

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4388552号
(P4388552)

(45) 発行日 平成21年12月24日(2009.12.24)

(24) 登録日 平成21年10月9日(2009.10.9)

(51) Int.Cl.

F I

H O 4 J 99/00 (2009.01)

H O 4 J 15/00

H O 4 J 11/00 (2006.01)

H O 4 J 11/00

Z

H O 4 J 1/00 (2006.01)

H O 4 J 1/00

H O 4 B 7/10 (2006.01)

H O 4 B 7/10

A

H O 4 B 7/08 (2006.01)

H O 4 B 7/08

D

請求項の数 11 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2006-531092 (P2006-531092)

(86) (22) 出願日 平成16年8月12日(2004.8.12)

(86) 国際出願番号 PCT/JP2004/011602

(87) 国際公開番号 W02006/016409

(87) 国際公開日 平成18年2月16日(2006.2.16)

審査請求日 平成19年1月17日(2007.1.17)

(73) 特許権者 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 ボケー ウラジミール

東京都江東区三好1-1-5-502

(72) 発明者 中村 道春

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

審査官 太田 龍一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信機、送信装置及び受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数の送信アンテナから送信された複数の送信信号を受信する受信機であって、
 前記複数の送信アンテナのうちのいずれかの送信アンテナからあるサブキャリアの信号成分が抑制されて送信された送信信号を受信する、複数のアンテナを含む受信手段と、
 受信信号に含まれるサブキャリア成分の内、前記抑圧されたサブキャリアの信号成分を抑制する重み係数を算出する手段と、
 前記重み係数を前記受信手段に適用し、前記複数の送信信号のうち前記送信アンテナから送信された送信信号を区別して受信する手段と
 を備えることを特徴とする受信機。

【請求項2】

前記抑圧は実質的にゼロにすることである
 ことを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項3】

前記受信手段で受信された信号が、複数の送信アンテナから同時に同一周波数で送信された信号である

ことを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項4】

ある送信アンテナ以外の1以上の送信アンテナからある期間内に送信され、前記受信手段で受信した信号を抑制する重み係数を用いて、前記ある送信アンテナから別の期間内に

送信される信号を受信する

ことを特徴とする請求項 1 記載の受信機。

【請求項 5】

第 1 及び第 2 の送信アンテナからそれぞれ送信された第 1 及び第 2 の送信信号を受信する受信機であって、

第 1 のサブキャリア成分が抑圧された前記第 1 の送信信号及び第 2 のサブキャリア成分が抑圧された前記第 2 の送信信号を受信する、複数のアンテナを含む受信手段と、

フーリエ変換後の受信信号に含まれる前記第 1 及び第 2 のサブキャリア成分をそれぞれ抑制する第 1 及び第 2 の重み係数をそれぞれ算出する算出手段と、

前記第 1 及び第 2 の重み係数を前記受信手段に適用し、個々の送信信号を区別する手段と、

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項 6】

前記抑圧された第 1 及び第 2 の少なくとも一方のサブキャリアが、2 以上のサブキャリアより成る

ことを特徴とする請求項 5 記載の受信機。

【請求項 7】

前記受信手段で受信された信号は、送信側でフーリエ変換が施され、前記第 1 及び第 2 のサブキャリア成分が抑圧され、フーリエ逆変換された後に送信された単一のキャリア信号である

ことを特徴とする請求項 5 記載の受信機。

【請求項 8】

第 1 及び第 2 の送信アンテナから送信された第 1 及び第 2 の送信信号を受信する受信機であって、

複数のアンテナを含む受信手段と、

異なるタイムスロットで送信された第 1 の送信信号と第 2 の送信信号とをそれぞれ受信するときに、それぞれの送信信号に含まれるサブキャリアの信号成分を抑制する第 1 及び第 2 の重み係数をそれぞれ算出する算出手段と、

前記第 1 及び第 2 の重み係数を前記受信手段に適用し、個々の送信信号を区別する手段と

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項 9】

ある送信アンテナ以外の 1 以上の送信アンテナから同時に信号を送信し、

複数の受信アンテナで受信した信号の総てのサブキャリア成分を抑制する重み係数を算出し、

前記複数の受信アンテナに前記重み係数を適用し、前記ある送信アンテナから送信される信号を受信する

ことを特徴とする受信方法。

【請求項 10】

複数のアンテナからマルチキャリア出力するマルチアウトプット型の送信装置において、少なくとも、複数のアンテナから異なる重み付けされた周波数多重された信号を出力する第 1 のビームと、複数のアンテナから異なる重み付けされた周波数多重された信号を出力する第 2 のビームとを発生させ、

該第 1 のビームと第 2 のビームの無線波を区別する為に該第 1 のビームと第 2 のビームから出力されるマルチキャリア内にキャリア配置をしない周波数領域を設け、該キャリア配置しない周波数領域は該第 1 のビームと第 2 のビームでは異なることを特徴とするマルチアウトプット型の送信装置。

【請求項 11】

複数のアンテナからマルチキャリア出力するマルチアウトプット型の送信装置において、少なくとも、複数のアンテナから異なる重み付けされた周波数多重された信号を出力す

10

20

30

40

50

る第1のビームと、複数のアンテナから異なる重み付けされた周波数多重された信号を出力する第2のビームとを発生させ、

該第1のビーム内の周波数多重された信号の中に実質的にキャリアの無い周波数領域を少なくとも一つ設け、

該第2のビーム内の周波数多重された信号の中に該第1のビームの実質的にキャリアの無い周波数領域と異なる周波数領域に実質的にキャリアの無い周波数領域を少なくとも一つ設けた

ことを特徴とする送信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、一般に無線通信の技術分野に関連し、特に複数の送信アンテナから送信された信号を個々に分離する受信機及び受信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

この種の技術分野では、主に通信容量を増やす観点から、多入力多出力(MIMO: Multi Input Multi Output)方式の無線通信技術が注目されている。この技術は、送信側及び受信側にそれぞれ複数のアンテナを設け、各アンテナ間に形成される伝搬路(又はチャネル)を利用することで、通信容量を増やそうとするものである(MIMO方式については、例えば、非特許文献1参照。)。また、マルチパス伝搬環境に対する耐性に加えて周波数利用効率を高める観点からは、直交周波数分割多重化(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式の無線通信技術が注目されている。OFDM方式では、周波数軸上に並ぶ互いに直交する複数のサブキャリアを用いて信号を伝送することで、周波数選択性フェージングやマルチパス伝搬環境による影響を抑制しようとするものである。更には、MIMO方式及びOFDM方式を組合わせた無線通信システムも有望視されている(このようなシステムについては、非特許文献2参照。)。

20

【0003】

図1は、MIMO方式の概要を示す図である。図示されているように、送信側に N_t 個の送信アンテナが設けられ、送信アンテナの各々から送信信号 $x_0 \sim x_{N_t-1}$ がそれぞれ送信される。これらの送信信号は、同一時間及び同一周波数で送信されるが、互いに独立に伝送されるように各送信アンテナ間の距離や配置形式が適切に設定されている。各送信アンテナから送信された送信信号は、 N_r (N_t)個の受信アンテナにより受信され、 N_r 個の受信信号 $y_0 \sim y_{N_r-1}$ が得られる。図中、各受信信号に加えられる信号 $n_0 \sim n_{N_r-1}$ はそれぞれ雑音成分を表す。送信アンテナ及び受信アンテナ間の無線区間は、チャネル行列 H で表現され、チャネル行列 H の個々の行列要素 H_{nm} は、 m 番目の送信アンテナと n 番目の受信アンテナとの間のチャネル伝達関数に相当する。図示の例では、 $0 \leq m \leq N_t - 1$ 及び $0 \leq n \leq N_r - 1$ である。

30

【0004】

図2は、一般的なOFDM方式の送信機の概略図を示す。所定の信号点にマッピングされた変調済みの送信信号は、直並列変換され(S/P202)、高速逆フーリエ変換され(IFFT204)、これによりOFDM方式による変調が行なわれる。IFFT後の時間領域の信号は並直列変換され(P/S206)、それにガードインターバルが付加され(GI208)、送信アンテナ210から無線送信される。なお、信号のマッピング方式としては、QPSK、16QAM、64QAMその他任意の方式を採用することができる。

40

【0005】

図3は、一般的なOFDM方式の受信機の概略図を示す。受信アンテナ302で受信された信号のガードインターバルは除去される(-GI306)。以後、受信信号は、直並列変換され(S/P306)、高速フーリエ変換される(FFT308)。これにより、

50

OFDM方式の復調が行なわれる。変換後の周波数領域の信号は並直列変換され (P/S 310)、以後復調され (312)、デコードその他の処理が行なわれる。

【0006】

図4は、MIMO方式とOFDM方式を組合わせたシステムで使用される送信機の概略図を示す。図示されるように、送信信号は直並列変換 (S/P 402) により、 N_t 個の信号に分けられる。 N_t 個の個々の送信信号は、別々に信号処理された後に N_t 個の送信アンテナから別々に送信される。例えば、第1の送信信号は、符号化され ($404-1$)、マッピングされ ($406-1$)、高速逆フーリエ変換 ($408-1$) された後に、ガードインターバルが付加され ($410-1$)、送信アンテナ $412-1$ から送信される。他の送信信号も同様に処理され、送信される。

10

【0007】

図5は、MIMO方式とOFDM方式を組合わせたシステムで使用される受信機の概略図を示す。図示されるように、受信信号は、 N_r 個の受信アンテナ $502-1 \sim N_r$ により受信され、ガードインターバルがそれらから除去され ($504-1 \sim N_r$)、別々に高速フーリエ変換される ($506-1 \sim N_r$)。フーリエ変換後の信号は、 N_t 個の送信信号に分離され (508)、各送信信号毎に復調及びデコードが行なわれる。

【0008】

信号分離部 508 における信号処理に関し、複数の受信アンテナで受信した信号を、複数の送信アンテナから送信された個々の送信信号に分離する様々な手法が存在する。第1の手法は、ゼロフォーシング (Zero Forcing) 法と呼ばれるアルゴリズムを利用する。これは、チャネル行列 H の擬似的逆行列 (pseudo inverse of H) H^+ を算出し、受信信号に擬似的逆行列を乗じることで、送信信号を得ようとするものである。

20

【0009】

第2の手法は、最小二乗平均誤差 (MMS: Minimum Mean Square Error) 法と呼ばれるアルゴリズムを利用する。これは、 $(\alpha I + H^* H)^{-1} H^*$ で表現される行列を受信信号に乗算することで、送信信号を得ようとするものである。ここで、 α は信号対雑音比の逆数 (SNR^{-1}) であり、 I は単位行列を表わし、 H^* は行列 H の共役転置行列を表す。

【0010】

第3の手法は、ゼロフォーシングブラスト (ZF-BLAST: Zero Forcing Bell Laboratories Layered Space Time) 法と呼ばれるアルゴリズムを利用する。これは、1つの送信アンテナからの信号の選択及び除去を反復的にこなうことで、高速データ伝送を実現しようとするものである (この手法については、例えば、非特許文献3参照。)。

30

【0011】

第4の手法は、最小二乗平均誤差ブラスト (MMSE BLAST: Minimum Mean Square Error BLAST) 法と呼ばれるアルゴリズムを利用する。これは、最小二乗平均誤差法とブラスト法とを組合わせたものに相当する。

【0012】

第5の手法は、最尤判定 (MLD: Maximum Likelihood Decoding) 法と呼ばれるアルゴリズムを利用する。これは、総ての可能な送信シンボルの組合せと受信信号との二乗ユークリッド距離を計算し、最小の距離を与えるシンボルの組合せが、送信信号として最も確からしいと判断するものである。

40

【0013】

[非特許文献1] A. Van Zelst, "Space division multiplexing algorithm", Proc. 10th Med. Electrotechnical Conference 2000, pp. 1218-1221

[非特許文献2] A. Van Zelst et al., "Implementation of a MIMO OFDM based wireless LAN sy

50

stem", IEEE Trans. Signal. Process. 52, no. 2, 2004, pp. 483 - 494

【非特許文献3】P. W. Wolniansky et al., "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel", in Proc. Int. Symposium on Advanced Radio Technologies, Boulder, CO, Sept. 1998

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0014】

このように様々な手法により、受信信号を複数の送信信号の各々に分離することができるが、何れの手法を採用するにしても演算負担は小さくはない。概して第1の手法から第5の手法に向かうにつれて、信号分離精度又は信号の推定精度は向上するが、信号処理に要する演算負担も増える傾向にある。特に第5の手法は、総ての可能な信号点の組合せ数、即ち（シンボルマッピングの可能な信号点数）（送信アンテナ数）もの組合せ数について距離計算を要するので、非常に演算負担が大きくなる。第1の手法を採用するにしても、逆行列を求める演算負担は小さくはない。従って、MIMO方式やMIMO方式と他の技術を組合わせた通信システムは、将来的に有望な性質を備えてはいるが、複数の送信アンテナから同時に送信された複数の送信信号を区別するのに要する演算負担が大きいという問題がある。このことは、携帯端末や簡易な移動端末のような製品用途では特に不都合になる。

20

【0015】

本発明は、上記の問題点に鑑みてなされたものであり、その課題は、複数の送信アンテナから同時に送信された複数の送信信号を含む受信信号を、個々の送信信号に分離するのに必要な演算負担を軽減する受信機及び受信方法を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0016】

本発明で使用される受信機は、

複数の送信アンテナから送信された複数の送信信号で、送信アンテナを区別するため送信前に所定値のサブキャリア信号成分が抑制された送信信号を受信する適応アレーアンテナ手段

30

受信信号に含まれるサブキャリア成分の内、前記所定値に設定されたサブキャリアの信号成分を抑制する重み係数を算出する手段と、

前記重み係数を前記適応アレーアンテナ手段に適用し、前記複数の送信信号を区別して受信する手段と

を備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、複数の送信アンテナから同時に送信された複数の送信信号を受信する受信機において、受信信号を個々の送信信号に分離するのに必要な演算負担を軽減することができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】MIMO方式の無線通信システムの概念図を示す。

【図2】OFDM方式の送信機の概念図を示す。

【図3】OFDM方式の受信機の概念図を示す。

【図4】MIMO方式及びOFDM方式の送信機の概念図を示す。

【図5】MIMO方式及びOFDM方式の受信機の概念図を示す。

【図6】本発明の一実施例による受信機のブロック図を示す。

50

【図 7】本発明の一実施例による動作を説明するための説明図を示す。

【図 8】周波数軸上における送信信号及び受信信号を示す図である。

【図 9】本発明の一実施例による受信機の変形例を示すブロック図である。

【図 10】本発明の一実施例による受信機のブロック図を示す。

【図 11】本発明の一実施例による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機のブロック図を示す。

【図 13】本発明の一実施例による動作を示すフローチャートを示す。

【図 14】本発明の一実施例による動作を示すフローチャートを示す。

【図 15】送信信号の到来方向と指向性の関係を示す図である。

【図 16】本発明の一実施例による送信機のブロック図を示す。

10

【符号の説明】

【0019】

202 直並列変換部； 204 高速逆フーリエ変換部； 206 並直列変換部；
208 ガードインターバル付加部； 210 送信アンテナ；
302 受信アンテナ； 304 ガードインターバル除去部； 306 直並列変換
部； 308 高速フーリエ変換部； 310 並直列変換部；

402 直並列変換部； 404 - 1 ~ N_t 符号器； 406 - 1 ~ N_t マッピング
部； 408 - 1 ~ N_t 高速逆フーリエ変換部； 410 - 1 ~ N_t ガードインタ
ーバル付加部； 412 - 1 ~ N_t 送信アンテナ部；

502 - 1 ~ N_r 受信アンテナ部； 504 - 1 ~ N_r ガードインターバル除去部
； 506 - 1 ~ N_r 高速フーリエ変換部； 508 信号分離部；

602 - 1 ~ N_A アンテナ素子； 604 - 1 ~ N_A ガードインターバル除去部；
606 - 1, 2 信号分離部； 608 - 1 ~ N_A ウェイト乗算部； 610 加算
部； 612, 612' 高速フーリエ変換部； 614 チャンネル補償部； 616
復調部； 618, 618' ウェイト制御部；

710, 720 送信アンテナ；

1002 - 1 ~ N_A アンテナ素子； 1004 - 1 ~ N_A ガードインターバル除去
部； 1008 - 1 ~ N_A ウェイト乗算部； 1010 加算部； 1012 高速フ
ーリエ変換部； 1014 チャンネル補償部； 1016, 1018 乗算部； 102
0 加算部； 1022 並直列変換部； 1024 復調部； 1026 ウェイト制
御部；

1102 高速フーリエ変換部； 1104 仮想サブキャリア設定部； 1106
高速逆フーリエ変換部； 1108 並直列変換部； 1110 符号化部； 1112
マッピング部； 1113 直並列変換部 (S/P)； 1114 ガードインターバ
ル付加部； 1116 デジタルアナログ変換部； 1118 周波数変換部； 11
20 送信アンテナ；

1202 - 1 ~ N_A 受信アンテナ； 1204 - 1 ~ N_A バンドパスフィルタ；
1206 - 1 ~ N_A 周波数変換部； 1208 - 1 ~ N_A アナログデジタル変換部
； 1210 - 1 ~ N_A ガードインターバル除去部； 1212 - 1 ~ N_A ウェイト
乗算部； 1214 加算部； 1216 直並列変換部； 1218 高速フーリエ変
換部； 1220 チャンネル補償部； 1222 乗算部； 1224 高速逆フーリエ
変換部； 1226 並直列変換部； 1228 復調部； 1230 ウェイト制御部
； 1232 選択的な信号線；

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

本発明の一態様によれば、複数の送信アンテナから送信された複数の送信信号は適応ア
レーアンテナ手段で受信される。前記複数の送信信号は、送信前に所定値に設定されたサ
ブキャリアの位置関係により互いに区別される。受信信号に含まれるサブキャリアの内、
前記所定値に設定されたサブキャリアの信号成分を抑制する重み係数が算出される。前記
重み係数は前記適応アレーアンテナ手段に適用され、前記複数の送信信号が区別されなが

50

ら受信される。

【0021】

これにより、MIMO方式の受信機で行なわれているような信号分離法を実行せずに、各送信信号の到来方向に向く指向性を利用して、個々の送信信号を区別することができる。この好都合な指向性を実現する重み係数は、データ伝送に使用されないサブキャリアに関する知識を活用することにより導出される。即ち、重み係数は、受信信号に含まれる所定のサブキャリア成分が抑制されるように算出され、その際の演算負担は(MIMO方式の信号分離と比較して)比較的軽い。従って、複数の送信アンテナから同時に送信された複数の送信信号を含む受信信号を、個々の送信信号に分離するのに必要な演算負担を軽減することができる。

10

【0022】

本発明の一態様によれば、前記所定値が実質的にゼロである。これにより、データ伝送に使用されていないサブキャリアの信号成分がゼロであるように、適応制御が行なわれ、重み係数が設定される。

【0023】

本発明の一態様によれば、前記適応アレーアンテナ手段で受信された信号が、複数の送信アンテナから同時に同一周波数で送信された信号である。

【0024】

本発明の一態様によれば、前記適応アレーアンテナ手段で受信された信号が、直交周波数分割多重化(OFDM)方式で変調された信号である。また、一態様では、前記適応アレーアンテナ手段で受信された信号が、マルチキャリア符号分割多重化(MC-CDMA)方式で変調された信号である。

20

【0025】

本発明の一態様における受信機は、ある送信アンテナ以外の1以上の送信アンテナからある期間内に送信され且つ前記適応アレーアンテナ手段で受信した信号を抑制する重み係数を用いて、前記ある送信アンテナから別の期間内に送信される信号を受信する。これにより、送信信号が最大化されるようにではなく、送信信号が抑制されるように重み係数が設定されるので、各送信アンテナに相応しい重み係数を的確且つ効率的に設定できる。

【0026】

本発明の一態様によれば、第1及び第2の送信アンテナからそれぞれ送信された第1及び第2の送信信号を受信する受信機が使用される。本受信機は、第1のサブキャリア成分が所定値に設定された前記第1の送信信号及び第2のサブキャリア成分が所定値に設定された前記第2の送信信号を受信する、複数のアンテナ素子を含む適応アレーアンテナ手段と、フーリエ変換後の受信信号に含まれる前記第1及び第2のサブキャリア成分をそれぞれ抑制する第1及び第2の重み係数をそれぞれ算出するウエイト制御手段と、前記第1及び第2の重み係数を前記適応アレーアンテナ手段に適用し、個々の送信信号を区別する手段とを備えることを特徴とする。

30

【0027】

本発明の一態様によれば、前記所定値に設定された第1及び第2の少なくとも一方のサブキャリアが、2以上のサブキャリアより成る。これにより、複数の送信信号を互いに区別する自由度が大きくなる。

40

【0028】

本発明の一態様によれば、前記適応アレーアンテナ手段で受信された信号は、送信側でフーリエ変換を施し、前記第1及び第2のサブキャリア成分が所定値に設定され、フーリエ逆変換された後に無線送信される単一(シングル)キャリアの信号である。これにより、単一キャリア方式の通信システムにも本発明を適用することができる。

【0029】

本発明の一態様によれば、異なるタイムスロットでそれぞれ送信された前記第1及び第2の送信信号を別々に受信する。また、受信した前記第1の送信信号を抑制する重み係数を用いて、前記第2の送信信号を受信する。

50

【 0 0 3 0 】

以下、MIMO-OFDM方式（実施例1）、MIMO-OFDM-CDMA方式（実施例2）及びMIMO-シングルキャリア方式（実施例3）に本発明を適用した例並びに別の実施例（実施例4）が説明される。

【 実施例 1 】

【 0 0 3 1 】

図6は、本発明の一実施例による受信機の概略図を示す。本実施例では、MIMO方式及びOFDM方式が採用されている。送信機については、図4に示されるような構成を採用することができる。簡単のため、送信機は、2つの送信アンテナを有し、それらから2種類の送信信号 x_1 、 x_2 を同時に同一周波数で送信するものとする。図6に示される受信機は、複数の（ N_A 個）のアンテナ素子602-1～ N_A と、 N_A 個のガードインターバル除去部（-GI）604-1～ N_A と、第1の信号分離部606-1と、第2の信号分離部606-2とを有する。第1及び第2の信号分離部606-1、2は実質的に同様の構成を有するので、第1の信号分離部606-1がそれらを代表して説明される。第1の信号分離部606-1は、 N_A 個のウエイト乗算部608-1～ N_A と、加算部610と、高速フーリエ変換部（FFT）612と、チャネル補償部614と、復調部616と、ウエイト制御部618とを有する。

10

【 0 0 3 2 】

N_A 個のアンテナ素子602-1～ N_A は、 N_A 個全体で1つの適応アレーアンテナが形成されるように、互いの位置関係が定められる。適応アレーアンテナを実現する様々な形態があり得るが、一例としては、隣接するアンテナ素子が、受信信号の半波長程度の距離に並べられた等間隔直線配置アレーアンテナである。

20

【 0 0 3 3 】

ガードインターバル除去部（-GI）604-1～ N_A は、各アンテナ素子で受信した信号からガードインターバルに相当する信号部分を除去する。

【 0 0 3 4 】

第1の信号分離部606-1は、受信信号に含まれる第1の送信信号 x_1 に関する信号処理を行なう。第2の信号分離部606-2は、受信信号に含まれる第2の送信信号 x_2 に関する信号処理を行なう。上述したように、第1及び第2の信号分離部は実質的に同様の構成を有するので、第1の信号分離部606-1がそれらを代表して説明される。なお、信号処理部の数は、送信信号の種類、即ち送信アンテナ数に応じて設けられることに留意を要する。

30

【 0 0 3 5 】

N_A 個のウエイト乗算部608-1～ N_A は、アンテナ素子602-1～ N_A の各々に対応して設けられ、各アンテナ素子で受信された信号にウエイト又は重み係数をそれぞれ乗算する。

【 0 0 3 6 】

加算部610は、重み付けされた受信信号を合成する。

【 0 0 3 7 】

高速フーリエ変換部612は、重み付け合成後の受信信号を高速フーリエ変換し、OFDM方式の復調を行なう。より正確には、離散高速フーリエ変換（DFT：Discrete FFT）が行なわれる。これにより、周波数領域の受信信号が生成され、受信信号中の N 個のサブキャリア成分が得られる。

40

【 0 0 3 8 】

チャネル補償部614は、受信信号と既知信号とに基づいてチャネル推定値を求め、伝搬路で導入された信号歪が補償されるように受信信号をサブキャリア毎に修正する。

【 0 0 3 9 】

復調部616は、チャネル補償後の受信信号に基づいて、データ復調を行ない、復調結果をデコード部（図示せず）に出力する。

【 0 0 4 0 】

50

ウエイト制御部 618 は、各アンテナ素子からの信号及び高速フーリエ変換部 612 からの信号の一部に基づいて、一群の重み係数 $w^{(1)} = (w_1, \dots, w_{N_A})$ を算出し、それらの重み係数をウエイト乗算部 608 - 1 ~ N_A に与える。通常の適応アレーアンテナのウエイト制御とは異なり、本実施例では、高速フーリエ変換部 612 からの出力の一部、即ち受信信号中のあるサブキャリア成分（図示の例では p 番目のサブキャリア成分）が抑制されるように重み係数が決定される。また、第 2 の信号分離部 606 - 2 内のウエイト制御部 618' は、受信信号中の q 番目（ $q \neq p$ ）のサブキャリア成分が抑制されるように重み係数を決定する。重み係数の決定法等については、以下の動作説明で明らかにされる。

【0041】

図 7 及び関連する図面を参照しながら、動作が説明される。2 つの送信アンテナ 710, 720 から異なる送信信号 x_1, x_2 がそれぞれ送信される。送信アンテナ 710, 720 は、互いに非相関であるように設けられ、第 1 及び第 2 の送信信号 x_1, x_2 は同時に同一の周波数で送信される。この点、図 4 に関して説明された MIMO 方式の送信機と同様である。図中、AAA は、図 6 の受信機の適応アレーアンテナを意味し、複数のアンテナ素子が 8 つの白丸で表現されている。また、図 7 には、適応アレーアンテナの指向性を表す 2 つの曲線も描かれている（これについては、後述される。）。

【0042】

ところで、OFDM 方式の送信信号では、複数のサブキャリアにデータをマッピングし、それらを高速逆フーリエ変換することで、OFDM 方式の変調が行なわれる。各サブキャリアは互いに 1 シンボル期間の逆数の倍数だけ離間されており、互いに直交する位置関係を維持している。従って、送信信号 x_1, x_2 は、周波数軸上では、図 8 上半分に示されるように多数の周波数成分（サブキャリア成分）を有する。但し、送信信号 x_1 に関する p 番目のサブキャリアや、送信信号 x_2 に関する q 番目のサブキャリアのように、一部のサブキャリアにはデータがマッピングされない。このようなデータ伝送に使用されないサブキャリア（「仮想 (virtual) サブキャリア」とも呼ばれる。）が設定されるのは、例えば、DC オフセット成分を抑制するためであったり、隣接する帯域との干渉を回避する等のためである。データ伝送に使用されないサブキャリアの位置は、通信規格で決まっているでもよいし、システム運営者が決めたものでもよいし、別の観点から決められたものでもよい。いずれにせよ、そのサブキャリアがデータ伝送に使用されていないことを送信側及び受信側の双方が知っており、複数の送信信号が仮想サブキャリアの位置関係で互いに区別可能であればよい。

【0043】

第 1 及び第 2 の送信信号 x_1, x_2 は、別々の送信アンテナ 710, 720 から送信される。送信時点では、各信号は図 8 上側に示されるような周波数特性をそれぞれ有する。これらは、互いに異なる（少なくとも一部が異なる）伝搬路を経て受信機の適応アレーアンテナ 602 - 1 ~ N_A に到達し、第 1, 第 2 の送信信号 x_1, x_2 は第 1, 第 2 の受信信号 y_1, y_2 として受信される。第 1 の受信信号 y_1 は、図 6 の適応アレーアンテナで受信された受信信号に、ウエイト制御部 618 で決定された重み係数 $w^{(1)}$ で重み付けされ、加算部 610 で加算された後の信号である。第 2 の受信信号 y_2 は、ウエイト制御部 618' で決定された重み係数 $w^{(2)}$ で受信信号を重み付けし、加算部 610 で加算した後の信号である。

【0044】

図 8 に示されるように、第 1 の送信信号 x_1 の p 番目のサブキャリア成分は、ゼロであるので、第 1 の受信信号 y_1 の p 番目のサブキャリア成分もゼロであることが期待される。しかしながら、第 1 の受信信号 y_1 を受信する際に、第 2 の受信信号 y_2 も同時に受信することに主に起因して、第 1 の受信信号 y_1 の p 番目のサブキャリア成分がゼロでない信号成分を有する可能性がある。そのような信号成分は干渉成分であり、図 8 下側の受信信号 y_1 の p 番目のサブキャリア付近の破線で示される。第 1 の受信信号 y_1 に含まれる周波数成分は、図 6 の FFT 部 612 の出力信号から総て得られ、その内の p 番目のサブ

10

20

30

40

50

キャリアに関する信号成分は、ウエイト制御部 618 に与えられる。ウエイト制御部 618 は、p 番目のサブキャリア成分に関する評価関数又はコスト関数を算出し、その評価関数を最小化する、即ち p 番目のサブキャリア成分がゼロになるように、一群の重み係数 $w^{(1)} = (w_1, w_2, \dots, w_{N_A})$ を算出する。評価関数には様々な関数形が考えられるが、一例として、

【0045】

【数1】

$$|\xi_R(i)|^2 = \sum_{j=N-1}^i \lambda^{i-j} |w^H R_p|^2$$

10

のような関数を採用することができる。ここで、i は反復回数を示すパラメータであり、 λ は例えば 0.995 のような値をとる忘却係数であり、 w^H は重み係数を成分とするベクトルの共役転置ベクトルであり、 R_p は受信信号中の p 番目のサブキャリア成分を表す量である。重み係数の算出法については、再帰的最小二乗 (RLS: Recursive Least Square) 法や、最小二乗平均 (LMS: Least Mean Square) 法等のような最小二乗平均誤差 (MMSE: Minimum Mean Square Error) 法その他の既存の技術を利用することができる。適応アレーアンテナに用いる重み係数は、送信信号と仮想サブキャリア (データのマッピングされないサブキャリア) との対応関係が、受信機側で既知であれば、その仮想サブキャリアに関する知識に基づいて受信機にて算出される。

20

【0046】

p 番目のサブキャリア成分を抑制する重み係数 $w^{(1)}$ を、ウエイト乗算部 608 - 1 ~ N_A により各アンテナ素子に与えると、図 7 に示されているように、適応アレーアンテナの指向性は第 2 の送信信号 x_2 が到来する方向にヌルを向けるようになる。p 番目のサブキャリア成分が十分に抑制されるならば、第 1 の受信信号 y_1 に基づいて復調される信号は、第 1 の送信信号 x_1 を正確に表す。

30

【0047】

同様に、第 2 の受信信号 y_2 についても、q 番目のサブキャリア成分がゼロであることが期待されるが、第 1 の受信信号 y_1 に起因して、q 番目のサブキャリアに干渉成分が生じる。そこで、第 2 の受信信号 y_2 から q 番目のサブキャリア成分を抽出し、それをウエイト制御部 618' に与え、q 番目のサブキャリア成分が抑制されるような一群の重み係数 $w^{(2)}$ が算出される。これらの重み係数が、第 2 の受信信号に関するウエイト乗算部 608 - 1 ~ N_A により各アンテナ素子に与えられると、適応アレーアンテナの指向性は第 1 の送信信号 x_1 の到来方向にヌルを向ける。q 番目のサブキャリア成分が十分に抑制されるならば、第 2 の受信信号 y_2 に基づいて復調される信号は、第 2 の送信信号 x_2 を正確に表す。

40

【0048】

なお、データ伝送に使用されないサブキャリアは、1 つの送信信号につき 1 つでもよいし複数でもよい。複数の送信アンテナから送信される複数の信号は、仮想サブキャリアの位置関係で互いに区別可能であればよい。従って、1 つの送信信号に複数の仮想サブキャリアが含まれる場合には、異なる送信信号の間で、仮想サブキャリアの少なくとも一部が

50

異なっていることを要する。仮想サブキャリアの位置は、上述したように、様々に設定することができる。未使用周波数として設定済みの周波数が仮想サブキャリアとして利用できるだけでなく、データ伝送に使用可能なサブキャリアの一部を仮想サブキャリアに設定することもできる。この場合、仮想サブキャリアを新設したことに起因してデータ伝送品質も劣化してしまうが、そのような劣化が、補償可能な程度の通信環境の悪化の範疇に収まるならば、誤り訂正その他の補償技術によって劣化を補うことができる。未使用周波数として設定済みの周波数を仮想サブキャリアとして利用する場合に、フィルタのカットオフ周波数を変更することで、未使用周波数を確保することもできる。

【 0 0 4 9 】

I E E E 8 0 2 . 1 1 a / g 規格では、同一内容の 2 つの連続する O F D M シンボル (便宜上、第 1 シンボル及び第 2 シンボルと呼ぶ。) がプレアンブルシーケンスとして伝送される。この規格に本実施例を適用する場合には、(同一内容の) 第 1 及び第 2 シンボルに設定する仮想サブキャリアは、互いに異なる位置に設定される必要がある。例えば、第 1 シンボルは p 番目のサブキャリアが仮想サブキャリアに設定され、第 2 シンボルは q 番目 ($q \neq p$) を仮想サブキャリアに設定する。仮に、第 1 及び第 2 シンボルの双方で p 番目を仮想サブキャリアにすると、プレアンブルシーケンスに関する p 番目のサブキャリア成分が不明になってしまうからである。

【 0 0 5 0 】

本実施例は、マルチアウトプット型の送信装置において、第 1 のアンテナと第 2 のアンテナから出ている無線波を区別するために第 1 のアンテナと第 2 のアンテナから出力されるマルチキャリア内に、キャリアを配置しない周波数領域を設け、第 1 のアンテナと第 2 のアンテナで、キャリアを配置しない周波数領域が異なるようにする。キャリアを配置しない周波数領域は、その周波数領域のパワーを絞ることによって実現され、受信側から見て実質的にキャリアの無い任意の状態を含む。

【 0 0 5 1 】

本実施例では、送信側から 2 種類の送信信号が送信されていたが、送信信号の種類又は送信アンテナ数は 2 つに限定されず、任意の送信アンテナ数を用いることが可能である。但し、送信アンテナ数に対応した数の信号分離部 6 0 6 が必要であること、及び総ての送信信号が仮想サブキャリアの位置で互いに区別可能であることを要する。

【 0 0 5 2 】

図 9 は図 6 に示される受信機の変形例を示す。図 9 では、簡単のため、第 1 の送信信号 x_1 及び第 1 の受信信号 y_1 に関する部分のみが描かれていることに留意を要する。図 9 及び図 6 に示される受信機は、第 1 の送信信号に関し、共に受信信号中の p 番目のサブキャリア成分を抑制する重み係数を算出することで、第 1 の送信信号以外の信号の到来方向にヌルを向ける指向性を実現する。図 9 の受信機では、図 6 の受信機とは異なり、加算部に入力される前の信号に高速フーリエ変換が施されている。

【 実施例 2 】

【 0 0 5 3 】

図 1 0 は、本発明の一実施例による受信機の部分ブロック図である。本実施例による受信機は、M I M O 方式、O F D M 方式及び符号分割多重化 (C D M A) 方式の組合わせられたシステムで使用される。簡単のため、第 1 の送信信号 x_1 及び第 1 の受信信号 y_1 に関する部分のみが描かれている点に留意を要する。送信機については、M I M O 方式、O F D M 方式及び C D M A 方式を採用する通常の実送機 (図示せず) を利用することができる。図 1 0 に示される受信機は、複数の (N_A 個) のアンテナ素子 1 0 0 2 - 1 ~ N_A と、 N_A 個のガードインターバル除去部 (- G I) 1 0 0 4 - 1 ~ N_A と、 N_A 個のウェイト乗算部 1 0 0 8 - 1 ~ N_A と、加算部 1 0 1 0 と、高速フーリエ変換部 (F F T) 1 0 1 2 と、チャネル補償部 1 0 1 4 と、サブキャリア数個の乗算部 1 0 1 6 , 1 0 1 8 と、合成部 1 0 2 0 と、並直列変換部 (P / S) 1 0 2 2 と、復調部 1 0 2 4 と、ウェイト制御部 1 0 2 6 とを有する。図示の都合上、サブキャリア数個の乗算部 1 0 1 6 , 1 0 1 8 は総て同じ参照番号で示されている。

【 0 0 5 4 】

N_A 個のアンテナ素子 1 0 0 2 - 1 ~ N_A は、 N_A 個全体で 1 つの適応アレーアンテナが形成されるように、互いの位置関係が定められる。ガードインターバル除去部 (- G I) 1 0 0 4 - 1 ~ N_A は、各アンテナ素子で受信した信号からガードインターバルに相当する信号部分を除去する。 N_A 個のウエイト乗算部 1 0 0 8 - 1 ~ N_A は、アンテナ素子 1 0 0 2 - 1 ~ N_A の各々に対応して設けられ、各アンテナ素子で受信された信号にウエイト又は重み係数をそれぞれ乗算する。加算部 1 0 1 0 は、重み付けされた受信信号を合成する。

【 0 0 5 5 】

高速フーリエ変換部 1 0 1 2 は、重み付け合成後の受信信号を高速フーリエ変換し、OFDM方式の復調を行なう。これにより、周波数領域の受信信号が生成され、 N 個のサブキャリア毎に受信信号が得られる。チャンネル補償部 1 0 1 4 は、チャンネル推定値を求め、伝搬路で導入された信号歪が補償されるように受信信号をサブキャリア毎に修正する。サブキャリア数個 (N 個) の乗算部 1 0 1 8 は、フーリエ変換後の信号に、逆拡散コードを乗算する。合成部 1 0 2 0 は、逆拡散後の所定数個の信号を合成する。並直列変換部 1 0 2 2 は、合成後の並列的な信号を更に直列的な信号に変換する。復調部 1 0 2 4 は、データ復調を行ない、復調結果をデコード部 (図示せず) に出力する。

【 0 0 5 6 】

ウエイト制御部 1 0 2 6 は、各アンテナ素子からの信号及び高速フーリエ変換部 1 0 1 2 からの信号の一部 (図示の例では、 p 番目のサブキャリア成分) に基づいて、重み係数を算出し、それらの重み係数をウエイト乗算部 1 0 0 8 - 1 ~ N_A に与える。本実施例でも、高速フーリエ変換部 1 0 1 2 からの出力の一部、即ち受信信号中のあるサブキャリア成分 (図示の例では p 番目のサブキャリア成分) が抑制されるように重み係数が決定される。 p 番目のサブキャリア成分を抑制する重み係数が、ウエイト乗算部 1 0 0 8 - 1 ~ N_A により各アンテナ素子に与えると、適応アレーアンテナの指向性は第 1 の送信信号 x_1 以外の信号の到来する方向にヌルを向けるようになる。 p 番目のサブキャリア成分が十分に抑制されるならば、第 1 の受信信号 y_1 に基づいて復調される信号は、第 1 の送信信号 x_1 を正確に表すようになる。

【 実施例 3 】

【 0 0 5 7 】

第 1 及び第 2 実施例で説明された例は、マルチキャリア方式を採用する通信システムを使用していた。複数のサブキャリアの一部が仮想サブキャリアに設定され、受信信号中の仮想サブキャリアの信号成分を抑制することで、送信信号を区別して受信できるように適応アレーアンテナのウエイトが調整される。従って、何らの修正もなしに、そのような技術を従来のシングルキャリア方式の通信システムに適用することはできない。以下、本発明をシングルキャリア方式の MIMO 方式のシステムに適用する実施例が説明される。

【 0 0 5 8 】

図 1 1 は、本発明の一実施例による送信機の部分ブロック図を示す。この送信機は、MIMO方式でシングルキャリア方式を採用する。本実施例による送信機は、送信アンテナ N_t 個の各々について、符号化部 1 1 1 0 個と、マッピング部 1 1 1 2 と、直並列変換部 (S / P) 1 1 1 3 と、高速フーリエ変換部 (F F T) 1 1 0 2 と、仮想サブキャリア設定部 1 1 0 4 と、高速逆フーリエ変換部 (I F F T) 1 1 0 6 と、並直列変換部 (P / S) 1 1 0 8 と、ガードインターバル付加部 (G I) 1 1 1 4 と、ディジタルアナログ変換部 (D / A) 1 1 1 6 と、 N_t 個の周波数変換部 (U / C) 1 1 1 8 と、送信アンテナ 1 1 2 0 とを有する。

【 0 0 5 9 】

高速フーリエ変換部 1 1 0 2 は、送信信号を高速フーリエ変換し、それを N 個のサブキャリア成分を出力する。仮想サブキャリア設定部 1 1 0 4 は、 N 個のサブキャリア成分のうち、仮想サブキャリアとして設定するサブキャリア成分 (例えば、 p 番目のサブキャリア成分) をゼロに強制し、出力する。仮想サブキャリア以外のサブキャリアについては、

何らの変更も加えられずにそのまま出力される。高速逆フーリエ変換部 1106 は、入力された一群の信号を高速逆フーリエ変換し、それらを時間領域の信号に戻す。どのサブキャリアを仮想サブキャリアに設定するかについては、送信機及び受信機間で予め定められている、又はシステムで事前に設定されているものとする。

【0060】

符号化部 1110 - 1 ~ N_t は、畳込み符号化や誤り訂正符号化のような適切な符号化を行なう。マッピング部 1112 - 1 ~ N_t は、適切な変調方式で、送信信号をコンステレーション上の適切な信号点にマッピングする。ガードインターバル付加部 1114 - 1 ~ N_t は、信号にガードインターバルを付加する。デジタルアナログ変換部 1116 - 1 ~ N_t は、デジタル信号をアナログ信号に変換する。周波数変換部 1118 - 1 ~ N_t は、アナログ信号に変換された信号を高周波数の信号に変換する。送信アンテナ 1120 - 1 ~ N_t は、送信信号を独立に送信する。

【0061】

図 12 は、本発明の一実施例による受信機のブロック図である。本実施例では、図 11 の送信機に対応して、シングルキャリアの MIMO 方式が採用されている。簡単のため、第 1 の送信信号 x_1 及び第 1 の受信信号 y_1 に関する部分のみが描かれている点に留意を要する。本受信機は、複数の (N_A 個) のアンテナ素子 1202 - 1 ~ N_A と、 N_A 個のバンドパスフィルタ部 1204 - 1 ~ N_A と、 N_A 個の周波数変換部 (D/C) 1206 - 1 ~ N_A と、 N_A 個のアナログデジタル変換部 (A/D) 1208 - 1 ~ N_A と、 N_A 個のガードインターバル除去部 ($-GI$) 1210 - 1 ~ N_A と、 N_A 個のウェイト乗算部 1212 - 1 ~ N_A と、加算部 1214 と、直並列変換部 (S/P) 1216 と、高速フーリエ変換部 (FFT) 1218 と、チャンネル補償部 1220 と、サブキャリア数個 (N 個) の乗算部 1222 と、高速逆フーリエ変換部 ($IFFT$) 1224 と、並直列変換部 (P/S) 1226 と、復調部 1228 と、ウェイト制御部 1230 とを有する。

【0062】

N_A 個のアンテナ素子 1202 - 1 ~ N_A は、 N_A 個全体で 1 つの適応アレーアンテナが形成されるように、互いの位置関係が定められる。バンドパスフィルタ部 1204 - 1 ~ N_A は、アンテナ素子毎に信号の帯域を限定する。周波数変換部 1206 - 1 ~ N_A は高周波数の信号を低周波数の信号に変換する。アナログデジタル変換部 1208 - 1 ~ N_A は、アナログ信号をデジタル信号に変換する。ガードインターバル除去部 ($-GI$) 1210 - 1 ~ N_A は、各アンテナ素子で受信した信号からガードインターバルに相当する信号部分を除去する。ウェイト乗算部 1212 - 1 ~ N_A は、各アンテナ素子で受信された信号に重み係数をそれぞれ乗算する。加算部 1214 は、重み付けされた受信信号を合成する。

【0063】

直並列変換部 1216 は、合成後の信号を N 個の並列信号に変換する。高速フーリエ変換部 1218 は、受信信号を高速フーリエ変換し、受信信号に含まれる N 個のサブキャリア成分が出力される。チャンネル補償部 1220 は、チャンネル推定値を求め、伝搬路で導入された信号歪が補償されるように受信信号をサブキャリア毎に修正する。高速逆フーリエ変換部 1224 は、入力された信号群を高速逆フーリエ変換し、時間領域の信号群を出力する。並直列変換部 1226 は、その信号群を直列的な信号に変換する。復調部 1228 は、データ復調を行ない、復調結果をデコード部 (図示せず) に出力する。ウェイト制御部 1230 は、各アンテナ素子からの信号及び高速フーリエ変換部 1218 からの信号の一部に基づいて、重み係数を算出し、それらの重み係数をウェイト乗算部 1212 - 1 ~ N_A に与える。周波数領域等化を行なわない場合は、破線による信号線 1232 に示されるように、チャンネル補償部 1220 と、サブキャリア数個 (N 個) の乗算部 1222 と、高速逆フーリエ変換部 ($IFFT$) 1224 と、並直列変換部 (P/S) 1226 を省略し、加算部 1214 の出力 y_1 を直接的に復調部 1228 に導いてもよい。このようにすると、高速フーリエ変換部 1218 は、仮想サブキャリアに設定したサブキャリアの部分だけを計算すればよいので、周波数領域等化を行なう場合よりも簡略化される。

【 0 0 6 4 】

本実施例でも、高速フーリエ変換部 1 2 1 8 からの出力の一部、即ち受信信号中のあるサブキャリア成分（例えば、 p 番目のサブキャリア成分）が抑制されるように重み係数が決定される。このような重み係数を、ウェイト乗算部を各アンテナ素子に与えることで、適応アレーアンテナの指向性は、第 1 の送信信号 x_1 以外の信号の到来する方向にヌルを向けるようになる。 p 番目のサブキャリア成分が十分に抑制されるならば、第 1 の受信信号 y_1 に基づいて復調される信号は、第 1 の送信信号 x_1 を正確に表す。このように、シングルキャリア方式の通信システムにも本発明を適用することができる。但し、仮想サブキャリア設定部 1 1 0 4 で導入される仮想サブキャリアに起因して、データ伝送品質が若干劣化してしまうことが懸念される。従って、本実施例では、そのような劣化が、補償可能な程度の通信環境の悪化の範疇に収まることを想定している。

10

【 実施例 4 】

【 0 0 6 5 】

実施例 1 乃至 3 では、受信信号中の一部のサブキャリア成分（例えば、第 1 の送信信号については p 番目のサブキャリア成分）を抑制しながら、適応アレーアンテナの指向性が制御されていた。本実施例では、ある期間内に受信する信号の総てのサブキャリア成分が抑制されるように、重み係数が算出される。

【 0 0 6 6 】

図 1 3 は、そのような動作を行なうためのフローチャートの一例を示す。簡単のため、図 7 に示されるように、2 つの送信アンテナ 7 1 0 , 7 2 0 から 2 種類の送信信号 x_1 , x_2 が送信されるものとする。但し、図 7 で説明した例とは異なり、第 1 及び第 2 の送信信号は、異なるタイムスロットで別々に送信される。フローはステップ 1 3 0 2 から始まり、ステップ 1 3 0 4 に進む。

20

【 0 0 6 7 】

ステップ 1 3 0 4 では、第 2 の送信信号 x_2 が第 2 の送信アンテナ 7 2 0 から送信される。この場合に、第 1 の送信信号 x_1 は送信されない。

【 0 0 6 8 】

ステップ 1 3 0 6 では、受信機は、受信信号の総てを抑制するように、重み係数 $w^{(1)}$ が算出される。受信信号には第 2 の送信信号 x_2 のみが含まれている。この信号を抑制するような指向性のパターンは、第 2 の送信信号 x_2 の到来方向にヌルを向けるようなパターンになることが予想される。従って、この重み係数 $w^{(1)}$ は、以後に第 2 の送信アンテナからの信号を抑制して第 1 の送信アンテナからの信号を受信するのに使用される。

30

【 0 0 6 9 】

ステップ 1 3 0 8 では、第 1 の送信信号 x_1 が第 1 の送信アンテナ 7 1 0 から送信される。この場合に、第 2 の送信信号は送信されない。

【 0 0 7 0 】

ステップ 1 3 1 0 では、受信機は、受信信号の総てを抑制するように、重み係数 $w^{(2)}$ が算出される。受信信号には第 1 の送信信号のみが含まれている。この信号を抑制するような指向性のパターンは、上記と同様の理由で、第 1 の送信信号 x_1 の到来方向にヌルを向けるようなパターンになる。従って、この重み係数 $w^{(2)}$ は、以後に第 2 の送信アンテナからの信号を受信するのに使用される。

40

【 0 0 7 1 】

このようにして、第 1 及び第 2 の重み係数が算出され、重み係数を決定するフローは、ステップ 1 2 1 2 に進み、終了する。以後、これらの重み係数を利用して、各送信アンテナからの送信信号を区別しながら受信することができる。

【 0 0 7 2 】

図 1 4 は、3 つの送信アンテナから 3 種類の送信信号 x_1 , x_2 , x_3 が送信される場合に、3 種類の重み係数 $w^{(1)}$, $w^{(2)}$, $w^{(3)}$ を決定するためのフローチャートの一例を示す。フローはステップ 1 4 0 2 から始まり、ステップ 1 4 0 4 に進む。

【 0 0 7 3 】

50

ステップ1404では、第2及び第3の送信信号 x_2 、 x_3 が第2、第3の送信アンテナから同時に送信される。この場合に、第1の送信信号 x_1 は送信されない。

【0074】

ステップ1406では、受信機は、受信信号の総てを抑制するように、重み係数 $w^{(1)}$ が算出される。受信信号には第2及び第3の送信信号が含まれている。この信号を抑制するような指向性のパターンは、図15に示されるように、第2及び第3の送信信号 x_2 、 x_3 の到来方向にヌルを向けるようなパターンになる。従って、この重み係数 $w^{(1)}$ は、以後に第1の送信アンテナからの信号 x_1 を受信するのに使用される。

【0075】

ステップ1408では、第3及び第1の送信信号 x_3 、 x_1 が第3、第1の送信アンテナから同時に送信される。この場合に、第2の送信信号 x_2 は送信されない。

10

【0076】

ステップ1410では、受信機は、受信信号の総てを抑制するように、重み係数 $w^{(2)}$ が算出される。第3及び第1の送信信号を含む受信信号を抑制するような指向性のパターンは、上記と同様の理由で、第3及び第1の送信信号 x_3 、 x_1 の到来方向にヌルを向けるようなパターンになる。従って、この重み係数 $w^{(2)}$ は、以後に第2の送信アンテナからの信号 x_2 を受信するのに使用される。

【0077】

ステップ1412では、第1及び第2の送信信号 x_1 、 x_2 が第1、第2の送信アンテナから同時に送信される。この場合に、第3の送信信号 x_3 は送信されない。

20

【0078】

ステップ1414では、受信機は、受信信号の総てを抑制するように、重み係数 $w^{(3)}$ が算出される。第1及び第2の送信信号を含む受信信号を抑制するような指向性のパターンは、上記と同様の理由で、第1及び第2の送信信号 x_1 、 x_2 の到来方向にヌルを向けるようなパターンになる。従って、この重み係数 $w^{(3)}$ は、以後に第3の送信アンテナからの信号 x_3 を受信するのに使用される。

【0079】

このようにして、第1、第2及び第3の重み係数が算出され、重み係数を決定するフローは、ステップ1416に進み、終了する。以後、これらの重み係数を利用して、各送信アンテナからの送信信号を区別しながら受信することができる。

30

【0080】

なお、本実施例では、第1、第2及び第3の送信信号を受信するための重み係数が順に求められたが、その決定の順序は任意である。

【0081】

本発明の実施例では、直交周波数分割多重化（OFDM）方式が使用されていたが、本発明はこれに限定されない。本発明は、キャリアの周波数配置の関係が直交していることは必須ではなく、マルチキャリアを用いるものであればよい。従って、周波数分割多重化（FDM）方式でも本発明を利用することができる。

【0082】

本発明の実施例では、本願発明はマルチアウトプット型の送信装置において、複数のアンテナから異なる情報を出力する例で、無線波を区別する構成を説明してきた。

40

【0083】

MIMOの方式については、上述の方式の他に、全てのアンテナに同じ情報を重み付けして載せることで、無線ビームを構成し、これを異なる重み付けを用いて繰り返すことにより複数のビームを構成する方式もある。

【0084】

本願発明は、これら複数のビームを構成する方式にも利用する事が出来る。

【0085】

具体的な例を図16に示す。

【0086】

50

図 16 は、送信信号は直並列変換 (S/P) 402 しガードインターバルを付加する所までは図 4 と同じであるため説明を省略する。

【 0087 】

送信信号は、ガードインターバルが付加された後に、アンテナの数に合わせて分岐し、それぞれのアンテナに対応して重み付けする重み付け処理 411-1 ~ 411- N_t が行われる。

【 0088 】

重み付け処理 411-1 ~ 411- N_t で重み付けされた信号はアンテナ 42-1 ~ 412- N_t にそれぞれ入力される。

【 0089 】

アンテナ 412-1 ~ 412- N_t は互いに協力して、無線波のビーム 413-1 ~ 413- N_t のビームを構成する。

【 0090 】

このような構成の逆フーリエ変換を行う場合に発生させる際に発生させるサブキャリアは図 8 のサブキャリアの関係と同じ様にする。即ち、 $X_1 \sim X_{N_t}$ はそれぞれサブキャリアの異なるチャンネルのパワーが実質的にゼロとなるようにする。

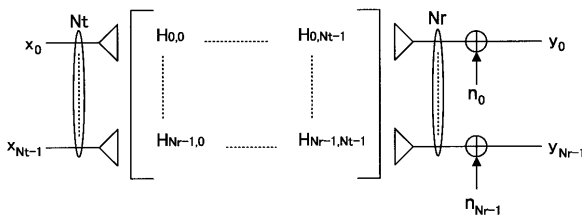
【 0091 】

このようにすることで、複数のアンテナ 412-1 ~ 412- N_t から出力されるビーム 413-1 ~ 413- N_t は 411-1 から 411- N_t の重み付けに従い $X_1 \sim X_{N_t}$ をそれぞれ異なるビームとして送信することが出来る。

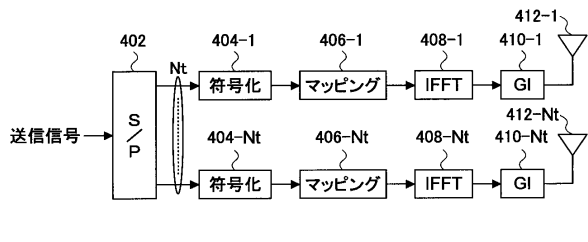
【 0092 】

本発明は特定の実施例に限定されず、様々な改良、修正、変形等が可能であることは当業者に明白であろう。

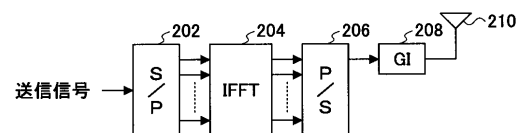
【 図 1 】



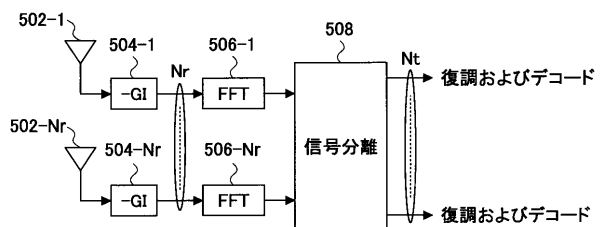
【 図 4 】



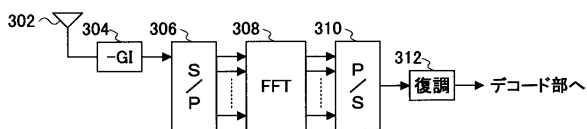
【 図 2 】



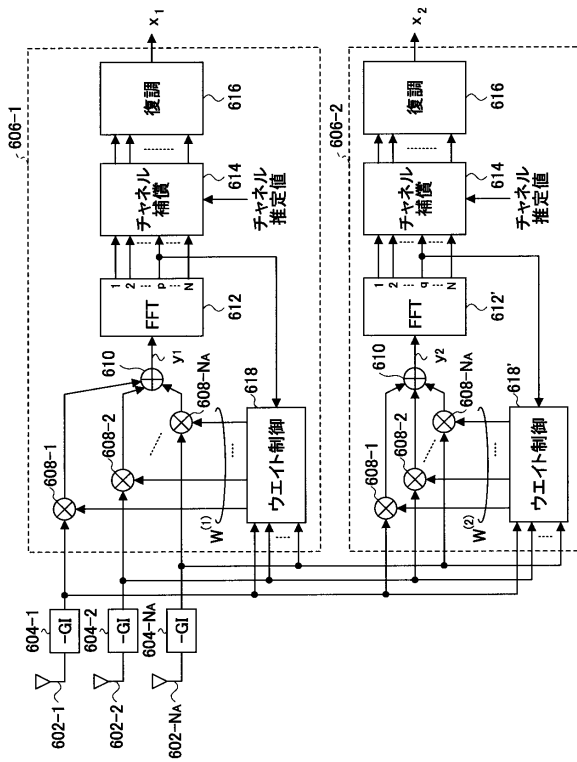
【 図 5 】



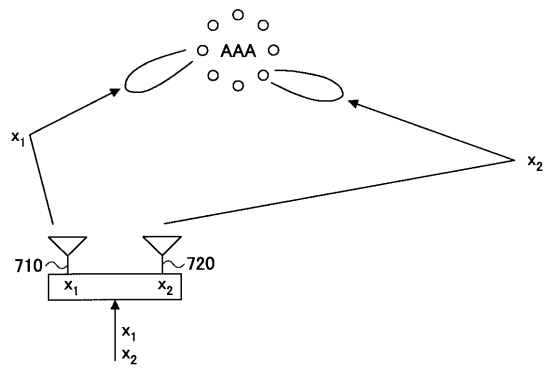
【 図 3 】



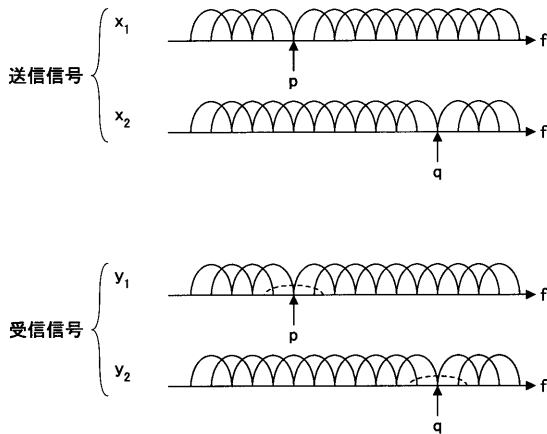
【図 6】



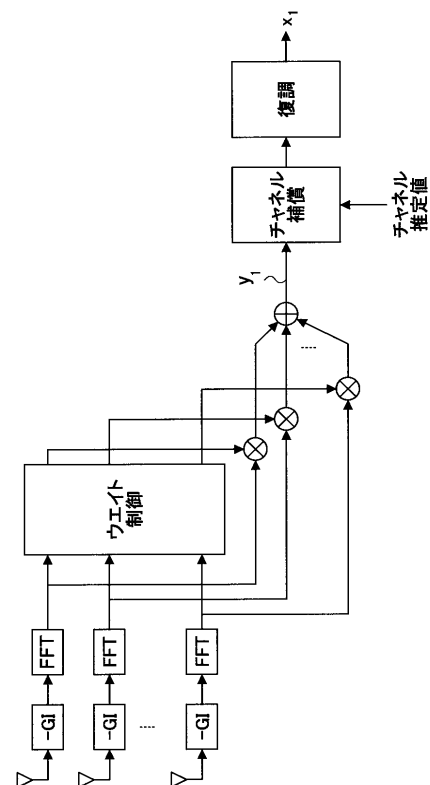
【図 7】



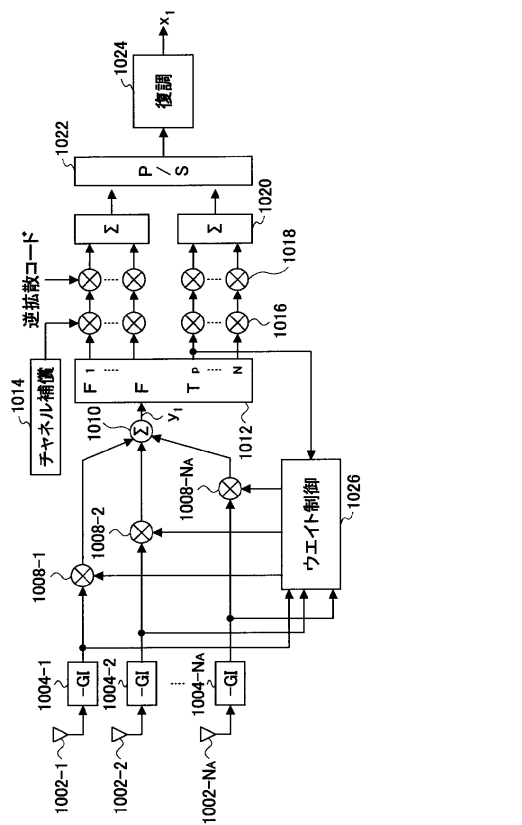
【図 8】



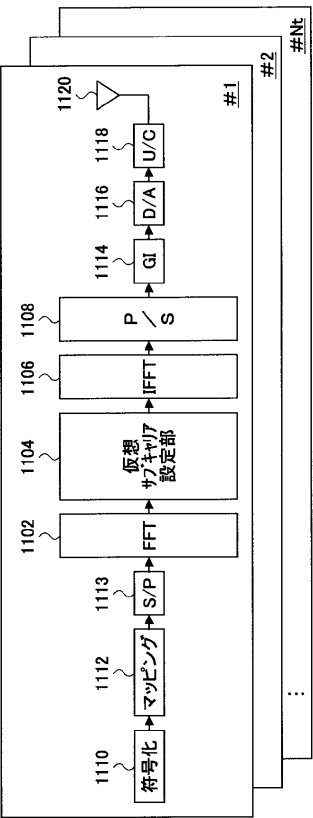
【図 9】



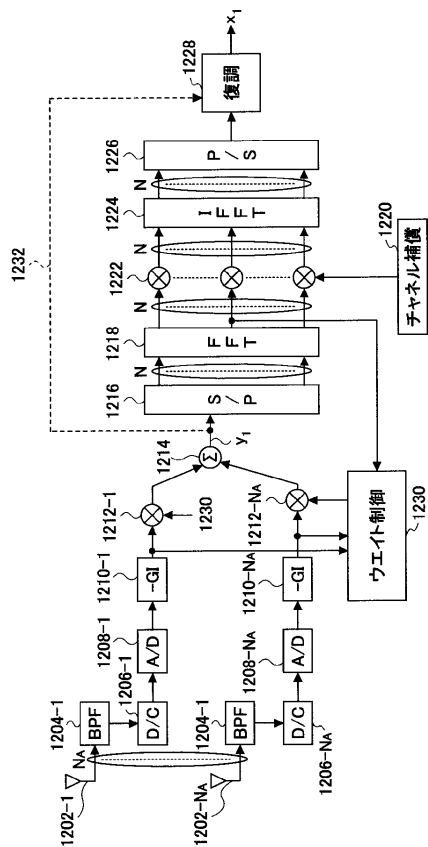
【図 10】



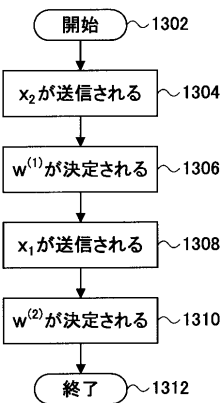
【図 11】



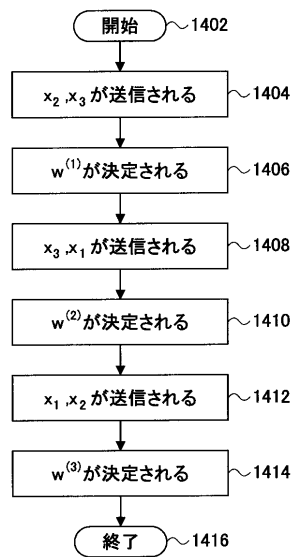
【図 12】



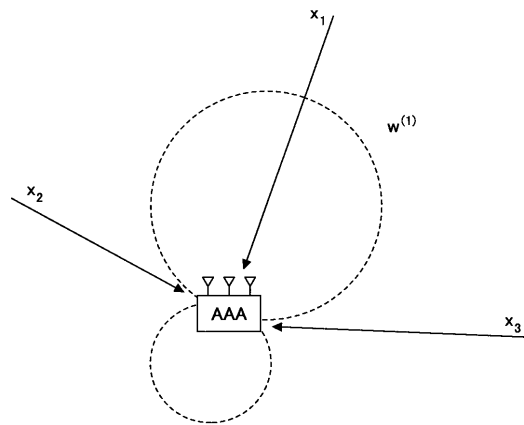
【図 13】



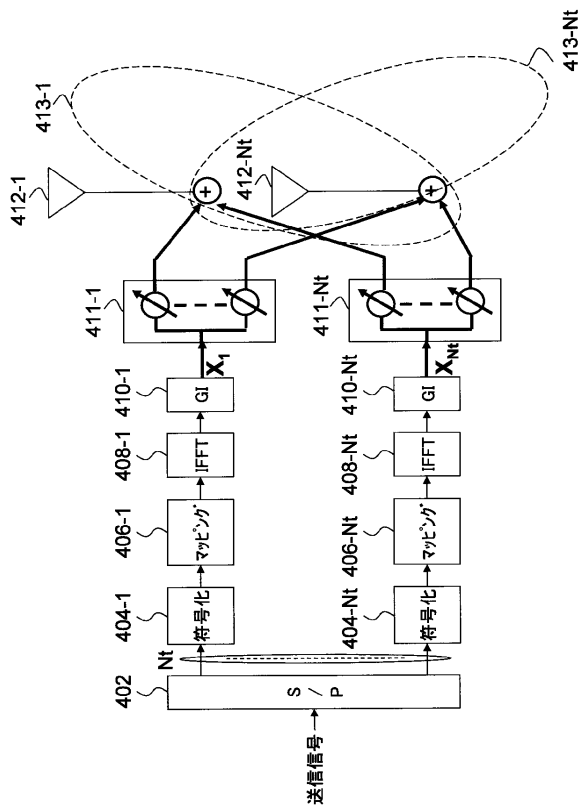
【図 14】



【図 15】



【図 16】



フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2004/023705(WO, A1)

特開2004-214857(JP, A)

特開2003-060604(JP, A)

特開2003-124907(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00

H04B 7/08

H04B 7/10

H04J 1/00

H04J 11/00