

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5166417号

(P5166417)

(45) 発行日 平成25年3月21日 (2013. 3. 21)

(24) 登録日 平成24年12月28日 (2012. 12. 28)

(51) Int. Cl.

F I

H04N 7/173 (2011.01)

H04N 7/173 630

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 1/00 A

H03M 13/15 (2006.01)

H03M 13/15

H04N 7/26 (2006.01)

H04N 7/13 A

H04N 5/92 (2006.01)

H04N 5/92 H

請求項の数 40 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2009-528804 (P2009-528804)
 (86) (22) 出願日 平成19年9月18日 (2007. 9. 18)
 (65) 公表番号 特表2010-504058 (P2010-504058A)
 (43) 公表日 平成22年2月4日 (2010. 2. 4)
 (86) 国際出願番号 PCT/IB2007/002689
 (87) 国際公開番号 W02008/035164
 (87) 国際公開日 平成20年3月27日 (2008. 3. 27)
 審査請求日 平成22年9月1日 (2010. 9. 1)
 (31) 優先権主張番号 T02006A000668
 (32) 優先日 平成18年9月19日 (2006. 9. 19)
 (33) 優先権主張国 イタリア (IT)

(73) 特許権者 509079385
 ライ・ラディオテレヴィシオーネ・イタリ
 アーナ・ソシエタ・ペル・アチオニ
 RAI RADIO TELEVISION
 E ITALIANA S. P. A.
 イタリア、イー・オー・ローマ、ヴィア
 レ・マツィーニ14番
 (73) 特許権者 307022505
 エッセ・イ・エッセヴ・エエツレ・ソシエ
 タ・ペル・アチオニ・ソシエタ・イタリ
 アーナ・ペル・ロ・スヴィルッポ・デツレ
 ヲトロニカ
 イタリア10060ノーネ (トリノ)、ヴ
 イア・セストリエーレ100番

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 オーディオビデオシーケンスを再生する方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

オーディオ及び／又はビデオシーケンスを再生するための方法であって、上記方法は、デコーダを用いて上記シーケンスを復号するステップと、

上記デコーダの上流に接続されたバッファに上記シーケンスの少なくとも一部を一時的に格納するステップと、

いくつかのデータブロックを用いて上記シーケンスを送信し、上記ブロックの各々は、オーディオ及び／又はビデオ情報データのセクションと、対応する誤り訂正データセクションとを備え、このようなセクションは、異なる時間間隔において送信されるステップとを備え、

上記方法は、一時的動作モードと定常状態動作モードとを備え、上記定常状態動作モードにおいて、ブロックの訂正データは上記情報データが上記デコーダへ供給される前に上記ブロックの対応する情報データへ適用され、上記情報データは上記デコーダによって公称速度で復号される一方、上記一時的動作モードにおいて、ブロックの情報データは、上記ブロックの対応する訂正データを無視して上記デコーダへ直接に供給される方法において、

上記一時的動作モードにおいて、上記情報データは上記デコーダによって上記公称速度より低速で復号されることを特徴とする方法。

【請求項 2】

ブロックの上記情報データは、上記ブロックの上記情報データセクションの受信が完了

する前に上記デコーダへ供給されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

上記オーディオ及び／又はビデオシーケンスは誤りを検出できる方法にしたがって送信される請求項 1 又は 2 記載の方法において、

上記一時的動作モードが検出される誤りの数及び／又はタイプに依存して少なくとも 1 つの所定の状態が検証されるとき開始されることを特徴とする方法。

【請求項 4】

上記オーディオ及び／又はビデオシーケンスは誤りを検出できる方法にしたがって送信される請求項 1 から 3 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法において、

一時的動作の間隔時間において、所定のしきい値を超えるいくつかの誤りが検出されれば、非訂正情報データの上記デコーダへの供給が回避又は中断され、かつ好適には、訂正情報データの上記デコーダへの供給が利用可能であれば開始されることを特徴とする方法。

【請求項 5】

上記オーディオ及び／又はビデオシーケンスは誤りを検出できる方法にしたがって送信される請求項 1 から 4 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法において、

一時的動作の間隔時間において、所定のタイプの少なくとも 1 つの誤りが検出されれば、非訂正情報データの上記デコーダへの供給が回避又は中断され、好適には、訂正情報データの上記デコーダへの供給が利用可能であれば開始されることを特徴とする方法。

【請求項 6】

上記時間間隔の間に検出される誤りの数及び／又はタイプに依存して、少なくとも 1 つの所定の状態が検証されると、非訂正情報データの上記デコーダへの供給が回避又は中断され、かつ好適には、訂正情報データの上記デコーダへの供給が利用可能であれば開始されることを特徴とする請求項 4 又は 5 記載の方法。

【請求項 7】

上記オーディオ及び／又はビデオシーケンスは誤りを検出できる方法にしたがって送信される請求項 3 記載の方法において、

上記一時的モードが上記オーディオ及び／又はビデオシーケンスが再生のために選択された後に、上記選択後に検出される誤りの数及び／又はタイプに依存して少なくとも 1 つの所定の状態が検証されるまで使用されることを特徴とする方法。

【請求項 8】

上記少なくとも 1 つの状態は上記シーケンスの 1 つのデータブロックを参照することを特徴とする請求項 7 記載の方法。

【請求項 9】

上記少なくとも 1 つの状態は、連続するデータブロックについて繰返し計算されることを特徴とする請求項 7 記載の方法。

【請求項 10】

上記一時的モードは、上記オーディオ及び／又はビデオシーケンスが再生のため、及び決められた時間間隔のために選択された後に使用されることと、上記定常状態モードは上記決められた時間間隔の後に使用されることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の方法。

【請求項 11】

上記決められた時間間隔は、1 つのブロックの訂正データを上記ブロックの対応する情報データへ適用するために必要な時間に依存することを特徴とする請求項 10 記載の方法。

【請求項 12】

上記決められた時間間隔は、1 つのデータブロックの受信及び／又は再生の持続時間に依存することを特徴とする請求項 10 又は 11 記載の方法。

【請求項 13】

上記決められた時間間隔は約 $t_1 + (T_B + T_{FEC})$ に等しく、 t_1 は上記シーケンスの上記選択から上記シーケンスに関するブロックの受信までの時間間隔であり、 T_B は

上記シーケンスに関するブロックの受信の持続時間であり、 T_{FEC} は、上記シーケンスに関するブロックの訂正データを上記ブロックの対応する情報データへ適用するために必要な時間であることを特徴とする請求項10記載の方法。

【請求項14】

上記決められた時間間隔は約 $t_1 + (T_B + T_{FEC}) / (1 - \alpha)$ 以上であり、 t_1 は上記シーケンスの上記選択から上記シーケンスに関するブロックの受信までの時間間隔であり、 T_B は上記シーケンスに関するブロックの受信の持続時間であり、 T_{FEC} は、上記シーケンスに関するブロックの訂正データを上記ブロックの対応する情報データへ適用するために必要な時間であり、 α は、上記一時的動作モードにおける情報復号速度と上記定常状態動作モードにおける情報復号速度との（1よりも小さい）割合であることを特徴とする請求項10記載の方法。

10

【請求項15】

上記決められた時間間隔は、 α の異なる値に関連づけられるいくつかの時間部分間隔を規定することを特徴とする請求項14記載の方法。

【請求項16】

α の値は、値1に達するまで漸次増大されることを特徴とする請求項14又は15記載の方法。

【請求項17】

上記一時的動作モードから上記定常状態動作モードへの切り替え時間はユーザコマンドに依存することを特徴とする請求項1から16のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

20

【請求項18】

上記一時的動作モードから上記定常状態動作モードへの切り替えモードはユーザコマンドに依存することを特徴とする請求項1から17のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

【請求項19】

上記誤り訂正データはリードソロモン型の線形ブロック符号を使用して計算されることを特徴とする請求項1から18のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

【請求項20】

上記誤り訂正データは、上記情報データが列ごとに挿入されている行列の行を始点として計算されることを特徴とする請求項1から19のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

30

【請求項21】

上記一時的動作モードの間、周波数変換は上記デコーダにより復号される上記オーディオビデオシーケンスに関するオーディオ情報データへ適用され、上記周波数変換は中間周波数をその自然値へ移動させることを特徴とする請求項1から20のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

【請求項22】

上記一時的動作モードの間、周波数変換は上記デコーダにより復号される上記オーディオビデオシーケンスに関するオーディオ情報データから導出されるアナログオーディオ信号へ適用され、上記周波数変換は中間周波数をその自然値へ移動させることを特徴とする請求項1から21のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

40

【請求項23】

上記一時的動作モードの間、位相ボコーダ技術は上記オーディオビデオシーケンスに関しかつ上記デコーダにより復号されるオーディオ情報データへ適用されることを特徴とする請求項1から21のうちのいずれか1つの請求項記載の方法。

【請求項24】

上記一時的動作モードの間、TDHS (Time Domain Harmonic Scaling (タイムドメインハーモニックスケーリング)) 技術は上記オーディオビデオシーケンスに関しかつ上記デコーダにより復号されるオーディオ情報データへ適用

50

されることを特徴とする請求項 1 から 2 1 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

【請求項 2 5】

上記データブロックの各々は、インタリーブ行列に含まれるデータを備えることを特徴とする請求項 1 から 2 4 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

【請求項 2 6】

上記データブロックの各々の始まりにおいて、符号化された画像は先行する画像を参照することなく含まれることを特徴とする請求項 1 から 2 5 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

【請求項 2 7】

上記一時的動作モードに続き、かつ上記定常状態動作モードに先行する中間動作モードを備え、中間動作モードにおいて、訂正データと非訂正データの混合データが上記デコーダへ供給されることを特徴とする請求項 1 から 2 6 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

10

【請求項 2 8】

上記オーディオ及び／又はビデオシーケンスは、送信技術により、タイムスライシングにおいて他のオーディオ及び／又はビデオシーケンスと共に送信されることを特徴とする請求項 1 から 2 7 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

【請求項 2 9】

タイムスライシングにおける送信のあらゆるデータスライス、インタリーブ行列に含まれるデータの一部を備えることを特徴とする請求項 2 8 記載の方法。

20

【請求項 3 0】

上記データの一部はオーディオ及び／又はビデオシーケンスに関する情報データを備えることを特徴とする請求項 2 8 記載の方法。

【請求項 3 1】

上記データの一部はオーディオ及び／又はビデオシーケンスに関する訂正データを備えることを特徴とする請求項 2 8 記載の方法。

【請求項 3 2】

上記データの一部はオーディオ及び／又はビデオシーケンスに関する情報データ及び訂正データの混合データを備えることを特徴とする請求項 2 8 記載の方法。

【請求項 3 3】

上記一部は上記インタリーブ行列の 1 つの正確な部分行列であることを特徴とする請求項 2 3 記載の方法。

30

【請求項 3 4】

タイムスライシングにおける送信の各データスライスの始まりにおいて、先行する画像を参照することなく符号化される画像が含まれることを特徴とする請求項 2 8 から 3 3 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

【請求項 3 5】

上記定常状態動作モードにおいて、上記情報データは上記バッファから公称速度で抽出され、かつ上記一時的動作モードにおいて、上記情報データは上記バッファから上記公称速度より低速で抽出されることを特徴とする請求項 1 から 3 4 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の方法。

40

【請求項 3 6】

上記定常状態動作モードにおいて、上記バッファからの読み出し速度は上記バッファにおける書込み速度に平均的に等しいことと、上記一時的動作モードにおいて、上記バッファからの上記読み出し速度は上記バッファにおける上記書込み速度より低速であることを特徴とする請求項 3 5 記載の方法。

【請求項 3 7】

上記読み出し速度と上記書込み速度との差は、クロック信号の 1 つ又は複数のパルスを周期的にスキップすることによって取得されることを特徴とする請求項 3 6 記載の方法。

【請求項 3 8】

50

オーディオ及び／又はビデオシーケンスを再生するためのデバイスであって、上記シーケンスを復号することができるデコーダと、上記デコーダの上流に接続され、上記シーケンスの少なくとも一部を一時的に格納することができるバッファとを備えたデバイスにおいて、

請求項 1 から 37 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の再生方法を実行することができる手段を備えることを特徴とするデバイス。

【請求項 39】

請求項 38 記載のデバイスにおいて、

上記手段はプログラムされるタイプであり、かつ請求項 1 から 37 のうちのいずれか 1 つの請求項記載の再生方法を少なくとも部分的に実装することができる複数のコードを備えることを特徴とするデバイス。

10

【請求項 40】

テレビジョン受信機である、オーディオ及び／又はビデオシーケンスの再生装置において、

請求項 38 又は 39 記載の少なくとも 1 つのデバイスを備えることを特徴とする再生装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、オーディオ及び／又はビデオシーケンスを再生するための方法並びに本方法を使用する再生デバイス及び再生装置に関する。

20

【背景技術】

【0002】

現代のオーディオビデオデジタル受信機は、本質的にオーディオビデオシーケンスにより構成される多数のオーディオビデオサービスを受信することができる。

【0003】

ユーザはしばしばいわゆる「ザッピング」を行ない、即ち所望のサービスが発見されるまで多くのサービスを順次選択する。ユーザは、多数のサービスを高速で調査することができるように、1 つのサービスから別のサービスへ（例えば、受信機の遠隔制御を用いて）極めて迅速に（例えば、1 秒又は 2 秒で）切り替えすることを希望し、よって、受信機はユーザのこの要求を満たし得ることが重要である。以下の説明から明らかとなるように、本発明は、移動体受信機の場合に特に効果的である。

30

【0004】

（例えば受信機の移動に起因して経時的に信号対雑音比が変化する）雑音のある時変チャネル上でデジタルデータの信頼性のある通信を達成するために最も使用される方法の 1 つは、既知の BCH、リードソロモン及び LDPC 符号などの誤り訂正符号（FEC＝前方誤り訂正符号）の使用と組み合わせて送信データブロックをインタリーブする方法である。

【先行技術文献】

【特許文献】

40

【0005】

【特許文献 1】 米国特許第 5 5 8 3 6 5 2 号明細書。

【特許文献 2】 国際公開 WO 2 0 0 6 / 0 3 1 9 2 5 号公報。

【特許文献 3】 米国特許第 2 0 0 5 / 0 2 1 3 6 6 8 号明細書。

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献 1】 ETSI EN 302 304.

【非特許文献 2】 ETSI EN 301 192.

【非特許文献 3】 ISO/IEC 13818-1 - parts 1 and 2 - packet multiplexer: "Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio informati

50

on".

【非特許文献4】Portnoff, M., "Implementation of the digital phase vocoder using the fast Fourier transform," IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Volume 24, Issue 3, June 1976, pages 243-248.

【非特許文献5】Malah, D., "Time-domain algorithms for harmonic bandwidth reduction and time scaling of speech signals," IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Volume 27, Issue 2, April 1979, pages 121-133.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

特に、ある種のタイプの送信チャネルは時折インパルス雑音による影響をうける場合があり、他の場合では、特に移動体受信の場合、信号は、障害物の存在に起因する非周波数選択性減衰、又は信号反射（マルチパス伝搬）に起因する周波数選択性減衰を経験することがある。このような状況においては、連続性ビットの長いシーケンスは変造される可能性があり（「バースト」誤り）、結果的に、元のシーケンスを回復させるための誤り訂正符号の有効性が失われる。このような場合、データブロックは通常インタリーブされ、よって、データを元の順序に戻すために受信機がインタリーブの逆処理（以下、デインタリーブという。）を実行するとき、予想される誤りシーケンス（「バースト」）の影響はブロック内部で均一に分散され（以下、インタリーブブロックという。）、この方法では、誤りによって影響されるビットが連続する確率が低下し、かつ誤り訂正符号（FEC）の適用が元のシーケンスの復元に繋がる確率が上昇する。誤りバーストの最大持続時間より何倍も長いものであるインタリーブブロックのサイズが大きいほど、処理の有効性が高まる。

【0008】

インタリーブ処理を実現する典型的な方法は、コードワードを所定のサイズの行列内に書込み、これらを垂直に次々と列に挿入しかつこれらを1行ずつ水平に再び読み出す方法である。行列のサイズが大きいほど、送信チャネル内に生成される連続性の誤りの距離が大きいことは明らかである。

【0009】

特に重要な送信チャネルでは、誤り率の低い受信を達成するために大型サイズのインタリーブブロックを使用し、結果的に受信処理において高い遅延周期を受け入れることが必要である。例えば、衛星により送信される信号の移動体受信機による受信の場合がそうである。このような場合、受信信号のレベルが低いことによって、受信アンテナと衛星との間に位置する任意の障害物（建物、樹木、橋、トンネル、鉄塔など）が受信信号のレベルを極端に低減し、又は無効にし、数秒又は何秒も続く可能性がある中断が生じる。

【0010】

この種の中断を訂正するために、インタリーブブロックは、採用される符号の訂正能力に依存して、誤ったデータの数、含まれるデータの「適度な」部分だけであるサイズにされる。例えば、各インタリーブブロックにおいて誤ったデータの一定の割合 $\varepsilon = 25\%$ を訂正できる線形ブロック符号が使用されるものとする。これは、受信処理において容認できる誤り率を達成するために、インタリーブブロックの送信の持続時間が最長中断の持続時間の少なくとも4倍は長くなることを意味する。

【0011】

例えば、システムが単一のオーディオビデオサービスをビットレート $R_s = 0.15 \text{ Mbit/s}$ で符号化しているものとし、かつチャネル上で最大持続時間 $T_{burst} = 2.5$ 秒を有する誤りバーストを復元することを希望しているものとする。このとき、効率レート $\eta = 0.75$ を有する採用された FEC 符号が $\varepsilon = 25\%$ の消去ビットの復元を許容すれば、チャネル上で送信されるビットに時間 $T_I > (T_{burst} / \varepsilon) = 10$ 秒（以下、 T_I をインタリーブ時間として指示する。）に渡って作用する対応するインタリーブが必要であり、よって、最小のインタリーブブロックは $M = T_I R_s / \eta = 2 \text{ Mbit}$

t に等しい。

【0012】

S 個のオーディオビデオサービスが単一のデータフローに結合され（例えば、MPEG トランスポート多重化）かつデータがチャンネル上で $\sum_{i=1, \dots, S} \{R_s(i) / \eta\}$ （すべてのサービスが同じビットレート R_s を有しかつ可能な追加のシグナリングデータを無視すれば、 $R_m = S R_s / \eta$ である。）に等しい多重ビットレート R_m で送信される時分割多重送信システムの場合に、類似の状況が発生する。例えば、 $S = 20$, $R_s / \eta = 0.2 \text{ Mbit/s}$, $R_m = 4 \text{ Mbit/s}$ である。このような場合、インタリーブブロック及び FEC は、インタリーブバッファのサイズ及び FEC デコーダの動作クロックレートを縮小するために、典型的には（多重化後の S 個すべてのサービスではなく）単一のサービスごとに適用される（実際、ユーザは一度に 1 つのオーディオビデオサービスを見ることから、S 個すべてのサービスにおける誤りを訂正する必要はない。）。

10

【0013】

この場合、誤りバーストを訂正する能力は、インタリーブブロックのサイズ M だけでなく、多重化処理にも依存する。図 3 (a) は、多重化が、異なるサービスに関するビットをチャンネル上へ均一に分散させる場合を時間スケール図で示し、すべての斜線を施された方形は、所定のサービスに対応するデータを送信するパケットを表し、無地の方形は残りの $(S - 1)$ 個のサービスに対応する。この場合、チャンネル上の誤りバースト（最大持続時間 T_{burst} を有するが、送信速度の増大に起因して S 倍のビットに影響する。）は、いくつかのサービスに均一に影響し、よって、状況は 1 つのサービスしか送信しないシステムの場合と同じになり、 $T_I = M / (R_s / \eta)$ は T_{burst} / ε より大きいものでなければならない。以下、「十分に均一な」時分割多重化という表現は、チャンネル上の誤りバーストの典型的な周期 (T_{burst}) においてすべてのサービスに関するビットのパケットを送信しかつ所定のサービスに関するパケットの数はそのビットレートに比例する多重化を指す。後に詳述するように、これは、「タイムスライシング」の場合には適用不可である。

20

【0014】

デインタリーブバッファに起因する受信機の追加的な複雑さを別として、インタリーブ技術の欠点の 1 つは、受信機において、データ受信の開始と対応する FEC の復号との間に遅延期間が導入されることにあり、実際に、受信機は、FEC の復号を開始する前に、インタリーブブロック全体を受信しかつ格納する。したがって、ユーザが新しいオーディオビデオサービスを選択するたびに、受信機はすべてのインタリーブブロックを内部メモリ（以下では、デインタリーブバッファ又は単にバッファという。）にロードし、かつ情報セクションにおいて送信されるオーディオビデオデータを誤り訂正セクション (FEC) において送信されるデータを用いて訂正し、その後、オーディオビデオ信号を生成するために情報セクションの復号を開始する。大型ブロックの場合、これはユーザにとって容認できない遅延に繋がる可能性があり、ユーザは、サービスを閲覧して選択する（「ザッピング」）間、画面の画像を見て音声を聴くまでに数秒（本例では、 $M / (R_s / \eta) = 10$ 秒）を待機しなければならない（単純化のために、オーディオビデオ信号の復号による遅延は考慮しない。）。

30

40

【0015】

ザッピングの間に必要とされる時間量の課題に対する即時的解決法は、全サービスのインタリーブブロックを収容するためにサイズ M の S 個のバッファを使用することである可能性もあるが、当然ながら、受信機内に S 倍大きいメモリが必要となり、結果的にコストが上昇する（「タイムスライシング」の場合への適用不可については後述する。）。

【0016】

インタリーブ技術をリード・ソロモン符号と組み合わせて適用する典型的な一例は、非特許文献 1 記載の技術規格 (DVB-H = "Digital Video Broadcasting - Handheld") (デジタルビデオブロードキャスティング・ハンドヘルド) がある。同規格は非特許文献 2 記載の技術規格を参照し、テレビ信号を移動

50

体受信機へ放送するために使用される。この規格において、インタリーブブロックの最大サイズは $M = 2 \text{ Mbit}$ であって、無線周波数チャンネル上で送信されるMPEG多重化を構成できる何十ものサービスの各々に適用されることが可能である（多重化全体は、数 Mbit/s から数十 Mbit/s までの範囲の送信ビットレート R_m に達することができ、かつ S 個のサービスによる上述の単純化された場合では、各々が同じビットレート R_s である $[SR_s/\eta]$ に等しい送信ビットレート R_m に達することができる。）。図1は、上述の技術規格において使用されるインタリーブ及びFECの図である。

【0017】

さらに、上述の技術規格などの「タイムスライシング」と呼ばれる技術を利用するいくつかの送信システムも存在する。即ち、所定のサービス（又はサービスグループ）に関するデータブロックは、上記サービスに同調される受信機がその間はアクティブである周期的サイクルに従った既知の時間間隔（「タイムスライス」）において、チャンネル（ R_m ）により許容される最大ビットレートで送信される。多重化でトランスポートされる他のサービス（又はサービスグループ）が送信される残りの時間間隔では、受信機が非活性化され、よってバッテリー消費が大幅に（例えば、90%まで）低減される。DVB-H規格では、あるタイムスライスにおいて送信されるデータは、図3（b）に示すようにリードソロモン符号のインタリーブブロックに対応する。図3（b）では、斜線が施されているブロックは同じサービスに関するデータのブロックを表し、無色のブロックは他の（ $S-1$ ）個のサービスを表す。このタイプの構成は、次のような結果を意味する。

【0018】

(a)（最大サイズが $M = 2 \text{ Mbit}$ である特定の場合において）インタリーブブロックは、チャンネルにより許容される最大レート R_m により超短時間（例えば、 $R_m = 4 \text{ Mbit/s}$ であれば $T_I = M/R_m = 0.5$ 秒）で送信され、したがって、受信処理において、このインタリーブは誤りバーストを効率的に分配して持続時間を $T_{burst} < \varepsilon T_I = 0.125$ 秒にする。ただし、 $\varepsilon = 0.25$ である（これは、先に指摘したように、衛星信号を受信する場合には不十分な値である。）。言い換えれば、タイムスライシングのない場合と比較すると、インタリーブ時間は、同じサイズのバッファ M に関して S 倍短縮される。DVB-H規格の場合、この欠点は、典型的な参照チャンネル（何十ミリ秒も続く中断を引き起こす高いドップラ周波数に対抗するためにFECが使用される地上VHF/UHFチャンネル）上では重大ではない。

【0019】

(b) 受信機のデインタリーブメモリは、単一サービスのビットレート R_s/η より遙かに高いレート R_m でロードされる（ S 個のサービスがすべて同じビットレート R_s/η で送信されれば、 $R_m = SR_s/\eta$ ）。しかしながら、これは、デインタリーブメモリのロード時間に起因する上述のザッピング時に発生する遅延期間の課題を解決しない。実際に、タイムスライシングの場合、送信は他の（ $S-1$ ）個のサービスと周期的に発生し、一方でユーザは1つのサービスから別のサービスへランダムに変更し、よって、あるサービスへのアクセスするために必要とされる最大時間はそのサイクルの持続時間（上述の例では、上記サイクルの持続時間は $T_c = MS/R_m$ である。）とバッファの（無関係の）ロード時間 M/R_m との和に等しくなる。例えば、多重化が各々をビットレート 0.150 Mbit/s 、 $\eta = 0.75$ 、 $R_m = 4 \text{ Mbit/s}$ 、 $M = 2 \text{ Mbit}$ で計 $S = 20$ 個のサービスをトランスポートすれば、サイクルは、「連続する」レート R_s/η におけるインタリーブメモリのロード時間の場合（上述の例では、 $M/(R_s/\eta) = 10$ 秒）と同様に $MS/R_m = 10$ 秒間続く。タイムスライシングの場合、平均ザッピング時間は、 $T_c/2$ （即ち、本例では5秒）と、 M/R_m であるバッファのロードに必要な時間との和に等しい。上述の連続する送信の場合のように、ザッピング時間の課題に対する即時的解決法は、サイズ $M \times S$ のバッファ、即ち全サービスのインタリーブブロックを収容しやすいバッファを使用するというものであるが、タイムスライシングの使用により保証される優位点、即ちバッテリー消費の低減は失われ（受信機が常にオンになる。）、かつ明らかに、受信機においては S 倍大きいメモリ量が必要となり、結果的にコストは上昇する。

【0020】

結論として、上述の技術規格及び他の送信システムにおいて実行されるようなタイムスライシング技術は、バッテリー消費の低減を見込むものであるが、長い中断により特徴づけられるチャンネル上のインタリーブメモリMの限られた活用をもたらし、かつ高いザッピング時間を意味する（上述の例では、スライシングサイクルの持続時間は $T_c = MS / R_m$ に等しい。）。

【0021】

送信されるオーディオビデオデータが変更もされず、インタリーブ処理により混合もされないように、「仮想インタリーブ」と呼ばれる技術を使用することは一般的な方法である（上述の技術規格を参照。）。このような技術は、例えばリードソロモン符号のような体系的なブロック符号化を使用して（体系的符号は有益なデータを変形しない点に留意されたい。）誤り訂正データを計算するためにインタリーブを適用し、次いで、デインタリーブを介して元のオーディオビデオフローシーケンスを再構成した後に送信し、一方で誤り訂正データが別に送信されることから成る。受信条件が重要ではないことを条件として、仮想インタリーブは、単純化された受信機が単にFEC符号の誤り訂正データを無視することにより情報データ（オーディオビデオフロー）を復号することを許容する。仮想インタリーブによるFECの場合、受信機は、FECがオーディオビデオ情報符号に対して訂正を実行することを許容するために、インタリーブ処理を実行する（かつデインタリーブ処理を実行しない）サイズMのバッファを必要とする。

【0022】

本発明の一般的な目的は、受信機がユーザにより選択されるオーディオ及び／又はビデオサービスを即座に再生できる方法を実行することにある、典型的には、本発明はオーディオ及び／又はビデオサービスに適用される。

【0023】

この目的は、本明細書の一体部分として考慮されなければならない添付の特許請求の範囲に記載されている再生方法によって達成される。

【課題を解決するための手段】

【0024】

本発明に係る方法の基本的着想は、2つの動作モード、即ち、誤り訂正データが使用されない一時的動作モード（「低保護受信」）と、誤り訂正データが使用される定常状態動作モード（「高保護受信」）とを提供することに存する。

【0025】

一時的動作モードは、典型的には、ユーザがシーケンス、即ちサービスを選択した直後に、これを即座に再生するために使用される。

【0026】

定常状態動作モードは、（ユーザが当面の間、別のサービスを選択していなければ）後に使用される。

【0027】

特に、再生は、インタリーブバッファが完全にロードされる前に開始することができ（FEC及び仮想インタリーブが送信機により使用されることを仮定する。）、その次に、インタリーブ及びFECを有する「高保護」状態に切り替えてオーディオビデオ信号の再生の連続性も保証される。

【0028】

（図3（a）に示すように、タイムスライシングのない）単一のサービスの送信、若しくはS個の「十分に均一な」サービスの多重化送信の場合、上記方法は、送信装置を変更せず、使用される通信規格を変形することなしに、受信デバイスにおいて実装されることが可能である。

【0029】

また、本発明は、後述するように送信システムに適切な変形を導入することによってタイムスライシング技術と組み合わせて使用されることも可能であり、インタリーブメモリ

をより良く活用するという効果が追加され、結果的に、長い中断により影響されるチャネル（例えば、衛星による移動体受信のチャネル）上の誤り訂正性能が向上する。

【0030】

上記方法は、サービスのオーディオビデオデータが受信機に即時アクセス可能であるようにオーディオビデオデータを変更しないで保持するという仮想インタリーブの特性を利用する。

【0031】

ビットレート R_s / η での単一サービスの送信、又は（タイムスライシングのない）ビットレート R_m での S 個のサービスの多重化送信の場合、本発明に係る方法は、ザッピング時に、ユーザにビデオ及び／又はオーディオシーケンスを即時に示すために（無視可能なザッピング時間）、インタリーブブロックのロードを待つことなくオーディオビデオデコーダへ FEC 符号によって訂正されていないデータフロー（以下、「非訂正フロー」）を供給し、インタリーブバッファが完全にロードされた時間から開始される適切に選ばれた第2の時間に FEC 符号により訂正されるフロー（以下、「訂正フロー」）に切り替えることを規定している。訂正フロー及び非訂正フローである2つの上記フローが着信データのそれに等しい同じレート R_s / η で読み出されていれば、これらは $M / (R_s / \eta)$ に等しい時間遅延を有するであろうが（FEC 復号遅延の可能性は無視する。）、いずれの場合も、後述する方法は、オーディオビデオ信号の面倒な中断又は反復を回避するために、非訂正フローから訂正フローへの切り替え時のこのような遅延をなくすることを見込んでいる。

【0032】

タイムスライシングを使用していくつかのサービスを多重送信する場合は、本発明に係る方法を適用することができるが、図3（b）及び3（c）に示すように、現在のシステム、例えば技術規格 DVB-H、で使用されているスライシングサイクルの変形を導入することが効果的である。上記変形によれば、サイズ M のインタリーブブロックは単一のタイムスライス内で送信されず、サイズ M/J である J 個のミニブロック（インタリーブ行列の完全な列数に等しい。）に分割される。ただし、 J は、チャネルの特性（中断持続時間）及び受信機の特性（再同期時間）に基づいて、スライシングサイクル時間を適切に短縮するために選択される整数であり、以下でより詳しく説明する。 S 個のサービスのミニブロックは、図3（c）（本ケースでは、 $J=5$ 、 $S=20$ 、 $T_c=10$ 秒）に示すように、周期 T_c/J である J 個のサブサイクルを生成するように周期的に送信される。したがって、受信機のインタリーブバッファは J 個の間隔内にロードされ、本発明に係る方法が使用されれば、ザッピング後の遅延期間は、最悪の場合で T_c/J （本例では2秒）に等しくかつ平均で $T_c/2J$ （本例では1秒）に等しく、誤りのない受信の場合、従来の受信機よりも J 倍短縮される。

【0033】

なお、 J は、タイムスライシングのエネルギー節約を高く維持するために、チャネル上の各サービスの送信時間 $(M/J R_m)$ を十分な長さ（オフ切り替え後の復調器／受信機の再同期時間 T_{sync} 以上、例えば数百ミリ秒）に保ちながら、（ザッピング時間を短縮するために）可能な限り長くなるように選択される。実際に、持続時間が $MS/J R_m$ であるタイムスライシングのサブサイクルにおいて、受信機は時間 $T_{sync} + M/J R_m$ に渡ってオンに保持されなければならない、バッテリー寿命の節約は $(T_{sync} + M/J R_m) / (MS/J R_m)$ に等しい。

【0034】

タイムスライシングサイクルを J 個のサブサイクルに分割することは、信号の長いランダムな中断を示すチャネル上の受信性能を高めるためにも極めて望ましいことは留意されるべきである。実際に、図3（b）の例では、2 Mbit のブロックが0.5秒間で送信され、このような間隔の間に2秒間の信号中断が発生すれば、リードソロモン符号は送信された元のシーケンスを復元することができないであろう。図3（c）の場合では、1つのサービスが各々100ミリ秒である5つの400 kbit サブブロックで送信される。

チャンネル上の2秒間の中断は、リードソロモンFECによる完全な訂正の可能性を伴って各サービスのビットの20%を消失するに過ぎない。

【0035】

非訂正フローと訂正フローとの間の遅延の排除は、インタリーブバッファに格納される非訂正データを定常状態動作モードで使用される平均レート R_s より（例えば、10%又は20%）低い平均レート R_s' （t）で読み出しかつオーディオビデオデコーダへ送り出すことによって達成される。訂正フローへの切り替えは、2つのフローの整合が達成された後（いずれの場合も、インタリーブバッファが完全にロードされてFECが起動された後）に行われる。この時刻以後、オーディオ及びビデオデータは訂正フローから通常レート R_s で読み出されかつ復号される。

10

【0036】

オーディオビデオデータの復号レートは、当分野の当業者に公知である方法の1つにしたがって、バッファ内に格納されるデータの読み出しと同期して実行される。この場合、訂正フローへの切り替え前に、復号レートが、復号後の（無視可能な）画像及びオーディオレートの減速を伴って値 R_s' （t）まで僅かに低減され、よって結果はユーザに知覚できず、ユーザの邪魔をすることもない。復号されるビデオ信号の連続的再生を達成するためには、一時的周期の間に、画像レートの生成メカニズムを当業者に知られる技術を用いて変形することが効果的である。

【0037】

本発明の別の実施形態では、既知の方法の1つにしたがって、ユーザからオーディオ信号のピッチ変化を隠すために、低減された速度で読み出されて復号されるオーディオデータへ周波数変換が適用される。

20

【0038】

別の態様によれば、本発明はまた、本発明に係る方法を使用するシーケンスを再生するためのデバイス及びシーケンスを再生するための装置に関する。

【0039】

以下の説明では、本発明の他の目的、特徴及び優位点を明らかにする。

【0040】

本発明をより良く理解するために、添付の図面に関連して、単に非限定的な例として考慮されるものとする本発明の実施形態の例について、以下で説明する。

30

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図1a】最新技術から知られる1つの可能なインタリーブ方法を表す。

【図1b】最新技術から知られる1つの可能なインタリーブ方法を表す。

【図2】本発明に係る方法の概念的な図である。

【図3】（a）は、時分割パケット多重化の一例である（パケットは送信機によりランダムに挿入される）。MPEGトランスポートストリーム多重化の場合、パケットサイズは188バイトである。（b）は、DVB-H規格に採用されているような従来のタイムスライシングサイクルを示す。あらゆるタイムスライスにおいて、単一のサービス（又はサービスグループ）に関するインタリーブブロックのデータが送信される（例えば、 $M=2\text{ Mbit}$ の場合、約1000個のMPEGパケットが送信される。）。（c）は、本発明を適用可能にするために変形されたタイムスライシングサイクルを示す。単一サービスのインタリーブブロックはJ個のミニブロックに分割され、他のサービスのミニブロックと一緒に周期的に交互に送信される。

40

【図4】（a）及び（b）は、減速された後のオーディオ信号の周波数スペクトル変動を示す。（c）は、ピッチの低下をマスクするために適用され得る可能な訂正を示す図である。

【図5】最新技術に係る、かつ本発明の一態様に係る、4つのオーディオビデオシーケンス又はサービスのタイムスライシング送信を示す。

【発明を実施するための形態】

50

【0042】

図1a及び図1bにおいて、図は、オーディオビデオ信号を移動体端末へ送信するためのDVB-H規格に使用されているようなインタリーブ方法を示す。この規格では、保護システムは、リードソロモン型の線形ブロック符号を使用して達成される誤り訂正データ(FEC)を追加することによってMPE[Multi-Protocol Encapsulation]プロトコル層に導入される。このような訂正データは、IP(インターネット・プロトコル)パケットなどの情報データを始点として計算される。

【0043】

上記誤り保護データは、MPEGパケットマルチプレクサ(非特許文献3参照。)を供給する単一の「オーディオビデオサービス」ごとのデータフローへ追加され、上記マルチプレクサは、同一の無線周波数チャネル上で送信するためのいくつかのサービスを順に組み立てる。

10

【0044】

情報パケットは、リードソロモンコードワードの長さに等しい N_C 個の列と、可変数である N_R 個の行とを有する行列に挿入される。行列の各要素は、単一の情報バイトを送送する。

【0045】

行列は、垂直に、 N_{CA} 個の列を有する左部分行列ADTと、 N_{CR} 個の列を有する右部分行列RSDTとの2つの部分行列に分割される。送信側では、整数 p 個の情報パケット $ID(I D_1, I D_2, \dots, I D_p)$ のバイトが部分行列ADT内の列ごとに挿入され、上記部分行列の可能な残りの要素は、(図中のPadで示される)例えばゼロであるパディング情報で満たされる。

20

【0046】

部分行列RSDTでは、各行の情報データを基礎として誤り訂正データが計算される。このようにして行列が満たされると、すべてのデータは再び列ごとに送信される。この方法では、情報データパケットIDの順序は不変のままであるが、誤り訂正データを含む部分行列RSDTの N_{CR} 個の列RSC($RSC1, \dots$)は分離されたセクション(FECセクション)で送信される。このような理由から、本方法は「仮想インタリーブ」方法と呼ばれる。

【0047】

DVB-H規格では、列数 N_C は255であって、 N_{CA} は191、 N_{CR} は64であり、よって、リードソロモン符号のパラメータは($n=255, k=191, n-k=64$) $\eta=k/n=0.75=3/4$ であり、上記符号はその位置が既知である(実際に、誤り指示符号CRCはどの列が誤りを含んでいるかを指示する。)誤りを64バイトまで($\epsilon=25\%$)訂正することができる。行の最大数は1024であり、 $M=2^{21} \text{ bit}=2 \text{ Mbit}$ に等しい。

30

【0048】

部分行列ADTにおけるパッド領域のサイズを増大することにより、リードソロモン符号を強化することが可能である(実際に、パリティデータの比率は増大する。)。即ち、パディングビットは誤り訂正データを計算するために使用されるが、送信はされず、短縮符号の理論から知られるように、リードソロモン符号を用いて訂正を実行するために受信機によって再挿入される。

40

【0049】

一方で、部分行列RSDT内の列数を減らす(言い換えれば、誤り訂正データの一部を送信しない。)ことにより、符号を弱めることが可能であり、この場合、「パンクチャード」符号理論から知られるように、誤り訂正データの比率は低減される。

【0050】

図1bは、チャンネルCh上のデータのトランスポートを図示し、データ情報パケットを備えるMPEセクション(MPEsect1, MPEsect2, ...)は、誤り訂正データを含むFECセクション(FECsect1, FECsect2, ...)とは別のパケッ

50

トでチャンネル上へトランスポートされる。

【0051】

図2は、本発明に係る方法の概念的なブロック図である。

【0052】

以下の説明では、明確化のために、ビットに作用する本発明のハードウェアの例を示すが、これらの実施形態がソフトウェアでありかつ／又はバイトに作用する場合も多いことは考慮されるべきである。1つの実装から別の実装への転換は、当業者にとって困難なものではないはずである。

【0053】

S個のサービスが（タイムスライシングのない）時分割多重化で送信される場合、ユーザにより選択される、「in」で指示されたサービスは、デマルチプレクサ（ブロックDEMUX）を用いてレート R_m でデータフローから抽出される。これは、図1に示す方法を用いて取得されるオーディオビデオデータ及びFEC誤り訂正データ（例えば、リードソロモン符号を使用すること。）を含む。

【0054】

このフローは、メモリの書込みアドレスを生成するブロックB-コントロールの制御の下、 $R_s / \eta \text{ bit/s}$ の平均速度でインタリーブバッファへ列ごとに1バイトずつ格納される（この処理は図2のブロックBに示され、図1の方法に対応する。）。新しいブロックの始まりが検出されると、書込みアドレスがそのビット{列=0、行=0}から始まり、列アドレスが1から8まで（符号のバイト構造）増大し、次いで、書込み動作が実行されるたびに行アドレスが1つずつ増大する（などと続く）。

【0055】

ユーザが新しいサービスを要求する時刻 t_0 から、受信機は、時刻 t_1 における新しいインタリーブブロックの始まりを待機しなければならない、次いでバッファのロードを開始するが、このロードは時刻 t_2 まで続く（ $t_2 - t_1 = T_B = M / (R_s / \eta)$ 、全体的な平均遅延は $(T_B / 2) + T_B$ 、最大遅延は $2T_B$ である。）。

【0056】

論理ブロックFECは行ごとの符号訂正処理を表すが、これはFECが完全にロードされた後（即ち、時刻 t_2 から）、最大時間 $2T_B + T_{FEC}$ 後に誤りバイトを訂正することによって、バッファB上で実行される。ただし、 T_{FEC} は、図2において矢印Corrにより機能的に指示されるようなFEC復号遅延である。この時点で、ブロックB-コントロールはバッファBから1バイトごと、列ごとに（すべての読み出し処理において、メモリの読み出しアドレスを生成しかつ読み出しアドレスを1単位増加することによって）データを読み出し、かつ平均レート R_s で分岐c（訂正フロー）上へオーディオビデオデータフローを出力する（誤り訂正データは読み出されない。）。

【0057】

一方で、下側の分岐ncは、ブロックB-コントロールの制御の下、平均レート $R_s' = \alpha R_s$ でバッファBから1バイトごと、1列ごとに抽出される（誤り訂正データは抽出されない。）、FEC処理により訂正されていないデータ（非訂正フロー）をトランスポートする。ただし、 $0 < \alpha < 1$ は適切に選択される係数である。 α が小さいほど、非訂正フローの減速は大きくなり、分岐c上の訂正フローの遅延は急速に回復するが、再生されるオーディオビデオ信号のひずみが大きくなるという犠牲を伴う（実験による解析は、 α の適切な値が0.7から0.9までの範囲内であることを示している。）。

【0058】

新しいサービスが選択される時刻（時刻 t_0 ）を始点として、分岐nc上のデータの抽出は、（インタリーブブロックの始まりを待機することなく）バッファにおける書込みの直後に行われる。時刻 t_0 からインタリーブブロックの始まりの検出—時刻 t_1 —まで、書込み及び読み出しアドレス発生器はセル{列=0、行=0}上へ固定され、読み出しクロックは、書き込まれるデータの安定化を見込むための僅かな遅延を伴って書込みクロックへフック同期される。FECビットは、抽出されない。 t_1 （インタリーブブロックの

10

20

30

40

50

始まり)の後、読み出しクロックは、 $1 - \alpha$ に等しい割合のパルス(例えば、 $\alpha = 0.9$ が選ばれていれば10個のパルスのうちの1個のパルス、 $\alpha = 0.8$ であれば10個のパルスのうちの2個のパルス)を周期的にスキップするという特徴を伴って書込みクロックへフック同期され、同時に、書込み及び読み出しアドレス発生器は、対応するクロックのすべてのパルスにおいて(図1のバッファBにおける1バイトごと、1列ごとに)これらを増加させる。明らかに、アドレス発生器は周期的に動作し(モジュロM)、即ち、最後のセルに到達するたびに最初のセルから再び始動する。この方法では、読み出しアドレスは漸次書込みアドレスに対して遅延され、平均レート $R_s' = \alpha R_s$ で進行する。書込みクロックがFECビットに作用すると、読み出しクロックは停止し、次のインタリーブブロックの有益なデータを待機する。この方法では、分岐c上のデータに関して初期状態(時刻 t_1)で待機されている分岐nc上のデータは漸次遅延し、時刻 $t_3 = t_1 + [(T_B + T_{FEC}) / (1 - \alpha)]$ において一致するに至る(チャンネル上に誤りがなければ、2つのデータは同一である。)。例えば、 $\alpha = 0.8$ 、 $T_{FEC} = 0$ 、 $R_s / \eta = 200 \text{ kbit/s}$ 、 $M = 2 \text{ Mbit}$ であれば、 $t_3 = t_1 + 50 \text{ 秒}$ となる。ただし、 $t_1 = 10 \text{ 秒}$ (最悪のケース)である。

【0059】

ユーザがサービスを変更するたびに、オーディオビデオデコーダ D_{av} は、即時、図2のスイッチIを介して分岐ncの非訂正フローへ接続される。(後述するような)適切に選択される時刻 t_s において、スイッチIは訂正フローcへ切り替わる。

【0060】

本発明の単純な実施形態では、 $t_s = t_1 + [(T_B + T_{FEC})]$ 及び $\alpha = 1$ である。この場合、切り替えはバッファが完全にロードされると即時実行され、訂正された分岐が(訂正された)データの放出を開始する。この選択は、訂正された分岐cへの切り替えの最大速度を可能にするが、その主たる欠点は、バッファ内に含まれるオーディオビデオデータの再生(先の例におけるオーディオビデオ信号の10秒に等しい。)が2度実行され、その効果はユーザにとって不快である場合があることにある。

【0061】

「訂正」分岐から「非訂正」分岐への切り替えは、ユーザの決定コマンドを基礎としても実行する場合がある。例えば、ユーザは、低減された復号レート(即ち、基準に比較して遅い再生)による遷移段階を好むか否かを決定することも可能である。

【0062】

本発明の第2の主たる実施形態では、分岐nc上の信号が分岐c上の信号と一時的に整合されかつ切り替えによりオーディオビデオ再生においてジャンプ又は反復が生じないように、 $t_s = t_3$ である。その結果、 $\alpha = 0.7 - 0.9$ であり、かつ T_{FEC} が無視可能であれば、2つの分岐間の切り替えは、 $t_1 + 3T_B$ と $t_1 + 10T_B$ との間に含まれる時間 t_s の後(即ち、 $M = 2 \text{ Mbit}$ 及び $R_s / \eta = 200 \text{ kbit/s}$ である例では約40-110秒後)に、オーディオビデオシーケンスの反復なしに生じてよい。

【0063】

別の実施形態では、受信機は、リードソロモン符号の訂正能力を最大化するために、例えば技術規格DVB-Hにおいて既に利用可能であるCRC誤り検出符号(巡回冗長検査、Cyclic Redundancy Check)を基礎として、受信されるデータが正しいものであるか誤りであるかを区別することができる。この状況は、データが正しいものである限り、かつ上述したように分岐c及びnc上のフローの整合に至るまでは受信機が分岐nc上のフローの再生を継続できることから、特に効果的である。非訂正フロー上で、2つのフローの遅延間の整合前(即ち、 t_3 より前、ただし T_B の後)に誤りが検出されれば、オーディオビデオシーケンスの反復及び/又は再生の一時的欠如(訂正分岐は、誤り訂正データが受信されかつこれらが情報データへ適用された後にのみデータを放出するという事実に起因する。)という犠牲を払っても、訂正分岐c上の再生へ切り替えすることが望ましい場合がある。

【0064】

10

20

30

40

50

「非訂正」分岐と「訂正」分岐との間の切り替えは、検出される誤りの数及びタイプに依存して、所定のしきい値を超えるいくつかの誤りが検出されているという事実、又は、所定のタイプの少なくとも1つの誤り、又はより一般的には、所定の少なくとも1つの条件が検証されているという事実に起因するものであってもよい。

【0065】

また、「非訂正」分岐と「訂正」分岐との間の切り替えは、対応するユーザコマンドによって生じててもよい。例えば、「ザッピング」段階の間は「非訂正」分岐が使用され、ユーザが所望されるサービスを選択すると、ユーザは「訂正」分岐へ、したがって誤り訂正を伴う、かつその結果として高品質であるサービスの再生へ切り替えするためのコマンドを送信する。

10

【0066】

本発明のもう1つの実施形態では、オーディオビデオ信号の再生速度が漸次変動されかつそれ故にユーザによる知覚可能性が低減されるように、係数 α は経時的に変化して時刻 t_1 において低い値（例えば、0.7）を有し、かつ2つのフローが整合するまでいくつかの時刻を経て漸次（例えば、まず値0.8まで、次に0.9まで）増大される。

【0067】

上述したように、「非訂正」分岐から「訂正」分岐へのこのような切り替えは、ユーザが新しいサービスを選択した後、比較的短時間（数秒、又は最長でも数分）で生じる。

【0068】

しかしながら、本発明によれば、切り替えはこれより遙かに長い時間の後に生じててもよい。実際に、本発明の特定の実施形態によれば、一般に上記切り替えは、少なくとも1つの所定の状態が検証された時点で発生し、所定の状態は、上記選択の後に検出された誤りの数及び／又はタイプに依存する。したがって、シーケンスの極めて良好な受信という状態においては、最善で、上記切り替えはまったく生じなくてもよい。全データブロック（即ち、インタリーブ行列のデータ）へ適用され得る状態を選択し、かつ受信されるデータブロックの各々について上記状態を検証する可能性が存在する。誤りを有する第1のデータブロックが受信されると、即時、上述したように「訂正」分岐cへの切り替えが生じる。

20

【0069】

特に、前段落で説明したケースでは、低減された復号レートでの処理段階（即ち、基準より低減された速度での再生）は、上記所定の誤り状態が検証された場合にのみ開始されるものと考えることができる。

30

【0070】

既に述べたように、図2に示す図は概念上のものであり、FECブロックは、訂正データのフロー「c」を生成するバッファBに含まれる非訂正データに作用し、したがって、概念上非訂正データフロー「nc」から訂正データフロー「c」へ切り替えするスイッチIが設けられる。

【0071】

本発明の特定の実施形態によれば、FECブロックは、その誤り訂正機能をバッファに格納されるデータへ直接に実行することができる。この場合、FECブロックは、バッファBに含まれる情報データ（誤りを含む場合がある。）及び誤り訂正データを読み出し、情報データに含まれる予想される誤りを訂正しかつ訂正されたデータをバッファBへ再度書き込む。デコーダ D_{av} は、常に同一の電気回線を介して（切り替えなしに）データを受信するが、典型的には、これは、まず非訂正データを受信し（一時的動作）、次に非訂正データと訂正データの混合データを受信し（中間動作）かつ最後に、訂正データのみを受信する（通常動作）。

40

【0072】

先の説明から、バッファBに含まれるデータに対するFEC訂正動作は、上記バッファが完全なデータブロックを包含する時刻に発生し、かつ上記時刻において、一時的段階のサイクルjにおける分岐ncの読み出しアドレス発生器はほぼセル $[M_x(j, \alpha)]_{mo}$

50

d Mを指しており、一方で同じブロックのセル $M - [M \times (j \alpha)] \bmod M$ は依然として読み出しが予定されている点に留意することができる。例えば、 $M = 2 \text{ Mbit}$ 、 $\alpha = 0.9$ 及び $j = 6$ であれば、FEC訂正の時刻における読み出しアドレスは $[M \times (j \alpha)] \bmod M = 0.4$ であり、よって、分岐nc上で未だ抽出されていないブロックのセルの60%は訂正される（これらから、リードソロモン符号のパリティセルが減算されなければならない。）。時間の経過と共に、分岐ncへ送られるより大きい比率のデータがFECによって訂正され、最終的に2つのシーケンスnc及びcによる整合の時刻に100%に達する。上記から、例として記述しているこの実施形態では、データフロー間の切り替えは必要ではないが、単に分岐nc上の読み出し速度を一時的段階の間の低減された速度から、遅延がゼロまで低減されて全データがFECにより訂正されているときの通常の動作速度へ変更（例えば、切り替え）することが可能である点は明らかである。

【0073】

先に、各データブロックは対応するインタリーブ行列に含まれるデータを備えることを仮定した。

【0074】

しかしながら、本発明は、タイムスライシング送信のケースにも適用される。

【0075】

上述したように、タイムスライシングの場合、図3(c)に示すように、サイズMのインタリーブブロックではなく、サイズ M/J であるJ個のミニブロックを送信することによって送信サイクル T_c を変形することが適切である。この場合、本発明に係る受信機において実行される手順の説明は、図2に描かれているようなタイムスライシングのない送信の場合と同じであるが、（デマルチプレクサの後）選択されたサービスに関するパケットは、この場合は連続的に受信されず、フローがその間にチャンネル R_m の全速で受信されるタイムスライシングサイクル（ $T_c = M S / R_m$ ）のJ個の時間間隔において受信される（例えば、 $J = 5$ であれば、10秒である1サイクル以内に5個のミニブロックが受信され、各ブロックは選択されるサービスに関する約200個のMPGパケットを含み、ミニブロックの受信の間、書込みクロックは 4 Mbit/s に等しくなる。）。このようなバッファロード間隔（同じビットレートでのサービスでは $T_c / J S$ の間持続する、即ち、図3(c)の例では0.1秒）は、チャンネル上の他の（ $S - 1$ ）個のサービスの送信に対応する遅延期間（ $S = 20$ である本例では1.9秒）によって中断される。ここで、図2を参照し、先の場合（タイムスライシングなし）と同じ機能は別として、タイミングに関する相違点及び類似点に注目しながら上記処理について説明する。ユーザが新しいサービスを要求する時刻 t_0 から、分岐cは新しいインタリーブブロックの始まりを待機しなければならない（最大 $t_1 - t_0 = T_c$ 、平均 $t_1 - t_0 = T_c / 2$ であり、本例では10秒、5秒に等しい）、次いで、時刻 t_1 においてバッファのロードが開始され（タイムスライシングなしの場合と同様にサイズM）、これは、持続時間 $t_2 - t_1 = T_B = [T_c / J] [S^{-1} + (J - 1)]$ で時刻 t_2 において終わる。平均遅延（ $t_2 - t_0$ ）は $[T_c / J] [(J / 2) + S^{-1} + (J - 1)] + T_{FEC}$ に等しく、最大遅延は $[T_c / J] [J + S^{-1} + (J - 1)] + T_{FEC}$ に等しい（即ち、 $T_{FEC} = 0$ を仮定すれば、本例では13.1秒及び18.1秒）。なお、高値のJに対しては、関係式（ $t_2 - t_1$ ） $= T_B$ $T_c = M / (R_s / \eta)$ がまだ有効であり、よって、合計遅延はタイムスライシングなしの場合のそれに類似する。また、現時点のDVB-H技術規格は、結果的に平均遅延（ $t_2 - t_0$ ） $_{med} = T_c [(1 / 2) + S^{-1}]$ 及び最大遅延（ $t_2 - t_0$ ） $_{max} = T_c [1 + S^{-1}]$ をもたらす値 $J = 1$ を使用しているが、これは、本例の場合、訂正フローに対するザッピング遅延を約50%（5秒及び10秒）だけ低減する。実際に、インタリーブブロック全体をレート R_m で送信すると、バッファのロード時間は無視可能である。論理ブロックFECは、ブロックMに符号訂正を1行ごとに実行し（復号遅延 T_{FEC} ）、分岐c（訂正フロー）上にオーディオビデオデータフローを R_s に等しい平均レートで出力する。これに対して、下側の分岐ncは、バッファBから抽出される非訂正データを平均レート $R_s' = \alpha R_s$ でトランスポートする。新しいサービス

10

20

30

40

50

を選択する時刻（時刻 t_0 ）から始動して、分岐 n_c は、新しいミニブロックの始まりを待機しなければならない（最大遅延 T_c / J 及び平均遅延 $T_c / 2J$ 、本例では 2 秒及び 1 秒に等しい。）、次いで、分岐 n_c 上でデータの放出を開始する。タイムスライシングなしの場合と同様に、 t_1 （インタリーブブロックの始まり。）後、バッファの読み出しクロックは書き込みクロックへフック同期され、 $1 - \alpha$ に等しい割合のパルスをスキップして、フロー c 及び n_c が時刻 $t_3 = t_1 + [(T_B + T_{FEC}) / (1 - \alpha)]$ で再度整合するに至るまで平均レート $R_s' = \alpha R_s$ で進行する。ここで、 $T_B = [T_c / J] [S^{-1} + (J - 1)]$ 、 $T_c = M / (R_s / \eta)$ であり、最後の式は高値の J に関して有効である。結論として、タイムスライシングを使用する場合の唯一の機能的相違点は、最大遅延 T_c / J 及び平均遅延 $T_c / 2J$ に等しい分岐 n_c 上で放出されるデータの初期遅延 $t_1 - t_0$ であり（高値の J に関しては、この相違点は無視可能になる。）、 $DVB-H$ 規格の場合のように $J = 1$ が選択されれば、分岐 n_c の最大遅延は T_c に等しくかつ分岐 c の遅延に極めて類似するものとなる。よって本発明は（技術的観点からは）革新的なものとなるが、（実用的観点からは）有益ではない。これに対して、高値の J （例えば、 $J = 5$ ）によって本発明を実装すれば、非訂正分岐上では、約 J 倍のザッピング遅延の低減が達成される（また、上述したように、同じサイズのバッファに関して言えば、長く中断されるチャンネル上の訂正分岐上の性能は遙かに向上する。）。 10

【0076】

ブロック D_{av} は、先行技術から知られるようなオーディオビデオデータフローの復号処理を表し、このブロックは、入力されるデータフローを 3 つのフロー、（例えば、 $MPEG-4/H264$ 規格にしたがって）制御データに関するフロー、圧縮オーディオデータに関するフロー及び圧縮ビデオデータに関するフローに分離する。オーディオ及びビデオデータは、圧縮されないオーディオ及びビデオデータフロー（本図では各々 a_n 及び v_n ）を取得するために処理される。ブロック D_{av} はさらに、先行技術から知られるように（バッファ及び適切な時定数を有する位相ロックループ PLL を使用して）これらのデータフローを連続させ（先行の処理では、これらは不連続。）、さらに、オーディオ及びビデオデータフロー間の同期を維持する。 20

【0077】

デコーダの出力では、オーディオサンプル a_n 及びビデオサンプル v_n が各々デジタルアナログ変換器 D/A_a （オーディオ）及び D/A_v （ビデオ）へ送られ、これらの変換器は各々アナログ信号 $a(t)$ （オーディオ）及び $v(t)$ （ビデオ）を生成する。これらの信号は各々、本図には示されていないスピーカ及び表示手段へ（典型的には、適切な増幅を介して）送られる。 30

【0078】

デコーダが分岐 n_c へ接続されると、オーディオビデオデータフローは、定常状態段階において分岐 c 上に存在するレート R_s より低いレート R_s' で進入し、よって、オーディオ及びビデオデータの再生は、ユーザに中断なしに提示されるように減速されることが適切である。

【0079】

この目的のために、オーディオビデオデータの復号処理 D_{av} は、先行技術により時刻 t_s 後の定常状態段階で使用される速度より係数 α で減速して行われるべきである。ビデオ信号の連続再生を達成するためには、既知の技術により復号される画像の頻度（フレームレート）の同期を制御する一時的段階の間のパラメータを変形し、よってビデオバッファが空になることを防止することが適切である。 40

【0080】

オーディオビデオシーケンスは、結果的に係数 α で減速されるが、 α が 1 に近いほど、ユーザが切り替え時間 t_s 後にシーケンス速度の変化に気づきにくくなることは明らかである。

【0081】

本発明のもう 1 つの実施形態では、受信機が t_s より前の時間におけるオーディオ信号 50

の周波数変更を補償し、よって、低減されたトーンはユーザに気づかれずに済む。

【0082】

図4(a)及び図4(b)では、数学的変換理論から知られるような、減速されたオーディオ信号に対するスペクトル変更の処理を示す。

【0083】

$a(t)$ が、クロックを減速することなく取得されるデジタルーアナログ変換器の出力されたアナログオーディオ信号であれば、減速された信号は $a_s(t) = a(\alpha t)$ になる。 $A(f)$ が信号 $a(t)$ のスペクトルであって、帯域幅 BW 及び中心周波数 f_a を有していれば、信号 $a_s(t)$ の周波数スペクトルは必然的に $A_s(f) = (1/\alpha) A(f/\alpha)$ となり、帯域幅 $BW_s = \alpha BW$ 及び中心周波数 f_a/α を有する。

10

【0084】

したがって、図4(b)が表すように、オーディオビデオシーケンスの減速が結果的にオーディオ信号の周波数スペクトルを変化させることは明らかである。

【0085】

実験的試験は、一方でビデオシーケンスの減速がユーザにさほど知覚されない、又はユーザを妨げないものであれば、他方で、オーディオシーケンスの減速は、ピッチの低減に起因して人の耳に知覚される可能性が遙かに高まる場合のあることを実証している。図4(c)は、本発明の一実施形態を示し、ここでは、受信機が、中心周波数をほぼ元の信号の中心周波数 f_a まで戻すために、復号されたオーディオ信号 $a_s(t)$ 又は a_n (アナログ又はデジタルで作用する。) の周波数変換を実行することによってオーディオ信号の低減されたピッチを補償する。これは、既知の技術を使用して、2つの周波数変換、即ちオーディオバンド BW より大きい周波数まで上昇させる第1の変換と、所望の周波数 f_a まで低下させる第2の変換とを用いて達成される。特に、第1の周波数変換は、周波数 f_t の搬送波を有するビート (本図におけるブロック4-1) 及びこれに続く帯域通過フィルタ $F\{f\}$ (ブロック4-2) を経て実行され、スペクトル $A'_s(f)$ を有する信号が取得される。これに対して、第2の周波数変換は、周波数 $f_t + \{f_a[(\alpha+1)/\alpha]\}$ の搬送波を有するビート (ブロック4-3) 及びこれに続く帯域 BW を有する帯域通過フィルタ $F'\{f\}$ (ブロック4-4) を経て実行され、スペクトル $A_c(f)$ を有する所望される信号が取得される。

20

【0086】

もう1つの実施形態では、ピッチ低下はデジタル信号へ直接に作用することによって補償される。先行技術から知られる TDHS (Time Domain Harmonic Scaling (タイムドメインハーモニックスケーリング)) 技術、又は位相ボコーダ (Phase Vocoder) 技術が使用される場合がそうである。

30

【0087】

復号されたオーディオ及びビデオフローを同期状態に維持しながら (例えば MPEG 規格にしたがって) 圧縮されたオーディオ又はビデオ信号を復号する場合の速度の変動という課題が、先行技術において考察されかつ部分的に解決されている点に言及することは有意義である。

【0088】

さらに、オーディオ信号のピッチを、その持続時間を変えことなく変更する方法 (「ピッチシフト」) も知られている。

40

【0089】

「位相ボコーダ」技術に関しては、例えば、非特許文献4を参照することができる。

【0090】

「TDHS (Time Domain Harmonic Scaling (タイムドメインハーモニックスケーリング))」技術に関しては、例えば、非特許文献5を参照することができる。

【0091】

さらに、本発明を実装するために、ユーザにより制御されオーディオ及びビデオフロー

50

の同期を同時期的に保証する可変速度を有するオーディオビデオフローの連続再生を達成するための方法とシステムに関する特許文献1について考察することは興味深い。上記システムにおいて、TDHS (Time Domain Harmonic Scaling (タイムドメインハーモニックスケールリング)) 技術は、オーディオフローの再生速度を、そのトーンを変えることなく変更するために使用される。

【0092】

上記を基礎として、一般に、本発明に係る方法は、オーディオ及び／又はビデオシーケンス (典型的には、オーディオ及びビデオシーケンス) を、上記シーケンスを復号することができるデコーダと、上記デコーダより上流に位置づけられ、上記シーケンスの少なくとも一部を一時的に格納することができるバッファとを用いて再生するために有用であり、上記少なくとも一部のシーケンスはいくつかのデータブロックを介して送信され、上記ブロックの各々は、オーディオ及び／又はビデオ情報データセクションと、対応する誤り訂正データセクションとを備える。典型的には、上記セクションは別々の時間間隔において送信され、特に、情報セクションは対応する訂正セクションより前に送信されるが、誤り訂正データが情報データとともに多重化されて情報データを不変状態にしておく限り、これは本発明に影響しない。したがって、情報データセクション及び対応する誤り訂正データセクションは、チャンネル上で異なる順序により、2以上の時間間隔内で送信されてもよく、また、例えば、インタリーブ行列の隣接しない部分を含むいくつかのパケットに分割されてもよい。例えば、情報データを送信するパケット (例えば、図1aの部分行列ADTの列) と、誤り訂正データを送信するパケット (図1aの部分行列RSDTの列) とを交互にすることが可能である。

10

20

【0093】

本方法は、一時的動作モードと、定常状態動作モードとを含む。定常状態動作モードでは、1ブロックの情報データが、上記ブロックの対応する訂正データを適用することによって訂正された後にデコーダへ供給され、一時的動作モードでは、1ブロックの情報データが、上記ブロックの対応する訂正データを無視してデコーダへ直接に供給される。

【0094】

記述している実施形態に関連して上述したように、定常状態動作モードでは、情報データは、好適にはデコーダによって公称速度で復号されるが、一時的動作モードでは、情報データはデコーダによって公称速度より低速で復号される。典型的には、このような速度は平均速度として考慮されなければならない。しかしながら、このような好適な特徴に関して重要な点はデコーダの出力におけるオーディオ及び／又はビデオデータフローの速度であって、対応するアーキテクチャに依存するデコーダ内部の速度動作ではない。

30

【0095】

典型的には、一時的モードは、オーディオ及び／又はビデオシーケンスが再生のため、及び決定された時間間隔のために (ユーザにより) 選択された後に使用され、一方で定常状態モードは上記時間間隔の後に使用される。

【0096】

先に定義した方法は、一般的に、上述したように、「タイムスライシング」の場合にも使用されることが可能である。この場合、同一のシーケンスに関するデータブロックは必ずしも隣接していなくてもよく、さらに、情報セクション及び／又は訂正セクションは、有利に、異なるデータブロックに分割されてもよい。

40

【0097】

上述の方法は、一般的に、有利に、オーディオ及び／又はビデオシーケンスを再生するためのデバイスの内部に実装されることが可能である。このようなデバイスは、例えば、マイクロチップに完全に、又は部分的に集積される電子部品を構成する。

【0098】

このようなデバイスは、オーディオ及び／又はビデオシーケンスを復号することができるデコーダと、デコーダの上流へ接続され、上記シーケンスの少なくとも一部を格納することができるバッファとを備える。また、このような方法を実装できる手段も必要であり

50

、明らかに、本デバイスには、例えば図2に示すものの他の構成要素も存在することになる。

【0099】

上述の手段は、ハードウェア及び／又はソフトウェアであってもよい。特に、上記手段はプログラムされるタイプであってもよく、本方法を実装できるコードのセクションを備えてもよい。

【0100】

この種のデバイスは、有利に、例えばテレビ受信機などのオーディオ及び／又はビデオシーケンスを再生するための装置の内部で使用されてもよい。

【0101】

タイムスライシングにおける送信の変形に関する先の簡単な説明は、それ自体が、本特許出願に係る、かつ先に詳述した再生方法とは独立した独自の技術革新を構成する点に留意することは有意義である。

【0102】

このような発明は、送信方法（及び対応する送信機）及び受信方法（及び対応する受信機）の双方、並びに送信される信号の構造に影響を及ぼす。

【0103】

図5bは、4つのサービスs1、s2、s3、s4、及び時間間隔「i」に関する4個のデータブロック「B」（同一の構造及びサイズである）を図示したものであり、これらはBi[s1]、Bi[s2]、Bi[s3]、Bi[s4]で指示されている。時間間隔「i+1」に関する限り、1ブロックの一部しか描かれていない。各ブロックは1つのインタリーブ行列に対応し、これは、図に示すように、情報データのセクション（左側）と、誤り訂正データのセクション（右側）とを備え、2つのセクションは二重の垂直線によって分離されている。

【0104】

既知技術に係るタイムスライシングにおける送信は、4つのブロックを連続する「タイムスライス」における（例えば、s1、s2、s3、s4の順序に従った）シーケンスとして送信すること、及び図5（a）に示すように、期間Tcを有するこのようなシーケンスを周期的に反復することをもたらし。各ブロックは、1つの「データスライス」を構成する。

【0105】

本明細書において提案している革新的技術に係るタイムスライシングにおける送信は、各ブロックを「ミニブロック」（データの集合により構成される。）に分割することをもたらし。図5の例では、各ブロックは4つの等しい部分に分割され、よって、例えばブロックBi[s3]はミニブロックP1[s3]、P2[s3]、P3[s3]、P4[s3]に分割される（本図において、P3[s3]の参照は明確のために省略され、これらの部分は複数の細い垂直線で分離されている。）。図5（b）のように、いくつかのミニブロック（P1[s3]及びP2[s3]）は情報データのみを含み、ミニブロック（P4[s3]）は訂正データのみを含み、ミニブロック（P3[s3]）は情報データ及び訂正データの双方を含む。これらのミニブロックは、インタリーブ行列の部分行列に正確に対応する。当然ながら、ミニブロックは、本発明の方法に影響を与えることなく、元のブロックに含まれるデータの一部を何らかの順序で取り込むことによって形成されてもよい。例えば、あるミニブロックは、インタリーブ行列の隣接しない部分を含んでもよい。

【0106】

本明細書において提案している革新的技術に係るタイムスライシングにおける送信は、各「タイムスライス」に実質上1つのミニブロックに対応する「データスライス」を有し、かつ異なるサービスに対応するミニブロックが図5（c）に示すように時間とともに周期的に交互して発生することをもたらし。

【0107】

このような革新的技術に係るタイムスライシングにおける送信は、「ザッピング」及び

10

20

30

40

50

「誤り訂正」の観点から効果的である。

【0108】

「ザッピング」に関する限り、ミニブロックの使用によって、受信機は、T c / J（ここで、Jは各ブロックの部分の数である。）に対応する最大時間に渡って任意のサービスに関する情報データを受信する。受信機が絶対にF E Cを使用しなければ、又は（上述したように）F E Cを省く動作モードにあれば、任意のサービスに関するシーケンスは多かれ少なかれ即時再生されることが可能である。

【0109】

「誤り訂正」に関する限り、受信される信号に長い（かつランダムな）妨害信号が存在する場合に優位点がある。例えば、図5を参照すると、T cが8秒に等しく、かつデータブロック（インタリーブ行列全体）の送信が8秒に等しく、かつミニブロック（行列全体の4分の1）の送信が2秒に等しければ、従来技術の送信（図5（a））の場合の10秒の妨害信号は革新的送信（図5（c））の場合に比べてかなり異なる効果を有する。第1の場合では、妨害信号はおそらくデータブロック全体に影響して回復され得ないと思われるが、第2の場合では、4つのサービスの各々の1つ又は2つのミニブロックに影響し、おそらくは対応するブロックのF E Cによって回復されることが可能である。

10

【0110】

本発明は、データブロック（特に、実質的にインタリーブ行列に含まれるデータに対応するデータブロック）の送信、又はデータのミニブロック（特に、実質的にインタリーブ行列に含まれるデータの一部に対応するミニブロック）の送信について考察している。

20

【0111】

ブロック及び／又はミニブロックにおいて、最初の画像が先行する画像を参照することなく符号化されると規定することは効果的である場合がある。この画像は、一般的に「Iピクチャ」又は「Iフレーム」と呼ばれる。このような解決法を実装するための詳細な情報は、例えば、特許文献2において見出すことができる。

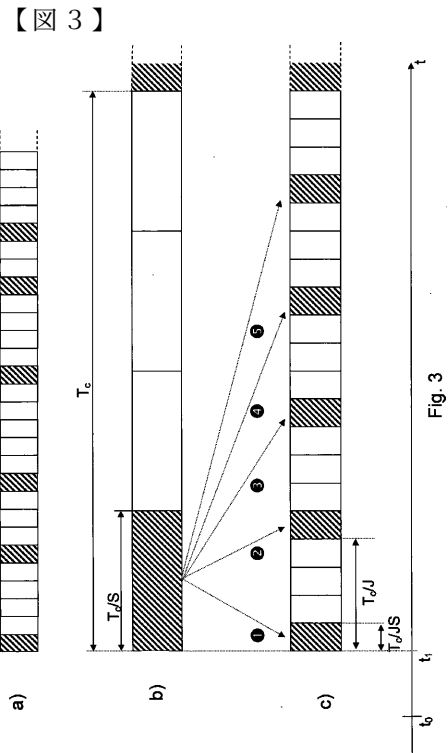
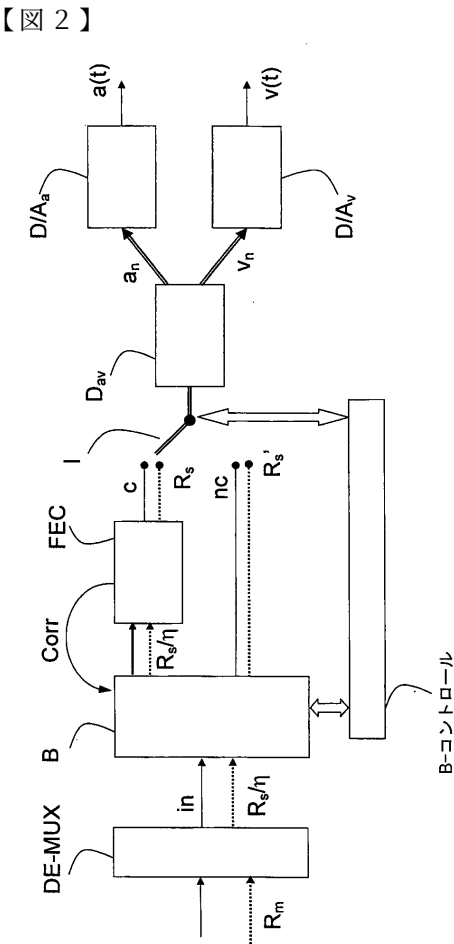
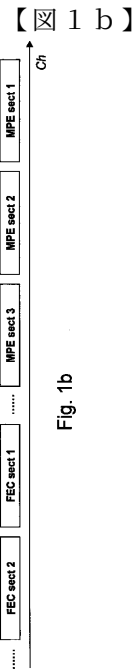
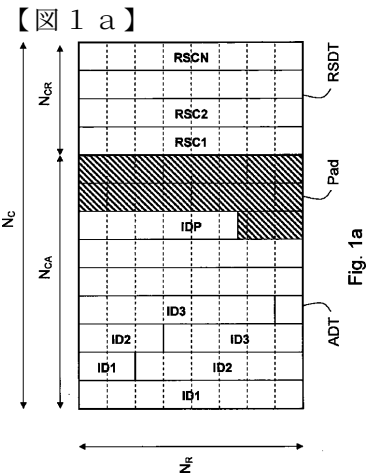
【0112】

技術革新に関連して本明細書に記述したものはすべて、限定的な意味で考慮されず、単に例として考慮されるものとする。

【0113】

したがって、本発明の範囲及び拡張範囲は添付の特許請求の範囲によって定義される。

30



【図 4】

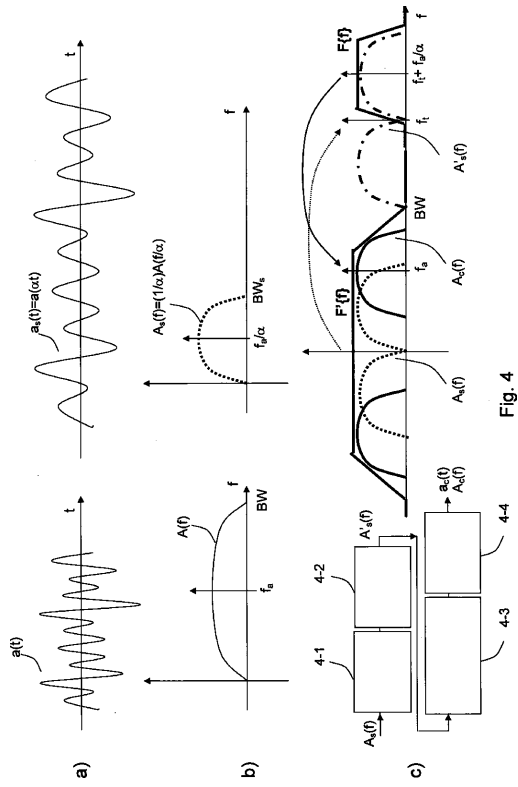


Fig. 4

【図 5】

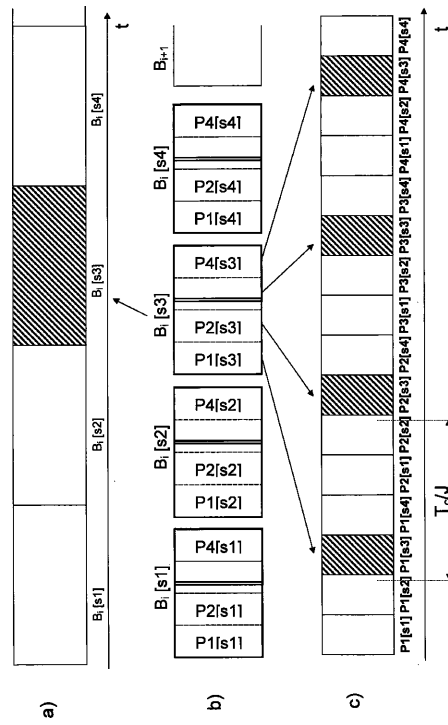


Fig. 5

フロントページの続き

(74)代理人 100101454

弁理士 山田 卓二

(74)代理人 100081422

弁理士 田中 光雄

(74)代理人 100125874

弁理士 川端 純市

(72)発明者 アルベルト・モレロ

イタリア、イー１０１２６トリノ、ヴィア・アントニオ・カノーヴァ４７番

(72)発明者 マッシーモ・マンチン

イタリア、イー１００９３コッレーニョ（トリノ）、ヴィア・ブッソレーノ７番

審査官 白石 圭吾

(56)参考文献 国際公開第００／０４８３２３（WO, A1）

特開２００５－２７７７０１（JP, A）

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04N 7/173

H04N 5/92

H04N 7/26

H04L 1/00

H03M 13/15