

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4515155号
(P4515155)

(45) 発行日 平成22年7月28日(2010.7.28)

(24) 登録日 平成22年5月21日(2010.5.21)

(51) Int.Cl. F I
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z

請求項の数 2 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2004-155033 (P2004-155033)	(73) 特許権者	392026693 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ 東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(22) 出願日	平成16年5月25日(2004.5.25)	(74) 代理人	100070150 弁理士 伊東 忠彦
(65) 公開番号	特開2005-341056 (P2005-341056A)	(72) 発明者	シン キユン 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
(43) 公開日	平成17年12月8日(2005.12.8)	(72) 発明者	藤井 啓正 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
審査請求日	平成19年5月2日(2007.5.2)	(72) 発明者	浅井 孝浩 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直交周波数分割多重化(OFDM)方式の無線通信システムで使用される送信装置であって、

送信する信号系列を複数に分割し、分割された信号系列を少なくとも第1、第2及び第3の変換手段でそれぞれ逆フーリエ変換する分割逆フーリエ変換手段と、

前記分割逆フーリエ変換手段の出力信号から検出されたピークに基づいてピーク制御信号を出力するピーク制御手段と、

前記分割逆フーリエ変換手段の出力信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じて調整し、調整済みの信号と別の信号とを合成して出力するピーク低減処理手段と

を備え、前記ピーク低減処理手段は、前記第1の変換手段から出力される複数の信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に従って調整し、調整された信号と前記第2の変換手段からの信号とを合成し、

前記ピーク低減処理手段は、更に、合成後の信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に従って調整し、調整された信号と前記第3の変換手段からの信号とを合成することを特徴とする送信装置。

【請求項2】

直交周波数分割多重化(OFDM)方式の無線通信システムで使用される送信装置であって、

送信する信号系列を少なくとも4つに分割し、分割された信号系列を少なくとも第1な

いし第4の変換手段でそれぞれ逆フーリエ変換する分割逆フーリエ変換手段と、

前記分割逆フーリエ変換手段の出力信号から検出されたピークに基づいてピーク制御信号を出力するピーク制御手段と、

前記第1の変換手段からの出力信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じて調整した信号と、前記第2の変換手段からの出力信号とを合成して出力する第1のピーク低減処理手段と、

前記第3の変換手段からの出力信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じて調整した信号と、前記第4の変換手段からの出力信号とを合成して出力する第2のピーク低減処理手段と、

前記第1のピーク低減処理手段からの出力信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じて調整した信号と、前記第2のピーク低減手段からの出力信号とを合成して出力する第3のピーク低減処理手段と

を備えることを特徴とする送信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信の技術分野に関し、特に直交周波数分割多重化（OFDM）方式を採用する送信装置及び受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

この種の技術分野で注目されているOFDM方式は、複数のキャリア（サブキャリア）を互いに直交するような周波数間隔で並べることで、マルチパス伝搬環境等でも良好な信号伝送を実現しようとする技術である。この方式における送信機では、図1に示されるように、送信情報に基づいて信号生成部で生成された信号は、直並列変換部（S/P）で並列の複数の信号系列に変換され、高速逆フーリエ変換部（IFFT部）で変調され、並直列変換部（P/S）で単一の信号系列に変換され、ガードインターバル付与部（GI）にてガードインターバルが付与され、電力増幅部（PA）で増幅された後にOFDM信号として無線送信される。周知のように、ガードインターバルは、送信するシンボルの末尾部分を複製したものである。一方、受信機では、図2に示されるように、ガードインターバル除去部（GI除去）で受信信号からガードインターバルが除去され、その信号は、直並列変換部（S/P）で並列信号に変換され、高速フーリエ変換部（FFT部）にて復調され、並直列変換部（P/S）で直列信号に変換され、信号検出部にて更なる復調が行なわれ、送信情報が得られる。

【0003】

OFDM方式では、高低様々な複数のサブキャリアを使用するので、場合によっては、図3に示されるように、非常に大きな振幅の送信信号が形成される。生じ得る最大のピーク電力と平均電力との比は、ピーク対平均電力比（PAPR：Peak to Average Power Ratio）として評価される。一般に、最大ピーク電力は、平均電力の全サブキャリア数倍になる可能性がある。

【0004】

一方、電力増幅器（PA）は、図4に示されるように、線形な入出力特性を与える線形領域と非線形な入出力特性を与える非線形領域とを有する。歪の少ない送信信号を出力するには、電力増幅器（PA）は線形領域で動作することが望ましい。非線形領域でそれが使用されると、伝送品質の劣化や、帯域外への不要輻射等の問題を引き起こす虞が生じる。ピーク対平均電力比（PAPR）が大きい場合は、電力増幅器を線形領域だけでなく非線形領域でも使用することになってしまう。他方、線形領域の広い電力増幅器を使用することも考えられるが、増幅効率を犠牲にしてしまうという問題が生じる。従って、送信信号のピーク対平均電力比は小さいことが望ましい。

【0005】

この点に関し、非特許文献1記載発明は、いわゆるプレディストーション方式を採用し

10

20

30

40

50

、送信信号に導入される非線形歪を調べ、その逆特性を表す重みを送信信号に事前に与えることで、動作の線形性を確保しようとしている。非特許文献2記載発明では、大きなピーク値をクリッピングすることでピーク対平均電力比を抑制しようとしている。また、部分系列伝送方式(P T S : P a r t i a l T r a n s m i t S e q u e n c e)と呼ばれる技術は、変調前の信号に対し、事前にサブキャリア毎に設定された位相回転量の複数の組の中から適宜1つの組を選択することによって、サブキャリア毎にその都度位相を回転させ、ピーク対平均電力比を抑制しようとする(例えば、非特許文献3, 4, 5参照。)。図5は、P T S方式を採用する送信機の一例を示し、図6はP T S方式を採用する受信機の一例を示す。図示の例では、信号生成部で生成された信号系列は、分割部で2分され、2分された信号系列の各々に対して直並列変換及び逆フーリエ変換が施される。N 10 個の入出力点を有する逆フーリエ変換部I F F T _{1, 2}には、直並列変換部からのN/2個の信号と、N/2個のヌルシンボルとが入力される。位相回転量制御部は、逆フーリエ変換部の出力に基づいて、適切な位相回転量(重み又はウエイト)の組{ _{1, 2, . . .} }を決定し、これらの内の1つが各乗算部に共通に与えられる。逆フーリエ変換部からの出力は、適切な重みと共に合成部にて合成される。合成後の逆フーリエ変換後の信号群は、並直列変換部(P/S)で直列信号に変換され、ガードインターバル部(GI)にてガードインターバルがそれに付加され、アンテナからそれが送信される。受信側では、図6に示されるように、復調時に位相回転量が調整される。

【非特許文献1】M. Friese, "On the degradation of OFDM-signal due to peak-clipping in opti 20 mally predesigned power amplifiers". proc. of GLOBECOM '98, pp. 939-944, Nov. 1998

【非特許文献2】X. Li and L. J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 5, pp. 131-133, May. 1998

【非特許文献3】L. J. and N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", IEEE Commun. Lett., vol. 4, no. 3, pp. 86-8 30 8, March 2000

【非特許文献4】S. H. Muller and J. B. Huber, "A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM", Proc. of PIMRC '97, pp. 1090-1094, 1997

【非特許文献5】G. R. Hill, Faulkner and J. Singh, "Reducing the peak-to-average power ratio in OFDM by cyclically shifting partial transmit sequences", Electronics Letters, vol. 36, No. 6, 16th March 2000

【発明の開示】 40

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、プレディストーション方式では、電力増幅器に対する入出力特性を見かけ上線形にするに過ぎず、大きなピーク対平均電力比を有する信号がなくなるわけではない。また、増幅器の飽和領域を超えるピーク電力を有する信号に対しては、入出力の線形性さえも確保することができなくなってしまう。

【0007】

不都合なピーク電力値をクリッピングする方式では、ピーク部分のみが除去されるので、サブキャリア間の直交性が崩れ、シンボル間干渉が大きくなり、受信特性が劣化する虞がある。 50

【 0 0 0 8 】

部分系列伝送 (P T S) 法では、各信号系列に重みを与える際に、信号系列毎に複素乗算を行なう必要があり、計算量が多くなってしまふ。これは、消費電力や回路規模等の観点からは特に不都合である。信号系列に与える重みの種類を減らすことで、送信信号の生成に要する演算負担を軽減することも考えられる。しかし、そのようにすると、重み調整の自由度が大きく制限されてしまふ。

【 0 0 0 9 】

更に、与えられる重みは位相を調整するに過ぎない。合成部又は加算部で合成される前のピーク電力となる信号を S_p とし、重み ($e^{j\theta}$) の乗算された一部の OFDM 信号を S とすると、合成部からの出力は、 $S_p + e^{j\theta} S$ となる。位相回転量は、合成後のこの信号の振幅が小さくなるように選択される。しかしながら、信号 S の振幅が非常に小さい場合は、位相回転量をどのように調整しても合成後の振幅を小さくすることは困難である。

10

【 0 0 1 0 】

また、従来の巡回シフト法におけるシフト量及び従来の P T S 法における位相回転量を簡易に求めることは困難であり、ピーク低減を行なうための従来における制御は容易ではなかった。しかも、そのような制御に関する演算負担は、分割逆フーリエ変換部で分割された後の信号系列数が増える程多くなり、小型の移動端末には特に不利であった。

【 0 0 1 1 】

本発明は、上記問題点の少なくとも 1 つに対処するためになされたものであり、その課題は、無線信号のピーク対平均電力比を抑制することの可能な OFDM 方式を使用する送信装置及び受信装置を提供することである。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 2 】

本発明の一形態では、

直交周波数分割多重化 (OFDM) 方式の無線通信システムで使用される送信装置であって、

送信する信号系列を複数に分割し、分割された信号系列を少なくとも第 1、第 2 及び第 3 の変換手段でそれぞれ逆フーリエ変換する分割逆フーリエ変換手段と、

前記分割逆フーリエ変換手段の出力信号から検出されたピークに基づいてピーク制御信号を出力するピーク制御手段と、

30

前記分割逆フーリエ変換手段の出力信号のウェイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じて調整し、調整済みの信号と別の信号とを合成して出力するピーク低減処理手段と

を備え、前記ピーク低減処理手段は、前記第 1 の変換手段から出力される複数の信号のウェイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に従って調整し、調整された信号と前記第 2 の変換手段からの信号とを合成し、

前記ピーク低減処理手段は、更に、合成後の信号のウェイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に従って調整し、調整された信号と前記第 3 の変換手段からの信号とを合成する

ことを特徴とする送信装置が使用される。

本発明の一形態では、

40

直交周波数分割多重化 (OFDM) 方式の無線通信システムで使用される送信装置であって、

送信する信号系列を少なくとも 4 つに分割し、分割された信号系列を少なくとも第 1 ないし第 4 の変換手段でそれぞれ逆フーリエ変換する分割逆フーリエ変換手段と、

前記分割逆フーリエ変換手段の出力信号から検出されたピークに基づいてピーク制御信号を出力するピーク制御手段と、

前記第 1 の変換手段からの出力信号のウェイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じて調整した信号と、前記第 2 の変換手段からの出力信号とを合成して出力する第 1 のピーク低減処理手段と、

前記第 3 の変換手段からの出力信号のウェイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じ

50

て調整した信号と、前記第4の変換手段からの出力信号とを合成して出力する第2のピーク低減処理手段と、

前記第1のピーク低減処理手段からの出力信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に応じて調整した信号と、前記第2のピーク低減手段からの出力信号とを合成して出力する第3のピーク低減処理手段と

を備えることを特徴とする送信装置が使用される。

【発明の効果】

【0013】

本発明によれば、OFDM方式の無線通信システムにおいて、無線信号のピーク対平均電力比を抑制することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、本発明を実施するための形態が説明される。

【0015】

本発明の一態様によれば、複数の変換手段の出力信号のピークが変換手段毎に検出され、検出結果に基づいてピーク制御情報が出力され、分割逆フーリエ変換手段の出力信号のウエイト又はその並ぶ順序が、前記ピーク制御信号に応じて設定される。これにより、少ない演算負担でピーク対平均電力比を抑制することができ、回路規模の増大を抑制することができる。

【0016】

本発明の一態様によれば、ピーク検出手段は、1つの変換手段の出力信号の所定数個のピークを検出し、前記ピーク制御信号は、前記所定数個のピークを抑制するように形成される。これにより、例えば複数個のピークを同時に抑制することができる。

【0017】

本発明の一態様によれば、前記ピーク低減処理手段が、前記複数の変換手段の内少なくとも1つの変換手段から出力される複数の信号の並ぶ順序を、前記ピーク制御信号の示す順序にする巡回シフト手段と、前記巡回シフト手段からの出力と、前記少なくとも1つの変換手段以外の変換手段からの出力とを合成する合成手段とを備える。これにより、改善された巡回シフト法で、効果的にピーク対平均電力比を低減することができる。

【0018】

本発明の一態様によれば、前記ピーク低減処理手段が、少なくとも1つの変換手段からの各出力信号の振幅及び/又は位相を、前記ピーク制御信号に従ってそれぞれ調整するウエイト調整手段と、前記ウエイト調整手段からの出力と、前記少なくとも1つの変換手段以外の変換手段からの出力とを合成する合成手段とを備える。これにより、改善されたPTS法で、効果的にピーク対平均電力比を低減することができる。

【0019】

本発明の一態様によれば、前記分割逆フーリエ変換手段が、少なくとも第1、第2及び第3の変換手段を有する。前記ピーク低減処理手段は、前記第1の変換手段から出力される複数の信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に従って調整する。調整された信号と前記第2の変換手段からの信号とが前記合成手段で合成される。前記ピーク低減処理手段は、更に、合成後の信号のウエイト又は並ぶ順序を、ピーク制御信号に従って調整する。調整された信号と前記第3の変換手段からの信号とが前記合成手段で合成される。これにより、多数の系列を一度に処理できる大規模なピーク低減処理部を用いる代わりに、小規模なピーク低減処理部を連携させることで、多くの入力に柔軟に対応することができる。

【0020】

本発明の一態様によれば、前記ピーク低減処理手段が、複数個設けられる。例えば、第1のピーク低減処理手段から出力される信号と、別の信号とをピーク制御信号に従って合成して出力する第2のピーク低減処理手段が設けられる。また、本発明の一態様によれば

10

20

30

40

50

、その別の信号は、第3のピーク低減処理手段からの出力である。これにより、複数の信号系列に対するピーク低減処理を速やかに行なうことができる。

【0021】

本発明の一態様によれば、複数のサブキャリアを含む周波数グループが複数個用意され、前記ピーク低減処理手段における位相及び/又は順序の調整が、前記周波数グループ毎に行なわれる。同一グループ内では同じピーク低減処理が行なわれる。この場合において、本発明の一態様によれば、前記ピーク低減処理手段への入力信号に多重化された第2のパイロット信号と、前記ピーク低減処理手段からの出力信号に多重化された第1のパイロット信号とが送信される。受信側で、第1及び第2のパイロット信号を比較することで、ピーク低減処理の内容を知ることができる。また、本発明の一態様によれば、前記第2の
10

【0022】

本発明の一態様では、同一の周波数グループ内に挿入された複数の第1のパイロット信号から算出された複数のチャンネル推定値を平均化することで、チャンネル推定値が補正される。これにより、チャンネル推定値が高精度に求められ、雑音の影響が効果的に排除される。

【0023】

本発明の一態様によれば、前記ピーク低減処理手段で合成される前の信号のピークが検出され、検出されたピーク位置において、前記別の信号が合成された場合の振幅が小さくなるように、前記ウエイト又は前記並ぶ順序が決定される。これにより、送信信号を従来
20

【0024】

本発明の一態様によれば、低い周波数のサブキャリアに第2のパイロット信号が割り当てられるので、多くの区別可能な巡回シフト量を確保することが可能になる。

【0025】

本発明の一態様によれば、前記合成手段と前記分割逆フーリエ変換手段の間にフィードバック経路が設けられ、前記フィードバック経路に、前記合成手段の出力の内、所定の閾
30

【実施例1】

【0026】

図7は、本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図である。送信装置は、信号生成部702と、分割逆フーリエ変換部704と、ピーク低減処理部706と、並直列変換部(P/S)708と、ガードインターバル付与部710と、アンテナ712とを有する。更に、ピーク低減処理部706は、ピーク低減制御部714と、巡回シフト部716
40

【0027】

信号生成部702は、送信情報を表すビット列を受信し、各サブキャリアに対応する信号内容を形成し、一連の信号系列としてそれらを出力する。

【0028】

分割逆フーリエ変換部704は、図8に関して詳細に説明されるように、1つの信号系列を受信し、2組の逆フーリエ変換された信号群として系列1及び系列2を出力する。本実施例では、簡単のため、2つの系列1, 2を出力しているが、更に多くの信号群を出力することも可能である。

【0029】

10

20

30

40

50

ピーク低減処理部 706 は、系列 1 及び系列 2 の信号内容に基づいて、ピーク対平均電力比の改善される信号群を形成する。

【0030】

ピーク低減制御部 714 は、系列 1 及び系列 2 に対して、後述されるような適切なシフト量を示す巡回シフト情報 N_{shift} を出力する。また、必須ではないが、この巡回シフト情報 N_{shift} は、制御チャネルを通じて無線送信される。

【0031】

巡回シフト部 716 は、系列 2 の信号群中の信号の並ぶ順序が、巡回シフト情報 N_{shift} の示す順序になるようにそれらを巡回的にシフトさせて出力する。

【0032】

合成部 718 は、巡回的にシフトされた系列 2 の信号群と、系列 1 の信号群とを合成する（加算する）。

【0033】

並直列変換部（P/S）708 は、複数の並列的な信号を直列的な信号系列に変換する。

【0034】

ガードインターバル付与部（GI）710 は、信号系列にガードインターバルを付加することで、アンテナ 712 から送信される OFDM 信号を形成する。

【0035】

図 8 は、分割逆フーリエ変換部 704 の詳細なブロック図を示す。分割逆フーリエ変換部 704 は、分割部 802 と、第 1 の直並列変換部 804 と、第 1 の逆フーリエ変換部 806 と、第 2 の直並列変換部 808 と、第 2 の逆フーリエ変換部 810 とを有する。

【0036】

分割部 802 は、入力された信号系列を 2 つに分割する。本実施例では、2 分割される場合が説明されるが、更に多くの信号系列群に分割することも可能である。

【0037】

第 1 の直並列変換部 804 は、分割された信号系列を受信し、 $N/2$ 個の信号群に変換する。 N は、高速逆フーリエ変換の入力及び出力の信号点数（ポイント数）を示す。図示の例では、 $N = 8$ であり、第 1 の直並列変換部 804 は、 $8/2 = 4$ 個の信号（周波数領域での情報） $f(0)$ 、 $f(1)$ 、 $f(2)$ 、 $f(3)$ を出力している。

【0038】

第 1 の逆フーリエ変換部（IFFT₁）806 は、 $N/2$ 個の信号及び $N/2$ 個のヌルシンボルを受信し、それらを逆フーリエ変換し、系列 1 の信号群 $F_1(0)$ 、 $F_1(1)$ 、 $F_1(2)$ 、 $F_1(3)$ 、 $F_1(4)$ 、 $F_1(5)$ 、 $F_1(6)$ 、 $F_1(7)$ を出力する。IFFT₁ の入力点にどのような信号を与えるか（例えば、どの入力点にヌルシンボルを与えるか）については、サブキャリア指定信号により指示される。

【0039】

同様に、第 2 の直並列変換部 808 は、分割された信号系列を受信し、 $N/2$ 個の並列的な信号系列群に変換する。図示の例では、第 2 の直並列変換部 808 は、 $8/2 = 4$ 個の信号系列 $f(4)$ 、 $f(5)$ 、 $f(6)$ 、 $f(7)$ を出力している。

【0040】

第 2 の逆フーリエ変換部（IFFT₂）810 は、 $N/2$ 個の信号群及び $N/2$ 個のヌルシンボルを受信し、それらを逆フーリエ変換し、系列 2 の信号群 $F_2(0)$ 、 $F_2(1)$ 、 $F_2(2)$ 、 $F_2(3)$ 、 $F_2(4)$ 、 $F_2(5)$ 、 $F_2(6)$ 、 $F_2(7)$ を出力する。IFFT₂ の入力点にどのような信号を与えるかについても、サブキャリア指定信号により指示される。

【0041】

このように、分割逆フーリエ変換部 704 は信号 $f(0) \sim f(7)$ を分割して処理するので、系列 1 には信号 $f(0) \sim f(3)$ に関する情報のみが含まれ、系列 2 には信号 $f(4) \sim f(7)$ に関する情報のみが含まれる。一般に、 K 個に分割される系列の内、

10

20

30

40

50

k 番目の系列に含まれる信号（周波数領域での情報）は、

[(k - 1) × N / K] 番目 ~ [k × N / K - 1] 番目

の信号である。但し、N は I F F T ポイント数である。図示の例では、k = 1 又は 2 , N = 8 , K = 2 である。

【 0 0 4 2 】

なお、図 7 に示される例では、2 つの系列 1 , 2 の内の一方が巡回シフト部 7 1 6 に接続されているが、双方を巡回シフト部 7 1 6 に接続し、系列 1 も系列 2 も巡回的に並べ替えることも可能である。しかし、信号の並びは、系列 1 及び系列 2 の間の相対的な順序で決まるので、系列 1 又は系列 2 の一方の順序を並べ替えることで、全ての可能な組合せを実現できる。回路規模の小型化等の観点からは、図示の例のように一部の系列のみを巡回的にシフトさせることが好ましい。

10

【 0 0 4 3 】

図 7 , 8 を参照しながら動作を説明する。

【 0 0 4 4 】

信号生成部 7 0 2 で生成された信号系列は、分割逆フーリエ変換部 7 0 4 の分割部 8 0 2 に入力される。分割部 8 0 2 に入力された信号系列は、サブキャリア指定信号に従って、2 つの信号系列に分割され、第 1 及び第 2 の直並列変換部 8 0 4 , 8 0 8 にそれぞれ入力される。直並列変換部 8 0 4 , 8 0 8 に入力された信号系列は、4 つの並列的な信号にそれぞれ変換され、第 1 及び第 2 の高速逆フーリエ変換部 8 0 6 , 8 1 0 にそれぞれ与えられる。高速逆フーリエ変換部 8 0 6 , 8 1 0 に与えられた信号群は、ヌルシンボルと共に逆フーリエ変換され、系列 1 及び系列 2 の信号群として、分割逆フーリエ変換部 7 0 4 からそれぞれ出力される。

20

【 0 0 4 5 】

分割逆フーリエ変換部 7 0 4 の出力（系列 1 及び系列 2 の信号群）は、ピーク低減制御部 7 1 4 に入力される。ピーク低減制御部 7 1 4 は、信号群の各々に対するピーク電力値を求め、系列 1 の信号群と、ある順序に並んだ系列 2 の信号群との合成後の電力値を調べる。ある順序とは、系列 2 の信号群中の信号を巡回的にシフトさせることによって得られる順序である。図示の例では、0 ~ 7 のシフト量に対して、以下の巡回的なシフトが考えられる：

シフト量 = 0 : { $F_2(0)$, $F_2(1)$, $F_2(2)$, $F_2(3)$, $F_2(4)$, $F_2(5)$, $F_2(6)$, $F_2(7)$ }

30

シフト量 = 1 : { $F_2(7)$, $F_2(0)$, $F_2(1)$, $F_2(2)$, $F_2(3)$, $F_2(4)$, $F_2(5)$, $F_2(6)$ }

シフト量 = 2 : { $F_2(6)$, $F_2(7)$, $F_2(0)$, $F_2(1)$, $F_2(2)$, $F_2(3)$, $F_2(4)$, $F_2(5)$ }

シフト量 = 3 : { $F_2(5)$, $F_2(6)$, $F_2(7)$, $F_2(0)$, $F_2(1)$, $F_2(2)$, $F_2(3)$, $F_2(4)$ }

シフト量 = 4 : { $F_2(4)$, $F_2(5)$, $F_2(6)$, $F_2(7)$, $F_2(0)$, $F_2(1)$, $F_2(2)$, $F_2(3)$ }

シフト量 = 5 : { $F_2(3)$, $F_2(4)$, $F_2(5)$, $F_2(6)$, $F_2(7)$, $F_2(0)$, $F_2(1)$, $F_2(2)$ }

40

シフト量 = 6 : { $F_2(2)$, $F_2(3)$, $F_2(4)$, $F_2(5)$, $F_2(6)$, $F_2(7)$, $F_2(0)$, $F_2(1)$ }

シフト量 = 7 : { $F_2(1)$, $F_2(2)$, $F_2(3)$, $F_2(4)$, $F_2(5)$, $F_2(6)$, $F_2(7)$, $F_2(0)$ }。

【 0 0 4 6 】

例えば、ピーク低減制御部 7 1 4 は、系列 1 の信号群 $F_1(0)$, . . . , $F_1(7)$ の各々に、あるシフト量の系列 2 の信号群を加算し、そのピーク電力値を調べ、最も小さなピーク電力値を与える系列 2 の順序（シフト量 $N_{s h i f t}$ ）を見出す。

【 0 0 4 7 】

50

簡易にシフト量 N_{shift} を求めるには、例えば、次のようにすることが可能である。系列1の信号を $S_1(t)$ とし、系列2の信号を $S_2(t)$ とし、 $S_1(t)$ は $S_2(t)$ より大きな振幅値(ピーク)を含んでいたとする。ピーク低減制御部714は、そのようなピーク値の大小関係を判別し、次式に従って巡回シフト量 t' を決定する。

【0048】

$$t' = \text{Arg min} [| S_1(t_p) + S_2(t_p + t'') |]$$

ここで、 t'' は巡回的に信号をシフトさせる時間パラメータを示し、 Arg min は、引数が最小値をとるときの時間パラメータ(シフト量)を返す関数を表す。 t_p は系列1の信号 $S_1(t)$ が最大値をとるときの時間パラメータを示す。これにより、最適なシフト量を簡易且つ確実に見出すことができる。

10

【0049】

本実施例では、入力された信号系列を2分割する例を説明したが、図11に示されるように、更に多くの信号系列に分割することも当然に可能である。

【0050】

図12は、本発明の一実施例による受信装置の概略ブロック図を示す。受信装置は、アンテナ1202と、ガードインターバル除去部1203と、直並列変換部1204と、高速フーリエ変換部(FFT)1206と、複数の乗算部1208と、信号検出部1210と、シフト量検出部1212と、位相回転量算出部1214とを有する。

【0051】

ガードインターバル除去部1203は、アンテナ1202で受信したOFDM信号からガードインターバルを除去する。

20

【0052】

直並列変換部1204は、受信した信号系列を複数の並列的な信号に変換する。

【0053】

高速フーリエ変換部1206は、複数の並列的な信号を高速フーリエ変換することによって、復調を行なう。

【0054】

乗算部1208は、位相回転量算出部1214からの指示内容に応じて、信号に位相回転を与える。

【0055】

信号検出部1210は、受信信号に基づいて、送信された信号の内容を復元する。

30

【0056】

シフト量検出部1212は、巡回シフト情報(巡回的なシフト量を表す量) N_{shift} を制御チャネルから取得する(或いは、巡回シフト情報は、後述するように、フーリエ変換後の受信信号(パイロット信号)から推定されることも可能である。)。

【0057】

位相回転量算出部1214は、検出されたシフト量に基づいて、受信信号に与えるべき位相回転量 n を求める。

【0058】

アンテナ1202から受信された信号は、ガードインターバルが除去された後に、並列的な信号に変換され、高速フーリエ変換され、乗算部1208の一方の入力に与えられる。乗算部1208では、位相回転量算出部1214で算出された位相回転が、フーリエ変換後の信号に与えられる。与えられる位相回転量 n は、

40

$$n = 2 \quad n \times (\text{巡回的なシフト量}) / (\text{FFTポイント数} N)$$

により定められる。 n はサブキャリア番号を示す。図7, 8等に図示される例が想定されるならば、

$$n = 2 \quad n \times (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 \text{ 又は } 7) / 8$$

となる。一般に、 n の値が小さいほど(サブキャリアの周波数が小さいほど)、区別可能なシフト量の種類が多くなり、 n の値が大きいほど区別可能なシフト量の種類は少なくなる。

50

【 0 0 5 9 】

本実施例によれば、巡回的に信号群の順序を並べ替えながら、合成後のピーク電力が小さくなるように、合成する信号群の順序（シフト量）を決定するので、従来のような多数の複素乗算を行なうことなしに、ピーク対平均電力比を低減することが可能になる。例えば、サブキャリア数 N を 64 とし、分割数 K を 8 とし、シフトパターン数（シフト量の種類）が 6 であるとする。この場合に、逆フーリエ変換の計算量は $N \log_2 N$ となる。複素乗算回数は、従来の P T S 方式では、（逆フーリエ変換の計算量）+（サブキャリア数） \times （分割数） \times （シフトパターン数） $= 64 \log_2 64 + 64 \times 8 \times 6$ となる。一方、本実施例での複素乗算回数は、逆フーリエ変換の計算量しかないので、 $64 \log_2 64 = 64 \times 6$ になる。従って、複素乗算量は $(64 \times 6) / (64 \times 6 + 64 \times 8 \times 6)$

10

【実施例 2】

【 0 0 6 0 】

以下、巡回シフト情報を示すデータを送信機から受信機へ直接的に送信しない場合のいくつかの実施例が説明される。一実施例では、チャンネル推定に用いられるパイロット信号が、実施例 1 で説明したように OFDM 変調される。即ち、パイロット信号が、分割フーリエ変換部 704（図 7）に入力され、巡回シフト部 716 及び合成部 718 にてピーク対平均電力比が小さくなるように組み合わせられ、送信される。図 7 では、パイロット信号は第 2 パイロット信号として示されているが、第 1 及び第 2 パイロット信号の使用例については後述される。パイロット信号は、例えば図 13 に示されるような信号形式で送信される。図中、 f は周波数方向を示し、 t は時間方向を示す。図示の例では、ある時間スロットで全てのサブキャリアにパイロット信号が挿入されている。図中の破線で囲まれる 1 つの領域は 1 つのグループを示し、どのようにグループ分けされるかについては、不図示の制御部から出力されるサブキャリア指定信号（図 8）に基づいて決定される。同一グループ内では同じ巡回シフト量が使用される、言い換えれば、グループ毎に巡回シフト量が更新される。なお、このような制御信号によらず、グループ分けが固定的に定められていてもよい。更に、チャンネル推定値を高精度に求める観点からは、隣接するサブキャリアに挿入されたパイロット信号から得られる複数のチャンネル推定値を平均化し、チャンネル推定値を補正することが望ましい。

20

【 0 0 6 1 】

図 14 は、本発明の一実施例による受信機の部分ブロック図を示す。受信装置は、アンテナ 1402 と、ガードインターバル除去部 1403 と、直並列変換部 1404 と、高速フーリエ変換部（FFT）1406 と、信号検出部 1410 とを有する。受信装置は、チャンネル推定部 1412 及び補正部 1408 を有する。チャンネル推定部 1412 は、OFDM 復調された（フーリエ変換後の）受信信号中のパイロット信号から、チャンネルで導入された振幅及び位相の変動を推定し、それらを補償するための制御信号を出力する。補正部 1408 は、その制御信号に応じて各サブキャリアに関するデータを修正し、信号検出部 1410 に与える。

30

【 0 0 6 2 】

アンテナ 1402 で受信された受信信号は、ガードインターバルが除去された後に並列的な複数の信号系列に変換され、高速フーリエ変換される。これにより、OFDM 復調がなされる。

40

【 0 0 6 3 】

ところで、 n 番目のサブキャリアに関するチャンネルインパルス応答値を H_n とし、パイロット信号に関する各サブキャリアの送信信号を $s_n(t)$ とすると、受信信号 $s_n'(t)$ は、

$$s_n'(t) = H_n \exp(j\theta_n) s_n(t)$$

と表現される。但し、 θ_n は、巡回シフト部で導入される位相変化の影響を表す。チャンネル推定部 1412 は、フーリエ変換後の受信信号及び既知のパイロット信号のパターンに基づいて、 $H_n \exp(j\theta_n)$ を推定する。この $H_n \exp(j\theta_n)$ の影響は、補正

50

部 1 4 0 8 で補償される。

【 0 0 6 4 】

なお、図 1 3 の例では、全てのサブキャリアにパイロット信号が挿入されているが、図 1 5 に示されるように、パイロット信号を一部のサブキャリアにのみ挿入することも可能である。この場合、他のサブキャリアに関するチャンネル推定値は補間によって求められる。この補間は、図中の破線で囲まれる同一グループ内で行なわれることに留意を要する。パイロット信号によるオーバーヘッドを少なくし、その分だけ伝送レートを高めることが可能になる。

【 0 0 6 5 】

図 1 6 は、パイロット信号の別の挿入例を示す。この例では、ある時間スロットの全サブキャリアに第 1 のパイロット信号 1 6 0 2 が挿入され、別の時間スロットのあるサブキャリアに第 2 のパイロット信号 1 6 0 4 が挿入されている。第 1 及び第 2 のパイロット信号は共に同じ既知信号を表現する。第 1 のパイロット信号 1 6 0 2 は、図示されていないが、具体的には、図 7 の巡回シフト部 7 1 6 の出力と並直列変換部 7 0 8 の入力の間挿入される。第 2 のパイロット信号 1 6 0 4 は、第 1 のパイロット信号とは異なり、データ信号と同様に図 7 の分割逆フーリエ変換部 7 0 4 に入力されるので、巡回シフト部で適切な順序に並べられた後に送信される。従って、第 2 のパイロット信号は、巡回シフト部における並べ替えに関する情報を含んだ状態で送信されるが、第 1 のパイロット信号はそのような情報を含まずに送信される。

【 0 0 6 6 】

受信機では、チャンネル推定部 1 4 1 2 にて、受信された第 1 及び第 2 のパイロット信号を比較することで、巡回シフト部で導入された影響 ($\exp(j \theta_n)$) の部分のみを把握することが可能になる。図 1 3 , 1 5 の例では、 $H_n \exp(j \theta_n)$ 全体を知ることができるが、その内訳は不明である。第 1 及び第 2 のパイロット信号を用いることにより、補正部 1 4 0 8 における補正の高精度化を図ることが可能になる。なお、第 2 のパイロット 1 6 0 4 が、グループに 1 つしか挿入されていないのは、本発明の実施例では巡回シフトが行なわれていることに起因する。 n_1 番目のサブキャリアの位相回転量 θ_{n_1} が判明すると、 n_2 番目のサブキャリアの位相回転量 θ_{n_2} は次式により求めることが可能である：

$$\theta_{n_2} = (\theta_{n_2} / \theta_{n_1}) \theta_{n_1}。$$

【 0 0 6 7 】

また、巡回シフト量を高精度に検出する観点からは、第 2 のパイロット信号を同一グループ内に複数個挿入することが望ましい。ところで、サブキャリア番号 n に挿入された第 2 のパイロット信号により判別可能な巡回シフト量は、次の関係式を満たす。

【 0 0 6 8 】

$$(\text{判別可能な巡回シフト量}) < (FFT \text{ポイント数 } N) / n$$

図 7 , 8 等の例では、FFT ポイント数 N は 8 であり、サブキャリア番号 n は 1 ~ 8 の値をとり得る。上記の式から、サブキャリア番号 n が大きいと、即ち高い周波数のサブキャリアに第 2 のパイロット信号を挿入すると、識別可能な巡回シフト量が少なくなることが分かる。従って、識別可能な巡回シフト量を多くする観点からは、低い周波数のサブキャリアに第 2 のパイロット信号を挿入することが望ましい。なお、第 2 のパイロット信号は、OFDM 方式の変調 (IFFT) における直流成分以外の低いサブキャリアに配置することが望ましい。

【 0 0 6 9 】

図 1 7 は、第 1 及び第 2 のパイロット信号を挿入する別の例を示す。この例では、全てのサブキャリアに第 1 のパイロットが挿入され、データ信号は、破線で示される 3 つのグループに分割されている。各グループに使用される第 2 のパイロット信号は、周波数の低いサブキャリアにそれぞれ挿入されている。即ち、1 つの第 2 のパイロット信号が、1 つのグループ内で共通に使用される。第 2 のパイロット信号は、3 つのグループ全てについて、最低周波数のサブキャリアに挿入されているので、全グループについて、識別可能な

10

20

30

40

50

巡回シフト量を同程度に多く設定することができる。

【0070】

図18は、第1及び第2のパイロット信号を挿入する別の例を示す。図13, 15, 16に示されるパイロット信号は、各グループで同じ配置パターンになるように挿入されている。図18に示される例では、パイロット信号は周波数方向に一定の間隔で挿入されているが、グループ1とグループ2でパイロット信号の配置場所が異なっている。周波数方向における補間によって全サブキャリアについてのチャネル推定値を求めることができ、第1及び第2のパイロット信号を比較することで巡回シフト量を求めることができる。なお、第1のパイロット信号の周波数間隔は、送受信機間のチャネルにおけるインパルス応答長によって決定することができる。第2のパイロット信号の周波数間隔は、好ましくは、サブキャリアのグループ分けにより決定される。

10

【0071】

上記以外にも様々なパイロット信号の挿入法があり得る。例えば、上記の例ではパイロット信号を周波数方向に並べているが、時間軸方向に並べるパイロット信号の数を増やすことで、時間方向のチャネル変動を高精度に追跡することも可能である。高速に移動する移動端末のような使用環境では、時間軸方向のチャネル変動を考察することが望ましい。

【0072】

なお、本実施例では、巡回シフト法を採用する例が説明されたが、PTS法を利用することも可能である。PTS法を利用する場合には、同一グループ内では、 n_1 番目のサブキャリアに対する位相回転量 θ_{n_1} と、 n_2 番目のサブキャリアに対する位相回転量 θ_{n_2} は等しいので、上記の数式を用いて位相回転量を計算することは不要である。

20

【実施例3】

【0073】

図19は、本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図である。送信装置は、信号生成部1902と、分割逆フーリエ変換部1904と、ピーク低減制御部1906と、巡回シフト部1916と、複数の乗算部1922と、複数の合成部1918と、並直列変換部(P/S)1908と、ガードインターバル付与部1910と、アンテナ1912とを有する。

【0074】

信号生成部1902には、送信情報が入力され、各サブキャリアに対応する信号内容が形成され、一連の信号系列としてそれらが出力される。

30

【0075】

分割逆フーリエ変換部1904は、概して図8に関連して説明されたものと同様であり、1つの信号系列を受信し、2組の逆フーリエ変換された信号群として系列1及び系列2を出力する。

【0076】

ピーク低減制御部1906は、系列1及び系列2に対して適切なシフト量を示す巡回シフト情報 N_{shift} を出力する。このシフト量を示す巡回シフト情報 N_{shift} は、制御チャネルやパイロット信号を通じて受信側で知ることが可能である。ピーク低減制御部1906が乗算部1922に与えるウエイトは、系列1の信号群と並べ替えられた系列2の信号群の振幅及び/又は位相(ウエイト又は重み)とが合成された場合に、ピークの振幅が抑制されるようなウエイトである。ウエイトに関する情報も、制御チャネルやパイロット信号等を通じて受信側で知ることが可能である。

40

【0077】

巡回シフト部1916は、系列2の信号群の並ぶ順序が、巡回シフト情報 N_{shift} の示す順序になるように巡回的にシフトさせて出力する。

【0078】

乗算部1922は、ウエイト制御部1920からの制御信号に基づいて、各信号にウエイトを与える。

【0079】

50

合成部 1918 は、巡回的にシフトされ重み付けされた系列 2 の信号群と、重み付けされた系列 1 の信号群とを合成する（加算する）。

【0080】

並直列変換部（P/S）1908 は、複数の並列的な信号を直列的な信号系列に変換する。

【0081】

ガードインターバル付与部（GI）1910 は、信号系列にガードインターバルを付加することで、アンテナ 1912 から送信される OFDM 信号を形成する。

【0082】

図示の実施例では、巡回シフト部 1916 による信号群の並べ替えに加えて、伝送される各信号の振幅及びノ又は位相を制御することが可能である。合成後のピーク電力値が適切な大きさに収まるように、適切なウエイト及び巡回シフト量が各信号に与えられる。従って、合成部 1918 から出力される信号のピーク対平均電力比は適切に抑制されており、これらの信号は、直列信号に変換され、ガードインターバルがそれに付与され、アンテナからそれが送信される。本実施例によれば、実施例 1 の場合よりも多くの送信信号の候補を作ることができるので、ピーク対平均電力比を抑制することが可能になる。本実施例によれば、合成前の信号の振幅の大小によらず、適切にピークを抑制することが可能になる。

【0083】

本実施例によれば、巡回シフト法によって、ウエイト制御法によって又はそれら双方によって PAPR を抑圧することができる。双方の手法を利用する場合には、巡回シフト部に入力される信号に多重化される第 2 のパイロット信号に加えて、ウエイト制御に関する重み付けのなされた第 3 のパイロット信号を利用してもよい。第 1 のパイロット信号は、当然に、巡回シフトも重み付けもされずに送信される。この場合におけるフレーム構成は、図 16 ~ 18 等に示されるパターンに類似するものを利用することが可能である。

【実施例 4】

【0084】

図 20 は、本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図である。送信装置は、信号生成部 2002 と、分割逆フーリエ変換部 2004 と、ピーク低減制御部 2014 と、巡回シフト部 2016 と、複数の合成部 2018 と、並直列変換部（P/S）2008 と、ガードインターバル付与部 2010 と、アンテナ 2012 とを有する。分割逆フーリエ変換部 2004 は、分割部 2802 と、第 1 の直並列変換部 2804 と、第 2 の逆フーリエ変換部 2806 と、第 2 の直並列変換部 2808 と、第 1 の逆フーリエ変換部 2810 と、複数の合成部 2812 とを有する。更に、送信装置は、合成部 2018 の出力と合成部 2812 の入力との間にフィードバック経路を有し、このフィードバック経路には、ピーク成分検出部 2020 と、フーリエ変換部 2022 とが設けられている。第 1 実施例で説明したのと同様な要素は、同様な構成を有し及び同様な動作を行なうので、詳細な説明は省略される。本実施例では実施例 1 の構成に加えて、フィードバック経路が設けられている。

【0085】

ピーク成分検出部 2020 は、所定の閾値 C_{th} を超える合成部 2018 の出力から、その閾値を減算して出力する。合成部 2018 の出力が所定の閾値を超えない場合は、ゼロが出力される。

【0086】

フーリエ変換部 2022 は、ピーク成分検出部 2020 の出力を高速フーリエ変換する。

【0087】

分割逆フーリエ変換部 2004 内の合成部 2812 は、送信する信号から、フーリエ変換後の信号（フィードバック信号）をそれぞれ減算し、減算結果を逆フーリエ変換部 2806, 2810 にそれぞれ与える。

10

20

30

40

50

【0088】

フーリエ変換後の信号は、合成部2018から出力される信号成分の内、所定の閾値 C_{th} を超える信号成分を表す。この信号成分を、送信する信号系列から減算し、減算後の信号を逆フーリエ変換すれば、ピーク対平均電力比の抑制された信号が得られる。巡回シフト部2016による巡回シフトに加えて、フィードバック経路による再帰的な電圧の抑制を行なうことで、ピーク対平均電力比をいっそう抑制することが可能になる。

【実施例5】

【0089】

図22は、本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図を示す。送信装置は、信号生成部2202と、分割逆フーリエ変換部2204と、ピーク低減制御部2205と、ピーク低減処理部2206と、並直列変換部(P/S)2208と、ガードインターバル付与部2210と、アンテナ2212とを有する。ピーク低減制御部2205は、系列1に対するピーク検出部2214と、系列2に対するピーク検出部2216と、ピーク低減制御量決定部2218とを有する。

10

【0090】

信号生成部2202には、送信情報が入力され、各サブキャリアに対応する信号内容が形成され、一連の信号系列としてそれらが出力される。

【0091】

分割逆フーリエ変換部2204は、概して図8に関連して説明されたものと同様であり、1つの信号系列を受信し、2組の逆フーリエ変換された信号群として系列1及び系列2

20

を出力する。

【0092】

ピーク低減制御部2205は、系列1及び系列2に対するピーク位置をそれぞれ検出し、PAPRの抑制されたOFDM信号が形成されるように、ピーク制御信号を出力する。

【0093】

ピーク検出部2214は、分割逆フーリエ変換部2204からの系列1の信号の振幅を監視し、所定値を超える振幅値を検出し、その振幅値及びタイミング t_p をピーク位置として出力する。ピーク検出部2216は、系列2の信号の振幅を監視し、所定値を超える振幅値を検出し、その振幅値及びタイミング t_p' をピーク位置として出力する。

30

【0094】

ピーク低減制御量決定部2218は、ピーク検出部2214, 2216からの出力に基づいて、PAPRの抑制されたOFDM信号が形成されるように、ピーク制御信号を出力する。ピーク制御信号は、上述したような巡回シフト量を示す信号でもよいし、後述するような位相回転量(即ち、重み係数又はウエイト)を示す量であってもよい。即ち、本実施例では、巡回シフトによるピーク低減法、ウエイト制御によるピーク低減法(従来PTS法を改善したもの)又はそれら双方により、OFDM信号のPAPRが抑制される。

【0095】

ピーク低減処理部2206は、ピーク低減制御部2205からのピーク制御信号に基づいて、分割逆フーリエ変換部2204からの出力信号を調整する。巡回シフト法が採用される場合には、系列1及び系列2の間の合成される順序が、ピーク制御信号に従って適切

40

に調整される。ウエイト制御法が採用される場合には、系列1及び系列2の位相回転量を含むウエイトが、ピーク制御信号に従って適切に調整される。

【0096】

並直列変換部(P/S)2208は、複数の並列的な信号を直列的な信号系列に変換する。

【0097】

本実施例では、系列毎に(分割逆フーリエ変換部2204に含まれる複数の逆フーリエ変換部毎に)、ピーク検出部2214, 2216にてピーク位置が検出される。ピーク位置は、振幅値及びその時点のタイミングにより特定される。検出されるピーク位置は1つに限定されず、上位n個のピーク位置が検出されてもよい。簡単のため、 $n=1$ の場合で

50

あって、巡回シフト法が採用される場合の動作を説明する。 $n > 1$ の場合についても同様な処理を行なうことができる。系列1の信号を $S_1(t)$ とし、系列2の信号を $S_2(t)$ とし、 $S_1(t)$ は $S_2(t)$ より大きな振幅値（ピーク）を含んでいたとする。ピーク低減制御量決定部2218は、そのようなピーク値の大小関係を判別し、次式に従って巡回シフト量 t' を決定する。

【0098】

$$t' = \text{Arg min} [| S_1(t_p) + S_2(t_p + t'') |]$$

ここで、 t'' は巡回的に信号をシフトさせる時間パラメータを示し、 Arg min は、引数が最小値をとるときの時間パラメータ（シフト量）を返す関数を表す。 t_p は系列1の信号 $S_1(t)$ が最大値をとるときの時間パラメータを示す。

10

【0099】

ウェイト制御法が採用される場合には、ピーク低減制御量決定部2218は、次式を満たす位相回転量を求めることで、各信号に与える重みを決定する。

【0100】

$$\arg [S_1(t_p)] + \quad = \arg [S_2(t_p)] +$$

ここで、 \arg は引数の位相角を表す。この式から理解されるように、位相回転量は、系列1のピーク位置と系列2のピーク位置が逆位相で（互いに弱め合って）合成されるように決定される。ピーク低減制御量決定部2218はこのような位相関係を調べ、これらが逆位相で合成されるように位相回転量を求め、ピーク制御信号を作成する。

20

【0101】

なお、ピーク低減処理部2206で設定することの可能な位相回転量が所定の値に限定されている場合には、それらの所定の値のうち、上記のようにして求められた位相回転量に近いものが選択される。

【0102】

更に、巡回シフト法及びウェイト制御法の双方が使用される場合には、先ず、系列2に対して、 $(t_p - t_p')$ だけ巡回シフトが行なわれる。 t_p は系列1の信号 $S_1(t)$ に対するピーク位置を示す。 t_p' は系列2の信号 $S_2(t)$ に対するピーク位置を示す。次に、系列2の信号 $S_2(t)$ に対して、

$$\arg [S_1(t_p)] + \quad - \arg [S_2(t_p')]$$

で示される量だけ位相回転が行なわれる。即ち、巡回シフト法により系列1及び系列2の信号のピーク位置が揃えられ、ウェイト制御法によりそれらが逆位相で合成されるように位相が回転させられる。

30

【0103】

以後、ピーク制御信号に従って、分割逆フーリエ変換部の出力に巡回シフト又は位相回転が施された後の信号は、直列信号に変換され、ガードインターバルがそれに付加され、最終的にPAPRの抑制されたOFDM信号が作成される。

【0104】

本実施例によれば、合成前の信号に対してピークの検出が行なわれ、合成前のピーク信号に対応する合成出力のみについて、全ての可能な巡回シフト量及び重み候補を適用した場合の合成出力が生成される。この合成出力におけるピークが最も小さくなるような巡回シフト量及び重みが、最終的な制御量（ピーク制御信号）として決定される。このため、ある情報ビット系列に対応する全ての可能な重み等の候補に対して送信信号を作成し、最適なものを選択していた従来の手法よりも簡易に、最適な送信信号を決定することができる。

40

【実施例6】

【0105】

上記の実施例では、分割逆フーリエ変換手段は2つの変換手段を有し、2つの系列の信号が出力されていた。以下の例では、2つより多くの系列を取り扱うための手法が説明される。

【0106】

50

本発明によるある手法では、系列 1, 2, 3 の 3 つの系列がある場合に (図 8 の分割部 802 が信号系列を 3 分割する場合に)、例えば、上記の何れかの実施例のようにして 2 つの系列の間で最適なシフト量又はウエイトが先ず決定される。そして、系列 1 とそのシフト量又はウエイトに従って調整された系列 2 とを合成した系列が求められ、合成された系列と系列 3 との間で同様な手順が反復され、系列 3 に関する最適なシフト量又はウエイトが決定される。更に多くの系列があるときも同様にシフト量を求めることが可能である。この手法によれば、図 21 に示されるように、N 個の系列に対して N - 1 回のシフト量の決定を順に行なうことで最適なシフト量を求めることができる。1 系列ずつシフト量又はウエイトを求めるので、最低 2 つの系列に対するピーク低減処理部を少なくとも 1 つ用意すれば、多数の系列に対するシフト量又はウエイトを適切に決定することができる。

10

【0107】

本発明による別の手法では、ツリー状に設けられた複数のピーク低減制御部が利用され、多くの系列に関するシフト量又はウエイトが求められる (図 9)。これにより、送信信号を速やかに決定することができる。複数のピーク低減処理部の配置は図 9 に示されるものに限らず、使用されるピーク低減処理部の能力 (一度に処理できる系列数等) に依存して、様々な形態を採用することができる。例えば、図 10 に示されるように、一度に多数の系列に関するシフト量又はウエイトを求めるピーク低減処理部を利用することも可能である。図示の例では、ピーク低減処理部 1, 2 は、同時に 4 つの系列に関する最適なシフト量を求めている。これにより、図 9 に示される場合に比べて、ピーク低減処理部の数を少なくすることができる。これにより、ピーク低減処理部の配置や構成等に関する設計の自由度を増やすことができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0108】

【図 1】OFDM 方式を使用する送信機の概略ブロック図を示す。

【図 2】OFDM 方式を使用する受信機の概略ブロック図を示す。

【図 3】OFDM 信号を示す図である。

【図 4】電力増幅器の入出力特性を示す図である。

【図 5】PTS 法を用いた OFDM 方式を使用する送信機を示す図である。

【図 6】PTS 法を用いた OFDM 方式を使用する受信機を示す図である。

【図 7】本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図を示す。

30

【図 8】分割逆フーリエ変換部の詳細なブロック図を示す。

【図 9】ピーク低減処理部の変形例を示す図である。

【図 10】ピーク低減処理部の変形例を示す図である。

【図 11】変調前信号が m 分割される場合の送信機のブロック図を示す。

【図 12】本発明の一実施例による受信装置の部分ブロック図を示す。

【図 13】パイロット信号の挿入場所の一例を表すフレーム構成図を示す。

【図 14】本発明の一実施例による受信装置の部分ブロック図を示す。

【図 15】パイロット信号の挿入場所の一例を表すフレーム構成図を示す。

【図 16】パイロット信号の挿入場所の一例を表すフレーム構成図を示す。

【図 17】パイロット信号の挿入場所の一例を表すフレーム構成図を示す。

40

【図 18】パイロット信号の挿入場所の一例を表すフレーム構成図を示す。

【図 19】本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図を示す。

【図 20】本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図を示す。

【図 21】ピーク低減処理部の変形例を示す図である。

【図 22】本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図を示す。

【符号の説明】

【0109】

702 信号生成部； 704 分割逆フーリエ変換部； 706 並直列変換部；
 708 ピーク低減制御部； 710 ガードインターバル付与部； 712 アンテナ
 ； 714 ピーク低減制御部； 716 巡回シフト部； 718 合成部；

50

802 分割部； 804, 808 直並列変換部； 806, 810 逆フーリエ変換部；

1202 アンテナ； 1203 ガードインターバル除去部； 1204 直並列変換部； 1206 高速フーリエ変換部； 1208 乗算部； 1210 信号検出部； 1212 シフト量検出部； 1214 位相回転量算出部；

1402 アンテナ； 1403 ガードインターバル除去部； 1404 直並列変換部； 1406 高速フーリエ変換部； 1408 補正部； 1410 信号検出部； 1412 チャネル推定部；

1602 巡回シフトされないパイロット信号； 1604 巡回シフト済みのパイロット信号；

1902 信号生成部； 1904 分割逆フーリエ変換部； 1906 ピーク低減制御部； 1908 並直列変換部； 1910 ガードインターバル付与部； 1912 アンテナ； 1916 巡回シフト部； 1918 合成部； 1922 乗算部

2002 信号生成部； 2004 分割逆フーリエ変換部； 2006 ピーク低減制御部； 2008 並直列変換部； 2010 ガードインターバル付与部； 2012 アンテナ； 2016 巡回シフト部； 2018 合成部； 2020 ピーク成分検出部； 2022 フーリエ変換部；

2802 分割部； 2804, 2808 直並列変換部； 2806, 2810 逆フーリエ変換部； 2812 減算部；

2202 信号生成部； 2204 分割逆フーリエ変換部； 2205 ピーク低減制御部； 2206 ピーク低減処理部； 2208 並直列変換部； 2210 ガードインターバル付与部； 2212 アンテナ； 2214, 2216 ピーク検出部； 2218 ピーク低減制御量決定部

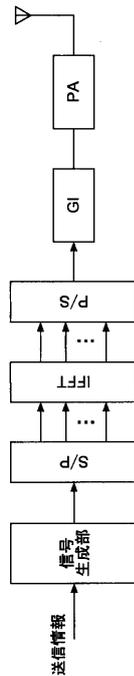
10

20

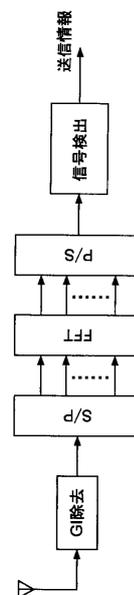
【図1】

【図2】

OFDM方式を使用する送信機の概略ブロック図

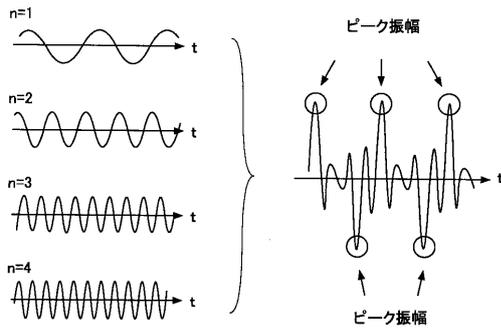


OFDM方式を使用する受信機の概略ブロック図



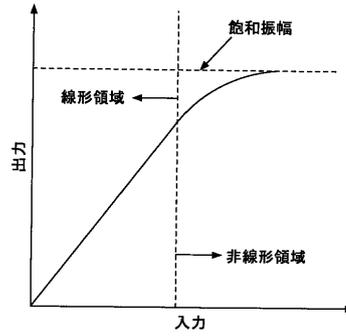
【図3】

OFDM信号を示す図



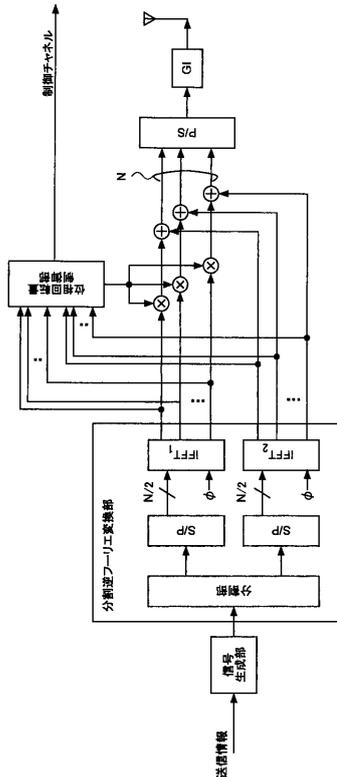
【図4】

電力増幅器の入出力特性を示す図



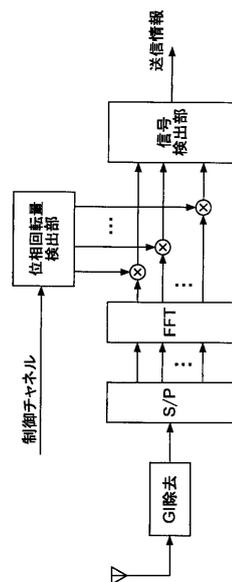
【図5】

PTS法を用いたOFDM方式を使用する送信機を示す図



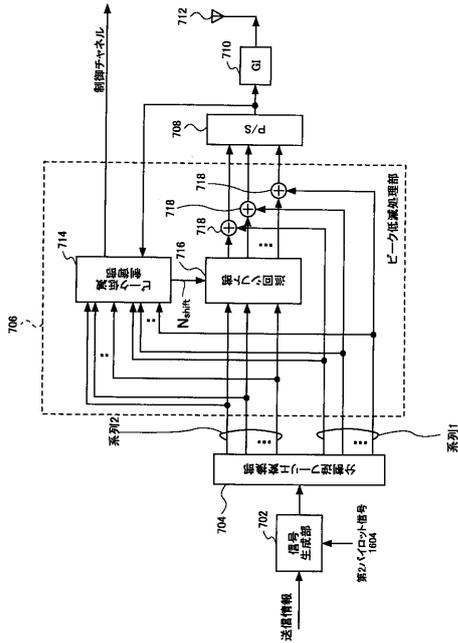
【図6】

PTS法を用いたOFDM方式を使用する受信機を示す図



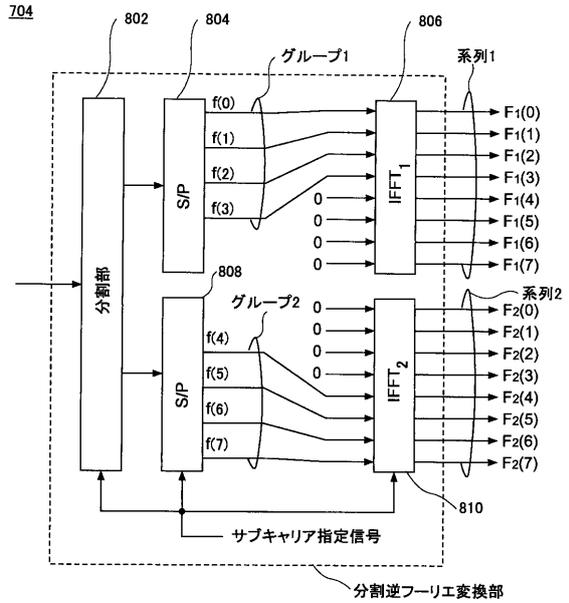
【図7】

本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図



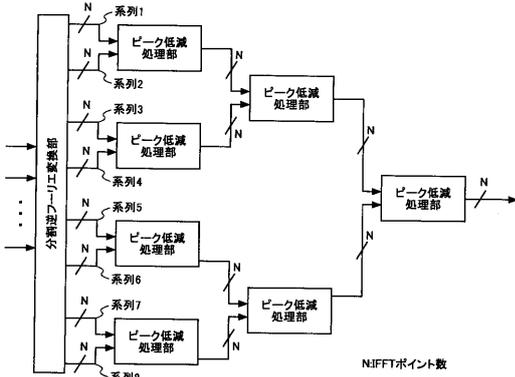
【図8】

分割逆フーリエ変換部の詳細なブロック図



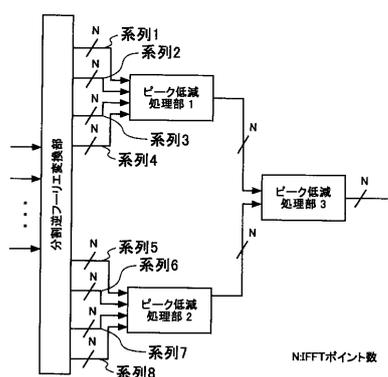
【図9】

ピーク低減処理部の変形例を示す図



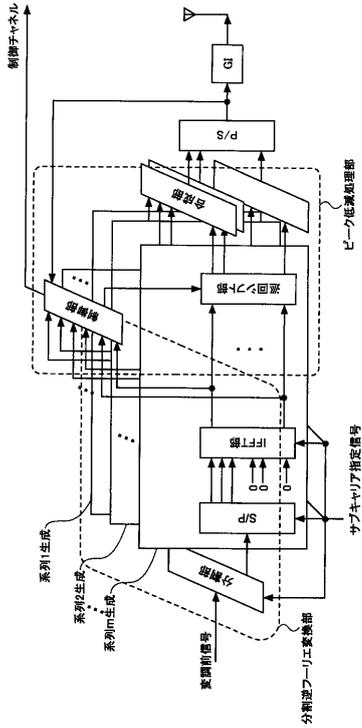
【図10】

ピーク低減処理部の変形例を示す図



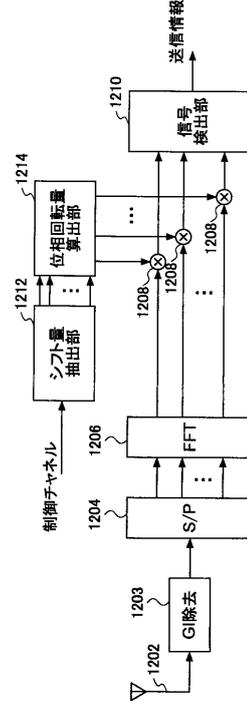
【図11】

変調前信号がm分割される場合の送信機のブロック図



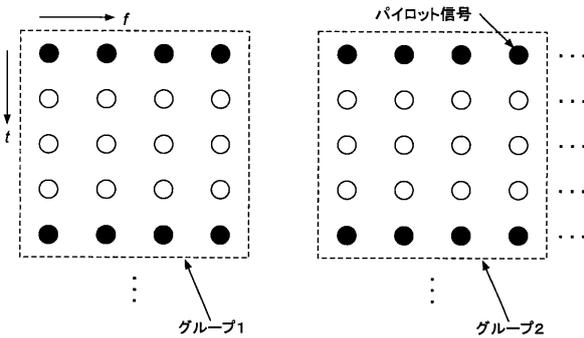
【図12】

本発明の一実施例による受信装置の部分ブロック図



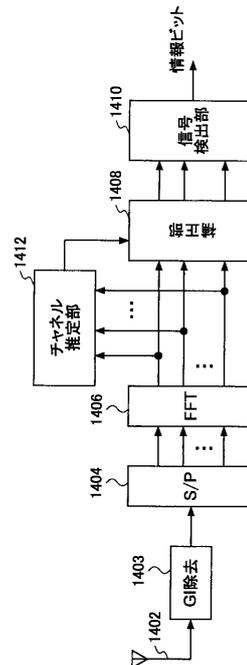
【図13】

パイロット信号の挿入場所の一例を表すフレーム構成図

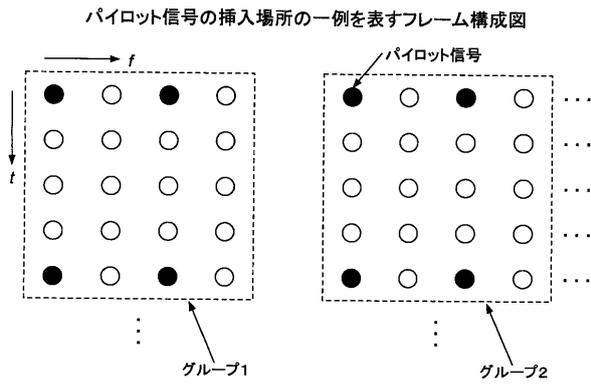


【図14】

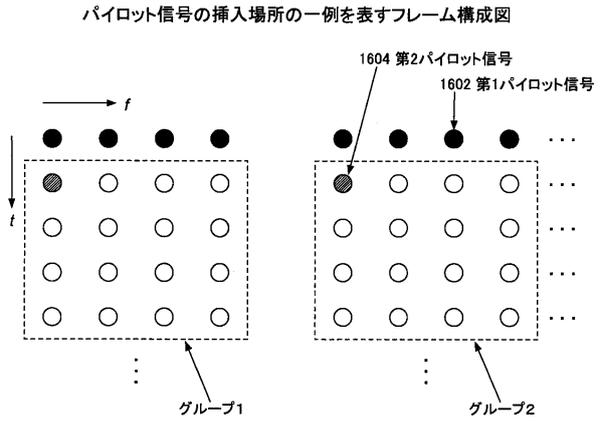
本発明の一実施例による受信装置の部分ブロック図



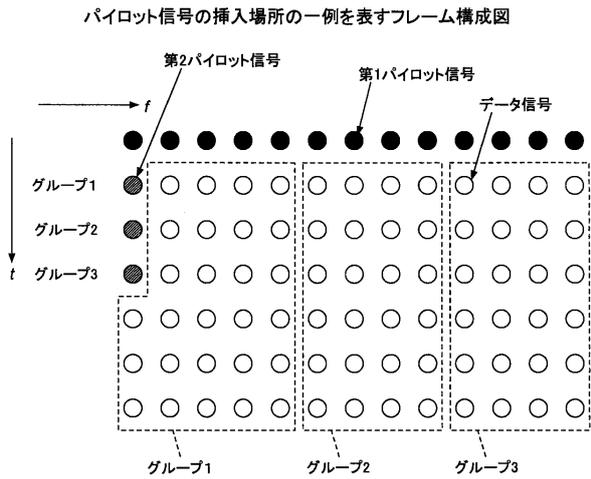
【図15】



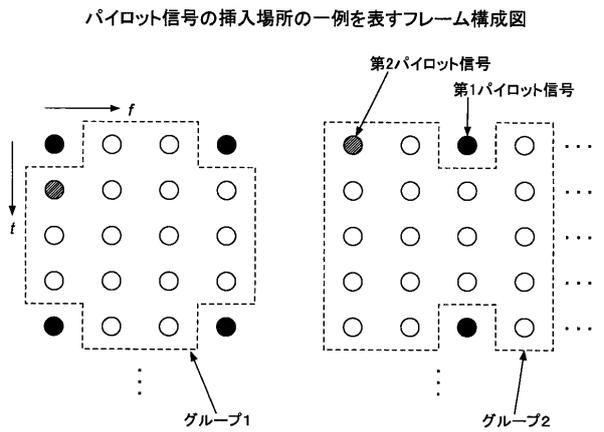
【図16】



【図17】

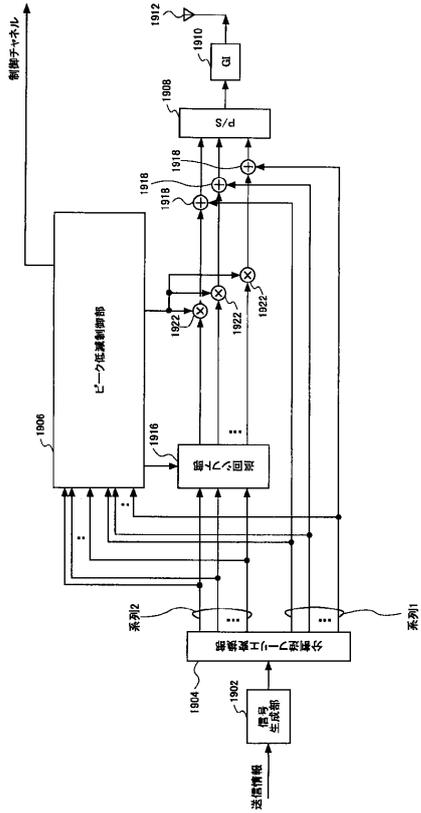


【図18】



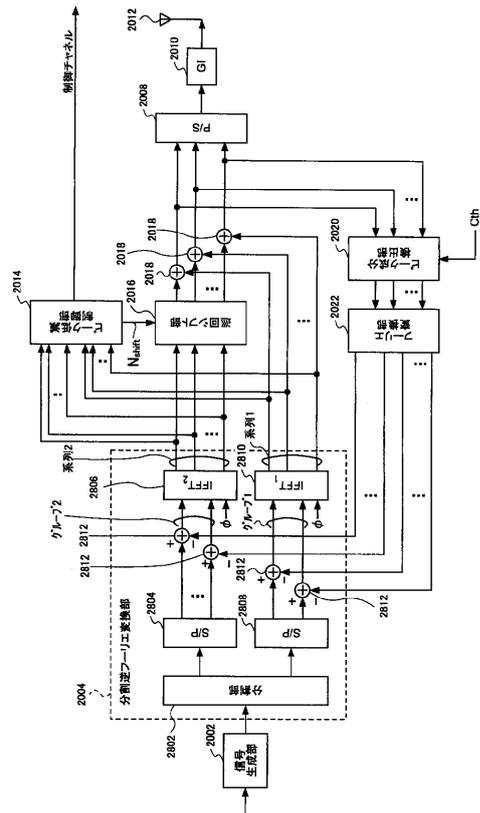
【図19】

本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図



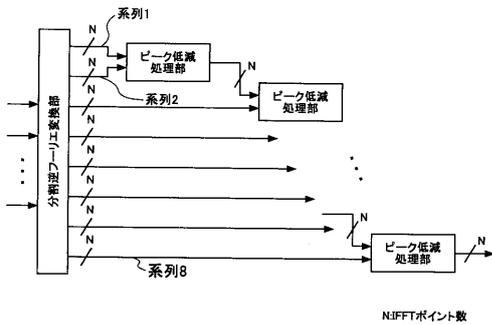
【図20】

本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図



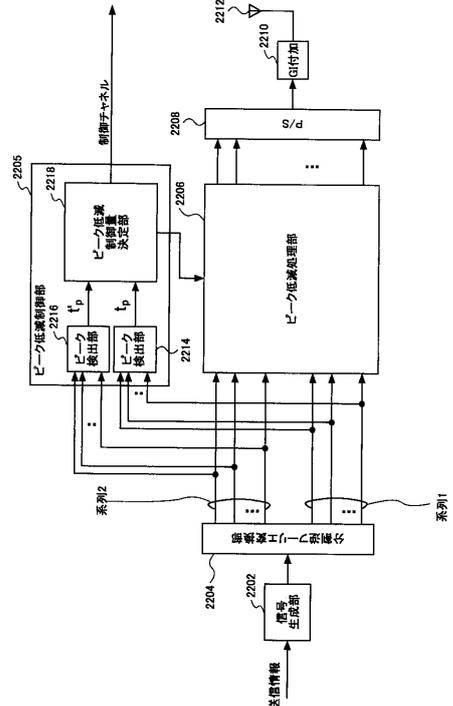
【図21】

ピーク低減処理部の変形例を示す図



【図22】

本発明の一実施例による送信装置の部分ブロック図



フロントページの続き

(72)発明者 須田 博人

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

審査官 北村 智彦

(56)参考文献 特開平08-274748(JP,A)

特開平09-107345(JP,A)

特開2002-217857(JP,A)

G. Hill, 他2名, Cyclic Shifting and Time Inversion of Partial Transmit Sequences to Reduce the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium on, 2000年9月21日, Page(s):1256 - 1259 vol.2, URL, <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=881620>

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00