

(19) 日本国特許庁(JP)

再公表特許(A1)

(11) 国際公開番号

W02008/108366

発行日 平成22年6月17日 (2010.6.17)

(43) 国際公開日 平成20年9月12日 (2008.9.12)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)  
 H04L 27/26 (2006.01) H04L 27/26 Z 5K004

審査請求 有 予備審査請求 未請求 (全 22 頁)

出願番号 特願2009-502587 (P2009-502587)  
 (21) 国際出願番号 PCT/JP2008/053853  
 (22) 国際出願日 平成20年3月4日 (2008.3.4)  
 (31) 優先権主張番号 特願2007-55936 (P2007-55936)  
 (32) 優先日 平成19年3月6日 (2007.3.6)  
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

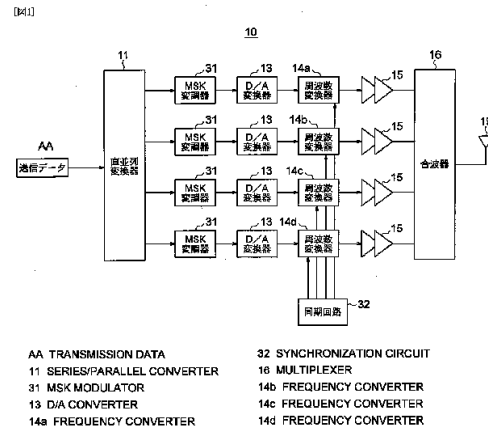
(71) 出願人 000006013  
 三菱電機株式会社  
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号  
 (71) 出願人 504157024  
 国立大学法人東北大学  
 宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号  
 (74) 代理人 100110423  
 弁理士 曾我 道治  
 (74) 代理人 100084010  
 弁理士 古川 秀利  
 (74) 代理人 100094695  
 弁理士 鈴木 憲七  
 (74) 代理人 100111648  
 弁理士 梶並 順

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システム

(57) 【要約】

送信装置10は、直並列変換器11と、チャンネル毎の信号を変調するMSK変調器31と、D/A変換器13と、異なるキャリア周波数に変換する周波数変換器14aと、同期回路32と、増幅器15と、増幅信号を合波する合波器16と、アンテナ19を設け、受信装置20は、アンテナ21と、分波器22と、分波したチャンネル毎の信号をベースバンド周波数に変換する周波数変換器23と、該信号の高調波成分を除去するローパスフィルタ33と、A/D変換器24と、デジタル信号から主波成分を抽出するデジタルフィルタ36と、主波成分からサンプリング点を検出するサンプリング点検出回路35aと、検出情報を元にシンボル点を補間処理で再生し復調するMSK復調器34aと、復調信号から元の信号を復元する並直列変換器26を設けた。



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

無線送信装置及び無線受信装置を備え、前記無線送信装置及び前記無線受信装置間でマルチキャリアにより信号の通信を行う無線通信システムであって、

前記無線送信装置は、

入力デジタル信号を複数のチャンネルに分割する分割手段と、

前記分割手段により分割されたチャンネル毎のデジタル信号をそれぞれ定包絡変調信号に変調しアナログ信号に変換する変調手段と、

前記変調手段からのチャンネル毎のアナログ化された定包絡変調信号をそれぞれ隣接するチャンネル毎に周波数が各チャンネルのシンボルレートの3倍未満の周波数の間隔で配置されたキャリア周波数にて周波数変換する第1の周波数変換手段と、

前記第1の周波数変換手段によりチャンネル毎のそれぞれ異なるキャリア周波数に変換されたアナログ化された定包絡変調信号をそれぞれ高効率に増幅する増幅手段と、

前記増幅手段によりチャンネル毎にそれぞれ増幅されたアナログ化された定包絡信号を空間にチャンネル毎に無線送信する送信手段と

を備え、

前記無線受信装置は、

前記空間に無線送信された前記アナログ化された定包絡変調信号を無線受信する受信手段と、

前記受信手段により受信したアナログ化された定包絡変調信号をキャリア周波数毎にそれぞれ異なるチャンネルのベースバンド周波数に変換しデジタル信号に変換する第2の周波数変換手段と、

前記第2の周波数変換手段によりチャンネル毎にベースバンド周波数に変換されたデジタル化された定包絡変調信号を復調する復調手段と、

前記復調手段によりチャンネル毎に復調されたデジタル信号から元のデジタル信号を復元する復元手段と

を備えることを特徴とする無線通信システム。

**【請求項 2】**

前記無線送信装置は、位相を揃えるための同期回路を具備し、チャンネル毎の定包絡変調信号をそれぞれ隣接するチャンネル毎に周波数が各チャンネルのシンボルレートの1.5倍の周波数の間隔で配置された同位相のキャリア周波数にて周波数変換し、

前記無線受信装置は、前記第2の周波数変換手段に、各チャンネルのシンボルレートの0.5~2.5倍にカットオフ周波数をもつローパスフィルタとサンプリング検出回路とを備えることにより、復調信号におけるスペクトラムが重なり合わないチャンネルからの影響を前記ローパスフィルタにより除去し、サンプリング検出回路により、スペクトラムが重なり合う隣接するチャンネルからの影響を、シンボルの中心でサンプリングすることにより除去する

ことを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

**【請求項 3】**

前記無線送信装置は、チャンネル毎の定包絡変調信号をそれぞれ隣接するチャンネル毎に周波数が各チャンネルのシンボルレートの1.4倍以上3倍未満の周波数の間隔で配置されたキャリア周波数にて周波数変換し、

前記無線受信装置は、前記第2の周波数変換手段に各チャンネルのシンボルレートの0.5~0.7倍にカットオフ周波数をもつローパスフィルタを具備し、復調信号における隣接チャンネルからの影響を前記ローパスフィルタにより抑制する

ことを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

**【請求項 4】**

前記無線送信装置は、変調方式として位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式を利用するとともに、それぞれ隣接するチャンネル毎に周波数スペクトラムが重なりあう配置をとるキャリア周波数にて周波数変換し、

前記無線受信装置は、前記第2の周波数変換手段にローパスフィルタを具備し、復調信号における隣接チャンネルからの影響を前記ローパスフィルタにより抑制することを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項5】

前記無線送信装置は、周波数スペクトラムの配置として、隣接する信号の一方のエネルギーが0となる点がある一方の中心周波数に重なりあうキャリア周波数にて周波数変換することを特徴とする請求項4記載の無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は無線通信システムに関し、特に、信号を高速に伝送するための無線送信装置及び無線受信装置を有する無線通信システムに関するものである。

【背景技術】

【0002】

デジタル無線通信において、信号を高速に伝送するための方法として、(1)シンボルレートを高速にする方法、もしくは、(2)多値変調を行う方法が一般的である。

【0003】

しかし、(1)シンボルレートを高速にする場合、A/D変換器やD/A変換器などのデジタル回路の高速動作やベースバンド回路の広帯域化が必要であり、これらの回路の実現が困難になったり、消費電力が著しく増大したりする問題がある。

【0004】

一方、後者の(2)多値変調を行う場合、デジタル回路やベースバンド回路への負荷は軽減されるが、変調された信号の包絡線が変動し、信号の平均電力に対するピーク電力の比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)が大きくなる。このようなPAPRの大きな信号を線形増幅するためには、大きな飽和出力をもつ増幅器を用い、さらに飽和出力から十分バックオフを取って動作させることが必要となるが、大きなバックオフを取って動作させる増幅器では、その効率が著しく低くなる問題がある。

【0005】

特に、高出力、高効率な増幅器を実現することが難しいマイクロ波やミリ波領域での通信システムでは送信装置が高コストとなり、また、効率が著しく低くなり、その結果、高価な放熱装置が必要になるなどの問題も発生する。

【0006】

さらに、無線通信で高速伝送するための他の方式として、マルチキャリアを用いる方法がある。図13は、マルチキャリアを用いる、従来の無線送信装置の構成を示すブロック図である(例えば、特許文献1参照)。

【0007】

図13に示す従来の無線送信装置においては、データ入力部101に入力デジタル信号がシリアルに入力され、データ入力部101に入力されたシリアルな入力デジタル信号が、直並列変換器102により複数のチャンネルにパラレル変換され、この変換された各チャンネルのデジタル信号が畳み込み符号器103により符号化される。この畳み込み符号化されたデジタル信号は、変調器104により多値変調される。多値変調された信号は、それぞれ周波数変換器105a~105dによりキャリア周波数が異なる複数の信号に変換され、さらに合波器106により合成された後、アンテナ107から無線送信される。

【0008】

このような従来の無線送信装置では、無線送信された信号のキャリア周波数が離反しているため、フェージングにより隣接する周波数の信号が同時に消失する可能性が低く、畳み込み符号化された信号を用いているため、一部の信号が消失してもそれを復元することが可能となり、フェージング環境化でも通信品質の良い無線装置を実現できる。しかし、チ

10

20

30

40

50

チャンネル全体としての周波数帯域幅が広くなるという問題が発生する。

【0009】

また、図13の従来の無線送信装置のブロック図には特段示されていないが、実際に装置を構成する場合には、増幅器により無線送信するのに必要な電力を得ることが必要になると考えられる。この場合、図14のように、合波器106とアンテナ107の間に1つの増幅器108を挿入することが考えられる。しかし、図14の場合には、合波された信号を増幅するため、PAPRの大きな信号が増幅器108に入力される。このため、増幅器108として飽和出力が大きいものを用いる必要があり、また、飽和出力レベルからバックオフを取って用いるため増幅器108の効率が低くなる問題がある。高速フーリエ変換(FFT: Fast Fourier Transfer)、高速フーリエ逆変換(10  
IFFT: Inverse FFT)を用いるマルチキャリア方式の場合は図14の回路構成となるため、非常に大きな問題となる。

【0010】

【特許文献1】特許第3346945号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

上述したように、従来の無線送信装置では、高速無線通信を行うには、増幅器等のアナログ回路への負担の増加、周波数利用効率の低下という問題点があった。

【0012】

この発明は、かかる問題点を解決するためになされたものであり、マルチキャリア方式に定包絡変調方式であるMSK変調、位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式を利用するとともに、変調信号を個別に増幅する手法において、各チャンネルの信号の周波数スペクトラムを重ね合わせることを可能にすることにより、アナログ回路(増幅器)への負担の増加、周波数利用効率の低下を抑制しつつ高速通信が可能なシステム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】

【0013】

この発明は、無線送信装置及び無線受信装置を備え、前記無線送信装置及び前記無線受信装置間でマルチキャリアにより信号の通信を行う無線通信システムであって、前記無線送信装置は、入力デジタル信号を複数のチャンネルに分割する分割手段と、前記分割手段により分割されたチャンネル毎のデジタル信号をそれぞれ定包絡変調信号に変調しアナログ信号に変換する変調手段と、前記変調手段からのチャンネル毎のアナログ化された定包絡変調信号をそれぞれ隣接するチャンネル毎に周波数が各チャンネルのシンボルレートの3倍未満の周波数の間隔で配置されたキャリア周波数にて周波数変換する第1の周波数変換手段と、前記第1の周波数変換手段によりチャンネル毎のそれぞれ異なるキャリア周波数に変換されたアナログ化された定包絡変調信号をそれぞれ高効率に増幅する増幅手段と、前記増幅手段によりチャンネル毎にそれぞれ増幅されたアナログ化された定包絡信号を空間にチャンネル毎に無線送信する送信手段とを備え、前記無線受信装置は、前記空間に無線送信された前記アナログ化された定包絡変調信号を無線受信する受信手段と、前記受信手段により40  
受信したアナログ化された定包絡変調信号をキャリア周波数毎にそれぞれ異なるチャンネルのベースバンド周波数に変換しデジタル信号に変換する第2の周波数変換手段と、前記第2の周波数変換手段によりチャンネル毎にベースバンド周波数に変換されたデジタル化された定包絡変調信号を復調する復調手段と、前記復調手段によりチャンネル毎に復調されたデジタル信号から元のデジタル信号を復元する復元手段とを備える無線通信システムである。

【発明の効果】

【0014】

この発明は、無線送信装置及び無線受信装置を備え、前記無線送信装置及び前記無線受信装置間でマルチキャリアにより信号の通信を行う無線通信システムであって、前記無線

10

20

30

40

50

送信装置は、入力デジタル信号を複数のチャンネルに分割する分割手段と、前記分割手段により分割されたチャンネル毎のデジタル信号をそれぞれ定包絡変調信号に変調しアナログ信号に変換する変調手段と、前記変調手段からのチャンネル毎のアナログ化された定包絡変調信号をそれぞれ隣接するチャンネル毎に周波数が各チャンネルのシンボルレートの3倍未満の周波数の間隔で配置されたキャリア周波数にて周波数変換する第1の周波数変換手段と、前記第1の周波数変換手段によりチャンネル毎のそれぞれ異なるキャリア周波数に変換されたアナログ化された定包絡変調信号をそれぞれ高効率に増幅する増幅手段と、前記増幅手段によりチャンネル毎にそれぞれ増幅されたアナログ化された定包絡信号を空間にチャンネル毎に無線送信する送信手段とを備え、前記無線受信装置は、前記空間に無線送信された前記アナログ化された定包絡変調信号を無線受信する受信手段と、前記受信手段により受信したアナログ化された定包絡変調信号をキャリア周波数毎にそれぞれ異なるチャンネルのベースバンド周波数に変換しデジタル信号に変換する第2の周波数変換手段と、前記第2の周波数変換手段によりチャンネル毎にベースバンド周波数に変換されたデジタル化された定包絡変調信号を復調する復調手段と、前記復調手段によりチャンネル毎に復調されたデジタル信号から元のデジタル信号を復元する復元手段とを備える無線通信システムであるので、信号を高速に伝送する際にも、増幅器の効率・周波数利用効率が高く、かつ、構成が容易であるという効果を奏する。

10

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】この発明の実施の形態1に係る無線通信システムの無線送信装置の構成を示すブロック図である。

20

【図2】この発明の実施の形態1に係る無線通信システムの周波数スペクトラムを示す図である。

【図3】この発明の実施の形態1に係る無線通信システムの無線受信装置例の構成を示すブロック図である。

【図4】この発明の実施の形態1に係る無線通信システムの時間的信号を示す図である。

【図5】この発明の実施の形態1に係る無線通信システムの時間的信号を示す図である。

【図6】この発明の実施の形態1に係る無線通信システムのシミュレーション結果を示す図である。

【図7】この発明の実施の形態1に係る無線通信システムの無線受信装置の構成を示すブロック図である。

30

【図8】この発明の実施の形態2に係る無線通信システムのシミュレーション結果を示すブロック図である。

【図9】この発明の実施の形態3に係る無線通信システムの無線送信装置の構成を示すブロック図である。

【図10】この発明の実施の形態3に係る無線通信システムの無線受信装置の構成を示すブロック図である。

【図11】この発明の実施の形態3に係る無線通信システムの無線受信装置の構成を示すブロック図である。

【図12】この発明の実施の形態3に係る無線通信システムの周波数スペクトラムを示すブロック図である。

40

【図13】マルチキャリアを用いる、従来の無線送信装置の構成を示すブロック図である。

【図14】マルチキャリアを用いる、従来の無線送信装置の構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

実施の形態1.

この発明の実施の形態1に係る無線通信システムについて図1、図2、図3、図4、図5、図6及び図7を参照しながら説明する。図1、図3及び図7は、この発明の実施の形

50

態 1 に係る無線通信システムの無線送信装置及び無線受信装置の構成を示すブロック図である。また、図 2 は、この発明の実施の形態 1 に係る無線通信システムの周波数スペクトラムを示す図であり、図 4、図 5 は実施の形態 1 の復調時の時間波形であり、図 6 は実施の形態 1 に関するシミュレーション結果である。なお、以降では、各図中、同一符号は同一又は相当部分を示す。

【 0 0 1 7 】

図 1 において、この実施の形態 1 に係る無線通信システムの無線送信装置 1 0 は、入力デジタル信号からなる送信すべきデータ（以下、送信データとする。）が入力されて、当該送信データをチャンネル数に分割する直並列変換器（分割手段）1 1 と、分割された送信データが入力される、チャンネル数分設けられた複数の M S K（Minimum Shift Keying）変調器 3 1 と、M S K 変調器 3 1 から出力された各デジタル変調信号をアナログ信号にそれぞれ変換する複数の D / A 変換器 1 3 と、同期回路 3 2 と、各アナログ信号に対して、同期回路 3 2 により位相を同期させ、周波数が各チャンネルのシンボルレートの 1 . 5 倍となるよう制御する周波数変換器（第 1 の周波数変換手段）1 4 a、1 4 b、1 4 c、1 4 d と、周波数が変換された各アナログ信号を増幅させる増幅器（増幅手段）1 5 と、増幅されたチャンネル数分の複数のアナログ信号を加算する合波器（合波手段）1 6、加算されたアナログ信号を送信する送信用のアンテナ 1 9 とが設けられている。なお、M S K 変調器 3 1 及び D / A 変換器 1 3 から変調手段が構成されている。

10

【 0 0 1 8 】

以下では、チャンネル数を 4 とした際における実施の形態 1 に関して図に沿って動作について説明を行う。

20

【 0 0 1 9 】

無線送信装置 1 0 側においては、図 1 に示すように、入力デジタル信号からなる送信データを直並列変換器 1 1 により 4 つのチャンネルに分割し、この分割された各デジタル信号を 4 つの M S K 変調器 3 1 によりそれぞれ定包絡変調方式である M S K 変調信号（定包絡変調信号）に変調する。次に、D / A 変換器 1 3 によりチャンネル毎に変調された M S K 変調信号をアナログ化し、周波数変換器 1 4 a、1 4 b、1 4 c、1 4 d により、それぞれのチャンネルのアナログ信号を周波数変換する。なお、周波数変換においては、同期回路 3 2 により、それぞれ隣接するチャンネル毎に周波数が各チャンネルのシンボルレートの 3 倍未満の周波数の間隔で配置されるとともに、位相が揃えられた同位相のキャリア周波数にて、周波数変換が行われる。ここでは、例えば、周波数間隔がシンボルレートの 1 . 5 倍の同位相のキャリア周波数により周波数変換を行うこととする。次に、それぞれの信号を増幅器 1 5 により個別に高効率に増幅し、合波器 1 6 により各チャンネルの信号を加算した後にアンテナ 1 9 により空間に送出する。

30

【 0 0 2 0 】

空間へ送出した際の周波数スペクトラムを図 2（b）に示す。図において、信号 2 2 1 は、無線送信装置 1 0 の周波数変換器 1 4 a が周波数変換した 1 チャンネル目の信号であり、信号 2 2 2 は、周波数変換器 1 4 b が周波数変換した 2 チャンネル目の信号であり、信号 2 2 3 は、周波数変換器 1 4 c が周波数変換した 3 チャンネル目の信号であり、信号 2 2 4 は、周波数変換器 1 4 d が周波数変換した 4 チャンネル目の信号である。

40

【 0 0 2 1 】

この実施の形態 1 は、ハードウェアによる多値化を行う事により高速化を実現するため、仮に 4 チャンネルに分割した場合は、1 チャンネルでの伝送の場合における多値化率が 4 倍のものと同等、もしくは、シンボルレートが 4 倍のものと同等の速度を有することを可能とする。このため、シンボルレートの高速化や多値変調を行うことによる高速化の弊害である、デジタル回路の高速動作、ベースバンド回路の広帯域化の問題を低減できる。また、信号の包絡線の変動による P A P R 問題による効率の低下も、定包絡な M S K 変調信号を個別に増幅することにより解決可能である。さらに、周波数占有帯域幅を、従来の M S K と比較して大幅に削減することを可能とするものである。

【 0 0 2 2 】

50

1チャンネル当りに必要な信号帯域幅(単一チャンネル占有帯域幅)を $B_w$ 、1チャンネルのシンボルレートを $S_r$ とすると、1波のMSKのスペクトラムは図2(a)に示すように $5S_r (= B_w)$ となり、例えば4チャンネルを使用する場合、スペクトラムが重ならないように配置するとチャンネル全体で $20S_r (= B_w \times 4 \text{チャンネル})$ の帯域が必要となるが、この実施の形態1で必要となる全周波数帯域幅は、図2(b)に示すように、例えば $9.5S_r (= 1.9B_w)$ に削減することが可能となる。

#### 【0023】

MSK変調において、隣接チャンネル間の周波数間隔をシンボルレートの1.5倍とすることは、所望チャンネルの周波数スペクトラムの中心点と隣接するチャンネルの周波数スペクトラムが0となる点を重ねることとなる為、MSK変調におけるビット誤り率(BER: Bit Error Rate)の理論値からの劣化量を小さく抑えることができる。所望チャンネルを復調する際には、他のチャンネルが妨害波成分となる為、他のチャンネルを除去する必要がある。図2(b)において、所望チャンネルが信号221である場合、信号222、223、224は妨害波となる。この際、スペクトラムの主成分が重なり合っていない信号223、224に関してはフィルタを通す事により除去が可能である。さらに、チャンネル間の周波数間隔をシンボルレートの1.5倍とした場合は、スペクトラムが重なり合っている信号222の成分も除去が可能である。以下にその例を2つ示す。

10

#### 【0024】

まず、例1を示す。

#### 【0025】

図3は、実施の形態1の無線通信システムの無線送信装置10からの送信データを復調するための無線受信装置20である。無線受信装置20は、無線送信装置10から送信されてきたアナログ信号からなる受信データを受信するための受信用のアンテナ21と、受信された受信データをチャンネル数に分波する分波器(分波手段)22と、分波された各アナログ信号の周波数を、キャリア周波数毎にそれぞれ異なるチャンネルのベースバンド周波数に変換する周波数変換器23a、23b、23c、23dと、カットオフ周波数が各チャンネルのシンボルレートの0.5~2.5倍となるローパスフィルタ33と、サンプリング点検出回路35と、サンプリング点検出回路35により復調シンボルの中心点を正確にサンプリングするよう制御されるA/D変換器24と、A/D変換器24によりデジタル化された信号を復調するMSK復調器(復調手段)34と、復調された各デジタル信号を加算する並直列変換器(復元手段)26とが設けられている。なお、周波数変換器23及びA/D変換器24から第2の周波数変換手段が構成されている。

20

30

#### 【0026】

はじめに、各ローパスフィルタ33は、図2(b)に示す信号223、224成分を除去する。すなわち、スペクトラムが重なり合わないチャンネルからの影響をローパスフィルタ33により除去する。次に、サンプリング点検出回路35は、ローパスフィルタ33の出力データ、あるいは、後段のA/D変換器24の出力データを用いて、サンプリング点検出を行う。各A/D変換器24は、サンプリング点検出回路35で検出したシンボルタイミング情報をもとに、シンボルの中心点をサンプリングすることにより、図2(b)に示す信号222成分を除去する。すなわち、ここでは、スペクトラムが重なり合う隣接するチャンネルからの影響を除去している。

40

#### 【0027】

以下に、図2(b)に示す信号222成分が、シンボル点をサンプリングすることで、除去可能である事を、数式を用いて説明する。

#### 【0028】

直交変調器を用いてMSK波を実現する場合、I軸、Q軸それぞれの信号は、並列変換したシンボル列の0と1の信号を-1と1に対応させ、周期をシンボルレートの半分だけずらした信号を $a(t)$ 、 $b(t)$ 、各チャンネルのシンボルレートを $S_r$ 、発振器の周波数を $f_c$ とすると、

#### 【0029】

50

## 【数 1】

I 軸 :  $a(t) \times \cos(2\pi fct) \times \cos(2\pi t \times Sr/2)$ ,  $a(t) = \pm 1$

Q 軸 :  $b(t) \times \sin(2\pi fct) \times \sin(2\pi t \times Sr/2)$ ,  $b(t) = \pm 1$

## 【0030】

と表現され、この和が MSK 変調波となり、MSK 変調波  $s(t)$  は、

## 【0031】

## 【数 2】

$$s(t, fc) = \cos\{2\pi(fc - a(t) \times b(t) \times Sr/2)t + \phi\},$$

10

$$\phi = 0(a(t) = 1), \pi(a(t) = -1)$$

## 【0032】

と表現できる。 $a(t)$ 、 $b(t)$  の変化が、周波数 " $fc + Sr/2$ " と " $fc - Sr/2$ " に対応し、また位相の変化が連続であるため、振幅は定包絡となる。提案方式の場合、空中へ伝搬される信号は、

## 【0033】

## 【数 3】

$$s(t, f1) + s(t, f2) + s(t, f3) + s(t, f4)$$

## 【0034】

20

となる。ここで、 $s(t, fn)$  に対し、隣接するサブキャリア  $s(t, fn+1)$  の周波数間隔を、

## 【0035】

## 【数 4】

$$\Delta f = |fn+1 - fn| = 1.5 \times Sr$$

## 【0036】

となるように設定する。受信器側において、この中から  $s(t, f1)$  のデータを復調する場合、受信信号を増幅した後に、分配器で信号を分割し、周波数  $f1$  をもつキャリアをミキサにより乗算する。直交復調器を用いる場合、 $s(t, f1)$  の復調信号は、I 軸

30

においては、

## 【0037】

## 【数 5】

$$\begin{aligned} \text{I 軸 : } & s(t, f1) \times \cos(2\pi f1t) \\ & = \{a(t) \times \cos(2\pi f1t) \times \cos(2\pi t \times Sr/2)\} \times \cos(2\pi f1t) \\ & \quad + \{b(t) \times \sin(2\pi f1t) \times \sin(2\pi t \times Sr/2)\} \times \cos(2\pi f1t) \\ & = a(t) \times \cos(2\pi t \times Sr/2) \times \{1 + \cos(4\pi f1t)\} / 2 \\ & \quad + b(t) \times \sin(2\pi t \times Sr/2) \times \cos(4\pi f1t) \end{aligned}$$

40

## 【0038】

となり、ローパスフィルタにより高周波成分を除去すると、

## 【0039】

## 【数 6】

$$\begin{aligned} \text{I 軸 : } & s(t, f1) \times \cos(2\pi f1t) \\ & = a(t) \times \cos(2\pi t \times Sr/2) \end{aligned}$$

## 【0040】

の信号が得られる。Q 軸でも同様に、

## 【0041】

50



【数 7】

$$\begin{aligned} \text{Q 軸} &: s(t, f1) \times \sin(2\pi f1t) \\ &= b(t) \times \sin(2\pi t \times Sr/2) \end{aligned}$$

【0042】

となる。この際、隣接する  $s(t, f2)$  の成分も同時に存在しており、その波に対しては、

【0043】

【数 8】

$$\begin{aligned} \text{I 軸} &: s(t, f2) \times \cos(2\pi f1t) \\ &= \{c(t) \times \cos(2\pi f2t) \times \cos(2\pi t \times Sr/2)\} \times \cos(2\pi f1t) \\ &\quad + \{d(t) \times \sin(2\pi f2t) \times \sin(2\pi t \times Sr/2)\} \times \cos(2\pi f1t) \\ &= c(t) \times \cos(2\pi t \times Sr/2) \times \{\cos 2\pi (f1+f2)t + \cos 2\pi (f1-f2)t\} / 2 \\ &\quad + d(t) \times \sin(2\pi t \times Sr/2) \times \{\sin 2\pi (f1+f2)t - \sin 2\pi (f1-f2)t\} / 2 \end{aligned}$$

10

【0044】

となり、ローパスフィルタにより高周波成分を除去すると隣接する各チャネルの周波数間隔が 1.5 倍の場合、

【0045】

【数 9】

$$\begin{aligned} \text{I 軸} &: s(t, f2) \times \cos(2\pi f1t) \\ &= c(t) \times \cos(2\pi t \times Sr/2) \times \cos(2\pi t \times 1.5 \times Sr) / 2 \\ &\quad + d(t) \times \sin(2\pi t \times Sr/2) \times \sin(2\pi t \times 1.5 \times Sr) / 2 \\ &= c(t) \times \{\cos(2\pi t \times Sr) + \cos(2\pi t \times 2 \times Sr)\} \\ &\quad + d(t) \times \{\cos(2\pi t \times Sr) - \cos(2\pi t \times 2 \times Sr)\} \end{aligned}$$

20

【0046】

となる。Q 軸でも同様に、

【0047】

【数 10】

$$\begin{aligned} \text{Q 軸} &: s(t, f2) \times \sin(2\pi f1t) \\ &= -c(t) \times \{\sin(2\pi t \times Sr) + \sin(2\pi t \times 2 \times Sr)\} \\ &\quad - d(t) \times \{\sin(2\pi t \times Sr) - \sin(2\pi t \times 2 \times Sr)\} \end{aligned}$$

30

【0048】

となる。I 軸に関してしてみると、 $c(t)$ 、 $d(t)$  は  $\pm 1$  の信号である為、 $s(t, f2)$  の信号は、 $\pm \cos(2\pi t / Ts)$  もしくは  $\pm \cos(2\pi t \times 2 / Ts)$  の信号となる事が分かる。この際の隣接波と所望波の各時間的な波形を図 4、図 5 に示す。所望波と隣接波が重なりあって発生するため、図 5 のようにサンプリング点検出回路 38 によりシンボルの中心点 (図 5 の黒丸印) を正確にサンプリングすることにより、隣接波成分を完全に除去できる。これは Q 軸に関して同様の結果となる。ここで、 $s(t, f3)$  の信号に対しては、 $\pm \cos(2\pi t \times 2.5 / Ts)$  もしくは  $\pm \cos(2\pi t \times 3.5 / Ts)$  の信号となるため、サンプリングのみでは除去不可能である。そこで、 $s(t, f3)$  による妨害波はローパスフィルタ 33 にて除去する必要がある。ローパスフィルタの帯域幅と BER のシミュレーション結果を図 6 に示す。ローパスフィルタとしてガウスフィルタを用いた場合、BER がおよそ  $10^{-4}$  を満たすために必要な 1 ビット当たりのエネルギーに対するノイズの比 ( $E_b / N_0$ ) の値を、単体の MSK の BER

40

50

特性と比較して、6 dB程度の劣化に収めるためには、フィルタの帯域をシンボルレートの2.5倍以下にする必要があることがわかる。シンボルレートが低い場合などにより急峻なカットオフ特性をもつフィルタの実現が難しい際には、BERが低下するがシンボルレートに対してある程度広い帯域のフィルタを用いる事となり、システムのトレードオフとなる。

【0049】

次に、例2を示す。

【0050】

上記ではアナログフィルタを使用しているが、群遅延が一定になるデジタルフィルタを用いる事により、フィルタの帯域が狭い範囲においてBER特性の改善が可能となる。

図7に、この場合の受信器の構成を示す。図7において、36は、デジタルベースバンド信号から主波帯域の信号成分を抽出するデジタルフィルタ、35aは、デジタルフィルタ36からの出力に基づいてサンプリング点を検出するサンプリング点検出回路、34aは、サンプリング点検出情報を基にシンボル点を補間処理する補間機能を有し、補間処理で再生したシンボル点のデータからチャンネル毎のMSK変調信号を復調するMSK復調器である。なお、図3と同一の構成については同一符号を付して示し、ここではその説明を省略する。なお、図3と図7の違いは、図7においてはA/D変換器とMSK復調器との間にデジタルフィルタ36が設けられている点と、サンプリング点検出回路にデジタルフィルタ36からの出力が入力されて、それによりシンボル点の位置が特定され、サンプリング点検出回路からMSK復調器に当該位置情報が入力されている点である。

【0051】

動作について説明する。この場合、図3のローパスフィルタ33と同様に、ローパスフィルタ33は、A/Dサンプリング時に発生するエイリアス成分が主信号帯域に加算されない程度の、比較的広い帯域で高調波を除去し、例えば、A/Dコンバータ24にてシンボルレートの4倍でオーバーサンプリングを行う。更に、A/Dコンバータ24の後に、デジタルフィルタ36を設け、例えば、カットオフ周波数をシンボルレートの0.5の狭帯域に設定して、主波成分のみ抽出する。

【0052】

サンプリング点検出回路35aは、デジタルフィルタ36通過後の4倍オーバーサンプリングされたデータから、シンボル点の位置を特定する。MSK復調器34aは、サンプリング点検出回路35aで特定したシンボル点位置情報をもとに、デジタル補間処理でシンボル点を再生し、再生したシンボル点データを用いて復調処理を行なう。

【0053】

図3のサンプリング点検出回路35や図7のサンプリング点検出回路35aは、例えば、「移動体通信における同期技術、第6章 シンボル同期」、p.95~p.122に記載のMAP推定法などの同期技術や、送信側で同期信号(プリアンブル)を送信し、受信側でシンボル同期回路(プリアンブル検出回路)にて検出する技術で実現が可能である。

【0054】

なお、キャリア周波数の偏差補正には、例えば、変調データを送信する前に、無変調波を送信し、受信側で無変調波に対する自己相関情報からキャリア周波数偏差を求め、補正するなどの方法を用いればよい。

【0055】

以上のように、本実施の形態においては、この発明に係る無線通信システムは、無線送信装置及び無線受信装置間をマルチキャリアにより信号を通信する無線通信システムであって、前記無線送信装置は、入力デジタル信号を複数のチャンネルに分割する第1の分割手段と、前記第1の分割手段により分割されたチャンネル毎のデジタル信号をそれぞれ定包絡変調方式、位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式信号に変調しアナログ信号に変換する変調手段と、前記変調手段からのチャンネル毎の変調信号をそれぞれ隣接するチャンネル毎に周波数スペクトラムが重なりあう配置をとるキャリア周波数に変換する第1の周波数変換手段と、前記第1の周波数変換手段によ

りチャンネル毎のそれぞれキャリア周波数に変換された変調信号をそれぞれ高効率に増幅する増幅手段と、前記増幅手段によりチャンネル毎にそれぞれ増幅された信号を空間にチャンネル毎に無線送信する送信手段とを設けるとともに、前記無線受信装置は、前記空間に無線送信された信号を無線受信する受信手段と、前記受信手段により受信した信号をキャリア周波数毎に異なるチャンネルに分割する第2の分割手段と、前記第2の分割手段によりチャンネル毎に分割された信号をそれぞれベースバンド周波数に変換する第2の周波数変換手段と、前記第2の周波数変換手段によりチャンネル毎に周波数変換された変調信号をデジタル信号に変換し復調する復調手段と、前記復調手段によりチャンネル毎に復調されたデジタル信号から元の入力デジタル信号を復元する復元手段とを設けるようにしたので、マルチキャリア方式に定包絡変調方式であるMSK変調、位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式を利用するとともに、変調信号を個別に増幅する手法において、各チャンネルの信号の周波数スペクトラムを重ね合わせることを可能にすることにより、アナログ回路（増幅器）への負担の増加、周波数利用効率の低下を抑制しつつ高速通信が可能とし、信号を高速に伝送する際にも、増幅器の効率・周波数利用効率が高く、かつ、構成が容易であるという効果を奏する。

10

**【0056】**

実施の形態2．

この発明の実施の形態2に係る無線通信システムについて図8を参照しながら説明する。図8は実施の形態2に関するシミュレーション結果である。

20

**【0057】**

実施の形態2では、送信側において各チャンネルにおける周波数間隔を各チャンネルのシンボルレートの1.4倍以上3倍未満とすることが可能であり、受信側においてローパスフィルタとしてシンボルレートの0.5倍～0.7倍のカットオフ周波数を有するものを挿入することを特徴としている。なお、基本的な構成としては、上述の図1～図7に示したものと同一であるため、それらを参照することとする。

**【0058】**

各チャンネルの周波数間隔を近づけることは、隣接するチャンネルの影響によりBERが低下するが、全体の周波数帯域幅が削減可能となる。前述した通り、隣接波を除去する必要があるため、実施の形態1と比較してカットオフ周波数が低いフィルタを用いることにより隣接波を低減しBERの低下を抑制することが可能となる。実施の形態2で必要となるフィルタの帯域幅はシンボルレートの0.5～0.7倍である。ローパスフィルタとしてガウスフィルタを用い、帯域をシンボルレートの0.7倍とした際のシミュレーション結果を図8に示す。チャンネルの周波数間隔を、シンボルレートの1.4倍にした場合において、BERがおよそ $10^{-4}$ を満たすために必要な1ビット当たりのエネルギーに対するノイズの比( $E_b/N_0$ )の値は単体のMSKのBER特性と比較して6dB程度の劣化に収まっていることが分かる。この手法は、特にサブキャリア数が多い場合において有効な周波数帯域幅の低減方法となる。

30

**【0059】**

以上のように、本実施の形態2によれば、上述の実施の形態1と同様の効果が得られるとともに、さらに、実施の形態2においては、無線送信装置は、チャンネル毎の定包絡変調信号をそれぞれ隣接するチャンネル毎に周波数が各チャンネルのシンボルレートの1.4倍以上3倍未満の周波数の間隔で配置されたキャリア周波数にて周波数変換するとともに、無線受信装置は、各チャンネルのシンボルレートの0.5～0.7倍にカットオフ周波数をもつローパスフィルタを具備し、復調信号における隣接チャンネルからの影響をフィルタにより抑制するようにしたので、隣接波を低減し、BERの低下を抑制することがより可能となるという効果が得られる。

40

**【0060】**

実施の形態3．

この発明の実施の形態3に係る無線通信システムについて図9、図10、図11及び図12を参照しながら説明する。図9、図10、図11は無線送信装置及び無線受信装置の

50

構成を示すブロック図であり、図 1 2 は周波数スペクトラムを示す図である。

【 0 0 6 1 】

図 9 において、この実施の形態 3 に係る無線通信システムの無線送信装置 1 0 は、直並列変換器（分割手段）1 1 と、位相変調・振幅変調・周波数変調・またはそれらを組み合わせた変調方式の変調器 3 6 と、D / A 変換器 1 3 と、周波数変換器（第 1 の周波数変換手段）1 4 a、1 4 b、1 4 c、1 4 d と、同期回路 3 2 と、増幅器（増幅手段）1 5 と、合波器（合波手段）1 6 と、送信用のアンテナ 1 9 とが設けられている。なお、変調器 3 6 及び D / A 変換器 1 3 から変調手段が構成されている。なお、図 9 において、図 1 と同一の符号を付したものは同様の動作を行うため、以下の説明においては、異なる点を中心に説明を行う。

10

【 0 0 6 2 】

図 1 0 は、実施の形態 3 の無線通信システムの送信装置 1 0 から送信されてきた送信データを復調する無線受信装置 2 0 であり、受信用のアンテナ 2 1 と、分波器（分波手段）2 2 と、周波数変換器 2 3 a、2 3 b、2 3 c、2 3 d と、ローパスフィルタ 3 3 と、A / D 変換器 2 4 と、位相変調・振幅変調・周波数変調・またはそれらを組み合わせた変調方式の復調器（復調手段）3 7 と、並直列変換器（復元手段）2 6 とが設けられている。なお、周波数変換器 2 3 及び A / D 変換器 2 4 から第 2 の周波数変換手段が構成されている。なお、図 1 0 において、図 3 と同一の符号を付したものは同様の動作を行うため、以下の説明においては、異なる点を中心に説明を行う。

20

【 0 0 6 3 】

以下では、チャンネル数を 4 とした際における実施の形態 3 に関して図に沿って説明を行う。

【 0 0 6 4 】

無線送信装置 1 0 側においては、図 9 に示すように、入力デジタル信号を直並列変換器 1 1 により 4 つのチャンネルに分割し、この分割された信号を位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式の変調器 3 1 によりそれぞれ変調する。次に、D / A 変換器 1 3 によりチャンネル毎に変調された信号をアナログ化し、同期回路 3 2 により位相を同期させた周波数変換器 1 4 a、1 4 b、1 4 c、1 4 d により、それぞれのチャンネルのアナログ信号を隣接する周波数スペクトラムが重なる配置となるよう周波数変換を行う。次に、それぞれの信号を増幅器 1 5 により高効率に増幅し、アンテナ 1 9 によりそれぞれ空間に送出する。

30

【 0 0 6 5 】

なお、無線送信装置 1 0 において、各チャンネルのアナログ信号を隣接する周波数スペクトラムに重なる配置を行う際、図 1 2 に示す周波数配置にすることで、主波に対する隣接波の影響を軽減することが出来る。

【 0 0 6 6 】

図 1 2 は、その周波数スペクトラムを示す図である。周波数スペクトラムの配置として、隣接する信号の一方のエネルギーが 0 となる点が、もう一方の中心周波数に重なりあうように配置することを特徴とする。この配置は、隣接する信号からの干渉成分が比較的小さくなるものであり、ビット誤り率（BER : Bit Error Rate）の理論値からの劣化量を小さく抑えることができる。もちろん、BER 劣化を許容するならば、周波数利用効率を高めるために、各スペクトラムの間隔を図 1 2 より更に落として、全チャンネルの占有帯域幅を更に狭めても良い。

40

【 0 0 6 7 】

無線受信装置 2 0 側においては、図 1 0 に示すように、受信した信号を分波器 2 2 により分波し、周波数変換器 2 3 a、2 3 b、2 3 c、2 3 d によりダウンコンバートした後、他のチャンネルからの妨害波（干渉波）をローパスフィルタ 3 3 にて除去し、A / D 変換器 2 4 によりデジタル信号へと変換し、位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式の復調器 3 7 によりそれぞれ復調し、並直列変換器 2 6 により元のデータ列へと復元する。

50

## 【 0 0 6 8 】

なお、本実施の形態 3 においても、図 1 0 に示すサンプリング点検出回路 3 5 で、実施の形態 1 の場合と同様、各信号のサンプリング（シンボル）点タイミングを検出し、検出したタイミング情報を用いて、A / D 変換器 2 4 のサンプリングクロックを制御することで、サンプリング（シンボル）点検出を実現する。このシンボル点サンプリング処理によって、実施の形態 3 でも、隣接波成分を除去することが出来る。

## 【 0 0 6 9 】

ところで、実施の形態 3 における無線受信装置 2 0 は、前記実施の形態 1 の例 2（図 7）で示す構成と同様の構成に適用してもよい。図 1 1 に具体的なその構成図を示す。図 7 と同一の構成には同一の符号を付しているが、図 1 1 において、3 7 a は、デジタル補間機能を有する位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式の復調器である。

10

## 【 0 0 7 0 】

図 1 1 に示す無線受信機構成でも、復調器 3 7 a までは実施の形態 1（図 7）と同様に動作し、主波から隣接波成分を除去する。復調器 3 7 a は、サンプリング点検出回路 3 5 a で特定したシンボル点位置情報をもとに、デジタル補間処理でシンボル点を再生し、再生したシンボル点データを用いて、位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式に対応した復調処理を行う。本構成により、前記実施の形態 1 の例 2 と同様、デジタル信号処理によって、群遅延特性を一定にしながら狭帯域の特性を実現するローパスフィルタを容易に実現し、かつサンプリング点検出が容易となるため、無線受信機の低コスト化、高性能化を実現することが出来る。

20

## 【 0 0 7 1 】

このように、実施の形態 3 では、上述の実施の形態 1 と同様の効果が得られるとともに、さらに、変調方式として、位相変調方式、振幅変調方式、周波数変調方式またはそれらを組み合わせた変調方式を利用する際においても、実施の形態 1 と同様に、ローパスフィルタによる他のチャンネルからの妨害波（干渉波）除去と、シンボル点サンプリングにより、実施の形態 1 と同様、周波数利用効率の向上、アナログ回路やデジタル回路への負担の軽減を実現しながら、高速通信を実現することができる。具体的には、ハードウェアによる多値化（並列化）を行うことにより、シンボルレート的高速化や多値変調を行うことによる高速化の弊害である、デジタル回路の高速動作、ベースバンド回路の広帯域化の問題を低減し、また信号の包絡線の変動による P A P R 問題による効率の低下も、各チャンネルの信号を個別に増幅することにより低減可能である。従来のシングルキャリア方式と提案方式が同等の通信速度を有することとして比較すると、同じ変調方式を用いる場合はチャンネルへ分割するためにシンボルレートの低減が可能であり、また同じシンボルレートを有する場合はチャンネル数に応じた多値変調度を低くすることが可能となる。また、従来の I F F T ・ F F T を用いるマルチキャリア方式と比較を行うと、同じ変調方式を用いる場合は各チャンネルの信号を個別に増幅することから P A P R の低減が可能となる。

30

## 【 0 0 7 2 】

さらに、各チャンネルの周波数間隔を近づけることは、隣接するチャンネルの影響により B E R が低下するが、全体の周波数帯域幅が削減可能となる。また、隣接するチャンネルによる B E R 劣化は、受信側において隣接波を除去するローパスフィルタを用いることと、サンプリング点検出により、抑制することが可能となる。

40

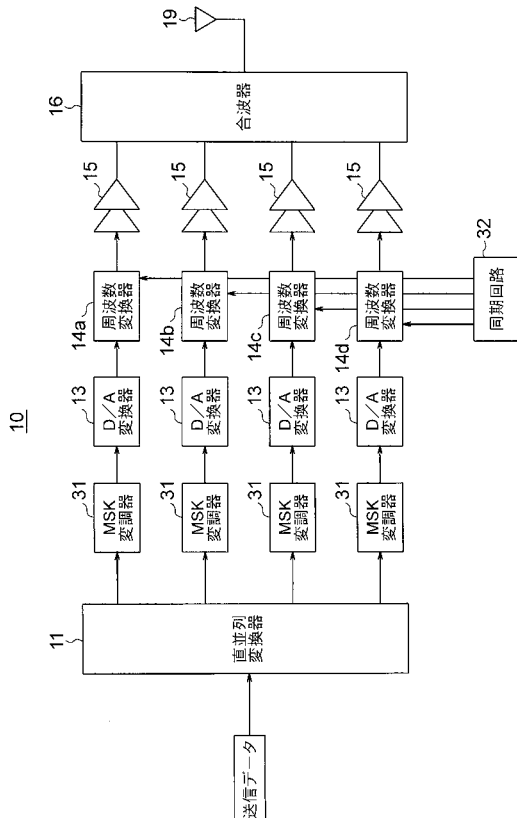
## 【 0 0 7 3 】

以上説明したように、上記の各実施の形態 1 ~ 3 の無線通信方式では、ハードウェアによる多値化を可能とする。このため、P A P R の増加を抑制することが可能となる。特に定包絡変調方式を用いる場合は P A P R を 0 にすることが可能となり、高効率な増幅器の使用による低消費電力化が可能となる。また、シンボルレート的高速化率を低減することが可能となり、A / D 変換器、D / A 変換器、フィルタ等のデバイスへの負荷を低減するため、デバイス単体のコスト低減が可能となる。さらに、単体、複数のアンテナをシステムに応じて使い分けることが可能である為、小型化・高品質といったニーズを満たすこと

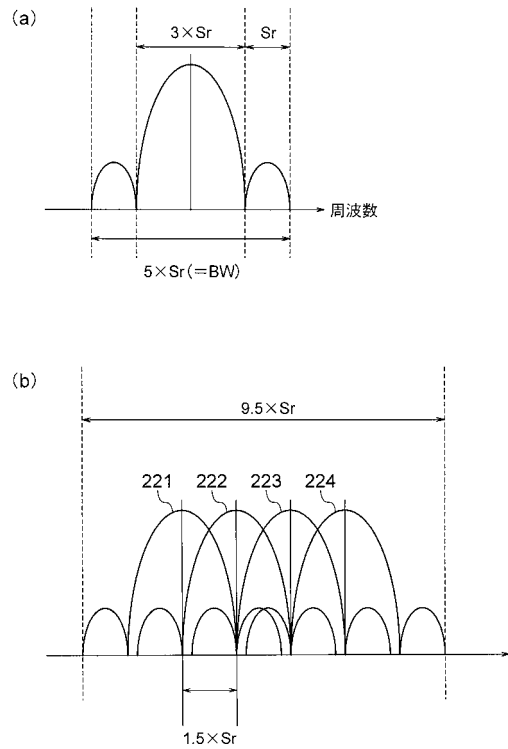
50

が可能となる。また、隣接するチャンネルのスペクトラムを重なる配置にすることができるため、周波数帯域の低減も可能である。以上より、高速な無線通信機器を高性能かつ安価に提供することが可能となる。

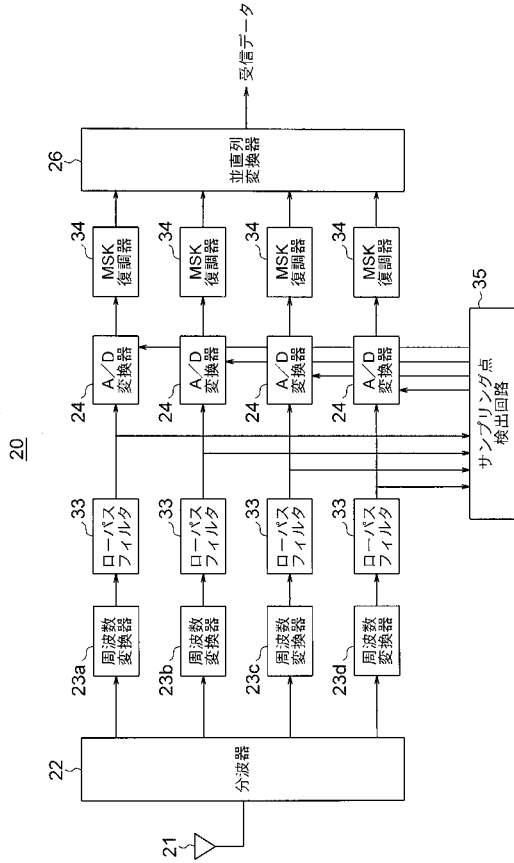
【 図 1 】



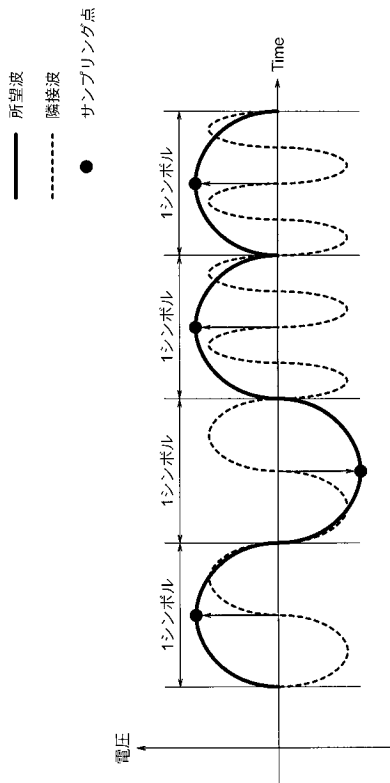
【 図 2 】



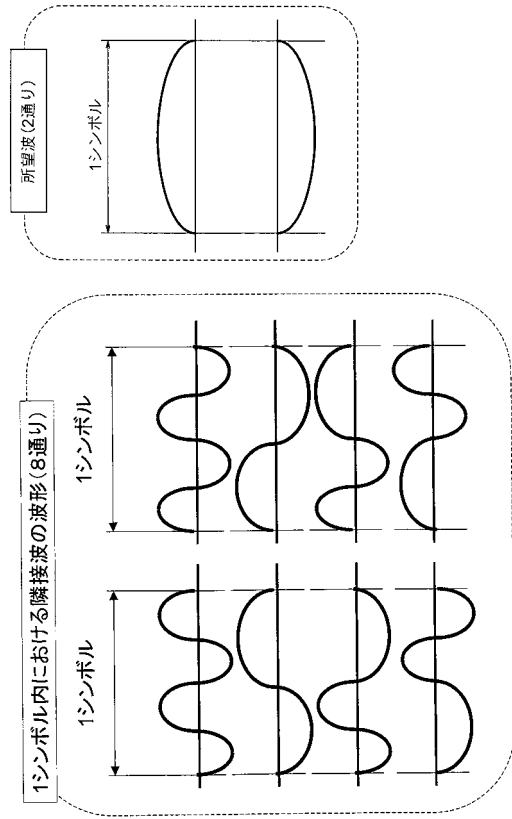
【 図 3 】



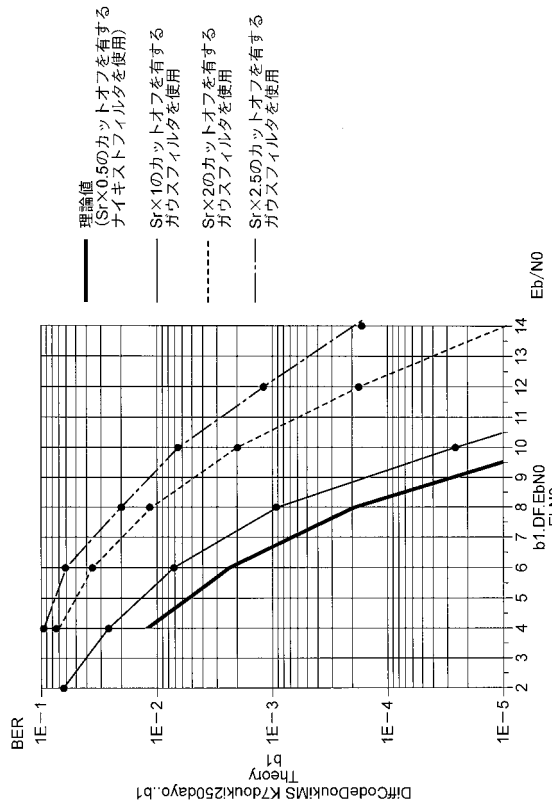
【 図 5 】



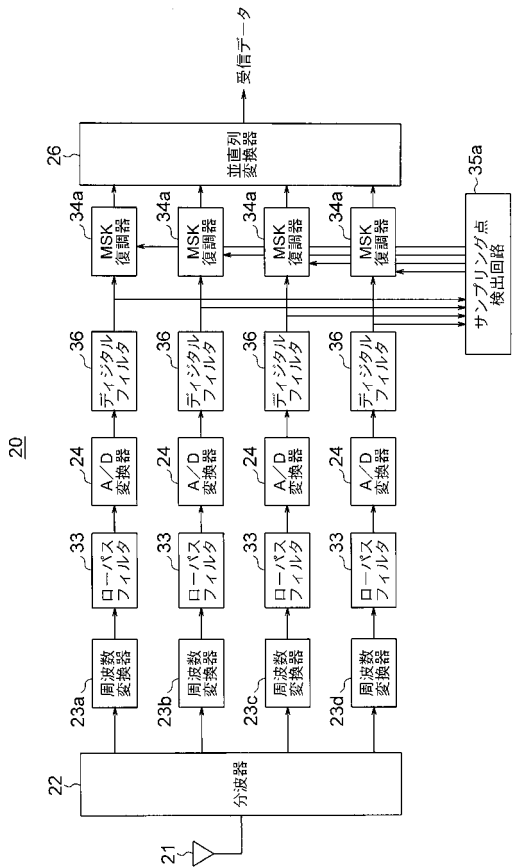
【 図 4 】



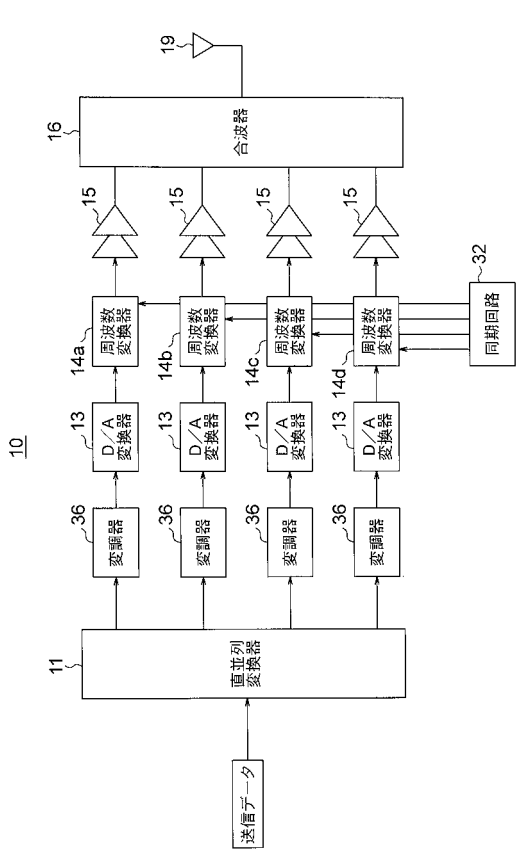
【 図 6 】



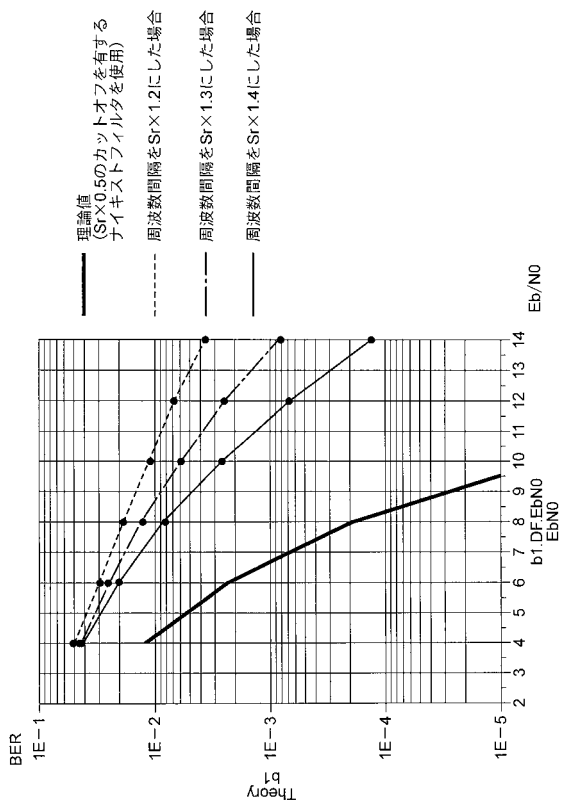
【図7】



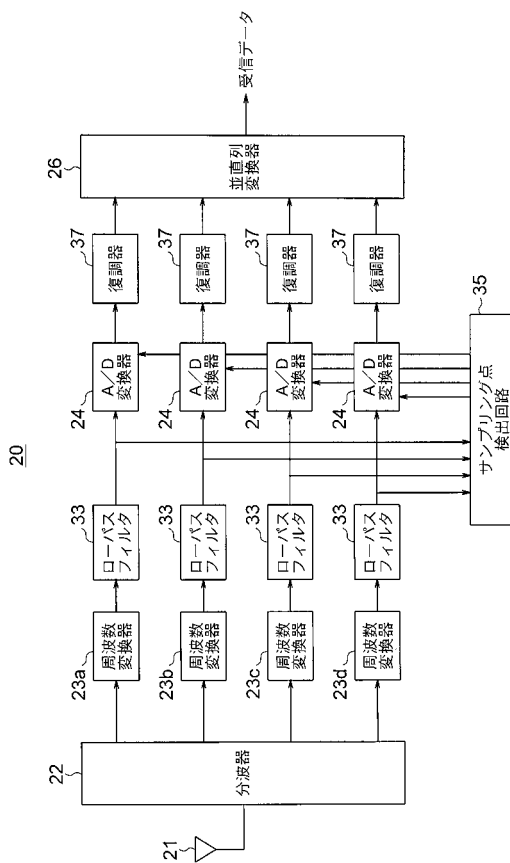
【図9】



【図8】

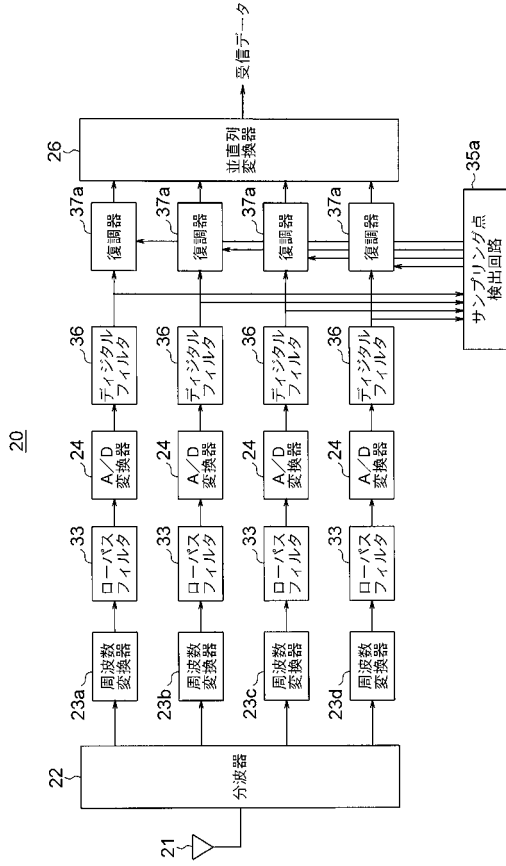


【図10】

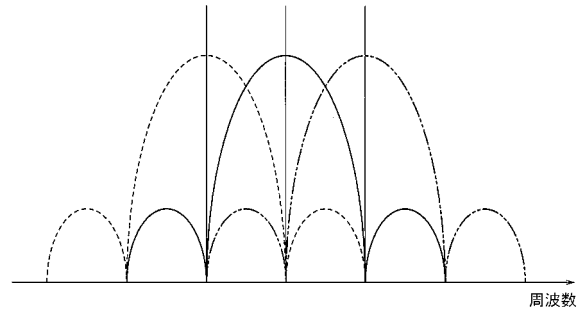




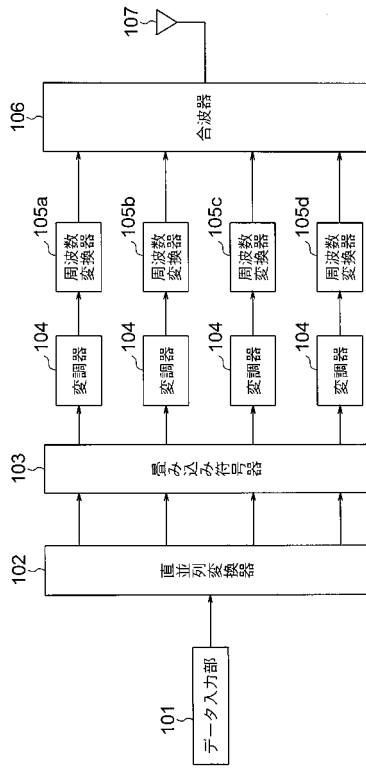
【 図 1 1 】



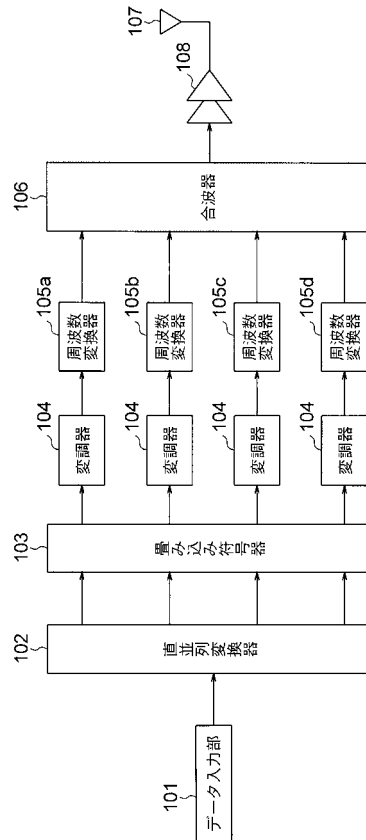
【 図 1 2 】



【 図 1 3 】



【 図 1 4 】



## 【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/JP2008/053853
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> H04L27/26 (2006.01) i  According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H04L27/26  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 1996-2008 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2008 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2008  Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) IEEE		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2002-101062 A (YRP Advanced Mobile Communication Systems Research Laboratories Co., Ltd.), 05 April, 2002 (05.04.02), Figs. 3, 5; Par. Nos. [0014] to [0015], [0018] (Family: none)	1-5
A	JP 2004-173020 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 17 June, 2004 (17.06.04), Fig. 1; Par. Nos. [0020] to [0021] & US 2004/0101073 A1 & EP 1439676 A2	1-5
A	JP 8-251117 A (Toshiba Corp.), 27 September, 1996 (27.09.96), Fig. 1; Par. No. [0035] (Family: none)	1-5
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> 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 "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 12 May, 2008 (12.05.08)		Date of mailing of the international search report 27 May, 2008 (27.05.08)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2008/053853

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2005/025079 A1 (HITACHI KOKUSAI ELECTRIC INC.), 17 March, 2005 (17.03.05), Figs. 1 to 4; Par. Nos. [0009] to [0019] & DE 112004001602 T & CN 1836378 A	1-5
A	JP 3346945 B2 (Ricoh Co., Ltd.), 06 September, 2002 (06.09.02), Fig. 5 (Family: none)	1-5
A	JP 11-205260 A (NTT Mobile Communications Network Inc.), 30 July, 1999 (30.07.99), Fig. 8 & WO 1999/035772 A1 & CA 2285198 A	1-5
P,A	JP 2008-17415 A (Mitsubishi Electric Corp.), 24 January, 2008 (24.01.08), Figs. 3, 10; Par. Nos. [0028] to [0030], [0052] to [0060] (Family: none)	1-5

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2008/053853									
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H04L27/26(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. H04L27/26											
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 <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922-1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971-2008年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996-2008年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994-2008年</td> </tr> </table>				日本国実用新案公報	1922-1996年	日本国公開実用新案公報	1971-2008年	日本国実用新案登録公報	1996-2008年	日本国登録実用新案公報	1994-2008年
日本国実用新案公報	1922-1996年										
日本国公開実用新案公報	1971-2008年										
日本国実用新案登録公報	1996-2008年										
日本国登録実用新案公報	1994-2008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											
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 請求の範囲の番号									
A	JP 2002-101062 A (株式会社ワイ・アール・ピー高機能移動体通信研究所) 2002.04.05, 図3, 図5, 段落【0014】-【0015】, 段落【0018】(ファミリーなし)	1-5									
A	JP 2004-173020 A (三洋電機株式会社) 2004.06.17, 図1, 段落【0020】-【0021】 & US 2004/0101073 A1 & EP 1439676 A2	1-5									
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。		<input type="checkbox"/> 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 12.05.2008		国際調査報告の発送日 27.05.2008									
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) 彦田 克文	5K 9182								
		電話番号 03-3581-1101 内線 3556									

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP2008/053853

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 請求の範囲の番号
A	JP 8-251117 A (株式会社東芝) 1996.09.27, 図1, 段落【0035】 (ファミリーなし)	1-5
A	WO 2005/025079 A1 (HITACHI KOKUSAI ELECTRIC INC.) 2005.03.17, 図1-図4, 段落 [0009] - [0019] & DE 112004001602 T & CN 1836378 A	1-5
A	JP 3346945 B2 (株式会社リコー) 2002.09.06, 図5 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 11-205260 A (エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社) 1999.07.30, 図8 & WO 1999/035772 A1 & CA 2285198 A	1-5
P, A	JP 2008-17415 A (三菱電機株式会社) 2008.01.24, 図3, 図10, 段落【0028】 - 【0030】, 段落【0052】 - 【0060】 (ファミリーなし)	1-5

## フロントページの続き

(81) 指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, 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, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW

(出願人による申告) 平成18年度、文部科学省、「次世代モバイルインターネット端末の開発」委託研究、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願

(74) 代理人 100122437

弁理士 大宅 一宏

(74) 代理人 100147566

弁理士 上田 俊一

(74) 代理人 100161171

弁理士 吉田 潤一郎

(72) 発明者 藤村 明憲

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

(72) 発明者 曾我部 靖志

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

(72) 発明者 石津 文雄

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

(72) 発明者 高木 直

宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内

(72) 発明者 中瀬 博之

宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内

(72) 発明者 坪内 和夫

宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内

(72) 発明者 亀田 卓

宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内

(72) 発明者 大嶋 尚一

宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内

Fターム(参考) 5K004 GA05 GB00 GC11 HA01

(注) この公表は、国際事務局(WIPO)により国際公開された公報を基に作成したものである。なおこの公表に係る日本語特許出願(日本語実用新案登録出願)の国際公開の効果は、特許法第184条の10第1項(実用新案法第48条の13第2項)により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。