

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4352082号  
(P4352082)

(45) 発行日 平成21年10月28日(2009.10.28)

(24) 登録日 平成21年7月31日(2009.7.31)

(51) Int. Cl.		F I		
HO4L 27/38	(2006.01)	HO4L 27/00		G
HO4L 27/227	(2006.01)	HO4L 27/22		B
HO4L 7/00	(2006.01)	HO4L 7/00		F
HO4B 1/16	(2006.01)	HO4B 1/16		R

請求項の数 13 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2007-160423 (P2007-160423)	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成19年6月18日(2007.6.18)		株式会社東芝
(65) 公開番号	特開2008-312150 (P2008-312150A)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公開日	平成20年12月25日(2008.12.25)	(74) 代理人	100058479
審査請求日	平成21年3月27日(2009.3.27)		弁理士 鈴江 武彦
		(74) 代理人	100091351
			弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊
		(74) 代理人	100075672
			弁理士 峰 隆司
		(74) 代理人	100109830
			弁理士 福原 淑弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数同期回路、方法、プログラム及びこれらを用いた受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信ベースバンド信号を第1の通倍比で通倍して第1通倍信号を出力する第1の通倍部と、

前記第1通倍信号中の雑音を抑圧してフィルタ信号を出力するフィルタと、

前記フィルタ信号を第2の通倍比で通倍して第2通倍信号を出力する第2の通倍部と、

前記第2通倍信号から前記受信ベースバンド信号の周波数オフセットを推定して推定値を出力する推定部と、

前記受信ベースバンド信号に前記推定値を乗じて前記周波数オフセットを除去するオフセット除去部と、

を具備することを特徴とする周波数同期回路。

【請求項2】

前記受信ベースバンド信号はある変調方式で変調されたシンボルを含み、

前記第1の通倍比は、前記第1の通倍部により前記受信ベースバンド信号の変調成分が除去されるように設定されることを特徴とする請求項1記載の周波数同期回路。

【請求項3】

前記前記第1の通倍比と前記第2の通倍比との和は、前記推定値の推定誤差が許容範囲内に収まるように設定されることを特徴とする請求項1記載の周波数同期回路。

【請求項4】

前記第1通倍信号を高速フーリエ変換して振幅スペクトルを出力する高速フーリエ変換

器と、

前記振幅スペクトルを二乗した電力スペクトルから前記第 1 通倍信号の帯域幅を推定する帯域幅推定部と、

前記帯域幅が予め定める閾値以上であれば、前記第 1 の通倍比をより大きく設定する設定部と、

を更に具備することを特徴とする請求項 1 記載の周波数同期回路。

【請求項 5】

前記フィルタは、

前記第 1 通倍信号を高速フーリエ変換して第 1 振幅スペクトルを出力する高速フーリエ変換器と、

前記第 1 振幅スペクトルを二乗した電力スペクトルから、前記第 1 通倍信号の周波数オフセットを推定する通倍周波数オフセット推定部と、

前記第 1 通倍信号の周波数オフセットに基づいて前記第 1 振幅スペクトルの雑音を抑圧して、第 2 振幅スペクトルを出力する抑圧部と、

前記第 2 振幅スペクトルを高速逆フーリエ変換して前記フィルタ信号を出力する高速逆フーリエ変換器と

を含むことを特徴とする請求項 1 記載の周波数同期回路。

【請求項 6】

入力信号に周波数オフセットの累積推定値を乗じて前記周波数オフセットを除去しオフセット除去信号を出力するオフセット除去部と、

前記オフセット除去信号を第 1 の通倍比で通倍して第 1 通倍信号を出力する第 1 の通倍部と、

前記第 1 通倍信号中の雑音を抑圧してフィルタ信号を出力するフィルタと、

前記フィルタ信号を第 2 の通倍比で通倍して第 2 通倍信号を出力する第 2 の通倍部と、

前記第 2 通倍信号から前記周波数オフセットを推定して前記累積推定値及び残留推定値を出力する推定部と、

前記残留推定値が許容範囲内に収まるように前記第 2 通倍比を設定する設定部と、

を具備することを特徴とする周波数同期回路。

【請求項 7】

前記入力信号はある変調方式で変調されたシンボルを含み、

前記第 1 の通倍比は、前記第 1 の通倍部により前記受信ベースバンド信号の変調成分が除去されるように設定されることを特徴とする請求項 6 記載の周波数同期回路。

【請求項 8】

変調されたシンボルを含む受信ベースバンド信号または前記オフセット除去信号のいずれか一方を一時的に記憶して前記入力信号として出力するバッファと、

前記残留推定値の絶対値が閾値未満であれば前記受信ベースバンド信号が前記バッファに記憶され、前記推定値の絶対値が予め定める前記閾値以上であれば前記オフセット除去信号が前記バッファに記憶されるように前記バッファの入力を切り替える切り替え部と、を更に具備することを特徴とする請求項 6 記載の周波数同期回路。

【請求項 9】

前記第 1 通倍信号を高速フーリエ変換して振幅スペクトルを出力する高速フーリエ変換器と、

前記振幅スペクトルを二乗した電力スペクトルから前記第 1 通倍信号の帯域幅を推定する帯域幅推定部と、

前記帯域幅が予め定める閾値以上であれば、前記第 1 の通倍比をより大きく設定する設定部と、

を更に具備することを特徴とする請求項 6 記載の周波数同期回路。

【請求項 10】

前記フィルタは、

前記第 1 通倍信号を高速フーリエ変換して第 1 振幅スペクトルを出力する高速フーリエ

10

20

30

40

50

変換器と、

前記第 1 振幅スペクトルを二乗した電力スペクトルから、前記第 1 逡倍信号の周波数オフセットを推定する逡倍周波数オフセット推定部と、

前記第 1 逡倍信号の周波数オフセットに基づいて前記第 1 振幅スペクトルの雑音を抑圧して、第 2 振幅スペクトルを出力する抑圧部と、

前記第 2 振幅スペクトルを高速逆フーリエ変換して前記フィルタ信号を出力する高速逆フーリエ変換器と

を含むことを特徴とする請求項 6 記載の周波数同期回路。

【請求項 1 1】

変調されたシンボルを含む受信信号をダウンコンバートして、受信ベースバンド信号を出力する受信部と、

前記受信ベースバンド信号から周波数オフセットを除去して、オフセット除去信号を出力する請求項 1 記載の周波数同期回路と、

前記シンボルのタイミングを同期するシンボル同期部と、

前記タイミングに従ってシンボルを復調する復調部と

を具備することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 2】

受信ベースバンド信号を第 1 の逡倍比で逡倍して第 1 逡倍信号を出力し、

前記第 1 逡倍信号中の雑音を抑圧してフィルタ信号を出力し、

前記フィルタ信号を第 2 の逡倍比で逡倍して第 2 逡倍信号を出力する第 2 の逡倍部と、  
前記第 2 逡倍信号から前記受信ベースバンド信号の周波数オフセットを推定して推定値を出力し、

前記受信ベースバンド信号に前記推定値を乗じて前記周波数オフセットを除去することを特徴とする周波数同期方法。

【請求項 1 3】

コンピュータを

受信ベースバンド信号を第 1 の逡倍比で逡倍して第 1 逡倍信号を出力する第 1 の逡倍手段、

前記第 1 逡倍信号中の雑音を抑圧してフィルタ信号を出力するフィルタ手段、

前記フィルタ信号を第 2 の逡倍比で逡倍して第 2 逡倍信号を出力する第 2 の逡倍手段、  
前記第 2 逡倍信号から前記受信ベースバンド信号の周波数オフセットを推定して推定値を出力する推定手段、

前記受信ベースバンド信号に前記推定値を乗じて前記周波数オフセットを除去するオフセット除去手段

として機能させるための周波数同期プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、受信ベースバンド信号の周波数オフセットをキャンセルする周波数同期回路、方法、プログラム及びこれらを用いた受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

一般に、無線通信では送受間の周波数同期が必要となる。非特許文献 1 には直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を用いる無線通信システムにおける周波数同期の手法が開示されている。

【0003】

より詳しくは、非特許文献 1 ではサイクリックプリフィックスが適用されるガードインターバルの相関性を利用して位相回転量を推定・補正する粗周波数同期と、高速フーリエ変換 (FFT) 処理後のサブキャリアでの位相回転量を推定・補正する精周波数同期との 2 段階で周波数同期を行っている。ガードインターバルにサイクリックプリフィックスが

10

20

30

40

50

適用される無線通信システムでは、OFDMシンボル毎にシンボルの末尾がガードインターバルとして先頭にコピーされ、ガードインターバルの繰り返しによる相関性から位相回転量を推定することができる。

【0004】

一方、特許文献1の段落[0002]～[0004]及び図43には、受信信号を逡倍処理して変調成分を除去した後に、周波数同期に必要な周波数オフセットを推定する手法が記載されている。

【特許文献1】特開平9-214293号公報

【非特許文献1】802.11高速無線LAN教科書, ISBN4-87280-490-2

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

非特許文献1に記載されている手法は、粗周波数同期を行うにあたってガードインターバルにサイクリックプリフィックスが適用される無線通信システムを前提している。従って、ガードインターバルにユニークワードが適用される無線通信システムや、送信信号が持続時間の短いいわゆるパースト信号である場合には、周波数オフセットが効果的にキャンセルされない。

【0006】

一方、特許文献1に記載の逡倍処理を用いる手法では、逡倍比を上げすぎると逡倍信号の信号対雑音比(SNR)が劣化し、周波数オフセットの推定精度が低下する。従って逡倍比の上限が限られるため、キャンセル可能な周波数オフセットも限られてしまう。

20

【0007】

従って、本発明は周波数オフセットをより効果的にキャンセル可能な周波数同期回路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】

【0008】

本発明の一態様に係る周波数同期回路は、受信ベースバンド信号を第1の逡倍比で逡倍して第1逡倍信号を出力する第1の逡倍部と；前記第1逡倍信号中の雑音を抑圧してフィルタ信号を出力するフィルタと；前記フィルタ信号を第2の逡倍比で逡倍して第2逡倍信号を出力する第2の逡倍部と；前記第2逡倍信号から前記受信ベースバンド信号の周波数オフセットを推定して推定値を出力する推定部と；前記受信ベースバンド信号に前記推定値を乗じて前記周波数オフセットを除去するオフセット除去部と；を具備する。

30

【0009】

本発明の他の態様に係る周波数同期回路は、入力信号に周波数オフセットの累積推定値を乗じて前記周波数オフセットを除去しオフセット除去信号を出力するオフセット除去部と；前記オフセット除去信号を第1の逡倍比で逡倍して第1逡倍信号を出力する第1の逡倍部と；前記第1逡倍信号中の雑音を抑圧してフィルタ信号を出力するフィルタと；前記フィルタ信号を第2の逡倍比で逡倍して第2逡倍信号を出力する第2の逡倍部と；前記第2逡倍信号から前記周波数オフセットを推定して前記累積推定値及び残留推定値を出力する推定部と；前記残留推定値が許容範囲内に収まるように前記第2逡倍比を設定する設定部と；を具備する。

40

【発明の効果】

【0010】

本発明によれば、ガードインターバルにユニークワードが用いられたり、送信信号がパースト信号であったりしても、周波数オフセットを効果的にキャンセルすることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

以下、図面を参照して本発明の実施形態について説明する。

50

## (第1の実施形態)

図1に示すように、本発明の第1の実施形態に係る周波数同期回路は、逡倍部100、周波数オフセット推定部140及びミキサ150を有する。この周波数同期回路の入力であるデジタル変調されたシンボルを含む受信ベースバンド信号11は、逡倍部100及びミキサ150に入力される。

## 【0012】

逡倍部100は、入力された受信ベースバンド信号11を予め定められた逡倍比で逡倍して、逡倍信号を周波数オフセット推定部140に渡す。逡倍部100から出力される逡倍信号は、周波数オフセット推定部140に入力される。

## 【0013】

周波数オフセット推定部140では逡倍信号から受信ベースバンド信号11の周波数オフセットが推定される。後述するように、逡倍部100によって受信ベースバンド信号11を逡倍した後に、周波数オフセットを推定すると、推定精度を改善することができる。周波数オフセットの推定値15は、オフセット除去部150に入力される。

## 【0014】

オフセット除去部150は、例えばミキサとフィルタを含み、ミキサにより入力を受信ベースバンド信号11に周波数オフセットの推定値15(推定オフセット周波数)を乗じる。受信ベースバンド信号11に周波数オフセットの推定値15を乗じると、受信ベースバンド信号11の周波数と推定値15との和及び差の周波数成分が得られる。そこで、オフセット除去部150ではさらにミキサの出力からフィルタにより和の周波数成分を除去して差の周波数成分のみを抽出することにより、周波数オフセットが除去された、受信ベースバンド信号11の周波数成分のみを出力する。

## 【0015】

次に、逡倍部100について説明する。逡倍部100は、例えば図2に示すように、第1の逡倍部110、フィルタ120及び第2の逡倍部130を有し、逡倍処理を2段階にわたって行っている。

## 【0016】

第1の逡倍部110は、逡倍部100への入力信号を予め定められる第1の逡倍比で逡倍して、第1逡倍信号12をフィルタ120に渡す。ここで、第1の逡倍比は、受信ベースバンド信号11の変調成分を除去できるような値に設定されることが望ましい。一例として、受信信号が4相位相シフトキーイング(QPSK)で変調されたシンボル列で構成される場合について考える。このとき、I-Q平面上でのシンボルの信号点配置(コンスタレーション)は次のようになる。シンボル「00」はI-Q平面上の位相 $\pi/4$ の点に、シンボル「01」はI-Q平面上の位相 $3\pi/4$ の点に、シンボル「11」はI-Q平面上の位相 $5\pi/4$ の点に、シンボル「10」はI-Q平面上の位相 $7\pi/4$ の点に夫々配置される。

## 【0017】

第1の逡倍比を「4」とすれば、受信ベースバンド信号11に含まれる各シンボルの変調成分が除去される。即ち、受信ベースバンド信号11を逡倍比4で逡倍すると、シンボル「00」の変調成分の位相は $4\pi/4$ になり、シンボル「10」の変調成分の位相は $3\pi/4$ ( $=4\pi/4 - \pi/4$ )になり、シンボル「11」の変調成分の位相は $5\pi/4$ ( $=4\pi/4 + \pi/4$ )になり、シンボル「10」の変調成分の位相は $7\pi/4$ ( $=4\pi/4 - 3\pi/4$ )になって、シンボルの変調成分が除去された第1逡倍信号12が得られる。

## 【0018】

フィルタ120は、第1の逡倍部110から出力される第1逡倍信号12から第1の逡倍比で逡倍された周波数オフセットを検出する。すなわち、フィルタ120は逡倍された周波数オフセット近傍の第1帯域の信号成分を通過させ、それ以外の第2帯域に存在する雑音成分を抑圧し、第1帯域の信号成分をフィルタ信号13として第2の逡倍部130へと渡す。フィルタ120の具体的な構成は特に限定しないが、例えば第1逡倍信号12とフィルタ関数との畳み込み演算によりフィルタリング処理を実現する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 9 】

第2の通倍部130は、フィルタ120からのフィルタ信号13を第2の通倍比で通倍して、第2通倍信号14を出力する。第2の通倍比について次に示す表を用いて説明する。

## 【 0 0 2 0 】

【表1】

変調方式	最終的な通倍比	第1の通倍比	第2の通倍比
BPSK	P	2	P-2
$\pi/2$ BPSK	P	4	P-4
QPSK	P	4	P-4
$\pi/4$ QPSK	P	8	P-8
M-PSK	P	M	P-M
M-QAM	P	4	P-4

10

## 【 0 0 2 1 】

表1に示すように、第2の通倍比は通倍部100による最終的な通倍比Pから第1の通倍比を減算した値となる。最終的な通倍比Pは、後述する周波数オフセットの推定誤差を、本実施形態に係る周波数同期回路が用いられるシステムにおいて許容される範囲内に抑えるために必要とされる通倍比である。尚、表1で示される変調方式と第1の通倍比の対応はあくまで一例であり、これに限定されるものでない。従って、表1に示した第1の通倍比を増加または減少させ、これに応じて第2の通倍比を減少または増加させてもよい。

20

## 【 0 0 2 2 】

ここで、本実施形態に係る周波数同期回路の通倍処理を2段階に分割して行う技術的意義について説明する。

例えば、図1に示す通倍部100を、QPSKで変調されたシンボル列で構成される信号を単にP通倍するだけの通倍部に置き換えたとする。このとき、図3Aに示す通倍信号が得られる。一般に信号をm通倍すると、信号対雑音比(SNR)が $10 \log_{10} m$ (dB)劣化し、雑音成分が広帯域に亘って信号成分に影響を与える。従って通倍部100において大きな通倍比で受信ベースバンド信号11を通倍してSNRが劣化すると、周波数オフセット推定部140による周波数オフセットの推定が困難となる。

30

## 【 0 0 2 3 】

一方、図2に示すように通倍処理を2段階に分け、受信ベースバンド信号11を第1の通倍部110において第1の通倍比「4」で通倍し、フィルタ120で第1通倍信号12のフィルタリング処理を行い、第2の通倍部において第2の通倍比「P-4」で通倍すると、図3Bに示すようなSNRの高い第2通倍信号14が得られる。

## 【 0 0 2 4 】

即ち、第1の通倍部110では、フィルタ120にて雑音を抑圧し周波数オフセットを抽出する際に必要な程度の通倍処理しか行わない。フィルタ120では第1通倍信号12の周波数オフセット近傍の第1帯域を除く第2帯域に存在する雑音を抑圧しているため、SNRの劣化を最小限に抑えることができる。従って、フィルタ120の出力信号を第2の通倍部130によって通倍して得られる第2通倍信号14は図3Bに示すように、図3Aに示す第1通倍信号12に比べて周波数オフセットを推定しやすい高SNRの信号となっている。

40

## 【 0 0 2 5 】

周波数オフセット推定部140は、通倍部100からの通倍信号(第2通倍信号14)から受信ベースバンド信号11の周波数オフセットを推定し、推定値15をミキサ150に渡す。具体的には、周波数オフセット推定部140は、例えばディスクリミネータ(周波数弁別器)または高速フーリエ変換を用いて通倍信号から周波数オフセットを推定する。

50

## 【 0 0 2 6 】

まず、ディスクリミネータを用いて周波数オフセットを推定する手法について説明する。任意のサンプル番号  $n$  に対応する複素離散時間信号  $x(n) = I(n) + jQ(n)$  が入力された時、ディスクリミネータの出力  $f(n)$  は、以下のように表すことができる。

## 【 0 0 2 7 】

## 【 数 1 】

$$f(n) = \frac{f_s}{2\pi} \text{Arc sin}(I(n)Q(n+1) - I(n+1)Q(n)) \quad (1)$$

## 【 0 0 2 8 】

ここで、 $f_s$  はサンプリング周波数を示している。このディスクリミネータの出力  $f(n)$  が周波数オフセットに相当する。このようにディスクリミネータを用いて式(1)の  $f(n)$  を検出することにより、周波数オフセットを推定することができる。

10

## 【 0 0 2 9 】

次に、高速フーリエ変換を用いて周波数オフセットを推定する手法について説明する。上記複素離散時間信号  $x(n)$  を高速フーリエ変換して得られた電力スペクトルのピークに対応する周波数が周波数オフセットに相当する。即ち、高速フーリエ変換を用いて電力スペクトルのピークを与える周波数を検出することにより、周波数オフセットを推定することができる。

## 【 0 0 3 0 】

ここで、上記ピーク検出に比べて精度良く周波数オフセットを推定する手法について幾つか例示する。

20

## 【 0 0 3 1 】

まず、ディスクリミネータの出力を用いて周波数オフセットを推定する手法について説明する。周波数オフセット  $f_o$  は、ディスクリミネータの出力を  $f(k)$  とすると、例えば  $f(k)$  の平均値で推定され、次式で表すことができる。

## 【 0 0 3 2 】

## 【 数 2 】

$$f_o = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} f(k) \quad (2)$$

30

## 【 0 0 3 3 】

ここで、 $f_o$  は周波数オフセット、 $K$  は信号のサイズを夫々示している。また、ディスクリミネータの出力  $f(k)$  の中央値を周波数オフセットとしてもよい。

## 【 0 0 3 4 】

次に、高速フーリエ変換を用いて、周波数オフセットを推定する手法について説明する。周波数オフセット  $f_o$  は、例えば図4に示すように、電力スペクトルの最大ピークから予め定める  $X$  dB のレベル低下が検出される周波数  $f_1$  及び  $f_2$  の算術平均で推定できる。また、以下に示す式に従って電力スペクトル  $p(k)$  の加重平均を周波数オフセットと推定してもよい。

40

## 【 0 0 3 5 】

## 【 数 3 】

$$f_o = \frac{\sum_{k=-K/2}^{K/2-1} k \cdot p(k)}{\sum_{k=-K/2}^{K/2-1} |p(k)|} \quad (3)$$

50

## 【 0 0 3 6 】

ここで、 $f_0$ は周波数オフセット、 $K$ は高速フーリエ変換のサイズを夫々示す。

## 【 0 0 3 7 】

最後に、ゼロクロス点の間隔から周波数オフセットを推定する手法について説明する。第  $i$  番目のゼロクロス点から第  $i + 1$  番目までのゼロクロス点の間隔を  $T_{di}$  とし、ゼロクロス点の数が  $L$  個であったとすると、周波数オフセットは次のように推定できる。

## 【 0 0 3 8 】

## 【 数 4 】

$$f_0 = \frac{\sum_{k=-K/2}^{K/2-1} k \cdot p(k)}{\sum_{k=-K/2}^{K/2-1} |p(k)|} \quad (4)$$

10

## 【 0 0 3 9 】

周波数オフセット推定部 140 は以上のように周波数オフセットを推定するが、ディスクリミネータによる手法では、周波数オフセットが低域な場合に推定精度が  $SNR$  の影響を強く受ける。また、高速フーリエ変換による手法では、1ピン (BIN) あたりの周波数分解能  $f$  による推定精度の限界が存在する。しかしながら、本実施形態では周波数オフセット推定部 140 は、入力信号から直接的に周波数オフセットを推定せずに、通倍信号から間接的に周波数オフセットを推定するため、以下に説明するように上記推定精度を向上させることができる。

20

## 【 0 0 4 0 】

高速フーリエ変換によって得られた電力スペクトルのピークから周波数オフセットを推定する場合について考える。上記電力スペクトルのピークに対応する BIN 番号を  $k$  とし、周波数分解能を  $f$  とする。このとき、入力信号の周波数オフセット  $f_0$  は  $k * f$  と推定されるが実際には、 $(k - 1) * f < f_0 < (k + 1) * f$  の範囲に存在しうる。即ち、上記推定値  $k * f$  には、最大で  $f$  の推定誤差が含まれ得る。一方、入力信号を  $m$  通倍した通倍信号の周波数オフセット  $f_{m0}$  ( $= m * f_0$ ) は  $k * m * f$  と推定され、 $(k * m - 1) * f < f_{m0} < (k * m + 1) * f$  の範囲に存在しうる。この通倍信号の周波数オフセット  $f_{m0}$  を通倍比  $m$  で分周すると、入力信号の周波数オフセット  $f_0$  の推定値  $k * f$  が得られるが、このときの周波数オフセット  $f_0$  は、 $(k - 1 / m) * f < f_0 < (k + 1 / m) * f$  の範囲に存在することとなり、推定誤差は高々  $f / m$  となる。即ち、通倍比の逆数倍にまで推定誤差を縮小することができる。尚、前述したように入力信号を  $m$  通倍することで  $SNR$  は  $10 \log_{10}(m)$  劣化するため、高速フーリエ変換のサイズを  $K$  とすれば、最終的な  $SNR$  への影響は  $10 \log_{10}(K / m)$  となる。従って、通倍比を大きくし過ぎると  $SNR$  の劣化を招くこととなる。

30

## 【 0 0 4 1 】

図 5 A、図 5 B 及び図 5 C は、8 通倍、16 通倍及び 32 通倍信号を周波数オフセット推定部 140 に入力した場合の周波数オフセット推定誤差を夫々示している。図 5 A、図 5 B 及び図 5 C では、横軸が  $SNR$  [dB]、縦軸が周波数オフセット推定誤差 [Hz] を夫々表しており、フィルタ 120 が有る場合と無い場合の両方をプロットしている。図 5 A、図 5 B 及び図 5 C から、フィルタ 120 によって特に  $SNR$  が低い場合における、周波数オフセット推定誤差が改善されることがわかる。また、通倍比が増大するに従って周波数オフセット推定誤差が改善されるという前述した性質も確認することができる。

40

## 【 0 0 4 2 】

ミキサ 150 は、受信ベースバンド信号 11 から周波数オフセット推定部 140 より与えられた上記推定値 15 をキャンセルして、オフセット除去信号 16 を出力する。

## 【 0 0 4 3 】

50



以下、図 6 に示すフローチャートを用いて本実施形態に係る周波数同期方式について説明する。

まず、入力信号を第 1 の通倍比で通倍する（ステップ S 7 0 1）。ここで、第 1 の通倍比は例えば、入力信号に含まれるシンボルの変調成分を抑圧する程度の数とする。次に、ステップ S 7 0 1 で得られた第 1 通倍信号 1 2 から周波数オフセット近傍の第 1 帯域を除く第 2 帯域における雑音を抑圧するフィルタ処理を行う（ステップ S 7 0 2）。

【 0 0 4 4 】

次に、ステップ S 7 0 2 で得られたフィルタ信号 1 3 を第 2 の通倍比で通倍する（ステップ S 7 0 3）。ここで、第 2 の通倍比は例えば、周波数オフセットの推定誤差を本実施形態に係る周波数同期方式が用いられるシステムにおいて許容される範囲内に抑えるために必要な通倍比から上記第 1 の通倍比を減じた数とする。

10

【 0 0 4 5 】

次に、ステップ S 7 0 3 で得られた第 2 通倍信号 1 4 から周波数オフセットを推定する（ステップ S 7 0 4）。例えば、第 2 通倍信号 1 4 を高速フーリエ変換して得られた電力スペクトルのピークに対応する周波数を通倍比で分周することにより、周波数オフセットが推定される。

【 0 0 4 6 】

次に、ステップ S 7 0 5 で得られた周波数オフセットを上記入力信号からキャンセルする（ステップ S 7 0 6）。例えば、上記入力信号と周波数オフセットを乗算し、低域成分のみを取り出すことにより、入力信号から周波数オフセットがキャンセルされる。

20

【 0 0 4 7 】

以上説明したように、本実施形態では通倍処理を 2 段階に分割し、間にフィルタリング処理を挿入することにより、周波数オフセットの推定誤差を改善している。従って、本実施形態によれば持続時間の短いバースト信号や、中国の地上デジタル放送方式（DTMB）または 3 G P P のようなユニークワードを用いるシステムに対しても周波数オフセットを効果的にキャンセルすることができる。

【 0 0 4 8 】

（第 2 の実施形態）

図 7 に示すように本発明の第 2 の実施形態に係る周波数同期回路は、通倍部 2 0 0、周波数オフセット推定部 2 4 0、ミキサ 1 5 0 及び通倍比設定部 2 6 0 を有する。図 7 において図 1 と同一部分には同一符号を付し、詳細な説明を省略する。

30

【 0 0 4 9 】

ミキサ 1 5 0 は、デジタル変調されたシンボルを含む受信ベースバンド信号 1 1 から、予め周波数オフセット推定部 2 4 0 より与えられた周波数オフセットの累積推定値 1 5 B をキャンセルしたオフセット除去信号 1 6 を出力する。また、このオフセット除去信号 1 6 は通倍部 2 0 0 にも入力される。

【 0 0 5 0 】

通倍部 2 0 0 は、基本的に上記第 1 の実施形態に係る通倍部 1 0 0 と同様であるが、後述する通倍比設定部 2 6 0 によって最終的な通倍比が設定されると、これに伴って第 2 の通倍比を変化させることが可能である。通倍部 2 0 0 は、入力されたオフセット除去信号 1 6 に上記通倍部 1 0 0 と同様の処理を施し、通倍信号を周波数オフセット推定部 2 4 0 に渡す。

40

【 0 0 5 1 】

周波数オフセット推定部 2 4 0 は上記通倍信号から残留する周波数オフセットを推定し、周波数オフセットの残留推定値 1 5 A を通倍比設定部 2 6 0 に渡すと共に、上記残留推定値を累積した累積推定値 1 5 B をミキサ 1 5 0 に渡す。ここで、前述したように本実施形態に係る周波数同期回路を最初に動作させる際に、ミキサ 1 5 0 に与える周波数オフセットの累積推定値 1 5 B の初期値が必要となるが、例えば 0 を用いることにする。前述したように、周波数オフセット推定部 2 4 0 では、ミキサ 1 5 0 にて周波数オフセットの累積推定値 1 5 B をキャンセルされたオフセット除去信号 1 6 を通倍処理後、残留する周波

50

数オフセットを推定している。例えば、周波数オフセット推定部 240 が高速フーリエ変換を用いて周波数オフセットを推定しているとすれば、通倍信号の振幅スペクトルより得られた電力スペクトルのピークに対応する BIN 番号に、周波数分解能  $f$  を乗じた値から通倍部 200 における通倍比を除することで残留する周波数オフセットを推定する。第  $i$  回目の残留推定値を  $f_{oi}$  とすると、第  $p$  回目の残留推定値は  $f_{op}$  であり、ミキサ 150 でキャンセルされるオフセット周波数の累積推定値  $15B$  は  $f_{o1} + f_{o2} + \dots + f_{op}$  となる。周波数オフセットの残留推定値  $f_{oi}$  の絶対値は単調に減少するから、推定が行われる毎に残留推定値は 0 に近づき、ミキサ 150 にてキャンセルされる周波数オフセットの累積推定値  $15B$  は真の値に収束する。

【0052】

10

通倍比設定部 260 は、周波数オフセット推定部 240 からの周波数オフセットの残留推定値  $15A$  に基づいて決まる通倍比を通倍部 200 に設定する。標本化定理より、通倍部 200 に設定することのできる最大の通倍比  $n$  はサンプリング周波数  $f_s$  及び残留周波数オフセット  $f_o$  を用いて、 $n = f_s / |2f_o|$  で表すことができる。前述したように周波数オフセット推定部 240 の出力する残留推定値  $15A$  の絶対値は単調に減少し、0 に収束するから通倍比設定部 260 の設定できる通倍比は等価的に無限大となる。従って、理想的には、通倍比設定部 260 は通倍部 200 に設定可能な通倍比を際限なく増大させることができるため、本実施形態に係る周波数同期回路が用いられるシステムに応じて最適な通倍比を設定することができる。

【0053】

20

以上説明したように、本実施形態では周波数オフセットの残留推定値を累積し、この累積推定値をキャンセルした受信ベースバンド信号から更に残留する周波数オフセットを推定している。従って、本実施形態によれば、周波数オフセットの残留推定値は次第に 0 に収束するため、サンプリング周波数に関係なく所望の通倍比を設定し、周波数オフセットを効果的にキャンセルすることができる。

【0054】

(第3の実施形態)

図 8 に示すように本発明の第 3 の実施形態に係る周波数同期回路は、スイッチ 370、バッファ 380、ミキサ 150、通倍部 200、周波数オフセット推定部 240、通倍比設定部 260 及び切り替え判定部 390 を有する。図 8 において図 7 と同一部分には同一

30

【0055】

スイッチ 370 は、デジタル変調されたシンボルを含む受信ベースバンド信号 11 またはミキサ 150 からのオフセット除去信号 16 のうち、切り替え判定部 390 によって指定された一方がバッファ 380 に入力されるように接続を切り替える。

【0056】

バッファ 380 は、スイッチ 370 を介して入力された信号を一時的に蓄えると共に、ミキサ 150 へと出力する。バッファ 380 に蓄えられた信号は、入力される信号によって逐次更新される。

【0057】

40

ミキサ 150 は、バッファ 380 の出力信号から周波数オフセット推定部 240 より与えられた周波数オフセットの累積推定値  $15B$  をキャンセルし、オフセット除去信号 16 を通倍部 200 に渡す。また、この際にスイッチ 370 の接続次第で、オフセット除去信号 16 は前述したようにスイッチ 370 を介してバッファ 380 へと入力される。

【0058】

周波数オフセット推定部 240 は上記第 2 の実施形態と同様に通倍部 200 からの通倍信号に基づいて残留する周波数オフセットを推定し、残留推定値  $15A$  を通倍比設定部 260 及び切り替え判定部 390 に渡し、累積推定値  $15B$  をミキサ 150 に渡す。

【0059】

切り替え判定部 390 は例えば、通倍比設定部 260 から与えられた周波数オフセット

50

の残留推定値の絶対値を予め定める閾値と比較し、比較結果に応じてスイッチ 370 の切り替えを行う。具体的には、上記絶対値が上記閾値未満であれば受信ベースバンド信号 11 がバッファ 380 に入力されるように、上記絶対値が上記閾値以上であればミキサ 150 からのオフセット除去信号 16 がバッファ 380 に入力されるようにスイッチ 370 を切り替える。尚、切り替え判定部 390 による切り替えの判定条件は上記したものに限られず、例えば周波数オフセットの推定累積値 15B が予め定められた範囲内になった場合に切り替えを行っても良い。また、本実施形態に係る周波数同期回路が用いられる受信装置において、切り替え判定部 390 はビット誤り率 (BER) が予め定められた値を下回った場合に切り替えを行っても良い。

#### 【0060】

以上説明したように、本実施形態では周波数オフセットが十分キャンセルできるまで同期処理を繰り返している。従って、本実施形態によればバースト信号のような持続時間が限られた信号であっても効果的に周波数オフセットをキャンセルできる。また、高速引き込みが必要とされるシステムにおいても本実施形態は有効である。

#### 【0061】

(第4の実施形態)

本発明の第4の実施形態に係る周波数同期回路は、前述した第1乃至第3の実施形態のいずれかにおいて、逓倍部を図9に示す逓倍部に置き換えたものである。図9に示すように、本実施形態に係る逓倍部は第1の逓倍部 410、高速フーリエ変換器 (FFT) 411、帯域幅推定部 412、逓倍比設定部 413、フィルタ 420 及び第2の逓倍部 430 を有する。

#### 【0062】

第1の逓倍部 410 は、基本的に上記第1の実施形態に係る第1の逓倍部 110 と同様であるが、後述する逓倍比設定部 413 によって第1の逓倍比が設定される。即ち、第1の逓倍部 410 は、デジタル変調されたシンボルを含む受信信号を逓倍比設定部 413 によって設定された第1の逓倍比で逓倍して、第1逓倍信号 12 をフィルタ 420 に渡す。また、第1逓倍信号 12 は FFT 411 にも出力される。

#### 【0063】

FFT 411 は、第1逓倍信号 12 を高速フーリエ変換して得られる電力スペクトルを帯域幅算出部 412 に渡す。

#### 【0064】

帯域幅推定部 412 は、上記電力スペクトルから第1逓倍信号 12 の帯域幅を推定する。帯域幅の推定方法は特に限定しないが、一例として帯域幅推定部 412 は以下に示す方法で帯域幅を算出する。まず、帯域幅推定部 412 は上記電力スペクトルの最大ピークを検出する。この最大ピークが検出された周波数から両周波数方向 (即ち、高域側及び低域側) に、上記最大ピークから X dB のレベル低下が見られる点を検出し、両点の周波数幅を推定帯域幅とする。尚、この最大ピークからのレベル低下 X dB は、経験的に求める性質のものであり、具体的な数値は特に限定しない。また、帯域幅算出部 412 は、上記電力スペクトル中の複数のピークに対してラインスペクトルを検出する。ラインスペクトルとは、1BIN から数BIN 程度以内に大幅なレベルの減衰が見られるスペクトルである。ラインスペクトルが存在しない場合には、前述した第1の逓倍部 410 による逓倍が不十分であり、変調成分の除去が不完全であると判断できる。帯域幅推定部 412 は、逓倍比設定部 413 に推定帯域幅及びラインスペクトルの検出結果を通知する。

#### 【0065】

逓倍比設定部 413 は、上記帯域幅推定部 412 から通知された推定帯域幅及びラインスペクトルの検出結果に基づいて、新たな第1の逓倍比を導出し、第1の逓倍部 410 に設定する。具体的には、逓倍比設定部 413 は、帯域幅推定部 412 から通知された推定帯域幅が前回通知された推定帯域幅よりも広く、かつ、ラインスペクトルが検出されていない場合には前回設定した第1の逓倍比よりも大きな第1の逓倍比を新たに設定する。一方、帯域幅推定部 412 から通知された推定帯域幅が前回通知された推定帯域幅以下であ

10

20

30

40

50

るか、ラインスペクトルが検出された場合には、前回設定した第1の通倍比を維持する。尚、第1の通倍比は1, 2, 4...のように2のべき乗で増加させてもよいし、1, 2, 3, 4...のように1ずつ増加させてもよいし、これら以外の規則で増加させてもよい。

【0066】

以上説明したように、本実施形態では第1通倍信号12の帯域幅やラインスペクトルの有無に応じて第1の通倍比を適応的に設定している。従って、本実施形態によればシンボルの変調方式が未知またはアダプティブに変更されるシステムにおいても、高精度に周波数オフセットをキャンセルすることができる。

【0067】

(第5の実施形態)

本発明の第5の実施形態に係る周波数同期回路は、前述した第1乃至第4の実施形態のいずれかにおいて、フィルタを図10に示すフィルタに置き換えたものである。図10に示すように、本実施形態に係るフィルタはFFT521、周波数オフセット推定部522、雑音抑圧部523及び高速逆フーリエ変換器(IFFT)524を有する。

【0068】

FFT521は、第1の通倍部からの第1通倍信号12を高速フーリエ変換し、振幅スペクトルを周波数オフセット推定部522及び雑音抑圧部523に渡す。

【0069】

周波数オフセット推定部522は、例えば上記振幅スペクトルから算出した電力スペクトルのうち、所定の帯域幅以下の鋭い電力スペクトルを検出し、これらのうち最大の電力スペクトルを示すBIN番号から周波数オフセットを推定し、雑音抑圧部523に通知する。

【0070】

雑音抑圧部523は、周波数オフセット推定部522からの周波数オフセットの推定値に基づいて、上記高速フーリエ変換信号中の雑音を抑圧する。以下、雑音抑圧部523による雑音抑圧の具体例を示す。雑音抑圧部523は、例えば上記周波数オフセットの推定値を中心に数BINの第1区間を通過させ、残りの第2区間の信号値を0に置き換えてよい。また、雑音抑圧部523は、例えば帯域幅が±数BINの窓関数を上記周波数オフセットの推定値を中心に乗じてもよい。また、雑音抑圧部523は、例えば上記周波数オフセットの推定値における信号レベルから数dB低下するまでの第1区間における信号を通過させ、残りの第2区間の信号値を0に置き換えてもよい。

【0071】

IFFT524は、雑音抑圧部523からの信号を高速逆フーリエ変換して、フィルタ信号13として第2の通倍部に渡す。

【0072】

以上説明したように、本実施形態では第1通倍信号12に高速フーリエ変換を施し、周波数オフセット近傍の第1区間を除く第2区間の信号値を0に置き換えている。従って、本実施形態によれば、例えば単一のバースト信号に対しても効果的に雑音を抑圧することができる。

【0073】

(第6の実施形態)

図11に示すように、本発明の第6の実施形態に係る受信装置は、アンテナ601、受信部602、アナログ-デジタル変換器(ADC)603、周波数同期回路604、位相変動抑圧部605、リサンブラ606、シンボル同期部607及び復調・復号部608を有する。

【0074】

アンテナ601は、図示しない親局から送信される、デジタル変調されたシンボルを含んだ信号を受信する。受信部602は、アンテナ601が受信した信号をダウンコンバートして、受信ベースバンド信号を取り出す。ADC603は、受信部602によって取り

10

20

30

40

50

出された受信ベースバンド信号をアナログ - デジタル変換し、周波数同期回路 6 0 4 へと出力する。

【 0 0 7 5 】

周波数同期回路 6 0 4 は、上記第 1 乃至第 5 のいずれかに係る周波数同期回路であり、ADC 6 0 3 から出力された受信ベースバンド信号から周波数オフセットをキャンセルしてオフセット除去信号を得る。

【 0 0 7 6 】

位相変動抑圧部 6 0 5 は、周波数同期回路 6 0 4 からの同期信号が持つ緩やかな位相変動を抑圧し、リサンプラ 6 0 6 へと渡す。リサンプラ 6 0 6 は、位相変動抑圧部 6 0 5 から与えられた同期信号のサンプリング速度の変動を抑圧し、シンボル同期部 6 0 7 へと渡す。

10

【 0 0 7 7 】

シンボル同期部 6 0 7 は、リサンプラ 6 0 6 から与えられた同期信号からシンボルの抽出するためのタイミング検出を行う。復調・復号部 6 0 8 は、シンボル同期部 6 0 7 で検出されたタイミングに従って、シンボルを復調及び復号する。

【 0 0 7 8 】

以上説明したように、本実施形態では受信装置中に上記第 1 乃至第 5 のいずれかに係る周波数同期回路を用いている。従って、本実施形態によればガードインターバル部分にサイクリックプリフィックスでなく、ユニークワードが適用されるシステムにおいても適切に送受間の搬送周波数を同期することができる。

20

【 0 0 7 9 】

なお、この発明は上記実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。また上記実施形態に開示されている複数の構成要素を適宜組み合わせることによって種々の発明を形成できる。また例えば、実施形態に示される全構成要素からいくつかの構成要素を削除した構成も考えられる。さらに、異なる実施形態に記載した構成要素を適宜組み合わせてもよい。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 8 0 】

【 図 1 】 第 1 の実施形態に係る周波数同期回路を示すブロック図。

【 図 2 】 図 1 に示す逡倍部を詳細に示すブロック図。

30

【 図 3 A 】 受信信号に対する逡倍処理を 1 度にまとめて行った場合の逡倍信号の電力スペクトルを示すグラフ図。

【 図 3 B 】 受信信号に対する逡倍処理を 2 段階に分割して行った場合の逡倍信号の電力スペクトルを示すグラフ図。

【 図 4 】 図 1 に示す周波数オフセット推定部によって推定される周波数オフセット推定値を概念的に示すグラフ図。

【 図 5 A 】 8 逡倍信号の周波数オフセットの推定誤差を示すグラフ図。

【 図 5 B 】 1 6 逡倍信号の周波数オフセットの推定誤差を示すグラフ図。

【 図 5 C 】 3 2 逡倍信号の周波数オフセットの推定誤差を示すグラフ図。

【 図 6 】 図 1 に示す周波数同期回路の動作を示すブロック図。

40

【 図 7 】 第 2 の実施形態に係る周波数同期回路を示すブロック図。

【 図 8 】 第 3 の実施形態に係る周波数同期回路を示すブロック図。

【 図 9 】 第 4 の実施形態に係る周波数同期回路に用いられる逡倍部を具体的に示すブロック図。

【 図 1 0 】 第 5 の実施形態に係る周波数同期回路に用いられるフィルタを具体的に示すブロック図。

【 図 1 1 】 第 6 の実施形態に係る受信装置を示すブロック図。

【 符号の説明 】

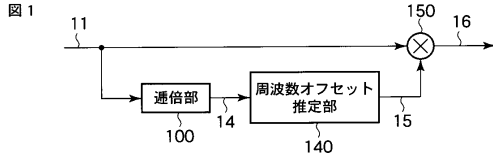
【 0 0 8 1 】

1 1 . . . 受信ベースバンド信号

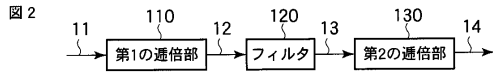
50

1 2 . . . .	第 1 通倍信号	
1 3 . . . .	フィルタ信号	
1 4 . . . .	第 2 通倍信号	
1 5 . . . .	周波数オフセットの推定値	
1 5 A . . . .	周波数オフセットの残留推定値	
1 5 B . . . .	周波数オフセットの累積推定値	
1 6 . . . .	オフセット除去信号	
1 0 0 . . . .	通倍部	
1 1 0 . . . .	第 1 の通倍部	
1 2 0 . . . .	フィルタ	10
1 3 0 . . . .	第 2 の通倍部	
1 4 0 . . . .	周波数オフセット推定部	
1 5 0 . . . .	ミキサ	
2 0 0 . . . .	通倍部	
2 4 0 . . . .	周波数オフセット推定部	
2 6 0 . . . .	通倍比設定部	
3 7 0 . . . .	スイッチ	
3 8 0 . . . .	バッファ	
3 9 0 . . . .	切り替え判定部	
4 1 0 . . . .	第 1 の通倍部	20
4 1 1 . . . .	F F T	
4 1 2 . . . .	帯域幅推定部	
4 1 3 . . . .	通倍比設定部	
4 2 0 . . . .	フィルタ	
4 3 0 . . . .	第 2 の通倍部	
5 2 1 . . . .	F F T	
5 2 2 . . . .	周波数オフセット推定部	
5 2 3 . . . .	雑音抑圧部	
5 2 4 . . . .	I F F T	
6 0 1 . . . .	アンテナ	30
6 0 2 . . . .	受信部	
6 0 3 . . . .	A D C	
6 0 4 . . . .	A F C	
6 0 5 . . . .	C P E	
6 0 6 . . . .	リサンブラ	
6 0 7 . . . .	シンボル同期部	
6 0 8 . . . .	復調・復号部	

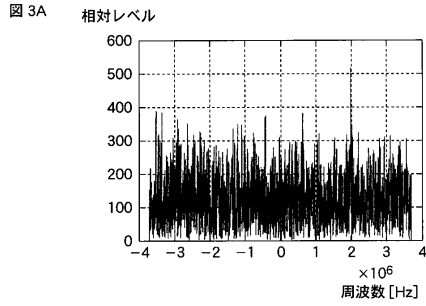
【図1】



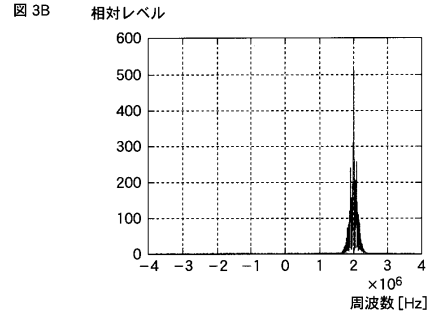
【図2】



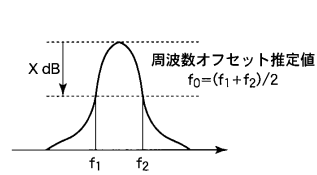
【図3A】



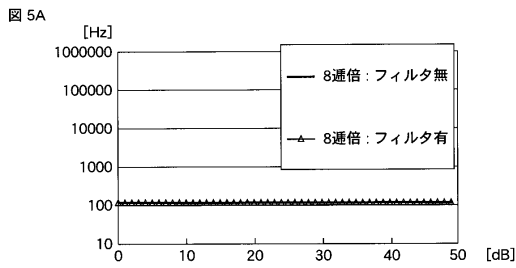
【図3B】



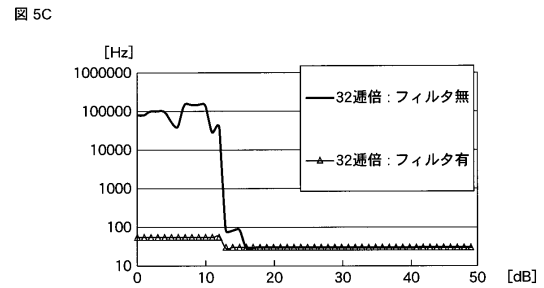
【図4】



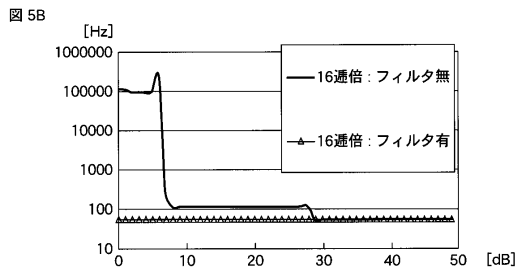
【図5A】



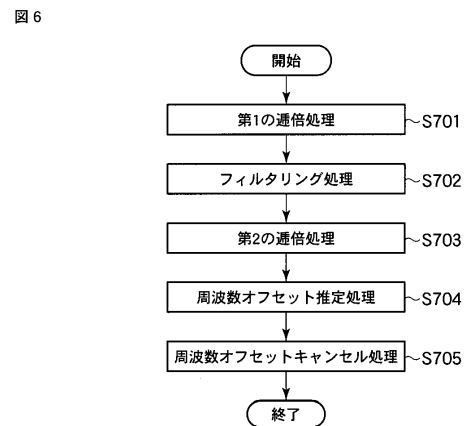
【図5C】



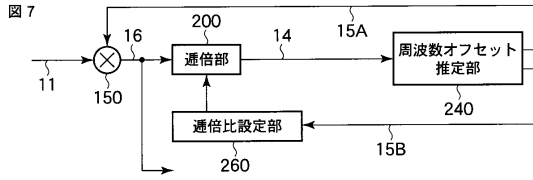
【図5B】



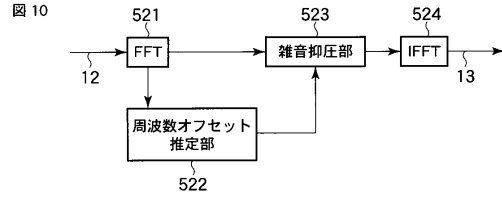
【図6】



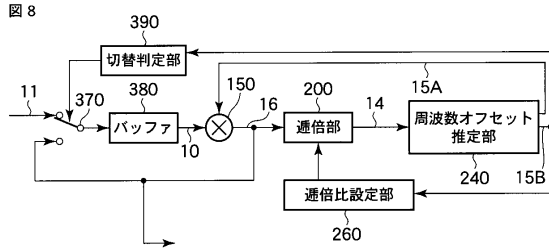
【図7】



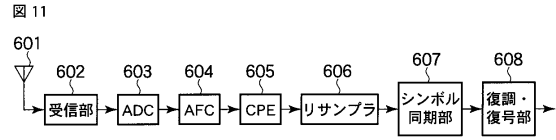
【図10】



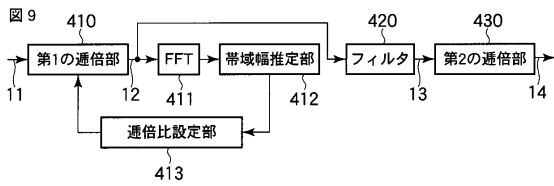
【図8】



【図11】



【図9】





## フロントページの続き

- (74)代理人 100084618  
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100092196  
弁理士 橋本 良郎
- (72)発明者 鶴田 誠  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 三ツ木 淳  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 松岡 秀浩  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 山崎 幹宏  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 秋山 鎮男  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

審査官 彦田 克文

- (56)参考文献 特開平5 - 48665 (JP, A)  
特開平5 - 41719 (JP, A)  
特開平2 - 280552 (JP, A)  
特開平3 - 117057 (JP, A)  
特開平9 - 214293 (JP, A)

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/38  
H04L 27/227  
H04B 1/16  
H04L 7/00