

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4976503号
(P4976503)

(45) 発行日 平成24年7月18日(2012. 7. 18)

(24) 登録日 平成24年4月20日(2012. 4. 20)

(51) Int.Cl.	F I
HO 4 W 24/04 (2009. 01)	HO 4 Q 7/00 2 4 2
HO 4 W 72/04 (2009. 01)	HO 4 Q 7/00 5 4 7
	HO 4 Q 7/00 5 4 4

請求項の数 37 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2009-539608 (P2009-539608)	(73) 特許権者	505365781
(86) (22) 出願日	平成18年12月7日 (2006. 12. 7)		エーケージー アコースティックス ゲー
(65) 公表番号	特表2010-512078 (P2010-512078A)		ムベーパー
(43) 公表日	平成22年4月15日 (2010. 4. 15)		オーストリア国 エー-1 2 3 0 ウィー
(86) 国際出願番号	PCT/EP2006/011759		ン, レムベックガッセ 2 1-2 5
(87) 国際公開番号	W02008/067834	(74) 代理人	100078282
(87) 国際公開日	平成20年6月12日 (2008. 6. 12)		弁理士 山本 秀策
審査請求日	平成21年9月28日 (2009. 9. 28)	(74) 代理人	100062409
			弁理士 安村 高明
		(74) 代理人	100113413
			弁理士 森下 夏樹
		(72) 発明者	オーピッツ, マルティン
			オーストリア国 エー-1 1 9 0 ウィー
			ン, ハッケンベルグガッセ 2 9/1 2
			/3

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチチャネル配列のためのドロップアウトの補償

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも2つのチャネル (Z , S) を備えるマルチチャネル配列の1つ以上のチャネル (Z) におけるドロップアウトの補償のための方法であって、1つのチャネル (Z) におけるドロップアウトの場合、置換信号が少なくとも1つのエラーフリーチャネル (S) を利用して生成され、該チャネル (Z , S) のエラーフリー信号伝送の間に、周波数領域への該伝送される信号 (x_Z , x_S) のマッピングが行われ、振幅スペクトル ($|S_Z|$, $|S_S|$) が決定され、チャネル (Z) の該振幅スペクトル ($|S_Z|$) を少なくとも1つの他のチャネル (S) の該振幅スペクトル ($|S_S|$) と関連づけるスペクトルフィルタ係数 (H) が計算されることと、チャネル (Z) のドロップアウトの場合、該ドロップアウト前に演算されたフィルタ係数 (H) を少なくとも1つのエラーフリーチャネル (S) から成る代替信号に適用することによって、該置換信号が生成されることを特徴とする、方法。

【請求項 2】

前記振幅スペクトル ($|S_Z|$, $|S_S|$) は、前記フィルタ係数 (H) の計算前に非直線的に歪まされることを特徴とする、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記振幅スペクトル ($|S_Z|$, $|S_S|$) は、前記フィルタ係数 (H) の計算前に時間平均化されることを特徴とする、請求項 1 または請求項 2 のうちの1つに記載の方法。

【請求項 4】

前記フィルタ係数（H）は、チャネル（Z）の前記任意に非直線的に歪められた、そして／または時間平均化された振幅スペクトル（ $|S_z|$ ）と、該フィルタ係数（H）によってフィルタリングされる少なくとも1つの他のチャネル（S）の任意に非線形的に歪められた、そして／または時間平均化された振幅スペクトル（ $|S_s|$ ）との間の差を最小限にすることによって、計算されることを特徴とする、請求項1から請求項3のうちの1つに記載の方法。

【請求項5】

前記フィルタ係数（H）の計算は、

【数16】

$$H(k) = \frac{|S_z(k)|}{|S_s(k)|}$$

10

に従って、前記振幅スペクトル（ $|S_z|$ ， $|S_s|$ ）の商から求められることを特徴とする、請求項1から請求項4のうちの1つに記載の方法。

【請求項6】

前記フィルタ係数（H）の正規化は、周波数依存パラメータ $\beta(k)$ を利用して行われることを特徴とする、請求項1から請求項5のうちの1つに記載の方法。

【請求項7】

前記正規化は、式

【数17】

$$H(k) = \frac{|S_z(k)| |S_s(k)|}{|S_s(k)|^2 + \beta(k)}$$

20

に従って、成されることを特徴とする、請求項6に記載の方法。

【請求項8】

$\beta(k)$ の推定は、バックグラウンドノイズレベル $P_g(k)$ のrms値によって達成され、式中、

【数18】

$$\beta(k) = c \cdot [P_g(k)]^{\frac{1}{2}}$$

30

であって、因数 c は、好ましい値 $c = 1 \cdots 5$ による適応向上を促進することを特徴とする、請求項7に記載の方法。

【請求項9】

前記振幅スペクトルの包絡線の計算は、短ブロック長の短時間DFTによって求められることを特徴とする、請求項1から請求項8のうちの1つに記載の方法。

【請求項10】

前記振幅スペクトルの前記包絡線は、ウェーブレット変換の振幅スペクトル、またはガンマトーンフィルタバンクの（チャネルあたりの）rms値、または（合成フィルタによって表される）信号フレームの該スペクトル包絡線の振幅の引き続くサンプリングによる線形予測、または前記周波数領域へのケプストラム領域の引き続く再変換および真数をとることによる実数ケプストラム分析、またはそれぞれ該振幅スペクトルの最大値の検出および内挿による短時間DFTを組み込むことによって、計算可能であることを特徴とする、請求項1から請求項9のうちの1つに記載の方法。

40

【請求項11】

振幅スペクトル（ $|S_z|$ ， $|S_s|$ ）の前記時間平均化は、平滑化定数（ α ）による指数平滑化を組み込むことを特徴とする、請求項3に記載の方法。

【請求項12】

50

振幅スペクトル ($|S_z|$, $|S_s|$) の前記時間平均化は、移動平均フィルタによって実装されることを特徴とする、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 13】

振幅スペクトル ($|S_z|$, $|S_s|$) の前記非直線歪みおよび前記時間平均化は、式【数 19】

$$\overline{|S_z(m)|} = \left\{ \alpha |S_z|^\gamma + (1-\alpha) \overline{|S_z(m-1)|}^\gamma \right\}^{\frac{1}{\gamma}} \quad \text{または} \quad \overline{|S_s(m)|} = \left\{ \alpha |S_s|^\delta + (1-\alpha) \overline{|S_s(m-1)|}^\delta \right\}^{\frac{1}{\delta}}$$

のいずれかに従い、

10

式中、 α は、 $0 < \alpha \leq 1$ の範囲の平滑化定数を示し、 m は、ブロック指数を示し、 γ 、 δ は、前記振幅スペクトル ($|S_z|$, $|S_s|$) の歪み指数を示すことを特徴とする、請求項 2 および請求項 3 に記載の方法。

【請求項 14】

前記非直線歪みは、対数関数および指数関数

【数 20】

$$\overline{|S_z(m)|} = e^{\left\{ \alpha \ln\{|S_z|\} + (1-\alpha) \ln\{\overline{|S_z(m-1)|}\} \right\}} \quad \text{および} \quad \overline{|S_s(m)|} = e^{\left\{ \alpha \ln\{|S_s|\} + (1-\alpha) \ln\{\overline{|S_s(m-1)|}\} \right\}}$$

によって達成されることを特徴とする、請求項 2 に記載の方法。

20

【請求項 15】

前記フィルタ係数 (H) の計算は、式

【数 21】

$$\overline{H(m,k)} = \left\{ \alpha \left[\frac{|S_z(m,k)| |S_s(m,k)|}{|S_s(m,k)|^2 + \beta(k)} \right]^\gamma + (1-\alpha) \overline{H(m,k)}^\gamma \right\}^{\frac{1}{\gamma}}$$

に従って、前記スペクトル包絡線の前記時間平均化の代わりに、前記係数の時間平均化によって実行されることを特徴とする、請求項 1 から請求項 4 のうちの 1 つに記載の方法。

30

【請求項 16】

前記フィルタ係数 (H) は、時間領域に変換され、フィルタインパルス応答は、窓関数を適用する時間領域内で有界化されることを特徴とする、請求項 1 から請求項 15 のうちの 1 つに記載の方法。

【請求項 17】

前記置換信号は、前記時間領域のエラーフリー代替チャネルのフィルタリングを通して生成されることを特徴とする、請求項 1 から請求項 16 のうちの 1 つに記載の方法。

【請求項 18】

前記有界フィルタインパルス応答は、周波数領域に戻され、前記代替信号のフィルタリングは、周波数領域内で行われることを特徴とする、請求項 1 から請求項 16 のうちの 1 つに記載の方法。

40

【請求項 19】

標的信号と前記置換信号との間の遷移は、クロスフェードを使用して生じることを特徴とする、請求項 1 から請求項 18 のうちの 1 つに記載の方法。

【請求項 20】

線形予測フィルタによる外挿は、バッファリングを伴わず、したがって、付加的信号遅延を伴わない、前記クロスフェードの実装のために使用されることを特徴とする、請求項 19 に記載の方法。

【請求項 21】

50

前記チャネル（ Z ， S ）上で伝送される前記信号（ x_z ， x_s ）間の時間遅延（ τ_2 ）は、2つのチャネルの振幅スペクトル（ S_z ， S_s ； X_z ， X_s ）から決定され、時間遅延として、前記置換信号に適用されることを特徴とする、請求項1から請求項20のうちの1つに記載の方法。

【請求項22】

前記時間遅延（ τ_2 ）は、前記信号（ x_z ， x_s ）の一般化相互相関の最大値から決定されることを特徴とする、請求項21に記載の方法。

【請求項23】

前記時間遅延（ τ_2 ）は、時間領域フィルタ係数（ h_w ）を伴う前記代替信号（ x_s ）のフィルタリングによって生じる時間遅延（ τ_1 ）だけ短縮され、前記置換信号に適用される新しい時間遅延 $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ をもたらすことを特徴とする、請求項21および請求項22に記載の方法。

10

【請求項24】

前記一般化相互相関は、前記時間領域への後者の逆変換を通して、前記一般化クロスパワースペクトル密度

【数22】

$$\Phi_{G,ZS}(k) = G(k)X_z(k)X_s^*(k)$$

から決定され、（ $G(k)$ ）は、前置フィルタを示し、（ X_z ， X_s ）は、前記信号（ x_z ， x_s ）の複素スペクトルを示すことを特徴とする、請求項22および請求項23に記載の方法。

20

【請求項25】

前記前置フィルタ（ $G(k)$ ）は、位相変換フィルタ

【数23】

$$G_{PHAT}(k) = \frac{1}{|X_z(k)X_s^*(k)|}$$

であることを特徴とする、請求項24に記載の方法。

【請求項26】

30

前記一般化相互相関は、前記時間領域への前記コヒーレンス関数

【数24】

$$\Gamma_{ZS}(k) = \frac{\Phi_{ZS}(k)}{\sqrt{\Phi_{ZZ}(k)\Phi_{SS}(k)}}$$

の逆変換によって決定され、式中、

【数25】

$$\Phi_{ZS}(k) = X_z(k)X_s^*(k)$$

40

ならびに

【数26】

$$\Phi_{ZZ}(k) \text{ および } \Phi_{SS}(k)$$

は、前記2つの信号（ Z ， S ）のオートパワースペクトル密度を示すことを特徴とする、請求項22および請求項23に記載の方法。

【請求項27】

前記信号（ x_z ， x_s ）の周波数スペクトル（ X_z ， X_s ）は、短時間DFTによって決定されることを特徴とする、請求項21から請求項26のうちの1つに記載の方法。

50

【請求項 28】

前記時間領域への前記変換前に、前記一般化クロスパワースペクトル密度または前記コヒーレンス関数は、好ましくは、指数平滑化を通して、時間平均化されることを特徴とする、請求項 21 から請求項 27 のうちの 1 つに記載の方法。

【請求項 29】

信号 $x_j(n)$ は、

【数 27】

$$J = \arg \max_j \chi(j)$$

のときに、 $x_s(n) = x_j(n)$ に従って、代替信号として選択され、そのコヒーレンス関数

10

【数 28】

$$\chi(j) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\Gamma_{zs,j}(k)|$$

の周波数平均化バージョンは、最大であることを特徴とする、請求項 1 から請求項 28 のうちの 1 つに記載の方法。

【請求項 30】

前記代替信号は、いくつかの重み付け信号から構成されることを特徴とする、請求項 1 から請求項 28 のうちの 1 つに記載の方法。

20

【請求項 31】

1 つの代替チャネルを形成するためのいくつかのチャネルの重畳は、式

【数 29】

$$x_s(n) = \frac{\sum_{j \in J} \{ \chi(j) \cdot x_j(n - \Delta \tau_j) \}}{\sum_{j \in J} \chi(j)}$$

に従って実装され、式中、

【数 30】

30

$$\tilde{J}$$

は、潜在チャネルの一組の指数を表し、該重畳は、すべての時間遅延 ($\Delta \tau_i$) も考慮することを特徴とする、請求項 30 に記載の方法。

【請求項 32】

【数 31】

$$\tilde{J}$$

のサイズは、ユーザによって、範囲を定めることができることを特徴とする、請求項 31 に記載の方法。

40

【請求項 33】

【数 32】

$$\tilde{J}$$

のサイズは、

【数 33】

$$\tilde{J} = \left\{ j \mid (1 \leq j \leq K-1) \wedge [\chi(j) > \Theta] \right\}$$

に従って、前記コヒーレンス関数の（標的チャネルによって）周波数平均化された値 χ （

50

i) が、閾値 Θ を超えるチャンネルに制限されることを特徴とする、請求項31および請求項32に記載の方法。

【請求項34】

【数34】

$\tilde{J}$

のサイズは、

【数35】

$$\tilde{J} = \left\{ j_i \left| (1 \leq j_i \leq K-1) \wedge (1 \leq i \leq M) \wedge \left[\chi(j_i) > \chi(l), \forall l \in \{1, \dots, K-1\} \setminus \{j_1, \dots, j_M\} \right] \right. \right\} \quad 10$$

に従って、最大数 M 個のチャンネルに制限されることを特徴とする、請求項31および請求項32に記載の方法。

【請求項35】

前記基準閾値 Θ および最大数 M は、

【数36】

$$\tilde{J} = \left\{ j_i \left| (1 \leq j_i \leq K-1) \wedge (1 \leq i \leq M) \wedge \left(\chi(j_i) > \Theta \right) \wedge \left[\chi(j_i) > \chi(l), \forall l \in \{1, \dots, K-1\} \setminus \{j_1, \dots, j_M\} \right] \right. \right\}$$

に従って、併せて考慮されることを特徴とする、請求項31から請求項34に記載の方法 20

【請求項36】

異なる代替信号は、前記置換信号の異なる周波数帯のために使用されることを特徴とする、請求項1から請求項28のうちの1つに記載の方法。

【請求項37】

各周波数帯 k に対し、信号 $x_{j,k}(n)$ の適切な帯域通過フィルタリングされたバージョンは、

【数37】

$$x_{s,k}(n) = x_{j,k}(n), \text{ ここで } J = \arg \max_j \left| \overline{\Gamma_{zs,j}(k)} \right| \quad 30$$

に従って、置換される信号による（時間平均化）コヒーレンス関数

【数38】

$$\left| \overline{\Gamma_{zs,j}(k)} \right|$$

の値が、ドロップアウトの前に、それぞれの周波数帯 k 内の最大値を有する代替信号として選択されることを特徴とする、請求項36に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

本発明は、少なくとも2つのチャンネルを備えるマルチチャンネル配列の1つ以上のチャンネルにおけるドロップアウトの補償（concealment）のための方法であって、1つのチャンネルにおけるドロップアウトの際、少なくとも1つのエラーフリーチャンネルを利用して、置換信号が生成される、方法に関する。

【背景技術】

【0002】

音声信号の無線伝送は、1990年代初頭における市場への無線マイクロホンの導入以来、研究の重要な領域を占めている。現在、これらの製品は、舞台公演、コンサート、およびライブショーにおける標準設備として使用される。アナログシステムと比較して、デ 50

デジタル伝送リンクの使用は、音声データに加え、メタデータを伝送する利点を提供する。本メタデータは、例えば、舞台装置の包括的概念に関する情報を含有し得る。さらに、個々のチャンネルを組み合わせ、将来のシステムにおけるそれらの相互運用性を活用するという概念が、デジタル技術によって実現可能である。それにもかかわらず、演算能力および記憶容量の観点から、基盤となるハードウェアの急速な発展は、ソフトウェア実装の進歩を支持する。

【0003】

一般に、信号の無線伝送方法は、伝送リンクに沿って突発し得る影響に対し耐性がない。デジタル無線リンクの場合、妨害は、直接、データの損失につながり、したがって、信号全体のドロップアウトにつながる。「クラック (c r a c k)」または「クリック (c l i c k)」として音響的に知覚可能な信号品質の劣化は、どのような場合であっても容認され難く、受信機側に組み込まれる適切な技術を使用して相殺されなければならない。補償ユニットは、信号経路内の能動素子を代表するため、その特有の処理遅延の影響を考慮しなければならない。

10

【0004】

リアルタイムでの音声および映像伝送のためのエラー補償技術の一般的分類は、Wah B. W., Su X. および Lin D. “A Survey of Error Concealment Schemes for Real-Time Audio and Video Transmission over the Internet”; Proc. IEEE Int. Symposium on Multimedia Software Engineering, 2000年12月によって提供される。故に、ソース符号化の依存性は、基礎的な識別特徴を構成し、送信機制御技術と受信機ベースの技術とに区別される。本発明による方法は、「受信機ベースの方法」のカテゴリに属し、すなわち、送信機またはソース符号化から完全に切り離されて作用し、したがって、送信機制御技術に特有の付加的待ち時間によって影響を受けない。

20

【0005】

ドロップアウトの受信機ベースの補償のための最も単純な方法は、いわゆるチャンネル内補償技術によって代表され、マルチチャンネル配列の各チャンネルは、別々に処理される。標準的補償方法は、代替および予測アルゴリズムを適用する。後者は、概して、分析ユニットおよび線形予測エラーフィルタの再合成モデルの2つの段階から成る。第1の段階は、フィルタ係数を推定する機能をし、エラーフリー信号伝送の際に継続的に実行される。ドロップアウトが生じる場合、損失信号サンプルが、フィルタリングプロセスによって再構成される。これは、外挿に対応し、一般広帯域音声信号内の数ミリ秒のドロップアウトの補償に適している。リアルタイム制約がそれほど厳しくないある場合には（例えば、データのバッファリングが許容される）、外挿は、内挿に変換され、したがって、より長いドロップアウトが対処され得る。

30

【0006】

1つのチャンネルシステムからマルチチャンネルシステムへの拡張（いわゆるチャンネル間補償技術）は、適応フィルタの実装につながる。線形予測アルゴリズムと比較して、フィルタ係数の推定値は、それぞれのチャンネルの信号に排他的に関連付けられておらず、むしろ、他のパラレルチャンネルからの情報もまた、そのために使用される。チャンネル相互相関の利用は、補償方法の性能を向上させるとみなされる。しかしながら、技術の効率性は、主として、適応フィルタの収束挙動によって特徴付けられ、入力信号の定常性に主に依存する。一般に、広帯域音声は、極めて非定常であるため、適応フィルタの挙動は、非常に不良となるであろう。本方法の可能な実装の1つは、特許文献1（および特許文献2）に記載されており、その開示全体は、参照することによって、本明細書に援用される。

40

【0007】

前述のフィルタ技術の共通特長は、時間領域における処理を示す。また、一部のアルゴリズムは、周波数領域における同等記述も提供する。しかし、変換の目的は、演算効率を向上させることである一方、時間領域方法の特徴は、保持される。

50

【0008】

以下、単一チャンネルシステムを初めとし、いくつかの補償方法が略述される。

【0009】

特許文献3は、ドロップアウト直前の損なわれていない信号成分からの線形予測推定値を利用するデータ損失の補償のための単一チャンネル方法を開示する。スペクトル分析フィルタによって得られた予測係数を使用して、残留信号を推定する。いくつかの段階にわたって、残留信号に対し、最大再現可能範囲が決定される。伝送信号のスペクトル分析は、単に、周期性の検出向上のための機能をし、典型的な信号再現につながる。本周期は繰り返され、線形予測の全極型フィルタがそれに適用される。残留信号は、その時点で計算されたフィルタ係数によって逆にフィルタリングされる先行する、損なわれていない信号成分から明らかとなり、推定置換信号をもたらす。信号復元のために必要なすべての演算は、提唱される方法の特徴であって、実質的な処理遅延をもたらす、時間領域において行われる。故に、リアルタイム適用は不可能である。

10

【0010】

また、特許文献4は、単一チャンネル補償方法を開示する。アルゴリズムは、心理音響的側面に基づいて、知覚的に適応されたサブ帯域分解を組み込む。信号復元の概念は、各サブ帯域におけるスペクトルエネルギーを維持することである。ドロップアウトが生じる場合、信号の推定値は、適切にフィルタリングされたノイズ信号によって求められる。大きいドロップアウトは、不変の「音響表面」をもたらす。フィルタ係数は、単に、エネルギー情報を含意し、したがって、先行する時間サンプルは、組み込まれない。

20

【0011】

特許文献5は、MPEG符号化規格に照らして、符号化された音声信号の伝送のための単一チャンネル補償方法を開示する。したがって、伝送されるデータは、時間サンプルではなく、スペクトル係数を備える。知覚的に適応されるサブ帯域分割は、いくつかのMDCT（変形離散コサイン変換）係数を1つのサブ帯域に組み合わせることによって、ドロップアウトに先立って、信号区域に採用される。ドロップアウトは、あるサブ帯域に影響を及ぼすため、これらは、時間領域に逆変換され、そこで狭帯域信号が予測される。推定された狭帯域信号は、順に、MDCT変換され、MPEG符号化伝送されるMDCTストリームに挿入される。

【0012】

30

論文（Ofirら、“Packet Loss Concealment for Audio Streaming Based on the GAPES Algorithm” AES 118th Convention, 2005年5月28-31日、スペイン、バルセロナ）は、MPEG符号化規格に照らして、したがって、また、MDCTベースでもある単一チャンネル方法について記載している。

【0013】

MDCTの特性は、連続MDCTブロック間の適正な内挿を妨げるため、STFT（短時間フーリエ変換）表現は、MDCT表現から直接演算される。内挿結果は、STFT領域内で得られ、したがって、ドロップアウト後の信号成分が必要とされ、すなわち、本方法は、付加的待ち時間を誘発する。内挿自体は、GAPES（間隙の開いたデータ振幅および位相推定）アルゴリズムを使用して、DFTビン（離散フーリエ変換）毎に実行される。内挿後、STFTデータは、MDCTデータに逆変換される。

40

【0014】

前述の単一チャンネルシステムは、本質的に、過去の信号成分に依存し、故に、置換信号の推定は、長期定常入力信号の前提に基づく。スペクトル分析を組み込むこれらの方法は、周波数領域においてフィルタを適用するが、先行するサンプルと、未来のサンプルの予測との両方の比較は、時間領域において排他的に生じる。

【0015】

論文（Karadimouら、“Packet Loss Concealment for Multichannel Audio Using the Multiba

50

nd Source/Filter Model” 40th Annual Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, 2006年10月29日-11月1日)は、いくつかのチャンネルに依存する補償方法を開示する。伝送フォーマットは、実際の音声チャンネルのみ、1つの単一のいわゆる「ソースチャンネル」で伝送される一方、LSF(線スペクトル周波数)ベクトルが、残りのチャンネルで伝送されるように構成される。LSFベクトルは、時間信号の(複素数値)スペクトル解釈を表し、線形予測係数に正確に対応する。したがって、これらは、スペクトル包絡線の位相関係に関するあらゆる情報を含有する。本方法では、ドロップアウト補償は、エラーが発生しやすい「ソースチャンネル」に制約される。したがって、ドロップアウトは、LSFチャンネルにおいてのみ対処され得る。LSFベクトルの推定は、ガウス混合モデル(GMM)によって行われる。それにもかかわらず、本方法は、帯域およびチャンネル予測毎のサブ帯域分解と、参照残留成分の適切なフィルタリングによる線形予測係数への再変換とを組み込む。置換信号、すなわち、LSFベクトルの演算の際、位相情報を含む信号情報全体が、常に、伝送される。個々のチャンネルの異なるLSFベクトルは、例えば、コンサートで互いに離間し、同時に、音響イベントを捕捉する、異なるマイクロホンの特徴に関する情報を含有する。故に、個々のLSFベクトル間の相関が予測され、いわゆるクロスチャンネル推定を採用され得、すなわち、ドロップアウトが、1つのLSFベクトルで生じる場合、パラレルLSFベクトルが利用され得る。

10

【0016】

代用として、参照チャンネルが、事前に確立され、そのLP残留成分は、あらゆる他のチャンネル(ドロップアウトの場合のみだけでなく、通常動作の際も)の信号合成のために機能する。基本的前提は、標的と参照チャンネルとの間の相関があるということである。しかしながら、本前提は、検証されておらず、多くのシナリオに確実に当てはまるわけではない。補償手順の処理ステップ全体(サブ帯域フィルタリング、LP分析、LSF演算、合成フィルタ)が、信号経路に実装され、容認せざるを得ない相当な処理遅延をもたらし、それぞれ、低待ち時間が達成されることは不可能である。サブ帯域技術のため、演算の複雑性が高い(予測は、サブ帯域およびチャンネル毎に行われ、全極型フィルタは、再合成の際も、各サブ帯域において実装される)。

20

【0017】

マルチチャンネル補償を扱う別の刊行物は、Sinhaら、“Loss Concealment for Multi-Channel Streaming Audio” N OSSDAV’03, 2003年6月1日-3日、米国、カリフォルニア、モンレー、である。「分散没入型演奏」の特定の用途として、インターネットを介したデータ転送による、空間的に離間した音楽家の共同コンサートにおける実装について記載している。ここでは、マルチチャンネル設定における互いのラウドスピーカ位置の空間的近接に基づく、信号代替の可能性が提唱されている。本方法では、特殊なインターリーブパッケージ化伝送が、補償のために不可欠である。

30

【0018】

マルチチャンネルシステムのための従来技術は、現在、時間領域における適応フィルタの異なる実装、またはGerzon(M. Gerzon, “Hierarchical System of Surround Sound Transmission for HDTV,” AES preprint # 3339, 92nd Convention, 1992年3月24日-27日、ウィーンおよび M. Gerzon, “Problems of Upward and Downward Compatibility in Multichannel Stereo Systems,” AES preprint # 3404, 93rd Convention, 1992年10月1日-4日、サンフランシスコ)によって提唱されるアップミクス/ダウンミクスマトリクス化戦略において典型的な、単純な代替ルールを伴う送信機側チャンネルインターリーブに限定される。そのような技術の効率は、大部分が、用途のその領域(例えば、事前混合マルチチャンネル録音)に制限されるか、または適応フィルタの収束挙動によって主に特徴付け

40

50

られるかのいずれかであって、したがって、標的信号のドロップアウトに関連する非定常入力信号のため、極めて可変である。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0019】

【特許文献1】 米国特許出願公開第2005/0182996号明細書

【特許文献2】 欧州特許出願公開第1649452号明細書

【特許文献3】 米国特許出願公開第2006/0171373号明細書

【特許文献4】 独国特許発明第19735675号明細書

【特許文献5】 欧州特許第1145227号明細書

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0020】

本発明の目的は、元信号とその置換との間の差分が不可聴化されるように、マルチチャネルシステムの損なわれていないチャネルを使用して、損失信号を置換する補償方法を提供することにある。伝送の信頼性に加え、遅延クリティカルなリアルタイムシステムにおける有用性は、重要な基準を構成し、そのため、超低待ち時間技術は、信号の処理に対し必要がある。

【課題を解決するための手段】

【0021】

20

本発明に従って、本目的は、最初に述べられた方法によって達成され、そこでは、チャネルのエラーフリー信号伝送の際、周波数領域への伝送信号のマッピングが行われ、周波数スペクトルの絶対値が決定され、チャネルの振幅スペクトルを少なくとも1つの他のチャネルの振幅スペクトルに関連付けるスペクトルフィルタ係数が計算され、1つのチャネルのドロップアウトの場合、ドロップアウトの前のフィルタ係数の演算と、少なくとも1つのエラーフリーチャネルを構成する代替信号へのそれらの適用とによって、置換信号が生成される。

【0022】

補償フィルタは、振幅スペクトルを使用して、したがって、位相情報を考慮せずに、計算され、それぞれ、より安定したフィルタと、品質が向上した置換信号とを提供する。また、現在使用の単一チャネル方法と比較して有意な利点は、個々の信号間の相互運用性の利用にある。

30

【0023】

基本方法の延長上として、位相情報の修正処理が提案される。その際、標的と置換信号との間の平均的時間遅延を考慮することによって、ドロップアウトの開始および終了時の位相遷移の不変性は改善される。そのソース方向に関係なく、それぞれのチャネル間の時間遅延が、マルチチャネル録音システムの空間配列に従って生じる。

【図面の簡単な説明】

【0024】

以下、本発明は、図面に基づいて、より詳細に記載される。

40

【図1】 図1は、本発明による伝送連鎖の略図を示す。

【図2】 図2は、2チャネルシステムのための本発明のドロップアウト補償の詳細ブロック図を示す。

【図3】 図3は、マルチチャネル配列、例えば、8チャネルのブロック図を示す。

【図4】 図4は、代替信号が生成されるためのスペクトルフィルタの推定、チャネル間の時間遅延の決定、ならびに全チャネルの重み付け重畳から成る、本発明全体の工程図を示す。

【図5】 図5は、マルチチャネル配列の各チャネルに組み込まれるドロップアウト補償のための、本発明によるデバイスのレイアウトを示す。

【発明を実施するための形態】

50

【0025】

本発明の用途の好ましい領域は、デジタル音声データのマルチチャネル（任意に、無線）伝送のシステム全体内である。伝送連鎖の全体構造は、図1に描写され、典型的には、1つのチャネルに対し、以下の段階を備える：信号ソース1、例えば、信号を録音するためのセンサ（マイクロホン）、アナログーデジタル変換器2（ADC）、送信機側任意信号圧縮および符号化、送信機3、伝送チャネル、受信機4、補償モジュール5。補償モジュール5の出力では、音声信号は、デジタル形式で利用可能であり、さらなる信号処理ユニットが、例えば、プリアンプ、イコライザ等に、直接接続可能である。

【0026】

提案される補償方法は、送信機／受信機ユニットならびにソース符号化から独立して、単に、受信機側（受信機ベースの技術）で作用する。したがって、独立モジュールとして、任意の伝送経路に柔軟に組み込むことができる。一部の伝送システム（例えば、デジタル音声ストリーミング）では、異なる補償戦略が、同時に実装される。図1に示される用途は、任意のさらなる補償ユニットを提供しないが、代替技術との組み合わせが可能である。

【0027】

以下の適用シナリオが、例示的に提供される。

【0028】

a) コンサートイベントおよび舞台装置では、マルチチャネル配列は、ステレオ録音から、異なる形態のスポットマイクロホンによって潜在的に支持されるサラウンド録音の異なる変形例（例えば、OCT Surround、Decca Tree、Hamasaki Square等）に及ぶ。特に、主要マイクロホン設定によって、個々のチャネルの信号は、特定の組成が、多くの場合、非常に非定常である類似成分から成る。例えば、1つの主要マイクロホンチャネルにおけるドロップアウトは、待ち時間をほとんどまたは全く導入せずに、本発明に従って、補償することができる。

【0029】

b) スタジオにおけるマルチチャネル音声伝送は、異なる物理層（例えば、光ファイバ導波路、AES-EBU、CAT5）から発生し、ドロップアウトは、種々の理由、例えば、同期外れによって生じ得るが、例えば、ラジオ放送局の伝送業務等の重要な用途においては、特に、防止または補償されなければならない。ここでも、本発明による補償方法は、低処理待ち時間を伴う安全ユニットとして、使用可能である。

【0030】

c) インターネットにおける音声伝送は、前述の領域よりも遅延感受性が低いが、伝送エラーは、より頻繁に生じ、知覚音声品質の劣化の増大がもたらされる。本発明の補償方法は、供給品質の向上を提供する。

【0031】

d) また、本発明による方法は、空間的に分散した没入型演奏のフレームワークにおいて、すなわち、互いに空間的に離間する音楽家による共同コンサートの実装において使用可能である。この場合、提案されるアルゴリズムの超低待ち時間処理戦略は、システム全体の遅延に役立つ。

【0032】

本発明は、以下の実施形態に制限されない。単に、発明の原理を説明し、1つの可能な実装を図示することを意図する。以下、ドロップアウトを被る1つのチャネルに対するドロップアウト補償方法が記載される。伝送エラーが、マルチチャネル配列の2つ以上のチャネルにおいて生じる場合、システムは、容易に拡張可能である。

【0033】

以下の用語が、説明において使用される。ドロップアウトを被るチャネルは、標的チャネルまたは信号として定義される。ドロップアウト期間中に生成される本信号の複製（推定）は、置換信号と称される。少なくとも1つの代替チャネルが、置換信号の演算に必要とされる。提案されるアルゴリズムは、2つの部分から構成される。第1の部分の演算は

、恒久的に実行される一方、第2の部分は、標的チャネルにおけるドロップアウトの場合のみ有効化される。エラーフリー伝送の際、長さ L_{Filter} の線形位相 FIR（有限インパルス応答）フィルタの係数は、周波数領域において、恒久的に推定される。必要とされる情報は、標的および代替チャネルの任意に非線形的に変形され、任意に時間平均化される短時間振幅スペクトルによって提供される。この新しい種類のフィルタ演算は、任意の位相情報を無視し、したがって、相関依存性適応フィルタとは基本的に異なる。

【0034】

（代替チャネルまたは複数の代替チャネルの選択）

図2は、標的信号 x_z および代替信号 x_s のためのマルチチャネルドロップアウト補償方法のブロック図を示す。本方法の個々のステップは、参照記号を含有するボックスによって示され、後続表に表示される。

- 6 スペクトル表現への変換
- 7 振幅スペクトルの包絡線の決定
- 8 非直線歪み（任意）
- 9 時間平均化（任意）

10 フィルタ係数の計算

11 フィルタ係数の時間平均化（任意）

12 窓関数処理による時間領域への変換

13 周波数領域への変換（任意）

14 それぞれ、時間または周波数領域における代替信号のフィルタリング

15 複素コヒーレンス関数または GXPSD の推定

16 時間平均化（任意）

17 時間領域における GCC および最大値の検出の推定

18 時間遅延 $\Delta \tau$ の決定

19 時間遅延 $\Delta \tau$ の実装（任意）

本実施例では、標的と置換信号との間の遷移は、スイッチ20によって示される。本方法の個々のステップの詳細な説明は、以下の記載においてなされる。

【0035】

代替チャネルの正確な選択は、代替と標的信号との間の類似性に依存する。本相関は、相互相関またはコヒーレンスを推定することによって、決定することができる（明細書最後のコヒーレンスおよび一般化クロスパワースペクトル密度（GXPSD）に関する説明参照）。本発明によると、（GXPSD）が、潜在的選択戦略として提案される。実施形態1から9では、複素コヒーレンス関数 $\Gamma_{zs,j}(k)$ が、特定の実施例として使用される（合計Kのチャネルが認められ、チャネル $x_0(n)$ は、標的チャネル $x_z(n)$ として指定される）。

【0036】

1. 標的チャネル $x_z(n)$ に対し、J番目のチャネルは、チャネル $x_j(n)$ 間の任意に時間平均化されるコヒーレンス関数

【0037】

【化1】

$$\overline{\Gamma_{zs,j}(k)}$$

【0038】

によって、代替信号として定義され、 $1 \leq j \leq K-1$ および標的チャネル $x_s(n) = x_j(n)$ であって、複素コヒーレンス関数

【0039】

10

20

30

40

【化 2】

$$\chi(j) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left| \Gamma_{zs,j}(k) \right|$$

【0040】

の周波数平均化値は、

【0041】

【化 3】

$$J = \arg \max_j \chi(j)$$

10

【0042】

に従って、最大値を有する。

【0043】

2. 代替として、ユーザ（例えば、音響技師）が、個々のチャンネル（選択された録音方法に従って）の特徴と、したがって、その結合信号情報とを既知の場合、固定された割当を事前にチャンネル間に確立することができる。

【0044】

3. 同様に、いくつかのチャンネルは、任意に、重み付け方式によって、1つの代替チャンネルにまとめることができる。本重み付けの組み合わせは、ユーザによって、先験的に設定することができる。

20

【0045】

4. 代替的具現化では、1つの代替チャンネルへのいくつかのチャンネルの重畳は、

【0046】

【化 4】

$$x_s(n) = \frac{\sum_j \left\{ \chi(j) \cdot x_j(n - \Delta \tau_j) \right\}}{\sum_j \chi(j)}, \quad \text{全ての } \left\{ do(j) = false \right\} \text{ に対して}$$

【0047】

によって、標的チャンネルに対する広帯域コヒーレンス率に基づいて実行される。

30

【0048】

式中、 $x_s(n)$ は、チャンネル $x_j(n - \Delta \tau_j)$ から成る代替チャンネルを示し、 $\chi(i)$ は、標的チャンネル $x_z(n)$ と対応するチャンネル $x_j(n - \Delta \tau_j)$ との間の周波数平均化コヒーレンス関数を表す。選択されたチャンネル対間の時間遅延は、 $\Delta \tau_j$ によって考慮される（「標的と代替チャンネルとの間の時間遅延の推定」参照）。潜在的信号の有効性は、状態ビット $do(j)$ を組み込むことによって検証される。

【0049】

5. 4. の単純化が提案され、利用可能なすべてのチャンネル j ではなく、事前選択されたセットのチャンネル

【0050】

40

【化 5】

$$\bar{j}$$

【0051】

が考慮される。重み付け総和は、

【0052】

【化 6】

$$\chi(j) \Big|_{j \in \bar{j}}$$

50

【0053】

を使用して構築される。事前選択は、周波数平均化コヒーレンス関数が、規定の閾値 Θ を超えるチャネルをもたらすことを意図する。

【0054】

【化7】

$$\tilde{J} = \left\{ j \mid (1 \leq j \leq K-1) \wedge (\chi(j) > \Theta) \right\}$$

【0055】

10

6. さらに、最大数のMチャネル（好ましくは、 $M = 2 \cdots 5$ を有する）を、

【0056】

【化8】

$$\tilde{J} = \left\{ j_i \mid (1 \leq j_i \leq K-1) \wedge (1 \leq i \leq M) \wedge [\chi(j_i) > \chi(l), \forall l \in \{1, \dots, K-1\} \setminus \{j_1, \dots, j_M\}] \right\}$$

【0057】

に従って、基準として確立することができる。

【0058】

7. 制約5. および6. の両方の結合実装もまた、可能である。

20

【0059】

【化9】

$$\tilde{J} = \left\{ j_i \mid (1 \leq j_i \leq K-1) \wedge (1 \leq i \leq M) \wedge (\chi(j_i) > \Theta) \wedge [\chi(j_i) > \chi(l), \forall l \in \{1, \dots, K-1\} \setminus \{j_1, \dots, j_M\}] \right\}$$

【0060】

8. 代替として、選択は、異なる周波数帯に対し、別々に実行可能であって、すなわち、各帯域において、「最適」代替チャネルが、コヒーレンス関数に基づいて決定され、それぞれの帯域通過信号は、任意に、時間遅延方式（「標的と代替チャネルとの間の時間遅延の推定」参照）で、本発明による方法を使用してフィルタリングされ、置換信号として重畳および使用される。その際、同一基準が、1.、4.、5.、6.、および7. におけるように適用されるが、周波数独立関数

30

【0061】

【化10】

$$\left| \overline{\Gamma_{zs,j}(k)} \right|$$

【0062】

が、周波数平均化関数 $\chi(i)$ の代わりに実装されなければならない。

【0063】

40

9. また、いくつかの代替チャネルが選択可能である。この場合、処理は、各チャネルに対し、別々に実行され、すなわち、いくつかの置換信号が生成される。これらは、そのコヒーレンス関数に従って重み付けされ、組み合わせられ、ドロップアウトに挿入される。

【0064】

概して、1. から9. に使用される関数は、時変性であって、したがって、数学的に正確な表記は、（ブロック）指数mによって、時間依存性を考慮しなければならない。式を単純化するために、mは省略される。

【0065】

（エラーフリー伝送の際の計算）

エラーフリー伝送の際の演算は、周波数領域において行われ、したがって、第1のステ

50

ップでは、適切な短時間変換が必要であって、標的および代替信号のバッファリングを必要とするブロック指向アルゴリズムをもたらす。好ましくは、ブロックサイズは、符号化フォーマットに調整されるべきである。標的および代替信号の振幅スペクトルの包絡線の推定を使用して、補償フィルタの振幅応答を決定する。2つの信号の正確な狭帯域振幅スペクトルは関連せず、むしろ、任意に、対数またはべき関数によって、時間平均化および／または非線形的に変形される広帯域近似値で十分である。スペクトル包絡線の推定は、種々の方法で実装可能である。演算効率に関して、最も効率的の可能性は、短ブロック長を伴う短時間DFTであって、すなわち、スペクトル分解能が低い。信号ブロックは、窓関数（例えば、ハニング）によってマルチ化され、DFTを受け、短時間DFTの振幅は、任意に、非線形的に変形され、続いて、時間平均化される。

10

【0066】

（さらなる実装）

ウェーブレット変換（Daubechies I.、“Ten Lectures on Wavelets”、Society for Industrial and Applied Mathematics；Capital City Press，ISBN 0-89871-274-2，1992に記載。本印刷刊行物の開示全体は、参照することによって、本明細書に援用される）：ウェーブレット変換の絶対値の任意の非直線歪み後に、任意に時間平均化を伴う。

【0067】

ガンマトーンフィルタバンク（Irinio T.，Patterson R. D.；“A compressive gammachirp auditory filter for both physiological and psychophysical data”；J. Acoust. Soc. Am.，Vol. 109，pp. 2008-2022，2001に記載。本印刷刊行物の開示全体は、参照することによって、本明細書に援用される）：個々のサブ帯域の信号包絡線の構成後に、任意に、非直線歪みが続く。

20

【0068】

線形予測（Haykin S.；“Adaptive Filter Theory”；Prentice Hall Inc.；Englewood Cliffs；ISBN 0-13-048434-2，2002に記載。本印刷刊行物の開示全体は、参照することによって、本明細書に援用される）：合成フィルタによって表される信号ブロックのスペクトル包絡線の振幅のサンプリング後に、任意に、非直線歪みが続き、その後、時間平均化が続く。

30

【0069】

実数ケプストラムの推定（Deller J. R.，Hansen J. H. L.，Proakis J. G.；“Discrete-Time Processing of Speech Signals”；IEEE Press；ISBN 0-7803-5386-2，2000に記載。本印刷刊行物の開示全体は、参照することによって、本明細書に援用される）：周波数領域へのケプストラム領域の再変換が続き、真数を取り、任意に、振幅スペクトルのそのように得られた包絡線の非直線歪みが続き、その後、時間平均化が続く。

40

【0070】

最大値の検出および内挿による短時間DFT：最大値が、短時間DFTの振幅スペクトルにおいて検出され、近傍最大値間の包絡線が、線形または非線形内挿によって計算され、任意に、振幅スペクトルのそのように得られた包絡線の非直線歪みが続き、その後、時間平均化が続く。

【0071】

任意に使用される包絡線の時間平均化に対し、任意に非線形的に変形される振幅スペクトルの指数平滑化が使用可能であって、指数平滑化のための時定数 α を有する式（1）で表される。代替として、時間平均化は、移動平均フィルタによって形成可能である。非直

50

線歪みは、例えば、任意の指数を有するべき関数によって実行可能であって、加えて、指数は、指数 γ および δ によって、式 (1) に示されるように、標的および代替チャンネルに対し、異なって選択可能である（代替として、対数関数もまた、使用可能である）。

【0072】

非直線歪みは、各周波数成分の時変進行に伴って、別々に高または低信号エネルギーによる重み付け時間の利点を提供する。異なる重み付けは、それぞれの周波数成分内の時間平均化の結果に影響を及ぼす。故に、1を超える指数 γ および δ は、拡張を示し、すなわち、信号進行に伴うピークが、時間平均化の結果に優る一方、1未満の指数は、圧縮を示し、すなわち、低信号エネルギーを伴う期間を向上させる。指数値の最適な選択は、予期される音声素材に依存する。

10

【0073】

【数1】

$$\overline{|S_z(m)|} = \left\{ \alpha |S_z|^\gamma + (1-\alpha) \overline{|S_z(m-1)|}^\gamma \right\}^{\frac{1}{\gamma}}, \quad (1a)$$

$$\overline{|S_s(m)|} = \left\{ \alpha |S_s|^\delta + (1-\alpha) \overline{|S_s(m-1)|}^\delta \right\}^{\frac{1}{\delta}} \quad (1b)$$

ここで、 $|S_z|, |S_s|$: 標的および代替チャンネルの振幅スペクトルの包絡線

20

$\overline{|S_z|}, \overline{|S_s|}$: $|S_z|$ および $|S_s|$ の時間平均化バージョン

α : 指数平滑化の時定数, $0 < \alpha \leq 1$

γ, δ : $|S_z|$ および $|S_s|$ の非線形変形の指数、好ましい値の範囲: $0.5 \leq \gamma, \delta \leq 2$,

m : ブロック指数

30

【0074】

例として、式 (1) は、指数平滑化および任意の変形指数による、標的および代替チャンネルのスペクトル包絡線の計算の特別な場合を構成する。以下、式を単純化するために、指数は、 $\gamma = \delta = 1$ に設定される（すなわち、非直線歪みは、明示的に示されない）。しかしながら、本発明は、振幅スペクトルの包絡線の任意の時間平均化方法および任意の非直線歪みによる方法、故に、指数 γ および δ に対し、任意の値を備える。さらに、指数関数の対数の使用も含まれる。表記を単純化するために、ブロック指数 m は省略されるが、

【0075】

40

【化11】

$$\overline{|S_s|}, \overline{|S_z|}$$

【0076】

等の振幅値または H はすべて、時変性であって、したがって、ブロック指数 m の関数であるとみなされる。

【0077】

（補償フィルタの計算）

標準的適応システムでは、補償フィルタは、標的信号とその推定との間の平均平方誤差

50

を最小限にすることによって、計算される。差分信号は、

【0078】

【化12】

$$e(n) = x_z(n) - \hat{x}_z(n)$$

【0079】

によって求められる。対照的に、本発明は、推定される振幅スペクトルのエラーを検証する。

【0080】

【数2】

$$E(k) = \left| \overline{S_z(k)} \right| - \left| \overline{\hat{S}_z(k)} \right| = \left| \overline{S_z(k)} \right| - H(k) \left| \overline{S_s(k)} \right| \quad (2)$$

【0081】

E(k)は、任意に非線形的に変形され、任意に平滑化された標的信号の振幅スペクトルの包絡線とその推定との間の差分に対応する。最適化問題は、各周波数成分kに対し、別々に認められる。スペクトルフィルタH(k)の最も単純な具現化は、以下による2つの包絡線によって決定されるであろう。

【0082】

【数3】

$$H(k) = \frac{\left| \overline{S_z(k)} \right|}{\left| \overline{S_s(k)} \right|} \quad (3)$$

【0083】

代替として、H(k)の制約が、正則化パラメータの導入を通して提唱される。内在する意図は、

【0084】

【化13】

$$\left| \overline{S_s} \right|$$

【0085】

の信号電力が弱過ぎ、故に、バックグラウンドノイズが可聴となる、またはシステムが知覚的に不安定となる場合に、フィルタ増幅が不均衡に上昇することを防ぐことである。例えば、

【0086】

【化14】

$$\left| \overline{S_z} \right| \text{ および } \left| \overline{S_s} \right|$$

【0087】

の1つの時間ブロックのスペクトルピークが、正確に同一周波数帯に位置しない場合、H(k)は、過度にこれらの帯域で上昇することになり、

【0088】

【化15】

$$\left| \overline{S_z} \right|$$

10

20

30

40

50

【0089】

は最大値を有し、

【0090】

【化16】

$$\overline{|S_s|}$$

【0091】

は最小値を有する。本問題を回避するために、 $H(k)$ の制約が、周波数依存性正則化パラメータ $\beta(k)$ を通して確立され、以下をもたらす。

【0092】

10

【数4】

$$H(k) = \frac{\overline{|S_z(k)|} \overline{|S_s(k)|}}{\overline{|S_s(k)|}^2 + \beta(k)}. \quad (4)$$

【0093】

正の実数値 $\beta(k)$ を通して、フィルタ増幅は、

【0094】

【化17】

20

$$\overline{|S_s|}$$

【0095】

に対し小値の場合でも、極端に増加することはなく、故に、望ましくない信号ピークを防ぐ。 $\beta(k)$ の最適値は、予期される信号統計に依存する一方、周波数帯当たりのバックグラウンドノイズ電力の推定に基づく演算が、発明的に提案される。バックグラウンドノイズ電力 $P_g(k)$ は、時間平均化される最小統計を組み込むことによって推定可能である。正則化パラメータ $\beta(k)$ は、

【0096】

30

【化18】

$$\beta(k) = c \cdot [P_g(k)]^{\frac{1}{2}}$$

【0097】

に従って、バックグラウンドノイズ電力の rms 値に比例し、 c は、典型的には、1 乃至 5 である。

【0098】

H の代替実装は、準定常入力信号専用提案される。振幅スペクトルの包絡線は、最初に、時間平均化および任意の非直線歪みを伴わずに推定される。両修正は、以下に従って、フィルタ係数の決定の際に考慮される。

40

【0099】

【数5】

$$\overline{H(m,k)} = \left\{ \alpha \left[\frac{\overline{|S_z(m,k)|} \overline{|S_s(m,k)|}}{\overline{|S_s(m,k)|}^2 + \beta(k)} \right]^r + (1-\alpha) \overline{H(m-1,k)}^r \right\}^{\frac{1}{r}} \quad (5)$$

【0100】

50

式(5)では、この場合、演算は、同時に、両指数に依存するため、ブロック指数 m および周波数指数 k の両方が示される。パラメータ α および γ は、時間平均化または非直線歪みの挙動を決定する。

【0101】

(標的信号におけるドロップアウトの場合の計算)

ドロップアウトを検出するための可能性は、多数あり、従来技術において周知である。例えば、状態ビットは、(例えば、音声データフレーム間の)それぞれの音声ストリーム内の指定位置に伝送され、受信機側で継続的に記録可能である。また、個々のフレームのエネルギー分析を行い、ある閾値を下回る場合、ドロップアウトを識別するように企図されるだろう。また、ドロップアウトは、送信機と受信機との間の同期を通して検出可能である。

10

【0102】

ドロップアウトが、標的信号内に検出される場合(例えば、状態ビット「ドロップアウト はい/いいえ」によって、図2で表されるように、点線は、実際に、音声信号とともに継続的に伝送される状態ビットを示す)、置換信号は、最後に推定されたフィルタ係数および代替チャネルを使用して、生成されなければならない、補償ユニットの出力に直接送られる。ドロップアウトの際、フィルタ係数の推定は、無効化される。基本的に、標的と置換信号との間の遷移は、スイッチによって実装可能であって、不可聴のままである任意のスイッチングアーチファクトをとる。本発明によると、信号間のクロスフェードが、有利なものとして提案されるが、これは、標的信号のバッファリングを必要とし、故に、付加的待ち時間を誘発する。特に、任意の付加的バッファリングを可能としない遅延クリティカルリアルタイムシステムでは、クロスフェードは、容易に可能ではない。この場合、例えば、線形予測による、標的信号の外挿が提案される。クロスフェードは、本発明による方法を使用することによって、外挿された標的信号と置換信号との間で実行される。

20

【0103】

置換信号は、時間領域に再変換されるフィルタ係数による代替信号のフィルタリングを通して、最終的に生成される。フィルタ係数 $T^{-1}\{H\}$ の逆変換は、第1の変換と同一方法によって、実行されるべきである。フィルタリングの前に、フィルタインパルス応答が、任意に、窓関数 $w(n)$ (例えば、矩形、ハニング)によって、時間制限される。

30

【0104】

【数6】

$$h_w(n) = w(n)T^{-1}\{H(k)\} \quad \text{または} \quad \overline{h_w(n)} = w(n)T^{-1}\{\overline{H(k)}\} \quad (6)$$

【0105】

フィルタ係数の継続的推定が、ドロップアウトの際に無効化されるため、インパルス応答

【0106】

【化19】

40

$$h_w(n) \quad \text{または} \quad \overline{h_w(n)}$$

【0107】

は、それぞれ、ドロップアウトの開始時に1度だけ計算されなければならない。置換信号

【0108】

【化20】

$$\hat{x}_z$$

【0109】

50

のサンプルの観点からの決定のためには、代替信号 x_s の適切なベクトルが必要である。

【0110】

【数7】

$$\hat{x}_z(n) = h_w^T x_s(n) \quad \text{または} \quad \hat{x}_z(n) = \overline{h_w}^T x_s(n) \quad (7)$$

【0111】

一部の用途では、フィルタリングは、周波数領域において行うことができる。したがって、任意に時間領域において窓関数処理された係数は、ブロックの置換信号が、以下によって演算されるように、周波数領域に逆変換される

10

【0112】

【数8】

$$\hat{x}_z(n) = T^{-1} \{ H_w^*(k) X_s(k) \}. \quad (8)$$

【0113】

連続ブロックは、重複および追加または重複および保存等の方法を使用して、組み合わせられる。置換信号は、ドロップアウトの終了時を超えて継続し、再既存標的信号へのクロスフェードを可能にする。

20

【0114】

(標的と代替信号との間の時間遅延の推定)

本補償方法の特に好ましい実施形態では、標的および置換信号の時間的整合も改善可能である。したがって、スペクトルフィルタ係数と平行に、2つの成分を考慮して、時間遅延が推定される。一方では、フィルタリングプロセスから生じる置換信号の遅延は、

【0115】

【化21】

$$\tau_1 = \frac{L_{\text{Filter}}}{2}$$

【0116】

30

に対し相殺されなければならない。他方では、標的と代替チャンネルとの間の時間遅延 τ_2 は、それぞれのマイクロホンの空間配列に由来する。これは、例えば、複素短時間スペクトルの演算を必要とする一般化相互相関 (GCC) によって、推定可能である。好ましい実装では、補償フィルタの推定のために採用される短時間 DFT も利用可能であって、付加的演算の複雑性を除去する (GCC の特徴に関する詳細は、特に、Carter, G. C: "Coherence and Time Delay Estimation"; Proc. IEEE, Vol. 75, No. 2, 1987年2月; および Omologo M., Svaizer P.: "Use of the Crosspower-Spectrum Phase in Acoustic Event Location"; IEEE Trans, on Speech and Audio Processing, Vol. 5, No. 3, 1997年5月、参照。その開示全体は、参照することによって、本明細書に援用される)。GCC は、以下に定義される、推定された一般化クロスパワースペクトル密度 (GXPSD) の逆フーリエ変換を使用して計算される。

40

【0117】

【数9】

$$\Phi_{G,zs}(k) = G(k) X_z(k) X_s^*(k) \quad (9)$$

【0118】

(再び、式9-12では、ブロック指数 m は、省略される。)

50

式(9)では、 $X_z(k)$ および $X_s(k)$ は、それぞれ、標的または代替チャネルのブロックの DFT であって、 $*$ は、複素共役を示す。 $G(k)$ は、前置フィルタを表し、その目的は、以下に説明される。

【0119】

時間遅延 τ_2 は、相互相関の最大値を指数化することによって決定される。最大値の検出は、その形状をデルタ関数に近似させることによって改善可能である。前置フィルタ $G(k)$ は、GCC の形状に直接影響を及ぼし、したがって、 τ_2 の推定を向上させる。適切な具現化は、位相変換フィルタ (PHAT) を示す。

【0120】

【数10】

10

$$G_{PHAT}(k) = \frac{1}{|X_z(k)X_s^*(k)|}. \quad (10)$$

【0121】

これは、PHAT フィルタを伴う GXPSD をもたらす。

【0122】

【数11】

20

$$\Phi_{G,zs}(k) = \frac{X_z(k)X_s^*(k)}{|X_z(k)X_s^*(k)|} = \frac{\Phi_{zs}(k)}{|X_z(k)X_s^*(k)|}, \quad (11)$$

【0123】

式中、 Φ_{zs} : 標的および代替信号のクロスパワースペクトル密度である。

【0124】

前置フィルタが電力密度スペクトルから計算可能な複素コヒーレンス関数によって、別の可能性が提供され、以下をもたらす。

【0125】

【数12】

30

$$\Gamma_{zs}(k) = \frac{\Phi_{zs}(k)}{\sqrt{\Phi_{zz}(k)\Phi_{ss}(k)}} \quad (12)$$

【0126】

Φ_{zz} : 標的信号のオートパワースペクトル密度

Φ_{ss} : 代替信号のオートパワースペクトル密度

周波数領域への信号の変換は、通常、短時間 DFT によって実装される。ブロック長は、一方では、予期される時間遅延に対し検出可能な GCC におけるピークを促進するために、十分大きく選択されなければならないが、他方では、過度のブロック長は、記憶容量の必要性の増大につながる。時間遅延 τ_2 の変動を適正に追跡するために、GXPSD または複素コヒーレンス関数の時間平均化が、提案される (例えば、指数平滑化によって)。

40

【0127】

【数13】

$$\overline{\Phi_{G,zs}(m,k)} = \mu \frac{\Phi_{zs}(m,k)}{|X_z(m,k)X_s^*(m,k)|} + (1-\mu) \overline{\Phi_{G,zs}(m-1,k)}, \quad (13)$$

【0128】

【数 1 4】

$$\overline{\Gamma_{zs}(m,k)} = \nu \frac{\Phi_{zs}(m,k)}{\sqrt{\Phi_{zz}(m,k)\Phi_{ss}(m,k)}} + (1-\nu)\overline{\Gamma_{zs}(m-1,k)}. \quad (14)$$

【0 1 2 9】

式 (1 3) および (1 4) では、 m は、ブロック指数を示す。平滑化定数は、 μ および ν によって指定される。これらは、それぞれ、コヒーレンス関数または一般化クロスパワースペクトル密度の可能な最良の推定を得るために、短時間 D F T のジャンプ距離および τ_2 の定常性に適応させなければならない。

10

【0 1 3 0】

時間領域への再変換および G C C の最大値の検出後、標的と置換信号との間の時間遅延素子全体は、以下によって公式化可能である。

【0 1 3 1】

【数 1 5】

$$\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1. \quad (15)$$

【0 1 3 2】

個々の処理ステップは、1 つの標的および 1 つの代替信号のための図 2 のブロック図に要約される。標的と置換信号またはその反対間の遷移は、グラフ内の単純なスイッチとして示される。前述のように、信号のクロスフェードが推奨される。

20

【0 1 3 3】

2 つを超えるチャネルを伴うマルチチャネル設定の本発明の概念は、図 3 に示される。どのチャネルが、ドロップアウトによって影響を受け、故に、標的チャネルになるかに応じて、代替信号が、残りの損なわれていないチャネルによって生成される。図 3 の別個のブロックは、以下の処理ステップに対応する。

- 2 1 代替チャネルの選択
- 2 2 フィルタ係数の計算
- 2 3 時間遅延の適用
- 2 4 置換信号の生成

30

図 3 の最上列では、ドロップアウトを被るチャネル 1 に対し、置換信号が生成される。これを達成するためには、チャネル 2 から 7 のうちの 1 つ、いくつか、またはすべてが、使用可能である。第 2 列は、チャネル 2 の復元に対応し、以下同様である。

【0 1 3 4】

図 4 は、拡張段階（すなわち、時間遅延推定）と組み合わせた基本アルゴリズムの概略図を示し、個々の処理ステップの相互依存性を図示する。ブロック図を単純化するために、そこから派生するパラレル信号（D F T ブロック）または（スペクトル）マッピングは、1 つの（実線）線に統合され、その番号は、それぞれ、 K または $K-1$ によって示される。点線接続は、パラメータの転送または入力を示す。代替チャネルの第 1 の選択は、G X P S D に従って、「セレクト」で標識されるブロックにおいて行われる。一方では、これは、代替信号の振幅スペクトルの包絡線の演算に影響に及ぼし、他方では、その重み付け重畳のために必要とされる。第 2 の選択基準は、時間遅延 τ_2 によって提供される。チャネルの状態ビットは、明示的に示されていないが、その検証は、関連信号処理ブロックにおいて考慮される。加えて、標的信号の特定の決定は、本図から省略可能である。

40

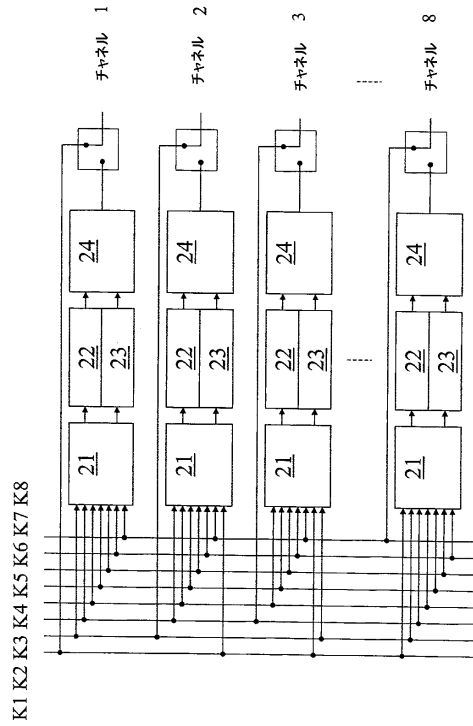
【0 1 3 5】

（ハードウェア実装）

本発明によると、ドロップアウト補償のための方法は、独立モジュールとして作用し、デジタル信号処理連鎖へのインストールを対象とし、ソフトウェア指定アルゴリズムは、

50

【図 3】



【図 5】

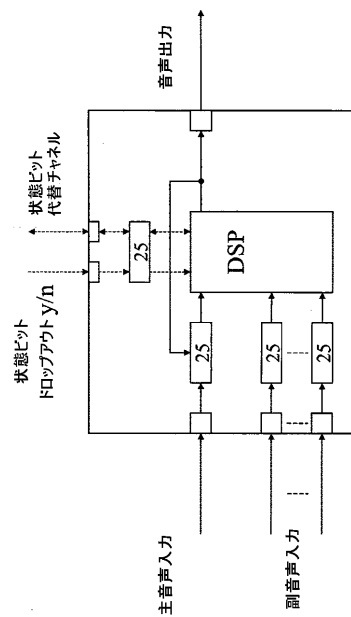


Fig. 5

【図 4】

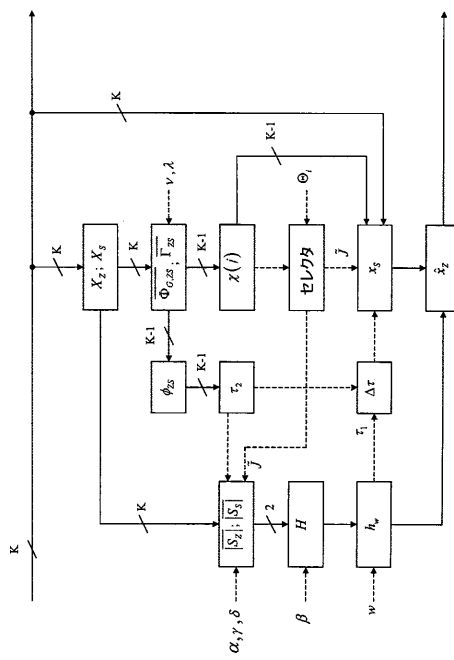


Fig. 3

Fig. 4

フロントページの続き

(72)発明者 ファルヒ, コルネリア

オーストリア国 エー6063 ラム, フィンケンベルグ 2

(72)発明者 ホールドリッヒ, ロベルト

オーストリア国 エー8010 グラーズ, ルドルフシュトラッセ 5

審査官 相澤 祐介

(56)参考文献 特開2001-296894 (JP, A)

米国特許出願公開第2002/0082827 (US, A1)

米国特許出願公開第2005/0182996 (US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04W 24/04

H04W 72/04