

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2012年10月4日(04.10.2012)



(10) 国際公開番号
WO 2012/132185 A1

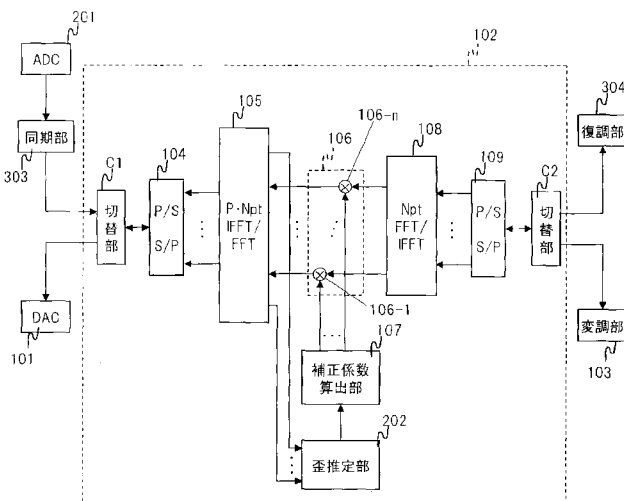
- (51) 国際特許分類:
H04L 27/01 (2006.01) H04L 27/34 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/000648
- (22) 国際出願日: 2012年1月31日(31.01.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-075832 2011年3月30日(30.03.2011) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): パナソニック株式会社(PANASONIC CORPORATION)
[JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 白方 亨宗 (SHIRAKATA, Naganori). 森田 忠士(MORITA, Tadamashi).
- (74) 代理人: 小栗 昌平, 外(OGURI, Shohei et al.); 〒1050003 東京都港区西新橋一丁目7番13号 虎ノ門イーストビルディング10階 栄光特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,

[続葉有]

(54) Title: TRANSMISSION-RECEPTION DEVICE

(54) 発明の名称: 送受信装置

[図2]



- 103 MODULATION UNIT
- 107 CORRECTION COEFFICIENT CALCULATION UNIT
- 202 DISTORTION ESTIMATION UNIT
- 303 SYNCHRONIZATION UNIT
- 304 DEMODULATION UNIT
- C1, C2 SWITCHING UNIT

(57) Abstract: The present invention accurately corrects passband characteristics without an increase in circuit scale, even for baseband signals having a signal bandwidth that spans a wide band as a result of a high-speed symbol rate. During transmission, a symbol sequence that has been modulated using a symbol rate (fs) (Hz) from a modulation unit (103) is input, and then converted into a parallel signal every N symbols in a serial/parallel conversion unit (109). The N symbol signal undergoes a Fourier transform in an N-point Fourier/inverse Fourier transform unit (108), and is converted into an N-point frequency domain signal. The N-point signal bandwidth is widened to P×N points. For each frequency bin, a correction coefficient multiplication unit (106) multiplies the frequency domain signal having the bandwidth widened to P×N points by a transmission distortion correction coefficient obtained in a correction coefficient calculation unit (107). The P×N-point frequency domain signal that has been multiplied by the transmission distortion correction coefficient undergoes an inverse Fourier transform in a PN-point inverse Fourier/Fourier transform unit (105) and is converted into a time axis signal.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2012/132185 A1



ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, 添付公開書類:
MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, — 国際調査報告 (条約第 21 条(3))
SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ,
GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

シンボル速度が高速であるために信号帯域幅が広帯域にわたるベースバンド信号でも、回路規模を増大せずに精度良く通過帯域特性を補正する。送信時、変調部 103 からシンボル速度 f_s (Hz) を用いて変調されたシンボル列が入力され、シリアル/パラレル変換部 109 において N シンボルごとにパラレル信号に変換される。N シンボルの信号は、N ポイントフーリエ/逆フーリエ変換部 108 においてフーリエ変換され、周波数領域の N ポイントの信号に変換される。N ポイントの信号に対し、 $P \times N$ ポイントに帯域を拡張する。補正係数乗算部 106 は、 $P \times N$ ポイントに帯域が拡張された周波数領域信号に、補正係数算出部 107 において求められた送信歪補正係数を周波数 $b_i n$ 毎に乗算する。送信歪補正係数が乗算された $P \times N$ ポイントの周波数領域信号は、 $P N$ ポイント逆フーリエ/フーリエ変換部 105 において逆フーリエ変換され、時間軸信号に変換される。

明 細 書

発明の名称：送受信装置

技術分野

[0001] 本発明は、シングルキャリア伝送方式を用いて変調された信号を送受信する送受信装置に関する。

背景技術

[0002] 近年、高精細な画像（動画像及び静止画像を含む）又は音声を用いた種々の大容量コンテンツを含むデータを、無線通信を介してエンドユーザに提供するサービスが検討されている。

[0003] 特に、数G（ギガ）ビットに及ぶ大容量のデータを高速に伝送するため、60GHz帯を含むミリ波帯を用いて、数Gbpsの高速伝送を行う無線通信システムが検討されている。特に、IEEE（Institute of Electrical and Electronics Engineering）において、無線PANとして例えばIEEE 802.15.3c、又は無線LANとして例えばIEEE 802.11adの規格標準化作業が行われている。

[0004] 例えば、IEEE 802.11adにおいて検討されているミリ波帯を用いたシングルキャリア通信では、1.76Gシンボル/秒によってPSK又はQAM変調された信号を伝送する。1シンボル時間は約0.57nsecと短くなる。

[0005] 一方、変調されたベースバンド信号を60GHz帯にアップコンバートしてアンテナから送信する高周波（RF）回路では、広帯域な通信特性が求められる。信号帯域幅が1.76GHzとなり、広帯域であるので、信号歪みを起こさない送信のために、RF回路の通過帯域特性が信号の全帯域にわたって平坦であることが求められる。

[0006] しかし、60GHzの高周波信号に変換するミキサー又はパワーアンプに、信号の全帯域にわたって平坦な通過帯域特性を持たせることは実際には難しい。

[0007] RF回路における通過帯域特性の歪みを補正する方法として、デジタルベースバンド信号を用いてプレディストーションする方法が知られている。この方法では、予めRF回路の通過帯域特性を測定し、測定結果の逆特性となるデジタルフィルタ係数を求め、送信信号をフィルタリングすることで、RF回路通過時に通過帯域特性を平坦にするための補正が施される。

[0008] プレディストーションを用いる無線通信システムとして、例えば特許文献1、2が知られている。特許文献1に記載の無線通信装置は、RF回路を送信側から受信側へループバックした信号の周波数歪み特性を検出し、理想特性からの差分スペクトルを逆フーリエ変換した時間軸信号を保持し、送信時のFIRフィルタに加算することにより、歪みを補正する。

[0009] また、特許文献2に記載のデジタル無線通信装置は、周波数領域信号においてプレディストーションを行う。デジタル無線通信装置は、ゼロサンプル挿入によりL倍にオーバーサンプリングした時間軸信号をNポイントフーリエ変換し、周波数領域において重み付けする。デジタル無線通信装置は、重み付けの後、周波数binをシフトして中心周波数を変更し、Nポイント逆フーリエ変換により時間軸信号に変換して出力する。

先行技術文献

特許文献

[0010] 特許文献1：日本国特開2000-244370号公報

特許文献2：日本国特開2010-252178号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0011] しかしながら、上記従来の無線通信装置では、次の様な問題があった。具体的には、前述した従来技術では、送信信号のシンボルをDAコンバータにおいてオーバーサンプリング（インタポレーション）した信号に対し、プレディストーションフィルタを掛ける必要があった。

[0012] 即ち、上記従来の無線通信装置をミリ波の通信に適用しようとする、例

例えば2倍オーバーサンプリングでも、3.52Gsps（サンプル/秒）の時間軸信号に対してデジタルフィルタを用いる必要がある。

[0013] インタポレーションフィルタ及びプレディストーションフィルタを用いて補正するRF回路の通過帯域特性の周波数分解能を高めるためには、数十タップのFIRフィルタが必要となり、回路規模が増大する。また、フィルタ演算には、高速な処理クロック速度が求められた。

[0014] 本発明は、この様な事情を考慮してなされたものであり、シンボル速度が高速であるために信号帯域幅が広帯域にわたるベースバンド信号でも、回路規模を増大せずに、通過帯域特性を高精度に補正する送受信装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0015] 本発明の送受信装置は、シングルキャリア伝送方式を用いて変調された信号を周波数変換する高周波部と、周波数領域信号に、前記高周波部の前記周波数変換における歪補正係数を乗算して歪補正する補正係数乗算部と、受信時に時間軸信号を周波数領域信号に変換し、送信時に前記補正係数乗算部によって歪補正された周波数領域信号を時間軸信号に変換する第1の変換部と、送信時に時間軸信号を周波数領域信号に変換し、受信時に前記補正係数乗算部によって歪補正された周波数領域信号を時間軸信号に変換する第2の変換部と、を備える。

発明の効果

[0016] 本発明によれば、送信時の歪補正において、受信時における補正係数乗算部、第1の変換部および第2の変換部を共用でき、回路規模を大幅に増大せずに、送信時、通過帯域特性を精度良く補正できる。

図面の簡単な説明

[0017] [図1]送受信装置の全体構成を表すブロック図

[図2]歪補正部の内部構成を表すブロック図

[図3]送信信号のフレームフォーマットの一例を表す説明図

[図4]送信歪特性のキャリブレーション時における歪補正部の内部構成を表す

ブロック図

[図5]キャリブレーション時における歪補正部の各部の信号をスペクトルによって表現した図、(A) ADコンバータに入力されたベースバンド信号のスペクトル、(B) ADコンバータがベースバンド信号を2倍オーバーサンプリングした後の信号のスペクトル、(C) サンプル列を128ポイントのFFTによって変換した周波数領域信号のスペクトル、(D) 歪特性の逆特性に相当する周波数領域信号のスペクトル

[図6]送信時における歪補正部の内部構成を表すブロック図

[図7]送信時における歪補正部内の各信号をスペクトルによって表現した図、(A) 変調部からのシンボル速度 f_s の変調信号のスペクトル、(B) サンプル列を64ポイントのFFTによって変換した周波数領域信号のスペクトル、(C) 周波数 $b_i n$ 毎の、2倍のオーバーサンプリングによって帯域拡張した周波数領域信号のスペクトル、(D) 送信歪補正係数の信号のスペクトル、(E) 送信歪補正係数の乗算後の周波数領域信号のスペクトル、(F) ベースバンド信号のスペクトル、(G) RF部の送信側における歪みが補正された周波数領域信号のスペクトル

[図8]補正の対象とする信号の処理単位の一例を表す説明図

発明を実施するための形態

[0018] 本発明に係る送受信装置の実施形態について、図面を参照して説明する。本発明に係る送受信装置は、ミリ波帯の無線信号を送受信する送受信装置に適用される。

[0019] (信号フォーマット)

図3は、送信信号のフレームフォーマットの一例を表す説明図である。送信信号のフレームフォーマットは、プリアンブル401、伝送路推定用フィールド402、ガードインターバル(GI)403、及びデータ404を含む構成である。

[0020] プリアンブル401は、既知の信号波形を複数回繰り返した波形を含む。例えば、プリアンブル401には、相関特性に優れる128ビットのGol

a y 系列を B P S K 変調した信号波形を一単位として、一単位の信号波形を複数回繰り返した波形が用いられる。本発明に係る送受信装置は、既知の信号波形の繰り返しを相関検出により求め、フレームの検出、ゲイン制御、キャリア周波数同期のうち、少なくとも1つ以上を含む同期処理に用いる。

[0021] 伝送路推定用フィールド402は、同様に複数個の既知の信号波形を含み、本発明に係る送受信装置において伝送路の歪み推定に用いられる。例えば、伝送路推定用フィールド402には、128bitのGolay系列とGolay系列の相補系列とをBPSK変調した信号波形が用いられる。

[0022] ガードインターバル403は、データ404の区切りとして挿入されている。ガードインターバル403にも、同様に既知の信号波形、例えば64bitのGolay系列をBPSK変調した信号が用いられる。

[0023] データ404は、ブロック単位毎に誤り訂正符号化されたデータビット列をPSK又はQAM変調したシンボル列を含む。

[0024] 前述のフレームフォーマット（信号フォーマット）を用いてデジタル変調された送信信号のシンボル列は、送信帯域制限フィルタとしてルートレイズドコサインフィルタに掛けられ、DAコンバータによりアナログベースバンド信号に変換される。ベースバンド信号は、高周波（RF）部（図1参照）においてシングルキャリア高周波信号に変換され、アンテナから送信される。

[0025] （送受信装置の構成）

図1は、送受信装置10の全体構成を表すブロック図である。送受信装置10は、図1に表す様に、アンテナ301、高周波部（RF部）302、ADコンバータ201、同期部303、歪補正部102、復調部304、DAコンバータ101及び変調部103を含む構成である。

[0026] なお、RF部302は、変調部103によりシングルキャリア変調された信号をアップコンバートするための送信側の構成と、アンテナ301により受信されたシングルキャリア高周波信号をダウンコンバートするための受信側の構成とを含む。

- [0027] 送信時、歪補正部102は、変調部103によりデジタル変調（シングルキャリア変調）されたシンボル列がRF部302の送信側において受ける送信歪特性を補正し、DAコンバータ101に出力する。
- [0028] DAコンバータ101は、歪補正部102からの出力信号を、アナログベースバンド信号に変換する。RF部302の送信側は、アナログベースバンド信号をシングルキャリア高周波信号にアップコンバートし、アンテナ301を介して送信する。
- [0029] 受信時、RF部302の受信側は、アンテナ301により受信されたシングルキャリア高周波信号をダウンコンバートしてベースバンド信号に変換する。RF部302の受信側は、ベースバンド信号をADコンバータ201に出力する。ADコンバータ201は、RF部302の受信側からの出力信号をサンプリングしてデジタル信号に変換する。
- [0030] 同期部303は、変換されたデジタル信号の受信信号におけるプリアンプ401を用いて、フレームの検出、RF部302のゲイン調整、キャリア周波数同期のうち少なくとも1つ以上を含む同期処理を行う。
- [0031] 歪補正部102は、同期部303において検出されたフレームタイミングに従い、伝送路推定用フィールド402を用いて伝送路歪みを推定し、これ以降のデータ404の伝送路の歪み特性を補正してシンボル列を出力する。
- [0032] 復調部304は、歪補正部102により出力されたシンボル列を入力し、信号点を判定してデータを復調し、送信データを再生する。
- [0033] 図2は、歪補正部102の内部構成を表すブロック図である。歪補正部102は、図2に表す様に、切替部C1、パラレル／シリアル変換部104、PNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105、補正係数乗算部106（106-1～106-n）、補正係数算出部107、歪推定部202、Nポイントフーリエ／逆フーリエ変換部108、シリアル／パラレル変換部109及び切替部C2を含む構成である。
- [0034] 切替部C1は、受信時あるいはキャリブレーション時には同期部303からの受信信号をパラレル／シリアル変換部104に出力し、送信時にはパラ

レル／シリアル変換部104からの送信信号をDAコンバータ101に出力するために、伝送路を切り替える。

[0035] パラレル／シリアル変換部104は、受信時あるいはキャリブレーション時にはシリアル信号からパラレル信号に変換し、送信時にはパラレル信号からシリアル信号に変換する。

[0036] 第1の変換部としてのPNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105は、 $P \times N$ ポイントの周波数領域信号又は時間軸信号を単位として、回転子演算の符号反転によって、フーリエ変換又は逆フーリエ変換する。

[0037] 具体的には、PNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105は、受信時あるいはキャリブレーション時には、 $P \times N$ ポイントの時間軸信号を単位としてフーリエ変換し、 $P \times N$ ポイントの周波数領域信号に変換する。

[0038] また、PNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105は、送信時には、 $P \times N$ ポイントの周波数領域信号を単位として逆フーリエ変換し、 $P \times N$ ポイントの時間軸信号に変換する。

[0039] 切替部C2は、受信時あるいはキャリブレーション時にはシリアル／パラレル変換部109からの受信信号を復調部304に出力し、送信時には変調部103からの送信信号をシリアル／パラレル変換部109に出力するために、伝送路を切り替える。

[0040] シリアル／パラレル変換部109は、受信時あるいはキャリブレーション時にはパラレル信号からシリアル信号に変換し、送信時にはシリアル信号からパラレル信号に変換する。

[0041] 第2の変換部としてのNポイントフーリエ／逆フーリエ変換部108は、回転子演算の符号反転によって実現可能に、Nポイントの時間軸信号又は周波数領域信号を単位として、フーリエ変換又は逆フーリエ変換する。

[0042] 具体的には、Nポイントフーリエ／逆フーリエ変換部108は、受信時あるいはキャリブレーション時には、Nポイントの周波数領域信号を単位として逆フーリエ変換し、Nポイントの時間軸信号に変換する。

[0043] また、Nポイントフーリエ／逆フーリエ変換部108は、送信時には、N

ポイントの時間軸信号を単位としてフーリエ変換し、Nポイントの周波数領域信号に変換する。

[0044] 歪補正部102は、送信時、受信時及びキャリブレーション時のうち、いずれかのタイミングにおいて、信号の処理方向を変えることにより、各部を共用できる。

[0045] 次に、歪補正部102の動作を詳細に説明する。

[0046] (キャリブレーション時の動作)

歪補正部102のキャリブレーション時における動作について説明する。キャリブレーションでは、RF部302の送信側における送信歪特性が測定され、送信歪特性を補正するための送信歪補正係数が求められる。なお、既に、RF部302の受信側における受信歪特性のキャリブレーションされており、受信歪特性を補正するための受信歪補正係数は予め求められているとする。

[0047] なお、受信歪特性のキャリブレーションにおいては、例えば測定器からリファレンス信号をRF部302の受信側に入力し、後述する方法と同様の方法を用いて受信歪特性を測定し、受信歪補正係数を求めることが可能である。

[0048] 図4は、送信歪特性のキャリブレーション時における歪補正部102の内部構成を表すブロック図である。なお、図4において切替部C1は省略している。キャリブレーション時、DAコンバータ101は、既知の信号波形を持つリファレンス信号を例えば送受信装置10の外部から入力してRF部302の送信側に出力し、更にRF部302の受信側を介してループバックさせた同信号をADコンバータ201に入力する。即ち、RF部302には、同RF部302の送信側から同RF部302の受信側へのループバック信号が入力される。

[0049] ここで、リファレンス信号は既知の信号波形を持つ信号であれば、どのような信号でも良く、例えば送信信号のプリアンプ401の変調信号でもよい。あるいは任意の周波数の正弦波信号でもよい。好ましくは、送信信号の

信号帯域の周波数特性が測定できるような広帯域信号、もしくは正弦波の狭帯域信号を信号帯域内において周波数スイープさせたような信号であることが望ましい。

[0050] ADコンバータ201は、RF部302をループバックしたリファレンス信号を入力してサンプリングし、同期部303及び切替部C1を介して、サンプリング後のデジタル信号をパラレル／シリアル変換部104に出力する。

[0051] パラレル／シリアル変換部104は、入力されたデジタル信号（シリアル信号）をパラレル信号に変換し、PNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105に出力する。

[0052] PNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105は、パラレル／シリアル変換部104からの入力信号である時間軸信号に対してフーリエ変換し、周波数領域信号に変換する。PNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105は、周波数領域信号から信号帯域の信号を選択して歪推定部202に出力する。

[0053] 歪推定部202は、入力された信号帯域の周波数領域信号を、予め求められているRF部302の受信歪特性を用いて補正した後、補正後の周波数領域信号と既知のリファレンス信号の周波数領域信号との差分ベクトルを周波数bin（範囲）毎に求める。差分ベクトルは、RF部302の送信側における送信歪特性に相当する。

[0054] 補正係数算出部107は、歪推定部202によって推定された送信歪特性を基に、推定された送信歪特性の逆特性となる補正ベクトルを求め、補正ベクトルに対応する送信歪補正係数を保存する。更に、補正係数算出部107は、送信帯域制限フィルタとして予め求められたルートレイズドコサインフィルタの周波数領域特性を用いて、周波数bin毎に、補正ベクトルに重み付けをしても良い。

[0055] 図5は、キャリブレーション時における歪補正部102の各部の信号をスペクトルによって表現した図である。キャリブレーション用のリファレンス

信号は、送信信号と同じ帯域幅 f_s (Hz) を有する信号とする。

[0056] 図5 (A) は、ADコンバータ201に入力されたベースバンド信号のスペクトルを表す。ベースバンド信号は、複素信号であり、DC (0 Hz) 成分を中心に帯域幅 f_s (Hz) のスペクトルとなる。

[0057] 図5 (B) は、ADコンバータ201がベースバンド信号を2倍オーバーサンプリングした後の信号のスペクトルを表す。サンプリング速度が $2f_s$ (Hz) であり、 f_s (Hz) を中心に折り返し (エイリアシング) が生じている。

[0058] 図5 (C) は、サンプル列を128ポイントのFFTによって変換した周波数領域信号のスペクトルを表す。横軸は、 $2f_s$ (Hz) を128ポイントに離散化した周波数 b_{in} ($k=0\sim 127$) を表す。信号帯域は、 $k=0\sim 31$ と、 $k=96\sim 127$ の周波数 b_{in} に存在する。

[0059] 図5 (D) に表す様に、信号帯域の64ポイント分の周波数 b_{in} に対し、信号帯域特性700 (図5 (C) 参照) と理想の周波数特性701 (点線) との差分が送信歪特性となる。補正係数算出部107は、送信歪特性の逆特性となる送信歪補正係数702 (実線) を求め、補正係数算出部107に記憶する。

[0060] ここで、数式を用いて、歪補正部102におけるキャリブレーションの動作を説明する。

[0061] 送信信号 $x(t)$ 、ループバック受信信号 $r(t)$ 、RF部302の送信側の通過帯域特性 $h_{tx}(t)$ 、RF部302の受信側の通過帯域特性 $h_{rx}(t)$ とする。

[0062] 更に、送信信号 $x(t)$ 、ループバック受信信号 $r(t)$ 、RF部302の送信側の通過帯域特性 $h_{tx}(t)$ 、RF部302の受信側の通過帯域特性 $h_{rx}(t)$ をフーリエ変換した値をそれぞれ $X(f)$ 、 $R(f)$ 、 $H_{tx}(f)$ 、 $H_{rx}(f)$ とすると、数式(1)が得られる。

[0063] [数1]

$$R(f) = H_{rx}(f)H_{tx}(f)X(f)\dots(1)$$

[0064] また、キャリブレーション用リファレンス信号を $x_ref(t)$ 、 $x_ref(t)$ がフーリエ変換された値を $X_ref(f)$ 、RF部302の受信側にループバックしたリファレンス信号を $r_ref(t)$ 、 $r_ref(t)$ がフーリエ変換された値を $R_ref(f)$ とする。RF部302の通過帯域特性 $H(f)$ は、数式(2)により求められる。

[0065] [数2]

$$H(f) = R_ref(f) / X_ref(f) \dots (2)$$

[0066] ここで、予め求められたRF部の受信側における通過帯域特性 $H_rx(f)$ を用いると、RF部302の送信側における通信帯域特性 $H_tx(f)$ が、数式(3)に表す様に求められる。

[0067] [数3]

$$H_tx(f) = H(f) / H_rx(f) \dots (3)$$

[0068] すなわち、歪補正部102のキャリブレーションにより、送信歪特性の逆特性となる送信歪補正係数702(図7参照)として、 $1/H_tx(f)$ が求められる。

[0069] (送信時の動作)

次に、歪補正部102がキャリブレーション時に求められた送信歪補正係数を用いて送信信号を補正する動作を説明する。図6は、送信時における歪補正部102の内部構成を表すブロック図である。なお、図6において切替部C2は省略している。

[0070] 送信時、シリアル/パラレル変換部109は、切替部C2を介して、変調部103からシンボル速度 f_s (Hz) において変調されたシンボル列(シリアル信号)を入力し、Nシンボル毎にパラレル信号に変換する。

[0071] Nポイントフーリエ/逆フーリエ変換部108は、入力されたパラレル信号であるNシンボルの信号をフーリエ変換し、周波数 $b_i n$ 毎の複素ベクトルによって構成可能なNポイントの周波数領域信号に変換する。

[0072] 更に、Nポイントフーリエ/逆フーリエ変換部108は、DAコンバータ

101がアナログ信号に変換する場合に必要な P 倍 ($P > 1$) のオーバーサンプリングを可能とするために、 N ポイントの周波数領域信号を $P \times N$ ポイントに帯域拡張する。

[0073] 具体的には、 N ポイントフーリエ／逆フーリエ変換部108は、オーバーサンプリングに相当する信号帯域のエイリアス成分を生成するために、周波数 $b_i n$ の信号帯域における複素ベクトルを、同周波数 $b_i n$ の他の帯域にコピーする。

[0074] 補正係数乗算部106は、 N ポイントフーリエ／逆フーリエ変換部108により $P \times N$ ポイントに帯域拡張された周波数領域信号に、補正係数算出部107により求められた送信歪補正係数を、周波数 $b_i n$ 毎に乗算する。補正係数乗算部106は、乗算結果を $P \times N$ ポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105に出力する。

[0075] $P \times N$ ポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105は、補正係数乗算部106からの乗算結果、即ち、送信歪補正係数が乗算された $P \times N$ ポイントの周波数領域信号を、逆フーリエ変換し、時間軸信号に変換する。 $P \times N$ ポイント逆フーリエ／フーリエ変換部105は、時間軸信号をパラレル／シリアル変換部104に出力する。

[0076] 時間軸信号は、元の N シンボルのシンボル列に対して P 倍のオーバーサンプリングされたサンプル列である。 $P \times N$ サンプルのサンプル列は、パラレル／シリアル変換部104においてシリアル信号に変換される。

[0077] パラレル／シリアル変換部104は、 $P \times N$ サンプルのうち、FFT及びIFFTの波形打ち切りの影響を受ける先頭及び最後の数サンプルを除去した中央の部分サンプル列、例えば中央の $P \times N / 2$ サンプルのサンプル列を出力する。

[0078] なお、送受信装置10において、変調部103から歪補正部102に入力されたシンボル列から補正の対象とする N シンボルを $N / 2$ シンボルずつオーバーラップさせながら入力する。これにより、歪補正部102から出力されるサンプル列の連続性が保たれる。

- [0079] 図7は、歪補正部102内の各信号をスペクトルによって表現した図である。図7(A)は、変調部103からのシンボル速度 f_s (Hz)の変調信号のスペクトルを表す。シンボル速度 f_s (Hz)とサンプル速度とが等しいサンプル列であるので、図7(A)において $f_s/2$ (Hz)において折り返しが発生している。
- [0080] 図7(B)は、サンプル列を64ポイントのFFTによって変換した周波数領域信号のスペクトルを表す。横軸は f_s (Hz)を64ポイントに離散化した周波数 b_{in} ($k=0\sim63$)を表す。
- [0081] 図7(C)は、周波数 b_{in} 毎の、2倍のオーバーサンプリングによって帯域拡張した周波数領域信号のスペクトルを表す。図7(C)に表す様に、Nポイントフーリエ/逆フーリエ変換部108は、DAコンバータ101が2倍($P=2$)のオーバーサンプリングを行うために、Nポイントの周波数領域信号を帯域拡張する。
- [0082] 即ち、Nポイントフーリエ/逆フーリエ変換部108は、2倍オーバーサンプリングによって周波数帯域が128ポイントに広がる場合、元の信号帯域の信号のエイリアス成分を生成するために、エイリアス周波数となる周波数 b_{in} に対して信号帯域成分をコピーする。
- [0083] 図7(D)は、送信歪補正係数601の信号のスペクトルである。図7(D)に表す様に、補正係数乗算部106によりオーバーサンプリングされた128ポイントの周波数領域信号に送信歪補正係数601が乗算されると、送信歪が補正された後の周波数領域信号が得られる(図7(E)参照)。図7(E)は、送信歪補正係数の乗算後の周波数領域信号のスペクトルを表す。送信歪補正係数601には、ルートレイズドコサインフィルタ(RRCフィルタ)の特性も含まれている場合、上記乗算は送信帯域制限フィルタの役割も果たす。
- [0084] PNポイント逆フーリエ/フーリエ変換部105は、補正された周波数領域信号を128ポイントIFFTにおいて逆フーリエ変換して時間軸信号に変換し、切替部C1を介してDAコンバータ101に出力する。DAコンバ

ータ 101 において、入力された時間軸信号をアナログ信号に変換すると、図 7 (F) に表すベースバンド信号のスペクトルが得られる。

[0085] 更に、RF部302において、図7(G)に表すように、ベースバンド信号はシングルキャリア周波数 f_c を用いて変調される。図7(G)は、RF部の送信側における歪みが補正された周波数領域信号のスペクトルを表す。

[0086] ここで、数式を用いて、歪補正部102における送信時の送信歪補正の動作を説明する。

[0087] 補正係数乗算部106は、送信信号 $x(t)$ をフーリエ変換してオーバーサンプリングした周波数領域信号 $X'(f)$ に (図7(D)参照)、送信RCフィルタ特性の周波数領域表現 $C_{filt}(f)$ と、RF部302の送信側の通過帯域特性を補正する補正係数 $1/H_{tx}(f)$ とを乗算し、数式(4)に表す信号 $X''(f)$ を得る (図7(E)参照)。

[0088] [数4]

$$X''(f) = X'(f)C_{filt}(f)/H_{tx}(f)...(4)$$

[0089] PNポイント逆フーリエ/フーリエ変換部105は、数式(4)によって求められた信号 $X''(f)$ を逆フーリエ変換して時間軸信号 $x''(t)$ (図7(F)参照)を求める。時間軸信号 $x''(t)$ は、RF部302の送信側を介してアンテナ301から送信される。信号 $x'''(t)$ は、数式(5)により表される。

[0090] [数5]

$$x'''(t) = x''(t) * h_{tx}(t)...(5)$$

[0091] ただし、*は畳み込み演算を表す。信号 $x'''(t)$ をフーリエ変換して周波数領域によって表すと、数式(6)により表される。

[0092] [数6]

$$\begin{aligned} X'''(f) &= X''(f)H_{tx}(f) \\ &= X'(f)C_{fillt}(f)...(6) \end{aligned}$$

- [0093] 送受信装置10は、RF部302の送信側において生じる信号の歪みを補正し、送信フィルタを乗じた信号を送信できる（図7（G）参照）。図7（G）は、RF送信部の歪みが補正された信号のスペクトルを表す。
- [0094] 図8は、補正の対象とする信号の処理単位の一例を表す説明図である。図8では、シンボル速度とサンプル速度とが等しい等倍サンプリングのサンプル（シンボル）列501が入力される。補正対象の処理単位を $N=64$ シンボルとする。
- [0095] シリアル／パラレル変換部109は、サンプル列501から64シンボル分に相当する64サンプルのサンプル列502-1を選択する。シリアル／パラレル変換部109は、 $N/2=32$ シンボル（32サンプル）ずつオーバーラップさせたサンプル列502（502-1、502-2、502-3）を処理単位として選択する。
- [0096] 選択された各サンプル列502に対し、歪補正部102によって64ポイントフーリエ変換及び歪補正が行われ、128ポイント逆フーリエ変換により2倍オーバーサンプリングされた128サンプル（64シンボル）の時間軸信号503に変換される。
- [0097] ここから、中央64サンプル（32シンボル）の部分サンプル列504-1が選択されて出力される。サンプル列502-2、502-3も同様に処理され、サンプル列504-2、504-3に変換される。
- [0098] これらのサンプル列504-1、504-2、504-3が連結され、シンボル速度に対して $P=2$ 倍の速度によってオーバーサンプリングされたサンプル列505は、連続性が保たれたまま出力される。
- [0099] 以上の様に、本発明に係る送受信装置10は、歪補正部102を、受信時に等化器として用いてFDE（Frequency Domain Equalization）を行い、キャリアレーション時にはRF部の通過帯域を測定する。更に、送受信装置10によれば、送信時にはインタポレーション（オーバーサンプリング）とプレディストーション（歪補正）とを行う周波数領域フィルタとして用いる。
- [0100] これにより、送受信装置10によれば、回路規模を大幅に増大せずに、精

度良く送信RF回路の通過帯域特性を補正できる。従って、シンボル速度が高速であるために信号帯域幅が広帯域にわたるベースバンド信号でも、回路規模を増大せずに、精度良く通過帯域特性を補正できる。また、信号処理を並列化することによって処理クロック速度を下げるができる。

[0101] 以上、図面を参照しながら各種の実施形態について説明したが、本発明はかかる例に限定されないことは言うまでもない。当業者であれば、特許請求の範囲に記載された範疇内において、各種の変更例または修正例に想到し得ることは明らかであり、それらについても当然に本発明の技術的範囲に属するものと了解される。

[0102] なお、実施の形態にかかる各構成は、集積回路であるLSIとして実現されても良い。LSIは、1チップ化されてもよいし、各構成の一部または全てを含んで1チップ化しても良い。ここでは、LSIと称したが、集積度の違いによっては、IC、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと称呼されることもある。

[0103] また、集積回路化の手法は、LSIに限られず、専用回路または汎用プロセッサを用いて集積回路化してもよい。また、LSI製造後にプログラムすることが可能なFPGA (Field Programmable Gate Array)、LSI内部の回路セルの接続及び設定を再構成可能なリプログラマブル・プロセッサを用いても良い。

[0104] また、これらの機能ブロックの演算は、例えばDSP又はCPUを用いて演算できる。さらに、これらの処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行できる。

[0105] さらには、半導体技術の進歩または派生する別技術によりLSIに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、別技術を用いて機能ブロックを集積化してもよい。

[0106] また、上記実施形態では、ミリ波帯の無線信号を送受信する場合を示したが、センチメートル波帯を含む無線信号においても、本発明は同様に適用可能である。

[0107] また、本発明は、シングルキャリア通信に用いる送信歪補償回路として、小回路規模・低消費電力が要求されるモバイル通信を含む無線通信機器全般に広く適用できる。

[0108] なお、本出願は、2011年3月30日出願の日本特許出願（特願2011-075832）に基づくものであり、その内容はここに参照として取り込まれる。

産業上の利用可能性

[0109] 本発明は、シングルキャリア伝送方式を用いて変調された信号を送受信する送受信装置において、シンボル速度が高速であるために信号帯域幅が広帯域にわたるベースバンド信号でも、回路規模を増大せずに、精度良く通過帯域特性を補正でき、有用である。

符号の説明

- [0110] 10 送受信装置
 - 101 DAコンバータ
 - 102 歪補正部
 - 103 変調部
 - 104 パラレル／シリアル変換部
 - 105 PNポイント逆フーリエ／フーリエ変換部
 - 106 補正係数乗算部
 - 107 補正係数算出部
 - 108 Nポイントフーリエ／逆フーリエ変換部
 - 109 シリアル／パラレル変換部
 - 201 ADコンバータ
 - 202 歪推定部
 - 302 高周波（RF）部
 - 303 同期部
 - 304 復調部
 - 401 プリアンプ

- 402 伝送路推定用フィールド
- 403 ガードインターバル (GI)
- 404 データ
- C1、C2 切替部
- 601、702 補正係数

請求の範囲

- [請求項1] シングルキャリア伝送方式を用いて変調された信号を周波数変換する高周波部と、
周波数領域信号に、前記高周波部の前記周波数変換における歪補正係数を乗算して歪補正する補正係数乗算部と、
受信時に時間軸信号を周波数領域信号に変換し、送信時に前記補正係数乗算部によって歪補正された周波数領域信号を時間軸信号に変換する第1の変換部と、
送信時に時間軸信号を周波数領域信号に変換し、受信時に前記補正係数乗算部によって歪補正された周波数領域信号を時間軸信号に変換する第2の変換部と、
を備える送受信装置。
- [請求項2] 請求項1記載の送受信装置であって、
前記第1の変換部は、キャリアブレーション時、前記高周波部の送信側から受信側へのループバック信号を周波数領域信号に変換する送受信装置。
- [請求項3] 請求項2記載の送受信装置であって、
前記ループバック信号が変換された周波数領域信号から前記高周波部の前記周波数変換における歪特性を推定する歪推定部と、
前記歪推定部によって推定された歪特性の逆特性となる補正係数を算出する補正係数算出部と、を更に備え、
前記補正係数乗算部は、前記送信時、前記補正係数算出部によって算出された補正係数を前記周波数領域信号に乗算して歪補正する送受信装置。
- [請求項4] 請求項1～3のうちいずれか一項に記載の送受信装置であって、
前記第2の変換部は、前記送信時に変換した周波数領域信号に対し、 N ポイントの信号から $P > 1$ とする $P \times N$ ポイントの信号を得るオーバーサンプリングを行い、

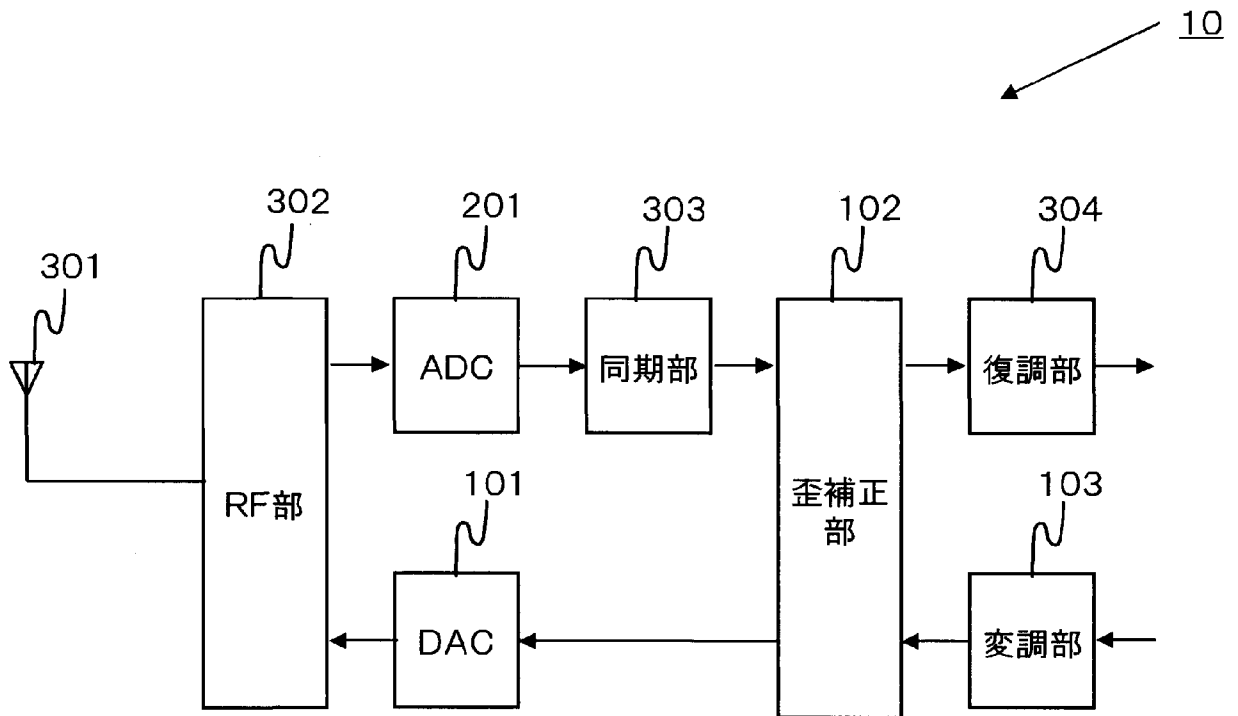
前記補正係数乗算部は、前記 $P \times N$ ポイントの信号に補正係数を乗算して歪補正する送受信装置。

[請求項5]

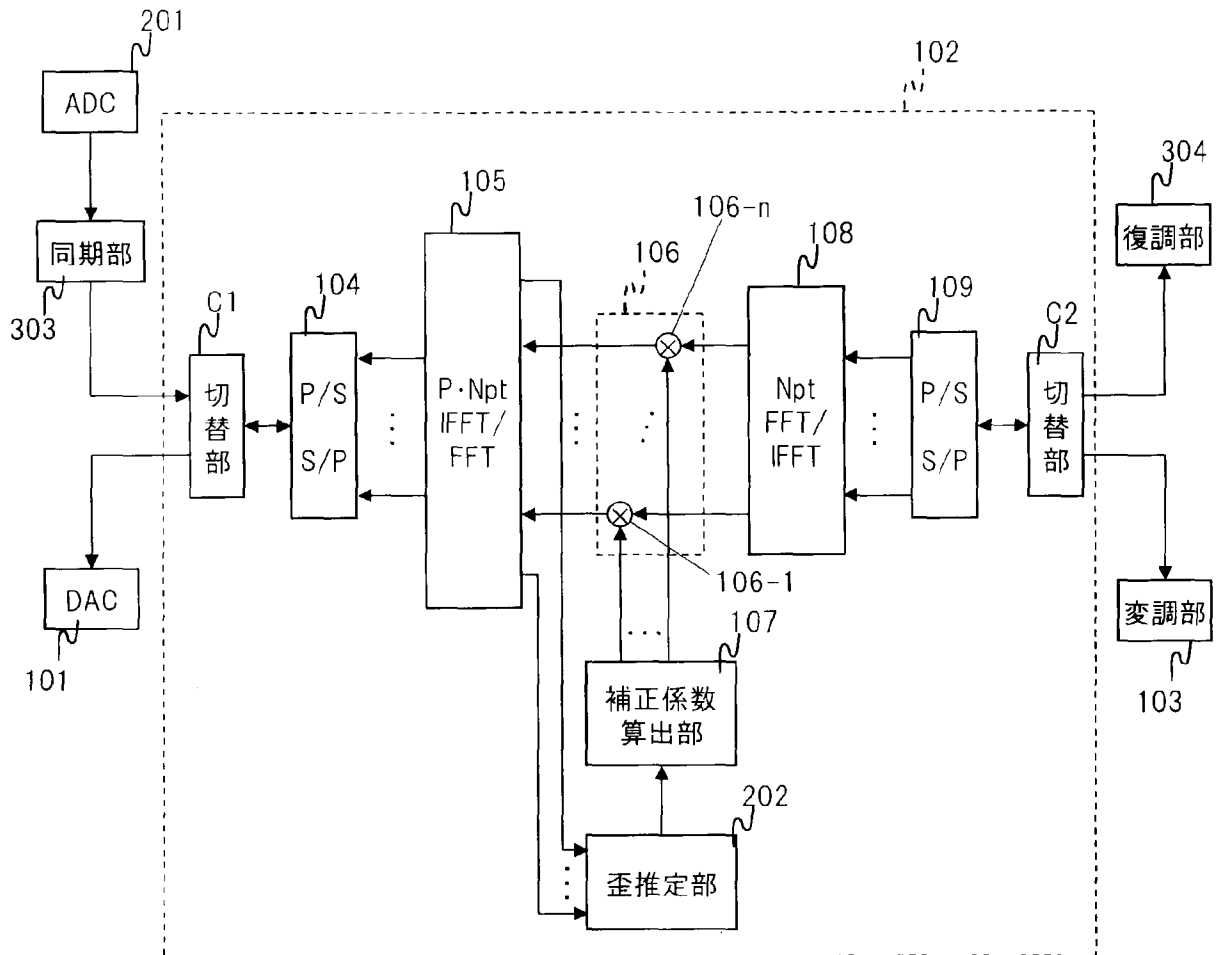
請求項4記載の送受信装置であって、

前記補正係数算出部は、帯域を制限する係数を乗じて前記補正係数を算出する送受信装置。

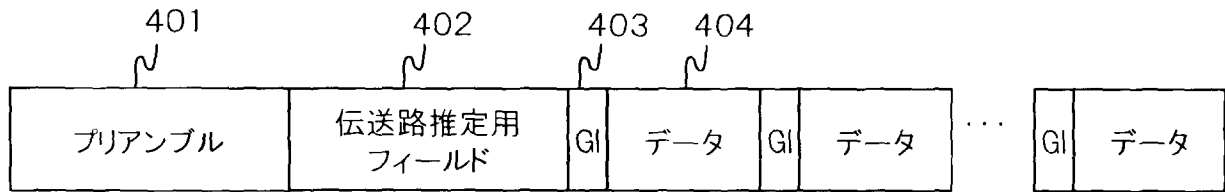
[図1]



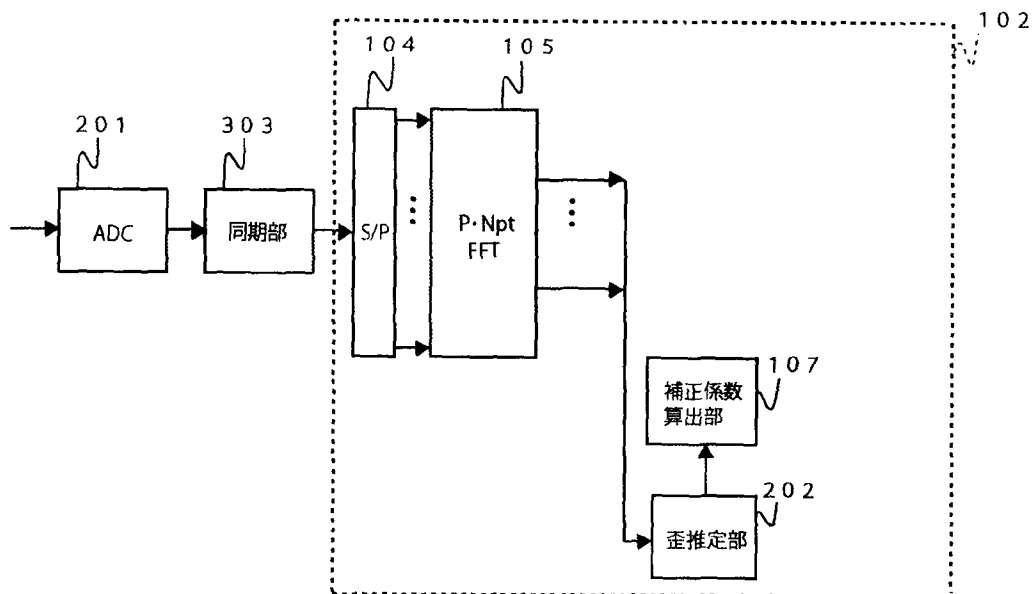
[図2]



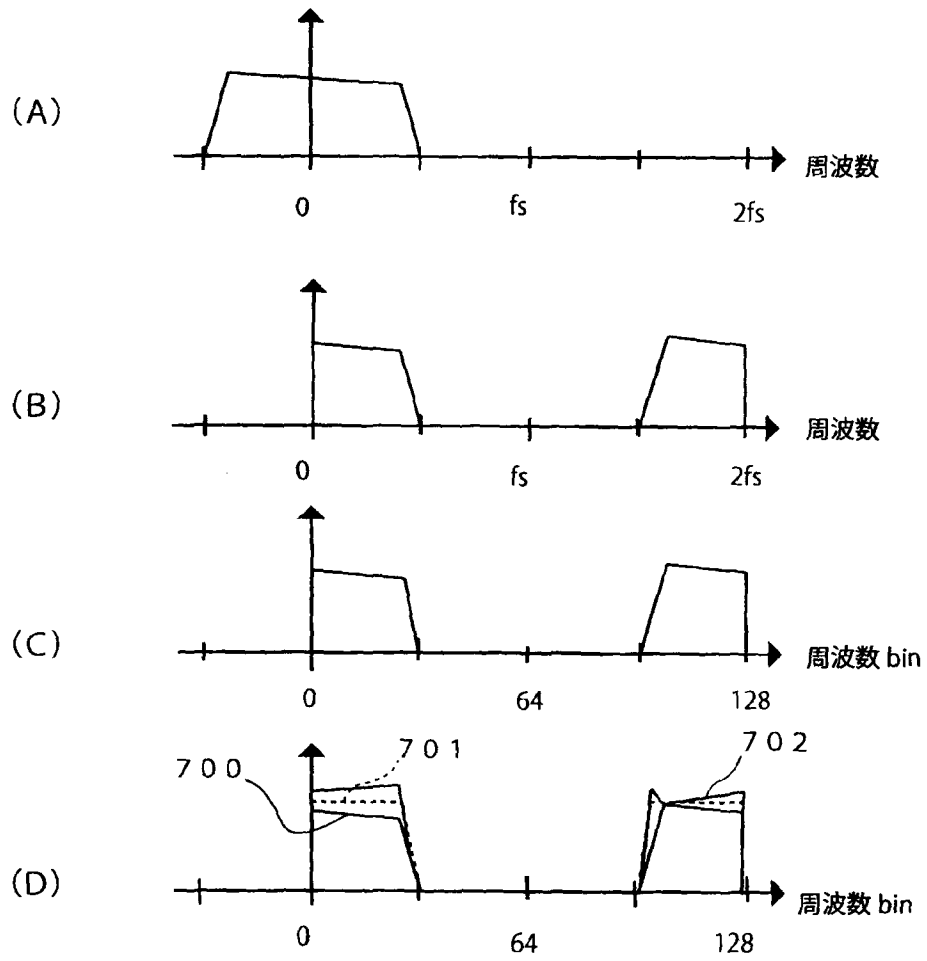
[図3]



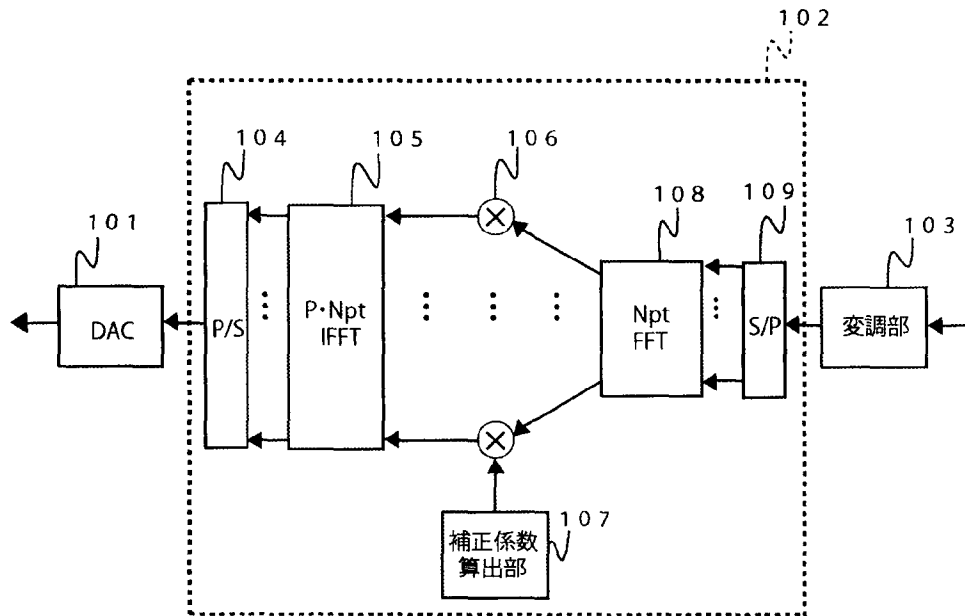
[図4]



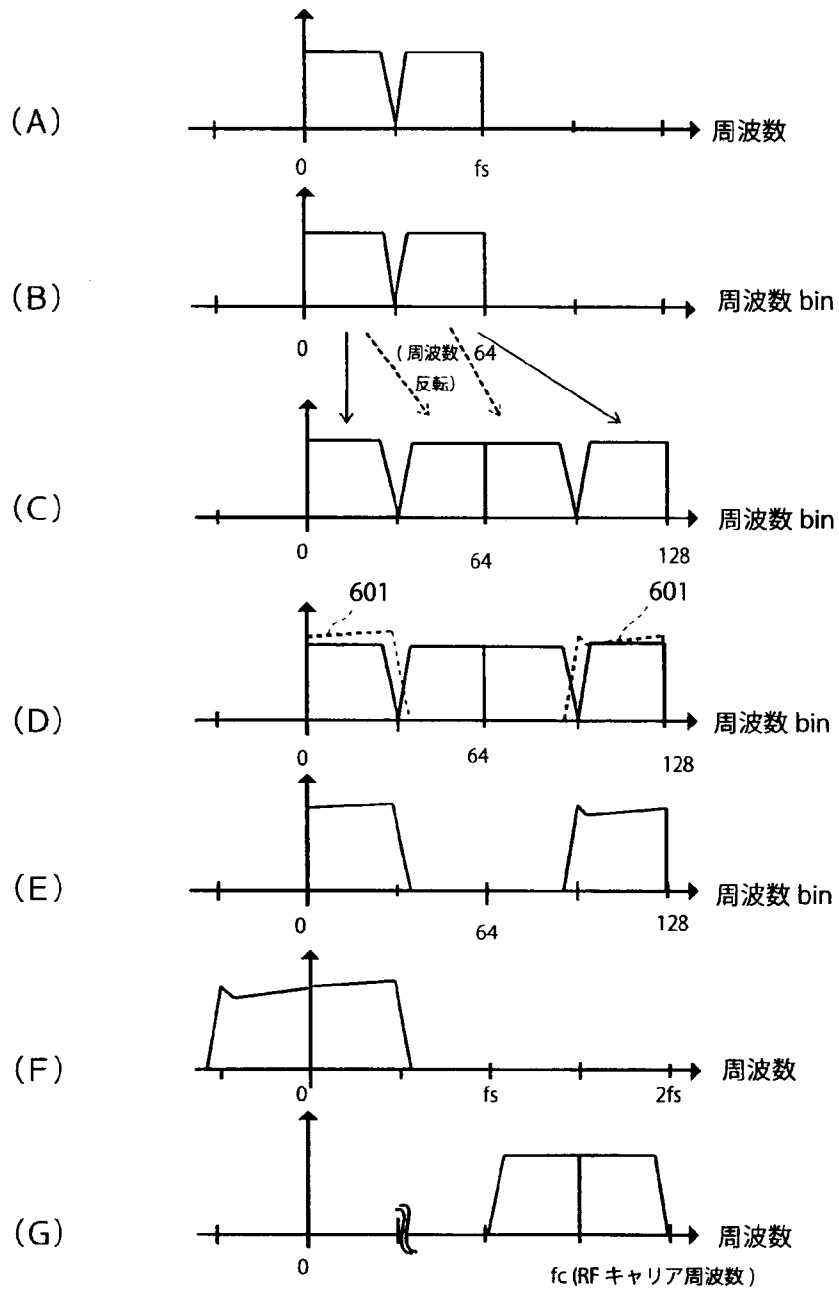
[图5]



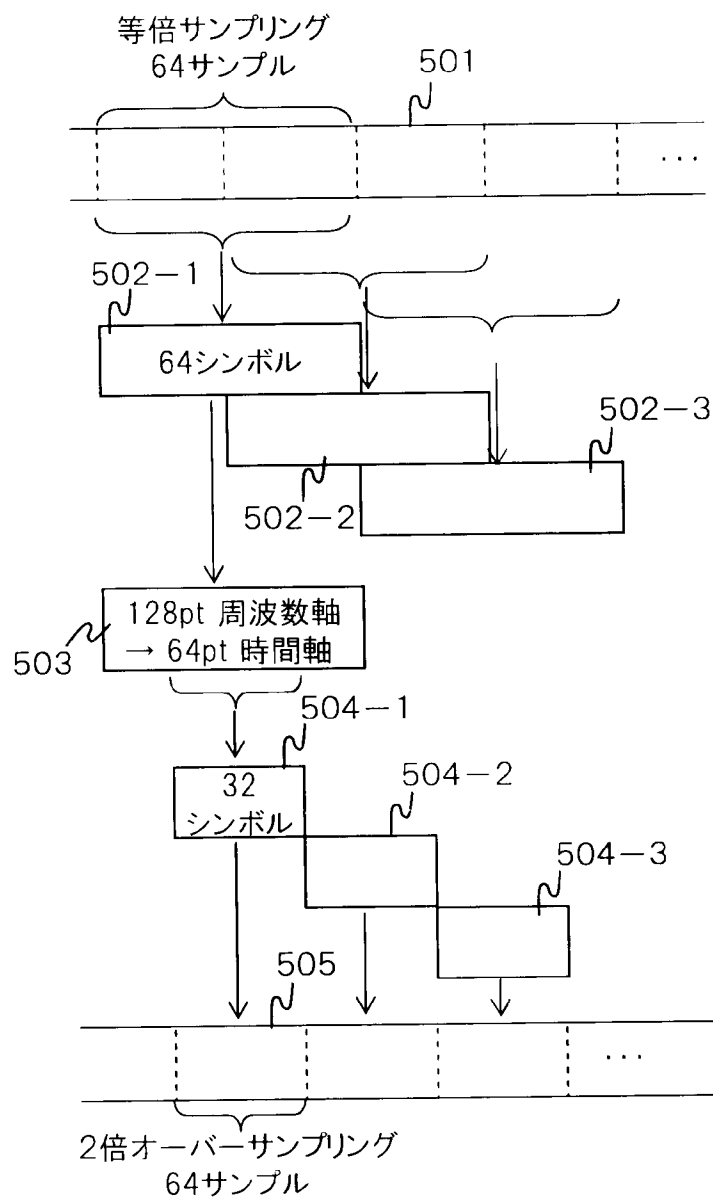
[図6]



[図7]



[図8]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/000648

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H04L27/01 (2006.01) i, H04L27/34 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H04L27/01, H04L27/34

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2012 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
IEEE Xplore

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<i>JP 2007-195056 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 02 August 2007 (02.08.2007), abstract (Family: none)</i>	1-5
A	<i>JP 2000-244370 A (Sony Corp.), 08 September 2000 (08.09.2000), abstract (Family: none)</i>	1-5
A	<i>JP 2010-252178 A (Nippon Telegraph and Telephone Corp.), 04 November 2010 (04.11.2010), entire text; all drawings (Family: none)</i>	1-5

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
18 April, 2012 (18.04.12)

Date of mailing of the international search report
01 May, 2012 (01.05.12)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04L27/01(2006.01)i, H04L27/34(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04L27/01, H04L27/34

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2012年
日本国実用新案登録公報	1996-2012年
日本国登録実用新案公報	1994-2012年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

IEEE Xplore

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2007-195056 A (松下電器産業株式会社) 2007.08.02, 要約欄 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 2000-244370 A (ソニー株式会社) 2000.09.08, 要約欄 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 2010-252178 A (日本電信電話株式会社) 2010.11.04, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-5

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

18.04.2012

国際調査報告の発送日

01.05.2012

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

彦田 克文

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

5K

9182