

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-259445
(P2007-259445A)

(43) 公開日 平成19年10月4日(2007.10.4)

(51) Int. Cl. F I テーマコード(参考)
 H04J 11/00 (2006.01) H04J 11/00 Z 5K022
 H04J 1/00 (2006.01) H04J 1/00

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L 外国語出願 (全 249 頁)

(21) 出願番号 特願2007-71248 (P2007-71248)
 (22) 出願日 平成19年3月19日(2007.3.19)
 (31) 優先権主張番号 06251480.7
 (32) 優先日 平成18年3月20日(2006.3.20)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁(EP)
 (31) 優先権主張番号 06251481.5
 (32) 優先日 平成18年3月20日(2006.3.20)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁(EP)

(71) 出願人 000005223
 富士通株式会社
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
 1号
 (74) 代理人 100070150
 弁理士 伊東 忠彦
 (72) 発明者 サイエド アベディ
 イギリス国, パークシャー アールジー1
 4エルワイ, レディング, キングズ・ロ
 ード ザ・ピナクル フラット9
 Fターム(参考) 5K022 AA09 AA11 AA21 DD01 DD13
 DD21 DD31

(54) 【発明の名称】 OFDM通信システムにおける送信装置及び方法

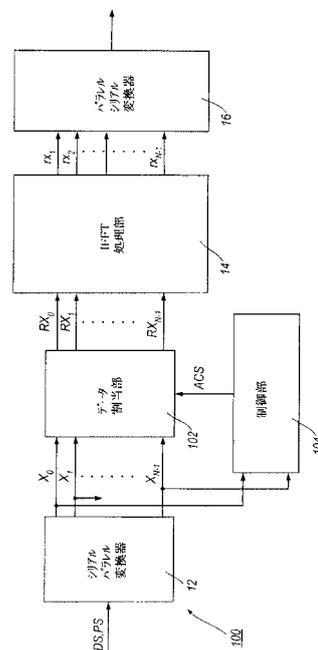
(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 OFDM方式の通信システムにおけるPAPRを簡易且つ効果的に低減すること。

【解決手段】 送信機は直交周波数分割信号を送信する。制御部は入力信号のグループを受け取りし、そのグループに基づいて送信信号が生成される。制御部は、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当の中で、受け取った入力シンボルのグループに適用する1つの割当を選択する。利用可能な割当の各々は、利用可能な割当各々の間で別様に各サブキャリアに入力シンボルを割り当てる。割当選択は所定の属性の予測値(例えば、利用可能な様々な割当配置に対する送信信号のピーク平均電力比(PAPR))に基づく。利用可能な割当は様々なローテーションでもよい。送信機の更なる要素は、選択された割当を用いて送信信号を生成する。そのような割当選択は、大きな処理負担を課すことなく送信信号の所定の属性を改善できる。

【選択図】 図5

本発明の第1実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直交周波数分割 (OFDM) 信号を送信する方法であって、

入力シンボルのグループに基づいて送信信号が生成されるように、入力シンボルのグループを受け取るステップと、

サブキャリアに対する入力シンボルの複数の利用可能な割当の中から、前記受け取った入力シンボルのグループに適用する 1 つの割当を選択するステップであって、前記利用可能な割当の各々は、入力シンボルをサブキャリア各々に、利用可能な割当の中でお互いに別様に割り当て、前記割当の選択は、利用可能な様々な割当についての前記送信信号の所定の属性の予測値に基づくステップと、

10

選択された割当を用いて前記送信信号を生成するステップと、
を有する方法。

【請求項 2】

前記所定の属性は、割当の関係を利用して生成される送信信号を増幅器が増幅する場合に、前記増幅器の非線形性の推定指標である、請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記所定の属性は、割当の関係を利用して生成される送信信号のピーク対平均電力比である、請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】

選択される割当は、考察される様々な割当の中で、予想される最低のピーク対平均電力比をもたらす割当である、請求項 3 記載の方法。

20

【請求項 5】

割当を選択する場合に、可能性がある送信信号が前記利用可能な割当各々について生成され、前記可能性がある送信信号の前記所定の属性の指標が生成され、前記利用可能な割当の 1 つを選択するのに使用される請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 6】

直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を送信する送信装置であって、

送信信号が入力シンボルのグループに基づいて生成されるように、入力シンボルのグループを受け取る手段と、

サブキャリアに対する入力シンボルの複数の利用可能な割当の中から、前記受け取った入力シンボルのグループに適用する 1 つの割当を選択する割当選択手段であって、前記利用可能な割当の各々は、入力シンボルをサブキャリア各々に、利用可能な割当の中でお互いに別様に割り当て、前記割当選択手段は、利用可能な様々な割当についての前記送信信号の所定の属性の予測値を取得し、前記予測値について前記割当選択の基礎にする割当選択手段と、

30

選択された割当を用いて前記送信信号を生成する信号生成手段と、
を有する送信装置。

【請求項 7】

直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を受信する方法であって、

受信信号についての割当情報を取得するステップであって、前記割当情報は、前記受信信号に対する送信機によって、前記受信信号で搬送された入力シンボルのグループに、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当のどれが適用されているかを指定するステップと、

40

前記受信信号を処理し、出力シンボルのグループを復元するステップと、

前記出力シンボルのグループを並べ替えるために取得した割当情報を使用し、前記入力シンボルの前記送信機による前記割当の適用前の順序と同じ順序を前記出力シンボルが有するようにするステップと、

を有する方法。

【請求項 8】

直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を受信する受信装置であって、

50

受信信号についての割当情報を取得する割当情報取得手段であって、前記割当情報は、前記受信信号に関する送信機によって、前記受信信号で搬送される入力シンボルのグループに、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当のどれが適用されているかを指定する割当情報取得手段と、

前記受信信号を処理し、出力シンボルのグループを復元する処理手段と、

前記出力シンボルのグループを並べ替えるために取得した割当情報を使用し、前記入力シンボルの前記送信機による前記割当の適用前の順序と同じ順序を前記出力シンボルが有するようにする並替手段と、

を有する受信装置。

【請求項 9】

10

OFDM送信機で使用するための送信方法であって、

予測OFDM信号の複数のインジケータを取得するステップであって、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々は、各信号時点で予測される予測OFDM信号についての所定の属性の大きさを示すステップと、

前記信号時点で予測される大きさが所定の条件を満たすことを示す、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々を確認するステップと、

確認したインジケータを累積するステップと、

前記累積結果に依存して、前記信号の送信に対する適性を評価するステップと、

評価された適性に依存して前記信号を又は別の予測OFDM信号を送信するステップと、

を有する送信方法。

20

【請求項 10】

予測OFDM信号の複数のインジケータを取得するインジケータ取得手段であって、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々は、各信号時点で予測される予測OFDM信号についての所定の属性の大きさを示すインジケータ取得手段と、

前記信号時点で予測される大きさが所定の条件を満たすことを示す、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々を確認する確認手段と、

確認したインジケータを累積する累積手段と、

前記累積結果に依存して、前記信号の送信に対する適性を評価する評価手段と、

評価された適性に依存して前記信号を又は別の予測OFDM信号を送信する送信手段と、

を有するOFDM送信装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般に直交周波数分割多重(OFDM)通信システムに関連し、特にそのようなシステムで使用する送信装置及び送信方法に関連する。

【背景技術】

【0002】

OFDMシステムはマルチキャリア方式の伝送システムであり、1つのデータストリームはN個の並列的なサブキャリア上に変調され、各サブキャリア信号はそれ自身の中心周波数を有する。これらのサブキャリアは、1つの合成されたOFDM信号として一緒に送信され、個々のサブキャリア信号は、サブキャリアの直交性によりOFDM受信機で復元可能である。一般に、サブキャリア数(N)は比較的多く、例えばN=512である。

40

【0003】

OFDMシステムは多くの利点を有する。直交周波数分割多重(OFDM)方式は、従来の周波数分割多重化(FDM)に基づく変調技術であるが、従来のFDMよりも非常にスペクトル利用効率が良い。なぜなら、サブチャネル(サブキャリア)は、(サブチャネル各々の間でガードバンドが必要な)FDMシステムよりも周波数的に互いに極めて近接した間隔であるからである(即ち、実際には重複している)。

【0004】

各サブキャリアの周波数が、互いに直交するように選択されることで(数学的な意味で

50

互いに直交していることを意味する)、各サブキャリアのスペクトルが、互いに干渉せず
に他のサブキャリアのスペクトルと重なることが許容される。OFDMサブキャリアの互いに
直交する性質の恩恵は、ガードバンドを排除すること及びサブキャリアのスペクトルが互
いに重複することを許容することにより、通常のFDMシステムと比較して、必要な帯域が
かなり少なく済み、OFDMシステムの高いスペクトル利用効率が達成される。

【0005】

OFDMの別の利点は、受信機に至る多重反射した信号の影響であるマルチパスに対する耐
性(resilience)である。OFDMシステムは干渉及び周波数選択性フェージングのようなマル
チパスに関連する潜在的な問題を克服することができる。なぜなら、信号帯域全体(即ち
、所与の時間間隔で送信されるデータ量)が複数のサブキャリアに分割されているからで
ある。この並列的な伝送の結果、各OFDMデータシンボルの周期は比較的長く、個々のサブ
キャリアは比較的遅いレートを有し、それにより、インパルスノイズや反射に対する改善
された耐性をシステムが備えることを可能にする。

10

【0006】

OFDMの高いスペクトル利用効率及びマルチパス耐性は、OFDM方式を、無線データトラフ
ィックの要請に合致した非常に適切な技法である。今日、非対称デジタル加入者回線(A
DSL)だけでなく、IEEE802.11a/g(Wi-Fi)及びIEEE802.16(Wi-MAX)のような無線システムで
もこの技術が使用されている。また、デジタルオーディオ及びビデオブロードキャスト
にも使用されている。現在OFDMは将来的な次世代(第4世代)ネットワークに使用するよう
提案されている主要技術の1つである。

20

【0007】

OFDM通信システムでは、送信機から1つ又はそれより多くの受信機にデータを搬送する
のに複数(N)のサブキャリアが使用される。サブキャリア数Nは比較的大きく、例えばN=51
2でもよい。OFDM通信システムで生じる1つの問題は、ピーク対平均電力比(以下、PAPRと
いう)が高くなりやすいことである。ピーク電力は一般にサブキャリア数に従って増える
。例えば、サブキャリアによって個々に搬送されるN個の信号が同位相であった場合、結
果的に生じるマルチキャリア信号の最大電力は、平均電力にN倍に増える。PAPRが大き
いと、ダイナミックレンジが非常に広い増幅器が必要になり、それは望ましくない。

【0008】

OFDM通信システムでPAPRの問題を解決する様々な技法が提案されている。これらの技法
のいくつかを説明する前に、OFDM通信システムで使用する送信機の基本的機能を、図1を
参照して説明する。

30

【0009】

図1はOFDM送信機10の一部を示す。送信機は入力シンボルの直列ストリームを入力す
るシリアルパラレル変換器12を有する。図1には示されていないが、入力シンボルは、
1以上のデータソースから提供されるデータシンボルと、パイロットシンボル生成器(不
図示)から提供されるパイロットシンボルとを含んでよい。シリアルパラレル変換器は、
受信した入力信号をN個の入力右シンボルのグループに分割し、各グループのシンボル X_0
乃至 X_{N-1} を並列に出力する。送信機10はIFFT処理部14を更に有し、IFFT処理部はN個
のシンボル X_0 乃至 X_{N-1} のグループ各々を逆フーリエ変換(IFFT)処理に委ね、N個のディジ
タルサンプルの時間領域信号を表すIFFT出力信号 x_0 乃至 x_{N-1} を生成する。これらのIFFT出
力信号は、パラレルシリアル変換器16で並直列変換に委ねられる。直列形式に変換され
た後に、IFFT出力信号はサイクリックプレフィックス(CP)付加部18に与えられる。

40

【0010】

CP付加部18は各OFDMシンボル期間の始めにサイクリックプレフィックスを付加する(こ
こで、OFDMシンボル期間は $N \times T_s$ であり、 T_s は入力シンボル期間(各データシンボル及
び各パイロットシンボルの期間)である。)。周知のように、OFDMシステムでは、マルチ
パスチャネルが含まれると、サブキャリアの直交性は失われてしまう。サイクリックプレ
フィックスを付加することで受信機での直交性を保つことができる。ただし、サイクリッ
クプレフィックスサンプル時間の分だけエネルギーが消費されてしまう。

50

【 0 0 1 1 】

付加されたサイクリックプレフィックスと共にシリアルIFFT出力信号は、ウインドウ部 20 に与えられ、ウインドウ部はパルス整形用のウインドウ処理を実行する。そしてデジタル信号サンプルは、デジタルアナログ変換器(DAC) 22 でアナログベースバンド信号に変換され、アナログベースバンド信号はその後に無線周波数(RF)部 24 に与えられる。RF部 24 はそのベースバンド信号をRF信号に変換し、送信機 10 のアンテナ 26 を介して1以上の受信機へ送信するようにする。

【 0 0 1 2 】

次に、PARP問題を解決するように提案されている位相調整法を図2, 図3及び図4を参照しながら説明する。

10

【 0 0 1 3 】

図2はパーシャル送信シーケンス(PTS: Partial Transit Sequence)法を実行するOFDM送信機 40の一部を示す。

【 0 0 1 4 】

図2では、データソース 42はデータシンボルのシリアルストリームをシリアルパラレル変換器 46に与える。シリアルパラレル変換器 46は、パイロットシンボル生成部 44から時折パイロットシンボル(PS)も受信する。変換器 46は受信したデータシンボルDS及びパイロットシンボルPSを結合し、入力シンボルのグループを形成する。各グループはN個の入力シンボルで構成される。シリアルパラレル変換器 46は、各グループのN個の入力シンボルを並列的にシンボル分割部 48に出力する。シンボル分割部 48は、各グループのN個の入力信号をM個のサブグループ(しばしば、「サブブロック」として言及される)に分割し、その各々はL(=N/M)個の入力シンボルで構成される。M個のサブブロック X_1 乃至 X_M の各々は、対応するIDFT処理部 50_1 乃至 50_M によって、Lポイントの逆離散フーリエ変換(IDFT)処理に委ねられる。各IDFT処理部 50からのIDFT出力信号は、「パーシャル送信シーケンス」と呼ばれ、対応する複素乗算器 52_1 乃至 52_M の第1入力へ与えられる。各複素乗算器 52_1 乃至 52_M は、第2入力として位相調整因子 b_1 乃至 b_M も受信する。各複素乗算器 52_1 乃至 52_M は、適用される位相調整因子によって、サブブロックのL個のIDFT出力信号全ての位相を調整する。複素乗算器 52_1 乃至 52_M の出力はその後にコンバイナ 56で結合される。

20

【 0 0 1 5 】

個々の位相調整因子は全体で位相ベクトルbを形成する。最適化部 54は利用可能な複数の位相ベクトルを格納している。最適化部 54はIDFT処理部 50_1 乃至 50_M からIDFT出力信号を受信し、利用可能な複数の位相ベクトルの中から1つの位相ベクトルを選択する。選択される位相ベクトルは、様々なサブブロックのIDFT出力信号についての最善の位相調整の組み合わせをもたらすものである。N個のIDFT出力信号の組み合わせは、送信時に、低く望ましいPAPRをもたらす。

30

【 0 0 1 6 】

コンバイナ 56から出力される時間領域サンプルは、パラレルシリアル変換、サイクリックプレフィックスの付加及び図1で説明済みの以後の処理(図1の16, 20, 22, 24での処理)に委ねられる。

40

【 0 0 1 7 】

最適化部 54は識別情報も出力し、識別情報はサイド情報(side information)として受信機に送信され、送信機で選択された位相ベクトルを受信機が確認することを支援する。受信機は(送信側と)逆の処理を実行し、データ及びパイロットシンボルを復元する。

【 0 0 1 8 】

PTS法では、達成可能なPARP低減量は、サブブロック数に依存する。サブブロック数が多ければ多いほど、達成可能なPARP低減能力は大きくなる。しかしながら、サブブロック数を増やすと、送信機における処理負担も増える。例えば、IDFT出力信号の最適な組み合わせの探索の困難さは、サブブロック数が増えるにつれて指数関数的に増加し、一般に法外になってしまう。

50

【 0 0 1 9 】

PTS法に関する更なる情報は、非特許文献 1 及び 2 に記載されている。

【 0 0 2 0 】

提案済みの他の位相調整法は、選択的マッピング(SLM: Selective Mapping Method)法である。図 3 は SLM法を実行するのに適した OFDM送信機の一部を示す。図 3 の送信機 6 0 では、入力信号のシリアルストリーム(データシンボル及びパイロットシンボル)が、シリアルパラレル変換器 6 2 に入力される。変換器 6 2 は入力シンボルのグループ C を出力し、各グループ C の中に N 個の入力シンボルがある。

【 0 0 2 1 】

送信機 6 0 は位相ベクトル格納部 6 4 も有し、格納部は U 個の一群の利用可能なベクトル $P_u (u=1, \dots, U)$ を格納する。これらの位相ベクトルはランダムに生成され、統計的には独立である。各ベクトルは N 個の位相要素 $\phi_0^u, \phi_1^u, \dots, \phi_{N-1}^u$ で形成される。

10

【 数 1 】

$$P_u = [e^{j\phi_0^u}, e^{j\phi_1^u}, \dots, e^{j\phi_{N-1}^u}] \quad (1)$$

$$\phi_n^u \in (0, 2\pi], \quad u \in \{1, \dots, U\}$$

20

ここで、(1) 式下側に示されている関係が仮定されている。

【 0 0 2 2 】

各位相要素は N 個のサブキャリアの 1 つに個々に対応し、送信機に適用される位相調整を、処理対象の入力シンボルのグループ C のための対応するサブキャリアに設定する。

【 0 0 2 3 】

U 個の位相ベクトル P_1 乃至 P_U 及び入力シンボルのグループ C は、候補シンボル生成部 5 6 に与えられる。候補シンボル生成部は、入力信号のグループ C 及び利用可能な位相ベクトル P_u 各々のベクトル積を計算し、U 個の候補 OFDM シンボル CS_1 乃至 CS_U を生成する。

【 0 0 2 4 】

候補 OFDM シンボル CS_1 乃至 CS_U は、選択部 6 8 に与えられる。選択部 6 8 は、次式に従って、各候補シンボル CS_1 乃至 CS_U について可能性のある送信信号を計算する。

30

【 数 2 】

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi\Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

ここで、 $C=(c_0, c_1, \dots, c_{N-1})$ は或るコンステレーションによる N 個のコンステレーションシンボルのベクトルを表す。信号 $s(t)$ に関し、PAPR の指標は次式で与えられる：

【 数 3 】

$$\xi = \frac{\max |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (3)$$

40

ここで、E は期待値を表す。

【 0 0 2 5 】

各候補シンボルについて可能な送信信号を計算するには、N ポイントの IFFT 計算が必要になることが理解されるであろう。従って、選択部 6 8 は、図 1 を参照しながら説明された IFFT 処理部 1 4 のような IFFT 処理部 7 0 を含む。IFFT 処理部 7 0 は N ポイントの IFFT 計

50

算処理をU回実行することを要する、或いは選択部70はU個のIFFT処理部 70_1 乃至 70_U を備えていてもよい。

【0026】

そのようなPAPR指標を各候補シンボル CS_1 乃至 CS_U について計算した後に、選択部68は、最低のPAPR指標を有する候補シンボル CS_{SLM} を選択する。選択された候補シンボル CS_{SLM} に対応するIFFT出力信号 x_{SLM} は、選択部から出力される。IFFT出力信号 x_{SLM} はその後にパラレルシリアル変換及びCP付加等の処理(図1に関連して説明済みの処理)に委ねられる。

【0027】

或いはまた、選択部68は選択された位相ベクトル(即ち、選択された候補シンボル CS_{SLM} に対応する位相ベクトル)の識別子 u を出力する。この識別子 u はサイド情報として受信機に送信され、選択された位相ベクトル Pu を用いて送信機で適用された位相調整に対応する逆の位相調整を受信機が実行できるようにする。

【0028】

SLMは顕著なPAPR低減をもたらすが、探索空間のサイズ(処理を要する位相ベクトル数)は、所望の大きさのPARP低減を達成するには大きくなる。このことは、送信機で莫大な処理電力が必要になること、及び識別子 u を送信するためのシグナリングオーバーヘッドが多くなってしまふことを意味する。追加的な受信機の複雑さとシグナリングオーバーヘッドの低減とを、例えばブラインド又はセミブラインド受信機を採用することでトレードオフすることも可能であるが、多数の位相ベクトルを含むSLM法は依然として複雑であり、実現には高価である。ちなみに、いわゆるブラインドSLM受信機については例えば非特許文献3に説明されている。送信機及び受信機の複雑さを低減することや、シグナリングオーバーヘッドを減らすことを目的とする基本的なSLM法の様々な改善は、欧州特許出願番号第05256600.7でも説明されており、その全内容は本願のリファレンスに組み入れられる。

【0029】

SLMに関する別の問題は次のようなことである：一群の位相ベクトルはランダムに決定されるので、理想的な特性(PAPRが無い状態)を達成することは困難であり、特にサブキャリア数が多ければ不可能である。PAPR特性は理論的には位相ベクトル数が増えるにつれて改善し続けるが、多数の位相ベクトルに関し、実際には、パフォーマンス改善は最適レベル以下の或るレベルで飽和するようになることが発見されている。

【0030】

提案されている別のPAPR低減法は、トーンリザベーション(TR)法である。この技法では、利用可能な一群のサブキャリア全体の内いくつかのサブキャリアが、PARP低減用に確保されている。受信機は、何らのデータも搬送しないサブキャリアを単に無視し、残りのサブキャリアからデータを復元する。TR法の一部として勾配アルゴリズム(gradient algorithm)を適用することも提案されている。勾配アルゴリズムの基本概念は、クリッピング(clipping)に由来する。勾配アルゴリズムを用いることで、インパルス状の特性を有する信号が、データを一切搬送しないサブキャリアを用いて生成され、IFFT出力信号は、そのインパルス状の特性を有する信号を用いてクリップされる。インパルス状の特性を有する生成された信号がIFFT出力信号に加えられると、データ歪は、データを一切搬送しないいくつかのサブキャリアでしか生じないし、データを搬送する他のサブキャリアでは生じない。

【0031】

図4は勾配アルゴリズムを用いてTR法を実行するのに適したOFDM送信機80の一部を示す。

【0032】

送信機80はトーン割当部82を有し、トーン割当部は $N-L$ 個の第1入力と L 個の第2入力とを有する。第1入力の各々はシリアルパラレル変換器84に接続され、その変換器は、図1のシリアルパラレル変換器12と同様に動作するが、図示の例では入力シンボルの

各グループが（図1ではNシンボルであったが）N-L個の入力シンボルより成る点が異なる。図1の送信機と同様に、入力シンボルのグループはデータシンボルに加えてパイロットシンボルも含んでよい。トーン割当部82の第2入力には、L個のピーク低減シンボルが与えられる。数学的には、これらのL個のピーク低減シンボルは、全部でN個の要素を有するピーク低減ベクトルCのL個のゼロでない要素と、Cの残りのN-L個のゼロで表現される。同様に、トーン割当部の第1入力に適用されるN-L個の入力シンボルのグループは、全部でN個の要素を有する入力シンボルベクトルXのN-L個のゼロでない要素と、ゼロであるXの残りのL個の要素で表現可能である。ピーク低減ベクトルC及び入力シンボルベクトルXは、別々の周波数部分空間になければならない。

【0033】

ピーク低減ベクトルCのL個のゼロでない値及びN-L個の入力シンボルのグループは、IFFT処理部88の異なる入力に適用され、IFFT処理部はそれらについてNポイントIFFT処理を実行する。IFFT出力信号はパラレルシリアル変換器90に適用され、一連の時間領域デジタルサンプルxを生成する。これらの時間領域信号xは、勾配アルゴリズムを実行する勾配アルゴリズム部92に適用される。

勾配アルゴリズムは、ピーク低減カーネルpを用いる反復的なクリッピングアルゴリズムである。pはリバーストーンロケーションのみの関数である。pはベクトルPのIFFT出力であり、そのベクトルの値はリバーストーンロケーションでは1であり、それ以外では0である。pが巡回的にシフトされ、スケール調整され、時間領域で位相回転させられる場合、リバーストーンロケーションにおけるPの値は変わるが、他のリバーストーンロケーション以外でのXの値は不変である。従って、入力シンボルベクトルXは、反復的なクリッピングアルゴリズムによっては影響を受けない。時間領域のデジタルサンプルについてのみ最適化が行われる。その結果、1つのIFFT処理のみが必要とされ、複雑さは比較的小さくて済む。TR法に適用される勾配アルゴリズムの動作の詳細については、例えば非特許文献4に説明されている。

【0034】

勾配アルゴリズムを用いるTR法は、シリアルに計算を実行しなければならない。処理遅延を短くしつつ良好な特性を達成するには、送信機の処理能力は高くなければならない。また、必要な反復回数は一般に多くなり（例えば、非特許文献4では30回程度の反復が示唆されている）、このことは大きな処理負担及び/又は高い電力消費を招いてしまう。

【非特許文献1】“A novel peak power reduction for OFDM”, S.H. Muller, J.B.Hubeer, Proc. IEEE PIRMC '97, Helsinki, Finland, Sep 1997, pp.1090-94

【非特許文献2】“A comparison of peak power reduction schemes for OFDM”, S.H.Muller, J.B. Huber, Proc. IEEE Globecom '97, Phoenix, Arizona, USA, pp.1-5

【非特許文献3】“SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information”, A.D.S. Jayalath and C. Tellambura, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.4, issue 5, Sept. 2005, pp.2006-2013

【非特許文献4】“Tone reservation method for PAPR reduction scheme”, IEEE 802.16e-03/60r1, Park, Sung-Eun et al. Samsung Elec., IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, November 10, 2003

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0035】

本発明の課題は、OFDM方式の通信システムにおいてPAPRを簡易且つ効果的に低減することである。

【課題を解決するための手段】

【0036】

10

20

30

40

50

本発明の第1形態による直交周波数分割(OFDM)信号を送信する方法は：入力シンボルのグループに基づいて送信信号が生成されるように、入力シンボルのグループを受け取るステップと、サブキャリアに対する入力シンボルの複数の利用可能な割当の中から、前記受け取った入力シンボルのグループに適用する1つの割当を選択するステップであって、前記利用可能な割当の各々は、入力シンボルをサブキャリア各々に、利用可能な割当の中でお互いに別様に割り当て、前記割当の選択は、利用可能な様々な割当についての前記送信信号の所定の属性の予測値に基づくステップと、選択された割当を用いて前記送信信号を生成するステップとを有する方法である。

【0037】

本方法は、入力シンボルからサブキャリアへの利用可能な様々な割当の中で、送信信号の所定の属性の観点から他よりも優れた成果をもたらす何らかの割当が存在するであろう、ということを検討する。様々な利用可能な割当についての所定の属性の予測値に基づいて1つの割当を意図的に選択することで、簡易な方法で送信機のパフォーマンスを改善することができる。

10

【0038】

送信信号の適切な如何なる属性が考慮されてよいが、好ましくはその属性は、削減又は制御されなかったならば、送信機で、受信機で又は双方での動作に悪影響をもたらすものである。例えば所定の属性は、生成された送信信号を考察される割当を用いて増幅器が増幅する場合に、増幅器で予想される非線形性の指標であってよい。

【0039】

一形態では、前記所定の属性は、考察される割当を利用して生成される送信信号のピーク対平均電力比である。特にサブキャリア数が大きい場合、OFDMシステムでピーク対平均電力を削減又は制御することは重要になる。この場合、選択される割当は、考察される様々な割当の中で、予想される最低のピーク対平均電力比をもたらす割当である。これは、可能な最良のPAPRパフォーマンスをもたらす。しかしながらこのことは必須ではない。例えば、割当は次のようなものでもよい：第1に、別の割当を考慮し続けるのではなく、閾値を越えるPAPR低減量をもたらすものが選択されてもよい。これは処理負担の節約になる。

20

【0040】

一形態では、割当を選択する際に、送信信号が利用可能な割当各々について生成され、可能性のある送信信号の所定の属性の閾値が生成され、利用可能な割当の内の1つを選択するように使用される。

30

【0041】

N個のサブキャリアに関し、可能な異なる割当の総数はN!であることが分かるであろう。これは良好なパフォーマンスを達成するための可能性のある数を与え、N!個の割当を考察することは、許容できないほど大きな処理負担を設定することになる。また、選択される割当の識別子を受信機に通知することに関するシグナリングオーバーヘッド量も大きくなる。

【0042】

従って、前記利用可能な割当の数は、前記サブキャリアに対する前記入力信号の可能な割当の集合全体の部分集合に限定される。

40

【0043】

利用可能な割当を限定する多くの方法が存在するが、好ましい1つの方法は、利用可能な割当を2以上の異なるローテーションに制限することである。これは、シグナリングの観点から負担軽減になる一方、様々な割当の間での妥当な多様性をもたらす。

【0044】

利用可能な割当は1以上の正規のローテーションである又はそれを含んでもよい。正規のローテーションは、前記グループの入力シンボル全体に同じ巡回シフトを強制し、対応するサブキャリアを決定する。割当が正規のローテーションにのみ限定されるならば、高々N個の割当(ローテーション)しかなく、ここでNはサブキャリア数である。

50

【 0 0 4 5 】

正規のローテーションの別の主要な利点は、所定の属性の予測値を得る際に生じる。OFDMシステムでは、送信信号を生成するのに完全なIFFT処理が必要である。しかしながら割当が正規のローテーションであった場合、様々な割当全てについて完全なIFFTを行うことは不要になる。完全なIFFT処理は、最初の正規のローテーションについてのみ必要になる。第2の及び後続の如何なる正規のローテーションについての送信信号は、第1の正規のローテーションについて計算された送信信号に基づいて取得可能である。これは非常に有力な利点であり、処理負担を劇的に削減し且つ消費電力を節約できる。電力消費は、携帯送信機では非常に重要な事項である。

【 0 0 4 6 】

少なくとも第1及び第2のそのような正規のローテーションが有る実施例では、その恩恵は、前記第1のローテーションについての前記所定の属性の値を予測することで、及び前記第1の正規のローテーションについての予測値を取得するプロセスで生成されたデータを利用し、前記第2の正規のローテーションについて前記所定の属性の値を予測することで利用可能になる。

10

【 0 0 4 7 】

少なくとも第1及び第2のそのような正規のローテーションが有る実施例では、その恩恵は、前記第1のローテーションについて潜在的な正規のローテーションを生成することで、及び前記第1の正規のローテーションについて生成された可能性のある送信信号に基づいて、前記第2の及び以後の如何なる正規にローテーションについても可能性のある送信信号を生成するために再帰的处理を実行することで利用可能になる。

20

【 0 0 4 8 】

正規のローテーションと共に利用可能なこれ以外の割当数を増やすため、利用可能な割当は、1以上の正規でないローテーションを含んでもよい。正規でないローテーションは、前記グループの前記入力シンボルを少なくとも第1及び第2のサブグループに分割し、前記第1のグループの各入力シンボルに第1の巡回シフトを強制して対応するサブキャリアを決定し、別のグループの各入力シンボルについて前記第1巡回シフトとは異なる第2の巡回シフトを強制して又は如何なる巡回シフトも強制せずに対応するサブキャリアを決定する。

【 0 0 4 9 】

例えば、前記第1のサブグループが入力シンボルのグループ内の偶数番号の入力シンボルより成り、入力シンボルの前記第2のサブグループが入力シンボルのグループ内の奇数番号の入力シンボルで構成されてよい。この場合、正規でない様々なローテーションの各々は、偶数番号の入力シンボルに或る異なる巡回シフトを強制し且つ奇数番号の入力シンボルに如何なる巡回シフトも行わない。

30

【 0 0 5 0 】

前記利用可能な割当がハーモナイズドローテーションである又はそれを含み、ハーモナイズドローテーションでは、入力シンボルのグループが、同数の入力シンボルをそれぞれ有する複数のサブグループに更に分割される。この場合、前記サブグループの各々は対応するサブキャリアの一定の集合に割り当てられ、前記ハーモナイズドローテーションの各々は、前記各サブグループの入力シンボルを、サブキャリアの対応する集合のサブキャリア各自に割り当てる。サブキャリアを決定するための入力シンボルの巡回シフトは、全てのサブグループについて同じである。巡回シフトはサブグループの全部又は一部について同じであるので、シグナリングオーバーヘッドは少ない。

40

【 0 0 5 1 】

好ましくは、送信機は、選択された割当を確認するために前記受信機で使用する受信機割当情報を通知する。

【 0 0 5 2 】

割当情報は割当の識別子でもよい。例えば、ローテーションの場合に、割当情報は、サブキャリアを決定するように、入力シンボルに課された巡回シフトを示すローテーション

50

値でもよい。

【0053】

割当情報は、送信信号とは別の制御チャネルを用いてサイド情報として受信機に明示的に通知されてもよい。

【0054】

代替的に又は付加的でさえよいが、前記通知(シグナリング)は、少なくとも1つのローテーションパイロットシンボルを生成し、前記の又は各々のローテーションパイロットシンボルを特定の別のサブキャリアの1つに割り当てることで実行されてもよい。前記別のサブキャリアは、選択された割当に依存し且つ前記入力シンボルが割り当てられるサブキャリア各々とは異なる。これは、サイド情報量を少なく維持できるが、当然に少なくとも1つのサブキャリアが入力シンボルの利用に取り出される。受信機は好ましくは、チャンネル推定のような他の目的で送信信号中に含まれている正規のパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部を有する。従って別のパイロットシンボルを用いてその割当情報のシグナリングを行うことは、コスト効果的である。また、送信機で、入力シンボルをローテーションする際に、グループ中の適切な場所にローテーションパイロットシンボルを挿入することは簡易である。

10

【0055】

ローテーションパイロットは、ロバスト性を強化するため、サブキャリアにわたって適切なパターンで並べられてもよい。また、少なくとも1つのローテーションパイロットシンボルは、PAPRに如何なる重大な影響をもたらすことなしに、入力シンボルより高い電力で送信されてもよい。

20

【0056】

前記入力シンボルが、前記シンボルのグループの中で擬似ランダムパターンで並ぶ正規のパイロットシンボルを含むOFDMシステムで利用可能な別の可能性は、選択された割当に依存して、前記グループの中で前記擬似ランダムパターンの開始位置を設定することでシグナリングを行うことである。

【0057】

前記割当を選択する前に、事前に選択された位相調整各々を、前記グループの受信した入力シンボルに適用することが可能である。この簡易な指標は、割当選択法のパフォーマンスを改善するのに非常に有効である。好ましくは、事前に選択された或る1つの群のみが、受信した入力シンボルのグループ1つに適用するよう利用可能であり、SLMで必要とされるような位相ベクトルの如何なる選択も不要であり、位相ベクトル情報の受信機への如何なるシグナリングも不要である。

30

【0058】

位相がこのような方法で調整される場合、割当選択法のパフォーマンスは、割当選択法に存在する利用可能な割当と同数の位相ベクトルを有するSLM法の場合よりも良好である。位相調整と共に割当選択法の複雑さは、SLMより少なく、特に割当が正規のローテーションに限定される場合に少ない。

【0059】

割当選択法それ自身によるパフォーマンスは有効であるが、その方法を他のPAPR低減法と共に結合することもできる。従って一実施例では、前記送信信号の生成が、1つの割当を選択するのに加えて、前記送信信号の前記所定の属性を制御する別の処理を適用することを含む。前記別の処理は、選択マッピング(SLM)処理、パーシャル送信シーケンス(PTS)及びトーンリザベーション(TR)処理の1つであってよいが、これらに限定されない。

40

【0060】

一般に、割当選択法は初期のパフォーマンス改善をもたらすのに使用可能であり、SLM、PTS又はTRのような別の処理が使用可能である。パフォーマンス改善を行う方法は、別の処理単独で利用可能なものよりも、全体的に良好なパフォーマンス成果を得ようとする。パフォーマンス改善を行う別方法は、例えばSLM及びPTSで位相ベクトルをより少なく限定することで或いはTRの勾配アルゴリズムでの反復回数を少なくすることで、別処理の複

50

雑さを低減することができる。例えばTR法でサブキャリアをより少なく予約することで、パフォーマンス改善の別方法はPAPR低減の容量低減を抑制できる。

【0061】

多くの既知の手法では、別処理は、送信信号を生成するのに使用する複数の利用可能な処理オプションの中から1つの処理オプションを選択することを含む。前記処理オプションの選択は、前記送信信号を生成するのに使用された場合の、様々な処理オプションについての前記所定の属性の予測値に基づく。例えば、PTS及びSLMのような位相調整法では、利用可能な処理オプション各々は、特定の位相調整群を送信信号に適用することを含む。或る位相ベクトル（或る処理オプション）は、様々な位相ベクトルの予測されたPAPR値に基づいて、複数の利用可能な位相ベクトル（複数の利用可能な処理オプション）の中から

10

【0062】

そのような場合、前記割当及び処理オプションを選択する際に、利用可能な割当及び利用可能な処理オプションの組み合わせが全て考慮されてもよい。これはパフォーマンス成果をもたらすが、処理負担は多くなりやすい。

【0063】

このような観点からは、前記割当及び処理オプションを選択する際に、前記割当が先ず選択され、その後前記処理オプションが、前記送信信号を生成するために選択された割当との組み合わせに使用される場合の、様々な処理オプションについての前記予測値に基づいて選択される。逆に、前記処理オプションが先ず選択され、その後前記割当が、前記送信信号を生成するために選択された割当との組み合わせに使用される場合の、様々な処理オプションについての前記予測値に基づいて選択されてもよい。第1の代わりに第2の割当を選択することで、処理負担を減らすために上記の再帰的処理が使用可能な利点が得られる。この方法では考察される組み合わせを制限することで、処理負担を小さくするが、パフォーマンスは全ての組み合わせが考察された場合と同程度ではないかもしれない。

20

【0064】

処理負担を節約するために、前記所定の属性の受け入れ可能な値が、別の処理を適用せずに前記割当選択を利用することで達成されるか否かを判定し、達成されるならば、以後の処理を省略する。

30

【0065】

他の実施例では、前記別の処理が、一連の反復の各々において、前記送信信号の前記所定の属性に影響を与える制御パラメータを調整するために反復法を利用する。前記一連の反復により、前記制御パラメータが、前記所定の属性の所望値に収束ようになる。TRで使用される勾配アルゴリズムは、そのような反復法の一例である。制御パラメータは例えばTR法のピーク低減コードでもよい。

【0066】

前記別の処理が反復法を実行することを含む場合に、利用可能な割当各々について、反復法の対応するインスタンスを提供することができる。割当（反復法の対応するインスタンスと共に）は、様々な割当についての所定値に基づいて、反復法の対応する各インスタンスによる処理後に選択される。これは利用可能な割当全てについて並列に反復法を実行することができる、割当の選択はより迅速にすることができる。

40

【0067】

前記反復法のインスタンス各々は、前記割当及び前記対応するインスタンスを選択する前に一連の完全な反復について処理される。しかしながら、代替的に、前記反復法の前記インスタンス各々が一連の完全な反復より少なく処理される場合に、前記割当及び前記対応するインスタンスが選択されてもよい。そして、選択されたインスタンスだけが、選択後に処理を継続されてもよい。これは処理負担を減らすことができる。パフォーマンスのペナルティは大きくはない。なぜなら、選択を行う時間内には収束しないインスタンスは、全く収束する見込みはなく、単に処理容量を浪費したままになる。

50

【0068】

本発明の第2形態による直交周波数分割多重(OFDM)信号を送信する送信装置は：送信信号が入力シンボルのグループに基づいて生成されるように、入力シンボルのグループを受け取る手段と、サブキャリアに対する入力シンボルの複数の利用可能な割当の中から、前記受け取った入力シンボルのグループに適用する1つの割当を選択する割当選択手段であって、前記利用可能な割当の各々は、入力シンボルをサブキャリア各々に、利用可能な割当の中でお互いに別様に割り当て、前記割当選択手段は、利用可能な様々な割当についての前記送信信号の所定の属性の予測値を取得し、前記予測値について前記割当選択の基礎にする割当選択手段と、選択された割当を用いて前記送信信号を生成する信号生成手段とを有する送信装置である。

10

【0069】

本発明の第3形態による直交周波数分割多重(OFDM)信号を受信する方法は：受信信号についての割当情報を取得するステップであって、前記割当情報は、前記受信信号に対する送信機によって、前記受信信号で搬送された入力シンボルのグループに、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当のどれが適用されているかを指定するステップと、前記受信信号を処理し、出力シンボルのグループを復元するステップと、前記出力シンボルのグループを並べ替えるために取得した割当情報を使用し、前記入力シンボルの前記送信機による前記割当の適用前の順序と同じ順序を前記出力シンボルが有するようにするステップとを有する方法である。

【0070】

そのような方法では、出力信号のグループの復元は、送信機で選択された割当の情報を受信機で必要としない。従って、受信機の複雑さは大幅に増やさずに済む。

20

【0071】

一実施例では、受信機は、前記送信機からの前記受信信号に含まれている1以上のローテーションパイロットシンボルを検出し、該検出したローテーションパイロットシンボルの少なくとも1つのサブキャリア位置から、前記受信信号の前記割当情報を導出する。受信機は、おそらくは、チャンネル推定のような多目的の送信信号に含まれている正規のパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部を有する。従って、別のローテーションパイロットシンボルから割当情報を得ることはコスト効果的である。

【0072】

送信機が入力シンボルに既知の位相調整群を適用する場合、受信機はそのグループの出力シンボルに予め選択された位相調整各々を適用し、送信機で実行された位相調整に合わせて補償する。仮に、事前に選択された位相調整の或る一群だけが出力シンボルのグループ1つに適用可能であったならば、受信機の複雑さは顕著には増えないが、パフォーマンス効果は上述したように大きい。

30

【0073】

本発明の第4形態による直交周波数分割多重(OFDM)信号を受信する受信装置は：受信信号についての割当情報を取得する割当情報取得手段であって、前記割当情報は、前記受信信号に関する送信機によって、前記受信信号で搬送される入力シンボルのグループに、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当のどれが適用されているかを指定する割当情報取得手段と、前記受信信号を処理し、出力シンボルのグループを復元する処理手段と、前記出力シンボルのグループを並べ替えるために取得した割当情報を使用し、前記入力シンボルの前記送信機による前記割当の適用前の順序と同じ順序を前記出力シンボルが有するようにする並替手段とを有する受信装置である。

40

【0074】

本発明はハードウェアでも、ソフトウェアでも又は双方の組み合わせでも実現可能であることは当業者に理解されるであろう。例えば、各送信機及び各受信機の上述したものは、プログラムに従って動作する、デジタル信号プロセッサ(DSP)のようなプロセッサやコンピュータを備えていてもよい。本発明の別の形態によれば、その機能を実行する、送信機や受信機におけるプロセッサやコンピュータで実行されるのに適したプログラムを

50

備えていてもよい。そのようなプログラムは装置自身に用意されてもよいし、キャリア媒体で用意されてもよい。キャリア媒体はCD-ROMのような記憶媒体でもよいし、信号のような伝送媒体でもよい。

【0075】

本発明の第5形態によれば、オペレーティングプログラムが提供される。直交周波数分割(OFDM)信号を送信するのに適した送信機中のプロセッサで実行される場合に、当該プログラムは：入力シンボルのグループに基づいて送信信号が生成されるように、入力シンボルのグループを受信するステップと、サブキャリアに対する入力シンボルの複数の利用可能な割当の中から、前記受信した入力シンボルのグループに適用する1つの割当を選択するステップであって、前記利用可能な割当の各々は、入力シンボルをサブキャリア各々に、利用可能な割当の中でお互いに別様に割り当て、前記割当の選択は、利用可能な様々な割当についての前記送信信号の所定の属性の予測値に基づくステップと、選択された割当を用いて前記送信信号を生成するステップとを送信機に実行させる。

10

【0076】

本発明の第6形態によれば、オペレーティングプログラムが提供される。直交周波数分割(OFDM)信号を送信するのに適した送信機中のプロセッサで実行される場合に、当該プログラムは：受信信号についての割当情報を取得するステップであって、前記割当情報は、前記受信信号に対する送信機によって、前記受信信号で搬送された入力シンボルのグループに、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当のどれが適用されているかを指定するステップと、前記受信信号を処理し、出力シンボルのグループを復元するステップと、前記出力シンボルのグループを並べ替えるために取得した割当情報を使用し、前記入力シンボルの前記送信機による前記割当の適用前の順序と同じ順序を前記出力シンボルが有するようにするステップとを送信機に実行させる。

20

【0077】

上述の送信機は、そのようなシステムのUE(ユーザ端末又は移動局)で又は無線通信システムのノードB(NodeB又は基地局)に含まれてもよい。本発明の更なる形態によれば、無線通信システムの基地局が用意され、基地局は本発明の上述の第2形態を用いる送信機を有する。本発明の更なる形態によれば、無線通信システムにおけるユーザ端末が用意され、ユーザ端末は本発明の上記第2形態を用いる送信機を有する。本発明の更なる形態によれば、上述の第4形態を用いる受信機を有する基地局が用意される。本発明の更なる形態によれば、本発明の上記第4形態を用いる受信機を有するユーザ端末が用意される。

30

【0078】

入力シンボルは、ユーザデータを若しくはパイロット情報のような制御情報を又はそれら双方の組み合わせを含んでもよい。

【0079】

背景技術で言及したように、SLM、PTS又はTRのような以前に考察したPAPR低減法の各々は、送信されたOFDM信号のPAPRを直接的に最小化しようとする。しかしながら、多数の予測OFDM信号から選択されたOFDM信号は、最低のPAPRを有しないので、送信に最良の信号ではないかもしれないことをシミュレーション及び実験は示す。PAPRの直接的な低減に一般的に着目する如何なる方法も、最大値近辺に多くのピークの存在する可能性に必ずしも配慮していない。即ち、或る予測OFDM信号は、他の予測OFDM信号より僅かに高いPAPRを有するが、その最大値近辺では他の予測OFDM信号よりも少ないピークを有する可能性がある。この場合、僅かに高いPAPRを有する予測OFDM信号は、僅かに低いPAPRを有する見込みのあるOFDM信号よりも、より送信に相応しいかもしれない。

40

【0080】

OFDM信号に使用される既存の方法に関する上記の問題を解決することが望ましい。特に、好ましい見込みのあるOFDM信号が送信されるように、複数の見込みのあるOFDM信号から見込みのあるOFDM信号を選択するように、そのような方法を利用する送信機及び代替方法を提供することが望ましい。

【0081】

50

本発明の第7形態によるOFDM送信機で使用するための送信方法は、見込みのあるOFDM信号の複数のインジケータを取得するステップであって、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々は、各信号時点で予測される見込みのあるOFDM信号についての所定の属性の大きさを示すステップと、前記信号時点で予測される大きさが所定の条件を満たすことを示す、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々を確認するステップと、確認したインジケータを累積するステップと、前記累積結果に依存して、前記信号の送信に対する適性を評価するステップと、評価された適性に依存して前記信号を又は別の見込みのあるOFDM信号を送信するステップとを有する送信方法である。

【0082】

上述のOFDM送信機は一般に見込みのあるOFDM信号のピーク電力を見分けようとする。即ち、上述の送信機は1つのピークだけを見分けようとし、従って見分けられたインジケータの累積は一切要求されない。そのような上述の送信機は、予測信号中の他の大きなピークの存在を無視してしまうか或いは適切に考慮しない。これに対して、本発明の第7形態は、所定の条件を満足するインジケータ各々を確認し、それらのインジケータを累積する。従って、有利なことに、そのような実施形態は見込みのあるOFDM信号中の複数のポイント（例えば、複数のピーク）を考慮、そのポイントは、特定のOFDM信号が送信に相応しいか否かを判定する場合に重要になるかもしれない。

10

【0083】

好ましくは、複数の見込みのあるOFDM信号について、取得、確認、累積及び評価するステップが実行される。即ち、本発明を利用する方法は、好ましくは、これらの信号各々についてのインジケータを取得することで、送信用の1つより多くの見込みのあるOFDM信号の適性を評価する。この場合、そのような方法は、送信用のこれらの信号の適格性各々に依存して、見込みのあるOFDM信号の1つを送信する。そのような方法はこれらの信号の内最も適切なものを送信するが、他の要因が考慮される必要がある場合には選択的にこれらの信号中の別のものを送信してもよい。

20

【0084】

選択的に、所定の条件は、考察されるインジケータの大きさが所定の閾レベルより大きいことである。或いは、所定の条件は、考察されるインジケータの大きさが所定の閾レベルより小さいことである。所定の条件は、考察されるインジケータの大きさが所定の範囲内の値であることでもよい。

30

【0085】

好ましくは、各インジケータは見込みがあるOFDM信号の電力レベルを表す。このように、所定の閾レベル（例えば、電力閾レベル）を超えるインジケータを確認することで、本発明を利用する方法は、特定の見込みがあるOFDM信号の信号電力が閾値以上のどの程度であるかの推定値（即ち、累積結果）を得ることができる。

【0086】

これは送信機の増幅器がクリッピングレベルを有する場合に特に有利である。クリッピングレベルは或る電力レベルであると理解でき、その電力レベルまでは増幅器は線形に動作し、即ちその電力レベル以上では見込みがあるOFDM信号はクリップされなければならない。そのクリップされた信号の線形増幅性を保証する。この場合、所定の閾レベルがそのような増幅器のクリッピングレベルであったならば、各累積結果は、増幅器でクリップされる対応する予測OFDM信号の割合の指標を与える。明らかに、クリッピング量が増えるとBER（ビットエラーレート）の劣化をもたらす、不利になる。この場合、最も適切な見込みがあるOFDM信号は、最低の累積結果を有し、増幅器でクリップされる信号の割合の低いものを示す。

40

【0087】

好ましくは、電力閾レベルは送信機中の増幅器のクリッピングレベルより高く設定される。これは確認されるインジケータ数を管理可能なレベルに制限し、それにより送信機の処理負担や、実際の増幅器におけるノイズの影響に対する耐性を制限する。当然に、閾レベルは、通常的に少なくとも2つのインジケータが確認されるように設定されるべきで

50

ある。

【0088】

OFDM送信機がデジタルシステムであり、従ってOFDM信号が複数のサンプル時点で決められるとする。好ましくは、本発明を利用する方法は、前記及び各々の見込みのあるOFDM信号について、該サンプル時点各々についてのインジケータを取得する。これは、多数のインジケータを取得可能にし、これにより考察対象の信号の詳細な「様子(picture)」を得ることができる。

【0089】

上述のように、所定の閾レベルが電力閾レベルであり、インジケータが考察する予測信号の電力レベルを表すならば、確認されたインジケータの電力レベル各々は、閾値を或る量だけ上回る。確認されたインジケータ各々の大きさが或る超過量(excess amount)だけそれぞれ所定の閾レベルを上回る。好ましくは、前記又は各々の累積するステップが、考察する前記見込みのあるOFDM信号について取得した確認されたインジケータの超過量を加算するステップを有する。これが好ましいのは、累積結果が、増幅器で失われたエネルギー量(考察される見込みのあるOFDM信号におけるエネルギー量)の指標を与えるからである。この結果は、この場合に累積クリップパワー(ACP)値と呼ばれる。

10

【0090】

選択的に、前記又は各々の評価するステップは、考察する累積結果とターゲット値とを比較するステップと、該累積結果が前記ターゲット値を下回る場合に、考察している前記OFDM信号が送信に適切であるように確認されるステップとを含んでよい。これは、一連のOFDM信号が順番に評価されることを可能にする、及び第1の許容可能な信号を送信可能にする。これが有利であるのは、送信機は一連の見込みのあるOFDM信号の全てを考慮しなくて済むからである。

20

【0091】

好ましくは、前記又は各々の評価するステップが、考察する累積結果と少なくとも1つの他の累積結果とを比較するステップと、該累積結果が少なくとも他の累積結果より小さい場合に、考察している前記OFDM信号が送信に適切であるように確認されるステップとを含む。これは、最低の累積結果を有する信号が、例えば、最低の累積累積クリップパワー(ACP)値を有するものが、送信されてよいという利点をもたらす。

【0092】

本発明を利用する1つの方法は、位相調整を行うステップを更に有し、2以上の見込みのあるOFDM信号が、位相調整の様々な集合を適用することで同じシンボル群から形成される。この場合、送信ステップは好ましくは、本方法の実行中に送信される信号に対応する位相調整群を利用することを含む。そのような位相調整法は選択マッピング(SLM)法であり、可能なU個の位相ベクトル中の位相ベクトルuが使用される。本発明を利用する方法は、従って、送信されるOFDM信号は、U個の可能な位相ベクトルの何らかの他のものを用いて送信された場合よりも、低いACP値を有するように、U個の可能な位相ベクトルの特定の位相ベクトルを選択可能にする。

30

【0093】

本発明を利用する別の方法は、位相調整法を利用するステップを更に有し、2以上の見込みのあるOFDM信号は、位相調整の異なる集合を適用することで、データシーケンスの同じ集合から形成され、シーケンス群中の各シーケンスは、シンボルの対応するサブブロックを逆フーリエ変換したものであり、前記見込みのあるOFDM信号各々について、考察する位相調整群中の位相調整各々は、前記シーケンス中の異なるものに適用される。この場合、送信するステップは、好ましくは、本方法の動作中に送信される信号に対応する一群の位相調整を利用するステップを有する。そのような位相調整法はパーシャル送信シーケンス(PTS)法であり、位相因子(位相調整)のB個の可能な集合中の集合bが適用可能である。本発明を利用する方法は、従って、B個の可能な集合の位相因子の特定の集合を選択可能にし、送信されるOFDM信号は、B個の可能な集合の何らかの他のものを用いて送信された場合よりも低いACP値を有するようになる。

40

50

【0094】

本発明の更に別の方法は、リザベーション法を使用するステップを更に有し、利用可能な複数のサブキャリアが信号調整用に予約され、前記の又は各々の予約OFDM信号は、初期OFDM信号について実行される反復プロセスの1サイクルの間に形成され、前記プロセスは、第1サイクルで、予約されていないサブキャリア中の或る周波数成分を有しない信号を前記初期OFDM信号から減算し、1つの見込みのあるOFDM信号を形成し、第2及び以後のサイクルで、予約されていないサブキャリア中の或る周波数成分を有しない前記の又は別の信号を、先行するサイクルで形成された見込みのあるOFDM信号から減算し、別の見込みのあるOFDM信号を形成する。この場合、送信ステップは、好ましくは、送信用の見込みのあるOFDM信号を送信するようにする反復プロセスを止める。そのようなリザベーション法は、トーンリザベーション(TR)法であり、予約されたサブキャリア(又はトーン)でのみ値を有するピーク低減カーネル p (おそらくは、シフトされ、スケールングされ又は位相回転された形式)が使用され、適切な見込みのあるOFDM信号が得られるまで連続的な見込みのあるOFDM信号を反復的にクリップする。本発明を利用する方法は、従って、送信されるOFDM信号が少なくとも許容可能なACP値を有するように、反復プロセス(例えば、勾配アルゴリズム)が停止されるようにする。

10

【0095】

本発明の第8形態によるOFDM送信装置は、見込みのあるOFDM信号の複数のインジケータを取得するインジケータ取得手段であって、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々は、各信号時点で予測される見込みのあるOFDM信号についての所定の属性の大きさを示すインジケータ取得手段と、前記信号時点で予測される大きさが所定の条件を満たすことを示す、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々を確認する確認手段と、確認したインジケータを蓄積する蓄積手段と、前記蓄積結果に依存して、前記信号の送信に対する適性を評価する評価手段と、評価された適性に依存して前記信号を又は別の見込みのあるOFDM信号を送信する送信手段とを有するOFDM送信装置である。

20

【0096】

本発明の第9実施例によれば、OFDM送信機で実行される場合に、本発明の上記第7形態を利用する方法を送信機に実行させるコンピュータプログラムが提供される。本発明の第7乃至第9形態の実施例は、送信用の見込みのあるOFDM信号の集合の中から或るOFDM信号を選択するツールとして如何なるOFDM送信機に適用されてもよいように想定されている。即ち、本発明の第7乃至第9実施形態は、例えば、信号を選択するためにPAPR指標を利用するように置換を行うように一般に使用されてよい。見込みのあるOFDM信号を選択するツールとしてPAPR以外のACP値(上述)を利用することは、OFDM送信機でより良いパフォーマンスをもたらし、例えば低減したBERを明らかにシミュレーションは示す。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0097】

以下、添付図面を参照しながら実施例が説明される。

【実施例1】

【0098】

図5は本発明の第1実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。本実施例では、送信機は無線通信に適するように仮定されているが、本発明の実施例は送信機及び受信機間で有線コネクションを有する通信システムにも適用可能である。送信機100は例えば無線通信システムのノードBであり、受信機(図示せず)は例えばそのような無線通信システムのユーザ装置(UE)である。

40

【0099】

図5では、上述の図1で説明した送信機の要素と同じ要素には同じ参照番号が与えられている。図5の送信機は、データ割当部102及び制御部104を含む点で、図1の送信機と異なる。

【0100】

図1の送信機と同様に、シリアルパラレル変換器12はシリアルな入力シンボルを受け

50

取り、本実施例では入力シンボルはデータシンボルDS及びパイロットシンボルPSを含むように仮定される。データシンボルDSは既に符号化されており、例えば1/2又は3/4のような符号化率のターボ符号化が施されている。データシンボル及びパイロットシンボルは、例えば直交位相シフトキーイングQPSKのような所定の変調方式に従って既に変調されている。従ってデータシンボル及びパイロットシンボルはコンステレーションシンボルと言及されてもよく、各シンボルは、選択された変調方式で利用可能なコンステレーションポイントの中から選択されたコンステレーションポイントを有する。

【0101】

シリアルパラレル変換器12はNシンボルのグループを形成し、各グループのシンボル X_0 乃至 X_{N-1} を並列に出力する。シンボルのグループはデータ割当部102及び制御部104の双方に与えられる。データ割当部102は制御部104から割当制御信号ACSも受信し、割当制御信号は、入力シンボル X_0 乃至 X_{N-1} の特定のグループについて、制御部で選択された入力シンボル X_0 乃至 X_{N-1} の配置(アロケーション)を示す。

【0102】

データ割当部102はNシンボルの出力 RX_0 乃至 RX_{N-1} を有する。シンボル X_0 乃至 X_{N-1} の各々は、割当制御信号ACSに従ってシンボル出力 RX_0 乃至 RX_{N-1} の個々に排他的に対応付けられる。従ってデータ割当部102は、シンボル X_0 乃至 X_{N-1} を並べ替える(又はシャッフルする)よう機能する。

【0103】

制御部104は各送信期間の間に割当制御信号ACSを設定する(ここで、送信期間はOFDMシンボル期間 - $N \times T_s$ - である。 T_s はデータシンボルDS及びパイロットシンボルPSのシンボル期間である。)。

【0104】

本実施例では制御部104は、そのグループのシンボルをデータ割当部102のシンボル出力に割り当てるのに利用可能な2つ以上の配置各々について、PAPR特性を推定する。制御部104で考慮されてよい可能な割当の最大数はN!である。しかしながら、実際には、制御部104及びシグナリングオーバーヘッド(後述)の処理負担を減らすため、制御部104による選択に利用可能な割当数は、N!より非常に少なく制限されてよい。例えば、考察される割当数がN程度でさえも、効果的な結果が達成されるし、考察される割当数がたった2つでさえも何らかの改善がなされる。

【0105】

各割当についてPARPパフォーマンスを推定する好ましい方法は、上述の数式(2)を用いて可能性のある送信信号を計算することである。そして、利用可能な割当配置の各々について、可能性のある送信信号のPAPRの指標が、上述の(3)を用いて得られる。ちなみに、数式(3)を用いてPAPRの指標を得る代わりに、累積クリップパワー(ACP: Accumulated Clipped Power)指標と呼ばれる別の指標を利用することも可能であり、ACPについては図43乃至図56を参照しながら後述される。PAPRやACPの値を生成する代わりに、送信信号の何らかの他の適切な特性についての予測値が取得可能なことは理解されるであろう。例えば、そのような信号特性は、特定の利用可能な割当配置に基づいて送信信号が生成された場合の増幅器の非線形動作の指標でも良い。制御部104は、利用可能な割当配置についての個々のPAPR指標を比較し、最低のPARPの割当配置を選択する。制御部104は、選択された割当配置を特定する割当制御信号ACSを出力する。

【0106】

データ割当部102は、選択された割当配置をシンボルのグループ X_0 乃至 X_{N-1} に適用し、選択された割当配置に従って並べ替えられたシンボル出力 RX_0 乃至 RX_{N-1} をIFFT処理部14に与える。IFFT処理部は、並べ替えられたシンボル出力 RX_0 乃至 RX_{N-1} についてNポイントのIFFT処理を実行し、IFFT出力信号 rx_0 乃至 rx_{N-1} を生成する。ちなみに、本発明のこの実施例及び他の実施例では呼の処理はIFFT処理であるが、その代わりに他の実施例での処理は逆離散フーリエ変換(IDFT)処理でもよいことが理解されるであろう。

【0107】

パラレルなIFFT出力信号 rx_0 乃至 rx_{N-1} は、パラレルシリアル変換器16により、一連の時間領域サンプルの送信信号に変換される。以後、その時間領域サンプルは図1を参照しながら説明された処理(サイクリックプレフィックスの付加、ウィンドウ処理、デジタルアナログ変換及びRF変換等の処理)に委ねられる。

【0108】

当然に、制御部104が、可能性のある送信信号を計算するのに完全なIFFT処理を適用することで、利用可能な割当配置についてPARP値を予測するならば、選択された割当配置を含む全ての利用可能な割当配置についてIFFT出力信号 rx_0 乃至 rx_{N-1} を既に計算していることになる。従って、この場合、別のIFFT処理部14は必須でなく、制御部104は、選択された割当配置に対応する最終的な送信信号を構築するために、IFFT出力信号 rx_0 乃至 rx_{N-1} それ自身を利用可能である。

10

【0109】

IFFT処理部14でのシンボル出力 RX_{X_0} 乃至 $RX_{X_{N-1}}$ の各々は、N個のサブキャリアの対応する1つに排他的に関連付けられることが理解されるであろう。データ割当部102及び制御部104の処理により、入力シンボル X_0 乃至 X_{N-1} のグループ是一群のサブキャリアに柔軟に割当可能になる。入力シンボルのサブキャリアへの割当はグループ毎に変更可能である。かくて、図1の送信機とは異なり、入力シンボルのサブキャリアへの単独の不変な割当配置は存在しない。

【0110】

第1実施例では、考慮される割当配置で達成可能なPAPR特性各々の比較に基づいて、利用可能な2以上の割当配置の中から、グループの入力シンボルからサブキャリアへの特定の割当配置を選択することで、PARP特性の有益な改善をもたらすことができる。この改善は、たとえ更なる処理がPARPを減らすように一切行われなかったとしても達成可能であり、更なる処理は例えば図2を参照しながら説明されたPTSのようなポストIFFT処理や、図4を参照しながら説明された勾配アルゴリズム等である。従って、場合によっては、PARPを減らすための何らかのポストIFFT処理を実行することを避け、特定の入力シンボル/サブキャリア割当配置を選択することだけを当てにし、適切なPARP低減を達成することができる。

20

【実施例2】

【0111】

次に、図6を参照しながら、本発明の第2実施例によるOFDM送信機110が説明される。第2実施例では、入力シンボルのサブキャリアへの割当は、「規則的な(regular)」循環的な割当に制限される。言い換えれば、割当は、入力シンボル X_0 乃至 X_{N-1} のグループ全体を回転させることで実行され、並べ替えられたシンボル出力 RX_0 乃至 RX_{N-1} を生成する。従って図6に示されるように、図5ではデータ割当部102の代わりに、図6の送信機110は巡回データ割当部112を有する。巡回データ割当部102は巡回値 R_{CDA} を受け、入力シンボル X_0 乃至 X_{N-1} を循環させる量を決定する。例えば、 $R_{CDA}=1$ ならば、 $RX_0=X_{N-1}$ 、 $RX_1=X_0$ 等々である。このように巡回値 R_{CDA} は、図5を参照しながら説明された割当制御信号ACSに相当する。

30

【0112】

第2実施例で巡回的なデータ割当を行うことは、多くの利点をもたらす。第1の利点は、巡回数(ローテーション数)がNなので、計算に要する利用可能な割当の最大数もNになることであり、通常これは望ましく小さい。当然に、可能な全ての巡回値が利用可能なことは必須でない。例えば、利用可能なローテーション数はNより少なく制限されてもよい。第2の利点は、巡回データ割当部112はハードウェアでもソフトウェアでも非常に簡易に実現可能なことである。第3の利点は、利用可能なローテーション数は高々Nなので、ローテーション値 R_{CDA} をサイド情報として受信機に通知するためのシグナリングオーバーヘッドは(もしも必要ならば)、望ましく小さくなることである。

40

【0113】

図7を参照しながら、入力シンボルからサブキャリアへの割当がローテーションである

50

場合に受けることの可能な別の恩恵を説明する。

【0114】

先ず、図6を参照するに、図6の巡回データ割当部112は、次のように或る演算子R(.)で数学的に表現可能なローテーション処理を実行する

$$C^r = R(C, r) \quad (4)$$

ここで、 C^r は次式のようにコンステレーションシンボルの回転させられるベクトルである：

$$C^{r=1} = (c_{N-1} \ c_0 \ \dots \ c_{N-2}) \quad (5)$$

各回転ベクトル(利用可能なローテーション)に関し、可能性のある送信信号は次式のように決定可能である：

10

【数4】

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (6)$$

【0115】

そして、可能性のある送信信号各々のPAPRは数式(8)を用いて決定され、PAPRを最適にする巡回値が最良の巡回割当配置として選択される：

20

【数5】

(7)

$$R_{CDA} = \min_r (\zeta_r)$$

$$\zeta_r = \frac{\max |s^r(t)|^2}{E\{|s^r(t)|^2\}} \quad (8)$$

30

数式(6),(7)及び(8)の処理は制御部114で実現される。一見すると、数式(6)は様々な可能な巡回値各々について完全なIFFT処理を要するように見える。

【0116】

しかしながら、第2実施例の巡回割当を考慮し、数式(6)を計算する方法を簡略化することができる。

【0117】

ある特定の巡回値rについてOFDM信号のデジタルサンプル各々は、個々の領域で次のように表現できる：

【数6】

40

$$s_{n_s}^r = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j2\pi n \Delta f T_s n_s} \quad (9)$$

T_s はサンプリング期間であり、 n_s はサンプル数である。かくて次の巡回値r+1についてのサンプルは、次のように簡易に決定できる：

【数 7】

$$s_{n_s}^{r+1} = \left(s_{n_s}^r - \frac{1}{\sqrt{N}} \left(c_{N-1}^r e^{j2\pi(N-1)\Delta f T_s n_s} \right) \right) \cdot e^{j2\pi\Delta f T_s n_s} \quad (10)$$

$$+ \frac{1}{\sqrt{N}} \left(c_{N-1}^r e^{j2\pi\Delta f T_s n_s} \right)$$

【0118】

従って一切巡回されていない入力シンボル X_0 乃至 X_{N-1} について(即ち、 $r=0$ について)IFFT出力信号が一旦得られると、以後の全ての巡回値について必要なOFDM信号サンプル(即ち、 $r=1$ 乃至 $N-1$)は、数式(10)を用いて再帰的に求めることができる。

【0119】

図7は再帰的な処理が行われる図6の制御部114の一例を示す。この好適実施例による制御部114は、IFFT処理部116、再帰的処理部118、PAPR計算部120及び選択部122を有する。IFFT処理部116は入力シンボル X_0 乃至 X_{N-1} を受信し、それらに対して数式(9)に従ってNポイントのIFFT処理を施し、 $r=0$ についてのIFFT出力信号を生成する。これらのIFFT出力信号は、 $r=0$ に対するOFDM信号の一群のデジタルサンプルで構成され、再帰的処理部118に与えられる。再帰的処理部118は、数式(10)に従って、巡回値 $r=1$ 乃至 $r=N-1$ の各々について一群のデジタルサンプルを決定する。

【0120】

全ての巡回値について一群のデジタルサンプルは、以後PAPR計算部120に供給され、PAPR計算部は、その値について供給された一群のサンプルに基づいて、各巡回値についてのPAPR指標を計算する。これは数式(8)を利用して判定される。PAPR指標 r は選択部122に与えられ、選択部はPAPR指標を比較し、最低のPAPR指標をもたらすローテーションの巡回値を巡回値 R_{CDA} として選択する。

【0121】

第2実施例では、送信機110は巡回値 R_{CDA} をサイド情報として受信機に送信してよい。サイド情報は、受信機で信頼性高く受信されることを保証するため、何らかの方法で保護(プロテクト)されることを要するかもしれない。巡回値の送信は、明らかに、厳しい環境でさえも適用可能であり、そのような環境は例えば、不変的で安定的なフェージングチャンネル(屋内、WiMAX、無線LAN、ハイパーラン等)だけでなく、高速に変化するフェージング移動通信環境(屋外、RAN、LCE UTRAN、4G等)をも含む。

【実施例3】

【0122】

次に、図8を参照しながら、本発明の第3実施例による送信機130が説明する。送信機130は、巡回値 R_{CDA} が受信機に通知される方法に関して、第2実施例の送信機110と異なる。第2実施例の巡回データ割当部112の代わりに、第3実施例は巡回データ割当及びパイロット挿入部132を有する。

【0123】

第3実施例では、シリアルパラレル変換器12により並列的に出力された入力シンボルのグループは、第2実施例のNシンボルとは異なり、N-1個の入力シンボル X_0 乃至 X_{N-2} で構成される。巡回データ割当及びパイロット挿入部132はこのN-1個の入力シンボルのグループを受信し且つ追加的なパイロットシンボル PS_{rot} も受信し、このパイロットシンボルは、他の目的(例えばチャンネル推定)のために送信信号に含まれる如何なるパイロットシンボル(他のパイロットシンボル)とも異なる。これらの他のパイロットシンボルは図8では「レギュラー(regular)」パイロットシンボル PS_{reg} として示されている。

【0124】

送信機130は制御部134を有し、制御部は概して第2実施例の制御部114と同様であり、例えば、図7を参照しながら説明されたように構成される。制御部134は入力

シンボルのグループ X_0 乃至 X_{N-2} を受信し且つ巡回パイロットシンボルPSrotも受信する。

【0125】

図9には、第3実施例の基本動作が示されている。図9は、巡回値 $r=0, r=1$ 及び $r=2$ の各々について、入力シンボルグループ及び巡回パイロットシンボルPSrotが N 個のサブキャリアにどのように割り当てられるかを示す。図9から理解できるように、 $r=0$ の場合、巡回パイロットシンボルPSrotはシンボル出力 RX_0 として現れ、サブキャリア0に割り当てられる。 $r=1$ の場合、巡回パイロットシンボルPSrotはシンボル出力 RX_1 として現れ、サブキャリア1に割り当てられる。 $r=2$ の場合、巡回パイロットシンボルPSrotはシンボル出力 RX_2 として現れ、サブキャリア2に割り当てられる。 $N-2$ 個の入力シンボルのグループ(上述したように、データシンボルだけでなく正規のパイロットシンボルPSregを含んでよい)は、巡回パイロットシンボルPSrotが割り当てられているサブキャリアに続く残りのサブキャリアの順番に現れる。

10

【0126】

以下で詳細に説明されるように、その又は各々の受信機では、受信信号は N ポイントの高速フーリエ変換(FFT)処理に委ねられ、あるグループの $N-1$ 個のオリジナルシンボル及び巡回パイロットシンボルPSrotを復元する。受信機は、FFT出力信号の中で巡回パイロットシンボルPSrotのサブキャリア位置を検出し、検出した位置に基づいて巡回値 R_{CDA} を判定する。受信機は巡回パイロットシンボルPSrotを破棄し、残りの $N-1$ 個の受信シンボルに逆のローテーションを適用し、それらを各自当初の順序に復元する。

【0127】

図9で説明された巡回パイロットシンボル法は、フェージングが厳しくないシステムに相応しく、例えば無線LANのような屋内アプリケーションや、WiMAXのようなエンドユーザアプリケーションに相応しい。そのようなシステムでは、パイロットシンボルの統計的な挙動がデータシンボルのものに類似している。

20

【0128】

しかしながらフェージングがより厳しい場合、図9の方法のロバスト性を高めることも可能である。例えば、図10に示される第1の代替法では、依然として1つの巡回パイロットシンボルPSrotが存在しているが、この巡回パイロットシンボルにはデータシンボルよりも僅かに高い電力が与えられる。巡回パイロットシンボルの電力を増やすことによるPAPRの影響は無視できる。

30

【0129】

図11では第2の代替法が示され、4つの巡回パイロットシンボルPSrotが各OFDMシンボルに含まれている。これらの巡回パイロットシンボルの位置は、図11では斜線のある影の部分で示されている。更に、図11に示される方法では、9つ毎のサブキャリアが正規のパイロットシンボルPSregを送信するのに使用される。上述したように、これらの正規のパイロットシンボルは、例えばチャネル推定のような、巡回値のシグナリング以外の目的に使用される。これら正規のパイロットシンボルは、図11で斜線の無い影の部分で示されている。理解できるように、これらの正規のパイロットシンボルは、データシンボルと同様に巡回させられる。(データシンボルと同じ電力を有する)巡回パイロットシンボルを2ブロック利用することは、より厳しいフェージング状態を有する屋内アプリケーションに有効になり得る。

40

【0130】

図12は第3の代替方法を示し、図11と同様に巡回パイロットシンボルの2グループが使用されているが、その巡回パイロットシンボルは残りのデータシンボル及び正規のパイロットシンボルよりも僅かに高い電力を有する。この場合、4つの巡回パイロットシンボル各々で増やされる電力量は、図10の方法で1つの巡回パイロットシンボルで増やされる電力量よりも少なく済む。図12は図11の方法に比べて更に強化されたロバスト性をもたらす。

【0131】

第4の代替方法は、図9乃至12の方法の任意の1つと、第2実施例に関して説明した

50

巡回値の明示的なシグナリングとの組み合わせを利用することである。これは制御シグナリングオーバーヘッドの観点からはコスト高になるが、最も大きなロバスト性をもたらすことができる。

【0132】

OFDMシステム、特に多数（例えば、数千又はそれ以上）のサブキャリアを有するシステムでは、複数の正規のパイロットシンボルが、（多数の）サブキャリアにわたって擬似乱数パターンで配置可能である。そのようなシステムでは、擬似乱数パターンの開始位置が、巡回値 R_{CDA} を表すように使用可能である。そのようなシステムにおける受信機は、FFT出力信号中の擬似乱数パターンの開始位置を検出するよう構成され、その開始位置から巡回値 R_{CDA} を確認できる。

10

【0133】

次に、図13を参照しながら、第1実施例のOFDM送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機200が説明される。

【0134】

受信機200では、送信機100から送信された信号はアンテナ202で受信される。受信されたRF信号はベースバンド信号に変換され、アナログデジタル変換器(ADC)204でアナログデジタル変換が行われる。送信機で付加されたサイクリックプレフィックスも除去される。その結果の信号はシリアルパラレル変換器206に与えられ、その変換器はN個の時間領域サンプル rx_0 乃至 rx_{N-1} をFFT処理部208に与える。FFT処理部208はN個のサンプル rx_0 乃至 rx_{N-1} についてNポイントのFFT処理を実行し、Nシンボルのグループ RX_0 乃至 RX_{N-1} を出力する。これらのシンボル RX_0 乃至 RX_{N-1} は、送信機のデータ割当部102で生成されたシンボル RX_0 乃至 RX_{N-1} にそれぞれ対応することが理解されるであろう。また、上述したように、受信機での処理は、FFT処理の代わりに、離散フーリエ変換(DFT)処理でもよい。

20

【0135】

受信機200は更にデータ割当部210を有し、データ割当部は、送信機に設けられたデータ割当部102に概して対応する。しかしながら、データ割当部210は、送信機のデータ割当部102で実行されたシンボルの並べ替えの逆動作を行い、送信機で実行された操作と逆の割当を実行する。データ割当部210は、送信機の制御部104で生成されたような割当制御信号ACS（又はそれから導出された信号）を受信する。信号ACSはサイド情報として受信機に明示的に通知されてもよい。或いは、図14に関して説明されるように、ACS信号（或いは、例えば、巡回値 R_{CDA} ）は、送信機によってシンボル中に含まれた1以上の巡回パイロットシンボルの位置を検出することで取得されてもよい。

30

【0136】

図13から理解できるように、受信機200は直接的且つ簡易な方法で動作することができる。特に、FFT処理を実行するために、入力シンボルとサブキャリアとの送信機で選択された割当配置に関する知識を持つことは、受信機200にとって不要である。従って、受信機は従来を受信機と比較してそのような追加的な処理を必要とせず、唯一の余分な処理は、それら当初の順序にシンボルを復元するのに必要な逆割当処理である。

【0137】

図14は、第3実施例のOFDM送信機で使用するのに適したOFDM受信機220の一部を示す。図13の要素と同じ要素は同じ参照番号を有し、それらの要素についての更なる説明はここではなされない。図14の受信機は、図13のデータ割当部210の代わりに、巡回データ割当部222を有する。また、受信機220は巡回パイロット検出部224を含む。巡回データ割当部222は、送信機130の巡回データ割当及びパイロット挿入部132に概して対応する。巡回データ割当部222は、送信機130の制御部134で選択された巡回値 R_{CDA} を受信し、シンボル RX_0 乃至 RX_{N-1} の逆割当を実行し、当初のシンボル X_0 乃至 X_{N-2} のグループを再生する。巡回パイロットシンボル $PSrot$ は、この例では巡回データ割当部222によって破棄される。

40

【0138】

50

巡回パイロット検出部 224 は、FFT処理部 208 からのシンボル出力に基づいて、少なくとも巡回パイロットシンボルPSrotをデコードするデコーダを有する。そして巡回パイロット検出部 224 は、巡回パイロットシンボルの位置を検出する。巡回パイロットシンボルPSrotの検出位置に基づいて、巡回パイロット検出部 224 は、巡回値 R_{CDA} を巡回データ割当部 222 に出力する。

【0139】

ちなみに、受信機は巡回パイロットシンボルPSrotの位置についての事前の知識を持っていないので、検出部 224 は実際には全ての受信シンボル（データ及び正規のパイロットシンボルを搬送する受信シンボル）を検査及びデコードしなければならない。従って、検出部 224 は完全なOFDMシンボル検出部を含み、その場合、データ割当部 222 の後に例えばブロック 212 の中で、別個の更なるデコーダが必要になる。

【0140】

上述の第2及び第3実施例では、利用可能な割当配置は、「正規の(regular)」巡回的な割当（ローテーション）に限定され、全ての入力シンボルに同じ巡回シフト r を適用していた。上述したようにこれは、利用可能な割当数が望ましく少なくなり（高々 N ）、送信機における処理負担を管理可能に維持し、如何なるサイド情報も望ましくコンパクトに維持できるという利点をもたらす。しかしながら、送信機で余分な電力が利用可能ならば、そしてサイド情報用のオーバーヘッドが利用可能ならば、同じ巡回シフト r を全ての入力シンボルに適用していない「正規でない」巡回割当（イレギュラーローテーション）を実行することも可能である。例えば、偶数番号の入力シンボルを巡回し且つ奇数番号の入力シンボルを同じ位置に維持することに基づいて、別の利用可能な割当がなされてもよい。これは、利用可能な割当数を $N/2-1$ だけ増やす。このように、数式(7)の探索空間のサイズは、 N 個の利用可能な割当（ N 個の正規のローテーションは $r=0$ を含む）から $(3N/2)-1$ 個の利用可能な割当に増やされる。これは、より良いPAPR低減効果をもたらす。

【0141】

別の可能性は、各グループを複数のサブグループに細分し、各サブグループの入力シンボルに独立なローテーションを適用することである。

【実施例4】

【0142】

図15を参照しながら、本発明の第4実施例によるOFDM送信機が説明する。図15の送信機 240 の構成は、本発明の第2実施例の送信機の構成と概して同様であり、同一の要素は図6と同じ参照番号を有する。

【0143】

図15の送信機 240 は、位相調整部 242 がシリアルパラレル変換器 12 及び巡回データ割当部 112 の間に挿入されている点で図6の送信機と異なる。

【0144】

位相調整部 242 は、 N 個の入力シンボル(X_0 乃至 X_{N-1})を受信し、ランダムに生成された既知の一定の位相ベクトル P を用いて入力シンボルの各位相を調整する。この位相ベクトルは N 個の位相要素 n を有し、各位相要素はサブキャリアの個々の1つに対応し、位相調整部 242 で適用される位相調整を、対応するサブキャリアに割り当てられる入力シンボルに設定する。位相調整部 242 は位相調整済みシンボルのグループ PX_0 乃至 PX_{N-1} を出力し、ここで、

【数8】

$$PX = P \otimes X$$

である。

【0145】

時間領域では、位相調整部 242 の出力は次式のように表現可能である：

【数 9】

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi n \Delta f t + \beta_n)}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (11)$$

ここで、 \mathbf{n} はN次元の位相ベクトルである。

【0146】

制御部114及び巡回データ割当部112は、本実施例では、第2実施例のようにオリジナルの入力シンボルではなく、位相調整済みシンボルのグループ PX_0 乃至 PX_{N-1} を受信する。制御部114は、位相調整済みシンボルのサブキャリアへの利用可能な割当各々について、PAPR指標を計算する。これらの指標は様々な割当について比較され、最低のPAPR指標を有する割当が選択される。巡回データ割当部112は、巡回値 R_{CDA} を用いて、選択された割当の通知を受け、位相調整済みシンボル PX_0 乃至 PX_{N-1} を並べ替え、並べ替えられたシンボル出力 RX_0 乃至 RX_{N-1} を生成する。従って、IFFT処理部14及びパラレルシリアル変換器16での処理は、第2実施例と同様である。

10

【0147】

最終的な送信信号は選択された巡回値を反映する。

【数10】

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j(2\pi n \Delta f t + \beta_n)}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (12)$$

20

選択された R_{CDA} は、パイロットを介して又は制御シグナリングを介して受信機に通知される。

【0148】

図16は、第4実施例のOFDM送信機240と共に使用するのに適したOFDM受信機250の一部を示す。受信機250は、第3実施例で使用するのに適した受信機220(図14)と概して同様であり、図14のものと図16中の要素は同じ参照番号を有する。

30

【0149】

受信機250は、FFT処理部208及び巡回データ割当部222の間に位相調整部252が挿入されている点で図14の受信機220と異なる。

【0150】

FFT処理部208では、サブキャリア n のFFT出力信号は次のように表現可能である：

【数11】

$$r_n = H_n c_n^r e^{j\beta_n} + n_n \quad (13)$$

40

ここで、 H_n はサブキャリア N のフェージングチャネルの周波数応答を表現し、 n_n は複素加法性白色ガウシアンノイズ(AWGN)を表現する。

【0151】

位相調整部252はFFT出力シンボル RX_0 乃至 RX_{N-1} を受信し、送信機で適用された位相ベクトル \mathbf{P} の知識を利用して、サブキャリアに対する逆位相調整を適用し、位相調整された並べ替えられたシンボル PRX_0 乃至 PRX_{N-1} を生成する。位相調整部252で実行される処理は周波数領域では次式で表現され、

【数 1 2】

$$PRX = RX \otimes P^*$$

ここで、 P^* は送信機で使用された既知のベクトル P の複素共役である。

【0 1 5 2】

巡回パイロット検出部 2 2 4 は、位相調整された並べ替えられたシンボルグループ PRX_0 乃至 PRX_{N-1} 内で巡回パイロットの位置を判定する。巡回パイロット検出部 2 2 4 は、検出された位置から巡回値 R_{CDA} を導出し、その値を巡回データ割当部 2 2 2 に適用する。巡回データ割当部 2 2 2 は、送信機で実行された割当の逆割当を、位相調整済みの並べ替えられたシンボル RX_0 乃至 RX_{N-1} に適用し、シンボル X_0 乃至 X_{N-1} を当初の順序で出力する。以後の処理は、図 1 4 の受信機と同様である。

10

【0 1 5 3】

以下で詳細に説明されるように、第 4 実施例は、第 2 実施例のものよりも非常に優れた、 $(N$ 個より多くの) U 個の位相ベクトルを有する従来の SLM のような技術と比較してさえも非常に優れた PAPR 低減効果を達成できる。

【0 1 5 4】

従来の SLM に関する問題の 1 つは、利用可能な位相ベクトル数 U の如何なる増加も、送信機の複雑さを増やしてしまうこと及び選択された位相ベクトルの識別子を受信機にサイド情報として送信するのに要するシグナリングオーバーヘッド量を増やしてしまうことである。第 4 実施例では、送信機の複雑さは比較的少ない（唯一第 2 実施例より僅かに複雑である）。特に、位相調整部 2 4 2 を実現するのに一群の複素乗算しか要しない。また、第 2 実施例（図 7）に関して説明されたように、各巡回値についての可能性がある送信信号の計算は再帰的に実行可能なので、唯一回の完全な IFFT 処理しか要しない。

20

【0 1 5 5】

以下の表 1 は、特徴及びパフォーマンスの比較例を示す：（1）第 2 実施例（ U 個のローテーションだが位相調整無し）；（2） U 個の位相ベクトルを有する従来の SLM（図 3 及び背景技術の関連する説明参照）；及び（3）第 4 実施例（1 つの所定の位相調整を伴う U 個のローテーション）。（1）及び（3）に関し、 $U < N$ である。

【表 1】

表 1

提案技術	複雑さ	PAPR 低減 の見込み	使用される 乗算器	余分に要する 完全な FFT 処理	BER パフォーマンス
1. 第2実施例	非常に簡単	中程度	なし	なし	中程度
2. SLM (U 個 の位相ベクトル を利用する)	複雑	良い	Uセット	U 回の完全な IFFT を要する	良い
3. 第4実施例	2より簡単だ が、1より複雑	1, 2より 良い	1セット	なし	2より簡単だ が、1より複雑

10

20

【0156】

シミュレーションを用いて、本発明の上記実施例のパフォーマンスが (a) 及び (b) と比較された。(a) のシステムでは、増幅器はクリッピングを行うが、PAPR低減技法を行わない。(b) のシステムでは、本発明の実施例で利用可能な割当 (ローテーション) が存在する場合に、同数の位相ベクトルUを利用する通常のSLM法を利用する。シミュレーションに関してなされる仮定は、以下の表2のとおりである。

30

【表 2】

表 2

パラメータ	値
サブキャリア総数	256,512
同期	パーフェクト
変調	16QAM
サンプリングレート	シンボル当たり 512 及び 1024
クリッピングレベル	2dB
サブキャリア間隔	19.5kHz
チャネル	AWGN
CDA ローテーション数	$N(r=0$ を含む)
ローテーションタイプ	正規のみ

10

20

【0157】

第1のシミュレーションでは、第2実施例のパフォーマンス(b)がシミュレートされ、PAPR低減を行わないシステム(a)と比較された。図17は、信号雑音比(E_b/N_0)に対するビットエラーレート(BER)の変化の観点から比較されたシステムのパフォーマンスを示し、512個のサブキャリアが想定されている。図18は図17に関連するグラフであるが、サブキャリア数が256である場合のシステムパフォーマンスを比較する。図17及び図18双方で変調方式は16QAMである。

30

【0158】

PAPRを低減する観点からは、第2実施例は、正規のローテーションを利用することでPAPRを0.9dB乃至1.5dBの低減を達成できることが分かる。イレギュラーなローテーションが利用可能ならば、達成されるPAPRは2dBを上回ることが可能である。達成されるパフォーマンス改善効果は比較的控え目であるが、第2実施例はSLMやPTSのような技術に比較してかなり簡易であり、TR技術のような無駄な容量はない。従って、第2実施例は、PAPRが顕著ではないが、SLMやPTSのような複雑な処理技術及びTRの容量損失に対して余裕のない状況で特に有利である。

40

【0159】

第2のシミュレーションでは、第4実施例のパフォーマンスが、第2実施例(c)、PAPR低減無しシステム(a)及びSLMを用いるシステム(b)と比較された。図19は、信号雑音比に対するBER変化の観点から比較されたシステムのパフォーマンスを示し、サブキャリア数は256であり、(c)第2実施例で利用可能なローテーション数は256であり、(d)第4実施例で利用可能なローテーション数は16である。

【0160】

第4実施例は、ローテーション数(この場合は、16)がSLM法の位相ベクトル数と同

50

じになる場合にシステム (b) を凌ぐことが理解できる。SLMと比較して第4実施例が優れていることは、以下のように説明できる。N個のローテーション及び1つのランダム化の重ね合わせは、N個のランダム位相ベクトルに等価になる。しかしながら、SLMとは異なり、サブキャリアに適用される唯一つの固定されたランダム位相ベクトルがあり、それは送信機及び受信機双方に既知であり、シグナリングオーバーヘッドは不要であり、何らのメモリも何らの乗算器も不要である。第2に、データは或るOFDMシンボルから次のものに変化するので、ランダム位相調整及びローテーションの重ね合わせは、可変な全体的な位相パターンを構成し、そのパターンは、送信機及び受信機双方で一定の位相パターンしか有しないSLMよりもかなり有用である。第3に、SLMの位相ベクトルはランダムに生成され、入力シンボルからサブキャリアへの可能な最良の割当を利用しない。第4実施例では、1つの既知の位相ベクトルで設定される位相調整は、様々な全体的な位相パターンを生成するようにシャッフルされる。最終的にランダムにシャッフルされた位相パターンだけでなく、入力シンボルからサブキャリアへの可能な最良のシャッフル又は割当配置をも利用する。このような理由により、1つのランダム位相調整で巡回データ割当(CDA)を利用することは、複雑でなく(SLMより少ない乗算、 $N^*(U-1)$)且つシグナリングの少ないPAPR低減効果(即ち、SLMでは不可能な巡回パイロットによるシグナリングの可能性)の観点から、SLM法を凌ぐ。

10

【0161】

OFDMシステムに十分な処理能力の余裕があれば、上述の実施例の任意のCDA法とSLM法とを組み合わせることも可能である。背景技術で言及したように、探索空間(利用可能な位相ベクトル数)は、従来法では、良好なPAPRパフォーマンス改善を達成する程度に大きいことを要する。このことは、送信機及び受信機双方に莫大な処理能力及びシグナリングオーバーヘッドを要することを意味する。課題は、CDAのPAPR低減能力を利用し、SLM法のパフォーマンスを強化することである。例えば、1つの可能性は、CDAで達成可能なPAPR低減を利用し、SLMに必要な位相ベクトル数を減らすことである。或いは、SLMでの位相ベクトル数が維持され、全体的に組み合わせられたシステムのPAPRパフォーマンスを更に改善するためにCDAが使用されてもよい。

20

【実施例5】

【0162】

図20は、本発明の第5実施例によるOFDM送信機の一部を示す。第5実施例の送信機300の構成は第2実施例の送信機のものと概して同様であり、図6中の要素と同じ図20中の要素は同じ参照番号を有する。

30

【0163】

第5実施例の送信機300は、組み合わせられたSLM及びCDA処理部302が、送信機110の巡回データ割当部112の代わりに使用されている点で第2実施例の送信機110と異なる。この組み合わせられたSLM及びCDM処理部302は、2つの制御信号を受ける。これらの制御信号の第1のものは、第2実施例と同様に、選択された入力シンボルからサブキャリアへの割当の巡回値 R_{CDA} である。第2制御信号は、SLMについて選択された位相ベクトルの識別子 u_{SLM} である。後に詳細に説明されるように、組合SLM/CDA処理部302は、SLM法で選択された位相ベクトル $P_{u_{SLM}}$ を用いて入力シンボルのグループ X_0 乃至 X_{N-1} の位相を調整し、入力シンボルのサブキャリアへの巡回割当を実行し、並べ替えられたシンボル出力 RX_0 乃至 RX_{N-1} を生成するようにする。以後、並べ替えられたシンボルは、IFFT処理部14でIFFT処理に委ねられ、送信機中の残りの処理は第2実施例と同様である。

40

【0164】

第5実施例では、送信機300は制御部304を有し、制御部は、入力シンボルからサブキャリアへの割当を実行するのに適切な巡回値を選択しなければならないだけでなく、SLMに適切な位相ベクトルも選択しなければならない点で第2実施例の制御部114と異なる。これら2つの選択を実行するのに利用可能な多数の様々な方法が存在する。

【0165】

第1のアプローチでは、図21(A)及び21(B)に概略的に示されているように、利用可能な

50

割当(ローテーション)及び利用可能な位相ベクトルの全ての組み合わせが考察され、SLM及び最良の割当について最良の位相ベクトルが共に選択される。図21(A)では、全ての利用可能な割当(ローテーション) $r=1$ 乃至 λ が、利用可能な位相ベクトル P_1 乃至 P_U の各々について考慮される。制御部304はその後に最良の組合せを選択し、即ち最良のPAPRパフォーマンスを達成する組合せを選択する。図21(B)のアプローチでは、利用可能な位相ベクトル P_1 乃至 P_U の全てが、利用可能な割当(ローテーション) $r=1$ 乃至 λ の各々について考慮される。制御部304は、最良の組合せ - 即ち、最良のPAPRパフォーマンスを有する組合せを選択する。

【0166】

数学的には、図21(A)及び21(B)の方法を実行する制御部に必要な処理は、以下の数式(14)乃至(16)で表現可能である。制御部304は、位相ベクトル P_u 及び巡回値 r の組合せの各々について可能性のある送信信号を計算することを要する：

【数13】

$$s_u^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} C_n^r e^{j(2\pi n\Delta f t + \phi_n^u)}, \quad 0 \leq t \leq T, u = 1 \dots U, r = 1 \dots \lambda \quad (14)$$

ここで、 r はCDAで実行されるローテーション数を表す。そして、可能性のある送信信号のPAPR指標は次式で決定される：

【数14】

$$\xi_u^r = \frac{\max |s_u^r(t)|^2}{E\{|s_u^r(t)|^2\}} \quad (15)$$

【0167】

入力シンボルからサブキャリアへの割当及び位相ベクトルの最良の組合せは、次式で決定される：

【数15】

$$(\tilde{u}, R_{CDA}) = \min_{u,r} (\xi_u^r) \quad (16)$$

【0168】

図21(A)及び21(B)に示される方法では、計算される必要のある可能性のある送信信号数は U^* に等しいことが理解されるであろう。 U は利用可能な位相ベクトルの総数であり、 λ は利用可能な割当(ローテーション)の総数である。図21(B)に示される場合では、これは完全なIFFT処理を U^* だけ必要とする。図21(A)の場合には、上記の数式(10)の再帰的処理を利用し、 U に至るのに必要な完全なIFFT処理の数を減らすことができる。しかしながら、必要な再帰的な処理回数は $U^*(\lambda - 1)$ であり、これは依然として厳しい要請である。

【0169】

第1の方法の処理要請を考慮し、図22(A),22(B)を参照しながら説明されるように、代替方法はリアルな方法を採用することである。図22(A)の第1の可能なリアルな方法では先ず制御部304は、当初の入力シンボルの順序に基づいて、利用可能な位相ベクトル各々について、可能性のある送信信号を計算する。数学的には、可能性のある送信信号は次式で表現可能である：

10

20

30

40

50

【数 1 6】

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi n \Delta f t + \phi_n^u)}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (17)$$

ここで、 c_n は或るコンステレーション中の N 個のコンステレーションシンボルのベクトルを表現する。 u は考慮中の利用可能な位相ベクトルである。信号 $s(t)$ に関し、PAR は次式で与えられる：

【数 1 7】

$$\xi = \frac{\max |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (18)$$

10

【0 1 7 0】

そして制御部 304 は U 個の利用可能な位相ベクトル P_1 乃至 P_U について PAPR 指標各自を比較し、次式の位相ベクトルを選択する。

【数 1 8】

$$\mathbf{P}_{u_{SLM}} = [e^{j\phi_0^u}, e^{j\phi_1^u}, \dots, e^{j\phi_{N-1}^u}] \quad (19)$$

20

これは次式の条件の下で PAPR を最小化する。

【数 1 9】

$$\phi_n^u \in (0, 2\pi], \quad u \in \{0, 1, \dots, U-1\}$$

SLM について最良の位相ベクトルを選択した後で、制御部は、選択された位相ベクトル $\mathbf{P}_{u_{SLM}}$ との組合せでのみ利用可能な割当 (ローテーション) を考察する。そのような利用可能な割当に関し、制御部 304 は可能性のある送信信号を次式に従って計算する。

30

【数 2 0】

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j(2\pi n \Delta f t + \phi_n^{u_{SLM}})}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (20)$$

そして、可能性のある送信信号の各々について、PAPR 指標 ζ_r が決定され、以下のメトリック

【数 2 1】

$$\min_r (\zeta_r) \quad (21)$$

40

を最小化するローテーションが、最良の巡回割当として又は PAPR を最大化する巡回値 R_{CDA} として選択される。

【0 1 7 1】

図 22(B) には、第 2 の可能なシリアルな方法が示されている。この第 2 の方法では、先ず制御部 304 は入力シンボルの当初の位相に基づいて最良のローテーションを選択する。そして制御部 304 は、 U 個の位相ベクトルの内 1 つを単に選択し、それは選択された

50

巡回値 R_{CDA} と組み合わせることで最良の PAPR 低減効果を達成するものである。

【0172】

図22(A)の場合には、選択された位相ベクトルについての可能性がある送信信号各々の計算が、数式(10)に関して上述した再帰的处理を用いて実行可能であり、処理負担が更に低減される。この場合、処理負担は(最良の位相ベクトルを選択するための)完全なIFFT処理 U 回と(選択された位相ベクトルについて最良のローテーションを選択するための)再帰的处理 (-1) 回である。

【0173】

図22(A), 22(B)のシリアルな方法では、考慮される可能性がある送信信号の数は、(各々の場合に) $U+N$ 個の可能性がある送信信号に減少することが理解されるであろう。これは、図21(A)及び21(B)の方法に比べて複雑さをかなり減らしている。しかしながら、当然に、図22(A), 22(B)の方法で与えられる解は最善の解であり、即ち、利用可能な位相ベクトル及び利用可能なローテーションの一群の完全な組み合わせの中に、より良い解が存在するかもしれない。

10

【0174】

第5実施例では、受信機は、巡回値 R_{CDA} だけでなく選択された位相ベクトルの識別子 u_{SLM} をも通知を要することが理解されるであろう。図23に概略的に示されているように、第1の可能性は、RCDAを受信機に通知するために、一群のサブキャリア中の適切な場所で巡回パイロットシンボル PS_{rot} を使用し、識別子 u_{SLM} をサイド情報として受信機に明示的に通知することである。図9乃至12に関して上述した如何なる方法でも R_{CDA} を通知するのにも使用可能である。

20

【0175】

図23では、OFDM受信機310はLSM-OFDM受信部312を有する。SLM受信部312は送信機により選択された位相ベクトルの識別子 u_{SLM} をサイド情報として制御チャネルで受信する。SLM受信部312は、送信機300で利用可能な位相ベクトル全ての情報を有する。例えば、SLM受信部312は、利用可能な位相ベクトル各々を表すデータを、或いはひょっとすると、位相ベクトルを利用可能な送信機にそれぞれ対応する他のベクトルを表すデータを予め格納していてもよい。例えば、受信部312は送信機で利用可能な位相ベクトル P_1 乃至 P_U 各々の複素共役 P_1^* 乃至 P_U^* を格納してもよい。受信部312は、データシンボルを、正規のパイロットシンボルを及び1以上のローテーションシンボル PS_{rot} を含むデコードされたシンボルグループを出力する。

30

【0176】

受信機310は巡回パイロット検出部314を更に有し、巡回パイロット検出部は図16の巡回パイロット検出部224と同様に、受信部312からのデコードされたシンボル出力のグループの中で、送信機によって追加されたその又は各々の巡回パイロットシンボル PS_{rot} の位置を決定する。巡回パイロット検出部314は、検出された位置に基づいて巡回値 R_{CDA} を出力する。

【0177】

受信機310は巡回データ割当部316を更に含み、巡回データ割当部は図16の巡回データ割当部222と同様に、送信機で実行された入力シンボルの並べ替えを元に戻し、当初の順序で入力信号を再生する。

40

【0178】

図24は送信機から受信機へ巡回値 R_{CDA} 及び識別子 $USLM$ をシグナリングするのに利用可能な別方法を示す。この場合、巡回値 R_{CDA} は制御チャネルを介して受信機に明示的に通知される。これはシグナリングオーバーヘッドを追加するデメリットを有するが、受信機の構成は簡易になり、図24の受信機320では、図23の受信機310の巡回パイロット検出部314が省略可能になっている。シグナリングオーバーヘッドが重要事項になっているOFDMシステムでは、(おそらくは、巡回値 R_{CDA} と共に) 識別子 u_{SLM} のシグナリングは許容できないかもしれない。

【0179】

50

選択された位相ベクトルの識別子 u の送信に関連するシグナリングオーバーヘッドを避けるために、ブラインドSLM受信機が提案されており、これについては例えば次の文献に説明されている：

“ A blind SLM receiver for PAR-reduced OFDM ”, A.D.S. Jayalath and C Tellambura, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, pp218-222, Vancouver, Canada, 24 to 28 September 2002.

【 0 1 8 0 】

ブラインドSLM受信機は、(1) c_n が例えばQPSKのような所与の信号コンステレーションに制限されていること、(2) 一群の利用可能な位相ベクトルは固定され且つ受信機に既知であること及び(3)

10

【 数 2 2 】

$$\mathbf{c} \otimes \mathbf{P}_u \text{ and } \mathbf{c} \otimes \mathbf{P}_v$$

が $u \neq v$ の場合に十分に異なっていることに基づいて動作する。言い換えれば、一群の利用可能な位相ベクトルは、大きなハミング距離を有し、受信機で利用可能な固有のダイバシティをもたらす。ブラインド受信機が動作するのに必要な条件は、次式のとおりである。

【 数 2 3 】

$$c_n e^{j\phi_n^u} \notin Q \text{ for all } n \text{ and } u$$

20

【 0 1 8 1 】

一群の利用可能な位相ベクトルは、これを保証するように簡易に選択可能である。

【 0 1 8 2 】

歪もノイズもないチャネルを仮定すると、ブラインドSLM受信機は、最少のPAPRを有するものとして送信機で決定されるOFDMシンボル $f_u(c)$ を受信する。受信機は次式を計算する。

【 数 2 4 】

$$f_j^{-1}(f_{\hat{u}}(c)) \text{ for } j=1, 2, \dots, U$$

30

上記の3つの仮定に起因して、

【 数 2 5 】

$$f_j^{-1}(f_{\hat{u}}(c))$$

は、 $j \neq u$ でない限り、選択された変調方式のコンステレーション中の有効なシンボルベクトルにならないであろう。

【 0 1 8 3 】

40

この縮小化を実行するために、ブラインドSLM受信機に対する最適判定メトリックは、

【 数 2 6 】

$$D = \min_{\substack{[\hat{c}_0, \hat{c}_1, \dots, \hat{c}_{N-1}] \\ \mathbf{P}_{\hat{u}}, \hat{u} \in \{1, \dots, U\}}} \sum_{n=0}^{N-1} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\hat{u}}} - H_n \hat{c}_n \right|^2 \quad (22)$$

であり、

【数 2 7】

$$H \otimes \hat{c} \text{ to } r \otimes p_0^*$$

の最小距離が決定され、ここで p_0^* は P_0 の共役である。

【0 1 8 4】

これは符号化システムの場合にはビタビアルゴリズムを用いて或いは非符号化 q-ary 変調の場合には全ての q^N データシーケンスを探索することで達成可能である。この最小距離判定は、利用可能な位相ベクトルの各々について反復される。グローバルな最小距離解は、 c 及び u についての最良の推定をもたらす。符号化システムの場合、全体的な複雑さは、SLMを行わないシステムの U 倍になる。 10

【0 1 8 5】

非符号化システムの場合、数式 (22) は $|\cdot|^2$ の処理を $UN4^N$ 回実行することでのみ解くことができる。これは非常に複雑であり、 N が比較的小さい場合にのみ実現可能である。

【0 1 8 6】

Jayalath 及び Tellambura は上記の論文で簡略化した判定メトリックを開示しており、それは数式 (22) のメトリックより簡易である：

【数 2 8】

$$D_{SLM} = \min_{P_{\hat{u}}, \hat{u} \in \{1, 2, \dots, U\}} \sum_{n=0}^{N-1} \min_{\hat{c}_n \in Q} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\hat{u}}} - H_n \hat{c}_n \right|^2 \quad (23) \quad 20$$

【0 1 8 7】

送信機が SLM-CDA の組合せ送信機であった場合、ブラインド受信機に関する最適判定メトリックは次式のようにになる。

【数 2 9】

$$D = \min_{\substack{[\hat{c}_0, \hat{c}_1, \dots, \hat{c}_{N-1}]^{R_{CDA}} \\ P_{\hat{u}}, \hat{u} \in \{1, \dots, U\}}} \sum_{n=0}^{N-1} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\hat{u}}} - H_n \hat{c}_n^{R_{CDA}} \right|^2 \quad (24) \quad 30$$

数式 (24) に対応する簡略化された判定メトリックは次式のようにになる。

【0 1 8 8】

【数 3 0】

$$D_{SLM} = \min_{P_{\hat{u}}, \hat{u} \in \{1, 2, \dots, U\}} \sum_{n=0}^{N-1} \min_{\hat{c}_n^{R_{CDA}} \in Q} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\hat{u}}} - H_n \hat{c}_n^{R_{CDA}} \right|^2 \quad (25) \quad 40$$

【0 1 8 9】

添付図面の図 2 5 は数式 (25) の簡略化された判定メトリックを利用するブラインド SLM 受信機 3 3 0 の一部を示す。図 2 5 のブラインド SLM 受信機 3 3 0 は N ポイントの DFT 処理部 3 3 2 を有し、DFT 処理部はベースバンド信号を受信し、DFT 復調を行い、受信信号 r_n を得る。受信機 3 3 0 はチャネル推定部 3 3 4 も有し、チャネル推定部は n 番目のサブキャ 50

リアのチャネル推定値 H_n^* を受信信号から導出する。受信機 330 は、U個の利用可能な位相ベクトル P_1 乃至 P_U を知っており、U個の利用可能な位相ベクトル P_1 乃至 P_U にそれぞれ対応するU個のベクトル乗算器 336₁ 乃至 336_U を有する。各ベクトル乗算器 336_i は受信信号 r_n とその対応する位相ベクトル P_i の複素共役 P_i^* を受信し、受信信号と複素共役とを乗算し、

【数 3 1】

$$r_n \otimes P_i^*$$

を生成する。受信機 330 は、U個の利用可能な位相ベクトルにそれぞれ対応するU個の処理部 338₁ 乃至 338_U も有する。各処理部 338_i は、その対応する位相ベクトル P_i について

【数 3 2】

$$H_n \otimes c_n \text{ to } R_n \otimes P_i^*$$

の最小距離を計算する。

【数 3 3】

$$H_n c_n e^{j\phi_n}$$

と r_n とを比較することで、 r_n は最も近いコンステレーションポイント c_n に検出される。こうして各サブキャリアについてハード判定が行われる。例えば、所与のトレリス構造を有する符号化 OFDM システムでは、各処理部 338_i でピタピアルゴリズムが使用可能である。

【0 1 9 0】

利用可能な位相ベクトル各々について最小距離を計算した後に、位相ベクトルに対する最小距離各々は選択部 340 に適用され、選択部は、最少のユークリッド距離の解を与える位相ベクトルを見分ける。選択部 340 は、最少ユークリッド距離の解を、検出され並べ替えられたデータシンボル c_n のグループとして出力する。

【0 1 9 1】

並べ替えられたデータシンボルは、巡回データ割当部 342 及びパイロット検出部 344 の入力に適用される。これらの処理部は図 23 の処理部 314, 316 と同様に機能し、並べ替えられたシンボルのグループの中でその又は各々の巡回パイロットシンボル PS_{rot} の位置を検出し、それらから巡回値 R_{CDA} を導出し、そのデータシンボル（及び何らかの正規のパイロットシンボル）の並べ替えを実行し、それらを当初の順序で格納する。

【0 1 9 2】

図 26 は、送信機 350 及び所謂「セミブラインド (semi-blind)」SLM-CDA 受信機 360 を有する別の OFDM 受信機の概略を示す。送信機 350 は概して図 20 の送信機 300 と同様であるが、選択された位相ベクトルの識別子 u_{SLM} 及び巡回値 R_{CDA} を受ける加算器 352 を含む点で異なる。加算器 352 は、巡回値を位相ベクトルの識別子から減算し、その結果の $(u_{SLM} - R_{CDA})$ をサイド情報として受信機 360 に制御チャネルを介して送信する。

【0 1 9 3】

受信機 360 はブラインド SLM 受信部 362 を有し、ブラインド SLM 受信部は、巡回データ割当部 342 及びパイロット検出部 344 を除き、図 25 に示される要素全てを有する。この場合、選択部 340 は、最小距離解を与えた利用可能なベクトルの識別子 u_{SLM} を出力するように追加的に使用される。これは加算器 366 の一方の入力に与えられる。加算器 366 の他方の入力、送信機 350 から受信機 360 へ明示的に送信されたサイド情報 $(u_{SLM} - R_{CDA})$ を受ける。加算器 366 は、受信したサイド情報 $(u_{SLM} - R_{CDA})$ を受信機で出力した識別子 u_{SLM} から減算し、巡回値 R_{CDA} を復元する。

【0 1 9 4】

復元された巡回値 R_{CDA} は巡回データ割当部 364 に適用され、巡回データ割当部は巡回

10

20

30

40

50

データ割当部 3 4 2 と同様に機能し、受信したシンボルグループを並べ替え、その受信シンボルをそれらの元の順序に戻す。

【 0 1 9 5 】

従って図 2 6 のシステムでは、受信機は識別子 u_{SLM} をブラインド検出するが、 $(u_{SLM} - R_{CDA})$ をサイド情報として受信し、それをブラインド検出による u_{SLM} と共に使用し、巡回値 R_{CDA} を復元する。これは或る状況で必要なシグナリングビット数を減らすことができるが、当然に、選択された巡回値 R_{CDA} が 0 又は非常に小さな値であった場合には（場合によっては必然的に生じる）、シグナリング量は全く減らない又は u_{SLM} それ自身通知される場合に比較して顕著には減少しない。

【 0 1 9 6 】

図 2 5 のブラインド SLM 受信機で使用される簡略化された判定メトリック (25) は、受信機で実行される数式 (25) 中の $|\cdot|^2$ の計算回数は qUN であるという利点を有し、ここで q は q -ary 変調を示す。例えば QPSK 変調の場合、 $q = 4$ である。受信機側で或る低度の処理の簡潔化を達成できる点に加えて、選択された位相ベクトルの識別子 u を送信機から受信機へ送信することに関連するシグナリングオーバーヘッドを回避できる点で図 2 の受信機は効率的である。

【 0 1 9 7 】

第 5 実施例のパフォーマンスが、以下の表 3 に記載されているシミュレーション諸元の下にシミュレートされた。

【表 3】

表 3

パラメータ	値
サブキャリア総数	128,256
同期	パーフェクト
変調	16QAM
サンプリングレート	シンボル当たり 256 及び 512
クリッピングレベル	2dB
サブキャリア間隔	19.5kHz
チャネル	AWGN
CDA ローテーション数	16,32,128
ローテーションタイプ	正規のみ
SLM セットサイズ	8,16

【 0 1 9 8 】

図 27 は或るシミュレーション結果を示す。図 27 では、信号雑音比 (E_b/N_0) に対するビットエラーレート (BER) の変化が示されている。第 5 実施例による送信機のパフォーマンス (c) が、(a) 何らの PAPR 低減処理もなされないシステム、(b) $U=16$ の利用可能な位相ベクトルと共に通常の SLM 法を用いるシステム (図 3 のシステムのようなもの) と比較される。第 5 実施例 (c) の場合、サブオプションシリアル法 (sub-optional serial approach) の使用されることが仮定されている。利用可能な位相ベクトル数 U は 16 であること、利用可能な割当 (ローテーション) の数は 128 であり、サブキャリア数に等しいことも仮定されている。変調方式は 16QAM に仮定されている。サブオプションシリアル法でさえ、(システム (b) と同数の位相ベクトルを使用する) 第 5 実施例はかなり良いパフォーマンスゲインをもたらすことが理解できる。

10

【0199】

図 28 は図 27 と同様なグラフを示すが、第 5 実施例の 2 例のパフォーマンスと、(a) 何らの PAPR 低減処理もなされないシステム、及び (b) $U=8$ の利用可能な位相ベクトルと共に通常の SLM を利用する別システムとを比較する。第 5 実施例の第 1 の例 (c) は、 $U=8$ の利用可能な位相ベクトルと $U=16$ の利用可能なローテーションを有するよう仮定されている。第 2 の例 (d) は、 $U=8$ の位相ベクトルと $U=32$ の利用可能なローテーションを有するよう仮定されている。全ての場合においてサブキャリア数は 16QAM であるように仮定されている。

【0200】

最後に、図 29 は図 28 で既に提示した結果に第 5 実施例の別の例 (e) を追加しており、その別の例では、 $U=8$ の利用可能な位相ベクトル及び $U=32$ の利用可能なローテーションと共に、最適ノンシリアル法 (optimum non-serial approach) が使用される。パフォーマンスは、同数の位相ベクトルを有するシステム (b) のものよりもかなり優れている。期待されるように、最適ノンシリアル法のパフォーマンスは、 $U=8$ 及び $U=32$ のサブオプションシリアル法 (d) のものよりもかなり良くなることが示される。当然に、この優れた特性とのトレードオフにより、送信機での処理負担は増える。

20

【0201】

(図示されてはいないが) 更なるシミュレーションは、SLM-CDA の結合法は或るパフォーマンスレベルを達成するよう成し遂げ、そのパフォーマンスレベルは従来の SLM 法が 4 倍多くの一群の位相ベクトルと共にしか達成できないものである。PAPR 低減の観点からは、結合された SLM-CDA 法は、SLM で達成される低減に加えて、正規のローテーションについて 0.9dB 乃至 1.5dB の削減を達成する。イレギュラーなローテーションも利用可能ならば、2dB より多くの PAPR 低減も達成可能である。

30

【0202】

第 5 実施例では、図 15 を参照しながら説明された第 4 実施例のように、別のランダム位相パターンを利用し、入力シンボルの位相を調整することもできる。これは別のランダム位相調整なしに SLM 及び CDA の組合せで達成されるものを上回る改善をもたらすことができる。

【0203】

第 5 実施例は以下の主な利点をもたらす。第 1 に、多数のサブキャリアについて SLM の複雑さを低減できる。第 2 に、SLM に対するパフォーマンス障害を破り、従来の SLM によるものを十分に上回るパフォーマンス結果を達成できる。第 5 実施例は、SLM よりも少ない位相ベクトルと共に改善された BER 特性及び / 又は改善された PAPR 低減効果を得ることもできる。更に、PAPR 低減は、送信機及び受信機にとって非常に簡易な構造と共に達成される。SLM 及び CDA の結合は、PAPR を低減する最良の位相パターンだけでなく、入力シンボルからサブキャリアへの最良の割当をも利用する可能性を生み出す。第 5 実施例は、大規模な位相ベクトル群に対する SLM の特性飽和の基本的問題を解決することができる。更に、TR とは異なり、結合された SLM-CDA 法は、(そのために) 消費されるサブキャリアや容量を必要としない。

40

【実施例 6】

50

【0204】

次に、図30を参照しながら本発明の第6実施例によるOFDM送信機400が説明する。送信機400は、パーシャル送信シーケンス(PTS)法に加えて第3実施例のCDA法を実行するのに適している。図30では、図2を参照しながら説明された従来のPTS送信機40の要素と同じ送信機400の要素は、同じ参照番号を有する。

【0205】

図30の送信機400は、シリアルパラレル変換器46及びシンボル分割部48の間に巡回データ割当及びパイロット挿入部402が挿入されている点で図2の送信機40と異なる。送信機400は制御部404も有し、制御部は、巡回データ割当及びパイロット挿入部402の動作を制御する。

10

【0206】

この実施例では、処理部402, 404の動作は原則として第3実施例(図8)の処理部132, 134の動作と基本的には同じである。

【0207】

$N-1$ 個のシンボルのグループ X_0 乃至 X_{N-2} は、巡回データ割当及びパイロット挿入部402及び制御部404に、シリアルパラレル変換器46により並列的に出力される。制御部404は、次式を用いて、入力シンボルからサブキャリアへの利用可能な割当の各々について、可能性のある送信信号を計算する。

【数34】

$$s_{cons}^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^r e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (26)$$

20

そして、可能性のある送信信号各々について、PAPRの指標 ζ_r が数式(10)の再帰的处理を用いて決定され、次式のように、PARPを最適にするローテーションが最良の巡回割当として選択される：

【数35】

$$R_{CDA} = \min_r (\zeta_r) \quad (27)$$

30

R_{CDA} に対応する並べ替えられたシンボルグループは、 X_{CDA}^R として言及される。

【0208】

この並べ替えられたシンボルグループは、巡回パイロットシンボルPSrotを含み、図9を参照しながら説明されたような巡回値 R_{CDA} を通知する。当然に、シグナリングのロバスト性を強化するため、1より多くのパイロットシンボルPSrotが、並べ替えられたシンボルグループ中に含まれてもよい。

【0209】

並べ替えられたシンボルグループはシンボル分割部48に与えられ、分割部は並べ替えられたシンボルの M 個のサブグループにシンボルグループを分割し、各サブグループは $L=(M/N)$ 個のシンボルを有する。各サブグループは対応するIDFT処理部 50_1 乃至 50_M に適用され、各IDFT処理部はサブグループ中のシンボルについてIDFT処理を実行し、サブグループIDFT出力信号 sx_1 - sx_M を生成する。そのような出力信号 sx_1 - sx_M の各々は、時間領域信号の個々のパーシャル送信シーケンスであり、一群のデジタルサンプルで構成される。これら一群のデジタルサンプルは、パーシャル送信シーケンスと呼ばれる。なぜなら、それらは最終的な送信シーケンスを形成するように結合される、即ち、最終的に送信される一群のデジタルサンプルになるからである。

40

【0210】

各サブグループのパーシャル送信シーケンスは、そのサブグループに対応する複素乗算

50

器 52_1 乃至 52_M の第1入力に供給される。M個のパーシャル送信シーケンス s_{x_1} - s_{x_M} は、PST処理を実行する最適化部54にも供給される。最適化部54は位相ベクトル b の最善の値を決定する。位相ベクトル b はサブグループの各々について1つの位相調整値 b_1 乃至 b_M を有する。各複素乗算器 52_1 乃至 52_M はそれらの第2入力に対応する位相調整値 b_1 乃至 b_M を受け、位相調整されたパーシャル送信シーケンス ps_{x_1} - ps_{x_M} をコンバイナ56に出力する。コンバイナ56は位相調整されたパーシャル送信シーケンス ps_{x_1} - ps_{x_M} を合成し、合成された送信シーケンス cs を生成する。この合成された送信シーケンス cs は以後通常のポストIDFT処理(パラレルシリアル変換、サイクリックプレフィックスの付加、デジタルアナログ変換等)に委ねられる。

【0211】

最適化部54は位相ベクトルの識別子 V を出力し、その位相ベクトルは、合成された送信シーケンス cs を生成するために乗算器 52_1 乃至 52_M に適用されたものである。識別子 V はサイド情報として受信機に与えられ、受信機が、受信信号について逆の処理を実行できるようにする。

【0212】

図31は、第6実施例のOFDM送信機400と共に使用するのに適したOFDM受信機410の一部を示す。受信機410は、PTS受信部412、巡回データ割当部414及び巡回パイロット検出部416を有する。受信機410では、送信機から受信した信号はPTS受信部412に与えられる。PTS受信部412は、送信機により送信信号に適用された位相ベクトルの上述の識別子 V をサイド情報として受信する。サイド情報は受信信号とは別の制御チャネルを介して受信される。PTS受信部412は、識別子 V の位相ベクトルに適切な受信信号について逆のPTS処理を実行し、並べ替えられたシンボルのグループを巡回データ割当部414に出力する。

【0213】

並べ替えられたシンボルグループは、受信部412により巡回パイロット検出部416に供給され、巡回パイロット検出部は、図14を参照しながら説明されたように、送信機によってそのグループ中に挿入された巡回パイロットシンボル PS_{rot} のシンボルグループ中の位置を検出する。検出された位置に基づいて、巡回パイロット検出部416は巡回値 R_{CDA} を巡回データ割当部414に出力する。そして巡回データ割当部414は、受信した巡回値 R_{CDA} に従ってシンボルグループを並べ替え、そのシンボルをそれら当初の順序に戻す。並べ替えられたシンボルは、受信機410内の更なる処理に備えて出力される。

【実施例7】

【0214】

次に、図32を参照しながら本発明の第7実施例によるOFDM送信機が説明する。第7実施例のOFDM送信機420は、第6実施例の巡回データ割当(CDA)及びパーシャル送信シーケンス(PTS)法を実行するように適合される。しかしながら第7実施例では、個々のローテーションがサブグループ X_1 乃至 X_N の各々に適用可能である。

【0215】

第6実施例のPTS送信機のものと同じ図32の送信機420の要素は、図32と同じ参照番号を有する。

【0216】

送信機420では、巡回データ割当部422が、シンボル分割部48及びIFFT処理部 50_1 乃至 50_M 各々の間に挿入されている。巡回データ割当部422は、M個の別個のCDA処理部 424_1 乃至 424_M を有する。これら個々のCDA処理部 424_1 乃至 424_M の各々は、少なくとも1つの巡回パイロットシンボル PS_{rot1} 乃至 PS_{rotM} 及び巡回値 R_{CDA1} 乃至 $R_{CDA M}$ を受信する。例えば、第1のCDA処理部 424_1 は巡回パイロットシンボル PS_{rot1} 及び巡回値 R_{CDA1} を受信する。CDA処理部 424_1 はL-1個の入力シンボルのサブグループ X_1 を受信する(ここで、 $L=N/M$ である)。CDA処理部 424_1 はこのL-1シンボルのサブグループを並べ替え、並べ替えられたシンボルのサブグループを生成する。CDA処理部 424_1 は、並べ替えられたシンボルのサブグループ中の適切な場所に巡回パイロットシンボル PS_{rot1} も含める。巡回パイロットシンボ

10

20

30

40

50

ルを含む並べ替えられた結果のシンボルのサブグループは、対応するIDFT処理部 50_1 に出力される。

【0217】

残りのCDA処理部 424_2 乃至 424_M も同様に機能する。

【0218】

本実施例で利用可能な割当は、様々なCDA処理部 424_1 乃至 424_M 各々について様々なローテーションを選択可能にする。かくて特定の利用可能な割当配置は、 M 個のCDA処理部全てについて個々のローテーションを設定し、 M 個のローテーション値の組合せ R_{CDA1} 乃至 R_{CDA_M} として表現可能である。

【0219】

制御部426は入力シンボルの各サブグループ X_1 乃至 X_U を受信する。制御部426は、利用可能な各割当 (M 個のCDA処理部 424_1 乃至 424_M に対するローテーションの組合せ各々) について、可能性のある送信信号を計算する。個々の巡回値がCDA処理部 424_1 乃至 424_M 各々について設定可能なので、計算する可能性のある送信信号数は $L \cdot L!$ になる。

【0220】

この可能性のある送信信号は、初期の最適化されていない一群の位相調整を利用して、即ち通常のPTS最適化に従って一群の位相調整を最適化せずに、排他的に計算される。従って、可能性のある送信信号各々は、初期の最適化されてない一群の位相調整を、並べ替えられたシンボルのサブグループの各IDFT出力信号 sx_1 乃至 sx_M に適用することに基づいて計算される。言い換えれば、PTSアルゴリズムの最適化プロセスは、サブグループローテーションの最良の組合せが決定されるまでディセーブルにされる。

【0221】

可能性のある送信信号各々のPAPRの指標 が決定され、最良のPAPRをもたらすサブグループローテーションの組合せが選択される。選択の結果は M 個の巡回値 R_{CDA1} 乃至 R_{CDA_M} として出力される。

【0222】

選択されたサブグループローテーションは個々のCDA処理部 424_1 乃至 424_M に適用され、巡回パイロットシンボル PS_{rot1} 乃至 PS_{rotM} は、選択された巡回値に対応する位置で、並べ替えられたシンボルのサブグループ各々に付加される。

【0223】

以後の処理は第6実施例(図31)におけるものと同様である。特に、PTSアルゴリズムの最適化プロセスは、選択された割当(サブグループのローテーションの組合せ)についてだけ実行され、送信信号のピーク対平均電力比を更に低減する。

【0224】

図33は第7実施例のOFDM送信機420と共に使用するのに適したOFDM受信機430の一部を示す。

【0225】

受信機430は、PTS受信部412、巡回データ割当部432、巡回パイロット検出部436及びシンボル結合部438を有する。PTS受信部412は、受信機430のPTS受信部と同様に動作する。上記と同様に、PTS処理部412は送信機420によって選択された位相ベクトルの識別子 V をサイド情報として受信し、その識別子を利用して、並べ替えられたシンボルのサブグループを再生する。これを行うためにPTS受信機で如何なる並べ替えの情報も必要とされない。

【0226】

巡回データ割当部432は N 個の個別的なCDA処理部 434_1 乃至 434_M を有する。個々のCDA処理部 434_1 乃至 434_M の各々は、PTS受信部412により出力された並べ替えられたシンボルのサブグループを受信する。PTS受信部412は、並べ替えられたシンボルのサブグループを巡回パイロット検出部436に出力し、巡回パイロット検出部は、各サブグループについて、送信機420によって各サブグループに付加された巡回パイロットシンボル PS_{rot1} 乃至 PS_{rotM} の位置を検出する。各サブグループについて検出された位置に基づいて、

10

20

30

40

50

巡回パイロット検出部 4 3 6 は、対応する巡回値 R_{CDA1} 乃至 R_{CDAM} を巡回データ割当部 4 3 2 に出力する。

【0 2 2 7】

各CDA処理部 434_1 乃至 434_M は、対応する巡回値 R_{CDA1} 乃至 R_{CDAM} を受信し、そのサブグループのシンボルを並べ替え、それらを自身の当初の順序に戻す。それらの当初の順序に並ぶシンボルのサブグループは、シンボル結合器 4 3 8 に出力され、シンボル結合器はそのサブグループを結合し、完全なシンボルグループを再構成する。

【0 2 2 8】

図 3 4 を参照しながら、第 7 実施例の送信機と共に使用するのに適した別の受信機が説明される。この場合、サイド情報に関連するシグナリングオーバーヘッドを削減するため、送信機 4 2 0 は、選択された重みベクトルの識別子 V を受信機に送信しないことが仮定される。従って、図 3 4 の受信機は「ブラインド」PTS受信機である。ブラインドPTS受信機の構成及び動作は、上記に引用した Jayalath 及び Tellambura による論文で説明されている。第 7 実施例の送信機と共にブラインドPTS受信機を動作可能にするのに必要な、ブラインドPTS受信機に対する修正が以下に説明される。送信機は、選択された巡回値 R_{CDA1} 乃至 R_{CDAM} をブラインド受信機に（上述したような）巡回パイロットシンボルを用いて通知することが仮定される。

10

【0 2 2 9】

受信機 4 4 0 は、ブラインドPTS受信部 4 2 2、CDA処理部 4 3 2、巡回パイロット検出部 4 3 6 及びシンボル結合部 4 3 8 を有する。処理部 4 3 2、4 3 6、4 3 8 は図 3 3 の対応する処理部と同様であり、それについての説明は省略される。

20

【0 2 3 0】

受信信号は次式で与えられるように仮定される。

【数 3 6】

$$r_n = H_n c_n^{R_{CDA}} e^{j\tilde{\phi}_n} + n_n \quad (28)$$

エンコードされたデータは次式で与えられる。

【数 3 7】

$$c_n^{R_{CDA}} e^{j\tilde{\phi}_m} (\tilde{b}_m \in V)$$

30

ここで、 b_m は m 番目のサブグループに適用される最適な位相調整を表す。サイド情報なしに、最適な位相ベクトル V を決定するために、次の量が仮定される。

【数 3 8】

$$\mathbf{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}] \quad (29)$$

40

$$\hat{\mathbf{H}} = [\hat{H}_0, \hat{H}_1, \dots, \hat{H}_{N-1}] \quad (30)$$

m 番目のサブグループの位相調整因子を決定するために、ブラインドPTS受信部 4 4 2 のデコーダにおける判定メトリックは、次のように修正される：

【数 3 9】

$$D_{PTS}^m = \min_{m \in \{0, 1, \dots, M-1\}} \sum_{n = N_m / M}^{N(m+1)/M - 1} \min_{\hat{c}_n^{R_{CDA}} \in Q} \left| r_n - \hat{H}_n \hat{c}_n^{R_{CDA}} \hat{b}_m \right|^2 \quad (31)$$

ここで、 \hat{b}_m 、 \hat{b} 及び \hat{H}_n は推定されたチャネルである。

【0 2 3 1】

第 6 実施例のパフォーマンスは、以下の表 4 に記載されているシミュレーション諸元を用いてシミュレートされた。 10

【表 4】

表 4

パラメータ	値
サブキャリア総数	128,256
同期	パーフェクト
変調	16QAM
サンプリングレート	シンボル当たり 256 及び 512
クリッピングレベル	2dB
サブキャリア間隔	19.5kHz
チャネル	AWGN
CDA ローテーション数	16,32,128
ローテーションタイプ	正規のみ

20

30

【0 2 3 2】

シミュレーションは、利用可能な割当が正規のローテーションに制限される場合に、PTS で達成される低減に加えて、0.9dB 乃至 1.5dB の更なる PAPR 低減を達成可能なことを示す。イレギュラーなローテーションが許容されるならば、達成可能な更なる PAPR は 2dB を越えることができる。従って、14dB の信号対雑音比の信号において、0.01 の BER を有する PTS システムでは 0.003 乃至 0.005 の BER 改善が達成可能である。 40

【0 2 3 3】

第 6 及び第 7 実施例で達成される利点は、SLM 法の場合における第 5 実施例で達成されるものと類似する。特に、第 6 及び第 7 実施例は、サブキャリア数が大きい場合でさえも、PTS を実現可能にする作用効果を有する。従って BER 及び / 又は PAPR パフォーマンスは、少数のサブブロック（小さな M）の場合でさえ改善可能であり、従来の PTS 法で必要とされるよりも少ない IFFT 処理が実行される場合にも改善可能である。第 6 及び第 7 実施例の結合された CDA-PTS 法は、個々の又は集合的な形式でサブグループの中でより良いデータ割 50

当を行う可能性を生み出す。PTS法は、CDA法による処理済みの及びPAPR低減処理済みの信号に基づいてPAPR低減を開始するので、CDA法で提供される初期の利得は、所望の閾値に合うPAPRの全体的な見込みを改善することができる。

【0234】

第6及び第7実施例に関する多くの変形例が可能なのは理解されるであろう。

【0235】

第7実施例に対する第1の変形例は、利用可能な割当を、各CDA処理部 424_1 乃至 424_M における同じローテーションに制限することである。これには、唯1つの巡回値しか必要でないこと及び探索空間のサイズがかなり減るという利点がある。この場合、巡回値はサイド情報として供給されてもよいし、或いは並べ替えられたシンボルのサブグループの少なくとも1つに巡回パイロットシンボル $PS_{r,0,t}$ を挿入することで通知がなされてもよい。

10

【0236】

第6又は第7実施例に対する第2の変形例は、利用可能な割当及び利用可能なPTS位相ベクトルの利用可能な組合せ各々について、可能性のある送信信号を計算することである。そのような可能性のある送信信号各々に関し、PAPR指標が生成可能であり、最低のPAPRをもたらす割当及び位相ベクトルの組み合わせが選択可能である。PTS処理はSLMを上回る利点を有し、それは適切な位相ベクトルの探索がIFFT処理後に実行される。

【0237】

利用可能な割当数が M であり、割当全てについて可能性のある送信信号を計算するために M 回のIDFT処理が必要になると仮定する。利用可能な割当各々について、 M 回のIDFT処理により生成されるパーシャル送信シーケンスは、 V 個の利用可能な位相ベクトル各々について可能性のある送信信号を計算するのに V 回使用可能である。

20

【実施例8】

【0238】

次に、図35を参照しながら、第8実施例によるOFDM送信機500が説明する。第8実施例の送信機500は、巡回データ割当(CDA)及びトーンリザベーション(TR)法を互いに組み合わせて実行するように適合される。図35では、図4の通常のTR送信機80の要素と同じ送信機500の要素は、図4中の要素と同じ参照番号を有する。

【0239】

第8実施例の送信機500は、巡回データ割当部502が、シリアルパラレル変換器84(図4のデータ情報処理部に対応する)及びトーン割当部82の間に挿入される点で図4の送信機80と異なる。シリアルパラレル変換器84は、巡回データ割当部502の $N-L$ 個の入力シンボルのグループを並列に出力する。巡回データ割当部502は、並べ替えられた入力シンボルのグループをトーン割当部82に出力する。

30

【0240】

送信機500は制御部504も有し、制御部は巡回データ割当部502の動作及びTR法の動作、特に勾配アルゴリズム処理部92の動作を制御するよう適合されている。制御部504は、選択された巡回値 R_{CDA} を巡回データ割当部502へ出力し、巡回データ割当部は選択された巡回値 R_{CDA} に従って入力シンボルのグループを並べ替える。

【0241】

制御部504は、CDA及びTRの組み合わせを利用することでPAPRを低減しようとする以下に説明されるように、多数の様々な方法が制御部504により使用されてよい。しかしながら、これらの様々な方法を説明する前に、TR法の基本特性が説明される。

40

【0242】

送信機500のようなTR送信機では、 N 個の利用可能なOFDMサブキャリア中の L 個が予約される。これら L 個の予約されたサブキャリアは如何なるデータ情報を運ぶことにも使用されず、送信されるOFDM信号のPAPR値を減らすためだけに使用される。トーンリザベーションの名称は、 L 個のサブキャリア(又は、トーン)を予約することに由来する。

【0243】

並べ替えられた入力シンボルは、トーン割当部82からデータベクトル X として供給さ

50

れる。トーンリザベーションシンボルは、ピーク低減シンボル部 86 からトーン割当部 82 へベクトル C (ピーク低減ベクトルと言及される) として供給される。

【0244】

データベクトル X 及び C は、別々の周波数部分空間にあるように構成される、即ち $X_k = 0, k \in \{i_1, \dots, i_L\}$ 及び

【数40】

$$C_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$$

である。即ち、ベクトル X 及び C は同じサイズであるが、一方がゼロを有する場合、他方はゼロでない値を有する。効果的なことに、これはデータベクトル X のデータシンボルが N 個の利用可能なサブキャリア中の $N-L$ 個で送信されること、及びピーク低減ベクトル C のシンボルは N 個の利用可能なサブキャリア中の残りの L 個のサブキャリアで送信されることを意味する。理解されるように、この数式は歪のないものであり、データシンボルの簡易なデコードを導き、そのデータシンボルは、受信器の FFT 出力において、

【数41】

$$k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$$

の一群の値に排他的にフォーカスすることで、受信機における最終的に送信される OFDM 信号から抽出される。更に、ピーク低減ベクトル C の計算に関し、簡易な最適化を許容する。 C における L 個のゼロでない値は、ピーク低減トーンと呼ばれる。

【0245】

L 個のトーン $\{i_1, \dots, i_L\}$ は、送信開始時に固定され、送信が終了するまで或いはそのチャンネルについて何らかの新たな情報が送信機にフィードバックされるまで変えられないように仮定される。即ち、 L 個の選択されたサブキャリアはこの説明に関して固定されているように仮定される。しかしながら、 L 個のトーンの様々な分布が可能なことは理解されるであろう。

【0246】

C のゼロでない値 C^{\wedge} ($C^{\wedge} = [C_{i_1} \dots C_{i_L}]^T$) 及び $Q^{\wedge} = [q_{i_1} | \dots | q_{i_L}]$ (列 $\{i_1, \dots, i_L\}$ を選択することで構成される Q のサブマトリクス) を用意すると、 $c = QC = Q^{\wedge} C^{\wedge}$ である。直接的な PAPR 低減に関する TR 法を使用する上記で考察した OFDM 送信機では、 $x+c$ の PAPR を最小化するために、我々はベクトル c^* を計算しなければならない、即ち、最大ピーク値を最小化しなければならない:

【数42】

$$\min_c \|x+c\|_{\infty} = \min_{\hat{c}} \|x+\hat{Q}\hat{C}\|_{\infty} \quad (32)$$

勾配アルゴリズムは、簡易に c^* を計算するための好適な 1 つの解である。勾配アルゴリズムの基本概念は、予想される OFDM 信号をクリッピングする反復的プロセスである。当該技術分野でよく知られているように、増幅器は一般にそれらの線形領域外で信号を処理することができない。従って予想される OFDM 信号ピークをその時間領域でのクリッピングレベルで打ち切ることが有利になる。このクリッピングは、OFDM 信号からインパルス関数を減算するように解釈でき、そのインパルスはクリップされる信号ピーク位置に時間シフトされたものであり、ピークトーンの電力が所望のターゲットクリッピングレベルに減少するようにスケールされる。

【0247】

理想的なインパルス関数を利用することは不利になる。なぜなら、そのようなインパルス

10

20

30

40

50

ス関数は全てのサブキャリア周波数に周波数成分を有するからである。即ち、時間領域の予想されるOFDM信号から純粋なインパルス応答を減算すると、周波数領域で対応するOFDMシンボルのサブキャリアシンボル全てに影響を及ぼす。従って時間領域におけるこの減算は、CだけでなくXをも変えてしまう。

【0248】

この問題を解決するため、インパルスに似た関数が用意され、それは予約されたトーンロケーションで周波数成分を有する、即ちL個のトーンロケーション $\{i_1, \dots, i_L\}$ で周波数成分を有する。従って、送信機500では、特定のベクトルPが事前に格納され、ピーク低減シンボル処理ソース86を介して、ピーク低減ベクトルCの初期シード値として入力されてよい。或いは、Pは予め決められているので、Pに関するIFFT出力ベクトルPは、利用可能なPのバージョンの各々について事前に計算され、以下に説明されるように格納されていてもよい。ベクトルPは次式で定義されてよい：

【数43】

$$P_k = 1, k \in \{i_1, \dots, i_L\} \quad \text{and} \quad P_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$$

また、ベクトルPのIFFT出力(ベクトルp)は、 $p = [p_0 p_1 \dots p_{N-1}]$ のように規定されてよい。即ち、ベクトルpはそのベクトルPのIFFT出力であり、その値はトーンの場合 $\{i_1, \dots, i_L\}$ では1であり、それ以外では0である。ベクトルpはピーク低減カーネル(kernel)として言及され、周波数領域では、受信したトーンの場合 $\{i_1, \dots, i_L\}$ のみの関数である。

【0249】

ピーク低減カーネルpはデータシンボルと独立なので、送信機500の通常動作に先行して計算可能であり、メモリ94に格納可能である。ピーク低減カーネルpはトーンロケーション $\{i_1, \dots, i_L\}$ の関数であるので、即ち予約されたトーンを送信するのに選択されたサブキャリアの関数であるので、様々なピーク低減カーネルpが、N個の利用可能なトーン(サブキャリア)のうちのL個の予約されたトーン(サブキャリア)の異なる選択の各々に必要とされるのは当然に理解されるであろう。従って、多数の様々なピーク低減カーネルpがメモリ94に格納され、各々は、L個の予約されたトーンの様々な選択内容に対応する。

【0250】

ピーク低減カーネルpはロケーション p_0 でピークを有するが、ロケーション $p_1 \dots p_{N-1}$ でもいくらかのリークのあることが理解されるであろう。予約されたトーンLの数が大きくなると、ロケーション p_0 でのピークは当然に大きくなり、ロケーション $p_1 \dots p_{N-1}$ での洩れは小さくなり、送信機のより良いパフォーマンスをもたらす。しかしながら、逆に、数Lが大きくなると、データを搬送するのに使用されるNサブキャリアが少なくなるので、システムの冗長性が増えてしまう。これはシステムスループットの減少を招く。従って数Lを選択する場合には、パフォーマンスとシステムスループットの間でトレードオフがある。

【0251】

従って送信機500のメモリ94は1以上のピーク低減カーネルベクトルp格納し、各々はL個のサブキャリアの異なる集合に関連し、そのサブキャリアは予約されたトーンとして選択されてよいものである。動作中に、制御部504は制御信号をトーン割当部82に供給し、どのL個のサブキャリアが予約トーンとして使用されるかを制御する。制御部504はメモリ94にアクセスし、対応するピーク低減カーネルベクトルpを勾配アルゴリズム処理部92に供給する。

【0252】

送信機の動作は従ってピーク低減ベクトルC又はベクトルPと共に進行し、ベクトルPは選択されたピーク低減カーネルベクトルpに対応し、データベクトルXと共にトーン割当部82に供給される。NポイントのIFFT処理は、NポイントのIFFT処理部88により実行され、その結果はパラレルシリアル変換器90で並直列変換を受ける。

10

20

30

40

50

【0253】

そして勾配アルゴリズムは、勾配アルゴリズム処理部92により、パラレルシリアル変換器90の出力について、信号が送信時点で許容可能なPAPR値を有するようになるまで実行される。

【0254】

勾配アルゴリズムは、選択されたピーク低減カーネルベクトルpを利用する反復的なクリッピングアルゴリズムである。当初の出力信号(OP1)はピーク検出部に与えられ、そこから消去されるべきピーク(又はいくつかのピーク)が検出される。しかしながら、ここでの説明では、唯1つのピークが各反復の間に消去されるように仮定される。ピーク検出部から導出される情報は、巡回シフト、スケーリング、及び位相回転を選択されたピーク低減ベクトルpに対して時間領域で行うのに使用される。選択されたピーク低減カーネルベクトルpのピークが出力信号の中で検出されるピークに整合するように、及びそのポイントでクリッピングレベルを上回る出力信号の大きさに等しい大きさを有するようにシフト、スケーリング及び位相回転が実行される。シフトされ、スケーリングされ及び位相回転させられたバージョンの選択されたピーク低減カーネルベクトルpは、オリジナルの出力信号OP1から減算され、修正された出力信号OP2を生成する。

10

【0255】

選択されたピーク低減カーネルベクトルpを生成したベクトルPはトーンロケーション $\{i_1, \dots, i_L\}$ でのみ値を有するので、時間領域におけるシフト、スケーリング及び位相回転は、これらのトーン(サブキャリア)の値だけに影響し、他のトーン(サブキャリア)は不変のまま残る。即ち、重要なことに、データベクトルXは修正された出力信号OP2の中に存在したままであり、反復的なクリッピング動作によって影響を受けない。

20

【0256】

PAPR値が許容できるように考えられるならば、制御部504は修正された出力信号OP2を送信用に伝送する。そうでなければ、修正された出力信号OP2が入力に再び戻るように伝送される。従って反復のプロセスが続き、更に修正された出力信号OP3が得られる。重要なことに、データベクトルXは更に修正された信号OP3の中でもそのまま残り、更に修正された全ての出力信号の中で、反復的なクリッピング処理によって影響を受けない。修正された出力信号が許容可能なPAPR値を有するまで、或いは設定された反復回数が実行されるまで、反復的なクリッピング処理が実行される。そして、最終的に修正された出力信号が送信用に伝送される。

30

【0257】

最適化は時間領域信号にういて実行されることが理解されるであろう。従って、唯1回のIFFT処理しか必要とされず、非常に簡潔である。

【0258】

勾配アルゴリズムの一例は、以下の反復式に基づいてもよい：

【数44】

$$\mathbf{x}^{i+1} = \mathbf{x}^i - \mu \cdot \sum_{|x_n^i| > A} \alpha_n^i \mathbf{p}_n \quad (33)$$

40

ここで、

i は反復インデックスであり；

μ は更新するステップサイズであり；

n は、サンプル x_n がクリッピング閾値より大きくなるインデックスであり；

【数45】

$$\alpha_n^i = x_n^i - A \cdot \exp(j \cdot \text{angle}(x_n^i))$$

p はピーク低減カーネルベクトルである。

50

【0259】

上述したように、カーネルはそのロケーションで可能な限り理想インパルスに近い時間領域信号であり、サンプル振幅は所定の閾値より大きい。こうして、2次的なピークを発生させずに、できるだけ多くのピークをキャンセルできる。

【0260】

数式(33)の勾配アルゴリズムは、上述したように1つのピークだけでなく、各反復サイクルで $|x_{n_i}| > A$ を満たす全てのピークをキャンセルしようとする。或いは、送信機500の演算負担の上限を決めるために、 $|x_{n_i}| > A$ を満たす全てのピークでなく、1回の反復でキャンセルする一定数のピークを選択することもできる。

【0261】

図36には、第8実施例の制御部504で使用可能な第1の方法が示されている。図36に示されるように、制御部はN個の計算部510₁乃至510_N及び選択部512を有する。この例では、利用可能な巡回データ割当の数(ローテーション数)はNであるように仮定されており、Nはサブキャリア数である。もちろん、利用可能なローテーション数は望まれるならばNより大きくてもよいし、Nより小さくてもよい。各計算部510は利用可能な可能性があるローテーションの個々の1つに対応する。各ローテーションについての計算部は、可能性がある送信信号を、TR法の影響を考慮せずに次式のように計算する。

【数46】

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^r e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (34)$$

個々の利用可能なローテーションについて個々の可能性がある送信信号が選択部512に供給され、選択部は、可能性がある送信信号各々のPAPR指標を、例えば上述の(3)式に従って計算する。そして選択部512は、最低のPAPR指標を有する可能性がある送信信号 rx_{best} を選択し、選択された可能性がある送信信号を勾配あるとリズム処理部92に出力する。選択部512は、巡回データ割当部502に巡回値 R_{CDA} (選択された可能性がある送信信号に対応する次式の巡回値)も出力する。

【0262】

【数47】

$$R_{CDA} = \min_r (\zeta_r) \quad (35)$$

巡回値 R_{CDA} は、受信機にサイド情報として明示的に通知されてもよいし、或いは巡回パイロットシンボル PS_{rot} と共に並べ替えられたシンボルのグループの1つを利用することで通知されてもよい。

【0263】

あるOFDMシステムでは、PAPRレベルが臨界値より小さく、増幅器は適切な良好なクリッピングレベルを有する。そのようなシステムでは、入力シンボルのほとんどのグループについて、勾配アルゴリズムの過剰な適用を避けることが望ましい。そのようなOFDMシステムでは、CDAだけで達成可能なPAPR低減が、入力シンボルの多くのグループに十分である。

【0264】

次に、図37を参照しながら、図35の制御部504で使用されてよい第2の方法が説明される。この方法では、制御部504は選択部514を有し、選択部は、最低のPAPRを有する可能性がある送信信号 rx_{best} を選択することに加えて、最良の信号 rx_{best} について

のPAPR指標を閾値と比較する。最良の信号 rx_{best} をによって達成されるPAPR低減が既に閾値を上回っていた場合、選択部514は勾配アルゴリズム処理部92をバイパスさせ、勾配アルゴリズムの適用なしにその最良の信号に基づいて最終的な送信信号を生成する。このようにして、処理負担が減らされる。可能性がある送信信号 rx_{best} で達成されるPAPR低減が閾値を下回っていた場合にのみ、勾配アルゴリズム処理部92がアクティブにされ、それを用いて最終的な送信信号 $rx_{best} + C$ を第1の方法のように生成する。

【0265】

図38を参照しながら、第8実施例の制御部504で使用可能な第3の方法が説明する。図36及び図37の方法はノンオプティマルシリアル法であり、最良の可能性がある送信信号 rx_{best} の選択後にTR法が実行される。図38では、最適なノンシリアル法が使用され、巡回データ割当(r)及びTRコード C の利用可能な全ての組み合わせについて、最少のPAPR解を求める。特に、図38の方法では制御部は、次式を決めるように探索する。

10

【数48】

$$\min_{r,C} \|x_r + C\|_{\infty} = \min_{r,C} \|x_r + \hat{Q}C\|_{\infty} < \|x\|_{\infty} \quad (36)$$

【0266】

図38に示されているように、第3の方法における制御部504は、 N 個の計算部510₁乃至510_Nを利用して、個々の可能性がある送信信号 rx_1 乃至 rx_N を、 N 個の様々な利用可能なローテーションについて計算する。この場合、制御部38は勾配アルゴリズム処理部92₁乃至92_Nを利用可能な各ローテーションについて有し、それに従って勾配アルゴリズムを可能性がある送信信号 rx_1 乃至 rx_N の全てに同時に適用する。勾配アルゴリズム処理部92₁乃至92_Nは、TR調整済みの可能性がある送信信号 $rx_1 + C_1$ 乃至 $rx_N + C_N$ をそれぞれ出力する。選択部518は、そのような信号各々についてPAPRの指標を計算し、最低のPAPRを有する可能性がある送信信号を選択する。選択的に、選択部518はPAPRを各可能性がある送信信号 rx_1 乃至 rx_N について先ず計算する。この場合、何らかの送信信号 rx_1 乃至 rx_N のPAPR値が既に或る閾値を下回っていたならば、勾配アルゴリズム処理部は一切起動されない。許容可能なPAPR値を有するこの送信信号は、勾配アルゴリズムを全く適用せずに単に選択され、処理電力を節約するようにする。

20

30

【0267】

図39を参照しながら、第8実施例の処理部504で使用可能な第4の方法が説明される。この方法の制御部は、第3の方法と同様に利用可能なローテーション各々について可能性がある送信信号 rx_1 乃至 rx_N を計算する。結果の可能性がある送信信号は、勾配アルゴリズム処理部192₁乃至192_Nにそれぞれ適用される。これらの勾配アルゴリズム処理部192₁乃至192_Nは、基本的には上述の方法の勾配アルゴリズム処理部92₁乃至92_Nと同様に機能するが、勾配アルゴリズム処理部192₁乃至192_Nの処理が最初の M 回に制限されている点異なる。

【0268】

個々のTR調整済みの可能性がある送信信号 $rx_1 + C_1$ 乃至 $rx_N + C_N$ は、選択部520に適用される。選択部520は、最低のPAPRを有するTR調整済みの可能性がある送信信号を選択する。この信号は選択部520によって別の勾配アルゴリズム処理部192_Fに供給され、その処理部は選択された可能性がある送信信号について勾配アルゴリズムを継続するために使用される。別の勾配アルゴリズム処理部192_Fが更に必要な反復回数 P を実行した後に、送信用の最終的な信号が生成される。

40

【0269】

CDA及びTRを結合する場合に、予約されたトーンの影響を受けずに入力シンボルが巡回するように、予約されたトーンを回転する入力シンボルから分離することが可能なことは理解されるであろう。しかしながら、予約されたトーンの中で入力シンボルを巡回させる

50

ことも可能である。受信機が巡回値RCDAの通知を事前に受ける限り、巡回する予約されたトーンの識別子は受信機によって確認可能である。この場合、ピーク低減カーネルは次式のように書ける。

【数 4 9】

$$\mathbf{p}^r = \frac{\sqrt{N}}{K} \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{1}_K^r \quad (37)$$

【0 2 7 0】

次に、上述の第3の方法(図8)での制御部504の動作が詳細に説明される。必要な処理はオフライン計算(送信機の起動前に一度だけ実行される)と、オンライン反復(勾配アルゴリズムの反復各々について実行される)とを含む。

【0 2 7 1】

(オフライン計算)

1. 考察されるローテーション及び2ノルム基準に基づいて、オリジナルのカーネルベクトル \mathbf{P}^r を計算する。これは $\mathbf{1}_K^r$ のIFFTである(ガードバンドを除く全てのトーン)。

2. オリジナルのカーネルを定量化し、導出されるカーネルを求め、それを前もってメモリ94に格納する(図35)。

【0 2 7 2】

(オンライン反復): アルゴリズムは入力OFDMシンボル各々に基づく。

1. ターゲットPAPR値及び対応する閾値Aを選択する。

2. $|x_{r, n_i}| > A$ について全てのサンプルロケーション n_i を見つける。閾値を越える最少サンプル数と共に最良の $r=R$ を選択する。全てのサンプルが既に閾値を下回るならば、信号を送信する。

3. そうでなければ $x^{i=0} = x_R$ を設定し、対応する $\mathbf{1}_K^R$ 及び \mathbf{p}^R を選択する。

4. $|x_{n_i}| > A$ におけるロケーション n_i と共に一定のサンプル数(順序)を見出す。

5. 全てのサンプルがターゲット閾値を下回るならば、 x^i を送信する。そうでなければ、導出されたカーネルを探索し、合致するもの及び時間領域で適切な巡回シフトを見出す。

6. 数式(33)に従って x^i を更新する。

7. i が最大反復上限に達するまで、ステップ4乃至ステップ6を反復する。最終的な x^i を送信する。

第4方法に対応する詳細な動作は次のとおりである。

【0 2 7 3】

(オフライン計算)

1. 考察されるローテーション及び2ノルム基準に基づいて、オリジナルのカーネルベクトル \mathbf{P}^r を計算する。これは $\mathbf{1}_K^r$ のIFFTである(ガードバンドを除く全てのトーン)。

2. オリジナルのカーネルを定量化し、導出されるカーネルを求め、それを前もって格納する。

【0 2 7 4】

(オンライン反復): アルゴリズムは入力OFDMシンボル各々に基づく。

1. ターゲットPAPR値及び対応する閾値Aを選択する。

2. $x^{i=0} = x_R$ を設定し、対応する $\mathbf{1}_K^R$ 及び \mathbf{p}^R を選択する。

3. $|x_{n_i}| > A$ におけるロケーション n_i と共に一定のサンプル数(順序)を見出す。

4. 全てのローテーションに関し、全てのサンプルがターゲット閾値を下回るならば、基準を満たす巡回させた信号を送信する。そうでなければ、最少の n_i と共にM個のローテーション r_1, \dots, r_M を選択する。

5. $x^{i=0} = x_{r_m}$ の各々について($m=1\dots M$)、数式(33)のようにアルゴリズムの第1の反復を実行する。

10

20

30

40

50

6. 全てのローテーションの第1反復の適用結果について、 $|x_{n_i}| > A$ に関する全てのサンプルロケーション n_i を見出す。

7. そうでなければ、閾値を上回る最少サンプル数と共に、最良の $r_m=R$ を選択する。

8. 他のローテーション全てを落とし、それらの反復数式を更に更新せず、次の更新に備えて最良の $r_m=R$ と共に勾配アルゴリズムと共にのみ処理を続ける。

9. $|x_{n_i}| > A$ のロケーション n_i と共にサンプルの一定数(順序)を見出す。

10. 全てのサンプルがターゲット閾値を下回るならば、 x^i を送信する。そうでなければ、導出されるカーネルを探索し、時間領域での適切なシフト及び合致するものを見出す。

11. 数式(33)に従って x^i を更新する。

12. i が最大反復上限に達するまで、ステップ9乃至ステップ11を反復する。最終的な x^i を送信する。

【0275】

ステップ7で選択される1ローテーションを除き、反復アルゴリズムはステップ8で止まり、反復全体を実行する必要性を回避する。

【0276】

図40は、第8実施例のOFDM送信機500と共に使用するのに適したOFDM受信機530の一部を示す。受信機530は、TR受信部532、巡回パイロット検出部534及び巡回データ割当部536を有する。TR受信部532はその入力で送信機500から送信された信号を受信する。TR受信部532はその受信信号について逆のTR処理を実行し、並べ替えられたシンボルのグループを生成する。並べ替えられたシンボルのグループは、巡回パイロット検出部534にも供給され、巡回パイロット検出部は、並べ替えられたシンボルのグループ中での巡回パイロットシンボルPSrotの位置を検出する。巡回パイロット検出部534は、検出した位置に対応する巡回値 R_{CDA} を出力する。巡回データ割当部536は、巡回値 R_{CDA} に応じてシンボルグループを並べ替え、そのシンボルをそれらの元の順序に戻す。

【0277】

図41は第8実施例の送信機500と共に使用するのに適した別のOFDM受信機を示す。この場合、送信機は巡回値 R_{CDA} を受信機540にサイド情報として制御チャネルを介して送信する。従って、受信機530の巡回パイロット検出部534は省略可能である。

【0278】

第8実施例の送信機のパフォーマンスが、以下の表5に記載されているシミュレーション諸元に基づいてシミュレートされた。

10

20

30

【表 5】

表 5

パラメータ	値
サブキャリア総数	2048
ターゲット PAPR	6.5
同期	パーフェクト
変調	16QAM
チャネル	AWGN
ローテーションタイプ	正規のみ
TR 反復	30

10

20

【0279】

図 4 2 にシミュレーション結果が示されている。図 4 2 では、5 つの異なるシステムのパフォーマンスが表されており、それらは (a) PAPR 低減処理を一切行っていない OFDM システム、(b) 予約サブキャリア数 L が 30 に設定されている場合のパーク (Park) の論文に記述されているシステム、(c) $L=60$ の場合のパークの OFDM システム、(d) $L=30$ の場合の第 8 実施例及び (e) $L=60$ の場合の第 8 実施例である。各々の場合に、図 4 2 は、ターゲット PAPR 値 $PAPR_0$ が変化する場合の、PAPR の相補累積分布関数 (CCDF) の変化を示す。CCDF は S シンボルについてターゲット値 $PAPR_0$ を達成することについての確率 Pr の指標である (図 4 2 では $S=1,000,000$ である。)。實際上、CCDF は PAPR 低減処理の失敗に関する指標であり、即ち実際の PAPR がターゲット $PAPR_0$ を越える確率の指標である。図 4 2 では曲線が左に向かうほど、特定値の $PAPR_0$ に適合しない確率は下がる。

30

【0280】

図 4 2 から理解できるように、第 8 実施例によるシステム (d) 及び (e) は、他のシステムに比較してかなりのパフォーマンス改善をもたらす。CDA の利用は、初期の 0.8dB 乃至 2dB の PAPR 低減効果をもたらす (正規の又は正規でないローテーションが利用可能か否かに依存する。)。そして、TR 法は PAPR を更に低減し、図 4 2 に示されるような結果をもたらす。實際上、TR は既に処理された信号と共に始まり、より少ない反復回数を要し、PAPR を所望のターゲットレベルに減らす。

40

【0281】

第 8 実施例では、第 4 実施例に関連して既に説明されたように、ランダムに生成された既知の位相調整を CDA に加えることもできる。

【0282】

CDA 及び TR の組み合わせを利用することで第 8 実施例で達成される利点は、第 5 乃至第 7 実施例を参照しながら既に説明されたような、CDA 及び SLM の又は CDA 及び PTS の組み合わせを用いることで得られるものに概して似ている。例えば、CDA 及び TR の組み合わせは、サブキャリア数が多い場合でさえ TR を実行可能にすることができる。BER 特性及び / 又は PAPR 特性は、より少なく確保されたサブキャリアを用いて改善可能であり、これは容量を改善する効果をもたらす。本質的には、CDA 及び TR の組み合わせは、入力シンボルからサ

50

ブキャリアへのより良い割当を利用する可能性を生み出し、TR法のPAPRパフォーマンスを更に強化する。PAPR低減の観点からは、CDAで達成される初期ゲインは、ターゲット閾値を上回るPAPRの全体的確率を改善可能にする。

【0283】

図43は本発明を利用する方法のフローチャート601を示す。本方法601はステップS1乃至S5を有する。ステップS1では、1以上のインジケータ群が取得され、各インジケータ群は様々な予測されるOFDM信号に関連する。取得されたインジケータ各々は、各信号時間で期待される関連する予測的なOFDM信号についての所定の属性の大きさを示す。所定の属性は例えば、電圧、電流又は電力レベル等でもよい。

【0284】

その又は各々の予測的な信号は、何らかのデータ量を表すかもしれない。例えば、その又は各々の予測的な信号は1つのOFDMシンボルを表現してもよいし、或いは複数のOFDMシンボルを有するOFDMフレームを表現してもよい。インジケータが関連する信号時間は、考察される予測的なOFDM信号間で規則的に又は不規則的に離れていてよい。

【0285】

ステップS2では、所定の条件を満たすこれらのインジケータが各群について確認される。所定の条件は、例えば、その大きさが閾レベルを超えたことでもよい。例えば、所定の属性が信号電力レベルであった場合、所定の条件は閾電力レベルでもよい。

【0286】

ステップS3では、確認されたインジケータがインジケータ群各々について累積される。累積は、各群について確認されたインジケータ数をカウントすることを含む。代替的に又は付加的に、その累積は、各群について確認されたインジケータの大きさを合計すること、或いは各群について確認されたインジケータの大きさの一部を合計することを含んでよい。本発明の好適実施例では、累積は、閾レベルを超える確認されたインジケータの大きさの部分を合計することを含む。確認されるインジケータは、当然に、別の方法で累積されてもよい。

【0287】

ステップS4では、その又は各々の予測的なOFDM信号の適合性は、その累積結果に基づいて評価される。送信用の特定の予測されるOFDM信号の適合性は、その信号についての累積結果を、所定の適合性閾レベルと又は一群の閾レベルと比較することで評価されてもよい。この評価方法は、例えば、唯1つの予測されるOFDM信号が存在する場合に実行されてもよい。或いは、送信用の特定の予測されるOFDM信号の適合性は、その予測信号についての累積結果と他の予測信号についての累積結果とを比較することで評価されてもよい。その場合、或る見込みのあるOFDM信号は、他の見込みのあるOFDM信号よりも送信に一層適しているかもしれない。例えば、その見込みのあるOFDM信号はより高い（又はより低い）累積結果を有するかもしれない。

【0288】

ステップS5では、或る予測信号がステップS4の適合性評価結果に基づいて送信される。例えば、最も適切な見込みのあるOFDM信号が送信されてもよい。

【実施例9】

【0289】

図44は、本発明の第9実施例による送信機602の概略図である。送信機602は方法601を実行するよう動作し、従ってインジケータ取得部604、見込みのあるOFDM信号群を格納する信号格納部606、確認部608、累積部610、評価部612及び送信部614を有する。

【0290】

インジケータ取得部604は、1以上のインジケータ群を取得するよう動作し、各群は、信号格納部606に格納される信号群の様々な見込みのあるOFDM信号に関連する。確認部608は、各群について、所定の条件を満たすインジケータを確認するよう動作する。累積部610は、各群について、確認部608で確認された確認済みインジケータを累積

10

20

30

40

50

するよう動作する。評価部 6 1 2 は、累積部 6 1 0 で実行した累積結果に基づいて、送信用のその又は各々の見込みのある OFDM 信号の適合性を評価するよう動作する。送信部 6 1 4 は、評価部 6 1 2 で実行した適合性評価結果に基づいて、予測信号を送信 OFDM 信号 6 1 5 として送信するよう動作する。

【 0 2 9 1 】

後述の本発明の第 1 0、第 1 1 及び第 1 2 実施例では、取得されるインジケータは、各信号時間に期待される見込みのある OFDM 信号の信号電力の大きさを表す。更に、これらの実施例では、インジケータは、考察される信号時間で信号電力に予測される大きさが、所定の信号電力閾レベルを越えるか否かの確認を受ける（所定の条件）。

【 0 2 9 2 】

所定の信号電力閾レベルは、本発明を利用する送信機の増幅器の実際の信号電力クリッピングレベルでもよい。しかしながら、所定の信号電力閾レベルとして別のレベルを利用することが有利になるかもしれない。例えば、一群の見込みのある OFDM 信号の各々は、大きさの変化する多くのピークを有するが、各々は送信機の増幅器の実際のクリッピングレベルを超えるかもしれない。この場合、多数のインジケータが、その増幅器に関して多くの処理負担をかけるように確認されるかもしれない。更に、そのようなピークは、実際の送信機のノイズに部分的に寄与するかもしれない。

【 0 2 9 3 】

従って、増幅器の実際の信号電力クリッピングレベルを上回る所定の信号電力閾レベルを利用することは、有利なこともあるかもしれない。このことは、その高い閾値を越える同じ予測信号中のピーク数が減るという効果をもたらす。これは、増幅器の処理負担を低減することになり、実際の送信機における送信機のノイズ感度を減らす。所定の閾値を設定する際に、一方では見込みのある OFDM 信号間を区別するのに十分にインジケータを累積することと、他方では送信機で行われる処理負担を増やすこととの間でトレードオフがなされるかもしれないことが理解されるであろう。そのレベルが過剰に高く設定されると、何らのインジケータも累積されない、又はピーク電力レベルを表す 1 つのインジケータのみが累積されるかもしれない。

【 0 2 9 4 】

本発明の第 1 0、第 1 1 及び第 1 2 実施例では、確認されるインジケータの累積は、累積されたクリップ電力 (ACP) 値をもたらす。なぜなら、インジケータ各々は信号電力レベルを表現するからである。ACP 値は、見込みのある OFDM 信号の予測される信号エネルギー量を表すように考えられ、そのエネルギー量は、予測信号が信号電力閾レベル (クリッピングレベル) で打ち切られた場合に失われる。他の累積法が実行されてもよいが、ここで開示される本発明の別の実施例で行われる累積の結果は、累積されるクリップ電力 (ACP) として言及されることが理解されるであろう。

【 実施例 1 0 】

【 0 2 9 5 】

図 4 5 は、本発明の第 1 0 実施例による OFDM 送信機 6 2 0 の概略図である。OFDM 送信機 6 2 0 は SLM 技法を使用する。

【 0 2 9 6 】

送信機 6 2 0 は、利用可能な位相ベクトル格納部 6 2 2、位相ベクトル選択部 6 2 4 及び送信部 6 2 6 を有する。利用可能な位相ベクトル格納部 6 2 2 は、U 個の利用可能な位相ベクトルに関するデータを格納する。各位相ベクトル P_u は N 個の位相要素 $\phi_0, \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N-1}$ で構成される。従って次式のように書ける。

【 数 5 0 】

$$P_u = [e^{j\phi_0^u}, e^{j\phi_1^u}, \dots, e^{j\phi_{N-1}^u}]^T, \quad \phi_n^u \in (0, 2\pi], \quad u \in \{1, \dots, U\}.$$

【 0 2 9 7 】

位相ベクトル選択部 6 2 4 は、格納済みの利用可能な位相ベクトルにアクセスし、入力

10

20

30

40

50

データのブロックCを受信し、そのブロックは特定の送信時間間隔(TTI)で送信機620から送信される。当該技術分野で周知のように、OFDMシンボルはN個の変調シンボルのブロックで構成され、N個の変調シンボルの各々はN個の直交するサブキャリアの1つで送信される。隣接するサブキャリア間隔は $f=1/T$ であり、TはOFDM信号期間(TTI期間)である。結果のOFDM信号は、U個の利用可能な位相ベクトルの1つに適用される前の時点では、次式のように表現されてもよい。

【数51】

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (37)$$

10

ここで、 $C=(c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{N-1})$ は或るコンステレーション中のN個のコンステレーションシンボルのベクトルを表す。

【0298】

位相ベクトル選択部624は、入力データベクトルCと各利用可能な位相ベクトル P_u とのベクトル積を計算し、U個の見込みのあるOFDMシンボルを生成する。

【0299】

結果の見込みのあるOFDM信号各々は、U個の利用可能な位相ベクトルの1つの適用後に、次のように表現される。

20

【数52】

$$s_u(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi n \Delta f t + \phi_n^u)} \quad (38)$$

結果のOFDM信号各々の時間領域サンプルは次式により与えられる。

【0300】

$$S(u) = [s_0(u), s_1(u), \dots, s_{M-1}(u)]^T, \quad u=1 \dots U \quad (39)$$

ここで、Mはサンプル数を表す。

30

【0301】

送信機620の増幅器で実行される振幅クリッピングは、入力信号のピークエンベロープを所定値に制限する、そうでなければ入力信号を歪なしに伝送させることが仮定される。これは次式のように表現される。

【数53】

$$y = \begin{cases} s, & |s| < A \\ Ae^{j\phi(s)}, & |s| \geq A \end{cases} \quad (40)$$

40

ここで、 $\phi(s)$ はSの位相である。

【0302】

送信機620で実行されるSLM技法について、累積され打ち切られる電力(ACP)の計算は、以下の手順に基づいて規定される。各見込みのあるOFDM信号についての平均信号電力 μ は、即ち、U個の利用可能な位相ベクトルの各位相ベクトル P_u の適用後に、次式のように決定される。

$$\mu = E(|s_k(u)|^2), \quad k=1 \dots M \quad (41)$$

ここで、Eは期待値/平均化の関数である。

【0303】

クリッピングレベル A_c は次のように規定される。

50

$$(Ac)_{dB} = \mu_{dB} + A_{dB} \quad (42)$$

従って、クリッピングレベルAc(即ち、インジケータを確認するために使用される閾値)は、本実施例では平均信号電力 μ を上回る或るレベルAに設定されることが理解できる。しかしながら、クリッピングレベルAcは如何なるレベルに設定されてもよいことは理解されるであろう。

【0304】

OFDM信号の各候補について(即ち、U個の利用可能な位相ベクトル個々の1つの位相ベクトル P_u を用いて形成される見込みのあるOFDM信号各々について)、累積されクリップされる電力(ACP)は、次式のように計算されてもよい。

【数54】

$$ACP_u = \sum_{k=0}^M \eta_k \quad (43)$$

$$\eta_k = \begin{cases} |s_k(u)|^2 - A_c, & \text{when } |s_k(u)|^2 > A_c \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (44)$$

10

20

【0305】

インジケータは値 $|s_k(u)|^2$ であること、それらは数式(43)のACP値を与えるように累積されること(即ち、 A_c を越える部分が合計されること)が理解されるであろう。数式(43)は、確認されたインジケータを累積だけするように機能する。なぜなら、他のインジケータは数式(44)で(値0を割り当てることで)事実上無視され、それらは累積に影響しないようになるからである。

【0306】

最も適切な見込みのあるOFDM信号、即ち最低のACPを有するOFDM信号を送信機から送信するために、位相選択部624は以下の数式が最小化されるようにベクトル u_{ACP} (即ち、ベクトル P_u 、 $u = u_{ACP}$)を選択する。

30

【0307】

$$\min_u (ACP_u) \quad (45)$$

【0308】

更なる簡易化のため、対応する見込みのあるOFDM信号が最低のACPを有するようにするU個の利用可能な位相ベクトルの1つが、送信部626による使用に備えて選択され、U個の値uは u_{ACP} と言及される。

40

【0309】

従って、最低のACPを有する(即ち、選択された位相ベクトル $P_{u_{ACP}}$ を有する)候補OFDMシンボルは、送信部626により以後送信される。

【0310】

図46は送信機で実行される動作を説明するためのフローチャートである。従って図46のフローチャートは、本発明を利用する方法628を説明する。本方法628はステップS10乃至S13を有する。

【0311】

ステップS10では、位相ベクトル選択部624が、送信機620から送信されるデータのブロックCを受信する。ステップS11では位相ベクトル選択部624が、U個の利用可能

50

な位相ベクトルの各々について、ベクトル積

【数 5 6】

$$C \otimes P_u$$

を計算する。

【0312】

ステップS12では、最低のACPを有するOFDM信号をもたらす位相ベクトル P_{UACP} が確認され、例えば、各位相ベクトル P_u の適用に関して予測されるACP値を計算するために数式(43)を利用し、最少のACP値を探すことにより確認される。ステップ613では、データブロックCが、OFDM信号627として確認された位相ベクトル P_{UACP} を利用しながら送信される。

【0313】

図47及び図48は、2つの予測信号A,Bを形成する波形例をそれぞれ示す。図47は、見込みのあるOFDM信号Aの期待される信号電力レベルを示し、信号Aは、データブロックCが第1の位相ベクトル P_1 でコンバインされた場合に送信機620から送信されるものである。図48は、見込みのあるOFDM信号Bの期待される信号電力レベルを示し、信号Aは、データブロックCが第2の位相ベクトル P_2 でコンバインされた場合に送信機620から送信されるものである。所定の信号電力クリッピングレベルは、図47及び図48各々に示されており、送信機620の増幅器の実際のクリッピングレベルでもよいし、或いは異なるレベルに設定されてもよい。

【0314】

図47及び図48を比較すると、予測信号Aは予測信号Bより僅かに低いPAPRを有するよう期待できることが分かる。2つの信号は概ね似ているが、図48の波形の信号ピークは図47の波形の信号ピークより高いからである。従って、SLM法を利用し且つ最低のPAPRと共に見込みのあるOFDM信号を送信しようとする以前に考察したOFDM送信機は、予測信号Bでなく、位相ベクトル P_1 を利用する予測信号Aを送信するよう選択するであろう。

【0315】

また、図47を図48と比較すると、予測信号Bよりも予測信号Aでより強い信号成分がクリッピングを受けることが理解できる。従って予測信号Bは、予測信号Aよりもかなり低い全体的ACPを有する。従って、本発明を利用する送信機620は、予測信号Aではなく、位相ベクトル P_2 を利用する予測信号Bを送信するよう選択を行う。

【0316】

シミュレーションは、以前に考察されたOFDM送信機(直接的なPAPR低減処理に基づくSLM法を利用するもの)と、本実施例を利用する(例えば、送信機620を利用する)送信機との処理を比較するよう実行された。送信機620は、SLM法を利用するが、直接的なACP低減処理に基づく。

【0317】

図49は、シミュレーションにおける送信に使用されたシステムパラメータを列挙するテーブルを示す。図49は、2つの異なる送信機構成を用いてシミュレーションが実行されることを示す。第1に、シミュレーションは128個のサブキャリア(即ち、利用可能な位相ベクトル総数)及び64のSLMセットサイズで実行される。第2に、シミュレーションは512個のサブキャリア及び128のSLMセットサイズで実行される。シミュレーションでは、同期は完全に確保され、使用される変調方式は16QAMであり、使用されるクリッピングレベルは2dBであり、サブキャリア間隔は19.5kHzであり、送信チャネルはAWGN(加法性白色ガウシアンノイズ)モデルを用いてモデル化された。シンボル当たり256及び1024サンプルのサンプリングレートがシミュレーションで使用された。

【0318】

図50及び図51は、シミュレーション結果のグラフを示し、直接的なPAPR低減処理を行う以前に考察された「従来の」SLMと、本発明を利用する直接的なACP処理を利用するAL

Mとを比較する。図50のグラフは、128個のサブキャリア及び64のSLMセットサイズを用いて実行されたシミュレーション結果を示す。図51のグラフは、512個のサブキャリア及び128のSLMセットサイズを用いて実行されたシミュレーション結果を示す。

【0319】

図50及び図51のグラフを考察すると、本発明の実施例で実行されるような、ACP低減処理を行うSLM法の適用例各々で、直接的なPAPR低減処理を行うSLM法の適用例と比較して改善されたBER(ビットエラーレート)がもたらされることが分かる。

【実施例11】

【0320】

図52は、本発明の第11実施例によるOFDM送信機630の概略図である。OFDM送信機630はPTS法を利用する。 10

【0321】

送信機630は、データシンボルソース632、パイロットシンボルソース634、分割部636、副分割部638、複数のIDFT処理部 640_1 乃至 640_M 、複数の乗算器 642_1 乃至 642_M 、最適化部644及び合計部646を有する。

【0322】

送信用データシンボルDSは、データシンボルソース632から、パイロットシンボルソース634からのパイロットシンボルPSと共に、分割部636に与えられ、分割部ではシンボルは利用可能なN個のサブキャリアに割り振られるようにベクトルブロックXに区分けされる。 20

【0323】

各ブロックXは分割部636から副分割部638に出力され、それはM対の別個のサブブロック X_m に分けられる(1 m M)。他のサブブロックで既に表現されている X_m の全てのサブキャリア位置は、ゼロに設定され、次式が満たされる。

【数57】

$$\mathbf{X} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m \quad (46)$$

【0324】 30

送信機639で実行される全体的なプロセスは、ACPが最少の最適な結合出力シーケンスを得るために、いくつかの反復を介して各サブブロックのサブキャリアの位相を変えようとする。

【0325】

次式のように複素回転因子 b_m を導入することで、位相角の回転は達成される。

【数58】

$$b_m = e^{j\phi_m} \quad (47)$$

$$\phi_m \in (0, 2\pi], \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad (48)$$

40

【0326】

この因子 b_m の導入は、次式のようにサブキャリアベクトルを修正可能にし、

【数59】

$$\tilde{\mathbf{X}} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m b_m \quad (49)$$

これは、集合 $\{b_m, 1 \leq m \leq M\}$ が既知の場合に、ベクトルXと同じ情報を表す。明らかに、サブブロックmの中で同じ角度 $m = \arg(b_m)$ だけ全てのサブキャリアの単なるジョイントロ 50

レーション（一括位相回転）が実行される。

【数 6 0】

$$\tilde{x} = IDFT \{ \tilde{X} \}$$

を計算するために、IDFTの線形性が利用される。従って、サブブロックは、IDFT処理部640₁乃至640_MでM個の別々の並列的なIDFTによって次式のように変換される。

【数 6 1】

$$\tilde{x} = \sum_{m=1}^M b_m \cdot IDFT \{ X_m \} = \sum_{m=1}^M b_m \cdot x_m \quad (50)$$

10

【0 3 2 7】

ここで、M個のパーシャル送信シーケンス $x_m = IDFT \{ X_m \}$ が導入されている。

【0 3 2 8】

パーシャル送信シーケンス x_m に基づいて、最適化プロセスが最適化部644で実行され、ベクトル b （利用可能な b_m の可能な集合）を選択し、出力信号が最少のACPを有するようにする。以下に説明されるように、最適化部644は、図52に示されるような乗算器642₁乃至642_Mに適用される次式の最適化ベクトルを選択する。

【数 6 2】

20

$$\mathbf{b}_{ACP} = [\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_M]$$

【0 3 2 9】

第1に、信号 x の時間領域サンプルは次式のように表現されてよいことが理解されるであろう：

【数 6 3】

$$s_k = \sum_{m=1}^M b_m \cdot x_{k,m} \quad (51)$$

30

ここで、 $0 \leq k \leq NL-1$ であり、L回オーバーサンプルされた時間領域信号を仮定している。

【0 3 3 0】

第2に、送信機630の増幅器での振幅クリッピングは、入力信号の包絡線ピークを所定値に制限する、或いはそうでなければ入力信号を変えずに伝送することが仮定される（図45の送信機620に関して説明したのと同様である）。即ち、次式が成り立つ。

【数 6 4】

$$y = \begin{cases} \tilde{x}, & |\tilde{x}| < A \\ Ae^{j\phi(\tilde{x})}, & |\tilde{x}| \geq A \end{cases} \quad (52)$$

40

ここで、 $\phi(x)$ は x の位相である。

【0 3 3 1】

信号 x の平均電力は次のように定義される。

$$\mu = E(|s_k|^2) \quad (53)$$

平均値は当然に上記の数式51で選択されるベクトル b に依存する。なお、 E は平均化/期待値の関数である。

50

【 0 3 3 2 】

増幅器のクリップレベル又はそれに相当する別のレベルである A_c は次のように決定される：

$$(A_c)_{dB} = \mu_{dB} + A_{dB} \quad (54)$$

従って、各ベクトル \mathbf{b} についてのACP値、即ち $ACP_{\mathbf{b}}$ は次のように決定される。

【 数 6 5 】

$$ACP_{\mathbf{b}} = \sum_{k=0}^{NL-1} \eta_k \quad (55)$$

10

$$\eta_k = \begin{cases} |s_k(\mathbf{b})|^2 - A_c, & \text{when } |s_k(\mathbf{b})|^2 > A_c \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (56)$$

ここで、ベクトル \mathbf{b}_{ACP} は次のように選択される。

【 数 6 6 】

$$\min_{\mathbf{b}} (ACP_{\mathbf{b}}) \quad (57)$$

20

【 0 3 3 3 】

従って、選択されたベクトル \mathbf{b}_{ACP} と共に、出力信号は次のようにして送信される。

【 数 6 7 】

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ACP} = \sum_{m=1}^M \tilde{b}_m \cdot \mathbf{x}_m \quad (58)$$

$$\mathbf{b}_{ACP} = [\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_M] \quad (59)$$

30

【 0 3 3 4 】

数式58の出力信号は、サメクション部646で形成され、送信機630から送信される。

【 0 3 3 5 】

図52のPTS送信機630にACP法を適用することは、図46のSLM送信機20にACP法を適用するのと同様であることが理解されるであろう。

【 0 3 3 6 】

図52で波線で示されているように、選択的に、ベクトル \mathbf{b} は長さ $M-1$ であり、 M 個のサブブロックの1つを除く全てに適用されてよいことが当業者は理解するであろう。即ち、サブブロックの1つに対する信号は位相シフトされない、又は位相シフト量がゼロであるように仮定できる。従って乗算器642₁は送信機630では選択的である。

40

【 0 3 3 7 】

図53は送信機630で実行される動作を説明するのに使用されるフローチャートを示す。従って図53のフローチャートは、本発明を利用する方法640を説明する。本方法640はステップS14乃至S19を有する。

【 0 3 3 8 】

ステップS14では、データブロック X が分割部636から副分割部638により受信される。ステップS15では、ブロック X が M 個のペアの別々のサブブロック X_m に更に分割さ

50

れる。ステップS16では各サブブロック X_m は、対応するIDFT処理部640mにおけるIDFTにより変換され、対応するパルシャル送信シーケンス(PTS)を生成する。

【0339】

ステップS17では、ベクトル b_{ACP} が、上記の数式57に従って送信機630により使用されるように選択される。ステップS18では、パルシャル送信シーケンス x_m が、乗算器642mで b_{ACP} の各自の位相ベクトルの分だけ位相シフトされ、ステップS19では乗算結果が合計部646で送信に備えて加算される。

【実施例12】

【0340】

図54は本発明の第12実施例によるOFDM送信機650の一部を示す概略図である。OFDM送信機650はTR法を使用する。 10

【0341】

送信機650は、トーンリザベーションシンボルソース652、データシンボルソース654、トーン割当部656、NポイントのIFFT処理部658、パラレルシリアル変換器660、メモリ662、コントローラ664、第1スイッチ666、ピーク検出部668、巡回シフト部670、スケールン及び位相回転部672、加算/減算器674、第2スイッチ676及びACP計算部678を有する。

【0342】

送信機650の動作では、N個の利用可能なOFDMサブキャリアの内L個が予約される。これらL個の予約されたサブキャリアは、如何なるデータ情報を運ぶためにも使用されず、送信されたOFDM信号のACP値を減らすためにのみ使用される。L個のサブキャリア(トーン)を予約することに因んで、トーンリザベーション法と呼ばれている。 20

【0343】

データシンボルは、データシンボルソース654からトーン割当部656にデータベクトル X として供給される。トーンリザベーションシンボルは、トーンリザベーションシンボルソース652からトーン割当部656にベクトル C として供給され、以後ピーク低減ベクトルと言及される。

【0344】

データベクトル X 及び C は、別々の周波数部分空間にあるように構成される。即ち、 $X_k=0, k \in \{i_1, \dots, i_L\}$ 且つ 30

【数68】

$$C_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$$

である。即ち、ベクトル X 及び C は同じサイズであるが、他方がゼロでない値を有する場所でゼロの値を有する。實際上これが意味するのは、データベクトル X のデータシンボルはN個の利用可能なサブキャリアの内N-L個で送信されること、及びピーク低減ベクトル C のシンボルはN個の利用可能なサブキャリアの内残りのL個で送信されることである。理解されるように、この式は歪を導入せず、データシンボルの簡易なデコードをもたらし、そのデータシンボルは、受信機のFFT出力における一群の値 40

【数69】

$$k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$$

について排他的に着目することで、最終的に送信されたOFDM信号から受信機で抽出される。更に、これは、ピーク低減ベクトル C の計算に関し、簡易な最適化を可能にする。CにおけるL個のゼロでない値は、ピーク低減トーンと言及される。

【0345】

第12実施例による送信機650に関してより良く理解するために、TR法に関する或る背景技術情報が以下のように概説され、これについては例えば次の文献(上記の論文)に 50

説明されている：

“ Tone Reservation method for PAPR Reduction scheme ”, IEEE 802.16e-03/6
Orl, Sung-Eun Park et al., Samsug Elec.。

【0346】

L個のトーン $\{i_1, \dots, i_L\}$ は、送信開始時に固定され、送信が終了するまで或いはそのチャンネルについて何らかの新たな情報が送信機にフィードバックされるまで変えられないように仮定される。即ち、L個の選択されたサブキャリアはこの説明に関して固定されているように仮定される。しかしながら、L個のトーンの様々な分布が可能なることは理解されるであろう。

【0347】

Cのゼロでない値 $C^{\wedge} (C^{\wedge} = [C_{i_1} \dots C_{i_L}]^T)$ 及び $Q^{\wedge} = [q_{i_1} | \dots | q_{i_L}]$ (列 $\{i_1, \dots, i_L\}$) を選択することで構成されるQのサブマトリクス)を用意すると、 $c = QC = Q^{\wedge} C^{\wedge}$ である。直接的なPAPR低減に関するTR法を使用する上記で考察したOFDM送信機では、 $x+c$ のPAPRを最小化するために、我々はベクトル c^* を計算しなければならず、即ち、最大ピーク値を最小化しなければならない：

【数70】

$$\min_c \|x + c\|_{\infty} = \min_{\hat{c}} \|x + \hat{Q}\hat{C}\|_{\infty} \quad (60)$$

【0348】

勾配アルゴリズムは、簡易に c^* を計算するための好適な1つの解である。勾配アルゴリズムの基本概念は、予想されるOFDM信号をクリッピングする反復的プロセスである。当該技術分野でよく知られているように、増幅器は一般にそれらの線形領域外で信号を処理することができない。従って予想されるOFDM信号ピークをその時間領域でのクリッピングレベルで打ち切ることが有利になる。このクリッピングは、OFDM信号からインパルス関数を減算するように解釈でき、そのインパルスはクリップされる信号ピーク位置に時間シフトされたものであり、ピークトーンの電力が所望のターゲットクリッピングレベルに減少するようにスケールされる。

【0349】

理想的なインパルス関数を利用することは不利になる。なぜなら、そのようなインパルス関数は全てのサブキャリア周波数に周波数成分を有するからである。即ち、時間領域の予想されるOFDM信号から純粋なインパルス応答を減算すると、周波数領域で対応するOFDMシンボルのサブキャリアシンボル全てに影響を及ぼす。従って時間領域におけるこの減算は、CだけでなくXをも変えてしまう。

【0350】

この問題を解決するため、インパルスに似た関数が用意され、それは予約されたトーンロケーションで周波数成分を有する、即ちL個のトーンロケーション $\{i_1, \dots, i_L\}$ で周波数成分を有する。従って、本発明の本実施例では、特定のベクトルPが使用され、トーンリザベーションシンボルソース652を介して、ピーク低減ベクトルCの好ましいバージョンとして入力されてよいし、或いは、以下に説明されるように、そのIFFT出力形式Pで送信機650により使用されるだけでもよい。好ましくは、P及びCが送信機650に入力される。ベクトルPは次式で定義されてよい：

【数71】

$$P_k = 1, k \in \{i_1, \dots, i_L\} \quad \text{and} \quad P_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$$

また、ベクトルPのIFFT出力(ベクトルp)は、 $P = [P_0 P_1 \dots P_{N-1}]$ のように規定されてよい。即ち、ベクトルpはそのベクトルPのIFFT出力であり、その値はトーンの場合 $\{i_1, \dots, i_L\}$ では1であり、それ以外では0である。ベクトルpはピーク低減カーネルとして言及され

10

20

30

40

50

、周波数領域では、受信したトーンの場所 $\{i_1, \dots, i_L\}$ のみの関数である。

【0351】

ピーク低減カーネル p はデータシンボルと独立なので、送信機650の通常動作に先行して計算可能であり、メモリ662に格納可能である。ピーク低減カーネル p はトーンロケーション $\{i_1, \dots, i_L\}$ の関数であるので、即ち予約されたトーンを送信するのに選択されたサブキャリアの関数であるので、様々なピーク低減カーネル p が、 N 個の利用可能なトーン(サブキャリア)のうちの L 個の予約されたトーン(サブキャリア)の様々な選択の各々に必要とされるのは当然に理解されるであろう。従って、多数の様々なピーク低減カーネル p がメモリ662に格納され、各々は、 L 個の予約されたトーンの様々な選択内容に対応する。

10

【0352】

ピーク低減カーネル p はロケーション p_0 でピークを有するが、ロケーション $p_1 \dots p_{N-1}$ でもいくらかのリークのあることが理解されるであろう。予約されたトーン L の数が大きくなると、ロケーション p_0 でのピークは当然に大きくなり、ロケーション $p_1 \dots p_{N-1}$ での洩れは小さくなり、送信機のより良いパフォーマンスをもたらす。しかしながら、逆に、数 L が大きくなると、データを搬送するのに使用される N サブキャリアが少なくなるので、システムの冗長性が増えてしまう。これはシステムスループットの減少を招く。従って数 L を選択する場合には、パフォーマンスとシステムスループットの間でトレードオフがある。

【0353】

上記の説明に基づいて、送信機650のメモリ662は1以上のピーク低減カーネル p を格納し、その各々は予約されたトーンとして選択されるかもしれない L 個のサブキャリアの様々な集合に関連する。動作の間、コントローラ664は、信号690をトーン割当部656に供給し、どの L 個のサブキャリアが予約トーンとして使用されるかを制御する。

20

【0354】

コントローラ664はメモリ662にアクセスし、対応するピーク低減カーネルベクトル p を巡回シフト部670に信号線682を介して供給する。

【0355】

送信機の動作は従ってピーク低減ベクトル C 又はベクトル P と共に進行し、ベクトル P は選択されたピーク低減カーネルベクトル p に対応し、データベクトル X と共にトーン割当部656に供給される。 N ポイントのIFFT処理は、 N ポイントのIFFT処理部658により実行され、その結果はパラレルシリアル変換器660で並直列変換を受ける。

30

【0356】

この時点で、コントローラ664は第1スイッチ666を信号線680を介して制御し、パラレルシリアル変換器660の時間領域出力信号が、信号線692から信号線694へ伝わるようにする。勾配アルゴリズムは、パラレルシリアル変換器90の出力について、信号が送信時点で許容可能なACP値を有するようになるまで実行される。

【0357】

勾配アルゴリズムは、選択されたピーク低減カーネルベクトル p を利用する反復的なクリッピングアルゴリズムである。当初の出力信号(OP1)は信号線694からピーク検出部668に伝搬し、ピーク検出部では、そこから消去されるべきピーク(又はいくつかのピーク)が検出される。しかしながら、ここでの説明では、唯1つのピークが各反復の間に消去されるように仮定される。ピーク検出部668から導出される情報は、巡回シフト、スケーリング、及び位相回転を選択されたピーク低減ベクトル p に対して時間領域で行うのに使用される。選択されたピーク低減カーネルベクトル p のピークが出力信号の中で検出されるピークに整合するように、及びそのポイントでクリッピングレベルを上回る出力信号の大きさに等しい大きさを有するようにシフト、スケーリング及び位相回転が実行される。シフトされ、スケーリングされ及び位相回転させられたバージョンの選択されたピーク低減カーネルベクトル p は、加算/減算器674によりオリジナルの出力信号OP1か

40

50

ら減算され、修正された出力信号OP2を生成する。

【0358】

選択されたピーク低減カーネルベクトル p を生成したベクトル P はトーンロケーション $\{i_1, \dots, i_L\}$ でのみ値を有するので、時間領域におけるシフト、スケーリング及び位相回転は、これらのトーン（サブキャリア）の値だけに影響し、他のトーン（サブキャリア）は不変のまま残る。即ち、重要なことに、データベクトル X は修正された出力信号OP2の中に存在したままであり、反復的なクリッピング動作によって影響を受けない。

【0359】

ACP計算部678は、修正された出力信号OP2についてACP値を取得し、それをコントローラ664へ信号線684を介して供給する。ACP値は、本発明の上述の実施例で実行されたようにして、出力信号 s_k のサンプルから取得可能である。例えば、サンプル s_k を有する特定の出力信号についてのACP値は、次式のようにして決定される。

10

【数72】

$$ACP = \sum_{k=0}^{K-1} \eta_k \quad (61)$$

ここで、 K は特定の出力信号についてのサンプル総数である。ここで、 η_k は次式で定義される。

【数73】

20

$$\eta_k = \begin{cases} |s_k|^2 - A_c, & \text{when } |s_k|^2 > A_c \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (62)$$

更に、クリッピングレベル A_c は次式で定義される。

$$(A_c)_{dB} = \mu_{dB} + A_{dB} \quad (63)$$

平均電力は次式で定義される。

$$\mu = E(|s_k|^2), \quad k=1 \dots M \quad (64)$$

【0360】

30

ACP値が許容可能であるように考えられるならば、コントローラ664は第2スイッチ676を信号線686を介して制御し、修正された出力信号OP2を送信用に伝送する。そうでなければ、だい2スイッチ676は、修正された出力信号OP2が信号線696を介して第1スイッチ666に再び戻るように制御される。この時点で、第1スイッチ666は、信号線696から信号線694へ入力を伝送するよう制御される。従って反復的のプロセスが続き、更に修正された出力信号OP3が得られる。重要なことに、データベクトル X は更に修正された信号OP3の中でもそのまま残り、更に修正された全ての出力信号の中で、反復的なクリッピング処理によって影響を受けない。

【0361】

修正された出力信号が許容可能なACP値を有するまで、或いは設定された反復回数が実行されるまで、反復的なクリッピング処理が実行される。そして、最終的に修正された出力信号が送信用に伝送される。

40

【0362】

本発明の別の実施例では、当初の出力信号OP1のACP値は、勾配アルゴリズムの適用前に得られてよいことが理解されるであろう。この場合、信号OP1は許容可能なACP値を有し、従って信号OP1は勾配アルゴリズムの適用なしに送信可能である。最適化は時間領域信号について実行されることが更に理解されるであろう。従って、唯1つのIFFT処理しか必要とされず、複雑度は非常に低い。

【0363】

勾配アルゴリズムは、実現に際して、時間領域信号 C (即ち、ベクトル C からのIFFT出力

50

) について、次式に従って実行される処理であるように考えられる。

【数 7 4】

$$c^{(k+1)} = c^{(k)} - \alpha_k p[(n - n_k)_N] \quad (65)$$

$$n_k = \underset{n}{\operatorname{Argmax}} |x_n + c_n^{(k)}| \quad (66)$$

ここで、 n_k は、反復 k で発見された最大ピークに依存するスケール及び位相回転因子である。表記 $p[(n - n_k)_N]$ は、ピーク低減カーネル p が n_k の値の分だけ時間的に巡回的にシフトされることを意味する。

10

【0 3 6 4】

このカーネルは $n=0$ で時間領域における最大値を有し、上述したように、その目的は、 n_k で OFDM シンボルの他の値を過剰に増やさずに、 n_k で発見された高いピークを減らすことである。トーンロケーション $\{i_1, \dots, i_L\}$ の選択は、ACP 低減処理の重要なポイントである。ベクトル p に関する即ち予約トーンに関する選択は、だいたい 2 ピークを最小化することで得られる。

【0 3 6 5】

勾配アルゴリズムは、使用に際して、以下の反復的数式の実行であるように代替的に考えられる：

【数 7 5】

$$\mathbf{x}^{i+1} = \mathbf{x}^i - \mu \cdot \sum_{|x_n^i| > A} \alpha_n^i \mathbf{p}_n \quad (31)$$

20

ここで、

i は反復インデックスであり；

μ は更新するステップサイズであり；

n は、サンプル x_n がクリッピング閾値より大きくなるインデックスであり；

【数 7 6】

$$\alpha_n^i = x_n^i - A \cdot \exp(j \cdot \text{angle}(x_n^i))$$

30

p はピーク低減カーネルベクトルである。

【0 3 6 6】

上述したように、カーネルはそのロケーションで可能な限り理想インパルスに近い時間領域信号であり、サンプル振幅は所定の閾値より大きい。こうして、2 次的なピークを発生させずに、できるだけ多くのピークをキャンセルできる。

【0 3 6 7】

送信機 6 5 0 の動作は、メモリ 6 6 2 を考慮することで簡略化できることが理解されるであろう。即ち、スケール及び位相回転部 6 7 2 の代わりに、可能な位相回転空間が s 個の部分に等しく分割され、可能な振幅空間は t 個の部分に分割され、その部分は異なる FFT サイズ及びステップ長に従ういくつかの空間値で表現される。例えば、FFT サイズが 1024 であった場合、位相は、 $\pm \pi/6, \pm \pi/2, \pm 5\pi/6$ で表現される 6 つの部分（即ち、 $s=6$ ）に等しく分割され、振幅は、0.01, 0.04, 0.08, 0.12, 0.16 の中から選択可能である（即ち、 $t=5$ ）。位相シフト及び振幅について $t \times s$ 個の組み合わせが存在し、これらのピーク低減カーネル P の修正は前もって格納可能であることが理解できる。目下の例では、たった 30 個のピーク低減カーネルしか格納される必要がない ($5 \times 6=30$)。

40

【0 3 6 8】

数式 (6 7) の可能な勾配アルゴリズムは、図 5 4 に関連して上述したように 1 つのピークだけでなく、各反復サイクルで $|x_{n_i}| > A$ を満たす全てのピークをキャンセルしようと

50

する。従って、 $|x_{ni}| > A$ を満たす全てのピークでなく、1回の反復でキャンセルする固定数を選択することで、送信機650の計算処理負担のバランスをとってよいことが理解できる。

【0369】

図55は送信機650で実行される動作を説明するのに使用するフローチャートである。従って図55のフローチャートは、本発明の第12実施例で使用方法700を説明する。方法700は送信機650の「通常(normal)」な処理に先行して実行されてよい。例えば、方法700は送信機650がオフラインのときに実行されてもよい。方法700はステップS20乃至S24を有する。

【0370】

ステップS20では、送信機650で利用可能なN個のサブキャリアの部分集合L個がトーンリザベーションに選択される。部分集合Lは隣接して位置するサブキャリアであることは必須でなく、利用可能なN個のサブキャリアにわたって均等に又は不均等に分散していてもよい。即ち、L個のサブキャリアはデータ送信用には使用されず、送信されるOFDM信号のACP値を最適化するためにのみ使用される。

【0371】

ステップS21では、ベクトルPが、選択されたL個のサブキャリアについて取得される。図54を参照しながら上述したように、取得したベクトルPはL個の予約されたサブキャリアの各々については1の値を有し、残りのN-L個のサブキャリアの各々については0の値を有する。ステップS22では、ピーク低減カーネルpは、ベクトルpについてIFFTを実行することで生成される。本方法はステップS24に進み、ステップS24ではピーク低減カーネルpが送信機650のメモリ662に格納される。

【0372】

或いは、本方法700はステップS22からステップS24へステップS23を介して進んでもよい。ステップS23では、ピーク低減カーネルpのスケーリングされ位相シフトされた複数のバリエーションが生成される。例えば、図54に関しては、30個のバリエーションが生成されてよい。ピーク低減カーネルpのバリエーションは、本方法700のステップS24で送信機650のメモリ662に格納される。

【0373】

図56は、送信機650で実行される処理を説明するために使用するフローチャートを示す。図56のフローチャートは、本発明を利用する方法710を説明する。本方法710は、送信機650の通常動作中に（例えば、送信機がオンラインの場合に）実行されてよい。本方法710はステップS25乃至S39を有する。

【0374】

ステップS25では、データベクトルX及び予約トーンベクトルCが受信される。ステップS26では、ベクトルX及びCが組み合わせられ、IFFT処理がそれらについて実行され、見込みのあるOFDM信号を生成する(S27)。ベクトルCは方法700のステップS21のベクトルPに選択的に一致してよいことが理解されるであろう。

【0375】

ステップS28では、ステップS27の予測信号が送信に受け入れられるか否かの判定が行われる。この判定は、ACP値を確認することで、及びACP値が許容可能か否かを評価することでなされる。ACP値は上記の数式61乃至64を用いて決定される。確認されたACP値の受容性は、それと受け入れ可能に考えられているターゲットACP値とを比較することで決定されてよい。

【0376】

ステップS27の予測信号が送信に受け入れ可能であったならば、本方法710はステップS39に進み、ステップS39では、ステップS27の予測信号が送信される。そして、本方法は終了する。しかしながら、ステップS27の予測信号のACP値が、ステップS27の予測信号は送信に受け入れ可能でないことを示した場合には、本方法はステップS29に進み、勾配アルゴリズムが開始される。

10

20

30

40

50

【0377】

ステップS30では、カウンタ i がゼロに設定される。ステップS31では、最新の予測信号中の（この場合、ステップS27の予測信号中の）1つ又は複数のピークが検出される。ステップS32では、送信機650のメモリ662に格納されているピーク低減カーネル p は、予測信号中で検出された1以上のピークを打ち切るのに適切に位置するように、スケーリングされ、位相回転させられ、シフトされる。当然に、ステップS32では、スケーリングされ、位相回転させられ及びシフトされるピーク低減カーネルは、生成されるのではなく、送信機650のメモリ662から選択されてもよいことは理解されるであろう。生成ではないこの選択は、例えば、方法700が既にステップS23でピーク低減カーネルの必要なバリエーションを生成済みであり且つそれらをメモリ662にステップS24で格納済みであった場合に実行される。

10

【0378】

ステップS33では、スケーリングされ、位相回転させられ及びシフトされるピーク低減カーネルが、最新の予測信号（この場合、ステップS27の予測信号）から減算され、それによりステップS34で新たな予測信号を生成する。

【0379】

ステップS35では、カウンタ i が最大値 i_{MAX} に等しいか否かの判定がなされる。即ち、ステップS35では、本方法710がステップS31乃至S34を所定回数通ったか否かの判定がなされる。 $i=i_{MAX}$ であったならば、本方法はステップS38に進み、勾配アルゴリズムは終了し、最新の予測信号（この場合は、ステップS34の予測信号）がステップS39で送信される。しかしながら、 $i < i_{MAX}$ であったならば、本方法710はステップS36に進み、最新の予測信号が受け入れ可能なACP値を有するか否かの判定がなされる。最新の（最も新しい）予測信号が受け入れ可能なACP値を有していたならば、本方法はステップS38に進み、勾配アルゴリズムが終了し、最新の予測信号がステップS39で送信される。

20

【0380】

ステップS36にて、最新の予測信号が受け入れ可能なACP値を有していないことが確認された場合、本方法はステップS37に進み、カウンタ i がインクリメントされる（即ち、 $i=i+1$ が実行される）。そして本方法はステップS31に進み、勾配アルゴリズムの2回目を実行される。本方法710は上述のステップS32乃至S34を通じて進行する。

【0381】

ステップS35又はS36から肯定的な判定結果が得られるまで、本方法710はステップS31乃至S34を介するサイクルを継続することが理解されるであろう。従って反復ステップS31乃至S34は、勾配アルゴリズムの反復関数を実行する。

30

【0382】

方法700及び710の可能な手段は、次のようにまとめることができる：

・（オフライン計算）（方法700，図55）：

1．2ノルム基準に基づいて、オリジナルのカーネルベクトル P を計算する。これは 1_K のIFFTである（ガードバンドを除く全てのトーン）。

2．オリジナルのカーネルを定量化し、導出されるカーネルを求め、それを前もって格納する（例えば、メモリ662に格納する）。

40

【0383】

・（オンライン反復）（方法710，図56）：このアルゴリズムは各入力OFDMシンボルに基づく。

1．ターゲットACP値及び対応する閾値 A を選択する。閾値は増幅器のクリッピングレベルに対応する。閾値 A は、増幅器の実際のクリッピングレベルとは異なるレベルに関連してもよいことに留意を要する。

2．始めに、 $x^0 = x$ を設定する。

3．シンボルの全サンプルについて、 $|x_{r,n_i}| > A$ のロケーション n_i についてACPを決定する。

4．全体的なACPがターゲット閾値を下回るならば、 x^i を送信する。そうでなければ、

50

導出されたカーネルで合致するもの及び時間領域での適切な巡回シフトを探す。

5. 数式53に従って x^i を更新する。

6. i が最大反復上限に達するまで、ステップ3乃至ステップ5を反復し、最終的な x^i を送信する。

図43乃至図56を参照しながら説明された本発明の実施例はACP法を利用し、累積クリップ電力指標が見込みのあるOFDM信号から得られることは当然に理解されるであろう。最低の又は許容可能なACP値を有する複数のOFDM信号の中から1つの予測信号を送信用に選択することで、本発明のこれらの実施例が、送信信号のACP値を低減しようとしてよいことは更に理解されるであろう。上述の数式61乃至64は、一般的なACP計算式として理解され、それは如何なるOFDM送信機でも使用されてよい。従って、複数の予測OFDM信号から1つの見込みのあるOFDM信号を選択するためのツールとしてACP値を利用することは、上述のSLM、PTS及びTR方式のOFDM送信機以外の如何なるOFDM送信機に適用されてもよい。そのような送信機及びそこで使用される方法は、従って、本発明を利用可能である。

10

20

【0384】

本発明の実施例はハードウェアで、1以上のプロセッサで実行されるソフトウェアで、又はそれらの組み合わせで実現されてもよい。即ち、マイクロプロセッサ又はデジタル信号処理装置(DSP)は、本発明を利用する送信機の機能の全部又は一部を実現するために実際に使用されてよいことを、当業者は理解するであろう。本発明は、ここで説明された何らかの方法の全部又は一部を実行する1以上のデバイス又は装置プログラム(例えば、コンピュータプログラム及びコンピュータプログラムプロダクト)として実現されてよい。本発明を利用するそのようなプログラムは、コンピュータ読取可能な媒体に格納されてもよし、或いは例えば1以上の信号形式におけるものであってもよい。そのような信号は、インターネットウェブサイトからダウンロード可能であってもよいし、キャリア信号で提供されてもよいし、或いは他の如何なる形式であってもよい。

【0385】

多数のサブキャリアが含まれている場合に、本発明の実施例はSLM及びPTS法をより一層実現可能にすることが理解されるであろう。数学的計算の法外な複雑さやこの例でのシグナリングは削減可能である。

【0386】

図50及び図51に示されるように、本発明の第10実施例は、直接的なPAPR低減処理で見受けられる「従来の」SLM法のパフォーマンス限度を突破することができる。即ち、第10実施例は、従来の技法のBER特性を上回り、 U 個の同数の位相ベクトルと無視可能な程度に増やされる処理電力と共に、送信機の増幅動作の改善を図る。従って、直接的なPAPR低減処理が見受けられていた従来のSLM送信機と同じパフォーマンスを得るために、本発明のSLM実施例では使用される数 U は少なくても済む。

30

【0387】

本発明の第11実施例も、直接的なPAPR低減処理で見受けられる「従来の」PTS法のパフォーマンス限度を突破することができる。即ち、その実施例は、従来法のパフォーマンスを上回り、同数のサブキャリア、同数のIFFT処理ブロック及び同数の位相因子群と共に送信機の増幅動作を改善することができる。従って、少ない数のサブブロック、少ない数のIFFT処理ブロック及び少ない数の位相因子群を、本発明のPTS実施例で使用し、直接的なPAPR低減処理で見受けられる従来のPTS送信機と同程度のパフォーマンスを発揮できる。

40

【0388】

同様に本発明の第12実施例も、直接的なPAPR低減処理で見受けられる「従来の」TR法のパフォーマンス限度を突破することができる。勾配アルゴリズムは或るポイントで停止され、そのポイントは、許容可能なPAPR値ではなく、許容可能なACP値を見込みのあるOFDM信号が有するポイントである。この動作はより良好な全体的BERをもたらすことをシミュレーションは示す。

【0389】

本発明の第9乃至第12実施例は、より低い送信電力で動作可能であり、従って既存の

50

OFDM送信機と比較して、少なくとも同程度のパフォーマンスを維持しつつ、少ないバッテリー消費量で動作可能であることが理解されるであろう。

【0390】

本発明の実施例は例えばWiMAX及びLTE UTRANシステムで使用されてよいことが予想される。

【0391】

本発明の実施例における制御部のような様々な処理部は、適切なソフトウェアを走らせるDSPのようなプロセッサによって実現されてもよい。処理負担を減らすことで、より低い処理容量を有するプロセッサが使用されてもよく、コストを節約できる。当然に、処理部はハードウェアで実現されてもよく、その場合、処理負担の低減は、ハードウェア量の低減を可能にし、この場合もコストを節約できる。

10

【0392】

以下、本発明により教示される手段を例示的に列挙する。

【0393】

(付記1)

直交周波数分割(OFDM)信号を送信する方法であって、

入力シンボルのグループに基づいて送信信号が生成されるように、入力シンボルのグループを受け取るステップと、

サブキャリアに対する入力シンボルの複数の利用可能な割当の中から、前記受け取った入力シンボルのグループに適用する1つの割当を選択するステップであって、前記利用可能な割当の各々は、入力シンボルをサブキャリア各々に、利用可能な割当の中でお互いに別様に割り当て、前記割当の選択は、利用可能な様々な割当についての前記送信信号の所定の属性の見込みのある値に基づくステップと、

20

選択された割当を用いて前記送信信号を生成するステップと、
を有する方法。

【0394】

(付記2)

前記所定の属性は、考察される割当を利用して増幅器が送信信号を増幅する場合に、前記増幅器で予想される非線形性の指標である付記1記載の方法。

【0395】

30

(付記3)

前記所定の属性は、考察される割当を利用して生成される送信信号のピーク対平均電力比である付記1記載の方法。

【0396】

(付記4)

選択される割当は、考察される様々な割当の中で、予想される最低のピーク対平均電力比をもたらす割当である付記3記載の方法。

【0397】

(付記5)

割当を選択する場合に、可能性のある送信信号が前記利用可能な割当各々について生成され、前記可能性のある送信信号の前記所定の属性の指標が生成され、前記利用可能な割当の1つを選択するのに使用される付記1乃至4のいずれか1項に記載の方法。

40

【0398】

(付記6)

前記利用可能な割当の数が、前記サブキャリアに対する前記入力信号の可能な割当の集合全体の部分集合に限定される付記1乃至5のいずれか1項に記載の方法。

【0399】

(付記7)

前記利用可能な割当は、2以上の異なるローテーションに制限される付記1乃至6のいずれか1項に記載の方法。

50

【0400】

(付記8)

前記利用可能な割当は1以上の正規のローテーションである又はそれを含み、該正規のローテーションの各々は、前記グループの入力シンボル全体に同じ巡回シフトを強制し、対応するサブキャリアを決定する付記1乃至7のいずれか1項に記載の方法。

【0401】

(付記9)

少なくとも第1及び第2の正規のローテーションが有り、当該方法は、前記第1のローテーションについての前記所定の属性の値を予測するステップと、前記第1の正規のローテーションについての予測値を取得するプロセスで生成されたデータを利用し、前記第2の正規のローテーションについて前記所定の属性の値を予測するステップと、
10
を有する付記8記載の方法。

【0402】

(付記10)

少なくとも第1及び第2の正規のローテーションが有り、当該方法は、前記第1のローテーションについて潜在的な正規のローテーションを生成するステップと、
前記第1の正規のローテーションについて生成された可能性がある送信信号に基づいて、前記第2の及び以後の如何なる正規にローテーションについても可能性がある送信信号
20
を生成するために再帰的处理を実行するステップと、
を有する付記8記載の方法。

【0403】

(付記11)

前記利用可能な割当は1以上の正規でないローテーションである又はそれを含み、前記又は各々の正規でないローテーションは、前記グループの前記入力シンボルを少なくとも第1及び第2のサブグループに分割し、前記第1のグループの各入力シンボルに第1の巡回シフトを強制して対応するサブキャリアを決定し、別のグループの各入力シンボルについて前記第1巡回シフトとは異なる第2の巡回シフトを強制して又は如何なる巡回シフトも強制せずに対応するサブキャリアを決定する付記1乃至10のいずれか1項に記載の方法。
30

【0404】

(付記12)

前記第1のサブグループが入力シンボルのグループ内の偶数番号の入力シンボルより成り、入力シンボルの前記第2のサブグループが入力シンボルのグループ内の奇数番号の入力シンボルより成り、正規でない様々なローテーションの各々は、偶数番号の入力シンボルに或る異なる巡回シフトを強制し且つ奇数番号の入力シンボルに如何なる巡回シフトも行わない付記11記載の方法。

【0405】

(付記13)

前記利用可能な割当がハーモナイズドローテーションである又はそれを含み、ハーモナイズドローテーションでは、入力シンボルのグループが、同数の入力シンボルをそれぞれ有する複数のサブグループに更に分割され、前記サブグループの各々是对応するサブキャリアの一定の集合に割り当てられ、前記ハーモナイズドローテーションの各々は、前記各サブグループの入力シンボルを、サブキャリアの対応する集合のサブキャリア各自に割り当てる付記11記載の方法。
40

【0406】

(付記14)

選択された割当を確認するために前記受信機で使用する受信機割当情報を通知するステップを更に有する付記1乃至13のいずれか1項に記載の方法。
50

【0407】

(付記15)

前記通知は、少なくとも1つのローテーションパイロットシンボルを生成し、前記の又は各々のローテーションパイロットシンボルを特定の別のサブキャリアの1つに割り当てることで実行され、前記別のサブキャリアは、選択された割当に依存し且つ前記入力シンボルが割り当てられるサブキャリア各々とは異なる付記14記載の方法。

【0408】

(付記16)

前記入力シンボルより高い電力で前記の又は少なくとも1つのローテーションパイロットシンボルを送信するステップを更に有する付記15記載の方法。

10

【0409】

(付記17)

前記入力シンボルは、前記シンボルのグループの中で擬似ランダムパターンで並ぶ正規のパイロットシンボルを含み、前記通知は、選択された割当に依存して、前記グループの中で前記擬似ランダムパターンの開始位置を設定することで実行される付記14記載の方法。

【0410】

(付記18)

前記割当を選択する前に、事前に選択された位相調整を、前記グループの受信した入力シンボルにそれぞれ適用するステップを更に有する付記1乃至17のいずれか1項に記載の方法。

20

【0411】

(付記19)

事前に選択された位相調整の或る1つの群のみが、受信した入力シンボルのグループ1つに適用するよう利用可能である付記18記載の方法。

【0412】

(付記20)

前記送信信号の生成は、1つの割当を選択するのに加えて、前記送信信号の前記所定の属性を制御する別の処理を適用することを含む付記1乃至19のいずれか1項に記載の方法。

30

【0413】

(付記21)

前記別の処理は、選択マッピング(SLM)処理、パーシャル送信シーケンス(PTS)及びトーンリザベーション(TR)処理の1つである付記20記載の方法。

【0414】

(付記22)

前記別の処理は、送信信号を生成するのに使用する複数の利用可能な処理オプションの中から1つの処理オプションを選択することを含み、前記処理オプションの選択は、前記送信信号を生成するのに使用された場合の、様々な処理オプションについての前記所定の属性の予測値に基づく付記20又は21に記載の方法。

40

【0415】

(付記23)

前記割当及び処理オプションを選択する際に、利用可能な割当及び利用可能な処理オプションの組み合わせが全て考慮される付記22記載の方法。

【0416】

(付記24)

前記割当及び処理オプションを選択する際に、前記割当が先ず選択され、その後前記処理オプションが、前記送信信号を生成するために選択された割当との組み合わせに使用される場合の、様々な処理オプションについての前記予測値に基づいて選択される付記22記載の方法。

50

【0417】

(付記25)

前記割当及び処理オプションを選択する際に、前記処理オプションが先ず選択され、その後前記割当が、前記送信信号を生成するために選択された割当との組み合わせに使用される場合の、様々な処理オプションについての前記予測値に基づいて選択される付記22記載の方法。

【0418】

(付記26)

前記利用可能な処理オプション各々が、特定の位相調整群を前記送信信号に適用することを含む付記22乃至25のいずれか1項に記載の方法。

10

【0419】

(付記27)

前記送信信号の生成が、前記所定の属性の受け入れ可能な値が、別の処理を適用せずに前記割当選択を利用することで達成されるか否かを判定し、達成されるならば、以後の処理を省略することを含む付記20乃至26のいずれか1項に記載の方法。

【0420】

(付記28)

前記別の処理が、一連の反復の各々において、前記送信信号の前記所定の属性に影響を与える制御パラメータを調整するために反復法を利用し、前記一連の反復により、前記制御パラメータが、前記所定の属性の所望値に収束するようにする付記20乃至27のいずれか1項に記載の方法。

20

【0421】

(付記29)

前記別の処理は、前記反復法の対応するインスタンスを前記利用可能な割当各々について実行することを含み、前記選択するステップでは、前記割当及び前記反復法の対応するインスタンスが、前記反復法の対応するインスタンス各自による処理後に、様々な割当についての前記予測値に基づいて選択される付記28記載の方法。

【0422】

(付記30)

前記反復法の前記インスタンス各々は、前記割当及び前記対応するインスタンスを選択する前に一連の完全な反復について処理される付記29記載の方法。

30

【0423】

(付記31)

前記反復法の前記インスタンス各々が一連の完全な反復より少なく処理される場合に、前記割当及び前記対応するインスタンスが選択され、選択されたインスタンスだけが、選択後に処理を継続する付記29記載の方法。

【0424】

(付記32)

前記反復法が勾配アルゴリズムである付記28乃至31のいずれか1項に記載の方法。

【0425】

(付記33)

前記別の処理がトーンリザベーション(TR)法である付記28乃至32のいずれか1項に記載の方法。

40

【0426】

(付記34)

前記制御パラメータが、前記TR法のピーク低減コードである付記33記載の方法。

【0427】

(付記35)

直交周波数分割多重(OFDM)信号を送信する送信装置であって、送信信号が入力シンボルのグループに基づいて生成されるように、入力シンボルのグル

50

ープを受け取る手段と、

サブキャリアに対する入力シンボルの複数の利用可能な割当の中から、前記受け取った入力シンボルのグループに適用する1つの割当を選択する割当選択手段であって、前記利用可能な割当の各々は、入力シンボルをサブキャリア各々に、利用可能な割当の中でお互いに別様に割り当て、前記割当選択手段は、利用可能な様々な割当についての前記送信信号の所定の属性の予測値を取得し、前記予測値について前記割当選択の基礎にする割当選択手段と、

選択された割当を用いて前記送信信号を生成する信号生成手段と、
を有する送信装置。

【0428】

(付記36)

直交周波数分割多重(OFDM)信号を受信する方法であって、

受信信号についての割当情報を取得するステップであって、前記割当情報は、前記受信信号に対する送信機によって、前記受信信号で搬送された入力シンボルのグループに、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当のどれが適用されているかを指定するステップと、

前記受信信号を処理し、出力シンボルのグループを復元するステップと、

前記出力シンボルのグループを並べ替えるために取得した割当情報を使用し、前記入力シンボルの前記送信機による前記割当の適用前の順序と同じ順序を前記出力シンボルが有するようにするステップと、

を有する方法。

【0429】

(付記37)

前記送信機からの前記受信信号に含まれている1以上のローテーションパイロットシンボルを検出し、該検出したローテーションパイロットシンボルの少なくとも1つのサブキャリア位置から、前記受信信号の前記割当情報を導出するステップを更に有する付記36記載の方法。

【0430】

(付記38)

事前に選択された位相調整各々を前記グループの出力シンボルに適用し、前記送信機で実行された関連する位相調整に合わせて補償するステップを更に有する付記36又は37に記載の方法。

【0431】

(付記39)

前記事前に選択された位相調整の1つの群が、前記出力シンボルのどの1つの群に適用するのにも利用可能である適用される付記38記載の方法。

【0432】

(付記40)

直交周波数分割多重(OFDM)信号を受信する受信装置であって、

受信信号についての割当情報を取得する割当情報取得手段であって、前記割当情報は、前記受信信号に関する送信機によって、前記受信信号で搬送される入力シンボルのグループに、入力シンボルからサブキャリアへの複数の割当のどれが適用されているかを指定する割当情報取得手段と、

前記受信信号を処理し、出力シンボルのグループを復元する処理手段と、

前記出力シンボルのグループを並べ替えるために取得した割当情報を使用し、前記入力シンボルの前記送信機による前記割当の適用前の順序と同じ順序を前記出力シンボルが有するようにする並替手段と、

を有する受信装置。

【0433】

(付記41)

10

20

30

40

50

入力シンボルのサブキャリアへの割当の適用に加えて、前記送信機が送信される信号に別の処理を適用し、前記処理手段が、前記別の処理を考慮して、前記受信信号を処理し、前記出力シンボルのグループを復元する付記 40 記載の受信装置。

【0434】

(付記 42)

前記別の処理は、選択マッピング(SLM)処理、パルシャル送信シーケンス(PTS)及びトリザベーション(TR)処理の1つである付記 41 記載の受信装置。

【0435】

(付記 43)

前記割当情報取得手段が、前記送信機からの前記受信信号に含まれている1以上のローテーションパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出手段を有し、前記割当情報取得手段は、少なくとも1つの検出したローテーションパイロットシンボルのサブキャリア位置から前記割当情報を導出する付記 40、41又は42に記載の受信装置。

【0436】

(付記 44)

前記処理手段は、前記グループの前記出力シンボルに事前に選択された位相調整を適用し、前記送信機で実行された関連する位相調整に合わせて補償する付記 38乃至41のいずれか1項に記載の受信装置。

【0437】

(付記 45)

送信機中のプロセッサにより実行され、直交周波数分割多重(OFDM)信号を送信するためのオペレーティングプログラムであって、付記 1乃至34のいずれか1項に記載の送信方法を前記送信機に実行させるオペレーティングプログラム。

【0438】

(付記 46)

受信機中のプロセッサにより実行され、直交周波数分割多重(OFDM)信号を受信するためのオペレーティングプログラムであって、付記 36乃至39のいずれか1項に記載の受信方法を前記受信機に実行させるオペレーティングプログラム。

【0439】

(付記 47)

OFDM送信機で使用するための送信方法であって、

見込みのあるOFDM信号の複数のインジケータを取得するステップであって、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々は、各信号時点で予測される見込みのあるOFDM信号についての所定の属性の大きさを示すステップと、

前記信号時点で予測される大きさが所定の条件を満たすことを示す、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々を確認するステップと、

確認したインジケータを累積するステップと、

前記累積結果に依存して、前記信号の送信に対する適性を評価するステップと、

評価された適性に依存して前記信号を又は別の見込みのあるOFDM信号を送信するステップと、

を有する送信方法。

【0440】

(付記 48)

複数の見込みのあるOFDM信号について、取得、確認、累積及び評価するステップを実行するステップと、送信用の信号の適性各々に依存して前記見込みのあるOFDM信号の1つを送信するステップとを有する付記 47 記載の送信方法。

【0441】

(付記 49)

前記所定の条件が、考察するインジケータの大きさが所定の閾レベルより大きいことである付記 47乃至49のいずれか1項に記載の送信方法。

10

20

30

40

50

【0442】

(付記50)

前記インジケータの各々が、見込みのあるOFDM信号の電力レベルを表す付記47、48又は49に記載の送信方法。

【0443】

(付記51)

前記所定の閾レベルが、電力閾レベルである付記49又は50に記載の送信方法。

【0444】

(付記52)

前記電力閾レベルは、前記送信機における増幅のクリッピングレベルに等しく、該クリッピングレベルまで前記増幅器は線形に動作する付記51記載の送信方法。 10

【0445】

(付記53)

前記電力閾レベルは、前記送信機における増幅のクリッピングレベルより高く、該クリッピングレベルまで前記増幅器は線形に動作する付記51記載の送信方法。

【0446】

(付記54)

前記又は各々の見込みのあるOFDM信号が複数のサンプル時点で決められ、当該方法は、前記及び各々の見込みのあるOFDM信号について、該サンプル時点各々についてのインジケータを取得する付記47乃至53のいずれか1項に記載の送信方法。 20

【0447】

(付記55)

確認されたインジケータ各々の大きさが或る超過量だけそれぞれ所定の閾レベルを上回り、前記又は各々の累積するステップが、考察する前記見込みのあるOFDM信号について取得した確認されたインジケータの超過量を加算するステップを有する付記49乃至54のいずれか1項に記載の送信方法。

【0448】

(付記56)

前記又は各々の評価するステップが、考察する累積結果とターゲット値とを比較するステップと、該累積結果が前記ターゲット値を下回る場合に、考察している前記OFDM信号が送信に適切であるように確認されるステップとを含む付記47乃至55のいずれか1項に記載の送信方法。 30

【0449】

(付記57)

前記又は各々の評価するステップが、考察する累積結果と少なくとも1つの他の累積結果とを比較するステップと、該累積結果が少なくとも他の累積結果より小さい場合に、考察している前記OFDM信号が送信に適切であるように確認されるステップとを含む付記47乃至55のいずれか1項に記載の送信方法。

【0450】

(付記58)

位相調整を行うステップを更に有し、2以上の見込みのあるOFDM信号が、位相調整の様々な集合を適用することで同じシンボル群から形成される付記47乃至57のいずれか1項に記載の送信方法。 40

【0451】

(付記59)

位相調整法が選択マッピング(SLM)法である付記58に記載の送信方法。

【0452】

(付記60)

位相調整法を利用するステップを更に有し、2以上の見込みのあるOFDM信号は、位相調整の異なる集合を適用することで、データシーケンスの同じ集合から形成され、 50

シーケンス群中の各シーケンスは、シンボルの対応するサブブロックを逆フーリエ変換したものであり、

前記見込みのあるOFDM信号各々について、考察する位相調整群中の位相調整各々は、前記シーケンス中の異なるものに適用される付記47乃至58のいずれか1項に記載の送信方法。

【0453】

(付記61)

前記位相調整法がパーシャル送信シーケンス(PTS)法である付記60に記載の送信方法。

【0454】

(付記62)

リザベーション法を使用するステップを更に有し、利用可能な複数のサブキャリアが信号調整用に予約され、前記の又は各々の予約OFDM信号は、初期OFDM信号について実行される反復プロセスの1サイクルの間に形成され、前記プロセスは、第1サイクルで、予約されていないサブキャリア中の或る周波数成分を有しない信号を前記初期OFDM信号から減算し、1つの見込みのあるOFDM信号を形成し、第2及び以後のサイクルで、予約されていないサブキャリア中の或る周波数成分を有しない前記の又は別の信号を、先行するサイクルで形成された見込みのあるOFDM信号から減算し、別の見込みのあるOFDM信号を形成する付記47乃至58のいずれか1項に記載の送信方法。

10

【0455】

(付記63)

前記予約法がトーンリザベーション(TR)法である付記62に記載の送信方法。

20

【0456】

(付記64)

見込みのあるOFDM信号の複数のインジケータを取得するインジケータ取得手段であって、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々は、各信号時点で予測される見込みのあるOFDM信号についての所定の属性の大きさを示すインジケータ取得手段と、

前記信号時点で予測される大きさが所定の条件を満たすことを示す、前記複数のインジケータ中のインジケータ各々を確認する確認手段と、

確認したインジケータを累積する累積手段と、

30

前記累積結果に依存して、前記信号の送信に対する適性を評価する評価手段と、

評価された適性に依存して前記信号を又は別の見込みのあるOFDM信号を送信する送信手段と、

を有するOFDM送信装置。

【図面の簡単な説明】

【0457】

【図1】過去に提案済みのOFDM送信機を示す図である。

【図2】PTS法を実行する過去に提案済みのOFDM送信機の一部を示す図である。

【図3】SLM法を実行する過去に提案済みのOFDM送信機の一部を示す図である。

【図4】TR法を実行する過去に提案済みのOFDM送信機の一部を示す図である。

40

【図5】本発明の第1実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。

【図6】本発明の第2実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。

【図7】図6の送信機の一部の例を示す図である。

【図8】本発明の第3実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。

【図9】本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図である。

【図10】本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図である。

【図11】本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図である。

50

- 【図12】本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図である。
- 【図13】第1実施例の送信機で使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図である。
- 【図14】第3実施例のOFDM送信機で使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図である。
- 【図15】本発明の第4実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。
- 【図16】第4実施例の送信機で使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図である。
- 【図17】本発明の実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図である。
- 【図18】本発明の実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図である。 10
- 【図19】本発明の実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図である。
- 【図20】本発明の第5実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。
- 【図21A】第5実施例の送信機で使用可能な第1アプローチを説明するのに使用される説明図である。
- 【図21B】第5実施例の送信機で使用可能な第1アプローチを説明するのに使用される説明図である。
- 【図22A】第5実施例の送信機で使用可能な別のアプローチを説明するのに使用される説明図である。 20
- 【図22B】第5実施例の送信機で使用可能な別のアプローチを説明するのに使用される説明図である。
- 【図23】第5実施例の送信機が使用可能な第1のOFDMシステムの一部を示す図である。
- 【図24】第5実施例の送信機が使用可能な第2のOFDMシステムの一部を示す図である。
- 【図25】第5実施例の送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図である。
- 【図26】第5実施例の送信機が使用可能な第3のOFDMシステムの一部を示す図である。
- 【図27】本発明の第5実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図である。
- 【図28】本発明の第5実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図である。 30
- 【図29】本発明の第5実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図である。
- 【図30】本発明の第6実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。
- 【図31】第6実施例の送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図である。
- 【図32】本発明の第7実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。
- 【図33】第7実施例の送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図である。
- 【図34】第7実施例の送信機と共に使用するのに適した別のOFDM受信機の一部を示す図である。 40
- 【図35】本発明の第8実施例によるOFDM送信機の一部を示す図である。
- 【図36】第8実施例の送信機で使用可能な第1アプローチを説明するのに使用する説明図である。
- 【図37】第8実施例の送信機で使用可能な第2アプローチを説明するのに使用する説明図である。
- 【図38】第8実施例の送信機で使用可能な第3アプローチを説明するのに使用する説明図である。
- 【図39】第8実施例の送信機で使用可能な第4アプローチを説明するのに使用する説明図である。 50

【図 4 0】第 8 実施例の送信機と共に使用するのに適した OFDM 受信機の一部を示す図である。

【図 4 1】第 8 実施例の送信機と共に使用するのに適した別の OFDM 受信機の一部を示す図である。

【図 4 2】第 8 実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図である。

【図 4 3】本発明の別の形態による送信方法のフローチャートである。

【図 4 4】本発明の第 9 実施例による送信機の概略図である。

【図 4 5】本発明の第 10 実施例による送信機の概略図である。

【図 4 6】第 10 実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャートである。 10

【図 4 7】予測信号 A, B の例示的な波形を示す図である。

【図 4 8】予測信号 A, B の例示的な波形を示す図である。

【図 4 9】シミュレーションパラメータテーブルを示す図である。

【図 5 0】シミュレーション結果のグラフを示す図である。

【図 5 1】シミュレーション結果のグラフを示す図である。

【図 5 2】本発明の第 11 実施例による送信機の概略図である。

【図 5 3】第 11 実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャートである。

【図 5 4】本発明の第 12 実施例による送信機の概略図である。

【図 5 5】第 12 実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャートである。

【図 5 6】第 12 実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャートである。 20

【符号の説明】

【 0 4 5 8 】

1 0 OFDM 送信機

1 2 シリアルパラレル変換器

1 4 IFFT 処理部

1 6 パラレルシリアル変換器

1 8 サイクリックプレフィックス付加部

2 0 ウィンドウ処理部

2 2 デジタルアナログ変換器

2 4 RF 処理部

4 0 OFDM 送信機

4 2 データソース

4 4 パイロットシンボル生成部

4 6 シリアルパラレル変換器

4 8 シンボル分割部

5 0 IDFT 部

5 2 乗算部

5 4 最適化部

5 6 コンバイナ

6 0 OFDM 送信機

6 2 シリアルパラレル変換器

6 4 位相ベクトル格納部

6 6 候補シンボル生成器

6 8 選択部

8 0 OFDM 送信機

8 2 トーン割当部

8 4 シリアルパラレル変換器

8 6 予約トーン

8 8 N ポイントの IFFT 処理部

9 0 パラレルシリアル変換器

30

40

50

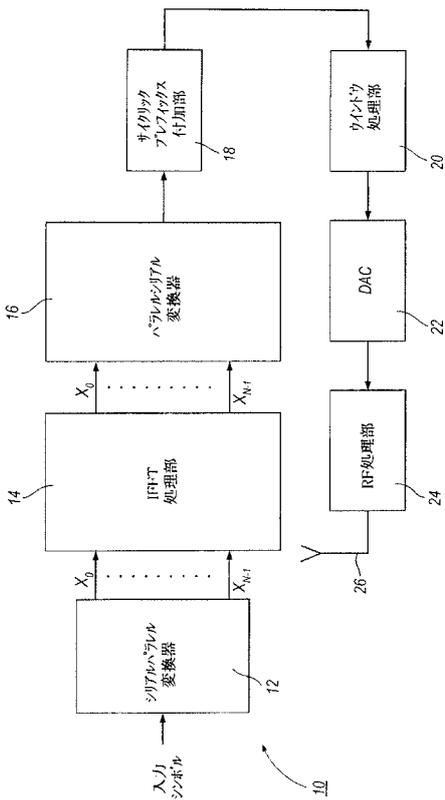
9 2	勾配アルゴリズム処理部	
9 4	メモリ	
9 6	コントローラ	
1 0 0	OFDM送信機	
1 0 2	データ割当部	
1 0 4	制御部	
1 1 0	OFDM送信機	
1 1 2	巡回データ割当部	
1 1 4	制御部	
1 1 6	IFFT処理部	10
1 1 8	再帰的処理部	
1 2 0	PAPR計算部	
1 2 2	選択部	
1 3 0	OFDM送信機	
1 3 2	巡回データ割当及びパイロット挿入部	
1 3 4	制御部	
1 9 2	勾配アルゴリズム処理部	
2 0 0	OFDM受信機	
2 0 2	アンテナ	
2 0 4	アナログデジタル変換器	20
2 0 6	シリアルパラレル変換器	
2 0 8	FFT処理部	
2 1 0	データ割当部	
2 1 2	パラレルシリアル変換及びデコード部	
2 2 2	データ割当部	
2 2 4	ローテーションパイロット検出部	
2 4 0	OFDM受信機	
2 4 2	位相調整部	
2 5 2	位相調整部	
3 0 0	SLM-CDA-OFDM送信機	30
3 0 2	SLM&CDA結合処理部	
3 0 4	制御部	
3 1 0	SLM-CDA-OFDM受信機	
3 1 2	SLM受信部	
3 1 4	パイロット検出部	
3 1 6	巡回データ割当部	
3 2 0	SLM-CDA-OFDM受信機	
3 3 0	OFDM受信機	
3 3 2	NポイントのDFT処理部	
3 3 4	チャネル推定部	40
3 3 6	ベクトル乗算部	
3 3 8	処理部	
3 4 0	選択部	
3 4 2	巡回データ割当部	
3 4 4	パイロット検出部	
3 5 0	SLM-CDA-OFDM送信機	
3 5 2	加算器	
3 6 0	セミブラインドSLM-CDA-OFDM受信機	
3 6 2	ブラインドSLM受信部	
3 6 4	巡回データ割当部	50

3 6 6	加算部	
4 0 0	OFDM送信機	
4 0 2	巡回データ割当部	
4 0 4	制御部	
4 1 2	PTS受信部	
4 1 4	巡回データ割当部	
4 1 6	ローテーションパイロット検出部	
4 2 0	OFDM送信機	
4 2 2	巡回データ割当部	
4 2 4	CDA処理部	10
4 2 6	制御部	
4 3 2	巡回データ割当部	
4 3 4	CDA処理部	
4 3 6	ローテーションパイロット検出部	
4 3 8	シンボル結合部	
4 4 2	ブラインドPTS受信部	
5 0 2	CDA処理部	
5 0 4	制御部	
5 1 0	計算部	
5 1 2	選択部	20
5 1 4	選択部	
5 1 6	スイッチ	
5 1 8	選択部	
5 2 0	選択部	
5 3 2	TR受信部	
5 3 4	ローテーションパイロット検出部	
5 3 6	巡回データ割当部	
6 0 2	送信機	
6 0 4	インジケータ取得部	
6 0 6	見込みのあるOFDM信号処理部	30
6 0 8	確認部	
6 1 0	累積部	
6 1 2	評価部	
6 1 4	送信部	
6 2 0	送信機	
6 2 2	位相ベクトル格納部	
6 2 4	位相ベクトル選択部	
6 2 6	送信部	
6 3 0	OFDM送信機	
6 3 2	データシンボルソース	40
6 3 4	パイロットシンボルソース	
6 3 6	一次分割部	
6 3 8	二次分割部	
6 4 0	IDFT部	
6 4 2	乗算部	
6 4 4	最適化部	
6 4 6	コンバイナ	
6 5 0	OFDM送信機	
6 5 2	予約トーンシンボル	
6 5 4	データシンボル	50

- 6 5 6 トーン割当部
- 6 5 8 NポイントのIFFT処理部
- 6 6 0 P/S変換部
- 6 6 2 メモリ
- 6 6 4 コントローラ
- 6 6 6 , 6 7 6 スイッチ
- 6 6 8 ピーク検出部
- 6 7 0 巡回シフト部
- 6 7 2 スケーリング及び位相回転部
- 6 7 8 ACP計算部

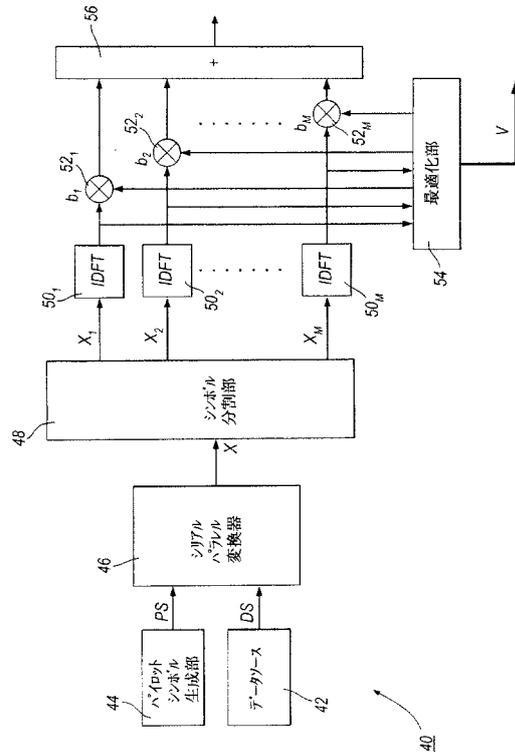
【図1】

過去に提案済みのOFDM送信機を示す図



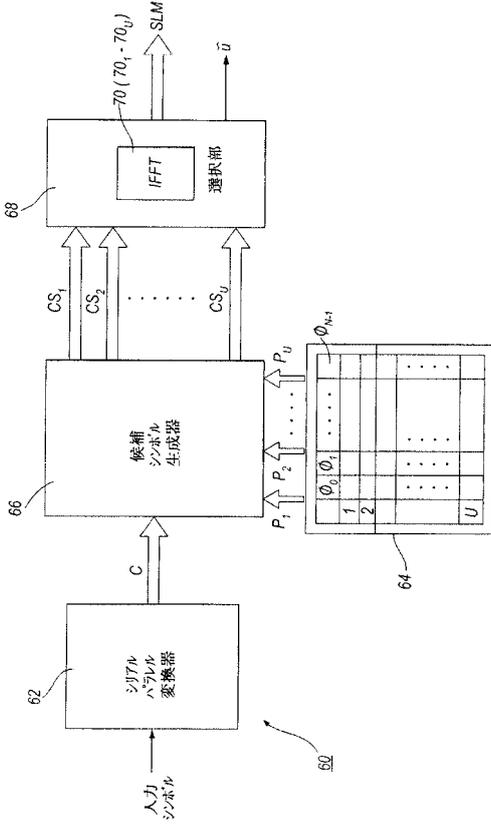
【図2】

PTS法を実行する過去に提案済みのOFDM送信機の一部を示す図



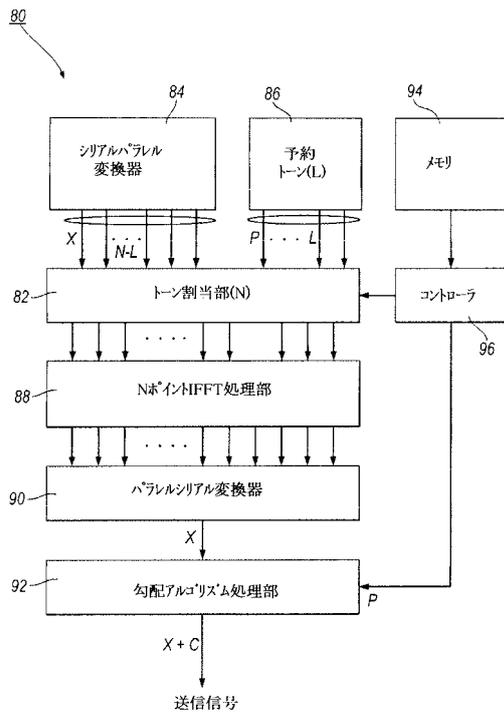
【図3】

SLM法を実行する過去に提案済みのOFDM送信機の一部を示す図



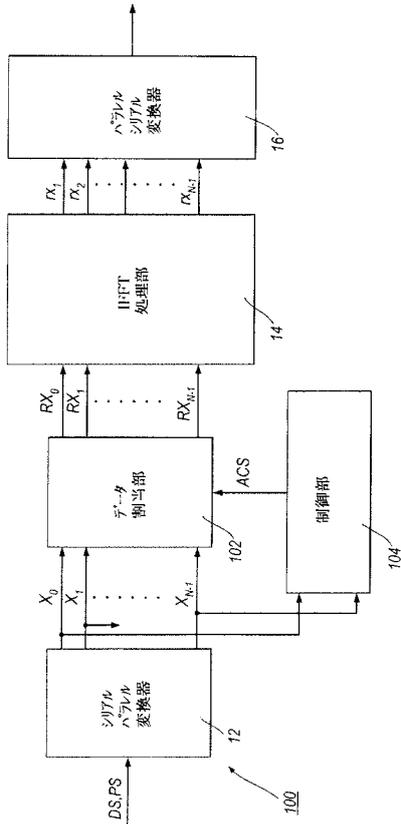
【図4】

TR法を実行する過去に提案済みのOFDM送信機の一部を示す図



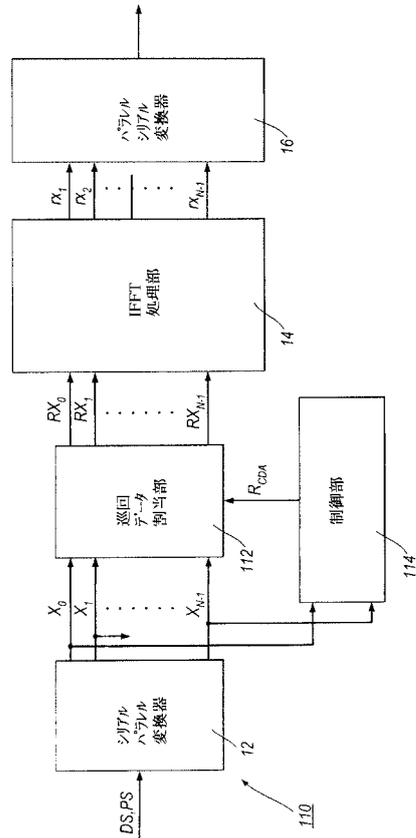
【図5】

本発明の第1実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



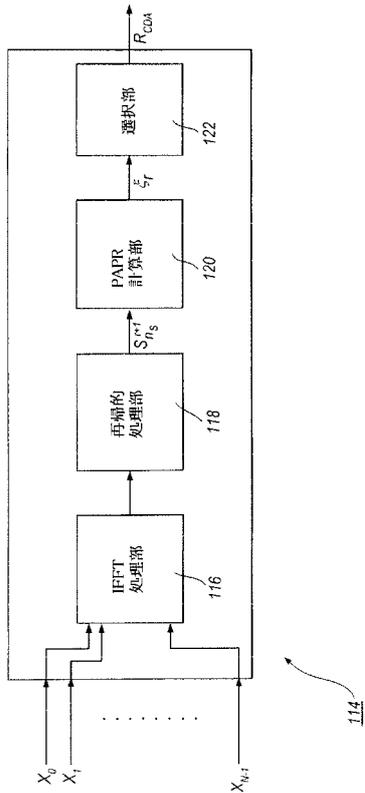
【図6】

本発明の第2実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



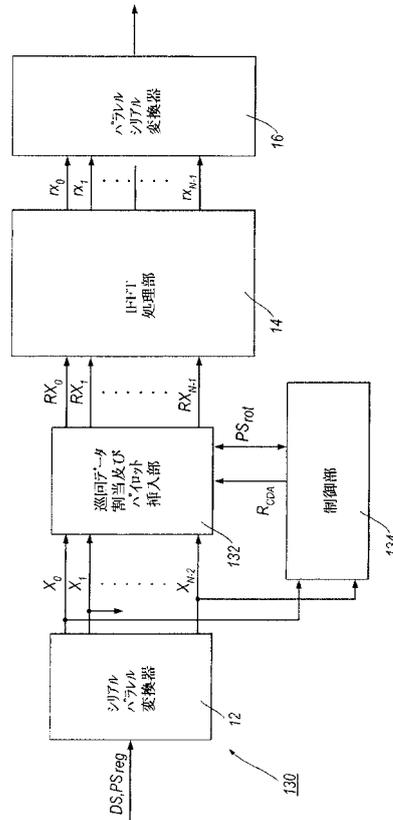
【 図 7 】

図6の送信機の一部の例を示す図



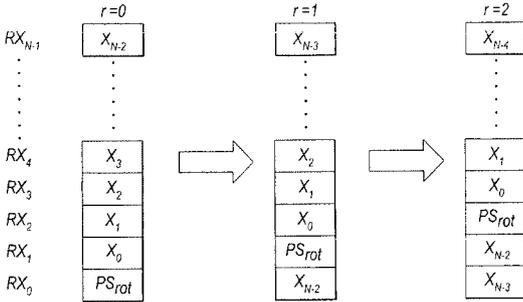
【 図 8 】

本発明の第3実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



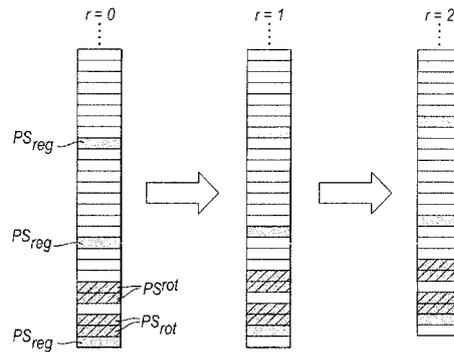
【 図 9 】

本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図



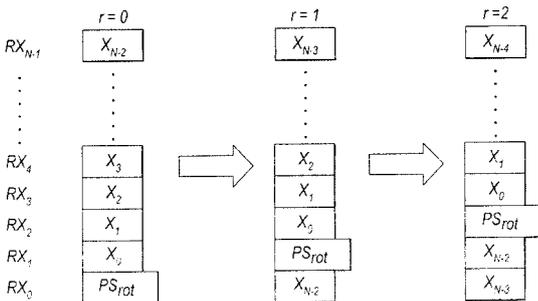
【 図 11 】

本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図



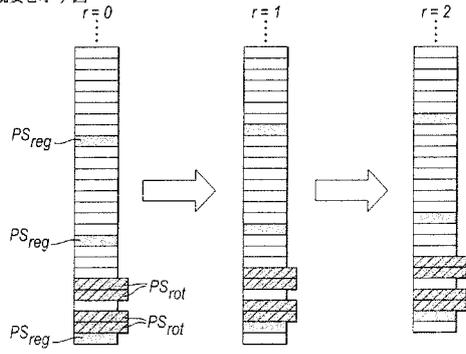
【 図 10 】

本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図



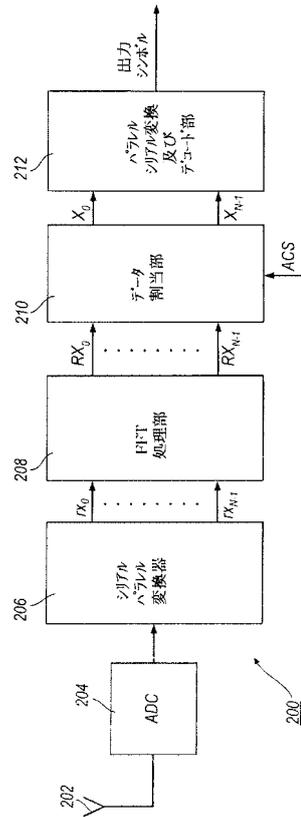
【 図 1 2 】

本発明の第3実施例で使用可能な様々なシグナリング方法例の概要を示す図



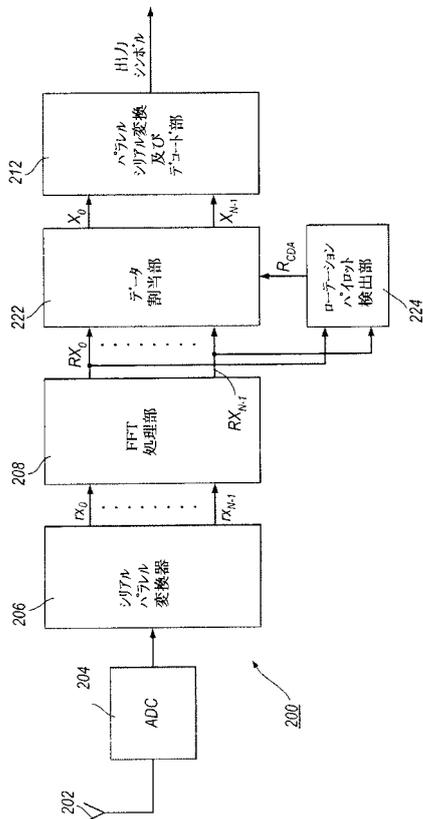
【 図 1 3 】

第1実施例の送信機で使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図



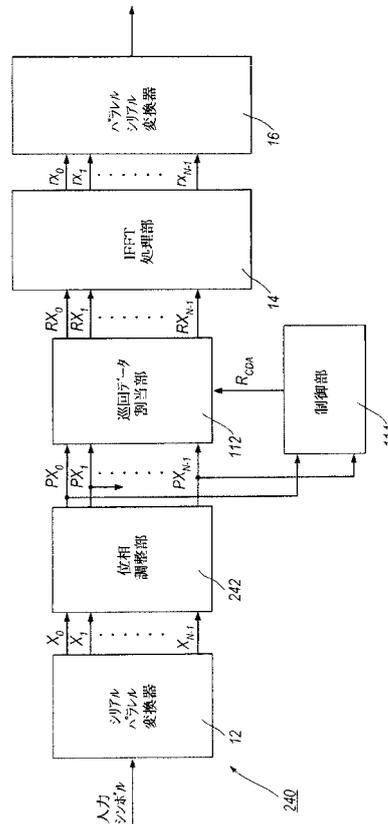
【 図 1 4 】

第3実施例のOFDM送信機で使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図



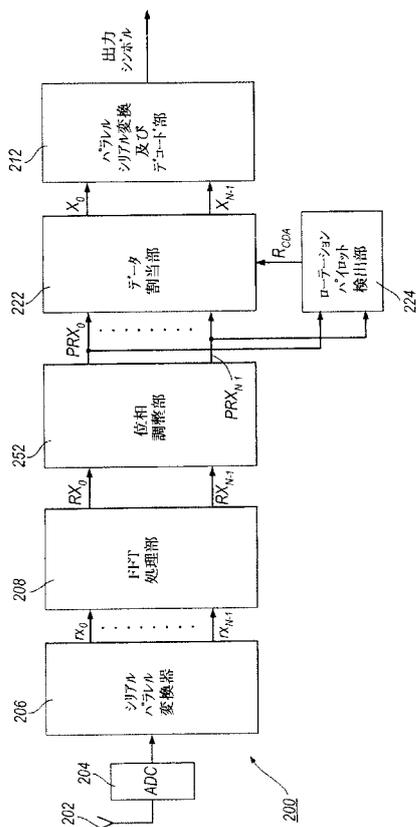
【 図 1 5 】

本発明の第4実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



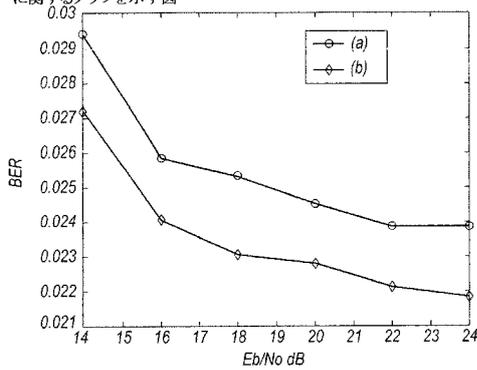
【 図 1 6 】

第4実施例の送信機で使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図



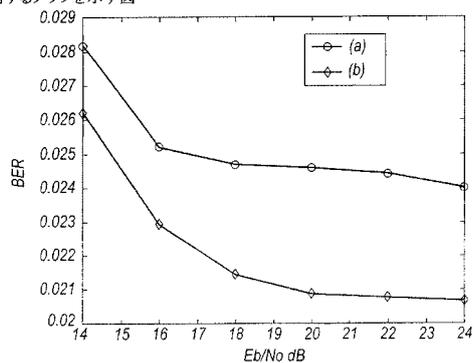
【 図 1 7 】

本発明の実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図



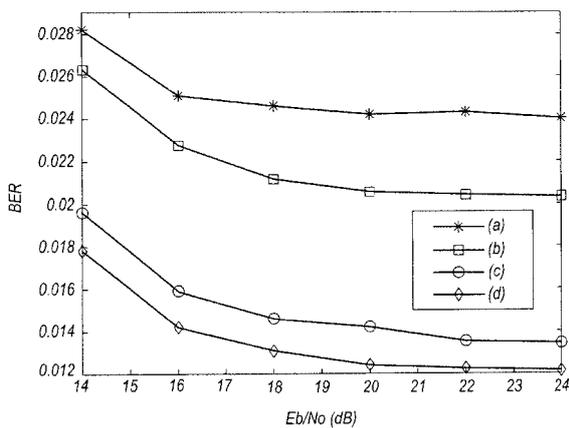
【 図 1 8 】

本発明の実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図



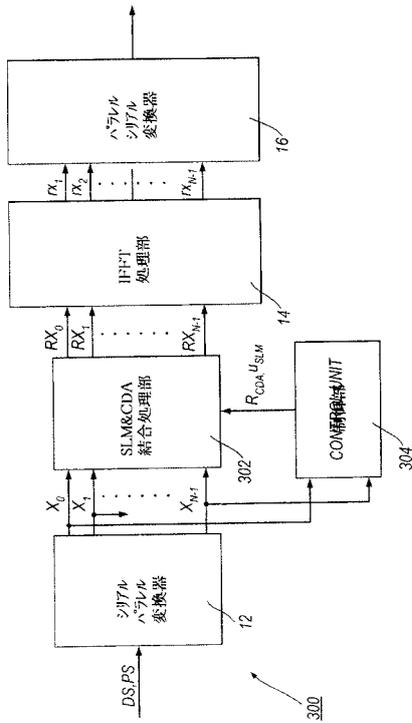
【 図 1 9 】

本発明の実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図



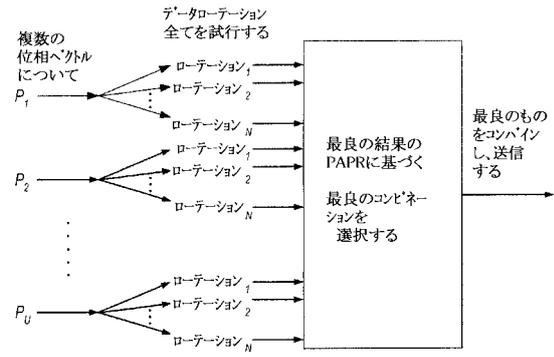
【図20】

本発明の第5実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



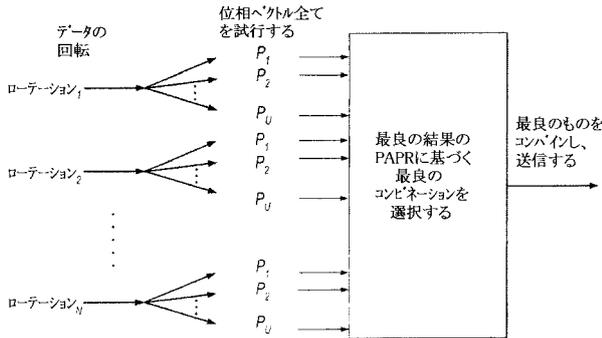
【図21A】

第5実施例の送信機で使用可能な第1アプローチを説明するために使用される説明図



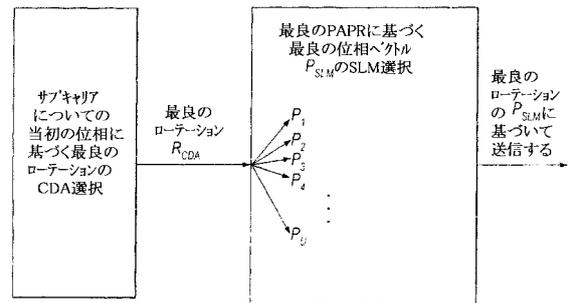
【図21B】

第5実施例の送信機で使用可能な第1アプローチを説明するために使用される説明図



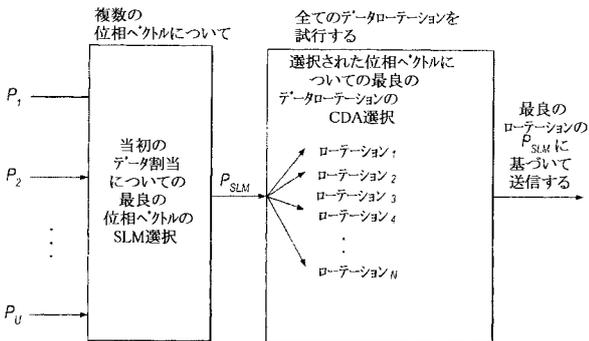
【図22B】

第5実施例の送信機で使用可能な別のアプローチを説明するために使用される説明図



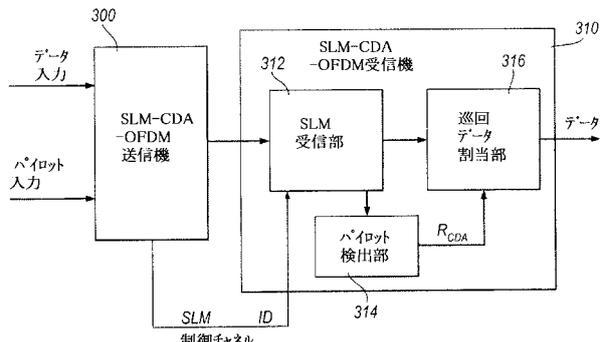
【図22A】

第5実施例の送信機で使用可能な別のアプローチを説明するために使用される説明図



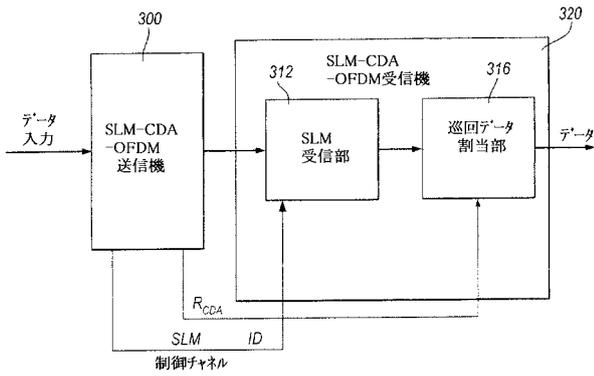
【図23】

第5実施例の送信機が使用可能な第1のOFDMシステムの一部を示す図



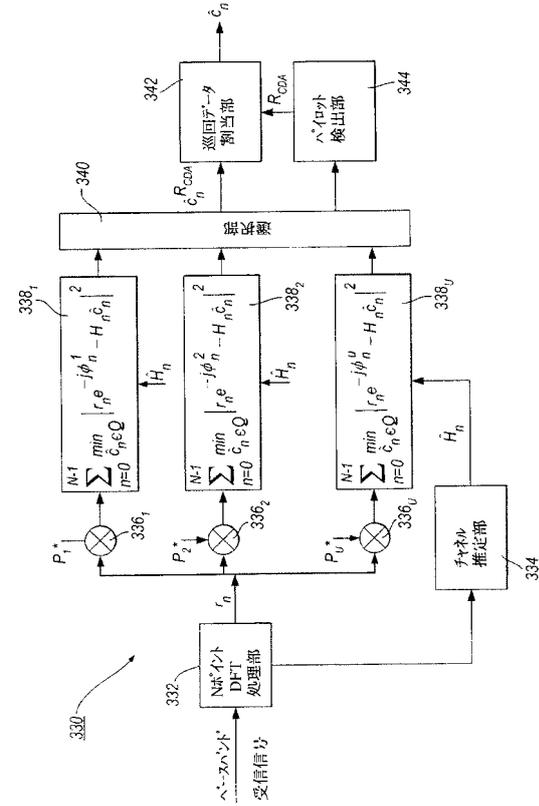
【図24】

第5実施例の送信機が使用可能な第2のOFDMシステムの一部を示す図



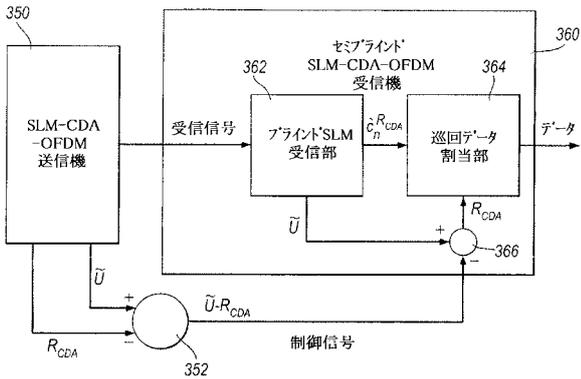
【図25】

第5実施例の送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図



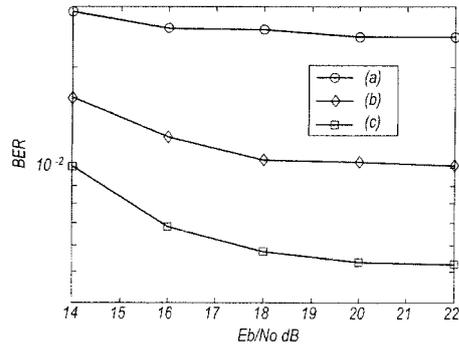
【図26】

第5実施例の送信機が使用可能な第3のOFDMシステムの一部を示す図



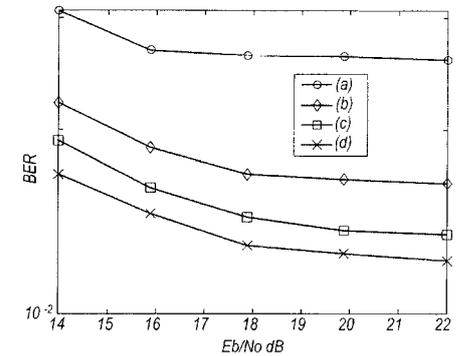
【図27】

本発明の第5実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図



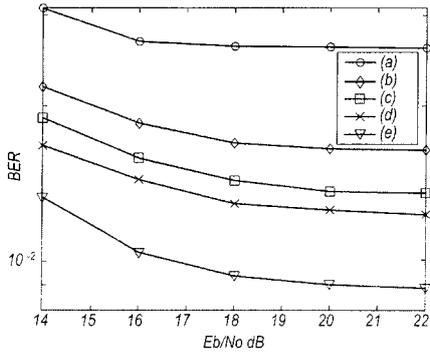
【図28】

本発明の第5実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図



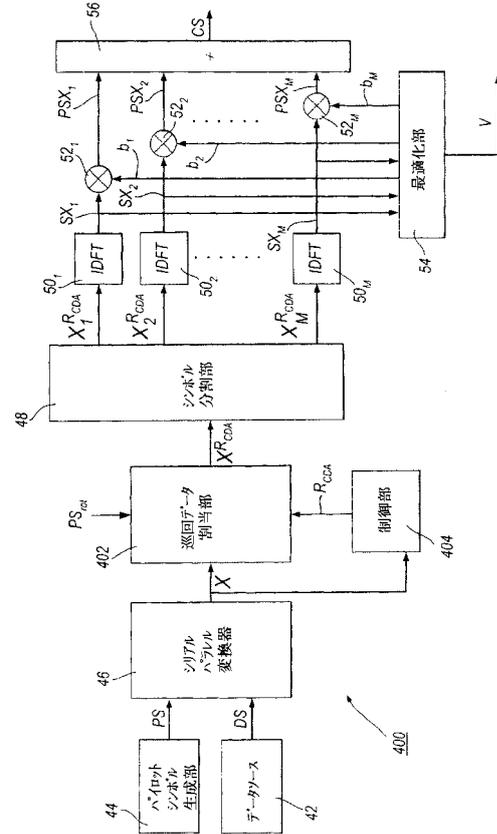
【図 29】

本発明の第5実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図



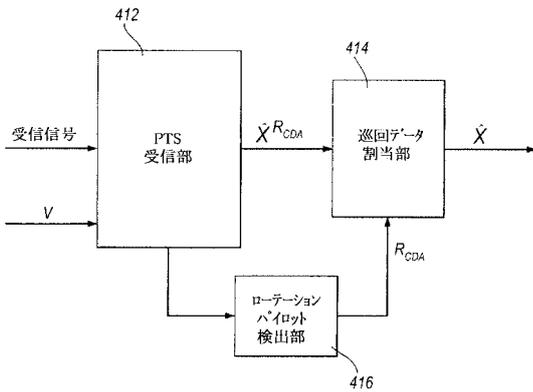
【図 30】

本発明の第6実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



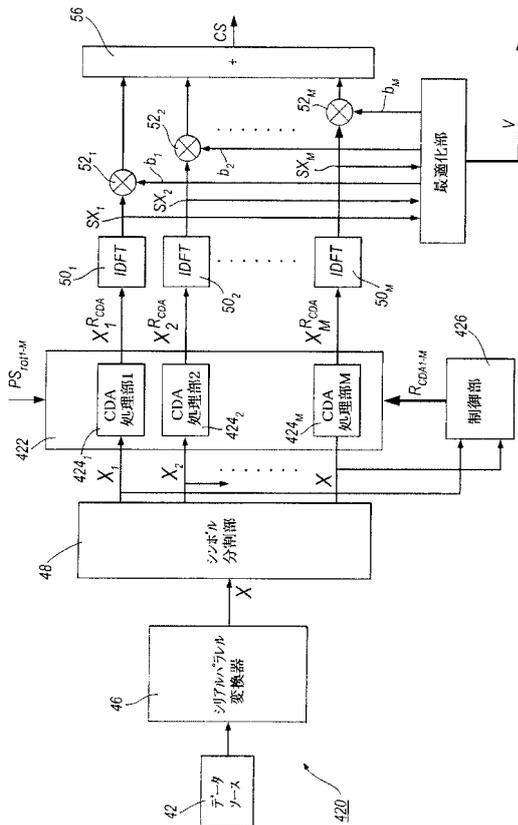
【図 31】

第6実施例の送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図



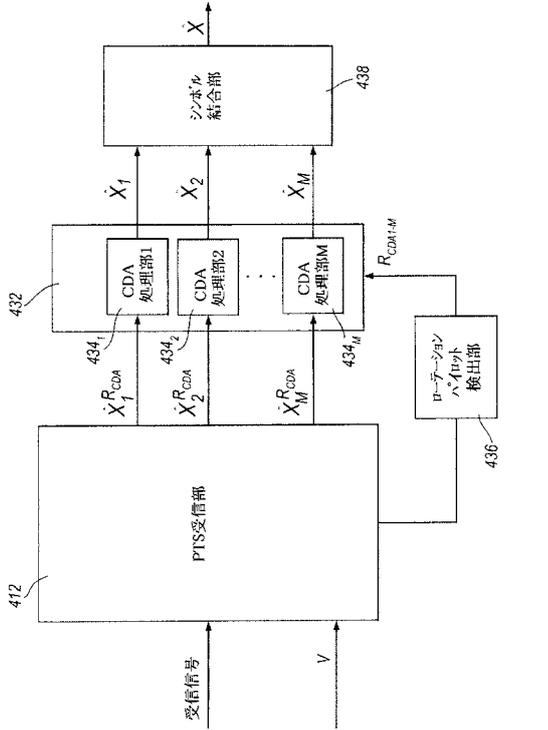
【図 32】

本発明の第7実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



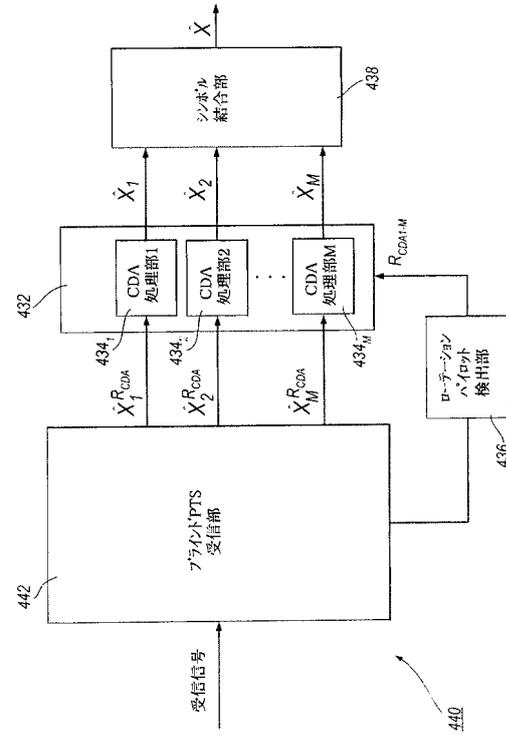
【 図 3 3 】

第7実施例の送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図



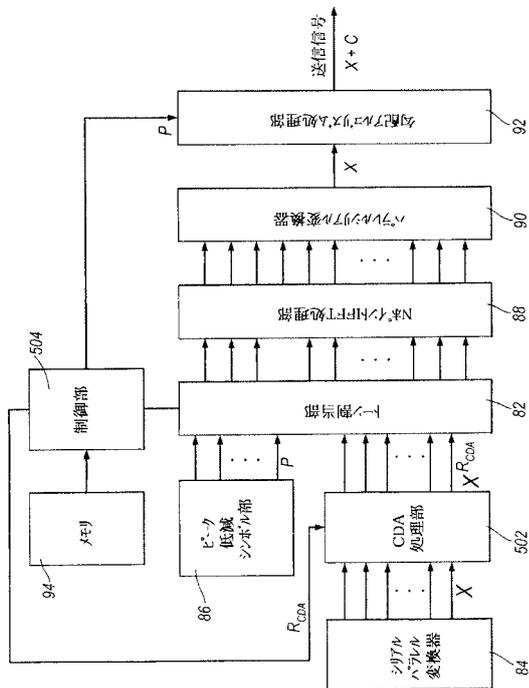
【 図 3 4 】

第7実施例の送信機と共に使用するのに適した別のOFDM受信機の一部を示す図



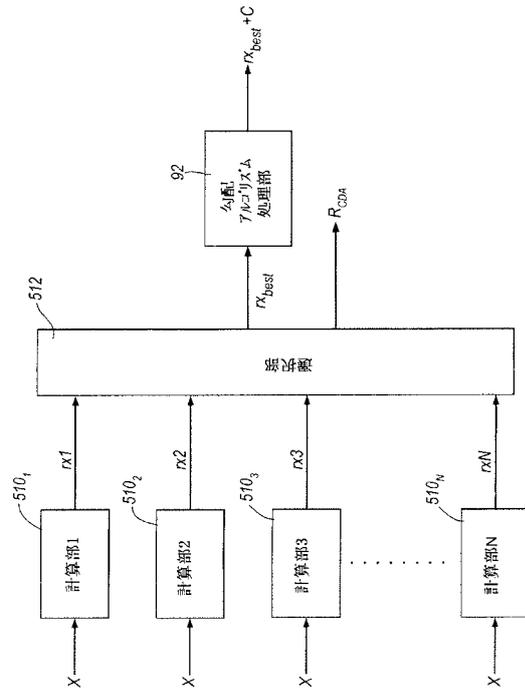
【 図 3 5 】

本発明の第8実施例によるOFDM送信機の一部を示す図



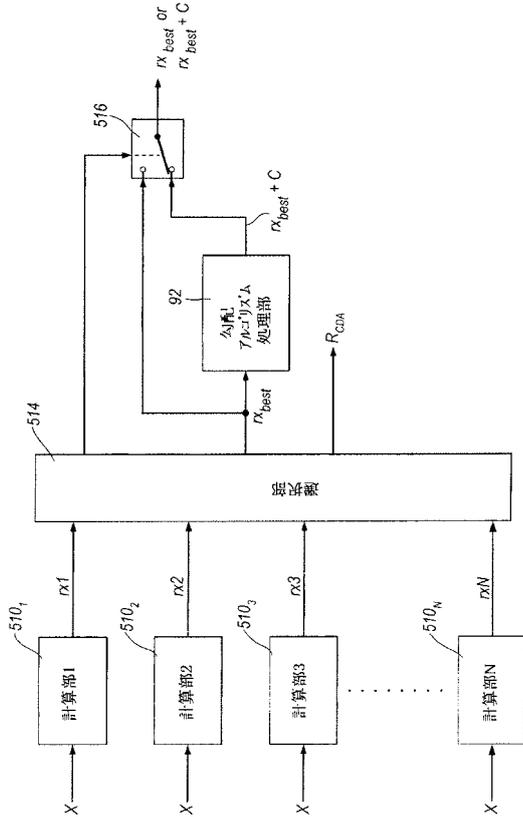
【 図 3 6 】

第8実施例の送信機で使用可能な第1アプローチを説明するのに使用する説明図



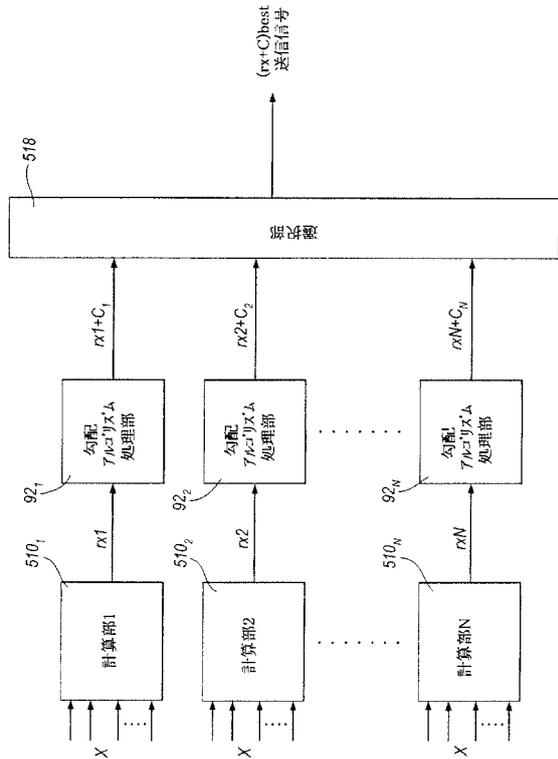
【図37】

第8実施例の送信機で使用可能な第2アプローチを説明するのに使用する説明図



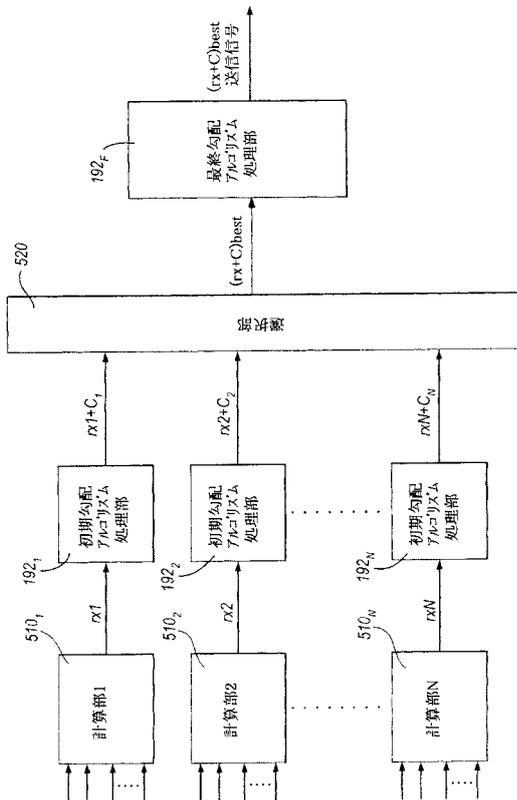
【図38】

第8実施例の送信機で使用可能な第3アプローチを説明するのに使用する説明図



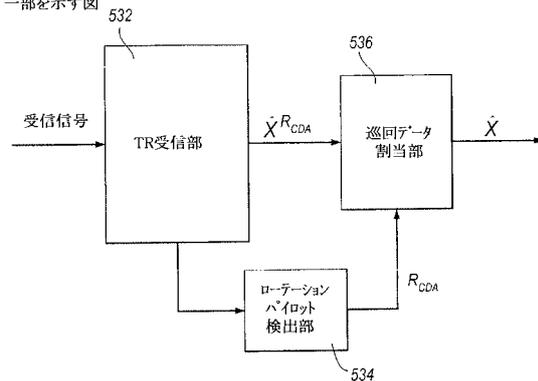
【図39】

第8実施例の送信機で使用可能な第4アプローチを説明するのに使用する説明図



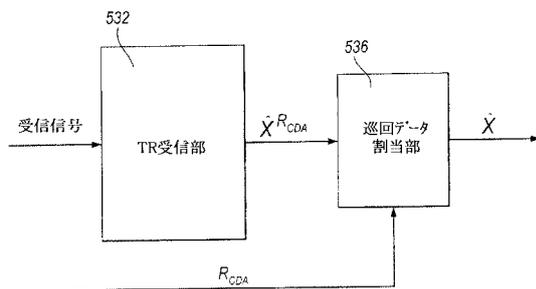
【図40】

第8実施例の送信機と共に使用するのに適したOFDM受信機の一部を示す図



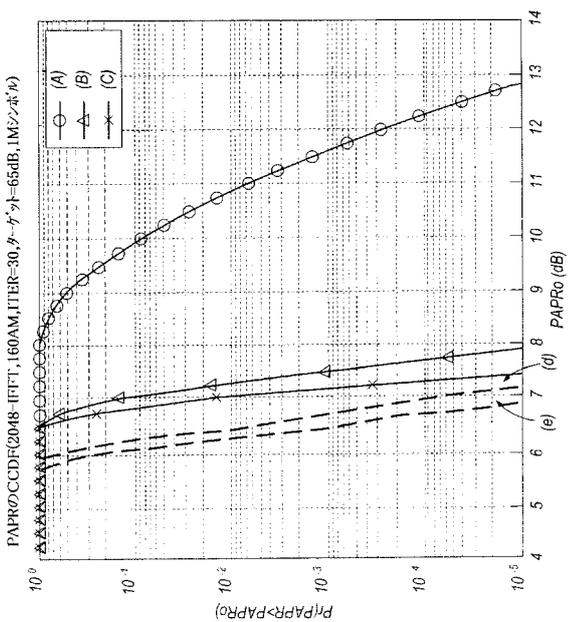
【図41】

第8実施例の送信機と共に使用するのに適した別のOFDM受信機の一部を示す図



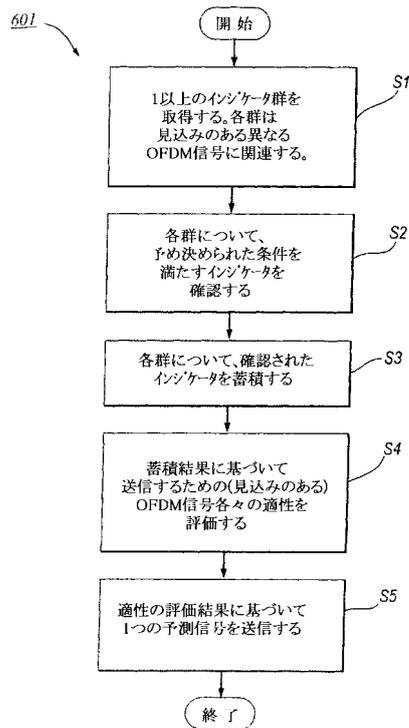
【 図 4 2 】

第8実施例及び他のシステムのシミュレーションパフォーマンスに関するグラフを示す図



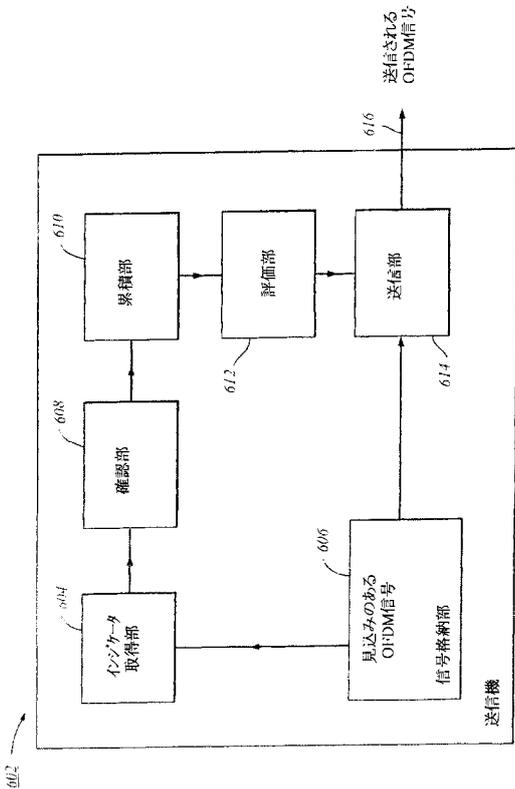
【 図 4 3 】

本発明の別の形態による送信方法のフローチャート



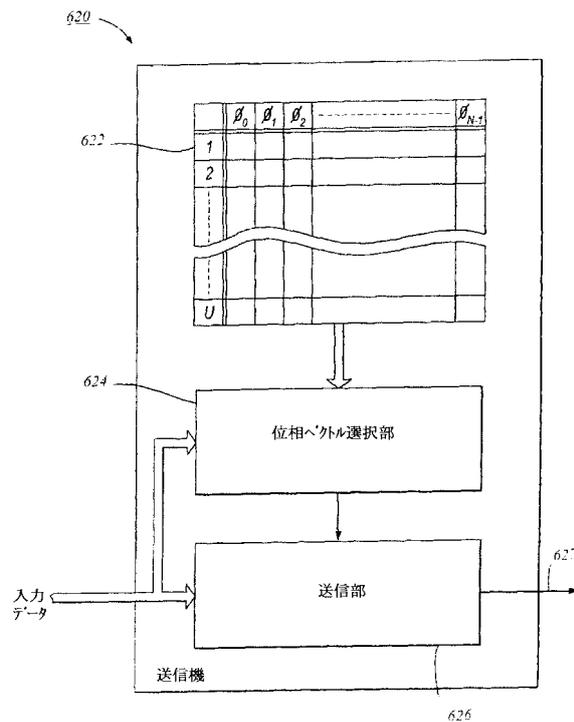
【 図 4 4 】

本発明の第9実施例による送信機の概略図



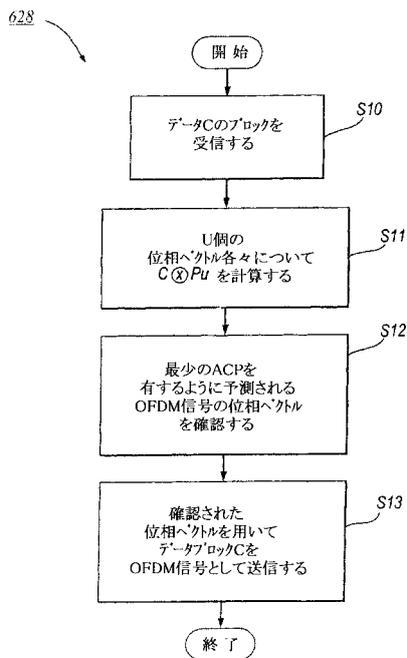
【 図 4 5 】

本発明の第10実施例による送信機の概略図



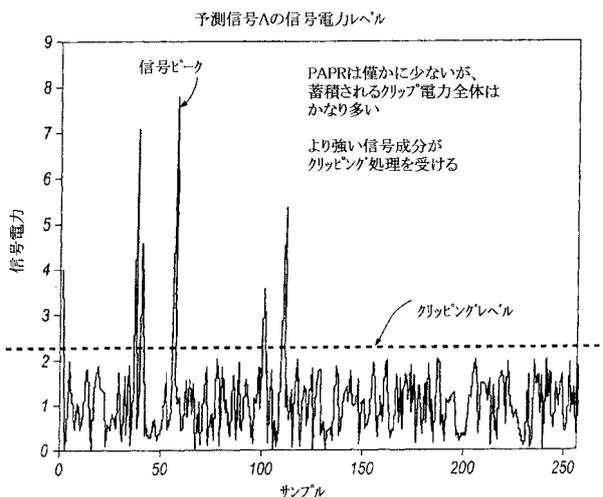
【図46】

第10実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャート



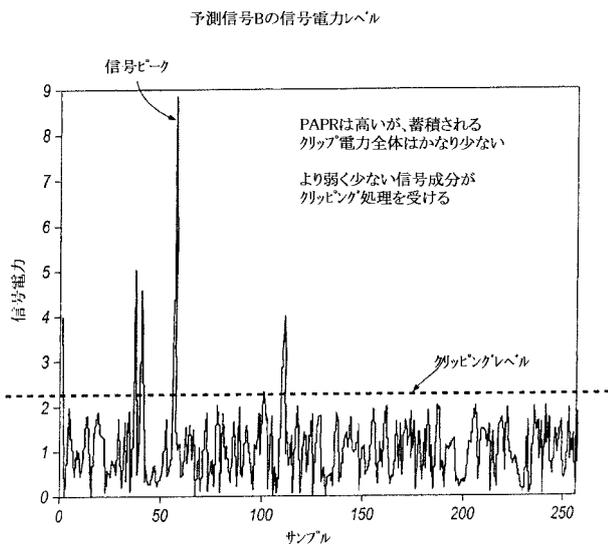
【図47】

予測信号A, Bの例示的な波形を示す図



【図48】

予測信号A, Bの例示的な波形を示す図



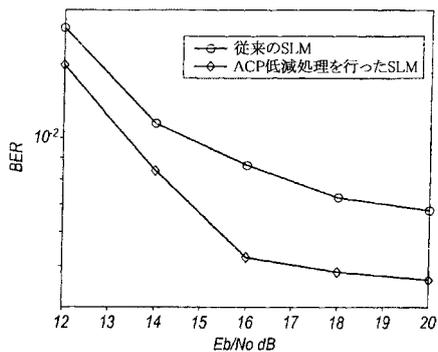
【図49】

シミュレーションパラメータテーブルを示す図

パラメータ	値
サブキャリア総数	128, 512
同期	パーフェクト
変調	16QAM
サンプリングレート	シンボル当たり256及び1024サンプル
クリッピングレベル	2dB
サブキャリア間隔	19.5kHz
チャンネル	AWGN
SLMセットサイズ	64, 128

【図50】

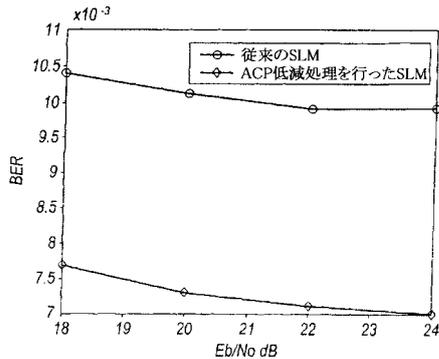
シミュレーション結果のグラフを示す図



PAPRを行うSLM及びACPを行うSLMについて、128サブキャリア及び64SLMセットサイズでのパフォーマンス比較例

【図51】

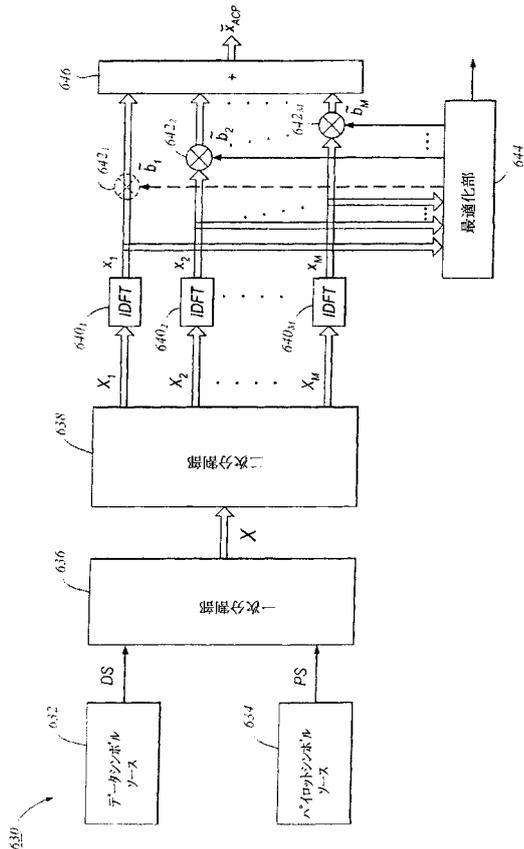
シミュレーション結果のグラフを示す図



PAPRを行うSLM及びACPを行うSLMについて、512サブキャリア及び128SLM位相セットサイズでのパフォーマンス比較例

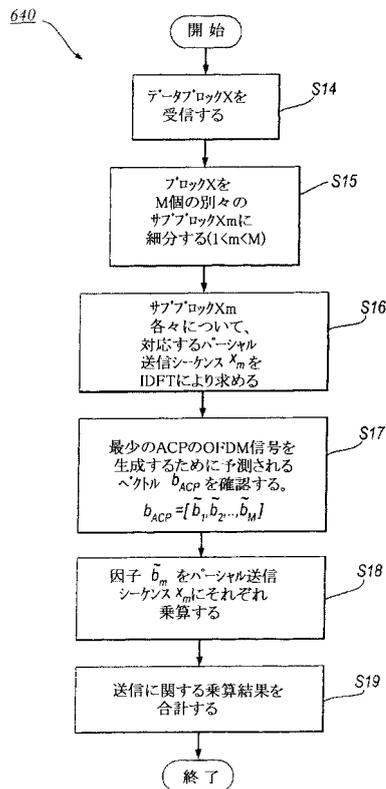
【図52】

本発明の第11実施例による送信機の概略図



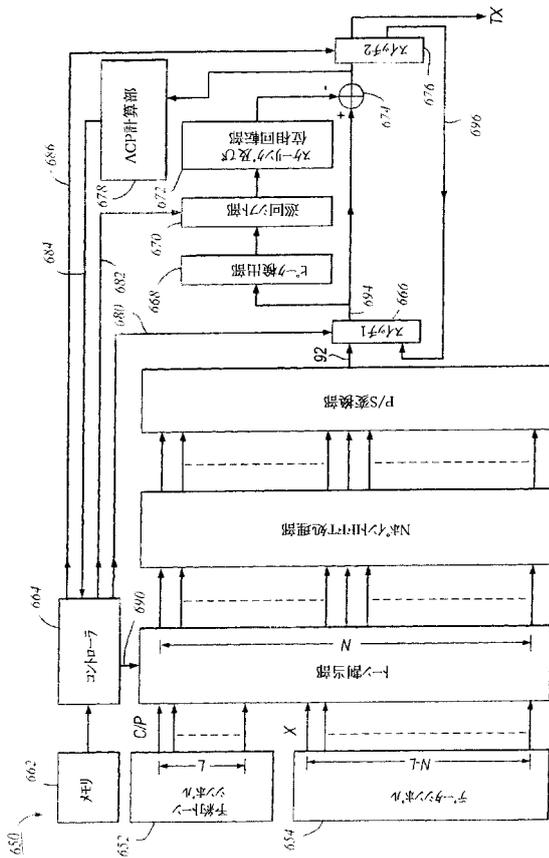
【図53】

第11実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャート



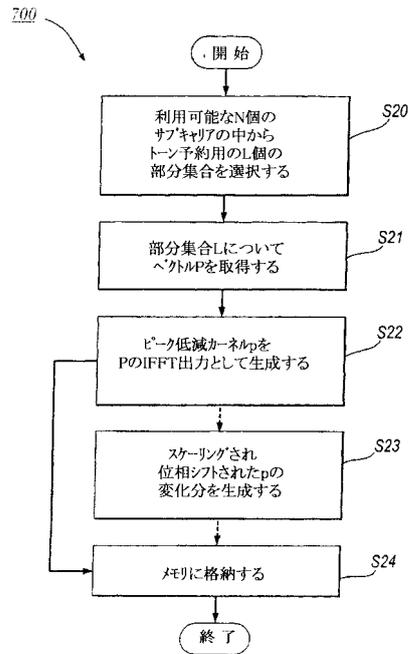
【図54】

本発明の第12実施例による送信機の概略図



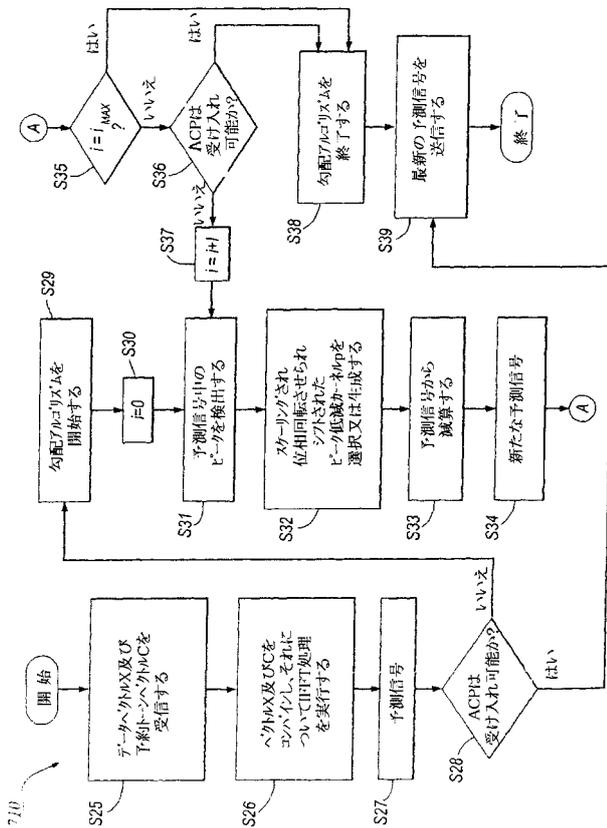
【図55】

第12実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャート



【図56】

第12実施例の送信機の動作を説明するためのフローチャート



【外国語明細書】

1. Title of Invention

OFDM COMMUNICATION SYSTEMS, TRANSMITTERS AND METHODS

2. Detailed Description of Invention

The present invention relates to orthogonal
frequency division multiplexing (OFDM) communication
5 systems and methods and to transmitters and transmitting
methods for use in such systems.

An OFDM system is a type of multi-carrier
transmission system, in which a single data stream is
modulated onto N parallel sub-carriers, each sub-carrier
10 signal having its own centre frequency. The sub-carriers
are transmitted together as a single combined OFDM signal,
the individual sub-carrier signals being recoverable in
an OFDM receiver due to the orthogonal property of the
sub-carriers. Typically, the number N of sub-carriers
15 may be relatively large, for example N=512.

OFDM systems have many advantages. Orthogonal
frequency division multiplexing (OFDM) is a modulation
technique that is based on traditional frequency division
multiplexing (FDM), but is much more spectrally efficient
20 than traditional FDM because the sub-channels (sub-
carriers) may be spaced much closer together in frequency
(i.e. until they are actually overlapping) than in FDM
systems (in which guard bands are required between each
sub-channel).

25 The spectral efficiency of an OFDM system is
achieved because the frequency of the respective sub-
carriers are chosen such that they are mutually
orthogonal (which means that they are mutually
perpendicular in a mathematical sense), thereby allowing
30 the spectrum of each sub-carrier to overlap the spectra
of other sub-carriers without interfering with them. The
effect of this mutually orthogonal nature of the OFDM
sub-carriers is that the required bandwidth is greatly
reduced, as compared to traditional FDM systems, by

removing the guard bands and allowing the spectra of the sub-carriers to overlap one another.

Another advantage of OFDM is its resilience to multipath, which is the effect of multiple reflected signals hitting the receiver. OFDM systems are capable of overcoming the potential problems associated with multipath, such as interference and frequency-selective fading, because the total signal bandwidth (i.e. the amount of data to be sent in a given time interval) is divided over the plurality of sub-carriers. As a result of this parallel transmission, the duration of each OFDM data symbol may be relatively long, and each individual sub-carrier may have a relatively low information rate, thereby allowing the system to benefit from enhanced immunity to impulse noise and reflections.

OFDM's high spectral efficiency and resistance to multipath make it an extremely suitable technology to meet the demands of wireless data traffic. Today, the technology is used in such systems as asymmetric digital subscriber lines (ADSL) as well as in wireless systems such as IEEE 802.11a/g (Wi-Fi) and IEEE 802.16 (Wi-MAX). It is also used for wireless digital audio and video broadcasting. OFDM is currently one of the prime technologies being considered for use in future fourth generation (4G) networks.

In an OFDM communication system a plurality N of sub-carriers are employed to carry data from a transmitter to one or more receivers. The number N of sub-carriers may be relatively large, for example $N = 512$. One problem which arises in OFDM communication systems is that a peak-to-average power ratio (hereinafter PAPR) tends to be high. The peak power increases generally according to the number of sub-carriers. For example, when the N signals carried respectively by the sub-

carriers have the same phase, the maximum power of the resulting multi-carrier signal is increased to N times an average power. When the PAPR is high, an amplifier having a very wide dynamic range is required in the transmitter, which is undesirable.

Numerous techniques have been proposed to solve the problems with PAPR in OFDM communication systems.

Before describing some of these techniques, the basic features of a transmitter for use in an OFDM

communication system will be described with reference to Figure 1.

Figure 1 shows parts of an OFDM transmitter 10. The transmitter comprises a serial-to-parallel converter 12 which receives a serial stream of input symbols.

Although not shown in Figure 1, the input symbols may comprise data symbols, provided from one or more data sources, and pilot symbols provided from a pilot symbol generator (not shown). The serial-to-parallel converter divides the received input signals into groups of N input symbols and outputs the symbols X_0 to X_{N-1} of each group in parallel.

The transmitter 10 further comprises an IFFT processing unit 14 which subjects each group of N symbols X_0 to X_{N-1} to N-point inverse fast Fourier transform (IFFT) processing to produce IFFT output

signals x_0 to x_{N-1} representing N digital samples of the time-domain signals. These IFFT output signals are subjected to parallel-to-serial conversion in a parallel-to-serial converter 16. After conversion into serial form, the IFFT output signals are applied to a cyclic prefix (CP) addition unit 18.

The CP addition unit 18 adds a cyclic prefix at the beginning of each OFDM symbol period (here the OFDM symbol period is $N \times T_s$, where T_s is the input symbol period (the period of each data symbol and each pilot

symbol)). As is well known, in OFDM systems, orthogonality of sub-carriers is lost when multipath channels are involved. The addition of the cyclic prefix can restore the orthogonality at the receiver, although
5 energy is wasted in the cyclic prefix samples.

The serial IFFT output signals with the added cyclic prefix are then applied to a windowing unit 20 which carries out a windowing operation for pulse shaping. The digital signal samples are then converted into an analog
10 baseband signal in a digital-to-analog converter (DAC) 22 and the analog baseband signal is then supplied to a radio frequency (RF) unit 24. The RF unit 24 converts the baseband signal into a RF signal suitable for transmission to one or more receivers via an antenna 26
15 of the transmitter 10.

Next, phase adjustment techniques which have been proposed for solving the PAPR problem will be described with reference to Figures 2, 3 and 4.

Figure 2 shows parts of an OFDM transmitter 40
20 adapted to carry out a partial transmit sequence (PTS) method.

In Figure 2, a data source 42 supplies a serial stream of data symbols DS to a serial-to-parallel converter 46. The serial-to-parallel converter 46 also
25 receives from time to time pilot symbols PS from a pilot symbol generator 44. The converter 46 combines the received data symbols DS and any pilot symbols PS and forms groups of input symbols. Each group is made up of N input symbols. The serial-to-parallel converter 46
30 outputs the N input symbols of each group in parallel to a symbol division unit 48. The symbol division unit 48 divides the N input signals of each group into M sub-groups (sometimes referred to as "sub-blocks"), each made up of L (= N/M) input symbols. Each of the M sub-blocks

X_1 to X_M is subjected to L-point inverse discrete Fourier transform (IDFT) processing by a corresponding IDFT processing unit 50₁ to 50_M. The IDFT output signals from each IDFT processing unit 50, which may also be referred
5 to as "partial transmit sequences", are supplied to a first input of a corresponding complex multiplier 52₁ to 52_N. Each complex multiplier 52₁ to 52_M also receives at a second input a phase adjustment factor b_1 to b_m . Each complex multiplier 52₁ to 52_M adjusts the phases of all L
10 IDFT output signals of the sub-block by the applied phase adjustment factor. The outputs of the complex multipliers 52₁ to 52_M are then combined by a combiner 56.

The individual phase adjustment factors together form a phase vector b . An optimisation unit 54 stores a
15 plurality of available phase vectors. The optimisation unit 54 receives the IDFT output signals from the IDFT processing units 50₁ to 50_M and selects one phase vector from among the plurality of available phase vectors. The selected phase vector is the one that produces a sub-
20 optimal phase-adjusted combination of the IDFT output signals of the different sub-blocks. This combination of N IDFT output signals, when transmitted, will have a desirably low PAPR.

The time-domain samples output from the combiner 56
25 are then subjected to parallel-to-serial conversion, cyclic prefix addition and the subsequent processing described previously with reference to Figure 1 (units 16, 18, 20, 22 and 24 in Figure 1).

The optimisation unit 54 also outputs identification
30 information which may be transmitted to the receiver(s) as side information to enable the receiver(s) to identify the phase vector selected by the transmitter. The receiver can then carry out reverse processing to recover the data and pilot symbols.

In the PTS method, the amount PAPR reduction that is achieved depends on the number of sub-blocks. The greater the number of sub-blocks the larger the potential PAPR reduction that is achievable. However, increasing
 5 the number of sub-blocks increases the processing burden on the transmitter. For example, the complexity of the search space for the best combination of IDFT output signals increases exponentially as the number of sub-blocks increases, which is generally prohibitive.

10 Further information regarding PTS methods can be found in "A novel peak power reduction for OFDM", S.H. Müller, J.B. Huber, PROC. IEEE PIRMC '97, Helsinki, Finland, Sep 1997, pp 1090-94, and in "A Comparison of peak power reduction reduction schemes for OFDM", S.H.
 15 Müller, J.B. Huber, PROC. IEEE Globecom '97, Phoenix, Arizona, USA, pp 1-5.

Another phase adjustment technique which has been proposed is a selective mapping (SLM) method. Figure 3 shows parts of an OFDM transmitter adapted to carry out
 20 an SLM method. In the transmitter 60 of Figure 3, a serial stream of input symbols (data symbols and pilot symbols) is applied to a serial-to-parallel converter 62. The converter 62 outputs groups C of input symbols, there being N input symbols in each group C.

25 The transmitter 60 also comprises a phase vector storage unit 64 which stores a set of U available phase vectors $P_{\tilde{u}}$ ($\tilde{u} = 1, \dots, U$). These phase vectors are generated randomly and are statistically independent. Each phase vector is made up of N phase elements $\theta_0, \theta_1,$
 30 $\theta_2, \dots, \theta_{N-1},$

$$\mathbf{P}_u = [e^{j\phi_0^u}, e^{j\phi_1^u}, \dots, e^{j\phi_{N-1}^u}] \quad (1)$$

assuming that $\phi_n^u \in (0, 2\pi)$, $u \in \{1, \dots, U\}$.

Each phase element corresponds individually to one of the N sub-carriers and sets a phase adjustment to be applied by the transmitter to the corresponding sub-carrier for the group C of input symbols concerned.

5 The U phase vectors P_1 to P_U and the group C of input symbols are supplied to a candidate symbol generator 66. The candidate symbol generator calculates the vector product of the group C of input signals and each of the available phase vectors P_U to produce U
10 candidate OFDM symbols CS_1 to CS_U .

The candidate OFDM symbols CS_1 to CS_U are supplied to a selection unit 68. The selection unit 68 calculates a potential transmitted signal for each candidate symbol CS_1 to CS_U , according to the expression

15

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j 2 \pi \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

where $\mathbf{C}=(c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{N-1})$ represents a vector of N constellation symbols from a constellation. For the
20 signal $s(t)$ a measure of the PAPR is given by:

$$\xi = \frac{\max |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (3)$$

where E denotes expectation.

25

It will be appreciated that to calculate the potential transmitted signal for each candidate symbol an N-point IFFT operation is required. Accordingly, the selection unit 68 includes an IFFT processing unit 70 similar to the IFFT processing unit 14 described
30 previously with reference to Figure 1. The IFFT processing unit 70 needs to carry out U of the N-point IFFT operations and, optionally, the selection unit 70 may be provided with U IFFT processing units 70_1 to 70_U to enable the operations to be carried out in parallel.

After calculating such a PAPR measure for each candidate symbol CS_1 to CS_U , the selection unit 68 selects the candidate symbol CS_{SLM} which has the lowest PAPR measure. IFFT output signals x_{SLM} corresponding to the selected candidate symbol CS_{SLM} are output by the selection unit. These IFFT output signals x_{SLM} are then subjected to parallel-to-serial conversion and CP addition, etc., as described previously with reference to Figure 1.

Optionally, also, the selection unit 68 outputs the identity \tilde{u} of the selected phase vector, i.e. the phase vector corresponding to the selected candidate symbol CS_{SLM} . This identity \tilde{u} may be transmitted as side information to the receiver(s) to enable the receiver(s) to carry out reverse phase adjustments corresponding to the phase adjustments applied by the transmitter using the selected phase vector P_u .

Although SLM offers a significant PAPR reduction, the size of the search space (the number of phase vectors which must be processed) is high to achieve PAPR reductions of the desired magnitude. This in turn implies that immense processing power is required in the transmitter and that the signalling overhead for transmitting the identity \tilde{u} may be undesirably high.

Although it is possible to trade off additional receiver complexity with a reduction in the signalling overhead, for example by adopting a blind or semi-blind receiver, SLM methods involving high numbers of phase vectors are still complex and expensive to implement. Incidentally, a so-called blind SLM receiver has been proposed in "SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information", A.D.S. Jayalath and C. Tellambura, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, issue 5, Sept. 2005, pp 2006-2013. Various improvements to the

basic SLM method aimed at achieving reductions in transmitter and receiver complexity and in signalling overhead are described in our co-pending European patent application no. 05256600.7, the entire content of which
5 is incorporated herein by reference.

A further problem with SLM is that, because the set of phase vectors is determined on a random basis, it is unable to reach the ideal (PAPR free) performance, especially when the number of sub-carriers is large.
10 Although the PAPR performance theoretically keeps on improving as the number of phase vectors is increased, for large numbers of phase vectors it is found in practice that the performance improvement becomes saturated at a level below the optimum level.

Another PAPR reduction technique that has also been proposed is a tone reservation (TR) technique. In this technique, some sub-carriers from among the entire set of available sub-carriers are reserved for PAPR reduction. The reserved carriers carry no data. The receiver simply
20 disregards the sub-carriers which carry no data and recovers the data from the remaining sub-carriers. It has also been proposed to apply a gradient algorithm as part of the TR technique. The basic idea of the gradient algorithm comes from clipping. Using the gradient
25 algorithm, signals having an impulse-like characteristic are generated using the sub-carriers that carry no data, and IFFT output signals are clipped using the signals having the impulse-like characteristic. When the generated signals having an impulse-like characteristic
30 are added to the IFFT output signals, data distortion occurs only in some sub-carriers carrying no data and does not occur in the other sub-carriers carrying data.

Figure 4 shows parts of an OFDM transmitter 80 adapted to carry out the TR technique using a gradient algorithm.

The transmitter 80 comprises a tone allocation unit 5 82 which has $N-L$ first inputs and L second inputs (in this context "tone" means sub-carrier). Each of the first inputs is connected to a serial-to-parallel converter 84 which operates in the same way as the serial-to-parallel converter 12 of Figure 1 except that 10 in this case each group of input symbols is made up of $N-L$ input symbols instead of N input symbols in Figure 1. As in the Figure 1 transmitter, the group of input symbols may include pilot symbols as well as data symbols. The second inputs of the tone allocation unit 82 are 15 supplied with L peak reduction symbols. Mathematically, these L peak reduction symbols can be represented by L non-zero elements in a peak reduction vector C having N elements in total, the remaining $N-L$ elements of C being zero. Similarly, the group of $N-L$ input symbols applied 20 to the first inputs of the tone allocation unit can be represented by $N-L$ non-zero elements in an input-symbol vector X having N elements in total, the remaining L elements of X being zero. The peak reduction vector C and the input-symbol vector X must lie in disjoint 25 frequency subspaces.

The group of $N-L$ input symbols and the L non-zero values of the peak reduction vector C are applied to different inputs of an IFFT processing unit 88 which carries out N -point IFFT processing on them. The IFFT 30 output signals are applied to a parallel-to-serial converter 90 to produce a series of time-domain digital samples x . These time-domain signals x are applied to a gradient algorithm unit 92 which implements a gradient algorithm. The gradient algorithm is an iterative

clipping algorithm using a peak reduction kernel p . p is a function only of the reserved tone locations. p is the IFFT output of the vector P whose value is 1 at the reserved tone locations and 0 elsewhere. When p is

5 circularly shifted, scaled and phase rotated in the time domain, the values of P in the reserved tone locations are changed but the values of X in the other non-reserved locations are unchanged. Accordingly, the input-symbol vector X is not affected by the iterative clipping

10 algorithm. The optimisation is carried out only on the time-domain digital samples. As a result, only one IFFT operation is needed and the complexity is relatively low. Further details of the operation of the gradient algorithm applied to the TR technique can be found, for

15 example, in "Tone reservation method for PAPR reduction scheme", IEEE 802.16e-03/60r1, Park, Sung-Eun et al. Samsung Elec., IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, November 10, 2003.

The TR technique with gradient algorithm must carry

20 out calculations serially. In order to achieve a good performance gain with a low processing delay, the processing capability of the transmitter must be high. Also, the number of required iterations is generally high (for example around 30 iterations are suggested in the

25 above paper) and this leads to a high processing burden and/or high power consumption.

According to a first aspect of the present invention there is provided a method of transmitting an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal,

30 comprising: receiving a group of input symbols based on which the transmitted signal is to be generated; selecting, from among a plurality of available allocations of input symbols to sub-carriers, one allocation to apply to the received group of input

symbols, each said available allocation serving to allocate the input symbols to respective sub-carriers in a different way from each other available allocation, and the allocation selection being based on predicted values
5 of a predetermined property of the transmitted signal for different available allocations; and generating the transmitted signal using the selected allocation.

Such a method takes advantage of the fact that among the different available allocations of input symbols to
10 sub-carriers there will some allocations that have a more beneficial outcome in terms of the predetermined property of the transmitted signal than others. By deliberately selecting one allocation based on predicted values of the predetermined property for different available
15 allocations it is possible to improve the performance of the transmitter in a simple way.

Any suitable property of the transmitted signal may be considered but preferably the property is one which, if not reduced or controlled will have an adverse effect
20 on the operation of the transmitter or receiver or on both. For example, the predetermined property may be a measure of non-linear behaviour predicted in an amplifier when the amplifier amplifies a transmitted signal generated using the allocation concerned.

In one embodiment, the predetermined property is a
25 peak-to-average power of a transmitted signal generated using the allocation concerned. It is important to reduce or control peak-to-average power in OFDM systems, especially when the number of sub-carriers is large. In
30 this case, the allocation that is selected is preferably the allocation which, among the different allocations considered, has a lowest predicted peak-to-average power ratio. This will give the best possible PAPR performance. However, this is not essential. For example, the

allocations could be considered in turn and the first one which provides a PAPR reduction exceeding a threshold value could be selected, without going on to consider further allocations. This will save processing burden.

5 In one embodiment, in selecting the allocation, a potential transmitted signal is generated for each said available allocation and a measure of said predetermined property of the potential transmitted signal is produced and employed to select one of the available allocations.

10 It will be appreciated that with N sub-carriers the total number of possible different allocations is $N!$. Whilst this gives the potential to achieve good performance, considering $N!$ allocations is likely to constitute an unacceptably high processing burden. Also,
15 an amount of signalling overhead associated with signalling the identity of the selected allocation to the receiver. Accordingly, preferably the number of said available allocations is limited to a subset of the full set of possible allocations of said input signals to said
20 sub-carriers.

There are many ways to limit to available allocations but one preferred way is to limit the available allocations to two or more different rotations. This provides a reasonable diversity between different
25 allocations whilst being light in signalling terms.

The available allocations may be or include one or more regular rotations. A regular rotation imposes the same circular shift on every input symbol of the group to determine its corresponding sub-carrier. If the
30 allocations are limited to just regular rotations, then there are at most N allocations (rotations), where N is the number of sub-carriers.

Another major advantage of regular rotations arises when obtaining the predicted values of the predetermined

property. In an OFDM system, a full IFFT operation is required to generate the transmitted signal. When the allocations are regular rotations, however, it is unnecessary to use a full IFFT for every different
5 allocation. Instead, a full IFFT operation is only required for the first regular rotation. A transmitted signal for the second and any subsequent regular rotation can be obtained based on the transmitted signal calculated for the first regular rotation. This is very
10 powerful effect and can drastically cut the processing burden and save power consumption. Power consumption is a significant issue in portable transmitters.

In one embodiment having at least first and second such regular rotations, this effect is exploited by
15 predicting a value of said predetermined property for said first regular rotation; and employing data produced in the process of obtaining the prediction for the first regular rotation to predict a value of said predetermined property for said second regular rotation.

In another embodiment having at least first and second such regular rotations, this effect is exploited by generating a potential transmitted signal for said
20 first regular rotation; and employing a recursive operation to generate a potential transmitted signal for the second and for any further regular rotations based on
25 the potential transmitted signal generated for the first regular rotation.

To increase the number of allocations beyond those available with regular rotations the available
30 allocations may also include one or more irregular rotations. An irregular rotation divides the input symbols of said group into at least first and second sub-groups and imposing a first circular shift on each input symbol of the first sub-group to determine its

corresponding sub-carrier and imposes no circular shift or a second circular shift, different from said first cyclic shift, on each input symbol of another group to determine its corresponding sub-carrier.

5 For example, a first sub-group may be made up of even-numbered input symbols within the group of input symbols and a second sub-group of input symbols may be made up of odd-numbered input symbols within the group of input symbols. In this case, each different irregular
10 rotation may impose a different circular shift on the even-numbered input symbols and no circular shift on the odd-numbered input symbols.

 The available allocations may also be or include harmonised rotations in which said group of input symbols
15 is sub-divided into a plurality of sub-groups each having the same number of input symbols. In this case, each sub-group is allocated to a corresponding fixed set of said sub-carriers, and each said harmonised rotation serves to allocate the input symbols of each sub-group to
20 respective ones of the sub-carriers of the corresponding set of sub-carriers. The circular shift of the input symbols to determine the sub-carriers is the same for all of the sub-groups. Because the circular shift is the same for all the sub-groups the signalling overhead is
25 small.

 Preferably, the transmitter signals to a receiver allocation information for use by the receiver to identify the selected allocation.

 The allocation information may be an identity of the
30 allocations. For example, in the case of rotations, the allocation information may be a rotation value indicating the circular shift imposed on the input symbols to determine the sub-carriers.

The allocation information may be signaled explicitly to the receiver as side information using a control channel separate from the transmitted signal.

Alternatively, or even in addition, signalling may
5 be carried out by generating at least one rotational pilot symbol and allocating the or each rotational pilot symbol to a particular further one of the sub-carriers. This further sub-carrier is dependent on the selected allocation and is different from each of the sub-carriers
10 to which the input symbols have been allocated. This can keep the amount of side information low, although of course at least one sub-carrier is taken out of use for the input symbols. The receiver probably has a pilot symbol detecting unit to detect regular pilot symbols
15 included in the transmitted signal for other purposes such as channel estimation. Accordingly, it is cost-effective to carry out the signalling of the allocation information using further pilot symbols. Also, in the transmitter, when rotating the input symbols it is easy
20 to insert the rotational pilot symbol(s) at the appropriate positions in the group.

The rotational pilots may be arranged in suitable patterns across the sub-carriers to improve robustness. Also, at least one rotational pilot symbol may be
25 transmitted at a higher power than the input symbols, without having any significant impact on PAPR.

Another possibility available in an OFDM system in which the input symbols include regular pilot symbols arranged in a pseudo-random pattern within said group of
30 symbols is to carry out the signalling by setting a start position of said pseudo-random pattern within the group in dependence upon the selected allocation.

Prior to selecting the allocation, it is possible to apply respective preselected phase adjustments to the

received input symbols of the group. This simple measure is highly effective in improving the performance of the allocation selection technique. Preferably, only a single set of the preselected phase adjustments is
5 available to apply to any one group of the received input symbols, so that no selection of a phase vector is required as in SLM and no signalling of the phase vector information to the receiver is required.

The performance of the allocation selection
10 technique when the phase is adjusted in this way can be better than an SLM technique having the same number of phase vectors as there are available allocations in the allocation selection technique. The complexity of allocation selection technique with phase adjustment is
15 much less than SLM, especially if the allocations are restricted to regular rotations.

Although the performance of the allocation selection technique by itself is worthwhile, it is also possible to combine the technique with other PAPR-reduction
20 techniques. Accordingly, in one embodiment the generation of the transmitted signal also involves applying further processing, in addition to selecting one allocation, to control said predetermined property of the transmitted signal. The further processing may be any of
25 selected mapping (SLM) processing, partial transmit sequence (PTS) processing, and tone reservation (TR) processing, but is not limited to these.

In general, the allocation selection technique can be used to give an initial performance improvement, which
30 the further processing such as SLM, PTS or TR can exploit. The way of exploiting the performance improvement could be to seek better overall performance outcome than would be available with the further processing alone. Another way of exploiting the performance improvement could be

reduce the complexity of the further processing, e.g. by limiting to fewer phase vectors in SLM and PTS or using fewer iterations in a gradient algorithm of TR. Another way of exploiting the performance improvement could be to
5 set aside less capacity for PAPR reduction, e.g. by using fewer reserving sub-carriers in TR.

In many known techniques, the further processing involves selecting one processing option from among a plurality of available processing options to use to
10 generate the transmitted signal. The processing option selection is based on predicted values of said predetermined property for different processing options if used to generate the transmitted signal. For example, in phase adjustment techniques such as PTS and SLM, each
15 available processing option involves applying a particular set of phase adjustments to the transmitted signal. One phase vector (one processing option) is selected from among a plurality of available phase vectors (a plurality of available processing options)
20 based on predicted PAPR values for the different phase vectors.

In such cases, in selecting the allocation and processing option, all combinations of available allocation and available processing option may be
25 considered. This should lead to the performance outcome but the processing burden is likely to be high.

In view of this, in another possibility for selecting the allocation and processing option, the allocation is selected first and then the processing
30 option is selected based on said predicted values for different processing options when used in combination with the selected allocation to generate the transmitted signal. Conversely, the processing option may be selected first and then the allocation may be selected based on

said predicted values for different allocations when used in combination with the selected processing option to generate the transmitted signal. Choosing the allocation second instead of first may have the advantage that the recursive operation described above can be used to reduce the processing burden. Restricting the combinations considered in this way makes the processing burden smaller, but the performance will not be as good as when all combinations are considered.

10 To save processing burden it is possible to first decide if an acceptable value of said predetermined property is achievable by use of the allocation selection without applying further processing and, if so, to omit the further processing.

15 In another embodiment, the further processing may employ an iterative method to adjust, in each of a series of iterations, a control parameter whose value has an effect on the predetermined property of the transmitted signal. Over the series of iterations the control parameter tends to converge towards a desired value of said predetermined property. The gradient algorithm used in TR is one example of such an iterative method. The control parameter may be a peak reduction code of the TR technique, for example.

25 When the further processing involves carrying out an iterative method, it is possible to provide, for each said available allocation, a corresponding instance of the iterative method. The allocation (together with its said corresponding instance of the iterative method) are selected based on said predicted values for different allocations after processing by the respective corresponding instances of the iterative method. This can carry out the iterative method in parallel for all

available allocations, so that the selection of an allocation can be made more quickly.

Each instance of the iterative method may be operated for a full series of iterations prior to
5 selecting the allocation and its said corresponding instance. However, alternatively, the allocation and its said corresponding instance may be selected when each said instance of the iterative method has been operated for less than a full series of iterations. Then only the
10 selected instance continues to operate after the selection has been made. This can reduce the processing burden. The performance penalty may be insignificant because instances which are not converging by the time of making the selection are unlikely to converge at all, so
15 leaving them to carry on further simply wastes processing capacity.

According to a second aspect of the present invention there is provided a transmitter adapted to transmit an orthogonal frequency division multiplexing
20 (OFDM) signal, comprising: receiving means for receiving a group of input symbols based on which the transmitted signal is to be generated; allocation selection means for selecting, from among a plurality of available allocations of input symbols to sub-carriers, one
25 allocation to apply to the received group of input symbols, each said available allocation serving to allocate the input symbols to respective sub-carriers in a different way from each other available allocation, said allocation selection means being operable to obtain
30 predicted values of a predetermined property of the transmitted signal for different available allocations and to base the allocation selection on the predicted values; and signal generation means for generating the transmitted signal using the selected allocation.

According to a third aspect of the present invention there is provided a method of receiving an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, comprising: obtaining allocation information for the received signal, said allocation information identifying
5 which one of a plurality of allocations of input symbols to sub-carriers was applied by a transmitter of the received signal to a group of input symbols carried by the received signal; processing the received signal to
10 recover therefrom a group of output symbols; and employing the obtained allocation information to reorder the group of output symbols so that the output symbols have the same order as the input symbols had prior to application of said allocation by the transmitter.

15 In such a method the recovery of the group of output signals does not require knowledge at the receiver of the allocation that was selected by the transmitter. Accordingly, the receiver complexity is not increased significantly.

20 In one embodiment, the receiver detects one or more rotational pilot symbols included in the received signal by said transmitter, and derives said allocation information for the received signal from a sub-carrier position of at least one such detected rotational pilot
25 symbol. The receiver probably has a pilot symbol detecting unit to detect regular pilot symbols included in the transmitted signal for other purposes such as channel estimation. Accordingly, it is cost-effective to obtain the allocation information from further,
30 rotational pilot symbols.

When the transmitter applies a known set of phase Adjustments to the input symbols the receiver may respective preselected phase adjustments to the output symbols of the group to compensate for the phase

adjustments carried out by the transmitter. If only a single set of the preselected phase adjustments is available to apply to any one group of the output symbols the receiver complexity is not significantly increased
5 but the performance benefits are great, as noted above.

According to a fourth aspect of the present invention, there is provided a receiver adapted to receive an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, comprising: allocation information
10 obtaining means for obtaining allocation information for the received signal, the allocation information identifying which one of a plurality of allocations of input symbols to sub-carriers was applied by a transmitter of the received signal to a group of input
15 symbols carried by the received signal; processing means for processing the received signal to recover therefrom a group of output symbols; and reordering means for employing the obtained allocation information to reorder the group of output symbols so that the output symbols
20 have the same order as the input symbols had prior to application of said allocation by the transmitter.

It will be appreciated by those skilled in the art that the present invention may be implemented in hardware or software or in a combination of the two. For example,
25 each transmitter and each receiver mentioned above may have a processor such as a digital signal processor (DSP), or a computer, which operates according to a program. According to other aspects of the present invention there are provided programs adapted to be executed on the
30 processor or computer in such a transmitter or receiver to cause it to carry out its functions. Such a program may be provided by itself or on a carrier medium. The carrier medium may be a recording medium such as a CD-ROM or a transmission medium such as a signal.

According to a fifth aspect of the present invention there is provided an operating program which, when executed by a processor in a transmitter adapted to transmit an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, causes the transmitter to: receive a group of input symbols based on which the transmitted signal is to be generated; select, from among a plurality of available allocations of input symbols to sub-carriers, one allocation to apply to the received group of input symbols, each said available allocation serving to allocate the input symbols to respective sub-carriers in a different way from each other available allocation, and the allocation selection being based on predicted values of a predetermined property of the transmitted signal for different available allocations; and generate the transmitted signal using the selected allocation.

According to a sixth aspect of the present invention there is provided an operating program which, when executed by a processor in a receiver adapted to receive an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, causes the receiver to: obtain allocation information for the received signal, said allocation information identifying which one of a plurality of allocations of input symbols to sub-carriers was applied by a transmitter of the received signal to a group of input symbols carried by the received signal; process the received signal to recover therefrom a group of output symbols; and employ the obtained allocation information to reorder the group of output symbols so that the output symbols have the same order as the input symbols had prior to application of said allocation by the transmitter.

The transmitter as described above may be included in a Node-B (base station) of a wireless communication

system or in a UE (user terminal or mobile station) of such a system. Thus, according to a further aspect of the present invention there is provided a base station of a wireless communication system, said base station
5 comprising a transmitter embodying the aforementioned second aspect of the present invention. According to a further aspect of the present invention there is provided a user terminal of a wireless communication system, said user terminal comprising a transmitter embodying the
10 aforementioned second aspect of the present invention. According to a further aspect of the present invention there is provided a base station comprising a receiver embodying the fourth aspect of the present invention. According to a further aspect of the present invention
15 there is provided a user terminal comprising a receiver embodying the fourth aspect of the present invention.

The input symbols may embody user data, or control information such as pilot information, or a combination of the two.

20 As mentioned in the introduction, each of the previously-considered PAPR reduction techniques such as SLM, PTS or TR seeks to directly minimise the PAPR of the transmitted OFDM signals. However, simulations and experiments have shown that an OFDM signal chosen from a
25 number of prospective OFDM signals because it has the lowest PAPR may not be the best signal for transmission. Any method which generally focuses on direct reduction of PAPR does not necessarily take into account the possibility of the existence of many peaks in the
30 vicinity of the maximum. That is, it is possible for one prospective OFDM signal to have a slightly higher PAPR than another prospective OFDM signal, but to have fewer peaks in the vicinity of the maximum than that other prospective OFDM signal. In that case, it is possible

that the prospective OFDM signal having the slightly higher PAPR may be more suitable for transmission than the prospective signal having the slightly lower PAPR.

It is desirable to solve the above-mentioned
5 problems relating to existing techniques used in OFDM transmitters. More particularly, it is desirable to provide alternative methods, and transmitters operable to employ such methods, for selecting a prospective OFDM
10 signal from a plurality of prospective OFDM signals such that a preferred prospective OFDM signal is transmitted.

According to a seventh aspect of the present invention, there is provided a transmission method for use in an OFDM transmitter, the method comprising:
15 obtaining a plurality of indicators for a prospective OFDM signal, each indicator of said plurality of indicators being indicative of a magnitude of a predetermined property of its prospective OFDM signal
20 expected at a respective signal time; identifying each indicator of said plurality of indicators which indicates that the expected magnitude at the signal time concerned satisfies a predetermined condition; accumulating the identified indicators; assessing the suitability of said
25 signal for transmission in dependence upon a result of said accumulation; and transmitting either said signal or another prospective OFDM signal in dependence upon the assessed suitability.

Previously-considered OFDM transmitters typically seek to identify a peak power in a prospective OFDM signal. That is, such previously-considered transmitters
30 only seek to identify one peak and accordingly no accumulation of identified indicators is required. Such previously-considered transmitters may ignore, or not take properly into account, the existence of other important peaks in a prospective OFDM signal. Embodiments

of the seventh aspect of the present invention, in contrast, identify each indicator that satisfies a predetermined condition, and accumulate those indicators. Accordingly, advantageously, such embodiments may take
5 into account a plurality of points (for example, a plurality of peaks) in a prospective OFDM signal that may be important when determining whether a particular OFDM signal is suitable for transmission.

Preferably, the obtaining, identifying, accumulating
10 and assessing steps are carried out for a plurality of prospective OFDM signals. That is, a method embodying the present invention preferably assesses the suitability of more than one prospective OFDM signal for transmission by obtaining indicators for each of those signals. In
15 that case, such a method may transmit one of said prospective OFDM signals in dependence upon the respective suitabilities of those signals for transmission. It will of course be appreciated that such a method would preferably transmit the most suitable one
20 of those signals, although optionally such a method could transmit another one of those signals if other factors need to be taken into account.

Optionally, the predetermined condition is that the magnitude of the indicator concerned is greater than a
25 predetermined threshold level. Alternatively, the predetermined condition could be that the magnitude of the indicator concerned is lower than a predetermined threshold level. The predetermined condition could also be that the magnitude of the indicator concerned is
30 within a predetermined range of values.

Preferably, each indicator is indicative of a power level of its prospective OFDM signal. In this way, by identifying indicators that exceed a predetermined

threshold level, for example a power threshold level, a method embodying the present invention can obtain an estimate (i.e. the result of the accumulation) of what proportion of particular prospective OFDM signal's signal power is above the threshold.

This is particularly advantageous if an amplifier in the transmitter has a clipping level. A clipping level may be understood to be a power level at which the amplifier ceases to operate linearly, i.e. a power level above which a prospective OFDM signal must be clipped in order to ensure linear amplification of the so-clipped signal. In that case, if the predetermined threshold level is a clipping level of such an amplifier, each accumulation result will give an indication of what proportion of the corresponding prospective OFDM signal will be clipped in the amplifier. Clearly, an increased amount of clipping will lead to an increased BER (bit error rate), which is disadvantageous. In that case, the most suitable prospective OFDM signal may have the lowest accumulation result, indicating that a low proportion of the signal will be clipped in the amplifier.

Preferably, the power threshold level is set to be higher than a clipping level of an amplifier in the transmitter. This may limit the number of identified indicators to a manageable level, and thereby enable the processing burden on the transmitter, and the resistance to the effect of noise in a practical amplifier to be limited. Of course, the threshold level should be set so that normally at least two indicators are identified.

OFDM transmitters are digital systems, and accordingly prospective OFDM signals are defined at a plurality of sample times. Preferably, a method embodying the present invention obtains, for the or each

prospective signal, an indicator for each such sample time. This enables a high number of indicators to be obtained, thereby to gain a detailed "picture" of the signal concerned.

5 As mentioned above, when the predetermined threshold level is a power threshold level, and the indicators are indicative of a power level of the prospective OFDM signal concerned, the power levels of the identified indicators will each exceed the threshold by an amount.
10 That is, the magnitude of each identified indicator will exceed the predetermined threshold level by a respective "excess" amount. Preferably, therefore, the or each accumulating step comprises summing the excess amounts for the identified indicators for the prospective OFDM
15 signal concerned. This is preferable because the accumulation result will then give an indication of an amount of energy in the prospective OFDM signal concerned that will be lost in the amplifier. The results may be termed Accumulated Clipped Power (ACP) values in this
20 case.

 Optionally, the or each assessing step comprises comparing the result of the accumulation concerned with a target value, and determining that the OFDM signal concerned is suitable for transmission if that result is
25 below the target value. This may enable a series of OFDM signals to be assessed in order, and the first acceptable signal to be transmitted. This can be advantageous because it is possible that the transmitter need not consider all of a series of prospective OFDM signals.

30 Preferably, the or each assessing step comprises comparing the result of the accumulation concerned with the result of each other accumulation, and determining that the OFDM signal concerned is suitable for

transmission if that result is smaller than each other result. This can be advantageous in that the signal with the lowest accumulation result, for example the one having the least accumulated clipped power (ACP) value,
5 may be transmitted.

One method embodying the present invention may employ a phase adjustment technique in which at least two prospective OFDM signals are formed from the same set of symbols (data and/or pilot symbols) by applying a
10 different set of phase adjustments thereto. In that case, the transmitting step preferably comprises employing the set of phase adjustments corresponding to the signal to be transmitted during operation of said technique. Such a phase adjustment technique may be a selective mapping
15 (SLM) technique in which a phase vector u of a possible U phase vectors is employed. A method embodying the present invention may therefore enable a particular phase vector of the U possible phase vectors to be chosen such that the transmitted OFDM signal has a lower ACP value
20 than if it had been transmitted using any other of the U possible phase vectors.

Another method embodying the present invention may employ a phase adjustment technique in which two or more prospective OFDM signals are formed from the same set of
25 data sequences by applying a different set of phase adjustments thereto, wherein each sequence of the set of sequences is the inverse Fourier transform of a corresponding sub-block of symbols (data and/or pilot symbols), and wherein, for each such prospective OFDM
30 signal, each phase adjustment of the set of phase adjustments concerned is applied to a different one of said sequences. In that case, the transmitting step preferably comprises employing the set of phase adjustments corresponding to the signal to be transmitted

during operation of said technique. Such a phase adjustment technique may be a partial transmit sequence (PTS) technique in which a set b of B possible sets of phase factors (phase adjustments) is applied. A method
5 embodying the present invention may therefore enable a particular set of phase factors of the B possible sets to be chosen such that the transmitted OFDM signal has a lower ACP value than if it had been transmitted using any other of the B possible sets.

10 Yet another method embodying the present invention may employ a reservation technique in which a plurality of the available sub-carriers are reserved for signal adjustment, wherein the or each prospective OFDM signal is formed during a cycle of an iterative process
15 performed on an initial OFDM signal. The process may comprise, in a first cycle, subtracting a signal having no substantial frequency components in unreserved sub-carriers from the initial OFDM signal to form one said prospective OFDM signal and, in second and successive
20 cycles, subtracting the or another signal also having no substantial frequency components in unreserved sub-carriers from the prospective OFDM signal formed in the preceding cycle to form another said prospective OFDM signal. In that case, the transmitting step preferably
25 comprises stopping the iterative process so as to transmit the prospective OFDM signal to be transmitted. Such a reservation technique may be a tone reservation (TR) technique in which a peak reduction kernel p having values only in the reserved sub-carriers (or tones) is
30 used (possibly in a shifted, scaled, or phase-rotated form) to iteratively clip successive prospective OFDM signals until a suitable prospective OFDM signal is obtained. A method embodying the present invention may therefore enable the iterative process (e.g. a gradient

algorithm) to be stopped such that the transmitted OFDM signal has at least an acceptable ACP value.

According to an eighth aspect of the present invention, there is provided an OFDM transmitter,
5 comprising: indicator obtaining means operable to obtain a plurality of indicators for a prospective OFDM signal, each indicator of said plurality of indicators being indicative of a magnitude of a predetermined property of its prospective OFDM signal expected at a respective
10 signal time; identification means operable to identify each indicator of said plurality of indicators which indicates that the expected magnitude at the signal time concerned satisfies a predetermined condition; accumulating means operable to accumulate the identified
15 indicators; assessing means operable to assess the suitability of said signal for transmission in dependence upon a result of said accumulation; and transmitting means operable to transmit either said signal or another prospective OFDM signal in dependence upon the assessed
20 suitability.

According to an embodiment of a ninth aspect of the present invention, there is provided a computer program which when executed in an OFDM transmitter causes the transmitter to carry out a method embodying the
25 aforementioned seventh aspect of the present invention.

It is envisaged that embodiments of the seventh to ninth aspects of the present invention may be applied to any OFDM transmitter as a tool for selecting a prospective OFDM signal from a set of prospective OFDM
30 signals for transmission. That is, embodiments of the seventh to ninth aspects of the present invention may be used universally to replace, for example, the use of PAPR measurements to select signals. Simulations show that the use of an ACP value (as mentioned above) rather than a

PAPR value as a tool for selecting a prospective OFDM signal produces a better performance in an OFDM transmitter, manifested for example in a reduced BER.

Reference will now be made, by way of example, to
5 the accompanying drawings, in which:

Figures 55 and 56 are flowcharts for use in explaining operation of the transmitter of the twelfth embodiment.

Figure 5 shows parts of an OFDM transmitter according to a first embodiment of the present invention. In this embodiment, it is assumed that the transmitter is adapted for wireless communication, but embodiments of the present invention are also applicable to communication systems having a wire connection between the transmitter and the receiver. The transmitter 100 is, for example, a node B of a wireless communication system, and the receiver (not shown) is, for example, a user equipment (UE) of such a wireless communication system.

In Figure 5, elements which are the same as elements of the Figure 1 transmitter described hereinbefore have been given the same reference numerals. The transmitter of Figure 5 differs from the transmitter of Figure 1 in

that it includes a data allocation unit 102 and a control unit 104.

As in the Figure 1 transmitter, a serial-to-parallel converter 12 receives serial input symbols which, in this embodiment, are assumed to comprise both data symbols DS and pilot symbols PS. The data symbols DS may have previously been subjected to coding, for example Turbo coding with a coding rate of 1/2 or 3/4. The data symbols and pilot symbols will also have previously been modulated according to a predetermined modulation scheme, for example quadrature phase shift keying QPSK. Accordingly, the data symbols and pilot symbols may be referred to as constellation symbols, each symbol having a constellation point selected from one of the available constellation points of the chosen modulation scheme.

The serial-to-parallel converter 12 forms groups of N symbols and outputs the symbols X_0 to X_{N-1} of each group in parallel. The group of symbols is supplied both to the data allocation unit 102 and to the control unit 104. The data allocation unit 102 also receives from the control unit 104 an allocation control signal ACS indicating an allocation of the input symbols X_0 to X_{N-1} chosen by the control unit for the particular group of input symbols X_0 to X_{N-1} .

The data allocation unit 102 has N symbol outputs RX_0 to RX_{N-1} . Each symbol X_0 to X_{N-1} is mapped exclusively to a different one of the symbol outputs RX_0 to RX_{N-1} in accordance with the allocation control signal ACS. Accordingly, the data allocation unit 102 operates to reorder (or "shuffle") the symbols X_0 to X_{N-1} .

The control unit 104 sets the allocation control signal ACS in each transmission period (here a transmission period is an OFDM symbol period, i.e. $N \times T_s$

where T_s is the symbol period of the data symbols DS and pilot symbols PS).

The control unit 104 in this embodiment estimates a PAPR performance for each of two or more available allocations of the symbols of the group to symbol outputs of the data allocation unit 102. There are a maximum of $N!$ possible allocations that could be considered by the control unit 104. However, in practice, in order to reduce the processing burden on the control unit and signalling overhead (explained later), the number of allocations which are available for selection by the control unit 104 may be limited to much less than $N!$ For example, effective results can be achieved even if the number of allocations considered is around N , and some improvement will be obtained even if the number of allocations considered is just 2.

A preferred way to estimate the PAPR performance for each available allocation is to calculate a potential transmitted signal using equation (2) set out hereinbefore. Then, for each available allocation, a measure of the PAPR of the potential transmitted signal may be obtained using equation (3) described above. Incidentally, instead of using equation (3) to obtain a measure of PAPR, it is possible to use a different measure, referred to as an Accumulated Clipped Power (ACP) measure, as described in detail with reference to Figure 43 to 56 below. It will be appreciated that, instead of producing values of PAPR or ACP, predicted values of any other suitable property of the transmitted signal can be obtained. For example, the property of the signal may be a measure of non-linear behaviour of the amplifier when the transmitted signal is generated based on the particular available allocation.

The control unit 104 compares the respective PAPR measures for the available allocations and selects the allocation which has the lowest PAPR. The control unit 104 outputs the allocation control signal ACS identifying the selected allocation.

The data allocation unit 102 applies the selected allocation to the group of symbols X_0 to X_{N-1} and supplies reordered symbol outputs RX_0 to RX_{N-1} according to the selected allocation to an IFFT processing unit 14. The IFFT processing unit performs N-point IFFT processing on the reordered symbol outputs RX_0 to RX_{N-1} to produce IFFT output signals rx_1 to rx_{N-1} . Incidentally, although in this and other embodiments of the present invention the processing is IFFT processing, it will be understood that in other embodiments the processing may be inverse discrete Fourier transform (IDFT) processing instead.

The parallel IFFT output signals rx_1 to rx_{N-1} are then converted by a parallel-to-serial converter 16 into a series of time-domain samples of the transmitted signal. Thereafter, the time-domain samples are subjected to the further processing described previously with reference to Figure 1 (addition of cyclic prefix, windowing, digital-to-analog conversion and RF conversion).

Of course, if the control unit 104 predicts PAPR values for each available allocation by applying full IFFT processing to calculate the potential transmitted signal, the control unit will have already calculated the IFFT output signals rx_1 to rx_{N-1} for all available allocations including the selected allocation. Accordingly, in this case, there is no need for a separate IFFT processing unit 14, and the control unit 104 can itself supply the IFFT output signals rx_1 to rx_{N-1} for constructing the final transmitted signal corresponding to the selected allocation.

It will be appreciated that in the IFFT processing unit 14 each of the symbol outputs RX_0 to RX_{N-1} is associated exclusively with a corresponding one of the N sub-carriers. The effect of the operation of the data allocation unit 102 and the control unit 104 is that the group of input symbols X_0 to X_{N-1} can be allocated to the set of sub-carriers in a flexible way. The allocation of input symbols to sub-carriers can vary from one group to another. Thus, in contrast to the Figure 1 transmitter, there is not a single invariant allocation of input symbols to sub-carriers.

In the first embodiment, by selecting one particular allocation of the input symbols of a group to sub-carriers from among two or more available allocations based on a comparison of respective PAPR performances achievable by the allocations concerned, a valuable improvement in PAPR performance can be obtained. This improvement can be obtained even if no further processing is carried out to reduce the PAPR, for example post-IFFT processing as in the PTS method described above with reference to Figure 2 or the gradient algorithm described with reference to Figure 4. Thus, in some cases, it may be possible to avoid carrying out any post-IFFT processing to reduce the PAPR, and rely exclusively on selecting a particular input-symbol/sub-carrier allocation to achieve adequate PAPR reduction.

Next, an OFDM transmitter 110 according to a second embodiment of the present invention will be described with reference to Figure 6. In the second embodiment, the allocations of input symbols to sub-carriers are limited to "regular" circular allocations. In other words, the allocations are carried out by rotating (or circularly shifting) the entire group of input symbols X_0 to X_{N-1} to produce the reordered symbol outputs RX_0 to

RX_{N-1} . Accordingly, as shown in Figure 6, in place of the data allocation unit 102 in Figure 5, the Figure 6 transmitter 110 has a circular data allocation unit 112. The circular data allocation unit 102 receives a rotation value R_{CDA} which determines the amount by which the unit is to rotate the input symbols X_0 to X_{N-1} . For example, if $R_{CDA} = 1$, then $RX_0 = X_{N-1}$, $RX_1 = X_0$, and so on. Thus, the rotation value R_{CDA} is equivalent to the allocation control signal ACS described previously with reference to Figure 5.

The use of circular data allocation as in the second embodiment has a number of advantages. A first advantage is that because the number of rotations is N , the maximum number of available allocations requiring calculation is also N , which is usually desirably small. Of course, not all possible rotation values need to be available. For example, the number of available rotations could be restricted to less than N . A second advantage is that the circular data allocation unit 112 can be implemented, either in hardware or in software, in a very simple manner. A third advantage is that, because the number of available rotations is at most N , the signalling overhead to signal the rotation value R_{CDA} to the receiver (if required) as side information can be desirably small.

A further advantage which can be achieved when the allocations of input symbols to sub-carriers are rotations will be explained with reference to Figure 7.

Firstly, referring to Figure 6, the circular data allocation unit 112 in Figure 6 performs a rotation operation which, mathematically, can be represented by an operator $R(.)$ so that

$$\mathbf{C}^r = R(\mathbf{C}, r) \quad (4)$$

Here, \mathbf{C}^r is the rotated vector of constellation symbols so that for example:

$$\mathbf{C}^{r=1} = (c_{N-1} \ c_0 \ \cdots \ c_{N-2}) \quad (5)$$

5 For each rotated vector (available rotation) a potential transmitted signal can be determined as

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j 2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (6)$$

10

Then, the PAPR of each potential transmitted signal is determined using equation (8) and the rotation value that optimises the PAPR is selected as the best circular allocation, i.e.

$$15 \quad R_{CDA} = \min_r (\zeta_r) \quad (7)$$

so that

$$20 \quad \zeta_r = \frac{\max |s^r(t)|^2}{E\{|s^r(t)|^2\}} \quad (8)$$

The equations (6), (7) and (8) are implemented by the control unit 114. At first sight, it would appear 25 that equation (6) requires a full IFFT operation for each different possible rotation value.

However, it is possible to take advantage of the circular allocations in the second embodiment to simplify the way in which equation (6) is calculated.

30 Each digitised sample of the OFDM signal for a particular rotation value r can be expressed in the discrete domain as

$$s_{n_s}^r = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j 2\pi n \Delta f T_s n_s} \quad (9)$$

where T_s is the sampling period and n_s is the sample number. Then the samples for the next rotation value $r + 1$ can be determined simply as

$$s_{n_s}^{r+1} = \left(s_{n_s}^r - \frac{1}{\sqrt{N}} \left(c_{N-1}^r e^{j 2 \pi (N-1) \Delta f T_s n_s} \right) \right) \cdot e^{j 2 \pi \Delta f T_s n_s} + \frac{1}{\sqrt{N}} \left(c_{N-1}^r e^{j 2 \pi \Delta f T_s n_s} \right) \quad (10)$$

10

Accordingly, once the IFFT output signals have been obtained for the input symbols X_0 to X_{N-1} without any rotation (i.e. for $r = 0$), the required samples of the OFDM signal for all further rotation values (i.e. $r = 1$ to $N-1$) can be obtained recursively using equation (10).

15

Figure 7 shows one example implementation of the control unit 114 of Figure 6 in which the recursive operation is exploited. The control unit 114 in this preferred implementation comprises an IFFT processing unit 116, a recursive operation unit 118, a PAPR calculation unit 120 and a selection unit 122. The IFFT processing unit 116 receives the input symbols X_0 to X_{N-1} and subjects them to N -point IFFT processing using equation (9) to produce IFFT output signals for $r = 0$. These IFFT output signals constitute the set of digitised samples of the OFDM signal for $r = 0$ and are supplied to the recursive operation unit 118. The recursive operation unit 118 then determines, using equation (10), the set of digitised samples for each of the rotation values $r = 1$ to $r = N-1$.

20

25

30

The sets of digitised samples for all the rotation values are then supplied to the PAPR calculation unit 120 which calculates a measure of PAPR for each rotation value based on the supplied set of samples for that value.

This may be determined using equation (8). The PAPR measures μ_r are applied to the selection unit 122 which compares the PAPR measures and selects, as the rotation value R_{CDA} , the rotation value of the rotation having the lowest PAPR measure.

In the second embodiment, the transmitter 110 may transmit the rotation value R_{CDA} to the receiver(s) as side information. The side information may need to be protected in some way in order to ensure that it is received reliably by the receiver. Transmission of the rotation value explicitly is applicable even in hostile environments, for example in fast-changing fading mobile environments (outdoor, RAN, LCE UTRAN, 4G), as well as in less volatile and more static fading channels (indoor, WiMAX, Wireless LAN, Hyperlan, etc).

Next, a transmitter 130 according to a third embodiment of the present invention will be described with reference to Figure 8. The transmitter 130 differs from the transmitter 110 of the second embodiment in the way in which the rotation value R_{CDA} is signalled to the receiver(s). In place of the circular data allocation unit 112 of the second embodiment, the third embodiment has a circular data allocation and pilot insertion unit 132.

In the third embodiment, the group of input symbols output in parallel by the serial-to-parallel converter 12 is made up of $N-1$ input symbols X_0 to X_{N-2} , as opposed to N symbols as in the second embodiment. The circular data allocation and pilot insertion unit 132 receives this group of $N-1$ input symbols, and also receives an additional pilot symbol PS_{rot} which is different from any pilot symbols included in the transmitted signal for other purposes, for example channel estimation purposes.

These other pilot symbols are shown as "regular" pilot symbols PS_{reg} in Figure 8.

The transmitter 130 also comprises a control unit 134 which is generally similar to the control unit 114 in the second embodiment and, for example, may be constituted as described previously with reference to Figure 7. The control unit 134 receives the group X_0 to X_{N-2} of input symbols, and also receives the rotational pilot symbol PS_{rot} .

The basic operation of the third embodiment is illustrated in Figure 9. Figure 9 shows how the group of input symbols and the rotational pilot symbol PS_{rot} are allocated to the N sub-carriers for each of the rotation values $r = 0$, $r = 1$ and $r = 2$. As can be seen from Figure 9, when $r = 0$, the rotational pilot symbol PS_{rot} appears as symbol output RX_0 and is allocated to sub-carrier 0. When $r = 1$, the rotational pilot symbol PS_{rot} appears as symbol output RX_1 and is allocated to sub-carrier 1. When $r = 2$, the rotational pilot symbol PS_{rot} appears as symbol output RX_2 , and is allocated to sub-carrier 2. The group of $N-2$ input symbols (which, as noted above may include regular pilot symbols PS_{reg} as well as data symbols) appear in order on the remaining sub-carriers following the sub-carrier to which the rotational pilot symbol PS_{rot} is allocated.

At the or each receiver, as described later in more detail, the received signal is subjected to N -point fast Fourier transform (FFT) processing to recover the $N-1$ original symbols of a group as well as the rotational pilot symbol PS_{rot} . The receiver detects the sub-carrier position of the rotational pilot symbol PS_{rot} within the FFT output signals, and determines the rotation value R_{CDA} based on the detected position. Then, the receiver discards the rotational pilot symbol PS_{rot} and applies a

reverse rotation to the remaining $N-1$ recovered symbols to restore them to their original order.

The rotational pilot symbol scheme described with reference to Figure 9 is adequate in systems where the fading is less severe, for example indoor applications such as wireless LAN or end-user applications such as WiMAX. In such systems, the statistical behaviour of the pilot symbols is similar to that of the data symbols.

However, when the fading is more severe, it is possible to increase the robustness of the Figure 9 scheme. For example, in a first alternative scheme illustrated in Figure 10, there is still a single rotational pilot symbol PS_{rot} but this rotational pilot symbol is given a slightly higher power than the data symbols. The impact on PAPR of increasing the power of the rotational pilot symbol is negligible.

In a second alternative scheme illustrated in Figure 11, four rotational pilot symbols PS_{rot} are included in each OFDM symbol. The positions of these rotational pilot symbols are indicated by hatching in Figure 11. In addition, in the Figure 11 scheme, every ninth sub-carrier is used to transmit a regular pilot symbol PS_{reg} . As indicated earlier, these regular pilot symbols may be used for purposes other than signalling the rotation value, such as channel estimation. These regular pilot symbols are indicated by shading without hatching in Figure 11. As can be seen, these regular pilot symbols are rotated in the same way as the data symbols. The use of two blocks of rotational pilot symbols (having the same power as the data symbols) can be effective in outdoor applications having more severe fading conditions.

Figure 12 shows a third alternative scheme in which two groups of rotational pilot symbols are used as in Figure 11 but the rotational pilot symbols have a

slightly higher power than the remaining data symbols and the regular pilot symbols. In this case, the amount by which the power of each of the four rotational pilot symbols is increased can be less than the amount by which the single rotational pilot symbol was increased in power in the Figure 10 scheme. The Figure 12 scheme offers further robustness compared to the Figure 11 scheme.

A fourth alternative scheme is to employ a combination of any one of the schemes of Figures 9 to 12 together with explicit signalling of the rotation value, as described previously in relation to the second embodiment. This is more costly in terms of control signalling overhead, but provides the maximum robustness.

In some OFDM systems, especially systems with a large number of sub-carriers (a few hundred or more), multiple regular pilot symbols can be arranged in a pseudo-random pattern across the sub-carriers. In such systems, the start position of the pseudo-random pattern can be used to indicate the rotation value R_{CDA} . The receiver in such systems is adapted to detect the start position of the pseudo-random pattern in the FFT output signals, and can determine the rotational value R_{CDA} from the start position.

Next, an OFDM receiver 200 adapted for use with the OFDM transmitter of the first embodiment will now be described with reference to Figure 13.

In the receiver 200, the signal transmitted by the transmitter 100 is received at an antenna 202. The received RF signal is converted to a baseband signal and subjected to analog to digital conversion in an analog-to-digital converter (ADC) 204. The cyclic prefix added in the transmitter is also removed. The resulting signal is supplied to a serial-to-parallel converter 206 which supplies N discrete time-domain samples rx_0 to rx_{N-1} to an

FFT processing unit 208. The FFT processing unit 208 performs an N-point FFT operation on the samples rx_0 to rx_{N-1} and outputs a group of N symbols RX_0 to RX_{N-1} . It will be appreciated that these symbols RX_0 to RX_{N-1} correspond respectively to the symbols RX_0 to RX_{N-1} generated by the data allocation unit 102 in the transmitter. Also, as mentioned above, the processing in the receiver may be discrete Fourier transform (DFT) processing instead of FFT processing.

10 The receiver 200 further comprises a data allocation unit 210 which corresponds generally to the data allocation unit 102 provided in the transmitter. However, the data allocation unit 210 reverses the reordering of the symbols that is carried out by the data allocation
15 unit 102 in the transmitter, and therefore it operates to carry out a reverse allocation to that carried out in the transmitter. The data allocation unit 210 receives the allocation control signal ACS (or a signal derived therefrom) as produced by the control unit 104 in the
20 transmitter. The signal ACS may be signalled explicitly to the receiver as side information. Alternatively, as described below with reference to Figure 14, the ACS signal (or, for example, the rotation value R_{CDA}) may be obtained by detecting the positions of one or more
25 rotational pilot symbols included by the transmitter amongst the symbols.

As can be seen from Figure 13, the receiver 200 can operate in a straightforward and simple manner. In particular, it is unnecessary for the receiver 200 to
30 have knowledge of the input-symbol-to-sub-carrier allocation selected by the transmitter in order to carry out the FFT processing. Accordingly, the receiver does not require extra processing compared to a conventional receiver and the only extra operation is the reverse

allocation operation needed to restore the symbols to their original order.

Figure 14 shows parts of an OFDM receiver 220 adapted for use with the OFDM transmitter 130 of the third embodiment (Figure 8). Elements which are the same as elements in the Figure 13 receiver have the same reference numerals and no further details of these elements are provided here. The Figure 14 receiver has a circular data allocation unit 222 in place of the data allocation unit 210 of Figure 13. Also, the receiver 220 includes a rotational pilot detection unit 224.

The circular data allocation unit 222 corresponds generally to the circular data allocation and pilot insertion unit 132 of the transmitter 130. The circular data allocation unit 222 receives the rotation value R_{CDA} selected by the control unit 134 in the transmitter 130 and performs a reverse allocation of the symbols RX_0 to RX_{N-1} to reproduce the group of original symbols X_0 to X_{N-2} . The rotational pilot symbol PS_{rot} is discarded by the circular data allocation unit 222 in this example.

The rotational pilot detection unit 224 comprises a decoder for decoding at least the rotational pilot symbol PS_{rot} based on the symbol outputs from the FFT processing unit 208. The unit 224 then detects the position of the rotational pilot symbol. Based on the detected position of the rotational pilot symbol PS_{rot} the rotational pilot detection unit 224 outputs the rotation value R_{CDA} to the circular data allocation unit 222.

Incidentally, as the receiver has no prior knowledge of the position of the rotational pilot symbol PS_{rot} the detection unit 224 must in practice examine and decode all the received symbols including symbols which carry data and regular pilot symbols. Accordingly, the detection unit 224 may contain a full OFDM symbol

detector, in which case no separate further decoder is required after the data allocation unit 222, for example in the block 212.

In the second and third embodiments described above,
5 the available allocations are limited to "regular"
circular allocations (rotations) which apply the same
circular shift r to all input symbols. As noted
previously, this has the advantage that the number of
available allocations can be desirably small (at most N),
10 keeping the processing burden on the transmitter
manageable and keeping any side information desirably
compact. However, if extra processing power is available
in the transmitter, and overhead for side information is
also available, it is possible to carry out "irregular"
15 circular allocation (irregular rotations) which do not
apply the same circular shift r to all input symbols.
For example, further available allocations may be based
on rotating only even-numbered input symbols and
maintaining the odd-numbered input symbols in the same
20 positions. This will increase the number of available
allocations by $N/2-1$. In this way, the size of the
search space in equation (7) is increased from N
available allocations (the N regular rotations including
 $r = 0$) to $(3N/2)-1$ available allocations. This will lead
25 to better PAPR reduction performance.

Another possibility is to sub-divide each group into
a plurality of sub-groups and to apply independent
rotations to the input symbols of each sub-group.

Next, an OFDM transmitter 240 according to a fourth
30 embodiment of the present invention will be described
with reference to Figure 15. The constitution of the
Figure 15 transmitter 240 is generally similar to the
constitution of the transmitter 110 of the second
embodiment of the present invention and elements which

are the same have the same reference numerals as in Figure 6.

The transmitter 240 of Figure 15 differs from the transmitter of Figure 6 in that a phase adjustment unit 242 is inserted between the serial-to-parallel converter 12 and the circular data allocation unit 112.

The phase adjustment unit 242 receives a group of N input symbols (X_0 to X_{N-1}) and adjusts the respective phases of the input symbols using a known fixed randomly-generated phase vector P. This phase vector has N phase elements p_n , each of which corresponds to a different one of the sub-carriers and sets a phase adjustment to be applied by the phase adjustment unit 242 to the input symbol allocated to the corresponding sub-carrier. The phase adjustment unit 242 outputs a group of phase-adjusted symbols PX_0 to PX_{N-1} , where $PX = P \otimes X$.

In the time domain, the output of the phase adjustment unit 242 can be represented as

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi n \Delta f t + \beta_n)}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (11)$$

where β_n represents a phase vector of dimension N.

The control unit 114 and the circular data allocation unit 112 in this embodiment receive the group of phase-adjusted symbols PX_0 to PX_{N-1} rather than the original input symbols as in the second embodiment. The control unit 114 calculates, for each available allocation of the phase-adjusted symbols to the sub-carriers, a PAPR measure. These measures are then compared for the different allocations, and the allocation which has the lowest PAPR measure is selected. The circular data allocation unit 112 is informed of the selected allocation using the rotation value R_{CDA} and

reorders the phase-adjusted symbols PX_0 to PX_{N-1} to produce reordered symbol outputs RX_0 to RX_{N-1} . Thereafter, the processing in the IFFT processing unit 14 and the parallel-to-serial converter 16 is the same as in the second embodiment.

The final transmitted signal reflects the rotation value selected

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j(2\pi n \Delta f t + \beta_n)}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (12)$$

The selected R_{CDA} is then signalled to the receiver either through pilots or through control signalling.

Figure 16 shows parts of an OFDM receiver 250 adapted for use with the OFDM transmitter 240 of the fourth embodiment. The receiver 250 is generally similar to the receiver 220 adapted for use in the third embodiment (Figure 14) and elements in Figure 16 which are the same as those in Figure 14 have the same reference numerals.

The receiver 250 differs from the receiver 220 of Figure 14 in that a phase adjustment unit 252 is inserted between the FFT processing unit 208 and the circular data allocation unit 222.

In the FFT processing unit 208 the FFT output signal for the sub-carrier n can be represented as

$$r_n = H_n c_n^r e^{j\beta_n} + n_n \quad (13)$$

where H_n represents the frequency response of the fading channel of sub-carrier N and n_n represents complex Additive White Gaussian Noise (AWGN).

The phase adjustment unit 252 receives the FFT output symbols RX_0 to RX_{N-1} and, using its knowledge of the phase vector P applied at the transmitter, applies

reverse phase adjustments to the sub-carriers to produce phase-adjusted reordered symbols PRX_0 to PRX_{N-1} . The operation performed by the phase adjustment unit 252 may be represented in the frequency domain by $PRX = RX \otimes P^*$,
5 where P^* is the complex conjugate of the known vector P used in the transmitter.

The rotational pilot detection unit 224 determines the position of the rotational pilot(s) within the group of phase-adjusted reordered symbols PRX_0 to PRX_{N-1} . The
10 rotational pilot detection unit 224 derives the rotation value R_{CDA} from the detected position(s) and applies this value to the circular data allocation unit 222. The unit 222 applies the reverse allocation to the phase-adjusted reordered symbols RX_0 to RX_{N-1} as compared to the
15 allocation carried out in the transmitter, and outputs the symbols X_0 to X_{N-2} in the original order. Thereafter, the processing is the same as in the Figure 14 receiver.

As described later in more detail, the fourth embodiment can achieve a PAPR reduction performance
20 vastly superior to that of the second embodiment and even superior to techniques such as conventional SLM having U (greater than N) phase vectors.

One problem with conventional SLM is that any increase in the number U of available phase vectors
25 increases the transmitter complexity and the amount of signalling overhead needed to transmit the identity of the selected phase vector to the receiver as side information. In the fourth embodiment, the transmitter complexity is relatively low (only slightly higher than
30 in the second embodiment). In particular, only one set of complex multipliers is required to implement the phase adjustment unit 242. Also, because the calculation of the potential transmitted signal for each rotation value can be performed recursively, as described in relation to

the second embodiment (Figure 17), only one full IFFT operation is required.

Table 1 below presents a comparison of the features and performance of: (1) the second embodiment (U rotations but no phase adjustment); (2) the conventional SLM technique having U phase vectors (see Figure 3 and the related description in the introduction); and (3) the fourth embodiment (U rotations with a single predetermined phase adjustment). For (1) and (3), $U < N$.

Table 1

Proposed Technique	Complexity	Probability of PAPR Reduction	Multipliers Used	Need for extra Full FFT operations	BER Performance
1. 2nd Embodiment	Very Low	Moderate	None	None	Moderate
2. SLM (with U Phase vectors)	High	Good	U sets	Needs U full IFFT	Good
3. 4 th Embodiment	Lower than 2, higher than 1	Better than 1 and 2	One set	None	Better than 1 and 2

Using simulations, the performances of the preceding embodiments of the invention were compared with (a) a system in which the amplifier has clipping but no PAPR reduction technique and (b) a conventional SLM method having the same number U of phase vectors as there are available allocations (rotations) in the embodiments of the invention. The assumptions made for the simulations are set out in Table 2 below.

Table 2

Parameter	Value
Total number of sub carriers	256,512

Synchronisation	Perfect
Modulation	16 QAM
Sampling rate	512, 1024 samples per symbol
Clipping Level	2 dB
Sub carrier spacing	19.5 KHZ
Channel	AWGN
Number of CDA Rotations	N (including $r = 0$)
Rotation Type	Regular Only

In a first simulation, the performance of the second embodiment (b) was simulated and compared to that of the system (a) having no PAPR reduction. Figure 17 presents the performance of the compared systems in terms of a variation of a bit error rate (BER) with signal-to-noise ratio (E_b/N_0) in the case in which there are 512 sub-carriers. Figure 18 is a graph corresponding to Figure 17 but comparing the performance of the systems when the number of sub-carriers is 256. In both Figures 17 and 18 the modulation scheme is 16QAM.

It will be observed that, in terms of PAPR reduction, the second embodiment achieves reductions of 0.9 dB to 1.5 dB in PAPR using regular rotations. If irregular rotations are also available, the PAPR reduction that is achieved can exceed 2dB. Although the achieved performance improvement is relatively modest, the second embodiment has extreme simplicity compared to techniques such as SLM and PTS and no capacity waste as in the TR technique. Accordingly, the second embodiment is attractive in situations in which the PAPR is less critical but processing complexity of techniques such as SLM or PTS and the capacity loss of TR cannot be afforded.

In a second simulation, the performance of the fourth embodiment (d) was compared with that of the second embodiment (c), the system (a) having no PAPR

reduction and the system (b) using SLM. Figure 19 presents the performance of the compared systems in terms of a BER variation with signal-to-noise ratio in the case in which the number of sub-carriers is 256, the number of available rotations in the second embodiment (c) is 256, and the number of available rotations in the fourth embodiment (d) is 16.

It can be seen that the fourth embodiment outperforms the system (b) when the number of rotations (in this case 16) is the same as the number of phase vectors in the SLM method. The out-performance of the fourth embodiment compared to SLM can be explained as follows. The superposition of N rotations and one randomisation is equivalent to N random phase vectors. However, unlike in SLM, there is only one fixed random phase vector to be applied to the sub-carriers and this is known to both the transmitter and the receiver so that no signalling overhead, no memory and no multipliers are required. Secondly, since data changes from one OFDM symbol to the next, the superposition of random phase adjustment and rotation constitutes a variable overall phase pattern which is more powerful than SLM which has only fixed phase patterns in both the transmitter and the receiver. Thirdly, the phase vectors in SLM are generated randomly and do not exploit the best possible allocation of input symbols to sub-carriers. In the fourth embodiment, the phase adjustments set by the single known phase vector are shuffled to create different overall phase patterns. Not only are the final shuffled phase patterns random but they also exploit the best possible shuffling or allocation of input symbols to sub-carriers. For this reason, the use of circular data allocation (CDA) with a single random phase adjustment beats the SLM method in terms of PAPR reduction performance with much less

complexity (up to $N*(U-1)$ less multipliers than SLM) and less complicated signaling, i.e. the possibility of signalling through rotational pilots which is impossible for SLM.

5 If sufficient processing power can be afforded in the OFDM system, it is possible to combine the CDA method of any of the preceding embodiments with the SLM method. As mentioned in the introduction, the size of the search space (the number of available phase vectors) needs to be
10 high in a conventional SLM method to achieve a reasonable PAPR performance improvement. This implies immense processing power and signalling overhead for both the transmitter and the receiver. The aim is to exploit the PAPR reduction potential of CDA to enhance the
15 performance of the SLM method. For example, one possibility is to exploit the PAPR reduction achieved by CDA to reduce the number of phase vectors needed in SLM. Alternatively, the number of phase vectors in SLM can be maintained, with CDA being used to further improve the
20 PAPR performance of the overall combined system.

Figure 20 shows parts of an OFDM transmitter 300 according to a fifth embodiment of the present invention. The constitution of the transmitter 300 of the fifth embodiment is generally similar to that of the
25 transmitter 110 of the second embodiment, and elements in Figure 20 which are the same as those in Figure 6 have the same reference numerals.

The transmitter 300 of the fifth embodiment differs from the transmitter 110 of the second embodiment in that
30 a combined SLM and CDA unit 302 is used in place of the circular data allocation unit 112 in the transmitter 110. This combined SLM and CDA unit 302 receives two control signals. One of these control signals is the rotation value R_{CDA} of the selected input-symbol-to-sub-carrier

allocation, as in the second embodiment. The second control signal is the identity u_{SLM} of a phase vector selected for SLM. As described in more detail later, the combined SLM and CDA unit 302 adjusts the phases of the group of input symbols X_0 to X_{N-1} using the selected phase vector $P_{u_{\text{SLM}}}$ by the SLM method and also carries out a circular allocation of the input symbols to sub-carriers so as to produce the reordered symbol outputs RX_0 to RX_{N-1} . Subsequently, the reordered symbols are subjected to IFFT processing in the IFFT processing unit 14 and the remaining processing in the transmitter is the same as in the second embodiment.

In the fifth embodiment, the transmitter 300 has a control unit 304 which differs from the control unit 114 in the second embodiment in that not only must it select a suitable rotation value for carrying out input-symbol-to-sub-carrier allocation but also it must select a suitable phase vector for SLM. There are a number of different approaches available to carrying out these two selections.

In the first approach, illustrated schematically in Figures 21(A) and 21(B), all combinations of available allocation (rotation) and available phase vector are considered and the best phase vector for SLM and the best allocation are selected together. In Figure 21(A) all the available allocations (rotations) $r = 1$ to M are considered for each available phase vector P_1 to P_U . The control unit 304 then picks the best combination, i.e. the combination that achieves the best PAPR performance. In the approach of Figure 21(B), all of the available phase vectors P_1 to P_U are considered for each available allocation (rotation) $r = 1$ to M . The control unit 304 then picks the best combination, i.e. the combination which has the best PAPR performance.

Mathematically, the operations needed in the control unit to carry out the approaches of Figures 21(A) and 21(B) can be represented by equations (14) to (16) below. The control unit 304 needs to calculate a potential
 5 transmitted signal for each combination of a phase vector P_u and a rotation value r :

$$s_u^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} C_n^r e^{j(2\pi n\Delta f t + \phi_n^u)}, \quad 0 \leq t \leq T, u = 1 \dots U, \quad r = 1 \dots \lambda \quad (14)$$

10 where r represents the number of rotations performed by CDA. Then the PAPR measure for the potential transmitted signal is determined as

$$\xi_u^r = \frac{\max |s_u^r(t)|^2}{E\{|s_u^r(t)|^2\}} \quad (15)$$

The best combination of phase vector and allocation of input symbols to the sub carriers then is determined
 as:

$$20 \quad (\tilde{u}, R_{CDA}) = \min_{u,r} (\xi_u^r) \quad (16)$$

It will be appreciated that in the approaches shown in Figures 21(A) and 21(B), the number of potential
 25 transmitted signals that needs to be calculated is equal to $U^* \cdot \lambda$, where U is the total number of available phase vectors and λ is the total number of available allocations (rotations). In the case shown in Figure 21(B) this requires $U^* \cdot \lambda$ full IFFT operations. In the
 30 case of Figure 21(A), it is possible to employ the recursive operation of equation (10) above to reduce the number of full FFT operations that are required to U . However, the number of recursive operations required is $U^* (\lambda - 1)$, which is still very demanding.

Taking into account the processing demands of the first approach, an alternative is to adopt a serial approach, as will now be described with reference to Figures 22(A) and 22(B). In the first possible serial approach of Figure 22(A), the control unit 304 first
 5 calculates for each of the available phase vectors a potential transmitted signal based on the original input-symbol order. Mathematically, the potential transmitted signal can be represented as

$$10 \quad s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi\Delta f t + \phi_n^{\tilde{u}})}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (17)$$

where $\mathbf{C} = (c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{N-1})$ represents a vector of N constellation symbols from a constellation and \tilde{u} is the
 15 available phase vector under consideration. For the signal $s(t)$ the PAR is given by:

$$\xi = \frac{\max |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (18)$$

20 The control unit 304 then compares the respective PAPR measures for the U available phase vectors P_1 to P_u and selects the phase vector

$$\mathbf{P}_{u \text{ SLM}} = [e^{j\phi_0^u}, e^{j\phi_1^u}, \dots, e^{j\phi_{N-1}^u}] \quad (19)$$

25 that minimises the PAPR assuming that $\phi_n^u \in (0, 2\pi]$, $u \in \{0, 1, \dots, U-1\}$.

After selecting the best phase vector for SLM, the control unit then considers the available allocations (rotations) in combination only with that selected phase
 30 vector $P_{u \text{ SLM}}$. For each such available allocation, the control unit 304 calculates a potential transmitted signal as

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n^r e^{j(2\pi n \Delta f t + \phi_n^{u \text{ SLM}})}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (20)$$

Then for each such potential transmitted signal the PAPR measure ξ_r is determined and the rotation that minimises the following metric

$$5 \quad \min_r (\zeta_r) \quad (21)$$

is selected as the best circular allocation or rotation value R_{CDA} for maximising the PAPR.

A second possible serial approach is shown in Figure 10 22(B). In this second approach, the control unit 304 first selects the best rotation based on the original phases of the input symbols. Then, the control unit 304 simply selects that one of the U phase vectors which, in combination with the selected rotation value R_{CDA} , 15 achieves the best PAPR reduction.

In the case of Figure 22(A), the calculation of each potential transmitted signal for the selected phase vector can be carried out using the recursive operation described above with reference to equation (10), so that 20 the processing burden is further reduced. In this case, the processing burden is made up of U full IFFT operations (to select the best phase vector) and „-1 recursive operations (to select the best rotation for the selected phase vector).

25 It will be appreciated that in the serial approaches of Figures 22(A) and 22(B) the number of potential transmitted signals to be considered is reduced to (in each case) U + N potential transmitted signals. This is a considerable reduction in complexity compared to the 30 approaches of Figures 21(A) and 21(B). However, of course the solutions provided by the approaches of Figures 22(A) and 22(B) are sub-optimal solutions, i.e. there may be better solutions available within the full

set of combinations of available phase vectors and available rotations.

It will be understood that, in the fifth embodiment, the receiver needs to be informed not only of the rotation value R_{CDA} but also of the identity u_{SLM} of the selected phase vector. A first possibility, shown schematically in Figure 23, is to signal the identity u_{SLM} explicitly to the receiver as side information, whilst using rotational pilot symbols PS_{rot} at appropriate positions within the set of sub-carriers to signal R_{CDA} to the receiver. Any of the schemes described previously with reference to Figures 9 to 12 can be adopted to signal R_{CDA} .

In Figure 23, an OFDM receiver 310 comprises an SLM OFDM receiving unit 312. The SLM receiver unit 312 receives the identity u_{SLM} of the phase vector selected by the transmitter as side information on a control channel. The SLM receiving unit 312 has knowledge of all of the phase vectors that are available at the transmitter 300. For example, the SLM receiving unit 312 may pre-store data representing each of the available phase vectors or possibly data representing other vectors corresponding respectively to the transmitters available phase vectors. For example, the receiving unit 312 may store the complex conjugate P^*_1 to P^*_u of each of the phase vectors P_1 to P_u available at the transmitter. The receiving unit 312 outputs a group of decoded symbols including data symbols, regular pilot symbols and one or more rotational pilot symbols PS_{rot} .

The receiver 310 further includes a rotational pilot detection unit 314 which, similarly to the rotational pilot detection unit 224 in Figure 16, determines the position, within the group of decoded symbols output from the receiving unit 312, of the or each rotational pilot

symbol PS_{rot} added by the transmitter. The rotational pilot detection unit 314 outputs a rotation value R_{CDA} based on the detected position(s).

The receiver 310 further includes a circular data allocation unit 316 which, similarly to the circular data allocation unit 222 in Figure 16, reverses the reordering of the input symbols that was carried out in the transmitter to reproduce the input signals in their original order.

Figure 24 shows another possible way of signalling the identity U_{SLM} and the rotation value R_{CDA} from the transmitter to the receiver. In this case, the rotation value R_{CDA} is also signalled explicitly to the receiver via a control channel. This has the disadvantage of adding to the signalling overhead but the construction of the receiver is simplified in that, in the receiver 320 of Figure 24, the rotational pilot detection unit 314 of the receiver 310 of Figure 23 can be omitted. In an OFDM system in which the signalling overhead is a major issue, the signalling of the identity U_{SLM} (possibly together with the rotation value R_{CDA}) may be unacceptable.

To avoid the signalling overhead associated with the transmission of the identity \hat{u} of the selected phase vector, a blind SLM receiver has been proposed in "A blind SLM receiver for PAR-reduced OFDM", A.D.S. Jayalath and C Tellambura, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, pp 218-222, Vancouver, Canada, 24 to 28 September 2002. The blind SLM receiver works on the basis that (1) c_n 's are restricted to a given signal constellation, for example QPSK, (2) the set of available phase vectors is fixed and known to the receiver, and (3) $\mathbf{c} \otimes P_u$ and $\mathbf{c} \otimes P_v$ are sufficiently different for $u \neq v$. In other words, the set of available phase vectors have

large Hamming distances, providing inherent diversity which can be exploited at the receiver. The necessary condition for the blind receiver to work is

$$c_n e^{j\phi_n^u} \notin Q \text{ for all } n \text{ and } u$$

5 The set of available phase vectors can be readily chosen to ensure this.

Assuming a distortionless and noiseless channel, the blind SLM receiver receives the OFDM symbol $f_{\tilde{u}}(c)$

determined by the transmitter as having the minimum PAPR.

10 The receiver computes

$$f_j^{-1}(f_{\tilde{u}}(c)) \text{ for } j = 1, 2, \dots, U$$

Because of the three assumptions mentioned above,

$f_j^{-1}(f_{\tilde{u}}(c))$ will not be a valid vector of symbols from the

constellation Φ of the selected modulation scheme unless

15 $j = \tilde{u}$.

The optimal decision metric for the blind SLM receiver is

$$20 \quad D = \min_{\substack{[\hat{c}_0, \hat{c}_1, \dots, \hat{c}_{N-1}] \\ \mathbf{P}_{\tilde{u}}, \tilde{u} \in \{1, \dots, U\}}} \sum_{n=0}^{N-1} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\tilde{u}}} - H_n \hat{c}_n \right|^2 \quad (22)$$

to carry out this miniaturisation, the minimum-distance

$H \otimes \hat{c}$ to $r \otimes p_0^*$ is determined, where p_0^* is the conjugate of p_0

25 This can be done by using the Viterbi algorithm in the case of a coded system or by searching all q^N data sequences in the case of uncoded q -ary modulation. This minimum-distance determination is repeated for each one of the available phase vectors. The global minimum-
30 distance-solution yields the best estimates for c and \tilde{u} .

In the case of a coded system, the overall complexity is U times that of a system without SLM.

In an uncoded system, equation (22) can only be solved by carrying out the $|\cdot|^2$ operation $UN4^N$ times. This is of very high complexity and is only feasible when N is relatively small.

Jayalath and Tellambura disclosed in the above-mentioned paper a simplified decision metric having a lower complexity than the metric of equation (22):

$$D_{SLM} = \min_{\mathbf{P}_{\hat{u}}, \hat{u} \in \{1, 2, \dots, U\}} \sum_{n=0}^{N-1} \min_{\hat{c}_n \in Q} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\hat{u}}} - H_n \hat{c}_n \right|^2 \quad (23)$$

In the case in which the transmitter is an SLM-CDA combined transmitter, the optimal decision matrix for the blind receiver is

$$D = \min_{\substack{[\hat{c}_0, \hat{c}_1, \dots, \hat{c}_{N-1}]^{R_{CDA}} \\ \mathbf{P}_{\hat{u}}, \hat{u} \in \{1, \dots, U\}}} \sum_{n=0}^{N-1} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\hat{u}}} - H_n \hat{c}_n^{R_{CDA}} \right|^2 \quad (24)$$

A simplified decision metric corresponding to equation (24) is:

$$D_{SLM} = \min_{\mathbf{P}_{\hat{u}}, \hat{u} \in \{1, 2, \dots, U\}} \sum_{n=0}^{N-1} \min_{\hat{c}_n^{R_{CDA}} \in Q} \left| r_n e^{-j\phi_n^{\hat{u}}} - H_n \hat{c}_n^{R_{CDA}} \right|^2$$

Figure 25 of the accompanying drawings shows parts of a blind SLM receiver 30 employing the simplified decision metric of equation (25). The blind SLM receiver 330 of Figure 25 comprises an N-point DFT unit 332 which receives a baseband signal and carries out DFT demodulation to obtain a received signal r_n . The

receiver 330 also comprises a channel estimation unit 334
 which derives from the received signal an estimate \hat{H}_n of
 the channel of the n-th subcarrier. The receiver 330
 knows the U available phase vectors P_1 to P_U and
 5 comprises U vector multipliers 336₁ to 336_U corresponding
 respectively to the U available phase vectors P_1 to P_U .
 Each vector multiplier 336_i receives the received signal
 r_n and the complex conjugate P_i^* of its corresponding
 phase vector P_i and multiplies the received signal and
 10 the complex conjugate together to produce $r_n \otimes P_i^*$. The
 receiver 330 also comprises U processing units 338₁ to
 338_U corresponding respectively to the U available phase
 vectors. Each processing unit 338_i calculates the
 minimum-distance $H \otimes c$ to $R \otimes P_i^*$ for its corresponding
 15 phase vector P_i . r_n is detected into the nearest
 constellation point c_n by comparing r_n with

$$H_n c_n e^{j\phi_n}$$

Thus, a hard decision is made for each subcarrier. For
 example, in a coded OFDM system having a given trellis
 20 structure, the Viterbi algorithm can be used in each
 processing unit 338_i.

After calculating the minimum distance for each of
 the available phase vectors, the respective minimum
 distances for the phase vectors are applied to a
 25 selection unit 340 which identifies the phase vector
 which provides the minimum Euclidian distance solution.
 The selection unit 340 outputs the minimum Euclidian
 distance solution as the group of detected reordered data
 symbols c_n .

30 The reordered data symbols are applied to inputs of
 a circular data allocation unit 342 and a pilot detection
 unit 344. These units operate similarly to the units 314

and 316 in Figure 23 to detect the position of the or
each rotational pilot symbol PS_{rot} within the group of
reordered symbols, derive the rotation value R_{CDA}
therefrom, and perform reordering of the data symbols
5 (and any regular pilot symbols) to restore them to their
original order.

Figure 26 shows schematically another OFDM system
having a transmitter 350 and a so-called "semi-blind"
SLM-CDA receiver 360. The transmitter 350 is generally
10 similar to the transmitter 300 of Figure 20 except that
it includes an adder 352 which receives the identity u_{SLM}
of the selected phase vector and the rotation value R_{CDA} .
The adder 352 subtracts the rotation value from the phase
vector identity and transmits the result $u_{SLM} - R_{CDA}$ as
15 side information to the receiver 360 via a control
channel.

The receiver 360 comprises a blind SLM receiving
unit 362 which comprises all of the elements shown in
Figure 25 except for the circular data allocation unit
20 342 and the pilot detection unit 344. In this case, the
selection unit 340 is additionally adapted to output the
identity u_{SLM} of the available phase vector which provided
the minimum-distance solution. This is supplied to one
input of an adder 366. The other input of the adder 366
25 receives the side information $u_{SLM} - R_{CDA}$ transmitted
explicitly to the receiver 360 by the transmitter 350.
The adder 366 subtracts the received side information u_{SLM}
 $- R_{CDA}$ from the identity u_{SLM} output by the receiver unit
362 to recover the rotation value R_{CDA} .

30 The recovered rotation value R_{CDA} is applied to a
circular data allocation unit 364 which operates
similarly to the circular data allocation unit 342 to
reorder the received group of symbols to restore the
received symbols to their original order.

Accordingly, in the Figure 26 system, the receiver detects the identity u_{SLM} blindly but receives $u_{\text{SLM}} - R_{\text{CDA}}$ as side information and uses this, together with the blindly-detected u_{SLM} to recover the rotation value R_{CDA} .
5 This can reduce the number of signalling bits required on some occasions, although of course in the event that the selected rotation value R_{CDA} is 0 or a small value (as will inevitably occur on some occasions), the amount of signalling is not reduced at all or not reduced
10 significantly compared to the case in which u_{SLM} is signalled by itself.

The simplified decision metric (25) adopted in the blind SLM receiver of Figure 25 has the advantage that the number of $|\cdot|^2$ operations in equation (25) to be
15 performed by the receiver is qUN , where q denotes q -ary modulation. For example, in the case of QPSK modulation, $q = 4$. Thus, the Figure 2 receiver is effective in achieving some degree of processing simplification on the receiver side, as well as avoiding the signalling
20 overhead associated with transmitting the identity \tilde{u} of the selected phase vector from the transmitter to the receiver.

The performance of the fifth embodiment was simulated using the simulation assumptions set out in
25 Table 3 below.

Table 3

Parameter	Value
Total number of sub carriers	128, 256
Synchronisation	Perfect
Modulation	16 QAM
Sampling rate	256 and 512 samples per symbol
Clipping Level	2 dB
Sub carrier spacing	19.5 KHZ
Channel	AWGN
Number of CDA Rotations	16, 32, 128
Rotation Type	Regular only
SLM Set Size	8, 16

Figure 27 shows the results of one simulation. In Figure 27, the variation of a bit error rate (BER) with signal-to-noise ratio (E_b/N_0) is shown. The performance of a transmitter according to the fifth embodiment (c) was compared with (a) a system having no PAPR reduction and (b) a system (such as the system of Figure 3) employing a conventional SLM method with $U = 16$ available phase vectors. In the case of the fifth embodiment (c), it was assumed that the sub-optimal serial approach is used. It was also assumed that the number U of available phase vectors is also 16, and that the number of available allocations (rotations) is 128, equal to the number N of sub-carriers. The modulation scheme was assumed to be 16QAM. It can be seen that, even with the sub-optimal serial approach, the fifth embodiment (employing the same number of phase vectors as the system (b)) provides significant performance gains.

Figure 28 is a graph corresponding to Figure 27 but compares the performance of two instances of the fifth embodiment with (a) the system having no PAPR reduction and (b) another system employing a conventional SLM

method with $U = 8$ available phase vectors. The first instance (c) of the fifth embodiment is assumed to have $U = 8$ available phase vectors and $M = 16$ available rotations. The second instance (d) is assumed to have $U = 8$ phase vectors and $M = 32$ available rotations. The number of sub-carriers in all cases is assumed to be 256 and the modulation scheme is assumed to be 16QAM.

Finally, Figure 29 adds to the results already presented in Figure 28 a further instance (e) of the fifth embodiment in which the optimum non-serial approach is used with $U = 8$ available phase vectors and $M = 32$ available rotations. The performance is significantly superior to that of the system (b) having the same number of phase vectors. Also, as expected, the performance of the optimal non-serial approach is shown to be significantly better than that of the sub-optimal serial approach (d) having $U = 8$ and $M = 32$. Of course, the trade off for this performance superiority is increased processing burden at the transmitter.

Further simulations (not presented graphically) suggest that the combined SLM-CDA technique manages to achieve a performance level that the conventional SLM method can only achieve with a set of phase vectors four times as large. In terms of PAPR reduction, the combined SLM-CDA technique achieves 0.9dB to 1.5dB PAPR reductions for regular rotations, on top of the reductions achieved by SLM. If irregular rotations are also available, a PAPR reduction of more than 2dB is achievable.

In the fifth embodiment, it is also possible to employ a further random phase pattern to adjust the phases of the input symbols, as in the fourth embodiment described with reference to Figure 15. This can provide further improvements beyond those obtained by the

combination of SLM and CDA without this further random phase adjustment.

The fifth embodiment provides the following major advantages. Firstly, it can reduce the complexity of SLM
5 for large numbers of sub-carriers. Secondly, it can break the performance barrier for SLM and achieve performance results well beyond those of conventional SLM. The fifth embodiment can also obtain improved BER performance and/or improved PAPR reduction with fewer
10 phase vectors than SLM. Furthermore, the PAPR reductions are achieved with a very simple structure for the transmitter and receiver. The combination of SLM and CDA creates the possibility to exploit not only the best phase patterns to reduce the PAPR but also the best
15 allocation of input symbols to the sub-carriers. The fifth embodiment can solve the fundamental problem of saturation of performance of SLM for large sets of phase vectors. Furthermore, unlike TR, the combined SLM-CDA technique does not require wasted sub-carriers or
20 capacity. The only added cost is the extra signalling overhead introduced which, for example, can be as small as one sub-carrier allocated to the rotational pilot.

Next, an OFDM transmitter 400 according to a sixth embodiment of the present invention will be described
25 with reference to Figure 30. The transmitter 400 is adapted to carry out the CDA method of the third embodiment as well as a partial transmit sequence (PTS) method. In Figure 30, elements of the transmitter 400 which are the same as elements in the conventional PTS
30 transmitter 40 described previously with reference to Figure 2 have the same reference numerals.

The transmitter 400 of Figure 30 differs from the transmitter 40 of Figure 2 in that a circular data allocation and pilot insertion unit 402 is inserted

between the serial-to-parallel converter 46 and the symbol division unit 48. The transmitter 400 also has a control unit 404 which controls the operation of the circular data allocation and pilot insertion unit 402.

5 In this embodiment, the operation of the units 402 and 404 is basically the same as the operation of the units 132 and 134 in the third embodiment (Figure 8).

A group X_0 to X_{N-2} of $N-1$ symbols is output in parallel by the serial-to-parallel converter 46 to the circular data allocation and pilot insertion unit 402 and the control unit 404. The control unit 404 calculates a potential transmitted signal for each available input-symbol-to-sub-carrier allocation (rotation) using

$$15 \quad s_{cons}^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^r e^{j2\pi n\Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (26)$$

Then for each potential transmitted signal a measure of PAPR, ζ_r , is determined using the recursive operation of equation (10), and the rotation that optimises the PAPR is selected as the best circular allocation as

$$R_{CDA} = \min_r (\zeta_r) \quad (27)$$

The reordered group of symbols corresponding to R_{CDA} is referred to as X_{CDA}^R .

This reordered group of symbols includes a rotational pilot symbol PS_{rot} to signal the rotation value R_{CDA} as described previously with reference to Figure 9. Of course, to improve the robustness of the signalling, more than one pilot symbol PS_{rot} may be included in the reordered group of symbols.

The reordered group of symbols is supplied to the symbol division unit 48 which divides the group of symbols into M sub-groups of reordered symbols, each sub-group comprising $L=(M/N)$ symbols. Each sub-group is applied to a corresponding IDFT unit 50_1 to 50_M which carries out IDFT processing on the symbols of the sub-group to produce a sub-group IDFT output signal sx_1 - sx_M . Each such output signal sx_1 - sx_M is a different partial transmit sequence of the time-domain signal, and is made up of a set of digitised samples. These sets of digitised samples are referred to as partial transmit sequences because they are combined to produce the final transmit sequence, i.e. a set of digitised samples of the final transmitted signal.

The partial transmit sequence for each sub-group is supplied to a first input of a complex multiplier 52_1 to 52_M corresponding to the sub-group. The M partial transmit sequences sx_1 - sx_M are also supplied to an optimization unit 54 which carries out PTS processing. The optimization unit 54 determines a sub-optimal value of a phase vector b . The phase vector b has one phase adjustment value b_1 to b_N for each of the sub-groups. Each complex multiplier 51_1 to 52_M receives the corresponding phase adjustment value b_1 to b_M at a second input thereof and outputs a phase-adjusted partial transmit sequence psx_1 to psx_M to a combiner 56. The combiner 56 combines the phase-adjusted partial transmit sequences psx_1 to psx_M to produce a combined transmit sequence cs . This combined transmit sequence cs is then subjected to the usual post IDFT processing (parallel-to-serial conversion, cyclic prefix insertion, digital-to-analog conversion, etc).

The optimization unit 54 outputs the identity V of the phase vector which was applied to the multipliers 52_1

to 52_M to produce the combined transmit sequence cs . This identity V is supplied to the receiver(s) as side information to enable the receiver(s) to carry out the reverse processing on the received signal.

5 Figure 31 shows parts of an OFDM receiver 410 adapted for use with the OFDM transmitter 400 of the sixth embodiment. The receiver 410 comprises a PTS receiving unit 412, a circular data allocation unit 414 and a rotational pilot detection unit 416. In the
10 receiver 410, a signal received from the transmitter is supplied to the PTS receiving unit 412. The PTS receiving unit 412 also receives as side information the above-mentioned identity V of the phase vector applied by the transmitter to the transmitted signal. This side
15 information is received via a separate control channel from the received signal. The PTS receiving unit 412 carries out the reverse PTS processing on the received signal appropriate for the phase vector of identity V and outputs a group of reordered symbols to the circular data
20 allocation unit 414.

The group of reordered symbols is also supplied by the receiving unit 412 to the rotational pilot detection unit 416 which, as described previously with reference to Figure 14, detects the position within the group of
25 symbols of the or each rotational pilot symbol PS_{rot} inserted into the group by the transmitter. Based on the detected position(s), the rotational pilot detection unit 416 outputs a rotation value R_{CDA} to the circular data allocation unit 414. The circular data allocation unit
30 414 then reorders the group of symbols according to the received rotation value R_{CDA} to restore the symbols to their original order. The reordered symbols are then output for further processing within the receiver 410.

Next, a further OFDM transmitter 420 according to a

seventh embodiment of the present invention will be described with reference to Figure 32. The OFDM transmitter 420 of the seventh embodiment is also adapted to carry out circular data allocation (CDA) and a partial transmit sequence (PTS) method as in the sixth embodiment. However, in the seventh embodiment, an individual rotation can be applied to each sub-group X_1 to X_N .

Elements of the transmitter 420 of Figure 32 which are the same as those of the PTS transmitter of the sixth embodiment have the same reference numerals in Figure 32.

In the transmitter 420, a circular data allocation unit 422 is inserted between the symbol division unit 48 and each of the IFFT units 50_1 to 50_M . The circular data allocation unit 422 comprises M individual CDA units 424_1 to 424_M . Each of these individual CDA units 424_1 to 424_M receives at least one rotational pilot symbol PS_{rot1} to PS_{rotM} and a rotation value R_{CDA1} to R_{CDAM} . For example, the first CDA unit 424_1 receives the rotational pilot symbol PS_{rot1} and the rotation value R_{CDA1} . The CDA unit 424_1 receives a sub-group X_1 of $L-1$ input symbols, where $L = N/M$. The CDA unit 424_1 reorders this sub-group of $L-1$ symbols to produce a sub-group of reordered symbols. The CDA unit 424_1 also includes at an appropriate position within the sub-group of reordered symbols the rotational pilot symbol PS_{rot1} . The resulting sub-group of reordered symbols including the rotational pilot symbol is then output to the corresponding IDFT unit 50_1 .

The remaining CDA units 424_2 to 424_M operate in the same way.

The available allocations in this embodiment enable a different rotation to be chosen for each different CDA unit 424_1 to 424_M (sub-group). Thus, a particular available allocation sets respective rotations for all M

CDA units and can be expressed as a combination of M rotation values R_{CDA1} to R_{CDAM} .

The control unit 426 receives each sub-group X_1 to X_M of input symbols. The control unit 426 calculates, for each available allocation (each combination of rotations for the M CDA units 424_1 to 424_M), a potential transmitted signal. Because an individual rotation value can be set for each CDA unit 424_1 to 424_M , the number of potential transmitted signals to calculate is $L \cdot L!$.

This potential transmitted signal is calculated exclusively using an initial non-optimised set of phase adjustments, i.e. without optimizing the set of phase adjustments according to the usual PTS optimisation. Accordingly, each potential transmitted signal is calculated on the basis of applying the initial non-optimised set of phase adjustments to the respective IDFT output signals s_{x1} to s_{xM} of the sub-groups of reordered symbols. In other words, the optimization process of the PTS algorithm is disabled until the best combination of sub-group rotations has been determined.

A measure „ of the PAPR of each potential transmitted signal is then determined and the combination of sub-group rotations which provides the best PAPR performance is selected. The results of the selection are output as M rotation values R_{CDA1} to R_{CDAM} .

The selected sub-group rotations are applied by the individual CDA units 424_1 to 424_M and the rotational pilot symbol PS_{rot1} to PS_{rotM} is added to each sub-group of reordered symbols at the position corresponding to the selected rotation value.

Thereafter, processing is the same as in the sixth embodiment (Figure 31). In particular, the optimization process of the PTS algorithm is carried out just for the selected allocation (combination of rotations of the sub-

groups) to further reduce the peak-to-average power of the transmitted signal.

Figure 33 shows parts of an OFDM receiver 430 adapted for use with the OFDM transmitter 420 of the seventh embodiment.

The receiver 430 comprises a PTS receiving unit 412, a circular data allocation unit 432, a rotational pilot detection unit 436 and a symbol combining unit 438. The PTS receiving unit 412 operates in the same way as the PTS receiving unit in the receiver 430. As before, the PTS receiving unit 412 receives the identity V of the phase vector selected by the transmitter 420 as side information, and uses this identity to reproduce the sub-groups of reordered symbols. No knowledge of the reordering is required by the PTS receiving unit 412 to do this.

The circular data allocation unit 432 comprises N individual CDA units 434_1 to 434_M . Each individual CDA unit 434_1 to 434_M receives a sub-group of reordered symbols output by the PTS receiving unit 412. The PTS receiving unit 412 also outputs the sub-groups of reordered symbols to the rotational pilot detection unit 436 which, for each sub-group, detects the position(s) of the rotational pilot symbol(s) PS_{rot1} to PS_{rotM} added to each sub-group by the transmitter 420. Based on the detected position(s) for each sub-group the rotational pilot detection unit 436 outputs a corresponding rotation value R_{CDA1} to R_{CDAM} to the circular data allocation unit 432.

Each CDA unit 434_1 to 434_M receives its corresponding rotation value R_{CDA1} to R_{CDAM} and reorders the symbols of its sub-group to restore them to their original order. The sub-groups of symbols in their original order are then output to the symbol combining

unit 438 which combines the sub-groups to reconstitute a full group of symbols.

Another receiver 440 which is adapted for use with the transmitter of the seventh embodiment will now be described with reference to Figure 34. In this case, it is assumed that, in order to reduce the signalling overhead associated with the side information, the transmitter 420 does not transmit the identity V of the selected weight vector to the receiver. Accordingly, the receiver 440 of Figure 34 is a "blind" PTS receiver. The construction and operation of a blind PTS receiver has been disclosed in the paper by Jayalath and Tellambura cited hereinbefore. The modifications to that blind PTS receiver needed to enable it to operate with the transmitter of the seventh embodiment will now be described. It is assumed that the transmitter signals the selected rotation values R_{CDA1} to R_{CDAM} to the blind receiver using rotational pilot symbols, as described previously.

The receiver 440 comprises a blind PTS receiving unit 442, a CDA unit 432, a rotational pilot detection unit 436 and a symbol combining unit 438. The units 432, 436 and 438 are the same as the corresponding units in Figure 33 and a description thereof is omitted.

Assuming that the received signal is given by

$$r_n = H_n c_n^{R_{CDA}} e^{j\tilde{\phi}_n} + n_n \quad (28)$$

the encoded data is now given by $c_n^{R_{CDA}} e^{j\tilde{\phi}_m}$ ($\tilde{b}_m \in V$) where b_m is the optimized phase adjustment applied to the m -th sub-group. To determine the optimal phase vector \tilde{V} without side information, assuming that

$$\mathbf{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}] \quad (29)$$

and

$$\hat{\mathbf{H}} = [\hat{H}_0, \hat{H}_1, \dots, \hat{H}_{N-1}] \quad (30)$$

5 the decision metric in a decoder of the blind PTS receiving unit 442 to determine the phase adjustment factor of the m -th sub-group is modified as

$$10 \quad D_{PTS}^m = \min_{m \in \{0, 1, \dots, M-1\}} \sum_{n = N_m / M}^{N(m+1) / M - 1} \min_{\hat{c}_n^{R_{CDA}} \in \mathcal{Q}} \left| r_n - \hat{H}_n \hat{c}_n^{R_{CDA}} \hat{b}_m \right|^2 \quad (31)$$

where $\hat{b}_m \in \mathbf{b}$ and \hat{H}_n is the estimated channel.

The performance of the sixth embodiment was simulated using the simulation assumptions set out in
15 Table 4 below.

Table 4

Parameter	Value
Total number of sub carriers	128, 256
Synchronisation	Perfect
Modulation	16 QAM
Sampling rate	256 and 512 samples per symbol
Clipping Level	2 dB
Sub carrier spacing	19.5 KHZ
Channel	AWGN
Number of CDA Rotations	16, 32, 128
Rotation Type	Regular only

20 The simulations indicate that the sixth embodiment can achieve a further PAPR reduction of 0.9dB to 1.5dB on top of the reductions achieved by PTS when the available allocations are restricted to regular rotations. If irregular rotations are permitted, the further PAPR reduction that is achievable can exceed 2dB. Accordingly,

a BER improvement of 0.003 to 0.005 can be achieved in a PTS system having a BER of 0.01 at a signal to noise ratio (E_b/N_0) of 14dB.

The advantages achieved by the sixth and seventh
5 embodiments are analagous to those achieved by the fifth
embodiment in the case of the SLM method. In particular,
the sixth and seventh embodiments have the effect of
making PTS feasible even when the number of sub-carriers
is large. The BER and/or PAPR performance can therefore
10 be improved even with fewer sub-blocks (smaller M) and if
fewer IFFT operations are carried out than would be
required by the conventional PTS method. The combined
CDA-PTS methods of the sixth and seventh embodiments
create the possibility of exploiting a better data
15 allocation within the sub-groups on an individual or
collective basis. Because the PTS method starts PAPR
reduction based on a signal which has already been
processed and PAPR-reduced by the CDA method, the initial
gain provided by the CDA method makes it possible to
20 improve the overall probability of the PAPR meeting a
desired threshold.

It will be appreciated that many variations on the sixth and seventh embodiments are possible.

A first variation on the seventh embodiment is to
25 restrict the available allocations to the same rotation
in each CDA unit 424_1 and 424_M . This has the advantage
that only one rotation value is required and the size of
the search space is substantially reduced. In this case,
the rotation value can be supplied as side information or
30 it can be signalled by inserting a rotational pilot
symbol PS_{rot} into at least one of sub-groups of reordered
symbols.

A second variation on the sixth or seventh
embodiments is to calculate a potential transmitted

signal for each available combination of available allocation and available PTS phase vector. For each such potential transmitted signal a PAPR measure can be produced, and the combination of allocation and phase vector which provides the lowest PSPR can be selected. PTS processing has the advantage over SLM that the search for a suitable phase vector is carried out post-IFFT processing.

Assuming the number of available allocations is M , $M \times M$ IDFT operations are required to calculate potential transmitted signals for all the allocations. For each available allocation, the partial transmit sequences produced by the M IDFT operations can be used V times to calculate a potential transmitted signal for each of the V available phase vectors.

Next, an OFDM transmitter 500 according to an eighth embodiment will be described with reference to Figure 35. The transmitter 500 of the eighth embodiment is adapted to carry out circular data allocation (CDA) and a tone reservation (TR) method in combination with one another. In Figure 35, elements of the transmitter 500 which are the same as elements of the conventional TR transmitter 80 of Figure 4 have the same reference numerals as in Figure 4.

The transmitter 500 of the eighth embodiment differs from the transmitter 80 of Figure 4 in that a circular data allocation unit 502 is inserted between a serial-to-parallel converter 84 (which corresponds to the data information unit in Figure 4) and the tone allocation unit 82. The serial-to-parallel converter 84 outputs in parallel a group of $N-L$ input symbols of the circular data allocation unit 502. The circular data allocation unit 502 outputs a group of reordered input symbols to the tone allocation unit 82.

The transmitter 500 also comprises a control unit 504 which is adapted to control the operation of the circular data allocation unit 502 and the operation of the TR method, in particular the operation of the gradient algorithm unit 92. The control unit 504 outputs a selected rotation value R_{CDA} to the circular data allocation unit 502 and the circular data allocation unit reorders the group of input symbols in accordance with the selected rotation value R_{CDA} .

The control unit 504 seeks to reduce the PAPR by employing a combination of CDA and TR. A number of different approaches may be adopted by the control unit 504, as will be described later. However, before describing these different approaches, the basic features of the TR method will be described.

In a TR transmitter such as the transmitter 500, a number L of the N available OFDM sub-carriers are reserved. These L reserved sub-carriers are not used to carry any data information, and are only used for reducing the PAPR value of the transmitted OFDM signal. It is the reservation of the L sub-carriers (or tones) that gives the Tone Reservation technique its name.

The reordered input symbols are supplied from the tone allocation unit 82 as a data vector X . The tone reservation symbols are supplied from a peak reduction symbol unit 86 to the tone allocation unit 82 as a vector C , hereinafter referred to as the peak reduction vector.

The data vectors X and C are configured so as to lie in disjoint frequency subspaces, i.e., $X_k = 0, k \in \{i_1, \dots, i_l\}$. and $C_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_l\}$. That is, vectors X and C are of the same size but each have zero values where the other has non-zero values. Effectively, this means that the data

symbols of the data vector X are transmitted over $N-L$ of
 the N available sub-carriers, and the symbols of the peak
 reduction vector C are transmitted over the remaining L
 sub-carriers of the N available sub-carriers. As will be
 5 seen, this formulation is distortionless and may lead to
 simple decoding of the data symbols that are extracted
 from the eventual transmitted OFDM signal in the receiver,
 by focusing exclusively on the set of values $k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$ at
 the receiver FFT output. Moreover, it allows simple
 10 optimization techniques for the computation of the peak
 reduction vector C . The L non-zero values in C will be
 called *peak reduction tones*.

The L tones $\{i_1, \dots, i_L\}$ are assumed to have been fixed at
 the beginning of the transmission and not to be changed
 15 until the transmission is over or some new information
 about the channel is fed back to the transmitter. That
 is, it is assumed that the L chosen sub-carriers are
 fixed for the present discussion. However, it will be
 appreciated that different distributions of the L tones
 20 are possible.

Calling \hat{C} the nonzero values of C , i.e., $\hat{C} = [C_{i_1} \dots C_{i_L}]^T$
 and $\hat{Q} = [q_{i_1} \dots q_{i_L}]$ the submatrix of Q constructed by
 choosing its columns $\{i_1, \dots, i_L\}$, then $c = QC = \hat{Q}\hat{C}$. In a
 previously-considered OFDM transmitter employing the TR
 25 technique in conjunction with direct PAPR reduction, to
 minimize the PAPR of $x + c$ we must compute the vector c^*
 that minimizes the maximum peak value, i.e.:

$$\min_c \|x + c\|_\infty = \min_{\hat{c}} \|x + \hat{Q}\hat{c}\|_\infty \quad (32)$$

30

A gradient algorithm is one preferred solution for
 computing c^* with low complexity. The basic idea of the

gradient algorithm is an iterative process of clipping the prospective OFDM signal. As is well known in the art, amplifiers are typically unable to handle signals outside their linear range. Accordingly, it can be advantageous to clip the prospective OFDM signal peaks to a clipping level in the time domain. This clipping can be interpreted as subtracting an impulse function from the OFDM signal, the impulse having been time shifted to the location of the signal peak to be clipped, and scaled so that the power of the peak tone should be reduced to the desired target clipping level.

The use of an ideal impulse function is disadvantageous, since such an impulse function has frequency components at all sub-carrier frequencies. That is, the subtraction of a pure impulse function from the prospective OFDM signal in the time domain will affect all of the sub-carrier symbols of the corresponding OFDM symbol in frequency domain. That is, this subtraction in the time domain will alter not only C but also X .

To overcome this problem, an impulse-like function is designed, which only has frequency values in the reserved tone locations, i.e. in the L tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$. Accordingly, in the transmitter 500, a particular vector \mathbf{P} is stored in advance and may be input via the peak reduction symbol unit source 86 as an initial seed value of the peak reduction vector \mathbf{C} . Alternatively, as P is predetermined, an IFFT output \mathbf{p} for P may be calculated in advance for each available version of P and stored as discussed below. The vector \mathbf{P} may be defined as $P_k = 1, k \in \{i_1, \dots, i_L\}$ and $P_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$. Also, the IFFT output of \mathbf{P} , i.e. \mathbf{p} , may be defined as $\mathbf{p} = [p_0 p_1 \dots p_{N-1}]$. That is, \mathbf{p} is the IFFT output of the

vector \mathbf{P} whose value is 1 at the tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$, and 0 elsewhere. \mathbf{p} will be referred to as the *peak reduction kernel* and is, in frequency, only a function of the received tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$.

5 As the peak reduction kernel \mathbf{p} is independent of the data symbols, it can be calculated in advance of normal operation of the transmitter 500 and stored in the memory 94. It will of course be appreciated that as the peak reduction kernel \mathbf{p} is a function of the tone locations
10 $\{i_1, \dots, i_L\}$, i.e. of the sub-carriers chosen to transmit the reserved tones, a different peak reduction kernel \mathbf{p} is required for each different selection of the L reserved tones (sub-carriers) from the N available tones (sub-carriers). Accordingly, a number of different peak
15 reduction kernels \mathbf{p} may be stored in the memory 94, each corresponding to a different selection of the L reserved tones.

 It will be appreciated that the peak reduction kernel \mathbf{p} will have its peak at the location p_0 but will
20 also have some leakage at the locations $p_1 \dots p_{N-1}$. As the number of the reserved tones L becomes larger, the peak at the location p_0 will of course become larger and the leakage at the locations $p_1 \dots p_{N-1}$ will become smaller, leading to a better performance of the transmitter.
25 Conversely, however, as the number L becomes larger, the system redundancy increases, as fewer of the N sub-carriers are used to carry data. This leads to a decrease in system throughput. Accordingly, there is a trade-off between performance and system throughput when
30 selecting the number L.

 Accordingly, the memory 94 of the transmitter 500 stores one or more peak reduction kernels \mathbf{p} , each

relating to a different set of L sub-carriers that may be chosen as the reserved tones. During operation, the control unit 504 supplies a control signal to the tone allocation unit 82 to control which L sub-carriers are used as reserved tones. The control unit 504 also accesses the memory 94 to supply the corresponding peak reduction kernel \mathbf{p} to the gradient algorithm unit 92.

The operation of the transmitter therefore proceeds with either the peak reduction vector \mathbf{c} , or the vector \mathbf{p} corresponding to the chosen peak reduction kernel \mathbf{p} , being supplied to the tone allocation unit 82 with the data vector \mathbf{x} . An N -point IFFT operation is carried out by the N -point IFFT unit 88, and the results are parallel-serial converted in the parallel-serial conversion unit 90.

A gradient algorithm is then performed by the gradient algorithm unit 92 on the output of the parallel-serial conversion unit 90 until the signal has an acceptable PAPR value, at which point it is transmitted.

The gradient algorithm is an iterative clipping algorithm using the chosen peak reduction kernel \mathbf{p} . The original output signal (OP1) is supplied to a peak detector where a peak (or several peaks) to be eliminated therefrom is/are detected. For the present explanation, however, it will be assumed that only one peak is to be eliminated during each iteration. Information derived from the peak detector is used to circular shift, scale, and phase rotate the chosen peak reduction kernel \mathbf{p} , in the time domain. This shifting, scaling and phase rotating is carried out such that the peak of the chosen peak reduction kernel \mathbf{p} is aligned with the detected peak in the output signal, and has a magnitude equal to the magnitude of the output signal above the clipping level at that point. This shifted, scaled and phase-rotated

version of the chosen peak reduction kernel \mathbf{p} is subtracted from the original output signal OP1 to produce a modified output signal OP2.

As the vector \mathbf{P} which produced the chosen peak
5 reduction kernel \mathbf{p} only has values at the tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$, this shifting, scaling and phase rotating in the time domain only affects the values at those tone locations (sub-carriers), and the other tones (sub-carriers) remained unchanged. That is, importantly, the
10 data vector \mathbf{X} remains present in the modified output signal OP2 and is not affected by the iterative clipping operations.

If the PAPR value is considered acceptable, the control unit 504 passes the modified output signal OP2 on
15 for transmission. Otherwise, the modified output signal OP2 is passed back to the input again. Accordingly, the iterative process is continued and a further modified output signal OP3 is obtained. Importantly, the data vector \mathbf{X} remains present in the further modified output
20 signal OP3, and in all further modified output signals, and is not affected by the iterative clipping operations.

The iterative clipping operations are carried out either until the modified output signal has an acceptable PAPR value, or until a set number of iterations have been
25 carried out. The final modified output signal is then passed on for transmission.

It will be appreciated that the optimization is carried out on the time domain signal. Accordingly, only one IFFT operation is needed and the complexity is very
30 low.

One example of the gradient algorithm may be based on the following iterative formula:

$$\mathbf{x}^{i+1} = \mathbf{x}^i - \mu \cdot \sum_{|x_n^i| > A} \alpha_n^i \mathbf{p}_n \quad (33)$$

where: i is the iteration index;
 μ is the updating step size;
 n is the index for which sample x_n is greater
 5 than the clipping threshold;
 $\alpha_n^i = x_n^i - A \cdot \exp(j \cdot \text{angle}(x_n^i))$; and
 \mathbf{p} is the peak reduction kernel vector.

As already discussed, the kernel is a time domain
 10 signal that is as close as possible to the ideal impulse
 at the location where the sample amplitude is greater
 than the predefined threshold. This way the peak could be
 cancelled as much as possible without generating
 secondary peaks.

15 The gradient algorithm of equation (33) seeks to
 cancel all peaks that satisfy $|x_n| > A$ in each iteration
 cycle, rather than just one peak as described above.
 Alternatively, to cap the computational burden on the
 transmitter 500 it is possible to choose a fixed number
 20 of peaks to be cancelled in one iteration instead of all
 the peaks that satisfy $|x_n| > A$.

The first approach which can be adopted by the
 control unit 504 in the eighth embodiment is illustrated
 in Figure 36. As shown in Figure 36, the control unit
 25 comprises N calculation units 510₁ to 510_N and a
 selection unit 512. In this example, it is assumed that
 the number of available circular data allocations
 (rotations) is N , where N is the number of sub-carriers.
 Of course, the number of available rotations could be
 30 greater than N or smaller than N if desired. Each
 calculation unit 510 corresponds to a different one of

the available rotations. The calculation unit for each rotation calculates a potential transmitted signal without taking into account the effect of the TR method, i.e.

5

$$s^r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^r e^{j2\pi n\Delta ft}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (34)$$

The respective potential transmitted signals for the different available rotations are supplied to the selection unit 512 which calculates a measure of PAPR of each potential transmitted signal, for example according to equation (3) described previously. The selection unit 512 then selects the potential transmitted signal rx_{best} having the lowest PAPR measure and outputs the selected potential transmitted signal to the gradient algorithm unit 92. The selection unit 512 also outputs to the circular data allocation unit 502 the rotation value R_{CDA} corresponding to the selected potential transmitted signal, i.e.

20

$$R_{\text{CDA}} = \min_r (\zeta_r) \quad (35)$$

The rotation value R_{CDA} may be signalled to the receiver(s) explicitly as side information or by using one of the group of reordered symbols as a rotational pilot symbol PS_{rot} .

25

In some OFDM systems, the PAPR level is less critical and the amplifier may have a fairly good clipping level. In such systems, for most groups of input symbols it is desirable to avoid excessive application of the gradient algorithm. In such OFDM systems, the PAPR reduction achievable by CDA alone may be sufficient for many groups of input symbols.

30

A second approach which may be adopted by the control unit 504 in Figure 35 is described next with reference to Figure 37. In this approach, the control unit 504 has a selection unit 514 which, in addition to
 5 selecting the potential transmitted signal rx_{best} having the lowest PAPR, compares the PAPR measure for the best signal rx_{best} with a threshold value. If the PAPR reduction achieved by the best signal rx_{best} is already above the threshold, the selection unit 514 bypasses the
 10 gradient algorithm unit 92 and generates the final transmitted signal based on the best signal without applying the gradient algorithm. In this way, processing burden is reduced. Only if the PAPR reduction achieved by the potential transmitted signal rx_{best} is below the
 15 threshold is the gradient algorithm unit 92 activated and used to produce a final transmitted signal $rx_{best} + c$ as in the first approach.

A third approach which can be adopted by the control unit 504 in the eighth embodiment will now be described with reference to Figure 38. The approaches of Figures
 20 36 and 37 are non-optimal serial approaches in which the TR method is carried out after selecting the best potential transmitted signal rx_{best} . In Figure 38 an optimum non-serial approach is adopted which seeks to
 25 find the minimum-PAPR solution for all available combinations of circular data allocation (r) and TR code C . In particular, the control unit in the approach of Figure 38 seeks to determine

$$\min_{r,C} \|\mathbf{x}_r + \mathbf{C}\|_{\infty} = \min_{r,C} \|\mathbf{x}_r + \hat{\mathbf{Q}}\mathbf{C}\|_{\infty} < \|\mathbf{x}\|_{\infty} \quad (36)$$

30 As illustrated in Figure 38, the control unit 504 in the third approach employs N calculation units 510_1 to 510_N to calculate respective potential transmitted

signals rx_1 to rx_N for the N different available rotations. In this case, the control unit 38 also has a gradient algorithm unit 92_1 to 92_N for each available rotation, and accordingly applies the gradient algorithm
5 simultaneously to all of the potential transmitted signals rx_1 to rx_N . The gradient algorithm units 92_1 to 92_N output respective TR-adjusted potential transmitted signals $rx_1 + C_1$ to $rx_N + C_N$. A selection unit 518
10 calculates a measure of PAPR for each such signal and selects the potential transmitted signal which has the lowest PAPR. Optionally, the selection unit 518 may first calculate the PAPR for each of the potential transmitted signals rx_1 to rx_N . In this case, none of the gradient algorithm units would be activated if the
15 PAPR value of any of the transmitted signals rx_1 to rx_N was already below some threshold. This transmitted signal having an acceptable PAPR value would then simply be selected without applying the gradient algorithm at all, so as to save processing power.

20 A fourth approach which can be adopted by the control unit 504 of the eighth embodiment will now be described with reference to Figure 39. The control unit in this approach calculates a potential transmitted signal rx_1 to rx_N for each available rotation in the same
25 way as in the third approach. The resulting potential transmitted signals are supplied to respective gradient algorithm units 192_1 to 192_N . These gradient algorithm units 192_1 to 192_N operate in basically the same way as the gradient algorithm units 92_1 to 92_N of the preceding
30 approaches except that the operation of each of the gradient algorithm units 192_1 to 192_N is limited to an initial M iterations.

The respective TR-adjusted potential transmitted signals $rx_1 + C_1$ to $rx_N + C_N$ are supplied to a selection

unit 520. The selection unit 520 selects that one of the TR-adjusted potential transmitted signals that has the lowest PAPR. This signal is supplied by the selection unit 520 to a further gradient algorithm unit 192_F which
 5 is used to continue the gradient algorithm on the selected potential transmitted signal. After the further gradient algorithm unit 192_F has carried out the required number P of further iterations, the final signal for transmission is produced.

10 It will be appreciated that, when combining CDA and TR, it is possible to isolate the reserved tones from the rotated input symbols so that the input symbols rotate without affecting the reserved tones. However, it is also possible to circulate the input symbols within the
 15 reserved tones. As long as the receiver is informed in advance of the rotation value R_{CDA}, the identities of the circulating reserved tones can be identified by the receiver. In this case, the peak reduction kernel can be written as follows.

$$20 \quad \mathbf{p}^r = \frac{\sqrt{N}}{K} \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{1}_K^r \quad (37)$$

Next, the operation of the control unit 504 in the third approach mentioned above (Figure 38) will be described in more detail. The operations required comprise off-line computations which are carried out once
 25 only prior to activation of the transmitter, and online iterations which are carried out for each iteration of the gradient algorithm.

Off line computation:

1. Calculate the original kernel vector \mathbf{p}^r based on the
 30 rotations considered and a 2-norm criteria, which is the IFFT of $\mathbf{1}_K^r$ (all tones except guard band);

2. Quantify the original kernel to get derived kernels and store them in advance, in memory 94 (Figure 35).
Online iterations: The algorithm is based on each input OFDM symbol.
- 5 1. Select the target PAPR value and corresponding threshold A ;
2. Find the all sample locations n_i for which $|x_{r,n_i}| > A$.
- Choose the best $r = R$ with the minimum number of sample above threshold. If all the samples already
- 10 below the threshold transmit the signal.
3. Otherwise set $\mathbf{x}^{i=0} = \mathbf{x}_R$ and select corresponding $\mathbf{1}_K^R$ and \mathbf{p}^R .
4. Find fixed number of samples (in order) with locations n_i in which $|x_{n_i}| > A$;
- 15 5. If all samples are below the target threshold, transmit \mathbf{x}^i . Otherwise, search in the derived kernels to find matched one and right circle shift in time domain;
6. Update \mathbf{x}^i according to Equation (33);
- 20 7. Repeat step 4 to step 6 until i reaches maximum iteration limit. Transmit final \mathbf{x}^i .

The corresponding detailed operations for the fourth approach (Figure 39) are as follows.

25 Off line computation:

1. Calculate the original kernel vector \mathbf{p}^r based on all the rotations considered and a 2-norm criteria, which is the IFFT of $\mathbf{1}_K^r$ (all tones except guard band);

2. Quantify the original kernel to get derived kernels and store them in advance.

Online iterations: The algorithm is based on each input

- 5 OFDM symbol.
 1. Select the target PAPR value and corresponding threshold A ;
 2. Set $\mathbf{x}^{i=0} = \mathbf{x}_r$ and select corresponding $\mathbf{1}_K^r$ and \mathbf{p}^r .
 3. Find fixed number of samples (in order) with
 - 10 locations n_i in which $|\mathbf{x}_{n_i}| > A$;
 4. For all the rotations find out if all samples are below the target threshold, transmit the rotated signal satisfying the criteria. Otherwise select M rotations, r_1, \dots, r_M with minimum n_i .
 - 15 5. Perform the first iteration of the algorithm as in Equation (33) for each $\mathbf{x}^{i=0} = \mathbf{x}_{r_m}$, $m = 1 \dots M$,
 6. For result of application of first iteration of all rotations find the all sample locations n_i for which

$$|\mathbf{x}_{r,n_i}| > A .$$
 - 20 7. Otherwise choose the best $r_m = R$ with the minimum number of sample above threshold.
 8. Drop all the other rotations and don't carry on updating their iterative equations further and carry on only with the gradient algorithm with the best
 - 25 $r_m = R$ for next updates.
 9. Find fixed number of samples (in order) with locations n_i in which $|\mathbf{x}_{n_i}| > A$;
 10. If all samples are below the target threshold, transmit \mathbf{x}^i . Otherwise, search in the derived kernels

to find matched one and right circle shift in time domain;

11. Update \mathbf{x}^i according to Equation (33);

12. Repeat step 9 to step 11 until i reaches maximum

5 iteration limit. Transmit final \mathbf{x}^i .

For all except one rotation selected in step 7, the iterative algorithm will stop at step 8 avoiding the need to perform the entire iterations.

Figure 40 shows parts of an OFDM receiver 530
10 adapted for use with the OFDM transmitter 500 of the eighth embodiment. The receiver 530 comprises a TR receiving unit 532, a rotational pilot detection unit 534, and a circular data allocation unit 536. The TR receiving unit 532 receives at an input thereof a signal
15 transmitted by the transmitter 500. The TR receiving unit 532 carries out reverse TR processing on the received signal to produce a group of reordered symbols. The group of reordered symbols are also supplied to the rotational pilot detection unit 534 which detects the
20 position of the or each rotational pilot symbol PS_{rot} within the group of reordered symbols. The rotational pilot detection unit 534 outputs the rotation value R_{CDA} corresponding to the detected position. The circular data allocation unit 536 reorders the group of symbols
25 according to the rotation value R_{CDA} to restore the symbols to their original order.

Figure 41 shows another OFDM receiver 540 adapted for use with the transmitter 500 of the eighth embodiment. In this case, the transmitter transmits the rotation
30 value R_{CDA} to the receiver 540 as side information via a control channel. Accordingly, the rotational pilot detection unit 534 of the receiver 530 can be omitted.

The performance of the transmitter of the eighth embodiment was simulated based on the simulation assumptions set out in Table 5 below.

5

Table 5

Parameter	Value
Total number of sub carriers	2048
Targeted PAPR	6.5
Synchronisation	Perfect
Modulation	16 QAM
Channel	AWGN
Rotation Type	Regular only
TR Iterations	30

The results of the simulation are illustrated in Figure 42. In Figure 42, the performance of five different systems is represented, namely (a) an OFDM system having no PAPR reduction, (b) the system described in the Park paper with the number L of reserved sub-carriers is set at 30, (c) Park's OFDM system with L = 60, (d) the eighth embodiment with L = 30, and (e) the eighth embodiment with L = 60. In each case, Figure 42 shows the variation of complementary cumulative density function (CCDF) of PAPR as a target PAPR value $PAPR_0$ is varied. The CCDF is a measure of a probability P_r of achieving the target value $PAPR_0$ for S symbols (S = 1 million symbols in Figure 42). Effectively, the CCDF is a measure of failure of the PAPR reduction activity, i.e. a measure of the probability that the actual PAPR will be greater than the target $PAPR_0$. The further a curve is to the left in Figure 42, the lower the probability of failure for a particular value of $PAPR_0$.

As can be seen from Figure 42, the systems (d) and (e) according to the eighth embodiment can provide a

significant performance improvement compared to the other systems. The use of CDA provides an initial 0.8dB to 2dB reduction in PAPR (depending on whether regular or irregular rotations are available). Then, the TR method
5 reduces the PAPR further leading to the results shown in Figure 42. Effectively, TR starts with a signal which is already enhanced and needs fewer iterations to reduce the PAPR to the desired target level.

10 In the eighth embodiment, it is also possible to add a randomly-generated known phase adjustment in addition to CDA, as described previously in relation to the fourth embodiment.

The advantages which are achieved by the eighth
15 embodiment by using the combination of CDA and TR are generally analagous to those which are obtained by using the combination of CDA and SLM or of CDA and PTS, as described previously with reference to the fifth to seventh embodiments. For example, the combination of CDA and TR can make TR feasible even when the number of sub-
20 carriers is large. The BER performance and/or PAPR performance can be improved using fewer reserved sub-carriers, which has the effect of improving the capacity. Essentially, the combination of CDA and TR creates the
25 possibility of exploiting a better allocation of input symbols to sub-carriers to further enhance the PAPR performance of the TR method. The initial gain achieved by CDA in terms of PAPR reduction makes it possible to improve the overall probability of the PAPR being above a target threshold.

30 Figure 43 is a flow diagram of a method 601 embodying the present invention. The method 601 comprises steps S1 to S5. In step S1, one or more sets of indicators are obtained, each set of indicators relating to a different prospective OFDM signal. Each

obtained indicator may be indicative of a magnitude of a predetermined property of its related prospective OFDM signal expected at a respective signal time. The predetermined property may be, for example, a voltage, a current, or a power level.

The or each prospective signal may be representative of any amount of data. For example, the or each prospective signal may represent one OFDM symbol, or may represent an OFDM frame comprising a plurality of OFDM symbols. The signal times to which the indicators relate may be regularly or irregularly spaced along the prospective OFDM signal concerned.

In step S2, those indicators which satisfy a predetermined condition are identified for each set. The predetermined condition may be, for example, that the magnitude has exceeded a threshold level. For example, if the predetermined property is a signal power level, the predetermined condition may be a threshold power level.

In step S3, the identified indicators are accumulated for each set of indicators. The accumulation may involve counting the number of identified indicators for each set. Alternatively, or in addition, the accumulation may involve summing the magnitudes of the identified indicators for each set, or summing a part of the magnitude of each identified indicator for each set. In preferred embodiments of the present invention, the accumulation involves summing those parts of the magnitudes of the identified indicators that exceed a threshold level. The identified indicators may, of course, be accumulated in any other way.

In step S4, the suitability of the or each prospective OFDM signal is assessed based on the result of the accumulation. The suitability of a particular

prospective OFDM signal for transmission may be assessed by comparing the accumulation result for that signal with a predetermined suitability threshold level, or set of threshold levels. This method of assessment may be
5 carried out, for example, if only one prospective OFDM signal exists. Alternatively, the suitability of a particular prospective OFDM signal for transmission may be assessed by comparing the result of the accumulation
10 for that prospective signal with the result of the accumulation for other prospective signals. In that case, one prospective OFDM signal may be more suitable for transmission than another prospective OFDM signal, for example if it has the higher (or lower) accumulation result.

15 In step S5, one prospective signal is transmitted based on the result of the suitability assessment of step S4. For example, the most suitable prospective OFDM signal may be transmitted.

Figure 44 is a schematic diagram of a transmitter
20 602 according to a ninth embodiment of the present invention. The transmitter 602 is operable to carry out the method 601, and accordingly comprises an indicator obtaining unit 604, a signal storage unit 606 storing a set of prospective OFDM signals, an identification unit
25 608, an accumulating unit 610, an assessing unit 612, and a transmission unit 614.

The indicator obtaining unit 604 is operable to obtain one or more sets of indicators, each set relating to a different prospective OFDM signal of the set of
30 signals stored in the signal storage unit 606. The identification unit 608 is operable, for each set, to identify those indicators which satisfy a predetermined condition. The accumulating unit 610 is operable, for each set, to accumulate the identified indicators

identified in the identification unit 608. The assessing unit 612 is operable to assess the suitability of the or each prospective OFDM signal for transmission based on the result of the accumulation carried out in the
5 accumulating unit 610. The transmission unit 614 is operable to transmit a prospective signal as a transmitted OFDM signal 616 based on the result of the suitability assessment carried out in the assessing unit 612.

10 In the tenth, eleventh and twelfth embodiments of the present invention described hereinafter, the obtained indicators are indicative of a magnitude of a signal power of a prospective OFDM signal expected at a respective signal time. Furthermore, in those
15 embodiments, the indicators are identified if the expected magnitude of the signal power at the signal time concerned is greater than a predetermined signal power threshold level (predetermined condition).

The predetermined signal power threshold level may
20 be the actual signal power clipping level of an amplifier in a transmitter embodying the present invention. It may, however, be advantageous to use a different level as the predetermined signal power threshold level. For example, a group of prospective OFDM signals may each have many
25 peaks of varying magnitudes but each exceeding the actual clipping level of an amplifier in the transmitter. In that case, a large number of indicators may be identified which may lead to a high processing burden on the amplifier. Further, such peaks may be, in part,
30 attributable to noise in a practical transmitter.

Accordingly, it may be advantageous to employ a predetermined signal power threshold level that is higher than the actual signal power clipping level of the amplifier. This will have the effect that the number of

peaks in the same prospective OFDM signals that exceeds the higher threshold is reduced. This will lead to a reduced processing burden on the amplifier, and may reduce the transmitter's sensitivity to noise in a practical transmitter. It will be appreciated that a trade-off can be made in the setting of the predetermined threshold level, between, on the one hand accumulating enough indicators to distinguish between prospective OFDM signals and, on the other hand, increasing the processing burden placed on the transmitter. If the level is set too high, either no indicators will be accumulated, or only one indicator will be accumulated, that indicator representing the peak power level.

In the tenth, eleventh and twelfth embodiments of the present invention, the accumulation of the identified indicators produces an accumulated clipped power (ACP) value because the indicators each represent a signal power level. The ACP value may be considered to represent an expected amount of signal energy of the prospective OFDM signal that would be lost if the prospective signal was clipped at the signal power threshold level (clipping level). It will be appreciated that other accumulations may be carried out, however the result of the accumulations carried out in the further embodiments of the present invention disclosed herein will be referred to as Accumulated Clipped Powers (ACP).

Figure 45 is a schematic diagram of parts of an OFDM transmitter 620 according to the tenth embodiment of the present invention. The OFDM transmitter 620 employs the SLM technique.

The transmitter 620 comprises an available phase vector storage unit 622, a phase vector selection unit 624, and a transmission unit 626. The available phase vector storage unit 622 stores data relating to U

available phase vectors. Each phase vector \mathbf{P}_u is made up of N phase elements $\phi_0, \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N-1}$. Accordingly, $\mathbf{P}_u = [e^{j\phi_0^u}, e^{j\phi_1^u}, \dots, e^{j\phi_{N-1}^u}]$, where $\phi_n^u \in (0, 2\pi]$, $u \in \{1, \dots, U\}$.

The phase vector selection unit 624 has access to the stored available phase vectors and also receives a block C of input data which is to be transmitted by the transmitter 620 in a particular transmission time interval (TTI). As is well known in the art, an OFDM symbol is made up of a block of N modulation symbols, and each of the N modulation symbols is transmitted using one of the N orthogonal sub-carriers. The adjacent sub-carrier separation is $\Delta f = 1/T$ where T is the OFDM signal duration (TTI duration). The resulting OFDM signal, before application of one of the U available phase vectors thereto, may be expressed as

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi nft}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (37)$$

Where $\mathbf{C} = (c_0, c_1, \dots, c_{N-1})$ represents a vector of N constellation symbols from a constellation.

The phase vector selection unit 624 calculates the vector product of the input data vector C and each of the available phase vectors \mathbf{P}_u to produce U prospective OFDM symbols.

Each prospective resulting OFDM signal, after application of one of the U available phase vectors, may be expressed as

$$s_u(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi n\Delta ft + \phi_n^u)} \quad (38)$$

The time domain samples of each resulting OFDM signal are thus given by

$$\mathbf{S}(u) = [s_0(u), s_1(u), \dots, s_{M-1}(u)]^T, \quad u = 1 \dots U \quad (39)$$

where M represents the number of samples.

It may be assumed that the amplitude clipping performed in the amplifier of the transmitter 620 limits
 5 the peak envelope of the input signal to a predetermined value, or otherwise passes the input signal undistorted. That is,

$$y = \begin{cases} s, & |s| < A \\ Ae^{j\phi(s)}, & |s| \geq A \end{cases} \quad (40)$$

10 where $\phi(s)$ is the phase of s .

The calculation of the accumulated clipped power (ACP) for the SLM technique carried out in the transmitter 620 is defined based on the following procedure. The mean signal power μ for each prospective
 15 OFDM signal, i.e. after the application of each phase vector \mathbf{P}_u of the U available phase vectors, is determined as

$$\mu = E(|s_k(u)|^2), \quad k=1 \dots M \quad (41)$$

where E is an expectation/averaging function.

20 The clipping level A_c is defined as

$$(A_c)_{dB} = \mu_{dB} + A_{dB} \quad (42)$$

Accordingly, it can be seen that the clipping level A_c (i.e. the threshold used to identify the indicators) is set at a level A above the mean signal power μ in the
 25 present embodiment. It will be appreciated, however, that the clipping level A_c could be set at any level.

The Accumulated Clipped Power (ACP) for each candidate OFDM signal (i.e. for each prospective OFDM signal formed by using one respective phase vector \mathbf{P}_u of
 30 the U available phase vectors) may be calculated as follows:

$$ACP_u = \sum_{k=0}^M \eta_k \quad (43)$$

where

$$\eta_k = \begin{cases} |s_k(u)|^2 - A_c, & \text{when } |s_k(u)|^2 > A_c \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (44)$$

5 It will be appreciated that the indicators are the values $|s_k(u)|^2$, and that they are accumulated (i.e. the parts of them that exceed A_c are summed) to give an ACP value in equation 43. Equation 43 serves only to accumulate identified indicators because the other
10 indicators are effectively ignored in equation 44 (by being assigned the value 0) so that they do not affect the accumulation.

In order for the transmitter to transmit the most suitable prospective OFDM signal, i.e. the OFDM signal
15 having the lowest ACP, the phase vector selection unit 624 accordingly selects the vector u_{ACP} (i.e. \mathbf{P}_u , where $u = u_{ACP}$) so that the following equation is minimized.

$$\min_u (ACP_u) \quad (45)$$

Put more simply, the one of the U available phase
20 vectors which causes the corresponding prospective OFDM signal to have the lowest ACP is selected for use by the transmission unit 626, and that value u of U values is referred to as u_{ACP} .

Accordingly, the candidate OFDM symbol having the
25 lowest ACP, i.e. using the selected phase vector $\mathbf{P}_{u_{ACP}}$, is then transmitted by the transmission unit 626.

Figure 46 is a flow chart for use in explaining operations carried out in the transmitter 620. Accordingly, the flowchart for Figure 46 details a method

628 embodying the present invention. The method 628 comprises steps S10 to S13.

In step S10, the phase vector selection unit 624 receives a block C of data to be transmitted by the transmitter 620. In step S11, the phase vector selection unit 624 calculates the vector product $C \otimes P_u$ for each one of the U available phase vectors.

In step S12, the phase vector $P_{u_{ACP}}$ which generates the OFDM signal with the lowest ACP is identified, for example by applying equation (43) to calculate the ACP value expected for the application of each phase vector P_u , and looking for the minimum ACP value. In step S13, the block of data C is transmitted as an OFDM signal 627 using the identified phase vector $P_{u_{ACP}}$.

Figures 47 and 48 are example wave form diagrams of two prospective signals A and B, respectively. Figure 47 shows the expected signal power level of prospective OFDM signal A which will be transmitted by the transmitter 620 if the block of data C was combined with a first phase vector P_1 . Figure 48 shows the expected signal power level of prospective OFDM signal B, which will be produced by combining the block of input data C with a second phase vector P_2 . A predetermined signal power clipping level is shown on each of Figures 47 and 48, and may be the actual clipping level of an amplifier in the transmitter 620, or may be set at a different level.

By comparing Figures 47 and 48, it can be seen that the prospective signal A is expected to have a slightly lower PAPR than the prospective signal B. This can be seen because although the two signals are reasonably similar, the signal peak of the waveform in Figure 48 is higher than the signal peak in the waveform of Figure 47. Accordingly, a previously-considered OFDM

transmitter employing the SLM technique and seeking to transmit the prospective OFDM signal with the lowest PAPR would choose to transmit the prospective signal A using the phase vector P_1 , rather than the prospective signal B.

Also by comparison of Figure 47 with Figure 48, it can be seen that stronger signal elements are subject to clipping in the prospective signal A than in the prospective signal B. Accordingly, the prospective signal B has a significantly less overall ACP than the prospective signal A. Accordingly, the transmitter 620 embodying the present invention would choose to transmit the prospective signal B using the phase vector P_2 , rather than the prospective signal A.

Simulations have been carried out to compare the operation of a previously-considered OFDM transmitter (employing the SLM technique based on direct PAPR reduction) with a transmitter embodying the present invention, for example the transmitter 620. The transmitter 620 also employs the SLM technique but based on direct ACP reduction.

Figure 49 is a table listing the system parameters used for transmission in the simulations. Figure 49 shows that the simulations were carried out using two different transmitter configurations. Firstly, the simulations were carried out using 128 sub-carriers and an SLM set size (i.e. the total number of available phase vectors) of 64. Secondly, the simulations were carried out using 512 sub-carriers, and an SLM set size of 128. In each simulation, the synchronization was perfect, the modulation scheme used was 16 QAM, the clipping level employed was 2 dB, the sub-carrier spacing was 19.5 kHz, and the transmission channel was modelled using an AWGN (Additive White Gaussian Noise) model. Sampling rates of

256 and 1024 samples per symbol were also used in the simulations.

Figures 50 and 51 are graphs showing the results of the simulations to compare previously-considered
5 "traditional" SLM employing direct PAPR reduction, with SLM employing direct ACP reduction embodying the present invention. The graph of Figure 50 shows the results of the simulations carried out using 128 sub-carriers, and a SLM set size of 64. The graph of Figure 51 shows the
10 results of the simulations carried out using 512 sub-carriers and a SLM set size of 128.

By considering the graphs of Figures 50 and 51, it can be seen that in each case the application of the SLM technique employing ACP reduction, as carried out by
15 embodiments of the present invention, leads to improved BER (bit error rate) as compared to the application of the SLM technique employing direct PAPR reduction.

Figure 52 is a schematic diagram of parts of an OFDM transmitter 630 according to the eleventh embodiment of
20 the present invention. The OFDM transmitter 630 employs the PTS technique.

The transmitter 630 comprises a data symbol source 632, a pilot symbol source 634, a partitioning unit 636, a sub-division unit 638, a plurality of IDFT units 640₁
25 to 640_M, a plurality of multipliers 642₁ to 642_M, an optimisation unit 644, and a summation unit 646.

Data symbols DS for transmission are provided from the data symbol source 632, along with pilot symbols PS from the pilot symbol source 634, to the partitioning
30 unit 636 where the symbols are partitioned into vector blocks **X** for assigning to the available N sub-carriers.

Each block **X** is output in turn from the partitioning unit 636 to the sub-division unit 638 where it is

partitioned into M pairwise disjoint sub-blocks X_m , $1 \leq m \leq M$. All sub-carrier positions in X_m , which are already represented in another sub-block are set to zero, so that:

$$5 \quad \mathbf{X} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m \quad (46)$$

The overall process carried out in transmitter 630 seeks to alter the phase angles of the sub-carriers in each sub-block through several iterations to obtain the optimum combined output sequence, in which ACP is
10 minimized.

The phase-angle alteration is achieved by introducing complex-valued rotation factors b_m , where:

$$b_m = e^{j\phi_m} \quad (47)$$

$$15 \quad \phi_m \in (0, 2\pi], \quad m \in \{1, \dots, M\} \quad (48)$$

This introduction of factors b_m enables a modified sub-carrier vector:

$$20 \quad \tilde{\mathbf{X}} = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m b_m \quad (49)$$

which represents the same information as \mathbf{X} , if the set $\{b_m, 1 \leq m \leq M\}$ is known. Clearly, simply a joint rotation of all sub-carriers in sub-block m by the same angle $\phi_m = \arg(b_m)$ is performed.
25

To calculate $\tilde{x} = IDFT\{\tilde{X}\}$, the linearity of the IDFT is exploited. Accordingly, the sub-blocks are transformed by M separate and parallel IDFTs in the IDFT units 640₁ to 640_M, yielding:

30

$$\tilde{x} = \sum_{m=1}^M b_m \cdot \text{IDFT}\{X_m\} = \sum_{m=1}^M b_m \cdot x_m \quad (50)$$

where the M so-called partial transmit sequences $x_m = \text{IDFT}\{X_m\}$ have been introduced.

Based on the partial transmit sequences x_m , an
 5 optimisation process is carried out in the optimisation
 unit 644 to choose the vector \mathbf{b} (being a possible set of
 available factors b_m) so that the output signal has
 minimum ACP. As will be described below, the
 optimisation unit 644 selects the optimum vector
 10 $\mathbf{b}_{ACP} = [\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_M]$ to be applied to the multipliers 642₁ to
 642_M as shown in Figure 52.

Firstly, it will be appreciated that the time domain
 samples of the signal \tilde{x} may be represented as

$$15 \quad s_k = \sum_{m=1}^M b_m \cdot x_{k,m} \quad (51)$$

where $0 \leq k \leq NL-1$ assuming an L-times over-sampled time
 domain signal.

Secondly, it is assumed that the amplitude clipping
 in an amplifier of the transmitter 630 limits the peak
 20 envelope of the input signal to a predetermined value or
 otherwise passes the input signal undistorted (in a
 similar way as described with respect to the transmitter
 620 of Figure 45), that is,

$$25 \quad y = \begin{cases} \tilde{x}, & |\tilde{x}| < A \\ A e^{j\phi(\tilde{x})}, & |\tilde{x}| \geq A \end{cases} \quad (52)$$

where $\phi(\tilde{x})$ is the phase of \tilde{x} .

The mean power of the signal \tilde{x} is determined as
 follows,

$$\mu = E(|s_k|^2) \quad (53)$$

which of course depends on the chosen vector \mathbf{b} be equation 51 above. Again, E is an averaging/expectation function.

The amplifier clipping level, or another level equivalent thereto, A_c is defined as:

$$(A_c)_{dB} = \mu_{dB} + A_{dB} \quad (54)$$

Accordingly, the ACP value for each vector \mathbf{b} , i.e. $ACP_{\mathbf{b}}$, is determined as follows:

$$ACP_{\mathbf{b}} = \sum_{k=0}^{NL-1} \eta_k \quad (55)$$

where

$$\eta_k = \begin{cases} |s_k(\mathbf{b})|^2 - A_c, & \text{when } |s_k(\mathbf{b})|^2 > A_c \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (56)$$

The vector \mathbf{b}_{ACP} is selected so that

$$\min_{\mathbf{b}} (ACP_{\mathbf{b}}) \quad (57)$$

Accordingly, with the vector \mathbf{b}_{ACP} selected, the output signal is transmitted as

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ACP} = \sum_{m=1}^M \tilde{\mathbf{b}}_m \cdot \mathbf{x}_m \quad (58)$$

where

$$\mathbf{b}_{ACP} = [\tilde{\mathbf{b}}_1, \tilde{\mathbf{b}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_M] \quad (59)$$

The output signal of equation 58 is formed in the summation unit 646 and is transmitted by the transmitter 630.

It will be appreciated that the application of the ACP technique to the PTS transmitter 630 of Figure 52 is similar to the application of the ACP technique to the SLM transmitter 20 of Figure 46.

As indicated in Figure 52 by the dashed lines, one skilled in the art will appreciate that the vector \mathbf{b} may optionally be of length $M - 1$ and applied to all but one of the M sub-blocks. That is, it can be assumed that signals for one of the sub-blocks are not phase shifted, or are shifted by a phase shift of zero. Accordingly, multiplier 642₁ is optional in the transmitter 630.

Figure 53 is a flow chart for use in explaining operations carried out in the transmitter 630. Accordingly, the flowchart for Figure 53 details a method 640 embodying the present invention. The method 640 comprises steps S14 to S19.

In step S14, a block of data \mathbf{x} is received by the sub-division unit 638 from the partitioning unit 636. In step S15, the block \mathbf{x} is sub-divided into M pairwise disjoint sub-blocks X_m . Each sub-block X_m is then transformed by an IDFT in its corresponding IDFT unit 640_m in step S16, to produce a corresponding so-called Partial Transmit Sequence (PTS).

In step S17, a vector \mathbf{b}_{ACP} is selected for use by the transmitter 630 in accordance with equation 57 above. Thus, in step S18, the partial transmit sequences x_m are phase shifted by the respective phase factors \tilde{b}_m of \mathbf{b}_{ACP} in the multipliers 642_m, and in step S19 the multiplication results are summed for transmission in the addition unit 646.

Figure 54 is a schematic diagram of parts of an OFDM transmitter 650 according to the twelfth embodiment of the present invention. The OFDM transmitter 650 employs the TR technique.

The transmitter 650 comprises a tone reservation symbol source 652, a data symbol source 654, a tone

allocation unit 656, an N-point IFFT unit 658, a
parallel-serial conversion unit 660, a memory 662, a
controller, 664, a first switch 666, a peak detection
unit 668, a circular shift unit 670, a scaling and phase
5 rotation unit 672, an adder/subtractor 674, a second
switch 676, and an ACP calculation unit 678.

In the operation of transmitter 650, a number L of
the N available OFDM sub-carriers are reserved. These L
reserved sub-carriers are not used to carry any data
10 information, and are only used for reducing the ACP value
of the transmitted OFDM signal. It is the reservation of
the L sub-carriers (or tones) that gives the Tone
Reservation technique its name.

The data symbols are supplied from the data symbol
15 source 654 to the tone allocation unit 656 as a data
vector X. The tone reservation symbols are supplied
from the tone reservation symbol source 652 to the tone
allocation unit 656 as a vector C, hereinafter to be
known as the peak reduction vector.

20 The data vectors X and C are configured so as to lie
in disjoint frequency subspaces, i.e., $X_k = 0, k \in \{i_1, \dots, i_L\}$ and
 $C_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$. That is, vectors X and C are of the same
size but each have zero values where the other has non-
zero values. Effectively, this means that the data
25 symbols of the data vector X are transmitted over N-L of
the N available sub-carriers, and the symbols of the peak
reduction vector C are transmitted over the remaining L
sub-carriers of the N available sub-carriers. As will be
seen, this formulation is distortionless and may lead to
30 simple decoding of the data symbols that are extracted
from the eventual transmitted OFDM signal in the receiver,
by focusing exclusively on the set of values $k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$ at
the receiver FFT output. Moreover, it allows simple

optimization techniques for the computation of the peak reduction vector C . The L non-zero values in C will be called *peak reduction tones*.

In order to gain a good understanding to the transmitter 650 according to the twelfth embodiment, some background information regarding the TR technique will be briefly discussed as follows, and reference should be made to the already-mentioned paper entitled "Tone Reservation method for PAPR Reduction scheme", IEEE 802.16e-03/60r1, Sung-Eun Park et al, Samsung Elec..

Let us assume that the L tones $\{i_1, \dots, i_L\}$, have been fixed at the beginning of the transmission and that they won't be changed until the transmission is over or some new information about the channel is fed back to the transmitter. That is, let us assume that the L chosen sub-carriers are fixed for the present discussion. However, it will be appreciated that different distributions of the L tones are possible.

Calling \hat{C} the nonzero values of C , i.e., $\hat{C} = [C_{i_1} \dots C_{i_L}]^T$ and $\hat{Q} = [q_{i_1} \dots q_{i_L}]$ the submatrix of Q constructed by choosing its columns $\{i_1, \dots, i_L\}$, then $c = QC = \hat{Q}\hat{C}$. In a previously-considered OFDM transmitter employing the TR technique in conjunction with direct PAPR reduction, to minimize the PAPR of $x + c$ we must compute the vector c^* that minimizes the maximum peak value, i.e.:

$$\min_c \|x + c\|_{\infty} = \min_{\hat{c}} \|x + \hat{Q}\hat{c}\|_{\infty} \quad (60)$$

A gradient algorithm is one preferred solution for computing c^* with low complexity. The basic idea of the gradient algorithm is an iterative process of clipping the prospective OFDM signal. As is well known in the art, amplifiers are typically unable to handle signals outside

their linear range. Accordingly, it can be advantageous to clip the prospective OFDM signal peaks to a clipping level in the time domain. This clipping can be interpreted as subtracting an impulse function from the OFDM signal, the impulse having been time shifted to the location of the signal peak to be clipped, and scaled so that the power of the peak tone should be reduced to the desired target clipping level.

The use of an ideal impulse function is disadvantageous, since such an impulse function has frequency components at all sub-carrier frequencies. That is, the subtraction of a pure impulse function from the prospective OFDM signal in the time domain will affect all of the sub-carrier symbols of the corresponding OFDM symbol in frequency domain. That is, this subtraction in the time domain will alter not only C but also X .

To overcome this problem, an impulse-like function is designed, which only has frequency values in the reserved tone locations, i.e. in the L tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$. Accordingly, in the present embodiment of the present invention, a particular vector \mathbf{P} is employed and may be input via the tone reservation symbol source as a preferred version of the peak reduction vector \mathbf{C} , or may only be employed by the transmitter in its IFFT output form \mathbf{p} as discussed below. Preferably, both \mathbf{P} and \mathbf{C} are input to the transmitter. The vector \mathbf{P} may be defined as $P_k = 1, k \in \{i_1, \dots, i_L\}$ and $P_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$. Also, the IFFT output of \mathbf{P} , i.e. \mathbf{p} , may be defined as $P = [P_0 P_1 \dots P_{N-1}]$. That is, \mathbf{p} is the IFFT output of the vector \mathbf{P} whose value is 1 at the tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$, and 0 elsewhere. \mathbf{p} will be referred to as the *peak reduction kernel* and is,

in frequency, only a function of the tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$.

As the peak reduction kernel \mathbf{p} is independent of the data symbols, it can be calculated in advance of normal operation of the transmitter 650 and stored in the memory 662. It will of course be appreciated that as the peak reduction kernel \mathbf{p} is a function of the tone locations $\{i_1, \dots, i_L\}$, i.e. of the sub-carriers chosen to transmit the reserved tones, a different peak reduction kernel \mathbf{p} is required for each different selection of the L reserved tones (sub-carriers) from the N available tones (sub-carriers). Accordingly, a number of different peak reduction kernels \mathbf{p} may be stored in the memory 662, each corresponding to a different selection of the L reserved tones.

It will be appreciated that the peak reduction kernel \mathbf{p} will have its peak at the location p_0 but will also have some leakage at the locations $p_1 \dots p_{N-1}$. As the number of the reserved tones L becomes larger, the peak at the location p_0 will of course become larger and the leakage at the locations $p_1 \dots p_{N-1}$ will become smaller, leading to a better performance of the transmitter. Conversely, however, as the number L becomes larger, the system redundancy increases, as fewer of the N sub-carriers are used to carry data. This leads to a decrease in system throughput. Accordingly, a trade-off between performance and system throughput must be made when selecting the number L.

Based on the above explanation, the memory 662 of the transmitter 650 stores one or more peak reduction kernels \mathbf{p} , each relating to a different set of L sub-carriers that may be chosen as the reserved tones.

During operation, the controller 664 supplies a signal 690 to the tone allocation unit 656 to control which L sub-carriers are used as reserved tones. The controller 664 also accesses the memory 662 to supply the
5 corresponding peak reduction kernel **p** to the circular shift unit 670 via signal line 682.

The operation of the transmitter may therefore proceed with either the peak reduction vector **C**, or the vector **P** corresponding to the chosen peak reduction
10 kernel **p**, being supplied to the tone allocation unit 656 with the data vector **X**. An N-point IFFT is carried out by the N-Point IFFT Unit 658, and the results are parallel-serial converted in the parallel-serial conversion unit 660.

At this time, the controller 664 controls the first switch 666 via signal line 680 such that the time-domain output signal of the parallel-serial conversion unit 660 passes from signal line 692 to signal line 694. A
15 gradient algorithm is hereinafter performed on the output of the parallel-serial conversion unit 660 until the
20 signal has an acceptable ACP value, at which point it is transmitted.

The gradient algorithm is an iterative clipping algorithm using the chosen peak reduction kernel **p**. The
25 original output signal (OP1) passes from signal line 694 to the peak detection unit 668 where a peak (or several peaks) to be eliminated therefrom is/are detected. For the present explanation, however, it will be assumed that only one peak is to be eliminated during each iteration.
30 Information derived from the peak detection unit 668 is used to circular shift, scale, and phase rotate the chosen peak reduction kernel **p**, supplied via signal line 682, in the time domain. This shifting, scaling and phase rotating is carried out such that the peak of the

chosen peak reduction kernel \mathbf{p} is aligned with the detected peak in the output signal, and has a magnitude equal to the magnitude of the output signal above the clipping level at that point. This shifted, scaled and
 5 phase-rotated version of the chosen peak reduction kernel \mathbf{p} is subtracted from the original output signal OP1 by the adder/subtracter 674 to produce a modified output signal OP2.

As the vector \mathbf{P} which produced the chosen peak
 10 reduction kernel \mathbf{p} only has values at the tone locations $\{i_1, \dots, i_l\}$, this shifting, scaling and phase rotating in the time domain only affects the values at those tone locations (sub-carriers), and the other tones (sub-carriers) remained unchanged. That is, importantly, the
 15 data vector \mathbf{x} remains present in the modified output signal OP2 and is not affected by the iterative clipping operations.

The ACP calculation unit 678 obtains an ACP value for the modified output signal OP2 and supplies this to
 20 the controller 664 via signal line 684. The ACP value can be obtained from the samples of the output signal S_k in a similar way as carried out by the previously-described embodiments of the present invention. For example, the ACP value for a particular output signal
 25 having samples S_k may be determined as follows:

$$ACP = \sum_{k=0}^{K-1} \eta_k \quad (61)$$

where K is the total number of samples for the particular output signal, and where

$$\eta_k = \begin{cases} |s_k|^2 - A_c, & \text{when } |s_k|^2 > A_c \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (62)$$

30 and where the clipping level A_c is:

$$(A_c)_{dB} = \mu_{dB} + A_{dB} \quad (63)$$

given that the mean signal power is determined as

$$\mu = E(|s_k|^2), \quad k=1 \dots M \quad (64)$$

If the ACP value is considered acceptable, the
 5 controller 664 controls the second switch 676 via signal
 line 686 to pass the modified output signal OP2 on for
 transmission. Otherwise, the second switch 676 is
 controlled to pass the modified output signal OP2 along
 signal line 696 back to the first switch 666. At this
 10 time, the first switch 666 is controlled to pass the
 input from signal line 696 onto signal line 694.
 Accordingly, the iterative process is continued and a
 further modified output signal OP3 is obtained.
 Importantly, the data vector \mathbf{x} remains present in the
 15 further modified output signal OP3, and in all further
 modified output signals, and is not affected by the
 iterative clipping operations.

The iterative clipping operations are carried out
 either until the modified output signal has an acceptable
 20 ACP value, or until a set number of iterations have been
 carried out. The final modified output signal is then
 passed on for transmission.

It will be appreciated that, in another embodiment
 of the present invention, the ACP value of the original
 25 output signal OP1 may be obtained before application of
 the gradient algorithm. In that case, it is possible that
 signal OP1 may have an acceptable ACP value and,
 accordingly, the signal OP1 could then be transmitted
 without application of the gradient algorithm. It will
 30 further be appreciated that the optimization is carried
 out on the time domain signal. Accordingly, only one
 IFFT operation is needed and the complexity is very low.

The gradient algorithm may be considered, for the purpose of implementation, to be an operation carried out on the time domain signal c , i.e. the IFFT output from the vector C , by the following formulas:

5

$$c^{(k+1)} = c^{(k)} - \alpha_k p[((n - n_k))_N] \quad (65)$$

$$n_k = \underset{n}{\operatorname{Argmax}} |x_n + c_n^{(k)}| \quad (66)$$

where α_k is a scale and phase rotation factor depending on the maximum peak found at iteration k . The notation $p[((n - n_k))_N]$ means that the peak reduction kernel p has
10 been circularly shifted in time by a value of n_k .

This kernel has its maximum in the time domain at $n = 0$ and, as explained above, its aim is to decrease the high peak found at n_k , without increasing the other
15 values of the OFDM symbol at $n \neq n_k$ too much. So the selection of the tone location $\{i_1, \dots, i_L\}$ is a critical point of the ACP reduction performance. A pertinent choice for \mathbf{p} and therefore for the reserved tones is obtained by minimizing its secondary peak.

20 The gradient algorithm may alternatively be considered, for the purpose of implementation, to be an exercise of the following iterative formula:

$$\mathbf{x}^{i+1} = \mathbf{x}^i - \mu \cdot \sum_{|x_n^i| > A} \alpha_n^i \mathbf{p}_n \quad (31)$$

where: i is the iteration index;
25 μ is the updating step size;
 n is the index for which sample x_n is greater than the clipping threshold;
 $\alpha_n^i = x_n^i - A \cdot \exp(j \cdot \angle(x_n^i))$; and
 \mathbf{p} is called peak reduction kernel vector.

30

As already discussed, the kernel is a time domain signal that is as close as possible to the ideal impulse at the location where the sample amplitude is greater than the predefined threshold. This way the peak could be cancelled as much as possible without generating secondary peaks.

It will be appreciated that the operation of the transmitter 650 can be simplified by taking advantage of the memory 662. That is, instead of providing a scaling and phase rotation unit 672, the possible phase rotation space can be divided equally into s parts, and the possible amplitude space can be divided into t parts represented by some special values according to different FFT size and step length. For example, if FFT size is 1024, the phase is divided equally into six parts (i.e. $s = 6$) represented by $\pm\pi/6, \pm\pi/2, \pm5\pi/6$ and the amplitude can be chosen among 0.01, 0.04, 0.08, 0.12, 0.16, (i.e. $t = 5$). It can be seen that $t \times s$ combinations of the phase shifts and the amplitudes exist, and these modifications of the peak reduction kernel \mathbf{p} can be stored in advance. In the present example, only 30 peak reduction kernels need to be stored ($5 \times 6 = 30$).

It can be seen that possible gradient algorithm equation 67 seeks to cancel all peaks that satisfy $|x_n| > A$ in each iteration cycle, rather than just one peak as described above with reference to Figure 54. It can therefore be seen that a balance can be achieved in the computational burden on the transmitter 650 by choosing a fixed number of peaks to be cancelled in one iteration instead of all the peaks that satisfy $|x_n| > A$.

Figure 55 is a flow chart for use in explaining operations carried out in the transmitter 650. Accordingly, the flow chart of Figure 55 details a method

700 for use in the twelfth embodiment of the present invention. The method 700 may be carried out in advance of "normal" operation of the transmitter 650. For example, the method 700 may be carried out when the transmitter 650 is offline. The method 700 comprises steps S20 to S24.

In step S20, a sub-set L of the available N sub-carriers of the transmitter 650 is selected for tone reservation. The sub-set L need not be adjacently located sub-carriers, and may instead be distributed evenly, or unevenly, across the available N sub-carriers. That is, the L sub-carriers are not used for the transmission of data, and are used only to optimise the ACP value of the transmitted OFDM signal.

In step S21, a vector \mathbf{P} is obtained for the selected L sub-carriers. As mentioned above with reference to Figure 54, the obtained vector \mathbf{P} has a value of 1 for each of the L reserved sub-carriers, and a value of 0 for each of the remaining N-L sub-carriers. In step S22, a peak reduction kernel \mathbf{p} is generated by performing an IFFT on the vector \mathbf{P} . The method then may proceed to step S24 in which the peak reduction kernel \mathbf{p} is stored in the memory 662 of the transmitter 650.

Optionally, the method 700 may proceed from step S22 to step S24 via step S23. In step S23, a plurality of scaled and phase-shifted variations of the peak reduction kernel \mathbf{p} are generated. For example, 30 variations may be generated as per the example provided in respect of Figure 54. The variations of the peak reduction kernel \mathbf{p} may also be stored in the memory 662 of the transmitter 650 in step S24 of the method 700.

Figure 56 is a flow chart for use in explaining operations carried out in the transmitter 650. The flow chart of Figure 56 details a method 710 embodying the

present invention. The method 710 may be carried out during normal operation of the transmitter 650, for example when the transmitter 650 is online. The method 710 comprises steps S25 to S39.

5 In step S25, the data vector **X** and the reserved tone vector **C** are received. In step S26 the vectors **X** and **C** are combined and an IFFT operation is performed thereon, to produce a prospective OFDM signal S27. It will be appreciated that the vector **C** could optionally be
10 identical to the vector **P** of step S21 of method 700.

In step S28, a decision is made as to whether the prospective signal of step S27 is acceptable for transmission. This decision is made by determining its ACP value, and by assessing whether this ACP value is
15 acceptable. The ACP value may be determined by employing equations 61 to 64 above. The acceptability of the determined ACP value may be decided by comparing it to a target ACP value considered acceptable.

If the prospective signal of step S27 is acceptable
20 for transmission, the method 710 proceeds to step S39 in which the prospective signal of step S27 is transmitted. The method 710 then terminates. If, however, the ACP value of the prospective signal of step S27 shows that the prospective signal of step S27 is not acceptable for
25 transmission, the method 710 proceeds to step S29, in which a gradient algorithm is initiated.

In step S30, a counter *i* is set to zero. In step S31, a peak, or peaks, in the newest prospective signal (in this case the prospective signal of step S27) is
30 detected. In step S32, the peak reduction kernel **p** stored in the memory 662 of the transmitter 650 is scaled, phase-rotated, and shifted so as to be correctly positioned to clip one or more of the detected peaks in the prospective signal. It will of course be appreciated

that in step S32, the scaled, phase-rotated and shifted peak-reduction kernel may be selected from the memory 662 of the transmitter 650, rather than generated. This selection, rather than generation, be carried out, for
5 example, if the method 700 has already generated the necessary variations of the peak reduction kernel in step S23, and stored them in the memory 662 in step S24.

In step S33, the scaled, phase-rotated and shifted peak reduction kernel is subtracted from the most recent
10 prospective signal (in this case, the prospective signal of step S27) thereby producing a new prospective signal in step S34.

In step S35, a decision is made as to whether the counter i is equal to a maximum value i_{MAX} . That is, in
15 step S35 a decision is made as to whether the method 710 has passed through steps S31 to S34 a certain number of times. If $i = i_{MAX}$, the method proceeds to step S38, in which the gradient algorithm is terminated, and the newest prospective signal (in this case the prospective
20 signal of step S34) is transmitted in step S39. If, however, $i < i_{MAX}$, the method 710 proceeds to step S36, in which a decision is made as to whether the most recent prospective signal has an ACP value that is acceptable. If the most recent (newest) prospective signal has an
25 acceptable ACP value, the method proceeds to step S38 in which the gradient algorithm is terminated, and the newest prospective signal is transmitted in step S39.

If, in step S36, it is determined that the most recent prospective signal does not have an acceptable ACP
30 value, the method proceeds to step S37, in which the counter i is incremented (i.e. by performing $i = i + 1$). The method then proceeds to step S31, in which the gradient algorithm is run for a second time. The method

710 then proceeds through steps S32 to S34 as described above.

It will be appreciated that the method 710 will continue to cycle through steps S31 to S34 until a
 5 positive outcome is obtained from either step S35 or step S36. The repeating steps S31 to S34 therefore carry out the iterative function of the gradient algorithm.

Possible implementations of the methods 700 and 710 can be summarised as follows:

- 10 • Off line computation (method 700, Figure 55):
1. Calculate the original kernel vector \mathbf{p} based on 2-norm criteria, which is the IFFT of $\mathbf{1}_k$ (all tones except guard band);
 2. Quantify the original kernel to get derived
 15 kernels and store them in advance (for example, in memory 662).
- Online iterations (method 710, Figure 56): This algorithm is based on each input OFDM symbol.
1. Select the target ACP value and corresponding
 20 threshold A , the threshold which corresponds to the clipping level of the amplifier. Note that the threshold A may correspond to a different level to the actual clipping level of the amplifier;
 2. Initially, set $\mathbf{x}^0 = \mathbf{x}$;
 3. For the entire samples of a symbol determine the ACP for the locations n_i in which $|x_{n_i}| > A$.
 4. If the overall ACP is below the target threshold, transmit \mathbf{x}^i . Otherwise, search in the derived
 30 kernels to find matched one and right circle shift in time domain;
 5. Update \mathbf{x}^i according to Equation 53;

6. Repeat steps 3 to step 5 until i reaches maximum iteration limit, and transmit the final \mathbf{x}^i .

5 It will of course be appreciated that embodiments of the present invention described with reference to Figures 43 to 56 employ an ACP technique, in which an Accumulated Clipped Power measurement is taken of a prospective OFDM signal. It will further be appreciated that these
10 embodiments of the present invention seek to reduce an ACP value of a transmitted signal by selecting for transmission a prospective OFDM from a plurality of prospective OFDM signals with the lowest, or with an acceptable, ACP value. The equations 61 to 64 disclosed above may be seen as generic ACP calculating equations,
15 which may be employed in any OFDM transmitter. Accordingly, the use of an ACP value as a tool for selecting a prospective OFDM from a plurality of prospective OFDM signals may be applied to any OFDM transmitter, other than the SLM, PTS, and TR OFDM
20 transmitters disclosed herein. Such transmitters, and the methods used therein would accordingly embody the present invention.

Embodiments of the present invention may be implemented in hardware, or as software modules running
25 on one or more processors, or on a combination thereof. That is, those skilled in the art will appreciate that a microprocessor or digital signal processor (DSP) may be used in practice to implement some or all of the functionality of a transmitter embodying the present
30 invention. The invention may also be embodied as one or more device or apparatus programs (e.g. computer programs and computer program products) for carrying out part or all of any of the methods described herein. Such

programs embodying the present invention may be stored on computer-readable media, or could, for example, be in the form of one or more signals. Such signals may be data signals downloadable from an Internet website, or
5 provided on a carrier signal, or in any other form.

It will be appreciated that embodiments of the present invention render SLM and PTS techniques more feasible when large numbers of sub carriers are involved. The prohibitive complexity of mathematical operations and
10 signalling in this case can be reduced.

As shown in Figures 50 and 51, the tenth embodiment of the present invention can break the performance limit of the "traditional" SLM technique in which direct PAPR reduction is sought. That is, the tenth embodiment
15 exceeds the BER performance of the traditional technique and thus achieves improvement of amplifier behaviour in a transmitter with the same number U of phase vectors and negligible increased processing power. Accordingly, a reduced number U could be used in SLM embodiments of the
20 present invention to gain the same performance as in traditional SLM transmitters, in which direct PAPR reduction is sought.

The eleventh embodiment of the present invention can also break the performance limit of the "traditional" PTS
25 technique in which direct PAPR reduction is sought. That is, such embodiments exceed the BER performance of the traditional technique and thus achieve improvement of amplifier behaviour in a transmitter with the same number of sub-blocks, IFFT processing blocks, and sets of phase
30 factors. Accordingly, a reduced number of sub-blocks, IFFT processing blocks, and sets of phase factors could be used in PTS embodiments of the present invention to gain the same performance as in traditional PTS transmitters, in which direct PAPR reduction is sought.

Similarly, the twelfth embodiment of the present invention can also break the performance limit of the "traditional" TR technique in which direct PAPR reduction is sought. The gradient algorithm is stopped at a point where a prospective OFDM signal having an acceptable ACP value, rather than an acceptable PAPR value. Simulations show that this operation will lead to a better overall BER.

It can thus be appreciated that the ninth to twelfth embodiments of the present invention can operate with a lower overall transmit power, and thus with a reduced battery power consumption as compared with existing OFDM transmitters, whilst retaining at least the same level of performance.

It is envisaged that embodiments of the present invention may be employed in, for example, WiMAX and LTE UTRAN systems.

In embodiments of the invention, the various units, such as the control unit, may be implemented by a processor such as a DSP running appropriate software. By reducing the processing burden a processor having a lower processing capacity may be used, saving cost. Of course, the units may be implemented in hardware, in which case a reduction in processing burden may enable the amount of hardware to be reduced, also saving cost.

3. Brief Description of the Drawings

Figure 1, discussed hereinbefore, shows a previously-proposed OFDM transmitter;

Figure 2 shows parts of a previously-proposed OFDM transmitter adapted to carry out a PTS method;

10 Figure 3 shows parts of a previously-proposed OFDM transmitter adapted to carry out a SLM method;

Figure 4 shows parts of a previously-proposed OFDM transmitter adapted to carry out a TR method;

15 Figure 5 shows parts of an OFDM transmitter according to a first embodiment of the present invention;

Figure 6 shows parts of an OFDM transmitter according to a second embodiment of the present invention;

20 Figure 7 shows an example of one implementation of a part of the transmitter of Figure 6;

Figure 8 shows parts of an OFDM transmitter according to a third embodiment of the present invention;

25 Figures 9 to 12 are schematic views for use in explaining different examples of a signalling method which can be used in the third embodiment of the present invention;

Figure 13 shows parts of an OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the first embodiment;

30 Figure 14 shows parts of an OFDM receiver adapted for use with the OFDM transmitter of the third embodiment;

Figure 15 shows parts of an OFDM transmitter according to a fourth embodiment of the present invention;

Figure 16 shows parts of an OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the fourth embodiment;

Figures 17 to 19 show graphs illustrating simulated performances of embodiments of the invention and other systems;

Figure 20 shows parts of an OFDM transmitter according to a fifth embodiment of the present invention;

Figures 21(A) and 21(B) are schematic views for use in explaining a first approach which can be applied by the transmitter of the fifth embodiment;

Figures 22(A) and 22(B) show further schematic diagrams for use in explaining possible further approaches which can be applied by the transmitter of the fifth embodiment;

Figure 23 shows parts of a first OFDM system in which the transmitter of the fifth embodiment can be used;

Figure 24 shows parts of a second OFDM system in which the transmitter of the fifth embodiment can be used;

Figure 25 shows parts of an OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the fifth embodiment;

Figure 26 shows parts of a third OFDM system in which the transmitter of the fifth embodiment can be applied;

Figures 27 to 29 show graphs presenting simulated performances of the fifth embodiment of the present invention and other systems;

Figure 30 shows parts of an OFDM transmitter according to a sixth embodiment of the present invention;

Figure 31 shows parts of an OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the sixth embodiment;

Figure 32 shows parts of an OFDM transmitter according to a seventh embodiment of the present invention;

5 Figure 33 shows parts of an OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the seventh embodiment;

Figure 34 shows parts of another OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the seventh embodiment;

10 Figure 35 shows parts of an OFDM transmitter according to an eighth embodiment of the present invention;

Figure 36 is a schematic view for illustrating a first approach which can be applied by the transmitter of the eighth embodiment;

15 Figure 37 is a schematic diagram for use in explaining a second approach which can be applied by the transmitter of the eighth embodiment;

20 Figure 38 is a schematic diagram for use in explaining a third approach which may be adopted in the transmitter of the eighth embodiment;

Figure 39 is a schematic diagram for use in explaining a fourth approach which can be adopted in the transmitter of the eighth embodiment;

25 Figure 40 shows parts of an OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the eighth embodiment;

Figure 41 shows parts of another OFDM receiver adapted for use with the transmitter of the eighth embodiment;

30 Figure 42 is a graph presenting simulated performances of the eighth embodiment and other systems;

Figure 43 is a flow chart of a transmission method embodying a further aspect of the present invention;

Figure 44 is a schematic diagram of a transmitter according to a ninth embodiment of the present invention;

Figure 45 is a schematic diagram of a transmitter according to a tenth embodiment of the present invention;

Figure 46 is a flow chart for use in explaining operation of the transmitter of the tenth embodiment;

5 Figures 47 and 48 are example waveform diagrams of prospective signals A and B;

Figure 49 is a table of simulation parameters;

Figures 50 and 51 are graphs showing the results of simulations;

10 Figure 52 is a schematic diagram of a transmitter according to an eleventh embodiment of the present invention;

Figure 53 is a flow chart for use in explaining operation of the transmitter of the eleventh embodiment;

15 Figure 54 is a schematic diagram of a transmitter according to a twelfth embodiment of the present invention; and

Figures 55 and 56 are flowcharts for use in explaining operation of the transmitter of the twelfth embodiment.

1. Claims

1. A method of transmitting an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal,
5 comprising:

receiving a group of input symbols based on which the transmitted signal is to be generated;

selecting, from among a plurality of available allocations of input symbols to sub-carriers, one
10 allocation to apply to the received group of input symbols, each said available allocation serving to allocate the input symbols to respective sub-carriers in a different way from each other available allocation, and the allocation selection being based on predicted values
15 of a predetermined property of the transmitted signal for different available allocations; and

generating the transmitted signal using the selected allocation.

20 2. A method as claimed in claim 1, wherein the predetermined property is a measure of non-linear behaviour predicted in an amplifier when the amplifier amplifies a transmitted signal generated using the allocation concerned.

25 3. A method as claimed in claim 1, wherein the predetermined property is a peak-to-average power of a transmitted signal generated using the allocation concerned.

30 4. A method as claimed in claim 3, wherein the allocation that is selected is the allocation which, among the different allocations considered, has a lowest predicted peak-to-average power ratio.

5. A method as claimed in any preceding claim, wherein, in selecting the allocation, a potential transmitted signal is generated for each said available allocation and a measure of said predetermined property of the potential transmitted signal is produced and employed to select one of the available allocations.

6. A method as claimed in any preceding claim, wherein the number of said available allocations is limited to a subset of the full set of possible allocations of said input signals to said sub-carriers.

7. A method as claimed in any preceding claim, wherein the available allocations are limited to two or more different rotations.

8. A method as claimed in any preceding claim, wherein the available allocations are or include one or more regular rotations, the or each said regular rotation imposing the same circular shift on every input symbol of the group to determine its corresponding sub-carrier.

9. A method as claimed in claim 8, having at least first and second such regular rotations, the method comprising:

predicting a value of said predetermined property for said first regular rotation; and

employing data produced in the process of obtaining the prediction for the first regular rotation to predict a value of said predetermined property for said second regular rotation.

10. A method as claimed in claim 8, having at least first and second such regular rotations, the method comprising:

5 generating a potential transmitted signal for said first regular rotation; and

10 employing a recursive operation to generate a potential transmitted signal for the second and for any further regular rotations based on the potential transmitted signal generated for the first regular rotation.

11. A method as claimed in any preceding claim, wherein the available allocations are or include one or more irregular rotations, the or each said irregular rotation dividing the input symbols of said group into at least first and second sub-groups and imposing a first circular shift on each input symbol of the first sub-group to determine its corresponding sub-carrier and imposing no circular shift or a second circular shift, different from said first cyclic shift, on each input symbol of another group to determine its corresponding sub-carrier.

12. A method as claimed in claim 11, wherein said first sub-group is made up of even-numbered input symbols within the group of input symbols and said second sub-group of input symbols is made up of odd-numbered input symbols within the group of input symbols, and each different irregular rotation imposes a different circular shift on the even-numbered input symbols and no circular shift on the odd-numbered input symbols.

13. A method as claimed in claim 11, wherein the available allocations are or include harmonised rotations

in which said group of input symbols is sub-divided into a plurality of sub-groups each having the same number of input symbols, each said sub-group being allocated to a corresponding fixed set of said sub-carriers, and each
5 said harmonised rotation serving to allocate the input symbols of each sub-group to respective ones of the sub-carriers of the corresponding set of sub-carriers, the circular shift of the input symbols to determine the sub-carriers being the same for all of the sub-groups.

10

14. A method as claimed in any preceding claim, further comprising:

signalling to a receiver allocation information for use by the receiver to identify the selected allocation.

15

15. A method as claimed in claim 14, wherein said signalling is carried out by generating at least one rotational pilot symbol and allocating the or each said rotational pilot symbol to a particular further one of
20 the sub-carriers, the further sub-carrier being dependent on the selected allocation and being different from each of the sub-carriers to which the input symbols have been allocated.

25

16. A method as claimed in claim 15, further comprising transmitting the or at least one rotational pilot symbol at a higher power than the input symbols.

30

17. A method as claimed in claim 14, wherein the input symbols include regular pilot symbols arranged in a pseudo-random pattern within said group of symbols, and said signalling is carried out by setting a start position of said pseudo-random pattern within the group in dependence upon the selected allocation.

18. A method as claimed in any preceding claim, further comprising:

5 prior to selecting the allocation, applying respective preselected phase adjustments to the received input symbols of the group.

19. A method as claimed in claim 18, wherein only a single set of the preselected phase adjustments is available to apply to any one group of the received input symbols.

20. A method as claimed in any preceding claim, wherein the generation of the transmitted signal also involves applying further processing, in addition to selecting one allocation, to control said predetermined property of the transmitted signal.

21. A method as claimed in claim 20, wherein said further processing is one of selected mapping (SLM) processing, partial transmit sequence (PTS) processing, and tone reservation (TR) processing.

22. A method as claimed in claim 20 or 21, wherein said further processing involves selecting one processing option from among a plurality of available processing options to use to generate the transmitted signal, the processing option selection being based on predicted values of said predetermined property for different processing options if used to generate the transmitted signal.

23. A method as claimed in claim 22, wherein, in selecting the allocation and processing option, all

combinations of available allocation and available processing option are considered.

24. A method as claimed in claim 22, wherein, in
5 selecting the allocation and processing option, the allocation is selected first and then the processing option is selected based on said predicted values for different processing options when used in combination with the selected allocation to generate the transmitted
10 signal.

25. A method as claimed in claim 22, wherein, in
selecting the allocation and processing option, the processing option is selected first and then the
15 allocation is selected based on said predicted values for different allocations when used in combination with the selected processing option to generate the transmitted signal.

20 26. A method as claimed in any one of claims 22 to 25, wherein each said available processing option involves applying a particular set of phase adjustments to the transmitted signal.

25 27. A method as claimed in any one of claims 20 to 26, wherein the generation of the transmitted signal further comprises deciding if an acceptable value of said predetermined property is achievable by use of the allocation selection without applying further processing
30 and, if so, omitting the further processing.

28. A method as claimed in any one of claims 20 to 27, wherein said further processing employs an iterative method to adjust, in each of a series of iterations, a

control parameter whose value has an effect on said predetermined property of the transmitted signal, so that over the series of iterations the control parameter tends to converge towards a desired value of said predetermined
5 property.

29. A method as claimed in claim 28, wherein said further processing involves carrying out for each said available allocation a corresponding instance of the
10 iterative method, and in said selecting step the allocation and its said corresponding instance of the iterative method are selected based on said predicted values for different allocations after processing by the respective corresponding instances of the iterative
15 method.

30. A method as claimed in claim 29, wherein each said instance of the iterative method is operated for a full series of iterations prior to selecting the
20 allocation and its said corresponding instance.

31. A method as claimed in claim 29, wherein the allocation and its said corresponding instance are selected when each said instance of the iterative method
25 has been operated for less than a full series of iterations, and only the selected instance continues to operate after the selection has been made.

32. A method as claimed in any one of claims 28 to
30 31, wherein said iterative method is a gradient algorithm.

33. A method as claimed in any one of claims 28 to 32, wherein said further processing is a tone reservation (TR) technique.

34. A method as claimed in claim 33, wherein said control parameter is a peak reduction code of the TR technique.

5

35. A transmitter adapted to transmit an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, comprising:

receiving means for receiving a group of input
10 symbols based on which the transmitted signal is to be generated;

allocation selection means for selecting, from among a plurality of available allocations of input symbols to sub-carriers, one allocation to apply to the received
15 group of input symbols, each said available allocation serving to allocate the input symbols to respective sub-carriers in a different way from each other available allocation, and said allocation selection means being operable to obtain predicted values of a predetermined
20 property of the transmitted signal for different available allocations and to base the allocation selection on the predicted values; and

signal generation means for generating the transmitted signal using the selected allocation.

25

36. A method of receiving an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, comprising:

obtaining allocation information for the received signal, said allocation information identifying which one
30 of a plurality of allocations of input symbols to sub-carriers was applied by a transmitter of the received signal to a group of input symbols carried by the received signal;

processing the received signal to recover therefrom a group of output symbols; and

employing the obtained allocation information to reorder the group of output symbols so that the output symbols have the same order as the input symbols had prior to application of said allocation by the transmitter.

37. A method as claimed in claim 36, comprising:
detecting one or more rotational pilot symbols included in the received signal by said transmitter, and deriving said allocation information for the received signal from a sub-carrier position of at least one such detected rotational pilot symbol.

38. A method as claimed in claim 36 or 37, further comprising applying respective preselected phase adjustments to the output symbols of the group to compensate for corresponding phase adjustments carried out by the transmitter.

39. A method as claimed in claim 38, wherein only a single set of the preselected phase adjustments is available to apply to any one group of the output symbols.

40. A receiver adapted to receive an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, comprising:

allocation information obtaining means for obtaining allocation information for the received signal, the allocation information identifying which one of a plurality of allocations of input symbols to sub-carriers was applied by a transmitter of the received signal to a group of input symbols carried by the received signal;

processing means for processing the received signal to recover therefrom a group of output symbols; and

reordering means for employing the obtained allocation information to reorder the group of output symbols so that the output symbols have the same order as the input symbols had prior to application of said allocation by the transmitter.

41. A receiver as claimed in claim 40, wherein said transmitter applies further processing, in addition to application of such an allocation of input symbols to sub-carriers, to the signal transmitted thereby, and said processing means is adapted to process the received signal to recover the group of output symbols therefrom taking account of said further processing.

42. A method as claimed in claim 41, wherein said further processing is one of selected mapping (SLM) processing, partial transmit sequence (PTS) processing, and tone reservation (TR) processing.

43. A receiver as claimed in claim 40, 41 or 42, wherein said allocation information obtaining means comprises pilot symbol detecting means operable to detect one or more rotational pilot symbols included in the received signal by the transmitter, the allocation information obtaining means being operable to derive said allocation information from a sub-carrier position of at least one such detected rotational pilot symbol.

44. A receiver as claimed in any one of claims 38 to 41, wherein said processing means include phase adjustment means operable to apply respective preselected phase adjustments to the output symbols of the group to

compensate for corresponding phase adjustments carried out by the transmitter.

5 45. An operating program which, when executed by a processor in a transmitter adapted to transmit an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, causes the transmitter to carry out the transmitting method of any one of claims 1 to 34.

10 46. An operating program which, when executed by a processor in a receiver adapted to receive an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, causes the receiver to carry out the receiving method of any one of claims 36 to 39.

15

47. A transmission method for use in an OFDM transmitter, the method comprising:

obtaining a plurality of indicators for a prospective OFDM signal, each indicator of said plurality
20 of indicators being indicative of a magnitude of a predetermined property of its prospective OFDM signal expected at a respective signal time;

identifying each indicator of said plurality of indicators which indicates that the expected magnitude at
25 the signal time concerned satisfies a predetermined condition;

accumulating the identified indicators;
assessing the suitability of said signal for transmission in dependence upon a result of said
30 accumulation; and

transmitting either said signal or another prospective OFDM signal in dependence upon the assessed suitability.

48. A transmission method according to claim 47, comprising performing said obtaining, identifying, accumulating and assessing steps for a plurality of prospective OFDM signals, and transmitting one of said
5 prospective OFDM signals in dependence upon the respective suitabilities of those signals for transmission.

49. A transmission method according to claim 47 or
10 49, wherein said predetermined condition is that the magnitude of the indicator concerned is greater than a predetermined threshold level.

50. A transmission method according to claim 47, 48
15 or 49, wherein each said indicator is indicative of a power level of its prospective OFDM signal.

51. A transmission method according to claim 49 or
20 50, wherein said predetermined threshold level is a power threshold level.

52. A transmission method according to claim 51, wherein said power threshold level is equal to a clipping level of an amplifier in said transmitter at which the
25 amplifier ceases to operate linearly.

53. A transmission method according to claim 51, wherein said power threshold level is higher than a clipping level of an amplifier in said transmitter at
30 which the amplifier ceases to operate linearly.

54. A transmission method according to any one of claims 47 to 53, wherein the or each prospective OFDM signal is defined at a plurality of sample times, the

method comprising obtaining, for the or each prospective signal, an indicator for each such sample time.

55. A transmission method according to any one of
5 claims 49 to 54, wherein the magnitude of each identified indicator exceeds the predetermined threshold level by a respective excess amount, and wherein the or each accumulating step comprises summing the excess amounts for the identified indicators obtained for the
10 prospective OFDM signal concerned.

56. A transmission method according to any one of
claims 47 to 55, wherein the or each assessing step
15 comprises comparing the result of the accumulation concerned with a target value, and determining that the OFDM signal concerned is suitable for transmission if that result is below the target value.

57. A transmission method according to any one of
20 claims 47 to 55, wherein the or each assessing step comprises comparing the result of the accumulation concerned with the result of at least one other accumulation, and determining that the OFDM signal concerned is suitable for transmission if that result is
25 smaller than at least that other result.

58. A transmission method according to any one of
claims 47 to 57, further comprising employing a phase
adjustment technique in which two or more prospective
30 OFDM signals are formed from the same set of symbols by applying different sets of phase adjustments thereto.

59. A transmission method according to claim 58, wherein said phase adjustment technique is a selective mapping (SLM) technique.

5 60. A transmission method according to any one of claims 47 to 58, further comprising employing a phase adjustment technique in which two or more prospective OFDM signals are formed from the same set of data sequences by applying a different set of phase
10 adjustments thereto, wherein:

each sequence of the set of sequences is the inverse Fourier transform of a corresponding sub-block of symbols; and

15 for each said prospective OFDM signal, each phase adjustment of the set of phase adjustments concerned is applied to a different one of said sequences.

20 61. A transmission method according to claim 60, wherein said phase adjustment technique is a partial transmit sequence (PTS) technique.

25 62. A transmission method according to any one of claims 47 to 58, further comprising employing a reservation technique in which a plurality of the available sub-carriers are reserved for signal adjustment, wherein the or each prospective OFDM signal is formed during a cycle of an iterative process performed on an initial OFDM signal, said process comprising, in a first cycle, subtracting a signal having no substantial
30 frequency components in unreserved sub-carriers from the initial OFDM signal to form one said prospective OFDM signal and, in second and successive cycles, subtracting the or another signal also having no substantial frequency components in unreserved sub-carriers from the

prospective OFDM signal formed in the preceding cycle to form another said prospective OFDM signal.

63. A transmission method according to claim 62,
5 wherein said reservation technique is a tone reservation (TR) technique.

64. An OFDM transmitter, comprising:
indicator obtaining means operable to obtain a
10 plurality of indicators for a prospective OFDM signal,
each indicator of said plurality of indicators being indicative of a magnitude of a predetermined property of its prospective OFDM signal expected at a respective signal time;
15 identification means operable to identify each indicator of said plurality of indicators which indicates that the expected magnitude at the signal time concerned satisfies a predetermined condition;
accumulating means operable to accumulate the
20 identified indicators;
assessing means operable to assess the suitability of said signal for transmission in dependence upon a result of said accumulation; and
transmitting means operable to transmit either said
25 signal or another prospective OFDM signal in dependence upon the assessed suitability.

1. Abstract

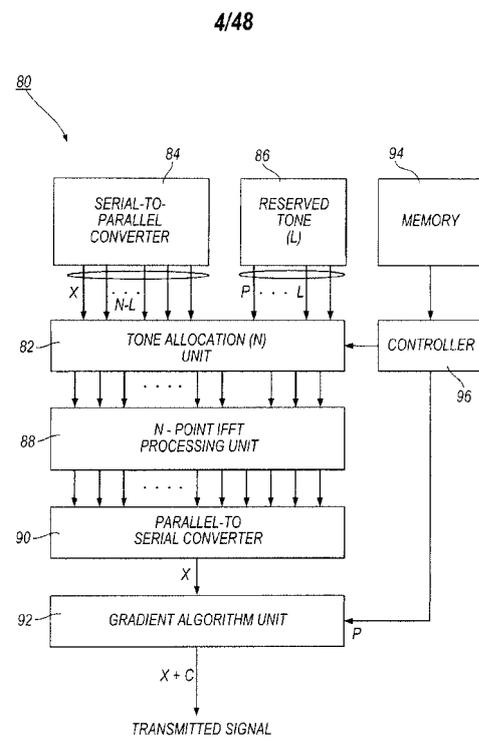
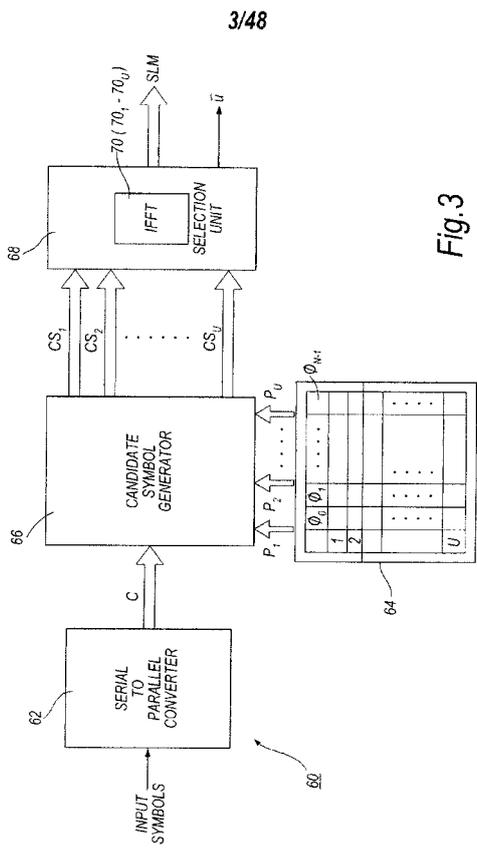
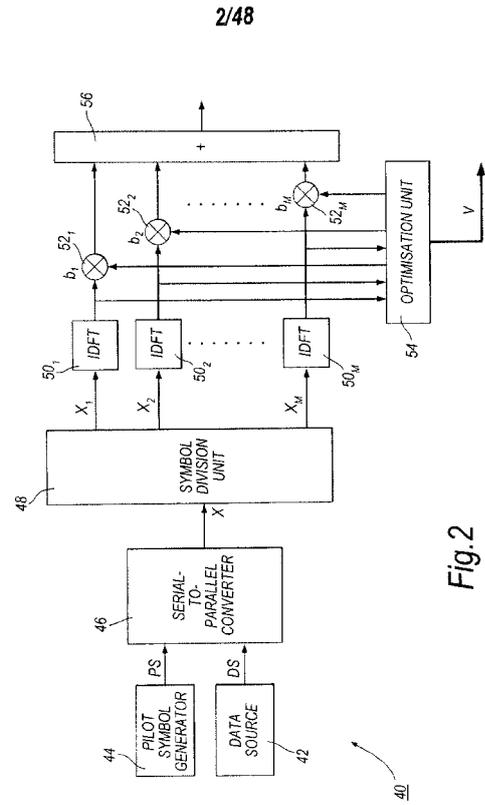
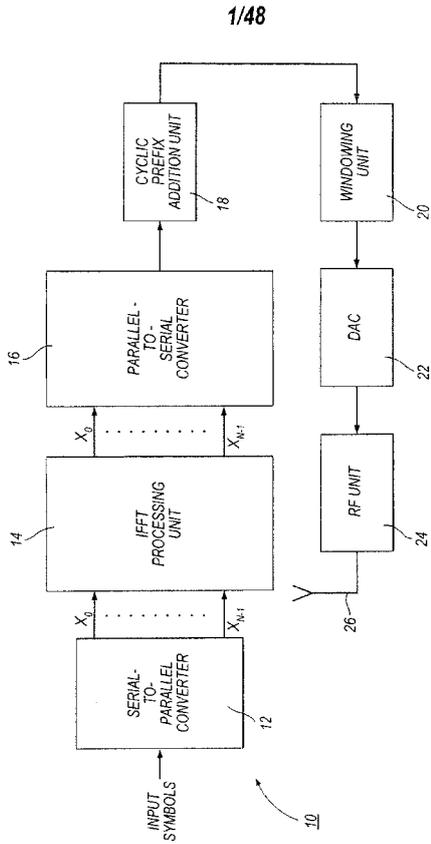
OFDM COMMUNICATION SYSTEMS, TRANSMITTERS AND METHODS

A transmitter (100) transmits an orthogonal
5 frequency division multiplexing (OFDM) signal. A control
unit (104) receives a group of input symbols (X_0 to X_{N-1})
based on which the transmitted signal is to be generated.
The control unit selects, from among a plurality of
available allocations of input symbols to sub-carriers,
10 one allocation to apply to the received group of input
symbols. Each available allocation serves to allocate
the input symbols to respective sub-carriers in a
different way from each other available allocation. The
allocation selection is based on predicted values of a
15 predetermined property, e.g. a peak-to-average power
ratio (PAPR), of the transmitted signal for different
available allocations. The available allocations may be
different rotations. Further elements (102, 14, 16) of
the transmitter generate the transmitted signal using the
20 selected allocation.

Such allocation selection can improve the
predetermined property of the transmitted signal without
imposing a significant processing burden.

In another aspect of the invention (Figures 43 to
25 56), the predetermined property of the transmitted signal
is an accumulated clipped power measure. This measure is
generally applicable in place of a direct PAPR measure in
transmitters which use selective mapping (SLM), partial
transmit sequence (PTS) and tone regeneration (TR)
30 techniques to deal with non-linear amplifier behaviour.

[Figure 5]



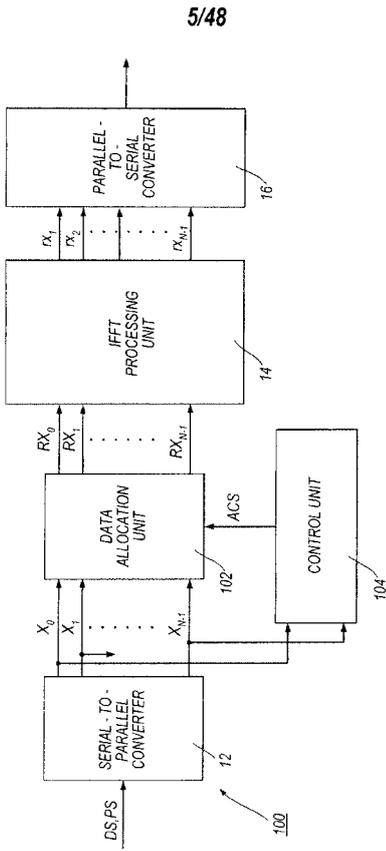


Fig. 5

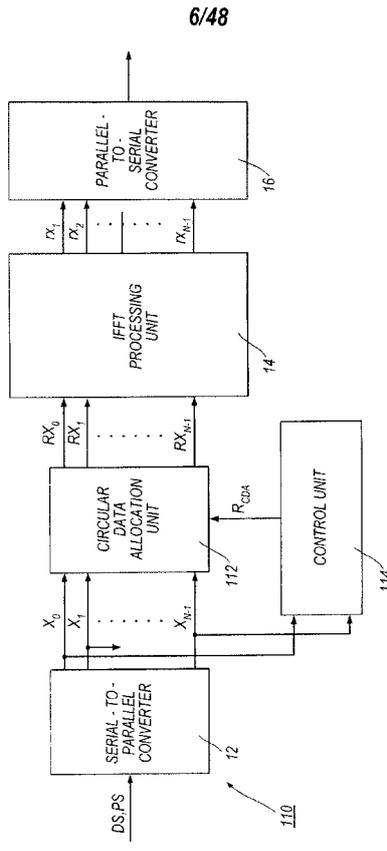


Fig. 6

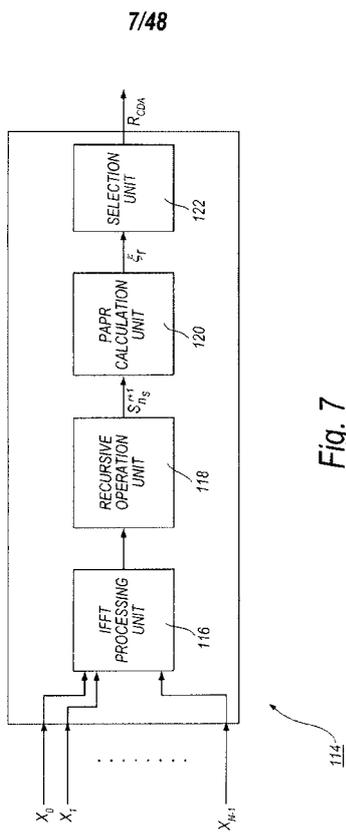


Fig. 7

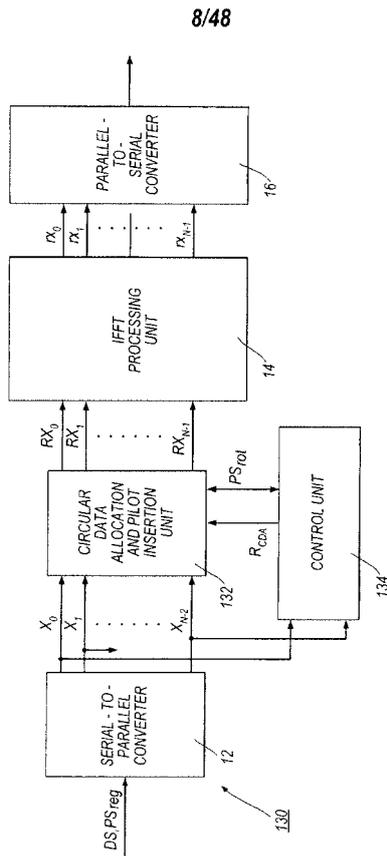


Fig. 8

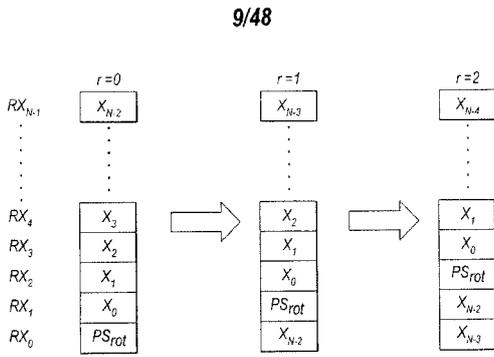


FIG.9

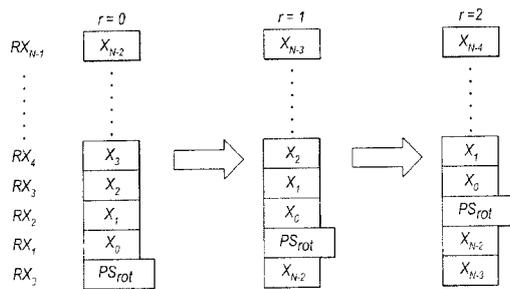


FIG.10

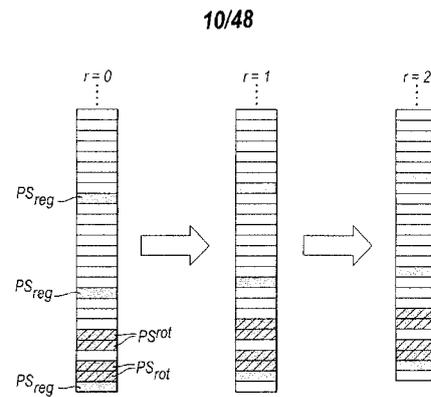


FIG.11

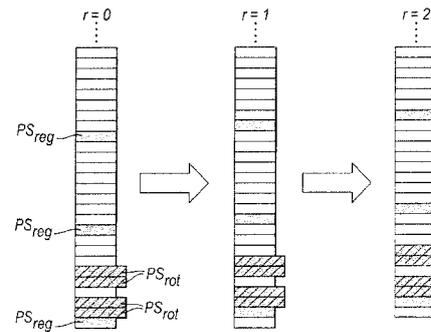


FIG.12

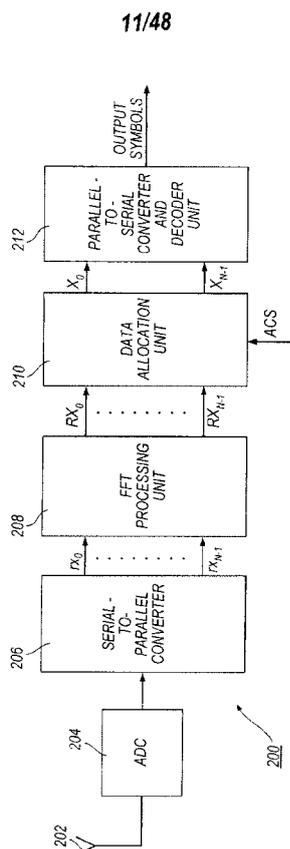


FIG.13

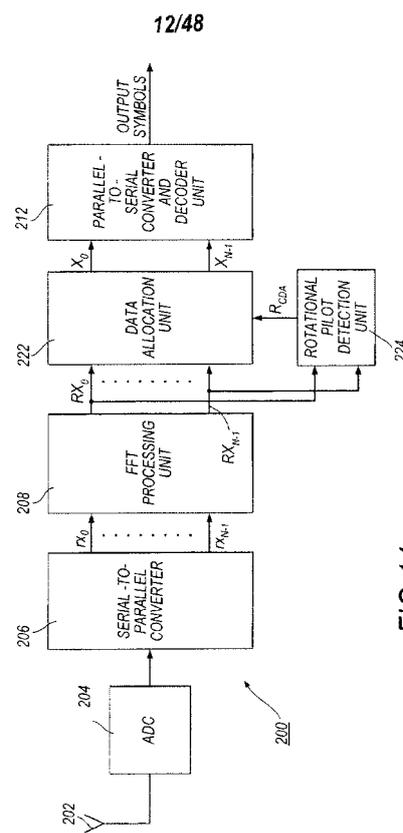


FIG.14

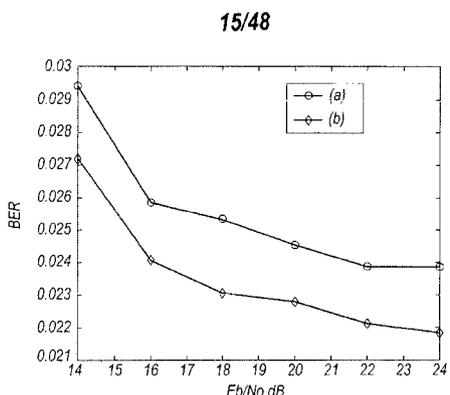
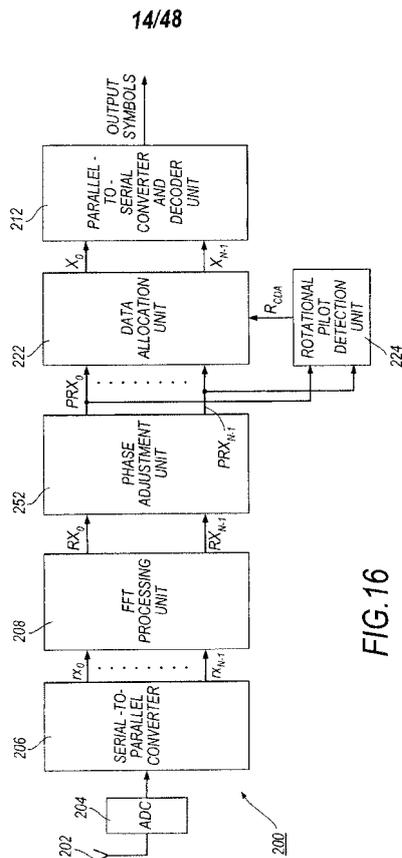
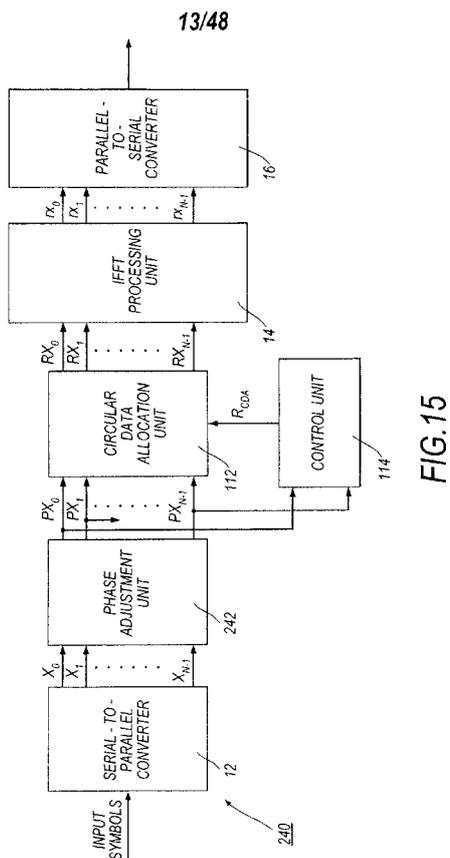


Fig. 17

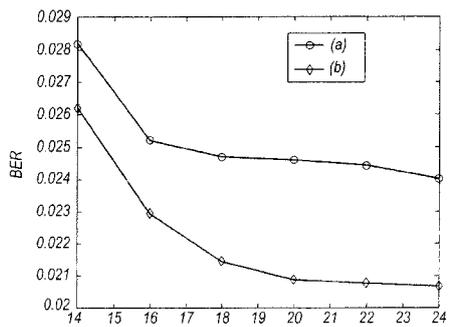


Fig. 18

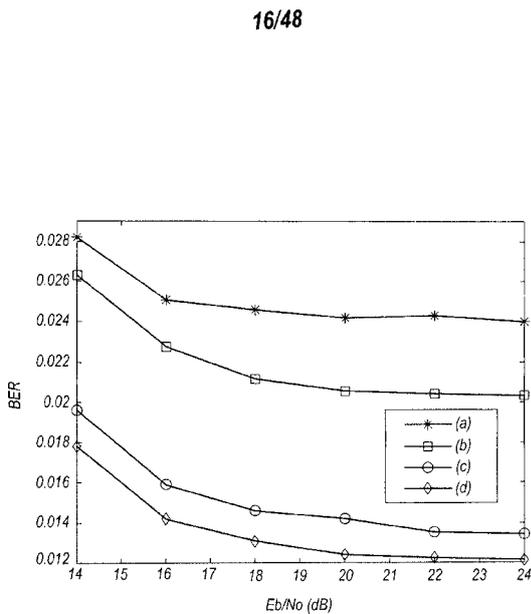


Fig. 19

17/48

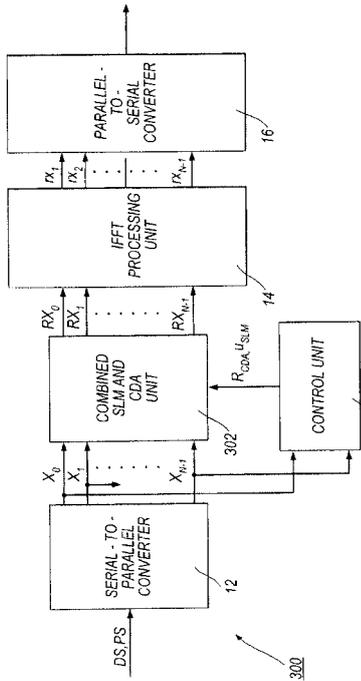


FIG. 20

18/48

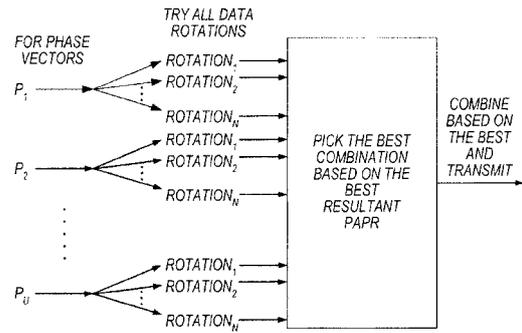


Fig. 21(A)

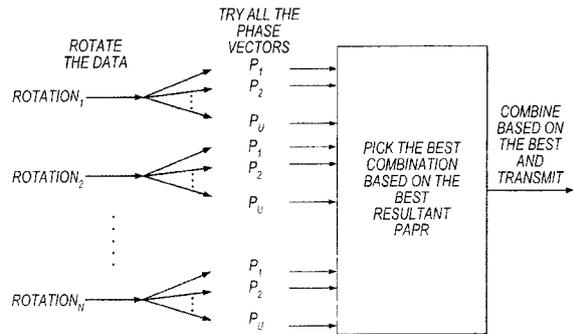


Fig. 21(B)

19/48

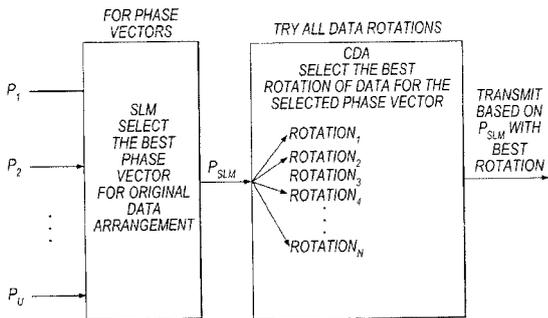


Fig. 22(A)

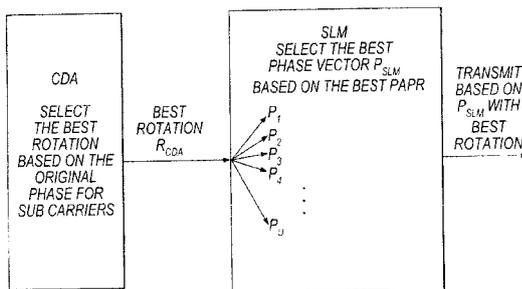


Fig. 22(B)

20/48

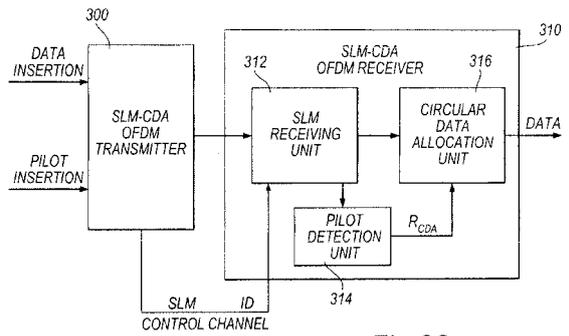


Fig. 23

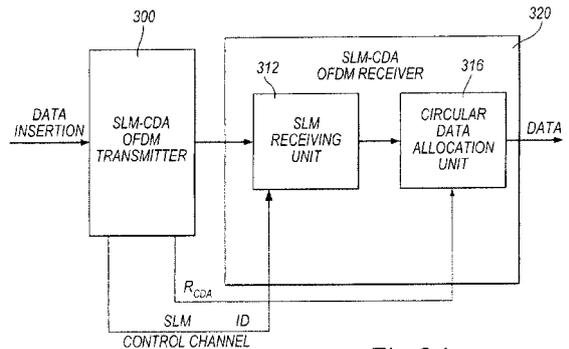


Fig. 24

21/48

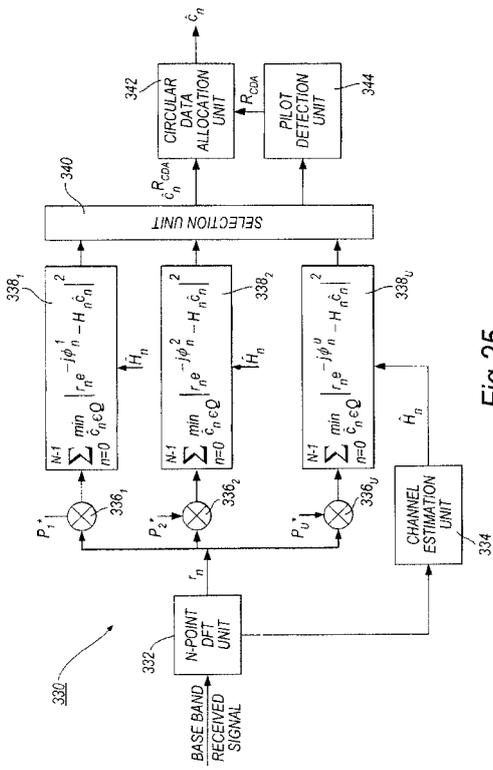


Fig.25

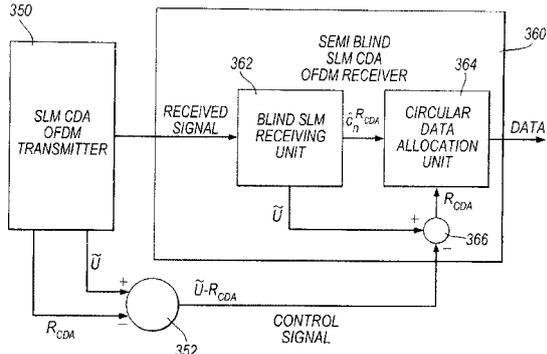


Fig.26

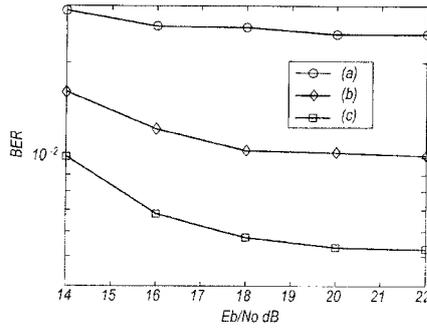


Fig.27

23/48

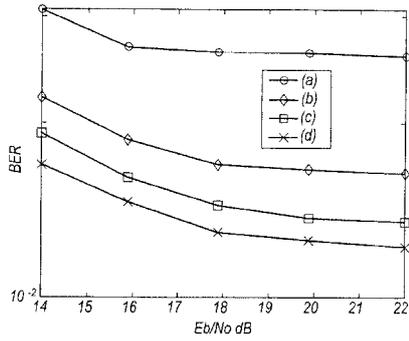


Fig.28

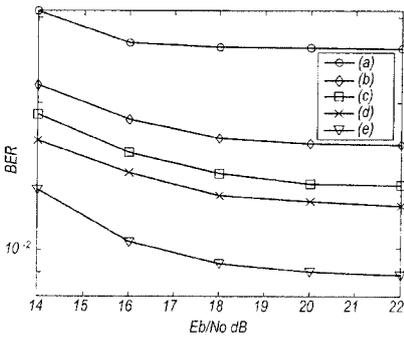


Fig.29

24/48

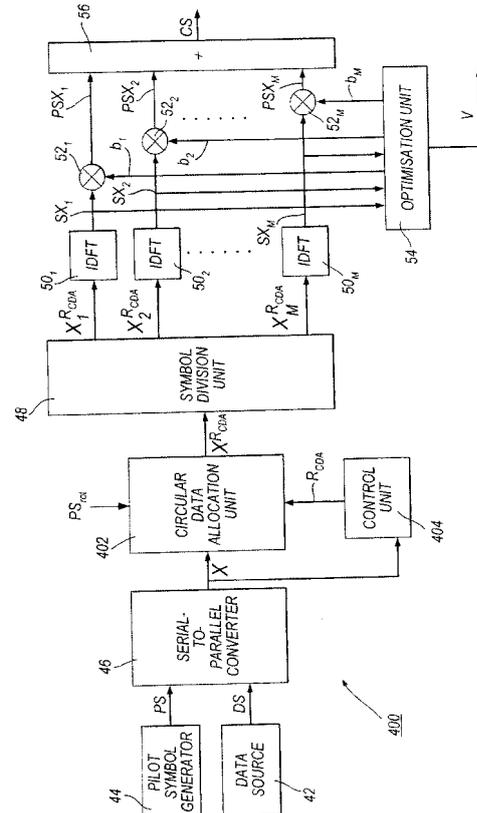


Fig.30

25/48

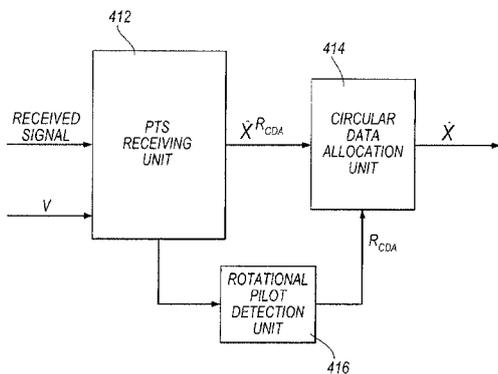


Fig.31

26/48

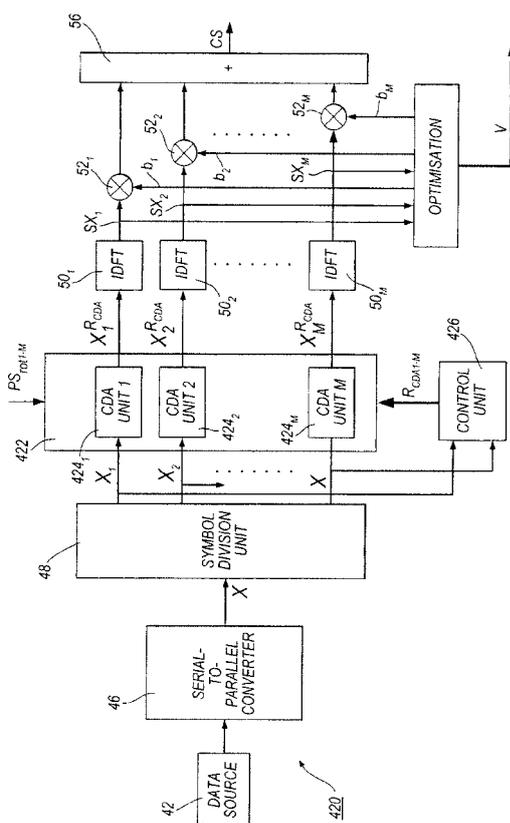


Fig.32

27/48

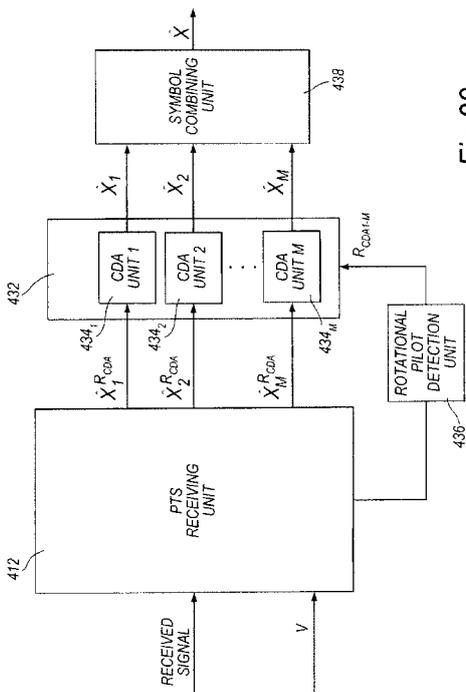


Fig.33

28/48

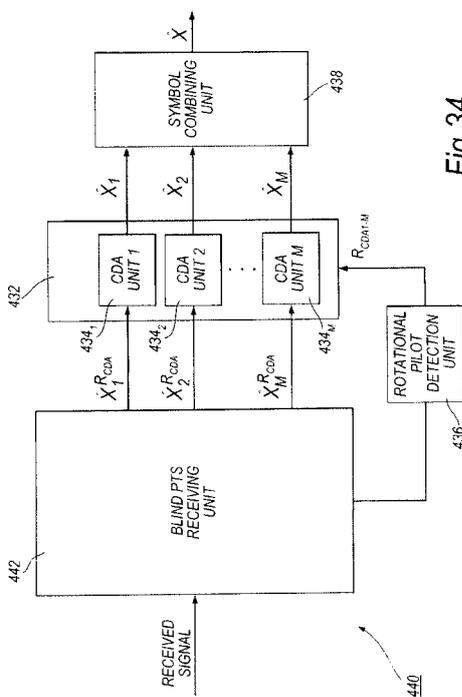


Fig.34

29/48

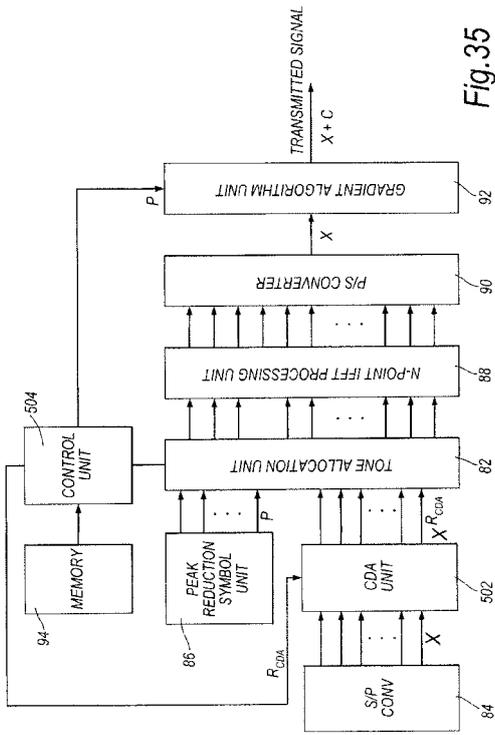


Fig. 35

30/48

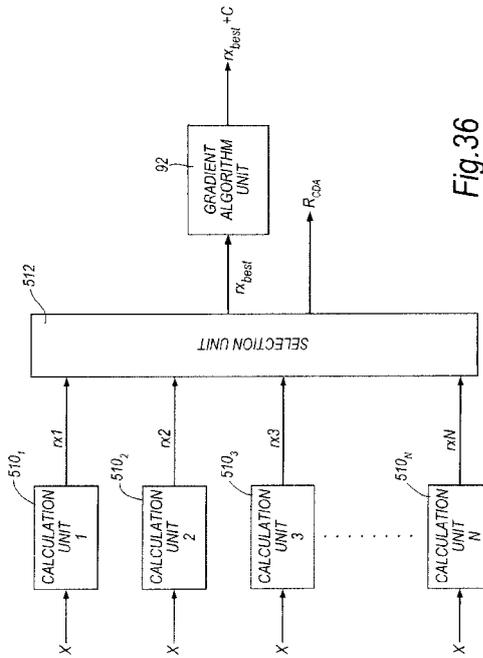


Fig. 36

31/48

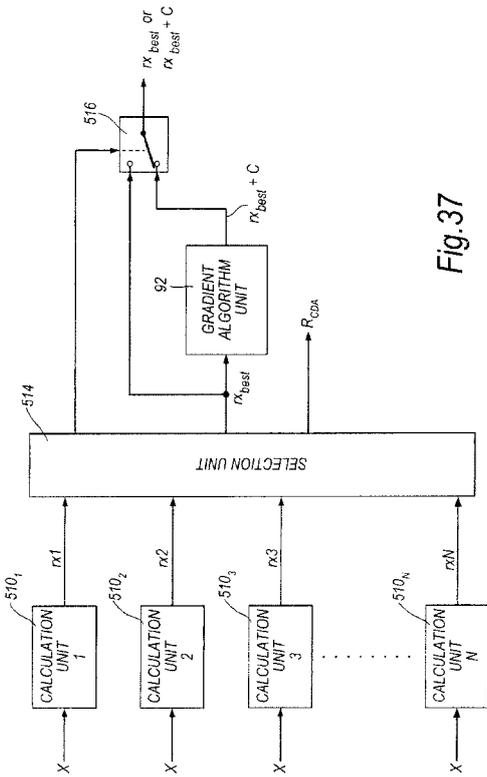


Fig. 37

32/48

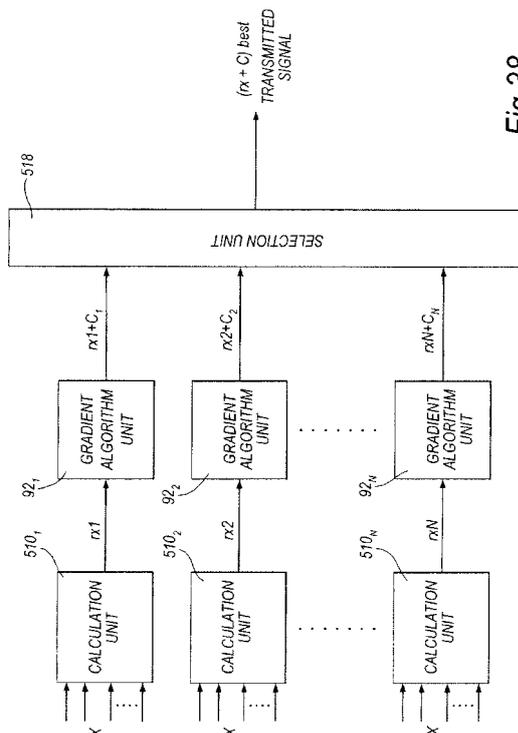
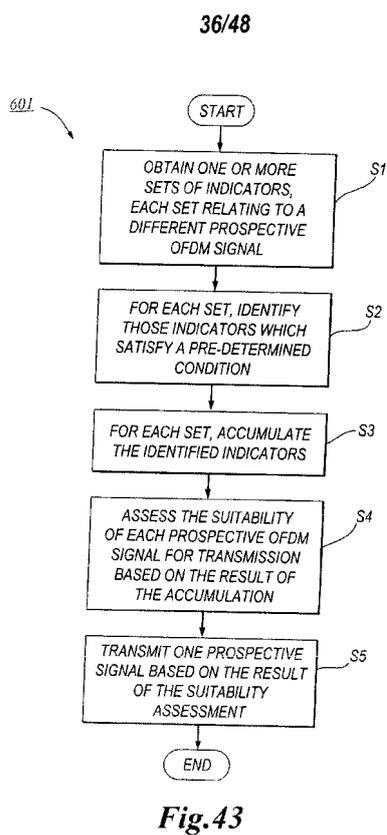
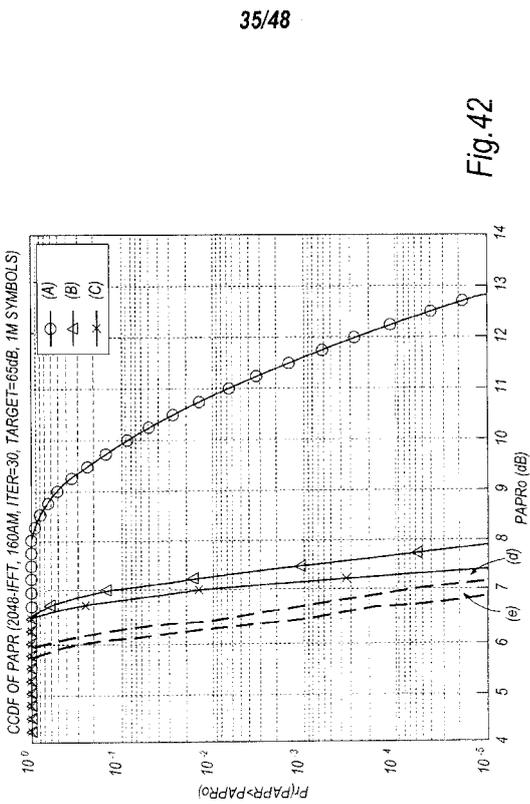
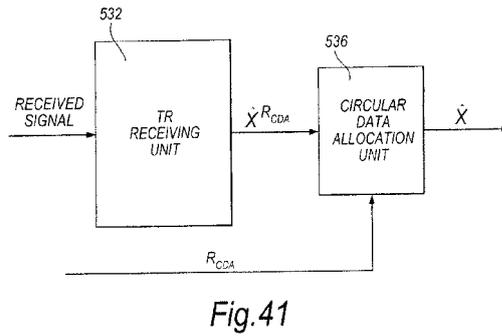
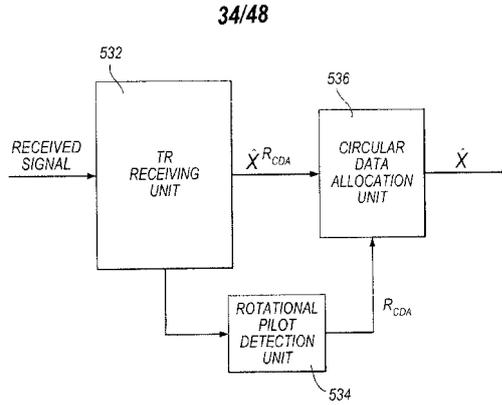
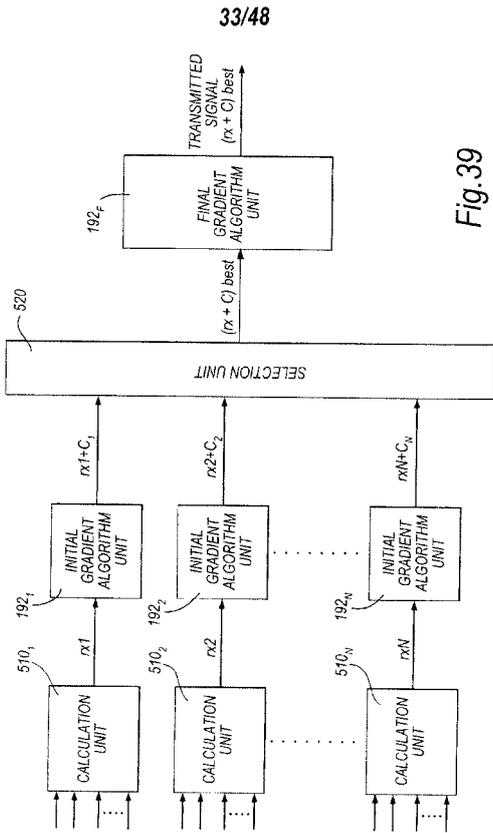


Fig. 38



37/48

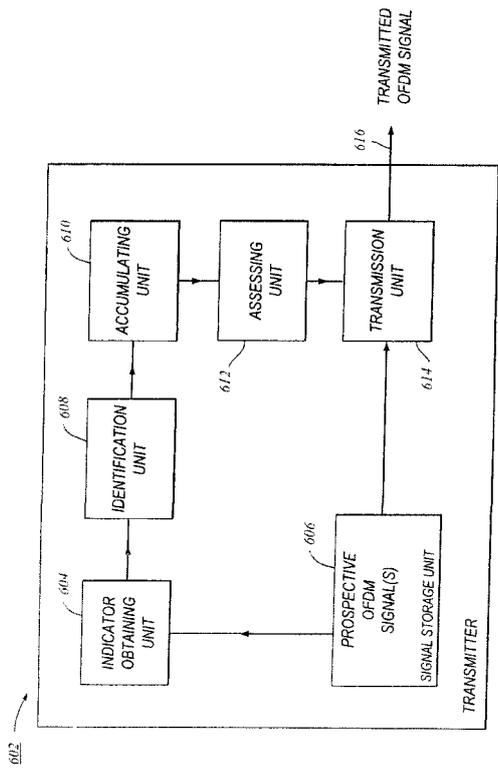


Fig.44

38/48

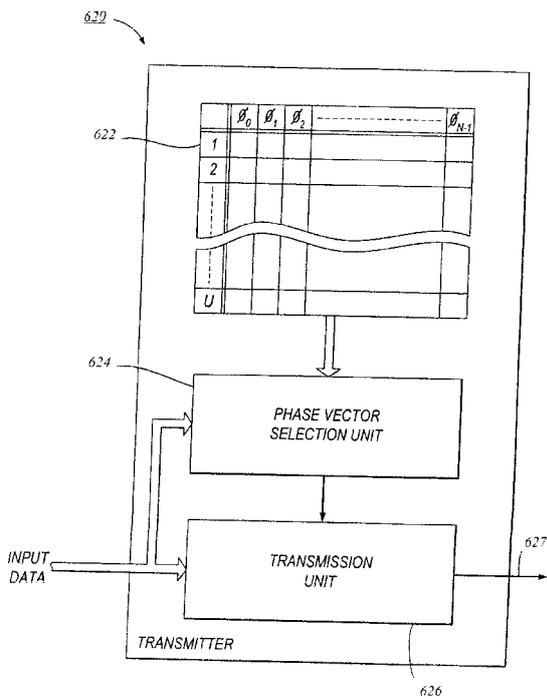


Fig.45

39/48

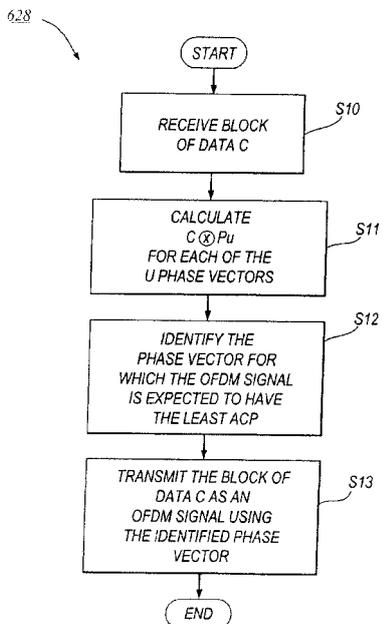


Fig.46

40/48

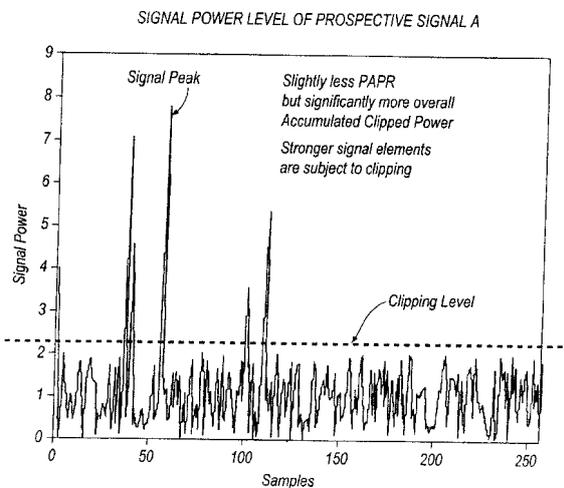


Fig.47

41/48

42/48

SIGNAL POWER LEVEL OF PROSPECTIVE SIGNAL B

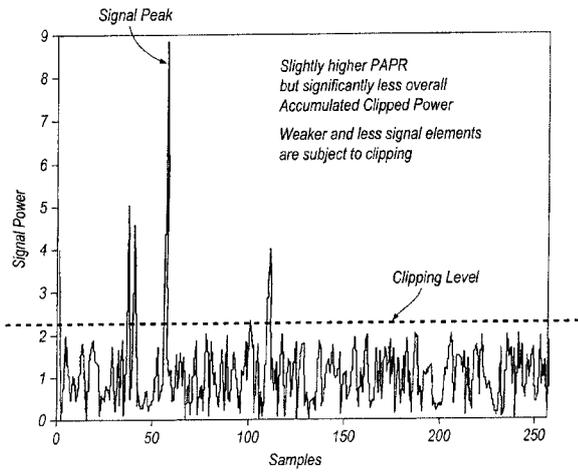


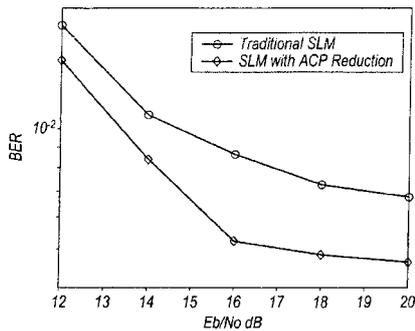
Fig.48

Parameter	Value
Total number of sub carriers	128, 512
Synchronisation	Perfect
Modulation	16 QAM
Sampling rate	256 and 1024 samples per symbol
Clipping Level	2 dB
Sub carrier spacing	19.5 KHZ
Channel	AWGN
SLM Set Size	64, 128

Fig.49

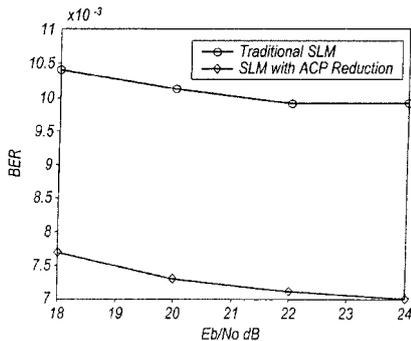
43/48

44/48



Performance comparison for SLM with PAPR and SLM with ACP, 128 Sub Carriers and SLM set size of 64

Fig.50



Performance comparison for SLM with PAPR and SLM with ACP, 512 Sub Carriers and a phase set size of 128 for SLM

Fig.51

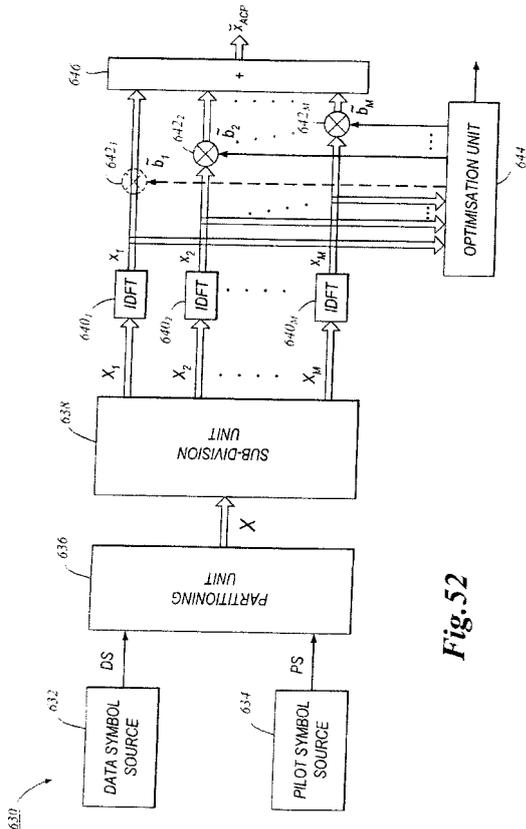


Fig.52

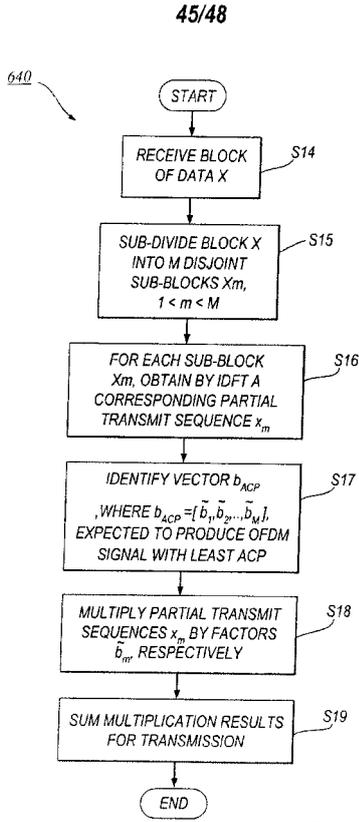


Fig.53

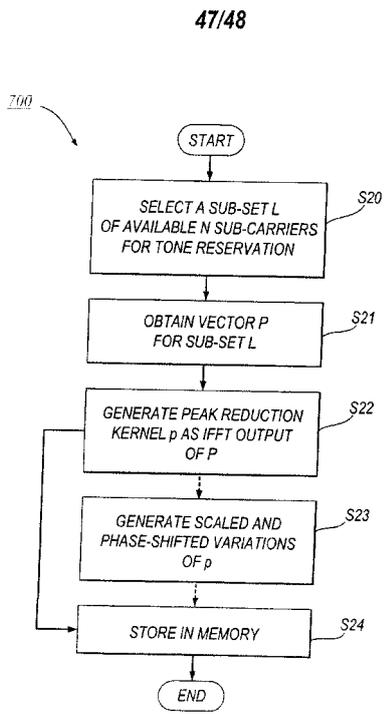


Fig.55

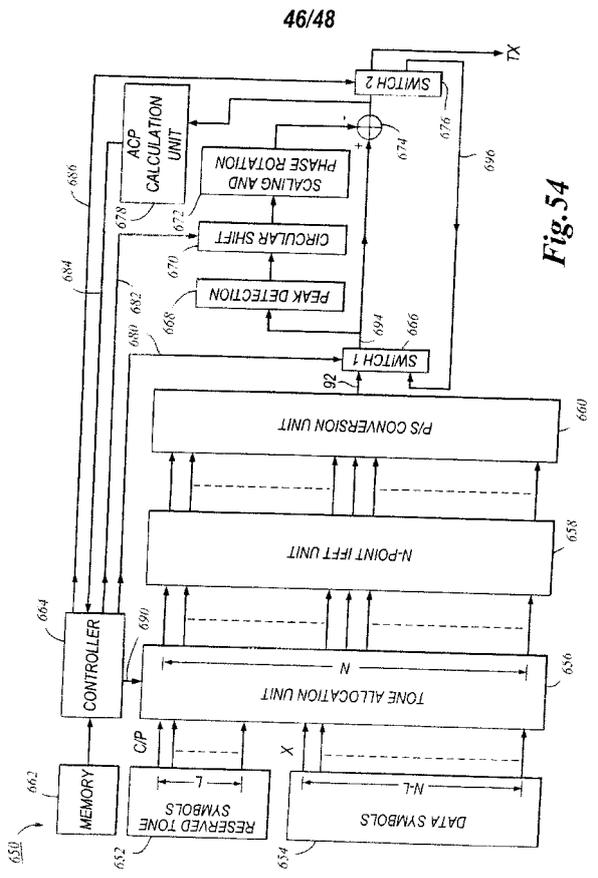


Fig.54

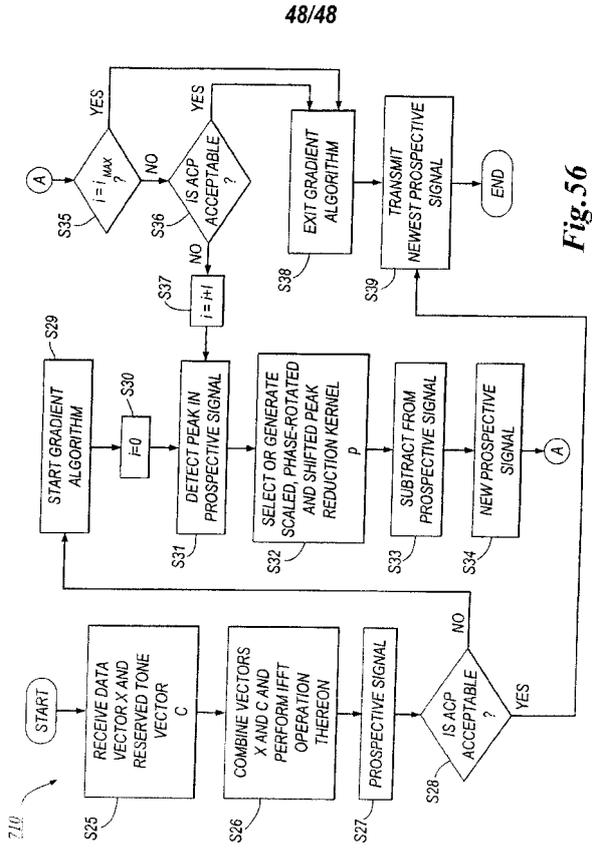


Fig.56