

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4128867号
(P4128867)

(45) 発行日 平成20年7月30日(2008.7.30)

(24) 登録日 平成20年5月23日(2008.5.23)

(51) Int. Cl. F I
 HO 4 J 11/00 (2006.01) HO 4 J 11/00 Z
 HO 4 B 7/005 (2006.01) HO 4 B 7/005

請求項の数 10 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2002-523780 (P2002-523780)	(73) 特許権者	398012616
(86) (22) 出願日	平成13年8月29日 (2001.8.29)		ノキア コーポレイション
(65) 公表番号	特表2004-507972 (P2004-507972A)		フィンランド エフイーエンー02150
(43) 公表日	平成16年3月11日 (2004.3.11)		エスプー ケイララーデンティエ 4
(86) 国際出願番号	PCT/US2001/026952	(74) 代理人	100077517
(87) 国際公開番号	W02002/019606		弁理士 石田 敬
(87) 国際公開日	平成14年3月7日 (2002.3.7)	(74) 代理人	100092624
審査請求日	平成16年6月10日 (2004.6.10)		弁理士 鶴田 準一
(31) 優先権主張番号	60/229,571	(74) 代理人	100108383
(32) 優先日	平成12年8月31日 (2000.8.31)		弁理士 下道 晶久
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100082898
			弁理士 西山 雅也
		(74) 代理人	100081330
			弁理士 樋口 外治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重方式のためのパーシャルレスポンスシグナリング

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信信号を生成するための送信機であって、入力ビットストリームを複素数領域にマッピングして複数のサブシンボルからなるシンボルベクトルを表す複素数領域信号を生成し、該複素数領域信号にいくらかの分散を加えて前記シンボルベクトルに対応するパーシャルレスポンス信号を生成し、該パーシャルレスポンス信号の一部を脱落させて、前記送信信号を生成するために搬送波信号を変調するのに使用される短縮時間領域信号を生成する送信機と、

雑音のある信号を受信するため、雑音のあるチャネルを通して前記送信機と通信する受信機であって、前記雑音のある信号は前記送信機が生成した前記送信信号と、前記雑音のあるチャネルを通して前記送信信号を送信することによって生じる雑音とを含み、前記雑音のある信号から前記送信信号を再生する受信機と、
 からなる通信システム。

【請求項 2】

前記送信機が、
 前記入力ビットストリームを複素数領域にマッピングするマッピングユニットと、
 前記複素数領域信号に前記いくらかの分散を加えて前記パーシャルレスポンス信号を生成するための、前記マッピングユニットに接続される循環畳み込みユニットと、
 前記短縮時間領域信号の先頭エッジに、循環プリフィックスを付加するプリフィックスユニットと、

からなる請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 3】

前記複素数領域パーシャルレスポンス信号を時間領域パーシャルレスポンス信号に変換し、該時間領域パーシャルレスポンス信号の一部を抑圧する変換ユニットを、さらに含んでなる請求項 2 に記載のシステム。

【請求項 4】

前記受信機が、前記雑音のある信号から前記送信信号を再生するための検出器ユニットを含んでなる請求項 2 に記載のシステム。

【請求項 5】

前記送信機は、前記時間領域パーシャルレスポンス信号のエッジにおいて均一に分布している前記時間領域パーシャルレスポンス信号の一部を脱落させる請求項 2 に記載のシステム。

10

【請求項 6】

直交周波数分割多重技術を利用してシステム内で有効な帯域幅利得を通してビットレートを増大させる方法であって、

循環畳み込み器への入力ベクトル及び複数のサブシンボルからなるシンボルベクトルに対して循環畳み込み器を適用する段階が、前記シンボルベクトルに対応するパーシャルレスポンス信号を生成するように前記循環畳み込み器への入力ベクトルを選択し、かつ前記生成されたパーシャルレスポンス信号の一部がゼロに近い振幅に縮小するように、前記入力ベクトルを選択する段階と、

20

パーシャルレスポンス信号を生成するために、前記入力ベクトル及び複数のサブシンボルからなる前記シンボルベクトルに対して前記循環畳み込み器を適用する段階と、

短縮時間領域信号を生成するために、ゼロに近い振幅を持つ前記パーシャルレスポンス信号の一部を脱落させる段階と、

前記短縮時間領域信号の先頭エッジにて、循環プリフィックスを付加する段階と、を有する方法。

【請求項 7】

時間領域パーシャルレスポンス信号を生成するため、逆高速フーリエ変換技術を用いて前記複素数領域パーシャルレスポンス信号を変換する段階と、

雑音のある信号を生成するため、雑音のあるチャンネルを通して前記時間領域パーシャルレスポンス信号を送信する段階と、

30

受信機において前記雑音のある信号から前記時間領域パーシャルレスポンス信号を再生する段階と、

をさらに有する請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

入力ビットストリームを送信元から着信先まで配信するためのシステムにおいて、

前記入力ビットストリームを複素数領域信号にマッピングする手段であって、前記複素数領域信号は複数のサブシンボルからなるシンボルベクトルを表す手段と、

前記シンボルベクトルにいくらかの分散を加えて前記シンボルベクトルに対応する複素数領域パーシャルレスポンス信号を生成する手段と、

40

前記複素数領域パーシャルレスポンス信号を時間領域パーシャルレスポンス信号に変換するための手段であって、前記の生成する手段に接続され、かつ前記変換は前記シンボルベクトルに対応する一部がゼロに近い振幅を有する時間領域パーシャルレスポンス信号を生成する手段と、

短縮時間領域信号を生成するために前記ゼロに近い振幅を有する時間領域パーシャルレスポンス信号の一部を脱落させる手段であって、前記の変換する手段に接続する手段と、を含んでなるシステム。

【請求項 9】

前記短縮時間領域信号を前記送信元から着信先まで配信する手段であって、前記脱落させる手段に接続される手段と、

50

前記の配信された短縮時間領域信号を受信する手段であって、前記の配信する手段に接続される手段と、をさらに含んでなるシステムにおいて、該受信する手段が、

前記の配信された短縮時間領域信号から、受信短縮時間領域信号を再生する手段であって、その受信短縮時間領域信号が前記短縮時間領域信号を表す手段と、

受信時間領域信号を生成するために、前記の受信短縮時間領域信号内に複数のゼロ値サンプルを挿入する手段であって、前記の再生する手段に接続され、かつ前記受信時間領域信号が前記時間領域パルシャルレスポンス信号を表す手段と、

前記の受信時間領域信号を受信複素数領域信号に変換する手段であって、前記の挿入する手段に接続され、かつ前記の受信複素数領域信号が前記複素数領域パルシャルレスポンス信号を表す手段と、

を備える請求項 8 に記載のシステム。

【請求項 10】

前記受信複素数領域信号から受信ビットストリームを再生する手段をさらに含んでなり、該再生する手段は、前記受信時間領域信号を変換する手段に接続され、かつ前記受信ビットストリームが前記入力ビットストリームを表す請求項 9 に記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

発明の背景

本発明は、通信システム、特に、通信システムにおける変調技術に関連する。

【0002】

一般的な通信システムにおいては、1つの場所つまり送信元から第2の場所つまり着信先まで情報を伝送する。情報は、チャンネルを通して、送信元から着信先まで走行する。このチャンネルは、一般的に雑音のあるチャンネルである。かくして、チャンネルは、様々な形態の雑音を生じさせる。本明細書において、「雑音」(noise)という語は、例えば干渉、フェーディング、減衰、環境的影響、および電子的雑音などといった、チャンネルを通して信号が走行するときその信号の特性を変化させる様々な形の信号のなまり(corruption)を定義するために用いる。従って、チャンネルを通して送信され受信機で受信される信号は、伝送すべき信号と、チャンネルを通して走行した結果としてチャンネルから生じる雑音の効果とが組合さったものである。

【0003】

セルラー通信システムにおいて、雑音の1つのタイプは、「干渉」と呼ばれている。より具体的に言うと、通信システム内には、同一チャンネル干渉(CCI: CO-channel interference)およびシンボル間干渉(ISI: inter-symbol interference)、という少なくとも2つの形態の干渉が存在する。CCIは、同一の受信ユニットと通信状態にある送信機が複数存在するといった事実にも起因して、通信システム内に発生する。ある送信機からの信号は、別の送信機からの信号と干渉する可能性がある。各送信機は、全方向送信機である。しかしながら、1台の送信機から送信される信号は、受信機まで伝送される途中で、複数の経路をとる可能性がある。これが、自己干渉の1つの形態であるISIを生じさせる。

【0004】

例えば、セルラー通信システムでは、同一の基地局と通信状態にある移動局が複数存在し、これが往々にしてCCIを生じさせる。

【0005】

上述の通り、通信システム内では、送信元から着信先までチャンネルを通して情報が伝送される。その情報は、該情報を含むようにあるいは搬送するように変調された搬送波信号によって、搬送される。チャンネルを通じた情報の伝送のため、様々な形式の変調が使用される。変調というのは、確立された標準または方策に基づいて、搬送波の特性を変化させるプロセスである。送信元によって、チャンネルを通して、着信先に伝送される「変調された」搬送波信号を生成するために、情報により搬送波が処理されあるいは「変調」される。例えば、セルラー通信システムにおいて変調とは、情報が伝送されているときに電氣的な

10

20

30

40

50

搬送波の特性を変化させるプロセスのことである。最も一般的な変調形式は、周波数変調（FM）、振幅変調（AM）および位相変調（PM）である。

【0006】

当業界において現在使用されている変調技術の1つに、直交周波数分割多重方式（OFDM：orthogonal frequency division multiplexing）と呼ばれるものがある。このOFDMは、マルチ搬送波変調技術の1つである。マルチ搬送波変調は、異なる情報で多数の搬送波を変調するための技術であり、ここに全ての搬送波は同時にあるいは時間的に並列に伝送される。OFDMは、高いスペクトル効率を有すると共に多重経路（マルチパス）フェーディングに対して強い耐性を有する。上述の通り、送信機は全方向性であり、全ての方向に送信を行う。かくして、送信機あるいは送信元から生じる信号は、受信機あるいは着信先に到達するまでに多数の経路を走行することになる。従って、多重経路（マルチパス）フェーディングが搬送波信号の強度上に現れ、その結果、搬送される情報に変化が生じてしまうことになる。

10

【0007】

OFDMを利用するシステムの効率は、多数の副搬送波（サブキャリア）の同時的または並列的な伝送に基づく。これは、各副搬送波上でのビットレートは低下させるものの、全体のビットレートでは「N」倍の増加をもたらす。ここに、「N」は副搬送波の数である。さらに、低ビットレートの信号はほとんどISIの影響を受けることがなくしかも副搬送波は直交していることから、相互に独立に各副搬送波を復調することが可能である。従来のOFDMシステムは、逆高速フーリエ変換（IFFT：inverse fast Fourier transform）を使って同時に伝送される1セットのサブ・シンボル $X[k]$ を含む。時間領域ベースバンド信号は、以下の式によって表すことができる。

20

【0008】

【数1】

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right), n=0,1,\dots,N-1$$

30

【0009】

かくして、N - サンプル長の伝送OFDMシンボルベクトルは、以下のように表すことができる。

【0010】

【数2】

40

$$x_N = \text{IFFT}\{X_N\}$$

【0011】

ここで x_N および X_N は、それぞれ、時間領域および周波数領域の各シンボルベクトルである。

【0012】

一般的なOFDMシステムでは、バイナリシンボルまたはビットストリームは、複素数値

50

の数の形で符号化される。複素数値の数は、M - a r y アルファベットから引き出される。複素数値の数は、次に1セットの直交副搬送波を変調するために使用され、逆離散フーリエ変換 (I D F T : inverse discrete Fourier transform) を用いて時間領域信号が生成される。その結果としての通常は複素数値であるベースバンド信号は、無線周波 (R F) 搬送波上で直交変調され、エアインタフェースチャンネルを通して伝送される。この伝送された信号は、受信される前に、チャンネル雑音と分散 (d i s p e r s i o n) とによってなまってしまう。

【 0 0 1 3 】

O F D M 変調技術を利用するシステムには、これに付随するいくつかの問題が存在する。例えば、チャンネルは、多重経路と経路損失とに起因してフェーディングの影響を受ける。さらに、チャンネルは、受信機においてデータを検出すべきときに I S I の問題を受ける。さらにまた、データ送受信装置のメーカーは、チャンネル雑音に起因する信号損失を克服しつつ、有限の帯域幅内で伝送することのできる情報の量および速度を常に増大させようという挑戦をしている。

【 0 0 1 4 】

従って、O F D M システムにおいては、ビットレートを増大させると共に、フェーディングおよび I S I の影響を最小限にするための構成および方法が必要ある。

発明の要約

増大されたビットレートを可能にしつつ、I S I とフェーディングの影響を最小限にするシステムおよび方法が提供される。該システムは、信号および循環プリフィックスを生成するための送信機であって、パーシャルレスポンス信号の複数のサンプル、すなわちサブシンボルの一部を抑圧して、該信号を生成すべく搬送波信号を変調するのに用いられる短縮信号を生成する送信機と、雑音のあるチャンネルを通して前記送信機と通信する受信機であって、雑音のある信号を受信し、雑音のあるチャンネルを通じた伝送の結果としての雑音を除去することによって、前記雑音のある信号から前記信号を再生する受信機とを、含む。

【 0 0 1 5 】

前記方法は、予め定められた値を有する循環畳み込み器を選択する段階と、パーシャルレスポンス信号を生成するために、信号に対して循環畳み込み器を適用する段階であって該パーシャルレスポンス信号の一部分はゼロに近い振幅を有する段階と、ゼロに近い振幅を有する前記パーシャルレスポンス信号の部分を該パーシャルレスポンス信号から脱落させて短縮パーシャルレスポンス信号を生成する段階と、前記短縮パーシャルレスポンス信号の先頭エッジに循環プリフィックスを付加する段階と、を含む。

【 0 0 1 6 】

本発明の利点は、有意なスペクトル拡大なしに、帯域幅利得が達成されるという点にある。

発明の詳細な説明

ここで図1を参照すると、送信機14と、チャンネル16と、受信機18とを有し、パーシャルレスポンス (P R : partial response) - 直交周波数分割多重 (O F D M) 信号変調技術を利用する送信システム10が示されている。送信機14は、マップ (m a p p e r) 22、循環畳み込み器 (c y c l i c c o n v o l v e r) 24、シリアル/パラレル (S / P) 変換器ユニット26、逆高速フーリエ変換 (I F F T) ユニット28、パラレル/シリアル (P / S) 変換器ユニット30および、プリフィックス (p r e f i x) ユニット32を含む。送信機14は、チャンネル16を通して情報を受信機18に送信する。チャンネル16は、雑音のあるチャンネルである。受信機18は、シリアル/パラレル (S / P) 変換器ユニット34、高速フーリエ変換 (F F T) ユニット36、パラレル/シリアル (P / S) 変換器ユニット38、最尤 (M L : maximum likelihood) 推定器 (e s t i m a t o r) ユニット40および、デマップ (d e m a p p e r) ユニット42を含む。

【 0 0 1 7 】

バイナリ信号の形態の情報は、送信機14で受信され、M - a r y アルファベットから引

10

20

30

40

50

き出される 1 セットの複素数の形にマッピングあるいは符号化するために、マップ 2 2 に入力されて複素信号が生成される。この複素信号は次に、以下に詳細に論述するように、伝送用搬送波を変調または処理するために用いられる。送信機 1 4 は、チャンネル 1 6 を通じて受信機 1 8 に搬送波信号を送信する。時間ベース信号である搬送波信号が、チャンネル 1 6 を通じて走行するときに、チャンネル 1 6 は、例えば $h[n]$ といった、チャンネル 1 6 のチャンネルインパルスレスポンスに対応する $x[n]$ といった搬送波信号に、雑音を生じさせる。循環畳み込みユニット 2 4 は、複素信号に対して、循環畳み込みを実行する。さらに、プリフィックスユニット 3 2 は、複素信号の先頭エッジまたは開始点に循環プリフィックス (CP: cyclic prefix) を付加し、この循環プリフィックス (CP) は、また、チャンネル 1 6 の影響を補償するのを助け、そして PR (partial response) - OFDM 10 信号の各低ビットレートサブチャンネルにおけるシンボル間干渉を抑圧するのを助ける。

【0018】

上記 CP は、チャンネル 1 6 が各 OFDM 時間 - シンボルに対し畳み込みを実行するときに、受信機 1 8 においてチャンネル 1 6 の影響を確実に除去できるようにする。パーシャルレスポンス (PR) 技術において、本発明の思想に基づいて、副搬送波間 (すなわちチャンネル間) 干渉 (ICI) が生成されそして周波数領域ベースの信号内に導入されて、有効な時間 - 領域シンボルを短縮する。この生成された ICI は、上記で示したように、循環畳み込みユニット 2 4 によって複素信号に取り入れられる。循環畳み込みユニット 2 4 は、所望のあるいは生成された ICI に基づいて計画的 (systematic) なあるいは 20 既知の量の分散 (dispersion) を導入し、パーシャルレスポンス信号を生成する。本システム 1 0 においては、周波数シンボル X_N には、以下のように定義される既知の M 次の多項式 c_N による循環畳み込みがなされる。

【0019】

【数 3】

$$c_N = [c(0) c(1) \dots c(M-1) 0 0 \dots 0]$$

5

30

【0020】

上記 PR 多項式は、 M 個の非ゼロ項を有する長さ N のゼロ詰め込みされたベクトルとして、表現することができる。ここに、結果として得られる時間 - 領域シンボルベクトルを以下のとおりに表現することができる。

【0021】

【数 4】

$$x_N = \text{IFFT}\{X_N \otimes c_N\}$$

ここに、 \otimes は、循環畳み込みを表す。

10

【 0 0 2 2 】

すなわち、連続的なM個の副搬送波全体にわたり、各周波数 - 領域サブシンボル内の情報を分散させる、循環畳み込みユニット24によって実行される循環畳み込みを表す。従って、受信機18は、入力されたサブシンボル X_N を解明するために、シーケンス - 検出メカニズムを必要とし、これはML検出ユニット40によって実行される。さらに、 c_N による循環畳み込みのもう一つの結果は、もとの時間ベクトル - シンボル X_N が今以下の式によって与えられる振幅包絡線 (amplitude envelope) を有する、ということになる。

【 0 0 2 3 】

20

【 数 5 】

$$e_N = \text{IFFT}\{c_N\}$$

30

【 0 0 2 4 】

多項式のベクトル c_N を適切に選択することによって、送信機14は、OFDM時間シンボル - ベクトルの一部において、エネルギーを有効に抑圧し、それによってPR - OFDMシンボルを生成することができる。例えば、 $p(r)$ における r のべき乗の係数から得られる1セットの多項式を考えてみる。ここに、 $p(r)$ は、

【 0 0 2 5 】

【 数 6 】

40

$$p(r) = (1-r)^m; m = 1, 2, \dots$$

【 0 0 2 6 】

このような多項式から結果として得られる包絡線ベクトルは、その各端部 (extremity) にヌルを有する。その結果、時間 - 領域シンボルベクトルの包絡線の端部または

50

尾部 (tail) におけるエネルギーを、有効に抑圧し脱落 (drop) させることができる。かくして、循環畳み込みユニット 24 は、時間領域での端部においてゼロに近いエネルギーをもってパーシャルレスポンス信号を生成する。

【0027】

周波数領域ベースの信号であるパーシャルレスポンス信号は、次にシリアル/パラレルユニット 26 によって受信される。シリアル/パラレル/ユニット 26 は、シリアルからパラレルシグナリングへパーシャルレスポンス信号を変換して、そのパラレル・パーシャルレスポンス信号を IFFT ユニット 28 に渡す。IFFT ユニット 28 は、時間領域での実部 (real) および虚部 (imaginary) の各成分を生成するための、パラレル・パーシャルレスポンス信号に対しての変換である変調を、実行する。この変換された
10
パラレル・パーシャルレスポンス信号は、パーシャルレスポンス信号から導出される。この変換されたパラレル・パーシャルレスポンス信号の実部および虚部の各成分は、パラレル/シリアルユニット 30 によって受信され、このユニット 30 は、シリアルシグナリングに変換して、伝送の準備ができた状態にある変換パーシャルレスポンス信号を生成する。

【0028】

ここで図 2、3 および 4 を参照すると、時間 - 領域シンボルベクトルに対するパーシャルレスポンス生成多項式の効果が、64 - サンプルの時間 - シンボル上において例示されている。特に図 2 を参照すると、64 - サンプルの時間 - シンボルが絶対値、すなわち大きさのみで示されており、これは周波数領域で 1 セットの無作為に選ばれた 4 位相偏移変調 (QPSK) サブシンボルから取り出されたものである。図 2 は、QPSK サブシンボルを例示しているが、どのような信号点配置 (constellation) も、そのパーシャルレスポンス信号のために使用することができる。図 3 および 4 では、次数 $M = 2$ 、 $M = 4$ の PR 多項式 c をそれぞれ使った対応する時間 - シンボルの大きさが、終端近くで抑圧されている時間 - シンボルのサンプルのうちいくつかと共に、例示されている。この時間 - シンボルの尾部のエネルギーは非常に低いので、終端近くでのサンプルの脱落が、結果として事実上の性能損失をもたらすことはない。ここで「脱落」(dropping) という表現は、複数のサンプル、すなわちサブシンボルの一部が、伝送されたパーシャルレスポンス信号の一部として伝送されないことを意味するのに用いられる。従って、低エネルギーサンプルの脱落または非伝送は、信号の時間的圧縮を可能にし、こうして時間または帯域幅の大きな利得が達成される。PR 効果によって OFDM 時間 - シンボルを送信するのにかかる時間を低減させることは、余剰の帯域幅をもたらすことと解釈できる。
20
30

【0029】

一実施形態では、システム 10 は、64 の副搬送波 (サブキャリア) を使用する OFDM システムである。PR 多項式の $M = 1$ から $M = 4$ の次数が、システム 10 内で使用される。 $M = 1$ 、2、3 および 4 について、それぞれ $d = 12$ 、16、24 および 32 のサンプル (すなわち、各端部から 6、8、12 および 16 のサンプル) が脱落させられる。従って、BER または SNR において他のいかなる性能損失もないとき、OFDM 時間 - シンボルを通信するに際して節約される時間分数は、 d / N である。その結果、節約される時間
40
は、 $M = 1$ 、2、3 および 4 について、それぞれ $12 / 64$ 、 $16 / 64$ 、 $24 / 64$ および $32 / 64$ 、すなわち 18.75%、25%、37.5%、50% である。従って、節約された時間は、さらなる OFDM シンボルを伝送するために使用することができ、対応する帯域幅利得 (ある与えられた時間中に可能なさらなる伝送として測定される) は、 $M = 1$ 、2、3 および 4 について、それぞれ 23%、33%、60% および 100% である。

【0030】

上述のように、帯域幅利得 (bandwidth gain) は最小限のスペクトル拡大で達成されるが、これについては以下に詳細に論述する。当業者において、CP の挿入前の OFDM 信号 $s_1(t)$ を、以下のように表すことができるということは明白である：
50

【 0 0 3 1 】

【 数 7 】

$$s_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_k \{t - kN\Delta T\} \quad (1)$$

10

【 0 0 3 2 】

なお式中、 N はFFT - サイズであり、 $T = T/N$ であり、 $p_k(t)$ は $[(k-1)T, kT]$ にて伝送される k 番目のベースバンドOFDMシンボルである。

【 0 0 3 3 】

信号の第 n 番目のサンプルである $s_1[n]$ は、 $n = (m + kN)$ としたとき、パルス $p_k(t)$ の m 番目のサンプルである $p_k[m]$ に、等しい。PRシグナリングの一実施形態においては、端部における d 個のサブシンボル(ここで d は偶数)は、各OFDMシンボルから脱落させられる。これは脱落したサブシンボルの大きさが比較的有意でないからである。OFDM信号からのサブシンボルの脱落により、時間領域においてPR-OFDM信号が生成される。PRシグナリングの変形実施形態では、脱落させられるサブシンボルは、PR信号のどの部分であってもよい。時間ベース信号は、従って各々が $(N-d)$ 個のサンプルを有するシンボルからなり、ここに、 k 番目のシンボルは $p_k(t)$ からのサンプルのサブセットを含む。具体的には、 $(d/2 + 1)$ 番目から $(N - d/2)$ 番目までのサンプルを含む。このPR-OFDM信号 $s_2(t)$ は、パルス列 $p_k(t)$ に関して、以下のとおりに表すことができる。

20

【 0 0 3 4 】

【 数 8 】

$$s_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p'_k \{t - k(N-d)\Delta T\}$$

30

40

【 0 0 3 5 】

なお式中、パルス $p'_k(t)$ および $p_k(t)$ は以下のように関係付けられる。

【 0 0 3 6 】

【 数 9 】

$$p'_k(t) = p_k\left\{t + \left(\frac{d}{2} + 1\right)\Delta T\right\} \cdot \text{rect}\left\{\frac{t}{(N-d)\Delta T}\right\}$$

なお式中、 $\text{rect}(t) = 1 \forall t \in [0, 1]$ であり、それ以外は0である。

10

【0037】

式(1)により表わされる、疑似ランダム信号のパワースペクトル密度 (PSD : power spectral density) は、 $s_1(t)$ の自己相関関数から計算することができる。明らかに、 $s_1(t)$ の自己相関は、 $[-N\Delta T, N\Delta T]$ の間隔に限定される。これは、 $p_k(t)$ 自体が時間的に $[0, N\Delta T]$ に限定されることおよび、異なる OFDM シンボルは非相関であると同時に、ゼロ平均 (zero-mean) であるという事実に基づく。 $s_1(t)$ の自己相関は、パルス $p_k(t)$ 全体の自己相関と同一、すなわち $R_s(t) = R_p(t)$ である。パルス $p'_k(t)$ は $p_k(t)$ から導出され、従って以下のとおりとなる。

【0038】

【数10】

20

$$R_{p'}(t) = R_p(t) \cdot \text{rect}\left\{\frac{t}{2(N-d)\Delta T}\right\}$$

30

【0039】

かくして、連続時間 (continuous-time) PR-OFDM 信号 $s_2(t)$ の PSD $S_p(f)$ は、以下のとおりの式(1)中において通常の OFDM 信号 $s_1(t)$ の PSD $S_p(f)$ に関連付けられる：

【0040】

【数11】

$$\begin{aligned}
 S_{p'}(f) &= FT\{R_{p'}(t)\} = FT\left\{R_p(t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{2(N-d)\Delta T}\right)\right\} \\
 &= (2(N-d)\Delta T) S_p(f) * \text{sinc}(2(N-d)f\Delta T) \\
 &\approx S_p(f) * \text{sinc}(2(N-d)f\Delta T)
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

10

【 0 0 4 1 】

なお式中、*は畳み込みを示す。M = 4 について、d の値は

【 0 0 4 2 】

【 数 1 2 】

20

$$d \approx N / 2$$

【 0 0 4 3 】

であり、これは、帯域幅が係数 $\text{sinc}(fT)$ だけ増大することを意味する。周波数領域におけるこの係数の影響は、M = 4 の場合でかつ $d = N / 2$ を選択したときについて、図 5 において、正規の OFDM スペクトルの背景と対比させながら示されている。従って、スペクトルの拡大は、PR-OFDM を通して可能な大きい帯域幅利得に比較して、無視できるものである。

30

【 0 0 4 4 】

PR-OFDM 信号は、時間 - シンボルの抑圧 (suppress) された部分を有する。循環畳み込み多項式は、OFDM の、中央部分といった任意の部分をも抑圧するように多項式を選択できるものの、抑圧された部分が時間 - シンボルの端部に向かって存在するように、選択される。本実施形態では、抑圧は時間 - シンボルの端部で起こる。時間領域シンボルの端部が抑圧された状態で、信号自体からの干渉なしに CP を付加することができる。付加されるべき CP の長さは、通常、起こり得る最大チャネル長 L として固定される。受信機 18 において、CP は ISI の全てを担い、以下で詳細に論述されるように、検出の目的で単に脱落させられる。かくして、CP を伴う副搬送波の直交選択により、ISI と副搬送波間 (すなわち、チャンネル間) 干渉 (ICI) のないマルチ搬送波技術が提供される。循環プリフィックスすなわち CP は、定義上、シンボルの最後の L サンプルとして選択され、開始点に付加される。我々のケースにおける PR-OFDM については、我々は常に、抑圧されたサブシンボルの数が $d / 2 > L$ を満たすような、PR 多項式の次数を使用することになる。かくして、CP は単に、短縮 (truncated) シンボル $p_k[n]$ に付加された L ブランク (すなわち全ゼロ) サブシンボルから構成することになるだろう。従って、このことは、PR-OFDM で使われる CP がほとんどまたは全くエネルギーをもち得ない、というさらなる利点となる。

40

【 0 0 4 5 】

パーシャルレスポンス信号は、チャンネル 16 を通して送信され、伝送パーシャルレスポ

50

ス信号として受信機 18 で受信される。伝送パーシャルレスポンス信号は、シリアル/パラレルユニット 34 で受信され、パラレル・伝送パーシャルレスポンス信号に変換され、FFT ユニット 36 に渡される。FFT ユニット 36 は、IFFT ユニット 28 によって実行される変換とは逆の変換を実行し、こうして、時間領域ベース信号から周波数領域ベース信号への信号変換をして、変換されたパラレル・伝送パーシャルレスポンス信号を生成する。この変換されたパラレル・伝送パーシャルレスポンス信号は、パラレル/シリアルユニット 38 に渡される。パラレル/シリアルユニット 38 は、変換されたパラレル・伝送パーシャルレスポンス信号を、変換された伝送パーシャルレスポンス信号に変える。変換された伝送パーシャルレスポンス信号は、最尤 (ML) 検出器ユニット 40 に送られる。ML ユニット 40 は、変換された伝送パーシャルレスポンス信号を解明して、複素数ベースの信号を生成あるいは再生する。デマッパユニット 42 は、その複素数ベースの信号を、受信機から出力させるべきバイナリストリームに、変換する。

10

【0046】

ここで、図 6 を参照すると、PR-OFDM 信号を生成するプロセスは、ステップ 100 で開始する。ステップ 110 で、端部サブシンボルをゼロに近い振幅に低減する循環畳み込み器が選択される。ステップ 120 では、信号に循環畳み込み器が適用されて、畳み込みされた信号を生成する。ステップ 130 では、信号は周波数領域から時間領域に変換される。ステップ 140 では、畳み込みされた信号のゼロに近い振幅のサブシンボルは、脱落させられ、PR-OFDM 信号を生成する。ステップ 150 では、循環プリフィックスが、PR-OFDM 信号に付加され、プロセスはステップ 160 で終了する。

20

【0047】

特定の実施形態について記述してきたが、当業者にとっては、これらの教示に対して多くの修正を加えることができるということは明らかである。かくして、本発明は、その 1 またはそれ以上の好ましい実施形態に関して特に表示し、記述してきたが、当業者であれば、上記で記述し、特許請求の範囲にて請求する本発明の範囲および精神から逸脱することなく、形態および形状においていくつかの修正または変更を行うことが可能であることを理解されよう。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の教示による、直交周波数分割多重方式 (OFDM) のパーシャルレスポンス技術を備えるシステムのブロック図である。

30

【図 2】 OFDM 信号のグラフ表示である。

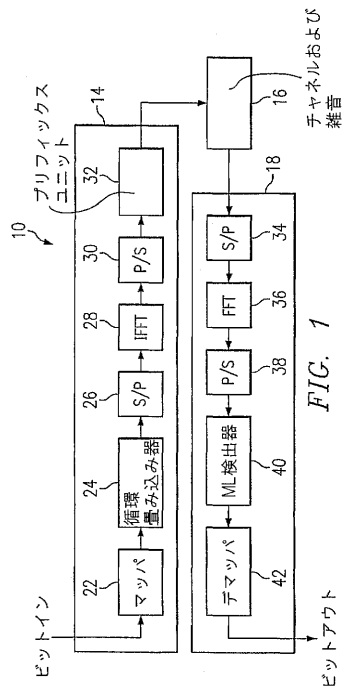
【図 3】 予め選択された循環畳み込み多項式によって変更されたパーシャルレスポンス OFDM 信号のグラフ表示である。

【図 4】 予め選択された循環畳み込み多項式によって変更されたパーシャルレスポンス OFDM 信号のグラフ表示である。

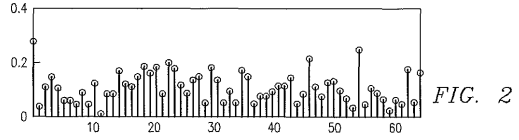
【図 5】 OFDM 信号ならびに PR-OFDM 信号の電力スペクトルのグラフ表示である。

【図 6】 図 1 のシステムを用いてパーシャルレスポンス OFDM 信号を生成するプロセスのフローチャートである。

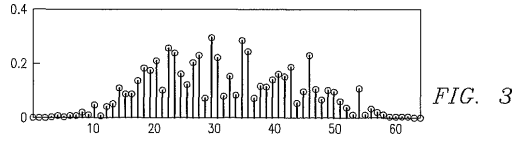
【図1】



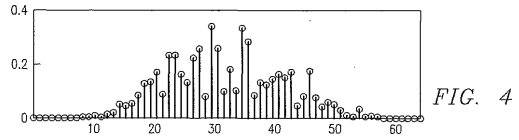
【図2】



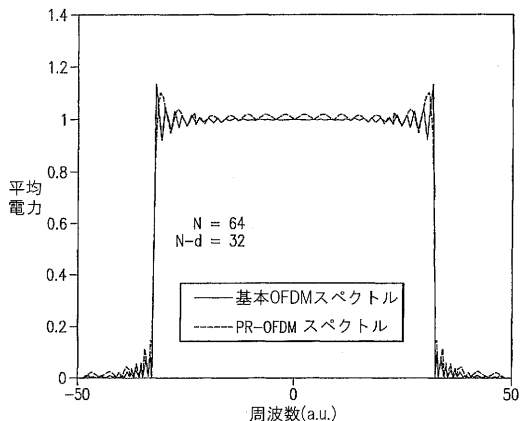
【図3】



【図4】



【図5】



【図6】

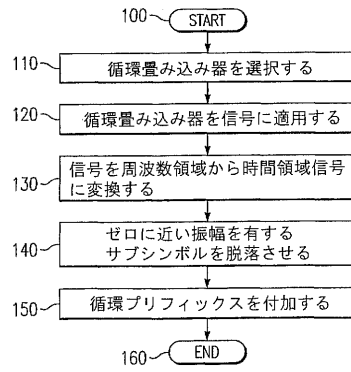


FIG. 6

フロントページの続き

(72)発明者 バッデ, ベンカテシュ

アメリカ合衆国, カリフォルニア 9 4 5 3 8, フレモント, スティーブソン コモンズ 3 9
9 3 9 # 2 0 4 1

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特開平 1 0 - 2 5 7 0 3 2 (J P , A)

特開平 9 - 3 2 6 8 3 4 (J P , A)

松本 渉, 今井 秀樹, マルチキャリアCDMAのハーフシンボル変復調法に関する一検討, 電子情報
通信学会技術研究報告, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 2 0 0 0 年 1 2 月 9 日, Vol.100,
No.514, pp.1-6

Yuping Zhao, J.-D.Leclercq, S.-G.Haggman, Intercarrier interference compression in OFD
M communication systems by using correlative coding, Communications Letters, IEEE, 1 9
9 8 年 8 月, Vol.2, No.8, pp.214-216

Yuping Zhao, In-band and out-band spectrum analysis of OFDM communications systems using
ICI cancellation methods, Communication Technology Proceedings, 2000. WCC - ICCT 2000
. International Conference on, 2 0 0 0 年 8 月 2 5 日, Vol.1, pp.773-776

B.Muquet, M.de Courville, G.B.Giannakis, Z.Wang, P.Duhamel, Reduced complexity equaliz
ers for zero-padded OFDM transmissions, Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000
. ICASSP '00. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on, 2 0 0 0 年 6 月 9
日, Vol.5, pp.2973-2976

V.Vadde, PAPR reduction by envelope stabilization using partial responsesignaling in O
FDM systems, Radio and Wireless Conference, 2001. RAWCON 2001. IEEE, 2 0 0 1 年 8 月
2 2 日, pp.197-201

(58)調査した分野(Int.Cl., D B 名)

H04J 11/00