【非特許文献1】John Litva、Titus Kwok - Yeung Lo、"Digital Beam-forming in Wireless Communication"、Artech House Publishers

40

【非特許文献2】Simon Hykin著、鈴木博共訳、"適応フィルタ理論"、科学技術出版、2000

【非特許文献3】堀智、菊間信良、稲垣直樹、"OFDM用ガード区間MMSEアダプティブアレーにおける最適化アルゴリズムの初期化に関する検討"、信学論、Vol. J - B88 - B、No. 9 pp. 1821 - 1824 (2005 - 09)

【非特許文献4】長井則和、高柳英晃、斎藤将人、岡田実、山本平一、"アレーアンテナにより移動体の移動速度を測定しドップラースプレッドを補償する地上波デジタル放送受信機"、信学論、Vol. J - B88 - B、No. 4 pp. 741 - 750 (2005 - 04)

【非特許文献5】山崎雷太、高田政幸、濱住啓之、"地上デジタル放送における高速移動

50

受信特性の計算機シミュレーション評価”、2005信学ソ大、B-5-129(2005-09)

【非特許文献6】鶴田誠、笠見英男、松岡秀浩、“高速フェージング伝送路における地上デジタル放送の移動受信特性に関する一検討”、2005信学総大、B-1-265

【特許文献1】特開2005-117348号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

前述の非特許文献3、4及び特許文献1において、アダプティブアレーによる適応指向性制御を移動受信へ適用することが有効であることは既に証明されている。また、非特許文献5及び6において、ダイバーシティ合成(非特許文献5)や固定指向性とダイバーシティ合成との組み合わせ(非特許文献6)を移動受信へ適用することが有効であることも既に証明されている。しかしながら、高速で移動する移動受信装置に対してはこれらの技術を用いたとしても、受信特性を改善するには不十分であるという問題があった。

10

【0007】

そこで、本発明は前記課題を解決するためになされたものであり、地上デジタル放送の移動受信装置において、適応指向性制御とダイバーシティ合成とを組み合わせることにより多重ドップラースhiftを補償し、受信特性をさらに改善することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決する手段として、複数のアンテナで構成され、複数の到来波を受信するアレーアンテナ部と、移動受信環境下で生じるドップラースhiftの影響に伴うドップラースhiftの範囲を推定するドップラースhift算出部と、前記推定されたドップラースhiftの範囲で、前記アレーアンテナ部からの受信信号をスキャンし、前記複数の到来波に対応する指向性制御の収束条件をそれぞれ作成する収束条件算出部と、前記収束条件に基づき制御した指向性重み係数を用いて前記受信信号をアレイ合成し、それぞれの到来波を抽出し、前記ドップラースhiftの影響による周波数のズレをAFC(Auto Frequency Control)により補償してから出力する適応指向性算出部と、前記周波数のズレが補償された各到来波に対し、FFT(Fast Fourier Transform)を行って伝送路推定を行い、重み係数を算出してFFT後の信号に乗算後同相合成を行うダイバーシティ合成部とを具備することを特徴とする移動受信装置によって実現する。これにより、到来波を適応的に指向性を制御してドップラースhiftを補償する技術と、最大比合成を行う技術とを組み合わせることができ、この組み合わせにより受信特性を改善することができる。

20

30

【0009】

また、本発明による移動受信装置は、前記アレーアンテナ部からの到来波の複数の信号に対して、共通ローカル信号を用いて直交復調し、得られるベースバンド信号を前記アレーアンテナ部からの受信信号として前記ドップラースhift算出部、前記収束条件算出部及び前記適応指向性算出部に供給する直交復調部を更に備え、前記ドップラースhift算出部は、当該移動受信装置の進行方向に対し0度方向に指向性パターンを生成して得た受信信号から、0度方向のドップラースhiftを算出し、前記進行方向に対し180度方向の指向性パターンを生成して得た受信信号から、180度方向のドップラースhiftを算出し、当該0度方向及び180度方向のドップラースhiftから前記ドップラースhiftの範囲を推定することを特徴とする。

40

【0010】

また、本発明による移動受信装置は、さらに、直交復調部で用いる共通ローカル信号について、その局部発振周波数誤差を算出する周波数誤差算出部を有し、前記直交復調部が、周波数誤差算出部により算出された局部発振周波数誤差を用いて共通ローカル信号を補正し、該補正した共通ローカル信号を用いて直交復調を行うことを特徴とする。

【0011】

50

また、本発明による移動受信装置は、前記移動受信装置はOFDM変調信号を受信するものであり、前記適応指向性算出部は、OFDM変調信号のHGIとTGIの区間信号の差が小さくなるほど小さくなる評価関数を用いて、前記指向性重み係数を更新することを特徴とする。

【0012】

また、本発明による移動受信装置は、前記収束条件算出部は、アレーアンテナ部で生成される指向性パターンの半値幅に相当するドップラー周波数の範囲の帯域の抽出フィルタによって、周波数軸をスキャンしながら、電力のピークを選択し、該ピークを中心とする前記ドップラー周波数の範囲を除いて次の電力のピークを選択する処理により、前記適応指向性算出部によってアレイ合成したそれぞれの到来波のピークを抽出し、抽出したピークの到来波毎に、当該ピークを所望波とし残りを不要波として当該所望波の到来方向に指向性のピークができる指向性パターンか、又は不要波の到来方向にヌルができる指向性パターンを、前記収束条件として決定する。

【0013】

また、本発明の移動受信装置の作動方法は、前記移動受信装置が、複数のアンテナで構成されるアレーアンテナ部と、ドップラー周波数算出部と、収束条件算出部と、適応指向性算出部と、ダイバーシティ合成部とを備えており、前記アレーアンテナ部によって、複数の到来波を受信するステップと、前記ドップラー周波数算出部によって、移動受信環境下で生じるドップラーシフトの影響に伴うドップラー周波数の範囲を推定するステップと、前記収束条件算出部によって、前記推定されたドップラー周波数の範囲で、前記アレーアンテナ部からの受信信号をスキャンし、前記複数の到来波に対応する指向性制御の収束条件をそれぞれ作成するステップと、前記適応指向性算出部によって、前記収束条件に基づき制御した指向性重み係数を用いて前記受信信号をアレイ合成し、それぞれの到来波を抽出し、前記ドップラーシフトの影響による周波数のズレをAFC(Auto Frequency Control)により補償してから出力するステップと、前記ダイバーシティ合成部によって、前記周波数のズレが補償された各到来波に対し、FFTを行って伝送路推定を行い、重み係数を算出してFFT(Fast Fourier Transform)後の信号に乗算後同相合成を行うステップと、を含むことを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

以上のように、本発明の移動受信装置によれば、指向性制御部の多重ドップラーシフト補償技術とダイバーシティ合成部の最大比合成技術とを組み合わせることにより、多重ドップラーシフトを補償し、受信特性をさらに改善することができる。これにより、地上デジタル放送の高速移動受信が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下、本発明を実施するための最良の形態について図面を用いて詳細に説明する。まず、本発明の実施の形態による移動受信装置のシステム構成について、図1を用いて説明する。この移動受信装置1は、アレーアンテナ部100、RF(Radio Frequency)-IF(Intermediate Frequency)周波数変換部200、多重ドップラーシフトを補償する指向性制御部300、及び最大比合成を行うダイバーシティ合成部400の4つの処理部から構成される。

【0016】

アレーアンテナ部100は、各種形状(線形アレー、長方形アレー、円形アレー等)で配置されるA個のアンテナにより構成され、複数の到来波を受信する。RF-IF周波数変換部200は、アレーアンテナ部100を介してA個の受信信号を入力し、当該受信信号に対してそれぞれ無線用周波数(RF)を中間周波数(IF)に変換する。

【0017】

指向性制御部300は、RF-IF周波数変換部200により変換されたA個の信号を入力し、当該入力に対して到来波に応じてL個の信号を出力する。この場合、指向性重み係数を変化させることによって、複数の到来波から1つの到来波を抽出し、その到来波に対してAFCを行い、ドップラー周波数が0Hzとなるようにドップラーシフトを補償する。尚、指向性制御部300は、指向性重み係数を、伝送路の状況変化に応じて時々刻々と変化させる。

【0018】

また、ダイバーシティ合成部400は、指向性制御部300からL個の信号を入力し、当該入力信号毎にFFT後に伝送路推定を行い、各入力の合成信号のC/N(Carrier to Noise ratio)が最大になるように最大比合成を行う。

10

【0019】

ここで、OFDM変調信号とガード区間との関係を図2に示す。OFDM変調信号は、ガード区間と有効シンボル区間とから成る。ガード区間として、有効シンボル区間の末尾と同じ波形の信号が有効シンボル区間の先頭に付加されることにより、ガード区間長以内の遅延時間で到来する波によるシンボル間干渉を防ぐことができ、受信品質の劣化を抑えている。

【0020】

以下、本来のガード区間のことをHGI(Head Guard Interval)といい、有効シンボル区間の末尾のガード区間をTGI(Tail Guard Interval)という。

20

【0021】

〔指向性制御部(実施例1)〕

以下、図1に示した指向性制御部300について詳細に説明する。この指向性制御部300は、HGIとTGIとが本来同一の信号であることを利用して、これら2つの区間信号の差が最小になるように、後述する指向性重み係数算出部342を動作させる。仮に、同期がとれている方の到来波を所望波とすると、所望波のみが受信され、不要波が受信されていない状態では、2つの信号は完全に同一になる。よって、これら2つの区間信号の差が最小になるように指向性重み係数を決定することにより、指向性制御部300により出力される合成信号を所望波のみの信号とすることができる。

【0022】

30

指向性制御部300の第1の例(実施例1)の構成を図3に示す。この指向性制御部300は、直交復調部310、ドップラー周波数算出部320、収束条件算出部330及び適応指向性算出部340を備えている。直交復調部310は、RF-IF周波数変換部200からA個の信号を入力し、各信号について直交復調を行う。ドップラー周波数算出部320は、移動体である移動受信装置1の進行方向に対して0度方向の指向性パターンと180度方向の指向性パターンとを用いて、ドップラー周波数を算出する。収束条件算出部330は、ドップラー周波数算出部320により算出されたドップラー周波数を用いて、1波を所望波とし残りを不要波とする収束条件を算出する。適応指向性算出部340は、収束条件算出部330により算出された収束条件に従い、最適な指向性重み係数を算出して複数の到来波から1つの到来波を抽出し、その到来波の周波数ズレをもとに戻し、ドップラーシフトを補償する。これにより、指向性制御部300は、ドップラーシフトを補償した信号(所望波のみの信号)をダイバーシティ合成部400に出力する。

40

【0023】

〔直交復調部〕

直交復調部310は、共通ローカル信号発生部311、分配部312、BPF(Band Path Filter)313-1~A、復調部314-1~A及びLPF(Low Path Filter)315-1~Aを備えている。直交復調部310は、RF-IF周波数変換部200により変換された各信号を入力する。これらの信号は、BPF313-1~Aを通過し、共通ローカル信号発生部311により発生し分配部312により分配された共通ローカル信号を用いて、復調部314-1~Aにより直交復調が行われ

50

る。これにより、直交復調部 310 は、設置されたアレーアンテナ部 100 のアンテナ本数分 (A 個) の複素ベースバンド I Q 信号 (以降、ベースバンド I Q 信号という。) を得ることができる。そして、ベースバンド I Q 信号は、LPF 315-1~A により帯域制限が行なわれ、A/D 変換される (図示省略)。尚、前述の共通ローカル信号発生部 311 により発生する共通ローカル信号は、当該移動受信装置 1 のシステムクロックとは独立した信号であってもよい。

#### 【0024】

そして、A 個のベースバンド I Q 信号は、ドップラー周波数算出部 320、収束条件算出部 330 及び適応指向性算出部 340 に送られる。また、ドップラー周波数算出部 320 10  
では、後述する差分成分算出部 325 がドップラー周波数 (図 3 の (a)) を算出し、収束条件算出部 330 では、後述する収束条件計算部 334 が適応指向性算出部 340 で用いる収束条件を算出し、適応指向性算出部 340 では、その収束条件に基づいて適応的に指向性を制御して AFC した後、ダイバーシティ合成部 400 に信号が送られる。

#### 【0025】

〔ドップラー周波数算出部〕

ドップラー周波数算出部 320 は、0 度方向指向性重み係数部 321-1、180 度方向指向性重み係数部 321-2、複素乗算部 322-1-1~2-A、アレー合成部 323-1, 2、ドップラー周波数推定部 324-1, 2 及び差分成分算出部 325 を備えている。このドップラー周波数算出部 320 では、0 度方向指向性重み係数部 321-1 及び 180 度方向指向性重み係数部 321-2 が移動体である移動受信装置 1 の進行方向に 20  
対してそれぞれ 0 度方向及び 180 度方向に指向性パターン (指向性重み係数) を生成し、到来波を分離受信した後に、図 4 に示すドップラー周波数推定部 324 がドップラー周波数を推定する。尚、このドップラー周波数には局部発振周波数誤差によって生じる周波数ズレが含まれている。

#### 【0026】

複素乗算部 322-1-1~A は、0 度方向指向性重み係数部 321-1 により生成された 0 度方向指向性重み係数とベースバンド I Q 信号とをそれぞれ複素乗算し、アレー合成部 323-1 は、これらの信号を合成する。同様に、複素乗算部 322-2-1~A は、180 度方向指向性重み係数部 321-2 により生成された 180 度方向指向性重み係数とベースバンド I Q 信号とをそれぞれ乗算し、アレー合成部 323-2 は、これらの信号を合成する。 30

#### 【0027】

ドップラー周波数推定部 324-1, 2 は、図 4 に示すように、有効シンボル長遅延部 324-11-1, 2、乗算部 324-12-1, 2、移動平均部 324-13-1, 2 及びドップラー周波数計算部 324-14 を備えている。ドップラー周波数推定部 324-1, 2 が、アレー合成部 323-1, 2 により合成されたベースバンド I Q 信号を入力すると、有効シンボル長遅延部 324-11-1 は、そのベースバンド I Q 信号のうちの I 軸データを有効シンボル期間だけ遅延させ、有効シンボル長遅延部 324-11-2 は、そのベースバンド I Q 信号のうちの Q 軸データを有効シンボル期間だけ遅延させる。そして、乗算部 324-12-1 は、I 軸データと遅延させた I 軸データとを乗算し、移動平均部 324-13-1 は、その乗算後の信号により、I 軸データと有効シンボル期間だけ遅延させた I 軸データとの相関について、ガード期間の移動平均を算出し、移動平均  $S_{ii}(i)$  をドップラー周波数計算部 324-14 に出力する。同様に、乗算部 324-12-2 は、I 軸データと遅延させた Q 軸データとを乗算し、移動平均部 324-13-2 は、その乗算後の信号により、I 軸データと有効シンボル期間だけ遅延させた Q 軸データとの相関について、ガード期間の移動平均を算出し、移動平均  $S_{iq}(i)$  をドップラー周波数計算部 324-14 に出力する。 40

#### 【0028】

ドップラー周波数計算部 324-14 は、 $i$  シンボル (1 OFDM シンボル) 毎に、以下の式を用いてドップラー周波数を計算する。 50

## 【数 1】

$$\text{ドップラー周波数} = \text{キャリア間隔} \times \arctan \frac{S_{iq}(i)}{S_{ii}(i)} \div 2\pi \dots (1)$$

このようにして、ドップラー周波数推定部 3 2 4 - 1 が 0 度方向の (+) ドップラー周波数を推定し、ドップラー周波数推定部 3 2 4 - 2 が 1 8 0 度方向の (-) ドップラー周波数を推定する。そして、差分成分算出部 3 2 5 は、ドップラー周波数推定部 3 2 4 - 1 により推定された (+) ドップラー周波数、及びドップラー周波数推定部 3 2 4 - 2 により推定された (-) ドップラー周波数を入力し、(±) ドップラー周波数の差分をとって絶対値を算出する。これにより、収束条件算出部 3 3 0 が収束条件を算出するために使用するドップラー周波数 (図 3 の (a)) が決定される。

10

## 【0 0 2 9】

〔収束条件算出部〕

収束条件算出部 3 3 0 は、無指向性重み係数部 3 3 1、複素乗算部 3 3 2 - 1 ~ A、アレー合成部 3 3 3 及び収束条件計算部 3 3 4 を備えている。この収束条件算出部 3 3 0 は、無指向性重み係数とベースバンド I Q 信号との複素演算によって生成された合成信号に対して、所定のフィルタ処理を行い、収束条件を算出し、当該収束条件をダイバーシティ合成部 4 0 0 に出力する。以下、具体的に説明する。

## 【0 0 3 0】

複素乗算部 3 3 2 - 1 ~ A は、無指向性重み係数部 3 3 1 からの無指向性重み係数と、直交復調部 3 1 0 からのベースバンド I Q 信号とをそれぞれ複素乗算し、アレー合成部 3 3 3 は、これらの信号を合成する。収束条件計算部 3 3 4 は、アレー合成部 3 3 3 から合成信号を、ドップラー周波数算出部 3 2 0 からドップラー周波数をそれぞれ入力し、図 5 に示すフィルタ処理を行う。図 5 は、収束条件計算部 3 3 4 によるフィルタ処理を説明するための図である。収束条件計算部 3 3 4 は、アレーアンテナ部 1 0 0 で生成される指向性パターンの半値幅に相当するドップラー周波数の帯域幅  $W$  [Hz] となる狭帯域パワーセンサーにより、 $f_{d1}$  から  $f_{d2}$  までの周波数の間をスキャンしながら、電力及びオフセット周波数を記録する。 $f_{d1}$  はドップラー周波数推定部 3 2 4 - 1 によって推定された (+) ドップラー周波数であり、 $f_{d2}$  はドップラー周波数推定部 3 2 4 - 2 によって推定された (-) ドップラー周波数である。具体的には、収束条件計算部 3 3 4 は、 $f_{d1}$  から  $f_{d2}$  までの間のスキャンにおいて、1 個目の電力ピークを選択した場合、その 1 個目のピークの周波数を中心として帯域幅  $W$  [Hz] を除き、次の 2 個目のピークを探す。このようにして、ピークとなる信号の電力及びそのオフセット周波数をそれぞれ記録する。

20

30

## 【0 0 3 1】

ここで、指向性パターンの半値幅とドップラー周波数の帯域幅との関係について説明する。図 6 は、移動体である移動受信装置 1 の進行方向とアンテナの指向性との関係を示す図である。進行方向を 0 度とし、アンテナの指向性の中心の角度を  $\theta$  とする。 $\theta$  は時計回りに 0 度から 3 6 0 度とする。 $\theta = 0$  度のとき、最大ドップラー周波数は  $F_d$  となり、 $\theta = 1 8 0$  度のとき、最大ドップラー周波数は  $-F_d$  となる。尚、ここではドップラー周波数推定部 3 2 4 - 1, 2 により得られた  $f_{d1}$  及び  $f_{d2}$  の絶対値の大きい方を  $F_d$  とする。図 6 に示す円は、アンテナの指向性の半値幅となるレベルの円であり、指向性パターンとこの円との交点から、半値幅を得るための角度  $\theta_1$  と  $\theta_2$  を得ることができる。指向性パターンの半値幅に相当するドップラー周波数の帯域幅  $W$  [Hz] は次式によって得ることができる。

40

## 【数 2】

$$W = |f_{da} - f_{db}|$$

$$\text{ここで } f_{da} = \underset{\theta=\theta_1 \rightarrow \theta_2}{\text{Min}} (F_d \cdot \cos \theta), \quad f_{db} = \underset{\theta=\theta_1 \rightarrow \theta_2}{\text{Max}} (F_d \cdot \cos \theta) \dots (2)$$

50

$f_{da}$ は、 $f$ を1から2まで変えたときに得られる最小のドップラー周波数であり、 $f_{db}$ は、 $f$ を1から2まで変えたときに得られる最大のドップラー周波数である。すなわち、収束条件計算部334は、ドップラー周波数算出部320から入力したドップラー周波数から $f_d$ を得て、前述の(2)式により、指向性パターンの半値幅に相当するドップラー周波数の帯域幅 $W$  [Hz]を算出する。

【0032】

そして、収束条件計算部334は、ピークとなる信号の電力及びそのオフセット周波数を記録した後、電力が大きい方から順に適応指向性算出部340の入力数分(L個)だけ周波数オフセットの値を抽出し、L個のうちの1波を所望波とし、残りの(L-1)個の波を不要波とする収束条件を決定する。図5を例にすると、 $f_{d1}$ から $f_{d2}$ までの間のスキャンにおいて、それぞれのピークにおける電力及びオフセット周波数を記録した後に、電力が大きい方からL個の $P_1 \sim P_L$ の信号を抽出し、 $P_1$ を所望波及び $P_2 \sim P_L$ を不要波とする収束条件として「 $f_{d1}$ 方向に指向性のピークができ、残り( $P_2, \dots, P_L$ )はヌルとするような指向性パターンを生成する」を作成する。同様に、 $P_2 \sim P_L$ をそれぞれ所望波とし残りを不要波とする収束条件を作成する。このようにして、収束条件は、適応指向性算出部340の入力数分(L個)だけ作成される。

10

【0033】

収束条件算出部330においてL個分の収束条件が算出されると、次に適応指向性算出部340において、各々の収束条件に基づいて重み係数を更新し、複数の到来波を分離受信してAFCにてドップラーシフト補償を行う。

20

【0034】

〔適応指向性算出部〕

適応指向性算出部340は、HGI抽出部341-1-1~L-A、指向性重み係数算出部342-1~L、複素乗算部343-1-1~L-A、アレー合成部344-1~L、TGI抽出部345-1~L及びAFC回路346-1~Lを備えている。HGI抽出部341-1-1~L-Aは、直交復調部310からの各ベースバンドIQ信号に対し、HGIエクストラクション(Extraction)処理、すなわちOFDM変調信号からHGIを抽出する処理を行う。具体的には、図2の信号と図2の信号を有効シンボル長分遅延させた信号とのガード区間分の移動平均を求めて相関出力のピークを検出し(シンボルの境界がピークになる)、そのピークにより有効シンボル区間長からガード区間長を抜き出す。HGI抽出部341-1-1~L-Aは、HGIを抽出した各ベースバンドIQ信号 $X_n(t)$ を指向性重み係数算出部342-1~Lにそれぞれ出力する。

30

【0035】

一方、TGI抽出部345-1~Lは、複素乗算部343-1-1~L-A及びアレー合成部344-1~Lにより得られた重み合成信号に対し、TGIエクストラクション(Extraction)処理、すなわちOFDM変調信号からTGIを抽出する処理を行う。具体的には、HGIエクストラクション処理と同様に、相関出力のピークを検出し、そのピークにより有効シンボル区間長からガード区間長を抜き出す。TGI抽出部345-1~Lは、TGIを抽出した重み合成信号 $y_n(t)$ を指向性重み係数算出部342-1~Lにそれぞれ出力する。

40

【0036】

ガード区間信号及び重み係数のベクトル表記を以下のように定義すると、

【数3】

$$X_{nL}(t) = [x_{L1}(t), x_{L2}(t), \dots, x_{LK}(t)]^T \dots (3)$$

【数4】

$$W_n = [w_{n1}, w_{n2}, \dots, w_{nK}]^T \dots (4)$$

50

アレーの合成出力は以下のようなになる。

【数 5】

$$y_n(t) = W_n^H X_n(t) \dots (5)$$

但し、上添字 T, H はそれぞれ転置、共役転置を表す。また、下添字 n, k はそれぞれダイバーシティ合成部 4 0 0 への入力番号（詳細については後述する）、キャリア番号を表す。

【0 0 3 7】

上述の 2 つの区間の誤差信号を  $e_n(t)$  とすれば、最小化すべき評価関数は次式で表される。参照番号  $r_n(t)$  は  $y_n(t)$  で代用するのが一般的である。 10

【数 6】

$$E[e_n(t)^2] = E[r_n(t) - W_n^H X_n(t)]^2 \dots (6)$$

但し、 $E[\cdot]$  は期待値演算である。最適重み係数ベクトルは、

【数 7】

$$W_n = R_{nxx}^{-1} r_{nrx} \dots (7)$$

20

で与えられ、相関行列  $R_{n \times x}$  及び相関ベクトル  $r_{n \times r}$  は次式で表される。

【数 8】

$$R_{nxx} = E[X_n(t) X_n^H(t)] \dots (8)$$

【数 9】

$$r_{nrx} = E[X_n(t) r_n^*(t)] \dots (9)$$

30

指向性重み係数算出部 3 4 2 - 1 ~ L は、収束条件算出部 3 3 0 から入力した収束条件を満たすように、(7) 式を繰り返して計算する。具体的には、指向性重み係数算出部 3 4 2 - 1 ~ L は、入力信号の 1 シンボル区間のサンプル値を 1 0 0 0 とすると、H G I 及び T G I を用いた M M S E アダプティブアルゴリズムにより、(7) 式を繰り返して 1 0 0 0 回の計算を行い指向性重み係数を更新する。この処理により、(6) 式の E (平均自乗誤差の期待値) が小さくなり、1 シンボル区間の計算が終了した後は、所望波にメインビームを向け、不要波にヌルを向ける指向性パターンを作成することが可能な最適な指向性重み係数を得ることができる。例えば、図 7 に示すように、経験上得られる閾値を知っていれば、繰り返し回数 R で指向性重み係数の更新を停止することができる。そして、複素乗算部 3 4 3 - 1 - 1 ~ L - A は、指向性重み係数算出部 3 4 2 - 1 ~ L から最適な指向性重み係数を入力し、当該最適な重み係数と直交復調部 3 1 0 からのベースバンド I Q 信号とを複素乗算し、アレー合成部 3 4 4 - 1 ~ L は、複素乗算した信号を合成し、合成信号を A F C 回路 3 4 6 - 1 ~ L にそれぞれ出力する。 40

【0 0 3 8】

以上の処理より、複数の到来波から各到来波を分離することができる。すなわち、A F C 回路 3 4 6 - 1 ~ L に入力される信号が、複数の到来波から分離されたそれぞれの到来波の信号となる。尚、ビームの指向性を鋭くするほど各到来波を分離できるのでアンテナ本数は多いほど良い。

【0 0 3 9】

次に、A F C 回路 3 4 6 - 1 ~ L は、分離された到来波の信号をそれぞれ入力し、ドッ 50

プラーシフトによって生じた周波数ズレを元に戻す。尚、AFCの詳細な処理については、前述した非特許文献6にも記載されている。

【0040】

図8は、AFCによるドップラーシフトの補償について説明する図である。図8において、多重ドップラーシフトは、各到来波 $P_1 \sim P_n$ がそれぞれの到来角とドップラーシフトとを有して合成されたものである。複素乗算部343-1-1~L-A及びアレー合成部344-1~Lにより、入力信号 $X_n$ と指向性重み係数 $W_n$ との複素乗算によって $P_n$ 波のみが抽出される。 $P_n$ 波が抽出された後に、AFC回路346-1~Lは、ドップラーシフトによる周波数ズレ(+Fd)をAFCによって0Hzにオフセットする(抽出した $P_n$ 波のオフセット周波数を0にするようにオフセットする)。この処理によりドップラーシフトを補償することができ、 $P_1 \sim P_n$ まで同様な処理を行うことにより、多重ドップラーシフトを補償することができる。

10

【0041】

以上のように、移動受信装置1に備えた実施例1の指向性制御部300によれば、適応指向性算出部340が、OFDM変調信号のHGIとTGIとの区間信号の差が最小になるように、指向性重み係数を決定して到来波の信号(所望波のみの信号)を分離し、その信号についてオフセット周波数が0になるようにオフセットするようにした。これにより、ドップラーシフトを補償することができる。

【0042】

〔ダイバーシティ合成部〕

20

次に、キャリア毎にダイバーシティ合成を行うダイバーシティ合成部400について説明する。図9は、Lブランチからなるダイバーシティ合成部400の構成を示す図である。このダイバーシティ合成部400は、FFT部401、SP抽出部402、シンボルフィルタ403、キャリアフィルタ404、重み係数計算部405及び複素乗算部406をブランチ毎に備え、さらに、同相合成部407及びデマッピング部408を備えている。FFT部401はOFDM信号をFFTし、SP抽出部402はSPを抽出し、シンボルフィルタ403は時間方向の内挿処理(シンボルフィルタ)を行う。そして、キャリアフィルタ404は、周波数方向の内挿処理(キャリアフィルタ)を行い、キャリア毎の伝送路特性 $H_l$ を求める。重み係数計算部405は、以下の式により重み係数( $W_l$ )を算出する。複素乗算部406は、FFT部401によりFFTされた信号と重み係数( $W_l$ )

30

【数10】

$$W_l(i,k) = \frac{H_l^*(i,k)}{\sum_l |H_l(i,k)|^2} \dots (10)$$

但し、 $l$ はブランチ番号、 $i$ はシンボル番号、 $k$ はキャリア番号、 $L$ はブランチ総数、 $H_l^*$ は伝送路特性 $H_l$ の共役複素数を表す。

そして、同相合成部407は、複素乗算部406により複素乗算された信号につき、各ブランチの信号を同相合成する。そして、デマッピング部408は、この同相合成された信号をデマッピングする。

40

【0043】

マルチパスフェージング影響下では、シンボルフィルタ403の内挿処理の違いにより、移動受信特性やマルチパス耐性が異なる。以下、シンボルフィルタ403による内挿処理について、4シンボル等化及び1シンボル等化の2種類の伝送路推定方式を説明する。4シンボル等化は、図10(a)に示すように、時間的に4シンボル離れたSPを使用して直線内挿する方式である。この方式によれば、時変動の影響を受けやすい。しかし、周波数方向に3キャリア毎に内挿されたSPを使用して伝送路推定が行われるため、マルチパス環境下では、長い遅延時間のマルチパス波の影響を受けにくい。一方、1シンボル等化は、図10(b)に示すように、時間方向の内挿は行わず、周波数方向の内挿処理のみ

50

を行う方式である。この方式によれば、時変動の影響に強い（影響を受けにくい）。しかし、周波数方向の12キャリア毎のSPのみを使用して伝送路推定が行われるため、マルチパス環境下では、長い遅延時間のマルチパス波の影響を受けやすい。

【0044】

このように、シンボルフィルタ403は、長い遅延時間のマルチパスに対しては、4シンボル等化の内挿処理を行い、短い遅延時間のマルチパスに対しては、1シンボル等化の内挿処理を行うことが望ましい。これについては、特開2005-45664号公報に記載されている。

【0045】

以上のように、移動受信装置1に備えたダイバーシティ合成部400によれば、入力信号毎にFFT後に伝送路推定を行って重み係数を算出することにより、各入力の合成信号のC/N(Carrier to Noise ratio)が最大になるように最大比合成を行うようにした。これにより、前述した指向性制御部300による多重ドップラーシフト補償技術と、当該ダイバーシティ合成部400による最大比合成技術とを組み合わせることにより、多重ドップラーシフトを補償すると共に、受信特性をさらに改善することが可能となる。

【0046】

〔指向性制御部(実施例2)〕

以下、図1に示した指向性制御部300の第2の例(実施例2)について、図11を用いて詳細に説明する。この実施例2の指向性制御部300と図3に示した実施例1の指向性制御部300とを比較すると、実施例2の指向性制御部300及び実施例1の指向性制御部300は、直交復調部310、ドップラー周波数算出部320、収束条件算出部330及び適応指向性算出部340を備えている点で同じである。しかし、実施例2の指向性制御部300は、これらの構成に加えて周波数誤差算出部350を備えている点で相違する。すなわち、図11に示す実施例2の指向性制御部300は、入力したA個の信号に対して直交復調を行う直交復調部310、移動体である移動受信装置1の進行方向に対して0度方向の指向性パターンと180度方向の指向性パターンとを用いて、ドップラー周波数を算出するドップラー周波数算出部320、ドップラー周波数を用いてダイバーシティ合成部400に出力するL個の信号のうち1波を所望波とし残りを不要波とする収束条件を算出する収束条件算出部330、収束条件に従って最適な指向性重み係数を算出し、到来波の周波数ズレをもとに戻し、ドップラーシフトを補償する適応指向性算出部340、及び、送信局からの送信周波数と共通ローカルの局部発振周波数との差(局部発振周波数誤差によって生じる周波数ズレ)を算出して共通ローカル信号を補正する周波数誤差算出部350を備えている。

【0047】

図11を参照して、周波数誤差算出部350は、直交復調部310により直交復調されたベースバンドIQ信号(アレーアンテナ部100のアンテナ1本の受信信号)を入力し、当該入力信号における送信局からの送信周波数と共通ローカルの局部発振周波数との差を算出し、その差を補正值として直交復調部310の共通ローカル信号発生部311に出力する。

【0048】

図12は、図11に示した周波数誤差算出部350の構成を示す図である。この周波数誤差算出部350は、有効シンボル長遅延部351-1,2、乗算部352-1,2、移動平均部353-1,2、共通ローカル周波数計算部354及び減算部355を備え、直交復調部310の共通ローカル信号発生部311により発生する共通ローカル信号の局部発振周波数誤差を補償するための補正值を生成する。

【0049】

有効シンボル長遅延部351-1は、入力したベースバンドIQ信号のうちのI軸データを有効シンボル期間だけ遅延させ、有効シンボル長遅延部351-2は、入力したベースバンドIQ信号のうちのQ軸データを有効シンボル期間だけ遅延させる。そして、乗算

10

20

30

40

50

部 3 5 2 - 1 は、I 軸データと遅延させた I 軸データとを乗算し、移動平均部 3 5 3 - 1 は、その乗算後の信号により、I 軸データと有効シンボル期間だけ遅延させた I 軸データとの相関について、ガード期間の移動平均を算出し、移動平均  $S_{ii}(i)$  を共通ローカル周波数計算部 3 5 4 に出力する。同様に、乗算部 3 5 2 - 2 は、I 軸データと遅延させた Q 軸データとを乗算し、移動平均部 3 5 3 - 2 は、その乗算後の信号により、I 軸データと有効シンボル期間だけ遅延させた Q 軸データとの相関について、ガード期間の移動平均を算出し、移動平均  $S_{iq}(i)$  を共通ローカル周波数計算部 3 5 4 に出力する。

【 0 0 5 0 】

共通ローカル周波数計算部 3 5 4 は、i シンボル ( 1 O F D M シンボル ) 毎に、以下の式を用いて共通ローカル信号の周波数 (  $f_1$  ) を計算する。

【 数 1 1 】

$$\text{共通ローカル信号周波数}(f_1) = \text{キャリア間隔} \times \arctan \frac{S_{iq}(i)}{S_{ii}(i)} \div 2\pi \dots (11)$$

そして、減算部 3 5 5 は、その共通ローカル信号の周波数 (  $f_1$  ) と送信周波数 (  $f_0$  ) との差分をとり、共通ローカル信号の補正值 (  $= f_0 - f_1$  ) を決定する。直交復調部 3 1 0 の共通ローカル信号発生部 3 1 1 は、周波数誤差算出部 3 5 0 から補正值を入力し、共通ローカル信号を補正する。

【 0 0 5 1 】

以上のように、移動受信装置 1 に備えた実施例 2 の指向性制御部 3 0 0 によれば、周波数誤差算出部 3 5 0 が、共通ローカル信号の局部発振周波数誤差による周波数ズレを補償するための補正值を算出し、直交復調部 3 1 0 が、その補正值により補正した共通ローカル信号を発生し、直交変換を行いベースバンド I Q 信号を出力するようにした。これにより、実施例 1 の指向性制御部 3 0 0 に比べて、受信特性を一層改善することが可能となる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 5 2 】

【 図 1 】 本発明の実施の形態による移動受信装置を示すシステム構成図である。

【 図 2 】 O F D M 変調信号とガード区間との関係を説明する図である。

【 図 3 】 指向性制御部の構成 ( 実施例 1 ) を示す図である。

【 図 4 】 ドップラー周波数推定部の構成を示す図である。

【 図 5 】 抽出フィルター処理を説明する図である。

【 図 6 】 ドップラー周波数と帯域幅との関係を説明する図である。

【 図 7 】 指向性重み係数の収束過程を説明するための図である。

【 図 8 】 A F C によるドップラーシフト補償の様子を説明する図である。

【 図 9 】 ダイバシティ合成部の構成を示す図である。

【 図 1 0 】 2 種類の伝送路推定方式を説明する図である。

【 図 1 1 】 指向性制御部の構成 ( 実施例 2 ) を示す図である。

【 図 1 2 】 周波数誤差算出部の構成を示す図である。

【 符号の説明 】

【 0 0 5 3 】

1 移動受信装置

1 0 0 アレーアンテナ部

2 0 0 R F - I F 周波数変換部

3 0 0 指向性制御部

3 1 0 直交復調部

3 1 1 共通ローカル信号発生部

3 1 2 分配部

3 1 3 B P F

10

20

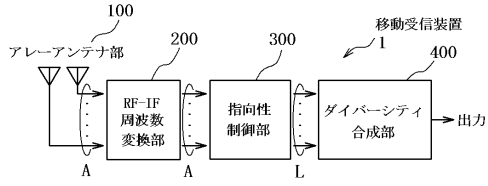
30

40

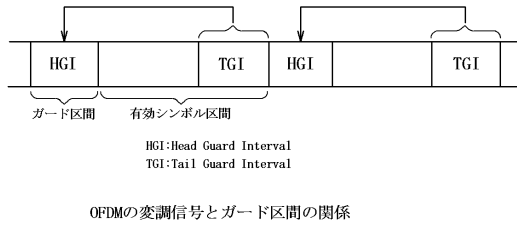
50

3 1 4	復調部	
3 1 5	L P F	
3 2 0	ドップラー周波数算出部	
3 2 1	指向性重み係数部	
3 2 2	複素乗算部	
3 2 3	アレー合成部	
3 2 4	ドップラー周波数推定部	
3 2 4 - 1 1	有効シンボル長遅延部	
3 2 4 - 1 2	乗算部	
3 2 4 - 1 3	移動平均部	10
3 2 4 - 1 4	ドップラー周波数計算部	
3 2 5	差分成分算出部	
3 3 0	収束条件算出部	
3 3 1	無指向性重み係数部	
3 3 2	複素乗算部	
3 3 3	アレー合成部	
3 3 4	収束条件計算部	
3 4 0	適応指向性算出部	
3 4 1	H G I 抽出部	
3 4 2	指向性重み係数算出部	20
3 4 3	複素乗算部	
3 4 4	アレー合成部	
3 4 5	T G I 抽出部	
3 4 6	A F C 回路	
3 5 0	周波数誤差算出部	
3 5 1	有効シンボル長遅延部	
3 5 2	乗算部	
3 5 3	移動平均部	
3 5 4	共通ローカル周波数計算部	
3 5 5	減算部	30
4 0 0	ダイバーシティ合成部	
4 0 1	F F T 部	
4 0 2	S P 抽出部	
4 0 3	シンボルフイルタ	
4 0 4	キャリアフィルタ	
4 0 5	重み係数計算部	
4 0 6	複素乗算部	
4 0 7	同相合成部	
4 0 8	デマッピング部	

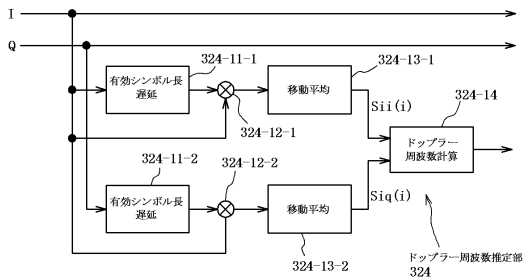
【図1】



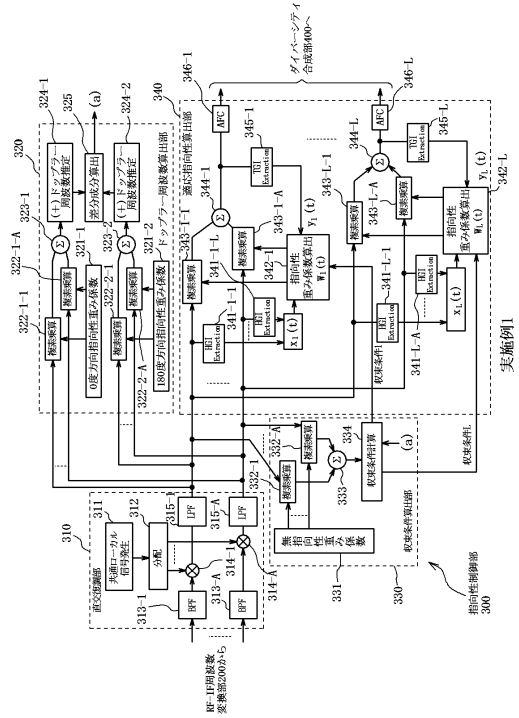
【図2】



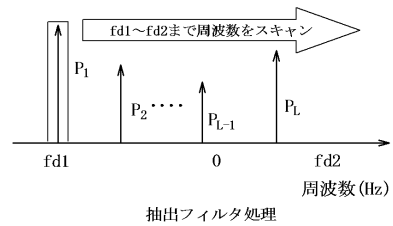
【図4】



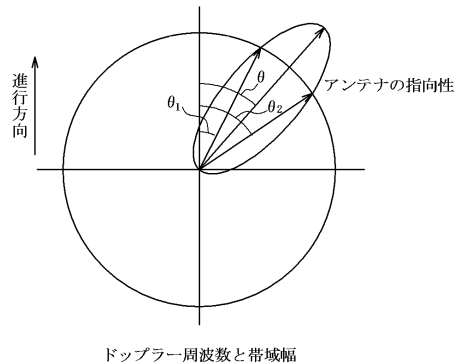
【図3】



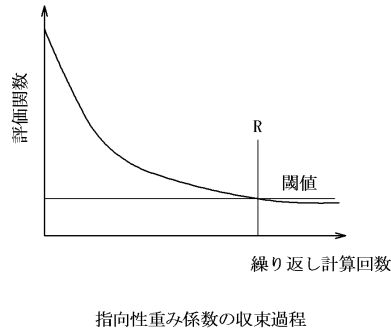
【図5】



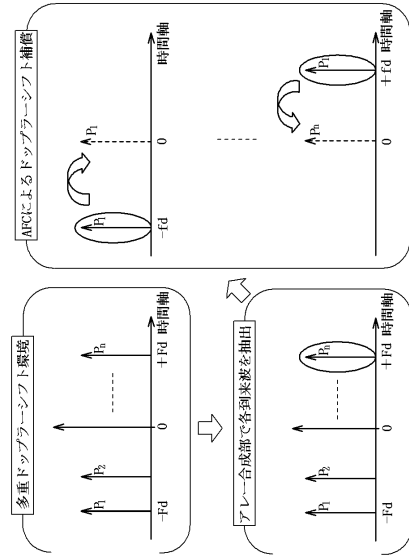
【図6】



【図7】

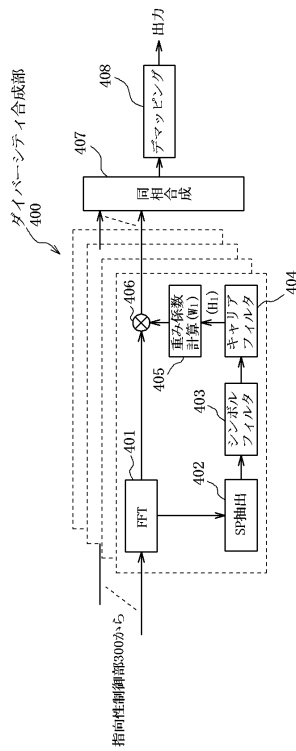


【図8】

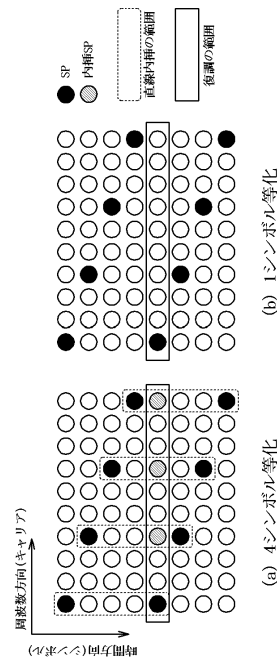


ARCIによるドップラシフト補償の様子

【図9】

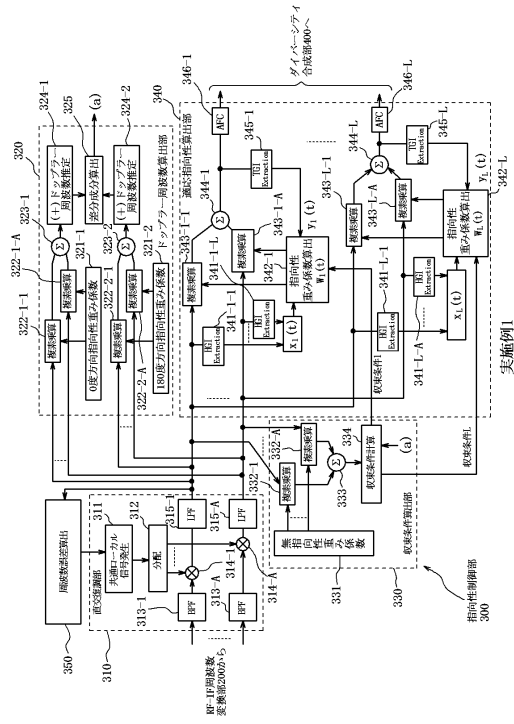


【図10】



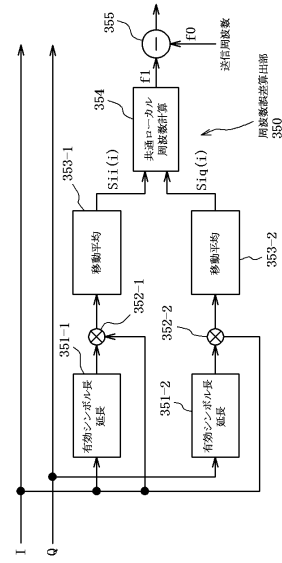
2種類の伝送路推定方式

【 図 1 1 】



実施例1

【 図 1 2 】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 高田 政幸  
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
- (72)発明者 土田 健一  
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 高田 昌敏  
東京都小平市御幸町32番地 株式会社日立国際電気内

審査官 石井 則之

- (56)参考文献 特開2006-157663(JP,A)  
特開2005-236678(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- |      |       |
|------|-------|
| H04B | 7/10  |
| H04B | 7/08  |
| H04J | 11/00 |