

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3862111号
(P3862111)

(45) 発行日 平成18年12月27日(2006.12.27)

(24) 登録日 平成18年10月6日(2006.10.6)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 B 7/005 (2006.01)

H O 4 B 7/005

H O 3 M 13/23 (2006.01)

H O 3 M 13/23

H O 4 B 1/10 (2006.01)

H O 4 B 1/10 M

H O 4 B 7/08 (2006.01)

H O 4 B 7/08 D

H O 4 L 27/22 (2006.01)

H O 4 L 27/22 Z

請求項の数 16 (全 36 頁)

(21) 出願番号 特願平9-211068

(22) 出願日 平成9年8月5日(1997.8.5)

(65) 公開番号 特開平11-55166

(43) 公開日 平成11年2月26日(1999.2.26)

審査請求日 平成15年11月14日(2003.11.14)

(73) 特許権者 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(74) 代理人 100082740

弁理士 田辺 恵基

(72) 発明者 迫田 和之

東京都品川区北品川6丁目7番35号ソニー株式会社内

(72) 発明者 鈴木 三博

東京都品川区北品川6丁目7番35号ソニー株式会社内

審査官 石井 研一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信装置及び無線通信システム並びに通信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成された送信信号を、それぞれ受信する複数のアンテナ手段と、

上記複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号から上記パイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの上記受信信号から抽出した上記情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて上記符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、

上記受信信号処理手段から出力される上記符号化ビットに最尤系列推定を施して上記情報ビットを復元する復号化手段と

を具備することを特徴とする受信装置。

【請求項2】

上記受信信号処理手段は、

それぞれの上記受信信号から抽出したパイロットシンボルと、送信側で挿入したパイロットシンボルに等しいシンボルとに基づいて、それぞれのシンボルどうしの期待値を算出し、当該期待値を基に干渉波成分を最小にする上記重み係数を算出する

ことを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】

上記受信信号処理手段は、

上記受信情報シンボルから当該受信情報シンボルに含まれるノイズ電力を算出し、当該ノイズ電力を基に伝送路の信頼性を示す信頼性係数を算出して上記符号化ビットに乗算することにより当該符号化ビットの信号レベルに伝送路の信頼性を反映する

ことを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 4】

上記受信信号処理手段は、

上記送信シンボルが差動変調されている場合、上記受信信号からそれぞれ取り出した受信シンボルに差動復調処理を施した後、当該受信シンボルからそれぞれ上記パイロットシンボルと上記情報シンボルを抽出する

ことを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 5】

情報ビットに符号化処理を施して符号化ビットを生成する符号化手段と、

上記符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成する変調手段と、

上記情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成するパイロットシンボル付加手段と、

上記送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより送信信号を生成して送信する送信手段と

を有する送信装置と、

上記送信信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ手段と、

上記複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号から上記パイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの上記受信信号から抽出した上記情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて上記符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、

上記受信信号処理手段から出力される上記符号化ビットに最尤系列推定を施して上記情報ビットを復元する復号化手段と

を有する受信装置と

を具備することを特徴とする無線通信システム。

【請求項 6】

上記受信信号処理手段は、

それぞれの上記受信信号から抽出したパイロットシンボルと、送信側で挿入したパイロットシンボルに等しいシンボルとに基づいて、それぞれのシンボルどうしの期待値を算出し、当該期待値を基に干渉波成分を最小にする上記重み係数を算出する

ことを特徴とする請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 7】

上記受信信号処理手段は、

上記受信情報シンボルから当該受信情報シンボルに含まれるノイズ電力を算出し、当該ノイズ電力を基に伝送路の信頼性を示す信頼性係数を算出して上記符号化ビットに乗算することにより当該符号化ビットの信号レベルに伝送路の信頼性を反映する

ことを特徴とする請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 8】

上記送信装置は、

差動変調手段を有し、当該差動変調手段によつて差動変調処理を施した上記送信シンボルを上記送信手段を介して送信し、

上記受信装置の上記受信信号処理手段は、

10

20

30

40

50

上記受信信号からそれぞれ取り出した受信シンボルに差動復調処理を施した後、当該受信シンボルからそれぞれ上記パイロットシンボルと上記情報シンボルを抽出することを特徴とする請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 9】

上記パイロットシンボルは通信毎に異なるシンボルであることを特徴とする請求項 5 に記載の無線通信システム。

【請求項 10】

上記パイロットシンボルは通信毎に互いに直交関係にあるシンボルであり、当該パイロットシンボルを予め決められている挿入位置に挿入することを特徴とする請求項 5 に記載の無線通信システム。

10

【請求項 11】

情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成した送信信号を送信し、

受信側では、上記送信信号をそれぞれ複数のアンテナ手段で受信し、受信したそれぞれの受信信号から上記パイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの上記受信信号から抽出した上記情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて上記符号化ビットを復元し、当該符号化ビットに最尤系列推定を施して上記情報ビットを復元する

20

ことを特徴とする通信方法。

【請求項 12】

それぞれの上記受信信号から抽出したパイロットシンボルと、送信側で挿入したパイロットシンボルに等しいシンボルとに基づいて、それぞれのシンボルどうしの期待値を算出し、当該期待値を基に干渉波成分を最小にする上記重み係数を算出する

ことを特徴とする請求項 11 に記載の通信方法。

【請求項 13】

上記受信情報シンボルから当該受信情報シンボルに含まれるノイズ電力を算出し、当該ノイズ電力を基に伝送路の信頼性を示す信頼性係数を算出して上記符号化ビットに乗算することにより当該符号化ビットの信号レベルに伝送路の信頼性を反映する

30

ことを特徴とする請求項 11 に記載の通信方法。

【請求項 14】

送信側では、上記送信シンボルに差動変調処理を施して送信し、

受信側では、上記受信信号からそれぞれ取り出した受信シンボルに差動復調処理を施した後、当該受信シンボルからそれぞれ上記パイロットシンボルと上記情報シンボルを抽出する

ことを特徴とする請求項 11 に記載の通信方法。

【請求項 15】

40

上記パイロットシンボルは通信毎に異なるシンボルである

ことを特徴とする請求項 11 に記載の通信方法。

【請求項 16】

上記パイロットシンボルは通信毎に互いに直交関係にあるシンボルであり、当該パイロットシンボルを予め決められている挿入位置に挿入する

ことを特徴とする請求項 11 に記載の通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【目次】

以下の順序で本発明を説明する。

50

【 0 0 0 2 】

発明の属する技術分野

従来の技術（図 2 1 ～ 図 2 4 ）

発明が解決しようとする課題

課題を解決するための手段

発明の実施の形態

（ 1 ）第 1 の実施の形態

（ 1 - 1 ）無線通信システムの全体構成（図 1 ）

（ 1 - 2 ）送信装置の構成（図 2 ～ 図 8 ）

（ 1 - 3 ）受信装置の構成（図 9 ）

10

（ 1 - 4 ）重み係数算出部の構成

（ 1 - 4 - 1 ）回路構成（図 1 0 ）

（ 1 - 4 - 2 ）重み係数算出部の重み係数算出手順（図 1 1 ）

（ 1 - 4 - 3 ）重み係数算出の原理

（ 1 - 5 ）復調回路の構成

（ 1 - 5 - 1 ）Q P S K 変調に対応した復調回路の構成（図 1 2 ）

（ 1 - 5 - 2 ）8 P S K 変調に対応した復調回路の構成（図 1 3 ）

（ 1 - 5 - 3 ）16 Q A M 変調に対応した復調回路の構成（図 1 4 ）

（ 1 - 5 - 4 ）64 Q A M 変調に対応した復調回路の構成（図 1 5 ）

（ 1 - 6 ）動作及び効果

20

（ 2 ）第 2 の実施の形態（図 1 6 及び図 1 7 ）

（ 3 ）他の実施の形態（図 1 8 ～ 図 2 0 ）

発明の効果

【 0 0 0 3 】

【発明の属する技術分野】

本発明は受信装置及び無線通信システム並びに通信方法に関し、例えば携帯電話システムのような無線通信システムに適用して好適なものである。

【 0 0 0 4 】

【従来の技術】

従来、この種の無線通信システムにおいては、受信装置に複数のアンテナを設けてダイバーシチ受信を行うことにより伝送路で受けたフェージングの影響を除去し得るようになされたものがある。ここでこのような無線通信システムについて以下に具体例を上げて説明する。なお、ここでは、T D M A（Time Division Multiple Access：いわゆる時分割多元接続）方式によつてデジタルデータを送受信する同期検波系の無線通信システムを例にとつて説明する。

30

【 0 0 0 5 】

図 2 1 に示すように、この種の無線通信システム 1 は送信装置 2 と受信装置 3 とによつて構成され、送信装置 2 のアンテナ 2 A から送信された送信信号を受信装置 3 のアンテナ 3 A、3 B によつてダイバーシチ受信し、これら 2 つのアンテナ 3 A、3 B によつて受信した受信信号を受信信号処理部 4 によつて信号処理することにより、フェージングの影響を除去した受信ビットストリーム S 1 を得るようになされている。

40

【 0 0 0 6 】

ここで無線通信システム 1 を形成する送信装置 2 及び受信装置 3 の具体的構成を図 2 2 及び図 2 3 に示す。図 2 2 に示すように、送信装置 2 は大きく分けて畳み込み符号化回路 5、インターリーブバッファ 6、スロット処理回路 7、変調回路 8、パイロットシンボル付加回路 9、送信回路 1 0 及びアンテナ 2 A によつて構成されており、送信データである情報ビット系列 S 2 をまず畳み込み符号化回路 5 に入力するようになされている。

【 0 0 0 7 】

畳み込み符号化回路 5 は所定段数のシフトレジスタとエクスクルーシブオア回路からなり、入力される情報ビット系列 S 2 に畳み込み符号化を施し、その結果得られる符号化ビツ

50

ト系列 S 3 をインターリーブバッファ 6 に出力する。インターリーブバッファ 6 は符号化ビット系列 S 3 を順番に内部の記憶領域に格納し、当該記憶領域全体に符号化ビット系列 S 3 が格納されると（すなわち符号化ビット系列 S 3 が所望量蓄積されると）、符号化ビット系列 S 3 の順番をランダムに並び換え（以下、この順番を並び換えることをインターリーブと呼ぶ）、その結果得られる符号化ビット系列 S 4 をスロット化処理回路 7 に出力する。因みに、インターリーブバッファ 6 の記憶容量としては、複数の送信スロットに符号化ビット系列が分散されるようにするため、複数スロット分の記憶容量を有している。

【 0 0 0 8 】

スロット化処理回路 7 は、T D M A 方式に基づいて時分割形成された送信スロットに符号化ビット系列 S 4 を割り当てる回路であり、当該符号化ビット系列 S 4 を所定ビット数毎に区分けし、その結果得られる符号化ビット群 S 5 を順に変調回路 8 に出力する。変調回路 8 は、供給される符号化ビット群 S 5 にそれぞれ所定の変調処理（例えば Q P S K 変調等の同期検波系の変調処理）を施し、その結果得られる情報シンボル群 S 6 をパイロットシンボル付加回路 9 に出力する。

10

【 0 0 0 9 】

パイロットシンボル付加回路 9 は、図 2 4 に示すように、送信スロットに応じて区分けされた情報シンボル群 S 6 の各シンボル群の先頭位置（すなわち情報シンボル I の先頭）にヘッダとしてパイロットシンボル P をそれぞれ付加し、その結果得られる送信シンボル群 S 7 を送信回路 1 0 に出力する。因みに、ここで付加されるパイロットシンボル P は受信装置側において予め分かっている既知パターンのシンボルであり、当該受信装置側ではこのパイロットシンボル P を使用して伝送路の特性（フェージング状況）を推定するようになされている。

20

【 0 0 1 0 】

送信回路 1 0 は、このパイロットシンボル P が付加された送信シンボル群 S 7 に対して順にフィルタリング処理を施した後、当該送信シンボル群 S 7 にデジタル・アナログ変換処理を施して送信信号を生成する。そして送信回路 1 0 は、その送信信号に周波数変換を施すことによつて所定周波数チャネルの送信信号 S 8 を生成し、これを所定電力に増幅した後、アンテナ 2 A を介して送信する。かくして送信装置 2 からは T D M A 方式の送信スロットのタイミングに同期して送信信号 S 8 が送信される。

【 0 0 1 1 】

30

一方、図 2 3 に示すように、受信装置 3 は大きく分けてアンテナ 3 A、3 B、受信信号処理部 4 及びビタビ復号化回路 2 0 によつて構成され、送信装置 2 から送信された送信信号 S 8 をそれぞれアンテナ 3 A、3 B によつて受信し、その結果得られる受信信号 S 1 0、S 1 1 をそれぞれ受信信号処理部 4 に入力するようになされている。受信信号処理部 4 はこの受信信号 S 1 0、S 1 1 をそれぞれ内部の受信回路 2 1、2 2 に供給する。

【 0 0 1 2 】

受信回路 2 1 は入力される受信信号 S 1 0 を増幅した後、当該受信信号 S 1 0 に周波数変換を施すことによつてベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによつて上述した送信シンボル群 S 7 に対応する受信シンボル群 S 1 2 を取り出し、これをそれぞれ伝送路推定回路 2 3 及び受信電力測定回路 2 4 に出力する。因みに、この受信シンボル群 S 1 2 は伝送路でフェージングの影響を受けていることにより振幅成分や位相成分に変動が生じており、送信シンボル群 S 7 とは必ずしも一致したものではない。

40

【 0 0 1 3 】

伝送路推定回路 2 3 は伝送路の特性を調べると共にその調査結果に応じた等化処理を行う回路であり、受信シンボル群 S 1 2 に含まれるパイロットシンボル P を参照することにより伝送路の特性を推定し、その推定結果に基づいて伝送路の逆特性を算出する。そして伝送路推定回路 2 3 は、イコライザからなる等化回路を使用してその伝送路の逆特性を示す数値を受信シンボル群 S 1 2 の各情報シンボル I に対して時間領域で畳み込み乗算することにより伝送路において受けたフェージングの影響を取り除く。この処理により伝送路推

50

定回路 23 は、送信された情報シンボル群 S6 に対応する受信情報シンボル群 S13 を生成し、これを乗算器 25 に出力する。

【0014】

一方、受信電力測定回路 24 は入力される受信シンボル群 S12 を基に当該受信シンボル群 S12 の電力を測定し、その受信電力値 S14 を乗算器 25 に出力する。乗算器 25 は、受信電力測定回路 24 から供給される受信電力値 S14 を受信情報シンボル群 S13 の信頼性を示す重み係数として当該受信情報シンボル群 S13 に乗算することにより信頼性が反映された受信情報シンボル群 S15 を生成し、これを加算器 26 に出力する。因みに、受信情報シンボル群 S13 の信頼性は受信電力値 S14 に比例しており、当該受信電力値 S14 が大きければ信頼性としても高くなる。

10

【0015】

同様に、受信回路 22 は入力される受信信号 S11 を増幅した後、当該受信信号 S11 に周波数変換を施すことによつてベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによつて上述した送信シンボル群 S7 に対応する受信シンボル群 S16 を取り出し、これをそれぞれ伝送路推定回路 27 及び受信電力測定回路 28 に出力する。因みに、この受信シンボル群 S16 も伝送路でフェージングの影響を受けていることにより振幅成分や位相成分に変動が生じており、送信シンボル群 S7 とは必ずしも一致したものではない。また完全に同じ状態のフェージングを受けるわけではないので、受信シンボル群 S16 は上述した受信シンボル群 S12 と必ずしも一致したものではない。

20

【0016】

伝送路推定回路 27 も同様にして伝送路の特性を調べると共にその調査結果に応じた等化処理を行う回路であり、受信シンボル群 S16 に含まれるパイロットシンボル P を参照することにより伝送路の特性を推定し、その推定結果に基づいて伝送路の逆特性を算出する。そして伝送路推定回路 27 は、イコライザからなる等化回路を使用してその伝送路の逆特性を示す数値を受信シンボル群 S16 の各情報シンボル I に対して時間領域で畳み込み乗算することにより伝送路において受けたフェージングの影響を取り除く。この処理により伝送路推定回路 27 は、送信された情報シンボル群 S6 に対応する受信情報シンボル群 S17 を生成し、これを乗算器 29 に出力する。

【0017】

30

一方、受信電力測定回路 28 は入力される受信シンボル群 S16 を基に当該受信シンボル群 S16 の電力を測定し、その受信電力値 S18 を乗算器 29 に出力する。乗算器 29 は、受信電力測定回路 28 から供給される受信電力値 S18 を受信情報シンボル群 S17 の信頼性を示す重み係数として当該受信情報シンボル群 S17 に乗算することにより信頼性が反映された受信情報シンボル群 S19 を生成し、これを加算器 26 に出力する。

【0018】

加算器 26 は信頼性が反映された受信情報シンボル群 S15 と受信情報シンボル群 S19 とを各シンボルの同期を取つて加算することによりフェージングによつて受けた変動を打ち消した合成受信情報シンボル群 S20 を生成する。このようにしてそれぞれのアンテナ 3A、3B によつて受信した受信情報シンボル群 S13、S17 に重み付けを行つて加算する処理は、一般に最大比合成法と呼ばれており、選択合成法等の他の方法に比べて処理が複雑ではあるがノイズやフェージングに最も強い信号処理方法であることが知られている。

40

【0019】

このようにして生成された合成受信情報シンボル群 S20 は後段の復調回路 30 に入力される。復調回路 30 は、合成受信情報シンボル群 S20 に対して所定の復調処理を施すことにより送信側の符号化ビット群 S5 に対応する符号化ビット群 S21 を復元し、これをスロット連結処理回路 31 に出力する。因みに、この符号化ビット群 S21 の各ビットは値が「0」又は「1」の 2 値信号ではなく、伝送路上でノイズ成分が加算されたことにより多値信号となつている。スロット連結処理回路 31 は、スロット単位で断片的に得られ

50

る符号化ビット群 S 2 1 を連続信号となるように連結する回路であり、後段のデインターリーブバッファ 3 2 の記憶容量分だけ符号化ビット群 S 2 1 が蓄積したら当該符号化ビット群 S 2 1 を連結し、その結果得られる符号化ビット系列 S 2 2 をデインターリーブバッファ 3 2 に出力する。

【 0 0 2 0 】

デインターリーブバッファ 3 2 は複数スロット分の記憶容量を有しており、供給される符号化ビット系列 S 2 2 を順次内部の記憶領域に格納した後、送信装置 2 のインターリーブバッファ 6 で行つた並び換えと逆の手順で当該符号化ビット系列 S 2 2 の順番を並び換えることにより元の並び順に戻し、その結果得られる符号化ビット系列を上述した受信ビットストリーム S 1 としてピタビ復号化回路 2 0 に出力する（以下、この元の並びに戻すことをデインターリーブと呼ぶ）。ピタビ復号化回路 2 0 は軟判定ピタビ復号化回路からなり、入力される符号化ビット系列 S 1 に基づいて畳み込み符号化のトレリスを考え、データとして取り得る全ての状態遷移の中から最も確からしい状態を推定（いわゆる最尤系列推定）することにより、送信された情報ビット系列 S 2 3 を復元して出力する。かくしてこのような受信装置 3 の処理により、受信装置 3 は伝送路で受けたフェージングの影響を回避して、送信装置 2 から送信された情報ビット系列 S 2 3 を復元する。

10

【 0 0 2 1 】

【 発明が解決しようとする課題 】

ところでかかる従来の受信装置 3 においては、2 つのアンテナ 3 A、3 B によつて受信した受信情報シンボル群 S 1 3、S 1 7 に受信電力値 S 1 4、S 1 8 に応じた重み付けを行つて加算することにより最大比合成処理を行つてフェージングの影響を除去しているが、強い同一チャネル干渉波がスロット毎に点在する場合には、その干渉波電力も受信電力として扱われることにより本来の最大比合成の特性を得ることができなくなり、フェージングの影響を良好に回避し得ず、情報ビット系列 S 2 3 を正確に復元し得ないといった問題がある。

20

【 0 0 2 2 】

またダイバーシチ受信は基本的にフェージングによる希望波の受信電力の落ち込みを防ぐ効果はあるものの干渉波をキャンセルする能力はないので、かかる従来の受信装置 3 は干渉波の影響を基本的に除去し得ず、干渉波を受信した場合には情報ビット系列 S 2 3 を正確に復元し得ないといった問題がある。このようにして従来の受信装置 3 では、干渉波に対する対策が未だ不十分であり、情報ビット系列 S 2 3 を正確に復元し得ないといった問題がある。

30

【 0 0 2 3 】

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、干渉波の影響を除去して送信された情報ビットを正確に復元し得る受信装置及び無線通信システム並びに通信方法を提案しようとするものである。

【 0 0 2 4 】

【 課題を解決するための手段 】

かかる課題を解決するため本発明においては、受信装置において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成された送信信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ手段と、複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを設けるようにした。

40

50

【 0 0 2 5 】

また本発明においては、無線通信システムにおいて、情報ビットに符号化処理を施して符号化ビットを生成する符号化手段と、符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成する変調手段と、情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成するパイロットシンボル付加手段と、送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより送信信号を生成して送信する送信手段とを送信装置に設けると共に、送信信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ手段と、複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを受信装置に設けるようにした。

10

【 0 0 2 6 】

また本発明においては、通信方法において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成した送信信号を送信し、受信側では、送信信号をそれぞれ複数のアンテナ手段で受信し、受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元し、当該符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元するようにした。

20

【 0 0 2 7 】

このようにして送信側で挿入したパイロットシンボルをそれぞれの受信信号から抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去するようにしたことにより、干渉波を受信した場合でも、受信信号に含まれる干渉波成分を容易に除去し得る。

30

【 0 0 2 8 】

【 発明の実施の形態 】

以下図面について、本発明の一実施の形態を詳述する。

【 0 0 2 9 】

(1) 第 1 の実施の形態

(1 - 1) 無線通信システムの全体構成

図 1 において、40 は全体として本発明を適用した無線通信システムを示し、送信装置 41 と受信装置 42 とによつて構成される。送信装置 41 のアンテナ 43 を介して送信された送信信号 S30 は受信装置 42 の 4 つのアンテナ 44A ~ 44D によつてそれぞれ受信される。またこの無線通信システム 40 の近隣には、送信装置 41 が送信する送信信号 S30 と同一の周波数チャネルで送信信号 S31 を送信する他の送信装置 46 が存在しており、この送信装置 46 から送信された送信信号 S31 も干渉波としてアンテナ 44A ~ 44D によつてそれぞれ受信される。受信装置 42 においては、この 4 つのアンテナ 44A ~ 44D によつて受信された受信信号をそれぞれ内部の受信信号処理部 45 に入力し、ここで受信信号に含まれる干渉波成分を除去することにより干渉波の影響を除去した受信ビットストリーム S32 を生成するようになされている。

40

【 0 0 3 0 】

因みに、受信装置 42 においては、4 つのアンテナ 44A ~ 44D を送信信号 S30 の周

50

波数に対してそれぞれ $1/2$ 波長以上離れた位置に配置することにより、それぞれのアンテナ 44A ~ 44D で受信した 4 つの受信信号のフェージング相関を無くすようになされている。これによりこの受信装置 42 では、4 つの受信信号のフェージング相関を無くしてダイバーシチ受信を効果的に行えるようになされている。なお、一般にダイバーシチ受信は複数のアンテナによつて受信した受信信号を所定の方法で合成することによりフェージングの影響を除去する技術であり、それぞれの受信信号にフェージング相関があると、原理的にダイバーシチ受信の効果が減少してしまうといった特徴がある。このためこの受信装置 42 では上述したように 4 つのアンテナ 44A ~ 44D の配置を規定するようになされている。

【0031】

またこの無線通信システム 40 においては、1 つの周波数チャネルを例えば 24 本のサブキャリアによつて構成するようになされており、通信時には、送信する情報ビット系列をスロット単位に区分けし、そのスロット単位に区分けされた情報ビット系列をこの複数のサブキャリアに分散させて重畳し、いわゆる複数のキャリアを使用して情報ビットを同時に送信するマルチキャリア通信を行うようになされている。

【0032】

(1-2) 送信装置の構成

ここで上述した無線通信システムの送信装置 41 について、図 2 を用いて具体的に説明する。図 22 との対応部分に同一符号を付した図 2 に示すように、送信装置 41 は大きく分けて畳み込み符号化回路 5、インターリーブバツファ 6、スロット化处理回路 7、変調回路 8、パイロットシンボル付加回路 50、逆高速フーリエ変換回路 (IFFT) 51、送信回路 52 及びアンテナ 43 によつて構成され、逆高速フーリエ変換回路 51 が追加されたこと、及びパイロットシンボル付加回路 50 及び送信回路 52 の処理内容が変更されたことを除いて、図 22 に示した送信装置 2 とほぼ同様の構成を有している。

【0033】

まずこの送信装置 41 においては、スロット化处理回路 7 によつて区分けされた符号化ビット群 S5 は変調回路 8 に入力される。変調回路 8 は、この送信装置 41 の場合にも、入力される符号化ビット群 S5 に対して同期検波系の変調処理を施す。その変調処理としては種々の変調方式が考えられるが、代表的なものとして、例えば QPSK 変調 (Quadrature Phase Shift Keying: いわゆる 4 相位相変調)、8PSK 変調 (8 Phase Shift Keying: いわゆる 8 相位相変調)、16QAM 変調 (16 Quadrature Amplitude Modulation: いわゆる 16 値直交振幅変調)、64QAM 変調 (64 Quadrature Amplitude Modulation: いわゆる 64 値直交振幅変調) 等がある。

【0034】

ここで各変調方式について簡単に説明すると、QPSK 変調はその名の通り 4 つの位相状態が存在する位相変調であり、図 3 に示すように、 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 又は $7\pi/4$ の位相値のところに存在する 4 通りの信号点 (シンボル) によつて 2 ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。また 8QPSK 変調はその名の通り 8 つの位相状態が存在する位相変調であり、図 4 に示すように、振幅「1」の同心円上であつて位相値がそれぞれ $\pi/4$ ずつ離れた 8 通りの信号点によつて 3 ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。また 16QAM 変調はその名の通り振幅が異なる 16 通りの信号点が存在する変調であり、図 5 に示すように、I 成分 (同相成分) 及び Q 成分 (直交成分) の大きさをそれぞれ $\pm\sqrt{2/5}$ の閾値で分けることによつて生成された 16 通りの信号点によつて 4 ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。また 64QAM 変調はその名の通り振幅が異なる 64 通りの信号点が存在する変調であり、図 6 に示すように、I 成分及び Q 成分の大きさをそれぞれ $\pm\sqrt{2/21}$ 、 $\pm 2\times\sqrt{2/21}$ 、 $\pm 3\times\sqrt{2/21}$ の閾値で分けることによつて生成された 64 通りの信号点によつて 6 ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。因みに、図 3 ~ 図 6 において、信号点に添えられている数値はその信号点を示すビット情報である。

【0035】

変調回路 8 はこのような変調処理のうちいずれかの処理を符号化ビット群 S 5 に対してそれぞれ施し、その結果得られた情報シンボル群 S 6 を続くパイロットシンボル付加回路 5 0 に出力する。パイロットシンボル付加回路 5 0 は情報シンボル群 S 6 の各シンボル群に対してパイロットシンボル P を付加する回路であり、この送信装置 4 1 の場合には、シンボル群の先頭位置にパイロットシンボル P を付加するのではなく、例えば図 7 に示すように、シンボル群を構成する情報シンボル I の合間に等間隔でパイロットシンボル P を挿入するようになされている。

【 0 0 3 6 】

因みに、1 スロットのシンボルはそれぞれ上述したように 24 本のサブキャリアに分散されるため、ここでは 1 スロットはパイロットシンボル P と情報シンボル I とを合わせて 24 シンボルになつている。なお、パイロットシンボル P は受信装置側で予め分かっている既知パターンのシンボルであり、その振幅値は「1」で位相値はランダムなものとなつている。但し、位相値に関しては他の通信とは異なるようにランダム化されており、これにより通信毎にパイロットシンボル P が異なるようになされている。これは、受信装置側においてはこのパイロットシンボル P を基準にして干渉波成分を検出するので、他の通信と同じであると自局の通信相手からの信号成分なのか干渉波成分なのか把握できなくなるからである。

【 0 0 3 7 】

このようにしてパイロットシンボル P を付加することにより生成された送信シンボル群 S 3 5 は続く逆高速フーリエ変換回路 5 1 に出力される。逆高速フーリエ変換回路 5 1 は、送信シンボル群 S 3 5 を構成する各シンボルを上述した 24 本のサブキャリアに分散させて重畳するため（すなわち送信シンボル群 S 3 5 の各シンボルを周波数軸上に並べて送信するため）、当該送信シンボル群 S 3 5 に対してそれぞれ逆フーリエ変換を施す。これにより時間軸上に並んで入力されたシンボル群を周波数軸上において並べたような信号が生成される。ここで逆フーリエ変換を施すことによつて生成された送信シンボル群 S 3 6 の様子を図 8 に示す。この図 8 は送信シンボル群 S 3 6 の様子を周波数を基準にして示しており、逆フーリエ変換を行うことにより、パイロットシンボル P や情報シンボル I からなる 24 個のシンボルは周波数軸上に並べられ、24 本のサブキャリアに対して 1 つずつ割り当てられている様子が分かる。

【 0 0 3 8 】

また逆高速フーリエ変換回路 5 1 は、このような逆フーリエ変換処理に先立つて送信シンボル群 S 3 5 に対して窓かけ処理いわゆるウィンドウ処理を施し、これにより不要な帯域外スプリアスを抑えるようになつている。なお、ウィンドウ処理の具体的方法としては、送信シンボル群 S 3 5 に対して時間軸上でコサイン・ロールオフ・フィルタをかけることにより実現される。かくしてこのような逆高速フーリエ変換回路 5 1 の処理によつて生成された送信シンボル群 S 3 6 は続く送信回路 5 2 に出力される。

【 0 0 3 9 】

送信回路 5 2 は、送信シンボル群 S 3 6 にフィルタリング処理を施した後、当該送信シンボル群 S 3 6 にデジタル・アナログ変換処理を施して送信信号を生成する。そして送信回路 5 2 は、その送信信号に周波数変換を施すことによつて所定周波数チャネルの送信信号 S 3 0 を生成し、これを所定電力に増幅した後、アンテナ 4 3 を介して送信する。

【 0 0 4 0 】

かくして送信装置 4 1 においては、スロット単位に区分けした符号化ビット群を複数のサブキャリアに分散して重畳することにより送信対象の情報ビット系列を複数のサブキャリアで同時に送信するマルチキャリア通信を行うようになされている。

【 0 0 4 1 】

(1 - 3) 受信装置の構成

図 2 3 との対応部分に同一符号を付した図 9 に示すように、受信装置 4 2 は大きく分けて 4 つのアンテナ 4 4 A ~ 4 4 D、受信信号処理部 4 5 及びビタビ復号化回路 2 0 によつて構成され、送信装置 4 1 から送信された送信信号 S 3 0 をそれぞれアンテナ 4 4 A ~ 4 4

10

20

30

40

50

Dによつて独立に受信し、その結果得られる受信信号S40～S43をそれぞれ受信信号処理部45に入力するようになされている。なお、この場合、他の送信装置46から送信された送信信号S31を干渉波として受信し、受信信号S40～S43にはその干渉波成分も載っているものとする。受信信号処理部45はこの受信信号S40～S43をそれぞれ内部の受信回路60～63に供給する。

【0042】

受信回路60は入力される受信信号S40を増幅した後、当該受信信号S40に周波数変換を施すことによつてベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによつて受信シンボル群S44を取り出し、これを高速フーリエ変換回路(FFT)64

10

【0043】

同様に、受信回路61～63も入力される受信信号S41～S43をそれぞれ増幅した後、当該受信信号S41～S43に周波数変換を施すことによつてベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによつて受信シンボル群S45～S47を取り出し、これをそれぞれ高速フーリエ変換回路(FFT)65～67に出力する。

【0044】

高速フーリエ変換回路64は、入力される受信シンボル群S44に窓かけ処理いわゆるウィンドウ処理を施すことにより1スロット分の信号成分を取り出し、その取り出した信号成分に対してフーリエ変換を施す。これにより周波数軸上に並んで取り出されたシンボル群を時間軸上に並べて取り出すことができる。このように高速フーリエ変換回路64のフーリエ変換によつて取り出された受信シンボル群S48は選択スイッチ68に出力される。因みに、高速フーリエ変換回路64は、時間軸上で受信シンボル群S44に対してコサイン・ロールオフ・ウィンドウをかけることにより窓かけ処理を行うようになされており、これによりスロット内のシンボル間干渉を抑えることができるようになされている。

20

【0045】

同様に、高速フーリエ変換回路65～67も、それぞれ入力される受信シンボル群S45～S47に窓かけ処理を施すことにより1スロット分の信号成分を取り出し、その取り出した信号成分に対してフーリエ変換を施すことにより各シンボルが時間軸上に並んだ受信シンボル群S49～S51を取り出し、これをそれぞれ選択スイッチ69～71に出力する。

30

【0046】

選択スイッチ68は受信シンボル群S48に含まれるパイロットシンボルPと情報シンボルIとを分離するためのスイッチであり、パイロットシンボルPのタイミングのときに重み係数算出部72に接続状態を切り換えることによりパイロットシンボルPのみからなるシンボル群S52を抽出してこれを当該重み係数算出部72に出力し、情報シンボルIのタイミングのときにパツファ74に接続状態を切り換えることにより情報シンボルIのみからなるシンボル群S56を抽出してこれを当該パツファ74に出力する。

【0047】

同様に、選択スイッチ69～71もそれぞれ受信シンボル群S49～S51に含まれるパイロットシンボルPと情報シンボルIとを分離するスイッチであり、接続状態を切り換えることによりパイロットシンボルPのみからなるシンボル群S53～S55を抽出してこれを重み係数算出部72に出力すると共に、情報シンボルIのみからなるシンボル群S57～S59を抽出してこれをパツファ75～77に出力する。

40

【0048】

パツファ74～77はそれぞれファーストイン・ファーストアウト・パツファによつて構成されており、入力されるシンボル群S56～S59の各シンボルをそれぞれ順に内部の記憶領域に記憶し、後述する重み係数算出部72の信号出力タイミングに合わせてその記憶したシンボル群S56～S59を順に読み出して乗算器78～81に出力する。

50

【 0 0 4 9 】

一方、重み係数算出部 7 2 は、送信側で情報シンボル群 S 6 に対して挿入したパイロットシンボル P と等しいシンボルによつて構成されるシンボル群 S 6 0 をパイロットシンボル発生回路 7 3 から受け、当該シンボル群 S 6 0 と受信したパイロットシンボル P からなるシンボル群 S 5 2 ~ S 5 5 とに基づいて所定の演算処理を行うことにより、シンボル群 S 5 6 ~ S 5 9 の信号対干渉波電力比 C I R が最大となる（すなわち干渉波成分が最小となる）ような重み係数 S 6 4 を算出し、これをそれぞれ乗算器 7 8 ~ 8 1 に出力する。因みに、この重み係数算出部 7 2 によつて算出される重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 は複素数からなる係数である。またこの重み係数算出部 7 2 では、シンボル群毎にこの重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 を算出する。

10

【 0 0 5 0 】

乗算器 7 8 ~ 8 1 は、この重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 と、当該重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 の出力タイミングに同期してバッファ 7 4 ~ 7 7 から出力されるシンボル群 S 5 6 ~ S 5 9 とをそれぞれシンボル単位で複素乗算することにより、当該シンボル群 S 5 6 ~ S 5 9 に含まれる干渉波成分を除去し、その結果得られるシンボル群 S 6 5 ~ S 6 8 をそれぞれ加算器 8 2 に出力する。

【 0 0 5 1 】

加算器 8 2 はこのようにして算出されたシンボル群 S 6 5 ~ S 6 8 を各シンボルの同期を取つて加算することにより 4 つのアンテナ 4 4 A ~ 4 4 D によつてダイバーシチ受信した信号成分を合成し、その結果得られる受信情報シンボル群 S 6 9 を復調回路 8 3 に出力する。

20

【 0 0 5 2 】

復調回路 8 3 は、受信情報シンボル群 S 6 9 に対してそれぞれ所定の復調処理（すなわち送信側で行つた変調方式に対応した復調処理であつて、例えば Q P S K 変調や 8 P S K 変調、或いは 16 Q A M 変調や 64 Q A M 変調に対応した復調処理）を施すことにより、当該受信情報シンボル群 S 6 9 から符号化ビット群 S 7 0 を取り出し、これを後段のスロット連結処理回路 3 1 に出力する。

【 0 0 5 3 】

スロット連結処理回路 3 1 は、スロット単位で断片的に得られる符号化ビット群 S 7 0 を連続信号となるように連結する回路であり、後段のデインターリーブバッファ 3 2 の記憶容量分だけ符号化ビット群 S 7 0 が蓄積したら当該符号化ビット群 S 7 0 を連結し、その結果得られる符号化ビット系列 S 7 1 をデインターリーブバッファ 3 2 に出力する。

30

【 0 0 5 4 】

デインターリーブバッファ 3 2 は複数スロット分の記憶容量を有しており、供給される符号化ビット系列 S 7 1 を順次内部の記憶領域に格納した後、送信装置 4 1 のインターリーブバッファ 6 で行つた並び換えと逆の手順で当該符号化ビット系列 S 7 1 の順番を並び換えることにより元の並び順に戻し、その結果得られる符号化ビット系列を上記した受信ビットストリーム S 3 2 としてビタビ復号化回路 2 0 に出力する。

【 0 0 5 5 】

ビタビ復号化回路 2 0 は軟判定ビタビ復号化回路からなり、入力される符号化ビット系列 S 3 2 に対して最尤系列推定を行うことにより送信された情報ビット系列 S 7 2 を復元する。この場合、前段の乗算器 7 8 ~ 8 1 においてシンボル群 S 5 6 ~ S 5 9 に対してそれぞれ重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 を乗算することにより各シンボル群 S 5 6 ~ S 5 9 に含まれる干渉波成分を除去し、これを合成することにより干渉波成分を除去した受信情報シンボル群 S 6 9 を生成している。このためビタビ復号化回路 2 0 に入力される符号化ビット系列 S 3 2 も干渉波成分が除去されている。従つてこのような符号化ビット系列 S 3 2 をビタビ復号化回路 2 0 に入力すれば、ビタビ復号化回路 2 0 では干渉波の影響を受けずに正確に最尤系列推定を行うことができ、情報ビット系列 S 7 2 を一段と正確に復元することができる。

40

【 0 0 5 6 】

50

(1 - 4) 重み係数算出部の構成

(1 - 4 - 1) 回路構成

図 10 に示すように、重み係数算出部 72 は、受信したパイロットシンボル P からなるシンボル群 S 52 ~ S 55 と実際に送信されたパイロットシンボル P からなるシンボル群 S 60 とに基づいて各シンボル群間の期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ を算出する期待値算出部 90 と、当該期待値算出部 90 によつて算出された期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ に基づいて所定の演算処理を行うことにより重み係数 S 61 ~ S 64 を算出する計算部 91 とによつて構成される。

【 0057 】

期待値算出部 90 においては、まず受信したシンボル群 S 52 を乗算器 92A ~ 92E にそれぞれ入力するようになされている。この乗算器 92A ~ 92E に対しては複素乗算の対象としてシンボル群 S 60、S 52、S 53、S 54 又は S 55 がそれぞれ入力されており、当該乗算器 92A ~ 92E はシンボル群 S 52 の共役値とシンボル群 S 60、S 52、S 53、S 54 又は S 55 をそれぞれ複素乗算するようになされている（図中示す「*」は共役値を示す）。

【 0058 】

すなわち乗算器 92A はシンボル群 S 52 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 60 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 92B はシンボル群 S 52 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 52 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 92C はシンボル群 S 52 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 53 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 92D はシンボル群 S 52 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 54 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 92E はシンボル群 S 52 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 55 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算する。

【 0059 】

乗算器 92A ~ 92E の各乗算結果はそれぞれ累積加算器 93A ~ 93E に入力され、ここで要素毎に累積加算されることにより積分される。1つのシンボル群を構成する全てのシンボルの乗算結果を累積加算（積分）すると、累積加算回路 93A ~ 93E はその積分結果をそれぞれ期待値 d_0 、 e_{00} 、 e_{10} 、 e_{20} 又は e_{30} として計算部 91 に出力する。

【 0060 】

同様に期待値算出部 90 は受信したシンボル群 S 53 を乗算器 94A ~ 94E にそれぞれ入力する。この乗算器 94A ~ 94E には複素乗算の対象としてシンボル群 S 60、S 52、S 53、S 54 又は S 55 がそれぞれ入力されており、当該乗算器 94A ~ 94E はシンボル群 S 53 の共役値とシンボル群 S 60、S 52、S 53、S 54 又は S 55 をそれぞれ複素乗算する。

【 0061 】

すなわち乗算器 94A はシンボル群 S 53 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 60 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 94B はシンボル群 S 53 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 52 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 94C はシンボル群 S 53 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 53 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 94D はシンボル群 S 53 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 54 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 94E はシンボル群 S 53 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 55 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算する。

【 0062 】

乗算器 94A ~ 94E の各乗算結果はそれぞれ累積加算器 95A ~ 95E に入力され、ここで要素毎に累積加算されることにより積分される。1つのシンボル群を構成する全てのシンボルの乗算結果を累積加算（積分）すると、累積加算回路 95A ~ 95E はその積分結果をそれぞれ期待値 d_1 、 e_{01} 、 e_{11} 、 e_{21} 又は e_{31} として計算部 91 に出力する。

【 0063 】

10

20

30

40

50

以下同様にして、重み係数算出部 7 2 においては、乗算器 9 6 A ~ 9 6 E によつてシンボル群 S 5 4 の共役値とシンボル群 S 6 0、S 5 2、S 5 3、S 5 4 又は S 5 5 をそれぞれ複素乗算し、その乗算結果を累積加算回路 9 7 A ~ 9 7 E によつて累積加算することにより期待値 d 2、e 02、e 12、e 22 又は e 32 を算出し、これを計算部 9 1 に入力する。また重み係数算出部 7 2 においては、乗算器 9 8 A ~ 9 8 E によつてシンボル群 S 5 5 の共役値とシンボル群 S 6 0、S 5 2、S 5 3、S 5 4 又は S 5 5 をそれぞれ複素乗算し、その乗算結果を累積加算回路 9 9 A ~ 9 9 E によつて累積加算することにより期待値 d 3、e 03、e 13、e 23 又は e 33 を算出し、これを計算部 9 1 に入力する。

【 0 0 6 4 】

計算部 9 1 は、このようにして期待値算出部 9 0 によつて算出した期待値 d 0 ~ d 3 及び e 00 ~ e 33 に基づいて所定の演算処理を行うことにより重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 を算出するようになされている。具体的には、計算部 9 1 は、期待値 d 0 ~ d 3 及び e 00 ~ e 33 を、次式

【 0 0 6 5 】

【 数 1 】

$$\begin{pmatrix} e00 & e01 & e02 & e03 \\ e10 & e11 & e12 & e13 \\ e20 & e21 & e22 & e23 \\ e30 & e31 & e32 & e33 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w0 \\ w1 \\ w2 \\ w3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d0 \\ d1 \\ d2 \\ d3 \end{pmatrix} \quad \dots\dots (1)$$

【 0 0 6 6 】

に示す行列式に代入し、Gauss 法や L U 法或いは Gauss-Jordan 法等の数学的手法を用いてこの行列式を解き、複素変数 W 0 ~ W 3 を算出する。そして計算部 9 1 はこの算出した複素変数 W 0 ~ W 3 をそれぞれ重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 として出力する。

【 0 0 6 7 】

(1 - 4 - 2) 重み係数算出部の重み係数算出手順

ここで上述したような構成の重み係数算出部 7 2 の重み係数算出手順を図 1 1 に示すフローチャートを用いて説明する。但し、ここでは受信したシンボル群 S 5 2 のシンボルを P 0、シンボル群 S 5 3 のシンボルを P 1、シンボル群 S 5 4 のシンボルを P 2、シンボル群 S 5 5 のシンボルを P 3 とし、送信されたパイロットシンボルに相当するシンボル群 S 6 0 のシンボルを P d とする。

【 0 0 6 8 】

まず重み係数算出部 7 2 においては、ステップ S P 1 から入ったステップ S P 2 において受信したシンボル P 0 ~ P 3 どのの乗算値 X i j をシンボル毎に求めると共に、受信したシンボル P 0 ~ P 3 と送信されたシンボル P d との乗算値 Y j をシンボル毎に求める。その乗算の際には、重み係数算出部 7 2 は、一方のシンボルについて共役値を求め、これを他方のシンボルに乗算することにより乗算値 X i j 及び Y j を求めるようになされている。すなわち重み係数算出部 7 2 は、変数 i 及び j をそれぞれ i = 0 ~ 3、j = 0 ~ 3 として、次式

【 0 0 6 9 】

【 数 2 】

$$X_{ij} = P_i \cdot P_j^* \quad \text{但し、} i, j = 0 \sim 3 \quad \dots\dots (2)$$

【 0 0 7 0 】

10

20

30

40

50

に示す演算を順に行うことにより全ての組み合わせに関して乗算値 X_{ij} を算出すると共に、次式

【 0 0 7 1 】

【 数 3 】

$$Y_j = P_d \cdot P_j^* \quad \text{但し、} \quad j = 0 \sim 3 \quad \dots\dots (3)$$

【 0 0 7 2 】

に示す演算を順に行うことにより全ての組み合わせに関して乗算値 Y_j を算出する。但し、(2)式及び(3)式に示す「*」は共役値であることを示す。 10

【 0 0 7 3 】

次のステップ S P 3 においては、重み係数算出部 7 2 は、シンボル群のシンボル数を k とし(すなわち 1 スロットに含まれるパイロットシンボル数を k とする)、 k 個分の乗算値 X_{ij} をそれぞれ要素毎に加算して期待値 e_{ij} を算出すると共に、 k 個分の乗算値 Y_j をそれぞれ要素毎に加算して期待値 d_j を算出する。すなわち重み係数算出部 7 2 は、乗算値 X_{ij} を、次式

【 0 0 7 4 】

【 数 4 】

$$e_{ij} = \sum_{n=0}^k X_{ij}(n) \quad \text{但し、} \quad i, j = 0 \sim 3 \quad \dots\dots (4)$$

20

【 0 0 7 5 】

に示すように要素毎に加算して期待値 e_{ij} を求めると共に、乗算値 Y_j を次式

【 0 0 7 6 】

【 数 5 】

$$d_j = \sum_{n=0}^k Y_j(n) \quad \text{但し、} \quad j = 0 \sim 3 \quad \dots\dots (5)$$

30

【 0 0 7 7 】

に示すように要素毎に加算して期待値 d_j を求める。これによりシンボル群 S 5 2 ~ S 5 5 及び S 6 0 の各組み合わせ毎の期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ が算出される。

【 0 0 7 8 】

次のステップ S P 4 においては、重み係数算出部 7 2 は、この算出した各期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ を上述した(1)式に示す行列式に代入し、その行列式を解くことにより重み係数 $W_0 \sim W_3$ を算出する。そして重み係数算出部 7 2 はこの算出した重み係数 $W_0 \sim W_3$ をそれぞれ重み係数 S 6 1 ~ S 6 4 として出力する。この処理が終わると、重み係数算出部 7 2 は次のステップ S P 5 に移つて処理を終了する。因みに、重み係数算出部 7 2 は、この図 1 1 に示した重み係数算出手順を、1 スロット分の受信信号を得ることによつてシンボル群 S 5 2 ~ S 5 5 が入力される度に行い、スロット毎に重み係数 $W_0 \sim W_3$ を算出する。 40

【 0 0 7 9 】

(1 - 4 - 3) 重み係数算出の原理

ここで、上述したような期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ を(1)式に示す行列式に代入してこれを解くことにより各シンボル群 S 5 6 ~ S 5 9 に含まれる干渉波成分を最小にできる重み係数 $W_0 \sim W_3$ を算出し得る原理について説明する。

【 0 0 8 0 】

50

まずアンテナ素子数が K 本である場合を想定する。またそれぞれのアンテナ素子には $(M + 1)$ 本の信号波 $s_{km}(t)$ が到着し、そのうちの $s_{k0}(t)$ が希望波、残りの $s_{k1}(t) \sim s_{km}(t)$ が干渉波であるものとする。また各アンテナ素子で受信される信号には、ホワイトノイズが加算されているものとする。このような条件のもとで、各アンテナ素子で受信された信号を合成した受信信号の電圧 $y(t)$ は、次に説明するように表せる。

【0081】

まず K 番目のアンテナ素子に到着した $(M + 1)$ 本の信号波のうちの m 番目の信号波を $s_{km}(t)$ 、 k 番目のアンテナ素子に加算されるホワイトノイズを $n_k(t)$ とすると、 k 番目のアンテナ素子において受信される信号 $x_k(t)$ は、次式

【0082】

【数6】

$$x_k(t) = \sum_{m=0}^M s_{km}(t) + n_k(t) \quad \dots\dots (6)$$

【0083】

に示すように表せる。またこの各信号 $x_k(t)$ にそれぞれ重み係数 W_k を掛け合わせたものを足し合わせると、受信信号 $y(t)$ となることから、当該受信信号 $y(t)$ は、次式

【0084】

【数7】

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K-1} W_k x_k(t) \quad \dots\dots (7)$$

【0085】

に示すように表される。

【0086】

ここで本来受信すべき理想信号を $d(t)$ とすると、この理想信号 $d(t)$ と実際に受信された受信信号 $y(t)$ との平均二乗誤差 MSE は、次式

【0087】

【数8】

$$MSE = E \{ |d(t) - y(t)|^2 \} \quad \dots\dots (8)$$

【0088】

によつて表される。但し、この(8)式に示す $E\{x\}$ は x の期待値(すなわち時間平均値)を表している。また各変数 $d(t)$ 、 $y(t)$ 及び W_k はそれぞれ複素数である。

【0089】

ところで(8)式から平均二乗誤差 MSE の値が小さければ小さいほど、受信信号 $y(t)$ が理想信号 $d(t)$ に近いことが分かる。従つて平均二乗誤差 MSE が最小になるように重み係数 W_k を設定することにより、干渉波成分を最大限に除去し得ることが分かる。平均二乗誤差 MSE を最小にする重み係数 W_k を求める場合には、まず平均二乗誤差 MSE を重み係数 W_k で偏微分し、その偏微分した平均二乗誤差 MSE の値が「0」となるような重み係数 W_k 、すなわち平均二乗誤差 MSE が極小値となるような重み係数 W_k を探せば良いことになる。

【0090】

重み係数 W_k は複素数であることから、当該重み係数 W_k を、次式

【0091】

【数9】

10

20

30

40

$$W_k = W_k^{\text{Re}} + j W_k^{\text{Im}} \quad \dots\dots (9)$$

【 0 0 9 2 】

に示すように表すと、平均二乗誤差 M S E を重み係数 W_k で偏微分した結果は、次式

【 0 0 9 3 】

【 数 1 0 】

$$\begin{aligned} \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} &= \left[\frac{\partial}{\partial W_k^{\text{Re}}} + j \frac{\partial}{\partial W_k^{\text{Im}}} \right] \text{MSE} \\ &= \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k^{\text{Re}}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k^{\text{Im}}} \quad \dots\dots (10) \end{aligned} \quad 10$$

【 0 0 9 4 】

に示すように表せる。平均二乗誤差 M S E が極小値となる重み係数 W_k を求めれば良いの
で、この偏微分値が、次式 20

【 0 0 9 5 】

【 数 1 1 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k^{\text{Re}}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k^{\text{Im}}} = 0 \quad \dots\dots (11)$$

【 0 0 9 6 】

に示すような関係となる重み係数 W_k を求めれば、それが干渉波成分を最も低減し得る重
み係数 W_k となる。 30

【 0 0 9 7 】

ここでアンテナ素子数を「 4 」とすると、変数 $k = 0 \sim 3$ となるので、この (11) 式に基
づいて、次式

【 0 0 9 8 】

【 数 1 2 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_0} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_0^{\text{Re}}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_0^{\text{Im}}} = 0 \quad \dots\dots (12)$$

【 0 0 9 9 】

【 数 1 3 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_1} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_1^{\text{Re}}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_1^{\text{Im}}} = 0 \quad \dots\dots (13)$$

【 0 1 0 0 】

【 数 1 4 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_2} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_2^{\text{Re}}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_2^{\text{Im}}} = 0 \quad \dots\dots (14)$$

【 0 1 0 1 】

【 数 1 5 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_3} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_3^{\text{Re}}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_3^{\text{Im}}} = 0 \quad \dots\dots (15)$$

10

【 0 1 0 2 】

に示す 4 元の連立方程式が得られる。ところで (12) 式 ~ (15) 式に示す方程式は所定の数学的手法を用いて展開すると、次式

【 0 1 0 3 】

【 数 1 6 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_0} = \sum_{i=0}^3 E [2 W_0 x_0(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_0^*(t)] = 0 \quad 20$$

..... (16)

【 0 1 0 4 】

【 数 1 7 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_1} = \sum_{i=0}^3 E [2 W_1 x_1(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_1^*(t)] = 0 \quad 30$$

..... (17)

【 0 1 0 5 】

【 数 1 8 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_2} = \sum_{i=0}^3 E [2 W_2 x_2(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_2^*(t)] = 0 \quad 40$$

..... (18)

【 0 1 0 6 】

【 数 1 9 】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_3} = \sum_{i=0}^3 E [2 W_3 x_3(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_3^*(t)] = 0$$

..... (19)

【 0 1 0 7 】

に示すように変形し得る。この (16) 式 ~ (19) 式に示す方程式を行列式として表せば、 10
次式

【 0 1 0 8 】

【 数 2 0 】

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_0} \\ \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_1} \\ \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_2} \\ \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_3} \end{pmatrix} = \\
 & 2 \times \begin{pmatrix} E[x_0(t)x_0^*(t)] & E[x_0(t)x_1^*(t)] & E[x_0(t)x_2^*(t)] & E[x_0(t)x_3^*(t)] \\ E[x_1(t)x_0^*(t)] & E[x_1(t)x_1^*(t)] & E[x_1(t)x_2^*(t)] & E[x_1(t)x_3^*(t)] \\ E[x_2(t)x_0^*(t)] & E[x_2(t)x_1^*(t)] & E[x_2(t)x_2^*(t)] & E[x_2(t)x_3^*(t)] \\ E[x_3(t)x_0^*(t)] & E[x_3(t)x_1^*(t)] & E[x_3(t)x_2^*(t)] & E[x_3(t)x_3^*(t)] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_0 \\ W_1 \\ W_2 \\ W_3 \end{pmatrix} \\
 & - 2 \times \begin{pmatrix} E[d(t)x_0^*(t)] \\ E[d(t)x_1^*(t)] \\ E[d(t)x_2^*(t)] \\ E[d(t)x_3^*(t)] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \dots\dots (20)
 \end{aligned}$$

【 0 1 0 9 】

に示すように表せる。従つてこの(20)式から次式

【 0 1 1 0 】

【 数 2 1 】

$$\begin{bmatrix} E[x_0(t)x_0^*(t)] & E[x_0(t)x_1^*(t)] & E[x_0(t)x_2^*(t)] & E[x_0(t)x_3^*(t)] \\ E[x_1(t)x_0^*(t)] & E[x_1(t)x_1^*(t)] & E[x_1(t)x_2^*(t)] & E[x_1(t)x_3^*(t)] \\ E[x_2(t)x_0^*(t)] & E[x_2(t)x_1^*(t)] & E[x_2(t)x_2^*(t)] & E[x_2(t)x_3^*(t)] \\ E[x_3(t)x_0^*(t)] & E[x_3(t)x_1^*(t)] & E[x_3(t)x_2^*(t)] & E[x_3(t)x_3^*(t)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_0 \\ W_1 \\ W_2 \\ W_3 \end{bmatrix} \quad 10$$

$$= \begin{bmatrix} E[d(t)x_0^*(t)] \\ E[d(t)x_1^*(t)] \\ E[d(t)x_2^*(t)] \\ E[d(t)x_3^*(t)] \end{bmatrix} \quad \dots\dots (21) \quad 20$$

30

【 0 1 1 1 】

に示す行列式を得ることができ、当該 (21) 式から重み係数 $W_0 \sim W_3$ を解けば、干渉波成分を最も低減できる重み係数 $W_0 \sim W_3$ を得ることができる。

【 0 1 1 2 】

ところで (21) 式の左辺にある期待値 $E[x_i(t)x_j^*(t)]$ はそれぞれ受信した信号どうしの期待値であり、上述した (1) 式の期待値 $e_{00} \sim e_{33}$ に相当している。同様に (21) 式の右辺にある期待値 $E[d(t)x_j^*(t)]$ はそれぞれ受信したい信号と実際に受信した信号との期待値であり、上述した (1) 式の期待値 $d_0 \sim d_3$ に相当している。さらに重み係数 $W_0 \sim W_3$ は (1) 式で求めたい重み係数 $W_0 \sim W_3$ に相当しているので、結局、重み係数算出部 72 においては (1) 式に示す行列式に基づいて重み係数 $W_0 \sim W_3$ を求めれば、干渉波成分を最小にできる、すなわち干渉波成分を最大限に除去し得る重み係数 $W_0 \sim W_3$ を得ることができる。

40

【 0 1 1 3 】

(1 - 5) 復調回路の構成

続いてこの項では復調回路 83 の構成について説明する。この復調回路 83 は、送信側においては所定の変調方式に応じて符号化ビットの数ビットをシンボルに割り当てたがその処理とは逆の処理を行うことにより符号化ビットを復元する。この復調回路 83 は、送信

50

側で行う変調方式に応じてその構成が変更されるので、ここでは変調方式毎にその構成を説明する。

【 0 1 1 4 】

(1 - 5 - 1) Q P S K 変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式が Q P S K 変調の場合には、復調回路 8 3 は、図 1 2 に示すように構成され、受信情報シンボル群 S 6 9 として受けた各シンボルの I 成分及び Q 成分をそれぞれそのまま第 1 及び第 2 の軟判定ビット (Soft Decision Bit) b 1、b 2 として取り出し、当該第 1 及び第 2 の軟判定ビット b 1、b 2 を復元した符号化ビット群 S 7 0 として出力するようになされている。

【 0 1 1 5 】

(1 - 5 - 2) 8 P S K 変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式が 8 P S K 変調の場合には、復調回路 8 3 は、図 1 3 に示すように構成され、受信情報シンボル群 S 6 9 として受けた各シンボルの I 成分及び Q 成分をそれぞれそのまま第 1 及び第 2 の軟判定ビット b 1、b 2 として取り出すと共に、当該 I 成分及び Q 成分に対して所定の演算処理を施すことにより第 3 の軟判定ビット b 3 を取り出すようになされており、その取り出した第 1、第 2 及び第 3 の軟判定ビット b 1、b 2 及び b 3 を復元した符号化ビット群 S 7 0 として出力するようになされている。

【 0 1 1 6 】

この復調回路 8 3 においては、第 3 の軟判定ビット b 3 を取り出す場合、まず I 成分及び Q 成分をそれぞれ絶対値回路 1 0 0、1 0 1 に入力する。絶対値回路 1 0 0、1 0 1 はそれぞれ I 成分の絶対値 S 8 0、Q 成分の絶対値 S 8 1 を求め、これを減算器 1 0 2 に出力する。減算器 1 0 2 はこの I 成分の絶対値 S 8 0 から Q 成分の絶対値 S 8 1 を減算し、その差分値 S 8 2 を演算回路 1 0 3 に出力する。演算回路 1 0 3 は I 成分と Q 成分の差分値 S 8 2 を例えば $1/\sqrt{2}$ 倍し、その演算結果を第 3 の軟判定ビット b 3 として出力する。かくしてこの復調回路 8 3 においては、このような処理により第 1、第 2 及び第 3 の軟判定ビット b 1、b 2 及び b 3 を簡易な構成で容易に得ることができる。

【 0 1 1 7 】

(1 - 5 - 3) 16 Q A M 変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式が 16 Q A M 変調の場合には、復調回路 8 3 は、図 1 4 に示すように構成され、受信情報シンボル群 S 6 9 として受けた各シンボルの I 成分及び Q 成分をそれぞれそのまま第 1 及び第 2 の軟判定ビット b 1、b 2 として取り出すと共に、当該 I 成分及び Q 成分に対して所定の演算処理を施すことにより第 3 及び第 4 の軟判定ビット b 3、b 4 を取り出すようになされており、その取り出した第 1、第 2、第 3 及び第 4 の軟判定ビット b 1 ~ b 4 を復元した符号化ビット群 S 7 0 として出力するようになされている。

【 0 1 1 8 】

この復調回路 8 3 においては、第 3 及び第 4 の軟判定ビット b 3、b 4 を取り出す場合、まず I 成分及び Q 成分をそれぞれ絶対値回路 1 0 5、1 0 6 に入力する。絶対値回路 1 0 5、1 0 6 はそれぞれ I 成分の絶対値 S 8 5、Q 成分の絶対値 S 8 6 を求め、これをそれぞれ減算器 1 0 7、1 0 8 に出力する。減算器 1 0 7 には信号レベルの判定閾値 S 8 7 として例えば値「 $\sqrt{(2/5)}$ 」が入力されており、当該減算器 1 0 7 は I 成分の絶対値 S 8 5 から判定閾値 S 8 7 を減算し、その演算結果を第 3 の軟判定ビット b 3 として出力する。同様に、減算器 1 0 8 には信号レベルの判定閾値 S 8 7 が入力されており、当該減算器 1 0 8 は Q 成分の絶対値 S 8 6 から判定閾値 S 8 7 を減算し、その演算結果を第 4 の軟判定ビット b 4 として出力する。

【 0 1 1 9 】

このようにこの復調回路 8 3 では、I 成分及び Q 成分の値をそのまま第 1 及び第 2 の軟判定ビット b 1、b 2 とし、第 3 の軟判定ビット b 3 に関しては I 成分の絶対値 S 8 5 から判定閾値 S 8 7 を減算することによつて求め、第 4 の軟判定ビット b 4 に関しては Q 成分の絶対値 S 8 6 から判定閾値 S 8 7 を減算することによつて求めるようにしたことにより、簡易な構成で容易に第 1、第 2、第 3 及び第 4 の軟判定ビット b 1 ~ b 4 を得ることが

10

20

30

40

50

できる。

【 0 1 2 0 】

(1 - 5 - 4) 64Q A M変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式が64Q A M変調の場合には、復調回路 8 3 は、図 1 5 に示すように構成され、受信情報シンボル群 S 6 9 として受けた各シンボルの I 成分及び Q 成分をそれぞれそのまま第 1 及び第 2 の軟判定ビット b 1、b 2 として取り出すと共に、当該 I 成分及び Q 成分に対して所定の演算処理を施すことにより第 3、第 4、第 5 及び第 6 の軟判定ビット b 3 ~ b 6 を取り出すようになされており、その取り出した第 1 ないし第 6 の軟判定ビット b 1 ~ b 6 を復元した符号化ビット群 S 7 0 として出力するようになされている。

10

【 0 1 2 1 】

この復調回路 8 3 においては、第 3 ないし第 6 の軟判定ビット b 3 ~ b 6 を取り出す場合、まず I 成分及び Q 成分をそれぞれ絶対値回路 1 1 0、1 1 1 に入力する。絶対値回路 1 1 0、1 1 1 はそれぞれ I 成分の絶対値 S 9 0、Q 成分の絶対値 S 9 1 を求め、これをそれぞれ減算器 1 1 2、1 1 3 に出力する。減算器 1 1 2 には信号レベルの第 1 の判定閾値 S 9 2 として例えば値「 $\sqrt{(8/21)}$ 」が入力されており、当該減算器 1 1 2 は I 成分の絶対値 S 9 0 から第 1 の判定閾値 S 9 2 を減算し、その演算結果を第 3 の軟判定ビット b 3 として出力すると共に、当該演算結果を絶対値回路 1 1 4 に出力する。同様に、減算器 1 1 3 には第 1 の判定閾値 S 9 2 が入力されており、当該減算器 1 1 3 は Q 成分の絶対値 S 9 1 から第 1 の判定閾値 S 9 2 を減算し、その演算結果を第 4 の軟判定ビット b 4 として出力すると共に、当該演算結果を絶対値回路 1 1 5 に出力する。

20

【 0 1 2 2 】

絶対値回路 1 1 4、1 1 5 はそれぞれ第 3 の軟判定ビット b 3 の絶対値 S 9 3、第 4 の軟判定ビット b 4 の絶対値 S 9 4 を求め、これをそれぞれ減算器 1 1 6、1 1 7 に出力する。減算器 1 1 6 には信号レベルの第 2 の判定閾値 S 9 5 として例えば値「 $\sqrt{(2/21)}$ 」が入力されており、当該減算器 1 1 6 は第 3 の軟判定ビット b 3 の絶対値 S 9 3 から第 2 の判定閾値 S 9 5 を減算し、その演算結果を第 5 の軟判定ビット b 5 として出力する。同様に、減算器 1 1 7 には第 2 の判定閾値 S 9 5 が入力されており、当該減算器 1 1 7 は第 4 の軟判定ビット b 4 の絶対値 S 9 4 から第 2 の判定閾値 S 9 5 を減算し、その演算結果を第 6 の軟判定ビット b 6 として出力する。

30

【 0 1 2 3 】

このようにこの復調回路 8 3 では、I 成分及び Q 成分の値をそのまま第 1 及び第 2 の軟判定ビット b 1、b 2 とし、第 3 の軟判定ビット b 3 に関しては I 成分の絶対値 S 9 0 から第 1 の判定閾値 S 9 2 を減算することによつて求め、第 4 の軟判定ビット b 4 に関しては Q 成分の絶対値 S 9 1 から第 1 の判定閾値 S 9 2 を減算することによつて求め、第 5 の軟判定ビット b 5 に関しては第 3 の軟判定ビット b 3 の絶対値 S 9 3 から第 2 の判定閾値 S 9 5 を減算することによつて求め、第 6 の軟判定ビット b 6 に関しては第 4 の軟判定ビット b 4 の絶対値 S 9 4 から第 2 の判定閾値 S 9 5 を減算することによつて求めるようにしたことにより、簡易な構成で容易に第 1 ないし第 6 の軟判定ビット b 1 ~ b 6 を得ることができる。

40

【 0 1 2 4 】

(1 - 6) 動作及び効果

以上の構成において、受信装置 4 2 の場合には、4 つのアンテナ 4 4 A ~ 4 4 D によつて送信装置 4 1 からの送信信号 S 3 0 を独立に受信し、その結果得られる受信信号 S 4 0 ~ S 4 3 をそれぞれ受信信号処理部 4 5 に入力する。受信信号処理部 4 5 はこれらの受信信号 S 4 0 ~ S 4 3 にそれぞれ所定の受信処理を施すことにより当該受信信号 S 4 0 ~ S 4 3 から受信シンボル群 S 4 4 ~ S 4 7 を取り出した後、その受信シンボル群 S 4 4 ~ S 4 7 に対してそれぞれ高速フーリエ変換を施すことにより各シンボルが時間軸上に並ぶ受信シンボル群 S 4 8 ~ S 5 1 を取り出す。

【 0 1 2 5 】

50

そして受信信号処理部 45 は情報シンボル I とパイロットシンボル P とからなる受信シンボル群 S 48 ~ S 51 から情報シンボル I を取り出し、その情報シンボル I のみからなるシンボル群 S 65 ~ S 68 を加算器 82 によつて加算して合成することにより受信情報シンボル群 S 69 を得、その受信情報シンボル群 S 69 に復調処理及び復号化処理を施して情報ビット系列 S 72 を復元する。このようにしてこの受信装置 42 では、複数のアンテナ 44A ~ 44D によつて受信した信号成分を加算することによつてダイバーシチ受信を行うことにより、フェージングによる受信電力の落ち込みを回避して良好に通信を行うことができる。

【0126】

ところで通信相手の送信信号 S 30 と同じ周波数チャネルを使用して送信された送信信号 S 31 が存在すると、アンテナ 44A ~ 44D はこの送信信号 S 31 も干渉波として受信することになる。この干渉波成分は情報シンボル I の信号成分に加えられ、通常の受信装置であればこの干渉波成分によつて良好に情報ビット系列を復元し得なくなる。

【0127】

しかしながらこの受信装置 42 の場合には、この干渉波成分を除去するような重み係数 S 61 ~ S 64 を受信シンボル群 S 48 ~ S 51 から抽出したパイロットシンボル P を基準にして求め、この重み係数 S 61 ~ S 64 をそれぞれ情報シンボル I のシンボル群 S 56 ~ S 59 に乗算することにより当該情報シンボル I のシンボル群 S 56 ~ S 59 に含まれる干渉波成分を除去している。これによりこの受信装置 42 の場合には、干渉波を受信したとしてもその干渉波成分を除去し得るので、情報ビット系列 S 72 を正確に復元することができる。

【0128】

重み係数 S 61 ~ S 64 を算出する場合には、それぞれのアンテナ 44A ~ 44D によつて受信した受信シンボル群 S 48 ~ S 51 からパイロットシンボル P を抽出し、そのパイロットシンボル P のみからなるシンボル群 S 52 ~ S 55 をそれぞれ重み係数算出部 72 に入力する。重み係数算出部 72 はこの受信したパイロットシンボル P の他にも送信側で挿入したパイロットシンボル P そのものをパイロットシンボル発生回路 73 から受け、これらパイロットシンボル P どちらの期待値を全ての組み合わせで算出する。すなわち重み係数算出部 72 は、受信したパイロットシンボル P どちらの期待値 e00 ~ e33 を算出すると共に、受信したパイロットシンボル P と実際に送信されたパイロットシンボル P (すなわち受信したい理想のパイロットシンボル) との期待値 d0 ~ d3 を算出する。そして重み係数算出部 72 はこれらの期待値 e00 ~ e33 及び d0 ~ d3 を基に (1) 式に示すような連立方程式を解いて重み係数 W0 ~ W3 を算出し、これを重み係数 S 61 ~ S 64 として出力する。

【0129】

このようにして情報シンボル I の合間に挿入されたパイロットシンボル P から期待値 e00 ~ e33 及び d0 ~ d3 を算出し、その期待値 e00 ~ e33 及び d0 ~ d3 を基にした演算により重み係数 S 61 ~ S 64 を算出するようにしたことにより、この受信装置 42 の場合には、演算処理による簡単な処理で重み係数 S 61 ~ S 64 を算出し得、簡易な構成で容易に重み係数 S 61 ~ S 64 を算出し得る。

【0130】

またこの重み係数算出の原理は、上述した説明からも分かるように受信したパイロットシンボル P に重畳されている干渉波成分を期待値というパラメータによつて把握することである。このためこの無線通信システム 40 では、送信する際に、パイロットシンボル P を情報シンボル I の先頭に付けるのではなく、当該パイロットシンボル P を情報シンボル I の合間に挿入している。これにより受信側では、干渉波の影響をスロット全体にわたってほぼ均一に把握し得、干渉波を除去する重み係数 S 61 ~ S 64 をより正確に算出することができる。

【0131】

以上の構成によれば、送信側ではパイロットシンボル P を情報シンボル I の合間に挿入し

10

20

30

40

50

てなる送信シンボル S_{35} を送信し、受信側では複数のアンテナ $44A \sim 44D$ によつて受信した受信シンボル $S_{48} \sim S_{51}$ からそれぞれパイロットシンボル P を抽出し、当該パイロットシンボル P を基に干渉波成分を最小にする重み係数 $S_{61} \sim S_{64}$ を算出してこれを受信した情報シンボル $S_{56} \sim S_{59}$ に乗算するようにしたことにより、干渉波を受信した場合でも、受信した情報シンボル $S_{56} \sim S_{59}$ から干渉波成分を除去し得、かくして送信された情報ビット系列 S_{72} を正確に復元することができる。

【0132】

(2) 第2の実施の形態

上述の第1の実施の形態では、受信情報シンボル群 S_{69} から単に符号化ビット群 S_{70} を復元するだけの構成を説明したが、この第2の実施の形態においては、復元した符号化ビット群 S_{70} に対して伝送路の信頼性を反映させる構成の復調回路について説明する。

10

【0133】

図16において、120は全体として第2の実施の形態による復調部を示し、上述した第1の実施の形態で説明した復調回路83に加えて、信頼性算出回路121、バッファ122及び乗算器123が新たに設けられている。この復調部120においては、まず加算器82から出力される受信情報シンボル群 S_{69} を復調回路83と信頼性算出回路121に入力するようになされている。

【0134】

復調回路83は第1の実施の形態で説明したものの同じ回路であり、入力される受信情報シンボル群 S_{69} に所定の復調処理を施して当該受信情報シンボル群 S_{69} から符号化ビット群 S_{70} を復元し、これを後段のバッファ122に出力する。バッファ122はファーストイン・ファーストアウト・バッファによつて構成されており、入力される符号化ビット群 S_{70} の各軟判定ビットを順に内部の記憶領域に格納すると共に、その記憶した各軟判定ビットを後述する信頼性算出回路121の信号出力タイミングに同期して順に読み出して、後段の乗算器123に出力する。

20

【0135】

信頼性算出回路121は、入力される受信情報シンボル群 S_{69} に基づいて、当該受信情報シンボル群 S_{69} のノイズ電力を算出し、この逆数値を受信情報シンボル群 S_{69} が送られてきたときの伝送路の信頼性を示す信頼性係数 S_{100} として乗算器123に出力する。乗算器123は、バッファ122から読み出された符号化ビット群 S_{70} の各軟判定ビットに対して信頼性係数 S_{100} をビット単位で乗算し、その結果得られる符号化ビット群 S_{101} を後段のスロット連結処理回路31に出力する。因みに、信頼性係数 S_{100} はノイズ電力の逆数値であることから、信頼性係数 S_{100} が乗算された後の符号化ビット群 S_{101} の信号レベルは受信情報シンボル群 S_{69} が送られてきたときの伝送路の信号対雑音電力比 S/N に応じたレベルとなる。

30

【0136】

このようにしてこの復調部120では、受信情報シンボル群 S_{69} が送られてきたときの伝送路の信頼性を算出し、その信頼性を示す信頼性係数 S_{100} を符号化ビット群 S_{70} の各軟判定ビットに乗算するようにしたことにより、当該符号化ビット群 S_{70} の各ビットの信号レベルを伝送路の信頼性に応じたレベルに調整し得、符号化ビット群 S_{70} に伝送路の信頼性を反映し得る。従つてこのように伝送路の信頼性が信号レベルに反映された符号化ビット群 S_{101} を後段のビタビ復号化回路20に入力して復号化処理を行えば、ビタビ復号化回路20では、伝送路の信頼性を加味した上で最尤系列推定を行うことができ、一段と正確に情報ビット系列 S_{72} を復元することができる。

40

【0137】

ここで信頼性算出回路121の構成を図17に示す。この図17に示すように、信頼性算出回路121においては、加算器82から供給される受信情報シンボル群 S_{69} を減算器125及び仮判定回路126に入力するようになされている。仮判定回路126は受信情報シンボル群 S_{69} として入力される各シンボルがどの信号点配置に位置するものか判定し、その判定位置を示すシンボルを判定シンボル S_{102} として出力する。例えば送信側

50

の変調方式が Q P S K 変調の場合には、受信したシンボルが図 3 に示した信号点配置のうちいずれに相当するものであるか判定し、その判定位置を示すシンボルを出力する。同様に、送信側の変調方式が 8 P S K 変調や 16 Q A M 変調或いは 64 Q A M 変調の場合には、受信したシンボルが図 4、図 5 又は図 6 に示した信号点配置のうちいずれに相当するものであるか判定し、その判定位置を示すシンボルを出力する。なお、仮判定回路 1 2 6 は、受信したシンボルから最も近い位置のシンボルを判定シンボル S 1 0 2 として出力する。

【 0 1 3 8 】

減算器 1 2 5 は受信情報シンボル群 S 6 9 として入力されたシンボルから仮判定回路 1 2 6 から出力される判定シンボル S 1 0 2 を順に減算し、その減算値 S 1 0 3 を二乗回路 1 2 6 に出力する。なお、判定シンボル S 1 0 2 は本来受信すべきシンボルであるので、減算器 1 2 5 から出力される減算値 S 1 0 3 は受信したシンボルに重畳されたノイズ成分を示している。

10

【 0 1 3 9 】

二乗回路 1 2 6 は入力される減算値 S 1 0 3 を順に二乗することにより各シンボルのノイズ電力を算出し、これをシンボル当たりのノイズ電力 S 1 0 4 として累積加算器 1 2 7 に出力する。累積加算器 1 2 7 はこのノイズ電力 S 1 0 4 を 1 シンボル群のシンボル数分だけ累積加算し（すなわち 1 スロット分累積加算する）、その結果得られる 1 スロット分のノイズ電力 S 1 0 5 を逆数算出回路 1 2 8 に出力する。かくして逆数算出回路 1 2 8 によつてこのノイズ電力 S 1 0 5 の逆数値を算出して出力することにより、この信頼性算出回路 1 2 1 では、信頼性係数 S 1 0 0 を算出するようになされている。

20

【 0 1 4 0 】

以上の構成において、この第 2 の実施の形態による復調部 1 2 0 では、受信した受信情報シンボル群 S 6 9 から当該受信情報シンボル群 S 6 9 に重畳されているノイズ成分の電力 S 1 0 5 を算出し、このノイズ電力 S 1 0 5 の逆数値を当該受信情報シンボル群 S 6 9 が送られてきたときの伝送路の信頼性を示す係数として算出する。そして復調部 1 2 0 では、この信頼性を示す信頼性係数 S 1 0 0 を受信情報シンボル群 S 6 9 から復元した符号化ビット群 S 7 0 の各ビットに乗算することにより、当該符号化ビット群 S 7 0 の信号レベルを伝送路の信頼性に応じたレベルに調整する。

【 0 1 4 1 】

このように伝送路の信頼性に応じた信号レベルに調整された符号化ビット群 S 1 0 1 を後段のビタビ復号化回路 2 0 で復号化すれば、伝送路の信頼性を加味した上で最尤系列推定を行うことができ、一段と正確に情報ビット系列 S 7 2 を復元することができる。

30

【 0 1 4 2 】

以上の構成によれば、受信情報シンボル群 S 6 9 からノイズ電力を算出して伝送路の信頼性を示す信頼性係数 S 1 0 0 を算出し、これを受信した符号化ビット群 S 7 0 に乗算するようにしたことにより、当該符号化ビット群 S 7 0 の信号レベルを伝送路の信頼性に応じたレベルに調整し得、かくして伝送路の信頼性を加味した上で最尤系列推定を行い得ることから一段と正確に情報ビット系列 S 7 2 を復元し得る。

【 0 1 4 3 】

(3) 他の実施の形態

40

(3 - 1) なお上述の実施の形態においては、情報シンボル I にパイロットシンボル P を挿入して生成した送信シンボル群 S 3 5 を逆高速フーリエ変換回路 5 1 及び送信回路 5 2 を介して送信し、受信側では受信回路 6 0 ~ 6 3 及び高速フーリエ変換回路 6 4 ~ 6 7 を介して得た受信シンボル群 S 4 8 ~ S 5 1 から情報シンボル S 5 6 ~ S 5 9 を抽出した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、送信シンボル群 S 3 5 に差動変調を施して送信し、受信側では受信シンボル群 S 4 8 ~ S 5 1 に対してそれぞれ差動復調を施した後、その受信シンボル群 S 4 8 ~ S 5 1 から情報シンボル S 5 6 ~ S 5 9 を抽出するようにしても良い。この点について、以下に具体的に説明する。

【 0 1 4 4 】

図 2 との対応部分に同一符号を付して示す図 1 8 において、1 3 0 は全体として送信装置

50

を示し、この送信装置 130 の場合には、パイロットシンボル P を挿入した送信シンボル群 S35 を差動変調回路 131 に入力して当該送信シンボル群 S35 に差動変調を施すようになされている。差動変調回路 131 は、まず送信シンボル群 S35 を乗算器 132 に入力する。この乗算器 132 には遅延回路 133 を介して遅延した 1 シンボル分前のシンボル S109 が入力されており、乗算器 132 はこの 1 シンボル前のシンボル S109 と入力された送信シンボル群 S35 のシンボルとを複素乗算することにより当該送信シンボル群 S35 に対して差動変調を施し、その結果得られる送信シンボル群 S110 を逆高速フーリエ変換回路 51 及び上述した遅延回路 133 に出力する。この場合、1 シンボル前のシンボルと入力されたシンボルとを複素乗算していることから、送信シンボル群 S110 として出力される各シンボル間の差に実際のシンボル情報が重畳されることになる。

10

【0145】

かくしてこの送信装置 130 においては、このようにして差動変調を施した送信シンボル群 S110 に逆フーリエ変換を施して送信シンボル群 S36 を生成し、この送信シンボル群 S36 に所定の送信処理を施すことにより送信信号 S30 を生成してこれを送信するようになされている。

【0146】

一方、図 9 との対応部分に同一符号を付した図 19 に示すように、受信装置 140 においては高速フーリエ変換回路 64 ~ 67 の後にそれぞれ差動復調回路 141 ~ 144 を設け、この差動復調回路 141 ~ 144 によつて受信シンボル群 S48 ~ S51 に対して差動復調を施し、その結果得られる受信シンボル群 S115 ~ S118 からそれぞれパイロットシンボル P と情報シンボル I を抽出するようになされている。

20

【0147】

図 20 に示すように、差動復調回路 141 においては、高速フーリエ変換回路 64 から供給される受信シンボル群 S48 を遅延回路 145 及び乗算器 146 に入力するようになされている。乗算器 146 は、遅延回路 145 を介して遅延した 1 シンボル分前のシンボル S120 の共役値と入力される受信シンボル群 S48 のシンボルとを複素乗算することにより当該受信シンボル群 S48 のシンボルに差動復調を施し、その結果得られる受信シンボル群 S115 を出力する。この場合、1 シンボル前のシンボルの共役値を入力されるシンボルに複素乗算していることから、複素乗算によつて 1 つ前のシンボルとの差分が取られ、その結果、差動復調処理が行われることになる。因みに、差動復調回路 142 ~ 144 も、この図 20 に示した差動復調回路 141 と同様の構成を有している。

30

【0148】

かくしてこの受信装置 140 では、差動復調回路 141 ~ 144 によつて受信シンボル群 S48 ~ S51 に差動復調を施し、その結果得られる受信シンボル群 S115 ~ S118 に第 1 の実施の形態と同様の処理を施して送信された情報ビット系列 S72 を復元するようになされている。

【0149】

このようにして送信側で送信シンボルに差動変調を施し、受信側では受信シンボルに差動復調を施すようにすると、隣り合うシンボル間の差を取るようになるので、伝送路で周波数選択性フェージングが生じたとしても、シンボル間の差を取ることで周波数選択性フェージングによつて受けた変動を小さくし得る。かくするにつき送信側で差動変調を行い、受信側で差動復調を行うようにしたことにより、周波数選択性フェージングが生じた場合でも、その影響を低減して情報ビット系列 S72 を正確に復元し得る。

40

【0150】

(3-2) また上述の実施の形態においては、受信装置 42 に 4 つのアンテナ 44A ~ 44D を設けてダイバーシチ受信した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、アンテナ数として少なくとも 2 つ以上あれば良い。因みに、各アンテナによつて受信した受信信号に含まれるパイロットシンボルを基に干渉波成分を除去する重み係数を算出していることから、アンテナ数が多ければ多いほど、干渉波成分を精度良く除去し得ると思われる。また本発明をセルラー無線通信システムに適用する場合には、アンテナ数としては 6 本

50

もあれば十分であり、3～6本程度が効果的かつ現実的な本数であると思われる。なお、セルラー無線通信システムとは、通信サービスを提供するエリアを所望の大きさのセルに分割して当該セル内にそれぞれ固定無線局としての基地局を設置し、移動無線局としての通信端末装置は自分が存在するセル内の基地局と無線通信するようになされた無線通信システムである。

【0151】

(3-3) また上述の実施の形態においては、パイロットシンボルPを情報シンボルIの合間に等間隔で挿入した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、パイロットシンボルPを間隔的にランダムに挿入するようにしても良い。要は、情報シンボルIにパイロットシンボルPを適当に分散させて挿入するようになれば上述の場合と同様の効果を得ることができる。

10

【0152】

(3-4) また上述の実施の形態においては、振幅が「1」で位相が通信毎にランダムとなるパイロットシンボルPを情報シンボルIの合間に挿入するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、例えば伝搬遅延が少ない環境であつて他の通信と同期が取れているような環境(具体例を上げれば、本発明をセルラー無線通信システムに適用し、各基地局間で時間的な同期が取れている場合)であれば、通信毎に直交関係にあるパイロットシンボルを予め決められている挿入位置に挿入するようにしても良い。このようにしてパイロットシンボルを規定しておけば、単にパイロットシンボルを通信毎にランダムにする場合に比してパイロットシンボルの数を減らすことができる。

20

【0153】

(3-5) また上述の実施の形態においては、サブキャリアの本数を24本とした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、サブキャリアの本数としてその他の本数であつても良い。

【0154】

(3-6) また上述の実施の形態においては、符号化回路として畳み込み符号化回路5を使用し、復号化回路としてビタビ復号化回路20を使用した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、ターボコード等、その他の符号化を行う符号化回路や復号化回路を適用するようにしても良い。要は、送信側では系列間距離を大きくするような符号化を使用し、受信側では符号化ビット系列を最尤系列推定により復号化するような符号化/復号化方法を使用すれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

30

【0155】

(3-7) また上述の実施の形態においては、送信シンボルS35を複数のサブキャリアによつて構成される周波数チャネルを使用して送信した場合について述べた、本発明はこれに限らず、スロット毎に使用する周波数チャネルをランダムに変更する、いわゆる周波数ホッピングを行うようにしても良い。このように周波数ホッピングを行うようにすれば、干渉波を受信する確率を低減し得るので、干渉波の影響を回避する上では一段と効果的である。

【0156】

(3-8) また上述の実施の形態においては、複数のサブキャリアに送信対象の情報を分散させて重畳し、その複数のサブキャリアを送信する、いわゆるマルチキャリア方式の無線通信システムに本発明を適用した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、TDM方式等、その他の通信方式であつても、上述のように受信したパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出して当該干渉波成分を除去するようになれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

40

【0157】

要は、受信装置において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成された送信信号を、それぞれ受信する複数のアンテナ手段と、複

50

数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを設けるようにすれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【 0 1 5 8 】

同様に、無線通信システムにおいて、情報ビットに符号化処理を施して符号化ビットを生成する符号化手段と、符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成する変調手段と、情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成するパイロットシンボル付加手段と、送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより送信信号を生成し、当該送信信号を送信する送信手段とを送信装置に設けると共に、送信信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ手段と、複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを受信装置に設けるようにすれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【 0 1 5 9 】

さらに同様に、通信方法において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成した送信信号を送信し、受信側では、送信信号をそれぞれ複数のアンテナ手段で受信し、受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元し、当該符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元するようにすれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【 0 1 6 0 】

【 発明の効果 】

上述のように本発明によれば、送信側で挿入したパイロットシンボルをそれぞれの受信信号から抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去するようにしたことにより、干渉波を受信した場合でも、受信信号に含まれる干渉波成分を容易に除去し得、かくして干渉波の影響を除去して送信された情報ビットを正確に復元することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明を適用した無線通信システムの構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 本発明を適用した送信装置の構成を示すブロック図である。

【 図 3 】 Q P S K 変調の原理説明に供する信号点配置図である。

【 図 4 】 8 P S K 変調の原理説明に供する信号点配置図である。

【 図 5 】 16 Q A M 変調の原理説明に供する信号点配置図である。

【 図 6 】 64 Q A M 変調の原理説明に供する信号点配置図である。

10

20

30

40

50

【図 7】パイロットシンボルの配置説明に供する略線図である。

【図 8】逆フーリエ変換後の送信シンボルの説明に供する略線図である。

【図 9】本発明を適用した受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 10】重み係数算出部の構成を示すブロック図である。

【図 11】重み係数算出部の重み係数算出手順を示すフローチャートである。

【図 12】Q P S K 変調に対応した復調回路の構成を示すブロック図である。

【図 13】8 P S K 変調に対応した復調回路の構成を示すブロック図である。

【図 14】16 Q A M 変調に対応した復調回路の構成を示すブロック図である。

【図 15】64 Q A M 変調に対応した復調回路の構成を示すブロック図である。

【図 16】第 2 の実施の形態による復調回路の構成を示すブロック図である。

10

【図 17】信頼性算出回路の構成を示すブロック図である。

【図 18】他の実施の形態による送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 19】他の実施の形態による受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 20】差動復調回路の構成を示すブロック図である。

【図 21】従来の無線通信システムの構成を示すブロック図である。

【図 22】従来の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 23】従来の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 24】従来のパイロットシンボルの配置説明に供する略線図である。

【符号の説明】

1、40 ……無線通信システム、2、41、46、130 ……送信装置、3、42、140 ……受信装置、2A、3A、3B、43、44A～44D ……アンテナ、4、45 ……受信信号処理回路、5 ……畳み込み符号化回路、6 ……インターリーブバツファ、7 ……スロット処理回路、8 ……変調回路、9、50 ……パイロットシンボル付加回路、10、52 ……送信回路、20 ……ビタビ復号化回路、21、22、60～63 ……受信回路、23、27 ……伝送路推定回路、24、28 ……受信電力測定回路、30、83 ……復調回路、31 ……スロット連結処理回路、32 ……デインターリーブバツファ、51 ……逆高速フーリエ変換回路、64～67 ……高速フーリエ変換回路、72 ……重み係数算出部、73 ……パイロットシンボル発生回路、90 ……期待値算出部、91 ……計算部、120 ……復調部、121 ……信頼性算出回路、131 ……差動変調回路、141～144 ……差動復調回路。

30

【図 7】

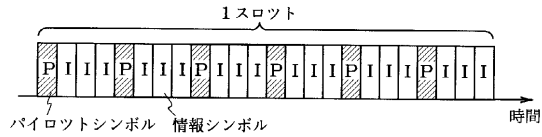


図7 パイロットシンボルの配置

【図 8】

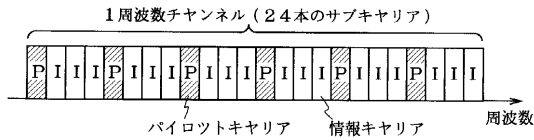


図8 逆フーリエ変換後の送信シンボル

【図 9】

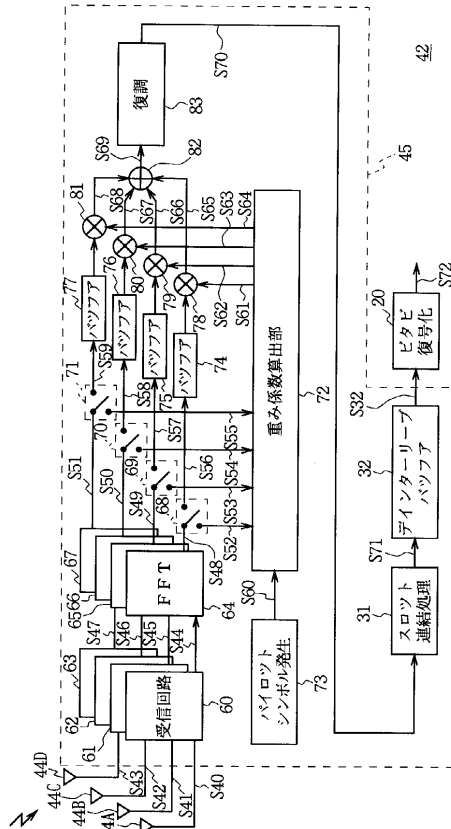


図9 受信装置の構成

【図 10】

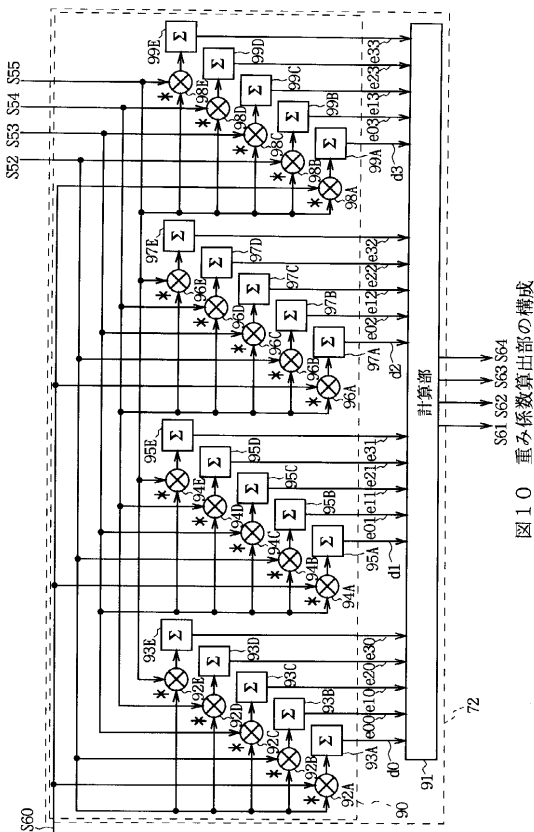


図10 重み係数算出部の構成

【図 11】

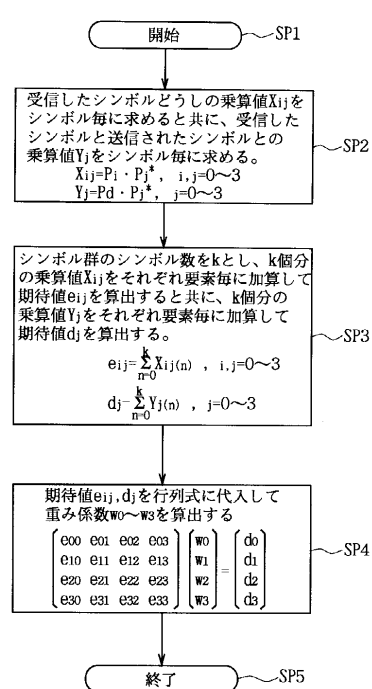


図11 重み係数算出手順

【 図 1 2 】

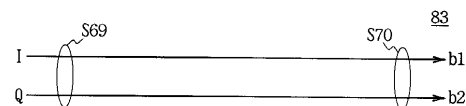


図12 QPSK変調に対応した復調回路

【 図 1 3 】

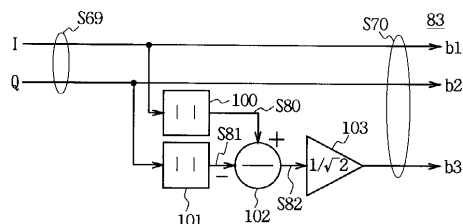


図13 8PSK変調に対応した復調回路

【 図 1 4 】

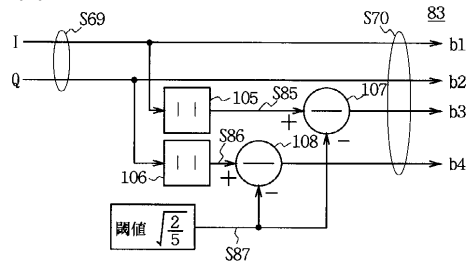


図14 16QAM変調に対応した復調回路

【 図 1 7 】

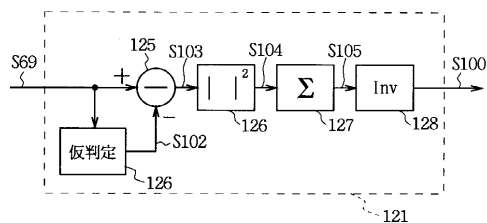


図17 信頼性算出回路の構成

【 図 1 5 】

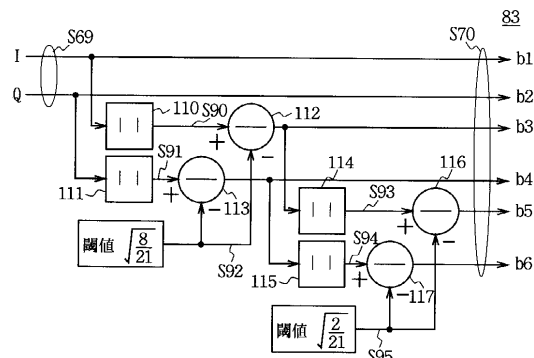


図15 64QAM変調に対応した復調回路

【 図 1 6 】

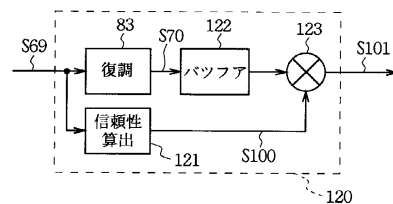


図16 第2の実施の形態による復調部

【 図 1 8 】

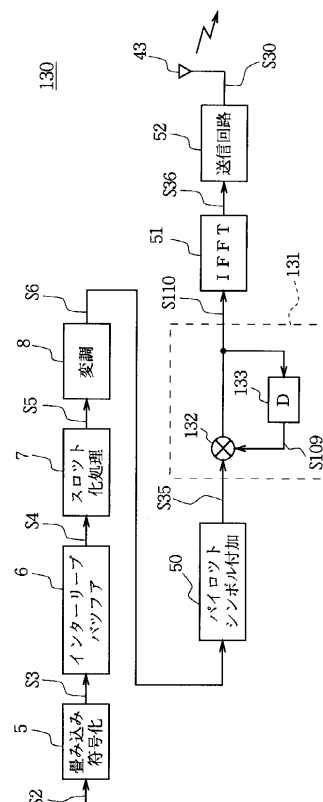
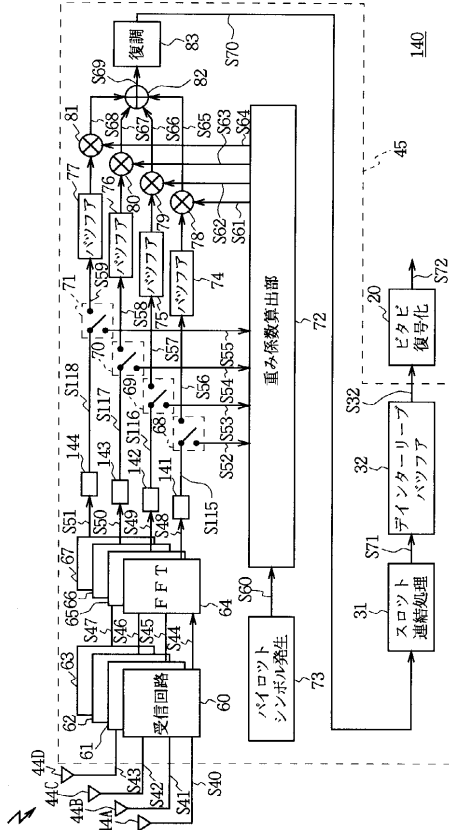


図18 他の実施の形態による送信装置

【図 19】



【図 2 4】

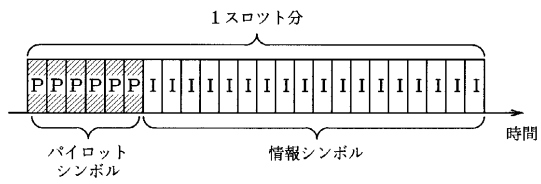


図 2 4 従来のパイロットシンボルの配置

フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第98/056121(WO,A1)

特開平10-093323(JP,A)

特開平07-235917(JP,A)

特開平09-205316(JP,A)

特表2000-502533(JP,A)

特開平08-172422(JP,A)

特開平08-298482(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

H04B 7/005

H03M 13/23

H04B 1/10

H04B 7/08

H04L 27/22