

(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  
2011年10月20日(20.10.2011)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2011/129064 A1

- (51) 国際特許分類:  
H04J 11/00 (2006.01) H04L 27/01 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/001927
- (22) 国際出願日: 2011年3月30日(30.03.2011)
- (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 2010-092318 2010年4月13日(13.04.2010) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本電気株式会社(NEC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 大賀 敬之 (OGA, Toshiyuki) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号日本電気株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 速水 進治(HAYAMI, Shinji); 〒1410031 東京都品川区西五反田7-9-2 五反田TGビル9階 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, JP, 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, RO, RS, RU, 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, 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, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

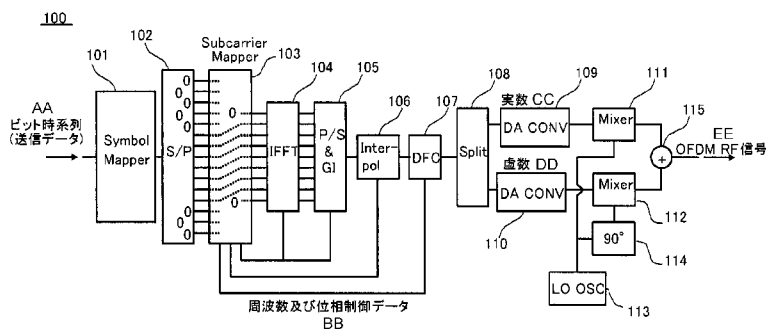
添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: OFDM MODULATOR, OFDM TRANSMISSION APPARATUS, AND OFDM MODULATION METHOD

(54) 発明の名称: OFDM変調器、OFDM送信装置、及びOFDM変調方法

[図 1]



AA... BIT TIME SERIES (TRANSMISSION DATA)  
 BB... FREQUENCY AND PHASE CONTROL DATA  
 CC... REAL NUMBER  
 DD... IMAGINARY NUMBER  
 EE... OFDM RF SIGNAL

(57) Abstract: A transmission apparatus (100) comprises: an inverse fast Fourier transformer (104) (first circuit) for acquiring a plurality of pieces of multi-level symbol data to which respective different subcarriers have been allocated and for generating waveform data from the plurality of acquired pieces of multi-level symbol data; and a digital frequency converter (107) (second circuit) for frequency-shifting the waveform data generated by the inverse fast Fourier transformer (104).

(57) 要約: 送信装置 (100) は、夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の多値シンボルデータを取得し、当該取得された複数の多値シンボルデータから波形データを生成する逆高速フーリエ変換器 (104) (第1回路) と、逆高速フーリエ変換器 (104) によって生成された波形データを周波数シフトするデジタル周波数変換器 (107) (第2回路) と、を備える。

WO 2011/129064 A1

## 明 細 書

発明の名称：

**OFDM変調器、OFDM送信装置、及びOFDM変調方法**

技術分野

[0001] 本発明は、OFDM変調器、それを含むOFDM送信装置、OFDM変調方法等に関する。

背景技術

[0002] 近年、様々な分野の無線通信において、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式が用いられている。OFDM方式は、複数の直交する狭帯域サブキャリアを用いるマルチキャリア方式であり、それぞれ変調された各サブキャリアを含む信号を伝達するため、全体の周波数スペクトルが方形に近く、周波数利用効率が高い。また、OFDM方式は、シングルキャリア方式に比べてシンボル長を長くできるために遅延波に対する耐性を持ち、更にガードインターバルを付加することによりマルチパス環境に強い特性を持つ。

[0003] OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 方式は、OFDM方式においてサブキャリア毎に異なる情報伝送先を割り振ることにより、複数の相手に対し同時に情報を伝達する多元接続の方式である。OFDMA方式によれば、個々の情報伝送先に応じて、割り振るサブキャリアの数、サブキャリアの無線変調方式や送信電力等を設定することができる。条件によっては、特定のサブキャリアが存在しない状況も発生する。

[0004] 日本の地上デジタルテレビジョン放送方式であるISDB-T方式 (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) では、BST-OFDM (Band Segmented Transmissin-OFDM) 方式が採用されている。BST-OFDM方式は、OFDM方式におけるサブキャリアを

セグメントと呼ばれるグループに分け、セグメントを用途毎に割り振ることにより、用途に応じてより適切な設定（無線変調方式、送信電力等）を可能とする。

[0005] 更に、3GPP (Third Generation Partnership Project) で策定されているLTE (Long Term Evolution) システムにおいては、基地局から移動局への下りリンクにOFDMA方式、移動局から基地局への上りリンクにはDFT (Discrete Fourier Transform) - Spread OFDMに基づくSC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 方式が採用されている。

[0006] SC-FDMA方式では、多値シンボルデータの周波数（シンボルレート）に応じ使用されるサブキャリアの数は変化する。ゆえに、一つの送信装置が、送信帯域として割り当てられている周波数帯域に設定された全てのサブキャリアを占有することは可能であるが、一方で同時に全てのサブキャリアを使用するとは限らない。逆に、使用していないサブキャリアは他の送信装置が使用することで、同時に複数の送信装置が同一の送信帯域を共用することができ、周波数資源を有効利用できる。

[0007] また、OFDM方式のようなマルチキャリア方式は、シングルキャリア方式に比べ、無線信号におけるPAPR (Peak to Average Power Ratio) が大きくなり、より低歪みの無線回路が必要とされる。一方、SC-FDMA方式では、元となる時間波形に対応する多値シンボルデータの時系列を離散フーリエ変換してサブキャリアの変調情報（周波数スペクトル情報）を生成し、さらにサブキャリアの相対的な周波数配置をサブキャリアマッピングの前後で変更しないことで、無線信号の時間波形をシングルキャリア方式の波形に近づけ、PAPRをシングルキャリア方式に近いレベルに抑えて、無線回路に要求される低歪み特性を緩和している。

[0008] SC-FDMA方式のさらなる特徴として、サブキャリアのマッピングを

切り替えることで、使用するサブキャリアの周波数を容易に変更することができる。これを用いてLTEシステムでは、周波数ホッピング機能を実現している。

- [0009] 下記特許文献1には、SC-FDMA方式の送信装置に関連する技術が記載されている。このSC-FDMA方式の送信装置は、受信装置との間の伝播路における周波数選択特性に応じて、SC-FDMAシンボルの周波数応答を調整することを特徴としている。

### 先行技術文献

### 特許文献

- [0010] 特許文献1：特開2009-239539号公報

### 発明の概要

- [0011] LTEシステムの移動局に代表されるように、OFDM方式を応用した送信装置に対する小型化の要求は高まっている。本発明は、このような事情に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、OFDM変調器、又は、それを含むOFDM送信装置の回路規模を小型化することにある。また、別の目的は、演算コストを削減し得るOFDM変調技術を提供することにある。

- [0012] 本発明によれば、夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の複素データを取得し、取得された前記複数の複素データから波形データを生成する第1回路と、前記第1回路によって生成された波形データを取得し、当該波形データを周波数シフトする第2回路と、を備えることを特徴とするOFDM変調器が提供される。

- [0013] また、本発明によれば、夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の複素データを取得し、取得された前記複数の複素データから波形データを生成する第1回路と、前記第1回路によって生成された波形データを取得し、当該波形データを周波数シフトする第2回路と、を備える変調器を有することを特徴とするOFDM送信装置が提供される。

- [0014] さらに、本発明によれば、夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複

数の複素データを取得し、取得された前記複数の複素データから波形データを生成し、前記第1ステップで生成された前記波形データを取得し、当該波形データを周波数シフトする、ことを含むOFDM変調方法が提供される。

[0015] さらに、本発明によれば、コンピュータが読み出し可能な記憶媒体であって、夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の複素データを取得し、取得された前記複数の複素データから波形データを生成する第1処理と、前記第1処理で生成された前記波形データを取得し、当該波形データを周波数シフトする第2処理と、を前記コンピュータに実行させるプログラムを格納する記憶媒体及び当該プログラムが提供される。

[0016] 本発明によれば、OFDM変調器、又は、それを含むOFDM送信装置の回路規模を小型化することができる。また、本発明によれば、演算コストを削減し得るOFDM変調技術を提供することができる。

### 図面の簡単な説明

[0017] 上述した目的、およびその他の目的、特徴および利点は、以下に述べる好適な実施の形態、およびそれに付随する以下の図面によってさらに明らかになる。

[0018] [図1]第1の実施形態に係るOFDM変調器を用いた送信装置の構成図である。

[図2]本実施形態のデジタル周波数変換器の構成図である。

[図3]第2の実施形態に係るSC-FDMA方式を用いた送信装置の構成図である。

[図4]一般的なOFDM変調器を用いた送信装置の構成図である。

[図5]一般的なDFT-Spread OFDMに基づくSC-FDMA方式を用いた送信装置の構成図である。

[図6]サブキャリア周波数-時間平面上での多値シンボルの配置を表す、Resource gridを示す図である。

### 発明を実施するための形態

[0019] 以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて説明する。尚、すべて

の図面において、同様な構成要素には同様の符号を付し、適宜説明を省略する。

[0020] 〔第1の実施形態〕

図4に、一般的なOFDM変調器を用いた送信装置400の構成を示す。

[0021] 入力された送信データであるビット時系列は、シンボルマッピング回路101にて16QAMや64QAMなど、時系列の多値シンボルデータに変換され、OFDMのサブキャリアに割り振られる。ここで、「多値シンボルデータに変換する」とは、入力されたビット時系列を、複数の複素データに変換し、複素データの夫々に異なるサブキャリアを割り当てる処理を意味している。また、複素データとはビット時系列を構成するビット情報を含む複素数であり、多値シンボルデータとは、個々の複素データと、複素データに割り当てられた変調すべきサブキャリアの周波数情報や出力されるべき時刻（タイミング）情報を包含するデータであり、出力されるべきOFDM信号のスペクトルに対応する。

[0022] 多値シンボルデータは、シリアルーパラレル（S/P）変換回路102にてパラレルデータであるパラレル多値シンボルデータに変換され、さらに逆高速フーリエ変換器（IFFT）404に入力されて、ここで逆高速フーリエ演算によりパラレルデータであるパラレル時間波形データに変換される。この逆高速フーリエ演算が、OFDM変調である。ここで、逆高速フーリエ変換とは、高速フーリエ変換の逆変換である。高速フーリエ変換とは、離散フーリエ変換を計算機上で高速に計算するアルゴリズムであり、信号処理などで離散化されたデジタル信号の周波数解析などにも用いられる。逆高速フーリエ変換によって、離散的なサンプル周波数点のスペクトル情報が、離散的な時間波形情報に変換される。

[0023] IFFT404出力のパラレル時間波形データは、パラレルーシリアル（P/S）変換及びガードインターバル（GI）付加回路405にて、ガードインターバル期間の波形が付加され、シリアルの時系列データに変換される。

- [0024] ここまでの処理は複素数演算として実行されているが、P/S変換及びG I付加回路405の出力は分割回路(スプリッタ)108に入力され、実成分係数データ及び虚数成分係数データが抽出される。ここでは、実成分係数データを同相デジタルベースバンド信号(I-DBB信号)、虚数成分係数データを直交デジタルベースバンド信号(Q-DBB信号)と呼ぶことにする。
- [0025] I-DBB信号とQ-DBB信号は、各々デジタル-アナログ(D/A)変換器109、110にて、アナログ波形信号である同相アナログベースバンド信号(I-ABB信号)及び直交アナログベースバンド信号(Q-ABB信号)に変換された後、各々周波数変換器(Mixer)111、112にて搬送波であるLO信号と混合され、同相搬送帯域信号(I-RF信号)と直交搬送帯域信号(Q-RF信号)に変換される。
- [0026] なお、局部発振器(LO OSC)113の出力は周波数変換器111及び112にLO信号として入力されるが、周波数変換器112へのLO信号は90°移相器114にて周波数変換器111へのLO信号から90°位相を遅らせて入力される。
- [0027] I-RF信号とQ-RF信号は、合成器115にて結合され、搬送帯域信号(RF信号)として出力される。
- [0028] OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)方式は、OFDM方式においてサブキャリア毎に異なる情報伝送先を割り振ることにより、複数の相手に対し同時に情報を伝達する多元接続の方式である。個々の情報伝送先に応じて、割り振るサブキャリアの数、サブキャリアの無線変調方式や送信電力等を設定することができる。条件によっては、特定のサブキャリアが存在しない状況も発生する。例えば、図4においては、サブキャリア周波数が $f_0$ から $f_4$ 並びに $f_{n-3}$ から $f_{n-1}$ のサブキャリアが存在しない場合、つまりスペクトルが0の場合を模式的に示している。ただし、 $f_0 < f_1 < f_2 < f_3 < f_4 < f_5 < \dots < f_{n-4} < f_{n-3} < f_{n-2} < f_{n-1}$ とする。

- [0029] 次に、図1を用いて、本発明の第1の実施形態に係るOFDM変調器を用いた送信装置100について図面を参照して詳細に説明する。ここでは図4の送信装置400との差分について説明する。
- [0030] 図1において、シンボルマッピング回路101は、送信データであるビット時系列を取得し、時系列の複素数である、多値シンボルデータを出力する。
- [0031] シリアルーパラレル（S/P）変換回路102は、多値シンボルデータを取得し、複素数のパラレルデータであるパラレル多値シンボルデータを出力する。
- [0032] サブキャリアマッピング回路103は、パラレル多値シンボルデータを取得し、逆高速フーリエ変換器（IFFT）104へ出力すると共に、周波数及び位相制御信号と、補間制御信号、周波数点数変更信号を出力する。
- [0033] 逆高速フーリエ変換器（IFFT）104は、サブキャリアマッピング回路103からのパラレル多値シンボルデータと周波数点数変更信号を取得し、パラレルの多値シンボルデータに含まれる夫々の多値シンボルデータのうち、周波数点数変更信号によって指定された多値シンボルデータの複素データに対して逆高速フーリエ変換を行い、複素数であるパラレル時間波形データを出力する。
- [0034] パラレルーシリアル（P/S）変換及びガードインターバル（GI）付加回路105は、パラレル時間波形データと周波数点数変更信号を取得し、ガードインターバル期間の波形が付加された、複素数時系列の時間波形データを出力する。
- [0035] 補間回路106は、複素数時系列の時間波形データと補間制御信号を取得し、複素数時系列である補間された時間波形データを出力する。
- [0036] デジタル周波数変換器（DFC）107は、補間された時間波形データと、サブキャリアマッピング回路103からの周波数及び位相制御信号を取得し、複素数である複素デジタルベースバンド信号（複素DBB信号）を出力する。

- [0037] 本実施形態においては、シンボルマッピング回路101から、シリアルーパラレル(S/P)変換回路102、サブキャリアマッピング回路103、逆高速フーリエ変換器(IFFT)104、パラレルーシリアル(P/S)変換及びガードインターバル(GI)付加回路105、補間回路106、デジタル周波数変換器(DFC)107までを、OFDM変調器とする。すなわち、時系列の送信データが入力されてから、複素DBB信号が生成されるまでの一連の処理をOFDM変調に関する処理と見做す。
- [0038] 分割回路108は、複素DBB信号を取得し、同相デジタルベースバンド信号(I-DBB信号)と、直交デジタルベースバンド信号(Q-DBB信号)を出力する。
- [0039] デジタルーアナログ変換器(D/A)109及びデジタルーアナログ変換器(D/A)110は、各々I-DBB信号、Q-DBB信号を取得し、各々同相アナログベースバンド信号(I-ABB信号)、直交アナログベースバンド信号(Q-ABB信号)を出力する。
- [0040] 局部発振器(LO OSC)113は、局部発振信号(LO信号)を生成し出力する。
- [0041] 90°移相器114は、LO信号を取得し、直交LO信号を出力する。
- [0042] 周波数変換器(Mixer)111は、I-ABB信号とLO信号を取得し、同相搬送帯域信号(I-RF信号)を出力する。
- [0043] 周波数変換器(Mixer)112は、Q-ABB信号と直交LO信号を取得し、直交搬送帯域信号(Q-RF信号)を出力する。
- [0044] 合成器115は、I-RF信号とQ-RF信号を取得し、搬送帯域信号(RF信号)を出力する。
- [0045] 次に、デジタル周波数変換器(DFC)107の構成を、詳細に説明する。図2を参照すると、図1に示す、デジタル周波数変換器(DFC)107の詳細が示されている。
- [0046] DFC107に入力された、補間された時間波形データは、複素乗算器(Mult)201に入力される。

- [0047] デジタル周波数シンセサイザ (Digital OSC) 202は、周波数及び位相制御信号を取得し、周波数、位相を有するデジタル正弦波波形値であるデジタルLO信号を出力する。
- [0048] 複素乗算器 (Mult) 201は、補間された時間波形データとデジタルLO信号を取得し、複素DBB信号を出力する。
- [0049] (動作の説明)  
次に図1の送信装置100の動作について説明する。
- [0050] 送信データであるビット時系列は、シンボルマッピング回路101に入力され、時系列の複素数である、多値シンボルデータに変換される。多値シンボルデータは、例えば16QAMや64QAMなどのシンボルで、複数のビット情報を含む複素数である。また、そのシンボルにて変調すべきサブキャリアの周波数情報や出力されるべき時刻 (タイミング) 情報も、例えば時系列の順序の形式でリンクされている。
- [0051] 時系列である多値シンボルデータは、シリアルーパラレル (S/P) 変換回路102に入力され、パラレル変換されて、パラレル多値シンボルデータとして、出力される。
- [0052] パラレル多値シンボルデータは、サブキャリアマッピング回路103に入力され、パラレル多値シンボルデータの中に含まれる多値シンボルデータとその各々にリンクされた変調すべきサブキャリアの周波数情報を元に、サブキャリア周波数の割り当てを変更され、IFFT104へ出力される。
- [0053] さらに、サブキャリアマッピング回路103は、周波数点数変更信号を生成してIFFT104とP/S変換及びGI付加回路105へ、補間制御信号を生成して補間回路106へ出力し、周波数及び位相制御信号を生成しデジタル周波数変換器107へ出力する。
- [0054] 一般的に、OFDM変調器の逆高速フーリエ変換では、周波数0を中心として、正と負の周波数に対称な形でサブキャリアが配置される。
- [0055] 周波数点の数をNとすると、逆高速フーリエ変換演算量は $N \cdot \log N$ に比例する。N=2048の場合、 $N \cdot \log N = 15615.219 \dots$

であるが、 $N = 1024$ の場合  $N \cdot \log N = 7097.827 \dots$  となり、周波数点の削減で大幅に演算量を削減できる。

[0056] また演算量の削減に加え、シリアルーパラレル変換におけるデータ入力を待つ時間が、2048個分から1024個分となり、以降の演算開始を早めることができ、その結果レイテンシを削減することができる。レイテンシの削減はさらに、演算器が占有される時間帯が短縮されることにもつながり、その結果必要とされる演算リソースを削減することができる。なお、周波数点数 $N$ が小さい場合、逆高速フーリエ変換以外の数値演算や波形テーブル読み出しによりサブキャリアの正弦波形を生成し逆高速フーリエ変換の代替とすることで、演算量を削減できる。

[0057] 一方、OFDMA方式やSC-FDMA方式においては、生成すべきサブキャリアが周波数軸上局所的にしか存在しない（局在している）場合がある。それはパラレル多値シンボルデータの中で、値が0である多値シンボルデータと、0でない多値シンボルデータの分布から判定することができる。

[0058] なお、ここで「値が0である」とは、多値シンボルデータに含まれる複素データの実部または虚部が共に0であることを意味し、「値が0でない」とは、多値シンボルデータに含まれる複素データの実部または虚部の少なくとも一方が0ではないことを意味している。

[0059] サブキャリアマッピング回路103は、上記サブキャリアの局在判定を行い、その結果に基づき、サブキャリアの周波数シフトと、周波数点数変更信号を用いたIFFT104への逆高速フーリエ変換周波数点数の変更指示を行う。

[0060] より、詳細に言えば、サブキャリアマッピング回路103は、多値シンボルデータに含まれた複素データの値に基づいて、隣接する一定の周波数点の範囲（特定の周波数帯域）を定めて、そこに含まれる周波数点の数を周波数点数変更信号としてIFFT104に出力する。また、サブキャリアマッピング回路103は、多値シンボルデータに含まれた複素データのうち、定められた周波数帯域に含まれるサブキャリアが割り当てられた複素データ

に対して選択的に周波数シフトを行い、そして、IFFT104は、選択的に周波数シフトが行われた夫々の複素データに対して逆高速フーリエ変換を行う。

[0061] 例えば、最大周波数点 $N_{max} = 2048$ として逆高速フーリエ変換を行うシステムであっても、実際に生成を要求されるサブキャリア（0でない多値シンボルデータ）が、隣接する1024周波数点以内にある場合には、0でない多値シンボルデータの分布の中央の周波数が周波数0となるよう周波数シフトし、周波数点 $N = 1024$ として逆高速フーリエ変換するよう、IFFT104へ周波数シフトされたパラレル多値シンボルデータと、周波数点数変更信号を送付する。

[0062] ただし、この場合二つの問題が発生する。一つは、IFFT104の出力するサブキャリアの周波数や位相が、本来あるべき値からシフトしてしまうことである。二つ目は、IFFT104において、入力の周波数点数を減らすと、出力波形のサンプリング点数も減少し、つまり出力波形のサンプリング点が間引かれてしまうことである。

[0063] これらを解決するため、周波数や位相のシフトについてはデジタル周波数変換器107を設け、サブキャリアマッピング回路103からの周波数及び位相制御信号を元に、周波数及び位相を補償する。なお、周波数及び位相制御信号は、サブキャリアマッピング回路103によってシフトされた周波数、またはシフトによって変化した位相に関する情報を含んでいる。

[0064] 波形サンプリング点数については、サブキャリアマッピング回路103からの補間制御信号を元に、補間回路106にて波形サンプリング点データを補う。なお、補間制御信号は、サブキャリアマッピング回路103がサブキャリアの周波数シフトと周波数点数削減を行ったため間引かれることとなる、出力波形のサンプリング点数に関する情報を含んでいる。ここで、「間引かれることとなる、出力波形のサンプリング点数に関する情報」とは、例えばサブキャリアマッピング回路103の出力するパラレル多値シンボルデータの周波数点数（サブキャリア数）である。

- [0065] 周波数シフトされたパラレル多値シンボルデータは、IFFT104に入力され、周波数点数変更信号を元に逆高速フーリエ変換され、複素数であるパラレル時間波形データに変換される。IFFT104は、周波数点数変更信号により、周波数点数に合わせて演算回路を動作または停止させることができる。また、周波数点数に適した演算回路を選択し、切り替えることができる。また演算処理を行うプログラムの動作を設定するパラメータを変更し、周波数点数に適した動作をする。
- [0066] パラレル時間波形データは、P/S変換及びGI付加回路105にてガードインターバルを付加され、シリアルデータである複素数時系列の補間前時間波形データに変換される。パラレル時間波形データのデータ数は、IFFT104の入力データ数、つまりサブキャリア数に応じて変化する。P/S変換及びGI付加回路105は、予め入力されるパラレル時間波形データの、データ数を把握しその情報に基づいて動作する必要がある。そのため、P/S変換及びGI付加回路105は、サブキャリアマッピング回路103からの周波数点数変更信号に基づいて、上記処理を実行する。
- [0067] 補間前時間波形データは、補間回路106に入力され、サブキャリアマッピング回路103からの補間制御信号を元に波形データを補間され、時間波形データとして出力される。
- [0068] 時間波形データは、デジタル周波数変換器107に入力され、サブキャリアマッピング回路103によってシフトされた周波数分、逆方向の周波数シフトを受け、複素DBB信号として出力される。このとき位相も補償される。補償すべきシフト周波数や位相の情報は、周波数及び位相制御信号として、予めサブキャリアマッピング回路103から送付される。
- [0069] 複素DBB信号は、分割回路108に入力される。以降の動作は、図4で示した一般的なOFDM送信装置と同じなので、説明を省略する。
- [0070] 図2を用いて、デジタル周波数変換器107の動作を示す。
- [0071] デジタル周波数変換器107に入力された時間波形データは、複素乗算器(Mult)201に入力される。一方、デジタル周波数変換器107に入

力された周波数及び位相制御信号はデジタル周波数シンセサイザ（Digital OSC）202に入力され、それを元にデジタル周波数シンセサイザ（Digital OSC）202は、複素数のデジタル波形である、デジタルLO信号を生成する。デジタルLO信号は、複素乗算器201にて時間波形データと乗算され、その積として複素DBB信号が生成される。

[0072] デジタル周波数シンセサイザ（Digital OSC）202の具体例として、ダイレクトデジタルシンセサイザ（DDS）のデジタル正弦波波形生成回路が挙げられる。なおDDSでは、アナログ変換して出力される場合が一般的である。

[0073] 送信装置100の各部は、コンピュータプログラムにより論理的に実現されてもよいし、固有のハードウェアとして形成されてもよいし、ソフトウェアとハードウェアとの組み合わせとして実現されることもできる。

[0074] 送信装置100の各部が、コンピュータプログラムによって実現される場合、コンピュータが読み出し可能な記憶媒体に格納され、コンピュータは当該記憶媒体からコンピュータプログラムを読み出し、主に以下のような処理を実行する。

（a）入力されたビット列を、複数の複素データに変換し、複素データの夫々に異なるサブキャリアを割り当てる。

（b）複素データの値に基づいて周波数帯域を定め、定められた周波数帯域に含まれるサブキャリアが割り当てられた複素データを選択する。

（c）（b）の処理で選択された複素データに対して逆高速フーリエ変換（逆離散フーリエ変換）を行い、波形データを生成する。

（d）（b）の処理で定められた周波数帯域に基づいて、波形データの補間と周波数シフトを行う。

[0075] ここで、本実施形態の効果について説明する。本実施形態は、逆高速フーリエ変換器104に入力される複素データの数（周波数点数）を削減するので、逆高速フーリエ変換の演算量を削減することができる。従って、逆高速フーリエ変換器104の消費電力を削減することもできる。また、逆高速フ

ーリエ変換の演算にかかるレイテンシを削減することができる。

[0076] また、回路設計段階で、逆高速フーリエ変換器 104 に入力される周波数点数を、シンボルマッピング回路 101 が割り当てるサブキャリア数より少なく設定しておけば、サブキャリアマッピング回路 103 や逆高速フーリエ変換器 104 の回路規模を小さくすることができる。従って、送信装置 100 全体としても回路規模の小型化を図ることができる。さらに、送信装置 100 の製造コストの削減も図ることができる。

[0077] さらに、シリアルーパラレル変換回路 102 におけるデータ入力の待ち時間が短縮され、全体のレイテンシを削減することができる。逆高速フーリエ変換演算の場合も含め、レイテンシの削減はさらに、演算器が占有される時間の短縮にもつながり、その結果必要とされる演算リソースの削減や、他の演算への転用が可能となる。

[0078] [第2の実施形態]

図5に、LTEシステムで使用される DFT-Spread OFDM に基づく SC-FDMA 方式を用いた送信装置 500 の構成を示す。

[0079] DFT-Spread OFDM に基づく SC-FDMA 方式（以下、SC-FDMA 方式と呼ぶ。）とは、送信すべきシンボル系列を離散フーリエ変換（DFT）した上で OFDM 方式の入力とするものである。以下、図4との差分について説明する。

[0080] 入力された送信データであるビット時系列は、シンボルマッピング回路 301 にて 16QAM や 64QAM など、時系列の多値シンボルデータに変換され、シリアルーパラレル（S/P）変換回路 302 にてパラレル多値シンボルデータに変換されて離散フーリエ変換器（DFT）303 に入力され、ここで高速フーリエ変換により複数の離散的な周波数スペクトルデータに変換される。離散フーリエ変換のサンプリング点の数は、入力される多値シンボルデータの単位時間あたりの数であるシンボルレートに応じて決定され、多値シンボルデータのシンボルレートが高ければ多く、低ければ少ない。その結果、出力される周波数スペクトルデータの数も入力される多値シンボル

データのシンボルレートに対応し、多値シンボルデータのシンボルレートが高ければ周波数スペクトルデータの数が多く、低ければ少なくなる。

[0081] 個々の周波数スペクトルデータは、OFDM変調器における複素データに対応する。第1の実施形態のOFDM変調器では、多値シンボルデータ、複素データ及びサブキャリアが各々一対一に対応していた。SC-FDMA方式では、FFT303の高速フーリエ変換（離散フーリエ変換）によって、複数の多値シンボルデータから複素データであるところの周波数スペクトルデータが抽出される。周波数スペクトルデータはサブキャリアと一対一対応しているが、多値シンボルデータはそれらと一対一対応していない点が、前記OFDM変調器とは異なっている。すなわち、第1の実施形態のシンボルマッピング回路101は単一の多値シンボルデータに対して単一サブキャリアを割り当てるのに対して、本実施形態のシンボルマッピング回路301は結果的に複数の多値シンボルデータに対して複数のサブキャリアを割り当て、多値シンボルデータとサブキャリアとをM対Nで対応付けている点において異なっている。

[0082] 周波数スペクトルデータは、サブキャリアマッピング回路503にて、予め決められたサブキャリアに割り当てられ、サブキャリアのスペクトルとして出力される。サブキャリアの割り当て情報は、システムの上位階層から与えられる。このようにSC-FDMA方式においては、多値シンボルデータ及びそこから派生する周波数スペクトルデータに、対応するサブキャリアの数（周波数帯域幅）の情報は対応付けられているが、サブキャリアの周波数は直接には対応付けられていない。なお、システムの上位階層とは、送信装置500を含む通信システムの図5には図示されない部分のことである。システムの上位階層は、送信装置500の内部に存在してもよいし、外部に存在してもよい。

[0083] 以上より、SC-FDMA方式では、多値シンボルデータのシンボルレートに応じ使用されるサブキャリアの数は変化する。ゆえに、一つの送信装置が、送信帯域として割り当てられている周波数帯域に設定された全てのサブ

キャリアを占有することは可能であるが、一方で同時に全てのサブキャリアを使用するとは限らない。逆に、使用していないサブキャリアは他の送信装置が使用することで、同時に複数の送信装置が同一の送信帯域を共用することができ、周波数資源を有効利用できる。それが、SC-FDMA方式の1番目の特徴である。

[0084] また一般に、OFDM方式のようなマルチキャリア方式は、シングルキャリア方式に比べ、無線信号におけるPAPR (Peak to Average Power Ratio) が大きくなり、より低歪みの無線回路が必要とされる。一方、SC-FDMA方式では、元となる時間波形に対応する多値シンボルデータの時系列を離散フーリエ変換してサブキャリアの変調情報 (周波数スペクトル情報) を生成し、さらにサブキャリアの相対的な周波数配置をサブキャリアマッピングの前後で変更しないことで、無線信号の時間波形をシングルキャリア方式の波形に近づけ、PAPRをシングルキャリア方式に近いレベルに抑えて、無線回路に要求される低歪み特性を緩和している。2番目の特徴である。

[0085] 以上、二つの特徴が、SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) と命名された理由である。

[0086] SC-FDMA方式のさらなる特徴として、サブキャリアのマッピングを切り替えることで、使用するサブキャリアの周波数を容易に変更することができる。これを用いてLTEシステムでは、周波数ホッピング機能を実現している。

[0087] 図5では一例として、サブキャリアマッピング回路503が、DFT303の出力を相対的な周波数配置を維持したままサブキャリア (周波数  $f_5$  から  $f_{n-4}$ ) に割り当て、使用されないサブキャリア (周波数  $f_0$  から  $f_4$  及び  $f_{n-3}$  から  $f_{n-1}$ ) については「0」を出力する、つまりサブキャリアが存在しない場合を、模式的に示している。ただし、 $f_0 < f_1 < f_2 < f_3 < f_4 < f_5 < \dots < f_{n-4} < f_{n-3} < f_{n-2} < f_{n-1}$  とする。

[0088] サブキャリアマッピング回路503の出力は、逆高速フーリエ変換器（IFFT）404に入力され、ここで逆高速フーリエ演算により時間波形に変換される。

[0089] 以降の構成や動作は図4と同じなので、説明を省略する。

[0090] 次に、3GPPのLTEシステムを例として、SC-FDMA信号生成方法を説明する。

[0091] 式（1）は、3GPP TS 36.211仕様に示されたSC-FDMA方式に関する定義式の一つである。サブキャリアの周波数スペクトルデータを元に生成されるアナログベースバンド信号を示している。図6には、サブキャリア周波数－時間平面上での周波数スペクトルデータの配置を表す、Resource gridを示す。

[0092] [数1]

$$S_l(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} / 2 \rfloor}^{\lfloor N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} / 2 \rfloor - 1} a_{k^{(-)}, l} \cdot e^{j \cdot 2\pi(k+1/2)\Delta f \cdot (t - N_{CP} \cdot T_s)} \dots (1)$$

[0093] 図5と対比すると、左辺の $S_l(t)$ はD/A変換器109の出力であるI-ABB信号とD/A変換器110の出力であるQ-ABB信号をまとめて複素表示したもの（アナログベースバンド信号）であり、右辺の $a_{k^{(-)}, l}$ はサブキャリアマッピング回路503の出力である周波数スペクトルデータに対応する。

[0094] ここでの演算は、ほとんどがIFFT404の逆高速フーリエ変換に要されるものである。逆高速フーリエ変換の演算量は、高速フーリエ変換同様に入力データ数（高速フーリエ変換の場合波形サンプリング点数、逆高速フーリエ変換の場合は周波数点数）をNとすると、おおよそ $N \cdot \log N$ に比例することが知られている。LTEシステムのSC-FDMA信号においては $N=2048$ とされており、 $N \cdot \log N=15615.219 \dots$ となる。

- [0095] 続いて、図3を用いて、本発明の第2の実施形態に係るSC-FDMA方式を用いた送信装置300について説明する。送信装置300には、本発明の変調器が用いられている。
- [0096] 本図において、シリアルーパラレル(S/P)変換回路302は、シンボルマッピング回路301から出力された、時系列の複素数である、多値シンボルデータを取得し、パラレル多値シンボルデータを出力する。
- [0097] 離散フーリエ変換器(DFT)303は、パラレル多値シンボルデータを取得し、離散的な周波数スペクトルデータを出力する。
- [0098] サブキャリアマッピング回路304は、周波数スペクトルデータを取得し、IFFT104へ出力すると共に、周波数点数変更信号、周波数及び位相制御データと、補間制御データを出力する。
- [0099] その他の構成は、図1の送信装置100と同じである。
- [0100] 次に、図3の送信装置300の動作を示す。
- [0101] シンボルマッピング回路301で生成された、時系列である多値シンボルデータは、S/P変換回路302に入力され、パラレル変換されて、パラレル多値シンボルデータとして、出力される。
- [0102] パラレル多値シンボルデータは、DFT303に入力され離散フーリエ変換され、複素数である離散的な周波数スペクトルデータとして出力される。
- [0103] SC-FDMA方式では、個々の周波数スペクトルデータに含まれる振幅情報と位相情報を用いて、逆高速フーリエ変換により各々に対応したサブキャリアを生成する。個々の周波数スペクトルデータは、サブキャリアマッピング回路304にてサブキャリアの周波数情報とリンクされる。
- [0104] 周波数スペクトルデータは、サブキャリアマッピング回路304に入力され、周波数スペクトルデータの値と、その各々に割り当てるべくシステム上位階層から指定されたサブキャリアの周波数情報を元に、サブキャリア周波数の割り当てを変更され、IFFT104へ出力される。なお、システム上位階層とは、送信装置300を含む通信システムの図3には図示されない部分のことである。システムの上位階層は、送信装置300の内部に存在して

もよいし、外部に存在してもよい。

[0105] さらに、サブキャリアマッピング回路304は、周波数点数変更信号を生成してIFFT104とP/S変換及びGI付加回路105へ出力し、補間制御信号を生成して補間回路106へ出力し、さらに周波数及び位相制御信号を生成しデジタル周波数変換器107へ出力する。

[0106] 特にSC-FDMA方式は、多くのOFDM変調を用いた方式の中でも、サブキャリアを周波数軸上局所的に配置することを特徴としている。また、サブキャリアの局在情報を含むサブキャリア周波数の割り当て情報は、システムの上位階層より与えられている。サブキャリアマッピング回路304は、この情報を元にサブキャリア周波数の割り当ての他、周波数点数変更信号、補間制御信号、周波数及び位相制御信号を生成する。

[0107] 以下、既に述べた3GPP TS36.211仕様に記載されたSC-FDMA方式を例として、数式を用いて動作を説明する。既に述べた通り、3GPP TS36.211仕様では、SC-FDMA方式によるUplink（上り）アナログベースバンド信号をSC-FDMAシンボル $S_l(t)$ として式（1）で定義している。以下、式（1）を再掲する。

[0108] [数2]

$$S_l(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} / 2 \rfloor}^{\lfloor N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} / 2 \rfloor - 1} a_{k^{(-)}, l} \cdot e^{j \cdot 2\pi(k+1/2)\Delta f \cdot (t - N_{CPJ} \cdot T_S)} \quad \dots (1)$$

式（1）において、式（2）は、Uplink帯域内に存在できるサブキャリア数を示す。

[0109] [数3]

$$N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} \quad \dots (2)$$

また、式（1）における $k^{(-)}$ は、式（3）で定義される。

[0110]

[数4]

$$k^{(-)} \equiv k + \lfloor N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} / 2 \rfloor = 0, 1, \dots, N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} - 1 \quad \dots (3)$$

[0111] さらに、

l は、SC-FDMAシンボルを時間軸方向で識別するために付与された連番である。

k は、Uplink帯域内に存在できるサブキャリアの周波数を識別するために付与された連番である。なお、このSC-FDMA方式におけるOFDM変調器に割り当てられていないサブキャリア（例えば、同じUplink帯域内で他の送信装置が使用するサブキャリア）も含んでいることに注意する必要がある。

$a_{k,l}$  は、Resource element (k, l) の内容（つまり周波数スペクトルデータ）である。このSC-FDMA方式のOFDM変調器に割り当てられていないサブキャリアに関するResource elementも含まれるが、それらは値が0となる。

$\Delta f$  は、サブキャリアの周波数間隔で、15 kHzに固定されている。

$(k+1/2)\Delta f$  は、k番目のサブキャリアに関する帯域中央からのオフセット周波数である。

$N_{CP,l}$  は、Basic time unit単位で表したCyclic prefixの長さである。

$T_s$  は、Basic time unitの時間長で、 $1/(30.72\text{MHz})$  である。

$N_{CP,l}T_s$  は、l番目のSC-FDMAシンボルに関し、先頭に付くCyclic prefixの時間長である。

[0112] 関連して図6には、サブキャリア周波数-時間平面上での周波数スペクトルデータの配置を表す、Resource gridを示す。

[0113] ここでは説明のため、SC-FDMA方式のOFDM変調に割り当てられているサブキャリアの数をNとする。これらは連続して隣接するサブキャリ

アに割り当てられることから、SC-FDMA方式のアナログベースバンド信号中 ( $k_s, \dots, k_s + N - 1$ ) 番のサブキャリアに割り当てられるとし、 $a_{k^{(-)}, l}$  を  $z(k - k_s)$  を用いて、式 (4) のように定義する。

[0114] [数5]

$$a_{k^{(-)}, l} \equiv \begin{cases} 0 & : -\lfloor N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} / 2 \rfloor \leq k \leq k_s - 1 \\ z(k - k_s) & : k_s \leq k \leq k_s + N - 1 \\ 0 & : k_s + N \leq k \leq \lceil N_{RB}^{UL} N_{SC}^{RB} / 2 \rceil - 1 \end{cases} \dots (4)$$

[0115] また、特定のSC-FDMAシンボルに注目することとし、 $l$  の表記は省略する。さらに、簡略化のためCyclic prefixを省略すると、式 (1) は式 (4) を代入して式 (5) のように表すことができる。ただし、ここで  $m = k - k_s$  である。

[0116] [数6]

$$S(t) = \sum_{k=k_s}^{k_s+N-1} z(k - k_s) \cdot e^{j2\pi(k+1/2)\Delta f \cdot t} \\ = \sum_{m=0}^{N-1} z(m) \cdot e^{j2\pi(m+k_s+1/2)\Delta f \cdot t} \dots (5)$$

ここで、逆フーリエ変換に離散逆フーリエ変換を導入する。式 (5) はあるSC-FDMAシンボルに関するアナログベースバンド信号を表しているが、逆フーリエ変換を離散逆フーリエ変換に置き換えることは、デジタルベースバンド信号としての表示に置き換えることに対応する。

[0117]  $\Delta t = 1 / (N \cdot \Delta f)$ 、 $t = \Delta t \cdot n$  ( $n$  は整数) とすると、離散逆フーリエ変換は 1 SC-FDMAシンボル毎に実行されるので、以下の式 (6) に示す関係が成り立つ。

[0118]

[数7]

$$\begin{aligned}
0 &\leq t < 1/\Delta f \\
0 &\leq \Delta t \cdot n < 1/\Delta f \\
0 &\leq n < 1/(\Delta t \cdot \Delta f) = N \\
0 &\leq n \leq N-1 \quad \dots (6)
\end{aligned}$$

式(6)を式(5)に代入すると式(7)が得られる。ただし、ここで  $n = 0, 1, \dots, N-1$  である。

[0119] [数8]

$$\begin{aligned}
S(\Delta t \cdot n) &= \sum_{m=0}^{N-1} z(m) \cdot e^{j2\pi(m+k_s+1/2)n/N} \\
&= \sum_{m=0}^{N-1} z(m) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{N} m} \cdot e^{j2\pi \frac{k_s+1/2}{N} n} \\
&= e^{j2\pi \frac{k_s+1/2}{N} n} \cdot \sum_{m=0}^{N-1} z(m) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{N} m} \quad \dots (7)
\end{aligned}$$

[0120] 式(7)は、SC-FDMA方式のデジタルベースバンド信号生成において  $(k_s, \dots, k_s + N - 1)$  番目に配置された  $N$  個のサブキャリアが使用される場合、これら  $N$  個のサブキャリア分について逆フーリエ変換を行って波形信号を生成し、そこへ、複素数のデジタル波形であるデジタル  $LO$  信号を乗算しても同様の結果が得られることを示している。すなわち、逆フーリエ変換によって生成される波形信号が、以下の式(8)によって表され、デジタル  $LO$  信号が、以下の式(9)によって表されている。

[0121] [数9]

$$\sum_{m=0}^{N-1} z(m) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{N} m} \quad \dots (8)$$

[0122]

[数10]

$$e^{j \cdot 2\pi \frac{k_s + 1/2}{N} \cdot n} \quad \dots \quad (9)$$

[0123] デジタル周波数変換器107では、上記に基づいてデジタル周波数シンセサイザ(Digital OSC)202がデジタルLO信号を生成し、複素乗算器(Mult)201が乗算を実行する。

[0124] 以上、図面を参照して本発明の実施形態について述べたが、これらは本発明の例示であり、上記以外の様々な構成を採用することもできる。

[0125] 例えば、第2の実施形態では、本発明のOFDM変調器がSC-FDMA方式の送信装置に応用されることを説明したが、他の方式の送信装置に用いられてもよい。

[0126] この出願は、2010年4月13日に出願された日本出願特願2010-92318号を基礎とする優先権を主張し、その開示の全てをここに取り込む。

## 請求の範囲

- [請求項1] 夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の複素データを取得し、当該取得された複数の前記複素データから波形データを生成する第1回路と、
- 前記第1回路によって生成された前記波形データを取得し、当該波形データを周波数シフトする第2回路と、
- を備えることを特徴とするOFDM変調器。
- [請求項2] 請求項1に記載のOFDM変調器であって、
- 前記第1回路は、各々の前記複素データに対して逆離散フーリエ変換を行うことによって前記波形データを生成することを特徴とするOFDM変調器。
- [請求項3] 請求項1または2に記載のOFDM変調器であって、
- 前記第2回路は、シフトされる周波数に相当するデジタル信号を生成し、前記波形データに対して前記デジタル信号を乗算することによって、当該波形データを周波数シフトすることを特徴とするOFDM変調器。
- [請求項4] 請求項1乃至3いずれか一項に記載のOFDM変調器であって、
- 取得したビット列を、複数の多値シンボルデータに変換し、前記多値シンボルデータの夫々に異なる前記サブキャリアを割り当てる第3回路と、
- 前記第3回路から取得した複数の前記多値シンボルデータの一部を選択し、選択された前記多値シンボルデータに割り当てられた前記サブキャリアを周波数シフトして出力する第4回路を備え、
- 前記第1回路は、前記第4回路から出力された前記多値シンボルデータの夫々を前記複素データとして取得し、当該多値シンボルデータから前記波形データを生成し、
- 前記第2回路は、前記第4回路によってシフトされた周波数分、当該波形データを逆方向に周波数シフトすることを特徴とするOFDM

変調器。

[請求項5]

請求項4に記載のOFDM変調器であって、

前記第4回路は、取得した複数の前記多値シンボルデータのうち、実部または虚部の少なくとも一方が0ではない前記多値シンボルデータに割り当てられた前記サブキャリアが局在する周波数帯域を定め、当該周波数帯域に含まれる前記サブキャリアの中央値を0に周波数シフトすることを特徴とするOFDM変調器。

[請求項6]

請求項1乃至3いずれか一項に記載のOFDM変調器であって、

取得したビット列を、複数の多値シンボルデータに変換する第5回路と、

前記第5回路によって変換された複数の前記多値シンボルデータから、離散フーリエ変換によって複数の周波数スペクトルデータを抽出する第6回路と、

前記第6回路から取得した前記周波数スペクトルデータに対して予め定められた前記サブキャリアを割り当てて出力する第7回路を備え、

前記第1回路は、前記第7回路から出力された前記周波数スペクトルデータの夫々を前記複素データとして取得し、取得された前記周波数スペクトルデータから前記波形データを生成することを特徴とするOFDM変調器。

[請求項7]

請求項4乃至6いずれか一項に記載のOFDM変調器であって、

間引かれた出力波形のサンプリング点数に関する情報に基づいて、前記波形データを補間する第8回路を備えることを特徴とするOFDM変調器。

[請求項8]

夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の複素データを取得し、当該取得された複数の前記複素データから波形データを生成する第1回路と、

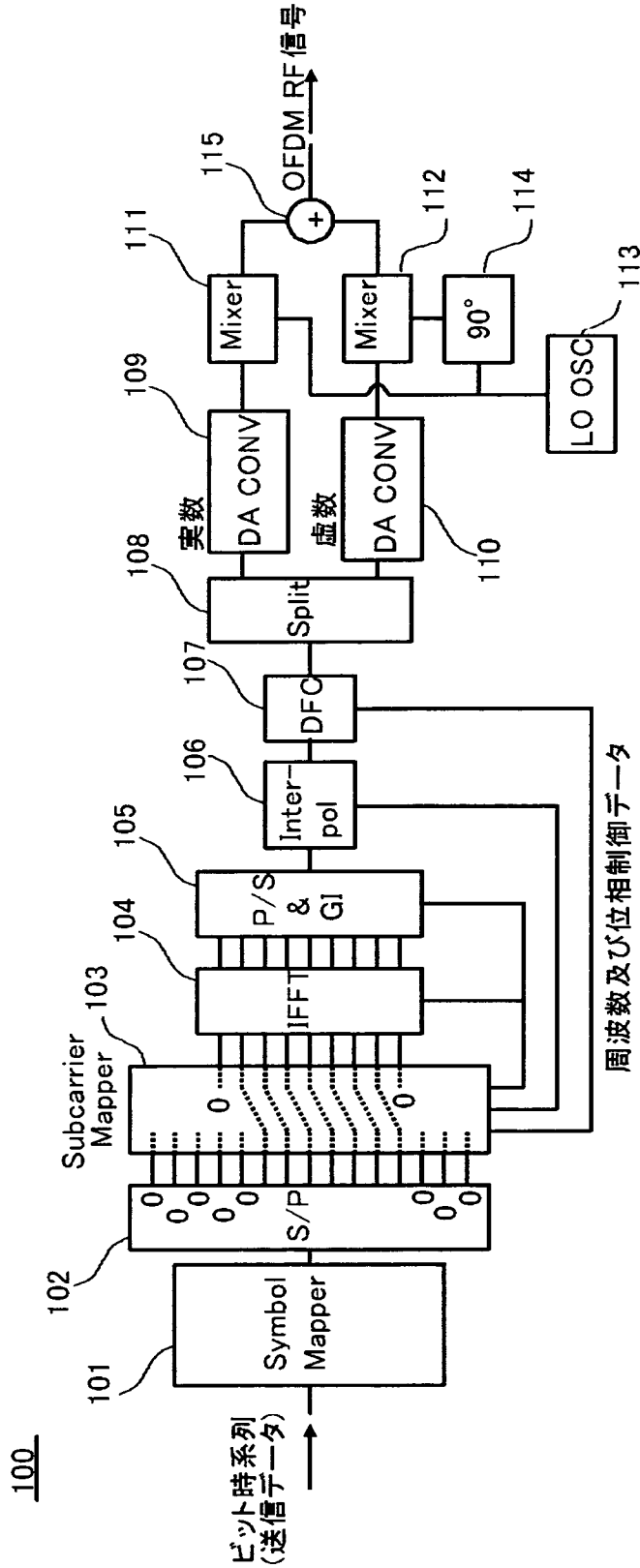
前記第1回路によって生成された前記波形データを取得し、当該波

形データを周波数シフトする第2回路と、  
を備える変調器を有することを特徴とするOFDM送信装置。

[請求項9] 夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の複素データを取得し、  
前記取得された複数の前記複素データから波形データを生成し、  
前記生成された前記波形データを取得し、  
前記波形データを周波数シフトする、  
ことを含むOFDM変調方法。

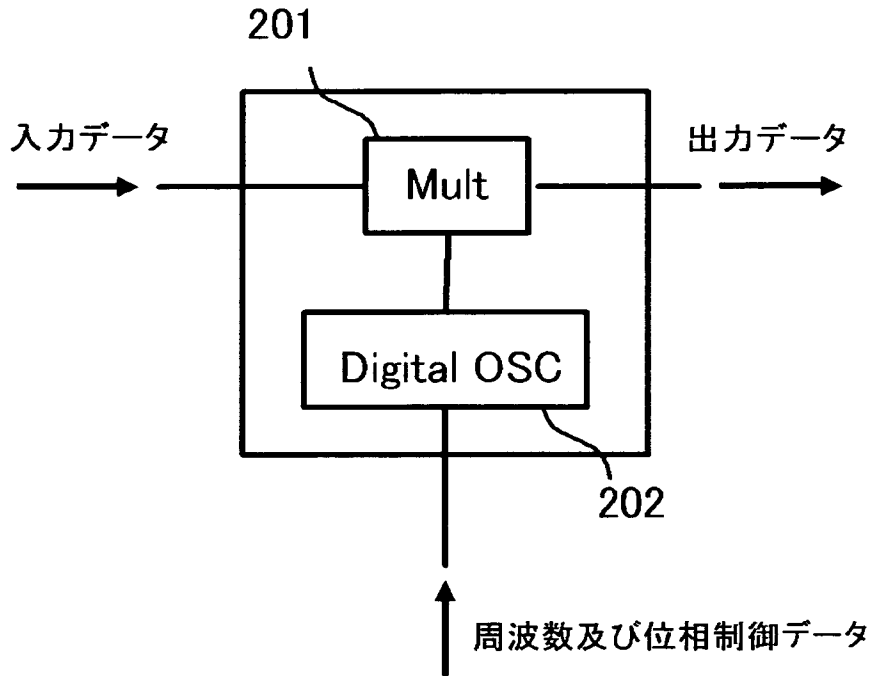
[請求項10] コンピュータが読み出し可能な記憶媒体であって、  
夫々に異なるサブキャリアが割り当てられた複数の複素データを取得し、取得された複数の前記複素データから波形データを生成する第1処理と、  
前記第1処理で生成された前記波形データを取得し、当該波形データを周波数シフトする第2処理と、  
を前記コンピュータに実行させるプログラムを格納する記憶媒体。

【図 1】

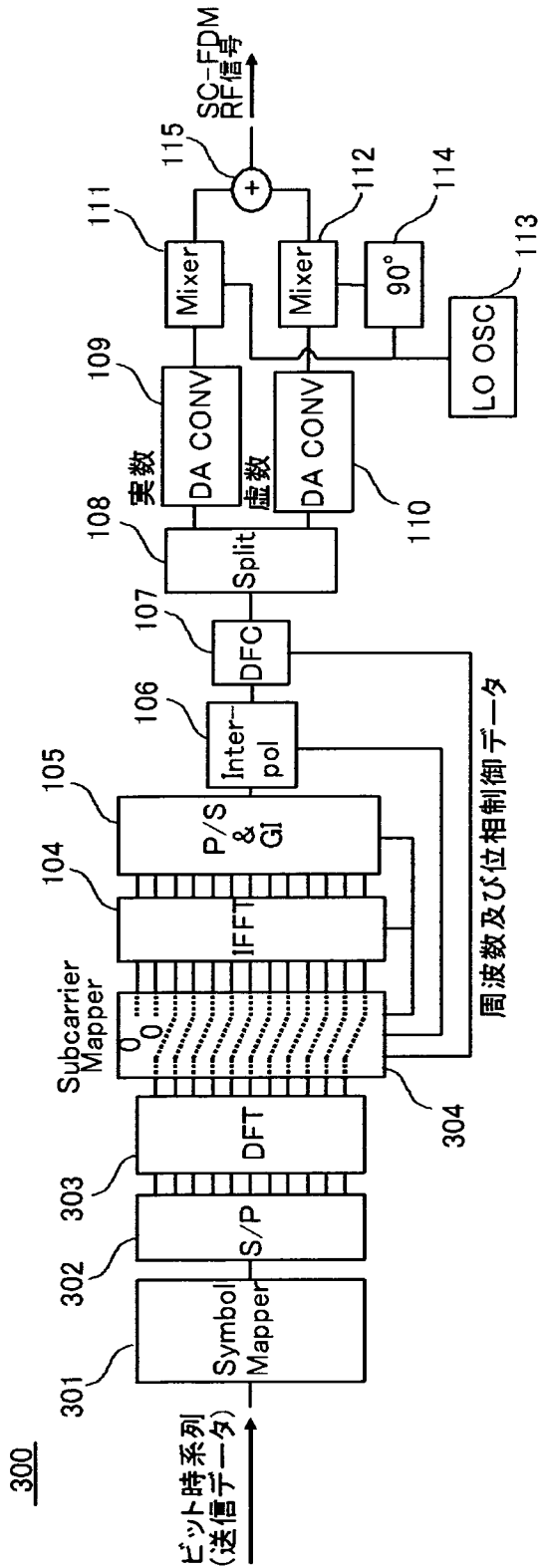


【図 2】

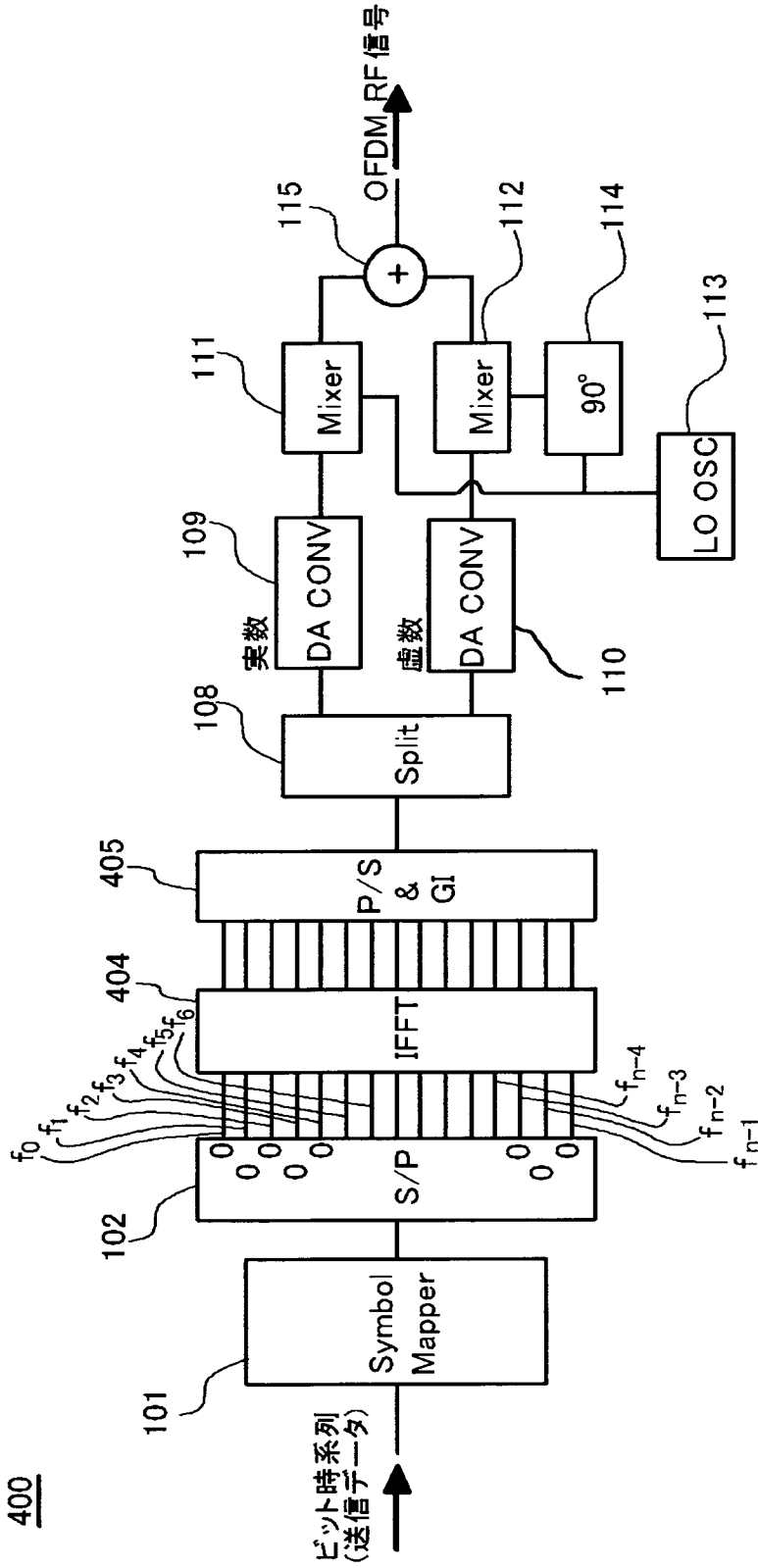
107



【図 3】

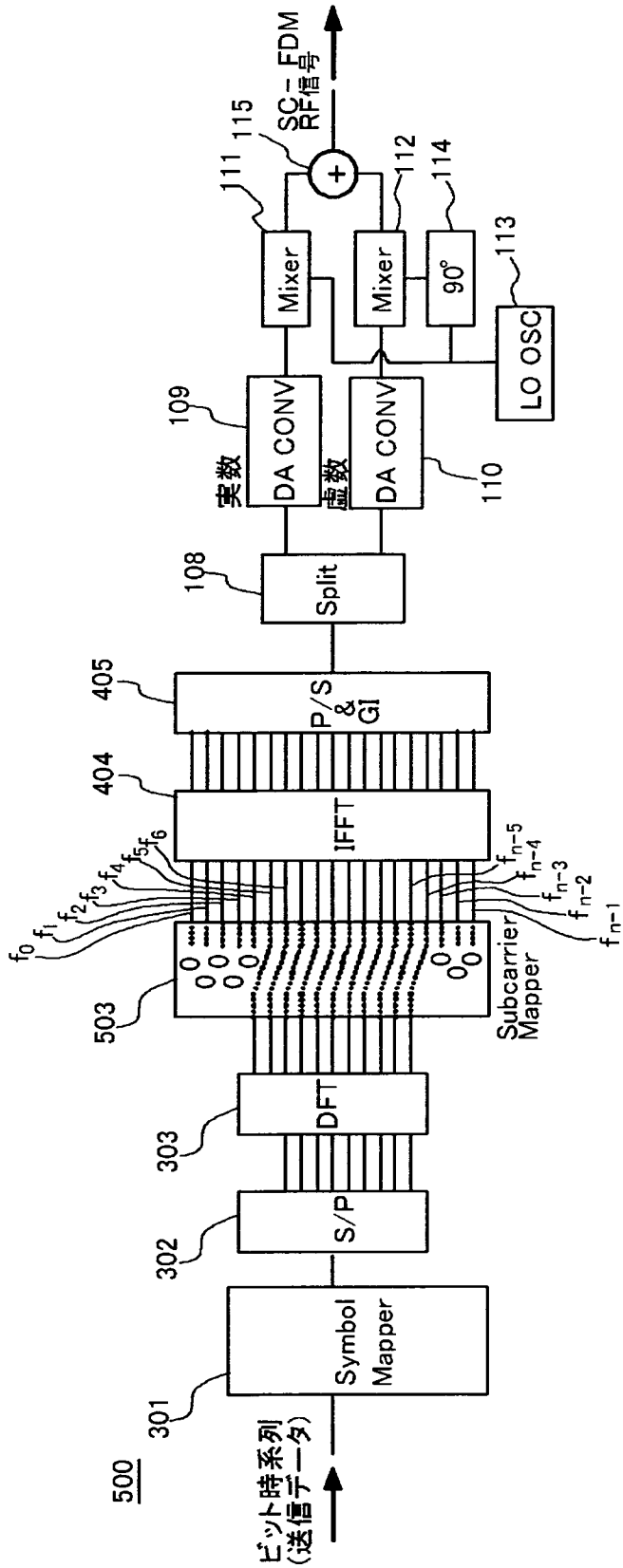


【図 4】

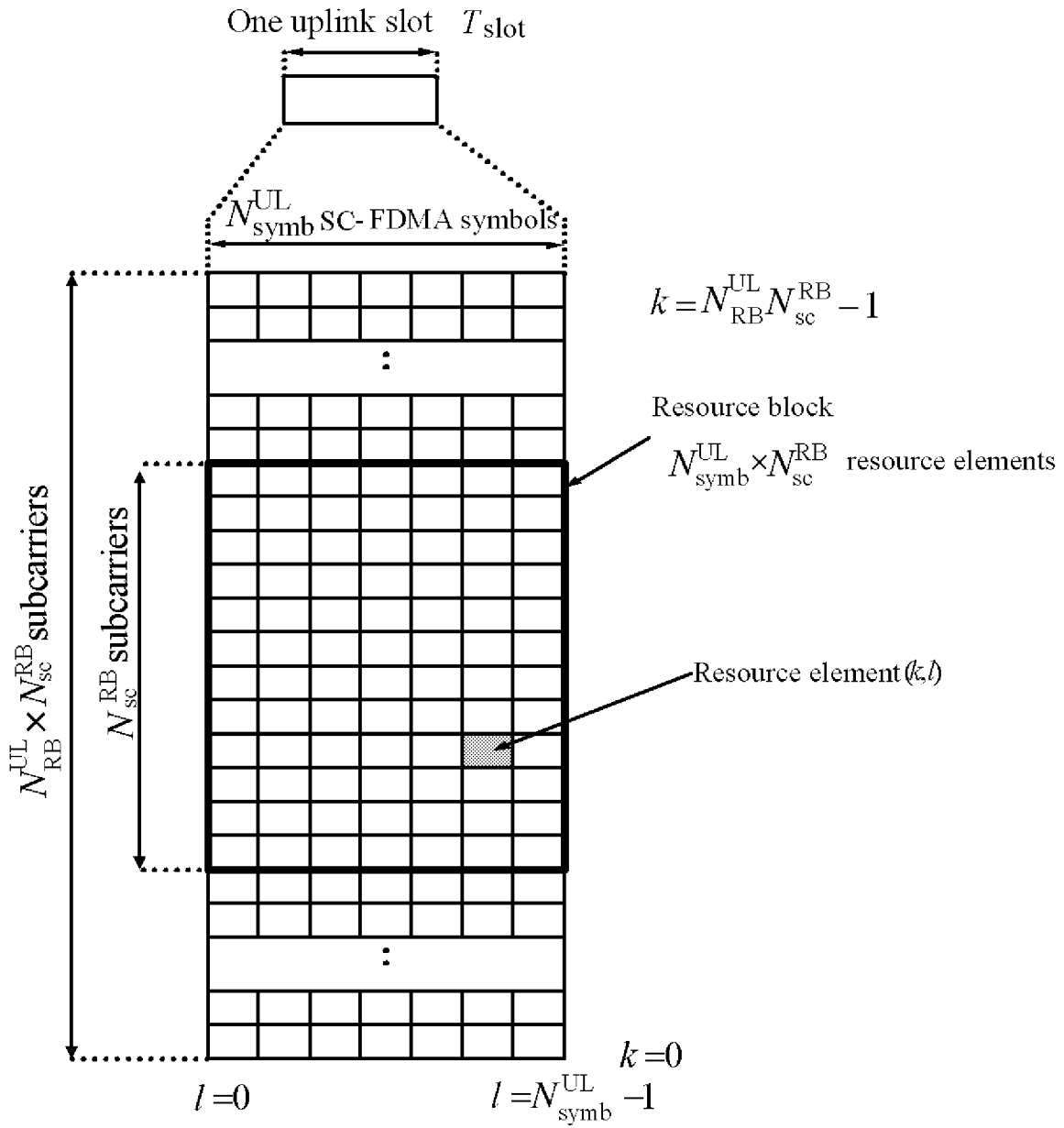


400

【図 5】



[図6]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/001927

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J11/00 (2006.01) i, H04L27/01 (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)

H04J11/00, H04L27/01

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	1996-2011
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2011	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2011

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

CiNii

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	JP 2008-78790 A (Toshiba Corp.), 03 April 2008 (03.04.2008), paragraphs [0065] to [0072]; fig. 6 (Family: none)	1-3, 6, 8-10 4, 5, 7
X A	JP 11-346203 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 14 December 1999 (14.12.1999), paragraphs [0073] to [0102], [0152] to [0168]; fig. 1 to 4, 8, 9, 11 to 13 & EP 1001566 A1 & WO 1999/063691 A1	1-3, 6, 8-10 4, 5, 7
P, X A	JP 2011-029720 A (Mitsubishi Electric Corp.), 10 February 2011 (10.02.2011), fig. 3 to 5, 12, 15 (Family: none)	1-3, 8-10 4-7

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"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)

"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

"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

"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

"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

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
07 June, 2011 (07.06.11)Date of mailing of the international search report  
21 June, 2011 (21.06.11)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2011/001927

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2000-307543 A (Victor Company of Japan, Ltd.), 02 November 2000 (02.11.2000), entire text; all drawings (Family: none)	1-10
A	JP 2009-194732 A (NTT Docomo Inc.), 27 August 2009 (27.08.2009), entire text; all drawings & US 2009/0207931 A1 & EP 2091198 A2	1-10

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/001927

**Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)**

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

- 1.  Claims Nos.:  
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
  
- 2.  Claims Nos.:  
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:
  
- 3.  Claims Nos.:  
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

**Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)**

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

The invention in claim 1 is publicly known as described in JP 2008-78790 and JP 11-346203, and cannot be a special technical feature with respect the inventions in claims 2 - 10.

- 1.  As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
- 2.  As all searchable claims could be searched without effort justifying additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.
- 3.  As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
  
- 4.  No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

**Remark on Protest**

- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- No protest accompanied the payment of additional search fees.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
 Int.Cl. H04J11/00(2006.01)i, H04L27/01(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. H04J11/00, H04L27/01

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 1971-2011年  
 日本国実用新案登録公報 1996-2011年  
 日本国登録実用新案公報 1994-2011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)  
 CiNii

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
X A	JP 2008-78790 A (株式会社東芝) 2008.04.03, 【0065】 - 【0072】、図6 (ファミリーなし)	1-3, 6, 8-10 4, 5, 7
X A	JP 11-346203 A (松下電器産業株式会社) 1999.12.14, 【0073】 - 【0102】、【0152】 - 【0168】、図1-4, 8, 9, 11-13 & EP 1001566 A1 & WO 1999/063691 A1	1-3, 6, 8-10 4, 5, 7
PX A	JP 2011-029720 A (三菱電機株式会社) 2011.02.10, 図3-5, 12, 15 (ファミリーなし)	1-3, 8-10 4-7

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	の日の後に公表された文献
「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技术水準を示すもの	「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
「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	「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
「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)	「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
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」同一パテントファミリー文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日 07.06.2011	国際調査報告の発送日 21.06.2011
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 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) 橋 均憲 電話番号 03-3581-1101 内線 3556
	5K 3045

C (続き) . 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 2000-307543 A (日本ビクター株式会社) 2000. 11. 02, 全文、全 図 (ファミリーなし)	1-10
A	JP 2009-194732 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2009. 08. 27, 全文、全図 & US 2009/0207931 A1 & EP 2091198 A2	1-10

## 第II欄 請求の範囲の一部の調査ができないときの意見（第1ページの2の続き）

法第8条第3項（PCT17条(2)(a)）の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1.  請求項 \_\_\_\_\_ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。つまり、
2.  請求項 \_\_\_\_\_ は、有意義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、
3.  請求項 \_\_\_\_\_ は、従属請求の範囲であってPCT規則6.4(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

## 第III欄 発明の単一性が欠如しているときの意見（第1ページの3の続き）

次に述べるようにこの国際出願に二以上の発明があるところの国際調査機関は認めた。

請求項1に係る発明は特開2008-78790号公報、特開平11-346203号公報に記載されており公知であり、請求項2-10に係る発明に対して特別な技術的特徴とはなり得ない。

1.  出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求項について作成した。
2.  追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求項について調査することができたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
3.  出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求項のみについて作成した。
4.  出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求項について作成した。

## 追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- 追加調査手数料及び、該当する場合には、異議申立手数料の納付と共に、出願人から異議申立てがあった。
- 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあったが、異議申立手数料が納付命令書に示した期間内に支払われなかった。
- 追加調査手数料の納付はあったが、異議申立てはなかった。