

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7092660号

(P7092660)

(45)発行日 令和4年6月28日(2022.6.28)

(24)登録日 令和4年6月20日(2022.6.20)

(51)国際特許分類

F I

H 0 4 B 1/16 (2006.01)

H 0 4 B 1/16

G

H 0 4 H 40/18 (2008.01)

H 0 4 H 40/18

請求項の数 12 (全24頁)

(21)出願番号	特願2018-506160(P2018-506160)	(73)特許権者	517284201
(86)(22)出願日	平成28年7月25日(2016.7.25)		アイビクィティ デジタル コーポレイシ ョン
(65)公表番号	特表2018-528671(P2018-528671 A)		アメリカ合衆国 メリーランド州 2 1 0 4 6 コロンビア コロンビア ゲートウ エイ ドライブ 6 7 1 1 スイート 5 0 0
(43)公表日	平成30年9月27日(2018.9.27)	(74)代理人	100094569
(86)国際出願番号	PCT/US2016/043888		弁理士 田中 伸一郎
(87)国際公開番号	WO2017/023600	(74)代理人	100088694
(87)国際公開日	平成29年2月9日(2017.2.9)		弁理士 弟子丸 健
審査請求日	令和1年7月24日(2019.7.24)	(74)代理人	100103610
(31)優先権主張番号	14/817,578		弁理士 吉 田 和彦
(32)優先日	平成27年8月4日(2015.8.4)	(74)代理人	100067013
(33)優先権主張国・地域又は機関	米国(US)		弁理士 大塚 文昭
		(74)代理人	100086771

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 デジタルラジオ受信機におけるアナログ経路とデジタル経路の同期処理のためのシステム及び方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

デジタルラジオ受信機においてデジタルラジオ放送信号を処理する方法であって、
第1のサンプルレートにおけるベースバンド信号サンプルを受け取るステップと、
非同期サンプルレートコンバータを用いて、受信機及び送信機との間のサンプルスリップ
及びサンプルレートオフセットの両方から導き出されるサンプルレート補正值に基づいて
前記ベースバンド信号サンプルの前記第1のサンプルレートを調整するステップであって
、第2のサンプルレートにおける調整済みベースバンド信号サンプルを生成し、前記サン
プルスリップ及び前記サンプルレートオフセットの両方をゼロに促す、ステップと、
前記調整済みベースバンド信号サンプルをフィルタ処理して、前記サンプルのデジタル成
分と、前記サンプルの前記デジタル成分と同期する前記サンプルのアナログ成分とを分離
するステップと、
前記デジタル成分と前記アナログ成分とを別個に復調して、デジタル出力信号とアナログ
出力信号とを生成するステップと、
を含むことを特徴とする方法。

【請求項 2】

前記非同期サンプルレートコンバータを用いて、前記ベースバンド信号サンプルの前記第
1のサンプルレートを調整する前記ステップは、前記非同期サンプルレートコンバータを
用いて前記ベースバンド信号サンプルをリサンプリングするステップを含む、
請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

カルマンフィルタを用いて前記サンプルスリップと前記サンプルレートオフセットとを推定するステップをさらに含む、
請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

線形二次レギュレータ (L Q R) アルゴリズムを用いて、前記補正値を決定する、
請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記調整済みベースバンド信号サンプルをフィルタ処理して前記サンプルのデジタル成分と前記サンプルのアナログ成分とを分離する前記ステップは、分離フィルタにおいて行われる、
請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 6】

前記デジタルラジオ放送信号の損失を検出するステップと、
前記ベースバンド信号サンプルの前記第 1 のサンプルレートを調整する前記ステップを停止するステップと、
前記デジタルラジオ放送信号の回復を検出するステップと、
リセット追跡アルゴリズムを用いて、前記ベースバンド信号サンプルの前記第 1 のサンプルレートを調整する前記ステップを再開するステップと、
をさらに含む、請求項 1 に記載の方法。

20

【請求項 7】

デジタルラジオ放送信号を処理するための受信機であって、
非同期サンプルレートコンバータと、分離フィルタと、OFDM 復調器と、アナログ復調器とを含む処理システムであって、第 1 のサンプルレートにおけるベースバンド信号サンプルを受け取り、
受信機と送信機との間のサンプルスリップ及びサンプルレートオフセットの両方から導き出されるサンプルレート補正値に基づいて前記ベースバンド信号サンプルの前記第 1 のサンプルレートを調整して、第 2 のサンプルレートにおける調整済みベースバンド信号サンプルを生成し、前記サンプルスリップ及び前記サンプルレートオフセットの両方をゼロに促し、
前記調整済みベースバンド信号サンプルをフィルタ処理して、前記サンプルのデジタル成分と、前記サンプルの前記デジタル成分と同期する前記サンプルのアナログ成分とを分離し、
前記デジタル成分と前記アナログ成分とを別個に復調して、デジタル出力信号とアナログ出力信号とを生成する、
ように構成された処理システムを備える、
ことを特徴とする受信機。

30

【請求項 8】

前記処理システムは、前記ベースバンド信号サンプルの前記第 1 のサンプルレートを調整するために、前記ベースバンド信号サンプルをリサンプリングするようにさらに構成される、
請求項 7 に記載の受信機。

40

【請求項 9】

前記処理システムは、カルマンフィルタを用いて前記サンプルスリップと前記サンプルレートオフセットとを推定する、
請求項 8 に記載の受信機。

【請求項 10】

前記処理システムは、線形二次レギュレータ (L Q R) アルゴリズムを用いて、前記補正値を決定する、
請求項 9 に記載の受信機。

50

【請求項 1 1】

請求項 1 に記載の方法を処理システムに実行させるように適合された実行可能命令を含むコンピュータ可読記憶媒体。

【請求項 1 2】

請求項 1 に記載の方法を処理システムに実行させるように適合されたコンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、デジタルラジオ放送受信機に関し、具体的には、デジタルラジオ受信機におけるアナログ経路とデジタル経路の同期処理のための方法及びシステムに関する。

10

【背景技術】

【0002】

デジタルラジオ放送技術は、モバイル受信機、ポータブル受信機及び固定受信機にデジタルオーディオサービス及びデジタルデータサービスを配信するものである。インバンドオンチャネル (I B O C) デジタルオーディオ放送 (D A B) と呼ばれる 1 つのタイプのデジタルオーディオ放送は、既存の中波 (M F) 及び超短波 (V H F) ラジオ帯域における地上波送信機を使用する。i B i q u i t y D i g i t a l 社によって開発された H D R a d i o (商標) 技術は、デジタルラジオの放送及び受信のための I B O C 実装の一例である。

20

【0003】

I B O C 信号は、アナログ変調キャリアを複数のデジタル変調キャリアと組み合わせたハイブリッドフォーマット、又はアナログ変調キャリアを使用しない全デジタルフォーマットで送信することができる。ハイブリッドモードを使用すると、放送局は、アナログ A M と F M を高品質でロバスト性の高いデジタル信号と同時に送信し続けることができ、従って放送局自体及びそのリスナーは、現在の周波数割り当てを維持しながらアナログラジオをデジタルラジオに変換することができる。

【0004】

デジタル送信システムの 1 つの特徴は、デジタル化されたオーディオとデータの両方を同時に送信する固有の能力にある。従って、この技術では、A M 及び F M ラジオ放送局からの無線データサービスも可能になる。放送信号は、アーティスト、曲名、又は局の呼出符号などのメタデータを含むことができる。イベント、交通及び気象に関する特別なメッセージを含めることもできる。例えば、ユーザは、ラジオ局を聴きながら、ラジオ受信機のディスプレイ上で交通情報、気象予報、ニュース及びスポーツの結果を全てスクロールさせて見ることができる。

30

【0005】

I B O C 技術は、既存のアナログ放送フォーマットよりも優れたデジタル品質のオーディオを提供することができる。各 I B O C 信号は、既存の A M 又は F M チャンネル割り当てのスペクトルマスク内で送信されるので、新たなスペクトル割り当てを必要としない。I B O C は、放送局が現在のリスナー基準にデジタル品質のオーディオを提供できるようにしながらスペクトルの節約を促す。

40

【0006】

A M 又は F M スペクトル内の 1 つのチャンネル上で複数のオーディオプログラム又はオーディオストリームを配信する能力であるマルチキャストリングを使用すると、放送局は、メイン周波数の別個の補助チャンネル又はサブチャンネル上で複数のストリームを放送することができる。例えば、複数のデータストリームが、別の音楽フォーマット、地方交通、気象、ニュース及びスポーツを含むこともできる。補助チャンネルには、従来の局周波数と同様に同調機能又は探索機能を用いてアクセスすることができる。例えば、アナログ変調信号の中心周波数が 9 4 . 1 M H z である場合、I B O C における同じ放送は、補助チャンネル 9 4 . 1 - 1、9 4 . 1 - 2 及び 9 4 . 1 - 3 を含むことができる。絞り込んだ聴衆に補

50

助チャンネル上の高度に専門的な番組を配信して、広告主が自社のブランドを番組内容と統合させる機会を生み出すことができる。本明細書で使用するマルチキャストは、単一のデジタルラジオ放送チャンネル内又は単一のデジタルラジオ放送信号上における1又は2以上の番組の送信を含む。I B O C 送信を介したマルチキャストコンテンツは、主要番組サービス(M P S)、補助番組サービス(S P S)、番組サービスデータ(P S D)、及び/又はその他の放送データを含むことができる。

【0007】

全米放送事業者協会及び全米家電協会の支援を受けた標準化団体である米国ラジオシステム委員会は、2005年9月にN R S C - 5 Aとして指定されるI B O C 規格を採択した。N R S C - 5には、A M及びF M放送チャンネル上でデジタルオーディオデータ及び補助データを放送するための要件が示されており、この規格の開示は引用により本明細書に組み入れられる。この規格及びその参考文献は、R F / 送信サブシステム、並びにトランスポート及びサービス多重サブシステムの詳細な説明を含む。この規格のコピーは、<http://www.nrscstandards.org/standards.asp>においてN R S Cから取得することができる。i B i q u i t y社のH D R a d i o技術は、N R S C - 5 I B O C規格を実装したものである。H D R a d i o技術に関するさらなる情報は、www.hdradio.com、及びwww.ibiquity.comにおいて見出すことができる。

10

【0008】

他のタイプのデジタルラジオ放送システムとしては、衛星デジタルオーディオラジオサービス(S D A R S、例えばX Mラジオ(商標)、S i r i u s(登録商標))、デジタルオーディオラジオサービス(D A R S、例えばW o r l d S p a c e(登録商標))などの衛星システム、並びにデジタルラジオモディエール(D R M)、(D A Bデジタルオーディオ放送(登録商標)という商標の)E u r e k a 1 4 7、D A Bバージョン2及びF M e X t r a(登録商標)などの地上波システムが挙げられる。本明細書で使用する「デジタルラジオ放送」という表現は、インバンドオンチャンネル放送、並びにその他のデジタル地上波放送及び衛星放送を含むデジタルオーディオ放送及びデジタルデータ放送を含む。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

30

【0009】

【文献】米国特許第8,040,989号明細書

米国特許第6,178,317号明細書

米国特許第6,590,944号明細書

米国特許第6,735,257号明細書

米国特許第6,901,242号明細書

米国特許第7,546,088号明細書

米国特許第7,305,043号明細書

米国特許第6,982,948号明細書

米国特許第6,898,249号明細書

40

【0010】

デジタルラジオ放送システムは、様々なオーディオ符号化/復号技術を使用する。通常、これらの技術は、オーディオサンプリングレートを一致させるためにデジタルラジオ送信機のクロックとデジタルラジオ受信機のクロックとの間の同期を必要とする。これまで、このようなシステムでは、アナログ経路とデジタル経路とが別個に、従って非同期的に処理されていた。ソフトウェア実装では、例えばアナログ復調工程とデジタル復調工程が、異なるソフトウェアスレッドを用いて別個のタスクとして処理される。この分離には、さらなるタスクスケジューリング及びコンテキストスイッチングが必要であり、これによって実装の複雑性及び必要なM I P S(100万命令/秒)が高くなることがある。また、この分離によって、混合を目的とするアナログ信号とデジタル信号の時間的整合に必要な

50

処理が複雑になることもある。従って、システムによっては、デジタルラジオ放送信号のアナログ成分とデジタル成分とを同期的に処理できるようにオーディオサンプルレートを調整する必要がある。

【発明の概要】

【0011】

例示的な実施形態によれば、デジタルラジオ受信機においてデジタルラジオ放送信号を処理する方法が、第1のサンプルレートにおけるベースバンド信号サンプルを受け取るステップと、受信機クロックと送信機クロックとの間の差分に基づいてベースバンド信号のサンプルレートを調整して、第2のサンプルレートにおける調整済みベースバンド信号サンプルを生成するステップと、調整済みベースバンド信号サンプルをフィルタ処理して、サンプルのデジタル成分と、サンプルのデジタル成分と同期するアナログ成分とを分離するステップと、デジタル成分とアナログ成分とを別個に復調して、デジタル出力信号とアナログ出力信号とを生成するステップとを含む。

10

【0012】

別の実施形態では、デジタルラジオ放送信号を処理するための受信機が、第1のサンプルレートにおけるベースバンド信号サンプルを受け取り、受信機クロックと送信機クロックとの間の差分に基づいてベースバンド信号のサンプルレートを調整して、第2のサンプルレートにおける調整済みベースバンド信号サンプルを生成し、調整済みベースバンド信号サンプルをフィルタ処理して、サンプルのデジタル成分と、サンプルのデジタル成分と同期するアナログ成分とを分離し、デジタル成分とアナログ成分とを別個に復調して、デジタル出力信号とアナログ出力信号とを生成するように構成された処理システムを含む。

20

【0013】

別の実施形態では、製造の物品が、上述したデジタルラジオ放送信号を処理する方法を処理システムに実行させるように適合された実行可能命令を含むコンピュータ可読記憶媒体を含む。

【0014】

以下の説明、添付の特許請求の範囲及び添付図面を参照すれば、本開示のこれらの及びその他の特徴、態様及び利点がより良く理解されるようになる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

30

【図1】いくつかの実施形態による例示的なIBOC送信機の機能ブロック図である。

【図2】いくつかの実施形態による例示的な送信機ベースバンドプロセッサの機能ブロック図である。

【図3】いくつかの実施形態による例示的なIBOC受信機の機能ブロック図である。

【図4】従来の例示的な受信機ベースバンドプロセッサの機能ブロック図である。

【図5】例示的な従来の受信機オーディオサンプリングクロック調整技術の機能ブロック図である。

【図6】従来のベースバンドプロセッサの機能ブロック図である。

【図7】ある実施形態による例示的なベースバンドプロセッサの機能ブロック図である。

【図8】別の実施形態による例示的なベースバンドプロセッサの機能ブロック図である。

40

【図9】例示的な追跡アルゴリズムの機能ブロック図である。

【図10】いくつかの実施形態による例示的な推定及び制御技術の機能ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

本明細書で説明する実施形態は、デジタルラジオ放送信号のデジタル成分とアナログ成分との同期処理を可能にするものである。例示的なIBOCシステムの文脈で本開示の態様を提示するが、本開示はIBOCシステムに限定されるものではなく、本明細書における教示は他の形態のデジタルラジオ放送にも適用可能であると理解されたい。

【0017】

本明細書では、全体を通じて「サンプリング」、「サンプリングクロック」、「サンプリ

50

ング周期」及び「サンプリングレート」という用語を使用する。サンプリングとは、入力信号を、例えば時間的に均等に所定の量だけ間隔を置いた対応する一連のサンプルに変換する工程のことである。サンプリングクロックは、デジタルサンプリング成分のための一連の共通基準電子パルスを提供できる局部発振器又はソフトウェアルーチンなどの装置又は機能に関する。サンプリング周期は、入力信号のサンプル間の期間（例えば、通常は固定持続期間）を意味する。サンプリング周期は、サンプリングクロックによって制御され、固定持続期間である場合にはサンプリングクロックの整数倍である。サンプリングレートは、サンプリング周期の逆数であり、一定期間内に採取されるサンプル数を意味する（例えば、 $22.7 \mu\text{s}$ のサンプリング周期は、毎秒約 $44,100$ サンプル、又は 44.1 kHz を表す）。

10

【0018】

図面を参照すると、図1は、デジタルラジオ放送信号を放送する例示的なデジタルラジオ放送送信機10のブロック図である。この例示的なデジタルラジオ放送送信機は、例えばAM又はFM IBOC送信機などのデジタルラジオ放送送信機とすることができる。入力信号源12は、送信すべき信号を供給する。信号源の信号は、例えば音声又は音楽を表すことができるアナログ番組信号、及び/又は交通情報などのメッセージデータを表すことができるデジタル情報信号などの様々な形を取ることができる。ベースバンドプロセッサ14は、ソースコーディング、インタリーピング及び前方誤り訂正などの様々な既知の信号処理技術に従って信号源の信号を処理し、配線16及び18上に複合ベースバンド信号の同相成分及び直交成分を生成し、配線20上に送信機ベースバンドサンプリングクロック信号を生成する。デジタル-アナログコンバータ(DAC)22は、配線20上の送信機ベースバンドサンプリングクロック信号を用いてベースバンド信号をアナログ信号に変換し、配線24上にアナログ信号を出力する。このアナログ信号は、アップコンバータブロック26によって周波数を高められてフィルタ処理される。これにより、配線28上に中間周波数 f_{if} のアナログ信号が生成される。中間周波数フィルタ30は、エイリアス周波数を除去して配線32上に中間周波数信号 f_{if} を生成する。局部発振器34は、配線36上に信号 f_{lo} を生成し、この信号がミキサ38によって配線32上の中間周波数信号と混合されて、配線40上に和信号及び差信号が生成される。イメージ除去フィルタ42は、不要な相互変調成分及びノイズを除去して配線44上に変調キャリア信号 f_c を生成する。その後、高出力増幅器(HPA)46がこの信号をアンテナ48に送信する。

20

30

【0019】

1つの例では、デジタルラジオ放送信号の基本送信ユニットが、典型的には継続時間が約1秒のモデムフレームである。例示的なAM及びFM IBOC送信システムは、モデムフレームを単位にしてデジタルオーディオ及びデータを構成する。いくつかの実施形態では、各モデムフレームに固定数のオーディオフレームを割り当てることによってシステムの単純化と強化の両方が行われる。オーディオフレーム期間は、例えばユーザに対してオーディオを再生することなどの、オーディオフレーム内のサンプルをレンダリングするのに必要な時間の長さである。例えば、オーディオフレームが1024サンプルを含む場合、サンプリング周期は $22.7 \mu\text{s}$ であり、従ってオーディオフレーム期間は約23.2ミリ秒である。スケジューラは、各モデムフレーム内のオーディオフレームに割り当てられる総ビット数を決定する。このモデムフレーム継続時間は、デジタルオーディオ放送システムにおいて予想され得るようなフェージング及び短い停止期間又は雑音バーストを軽減するほど十分に長いインタリーピング時間を可能にするので有利である。従って、メインデジタルオーディオ信号は、モデムフレームを単位として処理することができ、オーディオ処理、誤差軽減及び符号化戦略では、この比較的大きなモデムフレームをさらなるペナルティ無しに活用することができる。

40

【0020】

典型的な実装では、無線チャネルを介したIBOC信号の送受信の効率性及びロバスト性が高まるように、オーディオエンコーダを用いてオーディオサンプルをオーディオフレームに圧縮することができる。オーディオエンコーダは、各モデムフレームのビット割り当

50

てを用いてオーディオフレームを符号化する。通常、モデムフレーム内の残りのビットは、多重化データ及びオーバーヘッドによって消費される。米国カリフォルニア州サンフランシスコ、ブランストリート999、zipコード94103-4938のDolby LaboratoriesのCoding Technologies社によって開発されたHDCエンコーダ、アドバンストオーディオコーディング(AAC)エンコーダ、MP3オーディオレイヤ3(MP3)エンコーダ、又はWindowsメディアオーディオ(WMA)エンコーダなどのあらゆる好適なオーディオエンコーダは、最初に圧縮オーディオフレームを生成することができる。AAC、MP3及びWMAなどの典型的な不可逆的オーディオ符号化スキームは、修正離散コサイン変換(MDCT)を利用してオーディオデータを圧縮する。通常、MDCTベースのスキームは、オーディオサンプルを固定サイズのブロックに圧縮する。例えば、AAC符号化では、エンコーダが、長さ1024サンプルのMDCTブロックを1つ、又は128サンプルのブロックを8つ使用することができる。従って、例えばAACエンコーダを用いた実装では、各オーディオフレームを1024オーディオサンプルの単一ブロックで構成することができ、各モデムフレームが64個のオーディオフレームを含むことができる。他の典型的な実装では、各オーディオフレームを2048オーディオサンプルの単一ブロックで構成することができ、各モデムフレームが32個のオーディオフレームを含むことができる。モデムフレーム当たりのサンプルブロックサイズとオーディオフレームとの組み合わせは、他のあらゆる好適なものを利用することもできる。

【0021】

図2に、モデムフレームの組み立て工程の例示的な機能ブロック図を示す。図2に示す機能は、例えば図1のベースバンドプロセッサ14において実行することができる。配線62に、デジタル又はアナログとすることができるオーディオ信号入力60が供給される。アナログオーディオ信号の場合には、デジタルオーディオインターフェイス64が、送信機オーディオサンプリングクロック66を用いて送信機オーディオサンプリングレートでアナログオーディオをデジタルオーディオに変換する。典型的な実装では、送信機ベースバンドサンプリングクロック20を送信機オーディオサンプリングクロック66と同期させることができる。デジタルオーディオ信号の場合には、デジタルオーディオインターフェイスが、送信機オーディオサンプリングレートに一致するように入力をアップサンプリング又はダウンサンプリングすることができる。

【0022】

オーディオエンコーダ68(例えば、AAC、MP3、HDC又はWMA)は、次のモデムフレームにおいて送信すべきオーディオ情報を保持するデジタルオーディオインターフェイス64におけるオーディオ情報のオーディオコンテンツをスキャンする。このスキャンは、そのモデムフレームのオーディオ情報の複雑性又は「エントロピー」を推定するために行われる。このエントロピー推定を使用して、所望のオーディオ品質を提供するために必要な所望のビット数を推定することができる。スケジューリングアルゴリズムは、このエントロピー推定を使用してモデムフレーム内に所望のビット数を割り当てることができる。例示的なスケジューリングアルゴリズムは、米国特許第6,721,337号に記載されている。

【0023】

オーディオエンコーダ68は、次のモデムフレームにいくつかのビットが割り当てられた後に、次のモデムフレームの全てのオーディオフレーム(例えば、64個のオーディオフレーム)内のサンプルのブロックを符号化して、その結果をマルチプレクサ(MUX)70に受け渡す。MUX内のスケジューリングアルゴリズムには、未使用のビットが存在する場合にそのビット割り当てを最適に使用できるように、オーディオフレームによって消費される実際のビット数が提示される。MUXは、オーディオエンコーダ68からのオーディオフレームとデータ信号源72からのデータとを受け取り、多重化されたオーディオフレーム及びデータを変調器74に出力する。変調器74は、オーディオフレームとあらゆるデータパケットとをモデムフレームのベースバンドサンプルに変調し、配線76上に

ベースバンドサンプルを、配線 78 上に送信機ベースバンドサンプリングクロック 20 を出力する。

【0024】

受信機は、送信機について説明した機能の一部の逆を実行する。図 3 は、例示的なデジタルラジオ放送受信機 90 のブロック図である。例示的なデジタルラジオ放送受信機 90 は、例えば AM 又は FM IBOC 受信機などのデジタルラジオ放送受信機とすることができる。デジタルラジオ放送信号は、アンテナ 92 において受信される。バンドパスプリセレクトフィルタ 94 は、周波数 f_c における所望の信号を含む関心周波数帯を通過させ、(低サイドローブ注入局部発振器の) $f_c - 2f_{if}$ におけるイメージ信号を拒絶する。低ノイズ増幅器 (LNA) 96 は、信号を増幅する。この増幅信号は、ミキサ 98 において、同調可能な局部発振器 102 によって配線 100 上に供給される局部発振器信号 f_{lo} と混合される。これにより、配線 104 上に和信号 ($f_c + f_{lo}$) と差信号 ($f_c - f_{lo}$) とが生じる。中間周波数フィルタ 106 は、中間周波数信号 f_{if} を通過させ、関心変調信号の帯域幅以外の周波数を減衰させる。アナログ - デジタルコンバータ (ADC) 108 は、フロントエンドクロック 110 を用いて配線 112 上にデジタルサンプルを生成するように動作する。デジタルダウンコンバータ 114 は、この信号を周波数シフトさせ、フィルタ処理し、間引きして、配線 116 及び 118 上に低サンプルレートの同相信号及び直交信号を生成する。デジタルダウンコンバータ 114 は、配線 120 上に受信機ベースバンドサンプリングクロック信号も出力する。その後、フロントエンドクロック 110 と同じ発振器から生成することも又はしないこともできるマスタクロック 124 を用いて動作するベースバンドプロセッサ 122 が、さらなる信号処理を行う。ベースバンドプロセッサは、配線 126 上に出力オーディオシンク 128 のための出力オーディオサンプルを生成する。出力オーディオシンクは、オーディオビデオ受信機又はカーステレオシステムなどの、オーディオをレンダリングするのに適したいずれかの装置とすることができる。従来のシステムでは、ベースバンドプロセッサが、配線 130 上に、後述するように送信機オーディオサンプリングクロック信号 66 と同期された調整済みのオーディオサンプリングクロック信号を供給することもできる。

【0025】

図 4 に、モデムフレームからのオーディオ信号及びデータ信号を復調する工程の例示的な機能ブロック図を示す。図 4 に示す機能は、例えば本明細書で説明する機能を実行するように構成された (例えば、ソフトウェア及び / 又はファームウェアを用いてプログラムされた) 1 又は 2 以上の処理ユニット (例えば、プロセッサ又は他の回路) を含むことができる処理システムを有することができる図 3 のベースバンドプロセッサ 122 において実行することができる。このベースバンドプロセッサの処理システムは、いずれかの好適なメモリ (例えば、RAM、フラッシュROM、ROM) に適切に結合することができる。復調器 140 は、配線 142 上の処理すべきベースバンド信号を受け取り、オーディオ及びデータ情報のデインタリーピング、符号結合、FEC 復号及びエラーフラグging という全ての必要な動作を実行する。次に、このベースバンド信号はデマルチプレクサ (DEMUX) 144 に受け渡され、ここでオーディオ信号とデータ信号とに分離される。データが存在する場合には、オーディオとは別個の経路上でデータ出力 146 に出力される。

【0026】

各モデムフレームからのオーディオ情報は、オーディオデコーダ 148 によって処理される。オーディオデコーダ 148 は、オーディオ信号を復号して、デジタルオーディオサンプルの各オーディオフレームをデジタルオーディオインターフェイス 150 に出力する。オーディオデコーダ 148 は、ユーザに対してオーディオをレンダリングするカーステレオシステム、及び / 又はデジタルオーディオデータを記憶できるデジタルプロセッサなどの出力部と通信できるデジタルインターフェイスであるデジタルオーディオインターフェイス 150 によってデジタルオーディオサンプルの現在のオーディオフレームが毎回処理される度に呼び出される機能を含むことができる。通常、オーディオデコーダ 148 は、呼び出された時に、例えば AAC デコーダでは 1024 オーディオサンプル、又は他の典

10

20

30

40

50

型的なデコーダでは2048オーディオサンプルなどの、オーディオサンプルの単一のオーディオフレームを出力する。いくつかの実施形態では、ダイレクトメモリアクセス(DMA)チャネルを用いて、オーディオサンプルのオーディオフレームをオーディオデコーダ148からデジタルオーディオインターフェイス150に転送することができる。従って、通常、DMAバッファは、1024サンプル又は2048サンプルなどの固定サイズのブロックのためにプログラムすることができる。代替の実施形態では、(例えば、ベースバンドプロセッサ内の)処理ユニットの制御下で、オーディオデコーダからの出力オーディオサンプルをデジタルオーディオインターフェイス150にコピーすることができる。その後、デジタルオーディオインターフェイス150は、オーディオサンプルを出力オーディオシンク128に出力する。

10

【0027】

再び図2を参照すると、送信機のオーディオエンコーダ68は、送信機オーディオサンプリングクロック66によって駆動することができる。上述したように、送信機オーディオサンプリングクロック66は、送信機ベースバンドサンプリングクロック20と同期することができる。しかしながら、受信機ベースバンドサンプリングクロックは、独立したフロントエンドクロック110に由来するので、送信機ベースバンドサンプリングクロックとは異なる。従って、送信機ベースバンドサンプリングクロックと受信機ベースバンドサンプリングクロックとの間の差分を補償するように受信機ベースバンドサンプリングレートを調整することができる。さらに、図3及び図4を参照すると、フロントエンドクロック110に由来する受信機ベースバンドサンプリングクロック120は、独立したマスタクロック124に由来し得る受信機オーディオサンプリングクロック152と同期しないこともある。フロントエンドクロック110は、マスタクロック154と同じ発振器から生成することも、又は異なる発振器から生成することもできる。従って、送信機オーディオサンプリングクロックと受信機オーディオサンプリングクロックとは同期しない。

20

【0028】

オーディオサンプリングクロックレート間の差分は、送信機オーディオサンプリングクロックによって駆動される送信機オーディオサンプリングレートが、受信機オーディオサンプリングクロックによって駆動される受信機オーディオサンプリングレートと異なり得ることを意味する。このサンプリングレートの差分は、最終的に受信機のオーディオデコーダバッファのオーバーフロー又はアンダーフローを引き起こす恐れがあり、これによって出力オーディオ信号に歪みが生じる恐れがある。例えば、送信機サンプリング周期が22.7µsecであり、受信機サンプリング周期が22.8µsecであると仮定する。この場合、オーディオエンコーダは、5.1529ms内に227個のサンプルを生成し、オーディオデコーダは、5.1756ms内に227個のサンプルを復号しようと試みる。従って、オーディオデコーダがエンコーダに遅れを取り、これによってバッファオーバーフローが生じる。この差分は、時間と共にオーディオ歪みを引き起こす可能性がある。この結果、受信機において(例えば、オーディオ歪みを生じることなく)オーディオを正しく復号するために、受信機オーディオサンプリングレートを送信機オーディオサンプリングレートと同期させるべきである。従来のシステムでは、この同期が、受信機オーディオサンプリングクロック152を送信機オーディオサンプリングクロック66に一致するように調整することによって行われる。

30

40

【0029】

図5に、受信機オーディオサンプリングクロックを調整する従来の方法の例示的な機能ブロック図を示す。従来の方法は、送信機オーディオサンプリングクロックと受信機オーディオサンプリングクロックとの間の位相誤差を計算し、これに応じて受信機オーディオサンプリングクロックを調整するものであり、位相ロックループ(PLL)に類似する。図5に示す機能は、図3のベースバンドプロセッサ122において実行することができる。送信機ベースバンドサンプリング/フロントエンドクロック誤差計算ブロック166によって、送信機ベースバンドサンプリングクロックと受信機フロントエンドクロックとの間の第1の誤差信号170が計算される。ブロック166は、例えばベースバンドプロセッ

50

サの復調器において実行することができる。この誤差信号を生成する例示的な技術は、A M I B O C デジタルラジオ受信機の例示的なシンボル追跡アルゴリズムについて記載した同一出願人による米国特許第 7, 7 3 3, 9 8 3 号に記載されている。F M 送信では、例えば米国特許第 6, 6 7 1, 3 4 0 号に示すようないずれかの好適な実装法を用いたシンボル間の経時的な位相ドリフト又は(サブキャリアにわたる)周波数の観察を通じてシンボル追跡を行うことができる。また、フロントエンド/受信機オーディオサンプリングクロック誤差計算ブロック 1 6 8 によって、受信機フロントエンドクロックと受信機オーディオサンプリングクロック 1 5 2 との間の第 2 の誤差信号 1 7 2 も計算される。

【0030】

第 1 の誤差信号 1 7 0 及び第 2 の誤差信号 1 7 2 は、典型的には加算器とレジスタとを含んでレジスタから加算器にフィードバックを行う位相誤差累算器 1 7 4 によって加算され、これによって送信機ベースバンドサンプリングクロックと受信機オーディオサンプリングクロックとの間の全誤差を有する出力誤差信号 1 7 6 が生成される。上述したように、送信機ベースバンドサンプリングクロックは送信機オーディオサンプリングクロックと同期しているので、この出力誤差信号 1 7 6 は、送信機オーディオサンプリングクロックと受信機オーディオサンプリングクロックとの間の差分を表す。この出力誤差信号 1 7 6 はローパスループフィルタ 1 7 8 に入力され、ここで受信機オーディオサンプリングクロックの急変が最小化される。次に、フィルタ処理された誤差信号が、典型的な P L L における電圧制御発振器 (V C O) と同様に動作する受信機オーディオサンプリングクロック調整ブロック 1 8 0 に出力される。説明のために、受信機オーディオサンプリングクロックは、最初は送信機オーディオサンプリングクロックとほぼ同じ周波数であると仮定する。その後、受信機オーディオサンプリングクロックが送信機オーディオサンプリングクロックに遅れを取る場合には、受信機オーディオサンプリングクロック調整ブロック 1 8 0 が、受信機オーディオサンプリングクロックのクロック速度を増加させる。同様に、受信機オーディオサンプリングクロックが送信機オーディオサンプリングクロックよりも早く進む場合には、受信機オーディオサンプリングクロック調整ブロック 1 8 0 が、受信機オーディオサンプリングクロックのクロック速度を減少させる。

【0031】

図 5 の従来の構成に示すタイプのオーディオサンプリングクロック調整は、受信機ベースバンドプロセッサが受信機オーディオサンプリングクロックのマスタである受信機構成でしか実行することができない。受信機オーディオサンプリングクロックが受信機内の別のコンポーネントによって制御されている場合、受信機ベースバンドプロセッサは、受信機オーディオサンプリングクロックを調整することができない。このことは、例えば携帯電話機、及びメディアオリエンテッドシステムトランスポート 5 0 (M O S T 5 0) ネットワークアーキテクチャを利用する自動車用デジタルラジオ受信機において当てはまり得る。従って、復号デジタルオーディオ信号のアーチファクトを最小化するために、同一出願人による米国特許第 8, 0 4 0, 9 8 9 号に記載されている別のオーディオサンプリングレート調整スキームを使用することができ、この特許の開示は引用により本明細書に組み入れられる。

【0032】

図 6 に、例示的な従来のベースバンドプロセッサにおけるアナログ経路及びデジタル経路の一部を示す。デジタルダウンコンバータによって生成され、ベースバンド信号のアナログ部分及びデジタル部分の両方を含むことができる配線 1 9 0 上の I Q サンプルが分離フィルタ 1 9 2 に入力され、ここでベースバンド信号が配線 1 9 4 上のデジタル信号経路と配線 1 9 6 上のアナログ信号経路とに分割される。このようなフィルタは、当業者に周知である。通常、ベースバンド入力サンプル周波数は 7 4 4 . 1 8 7 5 k H z である。この周波数は、受信機のローカルクロックによって決定される。デジタル経路では、受け取った O F D M シンボルを、その境界が送信シンボルの境界と一致するように構成しなければならない。受信機及び送信機間のクロック差分に起因して、クロック発振器の不安定性によって生じ得るシンボル配列の不一致が生じることがある。シンボル時間調整モジュール

10

20

30

40

50

198は、受信機クロックと送信機クロックとの間の差分を補正する。この調整は、追跡モジュール202から受け取られる配線200上のサンプルスリップ補正值に基づいて行われる。この追跡モジュールは図5のボックス166に対応し、ここで送信機ベースバンドサンプリングクロックと受信機フロントエンドクロッククロックとの間の第1の誤差信号170が計算される。シンボル時間調整モジュールは、サンプルスリップ補正值を用いて、スリップの符号に応じてOFDMシンボルを1サンプルだけ前進又は遅延させる。次に、調整されたシンボルは、ブロック204において従来のOFDM復調を受ける。同時に、これに応じてオーディオバッファ（図示せず）のオーバーフロー又はアンダーフローを防ぐようにオーディオクロック（図示せず）が調整される。配線206上のOFDM復調器出力は、ブロック208において誤り訂正を受け、オーディオデコーダ210においてオーディオ復号を受けた後に混合機能212に受け渡される。

10

【0033】

アナログ経路では、復調前に受信機クロックと送信機クロックとの間の差分の調整が行われない。代わりに、アナログ経路における復調オーディオ信号のサンプリングレートがオーディオクロックに対して行われる調整に従って調整されるように、アナログ復調器214及び非同期サンプルレートコンバータ216にサンプルが受け渡される。ASRC（非同期サンプルレートコンバータ）は、追跡モジュールから受け取られたサンプルレート補正值に基づいてサンプルレート変換比を動的に変更する。これにより、アナログ復調器214の出力におけるオーディオサンプルのサンプルレートがアナログデコーダ210の出力におけるオーディオサンプルのサンプルレートに等しいことも確実になる。この処理は混合のために必要である。

20

【0034】

図6に示す実装の不利点は、デジタル復調とアナログ復調が非同期的に行われる点である。この結果、ソフトウェア実装では、例えばデジタル復調工程とアナログ復調工程が、異なるソフトウェアスレッドを用いて異なるタスクとして処理される。このような実装にはタスクスケジューリング及びコンテキストスイッチングが必要であり、これによって実装の複雑性及びMIPS（100万命令/秒）に悪影響が及ぶ。また、この実装では、デジタルオーディオ処理経路とアナログオーディオ処理経路とにおいて同じ遅延を維持することが困難になるので、混合を目的としたアナログオーディオとデジタルオーディオとの間の時間的整合が複雑になる。混合の説明については、開示全体が引用によって組み入れられる米国特許第6,178,317号、第6,590,944号、第6,735,257号、第6,901,242号、及び第7,546,088号を参照されたい。

30

【0035】

この問題を解決するために、後述する実施形態には、送信機と受信機との間のサンプリング周波数の不一致を推定し、非同期サンプルレートコンバータ（ASRC）を用いてサンプルを正しい周波数（すなわち、送信機のベースバンドサンプリングレート）でリサンプリングすることによって不一致を補償する新たな追跡スキームを示す。

【0036】

図7に、ベースバンドプロセッサの例示的な実施形態におけるアナログ経路及びデジタル経路の一部を示す。図7に示すベースバンドプロセッサは、デジタル復調とアナログ復調とが同期的に行われることを可能にする。

40

【0037】

デジタルダウンコンバータによって生成され、ベースバンド信号のアナログ部分とデジタル部分の両方を含むことができる配線220上のIQサンプルが、非同期サンプルレートコンバータ（ASRC）222に入力される。非同期サンプルレートコンバータ（ASRC）222は、配線224上のサンプルレート補正值にตอบสนองしてIQサンプルのサンプルレートを調整する。結果として得られる配線226上の調整済みサンプルが分離フィルタ228に受け渡され、ここでベースバンド信号が配線230上のデジタル信号経路と配線232上のアナログ信号経路とに分割される。このようなフィルタは、当業者に周知である。

50

【 0 0 3 8 】

非同期サンプルレートコンバータ 2 2 2 は、受信機クロックと送信機クロックとの間の差分を補正する。この調整は、追跡モジュール 2 3 4 から受け取られる配線 2 2 4 上のサンプルレート補正值に基づいて行われる。この追跡モジュールは図 5 のボックス 1 6 6 に対応し、ここで送信機ベースバンドサンプリングクロックと受信機フロントエンドクロッククロックとの間の第 1 の誤差信号 1 7 0 が計算される。次に、サンプルレートを調整されたサンプルを含む OFDM シンボルは、OFDM 復調器 2 3 6 において従来の OFDM 復調を受ける。同時に、これに応じてオーディオバッファ（図示せず）のオーバーフロー又はアンダーフローを防ぐようにオーディオクロック（図示せず）が調整される。配線 2 3 8 上の OFDM 復調器出力は、ブロック 2 4 0 において誤り訂正を受け、オーディオデコーダ 2 4 2 においてオーディオ復号を受けた後に混合機能 2 4 4 に受け渡される。

10

【 0 0 3 9 】

アナログ経路では、配線 2 3 2 上のサンプルがアナログ復調器 2 4 6 に受け渡される。配線 2 4 8 上のアナログ復調器の出力は、混合機能 2 4 4 に受け渡され、ここでデジタル経路からの信号と混合されて、配線 2 5 0 上にオーディオ出力信号が生成される。このスキームでは、アナログオーディオ経路におけるサンプルレートが追跡モジュール 2 3 4 から受け取られたサンプルレート補正值に基づいてモジュール 2 2 2 によって既に調整されているので、アナログ復調器の出力において ASRC を使用する必要性がない。さらに、サンプルレート調整がアナログ経路とデジタル経路に同時に適用されるので、これらの経路における処理が同期する。これにより、混合を目的とするアナログオーディオとデジタルオーディオとの時間的整合が容易になることを含め、実装が単純になる。

20

【 0 0 4 0 】

ASRC にフィードバックされるサンプルレート補正值は、例えばサンプルスリップを、OFDM シンボルインデックスを k とする $s(k)$ とすることによって決定することができる。別の変数 $d(k)$ は、 k 番目の OFDM シンボルの継続時間内に生じたさらなるサンプルスリップを表す。すなわち、 $d(k)$ は、サンプルスリップ $s(k)$ の変化率、又はサンプルレートオフセットを表す。

【 0 0 4 1 】

$s(k)$ と $d(k)$ の関係は以下のように定めることができ、
 $s(k) = s(k-1) + d(k-1) + w_s(k)$ (1)
 ここでの $w_s(k)$ は、 $s(k)$ の動特性の不確実性を取り込むゼロ平均ランダムノイズである。1 つの例では、 $s(k)$ 及び $d(k)$ を、平均値を

30

$$m(k) = \begin{bmatrix} m_s(k) \\ m_d(k) \end{bmatrix}$$

、共分散行列を

$$C(k) = \begin{bmatrix} C_{ss}(k) & C_{sd}(k) \\ C_{sd}(k) & C_{dd}(k) \end{bmatrix}$$

40

とするガウス確率変数としてモデル化することができる。すなわち、 $(s(k), d(k)) \sim N(m(k), c(k))$ である。平均値 $m(k)$ は、サンプルスリップ及びサンプルレートオフセットの推定値である。 $w_s(k)$ の分散は、このモデルが $s(k)$ の変化をどれほど速く追跡できるかを制御する。 $w_s(k)$ の分散は、実際の状況で起こり得る最も速い変化に追従できるような値に設定することができる。

【 0 0 4 2 】

サンプルレートオフセットの一般的な測定値は、ppm (100 万分率) である。以下の

50

式(2)は、 $d(k)$ を対応するppm値 $p(k)$ に変換し、

$$p(k) = d(k) / L \cdot 10^6 \quad (2)$$

ここでの L は、1つのOFDMシンボル内のサンプル数である。

【0043】

$d(k)$ の動特性は、以下の式のような酔歩モデルを用いてモデル化することができ、

$$d(k) = d(k-1) + w_d(k) \quad (3)$$

ここでの $w_d(k)$ は、ゼロ平均ランダムノイズである。このモデルでは、 $d(k)$ がランダムにドリフトすることができ、このことは、アナログ-デジタルコンバータ(ADC)クロックのサンプルレートオフセットが温度及びその他の要因でドリフトする実際の状況に一致する。 $w_d(k)$ の分散は、このモデルが実際のドリフトにどれほど素早く追従できるかを制御する。 $w_d(k)$ の分散は、実際の状況で起こり得る最も速いドリフトに追従できるような値に設定することができる。

10

【0044】

式(1)及び(2)は、以下のような行列形式に変換することができる。

$$\begin{bmatrix} s(k) \\ d(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(k-1) \\ d(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_s(k) \\ w_d(k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

【0045】

ランダムノイズ変数 $w_s(k)$ 及び $w_d(k)$ は、ゼロ平均ガウス確率変数であると仮定される。

20

$$w(k) = \begin{bmatrix} w_s(k) \\ w_d(k) \end{bmatrix}$$

であり、 $w(k)$ の共分散行列を $W(k)$ とすると、 $w(k) \sim N(0, W(k))$ である。

【0046】

$s(k)$ 及び $d(k)$ の推定に使用される観測値は、基準サブキャリアから計算される未処理のサンプルスリップ推定値である。観測値を $y(k)$ とすると、以下の関係がもたらされ、

$$y(k) = s(k) + v(k) \quad (5)$$

ここでの $v(k) \sim N(0, V(k))$ は、分散 $V(k)$ を含むランダム観測ノイズである。

30

【0047】

式(4)及び(5)は、制御入力のないサンプルスリップ及びサンプルレートオフセットをモデル化する状態空間式である。これらの式は、システム状態の観測器を形成する。次に、コントローラスキームを示す。

40

【0048】

追跡ループの目的は、サンプルスリップ $s(k)$ とサンプルレートオフセット $d(k)$ の両方をゼロに促してこれらをゼロに維持することである。この目的を達成するには、制御装置及び制御信号が必要である。2種類の制御装置が利用可能である。一方は、シンボル境界を整数個のサンプルだけシフトできるシンボル時間調整モジュールである。もう一方は、ASRCなどの、サンプルレートを変更できるリサンプリング装置である。サンプルレートは、ASRCのサンプルレート変換比を調整することによって変更することができる。サンプルレートを変更すると、送信機と受信機との間でサンプリングレートを同期させることができるだけでなく、OFDMシンボル境界を段階的に調整して正しく維持することもできる。

50

【 0 0 4 9 】

(制御信号を含められた)状態空間モデルは、追跡ループにおいてどのように制御信号を適用できるかを示す。サンプルシフト制御信号を $u_s(k)$ とし、サンプルレート制御信号を $u_d(k)$ とする。 $u_s(k)$ 及び $u_d(k)$ を式(4)に組み込むと、以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} s(k) \\ d(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(k-1) \\ d(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_s(k-1) \\ u_d(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_s(k) \\ w_d(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

10

【 0 0 5 0 】

状態空間式(6)及び(5)は、制御信号を含められた完全な追跡ループのための完全なモデルである。

【 0 0 5 1 】

後述するように、制御信号 $u_s(k)$ 及び $u_d(k)$ は、 $s(k)$ 及び $d(k)$ の推定値に基づくことができる。

【 0 0 5 2 】

説明する追跡アルゴリズムは、シンボル時間調整モジュールの必要性を排除することができるが、追跡の初期段階に(100シンボル程度の)短期間のみにおいてシンボル時間調整モジュールを使用すると、サンプルスリップをはるかに素早くゼロに向けて促すことができる。また、追跡の初期段階中にはデジタルオーディオが未だ利用可能になっていないので、初期段階にシンボル時間調整モジュールを使用すると、アナログ経路とデジタル経路との間のオーディオ整合が複雑にならない。

20

【 0 0 5 3 】

図8は、シンボル時間調整モジュールを含む例示的なベースバンドプロセッサの機能ブロック図である。図8は、図7の要素を含むとともに、シンボル時間調整モジュール252と、スイッチ254及び256とをさらに含む。シンボル追跡工程の初期段階には、スイッチ254及び256が上側の位置で閉じることによって、分離フィルタとOFDM復調器との間にシンボル時間調整モジュールを接続し、追跡ブロックからのサンプルスリップ補正值をシンボル時間調整モジュールに接続する。その後、通常動作では、スイッチが下側の位置で閉じることによって、図7で説明した工程に戻る。なお、図9に示す追跡モジュールは別のスイッチ276を含み、従って初期段階ではサンプルスリップ補正值を出力し、通常動作ではサンプルレート補正值を出力する。

30

【 0 0 5 4 】

初期段階の目的は、サンプルスリップ $s(k)$ を素早くゼロに近い値に促すことである。この目的のために、シンボル時間調整モジュールを調整する単純な制御スキームを使用することができ、 $u_d(k)$ を用いてASRCを制御する必要はない。1つの例では、この制御スキームが、シンボル時間調整モジュールを用いて一回に1つのサンプルを調整して、サンプルスリップが1つのサンプルよりも小さくなるまでサンプルスリップを補償する。このスキームの数学形式は、以下の通りであり、

40

$$u_s(k) = \begin{cases} 1 & m_s(k) < -1 \text{ の場合} \\ -1 & m_s(k) > -1 \text{ の場合} \\ 0 & \text{それ以外の場合} \end{cases}$$

$$u_d(k) = 0$$

ここでの $m_s(k)$ は、 $s(k)$ の推定値である。なお、初期段階におけるシンボル時間調整モジュールの使用は任意である。すなわち、最初から $u_d(k)$ のみを用いてASRCを制御することもできる。この場合は、最初にサンプルスリップがゼロに促されるのに少

50

し長い時間が掛かる。

【 0 0 5 5 】

次に、制御信号として $u_d(k)$ のみを使用するアルゴリズムについて説明する。説明の便宜上、式 (6) 及び (5) における表記は以下のように単純化することができ、

$$x(k) = A x(k-1) + B u_d(k-1) + w(k) \quad (7)$$

$$y(k) = F x(k) + v(k) \quad (8)$$

この場合、

$$x(k) = \begin{bmatrix} s(k) \\ d(k) \end{bmatrix}$$

10

、

$$u(k) = \begin{bmatrix} u_s(k) \\ u_d(k) \end{bmatrix}$$

、

$$w(k) = \begin{bmatrix} w_s(k) \\ w_d(k) \end{bmatrix}$$

20

、

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

、

$$B = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

30

及び

$$F = [1 \quad 0]$$

である。

なお、式 (7) では、制御変数 $u_s(k)$ を除外している。

【 0 0 5 6 】

40

制御信号 $u_d(k)$ の導出には様々なアルゴリズムを使用することができる。1つの例では、線形二次レギュレータ (L Q R) アルゴリズムがこの追跡ループに適する。この理由は、このアルゴリズムがこの追跡ループの安定性を保証し、ループ応答速度を素早く収束するように都合よく調整できるからである。

【 0 0 5 7 】

L Q R アルゴリズムは、式 (7) の状態変数 $x(k)$ について、コスト関数 $h(k) = x(k)^T H x(k) + u_d(k)^T G u_d(k)$ を最小化する以下の制御信号を発見する。

$$u_d(k) = -K x(k) \quad (9)$$

【 0 0 5 8 】

応答速度と整定時間とリングング (安定状態での振動) との間のトレードオフを通じて、

50

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 5 \cdot 10^7 / 540^2 \end{bmatrix}$$

及び $G = 100 / 540^2$ を設定する。K の解は以下のようになり、

$$K = - (B^T P B + G)^{-1} B^T P A$$

ここでの P は以下の式の解である。

$$P = A^T P A - A^T P B (B^T P B + G)^{-1} B^T P A + H$$

【 0 0 5 9 】

10

なお、K は予め計算されてメモリに記憶され、リアルタイムでは計算されない。

【 0 0 6 0 】

$$m(k) = \begin{bmatrix} m_s(k) \\ m_d(k) \end{bmatrix}$$

を使用すると、追跡ループにおいて使用される制御ルール $x(k)$ の推定値は以下のようになる。

$$u_d(k) = -K m(k) \quad (10)$$

20

【 0 0 6 1 】

次に、状態空間式 (7) 及び (8) を解いて $m(k)$ を取得するアルゴリズムについて説明する。

【 0 0 6 2 】

$m_s(k)$ 又は $m_d(k)$ のいずれかが非ゼロの場合には $u_d(k)$ も非ゼロであることを指摘しておく。このことは、 $u_d(k)$ がサンプルスリップ $s(k)$ とサンプルレートオフセット $d(k)$ の両方をゼロに促すことを意味する。

【 0 0 6 3 】

式 (10) で計算された $u_d(k)$ をリサンプリング装置に適用するには、 $u_d(k)$ を、通常はサンプルレート変換比である、リサンプリング装置によって受け入れられる形に変換する必要がある。

30

【 0 0 6 4 】

サンプルレート変換比を T とし、入力及び出力サンプルレートをそれぞれ f_{in} 及び f_{out} とし、入力及び出力サンプリング間隔をそれぞれ

$$T_{in} = \frac{1}{f_{in}}$$

及び

40

$$T_{out} = \frac{1}{f_{out}}$$

とする。すると、以下の式が得られる。

$$\begin{aligned}
r(k) &= \frac{f_{out}(k)}{f_{in}(k)} \\
&= \frac{1}{\frac{T_{out}(k)}{T_{in}(k)}} \\
&= \frac{1}{\frac{T_{out}(k-1) + \frac{u_d(k-1)T_{out}(k-1)}{L}}{T_{in}(k)}} \\
&= \frac{1}{\frac{T_{out}(k-1)}{T_{in}(k)} + \frac{u_d(k-1)T_{out}(k-1)}{L \cdot T_{in}(k)}} \\
&\approx \frac{1}{\frac{T_{out}(k-1)}{T_{in}(k-1)}} - \frac{u_d(k-1)T_{out}(k-1)}{\frac{L}{T_{in}(k-1)}} \\
&= r(k-1) - \frac{u_d(k-1)T_{out}(k-1)}{T_{in}(k) \cdot L} \\
&= r(k-1) \left(1 - \frac{u_d(k-1)}{L} \right)
\end{aligned}$$

【 0 0 6 5 】

上記の第 5 ステップにおける近似は、テーラー級数展開を適用して

$$\frac{u_d(k-1)T_{out}}{L \cdot T_{in}(k)}$$

が非常に小さいと認識することによって取得される。

【 0 0 6 6 】

状態空間式 (7)、(8) をリアルタイムで再帰的に解いて、サンプルスリップ及びサンプルレートオフセットを推定する。状態空間式を再帰的に解く工程は、カルマン (K a l m a n) フィルタリングとしても知られている。

【 0 0 6 7 】

これらの式を解くには、モデル内にランダムノイズの分散 $W(k)$ 及び $V(k)$ が必要である。次に、まず $W(k)$ 及び $V(k)$ が既知であると仮定する標準解を示した後に、これらの未知数に対処するようにアルゴリズムを修正する。これらのステップは以下の通りであり、

$$a = A m(k-1) + B u_d(k-1)$$

$$R = A C(k-1) A' + W(k-1) \quad (11)$$

$$f = F a$$

$$Q = F R F' + V(k-1)$$

$$m(k) = a + R F' Q^{-1}(y(k) - f) \quad (12)$$

$$C(k) = R - R F' Q^{-1} F R' \quad (13)$$

ここでは、初期状態 $m(0)$ 、 $C(0)$ 及び $V(0)$ が素早く収束するように設定される。1つの例では、

$$m(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

10

、

$$C(0) = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

及び $V(0) = 4$ を設定する。

【0068】

(12)における $m(k)$ は、 k 番目のシンボルにおける

20

$$x(k) = \begin{bmatrix} s(k) \\ d(k) \end{bmatrix}$$

の推定値である。 $\{m(k)\}$ は、フィルタ処理された一連の $\{x(k)\}$ と見なすこともできる。(13)では、共分散行列 $C(k)$ が更新される。

【0069】

未知数 $W(k)$ に対処するために、既知の割引係数方法を使用する。この方法は、 $W(k)$ を推定する必要性を排除し、従って計算複雑性を低減しながら満足できる性能を達成する。

30

【0070】

なお、(11)における $W(k-1)$ は、 R を大きくする効果がある。割引係数 $[0, 1]$ を指定して、式(11)を以下のように変更することができる。

$$R = \frac{1}{\delta} A \cdot C(k-1) \cdot A'$$

【0071】

が小さければ、推定値と実際値との間の時間差も小さくなる。ただし、 δ が小さいと、推定値の安定度も低くなる。この追跡スキームでは、 δ が、以前に推定されたサンプルスリップ $ms(k)$ の関数としてリアルタイムで調整される。いずれかの理由でサンプルスリップが大きい場合又は大きくなる場合には、推定値がこれを素早く反映し、従って制御信号が素早く応答してサンプルスリップを小さくできるべきである。サンプルスリップがサイクリックプレフィックスの長さを超える場合には、位相誤差フェーザ (phase error phasor) である追跡ループへの入力の品質が著しく悪化してループを破綻させる。サンプルスリップが小さい時には、より安定した $m(k)$ の推定値、従って $ASRC$ に対するより安定した制御信号を有するように δ を大きな値に設定して、リサンプリングされた OFDM サンプルの品質を高めることができる。

40

【0072】

上記の検討に基づき、以下の式に従って δ を設定することができる。

50

$i = \text{round}(\min(|m_s(k)|, 5))$

$$\delta = \begin{cases} 1 - i * 0.01 & i = 1, \dots, 5 \\ 0.999 & i = 0 \end{cases}$$

【0073】

観測ノイズの分散である他の未知数 $V(k)$ は、以下のように推定することができ、

$$\tilde{e}^2 = Q^{-1} (y(k) - f)^2$$

$$V(k) = (1 - \alpha) V(k-1) + \alpha \tilde{e}^2$$

ここでの $[0, 1]$ は所定の値である。の値が大きければ、推定値と実際値との間の時間差が小さくなる。ただし、の値が大きいと、推定値の安定度も低くなる。1つの例では、 $\alpha = 1/16$ とする。

【0074】

図9は、図8の追跡ブロック202に実装できる例示的な追跡アルゴリズムの機能ブロック図である。この例では、基準サブキャリア上で送信されたシンボルのサンプルが配線260に入力される。基準サブキャリアを含むI B O Cラジオ信号の例は、米国特許第7, 305, 043号、第6, 982, 948号及び第6, 898, 249号に記載されており、これらの開示は引用により本明細書に組み入れられる。ブロック262における基準サブキャリアの復調は、配線264上に未処理のサンプルスリップ推定値を生じる。ブロック266における推定アルゴリズムは、配線268上にサンプルスリップ及びサンプルレートオフセット推定値を生じる。ブロック270における制御アルゴリズムは、配線272上にサンプルスリップ補正値を、配線274上にサンプルレートオフセット補正値を生じる。スイッチ276は、配線272上のサンプルスリップ補正値と配線274上のサンプルレートオフセット補正値とを出力278と推定アルゴリズムブロックの両方に選択的に接続する。

【0075】

図10は、図9の追跡アルゴリズムにおいて使用できる例示的な推定及び制御技術の機能ブロック図である。配線290上に、式(5)からの観測値 $y(k)$ が入力される。この観測値は、上記の説明と同じ表記を使用するブロック292の式に従ってカルマンフィルタを用いてサンプルスリップ及びサンプルレートオフセットを推定するように処理される。例えば、A、B及びFは、モデル(7)及び(8)からの所定の行列である。C、m及びVは、式(13)の後の文書に示す値に初期化される。その後、各シンボルが上記の式を使用すると、C、m及びVが反復的に更新される。推定アルゴリズムにおける他の変数は、1つの反復から次の反復まで状態を保持する必要がない中間変数である。これらのサンプルスリップ及びサンプルレートオフセット推定値 $m(k)$ は、推定アルゴリズムからブロック294の制御アルゴリズムに受け渡される。制御アルゴリズムは、スイッチ296及び298を用いて選択される2つの経路を有する。シンボル追跡工程の初期段階では、スイッチ296及び298が上側の位置で閉じており、従ってサンプルスリップ推定値が制御アルゴリズムに受け渡されてサンプルスリップ補正値が決定され、これがシンボル時間調整モジュールによって使用される。通常動作では、スイッチ296及び298が下側の位置で閉じており、従ってサンプルスリップ推定値及びサンプルレートオフセット推定値が制御アルゴリズムに受け渡されてサンプルレート補正値が計算され、A S R Cのサンプルレート変換比が補正される。

【0076】

この制御アルゴリズムにおけるKは、L Q Rアルゴリズムを用いて予め値が計算される所定のベクトルである。制御アルゴリズムの出力は、配線300上で推定アルゴリズムプロ

10

20

30

40

50

ックにフィードバックされる。

【 0 0 7 7 】

1つの実施形態では、たとえ信号が1分間にわたって失われた場合でも、追跡ループがロックされたままであることが望ましい。追跡ループは、この目的を達成するために、信号の損失を検出した後に信号の回復（復帰）を検出する必要がある。この検出は、以前に使用した信号対雑音比 S/N 追跡法を用いて行うことができる。計算された S/N が第1の閾値よりも小さい場合には、信号損失が示される。計算された S/N が別の閾値を上回った場合には、信号回復が示される。

【 0 0 7 8 】

信号損失が示された後には、制御信号 $u(k)$ をゼロに設定して状態空間式の解決を停止する。信号回復が示されると、 $m(k)$ の初期状態をゼロに設定し、 $C(k)$ を再初期化して、状態空間式の解決を再開する。この方法は、信号損失が示された後にモデルを動作状態に保つよりも優れている。この理由は、新たな追跡アルゴリズムでは、信号の損失前にサンプルスリップ $s(k)$ とその変化率 $d(k)$ の両方がゼロ付近に保持されているからである。また、信号損失中には、 $s(k)$ 及び $d(k)$ がゼロから過度に離れてドリフトしないようにすべきである。

【 0 0 7 9 】

これとは逆に、信号損失後にモデルが動作状態に保たれている場合には、ノイズのみが入力されることによってループ状態が誤った状態にドリフトすることがある。ループ状態が過度に離れてドリフトすると、信号の回復後に再びループが収束するのが困難になる。

【 0 0 8 0 】

説明した実施形態では、デジタルダウンコンバータによって生成された、ベースバンド信号のアナログ部分及びデジタル部分の両方を含む IQ サンプルが非同期サンプルレートコンバータに入力され、この非同期サンプルレートコンバータが、追跡モジュールから受け取ったサンプルレート補正值に基づいて受信機クロックと送信機クロックとの間の差分を動的に調整する。或いは、非同期サンプルレートコンバータをデジタルダウンコンバータ（図3のブロック114）の一部として実装することもできる。その後、調整されたベースバンド信号が分離フィルタに入力され、ここでこの信号がデジタル信号経路とアナログ信号経路とに分割される。このようなフィルタは、当業者に周知である。デジタル信号経路では、既にオーディオサンプルが調整されているので、シンボルを組み立てて直接 $OFDM$ 復調器に供給することができる。従って、この実装は、別個のシンボル時間調整機能の必要性を排除する。また、タイミング調整モジュールによって生じるデジタルサブキャリアの位相回転を除去するために使用される、図6のシステムにおいて必要な位相等化モジュールももはや不要である。

【 0 0 8 1 】

アナログ経路では、調整されたベースバンドサンプルが直接アナログ復調器に供給される。ベースバンド信号は、デジタル成分とアナログ成分とに分割される前にサンプルレートが調整されているので、アナログ処理経路とデジタル処理経路が同期的に進行する。従って、ソフトウェア実装では、スケジューリングを全く必要とせずにアナログ経路とデジタル経路を交互に処理することができ、これによって複雑性及び必要な $MIPS$ が低減される。

【 0 0 8 2 】

説明した例示的な方法は、ソフトウェア、ファームウェア及びハードウェアのあらゆる好適な組み合わせを用いて実施することができ、このようないずれかの特定の組み合わせに限定されるものではない。本明細書で説明した例示的な方法をいずれかの好適な処理システムを用いて実装するためのコンピュータプログラム命令は、磁気ディスク又はその他の磁気メモリ、光学ディスク（例えば、 DVD ）又はその他の光学メモリ、 RAM 、 ROM 、或いはフラッシュメモリ、メモリカードなどの他のいずれかの好適なメモリなどの物理的物体であるコンピュータ可読記憶媒体上で具体化することができる。

【 0 0 8 3 】

10

20

30

40

50

複数の実施形態に関して本発明を説明したが、当業者には、以下の特許請求の範囲に定められる本発明の範囲から逸脱することなく、開示した実施形態に様々な変更を行えることが明らかであろう。上述した実施形態及びその他の実施形態は、特許請求の範囲に含まれる。

【符号の説明】

【 0 0 8 4 】

2 2 0 I Q サンプル

2 2 2 A S R C

2 2 4 サンプルレート補正值

2 2 6 配線

10

2 2 8 分離フィルタ

2 3 0 配線

2 3 2 配線

2 3 4 追跡

2 3 6 O F D M 復調器

2 3 8 配線

2 4 0 誤り訂正

2 4 2 オーディオデコーダ

2 4 4 混合

2 4 6 アナログ復調器

20

2 4 8 配線

2 5 0 オーディオ出力

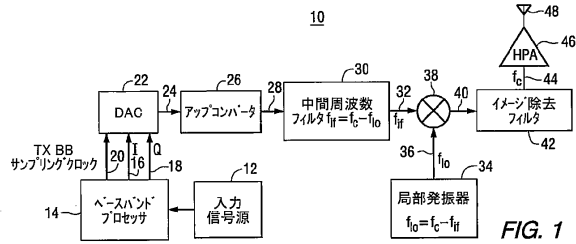
30

40

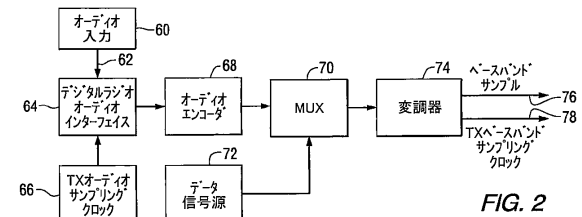
50

【図面】

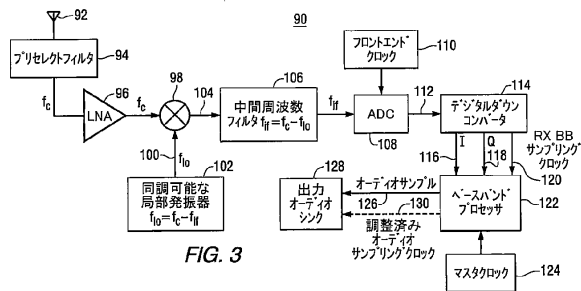
【図 1】



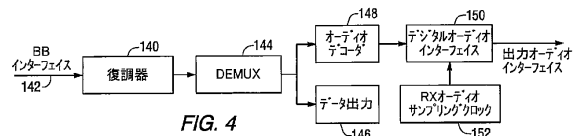
【図 2】



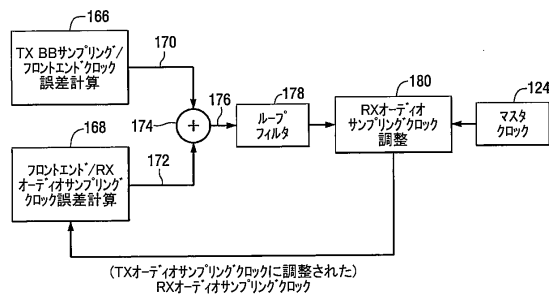
【図 3】



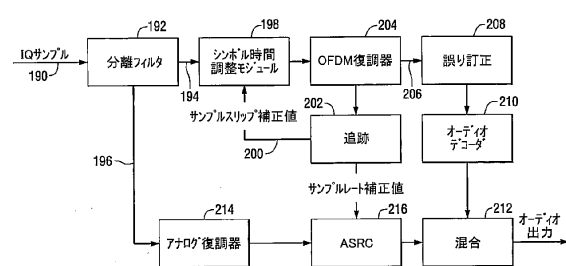
【図 4】



【図 5】



【図 6】



10

20

30

40

50

【図 7】

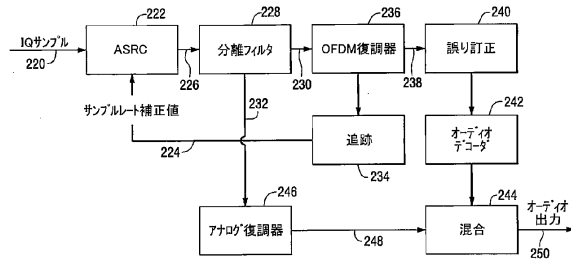


FIG. 7

【図 8】

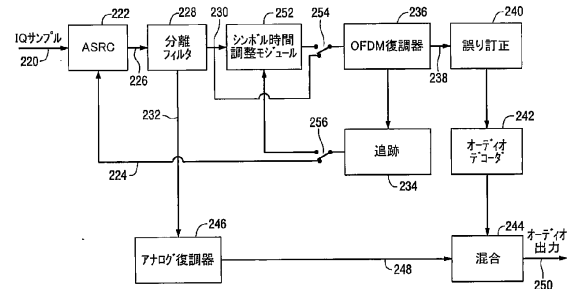


FIG. 8

【図 9】

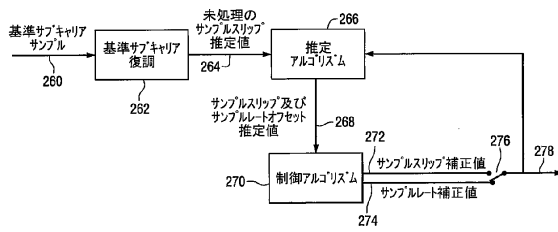


FIG. 9

【図 10】

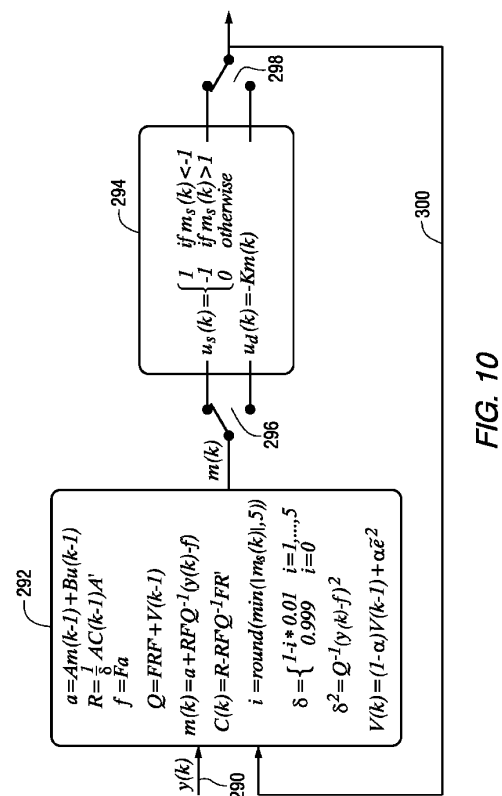


FIG. 10

10

20

30

40

50

フロントページの続き

弁理士 西島 孝喜
 (74)代理人 100109070
 弁理士 須田 洋之
 (74)代理人 100109335
 弁理士 上杉 浩
 (74)代理人 100120525
 弁理士 近藤 直樹
 (74)代理人 100139712
 弁理士 那須 威夫
 (74)代理人 100158551
 弁理士 山崎 貴明
 (72)発明者 ネカムキン マイケル
 アメリカ合衆国 ニュージャージー州 08807 ブリッジウォーター シャール ストリート 2
 (72)発明者 チェン ハンジュン
 アメリカ合衆国 ニュージャージー州 07039 リヴィングストン メルローズ ドライブ 11
 (72)発明者 リ リンリン
 アメリカ合衆国 ニュージャージー州 07751 モーガンヴィル ウッドクリフ ブールバード
 226
 審査官 対馬 英明
 (56)参考文献 米国特許出願公開第2008/0279090(US, A1)
 特表2002-538662(JP, A)
 米国特許第08737532(US, B2)
 米国特許出願公開第2007/0086533(US, A1)
 米国特許出願公開第2008/0181144(US, A1)
 特開2002-271305(JP, A)
 (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
 H04B 1/06
 H04B 1/16
 H04H 20/00 - 20/46
 H04H 20/51 - 20/86
 H04H 20/91 - 40/27
 H04H 40/90 - 60/98