

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4093246号
(P4093246)

(45) 発行日 平成20年6月4日 (2008.6.4)

(24) 登録日 平成20年3月14日 (2008.3.14)

(51) Int.Cl.

H04J 11/00 (2006.01)

F I

H04J 11/00

Z

請求項の数 10 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2005-48728 (P2005-48728)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成17年2月24日 (2005.2.24)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2006-237964 (P2006-237964A)		東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(43) 公開日	平成18年9月7日 (2006.9.7)	(74) 代理人	100074930
審査請求日	平成17年11月25日 (2005.11.25)		弁理士 山本 恵一
		(74) 代理人	100131886
			弁理士 坂本 隆志
		(72) 発明者	小林 聖
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
			本電信電話株式会社内
		(72) 発明者	大幡 浩平
			東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
			本電信電話株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重伝送装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信側に、

所定の最大値以下である第1の帯域幅の情報を有し、各サブキャリアに割り当てられた所定値を入力して、第1の帯域幅に含まれるサブキャリアについては、割り当てられた所定値を出力し、含まれないサブキャリアについては、0を出力する可変重み付け手段と、

可変重み付け手段の出力に対して離散逆フーリエ変換を行い、同期信号を出力する逆フーリエ変換手段と、

を有し、

受信側に、

送信側で、第1の帯域幅に代えて、所定の最大値未満で第1の帯域幅と重複部分を有する第2の帯域幅を使用した場合に出力される同期信号に対応するマッチドフィルタ手段と

、

マッチドフィルタ手段の出力信号のピークを検出してシンボルタイミング基準信号を出力するピーク検出手段と、

を有することを特徴とする直交周波数分割多重伝送装置。

【請求項2】

所定の時系列値と、

所定の時系列値を離散フーリエ変換して出力するフーリエ変換手段と、
を有し、

前記各サブキャリアに割り当てられた所定値は、フーリエ変換手段の出力であることを特徴とする請求項 1 に記載の直交周波数分割多重伝送装置。

【請求項 3】

前記所定の時系列値の変化周期は、前記所定の最大値の逆数より長く、

マッチドフィルタ手段のインパルス応答は、前記所定の時系列値の複素共役に等しいことを特徴とする請求項 2 に記載の直交周波数分割多重伝送装置。

【請求項 4】

可変重み付け手段の出力を記憶保持するメモリ手段を備え、

逆フーリエ変換手段は、メモリ手段に記憶保持された値に対して離散逆フーリエ変換を行うことを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の直交周波数分割多重伝送装置。

10

【請求項 5】

逆フーリエ変換手段の出力を記憶保持するメモリ手段を備え、メモリ手段の読み出し出力を同期信号とすることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の直交周波数分割多重伝送装置。

【請求項 6】

直交周波数分割多重伝送装置での送受信方法であって、

送信側においては、

各サブキャリアに割り当てられた所定値のうち、所定の最大値以下である第 1 の帯域幅に含まれないサブキャリアについては、値を 0 と変更して離散逆フーリエ変換を行うことにより同期信号を生成し、

20

生成した同期信号を含む送信信号を送信し、

受信側においては、

送信側での第 1 の帯域幅に代えて、所定の最大値未満で、第 1 の帯域幅と重複部分を有する第 2 の帯域幅を使用した場合に生成される同期信号に対応するマッチドフィルタに、受信信号に含まれる同期信号を入力し、

マッチドフィルタの出力信号のピークを検出してシンボルタイミング基準信号を得ることを特徴とする方法。

【請求項 7】

前記各サブキャリアに割り当てられた所定値は、所定の時系列値を離散フーリエ変換して得ることを特徴とする請求項 6 に記載の方法。

30

【請求項 8】

前記所定の時系列値の変化周期は、前記所定の最大値の逆数より長く、

マッチドフィルタのインパルス応答は、前記所定の時系列値の複素共役に等しいことを特徴とする請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

前記各サブキャリアに割り当てられた所定値から、前記第 1 の帯域幅に含まれないサブキャリアについての値を 0 と変更したものを記憶保持し、

前記記憶保持した値に対して離散逆フーリエ変換を行うことを特徴とする請求項 6 から 8 のいずれか 1 項に記載の方法。

40

【請求項 10】

前記離散逆フーリエ変換により生成した同期信号を記憶保持し、

送信信号に含まれる同期信号は、前記記憶保持した値を用いることを特徴とする請求項 6 から 8 のいずれか 1 項に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) 伝送装置に関し、より詳しくは OFDM 通信でのシンボルタイミング検出に関する。

50

【背景技術】

【0002】

OFDM通信方式は、高い耐マルチパスフェージング特性を比較的簡易な装置で得られる方式であり、近年、無線LAN (Local Area Network) や、地上波デジタルテレビ放送等で採用されている。OFDM通信方式では、送信側において、送信する情報を複数に分割して、各サブキャリアに対応させ、これを離散フーリエ逆変換処理により時間領域の信号に変換することで、一括してマルチキャリア信号を生成している。離散フーリエ逆変換処理には、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) に代表される高速アルゴリズムが通常使用される。すなわち、OFDM通信方式では、送信データを、複数の低速データに分割して、各低速データに対応するサブキャリアにより送信している。同様に、受信側においては、受信信号のサンプリング後、FFT (Fast Fourier Transform) といった高速アルゴリズムを用いた離散フーリエ変換処理により、受信信号を一括して周波数領域の信号に変換して各サブキャリアの複号を行う。

10

【0003】

OFDM信号の復調のためには、受信側においてシンボルタイミングを検出し、シンボルタイミング同期を確立する必要がある。このため、送信側は、同期シンボル又は同期プリアンブルと呼ばれるシンボルタイミング検出用の同期信号を周期的に送信し、受信側では、同期信号からシンボルタイミングを検出している (例えば、非特許文献1参照。)

【0004】

20

図8は、非特許文献1に記載の従来技術による同期信号生成のブロック図である。図8において、パターンテーブル31は、同期信号を周波数領域で表したものであり、その例を図10に示す。図10において、相対周波数は、使用帯域の中心周波数からのサブキャリア数を示し、周波数が低くなる側を負の値で、周波数が高くなる側を正の値で表し、信号列は、対応サブキャリアに割り当てられた値を示している。

【0005】

逆フーリエ変換器34は、パターンテーブル31の各周波数領域の値に対して、離散逆フーリエ変換処理を行い、時間領域の信号列である同期信号に変換する。本処理は、逆フーリエ変換器34に入力されるパターンテーブル31の値が、マルチキャリアを構成する各サブキャリアに乗算されるので、サブキャリアを個別に変調することと等価である。

30

【0006】

マルチプレクサ35は、入力される同期信号と、データとを交互に選択し、送信信号として出力とする。

【0007】

図9は、従来技術によるシンボルタイミング検出のための同期回路のブロック図である。広帯域マッチドフィルタ41は、そのインパルス応答が同期信号の複素共役となるように構成される。従って、受信信号の同期信号に同期したタイミングでピークを持つマッチドパルスが広帯域マッチドフィルタ41から出力される。このマッチドパルスのピーク位置をピーク検出器42で検出して、シンボルタイミングの基準としている。

【0008】

40

【非特許文献1】平、石津、三宅、“周波数選択性フェージング環境におけるOFDM通信システムのタイミング同期方式”、電子情報通信学会論文誌B Vol. J84-B No. 7、pp. 1255-1264、2001年7月

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

従来技術による同期信号生成では、伝送するサブキャリアの数を変更、例えば、任意のサブキャリアを使用するといった変更を行うことは出来ない。仮に、従来の方法により生成された同期信号を帯域制限等して、使用するサブキャリアを選択したとしても、受信側の広帯域マッチドフィルタ41のインパルス応答は、帯域制限されない広帯域な周波数特

50

性を有しているため、広帯域マッチドフィルタ41のインパルス応答と、帯域制限された狭帯域な同期信号との相関値が小さくなり、従って、マッチドパルスの振幅が小さくなってしまふ。これは、帯域制限された狭帯域な同期信号では、広帯域なインパルス応答の急峻な波形変動を表現できないためである。マッチドパルスの振幅が小さくなってしまふ結果、同期信号に対するマッチドパルスと、雑音又はデータ部分に対するマッチドパルスとを峻別することが困難となり、検出精度が劣化する問題がある。

【0010】

従って、本発明は、同期信号として使用するサブキャリアを容易に選択又は変更可能であり、良好なシンボルタイミングの検出精度を達成できる直交周波数分割多重伝送装置及び方法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】**【0011】**

本発明における直交周波数分割多重伝送装置によれば、送信側に、所定の最大値以下である第1の帯域幅の情報を有し、各サブキャリアに割り当てられた所定値を入力して、第1の帯域幅に含まれるサブキャリアについては、割り当てられた所定値を出力し、含まれないサブキャリアについては、0を出力する可変重み付け手段と、可変重み付け手段の出力に対して離散逆フーリエ変換を行い、同期信号を出力する逆フーリエ変換手段とを有し、受信側に、送信側で、第1の帯域幅に代えて、所定の最大値未満で第1の帯域幅と重複部分を有する第2の帯域幅を使用した場合に出力される同期信号に対応するマッチドフィルタ手段と、マッチドフィルタ手段の出力信号のピークを検出してシンボルタイミング基準信号を出力するピーク検出手段とを有することを特徴とする。

【0012】

本発明の直交周波数分割多重伝送装置における他の実施形態によれば、所定の時系列値と、所定の時系列値を離散フーリエ変換して出力するフーリエ変換手段とを有し、前記各サブキャリアに割り当てられた所定値は、フーリエ変換手段の出力であることも好ましい。

【0013】

また、本発明の直交周波数分割多重伝送装置における他の実施形態によれば、前記所定の時系列値の変化周期は、前記所定の最大値の逆数より長く、マッチドフィルタ手段のインパルス応答は、前記所定の時系列値の複素共役に等しいことも好ましい。

【0014】

更に、本発明の直交周波数分割多重伝送装置における他の実施形態によれば、可変重み付け手段の出力を記憶保持するメモリ手段を備え、逆フーリエ変換手段は、メモリ手段に記憶保持された値に対して離散逆フーリエ変換を行うことも好ましい。

【0015】

更に、本発明の直交周波数分割多重伝送装置における他の実施形態によれば、逆フーリエ変換手段の出力を記憶保持するメモリ手段を備え、メモリ手段の読み出し出力を同期信号とすることも好ましい。

【0016】

本発明における直交周波数分割多重伝送による送受信方法によれば、送信側においては、各サブキャリアに割り当てられた所定値のうち、所定の最大値以下である第1の帯域幅に含まれないサブキャリアについては、値を0と変更して離散逆フーリエ変換を行うことにより同期信号を生成し、生成した同期信号を含む送信信号を送信し、受信側においては、送信側での第1の帯域幅に代えて、所定の最大値未満で、第1の帯域幅と重複部分を有する第2の帯域幅を使用した場合に生成される同期信号に対応するマッチドフィルタに、受信信号に含まれる同期信号を入力し、マッチドフィルタの出力信号のピークを検出してシンボルタイミング基準信号を得ることを特徴とする。

【0017】

本発明の直交周波数分割多重伝送による送受信方法における他の実施形態によれば、

前記各サブキャリアに割り当てられた所定値は、所定の時系列値を離散フーリエ変換して得ることも好ましい。

【0018】

また、本発明の直交周波数分割多重伝送による送受信方法における他の実施形態によれば、

前記所定の時系列値の変化周期は、前記所定の最大値の逆数より長く、マッチドフィルタのインパルス応答は、前記所定の時系列値の複素共役に等しいことも好ましい。

【0019】

更に、本発明の直交周波数分割多重伝送による送受信方法における他の実施形態によれば、

前記各サブキャリアに割り当てられた所定値から、前記第1の帯域幅に含まれないサブキャリアについての値を0と変更したものを記憶保持し、前記記憶保持した値に対して離散逆フーリエ変換を行うことも好ましい。

【0020】

更に、本発明の直交周波数分割多重伝送による送受信方法における他の実施形態によれば、

前記離散逆フーリエ変換により生成した同期信号を記憶保持し、送信信号に含まれる同期信号は、前記記憶保持した値を用いることも好ましい。

【発明の効果】

【0021】

可変重み付け手段により、使用するサブキャリアを変更可能とし、所定の最大帯域幅未満の同期信号に対応したインパルス応答を持つマッチドフィルタを使用することで、サブキャリア数を減少させた場合にもマッチドパルスの振幅が小さくなることを防ぎ、検出精度の劣化を抑えている。

【0022】

所定の時系列値を離散フーリエ変換して出力するフーリエ変換手段により、同期信号は、所定の時系列値を帯域制限した波形となる。所定の時系列値として、平均電力とピーク電力の比が小さく、マッチドパルスのメインローブ幅が狭隘で、マッチドパルスのサイドローブの小さいM系列等を用いることによりピーク電力を高めることなく検出精度を高めることができる。

【0023】

また、所定の時系列値の変化周期を、最大帯域幅の逆数より大きくすることで、所定の時系列値の周波数成分を狭い帯域に集中させ、帯域制限をした場合にも波形歪みが小さく、元の時系列値の特性をもつマッチドフィルタを有効に利用できる。また、マッチドフィルタは、インパルス応答が所定の時系列値そのものの複素共役となるので、M系列のような+1と、-1のみで数値表記可能な時系列値を用いることにより、簡易なハードウェア構成で実現できる。

【0024】

可変重み付け手段の出力を記憶保持するメモリ手段又は逆フーリエ変換手段の出力を記憶保持するメモリ手段を設けることにより、可変重み付け手段及び／又は逆フーリエ変換手段での処理を同期信号の送出ごとに行う必要がなくなり、信号処理量を抑えることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

本発明を実施するための最良の実施形態について、以下では図面を用いて詳細に説明する。

【0026】

図1は、本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第1実施形態での同期信号生成のブロック図である。図1によると、同期信号は、パターンテーブル11と、乗算器12と、重み係数テーブル13と、逆フーリエ変換器14と、マルチプレクサ15とにより生成

10

20

30

40

50

される。

【0027】

パターンテーブル11は、同期信号を周波数領域で表したものであり、その例を図10に示す。図10において、相対周波数は、使用帯域の中心周波数からのサブキャリア数を示し、周波数が低くなる側を負の値で、周波数が高くなる側を正の値で表し、信号列は、対応サブキャリアに割り当てられた値を示している。

【0028】

重み係数テーブル13は、使用する帯域幅の情報、つまり、各サブキャリアの使用又は不使用を示すテーブルであり、図11にその例を示す。図11のA列及びB列、それぞれが、1の同期信号を生成するために用いられ、値“1”は対応するサブキャリアを使用する

10

【0029】

乗算器12は、パターンテーブル11の各サブキャリアの値を、重み係数テーブル13の対応するサブキャリアの値と乗算して出力する。重み係数テーブル13と乗算器12により可変重み付け手段を構成する。

【0030】

逆フーリエ変換器14は、乗算器12の出力に対して、離散逆フーリエ変換処理を行い、時間領域の信号列である同期信号に変換してマルチプレクサ15に出力する。

【0031】

マルチプレクサ15は、入力される同期信号と、データとを交互に選択して送信信号を出力する。

20

【0032】

図3は同期信号を周波数領域で表した図であり、(a)は図11のA列の値を使用したときの、(b)は、図11のB列の値を使用したときの状態を示している。(a)では、中心周波数の正側及び負側からそれぞれ26サブキャリアを選択して使用し、(b)では、中心周波数の正側及び負側からそれぞれ10サブキャリアのみ使用している。以下、図11のA列が、使用する最大帯域幅W2であり、B列が使用する最小帯域幅W1であり、最大帯域幅W2は、最小帯域幅W1を含むものとして説明を行う。

【0033】

図2は、本発明による直交周波数分割多重伝送装置の、シンボルタイミング検出用同期回路のブロック図である。図2によると、シンボルタイミング検出用同期回路は、マッチドフィルタ21と、ピーク検出器22とを有する。

30

【0034】

マッチドフィルタ21は、最小帯域幅W1に対応する、すなわち、図11のB列を使用した場合の同期信号の複素共役となるように構成する。最大帯域幅W2は、最小帯域幅W1を含むため、最大帯域幅W2以下で、最小帯域幅W1を含む帯域を有するいずれの同期信号を使用しても振幅の大きなマッチドパルスを得ることができる。最小帯域幅に含まれないサブキャリアの信号成分は干渉信号として作用するが、これらは、マッチドフィルタ21の帯域外成分であり影響は小さい。

【0035】

ピーク検出器22は、マッチドパルス21の出力からピーク位置を検出して、シンボルタイミングの基準信号を出力する。

40

【0036】

重み係数テーブル13を、最大帯域幅W2以下で、最小帯域幅W1を含む帯域となる範囲で変更することにより使用するサブキャリアを変更可能であり、使用する最小帯域幅W1での同期信号に対応したインパルス応答を持つマッチドフィルタを使用することで、マッチドパルスの振幅が小さくなることを防ぎ、検出精度の劣化を抑えている。

【0037】

図4は、本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第2実施形態での同期信号生成のブロック図である。本実施形態では、図1のパターンテーブル11に代えて、パターンテ

50

ーブル 16 と、フーリエ変換器 17 とを有する。

【0038】

パターンテーブル 16 は、同期信号の時系列値、すなわち、各サンプリング時間と、その時間での値を表したものであり、その例を図 12 に示す。図 12 は、系列長 15 の M 系列（系列：1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1）の各値を 4 つのサンプル値（合計 60 サンプル）で表し、末尾に 0 を 4 つ加えたパターンである。尚、サンプリング時間は、図 10 での総帯域幅、つまり、相対周波数 $-32 \sim +31$ の帯域幅の逆数に相当する。

【0039】

フーリエ変換器 17 は、パターンテーブル 16 の時系列値に対して、離散フーリエ変換処理を行い、周波数領域の信号列に変換する。その後は、図 1 と同じ処理が行われる。図 5 は、図 12 のパターンテーブルを入力としたときのフーリエ変換器 17 の出力を示す図である。

【0040】

M 系列を 4 倍サンプリングした値を入力とすることにより、信号電力の大部分が集中するメインローブは、16 サブキャリア分となる。従って、乗算器 12 において図 11 の B 列に示す重み係数を乗算して帯域制限をしてもメインローブが失われず、帯域制限による波形歪みは最小限に抑えられる。

【0041】

図 4 の構成で生成した同期信号に対する、シンボルタイミング検出用同期回路は図 2 に同じであるが、マッチドフィルタ 21 は、そのインパルス応答がパターンテーブル 16 の複素共役となるように設定される。図 12 のパターンテーブルを用いた場合は、図 12 の各値は実数であるため、図 12 の値そのものとなる。

【0042】

以上の構成により、同期信号は、所定の時系列値を帯域制限した波形となる。従って、平均電力とピーク電力の比が小さく、マッチドパルスのメインローブ幅が狭隘で、マッチドパルスのサイドローブの小さい M 系列等を、所定の時系列値として用いることによりピーク電力を高めることなく検出精度を高めることができる。また、所定の時系列値の変化周期を、最大帯域幅 $W/2$ の逆数より長くすることで、所定の時系列値の周波数成分を狭い帯域に集中させ、帯域制限をした場合にも波形歪みが小さく、元の時系列値の特性をもつマッチドフィルタを有効に利用できる。また、マッチドフィルタは、時系列値そのものの複素共役となるので、M 系列のような +1 と、-1 のみで数値表記可能な時系列値を用いることにより、簡易なハードウェア構成で実現できる。

【0043】

図 6 は、本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第 3 実施形態での同期信号生成のブロック図である。本実施形態では、第 2 実施形態の乗算器 12 と逆フーリエ変換器 14 の間にメモリ 18 が挿入される。メモリ 18 は、乗算器 12 から入力される周波数領域の信号列を記憶保持する。メモリ 18 の内容は、初期化時及び重み係数テーブル 13 の変更時に更新される。

【0044】

以上の構成により、フーリエ変換器 17 及び乗算器 12 での処理を同期信号の送出ごとに行う必要がなくなり、信号処理量を抑えることができる。

【0045】

図 7 は、本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第 4 実施形態での同期信号生成のブロック図である。本実施形態では、第 2 実施形態の逆フーリエ変換器 14 とマルチプレクサ 15 の間にメモリ 18 が挿入される。メモリ 18 は、逆フーリエ変換器 14 から入力される時間領域の信号列を記憶保持する。メモリ 18 の内容は、初期化時及び重み係数テーブル 13 の変更時に更新される。

【0046】

以上の構成により、フーリエ変換器 17、乗算器 12 及び逆フーリエ変換器 14 での処

10

20

30

40

50

理を同期信号の送出ごとに行う必要がなくなり、信号処理量を抑えることができる。

【0047】

以上の実施形態において、同期信号とデータは、逆フーリエ変換器14の後段のマルチプレクサ15で切替えを行っていたが、逆フーリエ変換器14の前段で切り替える構成とすることも可能であり、また、乗算器12での乗算処理に代えて、スイッチを用いて0とする構成も可能である。また、マッチドフィルタのインパルス応答を最小帯域幅の同期信号に対応させる場合で説明したが、使用する同期信号と重複部分がある限りにおいて、最小帯域幅より大きく、最大帯域幅より狭い任意の同期信号に対応させてもよい。この場合は、マッチドフィルタの帯域が広くなるに従い、入力される同期信号の帯域幅との重複部分に応じて、徐々に検出精度が劣化することになるが、最大帯域幅の同期信号に対応するマッチドフィルタを使用する従来の方法よりは、特性の良いシンボルタイミング検出を行うことができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0048】

【図1】本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第1実施形態での同期信号生成のブロック図である。

【図2】本発明による直交周波数分割多重伝送装置の、シンボルタイミング検出用同期回路のブロック図である。

【図3】同期信号を周波数領域で表した図である。

【図4】本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第2実施形態での同期信号生成のブロック図である。

20

【図5】フーリエ変換器の出力を示す図である。

【図6】本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第3実施形態での同期信号生成のブロック図である。

【図7】本発明による直交周波数分割多重伝送装置の第4実施形態での同期信号生成のブロック図である。

【図8】従来技術による同期信号生成のブロック図である。

【図9】従来技術によるシンボルタイミング検出のための同期回路のブロック図である。

【図10】周波数領域のパターンテーブルを示す図である。

【図11】重み係数テーブルを示す図である。

30

【図12】時間領域のパターンテーブルを示す図である。

【符号の説明】

【0049】

11、16、31 パターンテーブル

12 乗算器

13 重み係数テーブル

14、34 逆フーリエ変換器

15、35 マルチプレクサ

17 フーリエ変換器

18 メモリ

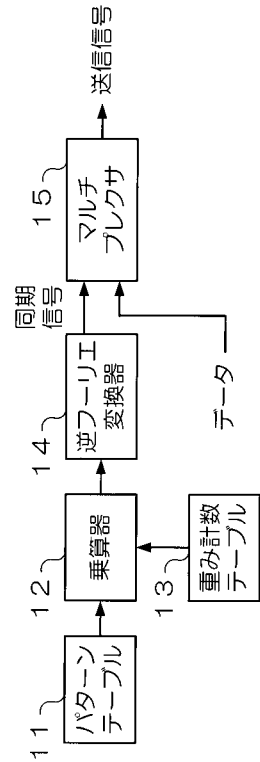
40

21 マッチドフィルタ

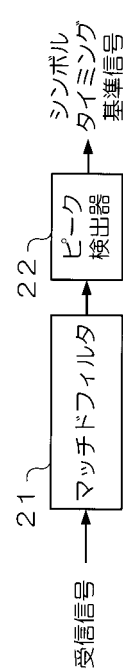
41 広帯域マッチドフィルタ

22、42 ピーク検出器

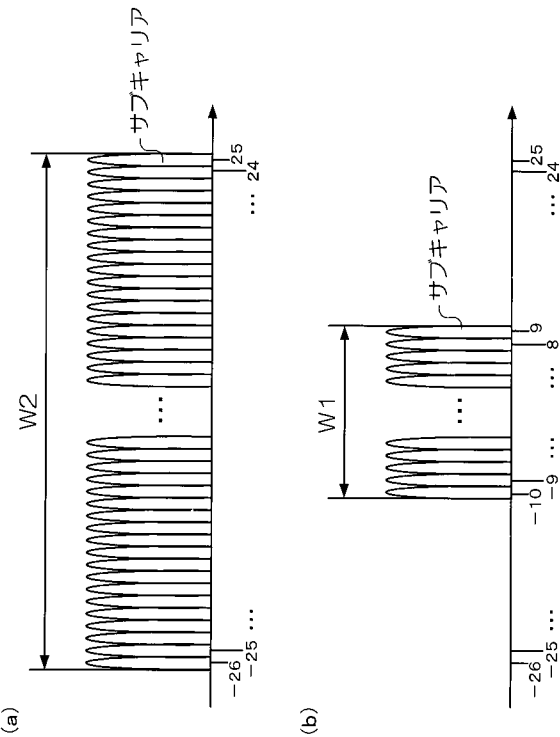
【図 1】



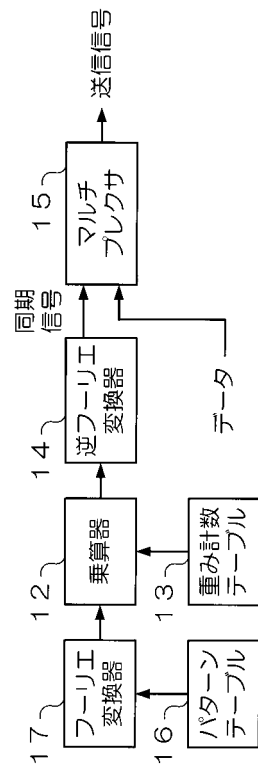
【図 2】



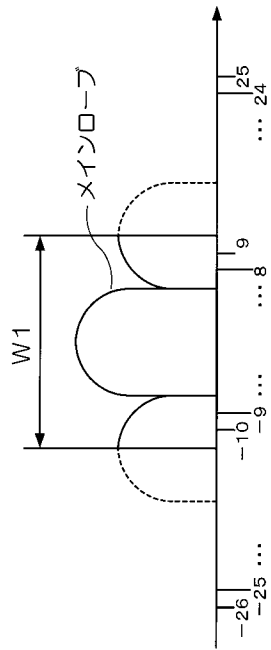
【図 3】



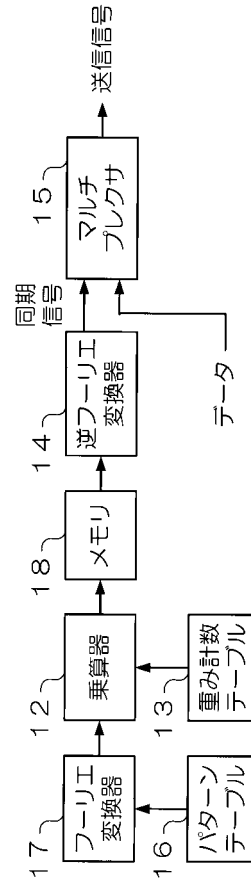
【図 4】



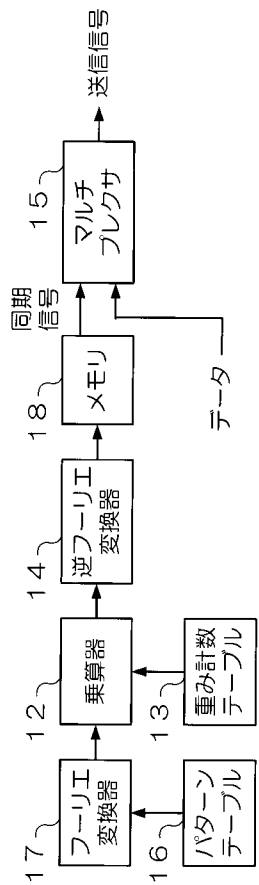
【図 5】



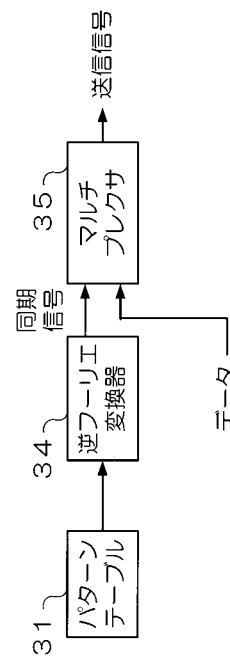
【図 6】



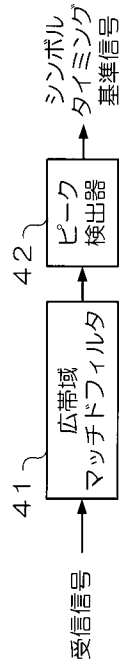
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【図 10】

相対周波数	信号列	相対周波数	信号列
-32	0	0	1
-31	0	1	1
-30	0	2	-1
-29	0	3	-1
-28	0	4	1
-27	0	5	1
-26	1	6	-1
-25	1	7	1
-24	-1	8	-1
-23	-1	9	1
-22	1	10	-1
-21	1	11	-1
-20	-1	12	-1
-19	1	13	-1
-18	-1	14	-1
-17	1	15	1
-16	1	16	1
-15	1	17	-1
-14	1	18	-1
-13	1	19	1
-12	1	20	-1
-11	-1	21	1
-10	-1	22	-1
-9	1	23	1
-8	1	24	1
-7	-1	25	1
-6	1	26	0
-5	-1	27	0
-4	1	28	0
-3	1	29	0
-2	1	30	0
-1	1	31	0

【図 11】

相対周波数	A列	B列	相対周波数	A列	B列
-32	0	0	0	1	1
-31	0	0	1	1	1
-30	0	0	2	1	1
-29	0	0	3	1	1
-28	0	0	4	1	1
-27	0	0	5	1	1
-26	1	0	6	1	1
-25	1	0	7	1	1
-24	1	0	8	1	1
-23	1	0	9	1	1
-22	1	0	10	1	0
-21	1	0	11	1	0
-20	1	0	12	1	0
-19	1	0	13	1	0
-18	1	0	14	1	0
-17	1	0	15	1	0
-16	1	0	16	1	0
-15	1	0	17	1	0
-14	1	0	18	1	0
-13	1	0	19	1	0
-12	1	0	20	1	0
-11	1	0	21	1	0
-10	1	1	22	1	0
-9	1	1	23	1	0
-8	1	1	24	1	0
-7	1	1	25	1	0
-6	1	1	26	0	0
-5	1	1	27	0	0
-4	1	1	28	0	0
-3	1	1	29	0	0
-2	1	1	30	0	0
-1	1	1	31	0	0

【図 12】

時間	信号列	時間	信号列
0	1	32	-1
1	1	33	-1
2	1	34	-1
3	1	35	-1
4	1	36	-1
5	1	37	-1
6	1	38	-1
7	1	39	-1
8	1	40	1
9	1	41	1
10	1	42	1
11	1	43	1
12	1	44	1
13	1	45	1
14	1	46	1
15	1	47	1
16	-1	48	-1
17	-1	49	-1
18	-1	50	-1
19	-1	51	-1
20	-1	52	1
21	-1	53	1
22	-1	54	1
23	-1	55	1
24	-1	56	-1
25	-1	57	-1
26	-1	58	-1
27	-1	59	-1
28	1	60	0
29	1	61	0
30	1	62	0
31	1	63	0

フロントページの続き

(72)発明者 上羽 正純

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特開平09-214463 (JP, A)

特開平11-196064 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00