

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5363648号
(P5363648)

(45) 発行日 平成25年12月11日(2013.12.11)

(24) 登録日 平成25年9月13日(2013.9.13)

(51) Int.Cl.

F I

G 1 0 L 21/0388 (2013.01)

G 1 0 L 21/04 1 3 0 A

請求項の数 30 (全 34 頁)

| | | | |
|---------------|-------------------------------|-----------|----------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2012-512344 (P2012-512344) | (73) 特許権者 | 511105997 |
| (86) (22) 出願日 | 平成22年5月25日 (2010.5.25) | | ドルビー インターナショナル アーベー |
| (65) 公表番号 | 特表2012-528344 (P2012-528344A) | | オランダ国, セーエン アムステルダム |
| (43) 公表日 | 平成24年11月12日 (2012.11.12) | | ズイドースト 1101, ヘリケルベルグ |
| (86) 国際出願番号 | PCT/EP2010/057176 | | ウェグ 1-35, アポロ ビルディング |
| (87) 国際公開番号 | W02010/136459 | | 3エー |
| (87) 国際公開日 | 平成22年12月2日 (2010.12.2) | (74) 代理人 | 100070150 |
| 審査請求日 | 平成23年11月25日 (2011.11.25) | | 弁理士 伊東 忠彦 |
| (31) 優先権主張番号 | 61/181, 364 | (74) 代理人 | 100091214 |
| (32) 優先日 | 平成21年5月27日 (2009.5.27) | | 弁理士 大貫 進介 |
| (33) 優先権主張国 | 米国 (US) | (74) 代理人 | 100107766 |
| (31) 優先権主張番号 | 61/312, 107 | | 弁理士 伊東 忠重 |
| (32) 優先日 | 平成22年3月9日 (2010.3.9) | (74) 代理人 | 100112759 |
| (33) 優先権主張国 | 米国 (US) | | 弁理士 藤村 直樹 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 オーディオ信号の高周波成分を生成するシステム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

オーディオ信号の低周波成分から該オーディオ信号の高周波成分を生成するシステムであって、

前記オーディオ信号の前記低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供する、 f の周波数分解能を有する分析フィルタバンクと、

あるトランスポジション次数 P を用いて前記一群の分析サブバンド信号から一群の合成サブバンド信号を決定する非線形処理部であって、前記一群の合成サブバンド信号は、前記トランスポジション次数 P から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定される非線形処理部であって、該非線形処理部の出力における合成サブバンド信号数を、該非線形処理部の入力における分析サブバンド信号数とは異なるように決定する、非線形処理部と、

前記一群の合成サブバンド信号からの信号の高周波成分を生成する、 F f の周波数分解能を有する合成フィルタバンクであって、前記 F は $F = 1$ であって分解能因子であり、前記トランスポジション次数 P は前記分解能因子 F とは異なる、合成フィルタバンクとを有するシステム。

【請求項 2】

前記トランスポジション次数 P により位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号に属する分析サブバンド信号、又は

前記一群の分析サブバンド信号中の一对の分析サブバンド信号

に基づいて、前記非線形処理部が前記一群のサブバンド信号の合成サブバンド信号を決定し、前記一对のサブバンド信号の第1のメンバは因子 P' によりシフトされた位相を有し、前記一对のサブバンド信号の第2のメンバは因子 P'' によりシフトされた位相を有し、 $P' + P'' = P$ である、請求項1記載のシステム。

【請求項3】

前記分析フィルタバンクが L_A 個の分析サブバンドを有し、 $L_A > 1$ であり、分析サブバンドのインデックス k は、 $k = 0, \dots, L_A - 1$ であり、

前記合成フィルタバンクが L_S 個の合成サブバンドを有し、 $L_S > 1$ であり、合成サブバンドのインデックス n は、 $n = 0, \dots, L_S - 1$ である、請求項1記載のシステム

10

【請求項4】

前記非線形処理部は、前記一群の分析サブバンド信号の内の k 番目の分析サブバンド信号及び $(k + 1)$ 番目の分析サブバンド信号から、前記一群の合成サブバンド信号の内の n 番目の合成サブバンド信号を決定する、請求項3記載のシステム。

【請求項5】

前記非線形処理部が、

前記 k 番目の分析サブバンド信号の位相シフト及び前記 $(k + 1)$ 番目の分析サブバンド信号の位相シフトの総和として前記 n 番目の合成サブバンド信号の位相を決定し、及び/又は

20

前記 k 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさ及び前記 $(k + 1)$ 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさの積として前記 n 番目の合成サブバンド信号の大きさを決定する、請求項4記載のシステム。

【請求項6】

合成サブバンドインデックス n と共に前記合成サブバンドに寄与する前記分析サブバンド信号の前記分析サブバンドインデックス k が、 $(F/P)n$ を打ち切ることで取得された整数により与えられ、 $(F/P)n$ の剰余 r は、 $(F/P)n - k$ により与えられる、請求項5記載のシステム。

【請求項7】

前記非線形処理部が、

$P(1 - r)$ が乗算された前記 k 番目の分析サブバンド信号の位相及び $P(r)$ が乗算された前記 $(k + 1)$ 番目の分析サブバンド信号の位相の総和として前記 n 番目の合成サブバンド信号の位相を決定し、及び/又は

30

前記 k 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさの $(1 - r)$ 乗と前記 $(k + 1)$ 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさの r 乗との積として前記 n 番目の合成サブバンド信号の大きさを決定する、請求項6記載のシステム。

【請求項8】

前記分析フィルタバンク及び前記合成フィルタバンクが整数倍の位置に設定され、分析サブバンドの中心周波数は $k f$ で与えられ、合成サブバンドの中心周波数は $n F f$ で与えられる、請求項1 - 7の何れか1項に記載のシステム。

40

【請求項9】

前記分析フィルタバンク及び前記合成フィルタバンクが半整数倍の位置に設定され、分析サブバンドの中心周波数は $(k + (1/2)) f$ で与えられ、合成サブバンドの中心周波数は $(n + (1/2)) F f$ で与えられ、

前記トランスポジション次数 P 及び前記分解能因子 F の間の差分が偶数である、請求項1 - 7の何れか1項に記載のシステム。

【請求項10】

前記分析フィルタバンクが分析時間幅 t_A を使用し、

前記合成フィルタバンクが合成時間幅 t_S を使用し、

前記分析時間幅 t_A 及び前記合成時間幅 t_S は等しい、請求項1 - 9の何れか1項

50

に記載のシステム。

【請求項 1 1】

前記非線形処理部は、前記トランスポジション次数 P を用いて、前記一群の分析サブバンド信号から P の周波数分解能を有する一群の中間的な合成サブバンド信号を決定し、前記一群の中間的な合成サブバンド信号は前記トランスポジション次数 P により位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定され、

前記非線形処理部は、1つ以上の中間的な合成サブバンド信号を補間し、 F の周波数分解能を有する前記一群の合成サブバンド信号の合成サブバンド信号を決定する、請求項 1 記載のシステム。

【請求項 1 2】

オーディオ信号の低周波数成分から該オーディオ信号の高周波成分を生成するシステムであって、

前記オーディオ信号の前記低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供する分析フィルタバンクと、

第1のトランスポジション次数 P_1 を用いて前記一群の分析サブバンド信号から第1の一群の合成サブバンド信号を決定する第1の非線形処理部であって、前記第1の一群の合成サブバンド信号は、前記第1のトランスポジション次数 P_1 から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定される、第1の非線形処理部と、

第2のトランスポジション次数 P_2 を用いて前記一群の分析サブバンド信号から第2の一群の合成サブバンド信号を決定する第2の非線形処理部であって、前記第2の一群の合成サブバンド信号は、前記第2のトランスポジション次数 P_2 から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定され、前記第1のトランスポジション次数 P_1 及び前記第2のトランスポジション次数 P_2 は異なる、第2の非線形処理部と、

前記第1及び第2の一群の合成サブバンド信号を合成し、合成された一群の合成サブバンド信号を生成する合成部と、

前記合成された一群の合成サブバンド信号から前記オーディオ信号の前記高周波成分を生成する合成フィルタバンクと

を有するシステム。

【請求項 1 3】

前記合成部が、重複する周波数範囲に対応する前記第1及び第2の一群の合成サブバンド信号に属する合成サブバンド信号を重ね合わせる、請求項 1 2 記載のシステム。

【請求項 1 4】

エンコードされたビットストリームを前記オーディオ信号の前記低周波成分に変換するコアデコーダと、

前記高周波成分を複数の直交ミラーフィルタ (QMF) サブバンド信号に変換する QMF バンクと、

前記 QMF サブバンド信号を修正する高周波再構築処理モジュールと、

前記修正された QMF サブバンド信号から修正された高周波成分を生成する合成 QMF バンクと

を更に有する請求項 1 2 又は 1 3 に記載のシステム。

【請求項 1 5】

前記分析フィルタバンクの上流側において前記オーディオ信号の前記低周波成分のサンプリングレートを減少させ、減少したサンプリングレートで低周波成分を出力するダウンサンプリング部を更に有する請求項 1 4 記載のシステム。

【請求項 1 6】

前記コアデコーダが、ドルビー E、ドルビーデジタル、A A A 及び H E - A A C の内の何れかである符号化方式に基づいている、請求項 1 4 又は 1 5 記載のシステム。

【請求項 1 7】

10

20

30

40

50

第 1 のサンプリング周波数によるオーディオ信号の低周波成分から、該第 1 のサンプリング周波数の R 倍である第 2 のサンプリング周波数による該オーディオ信号の高周波成分を生成するシステムであって、

前記低周波成分から変調された高周波成分を生成する T 次のハーモニックトランスポート

を有し、該変調された高周波成分は、T 倍高い周波数範囲にトランスポジションされた前記低周波成分のスペクトル部分に基づいて決定され、該変調された高周波成分は前記第 1 のサンプリング周波数に因子 S を乗算したものであり、 $R > 1$ 、 $T > 1$ 及び $S < R$ である、システム。

【請求項 18】

前記変調された高周波成分を、S の倍数である X 個の分析直交ミラーフィルタ (QMF) サブバンドの内の少なくとも 1 つに対応付け、少なくとも 1 つの QMF サブバンド信号を提供する QMF バンクと、

前記少なくとも 1 つの QMF サブバンド信号を修正する高周波再構築モジュールと、修正された前記少なくとも 1 つの QMF サブバンド信号から前記高周波成分を生成する合成 QMF バンクと

を更に有する請求項 17 記載のシステム。

【請求項 19】

前記ハーモニックトランスポートが、

前記オーディオ信号の前記低周波成分から、一群の分析サブバンド信号を提供する分析フィルタバンクと、

前記一群の分析サブバンド信号の位相を変更することで、前記一群の分析サブバンド信号から一群の合成サブバンド信号を決定する、トランスポジション次数が T である非線形処理部と、

前記一群の合成サブバンド信号から、該信号の変調された高周波成分を生成する合成フィルタバンクと

を有する請求項 17 又は 18 に記載のシステム。

【請求項 20】

前記低周波成分が B である帯域幅を有し、

前記一群の合成サブバンド信号が $(T - 1) * B$ ないし $T * B$ の周波数範囲内にあり、前記ハーモニックトランスポートは、前記一群の合成サブバンド信号をゼロ周波数付近に中心を有するベースバンドに変調し、前記変調された高周波成分を生成する、請求項 19 記載のシステム。

【請求項 21】

前記ハーモニックトランスポートが、前記一群のサブバンド信号を前記合成フィルタバンクのサブバンドに対応付ける、請求項 20 記載のシステム。

【請求項 22】

前記ハーモニックトランスポートが請求項 1 - 13 の何れか 1 項に記載のシステムを構成する、請求項 17 - 21 の何れか 1 項に記載のシステム。

【請求項 23】

前記ハーモニックトランスポートの上流においてダウンサンプリング手段を更に有し、該ダウンリンクサンプリング手段は、前記オーディオ信号の低周波成分から、ダウンサンプリング因子 Q で除算した前記第 1 のサンプリング周波数によりクリティカルにダウンサンプリングされた低周波成分を提供し、

前記変調された高周波成分は、因子 S が乗算されかつ前記ダウンサンプリング因子 Q により除算された前記第 1 のサンプリング周波数であり、

X は S / Q である、請求項 18 - 22 の何れか 1 項に記載のシステム。

【請求項 24】

オーディオ信号の低周波成分から該オーディオ信号の高周波成分を生成する方法であって、

10

20

30

40

50

f の周波数分解能を有する分析フィルタバンクを用いて、前記オーディオ信号の前記低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供するステップと、

あるトランスポジション次数 P を用いて前記一群の分析サブバンド信号から一群の合成サブバンド信号を決定するステップであって、前記一群の合成サブバンド信号は、前記トランスポジション次数 P から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定され、該一群の分析サブバンド信号から決定される合成サブバンド信号数は、前記一群の合成サブバンド信号を決定するのに使用される分析サブバンド信号数とは異なる、ステップと、

F f の周波数分解能を有する合成フィルタバンクを用いて、前記一群の合成サブバンド信号から前記オーディオ信号の高周波成分を生成するステップと

を有し、前記 F は $F = 1$ であって分解能因子であり、前記トランスポジション次数 P は前記分解能因子 F とは異なる、方法。

【請求項 25】

オーディオ信号の低周波成分から該オーディオ信号の高周波成分を生成する方法であって、

前記オーディオ信号の前記低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供するステップと、

第1のトランスポジション次数 P_1 を用いて前記一群の分析サブバンド信号から第1の一群の合成サブバンド信号を決定するステップであって、前記第1の一群の合成サブバンド信号は、前記第1のトランスポジション次数 P_1 から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定される、ステップと、

第2のトランスポジション次数 P_2 を用いて前記一群の分析サブバンド信号から第2の一群の合成サブバンド信号を決定するステップであって、前記第2の一群の合成サブバンド信号は、前記第2のトランスポジション次数 P_2 から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定され、前記第1のトランスポジション次数 P_1 及び前記第2のトランスポジション次数 P_2 は異なる、ステップと、

前記第1及び第2の一群の合成サブバンド信号を合成し、合成された一群の合成サブバンド信号を生成するステップと、

前記合成された一群の合成サブバンド信号から前記オーディオ信号の前記高周波成分を生成するステップと

を有する方法。

【請求項 26】

第1のサンプリング周波数によるオーディオ信号の低周波成分から、該第1のサンプリング周波数の R 倍である第2のサンプリング周波数による該オーディオ信号の高周波成分を生成する方法であって、

次数 T のハーモニックトランスポジションを行うことで、前記低周波成分から変調された高周波成分を生成するステップ

を有し、該変調された高周波成分は、T 倍高い周波数範囲にトランスポジションされた前記低周波成分の一部分に基づいて決定され、該変調された高周波成分は前記第1のサンプリング周波数に因子 S を乗算したものであり、 $R = 1$ 、 $T > 1$ 及び $S < R$ である、方法

【請求項 27】

少なくともオーディオ信号を含む受信信号をデコードするセットトップボックスであって、

前記オーディオ信号の低周波成分から前記オーディオ信号の高周波成分を生成する請求項 1 - 23 の何れか 1 項に記載のシステム

を有するセットトップボックス。

【請求項 28】

請求項 24 - 26 の何れか 1 項に記載の方法をコンピュータ装置のプロセッサに実行さ

10

20

30

40

50

せるソフトウェアプログラム。

【請求項 29】

請求項 24 - 26 の何れか 1 項に記載の方法をコンピュータ装置のプロセッサに実行させるソフトウェアプログラムを記憶する記憶媒体。

【請求項 30】

請求項 24 - 26 の何れか 1 項に記載の方法をコンピュータに実行させる命令を有するコンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高周波再構築(HFR)のためのハーモニクトランスポジションを利用するオーディオコーディングシステムや、高調波歪の生成が処理信号にブライトネス(brightness)を加える所謂エキサイタのようなデジタルエフェクトプロセッサに関連する。特に、本願は高周波再構築のための簡易な方法に関連する。

【背景技術】

【0002】

特許文献1(W098/57436)において、オーディオ信号の低い周波数バンドから高い周波数バンドを作り直す方法として、トランスポジション(transposition)の概念が確立されている。オーディオコーディングにおいてこの概念を使用することで、ビットレートのかなりの削減効果が得られる。HFRを用いたオーディオコーディングシステムの場合、信号の低い周波数成分として言及される低帯域幅信号がコア波形コーダに与えられ、デコーダ側における高周波成分の目標のスペクトル形状を記述する非常にビットレートが低い付加サイド情報及び信号トランスポジションを利用して、信号の高周波成分として言及される高周波が再生成される。低いビットレートの場合、コアの符号化信号の帯域幅(すなわち、低バンド信号又は低周波数成分)は狭いので、知覚的に心地よい特性の高バンド信号(すなわち、高周波成分)を再生成することはますます重要になる。特許文献1(W098/57436)で規定されているハーモニクトランスポジションは、低いクロスオーバー周波数の状況において、すなわち低バンド信号の上限周波数が低い状況において、複雑な音楽内容について良好に機能する。ハーモニクトランスポジションの原理は、周波数 f の正弦波を周波数 Tf の正弦波にマッピング又は対応付けることであり、ここで $T > 1$ はトランスポジションの次数(すなわち、トランスポジション次数)を指定する整数である。これに対して、単一の再度バンド変調(SSB)を用いたHFRは、周波数 f の正弦波を周波数 $f + f_c$ の正弦波にマッピングし、ここで f_c は一定の周波数シフト量である。低い帯域幅のコア信号(すなわち、上限周波数が低い低バンド信号)の場合、SSBトランスポジションは、通常、耳障りな共鳴アーチファクト(dissonant ringing artifact)を招くので、この点はハーモニクトランスポジションと比較した場合の欠点である。

【0003】

改善されたオーディオ品質を達成し、かつ高バンド信号に必要な帯域幅を合成するために、ハーモニクHFR法は典型的にはいくつもの次数のトランスポジションを使用する。様々なトランスポジション次数の複数のトランスポジションを実行するため、従来法は、分析ステージ、合成ステージ又はそれら双方において複数のフィルタバンクを必要とする。典型的には、異なるトランスポジション次数の各々について異なるフィルタバンクが必要である。コア波形コーダが最終的な出力信号のサンプリングレートよりも低いサンプリングレートで動作する場合、典型的には、コア信号を出力信号のサンプリングレートに変換する追加的な要請があり、そのようなコア信号のアップサンプリングは、通常、更に別のフィルタバンクを追加することで行われる。従って、異なるトランスポジション次数の種類増加と共に、演算処理負担が著しく重くなってしまう。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

10

20

30

40

50

【特許文献1】国際公開第98/57436号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

異なるトランスポジション次数の種類が増加と共に、演算処理負担が著しく重くなってしまう従来の問題を少なくとも軽減すること。

【課題を解決するための手段】

【0006】

一実施形態によるシステムは、

信号の低周波成分から該信号の高周波成分を生成するシステムであって、

前記信号の前記低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供する、 f の周波数分解能を有する分析フィルタバンクと、

あるトランスポジション次数 P を用いて前記一群の分析サブバンド信号から一群の合成サブバンド信号を決定する非線形処理部であって、前記一群の合成サブバンド信号は、前記トランスポジション次数 P から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定する非線形処理部と、

前記一群の合成サブバンド信号からの信号の高周波成分を生成する、 F f の周波数分解能を有する合成フィルタバンクであって、前記 F は $F - 1$ であって分解能因子であり、前記トランスポジション次数 P は前記分解能因子 F とは異なる、合成フィルタバンクと

を有するシステムである。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】1次の周波数領域(FD)ハーモニックトランスポータの処理例を示す図。

【図2】いくつもの次数を利用したハーモニックトランスポータの処理例を示す図。

【図3】共通する分析フィルタバンクを使用しつつ、いくつもの次数のトランスポジションを利用したハーモニックトランスポータの従来の処理例を示す図。

【図4】共通する合成フィルタバンクを使用しつつ、いくつもの次数のトランスポジションを利用したハーモニックトランスポータの従来の処理例を示す図。

【図5】共通する分析フィルタバンク及び共通する合成フィルタバンクを使用しつつ、いくつもの次数のトランスポジションを利用したハーモニックトランスポータの処理例を示す図。

【図5 b】図5に示すマルチプルトランスポータに対するサブバンド信号のマッピング例を示す図。

【図5 c】図5に示すマルチプルトランスポータに対するサブバンド信号のマッピング例を示す図。

【図6】HFRエンハンスオーディオコーデックにおいていくつもの次数のトランスポジションを利用するハーモニックトランスポジションの第1実施形態を示す図。

【図7】図6の例においてサブサンプリングを行う例を示す図。

【図8】HFRエンハンスオーディオコーデックにおいていくつもの次数のトランスポジションを利用するハーモニックトランスポジションの第2実施形態を示す図。

【図9】図8の例においてサブサンプリングを行う例を示す図。

【図10】HFRエンハンスオーディオコーデックにおいていくつもの次数のトランスポジションを利用するハーモニックトランスポジションの第3実施形態を示す図。

【図11】図10の例においてサブサンプリングを行う例を示す図。

【図12 a】周波数領域の信号に対するハーモニックトランスポジションの影響を示す図。

【図12 b】重複する及び重複しないトランスポジション後の信号を合成する方法を示す図。

【図12 c】重複する及び重複しないトランスポジション後の信号を合成する方法を示す図。

10

20

30

40

50

【図13】周波数領域の信号にサブサンプリングを追加的に行う場合における次数 $T=2$ のハーモニックトランスポジションの影響を示す図。

【図14】周波数領域の信号にサブサンプリングを追加的に行う場合における次数 $T=3$ のハーモニックトランスポジションの影響を示す図。

【図15】周波数領域の信号にサブサンプリングを追加的に行う場合における次数 $T=P$ のハーモニックトランスポジションの影響を示す図(重複しない場合)。

【図16】周波数領域の信号にサブサンプリングを追加的に行う場合における次数 $T=P$ のハーモニックトランスポジションの影響を示す図(重複する場合)。

【図17】最大にデシメーションする(すなわち、十分にサンプリングする)トランスポート構築ブロックのレイアウト例を示す図。

10

【発明を実施するための形態】

【0008】

本発明は、分析フィルタバンク群及び合成フィルタバンク群のペアをいくつものハーモニックトランスポートで共用可能にすることにより、又は1つ以上のハーモニックトランスポート及びアップサンブラにより、ハーモニックHFR方法の複雑さを低減する方法を提供する。提案する周波数ドメインのトランスポジションは、分析フィルタバンクからの非線形に修正されたサブバンド信号を、合成フィルタバンクの選択されたサブバンドにマッピングすることを含む。サブバンド信号に関する非線形処理は何倍にも増やす位相乗算を含む。更に本発明はHFRシステムの複雑さを低減するいくつもの形態を提供する。

【0009】

20

一実施形態として、信号の低周波成分から該信号の高周波成分を生成するシステムが説明される。本システムは、信号の前記低周波成分から、少なくとも2つの分析サブバンド信号を典型的には含む一群の分析サブバンド信号を提供する分析フィルタバンクを有する。合成フィルタバンクは f の周波数分解能と L_A 個の分析フィルタバンクとを有し、 $L_A > 1$ であり、分析サブバンドのインデックス k は、 $k=0, \dots, L_A-1$ である。特に、分析フィルタバンクは、大きさのサンプル及び位相のサンプルを有する一群の複素分析サブバンド信号を提供する。

【0010】

本システムは、あるトランスポジション次数 P を用いて一群の分析サブバンド信号から一群の合成サブバンド信号を決定する非線形処理部を更に有し、一群の合成サブバンド信号は、トランスポジション次数 P から導出された量だけ位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号の一部分を典型的には有する。言い換えれば、一群の合成サブバンド信号は、トランスポジション次数 P から導出された量だけ位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号の一部分に基づいて決定される。分析サブバンド信号の位相シフトは、分析サブバンド信号の位相サンプルに、トランスポジション因子 P から導出された量を乗算することで行われてもよい。その場合、一群の合成サブバンド信号は一群の分析サブバンド信号の一部又は部分集合に対応し、サブバンドサンプルの位相にはトランスポジション次数から導出された量が乗算されている。特に、トランスポジション次数から導出された量は、トランスポジション次数の分数(fraction)であってもよい。

30

【0011】

40

本システムは、一群の合成サブバンド信号から信号の高周波成分を生成する、 F f の周波数分解能を有する合成フィルタバンクを有する。 F は $F-1$ であって分解能因子であり、合成フィルタバンクが L_S 個の合成サブバンドを有し、 $L_S > 1$ であり、合成サブバンドのインデックス n は、 $n=0, \dots, L_S-1$ である。トランスポジション次数 P は分解能因子 F とは異なる。分析フィルタバンクは分析時間幅(分析時間ストライド) t_A を使用し、合成フィルタバンクは合成時間幅(合成時間ストライド) t_S を使用し、分析時間幅 t_A 及び合成時間幅 t_S は等しくてよい。

【0012】

トランスポジション次数 P により位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号に属する分析サブバンド信号、又は一群の合成サブバンド信号中の一对の分析サブバンド信号に

50

基づいて、非線形処理部は一群のサブバンド信号の合成サブバンド信号を決定し、一对のサブバンド信号の第1のメンバは因子 P' によりシフトされた位相を有し、一对のサブバンド信号の第2のメンバは因子 P'' によりシフトされた位相を有し、 $P' + P'' = P$ である。上記の処理は合成及び分析サブバンド信号のサンプルについて実行されてもよい。言い換えれば、分析サブバンド信号のサンプルは、トランスポジション次数 P により位相がシフトされた分析サブバンド信号のサンプルに基づいて、又は分析サブバンド信号の対応するペアからのサンプルペアに基づいて決定されてもよい。サンプルペアの内の第1のサンプルは因子 P' だけ位相がシフトされており、サンプルペアの内の第2のサンプルは因子 P'' だけ位相がシフトされている。

【0013】

非線形処理部は、一群の分析サブバンド信号の内の k 番目の分析サブバンド信号及び隣接する $(k+1)$ 番目の分析サブバンド信号の組み合わせから、一群の合成サブバンド信号の内の n 番目の合成サブバンド信号を決定する。特に、非線形処理部は、 k 番目の分析サブバンド信号の位相シフト及び $(k+1)$ 番目の分析サブバンド信号の位相シフトの総和として n 番目の合成サブバンド信号の位相を決定する。代替的又は付加的に、非線形処理部は、 k 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさ及び $(k+1)$ 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさの積として n 番目の合成サブバンド信号の大きさを決定する。

【0014】

合成サブバンドインデックス n と共に合成サブバンドに寄与する分析サブバンド信号の分析サブバンドインデックス k は、 $(F/P)n$ を打ち切ることで取得された整数により与えられてもよい。打ち切った処理における剰余 r は、 $(F/P)n - k$ により与えられる。この場合において、非線形処理部は、 $P(1-r)$ だけシフトされた k 番目の分析サブバンド信号の位相及び $P(r)$ だけシフトされた $(k+1)$ 番目の分析サブバンド信号の位相の総和として n 番目の合成サブバンド信号の位相を決定してもよい。特に、非線形処理部は、 $P(1-r)$ が乗算された k 番目の分析サブバンド信号の位相及び $P(r)$ が乗算された $(k+1)$ 番目の隣接する分析サブバンド信号の位相の総和として n 番目の合成サブバンド信号の位相を決定してもよい。代替的又は付加的に、非線形処理部は、 k 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさの $(1-r)$ 乗と $(k+1)$ 番目の分析サブバンド信号の指数表示における大きさの r 乗との積として n 番目の合成サブバンド信号の大きさを決定してもよい。

【0015】

一実施形態において、分析フィルタバンク及び合成フィルタバンクは整数倍の位置に設定され、分析サブバンドの中心周波数は $k f$ で与えられ、合成サブバンドの中心周波数は $nF f$ で与えられてもよい。別の実施形態において、分析フィルタバンク及び合成フィルタバンクは半整数倍の位置に設定され、分析サブバンドの中心周波数は $(k+(1/2)) f$ で与えられ、合成サブバンドの中心周波数は $(n+(1/2))F f$ で与えられ、トランスポジション次数 P 及び分解能因子 F の間の差分が偶数であってもよい。

【0016】

別の実施形態として、信号の低周波成分から該信号の高周波成分を生成するシステムが説明される。本システムは、信号の前記低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供する分析フィルタバンクを有する。

【0017】

本システムは、第1のトランスポジション次数 P_1 を用いて一群の分析サブバンド信号から第1の一群の合成サブバンド信号を決定する第1の非線形処理部を有し、第1の一群の合成サブバンド信号は、第1のトランスポジション次数 P_1 から導出された量だけ位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号の一部に基づいて決定される。本システムは、第2のトランスポジション次数 P_2 を用いて一群の分析サブバンド信号から第2の一群の合成サブバンド信号を決定する第2の非線形処理部を有する。第2の一群の合成サブバンド信号は、第2のトランスポジション次数 P_2 から導出された量だけ位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号の一部に基づいて決定され、第1のトランスポジション次数 P_1 及び第2のトランスポジション次数 P_2 は異なる。第1及び第2の非線形処理部は本願で説明される任意

10

20

30

40

50

の特徴及び形態に従って構築されてよい。

【0018】

本システムは、第1及び第2の一群の合成サブバンド信号を合成し、合成された一群の合成サブバンド信号を生成する。そのような合成は、例えば、同一の周波数範囲に対応する第1及び第2の群中の合成サブバンド信号を組み合わせる(例えば、加算及び/又は平均化する)ことで実行されてもよい。言い換えれば、合成部は、重複する周波数範囲に対応する第1及び第2の一群の合成サブバンド信号中の合成サブバンド信号を重ね合わせるように構築される。更に、本システムは、合成された一群の合成サブバンド信号から信号の高周波成分を生成する合成フィルタバンクを備えていてもよい。

【0019】

別の実施形態として、信号の低周波成分から信号の高周波成分を生成するシステムが説明される。本システムは f の周波数分解能を有する分析フィルタバンクを有する。分析フィルタバンクは、信号の低周波成分から一群の分析サブバンド信号を提供する。本システムは、あるトランスポジション次数 P を用いて一群の分析サブバンド信号から、 $P \cdot f$ の周波数分解能を有する中間的な一群の合成サブバンド信号を決定する非線形処理部を有する。中間的な一群の合成サブバンド信号は、トランスポジション次数 P により位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号の部分を含む。特に、非線形処理部は、複素分析サブバンド信号の位相にトランスポジション次数を乗算する。トランスポジション次数 P は上述したように例えばトランスポジション次数 P 又は P_1 又は P_2 であってもよいことに留意を要する。

【0020】

非線形処理部は、1つ以上の中間的な合成サブバンド信号を補間し、 $F \cdot f$ の周波数分解能を有する一群の合成サブバンド信号の合成サブバンド信号を決定する。 F は分解能因子であり、 $F \geq 1$ である。一実施形態において、2以上の中間的な合成サブバンド信号が補間される。トランスポジション次数 P は周波数分解能 F と異なってもよい。

【0021】

本システムは周波数分解能が $F \cdot f$ である合成フィルタバンクを有する。合成フィルタバンクは、一群の合成サブバンド信号から信号の高周波成分を生成する。

【0022】

本願において説明されるシステムは、エンコードされたビットストリームを信号の低周波成分に変換するコアデコーダを更に有し、コアデコーダは、ドルビーE(DolbyE)、ドルビーデジタル(Dolby Digital)、AAA及びHE-AACの内の何れかの符号化方式に基づいてもよい。本システムは、マルチチャネル分析直交ミラーフィルタ(QMF)バンクを有し、QMFバンクは、高周波成分及び/又は低周波成分を複数のQMFサブバンド信号に変換し、及び/又は本システムはQMFサブバンド信号を修正する高周波再構築処理モジュールを有し、及び/又は本システムは修正されたQMFサブバンド信号から修正された高周波成分を生成する合成QMFバンクとを有する。本システムは、分析フィルタバンクの上流側において信号の低周波成分のサンプリングレートを減少させ、減少したサンプリングレートで低周波成分を出力するダウンサンプリング部を有する。

【0023】

別の実施形態として、第1のサンプリング周波数による信号の低周波成分から、第2のサンプリング周波数による該信号の高周波成分を生成するシステムが説明される。特に、低周波成分及び高周波成分を含む信号は、第2のサンプリング周波数におけるものでもよい。第2のサンプリング周波数は第1のサンプリング周波数の R 倍であり、 $R \geq 1$ である。本システムは、低周波成分から、変調された高周波成分を生成する T 次のハーモニックトランスポーザを有し、該変調された高周波成分は、 T 倍高い周波数範囲にトランスポジションされた低周波成分のスペクトル部分に基づいて決定される。該変調された高周波成分は第1のサンプリング周波数に因子 S を乗算したものであり、 $T > 1$ 及び $S \geq R$ である。言い換えれば、変調された高周波成分は、第2のサンプリング周波数より低いサンプリング周波数におけるものでもよい。特に、変調された高周波成分はクリティカルに(又はクリティカル

10

20

30

40

50

に近い形式で) サンプリングされてもよい。

【 0 0 2 4 】

本システムは、変調された高周波成分を、 S の倍数である X 個のQMFサブバンドの内の少なくとも1つに対応付け(マッピングし)、少なくとも1つのQMFサブバンド信号を提供するQMFバンク；及び/又は前記少なくとも1つのQMFサブバンド信号(例えば、スケール1つ以上のQMFサブバンド信号)を修正する高周波再構築モジュール；及び/又は修正された少なくとも1つのQMFサブバンド信号から高周波成分を生成する合成QMFバンク；を有する。

【 0 0 2 5 】

ハーモニックトランスポートは、上記特徴の内の何れかを備え、本願で説明される何れかの方法を実行するように構築される。特に、ハーモニックトランスポートは、信号の低周波成分から、一群の分析サブバンド信号を提供する分析フィルタバンクを有する。ハーモニックトランスポートは、一群の分析サブバンド信号の位相を変更することで、一群の分析サブバンド信号から一群の合成サブバンド信号を決定する、トランスポジション次数が T である非線形処理部を有する。上述したように、位相の変更は、分析サブバンド信号の複素サンプルの位相に乗算を行うことを含む。ハーモニックトランスポートは、一群の合成サブバンド信号から、その信号の変調された高周波成分を生成する合成フィルタバンクを有する。

【 0 0 2 6 】

低周波成分は B である帯域幅を有する。ハーモニックトランスポートは、 $(T-1)*B$ ないし $T*B$ の周波数範囲内にある一群の合成サブバンド信号を生成する。その場合において、ハーモニックトランスポートは、一群の合成サブバンド信号を、ゼロ周波数付近に中心を有するベースバンドに変調し、変調された高周波成分を生成する。そのような変調は、一群の合成サブバンド信号を含む一群のサブバンド信号から生成された時間領域信号をハイパスフィルタリングし、フィルタリングされた時間領域信号を変調及び/又は時間サンプリングすることにより行われてもよい。代替的又は追加的に、そのような変調は、一群の合成サブバンド信号から、変調された時間領域信号を直接的に生成することで実行されてもよい。これは、通常のサイズより小さな合成フィルタバンクを用いて実行されてもよい。合成フィルタバンクが L という通常のサイズを有し、 $(T-1)*B$ ないし $T*B$ の周波数範囲が k_0 ないし k_1 の合成サブバンドインデックスに対応していたとすると、合成サブバンド信号は、 $k_1-k_0 (<L)$ のサイズの合成フィルタバンクにおける0ないし k_1-k_0 のサブバンドインデックスにマッピングされてもよい、すなわち合成フィルタバンクは L より狭い k_1-k_0 のサイズを有する。

【 0 0 2 7 】

本システムは、ハーモニックトランスポートの上流においてダウンサンプリング手段を更に有し、該ダウンリンクサンプリング手段は、信号の低周波成分から、ダウンサンプリング因子 Q で除算した第1のサンプリング周波数によりクリティカルに(又はクリティカルに近い方法で)ダウンサンプリングされた低周波成分を提供する。この場合において、システムの中で様々なサンプリング周波数がダウンサンプリング因子 Q により分割されてもよい。特に、変調された高周波成分は、因子 S が乗算されかつダウンサンプリング因子 Q により除算された第1のサンプリング周波数でもよい。分析QMFバンクのサイズである X は S/Q でもよい。

【 0 0 2 8 】

別の実施形態として、信号の低周波成分から該信号の高周波成分を生成する方法も説明されている。本方法は、 f の周波数分解能を有する分析フィルタバンクを用いて、信号の低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供するステップを有する。本方法は、あるトランスポジション次数 P を用いて一群の分析サブバンド信号から一群の合成サブバンド信号を決定するステップを更に有する。一群の合成サブバンド信号は、トランスポジション次数 P から導出された量だけ位相がシフトされた前記一群の分析サブバンド信号の一部に基づいて決定される。更に、本方法は、 F f の周波数分解能を有する合成フィルタバンクを用いて、一群の合成サブバンド信号

10

20

30

40

50

から前記信号の高周波成分を生成するステップを有する。この場合において、 $F \geq 1$ であり、 F は分解能因子であり、トランスポジション次数 P は前記分解能因子 F とは異なる。

【0029】

別の実施形態として、信号の低周波成分から該信号の高周波成分を生成する方法も説明されている。本方法は、信号の低周波成分から少なくとも2つの分析サブバンド信号を含む一群の分析サブバンド信号を提供するステップを有する。本方法は、第1のトランスポジション次数 P_1 を用いて一群の分析サブバンド信号から第1の一群の合成サブバンド信号を決定するステップを有する。第1の一群の合成サブバンド信号は、第1のトランスポジション次数 P_1 から導出された量だけ位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号の一部に基づいて決定される。更に、本方法は、第2のトランスポジション次数 P_2 を用いて一群の分析サブバンド信号から第2の一群の合成サブバンド信号を決定するステップを有する。第2の一群の合成サブバンド信号は、第2のトランスポジション次数 P_2 から導出された量だけ位相がシフトされた一群の分析サブバンド信号の一部に基づいて決定される。第1のトランスポジション次数 P_1 及び第2のトランスポジション次数 P_2 は異なる。第1及び第2の一群の合成サブバンド信号は合成され、合成された一群の合成サブバンド信号を生成し、合成された一群の合成サブバンド信号から信号の高周波成分が生成される。

10

【0030】

別の実施形態として、信号の低周波成分から該信号の高周波成分を生成する方法も説明されている。本方法は、信号の低周波成分から、 f の周波数分解能を有する分析サブバンド信号を提供するステップを含む。本方法は、あるトランスポジション次数 P を用いて一群の分析サブバンド信号から $P \cdot f$ の周波数分解能を有する中間的な一群の合成サブバンド信号を決定するステップを更に有する。中間的な一群の合成サブバンド信号は、トランスポジション次数 P により位相シフトされた一群の分析サブバンド信号の一部を含む。1つ以上の中間的な合成サブバンド信号は補間され、 $F \cdot f$ の周波数分解能を有する一群の合成サブバンド信号の合成サブバンド信号が決定される。 F は分解能因子であり、 $F \geq 1$ である。トランスポジション次数 P は周波数分解能 F と異なっていてもよい。信号の高周波成分は一群の合成サブバンド信号から生成される。

20

【0031】

更に別の実施形態として、第1のサンプリング周波数による信号の低周波成分から、第2のサンプリング周波数による該信号の高周波成分を生成する方法も説明される。第2のサンプリング周波数は第1のサンプリング周波数の R 倍であり、 $R \geq 1$ である。本方法は、次数 T のハーモニックトランスポジションを行うことで、低周波成分から変調された高周波成分を生成するステップを有する。変調された高周波成分は、 T 倍高い周波数範囲にトランスポジションされた低周波成分の一部に基づいて決定され、変調された高周波成分は第1のサンプリング周波数に因子 S を乗算したものであり、 $T > 1$ 及び $S < R$ である。

30

【0032】

別の実施形態として、少なくとも信号を含む受信信号をデコードするセットトップボックスも説明される。セットトップボックスは、信号の低周波成分から信号の高周波成分を生成するシステムを有する。そのシステムは本願で説明される何れかの形態及び/又は特徴を含む。

40

【0033】

別の形態として、ソフトウェアプログラムも説明される。ソフトウェアプログラムは、コンピュータ装置で実行される場合に、本願で説明される何れかの形態及び方法をプロセッサに実行させる。

【0034】

更に別の形態として、記憶媒体も説明されている。記憶媒体はソフトウェアプログラムを記憶し、ソフトウェアプログラムは、コンピュータ装置で実行される場合に、本願で説明される何れかの形態及び方法の特徴をプロセッサに実行させる。

【0035】

別の形態として、コンピュータプログラムプロダクトも説明されている。コンピュータ

50

プログラムプロダクトは、コンピュータ装置で実行される場合に、本願で説明される何れかの形態及び方法をコンピュータに実行させる命令を有する。

【0036】

本願において説明されている複数の実施例及び実施形態は任意に組み合わせられてもよいことに留意を要する。特に、システムに関連して説明されている例及び形態は、対応する方法に適用されてもよいし、その逆も成立することに留意を要する。更に、本願の開示内容は、従属請求項として明示的に示されている請求項の組み合わせ以外の請求項の組み合わせをも包含している点に留意を要する(すなわち、請求項及びその技術的な特徴は任意の順序及び任意の形態で組み合わせられてよい)。

【実施例1】

【0037】

以下、添付図面を参照しながら、本発明の範囲を限定するものではない実施例を説明する。

【0038】

以下に説明する実施例は、効率的に合成されたハーモニックトランスポジションを行う本発明の原理を単に例示しているに過ぎない。説明されている形態及び具体的詳細例についての変形及び修正は、当業者にとって明らかであることが、理解されるであろう。従って、本発明は添付の特許請求の範囲によってのみ規定され、以下の説明及び記述により提示されている具体的な詳細によっては規定されないことに留意を要する。

【0039】

図1は、1次の周波数領域(FD)ハーモニックトランスポータ100の処理例を示す。基本形態において、T次のハーモニックトランスポータは、理論的には、入力信号の全ての信号成分をT倍高い周波数に移す(シフトする)装置である。このような処理を周波数領域で実行するために、分析フィルタバンク(又は変換部)101は、入力信号を時間領域から周波数領域へ変換し、分析サブバンド又は分析サブバンド信号と言及される複素サブバンド又はサブバンド信号を出力する。分析サブバンド信号は非線形処理部102に与えられ、非線形処理部102は選択されたトランスポジション次数Tに従って位相及び/又は振幅を修正又は調整する。典型的には、非線形処理部はある数のサブバンド信号を出力し、それは入力サブバンド信号の数、すなわち分析サブバンド信号の数に等しい。しかしながら、高級な(advanced)非線形処理部の場合、入力サブバンド信号数とは異なる数のサブバンド信号を出力することが望ましい。特に、1つの出力サブバンド信号を生成するために、2つのサブバンド信号が非線形処理部で処理されてもよい。この点については以下において詳述する。合成サブバンド(analysis subband)又は合成サブバンド(synthesis subband)信号と言及される修正されたサブバンド又はサブバンド信号は合成フィルタバンク103(変換部)に与えられ、合成フィルタバンクは、サブバンド信号を周波数領域から時間領域へ変換し、トランスポジションの処理がなされた時間領域信号を出力する。

【0040】

典型的には、フィルタバンクの各々は、ヘルツで表現される物理周波数分解能と秒で表現される時間ストライドパラメータ(time stride parameter)とを有する。これら2つのパラメータ(すなわち、周波数分解能及びタイムストライド)は、選択されたサンプリングレートにおけるフィルタバンクの離散時間パラメータを規定する。分析及び合成フィルタバンクの物理的時間ストライドパラメータ(すなわち、例えば秒である時間単位で測定される時間ストライドパラメータ)が一致するように選択することで、トランスポータ100の出力信号は、入力信号と同じサンプリングレートを有するようになる。更に、非線形処理部102を省略することで、出力における入力信号の完全な再構築が達成される。これは、分析及び合成フィルタバンクについて注意深い設計を要する。一方、出力サンプリングレートが入力サンプリングレートと異なるように選択される場合、サンプリングレートの変換が行われる。この動作モードは、例えば、所望の出力帯域幅が入力サンプリングレートの半分より大きい信号トランスポジションを適用する場合、すなわち所望の出力帯域幅が入力信号のナイキスト周波数を超える場合に必要になる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 1 】

図2は、異なる次数の複数のハーモニクトランスポート201-1, ..., 201-Pを含むマルチプル(multiple)トランスポートシステム200の例を示す。トランスポジションの処理が施される入力信号は、P個の個々のトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pのバンクに与えられる。個々のトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pは図1に関連して説明したような入力信号のハーモニクトランスポジションを実行する。典型的には、個々のトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pの各々は異なるトランスポジション次数Tのハーモニクトランスポジションを実行する。一例として、トランスポート201-1は次数T=1のトランスポジションを実行し、トランスポート201-2は次数T=2のトランスポジションを実行し、そしてトランスポート201-Pは次数T=Pのトランスポジションを実行してもよい。その成果、すなわち個々のトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pからの出力信号は合成部、加算部又はコン

10

【 0 0 4 2 】

トランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pの各々は図1に示されているような分析及び合成フィルタバンクを要することに留意すべきである。更に、個々のトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pは、典型的には、処理される入力信号のサンプリングレートを異なる量だけ変更する。一例として、トランスポート201-1の出力信号のサンプリングレートは、トランスポート201-Pに対する入力信号のサンプリングレートよりもP倍高い。これは、トランスポート201-Pの中で使用されている帯域幅拡張因子(bandwidth expansion factor)Pに起因し、すなわち分析フィルタバンクよりもP倍多いサブチャネルを有する合成フィルタバンクを使用することに起因する。これを実行するため、サンプリングレート及びナイキスト周波数は因子Pにより増加させられている。その結果、個々の時間領域信号は、合成部202において様々な出力信号の合成を可能にするために、サンプリングし直される(リサンプリングされる)必要がある。時間領域信号のリサンプリングは、個々のトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-P各々に対する入力信号又は出力信号において実行可能である。

20

【 0 0 4 3 】

図3は、共通する分析フィルタバンクを使用して、いくつもの次数のトランスポジションを実行するマルチプルハーモニクトランスポート又はマルチプルトランスポートシステム300の構成例を示す。マルチプルトランスポート300の設計の最初の段階では、全てのトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pの分析フィルタバンク(図1における参照符号101)が、同一でありかつ単独の分析フィルタバンク301で代替できるように、図2の個々のトランスポート201-1, 201-2, ..., 201-Pを設計する。その結果、時間領域入力信号は、単一の一群の周波数領域サブバンド信号(すなわち、単一の一群の分析サブバンド信号)に変換される。これらのサブバンド信号は、様々な次数のトランスポジションに備えて様々な非線形処理部302-1, 302-2, ..., 302-Pに与えられる。図1に関して説明したように、非線形処理部はサブバンド信号の位相及び/又は振幅の修正部を有し、この修正は異なる次数のトランスポジションについては異なっている。従って、別様に修正されたサブバンド信号又はサブバンドは、異なる非線形処理部302-1, 302-2, ..., 302-Pに対応する異なる合成フィルタバンク303-1, 303-2, ..., 303-Pにそれぞれ与えられる。その成果として、異なるトランスポジションが施された時間領域出力信号が得られ、それらは合成部304において加算され、加算されたトランスポート出力が得られる。

30

40

【 0 0 4 4 】

様々なトランスポジション次数に対応する合成フィルタバンク303-1, 303-2, ..., 303-Pが、例えば様々な帯域幅拡張度を利用することで、様々なサンプリングレートで動作する場合、様々な合成フィルタバンク303-1, 303-2, ..., 303-Pの時間領域出力信号は、合成部304で加算される前に、P個の出力信号を同じ時間単位又は時間グリッドに整合させるために様々にリサンプリングされる必要があることに、留意を要する。

【 0 0 4 5 】

図4は、共通する合成フィルタバンク404を使用して、複数の次数のトランスポジション

50

を利用したマルチハーモニクトランスポートシステム400の構成例を示す。マルチプルトランスポート400の設計の最初の段階では、全てのトランスポートの合成フィルタバンクが、同一でありかつ単独の合成フィルタバンク404で代替できるように、図2の個々のトランスポート201-1,201-2,...,201-Pを設計する。図3に示す例と同様に、非線形処理部402-1,402-2,...,402-Pはトランスポジション次数各々について異なることに留意を要する。更に、分析フィルタバンク401-1,401-2,...,401-Pは異なるトランスポジション次数に対して異なっている。従って、P個の分析フィルタバンク401-1,401-2,...,401-Pの一群は、P個の群の分析サブバンド信号を決定する。これらのP個の群の分析サブバンド信号は対応する非線形処理部402-1,402-2,...,402-Pに与えられ、P個の群の修正されたサブバンド信号を出力する。これらP個の群のサブバンド信号は合成部403において周波数領域で合成され、合成された一群のサブバンド信号を、単一の合成フィルタバンク404の入力として出力する。合成部403における信号の合成は、別様に処理されたサブバンド信号を異なるサブバンドレンジに与えること、及び/又はサブバンド信号の寄与を重複する(オーバーラップする)サブバンドレンジに重ね合わせることを含む。言い換えれば、異なるトランスポジション次数で処理された様々な分析サブバンド信号は、重複する周波数範囲をカバーする。その場合、重ね合わせの個々の寄与が合成部403により合成される(すなわち、加算される及び/又は平均化される)。マルチプルトランスポート400の時間領域出力信号が共通の合成フィルタバンク404から得られる。上述したのと同様に、分析フィルタバンク401-1,401-2,...,401-Pが異なるサンプリングレートで動作する場合、様々な分析フィルタバンク401-1,401-2,...,401-Pに対する時間領域信号入力は、様々な非線形処理部402-1,402-2,...,402-Pの出力信号を同じ時間単位に整合させるようにリサンプリングされる必要がある。

【0046】

図5は、1つの共通する分析フィルタバンク501及び1つの共通する合成フィルタバンク504を有し、複数の次数のトランスポジションを利用行うマルチハーモニクトランスポートシステム500の例を示す。この場合、図2の個々のトランスポート201-1,201-2,...,201-Pは、P個のハーモニクトランスポートの分析フィルタバンク及び合成フィルタバンクの双方が同じであるように設計される。異なるP個のハーモニクトランスポートに関する同じ分析及び合成フィルタバンクの条件が合致していた場合、同じフィルタバンクは、1つの分析フィルタバンク501及び1つの合成フィルタバンク504により置換できる。アドバンスト非線形処理部502-1,502-2,...,502-Pは、合成部503において合成される様々な寄与成分を出力し、合成部は、合成フィルタバンク504の個々のサブバンドに対する合成された入力を生成する。図4に示すマルチハーモニクトランスポート400と同様に、合成部503における信号の合成は、非線形処理部502-1,502-2,...,502-Pの別様に処理された信号を様々なサブバンドレンジに供給すること、及び寄与する複数の出力を重複する複数のサブバンドレンジに重ね合わせることを含む。

【0047】

上述したように、非線形処理部102は、典型的には、入力におけるサブバンド数に対応する数のサブバンドを出力において提供する。非線形処理部102は、典型的には、使用されるトランスポジション次数Tに従ってサブバンド又はサブバンド信号の位相及び/又は振幅を修正する。一例として、入力におけるサブバンドは出力においてT倍高い周波数のサブバンドに変換され、すなわち、非線形処理部102に対する入力において $[(k-(1/2))f, (k+(1/2))f]$ の範囲内のサブバンド(分析サブバンド)は、非線形処理部102の出力において $[(k-(1/2))Tf, (k+(1/2))Tf]$ の範囲内のサブバンド(合成サブバンド)に変換される。ここで、kはサブバンドインデックス数であり、fは分析フィルタバンクの周波数分解能である。共通の分析フィルタバンク501及び共通の合成フィルタバンク504を使用できるようにするため、アドバンスト処理部502-1,502-2,...,502-Pの1つ以上は、入力サブバンド数とは異なる数の出力サブバンドを与えるように構成される。一実施形態において、アドバンスト処理部502-1,502-2,...,502-Pに対する入力サブバンド数は、出力サブバンド数のおよそF/T倍である。ここで、Tはアドバンスト処理部のトランスポジション次

数であり、Fは以下の説明で導入されるフィルタバンク分解能因子(filter bank resolution factor)である。

【 0 0 4 8 】

以下、非線形処理部502-1,502-2,...,502-Pに関するアドバンスト処理部502-1,502-2,...,502-Pの原理を説明する。この目的のため、以下のことを仮定する。

【 0 0 4 9 】

分析フィルタバンク及び合成フィルタバンクは同じ物理時間ストライドパラメータ t を共有している。

【 0 0 5 0 】

分析フィルタバンクは物理周波数分解能 f を有する。

10

【 0 0 5 1 】

合成フィルタバンクは物理周波数分解能 F f を有し、分解能因子Fは1以上の整数である ($F = F/f$)。

【 0 0 5 2 】

更に、複数のフィルタバンクは均等に又は整数倍の位置に(evenly)用意されており、すなわちインデックス0のサブバンドはゼロ周波数付近に中心を有し、分析フィルタバンクの中心周波数は $k f$ で与えられることが仮定され、分析サブバンドインデックス k は $k=0, 1, \dots, L_A-1$ であり、 L_A は分析フィルタバンクのサブバンド数である。合成フィルタバンクの中心周波数は nF f により与えられ、合成サブバンドインデックス n は、 $n=0, 1, \dots, L_S-1$ であり、 L_S は合成フィルタバンクのサブバンド数である。

20

【 0 0 5 3 】

図1に示されるような次数 $T = 1$ の従来のトランスポジションを実行する場合、分解能因子 F は $F=T$ であるように選択され、非線形処理部の分析サブバンド k は同じインデックス $n=k$ の分析サブバンドにマッピングされる。非線形処理部102は典型的にはサブバンド又はサブバンド信号の位相に因子 T を乗算し、すなわちフィルタバンクのサブバンドの各サンプルに対して、次のように書くことができる：

$$s_s(k) = T \cdot A_A(k) \quad (1)$$

$A_A(k)$ は分析サブバンド k のサンプルの位相であり、 $s_s(k)$ は合成サブバンド k のサンプルの位相である。サブバンドのサンプルの大きさ又は振幅は、修正されないように維持されてもよいし、或いは一定のゲインファクタの分だけ増加又は減少させられてもよい。 T は整数であるので、(1)の数式の処理は位相角の定義に依存しない。

30

【 0 0 5 4 】

分解能因子 F がトランスポジション次数 T に等しい場合(すなわち、 $F=T$ である場合)、合成フィルタバンクの周波数分解能(すなわち、 F/f)はトランスポジション次数 T に依存する。従って、分析又は合成の処理段において、異なるフィルタバンクについて異なるトランスポジション次数 T を使用する必要がある。これは、トランスポジション次数 T が、物理周波数分解能の程度、すなわち分析フィルタバンクの周波数分解能 f の程度及び合成フィルタバンクの周波数分解能 F/f を規定していることに起因する。

【 0 0 5 5 】

複数の異なるトランスポジション次数 T について共通の分析フィルタバンク501及び共通の合成フィルタバンク504を使用できるようにするため、本願では、合成フィルタバンクの周波数分解能を F/f に設定することが提案される、すなわち合成フィルタバンク504の周波数分解能をトランスポジション次数 T に依存しないようにすることが提案される。従って、分析及び合成フィルタバンクの物理周波数分解能の程度を示す分解能因子 F が、 $F=T$ という関係式に従う必要がない場合に、次数 T のトランスポジションを如何にして実行するかが問題になる。

40

【 0 0 5 6 】

上記において説明したように、ハーモニックトランスポータの原理によれば、中心周波数が nF/f である合成フィルタバンクのサブバンド n に対する入力は、 $1/T$ 倍低い中心周波数 ($nF/f/T$) における分析サブバンドにより決定される。分析サブバンドの中心周波数は

50

、分析サブバンドインデックス k を利用すれば、 k f のように特定される。分析サブバンドインデックスの中心周波数の双方の表現(すなわち、 nF f/T 及び k f)は等しい(対応させてよい)。 n が整数であることを考慮すると、 nF/T という表現の有理数は、整数の分析サブバンドインデックス k とそれ以外の部分 r ($r \in \{0, 1/T, 2/T, \dots, (T-1)/T\}$)との和として、次のように表現することができる：

$$nF/T = k + r \quad (2)$$

従って、合成サブバンドインデックス n の合成サブバンドに対する入力は、次数 T のトランスポジションを用いて、数式(2)により与えられるインデックスの分析サブバンド又はサブバンド k から導出されることが、保証される。 nF/T は有理数であるので、余り又は剰余 r は0に等しい値ではなく、値 $k+r$ は分析サブバンドインデックス k より大きくかつ分析サブバンドインデックス $k+1$ より小さい。従って、合成サブバンドインデックス n の合成サブバンドに対する入力は、次数 T のトランスポジションを用いて、分析サブバンドインデックス k 及び $k+1$ の分析サブバンドから導出され、 k は数式(2)により与えられる。

【0057】

上記の分析の結果として、非線形処理部502-1, 502-2, ..., 502-Pにおいて実行される高度な非線形処理(アドバンスト非線形処理)は、概して、出力を合成サブバンド n に与えるインデックス k 及び $k+1$ の2つの隣接する分析サブバンドを考慮することを含む。トランスポジション次数 T の場合、非線形処理部502-1, 502-2, ..., 502-Pにより実行される位相調整は、従って、次の線形補間法により決定されてもよい：

$$s_s(n) = T(1-r) a_A(k) + Tr a_A(k+1) \quad (3)$$

ここで $a_A(k)$ は分析サブバンド k のサンプルの位相であり、 $a_A(k+1)$ は分析サブバンド $k+1$ のサンプルの位相であり、 $s_s(k)$ は合成サブバンド n のサンプルの位相である。すなわち、剰余 r が0に近い場合、 $k+r$ の値は k に近くなり、その場合、合成サブバンドのサンプルの位相に主に寄与するものは、サブバンド k の分析サブバンドのサンプルの位相から得られる。一方、剰余 r が1に近い場合、 $k+r$ の値は $k+1$ に近くなり、その場合、合成サブバンドのサンプルの位相に主に寄与するものは、サブバンド $k+1$ の分析サブバンドのサンプルの位相から得られる。数式(3)の位相調整が明確に規定されかつ位相角の定義に依存しないように、位相乗算因子 $T(1-r)$ 及び Tr は何れも整数であることに留意を要する。

【0058】

サブバンドサンプルの大きさを考慮して、合成サブバンドサンプルの大きさを判定するために、以下の幾何平均値が選択される：

$$a_s(n) = a_A(k)^{(1-r)} a_A(k+1)^r \quad (4)$$

$a_s(n)$ は合成サブバンド n のサンプルの大きさを示し、 $a_A(k)$ は分析サブバンドのサンプルの大きさを示し、 $a_A(k+1)$ は分析サブバンド $k+1$ のサンプルの大きさを示す。

【0059】

フィルタバンクが半整数倍の位置に(oddly)用意されていた場合、分析フィルタバンクの中心周波数は $(k+(1/2)) f$ により与えられ、 $k=0, 1, \dots, L_A-1$ であり、合成フィルタバンクの中心周波数は $(n+(1/2))F$ f により与えられ、 $n=0, 1, \dots, L_A-1$ であり、上記の数式(2)に対応する数式は、トランスポジション後の合成フィルタバンクの中心周波数 $(n+(1/2))F$ f/T と分析フィルタバンクの中心周波数 $(k+(1/2)) f$ とを等しく置くことで導出される。整数インデックス k 及び剰余 $r \in [0, 1]$ を考慮すると、半整数倍の位置にあるフィルタバンクについて以下の数式が導出される：

$$(n+(1/2))F/T = k + 1/2 + r \quad (5)$$

$T-F$ 、すなわちトランスポジション次数及び分解能因子の差分が偶数(even)である場合、 $T(1-r)$ 及び Tr は双方とも整数であり、数式(3)及び(4)の補間の数式を使用できることが分かる。

【0060】

図5bは、分析サブバンドを合成サブバンドに対応付ける様子を示す。図5bは $T=1$ ないし $T=4$ の4つの異なるトランスポジション次数に関する4つのマッピング例を示す。各々の図は、ソースピン510(すなわち、分析サブバンド)がターゲットピン530(すなわち、合成サブ

10

20

30

40

50

バンド)にどのようにマッピングされるかを示す。図示の簡明化のため、分解能因子 F は1であるとする。言い換えれば、図5bは、数式(2)及び(3)を用いて分析サブバンド信号を合成サブバンド信号にマッピングする様子を示す。図示の例の場合、 $F=1$ 及び最大トランスポジション次数 $P=4$ と共に、分析/合成フィルタバンクは整数倍毎に(evenly)設定されている。

【 0 0 6 1 】

図示の例の場合、数式(2)は、 $n/T=k+r$ のように書ける。従って、トランスポジション次数 $T=1$ の場合、インデックス k の分析サブバンドは対応する合成サブバンド n にマッピングされ、剰余 r はゼロである。これは図5bに示されており、ソースピン511はターゲットピンに531に1対1に対応付けられている。

10

【 0 0 6 2 】

トランスポジション次数 $T=2$ の場合、剰余 r は0及び $1/2$ の値をとり、ソースピンは複数のターゲットピンに対応付けられる。逆の観点から見れば、ターゲットピン532、535の各々は高々2つのソースピンから寄与を受けている、と言える。このことは図5bにおいて、ターゲットピン535がソースピン512及び515から寄与を受けているようなことで示されている。しかしながら、ターゲットピン532はソースピン512からの寄与しか受けていない。ターゲットピン535が偶数インデックス n (例えば、 $n=10$)を有するとすると、数式(2)は、ターゲットピン532がインデックス $k=n/2$ (すなわち、 $k=5$)と共にソースピン512から寄与を受けることを示す。この場合、剰余 r はゼロであり、すなわちインデックス $k+1$ (すなわち、 $k+1=6$)のソースピン515からの寄与はない。奇数インデックス n (例えば、 $n=11$)のターゲット

20

【 0 0 6 3 】

$F=2$ の場合、数式(2)は $2n/T=k+r$ のように書くことができ、この場合については図5cに示されている。トランスポジション次数 $T=2$ の場合、インデックス k の分析サブバンドは対応する合成サブバンド n にマッピングされ、剰余 r は常にゼロである。これは、ソースピン521がターゲットピン514に1対1にマッピングされていることから分かる。

【 0 0 6 4 】

トランスポジション次数 $T=3$ の場合、剰余 r は0、 $1/3$ 、 $2/3$ の値をとり、ソースピンは複数のターゲットピンに対応付けられる。逆の観点から見れば、ターゲットピン542、545の各々は高々2つのソースピンから寄与を受けている、と言える。このことは図5cにおいて、ターゲットピン545がソースピン522及び525から寄与を受けているようなことで示されている。ターゲットピン545が例えばインデックス $n=8$ を有するとすると、数式(2)は、 $k=5$ 及び $r=1/3$ であることを示し、ターゲットピン545がソースピン522(インデックス $k=5$)及びソースピン525(インデックス $k+1=6$)から寄与を受けることを示す。しかしながら、インデックス $n=9$ のターゲットピン546の場合、剰余 r はゼロになり、ターゲットピン546はソースピン525からの寄与しか受けない。このことは、高次のトランスポジション次数 T (例えば、図5cに示されているような $T=4$)についても同様である。

30

40

【 0 0 6 5 】

上記のアドバンスト非線形処理の更なる説明は次のようになる。アドバンスト非線形処理は、所与の次数 T のトランスポジションを行うことと、トランスポジション後のサブバンド信号を共通合成フィルタバンクにより規定される周波数グリッド(すなわち、周波数グリッド F f)にマッピングすることとの組み合わせとして理解できる。この解釈を説明するため、再び図5b又は5cを参照する。ただし、ソースピン510又は520は、トランスポジション次数 T を用いて分析サブバンドから導出された合成サブバンドであるとする。これらの合成サブバンドは T f により与えられる周波数グリッドを有する。ターゲットピン530又は540により与えられる所定の周波数グリッド F f における合成サブバンドを生成するために、ソースピン510又は520(すなわち、周波数グリッド T f を有する合成サブバンド)

50

は、所定の周波数グリッド F f にマッピングされる必要がある。これは、1つ以上のソースピン510又は520(すなわち、周波数グリッド T f における合成サブバンド信号)を補間し、ターゲットピン530又は540(すなわち、周波数グリッド F f における合成サブバンド信号)を決定することで行われる。好適実施形態の場合、線形補間が使用され、補間のウェイト(重み係数)は、ターゲットピン530又は540の中心周波数と対応するソースピン510又は520との間の差分の逆数に比例する。一例として、差分がゼロであった場合のウェイトは1であり、差分が T f であった場合のウェイトは0である。

【0066】

要するに、いくつかの分析サブバンドのトランスポジションによる合成サブバンドへの寄与を決定できるようにする非線形処理法が説明されている。その非線形処理法は、様々なトランスポジション次数に対する単一の共通の分析及び合成サブバンドフィルタバンクを使用できるようにし、これにより複数のハーモニックトランスポートの複雑な演算を大幅に減少させることができる。

【0067】

以下、マルチハーモニックトランスポート又はハーモニックトランスポートシステムのいくつかの実施形態を説明する。本願のリファレンスに含めている特許文献1(WO98/57436)等に示されているSBR(スペクトルバンドレプリケーション)のような高周波再構築(high frequency reconstruction: HFR)を使用するオーディオソース符号化/復号化システムの場合における典型的な処理では、コアデコーダ(すなわち、オーディオ信号の低周波成分のデコーダ)が、時間領域信号をHFRモジュール又はHFRシステム(すなわち、オーディオ信号の高周波成分の再構築を実行するモジュール又はシステム)に出力する。低周波成分は、低周波成分及び高周波成分を含む元のオーディオ信号の帯域幅の半分より狭い帯域幅を有する。従って、低バンド信号(低帯域信号)と言及される低周波成分を含む時間ドメイン信号(時間領域信号)は、オーディオ符号化/復号化システムの最終的な出力信号のサンプリングレートの半分でサンプリングされてよい。その場合、HFRモジュールは、コア信号を出力信号に加えることを支援するように、コア信号(すなわち、低バンド信号)を、サンプリング周波数の2倍に効率的にサンプリングし直す(リサンプリングする)必要がある。したがって、HFRモジュールにより適用されるいわゆる帯域幅拡張因子(bandwidth extension factor)は2に等しい。

【0068】

HFR生成信号と言及される高周波成分の生成後、HFR生成信号は、元の信号の高周波成分(すなわち、エンコードされた本来の信号の高周波成分)にできるだけ合致させるように動的に調整される。この調整は、典型的には、送信側の情報を利用するいわゆるHFRプロセッサにより実行される。送信側情報は元の信号の高周波成分のスペクトルエンベロープに関する情報を含み、HFR生成信号の調整はHFR生成信号のスペクトルエンベロープの調整を含む。

【0069】

送信側情報に従ってHFR生成信号の調整を実行するために、HFR生成信号はマルチチャネル直交ミラーフィルタ(Quadrature Mirror Filter: QMF)バンクにより分析され、このマルチチャネルQMFバンクはHFR生成信号のスペクトルQMFサブバンド信号を提供する。そして、HFRプロセッサは、分析QMFバンクから取得したスペクトルQMFサブバンド信号におけるHFR生成信号の調整を実行する。最終的に、調整されたQMFサブバンド信号は分析QMFバンクにおいて合成される。サンプリング周波数の変更を実行するために、例えば、低バンド信号のサンプリング周波数からオーディオ符号化/復号化システムの出力信号のサンプリング周波数へサンプリング周波数を2倍にするために、分析QMFバンド数は合成QMFバンド数と異なってもよい。一実施形態において、分析QMFバンクは32個のサブバンド信号を生成し、合成QMFバンクプロセッサが64個のQMFサブバンドを処理し、これにより2倍のサンプリング周波数を提供してもよい。典型的には、トランスポートの分析及び/又は合成フィルタバンクは何百もの分析及び/又は合成サブバンドを生成し、QMFバンクよりも非常に高い周波数分解能を提供してよいことに、留意を要する。

【 0 0 7 0 】

図6のHFRシステム600には、信号の高周波成分を生成する処理例が示されている。送信されたビットストリームはコアデコーダ601で受信され、サンプリング周波数 f_s においてコアデコーダはデコードされた出力信号の周波数成分を提供する。サンプリング周波数 f_s の低周波成分は個々の様々なトランスポート602-1, ..., 602-Pに入力され、単独のトランスポート各々は図1に示されているようなトランスポジション次数 $T=2, \dots, P$ の単独のトランスポートに対応する。 $T=1, 2, \dots, P$ に関するトランスポジション後の個々の信号は個々の分析QMFバンク603-1, ..., 603-Pの特定のインスタンスに別々に与えられる。低周波成分は次数 $T=1$ のトランスポジション信号と考えられていることに留意を要する。コア信号のリサンプリング(すなわち、サンプリング周波数 f_s における低周波成分のリサンプリング)は、ダウンサンプリングされたQMFバンク603-1(典型的には、64チャンネルではなく32チャンネルを有する)を用いて低周波成分をフィルタリングすることで行われる。その成果として32個のサブバンド信号が生成され、各QMFサブバンド信号はサンプリング周波数 $f_s/32$ を有する。

10

【 0 0 7 1 】

サンプリング周波数 f_s において次数 $T=2$ のトランスポジションによる信号への影響は図12aに示すような周波数ダイアグラムにより表現される。周波数ダイアグラム1210は帯域幅がBHzのトランスポート602-2に対する入力信号を示す。入力信号は分析フィルタバンクにより複数の分析サブバンド信号に分割(区分又はセグメント化)される。これは周波数バンド1211へのセグメント化により表現される。分析サブバンド信号は、 $T=2$ 倍高い周波数範囲へ移され(トランスポジションされ)、サンプリング周波数は2倍にされる。その結果の周波数領域信号は周波数ダイアグラム1220に示されており、周波数ダイアグラム1220は周波数ダイアグラム1210と同じ周波数スケールを有する(1目盛り又は1単位は同じである)。サブバンド1211はサブバンド1221にトランスポジションされていることが分かる。トランスポジションの処理は破線矢印で示されている。更に、トランスポジション後のサブバンド信号の周期的スペクトル1222が周波数ダイアグラム1220に示されている。代替的に、トランスポジションの処理は周波数ダイアグラム1230のように示されてもよく、この場合、周波数軸がスケール調整され、すなわちトランスポジション因子 $T=2$ が乗算されている。言い換えれば、周波数ダイアグラム1230は $T=2$ 倍大きなスケールによる周波数ダイアグラム1220に対応する。サブバンド信号1231の各々はセグメント1211の2倍の帯域幅を有する。これは、入力信号よりも $T=2$ 倍高いサンプリングレート(すなわち、 $2f_s$ のサンプリングレート)を有するトランスポート602-2の出力信号となるが、信号の時間的な持続期間は不変のままである。

20

30

【 0 0 7 2 】

図6に示されているように及び上記において説明したように、トランスポジション次数 $T=2$ の個々のトランスポート602-2の出力信号は、 $2f_s$ のサンプリング周波数を有する。サンプリング周波数が $f_s/32$ のQMFサブバンド信号を生成するために、64個のチャンネルを有する分析QMFバンク603-2が使用されるべきである。同様に、トランスポジション次数 $T=P$ の個々のトランスポート602-Pの出力信号は、 Pf_s のサンプリング周波数を有する。サンプリング周波数 $f_s/32$ でQMFサブバンド信号を生成するために、 $32P$ チャンネルを有する分析QMFバンク603-2が使用されるべきである。サイズ(すなわち、分析QMFバンク603-1, ..., 603-P各々のチャンネル数)が対応するトランスポート602-2, ..., 602-Pから生じる信号に適合していた場合、分析QMFバンク603-1, ..., 603-Pの全てのインスタンスからのサブバンド信号は等しいサンプリング周波数を有する。サンプリング周波数 $f_s/32$ における一群のQMFサブバンド信号はHFR処理モジュール604に与えられ、高周波成分のスペクトル調整は送信側情報に従って実行される。最終的に、調整されたサブバンド信号は64個のチャンネルインバース又は合成QMFバンク605により時間領域信号に合成され、これにより、 $f_s/32$ でサンプリングされたQMFサブバンド信号からサンプリング周波数 $2f_s$ でデコードされた信号を効率的に生成できる。

40

【 0 0 7 3 】

50

上記において説明したように、トランスフォーマーモジュール602-2, ..., 602-Pは、それぞれサンプリングレート $2f_s, \dots, P f_s$ のような様々なサンプリングレートの時間領域信号を生成する。トランスフォーマーモジュール602-2, ..., 602-Pの出力信号のリサンプリングは、後続の対応するQMF分析バンク603-1, ..., 603-Pにおいてサブバンドチャンネルを「挿入(insert)」又は破棄することで行われる。言い換えれば、トランスフォーマーモジュール602-2, ..., 602-Pの出力信号のリサンプリングは、後続の個々の分析QMFバンク603-1, ..., 603-P及び合成QMFバンク605において異なる数のQMFサブバンドを用いることで行われてよい。従って、QMFバンク602-2, ..., 602-Pからの出力QMFサブバンド信号は、最終的に合成QMFバンク605に送信される64個のチャンネルに適合している必要がある。この適合化又はマッピングは、32個のチャンネル分析QMFバンク603-1からの32個のQMFサブバンド信号を、合成又はインバースQMFバンク605の最初の32チャンネル(すなわち、32個の低い周波数のチャンネル)にマッピング又は加えることで行われる。実際、これは分析QMFバンク603-1を因子2でアップサンプリングすることでフィルタリングされた信号になる。64個のチャンネル分析QMFバンク603-2から生じる全てのサブバンド信号は、インバースQMFバンク605の64個のチャンネルに直接的にマッピング又は加算されてもよい。分析QMFバンク603-2は合成QMFバンク605と厳密に同じサイズサイズであるという事実の観点からは、トランスポジション後の個々の信号はリサンプルされない。QMFバンク603-3, ..., 603-Pは、64サブバンド信号を上回る多数の出力QMFサブバンド信号を有する。その場合、低周波側の64個のチャンネルが合成QMFバンク605の64チャンネルにマッピング又は加算されてよい。高周波側の残りのチャンネルは破棄されてもよい。32P個のチャンネル分析QMFバンク603-Pの成果として、QMFバンク603-Pによりフィルタリングされた信号は因子 $P/2$ でダウンサンプリングされる。従って、トランスポジション次数 P に依存するこのリサンプリングは、同じサンプリング周波数を有する全てのトランスポジション信号になる。

【0074】

言い換えれば、トランスフォーマーモジュール602-2, ..., 602-Pが異なるサンプリングレートの時間領域信号を生成する場合であったとしても、サブバンド信号はHFR処理モジュール604に与えられる場合同じサンプリングレートを有することが望ましい。これは異なるサイズの分析QMFバンク603-3, ..., 603-Pを使用することで達成され、そのサイズは典型的には $32T$ であり、 T はトランスポジション因子又はトランスポジション次数である。HFR処理モジュール604及び合成QMFバンク605は典型的には64個のサブバンド信号(すなわち、分析QMFバンク603-1の2倍のサイズ)について処理を行うので、その数を超えるサブバンドインデックスの分析QMFバンク603-3, ..., 603-Pから生じるすべてのサブバンド信号は破棄されてもよい。トランスフォーマー602-2, ..., 602-Pの出力信号は出力信号のナイキスト周波数を上回る周波数範囲を事実上カバーしているので、これが行われる。残りのサブバンド信号(すなわち、合成QMFバンク605のサブバンドにマッピングさえるサブバンド信号)は、周波数的に重複した(オーバーラップした)トランスポジション信号を生成するように加算されてもよい(後述する図12b参照)、あるいは別方法により例えば図12c(後述)に示されているように重複していないトランスポジション信号を得るように合成されてもよい。重複しないトランスポジション信号の場合、次数 T のトランスフォーマー602-T($T=2, \dots, P$)は典型的には特定の周波数範囲に割り当てられ、トランスフォーマー602-Tはその特定の周波数範囲のために周波数成分を排他的に生成する。一実施形態において、トランスフォーマー602-Tの専用(個別)の周波数範囲は $[(T-1)B, TB]$ であり、 B はトランスフォーマー602-Tに対する入力信号の帯域幅である。その場合、個部の周波数範囲以外のトランスフォーマー602-Tの合成サブバンド信号は無視又は破棄される。一方、トランスフォーマー602-Tは他のトランスフォーマー602-2, ..., 602-Pの周波数成分と重複する周波数成分を生成してもよい。その場合、それらの重複した周波数成分はQMFサブバンドのドメインで重ね合わせられる。

【0075】

上述したように、典型的な実施形態において、マルチプルトランスフォーマー602-2, ..., 602-PはHFRモジュール600の出力信号の高周波成分を生成するのに使用される。トランスフォーマー602-2, ..., 602-Pに対する入力信号(すなわち、出力信号の低周波成分)は帯域幅 B_{Hz} 及

10

20

30

40

50

びサンプリングレート f_s を有し、HFRモジュール600の出力信号はサンプリングレート $2f_s$ を有することが、仮定される。従って、高周波成分は周波数範囲 $[B, f_s]$ をカバーしてもよい。トランスポート602-2, ..., 602-Pの各々は、高周波成分に対する寄与を提供し、それらの寄与は重複していてもよいし及び/又は重複していなくてもよい。図12bでは、様々なトランスポート602-2, ..., 602-Pからの重複した寄与により、高周波成分が生成されている。周波数ダイアグラム1241は低周波成分(すなわち、トランスポート602-2, ..., 602-Pへの入力信号)を示す。周波数ダイアグラム1242は、周波数範囲 $[B, 2B]$ におけるサブバンドを含む2次のトランスポート602-2の出力信号を示し、図中、ハッチングされた周波数範囲により示されている。トランスポートにより生成される周波数範囲 $[0, B]$ は典型的には無視又は破棄される。なぜならその範囲は低周波入力信号によりカバーされているからである。これは、図中、白い周波数範囲により示されている。周波数ダイアグラム1243は、周波数範囲 $[B, 3B]$ をカバーする3次のトランスポート602-3の出力信号を示し、図中、ハッチングされた周波数範囲により示されている。同様に、トランスポート602-Pは周波数ダイアグラム1244に示されている周波数範囲 $[B, PB]$ をカバーする出力信号を生成する。最終的に、様々なトランスポート602-2, ..., 602-Pの出力信号及び低周波成分は、分析QMFバンク603-1, ..., 603-Pを用いてQMFサブバンドにマッピングされ、これにより一群のQMFサブバンドをP個生成する。周波数ダイアグラム1245から分かるように、参照符号1246により示されている周波数範囲 $[0, B]$ をカバーするQMFサブバンドは、低周波成分(すなわち、一次トランスポジションから得られる信号)からしか寄与がない。参照番号1247に示される周波数範囲 $[B, 2B]$ をカバーするQMFサブバンドは、トランスポジション次数 $T=2, \dots, P$ の出力信号からの寄与を受けている。参照番号1248に示される周波数範囲 $[2B, 3B]$ をカバーするQMFサブバンドは、トランスポジション次数 $T=3, \dots, P$ の出力信号からの寄与を受け、以下同様である。参照番号1249に示される周波数範囲 $[(P-1)B, PB]$ をカバーするQMFサブバンドは、トランスポジション次数 $T=P$ の出力信号からの寄与を受けている。

【 0 0 7 6 】

これに対して図12cでは、トランスポート602-2, ..., 602-Pは、各自の出力信号の周波数範囲が重複しないように構成されている。周波数ダイアグラム1251は低周波成分を示す。周波数ダイアグラム1252は周波数範囲 $[B, 2B]$ をカバーする2次のトランスポートの出力信号を示す。周波数ダイアグラム1253は周波数範囲 $[2B, 3B]$ をカバーする3次のトランスポート602-3の出力信号を示し、周波数ダイアグラム1254は周波数範囲 $[(P-1)B, PB]$ をカバーするP次のトランスポート602-Pの出力信号を示す。低周波成分の信号及びトランスポート602-2, ..., 602-Pの出力信号は一群のQMFサブバンドをP個提供する分析QMFバンク603-1, ..., 603-Pにそれぞれ与えられる。典型的には、これらQMFサブバンドは重複する周波数範囲の寄与を有しない。これは周波数ダイアグラム1255に示されている。参照符号1256により示される周波数範囲 $[0, B]$ をカバーするQMFサブバンドは、低周波成分(一次トランスポジションからの信号)からの寄与しか受けていない。参照符号1257により示される周波数範囲 $[B, 2B]$ をカバーするQMFサブバンドは、トランスポジション次数 $T=2$ トランスポートの出力信号からの寄与を受けている。参照符号1258により示される周波数範囲 $[2B, 3B]$ をカバーするQMFサブバンドは、トランスポジション次数 $T=3$ のトランスポートの出力信号からの寄与を受けている。参照符号1259により示される周波数範囲 $[(P-1)B, PB]$ をカバーするQMFサブバンドは、トランスポジション次数 $T=P$ のトランスポートの出力信号からの寄与を受けている。

【 0 0 7 7 】

図12b及び12cは、トランスポート602-2, ..., 602-Pの出力信号が完全に重複している場合の例とトランスポート602-2, ..., 602-Pの出力信号が完全に重複していない場合の例とを示す。部分に重複している出力信号を有するそれらが混合している例も可能であることに留意を要する。図12b及び12cの2つの例は、各出力信号の周波数範囲が重複する又は重複しないようにトランスポート602-2, ..., 602-Pが構成された場合のシステムを示すことに留意を要する。これは、トランスポートのスペクトル領域におけるウィンドウ化を適用することで、例えば選択されたサブバンド信号をゼロに設定することで行われてもよい。

10

20

30

40

50

代替例は、トランスポート602-2, ..., 602-Pを図12b及び12cの双方において、分析QMFバンク603-1, ..., 603-Pから得られたサブバンド信号を適切な方法で合成することで、広帯域幅信号(ワイドバンド信号)を生成し、QMFサブバンド領域でトランスポジション信号のフィルタリングを実行する。例えば、非重複の場合、分析QMFバンク603-1, ..., 603-Pの唯一つのみが、トランスポート出力周波数範囲各々におけるHFRプロセッサ604に与えられたサブバンド信号に寄与する。重複の場合、複数のサブバンド信号がHFRプロセッサ604に入力される前に加算される。

【0078】

HFRシステム600の信号の全部又は一部がクリティカルに(critically)(近接して)サンプリングされる場合、HFRシステム700に関する図7及び図13-16に示されているように、図6のシステムよりも効率的な実施形態が得られる。これは、コアデコーダ701の出力信号及び好ましくはHFRシステム700の他の中間信号(例えば、トランスポート702-2, ..., 702-Pの出力信号)はクリティカルにサンプリングされることを意味する。例えば、コアデコーダ701の出力におけるコアデコード信号は有利因数(rational factor) $Q=M_1/M_2$ によりダウンサンプリングされ、 M_1 及び M_2 は適切に選択された整数である。ダウンサンプリングファクタ Q は、帯域幅 B の入力信号がクリティカルにサンプリングされるように強制的に近づける最大の因子である。と同時に、 Q はQMFバンク703-1のサイズ($32/Q$)が整数のままであるように選択される。有利因子 Q によるダウンサンプリングは、ダウンサンプラ706において実行され、サンプリング周波数 f_s/Q で出力信号を生成する。クリティカルにサンプリングされたトランスポジション信号を提供するために、トランスポート702-2, ..., 702-Pは、関連するトランスポジション信号の一部分(すなわち、HFRプロセッサ704により実際に使用される周波数範囲)のみを出力することが好ましい。トランスポジション次数 T のトランスポート702-Tに関連する周波数範囲は、非重複の場合における帯域幅 BHz を有する入力信号の範囲 $[(T-1)B, TB]$ でもよい。

【0079】

これは、ダウンサンプラ706からの出力及びトランスポート702-2, ..., 702-Pからの出力がクリティカルにサンプリングされることを意味する。2次のトランスポート702-2の出力信号は、ダウンサンプラ706の出力信号に等しいサンプリング周波数 f_s/Q を有する。しかしながら、トランスポート702-2は近似的に B ないし $2BHz$ のトランスポジション周波数範囲のみを合成するように設計されているので、2次のトランスポート702-2からの信号は、事実上、 $f_s/(2Q)$ の帯域幅のハイパス信号であることに留意を要する。

【0080】

例えばトランスポート702-Pのようなより高次のトランスポートに関し、少なくとも2つの状況が考えられる。第1の状況は、トランスポジション信号が重複している場合であり、すなわち P 次のトランスポジション信号の低周波数側の部分は、 $P-1$ 次のトランスポジション信号の周波数範囲と重複している(図12b参照)。この場合、クリティカルにサンプリングされたトランスポート702-Pからの出力は、 Sf_s/Q というサンプリング周波数を有し、 $S=\min(P-1, 2Q-1)$ である。 $S=P-1$ の場合、 P 次のトランスポジション信号の最高の周波数はHFRシステム700の出力信号のナイキスト周波数より依然として低く、 $S=2Q-1$ の場合、 P 次のトランスポジション信号の帯域幅は、HFRシステム700の出力信号のナイキスト周波数 f_s により制限される。すなわち、トランスポート702-Pの出力信号のサンプリング周波数は $(2-(1/Q))f_s$ より決して大きくはなく、これは $f_s/(2Q)$ (低周波数側の信号の最高周波数)からナイキスト周波数 f_s に至るまでの周波数範囲をカバーする信号に対応している。別の状況は、トランスポジション信号が重複していない場合である。この場合、 $S=1$ であり、インバースQMFバンク705の出力信号において(すなわち、HFRシステム700の出力信号において)様々な重複しない周波数範囲をカバーしているが、トランスポジション信号の全てが同一のサンプリング周波数を有する(図12c参照)。

【0081】

帯域幅 BHz のコアデコーダ701の出力信号において上記のサブサンプリング又はダウンサンプリングを行った場合の影響は、図13-16に示されている。図13は、コアデコーダ701の

10

20

30

40

50

出力からトランジション次数 $T=2$ のトランスフォーマー702-2の出力への信号遷移の様子を概略的に示している。周波数ダイアグラム1310は帯域幅 B Hzのコアデコーダの出力信号を示す。この信号はダウンサンプラ706でクリティカルにダウンサンプリングされる。ダウンサンプリング因子 Q は、分析QMFバンド703-1がサブバンドに関する整数値 $32/Q$ を有することを保証する有利数値である。更に、ダウンサンプラ706はクリティカルにサンプリングされた出力信号(すなわち、サンプリング周波数 f_s/Q を有する出力信号)(コアデコード信号の帯域幅の2倍)にできるだけ近いを提供する($Q < f_s/(2B)$)。そのようなクリティカルにサンプリングされた信号は周波数ダイアグラム1320に示されている。サンプリング周波数 f_s/Q のクリティカルにサンプリングされた信号はトランスフォーマー702-2に与えられ、複数の分析サブバンドにセグメント化される。そのようにセグメント化された信号は周波数ダイアグラム1330に示されている。次に、分析サブバンド信号について非線形処理が実行され、分析サブバンド信号を $T=2$ 倍高い周波数範囲への伸張(stretching)及びサンプリング周波数 $2f_s/Q$ となる。これについては周波数ダイアグラム1340に示されている(あるいは、スケールリング(尺度調整)された周波数軸の周波数ダイアグラム1330として示されてもよい)。HFR処理モジュール704では典型的にはトランスポジションされるサブバンドの一部分のみが考慮されることに留意すべきである。これらの関連するトランスポジションされるサブバンドは、周波数ダイアグラム1340において、周波数範囲 $[B, 2B]$ をカバーするハッチングされたサブバンドとして示されている。ハッチングされたサブバンドのみがトランスフォーマー合成フィルタバンクにおいて考慮される必要があり、従って関連する範囲はベースバンドまで低く変調され、信号は因子2によりサンプリング周波数 f_s/Q にダウンサンプリングされる。これは周波数ダイアグラム1360に示されており、周波数範囲 $[B, 2B]$ をカバーする信号はベースバンド範囲 $[0, B]$ に変調されていることが分かる。変調された信号がより高い周波数範囲 $[B, 2B]$ を実際にはカバーするという事実は、参照符号「 B 」及び「 $2B$ 」により示されている。

【0082】

トランスポジション(周波数ダイアグラム1340)及び以後のベースバンドへの変調(周波数ダイアグラム1360)の図示のステップは、説明の目的で示しているに過ぎないことに留意すべきである。これら双方の処理は、ハッチングされたサブバンド(周波数ダイアグラム1340)を、分析フィルタバンクの半分の数のサブバンドを有する合成フィルタバンクの合成サブバンドに割り当てることで実行されてもよい。そのようなマッピング処理の結果として、(ゼロ周波数付近に中心を有する)ベースバンドに変調された周波数ダイアグラム1360により示されている出力信号が得られる。重複しない例の場合、合成フィルタバンクのサイズは分析フィルタバンクよりも削減され、ある比率により与えられる達成可能なダウンサンプリング因子を利用することができ、その比率は P 次のトランスフォーマー702- P の出力信号によりカバーされる全周波数範囲 $[0, PB]$ と P 次のトランスフォーマー702- P の出力信号によりカバーされる実際の周波数範囲 $[(P-1)B, PB]$ との比率、すなわち因子 P である。

【0083】

図14は、重複する周波数範囲の場合におけるコアデコーダ702-1の出力からトランジション次数 $T=3$ のトランスフォーマー702-3の出力への信号遷移を概略的に示す。周波数ダイアグラム1410に示されている帯域幅 B の信号はダウンサンプラ706で因子 Q によりダウンサンプリングされ、周波数ダイアグラム1420に示される信号を生成する。周波数ダイアグラム1430に示されている分析サブバンドは $T=3$ 倍高い周波数のサブバンドにトランスポジションされる。トランスポジションサブバンドは周波数ダイアグラム1440に示されており、サンプリングレートは f_s/Q から $3f_s/Q$ へ増加している。図13に関して説明したように、これは周波数軸を3倍したスケールで表現されてもよい。3次のトランスフォーマー702-3の周波数範囲(すなわち、ハッチングされた周波数範囲 $[B, 3B]$)は2次のトランスフォーマー702-2の周波数範囲と重複することが分かる。図13の場合と同様に、ハッチングされたサブバンドは削減されたサイズの合成フィルタバンクに与えられ、これによりハッチングされた周波数からの周波数のみを有する信号を生成する。そして因子 $3/2$ のダウンサンプリングを用いてハイパス信号がベースバンドまで低く変調される。サンプリング周波数 $2f_s/Q$ を有するト

ンスポーク702-2のクリティカルにサンプリングされた出力信号が、周波数ダイアグラム1460に示されている。

【0084】

図13の場合と同様に、周波数ダイアグラム1440に示されているトランスポジション処理及び周波数ダイアグラム1460に示されているベースバンドへの変調処理は、周波数ダイアグラム1440においてハッチングされているサブバンドを、削減されたサイズの合成フィルタバンクの合成サブバンドにマッピングすることで実行されることに、留意を要する。重複する例の場合、合成フィルタバンクのサイズは分析フィルタバンクよりも削減され、ある比率により与えられる達成可能なダウンサンプリング因子を利用することができ、その比率はP次のトランスポーク702-Pの出力信号によりカバーされる全周波数範囲 $[0, PB]$ とP次のトランスポーク702-Pの出力信号によりカバーされる実際の周波数範囲 $[B, PB]$ との比率、すなわち因子 $P/(P-1)$ である。

10

【0085】

図15は、トランスポジション周波数範囲が低次のトランスポーク($T=P-1$)の関連する周波数範囲(すなわち、 $[(P-2)B, (P-1)B]$)と重複しない場合におけるダウンサンプラ706の出力からトランスポジション次数 $T=P$ のトランスポーク702-Pの出力への信号遷移の様子を概略的に示す。図13に関して説明したように、周波数ダイアグラム1530に示されているダウンサンプリングされた信号はトランスポーク702-Pによりトランスポジションされる。関連する周波数範囲 $[(P-1)B, PB]$ をカバーするトランスポジションサブバンドは、周波数ダイアグラム1540においてハッチングされた周波数範囲として示されている。ハッチングされた周波数範囲に対応するサブバンドは削減されたサイズの合成フィルタに与えられ、これにより $[(P-1)B, PB]$ という周波数範囲のみを含む信号を生成する。従ってこのハイパス信号はベースバンドに変調され、因子Pを用いてダウンサンプリングされる。その結果、周波数ダイアグラム1560に示されているトランスポーク702-Pのクリティカルにサンプルされた出力信号が得られる。トランスポーク702-Pの出力信号は $[(P-1)B, PB]$ という周波数範囲の周波数成分を有する。これは、トランスポーク出力をHFR処理に関するQMFサブバンドにマッピングする場合に考察される必要がある。

20

【0086】

図16は、トランスポジション周波数範囲が低次のトランスポーク($T=2, \dots, P-1$)の関連する周波数範囲(すなわち、 $[B, (P-1)B]$)と重複する場合におけるダウンサンプラ706の出力からトランスポジション次数 $T=P$ のトランスポーク702-Pの出力への信号遷移の様子を概略的に示す。図14に関して説明したのと同様に、周波数ダイアグラム1630に示されているダウンサンプリングされた信号がトランスポーク702-Pでトランスポジションされる。周波数範囲 $[B, PB]$ をカバーするトランスポジションサブバンドは、周波数ダイアグラム1640においてハッチングされた周波数範囲として示されている。図14の場合と同様に、ハッチングされたサブバンドは $(P-1)B$ より低い周波数をカバーしていることが分かる。従って、ハッチングされたサブバンドは低い次数のトランスポーク702-2, ..., 702-P-1の周波数範囲と重複している。更に、ハッチングされたサブバンドは $[(P-1)B, PB]$ より高い範囲をカバーしていることに起因して、削減されたダウンサンプリング因子のみを使用することができる。上述したように、P次のトランスポーク702-Pの出力信号によりカバーされる周波数範囲が $[B, (P-1)B]$ であった場合、このダウンサンプリング因子は $P/(P-1)$ となる。その結果、 $(P-1)fs/Q$ というサンプリング周波数を有するトランスポークのダウンサンプリングされた出力信号が得られる。

30

40

【0087】

上述したように、トランスポーク702-P内の中間信号(すなわち、特に、周波数ダイアグラム1340、1440、1540、1640に示されている信号)は図7に示されているHFRシステムに物理的に現れる信号ではないことに留意を要する。これらの信号は説明の目的で示しているに過ぎず、トランスポーク702-Pにおける「仮想的な」信号として示され、黙示的なダウンサンプリングを行う際のトランスポジション及びフィルタリングの影響を示す。

【0088】

50

上述したように、コアデコーダ701からの出力信号は、HFRモジュール700に入力する際にサンプリングレート f_s/Q でクリティカルに予めサンプリングされていてもよいことに留意を要する。これは、例えばコアデコーダ701における通常のサイズよりも小さな合成変換サイズを用いて行うことができる。この場合、コアデコーダ701に使用される小さな合成変換及び旧式の(obsolete)ダウンサンプラに起因して、演算負担は減少する。

【0089】

HFRシステムの効率を改善するための別の測定値が、図3、4又は5に関して説明した何れかの方法に従って図6の個々のトランスポート602-2, ..., 602-Pに組み合わせられる。一例として、様々なトランスポジション次数 $T=2, \dots, P$ に関する個々のトランスポート602-2, ..., 602-Pの代わりに、マルチプルトランスポートシステム300、400又は500が使用されてもよい。可能な状況は図8に示されており、2以下のトランスポジション因子 T のトランスポートがマルチプルトランスポート802に対して一緒にグループ化され、図3-5に関して説明した何れかの形態に従って実現されてよい。マルチプルトランスポート802からの出力はサンプリング周波数 $2f_s$ (すなわち、マルチプルトランスポート802に対する入力信号のサンプリング周波数より2倍高いサンプリング周波数)を有する。マルチプルトランスポート802の出力信号は64個のチャンネルを有する単独の分析QMFバンク803-2によりフィルタリングされる。

【0090】

図6に関して説明したように、コア信号のリサンプリング(すなわち、コアデコーダ801の出力信号のリサンプリング)は、32個のチャンネルしか有していないダウンサンプルQMFバンク803-1を用いて信号をフィルタリングすることで実行されてもよい。その結果、一群のQMFサブバンド信号はサンプリング周波数 $f_s/32$ のQMFサブバンド信号を有する。一群のQMFサブバンド信号の2つがHFR処理モジュール804に与えられ、最終的に、調整されたQMFサブバンド信号は64個の合成QMFバンク805により時間領域信号に合成される。説明した例において、マルチプルトランスポート802はサンプリングレート f_s の2倍のトランスポジション時間ドメイン信号を生成することに留意すべきである。図3、4、5に関して説明したように、このトランスポジション時間ドメイン信号は異なるトランスポジション因子 T のいくつものトランスポジション信号の総和であり、 T は1より大きい。マルチプルトランスポート802がサンプリング周波数 $2f_s$ の出力信号を提供することの理由は、マルチプルトランスポート802の出力信号がHFRモジュール800の出力信号の高い周波数範囲(すなわち、高々

【0091】

図7に関して説明したように、HFRシステム800の効率は時間領域信号のサブサンプリングのレベル(度合い)を増やすことで増加させることができ、すなわち好ましくはコアデコーダの出力及びトランスポートの出力においてクリティカルにダウンサンプリングした信号を提供することで、HFRシステム800の効率を増加させることができる。これは図9に示されており、コアデコーダ901の出力信号はダウンサンプリング部906でダウンサンプリングされ、サンプリング周波数 f_s/Q でダウンサンプリング信号をもたらす。この信号はマルチプルトランスポート902及び分析QMFバンク903-1に与えられる。マルチプルトランスポート902の出力は $T=2$ から P までのトランスポジション次数の信号の組み合わせであるので、マルチプルトランスポート902の出力はサンプリング周波数 Sf_s/Q を有する(ただし、 $S=\min(P-1, 2Q-1)$ である)。トランスポジション信号はサイズが $32S/Q$ である分析QMFバンク903-2に与えられる。上記の場合と同様に、2つの群のQMFサブバンド信号がHFRプロセッサ904において処理され、最終的には合成QMFバンク905を用いて時間領域信号に変換される。

【0092】

一実施形態において、マルチプルトランスポートがコア信号の不変のコピー(すなわち、コアデコーダの出力信号の不変のコピー)を通知するように構築されている場合、コア信号を分析するQMFバンク(すなわち、図8の分析QMFバンク803-1)は省略されてもよい。トランスポートの用語の場合、これはトランスポジション因子 $T=1$ (すなわち、1次トランス

ポジション)を用いたトランスポジションと等価である。1次トランスポジションが図8のマルチプルトランスポートシステム802に付加される場合、そのように修正されたHFRモジュール1000のブロック図は図10に示されている。図10に示されているように、コアデコーダ1001によりデコードされた信号は単にマルチプルトランスポート1002に対する入力として使用され、すなわちコアデコーダ1001によりデコードされた信号はHFRモジュール1000の如何なる付加的な素子にも与えられない。マルチプルトランスポート1002はその単独の出力信号がサンプリング周波数 $2f_s$ を有するように構築される。言い換えれば、マルチプルトランスポート1002はサンプリングレートの2倍の時間領域信号を生成し、時間領域信号は異なるトランスポジション因子 T のいくつものトランスポジション信号の総和であり、 T は1ないし P の内の何れかの値をとる。マルチプルトランスポート1002からのこの単独の出力信号は64個のチャンネルQMFバンク1003により分析され、QMFサブバンド信号はその後にHFR処理モジュール1004に与えられ、HFR処理モジュールは送信側の情報を用いてQMFサブバンド信号を調整する。調整されたQMFサブバンド信号は最終的に64チャンネル合成QMFバンク1005により合成される。

10

【0093】

図7及び9に関して説明したダウンサンプリングと同様に、HFRモジュール1000の効率は、時間領域信号のサブサンプリングを利用することで改善できる。そのようなHFRモジュール1100が図11に示されている。受信したビットストリームはコアデコーダ1101によりデコードされ、コアデコーダはサンプリング周波数 f_s で時間領域信号を提供する。時間領域出力信号はダウンサンプリング部1106を用いて因子 Q でダウンサンプリングされる。サンプリング周波数 f_s/Q でダウンサンプリングされた信号はマルチプルトランスポート1102に与えられる。マルチプルトランスポート1102からの出力はサンプリング周波数 Sf_s/Q を有する。しかしながら、トランスポジション信号はコアデコーダ1101からのデコード及びダウンサンプリングされた出力信号を有するので、パラメータ S は $S=\min(P, 2Q)$ として選択される。マルチプルトランスポート1102の出力信号は、 $32S/Q$ チャンネルを有する分析QMFバンク1103を用いてQMFサブバンド信号にセグメント化される。QMFサブバンド信号は、送信側情報を用いて調整され、その後に合成64チャンネルQMFバンク1105により吸収される。

20

【0094】

上述したように、図8-11に示されているマルチプルトランスポート802、902、1002及び1102は図3-5に関する何れの形態に基づいていてもよい。更に、図3-5のマルチプルトランスポートと比較して演算処理効率は劣るが、図2に示すトランスポートの構成が使用されてもよい。第1の好適実施形態において、図10及び11に示されているHFRモジュール構成は、図5に関して説明したマルチプルトランスポートと共に組み合わせられてもよい。トランスポートの分析サブバンドをトランスポートの合成サブバンドにマッピングする具体例は図5bに示されている。第2の好適実施形態において、図8及び9に示されているHFRモジュール構成は、図5に関して説明したマルチプルトランスポートと共に組み合わせられてもよい。トランスポート分析サブバンドをトランスポート合成サブバンドにマッピングする具体例は図5cに示されている。

30

【0095】

図7、9、11、13-16に関して説明した例と共に、最大限にデシメートされた、又はクリティカルにサンプリングされたトランスポートの一般的な構成ブロックが形成されてもよい。そのような構成ブロック170が図17に示されている。サンプリング周波数 f_s の入力信号は、先ず、因子 Q のダウンサンプラ171で処理され、トランスポート分析フィルタバンク172によりフィルタリングされる。分析フィルタバンクは、 N_a であるフィルタバンクサイズ又は変換サイズ及び Q サンプルであるホップサイズ又は入力信号ストライドを有する。サブバンド信号は、その後に、トランスポジション因子 T を用いて非線形処理部173により処理される。非線形処理部173は本願で説明した何れかの非線形処理を実行する。一実施例において、図5、5b、5cに関して説明された非線形処理は、非線形処理部173において実行されてよい。最終的に、サブバンド信号はトランスポート合成フィルタバンク174においてサンプリング周波数 Rf_s の時間領域信号に集められ(組み立てられ、まとめられ、作

40

50

成され)、Rは所望のリサンプリング因子である。合成フィルタバンクは、 N_s であるフィルタバンクサイズ又は変換サイズ及び f_s サンプルであるホップサイズ又は入力信号ストライドを有する。分析フィルタバンク172、非線形処理部173及び合成フィルタバンク174に関する拡張因子Wは、次式のように、合成フィルタバンクからの出力信号のサンプリング周波数と分析フィルタバンクに対する入力信号との比率である。

【0096】

$$W = Rf_s / f_s / Q = RQ \quad (6)$$

フィルタバンク又は変換サイズ N_a 及び N_s は次式の関係を満たす。

【0097】

$$N_s = (W/T)N_a \quad (7)$$

ホップサイズ又は信号ストライド f_a 及び f_s は次式の関係を満たす。

【0098】

$$f_s = W f_a \quad (8)$$

最大限にデシメートされ又はクリティカルにサンプリングされたトランスポート構成ブロック170は、分析フィルタバンク172に対する入力信号、合成フィルタバンク174からの出力又はそれら双方を有し、図7のHFR処理部704のように以後の処理に関するスペクトル帯域幅を排他的にカバーする。入力信号のクリティカルサンプリング(critical sampling)は、ダウンサンプリング171における入力信号をフィルタリングすることで(おそらくは、デシメーション後に変調することで)得られる。一実施形態において、出力信号のクリティカルサンプリングは、サブバンド信号を必要最小限のサイズの合成フィルタバンク174にマッピングし、例えば数式(7)に示されるような以後の処理に関連するサブバンドチャンネルを排他的にカバーすることで実現される。図13-16は、合成フィルタバンクからの出力が関連するスペクトル帯域幅を排他的にカバーし、最大限にデシメートされる場合の状況を示す。

【0099】

複数の構成ブロック170は、いくつものトランスポート次数のクリティカルにサンプリングされるトランスポートシステムが得られるように合成及び構成される。そのようなシステムにおいて、構成ブロック170の1つ以上のモジュール171-174は異なるトランスポート次数の構成ブロックの間で共有されてもよい。典型的には、図3に関連して説明したように共通する分析フィルタバンク301を使用するシステムが、合成フィルタバンク303-1, ..., 303-Pから最大限にデシメートされた出力信号を有する一方、共通する分析フィルタバンク301に対する入力信号は、最大の入力信号帯域幅を要するトランスポート構成ブロック170に関して最大限にデシメートされる。図4に関して説明したような共通の合成フィルタバンク404を用いるシステムは、分析フィルタバンク401-1, ..., 401-Pに対する最大限にデシメートされた入力信号を有し、共通の合成フィルタバンク404からの最大限にデシメートされた出力信号を有していてもよい。図2に関して説明したシステムは、分析フィルタバンクに対して最大限にデシメートされた入力信号と合成フィルタバンクからの最大限にデシメートされた出力信号との双方を有することが好ましい。この例の場合、システムの構成は、単に複数のトランスポート構成ブロック170を並列的にしたものでもよい。図5に関して説明したように、共通の分析フィルタバンク501及び共通の合成フィルタバンク504双方を利用するシステムは、典型的には、共通の合成フィルタバンク504からの最大限にデシメートされた出力信号を有する一方、共通の合成フィルタバンク501への入力信号は、トランスポート次数が最大の入力信号帯域幅を必要とする信号に関して最大限にデシメートされていてもよい。このシステムの場合、数式(7)のトランスポート因子Tは、図5、5b及び5cに関して説明した因子Fで置き換えられる。図2の202及び図3の304の加算部は、上記の例の場合、トランスポート構築ブロックの合成フィルタバンクからのクリティカルにサンプリングされたサブバンド信号を処理及び合成するように構築されることに留意を要する。一例として、加算部は、サブバンド信号を合成する手段に続くQMF分析フィルタバンク又は信号を加算する手段の後に続く時間領域リサンプリング変調手段を有する。

10

20

30

40

50

【0100】

本願により、共通分析フィルタバンク及び共通合成フィルタバンクを利用可能にするマルチプルトランスポジション方式及びシステムが説明された。共通する分析及び合成フィルタバンクを利用可能にするために、アドバンスト非線形処理方式が説明され、複数の分析サブバンドから合成サブバンドへのマッピングが行われる。共通分析フィルタバンク及び共通合成フィルタバンクを利用したことで、マルチプルトランスポジション方式は、従来のトランスポジション方式と比較して演算処理負担を軽減するように改善される。言い換えれば、いくつものハーモニックトランスポータの関する分析及び合成フィルタバンクのペアの共有化を図ることで、或いは1つ以上のハーモニックトランスポータをアップサンブラと共に組み合わせることで、ハーモニックHFR法における演算負担を大幅に削減する。

10

【0101】

更に、複数のトランジションを行うHFRモジュールの様々な形態も説明された。特に、複雑さが低減したHFRモジュールの形態が説明され、その形態ではクリティカルにダウンサンプリングされた信号が処理される。説明された方法及びシステムは、例えば、マルチメディア受信機、ビデオ/オーディオセットトップボックス、移動機、オーディオプレーヤ、ビデオプレーヤ等のような様々なデコード装置において使用されてよい。

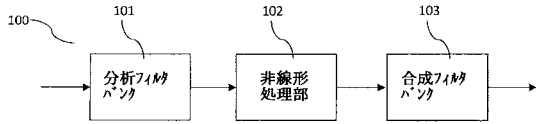
20

【0102】

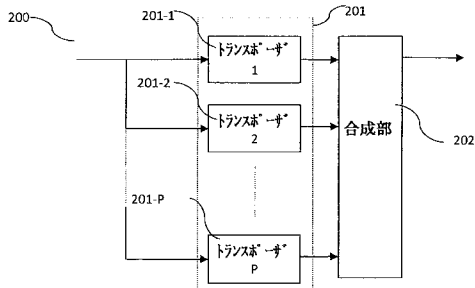
本願において説明されたトランスポジション及び/又は高周波再構築のための方法及びシステムは、ソフトウェア、ファームウェア及び/又はハードウェアとして実現されてもよい。ある構成要素は例えばデジタル信号プロセッサ又はマイクロプロセッサ上で動作するソフトウェアとして実現されてもよい。別の構成要素は例えばハードウェア及び/又は特定用途向け集積回路として実現されてもよい。説明された方法及びシステムで 사용되는信号は、ランダムアクセスメモリ又は光記憶媒体のような媒体に保存されてもよい。これらの情報は無線ネットワーク、衛生ネットワーク、ワイヤレスネットワーク又は有線ネットワーク等のようなネットワーク(例えば、インターネット等を含む)を通じて伝送されてもよい。本願において説明された方法及びシステムを利用する典型的な装置は、オーディオ信号を保存及び/又は使用する携帯用電子装置又はその他のコンシューマ装置である。本方法及びシステムは、例えば音楽信号等のようなオーディオ信号をダウンロード用に保存及び提供するコンピュータシステム(例えば、インターネットウェブサーバ)で使用されてもよい。

30

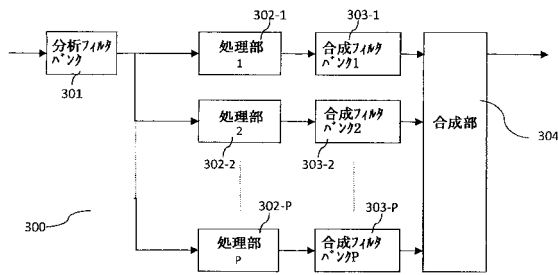
【図1】



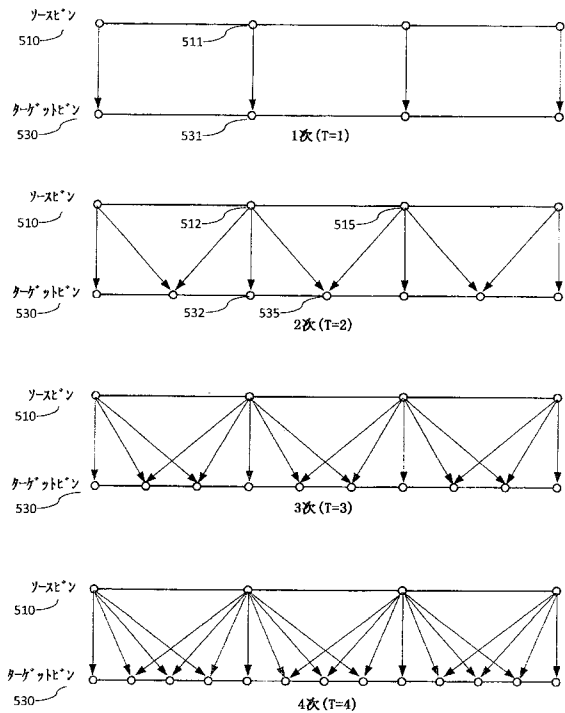
【図2】



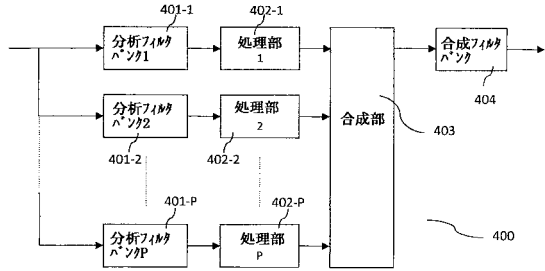
【図3】



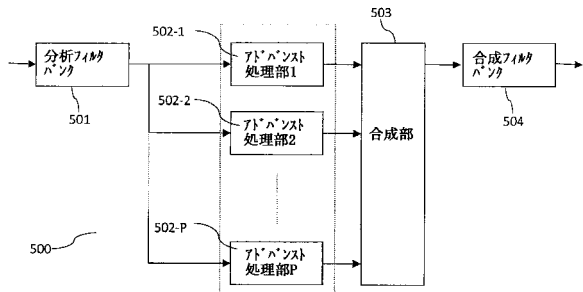
【図5b】



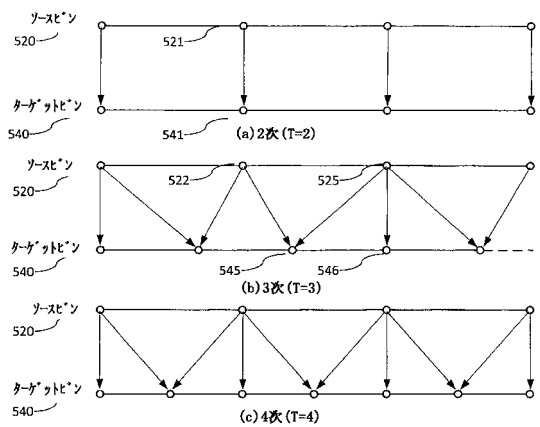
【図4】



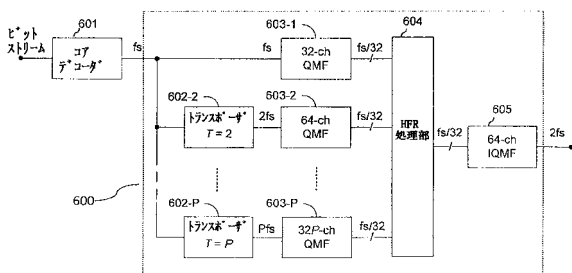
【図5】



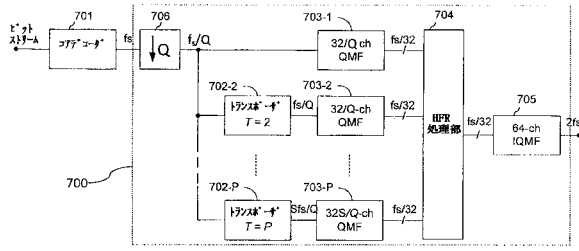
【図5c】



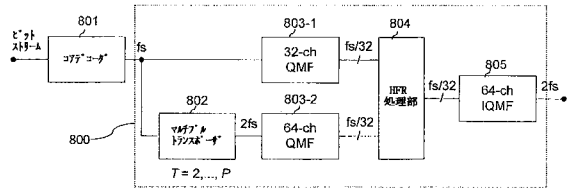
【図6】



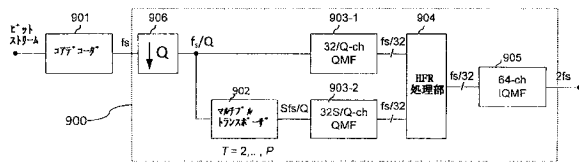
【図7】



【図8】



【図9】



【図12a】

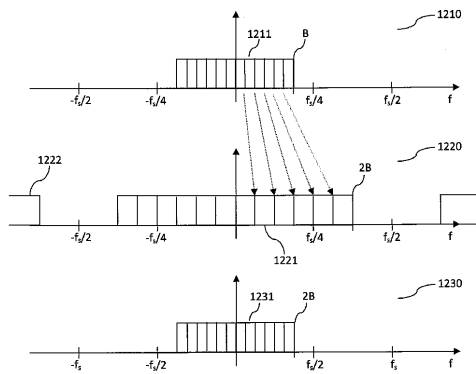
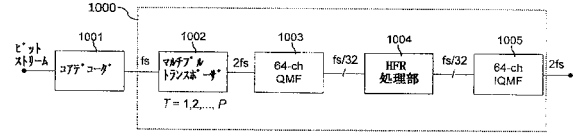
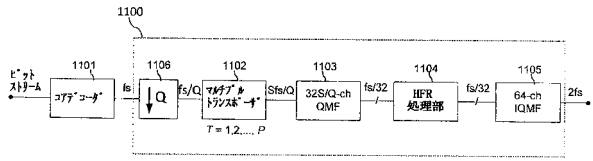


Fig. 12a

【図10】



【図11】



【図12b】

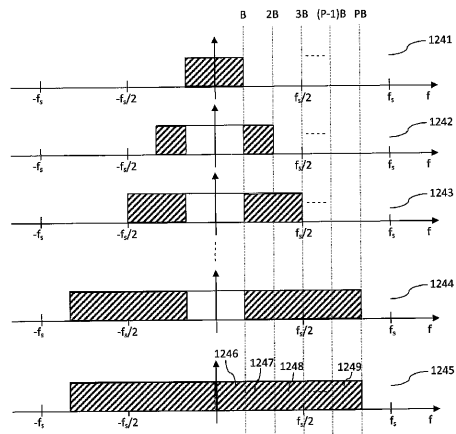


Fig. 12b

【 12 c 】

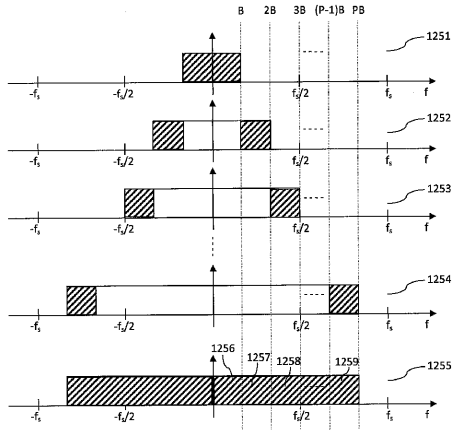


Fig. 12c

【 13 】

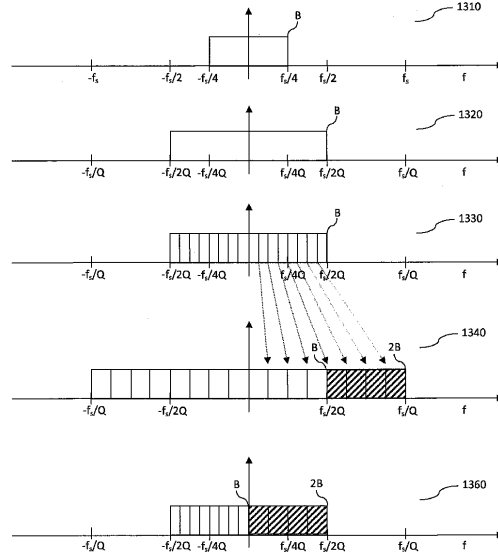


Fig. 13

【 14 】

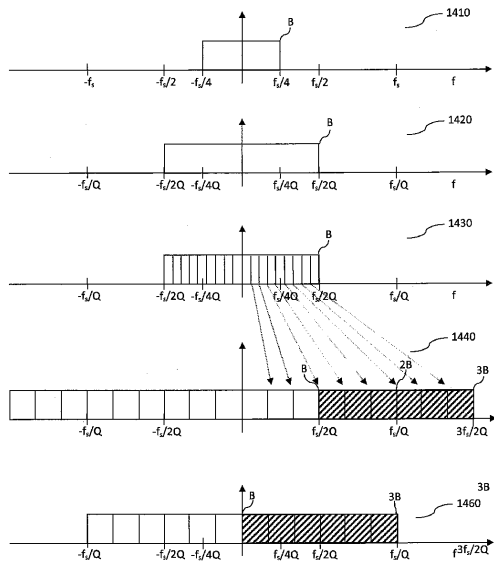


Fig. 14

【 15 】

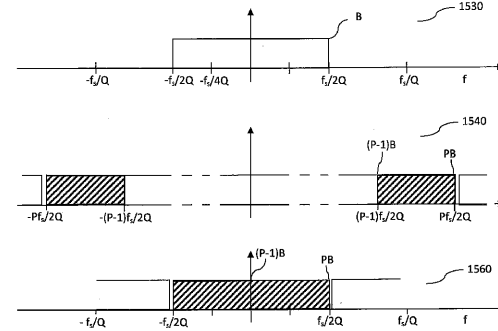


Fig. 15

【 16 】

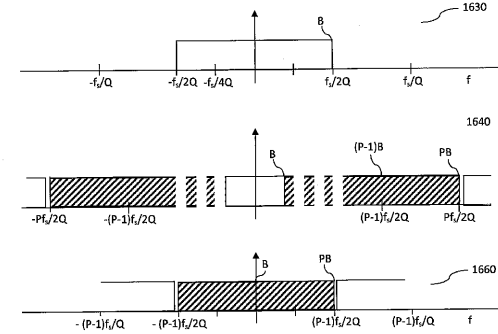
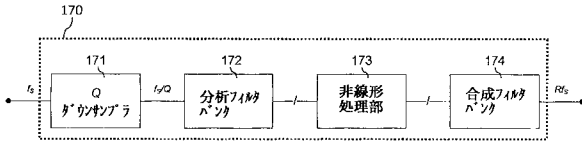


Fig. 16

【図17】



フロントページの続き

- (72)発明者 エクストランド, ペール
スウェーデン王国, 1 1 6 4 0 ストックホルム, ゾデルマンナガタン 4 5
- (72)発明者 ヴィレモエス, ラルス
スウェーデン王国, 1 7 5 5 6 ジャルフアルラ, マンドリヴァーゲン 2 2
- (72)発明者 ヘデリン, ペール
スウェーデン王国, 4 1 2 6 2 ゴーテボルグ, クレガタン 1 4 8 ベー

審査官 五貫 昭一

- (56)参考文献 特表2004-514180(JP,A)
特表2007-524124(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G10L 21/0388