

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5345737号  
(P5345737)

(45) 発行日 平成25年11月20日(2013.11.20)

(24) 登録日 平成25年8月23日(2013.8.23)

(51) Int.Cl.	F I
G 1 O L 21/0388 (2013.01)	G 1 O L 21/04 1 3 O A
G 1 O L 19/02 (2013.01)	G 1 O L 19/02 1 5 O
H O 3 M 7/30 (2006.01)	H O 3 M 7/30 Z

請求項の数 25 (全 33 頁)

(21) 出願番号	特願2012-530183 (P2012-530183)	(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2013-506148 (P2013-506148A)		オランダ国, セーエン アムステルダム
(43) 公表日	平成25年2月21日 (2013.2.21)		ズイドースト 1 1 0 1, ヘリケルベルグ
(86) 国際出願番号	PCT/EP2010/057156		ウェグ 1-35, アポロ ビルディング
(87) 国際公開番号	W02011/047887		3 エー
(87) 国際公開日	平成23年4月28日 (2011.4.28)	(74) 代理人	100070150
審査請求日	平成24年3月26日 (2012.3.26)		弁理士 伊東 忠彦
(31) 優先権主張番号	61/253,775	(74) 代理人	100091214
(32) 優先日	平成21年10月21日 (2009.10.21)		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	61/330,786		弁理士 伊東 忠重
(32) 優先日	平成22年5月3日 (2010.5.3)	(72) 発明者	ヴィレモーズ, ラルス
(33) 優先権主張国	米国 (US)		スウェーデン王国, 17556 ジャルフ
			アーラ, マンドリンヴァーゲン 22
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 結合されたトランスポージャーフィルターバンクにおけるオーバーサンプリング

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

オーディオ信号の高周波数成分を前記オーディオ信号の低周波数成分から生成するように構成されたシステムであって、

- 周波数分解能  $f$  を有する分析変換ユニット (601) と、持続時間  $D_A$  を有する分析窓 (611) とを備え、前記信号の前記低周波数成分から 1 組の分析サブバンド信号を提供するように構成されている分析フィルターバンク (501) と、

- 前記 1 組の分析サブバンド信号の一部に基づき 1 組の合成サブバンド信号を決定するように構成され、前記 1 組の分析サブバンド信号の前記一部が転置次数  $T$  によって位相シフトされる、非線形処理ユニット (502、650) と、

- 周波数分解能  $Q$   $f$  を有する合成変換ユニット (602) と、持続時間  $D_S$  を有する合成窓 (612) とを備え、前記 1 組の合成サブバンド信号から前記信号の前記高周波数成分を生成するように構成されている合成フィルターバンク (504) とを含むシステムであって、

 $Q$  が

【数 1】

$$Q \geq 1$$

および転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数であり、分析フィルタバンクの前記周波数分解能  $f$  と前記持続時間  $D_A$  の積の値が、前記周波数分解能係数  $Q$  に基づいて選択されるシステム。

【請求項 2】

前記積  $f D_A$  の値が

【数 2】

$$\frac{1}{Q+1}$$

10

に比例する、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 3】

前記積  $f D_A$  の値が

【数 3】

$$\frac{2}{Q+1}$$

より小さいかまたは等しい、請求項 2 に記載のシステム。

20

【請求項 4】

前記積  $f D_A$  の値が

【数 4】

$$\frac{2}{T+1}$$

より大きい、請求項 1 ないし 3 のうちいずれか一項に記載のシステム。

【請求項 5】

30

前記分析フィルタバンク (501) の前記積  $f D_A$  の値が、前記合成フィルタバンク (504) の積  $Q f D_S$  の値に等しい、請求項 1 ないし 4 のうちいずれか一項に記載のシステム。

【請求項 6】

- 前記分析変換ユニット (601) が、フーリエ変換、高速フーリエ変換、離散フーリエ変換、ウェーブレット変換のうちの 1 つを実行するように構成され、

- 前記合成変換ユニット (602) が、対応する逆変換を実行するように構成される、請求項 1 ないし 5 のうちいずれか一項に記載のシステム。

【請求項 7】

前記分析 (611) および / または合成 (612) 窓が、

40

- ガウス窓、
- 余弦窓、
- ハミング窓、
- ハン窓、
- 長方形窓、
- パートレット窓、
- ブラックマン窓

のうちの 1 つである、請求項 1 ないし 6 のうちいずれか一項に記載のシステム。

【請求項 8】

- 第 2 の転置次数  $T_2$  を用いて、前記 1 組の分析サブバンド信号から第 2 の 1 組の合成

50

サブバンド信号を決定するように構成され、前記第 2 の 1 組の合成サブバンド信号が、前記 1 組の分析サブバンド信号の一部に基づいて決定され、前記第 2 転置次数  $T_2$  によって位相シフトされ、前記転置次数  $T$  と前記第 2 転置次数  $T_2$  が異なる、第 2 非線形処理ユニット (502) と、

- 前記 1 組の合成サブバンド信号と前記第 2 の 1 組の合成サブバンド信号とを組み合わせるように構成され、それにより、組み合わせられた 1 組の合成サブバンド信号を前記合成フィルタバンク (602) への入力として得る、結合ユニット (503) とをさらに含む、

請求項 1 ないし 7 のうちいずれか一項に記載のシステム。

【請求項 9】

10

- 前記結合ユニット (503) が、前記 1 組の合成サブバンド信号の合成サブバンド信号と、重複する周波数範囲に対応する前記第 2 の 1 組の合成サブバンド信号を重ね合わせるように構成される、請求項 8 に記載のシステム。

【請求項 10】

- 前記分析フィルタバンク (501) が、 $K_A > 1$  で  $K_A$  個の分析サブバンドを有し、 $k$  が  $k = 0, \dots, K_A - 1$  の分析サブバンドインデックスであり、

- 前記合成フィルタバンク (504) が、 $N_S > 0$  で  $N_S$  個の合成サブバンドを有し、 $n$  が  $n = 0, \dots, N_S - 1$  の合成サブバンドインデックスである、

請求項 1 ないし 9 のうちいずれか一項に記載のシステム。

【請求項 11】

20

前記非線形処理ユニット (502、650) が、前記 1 組の分析サブバンド信号の  $k$  番目の分析サブバンド信号および  $(k + 1)$  番目の分析サブバンド信号から、前記 1 組の合成サブバンド信号の  $n$  番目の合成サブバンド信号を決定するように構成される、請求項 10 に記載のシステム。

【請求項 12】

前記非線形処理ユニット (502、650) が、

- 前記  $n$  番目の合成サブバンド信号の位相を、 $k$  番目の分析サブバンド信号のシフトした位相と  $(k + 1)$  番目の分析サブバンド信号のシフトした位相の合計として決定し、かつ/または

- 前記  $n$  番目の合成サブバンド信号の振幅を、 $k$  番目の分析サブバンド信号のべき乗した振幅と  $(k + 1)$  番目の分析サブバンド信号のべき乗した振幅の積として決定するように構成される、請求項 11 に記載のシステム。

30

【請求項 13】

- 合成サブバンドインデックス  $n$  を持つ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、式

【数 5】

$$\frac{Q}{T}n$$

40

を切り捨てることにより取得される整数によって与えられ、剰余  $r$  が

【数 6】

$$\frac{Q}{T}n-k$$

によって与えられる、請求項 12 に記載のシステム。

【請求項 14】

前記非線形処理ユニット (502、650) が、

50

- 前記 n 番目の合成サブバンド信号の前記位相を、 $T(1-r)$  で乗じた前記 k 番目の分析サブバンド信号の前記位相と、 $T(r)$  で乗じた前記  $(k+1)$  番目の分析サブバンド信号の前記位相の合計として決定し、かつ / または

- 前記 n 番目の合成サブバンド信号の前記振幅を、 $(1-r)$  乗じた前記 k 番目の分析サブバンド信号の前記振幅と、 $r$  乗じた前記  $(k+1)$  番目の分析サブバンド信号の前記振幅の積として決定するように構成される、請求項 13 に記載のシステム。

【請求項 15】

- 分析サブバンドの中心周波数が  $k \cdot f$  によって与えられ、合成サブバンドの中心周波数が  $nQ \cdot f$  によって与えられるように、前記分析フィルタバンク (501) および前記合成フィルタバンク (504) が偶数にスタックされている、請求項 1 ないし 14 のうちいずれか一項に記載のシステム。

10

【請求項 16】

- 分析サブバンドの中心周波数が

【数 7】

$$(k + \frac{1}{2})\Delta f$$

によって与えられ、合成サブバンドの中心周波数が

【数 8】

20

$$(n + \frac{1}{2})Q\Delta f$$

によって与えられるように、前記分析フィルタバンク (501) および前記合成フィルタバンク (504) が奇数にスタックされていて、

- 前記転置次数  $T$  と前記分解能係数  $Q$  との差が偶数である、  
請求項 1 ~ 14 のいずれかに記載のシステム。

【請求項 17】

30

- 前記低周波数成分のサンプリングレートが  $f_A$  であり、

- 前記分析変換ユニット (601) が離散  $M$  点変換であって、前記分析窓 (611) が  $L_A$  サンプル長を持ち、前記分析窓 (611) が、前記低周波数成分に沿って  $s_A$  サンプルの分析ホップサイズによってシフトされ、

- 前記周波数分解能が

【数 9】

$$\Delta f = \frac{f_A}{M}$$

40

で、持続時間が

【数 10】

$$D_A = \frac{L_A}{f_A}$$

で、前記分析フィルタバンク (501) の物理的タイムストライドが

【数 1 1】

$$\Delta t_A = \frac{\Delta s_A}{f_A}$$

であり、

- 前記高周波数成分のサンプリングレートが  $f_s = Q f_A$  であり、
- 前記合成変換ユニット (602) が離散 M 点変換であって、前記合成窓 (612) が  $L_s$  サンプル長を持ち、前記合成窓 (612) が、前記高周波数成分に沿って  $s_s$  サンプルの合成ホップサイズによってシフトされ、
- 前記周波数分解能が

10

【数 1 2】

$$Q\Delta f = \frac{f_s}{M}$$

で、前記持続時間が

【数 1 3】

$$D_s = \frac{L_s}{f_s}$$

20

で、前記合成フィルタバンク (504) の物理的タイムストライドが

【数 1 4】

$$\Delta t_s = \frac{\Delta s_s}{f_s} = \frac{\Delta s_A}{f_A} = \Delta t_A$$

30

である、

請求項 1 ないし 16 のうちいずれか一項に記載のシステム。

【請求項 1 8】

転置次数 T を用いて、低周波数成分を含む入力オーディオ信号から高周波数成分を含む出力オーディオ信号を生成するためのシステムであって、

- $L_A$  サンプルの長さの分析窓 (611) を適用するように構成され、それによって前記入力オーディオ信号のフレームを抽出する、分析窓ユニットと、
- 次数 M で、周波数分解能  $f$  を有し、前記  $L_A$  サンプルを M 個の複素係数に変換するように構成される、分析変換ユニット (601) と、
- 前記転置次数 T を用いて、前記複素係数の位相を変更するように構成される、非線形処理ユニット (643、644、650) と、
- 次数 M で、周波数分解能  $Q f$  を持ち、前記変更された係数を M 個の変更されたサンプルに変換するように構成され、Q が前記転置次数 T より小さい周波数分解能係数である、合成変換ユニット (602) と、
- $L_s$  サンプル長の合成窓 (612) を前記 M 個の変更されたサンプルに適用するように構成され、それによって前記出力オーディオ信号のフレームを生成する、合成窓ユニットと、を含み、

40

M が前記周波数分解能係数 Q に基づく、システム。

【請求項 1 9】

M と、前記分析窓 (611) と前記合成窓 (612) との平均長との差が  $(Q - 1)$  に

50

比例する、請求項 18 に記載のシステム。

【請求項 20】

$M$  が  $(Q L_A + L_S) / 2$  より大きいまたは等しい、請求項 19 に記載のシステム。

【請求項 21】

$M$  が  $(T L_A + L_S) / 2$  以上である、請求項 19 および請求項 20 に記載のシステム。

【請求項 22】

オーディオ信号の高周波数成分を前記オーディオ信号の低周波数成分から生成するための方法であって、

- 周波数分解能  $f$  を有する分析変換ユニット (601) と、持続時間  $D_A$  を有する分析窓 (611) とを備える分析フィルタバンク (501) を用いて、1組の分析サブバンド信号を前記信号の前記低周波数成分から提供することと、

- 前記 1組の分析サブバンド信号の一部に基づき 1組の合成サブバンド信号を決定し、前記 1組の分析サブバンド信号の前記一部は転置次数  $T$  によって位相シフトされていることと、

- 周波数分解能  $Q$   $f$  を有する合成変換ユニット (602) と、持続時間  $D_S$  を有する合成窓 (612) とを備える合成フィルタバンク (504) を用いて、前記信号の前記高周波数成分を前記 1組の合成サブバンド信号から生成することを含む方法であって、

$Q$  が

【数 15】

$$Q \geq 1$$

および転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数であり、前記分析フィルタバンクの前記周波数分解能  $f$  と前記持続時間  $D_A$  との積の値が、前記周波数分解能係数  $Q$  に基づいて選択される方法。

【請求項 23】

転置次数  $T$  を用いて、低周波数成分を含む入力オーディオ信号からの高周波数成分を含む出力オーディオ信号を生成するための方法であって、

-  $L_A$  サンプル長の分析窓 (611) を適用し、それによって前記入力オーディオ信号のフレームを抽出することと、

- 次数  $M$  で、周波数分解能  $f$  の分析変換を用いて、前記入力オーディオ信号の  $L_A$  サンプルのフレームを、 $M$  個の複素係数に変換することと、

- 前記転置次数  $T$  を用いて、前記複素係数の位相を変更することと、

- 次数  $M$  で、周波数分解能  $Q$   $f$  の合成変換を用いて、前記変更された係数を  $M$  個の変更されたサンプルに変換することとであって、 $Q$  が前記転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数であることと、

-  $L_S$  サンプル長の合成窓 (612) を前記  $M$  個の変更されたサンプルに適用し、それによって前記出力オーディオ信号のフレームを生成することを含み、 $M$  が前記周波数分解能係数  $Q$  に基づく方法。

【請求項 24】

オーディオ信号の高周波数成分を前記オーディオ信号の低周波数成分から生成するように構成される高調波トランスフォーマーを提供するための方法であって、

- 周波数分解能  $f$  を有する分析変換ユニット (601) と、持続時間  $D_A$  を有する分析窓 (611) とを備え、1組の分析サブバンド信号を前記信号の前記低周波数成分から提供するように構成される分析フィルタバンク (501) を提供することと、

- 前記 1組の分析サブバンド信号の一部に基づき 1組の合成サブバンド信号を決定するように構成され、前記 1組の分析サブバンド信号の一部が転置次数  $T$  によって位相シフトされる、非線形処理ユニット (502、650) を提供することと、

-  $Q$  が  
【数 16】

$$Q \geq 1$$

および前記転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数であり、周波数分解能  $Q$   $f$  を有する合成変換ユニット (602) と、持続時間  $D_s$  を有する合成窓 (612) とを備え、前記信号の前記高周波数成分を前記 1 組の合成サブバンド信号から生成するように構成されている合成フィルタバンク (504) を提供することと、

- 前記周波数分解能  $f$  と前記分析フィルタバンクの前記持続時間  $D_A$  の積の値を、  
前記周波数分解能係数  $Q$  に基づいて選択することを含む方法。 10

【請求項 25】

転置次数  $T$  を用いて、高周波数成分を含む出力オーディオ信号を低周波数成分を含む入力オーディオ信号から生成するように構成されたトランスフォーマーを提供するための方法であって、

-  $L_A$  サンプル長の分析窓 (611) を適用するように構成され、それによって前記入力オーディオ信号のフレームを抽出する、分析窓ユニットを提供することと、

- 次数  $M$  で、周波数分解能  $f$  を持ち、 $L_A$  サンプルを前記  $M$  個の複素係数に変換するように構成される、分析変換ユニット (601) を提供することと、

- 前記転置次数  $T$  を用いて、前記複素係数の位相を変更するように構成される、非線形  
処理ユニット (643、644、650) を提供することと、 20

- 次数  $M$  で、周波数分解能  $Q$   $f$  を持ち、前記変更された係数を  $M$  個の変更されたサンプルに変換するように構成され、 $Q$  が前記転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数である、合成変換ユニット (602) を提供することと、

-  $L_s$  サンプル長の合成窓 (612) を前記  $M$  個の変更されたサンプルに適用するように構成され、それによって前記出力オーディオ信号のフレームを生成する、合成窓ユニットを提供することと、

- 前記周波数分解能係数  $Q$  に基づき  $M$  を選択することと、  
を含む方法。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、オーディオ信号の符号化に関し、より詳細には、周波数領域高調波トランスフォーマーを含む高周波数の復元方法に関する。

【背景技術】

【0002】

スペクトル帯域複製 (SBR) 技術などの HFR 技術は、従来型の知覚オーディオコーデックの符号化効率を大幅に改善できるようにする。MPEG-4 Advanced Audio Coding (AAC) との併用で、HFR 技術は、極めて効率的なオーディオコーデックを形成するが、これは、既に XM 衛星ラジオシステムおよびデジタルラジオモディエール内で使用されており、また、3GPP、DVD フォーラムおよびその他内で規格化されている。AAC と SBR との組み合わせは、aacPlus と呼ばれる。これは High Efficiency AAC Profile (HE-AAC) と呼ばれる MPEG-4 規格の一部である。一般に、HFR 技術は、下位および上位互換性のある方法で、任意の知覚オーディオコーデックと併用することが可能であり、従って、ユーレカ DAB システムで使用されている MPEG Layer-2 のような既に確立された放送システムをアップグレードする可能性を提供する。HFR 転置 (transportation) 方法は、スピーチコーデックと併用して、超低ビットレートでの広帯域スピ 40 50

ーチを可能にすることもできる。

【 0 0 0 3 】

H F R の背後にある基本概念は、通常、信号の高周波数域の特性と、同じ信号の低周波数域の特性との間には強い相関関係が存在するという観察である。従って、元の信号の入力高周波数域に対する優れた近似表現は、低周波数域から高周波数域への信号転置によって達成できる。

【 0 0 0 4 】

転置というこの概念は、オーディオ信号の高周波数域を低周波数域から再形成するための方法として、参照によって組み込まれる W O 9 8 / 5 7 4 3 6 で確立された。ビットレートにおける大幅な節約を、オーディオ符号化および/またはスピーチ符号化においてこの概念を用いることにより得ることができる。以下でオーディオ符号化について記述するが、説明される方法およびシステムは、スピーチ符号化および音声音響統合符号化 ( U S A C ) についても同様に適用可能であることに留意すべきである。

【 0 0 0 5 】

H F R ベースのオーディオ符号化システムでは、低帯域幅信号が、符号化のためのコア波形符号器に渡され、その低帯域幅信号の転置および追加のサイド情報を用いて、より高い周波数が復号器側で再生成されるが、サイド情報は、通常、超低ビットレートで符号化されて、ターゲットのスペクトル形状を記述する。コアの符号化信号の帯域幅が狭い、低ビットレートについては、オーディオ信号の高帯域、すなわち高周波数域を知覚的に快適な特性で再現または合成することがますます重要になる。

【 0 0 0 6 】

高調波 H F R 法に存在する潜在的問題の 1 つは、定常音に対する高品質の転置、および過渡音または衝撃音に対するシステムの時間応答を獲得するために、目的とする高周波数分解能の反対制約である。言い換えれば、高周波数分解能の使用は、定常信号の転置にとって有用であるが、かかる高周波数分解能は、通常、信号の過渡部を処理する際に弊害をもたらす大きな窓のサイズを必要とする。この問題に対処する 1 つのアプローチは、例えば、入力信号特性に応じて、窓の切り替えを用いることにより、トランスポザーの窓を適応的に変更することであり得る。通常、長い窓は、高周波数分解能を達成するために、信号の定常部に対して使用され、一方、短い窓は、トランスポザーの良好な過渡応答、すなわち、良好な時間分解能を実現するために、信号の過渡部に対して使用される。しかし、このアプローチには、過渡検出などの信号分析測定は、転置システムに組み込む必要があるという欠点がある。かかる信号分析測定は、多くの場合、判定ステップ、例えば、過渡状態の存在に関する判定を伴い、これが、信号処理の切り替えを引き起こす。さらに、かかる測定は、通常、そのシステムの信頼性に影響を及ぼして、例えば、窓のサイズを切り替える際など、信号処理を切り替える際に、信号のアーチファクトを取り込み得る。

【 0 0 0 7 】

改善されたオーディオ品質を達成するため、および高帯域信号の必要な帯域幅を合成するために、高調波 H F R 法は、通常、いくつかの次数の転置を用いる。異なる転置次数の複数の転置を実施するため、従来技術の解決策では、分析段階もしくは合成段階のいずれかまたは両方の段階で複数のフィルタバンクを必要とする。通常、各異なる転置次数に対して、異なるフィルタバンクが必要となる。さらに、コア波形符号器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状況では、通常、コア信号を出力信号のサンプリングレートに変換する、さらなる必要性があり、コア信号のこのアップサンプリングは、通常、さらに別のフィルタバンクを追加することによって達成される。結局のところ、計算的な複雑さが、異なる転置次数の数の増加に伴って著しく増加する。

【 0 0 0 8 】

本文書は、高調波転置の過渡性能および計算の複雑さに関する前述の問題に対処する。結果として、改善された高調波転置が、わずかな複雑さの追加で達成される。

## 【発明の概要】

## 【課題を解決するための手段】

## 【0009】

一態様に従って、信号の高周波数域成分を信号の低周波数成分から生成するように構成されたシステムが説明される。そのシステムは、周波数分解能  $f$  を有する分析変換ユニットを備える分析フィルタバンクを備え得る。分析変換ユニットは、例えば、フーリエ変換、高速フーリエ変換、離散フーリエ変換またはウェーブレット変換などを実行するように構成され得る。分析フィルタバンクは、持続時間  $D_A$  を有する分析窓をさらに備え得る。分析窓は、例えば、ガウス窓、余弦窓、ハミング窓、ハン窓、長方形窓、パトリック窓、またはブラックマン窓の形状を持ち得る。分析フィルタバンクは、1組の分析サブバンド信号を信号の低周波数成分から提供するように構成され得る。

10

## 【0010】

システムは、1組の分析サブバンド信号の一部に基づき、1組の合成サブバンド信号を決定するように構成された非線形処理ユニットを備え得、その1組の分析サブバンド信号の一部は、転置次数  $T$  によって位相シフトされる。具体的には、サブバンド信号は、複素数値を含み得、位相シフトは、複素サブバンド値の位相の次数  $T$  による乗算を含み得る。

## 【0011】

システムは、周波数分解能  $Q$   $f$  を有する合成変換ユニットを備える合成フィルタバンクを備え得る。合成変換ユニットは、分析変換ユニットによって実行される変換に対応する逆変換を実行するように構成され得る。さらに、合成フィルタバンクは、持続時間  $D_S$  および前述で列記したいずれかの形状を有する合成窓を備え得る。 $Q$  は、

20

## 【数1】

$$Q \geq 1$$

であって、転置次数  $T$  より小さい、周波数分解能係数である。特定の実施形態では、周波数分解能係数は  $Q > 1$  として選択される。合成フィルタバンクは、信号の高周波数成分を1組の合成サブバンド信号から生成するように構成され得る。

## 【0012】

30

一般的に、分析フィルタバンクの周波数分解能  $f$  と持続時間  $D_A$  との積の値は、周波数分解能係数  $Q$  に基づいて選択される。具体的には、積  $f D_A$  は、

## 【数2】

$$\frac{1}{Q+1}$$

に比例し得る。一実施形態では、積  $f D_A$  の値は、

## 【数3】

$$\frac{2}{Q+1}$$

40

より小さいかまたは等しい。さらに、積  $f D_A$  は、

## 【数4】

$$\frac{2}{T+1}$$

より大きくなり得る。分析フィルタバンクの積  $f D_A$  の値は、合成フィルタバンク

50

の積  $Q \cdot f \cdot D_s$  の値と等しくあり得る。前述のいずれかの規則に従って、分析および／または合成フィルタバンクを選択することにより、高調波トランスポザーの計算の複雑さの減少を可能にしながら、信号の過渡状態での高調波転置によって生じるアーチファクトが減少されるか、または完全に除去され得る。

#### 【 0 0 1 3 】

システムは、第 2 の転置次数  $T_2$  を用いて、1 組の分析サブバンド信号から第 2 組の合成サブバンド信号を決定するように構成された第 2 の非線形処理ユニットをさらに含み得、その第 2 組の合成サブバンド信号は、1 組の分析サブバンド信号の一部に基づいて決定され、その 1 組の分析サブバンド信号の一部は、第 2 の転置次数  $T_2$  によって位相シフトされる。転置次数  $T$  および第 2 転置次数  $T_2$  は、異なり得る。システムは、1 組の合成サブバンド信号と第 2 組の合成サブバンド信号を結合するように構成された結合ユニットをさらに備え得、それにより、合成サブバンド信号の結合された組を合成フィルタバンクへの入力として生成する。結合ユニットは、1 組の合成サブバンド信号および第 2 組の合成サブバンド信号から、対応するサブバンド信号を加算または平均化するように構成され得る。言い換えれば、合成ユニットは、重複する周波数範囲に対応して、1 組の合成サブバンド信号と第 2 組の合成サブバンド信号を重ねるように構成され得る。

#### 【 0 0 1 4 】

一実施形態では、分析フィルタバンクは、 $K_A$  個の分析サブバンド ( $K_A > 1$ ) を持ち得、ここで、 $k$  を分析サブバンドのインデックスとする ( $k = 0, \dots, K_A - 1$ )。合成フィルタバンクは、 $N_S$  個の合成サブバンド ( $N_S > 0$ ) を持ち得、ここで、 $n$  を合成サブバンドのインデックスとする ( $n = 0, \dots, N_S - 1$ )。かかる場合に、非線形処理ユニットは、1 組の合成サブバンド信号の  $n$  番目の合成サブバンド信号を、1 組の分析サブバンド信号の  $k$  番目の分析サブバンド信号および ( $k + 1$ ) 番目の分析サブバンド信号から決定するように構成され得る。具体的には、非線形処理ユニットは、 $n$  番目の合成サブバンド信号の位相を、 $k$  番目の分析サブバンド信号のシフトした位相と ( $k + 1$ ) 番目の分析サブバンド信号のシフトした位相との合計として決定するように構成され得る。さらに、非線形処理ユニットは、 $n$  番目の合成サブバンド信号の振幅を、 $k$  番目の分析サブバンド信号のべき乗した振幅と ( $k + 1$ ) 番目の分析サブバンド信号のべき乗した振幅との積として決定するように構成され得る。

#### 【 0 0 1 5 】

合成サブバンドインデックス  $n$  の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、式

【数 5】

$$\frac{Q}{T}n$$

を切り捨てることによって取得された整数によって与えられ得、ここで、剰余  $r$  は、

【数 6】

$$\frac{Q}{T}n-k$$

によって与えられ得る。かかる場合、非線形処理ユニットは、 $n$  番目の合成サブバンド信号の位相を、 $T(1 - r)$  で乗じた  $k$  番目の分析サブバンド信号の位相と  $T(r)$  で乗じた ( $k + 1$ ) 番目の分析サブバンド信号の位相との合計として、すなわち、位相の線形補間を実行することにより、決定するように構成され得る。さらに、非線形処理ユニットは、 $n$  番目の合成サブバンド信号の振幅を、 $(1 - r)$  乗じた  $k$  番目の分析サブバンド信号の振幅と  $r$  乗じた ( $k + 1$ ) 番目の分析サブバンド信号の振幅との積として、すなわち、振幅の幾何平均を決定することにより、決定するように構成され得る。

【 0 0 1 6 】

分析フィルタバンクおよび合成フィルタバンクは、分析サブバンドの中心周波数が  $k f$  によって与えられ、合成サブバンドの中心周波数が  $n Q f$  によって与えられるように、偶数でスタックされ得る。代替実施形態では、分析フィルタバンクおよび合成フィルタバンクは、分析サブバンドの中心周波数が

【 数 7 】

$$(k + \frac{1}{2})\Delta f$$

10

によって与えられ、合成サブバンドの中心周波数が

【 数 8 】

$$(n + \frac{1}{2})Q\Delta f$$

によって与えられるように奇数でスタックされ得、そして、転置次数  $T$  と分解能係数  $Q$  との間の差が偶数になる。

【 0 0 1 7 】

低周波数成分のサンプリングレートは  $f_A$  であり得る。分析変換ユニットは、離散  $M$  点変換を実行し得る。分析窓は、 $L_A$  サンプル長を持ち得、かつ / または分析窓は、低周波数成分に沿って、 $s_A$  サンプルの分析ホップサイズによってシフトされ得る。かかる場合、周波数分解能は

20

【 数 9 】

$$\Delta f = \frac{f_A}{M}$$

によって与えられ得、分析窓の持続時間は

【 数 1 0 】

30

$$D_A = \frac{L_A}{f_A}$$

によって与えられ得、かつ / または分析フィルタバンクの物理的タイムストライド (  $time\ stride$  ) は

【 数 1 1 】

$$\Delta t_A = \frac{\Delta s_A}{f_A}$$

40

によって与えられ得る。

【 0 0 1 8 】

高周波数成分のサンプリングレートは、 $f_S = Q f_A$  であり得る。合成変換ユニットは、離散  $M$  点変換を実行し得、具体的には、分析変換ユニットのそれぞれの逆変換を実行し得る。合成窓は、 $L_S$  サンプル長を持ち得、かつ / または合成窓は、高周波数成分に沿って、 $s_S$  サンプルの合成ホップサイズによってシフトされ得る。かかる場合、周波数分解能は

【数 1 2】

$$Q\Delta f = \frac{f_s}{M}$$

によって与えられ得、その持続時間は

【数 1 3】

$$D_s = \frac{L_s}{f_s}$$

10

によって与えられ得、かつ / または合成フィルタバンクの物理的タイムストライドは

【数 1 4】

$$\Delta t_s = \frac{\Delta s_s}{f_s} = \frac{\Delta s_A}{f_A} = \Delta t_A$$

によって与えられ得る。

20

【0 0 1 9】

さらなる態様に従って、転置次数  $T$  を用いて、高周波数成分を含む出力信号を、低周波数成分を含む入力信号から生成するためのシステムが説明される。そのシステムは、 $L_A$  サンプル長の分析窓を適用するように構成された分析窓ユニットを備え得、それによって、入力信号のフレームを抽出する。そのシステムは、次数  $M$  で、 $L_A$  のサンプルを  $M$  個の複素係数に変換するように構成された周波数分解能  $f$  を有する分析変換ユニットを備え得る。そのシステムは、転置次数  $T$  を用いて、複素係数の位相を変更するように構成された、非線形処理ユニットを備え得る。位相の変更は、複素係数の位相を、本文書で概説するように、シフトすることを含み得る。そのシステムは、次数  $M$  で、周波数分解能  $Q \cdot f$  を有し、その変更された係数を  $M$  個の変更されたサンプルに変換するように構成された合成変換ユニットを備え得、ここで、 $Q$  は転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数とする。さらに、そのシステムは、 $L_s$  サンプル長の合成窓を  $M$  個の変更されたサンプルに適用するように構成された合成窓ユニットを備え得、それによって、出力信号のフレームを生成する。

30

【0 0 2 0】

$M$  は、周波数分解能係数  $Q$  に基づき得る。具体的には、 $M$  および、分析窓と合成窓 (6 1 2) の平均長との間の差は、 $(Q - 1)$  に比例し得る。一実施形態では、 $M$  は、 $(Q L_A + L_s) / 2$  より大きいかまたは等しい。さらに、 $M$  は、 $(T L_A + L_s) / 2$  より小さいくなり得る。

【0 0 2 1】

40

別の態様に従って、信号の低周波数成分から信号の高周波数成分を生成するための方法が説明される。その方法は、周波数分解能  $f$  を有する分析変換ユニットおよび持続時間  $D_A$  を有する分析窓を備えた分析フィルタバンクを用いて、信号の低周波数成分から 1 組の分析サブバンド信号を提供するステップを含み得る。さらに、その方法は、1 組の分析サブバンド信号の一部に基づき 1 組の合成サブバンド信号を決定するステップを含み得、その 1 組の分析サブバンド信号の一部は、転置次数  $T$  によってシフトされた位相である。最終的に、その方法は、周波数分解能  $Q \cdot f$  を有する合成変換ユニットおよび持続時間  $D_s$  を有する分析窓を備えた合成フィルタバンクを用いて、1 組の合成サブバンド信号から信号の高周波数成分を生成するステップを含み得る。 $Q$  は、

【数 1 5】

$$Q \geq 1$$

であって、転置次数  $T$  より小さい分解能係数である。分析フィルターバンクの周波数分解能  $f$  と持続時間  $D_A$  との積の値は、周波数分解能係数  $Q$  に基づいて選択され得る。

【0 0 2 2】

さらなる態様に従って、転置次数  $T$  を用いて、低周波数成分を含む入力信号から、高周波数成分を含む出力信号を生成するための方法が説明される。その方法は、 $L_A$  サンプル長の分析窓を適用し、それによって、入力信号のフレームを抽出するステップと、次数  $M$  および周波数分解能  $f$  の分析変換を用いて、入力信号の  $L_A$  サンプルのフレームを  $M$  個の複素係数に変換するステップとを含み得る。さらに、その方法は、転置次数  $T$  を用いて、複素係数の位相を変更するステップを含み得る。位相の変更は、本文書で概説する方法に従って実行され得る。さらに、その方法は、次数  $M$  および周波数分解能  $Q$   $f$  の合成変換を用いて、その変更された係数を  $M$  個の変更されたサンプルに変換し、 $Q$  が転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数であるステップと、 $L_S$  サンプル長の合成窓を  $M$  個の変更されたサンプルに適用し、それによって、出力信号のフレームを生成するステップとを含み得る。 $M$  は、周波数分解能係数  $Q$  に基づき得る。

【0 0 2 3】

別の態様に従って、信号の低周波数成分から信号の高周波数成分を生成するように構成された高調波トランスポーザーを設計するための方法が説明される。その方法は、周波数分解能  $f$  を有する分析変換ユニット、および持続時間  $D_A$  を有する分析窓を備える分析フィルターバンクを提供するステップを含み得、その分析フィルターバンクは、信号の低周波数成分から 1 組の分析サブバンド信号を提供するように構成されている。さらに、その方法は、1 組の分析サブバンド信号の一部に基づいて 1 組の合成サブバンド信号を決定するように構成された非線形処理ユニットを提供するステップを含み得、その 1 組の分析サブバンド信号の一部は、転置次元  $T$  によって位相シフトされている。さらに、その方法は、周波数分解能  $Q$   $f$  を有する合成変換ユニット、および持続時間  $D_S$  を有する合成窓を備える合成フィルターバンクを提供するステップを含み得、その合成フィルターバンクは、1 組の合成サブバンド信号から信号の高周波数成分を生成するように構成され、 $Q$  が

【数 1 6】

$$Q \geq 1$$

であって、転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数である。さらに、その方法は、周波数分解能係数  $Q$  に基づき、分析フィルターバンクの周波数分解能  $f$  と持続時間  $D_A$  との積の値を選択するステップを含み得る。

【0 0 2 4】

別の態様に従って、転置次数  $T$  を用いて、低周波数成分を含む入力信号から、高周波数成分を含む出力信号を生成するように構成されたトランスポーザーを設計するための方法が説明される。その方法は、 $L_A$  サンプル長の分析窓を適用し、それによって、入力信号のフレームを抽出するステップと、次数  $M$  であって周波数分解能  $f$  を有し、 $L_A$  サンプルを  $M$  個の複素係数に変換するように構成された、分析変換ユニットを提供するステップとを含み得る。さらに、その方法は、転置次数  $T$  を用いて、複素係数の位相を変更するように構成された、非線形処理ユニットを提供するステップを含み得る。また、その方法は、次数  $M$  であって、周波数分解能  $Q$   $f$  を有し、変更された係数を  $M$  個の変更されたサンプルに変換するように構成された、合成変換ユニットを提供し、 $Q$  が転置次数  $T$  より小さい周波数分解能係数であるステップと、 $L_S$  サンプル長の合成窓を  $M$  個の変更されたサンプルに適用するように構成された合成窓ユニットを提供し、それによって、出力信号のフ

レームを生成するステップとを含み得る。最終的に、その方法は、周波数分解能係数  $Q$  に基づいて  $M$  を選択するステップを含み得る。

【 0 0 2 5 】

本特許出願で概説する好ましい実施形態を含む方法およびシステムは、単独で、または本文書で開示する他の方法およびシステムと組み合わせて使用し得ることに留意すべきである。さらに、本特許出願で概説する方法およびシステムの全態様は、任意に組み合わせ得る。具体的には、特許請求の範囲の特徴は、任意の方法で相互に組み合わせ得る。

【 0 0 2 6 】

ここで、本発明は、本発明の範囲または精神を制限することなく、以下に、添付の図を参照しながら、実例を用いて説明される。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 7 】

【図 1】単一次数周波数領域 ( $FD$ ) の高調波トランスポージャー例の動作を示す。

【図 2】いくつかの次数を用いた高調波トランスポージャー例の動作を示す。

【図 3】共通の分析フィルターバンクを使用しながら、いくつかの次数の転置を用いた高調波トランスポージャー例の従来技術の動作を示す。

【図 4】共通の合成フィルターバンクを使用しながら、いくつかの次数の転置を用いた高調波トランスポージャー例の従来技術の動作を示す。

【図 5】共通の分析フィルターバンクおよび共通の合成フィルターバンクを使用しながら、いくつかの次数の転置を用いた高調波トランスポージャー例の動作を示す。

【図 5 b】図 5 に従った多重トランスポージャー方式のための、サブバンド信号のマッピング例を示す。

【図 6 a】共通の分析フィルターバンクおよび別個の合成フィルターバンクを用いた、次数  $T = 2, 3, 4$  の多重トランスポージャー例を示す。

【図 6 b】共通の分析フィルターバンクおよび共通の合成フィルターバンクを用いた、次数  $T = 2, 3, 4$  の多重トランスポージャー例を示す。

【図 7】図 6 b に従った多重トランスポージャーのための、サブバンド信号のマッピング例を示す。

【図 8】高調波トランスポージャーの分析窓および合成窓に出現する通りの、特定位置でのディラック ( $Dirac$ ) を示す。

【図 9】高調波トランスポージャーの分析窓および合成窓に出現する通りの、異なる位置でのディラックを示す。

【図 10】周波数領域オーバーサンプリングを使用する際に出現する通りの、図 9 の位置に対するディラックを示す。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 8 】

後述する実施形態は、結合されたトランスポージャーフィルターバンクにおけるオーバーサンプリングのための本発明の原理を単に例示するだけである。本明細書に記載の構成ならびに詳細の変更および変形は、当業者には明らかであろうことを理解されたい。それ故、本明細書の実施形態の記述および説明の目的で提示される特定の詳細によってではなく、後述する特許請求の範囲によってのみ制限されることが意図される。

【 0 0 2 9 】

図 1 は、周波数領域 ( $FD$ ) 高調波トランスポージャー 100 の動作を示す。基本的な形状では、 $T$  次高調波トランスポージャーは、入力信号の全信号成分  $H(f)$ 、すなわち、周波数領域の信号のサブバンドを  $H(Tf)$  にシフトするユニットである。すなわち、入力信号の周波数成分  $H(f)$  は、 $T$  倍高い周波数にシフトされる。周波数領域におけるかかる転置を実現するために、分析フィルターバンク 101 は、入力信号を時間領域から周波数領域に変換して、複素サブバンドまたはサブバンド信号 (分析サブバンドまたは分析サブバンド信号とも呼ばれる) を出力する。分析フィルターバンクは、通常、分析変換 (例えば、FFT、DFT またはウェーブレット変換) およびスライド分析窓を含む。分析サ

10

20

30

40

50

サブバンド信号は、選択した転置次数  $T$  に従って位相および / または振幅を変更する非線形処理 102 に送られる。通常、非線形処理は、入力サブバンド信号数に等しい、すなわち、分析サブバンド信号数に等しい、いくつかのサブバンド信号を出力する。変更されたサブバンドまたはサブバンド信号（合成サブバンドまたは合成サブバンド信号とも呼ばれる）は、サブバンド信号を周波数領域から時間領域に変換して、転置された時間領域信号を出力する合成フィルタバンク 103 に送られる。合成フィルタバンク 103 は、通常、スライド合成窓と共に、逆変換（例えば、逆 FFT、逆 DFT または逆ウェーブレット変換）を含む。

#### 【0030】

一般に、各フィルタバンクは、ヘルツで測定される物理的周波数分解能  $f$  および、秒で測定される物理的タイムスライドパラメータ  $t$  を有し、その物理的周波数分解能  $f$  は、通常、変換関数の周波数分解能に関連し、物理的タイムスライドパラメータ  $t$  は、通常、後続の窓関数間の時間間隔に関連する。これら 2 つのパラメータ、すなわち、周波数分解能およびタイムスライドは、選択したサンプリングレートでのフィルタバンクの離散時間パラメータを定義する。分析および合成フィルタバンクの物理的タイムスライドパラメータ、すなわち、時間単位（例えば、秒）で測定されたタイムスライドパラメータが同一になるように選択することによって、入力信号と同じサンプリングレートを有する、トランスポージャー 100 の出力信号が取得され得る。さらに、非線形処理 102 を除外することにより、出力での入力信号の完全な復元が達成され得る。これは、分析および合成フィルタバンクの慎重な設計を必要とする。他方、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た場合、サンプリングレート変換を受け得る。この動作モードは、出力信号  $y$  の所望の帯域幅が、入力信号  $x$  のサンプリングレートの半分より大きい場合、すなわち、所望の出力帯域幅が入力信号の  $Nyquist$  周波数を超える場合、必要になり得る。

#### 【0031】

図 2 は、異なる次数のいくつかの高調波トランスポージャー 201-1、...、201-P を含む多重トランスポージャーまたは多重トランスポージャーシステム 200 の動作を示す。転置される入力信号は、 $P$  個の個々のトランスポージャー 201-1、201-2、...、201-P のバンクに渡される。個々のトランスポージャー 201-1、201-2、...、201-P は、図 1 に関連して概説したように、入力信号の高調波転置を実行する。一般に、個々のトランスポージャー 201-1、201-2、...、201-P の各々は、異なる転置次数  $T$  の高調波転置を実行する。例として、トランスポージャー 201-1 は次数  $T = 1$  の転置を実行し得、トランスポージャー 201-2 は次数  $T = 2$  の転置を実行し得、...、そして、トランスポージャー 201-P は次数  $T = P$  の転置を実行し得る。しかし、大まかに言えば、トランスポージャー 201-1、...、201-P のいずれも、任意の転置次数  $T$  の高調波転置を実行し得る。コントリビューション (contribution)、すなわち、個々のトランスポージャー 201-1、201-2、...、201-P の出力信号は、結合したトランスポージャー出力を得るために、コンバイナー 202 で合計され得る。

#### 【0032】

各トランスポージャー 201-1、201-2、...、201-P は、図 1 に示すように、分析フィルタバンクおよび合成フィルタバンクを必要とすることに留意すべきである。さらに、個々のトランスポージャー 201-1、201-2、...、201-P の通常の実施態様は、一般に、異なる量で処理された入力信号のサンプリングレートを変更する。例として、トランスポージャー 201-P の出力信号のサンプリングレートは、トランスポージャー 201-P への入力信号のサンプリングレートよりも  $T$  倍高いことがあり得、ここで、 $T$  は、トランスポージャー 201-P によって適用される転置次数である。これは、トランスポージャー 201-P 内で使用される  $T$  の帯域幅拡大率、すなわち、分析フィルタバンクよりも  $T$  倍多いサブチャネルを持つ合成フィルタバンクの使用によるものであり得る。これを行うことにより、サンプリングレートおよび  $Nyquist$  周波数が

T倍増加する。結果として、個々の時間領域信号は、コンバイナー202での異なる出力信号の結合を可能にするために、再サンプリングする必要がある。時間領域信号の再サンプリングは、個々のトランスポザー201-1、201-2、...、201-Pの各々の入力側または出力側で実行できる。

#### 【0033】

図3は、いくつかの次数の転置を実行し、共通の分析フィルタバンク301を用いる、多重高調波トランスポザーまたは多重トランスポザーシステム300の例示的な構成を示す。多重トランスポザー300の設計における開始点は、全てのトランスポザー201-1、201-2、...、201-Pの分析フィルタバンク（図1の引用符号101）が同一であって、単一の分析フィルタバンク301で置換できるように、図2の個々のトランスポザー201-1、201-2、...、201-Pを設計することであり得る。結果として、時間領域入力信号が、単一組の周波数領域サブバンド信号、すなわち、単一組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、異なる次数の転置のために異なる非線形処理ユニット302-1、302-2、...、302-Pに渡される。図1に関連して概略したとおり、各非線形処理ユニットは、サブバンド信号の位相および/または振幅の変更を実行し、この変更は、異なる次数の転置に対して異なる。その後、異なって変更されたサブバンド信号またはサブバンドは、異なる非線形処理ユニット302-1、302-2、...、302-Pに対応して、異なる合成フィルタバンク303-1、303-2、...、303-Pに渡される必要がある。結果として、結合されたトランスポザー出力を生成するためにコンバイナー304で合計される、P個の異なって転置された時間領域出力信号が得られる。

#### 【0034】

異なる転置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、異なる率の帯域幅拡大を用いて、異なるサンプリングレートで動作する場合、異なる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、コンバイナー304でそれらを合計する前に、P個の出力信号を共通の時間グリッドに合わせるために、異なって再サンプリングする必要があることに留意すべきである。

#### 【0035】

図4は、共通の合成フィルタバンク404を使用しながら、いくつかの次数の転置を用いる多重高調波トランスポザー400の動作例を示す。かかる多重トランスポザー400の設計における開始点は、全てのトランスポザーの合成フィルタバンクが同一であって、単一の合成フィルタバンク404で置換できるように、図2の個々のトランスポザー201-1、201-2、...、201-Pを設計することであり得る。図3に示す場合と類似した方法で、非線形処理ユニット402-1、402-2、...、402-Pが、各転置次数に対して異なることに留意すべきである。さらに、分析フィルタバンク401-1、401-2、...、401-Pが、異なる転置次数によって異なる。そのため、1組のP個の分析フィルタバンク401-1、401-2、...、401-Pは、P組の分析サブバンド信号を決定する。これらP組の分析サブバンド信号は、P組の変更されたサブバンド信号を得るために、対応する非線形処理ユニット402-1、402-2、...、402-Pに渡される。これらP組のサブバンド信号は、単一の合成フィルタバンク404に対する入力として、結合された組のサブバンド信号を得るために、コンバイナー403において周波数領域で結合され得る。コンバイナー403でのこの結合は、異なって処理されたサブバンド信号を異なるサブバンド範囲へ送ることおよび/またはサブバンド信号のコントリビューションを重複するサブバンド範囲に重ね合わせることを含み得る。言い換えれば、異なる転置次数で処理されている異なる分析サブバンド信号は、重複する周波数範囲を含み得る。例として、2次トランスポザーは、分析サブバンド[2A, 2B]をサブバンド範囲[4A, 4B]に転置し得る。同時に、4次トランスポザーは、分析サブバンド[A, B]を、同じサブバンド範囲[4A, 4B]に転置し得る。かかる場合、重なり合うコントリビューションが、コンバイナー403によ

て、例えば、加算および/または平均化で結合され得る。多重トランスポージャー 400 の時間領域出力信号は、共通の合成フィルタバンク 404 から得られる。前述と同様の方法で、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、異なる分析フィルタバンク 401 - 1、401 - 2、...、401 - P への時間領域信号入力、異なる非線形処理ユニット 402 - 1、402 - 2、...、402 - P の出力信号を同一の時間グリッドに合わせるために、再サンプリングする必要がある得る。

#### 【0036】

図5は、いくつかの次数の転置を用いて、単一の共通する分析フィルタバンク 501 および単一の共通する合成フィルタバンク 504 を備える、多重高調波トランスポージャー 500 の動作を示す。この場合、図2の個々のトランスポージャー 201 - 1、201 - 2、...、201 - P は、P 個の全高調波トランスポージャーの分析フィルタバンクと合成フィルタバンクの両方が同一になるように設計されるべきである。異なる P 個の高調波トランスポージャーに対する同一の分析フィルタバンクおよび合成フィルタバンクの条件が満たされると、その同一のフィルタバンクは、単一の分析フィルタバンク 501 および単一の合成フィルタバンク 504 で置換できる。拡張非線形処理ユニット 502 - 1、502 - 2、...、502 - P は、合成フィルタバンク 504 の各サブバンドに対する結合された入力を得るために、コンバイナー 503 で結合される、一部重複する周波数範囲に対して異なるコントリビューションを出力する。図4に示す多重高調波トランスポージャー 400 と同様に、コンバイナー 503 での結合は、複数の非線形処理ユニット 502 - 1、502 - 2、...、502 - P の異なる出力信号を異なるサブバンド範囲へ送ること、および複数のコントリビューション出力を重複するサブバンド範囲に重ね合わせることを含み得る。

#### 【0037】

上で既に示したとおり、非線形処理 102 は、通常、入力でのサブバンド数に対応するいくつかのサブバンドを出力で提供する。非線形処理 102 は、通常、その基となる転置次数 T に従って、サブバンドまたはサブバンド信号の位相および/または振幅を変更する。例として、入力でのサブバンドは、出力での T 倍高い周波数のサブバンドに変換される、すなわち、非線形処理 102 への入力でのサブバンド、すなわち、分析サブバンド、

#### 【数17】

$$[(k - \frac{1}{2})\Delta f, (k + \frac{1}{2})\Delta f]$$

は、非線形処理 102 の出力でのサブバンド、すなわち、合成サブバンド、

#### 【数18】

$$[(k - \frac{1}{2})T\Delta f, (k + \frac{1}{2})T\Delta f]$$

に転置され得、式中、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 および共通の合成フィルタバンク 504 の使用を可能にするため、拡張処理ユニット 502 - 1、502 - 2、...、502 - P のうちの1つまたは複数が、入力サブバンド数と異なり得るいくつかの出力サブバンドを提供するように構成され得る。

#### 【0038】

以下で、非線形処理ユニット 502 - 1、502 - 2、...、502 - P における拡張非線形処理の原理が概説される。この目的のために、次の仮定をする：

- ・分析フィルタバンクおよび合成フィルタバンクは、同一の物理的タイムストライ

ドパラメータ  $t$  を共有する。

- ・分析フィルタバンクは、物理的周波数分解能  $f$  を有する。
- ・分析フィルタバンクは、分解能係数  $($

【数 19】

$$Q \geq 1)$$

が整数である、物理的周波数分解能  $Q$   $f$  を有する。

【0039】

さらに、フィルタバンクが偶数にスタックされる、すなわち、インデックスゼロのサブバンドが、ゼロ周波数のあたりに中心が置かれて、分析フィルタバンクの中心周波数が、 $k$   $f$  によって与えられるようになる（分析サブバンドインデックス  $k = 1, \dots, K_A - 1$  および  $K_A$  は分析フィルタバンクのサブバンド数）と仮定する。合成フィルタバンクの中心周波数は、 $k Q$   $f$  によって与えられ、合成サブバンドインデックス  $n = 1, \dots, N_S - 1$  および  $N_S$  は合成フィルタバンクのサブバンド数である。

【0040】

図 1 に示すような、整数次

【数 20】

$$T \geq 1$$

の従来型の転置を実行する場合、分解能係数  $Q$  は、 $Q = T$  として選択され、非線形処理された分析サブバンド  $k$  は、同じインデックス  $n = k$  を持つ合成サブバンドにマッピングされる。非線形処理 102 は、通常、サブバンドまたはサブバンド信号の係数  $T$  による乗算を含む。すなわち、フィルタバンクサブバンドの各サンプルに対して、

$$s(k) = T_A(k), \quad (1)$$

と書くことができ、式中、 $A(k)$  は、分析サブバンド  $k$  の（複素）サンプルの位相であり、 $s(k)$  は、合成サブバンド  $k$  の（複素）サンプルの位相である。サブバンドのサンプルの振幅または大きさは、変更されずに保たれ得るか、または一定の利得係数によって増加もしくは減少され得る。 $T$  は整数であるという事実によって、方程式 (1) の演算は、位相角の定義とは無関係である。

【0041】

従来型の多重トランスフォーマーでは、分析/合成フィルタバンクの分解能係数  $Q$  は、それぞれのトランスフォーマーの転置次数  $T$  と等しくなるように選択される（すなわち、 $Q = T$ ）。この場合、合成フィルタバンクの周波数分解能は  $T$   $f$  であり、従って、転置次数  $T$  によって異なる。その結果として、分析段階または合成段階のいずれかにおいて、異なる転置次数  $T$  に対して異なるフィルタバンクを使用する必要がある。これは、転置次数  $T$  が物理的周波数分解能の商、すなわち、分析フィルタバンクの周波数分解能  $f$  と合成フィルタバンクの周波数分解能  $T$   $f$  との商を定義するという事実のためである。

【0042】

複数の異なる転置次数  $T$  に対して共通の分析フィルタバンク 501 およ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に、合成フィルタバンク 504 の周波数分解能を  $Q$   $f$  に設定するように提案される、すなわち、合成フィルタバンク 504 の周波数分解能を転置次数  $T$  と無関係にするように提案される。すると、分解能係数  $Q$ 、すなわち分析フィルタバンクと合成フィルタバンクの物理的周波数分解能の商  $Q$  が必ずしも関係  $Q = T$  に従わない場合、次数  $T$  の転置をどのように実現するかという問題が生じる。

## 【 0 0 4 3 】

前述のとおり、高調波転置の原理は、中心周波数  $nQ$   $f$  を持つ合成フィルタバンクサブバンド  $n$  への入力、 $T$  倍低い中心周波数、すなわち中心周波数  $nQ$   $f / T$  で、分析サブバンドから決定されるということである。分析サブバンドの中心周波数は、分析サブバンドインデックス  $k$  によって  $k$   $f$  として識別される。分析サブバンドインデックスの中心周波数に対する両方の式、すなわち、 $nQ$   $f / T$  および  $k$   $f$  は、等しく設定され得る。インデックス  $n$  が整数値であることを考慮に入れると、式

## 【 数 2 1 】

$$\frac{nQ}{T}$$

10

は、整数の分析サブバンドインデックス  $k$  と剰余  $r \in \{ 0, 1/T, 2/T, \dots, (T-1)/T \}$  の和として表現できる有理数であり、

## 【 数 2 2 】

$$\frac{nQ}{T} = k + r \quad (2)$$

となる。

20

## 【 0 0 4 4 】

そのため、合成サブバンドインデックス  $n$  を持つ合成サブバンドへの入力は、次数  $T$  の転置を用いて、方程式 (2) によって与えられるインデックス  $k$  を持つ分析サブバンドから導出され得ることが定められ得る。

## 【 数 2 3 】

$$\frac{nQ}{T}$$

が有理数であるという事実から見て、剰余  $r$  は 0 に等しくない可能性があり、値  $k + r$  は分析サブバンドインデックス  $k$  より大きく、分析サブバンドインデックス  $k + 1$  より小さい、すなわち、 $k < k + r < k + 1$  であり得る。その結果として、合成サブバンドインデックス  $n$  を持つ合成サブバンドへの入力は、次数  $T$  の転置を用いて、分析サブバンドインデックス  $k$  および  $k + 1$  を持つ分析サブバンドから導出され、このとき、 $k$  は方程式 (2) によって与えられる。言い換えれば、合成サブバンドの入力は、2つの連続する分析サブバンドから導出され得る。

30

## 【 0 0 4 5 】

上記の結果として、非線形処理ユニット 502 - 1、502 - 2、...、502 - P で実行される拡張非線形処理は、合成サブバンド  $n$  に対する出力を提供するために、インデックス  $k$  および  $k + 1$  を持つ2つの隣接する分析サブバンドを考慮するステップを含み得る。転置次数  $T$  に対して、非線形処理ユニット 502 - 1、502 - 2、...、502 - P で実行される位相変更は、例えば、次の線形補間規則によって定義され得、

40

$$s(n) = T(1 - r) a(k) + Tr a(k + 1) \quad (3)$$

式中、 $a(k)$  は、分析サブバンド  $k$  のサンプルの位相であり、 $a(k + 1)$  は、分析サブバンド  $k + 1$  のサンプルの位相であり、 $s(n)$  は、合成サブバンド  $n$  のサンプルの位相である。剰余  $r$  がゼロに近い場合、すなわち、値  $k + r$  が  $k$  に近い場合、合成サブバンドサンプルの位相の主要なコントリビューションが、サブバンド  $k$  の分析サブバンドサンプルの位相から導出される。他方、剰余  $r$  が 1 に近い場合、すなわち、値  $k + r$  が  $k + 1$  に近い場合は、合成サブバンドサンプルの位相の主要なコントリビューションが、サブバンド  $k + 1$  の分析サブバンドサンプルの位相から導出される。位相乗数  $T(1 - r$

50

）および  $T_r$  は、方程式（３）の位相変更が適切に定義され、位相角の定義と無関係になるように、どちらも整数であることに留意すべきである。

【００４６】

サブバンドサンプルの振幅に関しては、合成サブバンドサンプルの振幅を決定するために、次の幾何平均値が選択され得、

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

式中、 $a_s(n)$  は、合成サブバンド  $n$  のサンプルの振幅を示し、 $a_A(k)$  は、分析サブバンド  $k$  のサンプルの振幅を示し、 $a_A(k+1)$  は、分析サブバンド  $k+1$  のサンプルの振幅を示す。位相および / または振幅に対する他の補間規則が企図され得ることに留意すべきである。

10

【００４７】

分析フィルタバンクの中心周波数が、 $k = 1, \dots, K_A - 1$  で

【数２４】

$$(n + \frac{1}{2})\Delta f$$

によって与えられ、合成フィルタバンクの中心周波数が、 $n = 1, \dots, N_S - 1$  で

【数２５】

$$(n + \frac{1}{2})\frac{Q\Delta f}{T}$$

20

によって与えられる、奇数にスタックされたフィルタバンクの場合、対応する方程式（２）は、転置された合成フィルタバンクの中心周波数

【数２６】

$$(n + \frac{1}{2})\frac{Q\Delta f}{T}$$

30

と分析フィルタバンクの中心周波数

【数２７】

$$(k + \frac{1}{2})\Delta f$$

を均等にすることによって導出され得る。整数インデックス  $k$  および剰余  $r \in [0, 1]$  とすると、奇数にスタックされたフィルタバンクに対して次の方程式が導出できる：

【数２８】

$$(n + \frac{1}{2})\frac{Q}{T} = k + \frac{1}{2} + r \quad (5)$$

40

【００４８】

当業者は、 $T - Q$ 、すなわち、転置次数と分解能係数との差が偶数であれば、 $T(1 - r)$  および  $T_r$  は両方とも整数であり、方程式（３）および（４）の補間規則が使用できることを理解されるであろう。

【００４９】

分析サブバンドの合成サブバンドへのマッピングが図５ｂに示される。図５ｂは、異なる転置次数  $T = 1 \sim T = 4$  に対する４つの概略図を示す。各概略図は、ソースピン ５１０

50

、すなわち、分析サブバンドがどのようにターゲットピン 5 3 0、すなわち、合成サブバンドにマッピングされるかを示している。説明を簡単にするため、分解能係数  $Q$  が 1 に等しいと仮定する。言い換えれば、図 5 b は、方程式 ( 2 ) および ( 3 ) を用いた、分析サブバンド信号の合成サブバンド信号へのマッピングを図示している。図示例では、分析 / 合成フィルターバンクは、 $Q = 1$  および最大転置次数  $T = 4$  で、偶数にスタックされている。

【 0 0 5 0 】

図示した事例では、方程式 ( 2 ) は、

【 数 2 9 】

$$\frac{n}{T} = k + r$$

と書き得る。その結果として、転置次数  $T = 1$  に対して、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、例えば、ソースピン 5 1 1 がターゲットピン 5 3 1 に 1 対 1 でマッピングされる図 5 b から分かる。

【 0 0 5 1 】

転置次数  $T = 2$  の場合、剰余  $r$  は、値 0 および  $1 / 2$  をとり、ソースピンは複数のターゲットピンにマッピングされる。視点を逆にとると、各ターゲットピン 5 3 2、5 3 5 は、最大 2 つのソースピンからのコントリビューションを受け取ると言える。これは、図 5 b で見ることができ、そこでは、ターゲットピン 5 3 5 は、ソースピン 5 1 2 および 5 1 5 からコントリビューションを受け取る。しかし、ターゲットピン 5 3 2 は、ソースピン 5 1 2 のみからコントリビューションを受け取る。ターゲットピン 5 3 2 が偶数のインデックス  $n$  (例えば、 $n = 10$ ) を持つと仮定すると、方程式 ( 2 ) は、ターゲットピン 5 3 2 が、インデックス  $k = n / 2$  (例えば、 $k = 5$ ) のソースピン 5 1 2 からコントリビューションを受け取ることを指定する。剰余  $r$  はゼロ、すなわち、インデックス  $k + 1$  (例えば、 $k + 1 = 6$ ) のソースピン 5 1 5 からのコントリビューションはない。これは、奇数のインデックス  $n$  (例えば、 $n = 11$ ) のターゲットピン 5 3 5 に対して変わる。この場合、方程式 ( 2 ) は、ターゲットピン 5 3 5 が、ソースピン 5 1 2 (インデックス  $k = 5$ ) およびソースピン 5 1 5 (インデックス  $k + 1 = 6$ ) からコントリビューションを受け取ることを指定する。これは、図 5 b に示すように、同様の方法で、より高い転置次数  $T$  (例えば、 $T = 3$  および  $T = 4$ ) に適用される。

【 0 0 5 2 】

前述した拡張非線形処理のさらなる説明は、次のとおりであり得る。拡張非線形処理は、中間周波数グリッド  $T \cdot f$  における所与の次数  $T$  の中間サブバンド信号への転置と、中間サブバンド信号の、共通の合成フィルターバンク、すなわち周波数グリッド  $Q \cdot f$  によって定義される周波数グリッドへのその後のマッピングの結合として理解され得る。この説明を図示するため、再度、図 5 b を参照されたい。しかし、この図示のため、ソースピン 5 1 0 は、転置次数  $T$  を用いて、分析サブバンドから導出された中間サブバンドであるとみなされる。これらの中間サブバンドは、 $T \cdot f$  によって与えられる周波数グリッドを持つ。ターゲットピン 5 3 0 によって与えられた、定義済みの周波数グリッド  $Q \cdot f$  上で合成サブバンド信号を生成するため、ソースピン 5 1 0、すなわち、周波数グリッド  $T \cdot f$  を有する中間サブバンドは、定義済み周波数グリッド  $Q \cdot f$  上にマッピングされる必要がある。これは、ターゲットピン 5 3 0、すなわち、周波数グリッド  $Q \cdot f$  上の合成サブバンド信号を、1 つまたは 2 つのソースピン 5 1 0、すなわち、周波数グリッド  $T \cdot f$  上の中間サブバンド信号を補間することによって決定することにより実行できる。好ましい実施形態では、線形補間が使用され、その補間の重みが、ターゲットピン 5 3 0 の中間周波数と、対応するソースピン 5 1 0 との間の差に反比例する。例として、差がゼロであれば、重みは 1 となり、差が  $T \cdot f$  であれば、重みは 0 となる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 5 3 】

要約すれば、いくつかの分析サブバンドの転置によって合成サブバンドへのコントリビューションを決定できるようにする、非線形処理方法が説明されてきた。この非線形処理方法は、異なる転置次数に対して単一の共通する分析サブバンドフィルタバンクおよび合成サブバンドフィルタバンクの使用を可能にし、それによって、多重高調波トランスポザーの計算の複雑さを著しく減少させる。

## 【 0 0 5 4 】

図 6 a および図 6 b は、複数の転置次数  $T = 2, 3, 4$  のために、 $M = 1024$  ポイントの FFT / DFT (高速フーリエ変換または離散フーリエ変換) を用いた分析 / 合成フィルタバンクの例を示す。図 6 a は、各転置係数  $T = 2, 3, 4$  に対して、共通の分析フィルタバンク 601 および別個の合成フィルタバンク 602、603、604 を用いる多重高調波トランスポザー 600 の従来型の事例を示す。図 6 a は、分析フィルタバンク 601 および合成フィルタバンク 602、603、604 でそれぞれ適用される、分析窓  $v_A$  611 および合成窓  $v_S$  612、613、614 を示す。図示例では、分析窓  $v_A$  611 は、分析 / 合成フィルタバンク 601、602、603、604 の FFT または DFT のサイズ  $M$  に等しい、長さ  $L_A = 1024$  を有する。同様に、合成窓  $v_S$  612、613、614 は、FFT または DFT のサイズ  $M$  に等しい長さ  $L_S = 1024$  を有する。

## 【 0 0 5 5 】

図 6 a は、分析フィルタバンク 601 によって採用されるホップサイズ  $s_A$ 、および合成フィルタバンク 602、603、604 によって採用されるホップサイズ  $s_S$  もそれぞれ示す。ホップサイズ  $s$  は、各窓 611、612、613、614 が、連続する変換ステップ間で移動される、データサンプル数に対応する。ホップサイズ  $s$  は、基となる信号のサンプリングレートによって物理的タイムスライド  $t$  に関連する、すなわち、 $s = f_s \cdot t$  であり、ここで  $f_s$  は、サンプリングレートである。

## 【 0 0 5 6 】

分析窓 611 が、128 サンプルのホップサイズ 621 だけ移動されるのが見られる。転置次数  $T = 2$  に対応する合成窓 612 は、256 サンプルのホップサイズ 622 だけ移動され、すなわち、ホップサイズ 622 は、分析窓 611 のホップサイズ 621 の 2 倍である。前述のとおり、これは、係数  $T = 2$  による信号のタイムストレッチとなる。あるいは、 $T = 2$  倍高いサンプリングレートを仮定すると、分析ホップサイズ 621 と合成ホップサイズ 622 との間の差は、次数  $T = 2$  の高調波転置となる。すなわち、次数  $T$  によるタイムストレッチは、次数  $T$  のサンプリングレート変換を行うことにより、高調波転置に変換され得る。

## 【 0 0 5 7 】

同様に、次数  $T = 3$  の高調波トランスポザーに関連する合成ホップサイズ 623 が、分析ホップサイズ 621 より  $T = 3$  倍高く、次数  $T = 4$  の高調波トランスポザーに関連する合成ホップサイズ 624 が、分析ホップサイズ 621 より  $T = 4$  倍高いことが分かる。3 次トランスポザーおよび 4 次トランスポザーのサンプリングレートを、2 次トランスポザーの出力サンプリングレートに合わせるために、3 次トランスポザーおよび 4 次トランスポザーはそれぞれ、係数  $3/2$  ダウンサンプラー 633、および係数 2 ダウンサンプラー 634 を備える。大まかに言えば、 $T$  次トランスポザーは、係数  $T/2$  ダウンサンプラーを備え、出力サンプリングレートが要求される場合、それは入力サンプリングレートより 2 倍高い。すなわち、ダウンサンプリングは、次数  $T = 2$  の高調波トランスポザーに対して必要とされない。

## 【 0 0 5 8 】

最後に、図 6 a は、それぞれ転置次数  $T = 2, 3, 4$  に対する別個の位相変更ユニット 642、643、644 を示す。これらの位相変更ユニット 642、643、644 は、各サブバンド信号の位相の、それぞれ転置次数  $T = 2, 3, 4$  による乗算を実行する (方程式 (1) を参照)。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 5 9 】

トランスポザーのための効率的な結合されたフィルタバンク構造は、図 6 a の多重トランスポザーを単一の分析フィルタバンク 6 0 1 および単一の合成フィルタバンク 6 0 2 に制限することによって得ることができる。その後、3 次および 4 次高調波が、図 6 b に示すとおり、2 次フィルタバンク内部の非線形処理ユニット 6 5 0 内で生成される。図 6 b は、1 0 2 4 ポイント前方 FFT ユニット 6 0 1、および分析ホップサイズ 6 2 1 で入力信号  $x$  に適用される分析窓 6 1 1 を備える分析フィルタバンクを示す。合成フィルタバンクは、1 0 2 4 ポイント逆 FFT ユニット 6 0 2、および合成ホップサイズ 6 2 2 で適用される合成窓 6 1 2 を備える。図示例では、合成ホップサイズ 6 2 2 は、分析ホップサイズ 6 2 1 の 2 倍である。さらに、出力信号  $y$  のサンプリングレートは、入力信号  $x$  のサンプリングレートの 2 倍と仮定される。

10

## 【 0 0 6 0 】

図 6 b の分析 / 合成フィルタバンクは、単一の分析フィルタバンクおよび単一の合成フィルタバンクを備える。図 5 および図 5 b に関連して概説した方法に従って、拡張非線形処理 6 5 0、すなわち、ユニット 5 0 2 - 1、...、5 0 2 - P で実行される拡張非線形処理を使用することにより、この分析 / 合成フィルタバンクは、多重トランスポザー、すなわち、複数の転置次数  $T$  のための高調波トランスポザーを提供するために使用され得る。

## 【 0 0 6 1 】

図 5 および図 5 b に関連して概説してきたように、サブバンド信号の位相の各転置次数  $T$  による乗算を伴う、分析サブバンドの対応する合成サブバンドへの 1 対 1 のマッピングは、1 つまたは複数のサブバンド信号を伴う補間規則（方程式（3）および（4）を参照）に一般化され得る。合成フィルタバンクサブバンドの物理的間隔  $Q \cdot f$  が、分析フィルタバンクの物理的間隔  $f$  の  $Q$  倍である場合、インデックス  $n$  の合成バンドへの入力は、インデックス  $k$  および  $k + 1$  の分析バンドから得られるということが説明されてきた。インデックス  $n$  と  $k$  との関係は、フィルタバンクが偶数または奇数にスタックされているかどうかに応じて、方程式（2）または（5）によって与えられる。振幅に対する幾何的補間は、 $1 - r$  および  $r$  のべき乗で適用され（方程式（4））、位相は、重み  $T(1 - r)$  および  $T r$  で線形結合される（方程式（3））。 $Q = 2$  である事例に対して、各転置係数に対する位相マッピングが図 7 に図示される。

20

30

## 【 0 0 6 2 】

図 5 に示す  $Q = 1$  の事例と同様に、ターゲットサブバンドまたはターゲットピン 7 3 0 は、最大 2 つのソースサブバンドまたはソースピン 7 1 0 からコントリビューションを受け取る。 $T = Q = 2$  の場合、各位相変更されたソースピン 7 1 1 が、対応するターゲットピン 7 3 1 に割り当てられる。より高い転置次数  $T > Q$  に対して、ターゲットピン 7 3 5 は、1 つの対応する位相変更されたソースピン 7 1 5 から取得され得る。これは、方程式（2）または（5）から得られる剰余  $r$  がゼロの場合の事例である。そうでない場合、ターゲットピン 7 3 2 は、2 つの位相変更されたソースピン 7 1 2 および 7 1 5 を補間することによって取得される。

## 【 0 0 6 3 】

前述の非線形処理は、拡張非線形処理ユニット 5 0 2 - 2、5 0 2 - 3、5 0 2 - 4 を用いて、異なる転置次数  $T = 2, 3, 4$  に対するターゲットピン 7 3 0 を決定する多重トランスポザーユニット 6 5 0 で実行される。その後、対応するターゲットピン 7 3 0 は、合成フィルタバンクに送られる単一組の合成サブバンド信号を得るために、コンバイナーユニット 5 0 3 で結合される。前述のように、コンバイナーユニット 5 0 3 は、異なる非線形処理ユニット 5 0 2 - 2、5 0 2 - 3、5 0 2 - 4 の出力から重複する周波数範囲内にある複数のコントリビューションを結合するように構成される。

40

## 【 0 0 6 4 】

以下、高調波トランスポザーを用いた過渡信号の高調波転置が概説される。これに関連して、分析 / 合成フィルタバンクを用いる次数  $T$  の高調波転置は、整数転置係数  $T$  に

50

よる基となる信号のタイムストレッチングおよびそれに続くダウンサンプリングおよび／またはサンプリングレート変換として解釈され得る。タイムストレッチングは、入力信号を構成する正弦曲線の周波数が維持されるように、実行される。かかるタイムストレッチングは、転置次数  $T$  に基づき、サブバンド信号の位相の中間変更と一緒に、分析／合成フィルターバンクを用いて実行され得る。前述のとおり、分析フィルターバンクは、分析窓  $v_A$  で窓を掛けられた  $DFT$  フィルターバンクであり得、合成フィルターバンクは、合成窓  $v_S$  で窓を掛けられた逆  $DFT$  フィルターバンクであり得る。かかる分析／合成変換は、短時間フーリエ変換 ( $STFT$ ) とも呼ばれる。

【 0 0 6 5 】

短時間フーリエ変換は、一連の重複するスペクトルフレームを取得するために、時間領域入力信号  $x$  について実行される。考えられるサイドバンド効果を最小限にするために、適切な分析／合成窓、例えば、ガウス窓、余弦窓、ハミング窓、ハン窓、長方形窓、パトリット窓、ブラックマン窓、およびその他、が選択されるべきである。すべてのスペクトルフレームがそれぞれ入力信号  $x$  から捕捉される時間遅延は、ホップサイズ  $s$  または物理的タイムスライド  $t$  と呼ばれる。入力信号  $x$  の  $STFT$  は分析段階と呼ばれ、入力信号  $x$  の周波数領域表現となる。周波数領域表現は、複数のサブバンド信号を含み、各サブバンド信号は、入力信号のある周波数成分を表す。

【 0 0 6 6 】

入力信号のタイムストレッチングのために、各サブバンド信号は、例えばサブバンド信号サンプルを遅らせることにより、タイムストレッチされ得る。これは、分析ホップサイズより大きい合成ホップサイズを用いることにより達成され得る。時間領域信号は、全てのフレームについて、逆 (高速) フーリエ変換を実行し、それに続いてフレームを連続して蓄積することにより再構築され得る。合成段階のこの動作は、重複加算 ( $overlap-add$ ) 演算と呼ばれる。結果として生じる出力信号は、入力信号と同じ周波数成分を含む入力信号のタイムストレッチされたバージョンである。言い換えれば、結果として生じる出力信号は、入力信号と同じスペクトル構造を有するが、入力信号よりも遅い、すなわち、進行が時間的に引き延ばされている。

【 0 0 6 7 】

より高い周波数への転置が、ストレッチされた信号のダウンサンプリングを経るか、またはタイムストレッチされた出力信号のサンプリングレート変換を実行することにより、その後、または統合的に獲得され得る。結果として、転置された信号は、入力信号の時間長を有するが、定義済みの転置係数によって上方にシフトされた周波数成分を含む。

【 0 0 6 8 】

前述を考慮して、高調波トランスポーザーを用いた過渡信号の高調波転置が、プロトタイプ過渡信号のタイムストレッチング、すなわち、時刻  $t = t_0$  における離散時間ディラックパルス、

【 数 3 0 】

$$\delta(t-t_0) = \begin{cases} 1, & t=t_0 \\ 0, & t \neq t_0 \end{cases}$$

を開始点と見なすことにより説明される。

【 0 0 6 9 】

かかるディラックパルスのフーリエ変換は、単位振幅および  $t_0$  に比例する傾斜を有する線形位相を持ち：

【 数 3 1 】

$$X(\Omega_m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(n-t_0) \exp(-j\Omega_m n) = \exp(-j\Omega_m t_0)$$

10

20

30

40

50

式中、

【数 3 2】

$$\Omega_m = 2\pi \frac{m}{M}$$

は、STFT 分析の  $m$  番目のサブバンド信号の中心周波数であり、 $M$  は、離散フーリエ変換 (DFT) のサイズである。かかるフーリエ変換は、前述の分析フィルタバンクの分析段階とみなされ、ここで、無限持続時間のフラットな分析窓  $v_A$  が使用される。係数  $T$  によってタイムストレッチされた出力信号  $y$ 、すなわち、時刻  $t = T t_0$  におけるディラックパルス  $(t - T t_0)$  を生成するために、分析サブバンド信号の位相が、逆フーリエ変換の出力として所望のディラックパルス  $(t - T t_0)$  を生じる合成サブバンド信号  $Y(m) = \exp(-j \Omega_m T t_0)$  を得るために係数  $T$  によって乗算される。

【0070】

しかし、前述の考察は、無限長の分析窓および合成窓を用いる分析 / 合成段階を指すことに留意すべきである。確かに、無限の持続時間の窓を有する論理上のトランスフォーマーは、ディラックパルス  $(t - t_0)$  の正しいストレッチを与えるであろう。有限持続時間の窓を掛けられた分析に対しては、各分析ブロックが、DFT のサイズと等しい周期を持つ周期信号の 1 つの周期間隔と解釈される、という事実によって、状況が混乱する。

【0071】

これは、ディラックパルス  $(t - t_0)$  の分析および合成 800 を示す図 8 に図示されている。図 8 の上方部分は、分析段階 810 への入力を示し、図 8 の下方部分は、合成段階 820 の出力を示す。上方および下方のグラフは、時間領域を表す。定型化された分析窓 811 および合成窓 821 は、長方形 (パートレット) 窓として描かれている。時刻  $t = t_0$  における入力パルス  $(t - t_0)$  812 は、上のグラフ 810 上に垂直方向の矢印として描かれている。DFT 変換ブロックはサイズ  $M = L = L_A = L_S$  であり、すなわち、DFT 変換のサイズは、窓のサイズと等しくなるように選ばれていると仮定する。サブバンド信号の係数  $T$  による位相の乗算は、 $t = T t_0$  でのディラックパルス  $(t - T t_0)$  の DFT 分析を生成するが、しかし、周期  $L$  のディラックパルス列に区切られたディラックパルスである。これは、適用された窓の有限長およびフーリエ変換によるものである。周期  $L$  を持つ区切られたパルス列は、下方のグラフ上に破線矢印 823、824 で描かれている。

【0072】

現実のシステムでは、パルス列は実際には 2 ~ 3 のパルスのみ (転置係数に応じて)、つまり 1 つの主パルス、すなわち、望ましい項、2 ~ 3 の先行パルスおよび 2 ~ 3 の後パルス、すなわち、望ましくない項を含む。先行および後パルスは、DFT が周期的 ( $L$  の) であるために出現する。  $T$  で乗じた場合に複素位相がラップされる (すなわち、パルスが窓の端の外部にシフトされて、先頭に折り返される) ように、パルスが分析窓内に置かれる場合、望ましくないパルスが合成窓内に出現する。その望ましくないパルスは、分析窓内の位置および転置次数に応じて、入力パルスと同じ極性を持ち得るか、または持たない。

【0073】

図 8 の例では、合成窓は有限窓  $v_S$  821 を使用する。有限合成窓 821 は、実線矢印 822 として描かれている、 $t = T t_0$  での所望のパルス  $(t - T t_0)$  を選び、破線矢印 823、824 として示されている他の望ましくないコントリビューションを取り消す。

【0074】

分析段階および合成段階が、ホップ係数  $s$  またはタイムスライド  $t$  に従い、時間軸に沿って進むにつれて、パルス  $(t - t_0)$  812 は、それぞれの分析窓 811 の中心に対して別の位置を有する。前述のように、タイムストレッチングを実現するための操

作は、パルス 8 1 2 の位置を窓の中心に対して  $T$  倍移動させることから成る。この位置が窓 8 2 1 内である限り、このタイムストレッチング操作は、全てのコントリビューションが、 $t = T t_0$  で、単一のタイムストレッチされた合成パルス ( $t - T t_0$ ) に合わせられることを保証する。

#### 【 0 0 7 5 】

しかし、パルス ( $t - t_0$ ) 9 1 2 が、DFT ブロックの端に向かってさらに移動する、図 9 の場合について、問題が発生する。図 9 は、図 8 と同様の分析 / 合成構成 9 0 0 を示す。上方のグラフ 9 1 0 は分析段階への入力および分析窓 9 1 1 を示し、下方のグラフ 9 2 0 は、合成段階の出力および合成窓 9 2 1 を示す。入力ディラックパルス 9 1 2 を係数  $T$  でタイムストレッチする場合、タイムストレッチされたディラックパルス 9 2 2、すなわち、( $t - T t_0$ ) は、合成窓 9 2 1 の外側にくる。同時に、パルス列の別のディラックパルス 9 2 4、すなわち、時刻  $t = T t_0 - L$  での ( $t - T t_0 + L$ ) が、合成窓によって捕捉される。言い換えれば、入力ディラックパルス 9 1 2 は、 $T$  倍遅い時刻まで遅れず、入力ディラックパルス 9 1 2 の前にくる時刻まで前方に進められる。オーディオ信号への最終効果は、かなり長いトランスポーザー窓のスケールの時間距離、すなわち、入力ディラックパルス 9 1 2 より  $L - (T - 1) t_0$  早い時刻  $t = T t_0 - L$  でのプレエコーの発生である。

#### 【 0 0 7 6 】

この問題に対する解決策の原理が、図 1 0 に関連して説明される。図 1 0 は、図 9 と同様の分析 / 合成状況 1 0 0 0 を示す。上方のグラフ 1 0 1 0 は、分析窓 1 0 1 1 を持つ分析段階への入力を示し、下方のグラフ 1 0 2 0 は、合成窓 1 0 2 1 を持つ合成段階の出力を示す。DFT サイズは、プレエコーを回避するように適合される。これは、望ましくないディラックパルスイメージが結果として生じるパルス列から合成窓によって捕捉されないように、DFT のサイズ  $M$  を設定することによって達成され得る。DFT 変換 1 0 0 1 のサイズは、 $M = FL$  まで増加され、ここで、 $L$  は窓関数 1 0 0 2 の長さであり、係数  $F$  は、周波数領域オーバーサンプリング係数である。言い換えれば、DFT 変換 1 0 0 1 のサイズは、窓サイズ 1 0 0 2 より大きくなるように選択される。具体的には、DFT 変換 1 0 0 1 のサイズは、合成窓の窓サイズ 1 0 0 2 より大きくなるように選択され得る。DFT 変換の増加された長さ 1 0 0 1 により、ディラックパルス 1 0 2 2、1 0 2 4 を含むパルス列の周期は  $FL$  である。 $F$  の十分に大きい値を選択することにより、すなわち、十分に大きい周波数領域オーバーサンプリング係数を選択することにより、パルスストレッチに対する望ましくないコントリビューションを取り消すことができる。これは図 1 0 に示されており、ここで、時刻  $t = T t_0 - FL$  におけるディラックパルス 1 0 2 4 は、合成窓 1 0 2 1 の外側にある。従って、ディラックパルス 1 0 2 4 は、合成窓 1 0 2 1 によって捕捉されず、結果として、プレエコーが回避できる。

#### 【 0 0 7 7 】

好ましい実施形態において、合成窓および分析窓が等しい「公称」長さ（サンプル数で測定）を有することに留意すべきである。しかし、変換の周波数バンドまたはフィルタバンクでサンプルを廃棄または挿入することにより、出力信号の暗黙の再サンプリングを用いる場合、合成窓のサイズ（サンプル数で測定）は、通常、再サンプリングおよび / または転置係数に応じて、分析サイズと異なる。

#### 【 0 0 7 8 】

$F$  の最小値、すなわち、最小周波数領域オーバーサンプリング係数は、図 1 0 から推定できる。望ましくないディラックパルスイメージを捕捉しないための条件は、次のように公式化され得る：位置

#### 【 数 3 3 】

$$t = t_0 < \frac{L}{2}$$

10

20

30

40

での任意の入力パルス  $(t - t_0)$  に対して、すなわち、分析窓 1011 内に含まれる任意の入力パルスに対して、時刻  $t = T t_0 - FL$  での望ましくないイメージ  $(t - T t_0 + FL)$  は、

【数 3 4】

$$t = -\frac{L}{2}$$

で、合成窓の左端の左側に配置される必要がある。同様に、条件

【数 3 5】

$$T \frac{L}{2} - FL \leq -\frac{L}{2}$$

が満足される必要があり、これは、規則

【数 3 6】

$$F \geq \frac{T+1}{2} \quad (6)$$

に導く。

【0079】

公式(6)から分かるように、最小周波数領域オーバーサンプリング係数  $F$  は、転置係数  $T$  の関数である。より具体的には、最小周波数領域オーバーサンプリング係数  $F$  は、転置係数  $T$  に比例するよう選択されてもよい。

【0080】

分析窓および合成窓が異なる長さを持つ事例に対する前述の考え方を繰り返すことにより、より一般的な公式が取得される。 $L_A$  および  $L_S$  を、それぞれ分析窓および合成窓の長さ(サンプル数で測定)とし、かつ、 $M$  を採用される DFT サイズとする。公式(6)を拡張する一般規則は、すると、

【数 3 7】

$$M \geq \frac{TL_A + L_S}{2} \quad (7)$$

である。

【0081】

この規則が確かに(6)の拡張であるということは、 $M = FL$ 、および  $L_A = L_S = L$  を(7)に挿入し、結果として生じる方程式の両側で  $L$  による除算を行うことにより導出できる。

【0082】

前述の分析は、過渡状態のかなり特別なモデル、すなわち、ディラックパルスに対して実行される。しかし、この論法は、前述したタイムストレッチおよび/または高調波転置方式を用いる場合、平坦に近いスペクトル包絡線を持ち、時間間隔  $[a, b]$  の外側で消滅する入力信号が、間隔  $[Ta, Tb]$  の外側で小さい出力信号にストレッチされることを示すことにまで及ぶ。また、実際のオーディオおよび/またはスピーチ信号のスペクトログラムを研究することにより、適切な周波数領域オーバーサンプリング係数を選択するための前述した規則が遵守される場合、プレエコーがストレッチまたは転置された信号で消滅することも確認できる。より定量的な分析により、公式(6)または(7)の条件によって課される値をわずかに下回る周波数領域オーバーサンプリング係数を用いても

10

20

30

40

50

、プレエコーが依然として減少されることも明らかになる。これは、典型的な窓関数  $v_s$  が、その端近くで小さくなり、それによって、窓関数の端の近くに位置する望ましくないプレエコーが減衰されるという事実によるものである。

【 0 0 8 3 】

要約すれば、オーバーサンプリングされた変換を導入することにより、周波数領域高調波トランスポザー、またはタイムストレッチャーの過渡応答を改善する方法が説明されており、そこでは、オーバーサンプリングの量が選択した転置係数の関数である。トランスポザーの改善された過渡応答は、周波数領域オーバーサンプリングによって得られる。

【 0 0 8 4 】

10

図 6 の多重トランスポザーでは、周波数領域オーバーサンプリングは、長さ  $1024F$  の DFT カーネル 601、602、603、604 を用いることにより、および分析窓および合成窓をその長さに対称的にゼロ詰めすることにより実現され得る。複雑さのため、オーバーサンプリングの量を低く維持することは有効であることに留意すべきである。公式 (6) が図 6 の多重トランスポザーに適用される場合、全ての転置係数  $T = 2, 3, 4$  をカバーするために、オーバーサンプリング係数  $F = 2.5$  を適用すべきである。しかし、 $F = 2.0$  の使用により、実際のオーディオ信号に対して既に著しい品質向上がもたらされることが示され得る。

【 0 0 8 5 】

以下で、図 5 または図 6 b に関連して説明されたような、結合された分析 / 合成フィルターバンクとの関連で、周波数領域オーバーサンプリングの使用が説明される。

20

【 0 0 8 6 】

一般に、合成フィルターバンクサブバンドの物理的間隔  $Q$  が分析フィルターバンクの物理的間隔  $f$  の  $Q$  倍であり、物理的分析窓の持続時間  $D_A$  (時間の単位 (例えば、秒) で測定) も合成フィルターバンクのその  $Q$  倍、 $D_A = Q D_S$  である、結合された転置フィルターバンクに対して、上のようなディラックパルスのための分析が、 $T = Q$  であるかのように、全ての転置係数  $T = Q, Q + 1, Q + 2, \dots$  に対して適用される。言い換えれば、結合された転置フィルターバンクで必要とされる周波数領域オーバーサンプリングの程度に関する規則が、

【数 3 8】

30

$$F \geq \frac{Q+1}{2} \quad (6b)$$

によって与えられる。

【 0 0 8 7 】

具体的には、 $T > Q$  に対して、次数  $T$  の高調波転置によって生じる過渡信号でのアーチファクトの抑制を依然として確実にしながら、周波数領域オーバーサンプリング係数

【数 3 9】

40

$$F < \frac{T+1}{2}$$

が十分であることに留意すべきである。すなわち、結合されたフィルターバンクに対して前述のオーバーサンプリング規則を使用すれば、より高い転置次数  $T > Q$  を使用する場合にさえ、オーバーサンプリング係数  $F$  をさらに増やす必要がないことが分かる。方程式 (6b) で示されるとおり、図 6 b の結合されたフィルターバンクの実施において、プレエコーの発生を回避するために、オーバーサンプリング係数  $F = 1.5$  の使用は十分である。この値は、図 6 の多重トランスポザーに必要なオーバーサンプリング係数  $F = 2.5$  より低い。その結果として、多重高調波トランスポザーの過渡性能を改善するための周

50

波数領域オーバーサンプリングの実行の複雑さは、(異なる転置次数に対する別個の分析および/または合成フィルタバンクの代わりに)結合された分析/合成フィルタバンクを使用する場合、さらに減少できる。

【0088】

より一般的な状況では、分析および合成窓の物理的持続時間  $D_A$  および  $D_S$  が、それぞれ任意に選択され得る。そこで、分析フィルタバンクサブバンドの物理的間隔  $\Delta f$  は、高調波転置によって生じる前述のアーチファクトを回避するため、

【数40】

$$\Delta f \leq \frac{2}{Q(D_A + D_S)} \quad (7b) \quad 10$$

を満足すべきである。窓の持続時間  $D$  は、通常、窓  $L$  の長さとは異なることに留意すべきである。窓  $L$  の長さは、その窓によってカバーされる信号サンプルの数に対応するが、窓の持続時間  $D$  は、その窓によってカバーされる信号の時間間隔に対応する。図6aに示すように、窓611、612、613、614は、 $L = 1024$  サンプルの等しい長さを有する。しかし、分析窓611の持続時間  $D_A$  は、合成窓612、613、614の持続時間  $D_S$  の  $T$  倍であり、 $T$  は、各合成フィルタバンクの各転置次数および分解能係数である。同様に、図6bの分析窓611の持続時間  $D_A$  は、合成窓612の持続時間  $D_S$  の  $Q$  倍であり、 $Q$  は、その合成フィルタバンクの分解能係数である。窓  $D$  の持続時間は、サンプリング周波数  $f_s$  によって、窓  $L$  の長さに関連する、すなわち、特に、

【数41】

$$D = \frac{L}{f_s}$$

である。同様に、変換  $f$  の周波数分解能は、サンプリング周波数  $f_s$  によって、変換のポイント数または長さ  $M$  に関連する、すなわち、特に、

【数42】

$$\Delta f = \frac{f_s}{M}$$

である。さらに、フィルタバンクの物理的タイムスライド  $t$  は、サンプリング周波数  $f_s$  によって、フィルタバンクのホップサイズ  $s$  に関連する、すなわち、特に、

【数43】

$$\Delta t = \frac{\Delta s}{f_s}$$

である。

【0089】

前述の関連を用いると、方程式(6b)は、

【数44】

$$\Delta f D_A = Q \Delta f D_S \leq \frac{2}{Q+1} \quad (6c)$$

と書き得、すなわち、分析フィルタバンクの周波数分解能と窓長および/または合成フィルタバンクの周波数分解能と窓長の積は、

10

20

30

40

50

【数 4 5】

$$\frac{2}{Q+1}$$

より小さいか等しいように選択されるべきである。T > Q に対して、積  $f D_A$  および / または  $Q f D_S$  は、

【数 4 6】

$$\frac{2}{T+1}$$

10

より大きくなるように選択され得、それによってフィルタバンクの計算の複雑さが減少される。

【0090】

本文書では、信号、好ましくはオーディオおよび / またはスピーチ信号の高調波転置を実行するための種々の方法が説明された。特に、多重高調波トランスポザーの計算の複雑さに重点が置かれてきた。これに関連して、多重トランスポザーが説明されたが、それは、結合された分析 / 合成フィルタバンク、すなわち、単一の分析フィルタバンクと単一の合成フィルタバンクを用いて複数次数の転置を実行するように構成されている。結合された分析 / 合成フィルタバンクを用いる多重トランスポザーは、従来型の多重トランスポザーと比較して、計算の複雑さが減少している。さらに、周波数領域オーバーサンプリングが、結合された分析 / 合成フィルタバンクとの関連で説明された。周波数領域オーバーサンプリングは、高調波転置によって過渡信号上に生じたアーチファクトを削減または削除するために使用され得る。周波数領域オーバーサンプリングは、従来型の多重トランスポザーの実施と比較して、結合された分析 / 合成フィルタバンク内において減少された計算の複雑さで実施できることが示された。

20

【0091】

本発明の特定の実施形態および本発明の適用が本明細書で説明されたが、当業者には、本明細書で説明されている発明の範囲および特許請求の範囲から逸脱することなく、本明細書で説明される実施形態および適用に関する多くの変形例が可能であることが明らかであろう。発明のある形態が示されて説明されたが、本発明は、説明および示されている特定の実施形態または説明されている特定の方法に限定されるものでないことが理解されるべきである。

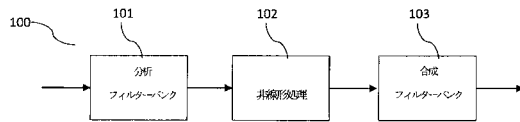
30

【0092】

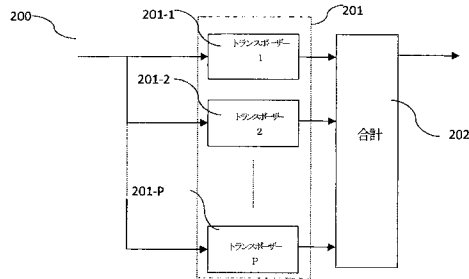
本文書で説明される方法およびシステムは、ソフトウェア、ファームウェアおよび / またはハードウェアとして実現され得る。特定の構成要素は、例えば、デジタルシグナルプロセッサまたはマイクロプロセッサ上で実行するソフトウェアとして実現され得る。他の構成要素は、例えば、ハードウェアまたは特定用途向け集積回路として実現され得る。説明される方法およびシステムで生じた信号は、ランダムアクセスメモリまたは光記憶媒体などの媒体に格納され得る。それらは、無線網、衛星ネットワーク、無線ネットワークまたは有線ネットワーク（例えば、インターネット）などのネットワークを経由して、転送され得る。本文書で説明される方法を利用する代表的な装置は、例えば、オーディオ信号を復号するメディアプレーヤーまたはセットアップボックスである。符号化側では、システムおよび方法は、例えば、放送局およびマルチメディア制作現場で使用され得る。

40

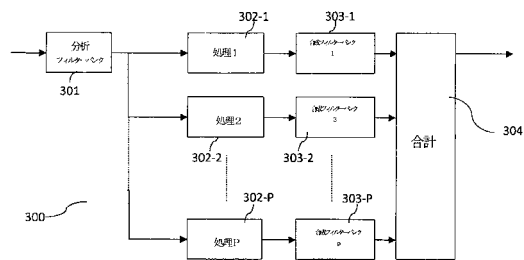
【図 1】



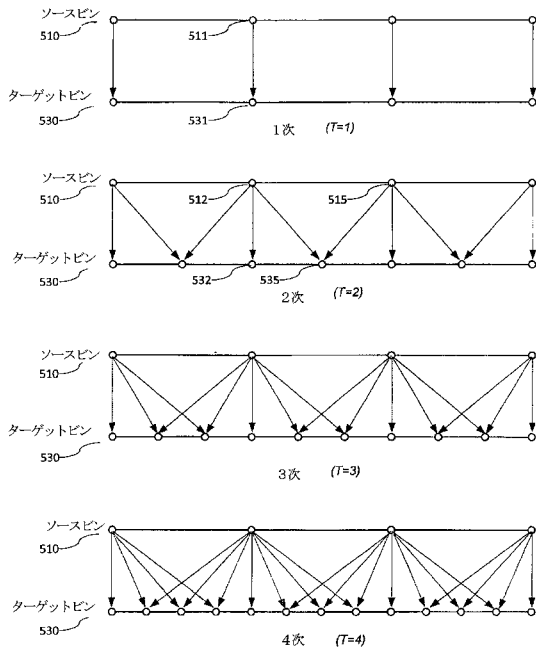
【図 2】



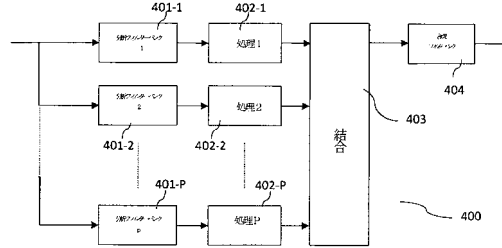
【図 3】



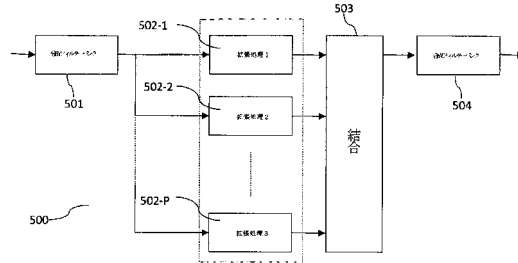
【図 5 b】



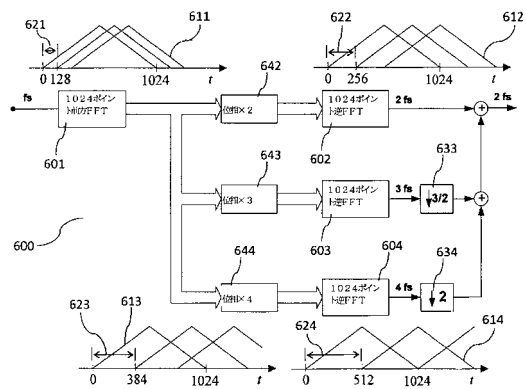
【図 4】



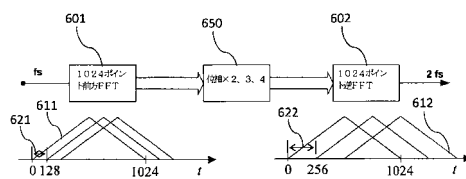
【図 5】



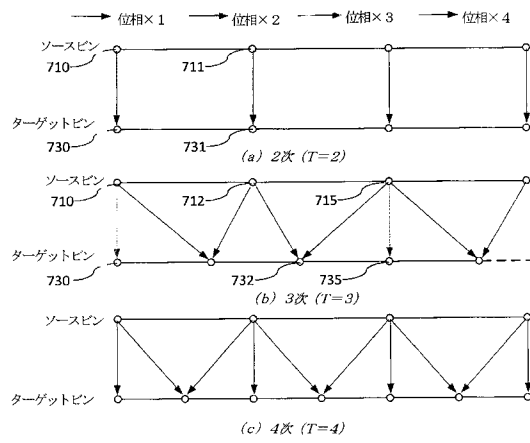
【図 6 a】



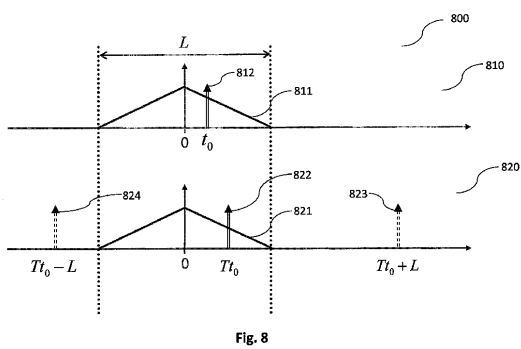
【図 6 b】



【図 7】



【図 8】



【図 9】

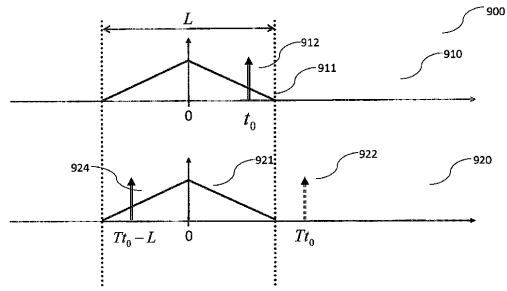


Fig. 9

【図 10】

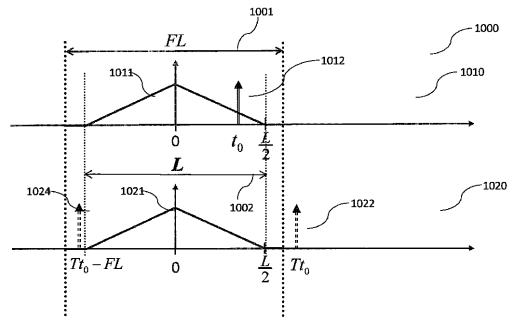


Fig. 10

---

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, ソーデルマンナガタン 4 5

審査官 五貫 昭一

(56)参考文献 特表2012-515362(JP, A)  
特表2001-521648(JP, A)  
特表2005-521907(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
G10L 21/0388  
G10L 19/02  
H03M 7/30