

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5171291号
(P5171291)

(45) 発行日 平成25年3月27日(2013.3.27)

(24) 登録日 平成25年1月11日(2013.1.11)

(51) Int.Cl.

F 1

H04L 27/00	(2006.01)	H04L 27/00	Z
H04B 1/04	(2006.01)	H04B 1/04	J
H04L 7/08	(2006.01)	H04L 7/08	A

請求項の数 15 (全 31 頁)

(21) 出願番号 特願2008-21786 (P2008-21786)
 (22) 出願日 平成20年1月31日 (2008.1.31)
 (65) 公開番号 特開2009-153087 (P2009-153087A)
 (43) 公開日 平成21年7月9日 (2009.7.9)
 審査請求日 平成23年1月21日 (2011.1.21)
 (31) 優先権主張番号 特願2007-311624 (P2007-311624)
 (32) 優先日 平成19年11月30日 (2007.11.30)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(73) 特許権者 000005821
 パナソニック株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (74) 代理人 100105050
 弁理士 驚田 公一
 (72) 発明者 坂本 剛憲
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内
 (72) 発明者 松本 泰輔
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内
 (72) 発明者 羽迫 里志
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】無線送信方法、無線送信装置、及び、無線受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

チャネル推定のための第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式によって無線送信装置から送信する無線送信方法であって、

前記無線送信装置において、位相変調方式用に設計されている第2のシーケンス $a(n)$ と実質的に同一のシーケンスであるサブシーケンス $a_1(n)$ と、前記第2のシーケンス $a(n)$ とビットが反転しているサブシーケンス $a_2(n)$ とを時間的に連結することにより前記第1のシーケンスを生成し、前記生成した第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式により変調するステップと、

前記変調後の第1のシーケンスを送信するステップと、

を含む無線送信方法。

【請求項 2】

チャネル推定のための第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式によって送信する無線送信装置であって、

位相変調方式用に設計されている第2のシーケンス $a(n)$ と実質的に同一のシーケンスであるサブシーケンス $a_1(n)$ と、前記第2のシーケンス $a(n)$ とビットが反転しているサブシーケンス $a_2(n)$ とを時間的に連結することにより前記第1のシーケンスを生成し、前記生成した第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式により変調する変調手段と、

前記変調後の第1のシーケンスをアップコンバートして無線送信する送信無線手段と、

10

20

を具備する無線送信装置。

【請求項 3】

前記第1のシーケンスは、受信側との間のチャネル特性を推定するためのチャネル推定シーケンスまたは受信側との同期を確立するための同期シーケンスである、請求項2に記載の無線送信装置。

【請求項 4】

前記位相変調を含まない変調方式は、オンオフキーイング(OOK)変調方式であり、前記位相変調方式は、位相偏移(PSK)変調方式である、請求項2に記載の無線送信装置。

【請求項 5】

前記第2のシーケンス $a(n)$ は、Frank-Zadoff相補シーケンスまたはGold相補シーケンスである、請求項2に記載の無線送信装置。

【請求項 6】

前記第2のシーケンス $a(n)$ を記憶する記憶手段と、

前記記憶されている第2のシーケンス $a(n)$ を取得し、当該第2のシーケンス $a(n)$ のビットを反転させて前記サブシーケンス $a_2(n)$ を生成し、前記第2のシーケンス $a(n)$ と前記サブシーケンス $a_2(n)$ を前記変調手段に出力するシーケンス形成手段と、

を具備する請求項2に記載の無線送信装置。

【請求項 7】

前記第2のシーケンス $a(n)$ は、第3の変調方式用に設計されている第3のシーケンス $b(n)$ から導出される、請求項2に記載の無線送信装置。

【請求項 8】

前記第3の変調方式は、16-PSK変調である、請求項7に記載の無線送信装置。

【請求項 9】

前記導出では、前記第3のシーケンス $b(n)$ の実部が前記第3のシーケンス $b(n)$ の虚部よりも大きい場合、または、前記第3のシーケンス $b(n)$ の実部と虚部の両方が0に等しいか若しくは0よりも大きい場合に、前記第2のシーケンス $a(n)$ に第1のビット値が設定され、前記第3のシーケンス $b(n)$ の実部が前記第3のシーケンス $b(n)$ の虚部よりも小さい場合、または、前記第3のシーケンス $b(n)$ の実部と虚部の両方が0に等しいか若しくは0よりも小さい場合に、前記第2のシーケンス $a(n)$ に第2のビット値が設定される、請求項7に記載の無線送信装置。

【請求項 10】

第1の変調方式で送信された第1のシーケンスを受信して、受信信号に基づいてチャネル推定と共に、受信信号を前記チャネル推定の結果に基づいて復調する無線受信装置であって、

第2の変調方式用に設計されている第2のシーケンス $a(n)$ と同一のサブシーケンス $a_1(n)$ 、および第2のシーケンス $a(n)$ とビットが反転しているサブシーケンス $a_2(n)$ をこの順番で且つ連続した状態で含む信号を受信する受信無線手段と、

前記受信無線手段で受信された受信信号と、前記第2のシーケンス $a(n)$ を基本単位とするシーケンス $q(n)$ との相関をとる相関演算手段と、前記相関演算手段で得られた相関結果のうち、前記サブシーケンス $a_1(n)$ に関する相関結果と、前記サブシーケンス $a_2(n)$ に関する相関結果との差分を算出する算出手段と、を含むチャネル推定手段と、

を具備する無線受信装置。

【請求項 11】

前記チャネル推定手段は、前記算出部で算出されたN個の差分情報の中から、L個(LN)の差分情報を抽出し、

前記無線受信装置は、前記チャネル推定手段で抽出されたL個の差分情報の値 $d(k)$ 、その絶対値 $|d(k)|$ 、 $d(k)$ の符号の正負、前記抽出した位置 $r(k)$ 、および位

10

20

30

40

50

相情報 (k) のうち少なくとも一つを検出し、当該検出結果と前記復調結果とに基づいて前記受信信号の振幅または復調処理で用いられる判定閾値を補正する補正手段を具備する。

請求項 10 に記載の無線受信装置。ただし、 $k = 1, \dots, L$ である。

【請求項 12】

前記チャネル推定手段は、前記差分情報の値 $d(k)$ が 0 より大きい場合、前記 (k) を第 1 の位相値と判定し、前記差分情報の値 $d(k)$ が 0 より小さい場合、前記 (k) を第 2 の位相値と判定する、請求項 11 に記載の無線受信装置。

【請求項 13】

前記 L の値が 2 であり、

10

前記補正手段は、直接波に対応する前記差分情報が得られるタイミングと遅延波に対応する前記差分情報が得られるタイミングとの間の時間差だけ現時点より前のタイミングにおける復調結果に基づいて前記遅延波のビットを判定し、当該遅延波のビットが 1 であると判定した場合、前記直接波と前記遅延波との位相差、現時点で受信信号がサンプリングされたサンプル値、および前記直接波に対応する差分情報と前記遅延波に対応する差分情報との比に応じた補正を行う、請求項 11 に記載の無線受信装置。

【請求項 14】

第 1 の変調方式で送信された第 1 のシーケンスを受信して、受信信号に基づいてチャネル推定すると共に、受信信号を前記チャネル推定の結果に基づいて復調する無線受信装置であって、

20

第 2 の変調方式用に設計されている第 2 のシーケンス $a(n)$ と同一のサブシーケンス $a_1(n)$ 、および第 2 のシーケンス $a(n)$ とビットが反転しているサブシーケンス $a_2(n)$ を、前記サブシーケンス $a_2(n)$ の前後にサブシーケンス $a_1(n)$ が置かれた状態で含む信号を受信する受信無線手段と、

前記受信無線手段で受信された受信信号と、前記第 2 のシーケンス $a(n)$ を基本単位とするシーケンス $q(n)$ との相關をとる相關演算手段と、前記相關演算手段で得られた相關結果のうち、前記サブシーケンス $a_1(n)$ に関する相關結果と、前記サブシーケンス $a_2(n)$ に関する相關結果との差分を算出する算出手段と、を含むチャネル推定手段と、

を具備する無線受信装置。

30

【請求項 15】

前記算出手段は、前記サブシーケンス $a_2(n)$ の前に置かれた前記サブシーケンス $a_1(n)$ に関する相關値群の後半部分と、前記サブシーケンス $a_2(n)$ の後に置かれた前記サブシーケンス $a_1(n)$ に関する相關値群の前半部分とを抽出し、抽出された相關値群と、前記サブシーケンス $a_2(n)$ に関する相關結果との差分を算出する、請求項 14 に記載の無線受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信方法、無線送信装置、及び、無線受信装置に関する。

40

【背景技術】

【0002】

ワイヤレス通信ネットワークにおいて、同期およびチャネル推定は、受信器において信号を正しく検出する上で重要である。図 1 は、ワイヤレス通信システムにおけるデータパケットの概略図である。図 1 において、プリアンブル 102 はデータパケット 100 の先頭で送信され、その後にペイロード 104 が続いて送信される。

【0003】

プリアンブル 102 は、同期シーケンス 106 とチャネル推定シーケンス 108 とから成る。同期シーケンス 106 は、例えば、特定のコードのいくつかの繰り返しを有し、その後に開始フレーム識別子 (SFD) が続く。同期シーケンス 106 は、受信器において

50

データパケット100の信号を同期させる目的で設計されている。

【0004】

同期確立後に、受信器がマルチパス送信チャネルのインパルス応答関数を推定できるように、チャネル推定シーケンス108が送信される。チャネルインパルス応答関数は、送信チャネルにおける複数の分離可能な経路(resolvable path)の振幅と、遅延時間と、位相とから成る。ペイロード104に対する等化(data equalization)処理を行うためには、受信器はこのチャネルインパルス応答関数を認識している必要がある。

【0005】

多くの方式では、チャネル推定シーケンス108は、位相変調、例えば二位相偏移(BPSK)変調用に設計されている。例えば、IEEE802.15 TG3cのミリ波(10mmW)の標準化基準ドキュメントでは、チャネル推定用として、BPSK変調によるGolday相補シーケンスを採用している。さらに、ECMA TC32-TG20のミリ波の標準化草案でも、PSK変調によるFrank-Zadoffチャネル推定シーケンスを使用している。

【0006】

また、例えば特許文献1では、BPSK変調の場合、チャネル推定シーケンスは、2つのGolday相補シーケンス $s(n)$ および $g(n)$ によって形成される。

【0007】

一方で、現在注目されている、広い周波数帯域にパルス状の信号を伝送するUWB(Ultra Wide Band: ウルトラワイドバンド)においては、パルス状の信号を伝送するUWBの特性から、パルスの有無に応じてデータを伝送するOOK方式が最適である。

【特許文献1】米国特許第7046748号明細書「Channel estimation sequence and method of estimating a transmission channel which uses such a channel estimation sequence」

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

ところで、ワイヤレス通信システムにおいては、多くの同期シーケンスおよびチャネル推定シーケンスが位相変調用に設計されている。

【0009】

しかしながら、位相変調用に設計されたチャネル推定シーケンスは、OOK変調による送信(つまり、ビット「1」に対して信号を送信し、ビット「0」に対して何も送信しない)には適用することができない。すなわち、OOK送信器において信号は位相変調されないので、特許文献1に示されるように2つの相補シーケンス $s(n)$ および $g(n)$ をOOK変調器によって送信する場合、位相情報が失われる。従って、受信器においてチャネル推定パフォーマンスが大きく低下する。

【0010】

すなわち、位相変調用に設計されたシーケンスを何ら修正することなくOOK変調によって送信するならば、受信器においてチャネル推定パフォーマンスが大きく低下する。

【0011】

従って、OOK変調器によって送信することのできるチャネル推定シーケンスを設計するニーズが存在している。さらに、設計されたOOKチャネル推定シーケンスにおいて、既存のBPSKチャネル推定シーケンスと同じパフォーマンスを達成できることも望まれている。

【0012】

本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、受信処理のために用意されている信号列であって第2変調方式で用いられる信号列から生成可能な第1変調方式での受信処理に用いられる信号系列を採用することで、第2変調方式での受信処理パフォーマンスと同程度のパフォーマンスを実現できる、無線通信方法、無線送信装置、及び、無線受信装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明の無線送信方法は、チャネル推定のための第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式によって無線送信装置から送信する無線送信方法であって、前記無線送信装置において、位相変調方式用に設計されている第2のシーケンス $a(n)$ と実質的に同一のシーケンスであるサブシーケンス $a_1(n)$ と、前記第2のシーケンス $a(n)$ とビットが反転しているサブシーケンス $a_2(n)$ とを時間的に連結することにより前記第1のシーケンスを生成し、前記生成した第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式により変調するステップと、前記変調後の第1のシーケンスを送信するステップと、を含む。

【0014】

10

本発明の無線送信装置は、チャネル推定のための第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式によって送信する無線送信装置であって、位相変調方式用に設計されている第2のシーケンス $a(n)$ と実質的に同一のシーケンスであるサブシーケンス $a_1(n)$ と、前記第2のシーケンス $a(n)$ とビットが反転しているサブシーケンス $a_2(n)$ とを時間的に連結することにより前記第1のシーケンスを生成し、前記生成した第1のシーケンスを位相変調を含まない変調方式により変調する変調手段と、前記変調後の第1のシーケンスをアップコンバートして無線送信する送信無線手段と、を具備する構成を探る。

【0015】

20

本発明の無線受信装置は、第1の変調方式で送信された第1のシーケンスを受信して、受信信号に基づいてチャネル推定すると共に、受信信号を前記チャネル推定の結果に基づいて復調する無線受信装置であって、第2の変調方式用に設計されている第2のシーケンス $a(n)$ と同一のサブシーケンス $a_1(n)$ 、および第2のシーケンス $a(n)$ とビットが反転しているサブシーケンス $a_2(n)$ を含む信号を受信する受信無線手段と、前記受信無線手段で受信された受信信号と、前記第2のシーケンス $a(n)$ を基本単位とするシーケンス $q(n)$ との相関をとる相関演算手段と、前記相関演算手段で得られた相関結果のうち、前記サブシーケンス $a_1(n)$ に関する相関結果と、前記サブシーケンス $a_2(n)$ に関する相関結果との差分を算出する算出手段と、を含むチャネル推定手段と、を具備する構成を探る。

【発明の効果】

【0016】

30

本発明によれば、受信処理のために用意されている信号列であって第2変調方式で用いられる信号列から生成可能な第1変調方式での受信処理に用いられる信号系列を採用することで、第2変調方式での受信処理パフォーマンスと同程度のパフォーマンスを実現できる無線通信方法、無線送信装置、及び、無線受信装置を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

40

以下の段落では、本発明について、添付の図面を参照しながら例としての実施形態を詳しく説明する。本発明は数多くの異なる形態に具体化することができるが、図面には特定の実施形態を示しており、本明細書ではこれらの実施形態について詳しく説明する。本開示は、本発明の原理の一例とみなすべきものであり、図示および説明した特定の実施形態に本発明を制限することを意図するものではないことを理解されたい。すなわち、説明全体を通じて、記載した実施形態および例は、本発明に関する制限ではなく、模範的な例とみなすべきものである。なお、実施の形態において、同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明は重複するので省略する。

【0018】

(実施の形態1)

図2は、本発明の実施形態に係るワイヤレス通信システムの構成を示すブロック図である。図2に示すようにワイヤレス通信システム10は、無線送信装置20と無線受信装置30とを有する。無線送信装置20は、チャネル推定信号列(シーケンス)を無線受信装置30に送信する。無線送信装置20は、変調部202と送信無線部204とを備えてい

50

る。無線受信装置 30 は、受信フィルタ 208 を有する受信無線部 206 と、等化器（イコライザ）210 と、チャネル推定部 212 とを備えている。

【0019】

「1」および「0」のバイナリビットで表された入力信号列 201（チャネル推定信号列など）が変調部 202 に入力される。

【0020】

変調部 202 は、BPSK 变调器、OOK 变调器、またはその他の变调器とすることができます。例えば、变调部 202 が BPSK 变调器として機能するときには、变调部 202 はビット「1」に対して正の振幅 + A を設定し、ビット「0」に対して负の振幅 - A を設定する。また、变调部 202 が OOK 变调器として機能するときには、变调部 202 はビット「1」に対して正の振幅 + A を設定し、ビット「0」に対してゼロを設定する。变调部 202 の出力信号である变调信号 203 は、变调部 202 によって变调されたものであり、送信无线部 204 を介して信号 s(n) 205 として送信される。10

【0021】

信号 s(n) 205 は、インパルス応答関数が h(n) であるマルチパスチャネルを通じて送信される。一般的なチャネルインパルス応答関数 h(n) は、次の式(1)で表すことができる。

【数1】

$$h(n) = \sum_{k=1}^L a_k \delta(n - r_k) e^{j\phi_k} \quad \cdots \text{式 (1)} \quad \text{20}$$

この式(1)において、L は、マルチパスチャネルにおける分離可能な経路の総数を表しており、k 番目の経路では、振幅減衰 a_k、時間遅延 r_k、および位相シフト ϕ_k が生じる。 $\delta(n)$ はディラックのデルタ関数を表している。従って、 $\delta(n - r_k)$ は、時間遅延 r_k における $\delta(n)$ の遅延関数を表している。

【0022】

無線送信装置 20 から送信される信号 s(n) 205 を、無線受信装置 30 によって受信される。無線受信装置 30 が受信した信号を信号 r(n) 207 とする。

【0023】

受信信号 r(n) 207 は、次の式(2)で表すことができる。30

【数2】

$$\begin{aligned} r(n) &= s(n) \otimes h(n) + w(n) \\ &= \sum_{k=1}^L a_k s(n - r_k) e^{j\phi_k} + w(n) \quad \cdots \text{式 (2)} \end{aligned}$$

【0024】

この式において、w(n) は、ワイヤレス通信システムに存在する熱雑音、またはその他の広帯域雑音に対応する白色ガウス雑音を表している。すなわち、受信信号 r(n) は、送信信号 s(n) とチャネルインパルス応答関数 h(n) との畳み込み積に、雑音 w(n) を加算することで求められる。畳み込み積は一般的には次の式(3)によって定義される。40

【数3】

$$z(n) = x(n) \otimes y(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(m) \cdot y(n-m) \quad \cdots \text{式 (3)}$$

【0025】

受信信号 r(n) 207 は、受信フィルタ 208 にて必要な帯域のみ抽出され、抽出された信号は、フィルタ出力 209 としてイコライザ 210 とチャネル推定部 212 の両方に output される。

【0026】

ここで、イコライザ 210においてマルチパスチャネルに起因する歪みに対処し、正確な検出を達成するためには、チャネルインパルス応答 $h(n)$ が求められるか、または推定される必要がある。すなわち、遅延プロファイルに現れるピークに対応する、係数 a_k 、 r_k 、および τ_k のすべてが推定される必要がある。

【0027】

この推定処理は、チャネルインパルス応答 $h(n)$ が変化する速度に応じて、相当な頻度で繰り返えされる必要がある。ワイヤレス通信システムにおいて通常採用されている1つの方法では、チャネル推定演算のために、図1におけるチャネル推定信号列108をデータパケット100ごとに送る。

【0028】

また、位相シフト τ_k は通信システムに適用される変調方式および検出方式に応じて推定される必要がある。例えば、同期検波を用いたBPSK変調では、位相シフト τ_k が0度または180度であることを推定することが要求される。

【0029】

本実施の形態の無線送信装置20は、変調部202の入力段に、後述する形成部400を有する。形成部400では、BPSK変調用に設計されている任意の既存の信号列から、OOK変調のためのチャネル推定信号列108が導かれる。ここでは、BPSK変調のための長さNの既存の信号列を、 $a(n)$ ($n = 0, 1, \dots, N - 1$) と表す。また、信号列 $a(n)$ は、例えば、特許文献1に記載されているGolay相補信号列によって形成されるチャネル推定信号列、あるいはECMA TC32-TG20のミリ波の標準化におけるFrank-Zadoffチャネル推定信号列とする。

【0030】

形成部400は、OOK変調によって送信するための2つのサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ を、チャネル推定信号列 $a(n)$ を修正することで生成する。 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ のいずれも、 $a(n)$ と同じ長さNを有する。

【0031】

図3は、形成部400の一構成例を示すブロック図である。形成部400は、入力信号を2つの経路に分配する分配器（この図においては分岐点として示してある）と、反転器406と、切り換え器410とを備えている。切り換え器410は、出力側への接続を2つの経路の間で切り換えることによって、2つの経路を通過する信号の出力タイミングを調整する。

【0032】

無線受信装置30は、上述した無線送信装置20からの、OOK変調によって変調されているサブ信号列を受信し、チャネル推定を実行する。BPSK受信器による信号列 $a(n)$ と同じチャネル推定パフォーマンスを達成するため、無線受信装置30は、2つのサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ の検出結果を結合する。

【0033】

図4は、無線受信装置30のチャネル推定部212の一構成例を示すブロック図である。チャネル推定部212は、相関演算部602と、相関演算部602の出力を2つのブランチに分配する分配器（この図においては分岐点として示してある）と、遅延部604と、加算器606とを備えている。チャネル推定部212は、サブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ のそれぞれに係る相関を計算し、計算した相関結果を加算する。

【0034】

以上の構成を有するワイヤレス通信システム10の無線送信装置20及び無線受信装置30の動作について説明する。図5は、この動作の説明に供するフローチャートである。図6は、BPSK変調の場合にチャネル推定信号列 $a(n)$ を送信するためのパケットフォーマット（図6(a)）、及び、OOK変調の場合に2つのチャネル推定サブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ を送信するためのパケットフォーマット（図6(b)）が示されている。

【0035】

ステップ S 3 0 2 では、無線送信装置 2 0 が、信号列 $a(n)$ から 2 つのサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ を生成する。具体的には、「1」および「0」の N 個のバイナリビットで表された信号列 $a(n)$ が 2 つのブランチに分けられる。第 1 のブランチ 4 0 2 では、信号列 $a(n)$ に対して何の処理も行われず、信号列 $a(n)$ は切り換え器 4 1 0 にそのまま渡される。

【0036】

第 2 のブランチ 4 0 4 では、信号列 $a(n)$ は、反転器 4 0 6 に渡され、反転器 4 0 6 でビットが反転される。すなわち、反転器 4 0 6 においては、ビット「1」はビット「0」に反転され、ビット「0」はビット「1」に反転される。ビット反転処理により得られたサブ信号列 $a_1(n)$ である反転器 4 0 6 の出力 4 0 8 は、切り換え器 4 1 0 に送られる。
10

【0037】

切り換え器 4 1 0 は、出力 4 0 2 および 4 0 8 を、時間をずらして変調部 2 0 2 に出力する。結果として、出力 4 0 2 および 4 0 8 は、連続的に連結された状態で入力信号列 2 0 1 として変調部 2 0 2 へ入力される。

【0038】

図 3 において出力 4 0 2 および出力 4 0 8 は、それぞれサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ として示されている。

【0039】

また、図 3 の形成部 4 0 0 における処理は、以下の式(4)及び(5)のように表すことができる。なお、式(4)は第 1 のブランチにおける処理を表し、式(5)は第 2 のブランチにおける処理を表す。
20

【数 4】

$$a_1(n) = a(n) \quad \cdots \text{式 (4)}$$

【数 5】

$$a_2(n) = Inv[a(n)] = 1 - a(n) \quad \cdots \text{式 (5)}$$

【0040】

この式において、Inv[] は、反転関数を表している。例えば、信号列 $a(n)$ が [0 1 1 1] であるならば、2 つのサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ は、それぞれ [0 1 1 1] および [1 0 0 0] として計算することができる。
30

【0041】

ステップ S 3 0 4 では、無線送信装置 2 0 が、OOK 变调器（变调部 2 0 2）によって 2 つのサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ を送信する。図 6 (b) に示したように、サブ信号列 $a_1(n)$ 5 0 6 は、サブ信号列 $a_2(n)$ 5 0 8 の前に送信される。OOK 变调器（变调部 2 0 2）は、ビット「1」に対して正の振幅 +A、ビット「0」に対してゼロを設定する。

【0042】

ここで比較のために、従来のチャネル推定信号列の变调を図 6 (a) に示す。図 6 (a) において、信号列 $a(n)$ 5 0 2 が BPSK 变调器 5 0 4 に送られ、BPSK 变调器 5 0 4 は、ビット「1」に対して正の振幅 +A、ビット「0」に対して负の振幅 -A を設定する。
40

【0043】

なお、以上のことから、本実施の形態における OOK 变调のためのチャネル推定信号列の長さは、BPSK 变调の場合の長さの 2 倍である。

【0044】

ステップ S 3 0 6 では、OOK 受信器（無線受信装置 3 0）が 2 つのサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ を受信する。基本的には、OOK 受信器が検出できるのは、受信した信号の振幅のみである。一方で BPSK 受信器は、受信信号の振幅のみならず、受信信
50

号の極性（「+」または「-」）も検出することができる。

【0045】

ステップS308では、チャネル推定部212が、2つのサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ に係る相関を計算し、計算した相関結果を加算する。

【0046】

具体的には、受信フィルタ208でフィルタリング処理を受けた受信信号 $r(n)$ が相関演算部602に入力され、相関演算部602は、受信信号 $r(n)$ とローカル信号列 $q(n)$ との相関をとる。

【0047】

ここでBPSK相関器では、通常、 $a(n)$ がOOK変調のため、ビット0の振幅値を「-1」にするため、「 $q(n) = 2 * a(n) - 1$ 」がローカル信号列として採用される。なぜなら、BPSK受信器は受信信号の振幅および極性を検出できるためである。ローカル信号列は、受信信号中に含まれるサブ信号列を検出するために用いられるので、信号列検出基準信号である。また、ローカル信号列は、サブ信号列の元となる信号列を基本単位とするので、その信号列のレプリカ信号でもある。

【0048】

本実施の形態のOOK相関器（相関演算部602）でも、BPSK相関器と同じチャネル推定パフォーマンスを達成する目的で、同じ信号列「 $q(n) = 2 * a(n) - 1$ 」が採用される。

【0049】

相関演算部602の出力段には、次の2つのブランチがある。

【0050】

まず、第1のブランチでは、出力603を加算器606に直接送る。そして、第2のブランチでは、出力603を遅延部604によって時間長Nビットだけ遅延させた後、加算器606に送る。

【0051】

加算器606は、遅延した相関出力605と、遅延していない相関出力603との間の差分 $D(n)$ 607を計算し、チャネル推定のためにその差分を後段に送出する。

【0052】

理論的には、雑音のないチャネルにおける $D(n)$ は、次の式（6）のように表すことができる。

【数6】

$$\begin{aligned} D(n) &= \Phi[r_1(n), q(n)] - \Phi[r_2(n), q(n)] \\ &= \Phi[a_1(n), q(n)] - \Phi[a_2(n), q(n)] \\ &= \Phi[a_1(n) - a_2(n), q(n)] = \Phi[q(n), q(n)] \quad \dots \text{式 (6)} \end{aligned}$$

【0053】

この式において、 $[x(n), y(n)]$ は、2つの信号列 $x(n)$ および $y(n)$ の相関を表している。BPSK送信器が信号列 $a(n)$ を送るとき、BPSK受信器では信号列「 $q(n) = 2 * a(n) - 1$ 」が受信されることを理解されたい。従って、BPSK相関器の相関出力は、 $[q(n), q(n)]$ に等しくもある。

【0054】

次に、インパルス応答関数が $h(n)$ であるマルチパスチャネルを考えると、 $D(n)$ は、次の式（7）のように表すことができる。

10

20

30

40

【数7】

$$\begin{aligned}
 D(n) &= \Phi[r_1(n), q(n)] - \Phi[r_2(n), q(n)] \\
 &= \Phi\left[\sum_{k=1}^L a_k a_1(n-r_k) e^{j\phi_k} + w_1(n), q(n)\right] - \Phi\left[\sum_{k=1}^L a_k a_2(n-r_k) e^{j\phi_k} + w_2(n), q(n)\right] \\
 &= \sum_{k=1}^L a_k \cdot \Phi[a_1(n-r_k) - a_2(n-r_k), q(n)] \cdot e^{j\phi_k} + \Phi[w_1(n), q(n)] - \Phi[w_2(n), q(n)] \\
 &= \Phi\left[\sum_{k=1}^L a_k q(n-r_k) e^{j\phi_k}, q(n)\right] + \Phi[w_1(n), q(n)] - \Phi[w_2(n), q(n)] \quad \cdots \text{式 (7)}
 \end{aligned}$$

10

【0055】

ここで信号 $r_1(n)$ および $r_2(n)$ は、サブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ がマルチパスチャネルを通過した後に無線受信装置 30 で受信される受信信号である。またここでは、 $r_1(n)$ および $r_2(n)$ の受信中において、インパルス応答関数 $h(n)$ は変化しないものと想定する。

【0056】

BPSK 相関器においては、ランダムな雑音の項を除いて、式(8)で表される、同じ相関出力を得ることができる。

【数8】

$$\Phi\left[\sum_{k=1}^L a_k q(n-r_k) e^{j\phi_k}, q(n)\right] \quad \cdots \text{式 (8)}$$

20

【0057】

上述したようにチャネル推定部 212 は、ランダムな雑音の項ではなく、チャネルインパルス応答関数 $h(n)$ の係数 a_k 、 r_k 、および ϕ_k を求めるか、または推定する。従って、結論として、本実施の形態のOOK変調によるチャネル推定パフォーマンスは、BPSK変調によるチャネル推定パフォーマンスと同じである。

【0058】

なお以上の説明では、BPSKチャネル推定信号列 $a(n)$ が 1 つだけ用いられる場合について説明した。しかしながら、本発明はこれに限定されるものではなく、当業者には、本発明において BPSK チャネル推定信号列の数を 2 つ以上とすることができることが理解されるであろう。

30

【0059】

すなわち、別の実施形態においては、BPSK変調による Golay 相補信号列 $a(n)$ および $b(n)$ をチャネル推定用に採用することができる。この場合、BPSK 信号列 $a(n)$ から 2 つのOOKサブ信号列 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ を導くことができ、さらに BPSK 信号列 $b(n)$ から別の 2 つのOOKサブ信号列 $b_1(n)$ および $b_2(n)$ を導くことができる。4 つのサブ信号列 $a_1(n)$ 、 $a_2(n)$ 、 $b_1(n)$ 、 $b_2(n)$ をOOK変調器によって送信することによって、OOK受信器において、BPSK受信器と同じチャネル推定パフォーマンスを得ることができる。

40

【0060】

具体的には、図 3において、信号列 $a(n)$ に続いて、信号列 $b(n)$ （例えば、背景技術で説明したGolay相補信号列 $g(n)$ に対応する信号列）形成部 400 に入力され、信号列 $a(n)$ と同様に 2 つのブランチに分配される。

【0061】

次いで、第 2 のブランチに分配された信号列 $b(n)$ をビット反転させることによって、サブ信号列 $b_2(n)$ が得られる。また、第 1 のブランチに分配された他方の信号列 $b(n)$ は、何らの処理を施されることなく、サブ信号列 $b_1(n)$ として出力される。

【0062】

すなわち、図 6(b)において、サブ信号列 $a_2(n)$ の後ろに、サブ信号列 $b_1(n)$

50

)とサブ信号列 $b_2(n)$ とが連続的に形成部 400 から出力され、その順序で OOK 变調器(变调部 202)に入力される。サブ信号列 $a_1(n)$ 、 $a_2(n)$ 、 $b_1(n)$ 、および $b_2(n)$ は、OOK 变调器(变调部 202)によって OOK 变调されて、得られた变调信号が送信無線部 204 によって無线送信される。

【0063】

次いで、受信器において、相関演算部 602 が、受信した OOK サブ信号列 $a_1(n)$ 、 $a_2(n)$ 、 $b_1(n)$ 、および $b_2(n)$ と、 $q(n)$ ($a_1(n)$ および $a_2(n)$ に対しては信号列 $2 * a(n) - 1$ 、 $b_1(n)$ および $b_2(n)$ に対しては信号列 $2 * b(n) - 1$)との間の相関を計算する。さらに、加算器 606 が、サブ信号列 $a_1(n)$ の相関結果から、サブ信号列 $a_2(n)$ の相関結果を減じ、サブ信号列 $b_1(n)$ の相関結果から、サブ信号列 $b_2(n)$ の相関結果を減じる。この場合、上述したように、サブ信号列 $a_1(n)$ の相関結果からサブ信号列 $a_2(n)$ の相関結果を減じた結果は、従来の BPSK チャネル推定によって得られる相関結果、すなわち、送信器からそのまま送信されて受信器において受信される BPSK チャネル推定信号列 $a(n)$ と、 $q(n)$ (BPSK チャネル推定信号列 $a(n)$ に対応する信号列)との間の相関結果に、理論的には一致する。
10

【0064】

同様に、サブ信号列 $b_1(n)$ の相関結果からサブ信号列 $b_2(n)$ の相関結果を減じた結果は、従来の BPSK チャネル推定によって得られる相関結果、すなわち、送信器からそのまま送信されて受信器において受信される BPSK チャネル推定信号列 $b(n)$ と、 $q(n)$ (BPSK チャネル推定信号列 $a(n)$ に対応する信号列)との間の相関結果に、理論的には一致する。
20

【0065】

さらに、サブ信号列 $a_1(n)$ およびサブ信号列 $a_2(n)$ に関する減算結果と、サブ信号列 $b_1(n)$ およびサブ信号列 $b_2(n)$ に関する減算結果とを加算する。ここで、サブ信号列 $a_1(n)$ およびサブ信号列 $a_2(n)$ に関する減算結果が得られるタイミングと、サブ信号列 $b_1(n)$ およびサブ信号列 $b_2(n)$ に関する減算結果が得られるタイミングとの間には、 $2N$ の差がある。従って、加算処理の前に、タイミングを同期させる必要がある。

【0066】

従って、入力信号を 2 つのブランチに分配する分配器と、一方のブランチに設けられる遅延器(遅延量 $2N$)と、2 つのブランチを通過した信号を加算する加算器とを、例えば、図 4 の構成の後ろに(図 4 の構成の出力段に)設ける必要がある。
30

【0067】

あるいは、入力信号を 2 つのブランチに分配する分配器を図 4 の構成の前に(図 4 の構成の入力段に)設け、2 つのブランチのそれぞれに図 4 の構成を設けてよい。この場合、ブランチの一方において、相関演算部 602 は、 $a_1(n)$ および $a_2(n)$ と $q(n)$ (信号列 $2 * a(n) - 1$)との間の相関を計算し、他方のブランチにおいて、相関演算部 602 は、 $b_1(n)$ および $b_2(n)$ と $q(n)$ (信号列 $2 * b(n) - 1$)との間の相関を計算する。遅延器(遅延量 $2N$)は一方のブランチに設ければよい。そして、それぞれのブランチを通過した信号を加算する加算器が設けられる。
40

【0068】

またなお、以上の説明においては、BPSK チャネル推定信号列から OOK サブ信号列の導出する方法を示した。しかしながら、本発明はこれに限定されるものではなく、当業者には、BPSK チャネル推定信号列に限定されないことが理解されるであろう。別の実施形態においては、本発明の方法を採用することにより、BPSK 同期信号列 $e(n)$ から 2 つの OOK サブ信号列 $e_1(n)$ および $e_2(n)$ を導くことができる。

【0069】

またなお、以上の説明においては、BPSK チャネル推定信号列から OOK チャネル推定信号列を導出し、BPSK 同期信号列から OOK 同期信号列を導出する方法を示してい
50

る。しかしながら、本発明はこれに限定されるものではなく、OOK変調およびBPSK変調に限定されない。本発明によれば、ASK変調のためのチャネル推定信号列および同期信号列を導出できることが、当業者には理解されるであろう。BPSK変調のための信号列は、差動BPSK変調(Differential-BPSK modulation)のための信号列に置き換えることができる。

【0070】

また、本実施の形態において使用する、BPSK変調のための推定信号列および同期信号列は、別の変調方式のための推定信号列および同期信号列を修正して得ることができる。1つの実施形態においては、16-PSK変調のためのFrancck-Zadoffチャネル推定信号列 $a_{16-PSK}(n)$ (複素数による信号列)から、BPSK変調方式のためのFrancck-Zadoffチャネル推定信号列 $a_{BPSK}(n)$ が得られる。この導出は、次の式(9)で表すことができる。

【数9】

$$a_{BPSK}(n) = \begin{cases} 1 & \text{if } \operatorname{Re}[a_{16-PSK}(n)] > \operatorname{Im}[a_{16-PSK}(n)] \text{ or } \operatorname{Re}[a_{16-PSK}(n)] = \operatorname{Im}[a_{16-PSK}(n)] > 0 \\ -1 & \text{if } \operatorname{Re}[a_{16-PSK}(n)] < \operatorname{Im}[a_{16-PSK}(n)] \text{ or } \operatorname{Re}[a_{16-PSK}(n)] = \operatorname{Im}[a_{16-PSK}(n)] < 0 \end{cases} \quad \cdots \text{式 (9)}$$

【0071】

この式において、 $\operatorname{Re}[x(n)]$ および $\operatorname{Im}[x(n)]$ は、それぞれ、複素数 $x(n)$ の実部および虚部を表している。

【0072】

すなわち、信号列 $c(n)$ の実部が信号列 $c(n)$ の虚部よりも大きい場合、または、信号列 $c(n)$ の実部と虚部の両方が0に等しいか若しくは0よりも大きい場合に、信号列 $a(n)$ に第1のビット値を設定し、且つ、信号列 $c(n)$ の実部が信号列 $c(n)$ の虚部よりも小さい場合、または、信号列 $c(n)$ の実部と虚部の両方が0に等しいか若しくは0よりも小さい場合に、信号列 $a(n)$ に第2のビット値を設定する。ここでは、第1のビット値が正のビット値「+1」であり、第2のビット値が負のビット値「-1」である。

【0073】

(実施の形態2)

実施の形態1では、OOK変調信号に最適なチャネル推定信号列を送受信する無線送信装置及び無線受信装置について説明している。これに対して、実施の形態2では、チャネル推定の結果に基づいて、受信信号の振幅を補正する無線受信装置及びその補正方法について説明する。なお、本実施の形態では送信信号は、OOKで変調される。また、図7に示すように、無線送信装置20と無線受信装置800との間の伝送路は、直接波701と地面、机、壁などの反射体702からの反射波703との2波で構成される2波モデルでモデル化する。

【0074】

図8は、本発明の実施の形態2に係る無線受信装置800の構成を示すブロック図である。図2に示す無線受信装置30と同じ構成要素には同じ符号を付し、その説明を省略する。

【0075】

図8において無線受信装置800は、アンテナと、受信フィルタ208、検波部804、及びサンプル部806を有する受信無線部206と、チャネル推定部212と、等化器(イコライザ)210と、二値化部808とを備えている。

【0076】

アンテナは、無線送信装置20から送信された信号を受信し、受信信号207を受信フィルタ208へ出力する。

【0077】

受信フィルタ208は、受信信号の帯域を制限することで、受信信号から所望帯域外の雑音を除去する。そして受信フィルタ208は、雑音を除去した受信信号209を検波部804へ出力する。

10

20

30

40

50

【0078】

検波部 804 は、雑音が除去された受信信号 209 に対して所定の検波処理を行う。所定の検波処理とは、例えば、同期検波、遅延検波、包絡線検波等である。そして検波部 804 は、雑音が除去された受信信号 209 を検波することで得られる検波信号 801 をサンプル部 806 へ出力する。なお、本実施の形態において検波部 804 は、同期検波を行う。

【0079】

サンプル部 806 は、検波信号 801 を所定のサンプルタイミングでサンプルし、サンプル値 803 をチャネル推定部 212、およびイコライザ 210 へ出力する。

【0080】

サンプル部 806 は、例えば、A D C (Analog to Digital Converter) を備えており、シンボルレートの M 倍 (M は、正の数) のサンプルレートで検波信号 801 をサンプルする。本実施の形態では、一例として M = 1 として説明する。従って、検波信号 1 シンボルに対して 1 つのサンプル値が得られる。

【0081】

チャネル推定部 212 は、図 9 に示すように、相関演算部 602、遅延部 604、加算器 606、係数算出部 900 を備える。ここで相関演算部 602、遅延部 604、加算器 606 は、実施の形態 1 に記述した処理と同様の処理を行う。

【0082】

係数算出部 900 は、加算器 606 から出力される加算値 607 を用いて実施の形態 1 において記述した係数 a_k 、 r_k 、 ϕ_k を算出する。ただし、 $k = 1, \dots, L$ であり、L は、検出可能な遅延波の数である。

【0083】

そして係数算出部 900 は、算出した係数 a_k 、 r_k 、 ϕ_k をチャネル推定結果 901 としてイコライザ 210 へ出力する。本実施の形態では、伝送路を 2 波モデルでモデル化しているため、 $L = 2$ で、 $k = 1, 2$ である。

【0084】

ここで係数 a_k 、 r_k 、 ϕ_k の具体的な算出方法について説明する。

【0085】

係数算出部 900 は、N (N は、チャネル推定信号列の長さ) 個の加算値 607 の中から、絶対値が大きい順に L 個の加算値を検出する。ここでは $k = 1, 2$ なので、 a_1 と a_2 が検出される。

【0086】

次に、係数算出部 900 は、 a_k が検出された時刻 r_k を検出する。例えば、 a_1 が N 個の加算値 607 の i 番目、 a_2 が j ($j > i$) 番目に検出された場合、 $r_1 = i$ 、 $r_2 = j$ となる。一般的に直接波は遅延波よりも前に受信されるので、 $j > i$ ならば、 a_1 の絶対値 $|a_1|$ が直接波の振幅、 a_2 の絶対値 $|a_2|$ が遅延波の振幅を表す。またここでは検波信号 1 シンボル (OK 变調であるので、1 ビットに対応する) に対して 1 つのサンプル値を取得するサンプル周波数が適用されているので、遅延波は直接波よりも $r_2 - r_1 = j - i$ ビット遅れて受信されることが分かる。

【0087】

次に、係数算出部 900 は、 a_k に対応する波の位相 ϕ_k を検出する。実際の無線通信において ϕ_k は、 $-180^\circ \sim +180^\circ$ の任意の値をとり得る。しかし、本実施の形態では、簡易に位相を推定するために、 ϕ_k は 0° または 180° の 2 つ位相状態をとるものとして検出される。具体的には、 ϕ_k は、 $a_k < 0$ であるとき、 $\phi_k = 180^\circ$ として検出される一方、 $|a_k| < 0$ であるとき $\phi_k = 0^\circ$ として検出される。本実施の形態では、 ϕ_1 と ϕ_2 の差が、直接波と遅延波との位相差を表す。

【0088】

以上のようにして、係数算出部 900 は、チャネル推定結果 901 として係数 a_k 、 r_k 、 ϕ_k を算出する。

10

20

30

40

50

【0089】

図8に戻ってイコライザ210は、チャネル推定部212から出力されるチャネル推定結果901と、二値化部808から出力される復調結果805とを用いて、サンプル部806から出力されるサンプル値803の振幅を補正する。

【0090】

二値化部808は、イコライザ210によって振幅を補正されたサンプル値214を所定の閾値 t_h と比較することで二値化し、二値化した結果を復調結果805として出力する。復調結果805は、イコライザ210へも出力される。

【0091】

ここで二値化部808における二値化方法と、イコライザ210における振幅補正方法について説明する。なお、検波信号801は、サンプル部806、チャネル推定部212、イコライザ210によって所定の処理が施されるが、ここでは簡単化のため、これらの処理の説明を省く。すなわち、検波信号801は、直接二値化部808へ入力されるものとする。

【0092】

まず、二値化部808におけるOOK変調信号の二値化方法を図10と図11を用いて説明する。図11は、反射波が存在しない環境においてOOK変調信号“010”を受信したときの受信信号209を示す図である。OOKでは、ビット“1”に対して振幅A、ビット“0”に対して振幅0を割当てられる。従って、雑音が除去された受信信号209は、図10のようになる。

10

20

【0093】

雑音が除去された受信信号209は、検波部804で検波処理が施される。その結果、検波信号801は、図11のようになる。検波処理の結果、ビット“1”に対応する振幅は、Cになる。ここで、Cは、装置設計で決まる値であり、ビット“1”を受信したときに想定される検波信号の振幅である。

【0094】

二値化部808は、検波信号801の振幅を所定の閾値 t_h と比較することによって、検波信号801を二値化し、二値化した結果を復調結果805として出力する。図11に示すように、ビット“1”に対応する検波信号801の振幅がCのとき、閾値 t_h の値は、通常、C/2に設定される。

30

【0095】

そして二値化部808は、例えば検波信号801の振幅がC/2以上のときに“1”に二値化し、検波信号801の振幅がC/2未満のときに“0”に二値化する。こうして二値化部808は、検波信号801を二値化する。

【0096】

次に、イコライザ210におけるサンプル値803の振幅補正方法について図12～図19を用いて説明する。本実施の形態では、伝送路を2波モデルと仮定している。またここでは、直接波と遅延波の位相差が、0°と180°の場合を例にとり説明する。なお、具体的な、入力波形の干渉状態の判断については、後述する。

【0097】

図12は、直接波のビット“1”に遅延波のビット“1”が、直接波と遅延波との位相差が0°の状態で干渉した場合の合成波（受信した信号）を示す。図12に示すように、直接波の振幅をA、遅延波の振幅をBとすると、合成波の振幅はA+Bとなる。無線受信装置800が図12の合成波を受信した場合、検波信号801の振幅は、図13に示すようにD（D>C）となる。従って、直接波のビット“1”に遅延波のビット“1”が位相差0°で干渉した場合、二値化部808の処理結果において、遅延波に起因するビット誤りは発生しない。

40

【0098】

図14は、直接波のビット“1”に遅延波のビット“1”が位相差180°で干渉した場合の合成波を示す。図14に示すように、直接波の振幅をA、遅延波の振幅をBとする

50

と、合成波の振幅は A - B となる。無線受信装置 800 が図 14 の合成波を受信した場合、検波信号 801 の振幅は、図 15 に示すように E (E < C) となる。特に、B > A / 2 の場合、E < C / 2 となる。すなわち、直接波のビット“1”と一致した二値化結果が得られるべきところ、二値化部 808 では、ビット“0”と判定される。従って、直接波のビット“1”に遅延波のビット“1”が位相差 180° で干渉した場合、二値化部 808 の処理結果において、遅延波に起因するビット誤りが発生する。

【0099】

図 16 は、直接波のビット“0”に遅延波のビット“1”が位相差 0° で干渉した場合の合成波を示す。図 16 に示すように、直接波の振幅を 0、遅延波の振幅を B とすると、合成波の振幅は B となる。無線受信装置 800 が図 16 の合成波を受信した場合、検波信号 801 の振幅は、図 17 に示すように F (F > 0) となる。特に、B > A / 2 の場合、F > C / 2 となる。すなわち、直接波のビット“0”と一致した二値化結果が得られるべきところ、二値化部 808 では、ビット“1”と判定される。従って、直接波のビット“0”に遅延波のビット“1”が位相差 0° で干渉した場合、二値化部 808 の処理結果において、遅延波に起因するビット誤りが発生する。
10

【0100】

図 18 は、直接波のビット“0”に遅延波のビット“1”が位相差 180° で干渉した場合の合成波を示す。図 18 に示すように、直接波の振幅を 0、遅延波の振幅を B とすると、合成波の振幅は B となる。無線受信装置 800 が図 18 の合成波を受信した場合、検波信号 801 の振幅は、図 19 に示すように G (G = F > 0) となる。特に、B > A / 2 の場合、G > C / 2 となる。すなわち、直接波のビット“0”と一致した二値化結果が得られるべきところ、二値化部 808 では、ビット“1”と判定される。従って、直接波のビット“0”に遅延波のビット“1”が位相差 180° で干渉した場合、二値化部 808 の処理結果において、遅延波に起因するビット誤りが発生する。
20

【0101】

なお、遅延波がビット“0”的場合、遅延波の振幅は 0 なので、直接波に遅延波が干渉してもビット誤りは発生しない。

【0102】

以上を考慮すると、検波信号 801 の振幅補正は、直接波のビット、遅延波のビット、直接波と遅延波の位相差に応じて、以下のように行われる必要がある。ここで、図 10、図 11 から、振幅 A の直接波を検波した結果、振幅 C の検波信号が得られるので、検波部 804 の検波処理によって受信信号 209 の振幅が線形変換されるとすれば、検波部 804 は、受信信号 209 の振幅を C / A 倍にして出力する。なお、イコライザ 210 の出力を H とおく。
30

【0103】

(1) 直接波がビット“1”、遅延波がビット“1”、直接波と遅延波の位相差が 0° の場合

この場合には受信信号 209 の振幅は A + B なので、検波信号 801 の振幅 D は、D = (A + B) × C / A となる。チャネル推定結果から A : B = |a₁| : |a₂| が成り立つので、D = (A + A × |a₂| / |a₁|) × C / A = C × (1 + |a₂| / |a₁|) となる。従ってイコライザ 210 は、式(10)で示されるように、検波信号 801 の振幅を D から C に補正する。すなわち、イコライザ 210 は、検波信号 801 の振幅を、遅延波の干渉がない理想状態における振幅に換算している。
40

【数10】

$$H = C = \frac{D}{1 + |a_2| / |a_1|} = D \times \frac{|a_1|}{|a_1| + |a_2|} \quad \dots \text{式 (10)}$$

【0104】

(2) 直接波がビット“1”、遅延波がビット“1”、直接波と遅延波の位相差が 180° の場合

10

20

30

40

50

この場合には受信信号の振幅は A - B なので、検波信号 801 の振幅 E は、 $E = (A - A \times |a_2| / |a_1|) \times C / A = C \times (1 - |a_2| / |a_1|)$ となる。従ってイコライザ 210 は、式(11)で示されるように、検波信号 801 の振幅を E から C に補正する。

【数11】

$$H = C = \frac{E}{1 - |a_2| / |a_1|} = E \times \frac{|a_1|}{|a_1| - |a_2|} \quad \dots \text{式(11)}$$

【0105】

(3) 直接波がビット“1”、遅延波がビット“0”、直接波と遅延波の位相差が 0° の場合

この場合には遅延波の振幅は 0 なので、検波信号 801 の振幅は C である。従って、イコライザ 210 は、検波信号 801 の振幅を補正することなく、そのまま出力する。

【0106】

(4) 直接波がビット“1”、遅延波がビット“0”、直接波と遅延波の位相差が 180° の場合

この場合には遅延波の振幅は 0 なので、検波信号 801 の振幅は C である。従って、イコライザ 210 は、検波信号 801 の振幅を補正することなく、そのまま出力する。

【0107】

(5) 直接波がビット“0”、遅延波がビット“1”、直接波と遅延波の位相差が 0° の場合

この場合にはイコライザ 210 は、検波信号 801 の振幅を F から 0 に補正する。すなわち、式(12)で表される補正処理が行われる。

【数12】

$$H = 0 = F - F \quad \dots \text{式(12)}$$

【0108】

(6) 直接波がビット“0”、遅延波がビット“1”、直接波と遅延波の位相差が 180° の場合

この場合にはイコライザ 210 は、検波信号 801 の振幅を G から 0 に補正する。すなわち、式(13)で表される補正処理が行われる。

【数13】

$$H = 0 = G - G \quad \dots \text{式(13)}$$

となる。

【0109】

(7) 直接波がビット“0”、遅延波がビット“0”、直接波と遅延波の位相差が 0° の場合

この場合には遅延波の振幅は 0 なので、検波信号 801 の振幅は 0 である。従って、イコライザ 210 は、検波信号 801 の振幅を補正することなくそのまま出力する。

【0110】

(8) 直接波がビット“0”、遅延波がビット“0”、直接波と遅延波の位相差が 180° の場合

この場合には遅延波の振幅は 0 なので、検波信号 801 の振幅は 0 である。従って、イコライザ 210 は、検波信号 801 の振幅を補正することなくそのまま出力する。

【0111】

以上のように直接波と遅延波との干渉状態は、直接波のビット、遅延波のビット、および、直接波と遅延波の位相差に応じて 8 通りある。しかし、遅延波のビットが“0”的場合(上記したケース(3)、(4)、(7)、(8))では、イコライザ 210 は、補正処理を行わない。すなわち、ケース(3)、(4)、(7)、(8)を区別する必要はない。

い。

【0112】

従って、実際には、イコライザ210は、(1)、(2)、(5)、(6)、(9)(= (3)、(4)、(7)、または(8))の5つの状態を検出し、それぞれの状態に適した補正処理を行う。

【0113】

次に、イコライザ210における上記5つの状態の判別方法について説明する。

【0114】

イコライザ210は、チャネル推定結果901と復調結果805とを用いて上記5つの状態を判別する。ここで、チャネル推定の結果、直接波を表す係数はそれぞれ $a_1 = A_i$ 10
 $r_1 = i$ 、 $r_1 = i$ であり、遅延波を表す係数は $a_2 = A_j$ 、 $r_2 = j$ 、 $r_2 = j$ である。また、時刻mにおけるサンプル値803を U_m 、サンプル値803の復調結果805を V_m とおく。

【0115】

そうすると、下記のようにして(1)、(2)、(5)、(6)、(9)の状態を判別できる。

【0116】

I) $V_m - (j - i)$ 、すなわち、時刻mよりも $j - i$ だけ前のタイミングにおける復調結果が0ならば、遅延波のビットが“0”ということなので、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(9)と判断する。 20

【0117】

II) $V_m - (j - i) = 1$ 、 $|r_1 - r_2| = 0^\circ$ 、且つ、 $U_m < C$ ならば、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(1)と判断する。

【0118】

III) $V_m - (j - i) = 1$ 、 $|r_1 - r_2| = 180^\circ$ 、 $C > U_m < C / 2$ 、且つ、 $|a_2| / |a_1| < 0.5$ ならば、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(2)と判断する。

【0119】

IV) $V_m - (j - i) = 1$ 、 $|r_1 - r_2| = 180^\circ$ 、 $U_m < C / 2$ 、且つ $|a_2| / |a_1| > 0.5$ ならば、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(2)と判断する。 30

【0120】

V) $V_m - (j - i) = 1$ 、 $|r_1 - r_2| = 0^\circ$ 、 $C > U_m < C / 2$ 、且つ、 $|a_2| / |a_1| < 0.5$ ならば、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(5)と判断する。

【0121】

VI) $V_m - (j - i) = 1$ 、 $|r_1 - r_2| = 0^\circ$ 、 $U_m < C / 2$ 、且つ $|a_2| / |a_1| < 0.5$ ならば、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(5)と判断する。

【0122】

VII) $V_m - (j - i) = 1$ 、 $|r_1 - r_2| = 180^\circ$ 、 $C > U_m < C / 2$ 、且つ、 $|a_2| / |a_1| < 0.5$ ならば、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(6)と判断する。 40

【0123】

VIII) $V_m - (j - i) = 1$ 、 $|r_1 - r_2| = 180^\circ$ 、 $U_m < C / 2$ 、且つ $|a_2| / |a_1| < 0.5$ ならば、イコライザ210は、時刻mにおける状態を(6)と判断する。

【0124】

以上のように本実施の形態によれば、イコライザ210は、加算器606で算出されたN個の差分情報の中から抽出されたL個($L \leq N$)の差分情報の値 $d(k)$ (ただし、 $k = 1, 2, \dots, L$)、その絶対値 $|d(k)|$ 、 $d(k)$ の符号の正負、差分情報を抽出した位置 $r(k)$ 、および位相情報 $\phi(k)$ のうち少なくとも一つを検出し、当該検出結果と復調結果(本実施の形態では、二値化結果)とに基づいて直接波と間接波との干渉状態(つまり、直接波のビット値、間接波のビット値、および直接波と間接波との位相差 50

で特定される干渉状態)を判断する。そして、イコライザ210は、干渉状態に応じた、検波信号801の振幅の補正を行う。

【0125】

すなわち、イコライザ210は、加算器606で算出されたN個の差分情報の中から抽出されたL個(L<N)の差分情報の値d(k)、その絶対値|d(k)|、d(k)の符号の正負、差分情報を抽出した位置r(k)、および位相情報θ(k)のうち少なくとも一つを検出し、当該検出結果と復調結果とに基づいて検波信号801の振幅を補正する。

【0126】

こうして直接波と遅延波との干渉状態に即して検波信号801の振幅を補正するので、二値化結果におけるビット誤り率を改善することができる。

10

【0127】

(実施の形態3)

実施の形態2では、イコライザ210が、直接波のビット、遅延波のビット、直接波と遅延波の位相差に応じて検波信号801の振幅を補正する。これに対して、実施の形態3では、後述する閾値制御部902が直接波のビット、遅延波のビット、直接波と遅延波の位相差に応じて、二値化部808の閾値thを制御する。

【0128】

図20は、本発明の実施の形態3に係る無線受信装置1000の構成を示すブロック図である。イコライザ210の代わりに閾値制御部902を備える点が実施の形態2の無線受信装置800と異なる。

20

【0129】

閾値制御部902は、直接波のビット、遅延波のビット、直接波と遅延波の位相差に応じた閾値制御信号903を二値化部808へ出力する。

【0130】

以下で閾値制御部902の動作について説明する。

【0131】

閾値制御部902は、実施の形態2のイコライザ210と同様に、I)~VIII)の判定条件を用いて、(1)、(2)、(5)、(6)、(9)の状態を判別する。そして閾値制御部902は(1)、(2)、(5)、(6)、(9)の状態に応じて以下のように閾値制御を行う。

30

【0132】

(ケースA)

(1)、(5)、(6)の状態は、いずれも、受信信号の振幅が遅延波の干渉によって増加している状態である。従って、同じ閾値制御を適用できる。

【0133】

(1)の状態を例に説明すると、Cは次の式(14)で表される。

【数14】

$$C = D \times \frac{|a_1|}{|a_1| + |a_2|} \quad \dots \text{式 (14)}$$

40

【0134】

この式(14)をDについてまとめると、式(15)のように表される。

【数15】

$$D = C \times \frac{|a_1| + |a_2|}{|a_1|} \quad \dots \text{式 (15)}$$

【0135】

最適な閾値Tは、D/2なので、式(16)により求めることができる。

【数16】

$$T = \frac{D}{2} = \frac{C}{2} \times \frac{|a_1| + |a_2|}{|a_1|} = th \times \frac{|a_1| + |a_2|}{|a_1|} \quad \dots \text{式(16)}$$

【0136】

このようにして閾値制御部902は、閾値を制御する。すなわち、検波信号801の振幅と二値化部808に設定される設定閾値との関係が、遅延波の干渉がない理想状態における振幅Dと閾値th(つまり、D/2)との関係になるように、閾値制御部902は、設定閾値を制御する。

【0137】

10

(ケースB)

(2)の状態が検出されたとき、Cは次の式(17)で表される。

【数17】

$$C = E \times \frac{|a_1|}{|a_1| - |a_2|} \quad \dots \text{式(17)}$$

【0138】

この式(17)をEについてまとめると、式(18)のように表される。

【数18】

20

$$E = C \times \frac{|a_1| - |a_2|}{|a_1|} \quad \dots \text{式(18)}$$

【0139】

最適な閾値Tは、E/2なので、式(19)により求めることができる。

【数19】

$$T = \frac{E}{2} = \frac{C}{2} \times \frac{|a_1| - |a_2|}{|a_1|} = th \times \frac{|a_1| - |a_2|}{|a_1|} \quad \dots \text{式(19)}$$

このようにして閾値制御部902は、閾値を制御する。

【0140】

30

(ケースC)

(9)の状態が検出されたときは、遅延波のビットが“0”なので、直接波は干渉の影響を受けない。従って、閾値はT=thのままである。

【0141】

以上のように本実施の形態によれば、閾値制御部902は、加算器606で算出されたN個の差分情報の中から、L個(L-N)の差分情報を抽出し、当該L個の差分情報の値d(k)、その絶対値|d(k)|、d(k)の符号の正負、差分情報を抽出した位置r(k)、および位相情報(r(k))のうち少なくとも一つを検出し、当該検出結果と復調結果(本実施の形態では、二値化結果)とに基づいて直接波と間接波との干渉状態(つまり、直接波のビット値、間接波のビット値、および直接波と間接波との位相差で特定される干渉状態)を判断する。そして、閾値制御部902は、干渉状態に応じた、二値化部808の閾値の補正を行う。

40

【0142】

すなわち、閾値制御部902は、加算器606で算出されたN個の差分情報の中から、L個(L-N)の差分情報を抽出し、当該L個の差分情報の値d(k)、その絶対値|d(k)|、d(k)の符号の正負、差分情報を抽出した位置r(k)、および位相情報(r(k))のうち少なくとも一つを検出し、当該検出結果と復調結果とに基づいて二値化部808の閾値を補正する。

【0143】

こうして直接波と遅延波との干渉状態に即して二値化部808の閾値thを補正するの

50

で、二値化結果におけるピット誤り率を改善することができる。

【0144】

(実施の形態4)

本発明の実施の形態4では、実施の形態1乃至3のそれぞれで説明されたチャネル推定部のチャネル推定精度を向上する方法について説明する。

【0145】

図21は、本発明の実施の形態4における送信データのフレーム構成を示す図である。チャネル推定信号列108は、サブ信号列1001、サブ信号列1002、サブ信号列1003で構成されている。チャネル推定信号列108は、形成部400により形成される。
10

【0146】

ここで、 $C_1(n)$ （サブ信号列1001、サブ信号列1003）と、 $C_2(n)$ （サブ信号列1002）とは、実施の形態1におけるサブ信号列 $a_1(n)$ とサブ信号列 $a_2(n)$ と同様の関係にある。すなわち、サブ信号列 $C_1(n)$ 、 $C_2(n)$ は、BPSK用に作られた長さNビットのチャネル推定信号列C(n)から生成される。また、 $C_1(n)$ と $C_2(n)$ は、互いにピットが反転した関係にある。

【0147】

図22は、相関演算部602で得られる相関値603の一例を示す図である。

【0148】

図22において、最初のN個の相関値603_1がサブ信号列1001に対する相関値であり、次のN個の相関値603_2がサブ信号列1002に対する相関値であり、最後のN個の相関値603_3がサブ信号列1003に対する相関値である。
20

【0149】

サブ信号列1001、1003と、サブ信号列1002とは、ピットが反転した関係にあるので、相関値603_1および603_3と、相関値603_2とは反転した関係になる。

【0150】

図23は、実施の形態4におけるチャネル推定部212の構成を示す図である。実施の形態4におけるチャネル推定部212は、遅延部604の代わりにチャネル推定信号列（CES：Channel Estimation Sequence）抽出部904を備える点が、チャネル推定部212と異なる。
30

【0151】

図21のフレーム構成によれば、チャネル推定信号列108は、同期信号列106とペイロード104に挟まれている。相関演算部602における相関演算は、長さNのサブ信号列候補に対してローカル信号列を段階的にずらし、各段階で行われる。そのため、相関値603_1の前半のN/2個の相関値には、同期信号列106とローカル信号列C(n)との相関値が含まれている。また、相関値603_3の後半のN/2個の相関値にも、ペイロード104とローカル信号列C(n)との相関値が含まれている。

【0152】

従って、実施の形態1乃至3のチャネル推定部212の構成を用いてチャネル推定を行うと、本来チャネル推定には用いない信号列すなわち同期信号列106、ペイロード104との相関値が含まれてしまうのでチャネル推定精度が劣化してしまう。
40

【0153】

この劣化を改善するために、実施の形態4のチャネル推定部212では、CES抽出部904が以下の処理を行う。

【0154】

まず、CES抽出部904は、図24に示すように相関値603_1から後半のN/2の相関値（これを X_1 とする）を抽出する。

【0155】

次に、CES抽出部904は、相関値603_2の値（これを X_2 とする）を記憶する
50

。

【0156】

次に、CES抽出部904は、図24に示すように相関値603_3から前半のN/2個の相関値(これをX₃とする)を抽出する。

【0157】

次に、CES抽出部904は、図24に示すようにX₁をX₃の後ろに結合させる。こうして結合された相関値群をX₄とすると、X₄は、長さNの信号列になる。

【0158】

最後に、CES抽出部904は、X₄とX₂の差分905を計算する。

【0159】

以上のように、CES抽出部904が、本来チャネル推定に使用されない信号列の相関値が含まれないX₁とX₃を用いて、サブ信号列C₁(n)に対する新たな相関値X₄を形成し、係数算出部900が、X₄とX₂の差分905を用いてチャネル推定結果901を計算することで、チャネル推定精度を向上することができる。

【0160】

なお、図21の同期信号列106が、チャネル推定信号列を構成する信号列、例えばC₁(n)やC₂(n)で構成されている場合には、同期信号列106の相関演算結果603をチャネル推定に用いることができる。すなわち、同期信号列106の最後の部分と、チャネル信号列の最初の部分とを同じサブ信号列とすることにより、相関値603_1の前半のN/2個の相関値もチャネル推定に用いることができるので、チャネル推定精度を更に向上することができる。

【0161】

(他の実施の形態)

実施の形態2及び実施の形態3において説明した振幅補正処理、及び、閾値補正処理は、実施の形態1及び4で説明したフレーム構成に限定されるものではなく、OOK変調方式で通信が行われる場合の全般に適用することができる。

【0162】

(1) 図25は、OOK受信装置1100の構成を示すブロック図である。OOK受信装置1100は、チャネル推定部1110を有する。

【0163】

OOK受信装置1100は、送信側からOOK変調方式で送信された信号を受信する。送信側から送信される信号には、チャネル推定信号列が含まれる。受信無線部206により受信処理が施された受信信号は、イコライザ210およびチャネル推定部1110に入力される。

【0164】

チャネル推定部1110は、受信信号と、チャネル推定信号列を基本単位とするローカル信号列との相関をとる。これにより遅延プロファイルが得られる。

【0165】

チャネル推定部1110は、遅延プロファイルに現れるピークに対応する係数a_k、r_k、r_{-k}(つまり、チャネル推定結果)を求め、イコライザ210に出力する。

【0166】

イコライザ210は、直接波に対応するピークが現れるタイミングと遅延波に対応するピークが現れるタイミングとの間の時間差だけ、現時点よりも前のタイミングにおける復調結果に基づいて、その遅延波のビットを判定する。そして、イコライザ210は、「当該判定結果(遅延波のビット)」、「直接波と遅延波との位相差」、「現時点で受信信号がサンプリングされたサンプル値」、および、「直接波に対応するピークの振幅と遅延波に対応するピークの振幅との比」に基づいて、直接波と間接波との干渉状態を判断する。つまり、イコライザ210は、直接波のビット値、間接波のビット値、および直接波と間接波との位相差で特定される干渉状態を判断する。そして、イコライザ210は、干渉状態に応じた、検波信号801の振幅の補正を行う。

10

20

30

40

50

【0167】

イコライザ210は、特に、遅延波のビットが1であると判定した場合、「直接波と遅延波との位相差」、「現時点受信信号がサンプリングされたサンプル値」、および「直接波に対応するピークの振幅と遅延波に対応するピークの振幅との比」、に応じた補正を行う。なお、イコライザ210は、遅延波のビットが0であると判定した場合には、補正を行わない。

【0168】

こうして直接波と遅延波との干渉状態に即して検波信号801の振幅を補正するので、二値化結果におけるビット誤り率を改善することができる。

【0169】

(2) 図26は、OOK受信装置1200の構成を示すブロック図である。OOK受信装置1200は、チャネル推定部1110を有する。

10

【0170】

OOK受信装置1100は、送信側からOOK変調方式で送信された信号を受信する。送信側から送信される信号には、チャネル推定信号列が含まれる。受信無線部206により受信処理が施された受信信号は、チャネル推定部1110および二値化部808に入力される。

【0171】

チャネル推定部1110は、受信信号と、チャネル推定信号列を基本単位とするローカル信号列との相関をとる。これにより遅延プロファイルが得られる。

20

【0172】

チャネル推定部1110は、遅延プロファイルに現れるピークに対応する係数 a_k 、 r_k 、 τ_k （つまり、チャネル推定結果）を求め、閾値制御部902に出力する。

【0173】

閾値制御部902は、直接波に対応するピークが現れるタイミングと遅延波に対応するピークが現れるタイミングとの間の時間差だけ、現時点よりも前のタイミングにおける復調結果に基づいて、その遅延波のビットを判定する。

【0174】

そして、閾値制御部902は、「当該判定結果」、「直接波と遅延波との位相差」、「現時点受信信号がサンプリングされたサンプル値」、および「直接波に対応するピークの振幅と遅延波に対応するピークの振幅との比」に基づいて、直接波と間接波との干渉状態を判断する。つまり、閾値制御部902は、直接波のビット値、間接波のビット値、および直接波と間接波との位相差で特定される干渉状態を判断する。そして、閾値制御部902は、干渉状態に応じた、二値化部808の閾値の補正を行う。

30

【0175】

閾値制御部902は、特に遅延波のビットが1であると判定した場合、「直接波と遅延波との位相差」、「現時点受信信号がサンプリングされたサンプル値」、および「直接波に対応するピークの振幅と遅延波に対応するピークの振幅との比」に応じた補正を行い、遅延波のビットが0であると判定した場合には、補正を行わない。

【0176】

こうして直接波と遅延波との干渉状態に即して二値化部808の閾値 t_h を補正するので、二値化結果におけるビット誤り率を改善することができる。

40

【0177】

なお、すべてまたは一部の図面は、説明を目的とする概略的な表現であり、図中の要素の実際の相対的大きさや位置を必ずしも描いていない。これらの図面は、本発明の1つ以上の実施形態を説明する目的で提供するものであり、請求項の範囲または概念を制限するものではないことを理解されたい。

【産業上の利用可能性】**【0178】**

本発明の無線通信方法、無線送信装置、及び、無線受信装置は、受信処理のために用意

50

されている信号列であって第2変調方式で用いられる信号列から生成可能な第1変調方式での受信処理に用いられる信号系列を採用することで、第2変調方式での受信処理パフォーマンスと同程度のパフォーマンスを実現できるものとして有用である。

【図面の簡単な説明】

【0179】

【図1】ワイヤレス通信システムにおけるデータパケットの概略図

【図2】本発明の実施の形態1に係るワイヤレス通信システムの構成を示すブロック図

【図3】形成部の一構成例を示すブロック図

【図4】本発明の実施の形態1に係る無線受信装置のチャネル推定部の一構成例を示すブロック図

10

【図5】ワイヤレス通信システムの動作説明に供するフロー図

【図6】チャネル推定信号列を送信するためのパケットフォーマットの説明に供する図

【図7】伝送路モデルを示す図

【図8】実施の形態2に係る無線受信装置の構成を示すブロック図

【図9】図8に示されるチャネル推定部の構成を示すブロック図

【図10】反射波が存在しない環境における受信信号を示す図

【図11】反射波が存在しない環境における検波信号を示す図

【図12】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

【図13】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

20

【図14】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

【図15】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

【図16】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

【図17】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

【図18】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

30

【図19】図8に示される二値化部におけるOOK変調信号の二値化方法の説明に供する図

【図20】実施の形態3に係る無線受信装置の構成を示すブロック図

【図21】実施の形態4における送信データのフレーム構成を示す図

【図22】相関値演算部で得られる相関値の一例を示す図

【図23】図20に示されるチャネル推定部の構成を示すブロック図

【図24】図23に示されるCES抽出部の動作説明に供する図

【図25】他の実施の形態に係る無線受信装置の構成を示すブロック図

【図26】他の実施の形態に係る無線受信装置の構成を示すブロック図

40

【符号の説明】

【0180】

10 ワイヤレス通信システム

20 無線送信装置

30, 800, 1000, 1100, 1200 無線受信装置

202 変調部

204 送信無線部

206 受信無線部

208 受信フィルタ

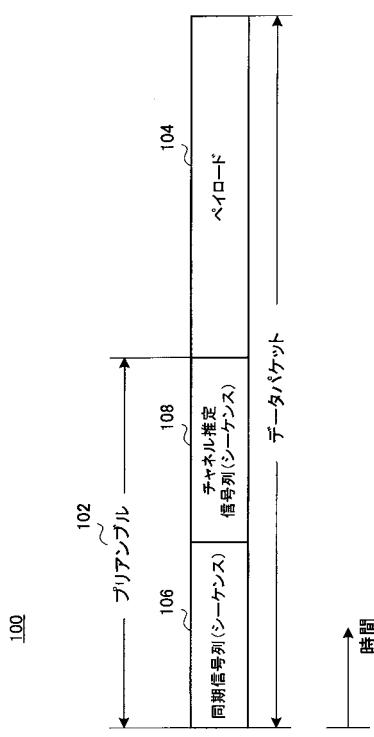
210 イコライザ

50

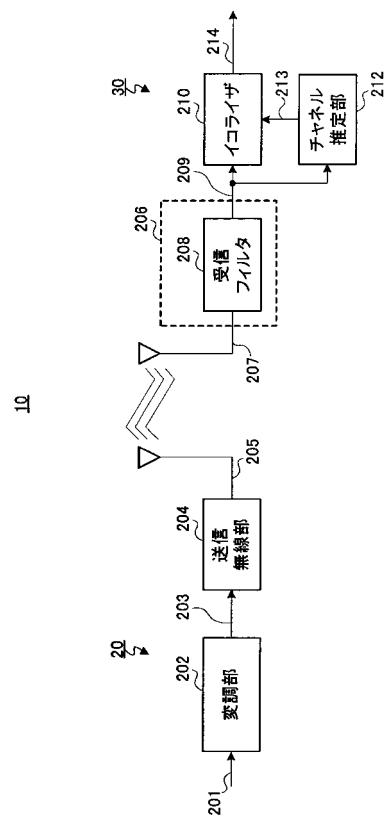
2 1 2 , 1 1 1 0 チャネル推定部
 4 0 0 形成部
 4 0 6 反転器
 4 1 0 切り換え器
 6 0 2 相関演算部
 6 0 4 遅延部
 6 0 6 加算器
 8 0 4 検波部
 8 0 6 サンプル部
 8 0 8 二値化部
 9 0 0 係数算出部
 9 0 2 閾値制御部
 9 0 4 C E S 抽出部

10

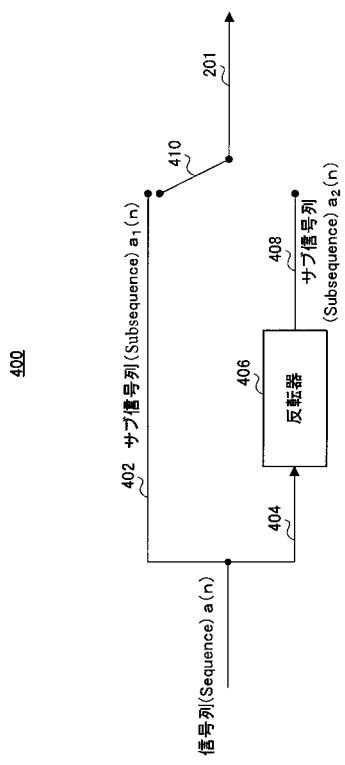
【図1】



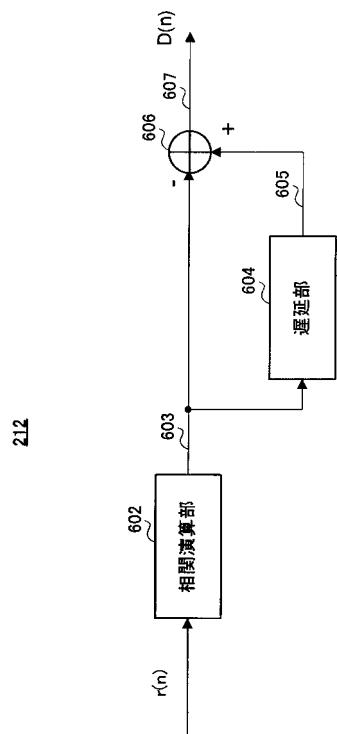
【図2】



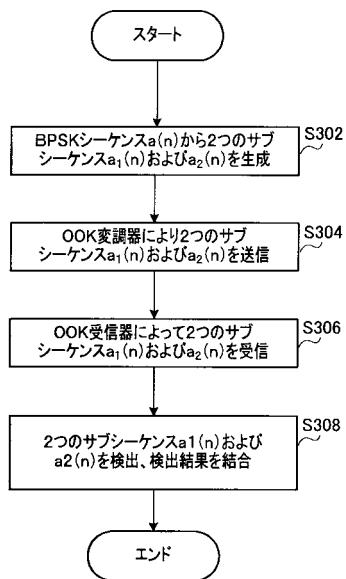
【図3】



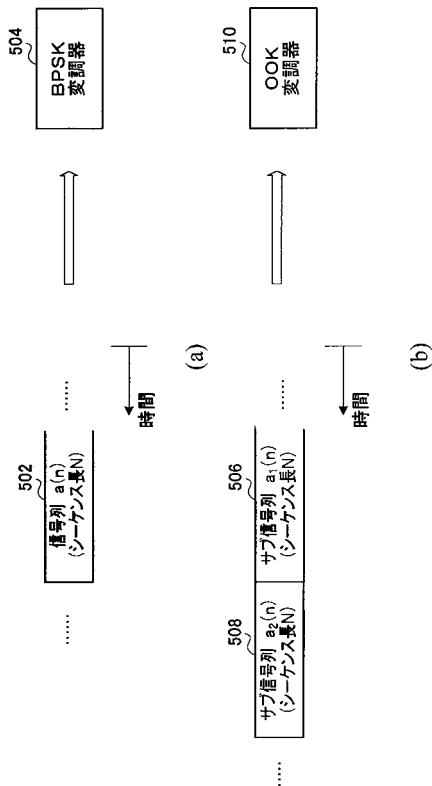
【図4】



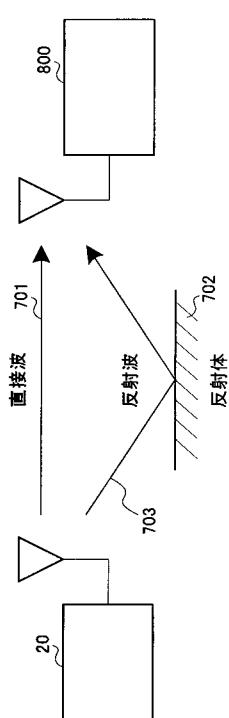
【図5】



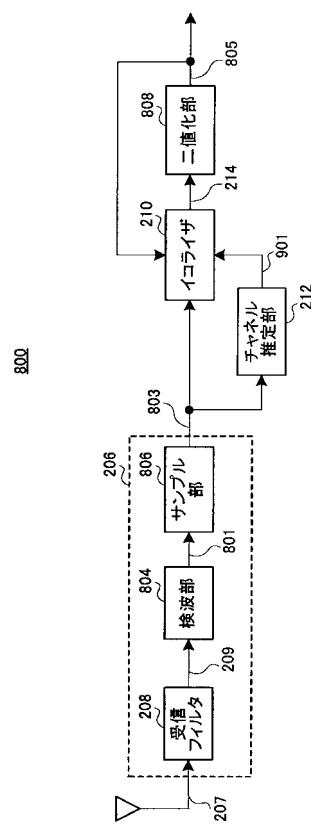
【図6】



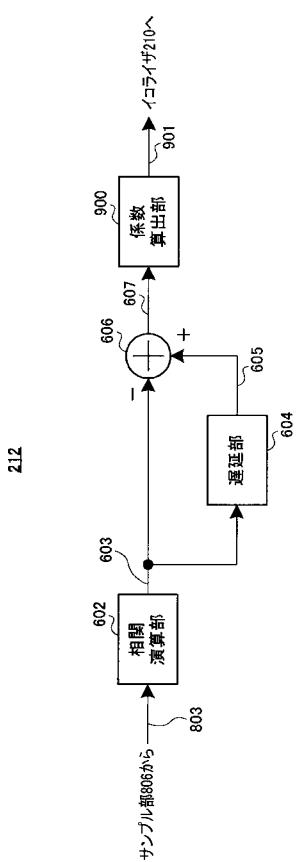
【図7】



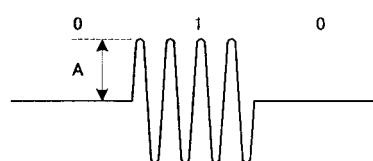
【図8】



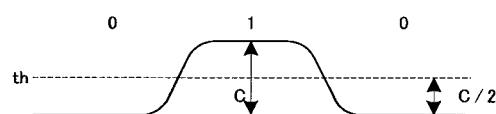
【図9】



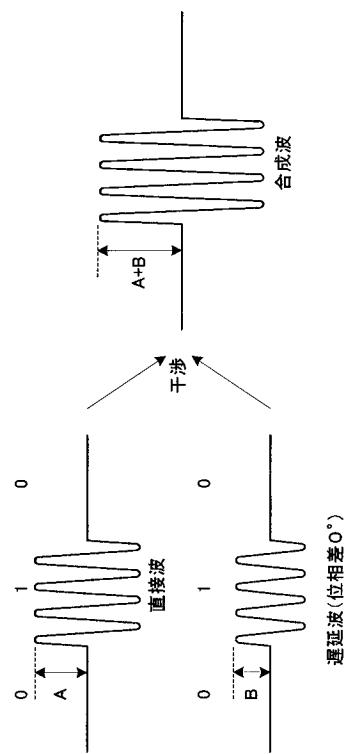
【図10】



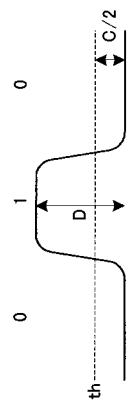
【図11】



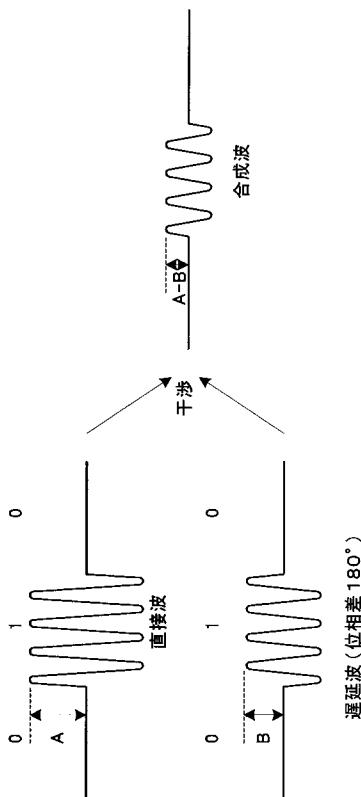
【図12】



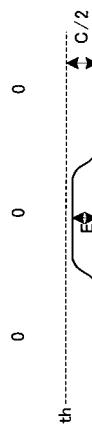
【図13】



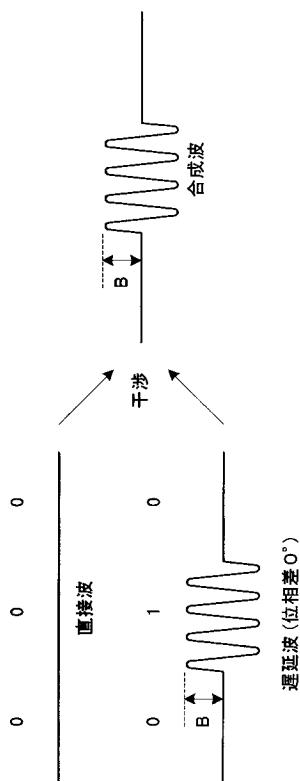
【図14】



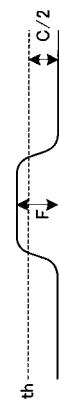
【図15】



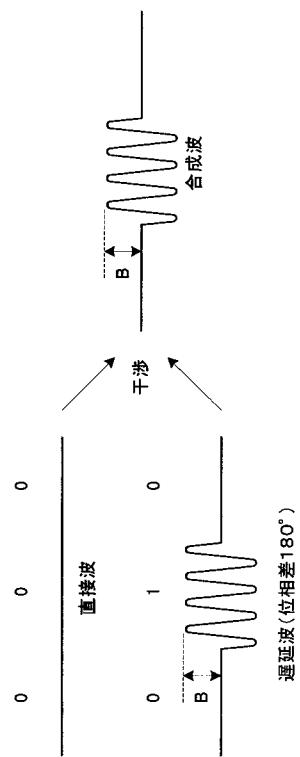
【図16】



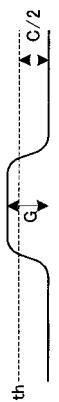
【図17】



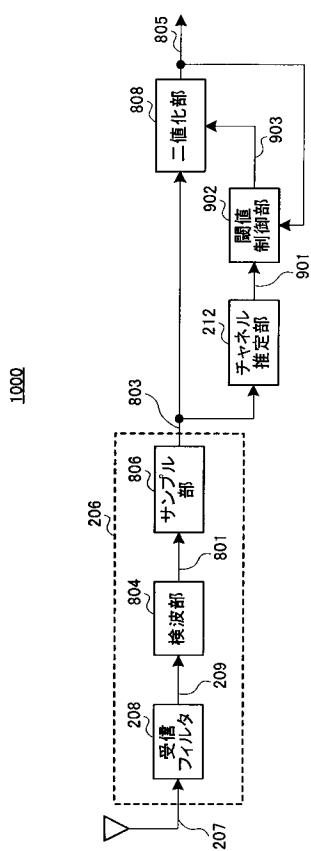
【図18】



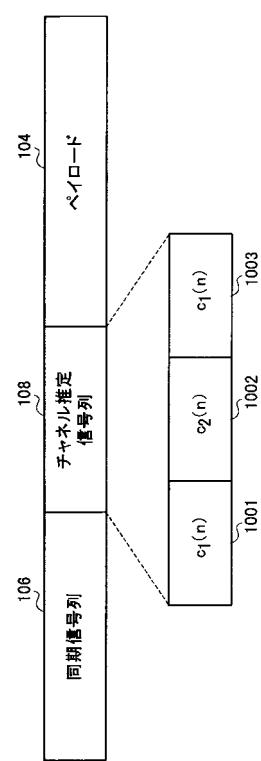
【図19】



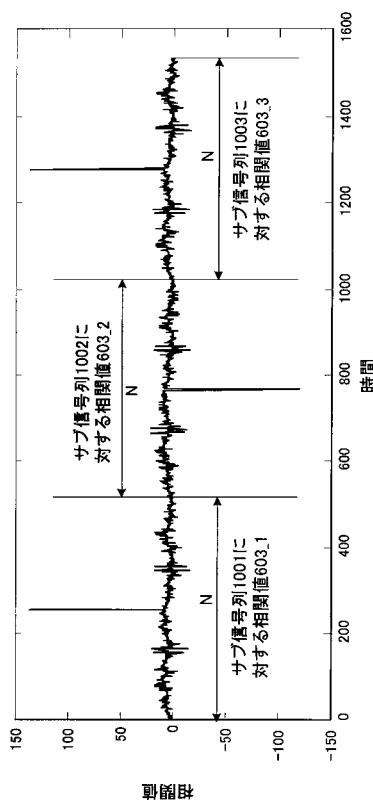
【図20】



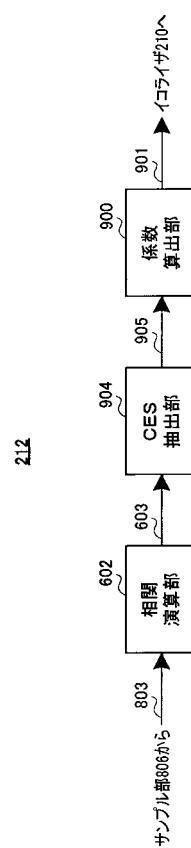
【図21】



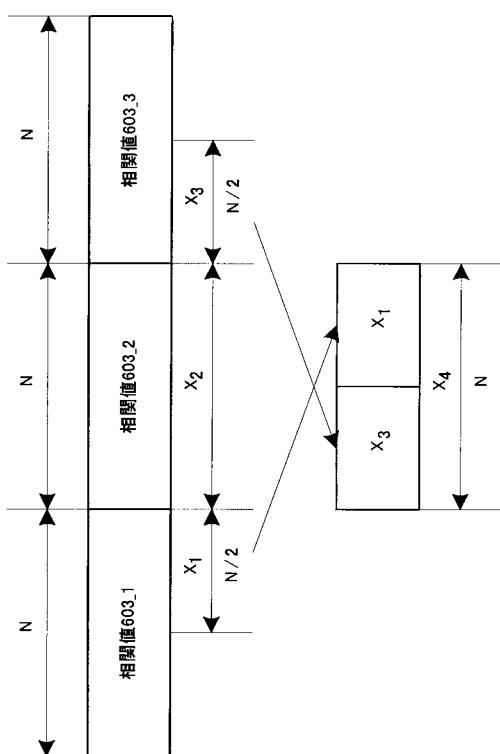
【図22】



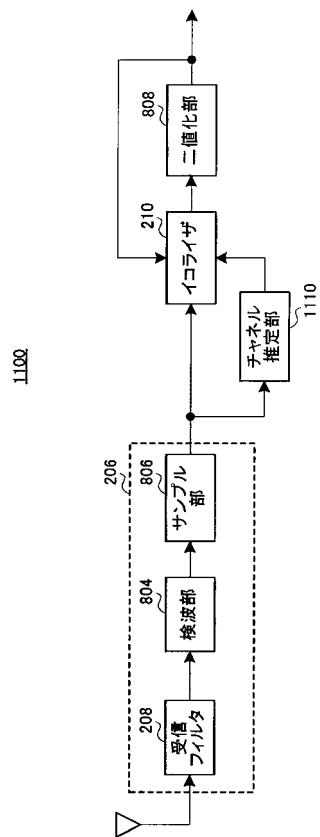
【図23】



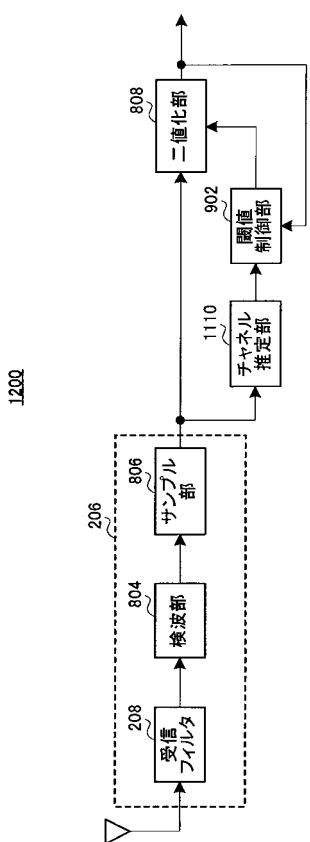
【図24】



【図25】



【図26】



フロントページの続き

(72)発明者 藤田 卓

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

(72)発明者 小林 真史

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

(72)発明者 ユー ジャン

シンガポール 534415 タイセン・インダストリアル・エステート タイセン・アヴェニュー

- #06-3530 ブロック 1022 パナソニック シンガポール研究所株式会社内

審査官 彦田 克文

(56)参考文献 特開平05-103023(JP,A)

特開2007-251486(JP,A)

国際公開第2007/052355(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/00

H04B 1/04

H04L 7/08