

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4923102号
(P4923102)

(45) 発行日 平成24年4月25日(2012.4.25)

(24) 登録日 平成24年2月10日(2012.2.10)

(51) Int.Cl.

F I

H O 4 R 25/00 (2006.01)

H O 4 R 25/00

M

H O 4 R 3/02 (2006.01)

H O 4 R 3/02

請求項の数 39 (全 33 頁)

(21) 出願番号 特願2009-502119 (P2009-502119)
 (86) (22) 出願日 平成19年4月2日(2007.4.2)
 (65) 公表番号 特表2009-532924 (P2009-532924A)
 (43) 公表日 平成21年9月10日(2009.9.10)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2007/053175
 (87) 国際公開番号 W02007/113282
 (87) 国際公開日 平成19年10月11日(2007.10.11)
 審査請求日 平成20年11月28日(2008.11.28)
 (31) 優先権主張番号 PA200600467
 (32) 優先日 平成18年4月1日(2006.4.1)
 (33) 優先権主張国 デンマーク(DK)

(73) 特許権者 500011045
 ヴェーデクス・アクティーセルスカプ
 デンマーク国、デーコーー 3 5 4 0、リ
 ング、ニューモーレヴェイ 6
 (74) 代理人 100080322
 弁理士 牛久 健司
 (74) 代理人 100104651
 弁理士 井上 正
 (74) 代理人 100114786
 弁理士 高城 貞晶
 (72) 発明者 クリンクベイ・クリスチャン・チャルフェ
 デンマーク国、デーコーー 3 5 0 0、フェ
 ルルーゼ、クロステルバッケン 3

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 補聴器、および補聴器のためのアンチ・フィードバック・システムにおける適応速度の制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力音を入力信号に変換する少なくとも一つのマイクロフォン，
 上記入力信号からフィードバック・キャンセル信号を減算してプロセッサ入力信号を生成する減算ノード，

上記プロセッサ入力信号に増幅利得を適用することによってプロセッサ出力信号を生成する補聴器プロセッサ，

上記プロセッサ出力信号を出力音に変換するレシーバ，

上記プロセッサ入力信号および上記プロセッサ出力信号に応じて適応的に導出されるフィルタ係数を上記プロセッサ出力信号に適用することによって，上記プロセッサ出力信号から上記フィードバック・キャンセル信号を適応的に導出する適応フィードバック・キャンセル・フィルタ，

上記入力信号，上記プロセッサ入力信号または上記プロセッサ出力信号のいずれかを基準信号とし，上記基準信号の自己相関値を算出する算出手段，および

算出された上記基準信号の自己相関値に応じて時変しかつ設定される適応速度によって，上記フィルタ係数を調節する適応手段，

を備えている，補聴器。

【請求項 2】

上記算出手段は，複数の周波数帯域における上記基準信号の自己相関値を算出し，かつすべての帯域全体における最大自己相関値の決定を行うように構成されており，上記適応

10

20

手段は、上記最大自己相関値に応じて上記適応速度を制御するように構成されている、請求項 1 に記載の補聴器。

【請求項 3】

上記適応手段は、上記基準信号の自己相関値が増加した場合に上記適応速度を減少させるように構成されている、請求項 1 または 2 に記載の補聴器。

【請求項 4】

さらに上記プロセッサが、上記基準信号の自己相関値が増加した場合に上記増幅利得を少なくとも一時的に減少させるように構成されている、請求項 3 に記載の補聴器。

【請求項 5】

上記適応フィードバック・キャンセル・フィルタは F I R フィルタであり、

上記補聴器がさらに、上記基準信号または上記 F I R フィルタの適応誤差信号に適用される少なくとも一つの白色化フィルタを備え、

上記適応手段は、上記自己相関値が所定値を超えた場合に、上記適応速度を遅い適応速度から速い適応速度へと調節するように構成されている、請求項 1 から 4 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 6】

上記適応手段は、純音が上記入力信号中に存在することが上記自己相関値によって示された場合に、上記フィルタ係数の調節を停止するように構成されている、請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 7】

上記適応手段は、上記自己相関値が自己相関閾値を超えた場合に、上記適応速度を増加させるように構成されている、請求項 1 に記載の補聴器。

【請求項 8】

上記適応手段はさらに、増幅利得に応じて上記適応速度を調節するように構成されている、請求項 1 から 7 のいずれかに記載の補聴器。

【請求項 9】

上記増幅利得が公称増幅利得と比較して係数 Δ 分増加した場合に、上記適応手段は上記適応速度を公称適応速度と比較して Δ^2 分増加させるように構成されている、請求項 8 に記載の補聴器。

【請求項 10】

上記増幅利得が公称増幅利得と比較して係数 Δ 分減少した場合に、上記適応手段は上記適応速度を公称適応速度と比較して Δ^2 分減少させるように構成されている、請求項 8 に記載の補聴器。

【請求項 11】

上記入力信号は複数の周波数帯域に分割された帯域分割信号（複数）であり、上記補聴器プロセッサは上記周波数帯域のそれぞれにおいて個別の増幅利得を適用するように構成されており、上記適応手段は、上記個別の増幅利得のうちの最小の増幅利得を識別し、かつ上記最小増幅利得の変化に基づいて上記適応速度を調節するように構成されている、請求項 8 から 10 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 12】

上記入力音を少なくとも第 1 および第 2 の空間入力信号に変換する少なくとも二つのマイクロフォンおよび指向特性を提供する手段を含む指向性システム、

上記第 1 の空間入力信号から第 1 のフィードバック・キャンセル信号を減算して第 1 のフィードバック補償済信号を生成し、かつ上記第 2 の空間入力信号から第 2 のフィードバック・キャンセル信号を減算して第 2 のフィードバック補償済信号を生成することによって、最終的な指向性プロセッサ入力信号を生成する、少なくとも二つの減算ノード、ならびに

上記第 1 および第 2 のフィードバック・キャンセル信号を適応的に導出する、少なくとも第 1 および第 2 の適応フィードバック・キャンセル・フィルタさらに備え、

上記適応手段はさらに、上記指向特性に応じて上記適応速度を調節するように構成され

10

20

30

40

50

ている，請求項 8 から 11 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 13】

上記第 1 または第 2 のフィードバック補償済信号のいずれかと上記指向性出力信号との比が公称比と比較して係数 Δ 分減少した場合に，上記適応手段は，上記第 1 または第 2 の適応フィードバック・キャンセル・フィルタのそれぞれについての上記適応速度を，上記公称適応速度と比較して Δ^2 分減少させるように構成されている，請求項 12 に記載の補聴器。

【請求項 14】

上記第 1 および第 2 の入力信号は複数の周波数帯域 i に分割された帯域分割信号（複数）であり，上記比は上記複数の周波数帯域のそれぞれにおいて決定され，上記適応手段は，上記第 1 または第 2 の適応フィードバック・キャンセル・フィルタのそれぞれについての上記適応速度を，複数の上記係数 $\Delta^2 i$ における最大係数分，減少させるように構成されている，請求項 13 に記載の補聴器。

【請求項 15】

上記適応手段は，周波数帯域ごとに，上記増幅利得の変化と，上記第 1 または第 2 のフィードバック補償済信号のいずれかと上記指向性出力信号との比の変化を結合することによって，上記公称値の最大減少分を上記適応速度として選択するように構成されている，請求項 12 から 14 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 16】

上記適応手段は，周波数帯域ごとに，上記自己相関の変化，上記増幅利得の変化，および上記第 1 または第 2 のフィードバック補償済信号のいずれかと上記指向性出力信号との比の変化を結合することによって算出される複数の適応速度のうちの最小値を，上記適応速度として選択するように構成されている，請求項 12 から 14 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 17】

上記入力信号が上記入力音の音圧の突発的な増加を表しているかどうかを検出する検出手段をさらに備え，上記適応手段は，上記フィルタ係数の上記設定または調節を一時停止するように構成されている，請求項 1 から 16 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 18】

上記検出手段は，上記入力信号の瞬時信号振幅が上記入力信号の振幅平均を閾値分超えた場合に，上記入力信号の最大値を一定時間保存するピーク・ホールド手段を備え，上記適応手段は，上記最大値が保存されている間上記フィルタ係数の上記設定または調節を一時停止するように構成されている，請求項 17 に記載の補聴器。

【請求項 19】

増幅利得，自動利得コントローラの状態，およびノイズ低減性能を含むシステム情報のうちの少なくとも一つから，ステップ・サイズ・パラメータを算出する，ステップ・サイズ制御手段をさらに備えている，請求項 1 から 18 のいずれか一項に記載の補聴器。

【請求項 20】

入力音を入力信号に変換し，
 上記入力信号からフィードバック・キャンセル信号を減算してプロセッサ入力信号を生成し，
 上記プロセッサ入力信号に増幅利得を適用することによってプロセッサ出力信号を生成し，
 上記プロセッサ出力信号を出力音に変換し，
上記プロセッサ入力信号および上記プロセッサ出力信号に応じて適応的に導出されるフィルタ係数を上記プロセッサ出力信号に適用することによって，上記プロセッサ出力信号から上記フィードバック・キャンセル信号を適応的に導出し，
上記入力信号，上記プロセッサ入力信号または上記プロセッサ出力信号のいずれかを基準信号とし，上記基準信号の自己相関値を算出し，
 上記基準信号の自己相関値に応じて設定される時変適応速度によって，上記フィルタ係

数を調節する，

補聴器の適応速度を制御する方法。

【請求項 2 1】

複数の周波数帯域における上記基準信号について上記自己相関値が算出され，すべての帯域全体における最大自己相関値が決定され，上記適応速度は，上記最大自己相関値に応じて制御される，請求項 2 0 に記載の方法。

【請求項 2 2】

上記適応速度は，上記基準信号の自己相関値が増加した場合に低減される，請求項 2 0 または 2 1 に記載の方法。

【請求項 2 3】

さらに，上記増幅利得は，上記基準信号の自己相関値が増加した場合には，少なくとも一時的に低減される，請求項 2 2 に記載の方法。

【請求項 2 4】

上記フィードバック・キャンセル信号を導出するために F I R フィルタが適用され，上記基準信号または上記 F I R フィルタの適応誤差信号に少なくとも一つの白色化フィルタが適用され，上記自己相関が所定値を超えた場合に，上記適応速度が遅い適応速度から速い適応速度へと調節される，請求項 2 0 から 2 3 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 2 5】

純音が上記入力信号中に存在することが上記自己相関値によって示された場合に，上記フィルタ係数の上記設定または調節が停止される，請求項 2 0 から 2 4 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 2 6】

上記適応速度は，上記自己相関値が自己相関閾値を超えた場合に増加される，請求項 2 0 に記載の方法。

【請求項 2 7】

上記適応速度はさらに，上記増幅利得に応じて調節される，請求項 2 0 に記載の方法。

【請求項 2 8】

上記増幅利得が公称増幅利得と比較して係数 Δ 分増加した場合に，上記適応速度を公称適応速度と比較して Δ^2 分増加させる，請求項 2 7 に記載の方法。

【請求項 2 9】

上記増幅利得が公称増幅利得と比較して係数 Δ 分減少した場合に，上記適応速度を，公称適応速度と比較して Δ^2 分減少させる，請求項 2 7 に記載の方法。

【請求項 3 0】

上記入力信号は複数の周波数帯域に分割された帯域分割信号（複数）であり，上記周波数帯域のそれぞれにおいて個別の増幅利得が適用され，上記個別の増幅利得のうちの最小の増幅利得が識別され，上記適応速度は，上記最小増幅利得の変化に基づいて調節される，請求項 2 7 から 2 9 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 3 1】

上記入力音を，指向特性を提供する少なくとも第 1 および第 2 の空間入力信号に変換し，

上記第 1 の入力信号から第 1 のフィードバック・キャンセル信号を減算し，かつ上記第 2 の入力信号から第 2 のフィードバック・キャンセル信号を減算することによって，最終的な指向性プロセッサ入力信号を生成し，

上記第 1 および第 2 のフィードバック・キャンセル信号を適応的に導出し，

上記適応速度は，上記指向特性に応じて調節される，請求項 2 7 から 3 0 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 3 2】

上記第 1 または第 2 のフィードバック補償済信号のいずれかと上記指向性出力信号との比が公称比と比較して係数 Δ 分減少した場合に，上記第 1 または第 2 の適応フィードバック・キャンセル信号のそれぞれについて，上記適応速度を上記公称適応速度と比較して Δ

10

20

30

40

50

²分減少させる，請求項 3 1 に記載の方法。

【請求項 3 3】

上記第 1 および第 2 の入力信号は複数の周波数帯域 i に分割された帯域分割信号（複数）であり，上記比は上記周波数帯域のそれぞれにおいて決定され，上記第 1 または第 2 の適応フィードバック・キャンセル信号のそれぞれについて，上記適応速度を，複数の上記係数 $\Delta^2 i$ における最大係数分，減少させる，請求項 3 2 に記載の方法。

【請求項 3 4】

周波数帯域ごとに，上記増幅利得の変化と，上記第 1 または第 2 のフィードバック補償済信号のいずれかと上記指向性出力信号との比の変化を結合することによって，上記公称値の最大減少分を上記適応速度として選択する，請求項 3 3 に記載の方法。

10

【請求項 3 5】

周波数帯域ごとに，上記自己相関の変化，上記増幅利得の変化，および上記第 1 または第 2 のフィードバック補償済信号のいずれかと上記指向性出力信号との比の変化を結合することによって算出される複数の適応速度のうちの最小値を，上記適応速度として選択する，請求項 3 1 から 3 4 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 3 6】

上記入力信号が上記入力音の音圧の突発的な増加を表すことが検出された場合に，上記フィルタ係数の上記設定または調節を一時停止する，請求項 2 0 から 3 5 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 3 7】

20

上記入力信号の瞬時信号振幅が上記入力信号の振幅平均を閾値分超えた場合に，上記入力信号の最大値を一定時間保存し，

上記最大値が保存されている間上記フィルタ係数の上記設定または調節を一時停止する，請求項 3 6 に記載の補聴器。

【請求項 3 8】

増幅利得，自動利得コントローラの状態，およびノイズ低減性能を含むシステム情報のうちの少なくとも一つから，ステップ・サイズ・パラメータを算出する，請求項 2 0 から 3 7 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 3 9】

コンピュータ上において実行されるときに，請求項 2 0 から 3 8 のいずれか一項に記載の方法を実施するプログラム・コードを備えている，コンピュータ・プログラムが記録されたコンピュータ読取り可能な媒体。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は補聴器に関し，特に，適応フィードバック・キャンセルを利用して音響フィードバックおよび機械的フィードバックに起因する問題を低減する補聴器に関する。さらに具体的には，この発明は，フィードバック・キャンセル・システムにおける適応速度の制御方法およびそのような補聴器，ならびにそのような方法を組込んだ補聴器およびシステムに関する。

40

【背景技術】

【0002】

レシーバから一または複数のマイクロフォンへの音響フィードバックおよび機械的フィードバックは，補聴器に適用することができる最大増幅度（the maximum amplification）に制限を与える。フィードバックを起因として，補聴器における増幅が共振を引起することがあり，そうすると補聴器の出力スペクトルが好ましくない形状になってしまい，さらに悪いことには補聴器が不安定になってその結果ホイスル音やハウリングを発生させることがある。通常，補聴器は圧縮を利用して聴力損失を補償する。すなわち，増幅利得は音圧が増加するにつれて低減される。さらに，出力レベルを制限して信号のクリッピングを避けるために，出力に対する自動利得制御が一般的に用いられている。不安定な状況

50

では、このような圧縮作用によって最終的にはシステムがかろうじて安定している状態になるが、ほぼ一定の音響レベルのハウリングやホイッスル音が発生することがある。

【 0 0 0 3 】

補聴器では、音響フィードバックおよび機械的フィードバックを補償するために、フィードバック・キャンセルを用いることが多い。音響フィードバック経路は、たとえば、耳あかの量や、ユーザが帽子をかぶっていたり、電話機を耳に当てていたり、咀嚼していたり、あくびをしていたりすることで、時間とともに大きく変化する。こうした理由から、時間変動 (the time-variations) を考慮してフィードバック・キャンセルに適応メカニズムを適用するのが一般的である。

【 0 0 0 4 】

様々な異なるやり方によって、補聴器に適応フィードバック・キャンセル・フィルタを実装することができる。たとえば、IIR, FIR, またはこれら2つの組み合わせである。これは固定フィルタ (fixed filter) と適応フィルタ (adaptive filter) の組み合わせによって構成することができる。適応メカニズムは、様々な異なるやり方で実装することができ、たとえば、最小平均二乗法 (LMS (Least Mean Squares)) または再帰最小二乗法 (RLS (Recursive Least Squares)) に基づくアルゴリズムによって、実装することができる。

【 0 0 0 5 】

図1から図3は、何らかの基本的なフィードバック・キャンセル・スキームを実装している、従来の補聴器の概略ブロック図を示している。

【 0 0 0 6 】

図1において、マイクロフォンMからのマイクロフォン信号1が、フィードバック・キャンセル信号4の減算によって補償される。その結果である信号2は補聴器プロセッサ100への入力として用いられ、かつ適応フィードバック・キャンセル・フィルタ101における適応誤差 (adaptation error) として使用される。補聴器プロセッサの出力は、レシーバRに送られる。補聴器プロセッサ100は、時変性を有し、かつ周波数に依存するフィルタ (time-varying and frequency dependent filters) を備えることができ、これによって聴力損失、ノイズ抑制、大信号を取扱う自動利得制御、および時間遅延が考慮される。ブロック101が適応フィードバック・キャンセル・フィルタを表し、フィルタリングおよびフィルタ係数 (複数) の適応を同時に行う。

【 0 0 0 7 】

図2におけるブロック図は、図1に示すシステムと類似のシステムを示しているが、ブロック103に実装されている適応メカニズムと、ブロック102に実装されているフィルタリング機能が分離されている点異なる。接続線5はフィルタ係数を表している (symbolized the filter coefficients)。図1に示すスキームに対して、このスキームは、フィルタリング性能を乱すことなく、信号2および3の周波数整形 (a frequency shaping) を行うことができる利点がある。

【 0 0 0 8 】

図3におけるブロック図は、複数のマイクロフォンM1, M2を持つ補聴器の場合に、複数のフィードバック・キャンセル・フィルタ202a, 202bが使用される態様を示している。このケースでは、2つのフィルタ係数セット38a, 38bが適応ブロック203から渡される。この例では、それぞれが独自の固定指向性パターンを有する空間フィルタ206, 207 (たとえば一の空間フィルタが無指向性、他の一つが双極性であるような指向性パターン) を使用して作成される信号30, 31が、2つのキャンセル信号35, 36によって補償される。補償された信号32, 33はその後重付けされて、その結果、指向性信号が得られる。この重付けは時変性であってもよく、その場合、現在の音環境に対する指向性パターンの適応が可能になる。たとえば205において、複数の周波数帯域への帯域分割が可能であり、これによって周波数に対して指向性パターンを変化させてノイズ低減を強化することができる。信号34はこの例では複数帯域信号 (multi-band signal) である。

10

20

30

40

50

【0009】

A. Spruiet, I. Proudler, M. Moonen, J. Woutersらの「Adaptive Feedback Cancellation in Hearing Aids With Linear Prediction of the Desired Signal」(IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 53, No. 10, 2005年10月)には, 入力信号がスペクトル的に色づけされていると(the incoming signal is spectrally coloured), 推定されたフィードバック・キャンセル・フィルタの精度が低下することが記載されている。これは, 特許出願WO 01/06812号「Feedback Cancellation with Low Frequency Input」にも記載されている。この特許に記載のスキームでは, 信号中に支配的なトーン(a dominating tone)が存在するかどうかの検出に適応共振器フィルタが使用され, そのような音が存在する場合は適応速度が大幅に増加する。これによってフィードバック・ハウリングが迅速かつ効率的にキャンセルされる。弱点としては, 支配的なトーンがフィードバックによるものではなく環境中に存在するものであった場合に, 適応フィードバック・キャンセルがこの信号に対して強く反応してしまい, それによって顕著な可聴アーティファクト(noticeable audible artifacts)が発生する危険があることである。

10

【0010】

Moonenらの文献およびWO 01/06812号には, マイクロフォン信号がスペクトル的に色づけされると, 音響フィードバック・モデルにおけるバイアス誤差(bias errors)につながることも, さらに記載されている。

20

【0011】

特許出願WO 99/26453号「Feedback Cancellation Apparatus and Methods」には, 2マイクロフォン(two-microphone)補聴器において, それぞれのマイクロフォンへの音響フィードバックの補償に, 個別のキャンセル・フィルタが用いられるフィードバック・キャンセル・システムについて記載されている。これは, 当該技術分野の先行技術と異なり, 空間ノイズ・フィルタリングのための適応指向性システムが, 音響フィードバック経路の統合部分(an integral part)として扱われないという利点がある。

30

【0012】

特許出願WO 02/25996号には, 適応フィードバック・キャンセル・フィルタについてのスキーム, および現在の安定限界(the current stability limit)を推定する手順(procedure)を用いて補聴器を安定化するスキームが記載されている。

【0013】

LMSおよび他の適応アルゴリズムについては, S. Haykin著「Adaptive Filter Theory, 3rd Edition」(Prentice-Hall, 1996年, アメリカ合衆国ニュージャージー)に述べられかつ説明されている。

【0014】

LMSおよび正規化LMSアルゴリズムの収束および挙動に関するさらなる詳細が, D. T. M. Slockの「On the Convergence Behavior of the LMS and the Normalized LMS Algorithms」(IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 41, No. 9, 1993年9月, 2811~2824頁)に記載されている。

40

【0015】

このようなシステムにおける適応速度はいかにして決定されるべきかに関して, 先行技術において様々な提案がなされてきたが, この分野において依然として改善が望まれている。具体的には, 音響環境に応じて適応速度の自動調節を行う方法が実装された補聴器が, 望まれている。

【発明の開示】

50

【 0 0 1 6 】

この明細書に記載の背景技術に立脚して、この発明は、音響環境に応じてフィードバック・キャンセルの適応速度を自動的に調節することによって、先行技術の方法および補聴器の欠陥が是正されるように規定された種類の方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 1 7 】

具体的には、この発明は、フィードバック・キャンセルにおける適切な適応ステップ・サイズ (an appropriate adaptation step size) を選択する具体的な手順を実装することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 1 8 】

この発明はさらに、補聴器中のフィードバック経路の推定誤差を低減することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 1 9 】

この発明はさらに、トーン入力信号 (tonal input signal) に対する、適応フィードバック・キャンセル・システムの感受性に対処することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 2 0 】

この発明はさらに、フィードバック励起発振の発生 (the onset of feedback initiated oscillation) を抑制することによって、トーン入力信号に対する、適応フィードバック・キャンセル・システムの感受性に対処することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 2 1 】

この発明はさらに、補聴器のフィードバック経路の推定誤差上の (onto the error in the estimate of feedback path of the hearing aid)、利得の大きさの影響 (the impact of the gain size) に対処することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 2 2 】

またこの発明は、補聴器のフィードバック経路の推定誤差上の、補聴器環境における不連続音の影響に対処することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 2 3 】

この発明はさらに、補聴器のフィードバック経路の推定誤差上の、適応マイクロフォンアレイの存在の影響、すなわち補聴器の全体利得の大きさ (total gain size) の影響に対処することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 2 4 】

この発明はまた、さまざまな音響環境の状況を考慮して、フィードバック・キャンセル・システムの適応アルゴリズムにおけるステップ・サイズを制御することができる方法および補聴器を提供することを目的とする。

【 0 0 2 5 】

この発明では、適応速度がどのように制御されるべきかについて、様々な提案が提供される。特に、適応速度を音響環境に応じて自動的に調節する方法が提案されている。

【 0 0 2 6 】

この発明の目的にしたがって、入力音を入力信号に変換する少なくとも一つのマイクロフォン、入力信号からフィードバック・キャンセル信号を減算してプロセッサ入力信号を生成する減算ノード、プロセッサ入力信号に増幅利得を適用することによってプロセッサ出力信号を生成する補聴器プロセッサ、プロセッサ出力信号を出力音に変換するレシーバ、フィルタ係数を適用することによってプロセッサ出力信号からフィードバック・キャンセル信号を適応的に導出する適応フィードバック・キャンセル・フィルタ、基準信号 (参照信号) (a reference signal) の自己相関を算出する算出手段、および基準信号の自己相関に応じて制御される適応速度によって (を用いて) (with an adaptation rate)、フィルタ係数を調節する適応手段を備えた補聴器が、提供される。この構成によって、適

10

20

30

40

50

応フィードバック・キャンセル・フィルタのような適応フィードバック・システムの、トーン入力信号に対する感受性が考慮された適応速度のより好ましい調節 (an improved adjustment) が実現される。

【 0 0 2 7 】

この発明の別の目的にしたがって、入力音を入力信号に変換する少なくとも一つのマイクロフォン、入力信号からフィードバック・キャンセル信号を減算してプロセッサ入力信号を生成する減算ノード、プロセッサ入力信号に増幅利得を適用することによってプロセッサ出力信号を生成する補聴器プロセッサ、プロセッサ出力信号を出力音に変換するレシーバ、フィルタ係数を適用することによって複数のプロセッサ出力信号からフィードバック・キャンセル信号を適応的に導出する適応フィードバック・キャンセル・フィルタ、および増幅利得に応じて制御される適応速度によって、フィルタ係数を調節する適応手段を備えた補聴器が、提供される。この構成によって、フィルタ係数の誤差 (the error in the adaptation coefficients)、すなわち補聴器のフィードバック経路の推定誤差に対する、利得の大きさの重要度 (the importance of gain size) が考慮された適応速度のより好ましい調節が実現される。

10

【 0 0 2 8 】

この発明のさらに別の目的にしたがって、入力信号が入力音の音圧の突発的な増加を表しているかどうかを検出する検出手段を備えた補聴器が提供される。上記適応手段は、フィルタ係数の調節を一時停止するように構成される。この構成によって、補聴器のフィードバック経路の環境における不連続音の影響が考慮された適応速度のより好ましい調節が実現される。

20

【 0 0 2 9 】

この発明のさらに別の目的にしたがって、入力音を、指向性を提供する少なくとも第1および第2の空間入力信号に変換する少なくとも2つのマイクロフォン、第1の入力信号から第1のフィードバック・キャンセル信号を減算し、第2の入力信号から第2のフィードバック・キャンセル信号を減算して最終的な指向性プロセッサ入力信号を生成する、少なくとも2つの減算ノード、ならびに第1および第2のフィードバック・キャンセル信号を適応的に導出する、少なくとも第1および第2の適応フィードバック・キャンセル・フィルタを備えた補聴器が提供される。上記適応手段は、適応速度をさらに上記指向性に応じて制御するように構成される。この構成によって、全体システム利得に瞬時の利得または減衰を与える指向性マイクロフォン・システムの寄与分の影響が考慮された適応速度のより好ましい調節が実現される。

30

【 0 0 3 0 】

補聴器または他の任意のフィードバック・キャンセル・システムにおいて、適応速度を制御する対応する方法については、独立方法請求項21および29に記載されている。

【 0 0 3 1 】

この発明は、補聴器のフィードバック・キャンセル・フィルタにおける係数の調節に使用されるアルゴリズムにおいて、適応速度を適応的に設定するいくつかのスキームを提示する。適応速度は、一または複数のマイクロフォン信号の特性、ならびに補聴器の様々な内部パラメータおよび内部信号に応じて、変更される。この発明によると、現在の一または複数のマイクロフォン信号、補聴器の現在の状態および/または挙動の観察 (observations) に基づいて、適応速度を調節する具体的なやり方 (specific ways) が提供されている。

40

【 0 0 3 2 】

この発明は、さらなる態様において、請求項41に記載のコンピュータ・プログラム製品を提供する。

【 0 0 3 3 】

この発明のさらなる態様、実施形態および具体的な変形が、さらに従属請求項によって規定されている。

【 実施例 】

50

【 0 0 3 4 】

以下、好ましい実施形態の非限定的な例に基づいて、添付の図面を参照しつつこの発明を詳細に説明する。

【 0 0 3 5 】

以下では、この発明の個々の実施形態を説明するときに、この発明を理解する上で有用なさらなる用語および前提条件を説明する。

【 0 0 3 6 】

自己相関依存性 (Autocorrelation dependency)

信号 x_k が空間的に色づけされる程度 (extent) は、次式の信号の自己相関によって測定される (measured) ことが多い。

10

【 数 1 】

$$R_x(\tau) = \sum_{k=\tau}^N x_k x_{k-\tau} \quad \text{式 1}$$

【 0 0 3 7 】

ここで、 τ はタイムラグである。白色雑音の場合は、すべての $\tau \neq 0$ について、 $R_x(\tau) = 0$ である。周期信号または一定量の予測可能性を有する他の信号の場合、自己相関は、一または複数のタイムラグについて 0 よりも格段に大きくなる。

【 0 0 3 8 】

20

比較しやすくするために、自己相関は、次式のように、窓サイズまたはラグが 0 の場合の自己相関 (the autocorrelation at lag 0) によって、しばしば正規化される。

【 数 2 】

$$R_x^N(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N x_k x_{k-\tau} \quad \text{式 2}$$

または

【 数 3 】

$$r_x(\tau) = \frac{\sum_{k=\tau}^N x_k x_{k-\tau}}{\sum_{k=0}^N x_k x_k} \quad \text{式 3}$$

30

【 0 0 3 9 】

後者の式によって与えられる自己相関係数 (the autocorrelation coefficients) は、値が $[-1; 1]$ の範囲に限定されるという特性を持つ。

【 0 0 4 0 】

実的な非定常設定では (In a practical non-stationary setting)、自己相関は、スライディング窓にわたって (over a sliding window)、またはある種の再帰的更新にしたがって (according to some kind of recursive update)、算出されなければならない。この実施形態では、[式 2] における総和に代えて、次式のようにスライディング平均 (a sliding average) を用いる。

40

【 数 4 】

$$R_x(\tau, k) = R_x(\tau, k-1) + \alpha \cdot (x_k x_{k-\tau} - R_x(\tau, k-1)) \quad \text{式 4}$$

【 0 0 4 1 】

ここで、 $\alpha \in [0; 1]$ は、履歴信号値と現在信号値の間の重付けを制御する。

【 0 0 4 2 】

補聴器の場合、この更新は、多数の乗算が必要とされるので、算出コストが非常に高く

50

なる可能性がある。多数の異なるラグ τ が考慮される場合，または計算が複数の周波数帯域において行われる場合に，特に顕著になる。したがって，自己相関近似更新ではなく（updates that do not approximate the autocorrelation），同様の意味合いで，信号の規則正しさまたは予測可能性の他の計測を考慮することが妥当である。乗算に依拠せずにしたがって計算が非常にシンプルである 2 つの実施形態を，以下に示す。

【数 5】

$$\begin{aligned} R_x(\tau, k) &= R_x(\tau, k-1) + \alpha \cdot (z(\tau, k) - R_x(\tau, k-1)) \\ z(\tau, k) &= x_k \operatorname{sign}(x_{k-\tau}) \\ z(\tau, k) &= \operatorname{sign}(x_k) \operatorname{sign}(x_{k-\tau}) \end{aligned} \quad \text{式 5}$$

10

【0043】

参照にされてこの明細書に援用される，デンマーク国において 2006 年 4 月 3 日に出版された，係属中の特許出願 DK 2006/00479 号「Method for controlling signal processing in a hearing aid and a hearing aid implementing this method」には，これらが，真の自己相関に代えて使用されることが多い自己相関に関連する他の信号特徴量とともに，記載されている。

【0044】

自己相関は，広帯域信号または複数の帯域制限信号について，算出することができる。信号中に純音（a pure tone）が存在するかどうかを検出するには，複数の帯域において自己相関係数を算出し，その後，複数のタイムラグおよびすべての周波数帯域について，自己相関の絶対値の最大値を探すことが妥当である。

20

【0045】

いくつかの理由により，適応アンチ・フィードバック・システム（adaptive anti-feed back systems）は，最小平均二乗法（LMS）アルゴリズムのバリエーションによって概観される適応スキームをベースとする場合が多い。簡単な例としては，次式のような適応 FIR フィルタを考えることができる。

【数 6】

$$\hat{f}_k = w(0)x_k + w(1)x_{k-1} + \dots + w(M)x_{k-M} \quad \text{式 6}$$

30

【0046】

y_k がモデル化したい基礎システムの情報を含む観測信号であるとする，フィルタ係数（the filter coefficients）は，たとえば，以下に挙げるものにしたがって調節される。

【0047】

LMS：

【数 7】

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \mu \alpha_{k-i} (y_k - \hat{f}_k) \quad \text{式 7}$$

40

【0048】

正規化 LMS（NLMS）（Normalized LMS）：

【数 8】

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \frac{\mu \alpha_{k-i}}{\sum_{j=k} x_k^2} (y_k - \hat{f}_k) \quad \text{式 8}$$

【0049】

分散正規化による LMS（LMS with variance normalization）：

【数 9】

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \frac{\mu}{\hat{\sigma}_k^2} x_{k-i}(y_k - \hat{f}_k) \quad \text{式 9}$$

$$\hat{\sigma}_k^2 = \rho \hat{\sigma}_{k-1}^2 + (1-\rho)x_k^2, \quad 0 \leq \rho < 1$$

【0050】

サイン - サイン L M S (Sign-Sign LMS) :

【数 10】

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \mu \text{sign}(x_{k-i}) \text{sign}(y_k - \hat{f}_k) \quad \text{式 10}$$

【0051】

10

しかしながら、当業者であれば理解されるように、後者 (the latter) を L M S タイプのアルゴリズムと呼ぶのは、文字通りの意味としては少々誤解を招きかねない。

【0052】

当業者であればさらに理解されるように、フィルタについても、アルゴリズムについても、様々な変形を施すことができる。適応 F I R フィルタは、ワーブド遅延線 (a warped delay line) によって代用されることができ、固定プリフィルタまたはポストフィルタを使用することができ、フィルタは適応 I I R フィルタであってもよい。上述のアルゴリズムのほかにも、非常に多くの可能な適応アルゴリズムが存在する。

【0053】

補聴器ユーザがさらされる可能性のある音環境の非定常性 (non-stationary) , および近年の補聴器において行われる高い時変性の信号処理 (the highly time-varying signal processing) に対応するためには、ステップ・サイズ μ を時変にする (time-varying) ことが有利である。この発明は、後述するように、適切なステップ・サイズまたは適応速度を選択する具体的な手順 (procedures) を扱う。

20

【0054】

この発明は、式 8 に示す N L M S アルゴリズムや、同様の動作を示すアルゴリズム (式 9 に示す分散正規化による L M S など) との関連において特に有用である。しかしながら、原理は実装される適応アルゴリズムに関わらずに関連し、この発明による様々な実施形態において実装可能である。

【0055】

30

図 4 および図 5 を参照して、この発明の一実施形態を、スペクトル的に色づけされたマイクロフォン信号の存在 (the presence of a spectrally coloured microphone signal) と関連させて、説明する。補聴器は、基本的に、マイクロフォン M、プロセッサ G、レシーバ R、およびフィードバック・キャンセル・フィルタ $F^\wedge$ ($F^\wedge$: F の上に $\wedge$ が位置する符号) を備えている。図 5 において、まずはフィルタ $F^\wedge$ で表される適応フィードバック・キャンセル分岐を無視して、入力音 v が純音 (正弦波) であるとする。この場合、マイクロフォン出力 y は正弦波 (sinusoid) となり、さらに補聴器処理が線形であるとするプロセッサ出力 x は正弦波になる。音響フィードバック信号 f が正弦波になる。入力音 v と音響フィードバックがブレンド (合算) され、(振幅および位相が異なる) 別の正弦波等が生成される。

40

【0056】

適応フィードバック・キャンセル・フィルタ $F^\wedge$ は、基準信号 (参照信号) (reference signal) としてのプロセッサ出力 y によって出力信号 $f^\wedge$ を生成する。マイクロフォン出力 y からキャンセル・フィルタ出力信号 $f^\wedge$ が減算されて、プロセッサ入力信号 e が生成される。

【0057】

この場合、式 7 ~ 式 10 に示すフィルタ適応アルゴリズムのいずれかを用いて、フィードバック・キャンセル・フィルタ $F^\wedge$ 内の係数を調節すると、 y は、 x の振幅および位相を単純に変化させたものとして記述することができ、キャンセル・フィルタは、それによって y をキャンセルしようとする。問題は、これがゴール (最終目標) (the goal) では

50

ないことである。最終目標は $f^{\wedge} = f$ を達成すること、すなわち、環境中のトーン成分 (tonal components in the environment) を除去しないことである。この例は、外部音 v が何らかの方法で「予測可能」であれば、適応フィードバック・キャンセル・フィルタの係数の大きな誤差 (large errors) を予測できることを示している。この発明は、この問題に対処するために、外部トーンが発生していることが検出された場合に、適応を一時停止する方法を提供する (この詳細は後述する)。

【 0 0 5 8 】

上述の例に関してさらに認められることとして、補聴器プロセッサの利得 H が、フィードバック・キャンセルの精度に関して重要な役割を果たすことがあげられる。 H が小さい増幅利得を表す場合、正弦波 x の振幅は正弦波 y に比べて小さい。これは、フィードバック信号 f の振幅だけが利得の作用を受け、入力正弦波 v は利得の作用を受けないためである。利得が大きい場合にはこの逆になる。キャンセル・フィルタ適応が動作している場合、 $F^{\wedge}$ における係数は、 $f^{\wedge}$ が信号 y をキャンセルするように調節される。その結果、係数の誤差は、補聴器プロセッサの利得が減少するにつれて増加する。これは、後で式 17 に準拠して導出される結果とよく一致する。

【 0 0 5 9 】

一般に認められているところでは、信号 x が正弦波に近いほど、キャンセル・フィルタが音響フィードバックをモデル化する精度が下がる (むしろ、トーンを減衰させようとする)。これは、補聴器における不安定性が、典型的には、ハウリング、すなわちトーンに似た周期信号となって発現する点で問題である。この発明によると、一見正反対の、少なくとも 2 つのアプローチが提供される。すなわち、外部トーンが発生した場合は、さもなくばフィルタが誤調節されるので、適応を停止すること ($\mu = 0$) が提案される。他方、フィードバックによって内部でトーンが生成された場合は、高速の適応によってこのトーンを素早く補償する。

【 0 0 6 0 】

特許出願 WO 0 1 / 0 6 8 1 2 号には、適応共振器フィルタを使用して、支配的なトーンが存在するかどうかを検出する手順が記載されている。存在する場合は、高速適応を行ってそのトーンを減衰させる。これは、フィードバック・ハウリングを除去するには効率的な手順である。しかしながら、環境内にトーンまたはホイッスル音が存在する場合には、明らかに、深刻なアーティファクト (severe artefacts) を発生させる。

【 0 0 6 1 】

この発明の一実施形態によると、音がスペクトル的に色づけされたときに適応速度を低減させることによって、この問題に対処する別のアプローチが提案されている。これによって、フィードバック・ハウリングをキャンセルする能力が下がる。特定実施形態では、適応速度の低減は、増幅度を制限することによって閉ループ系 (the closed-loop system) を安定化するシステムとともに用いられ、これによってハウリングがストップする。

【 0 0 6 2 】

一般に、近年の補聴器は、圧縮を用いて聴力損失を補償する。したがって、補聴器プロセッサにおける増幅は、入力音レベルが上がるにつれて抑えられる。したがって、アンチ・フィードバック・システムがない場合、補聴器プロセッサは、最悪の場合には、閉ループ系がかろうじて安定している状態になる。すなわち、フィードバック・ハウリングのレベルが最終的には一定 (constant) になる。この問題に対処するために、この発明の一実施形態では、フィードバック・ハウリングが観察された場合には、増幅利得を少し下げて閉ループ系を安定化することにより、ハウリングを除去する。ハウリングが除去されれば、再び安全にキャンセル・フィルタを適応させることが可能になり、最終的に、フィルタは、音響フィードバックをよりよくモデル化する。これにより、増幅利得を上げるためのヘッドルーム (余裕) (headroom) が得られる。

【 0 0 6 3 】

閉ループ系を安定化することを提案する別のアプローチが、WO 0 2 / 2 5 9 9 6 号および PCT / EP 2 0 0 6 / 0 6 1 2 1 5 号に開示されている。WO 0 2 / 2 5 9 9 6 号

10

20

30

40

50

は、適応フィルタによって時変音響フィードバックを抑圧する方法を提供し、同時係属中の特許出願である2006年3月31日出願のPCT/EP2006/061215号(名称「Hearing aid and method of estimating dynamic gain limitation in a hearing aid」)では、動的最大利得を決定する音響ループ利得推定器を提供しており、これは参照されてこの明細書に援用される。

【0064】

WO01/06812号に記載されているトーン検出器を使用するのに代えて、この発明の一実施形態では、上記同時係属中の特許出願「Method for controlling signal processing in a Hearing aid and a Hearing aid implementing this method」に記載されているように、信号の自己相関の計測値またはいくつかある同様の計測値の一つを利用して、外部トーンが存在するかどうかを検出する方法および補聴器が提供される。

【0065】

この発明のさらなる実施形態では、上述したスペクトルの色づけ(spectral clouring)に関する問題は、適応ノッチ・フィルタ(adaptive notch filters)を使用してトーンを減衰させることによって、かつ/または、適応白色化フィルタ(adaptive whitening filters)を使用して信号のスペクトル平坦化を行うことによって、ある程度までは、さらに軽減させることができる。

【0066】

適応ステップ・サイズを、信号の自己相関の値(the measure of signal autocorrelation)にいかにして最適に依存させるかを決定することは複雑な問題であるので、この発明はいくつかの方法および補聴器を提供する。これらは一見すると、いくらか別々または正反対のアプローチと感ずるかも知れない。以下、これらについて詳述する。

【0067】

この発明の一実施形態では、補聴器のフィードバック・キャンセル・フィルタのステップ・サイズは、図5の補償済信号(the compensated signal) e の自己相関値に依存して設定される。一実施形態では、キャンセル・フィルタは、式8または式9にしたがって調節されるFIRフィルタである。特定の実施形態では、基準信号に対して適応白色化フィルタが適用される(そして、同様のフィルタが適応誤差に適用される)。ステップ・サイズは、以下の式に従って設定される。これにより、自己相関計算は最大相関係数値 > 0.98 をもたらし、したがって速い適応速度が適用されて結果としてトーンが迅速にキャンセルされる。

【0068】

μ_{fast} : 大きなステップ・サイズ(速い適応速度)

μ_{slow} : 小さなステップ・サイズ(遅い適応速度)

$$r_e(\tau) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N e_k e_{k-\tau}}{\hat{\sigma}_e^2}$$

: 補償済信号に基づく自己相関係数

$$r_{max} = \max_{\tau} \{ |r_e(\tau)| \}$$

：最大相関係数

【 0 0 6 9 】

ステップ・サイズの調節手順は、次のとおりである。

$r_{\max} > 0.98$ の場合

$\mu_k = \mu_{\text{fast}}$

それ以外の場合

$\mu_k = \mu_{\text{slow}}$

【 0 0 7 0 】

別の実施形態では、ステップ・サイズは、基準信号の自己相関が増加するにつれて、単調関数にしたがって低減される。この実施形態では、スペクトル的な色づけが増加するにつれてステップ・サイズが低減される。

10

【 0 0 7 1 】

一実施形態では、キャンセル・フィルタは、式 8 または式 9 にしたがって調節される FIR フィルタである。特定の実施形態では、基準信号に対して適応白色化フィルタが適用される（そして、同様のフィルタが適応誤差に適用される）。フィードバック・キャンセル・フィルタ係数によってモデル化されたフィードバック経路モデルの歪みに起因する不要な発振の発生を防ぐために、ステップ・サイズは、以下のように、最大相関係数を増加させる手順にしたがって低減される。特定の実施形態では、フィードバック励起発振は、さらなる方策によって取り扱われる。その手順は以下のとおりである。

【 0 0 7 2 】

20

$\mu_1, \mu_2, \mu_{\max}$ ：増加度合のステップ・サイズ (step-sizes of increasing magnitude), $0 < \mu_1 < \mu_2 < \mu_{\max} < 2$

$T_{\max}, T_1, T_2$ ：減少度合の自己相関閾値 (Autocorrelation thresholds of decreasing magnitude), $1 > T_{\max} > T_1 > T_2 > 0$

$$r_e(\tau) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N e_k e_{k-\tau}}{\hat{\sigma}_e^2}$$

30

：自己相関係数

$$r_{\max} = \max_{\tau} \{ |r_e(\tau)| \}$$

：最大相関係数。

【 0 0 7 3 】

この手順では、ステップ・サイズは次のように調節される。

$r_{\max} > T_{\max}$ であれば、 $\mu_k = 0$

40

それ以外の場合で、 $r_{\max} > T_1$ であれば、 $\mu_k = \mu_1$

それ以外の場合で、 $r_{\max} > T_2$ であれば、 $\mu_k = \mu_2$

それ以外の場合は、 $\mu_k = \mu_{\max}$

【 0 0 7 4 】

上述の実施形態は、様々なやり方に変形することができる。多くの補聴器は複数の周波数帯域において動作するので、特定の実施形態では、自己相関係数は複数の帯域において別々に算出される。そのようにすることによって、スペクトル的な色づけが局所的に発生しているかどうかを検出することが容易になる場合が多い。その手順は次のとおりである。

【 0 0 7 5 】

$$r_e^{(i)}(\tau) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N e_k^{(i)} e_{k-\tau}^{(i)}}{(\hat{\sigma}_e^{(i)})^2}$$

：自己相関係数。(i)は、複数帯域 $i = \{1, \dots, B\}$ にわたるインデックス (an index) である。

そして $r_{\max}$ を再定義する (redefine)。

10

$$r_{\max} = \max_i \max_{\tau} \left\{ r_x^{(i)}(\tau) \right\}$$

：帯域 $1, \dots, B$ における最大相関係数。次に、複数帯域にわたる係数 (the coefficient over the bands) は、上述のようにステップ・サイズの調節に利用される。

【0076】

利得依存性 (Gain dependency)

利得依存性を考慮したこの発明の実施形態の説明は、S. Haykin 著「Adaptive Filter Theory, 3rd Edition」(Prentice-Hall, 1996年, アメリカ合衆国ニュージャージー) のセクション9.4における導出 (the derivations) に基づいている。中間結果およびさらなる仮定の詳細については、この文献を参照されたい。

20

【0077】

まず、次の量 (quantities) が導入される。

$$\hat{w}_k$$

：サンプル k における推定済み重みベクトル (Estimated weight vector at sample k)

30

$$\overline{w}$$

：キャンセル・フィルタの係数についての最適ウィーナー解 (Optimum Wiener solution for coefficients in the cancelling filter) (すなわち、フィルタ構造が、音響フィードバックを記述するのに十分な柔軟性を有するとした場合の真の係数)。

$$J_k \equiv E\{e_k^2\}$$

40

：サンプル k における平均二乗誤差

$$J_{\min} \equiv E\{\overline{e}_k^2\}$$

：ウィーナー解において評価された平均二乗誤差。上述のように、係数についてのウィーナー解が真の音響フィードバック経路に対応するとすると、次のようになる。

$$J_{\min} = E\{v_k^2\}$$

$$\varepsilon_k \equiv \bar{w} - \hat{w}_k$$

：係数誤差ベクトル，推定係数と「真の」係数との誤差

$$K_k \equiv E\{\varepsilon_k \varepsilon_k^T\}$$

10

：係数誤差ベクトルについての相関行列

【 0 0 7 8 】

さらに，基準信号 x_k が白色であると仮定する。ほとんどの現実の音環境ではこれは有効な仮定ではないが，適応白色化フィルタを使用すると有効にすることができる。一実施形態では，補聴器プロセッサ H の出力信号 x は適応白色化フィルタ（図 4 および 5 において図示略）に入力され，適応白色化フィルタの出力は適応キャンセル・フィルタに入力される。

【 0 0 7 9 】

20

まず，図 4 に示す構成を考える。ここでは，補償済マイクロフォン入力にシンプルな利得（a simple gain） G が乗算されて x_k が生成される。 x_k が白色であるとする，環境信号 v_k も白色である。上述のように，特定の実施形態では，白色化は適応白色化フィルタリングの結果として引き起こされる。さらに，以下の定義を行う。

【 0 0 8 0 】

$$R_x = E\{x_k x_k^T\} = \sigma^2 I$$

：基準信号についての相関行列である。

30

$$R_v = E\{v_k v_k^T\} = \sigma_v^2 I$$

：入力信号についての相関行列である。これは，キャンセル・フィルタ長が十分であるという仮定の下では， $J_{\min}$ に等しい。

【 0 0 8 1 】

S. Haykin 著「Adaptive Filter Theory, 3rd Edition」(Prentice-Hall, 1996 年, アメリカ合衆国ニュージャージー)によると，LMS アルゴリズムにおける係数誤差ベクトルの相関行列は，次式にしたがって得られる。

40

【数 1 1】

$$K_k = (I - \mu R_x) K_{k-1} (I - \mu R_x) + \mu^2 J_{\min} R_x$$

式 1 1

【 0 0 8 2 】

これを白色雑音基準信号 $R_x = \sigma^2 I$ に特化すると，次式が得られる。

【数 1 2】

$$\begin{aligned} K_k &= (I - \mu \sigma^2 I) K_{k-1} (I - \mu \sigma^2 I) + \mu^2 J_{\min} \sigma^2 I \\ &= (1 - \mu \sigma^2)^2 K_{k-1} + \mu^2 J_{\min} \sigma^2 I \end{aligned}$$

式 1 2

50

【 0 0 8 3 】

または，定常状態においては次式になる。

【数 1 3】

$$\begin{aligned}
 (1 - (1 - \mu\sigma^2)^2)K_\infty &= \mu^2 J_{\min} \sigma^2 I \\
 \Downarrow \\
 K_\infty &= \frac{\mu^2 J_{\min} \sigma^2}{2\mu\sigma^2 - \mu^2 \sigma^4} I \\
 &= \frac{J_{\min} \mu \sigma^2}{2\sigma^2 - \mu \sigma^4} I
 \end{aligned}
 \tag{式 1 3}$$

10

【 0 0 8 4 】

簡単化するために，一実施形態では，NLMSアルゴリズムの動作と同様に動作する，分散正規化によるLMSが用いられる。NLMSに関するよりフォーマルな扱いについては，D. T. M. Slockの「On the Convergence Behavior of the LMS and the Normalized LMS Algorithms」(IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 41, No. 9, 1993年9月, 2811～2824頁)を参照されたい。この実施形態では，ステップ・サイズは，基準信号の正確な分散(the exact variance of the reference signal)によって正規化される。すなわち，ステップ・サイズ

【数 1 4】

$$\mu = \frac{\bar{\mu}}{\sigma^2}, \tag{式 1 4}$$

20

が，上述の式に挿入され，次式が得られる。

【数 1 5】

$$\begin{aligned}
 K_\infty &= \frac{J_{\min} \bar{\mu}}{2\sigma^2 - \bar{\mu} \sigma^2} I \\
 &\approx \frac{J_{\min} \bar{\mu}}{2\sigma^2} I
 \end{aligned}
 \tag{式 1 5}$$

30

【 0 0 8 5 】

$J_{\min}$ は使用できないが(not available)，代わりに $J_{\min}$ の推定値，すなわち，次式が使用される。

$$\sigma_e^2 = E\{e_k^2\} = \frac{\sigma^2}{G^2}.$$

【 0 0 8 6 】

したがって，

【数 1 6】

$$K_\infty \approx \frac{\bar{\mu}}{2G^2} I \tag{式 1 6}$$

40

が得られる。または，個々のフィルタ係数の不確定性を考慮すると，次式のようになる。

【数 1 7】

$$\delta w_i = \sqrt{K_\infty^{(i,i)}} \approx \frac{\sqrt{\bar{\mu}/2}}{G}. \tag{式 1 7}$$

【 0 0 8 7 】

50

この結果は、フィルタ係数の特定の不確定性 (a specific uncertainty of the filter coefficients) を維持することが望まれる場合に、利得を係数 Δ 分減少させるたびに、ステップ・サイズを Δ^2 分減少させなければならないことを示している。

【 0 0 8 8 】

現代の補聴器にとってより妥当な一実施形態では、図 4 の信号 e に対する帯域分割フィルタを使用して、一部が重なり合ういくつかの周波数帯域 $\{e_k^{(1)}, e_k^{(2)}, \dots, e_k^{(B)}\}$ を生成する。これらの帯域のそれぞれについて、個別の増幅利得 $\{G^{(1)}, G^{(2)}, \dots, G^{(B)}\}$ を使用して、これらの帯域を合算して信号 x_k を生成する。フィルタ係数における特定の最大の不確定性を確保する (ensure) ための安全なアプローチの一つは、利得 $\{G^{(1)}, G^{(2)}, \dots, G^{(B)}\}$ のうちの最小利得における変化にしたがって、ス

10

【 0 0 8 9 】

補聴器プロセッサにおける増幅 (Amplification in the hearing aid processor)

次に、補聴器プロセッサにおける増幅を扱う実施形態を説明する。補聴器プロセッサにおいて得られる増幅は、通常、各種サブシステム (聴力損失を補償する圧縮装置、不要ノイズを減衰させる時間的ノイズ低減システム、自動利得制御、その他) の出力によって構成される。多くの場合、これらの各種システムは複数の周波数帯域において動作し、各帯域において個別の利得が割当てられる。補聴器によっては、補聴器プロセッサは適応広帯域フィルタであり、かつフィルタ調節のためのメカニズムが組み込まれており、これによって複数の周波数帯域における現在の音圧レベルに応じて振幅応答が変化する。

20

【 0 0 9 0 】

一実施形態では、フィードバック・キャンセル・フィルタの係数を適応させるために、式 8 の N L M S または式 9 の分散正規化による L M S のいずれかのアルゴリズムを用いること、およびステップ・サイズが一定であることが仮定される。式 17 から得られる重要な情報は、補聴器プロセッサの増幅利得の変化が適応速度に比べて遅ければ、安定余裕 (the stability margin) がほぼ一定になるということである。増幅利得が増加すると、キャンセル・フィルタの精度 (accurate) が同様に上がり、増幅利得が下がると精度は同様に下がる。しかしながら、ほとんどの補聴器では、増幅利得は、キャンセル・フィルタにおいて可能な適応速度に比べると高速に調節される。したがって、増幅利得が小さい期間があった場合には、キャンセル・フィルタの精度は下がっている。増幅度が突然上がると、閉ループ系が不安定になる可能性がある。

30

【 0 0 9 1 】

一実施形態では、この問題は、補聴器の増幅度が小さい場合の精度を上げることによって解決される。すなわち、増幅度が下がった場合、ステップ・サイズ μ を減少させ、増幅度が上がった場合は μ を増加させる。式 17 に従えば、公称ステップ・サイズ (a nominal step size) が選択されて、最大増幅利得時における所望の精度が提供され、このステップ・サイズは、増幅利得の減少分の二乗に比例して低減される。

【 0 0 9 2 】

別の実施形態では、補聴器プロセッサは、シンプルな増幅利得 (a simple amplification gain) に対応する。キャンセル・フィルタは、式 8 または式 9 にしたがって調節される F I R フィルタであり、基準信号に対しては適応白色化フィルタが適用される。特定の

40

実施形態では、同様のフィルタが適応誤差に対して適用される。それは、以下のとおりである。

【 0 0 9 3 】

$\mu_{\max}$: 最大ステップ・サイズ (最速の適応速度)

$G_{\max}$: 補聴器プロセッサにおいて用いられる最大増幅利得。この最大利得は、聴力損失に応じて、または安定限界 (これを超えると補聴器がハウリングを起こす) の推定値に応じて、設定できる。

G_k : 現在の増幅利得

【 0 0 9 4 】

50

式 17 を参照して、サンプル番号 k のステップ・サイズは、次式のように算出される。

【数 18】

$$\mu_k = \left(\frac{G_k}{G_{\max}} \right)^2 \mu_{\max}$$

式 18

【0095】

このステップ・サイズは、広帯域ソリューション (a wide band solution) を提供する方法または補聴器において使用される。

【0096】

複数帯域ソリューション (multi-band solution) を提供する一実施形態では、複数帯域補聴器 (multi-band hearing aid) において、信号は複数の周波数帯域に分割され、各帯域に増幅利得が適用され、それらの帯域が合算される。これについての控えめな (安全な) ステップ・サイズ制御 (a conservative step-size control) を以下に示す。

【0097】

$G_{\max, i}$: 補聴器プロセッサの帯域 i において用いられる最大増幅利得。この最大利得は、聴力損失に応じて、または安定限界 (これを超えると補聴器がハウリングを起こす) の推定値に応じて、設定できる。

$G_{i, k}$: 帯域 i において使用される現在の増幅利得。

【0098】

式 17 に基づいて、かつ、 B 個の周波数帯域において処理が行われるとすると、サンプル番号 k のステップ・サイズは、次式によって算出される。

【数 19】

$$\mu_k = \left(\min \left\{ \frac{G_{1,k}}{G_{\max,1}}, \frac{G_{2,k}}{G_{\max,2}}, \dots, \frac{G_{B,k}}{G_{\max,B}} \right\} \right)^2 \mu_{\max}$$

式 19

【0099】

適応一時停止 (Adaptation halt)

突発的な大きな音 (ドアをばたんと閉める音、ハンマーの音など) は、キャンセル・フィルタが N L M S 式のアルゴリズムによって更新されている場合には特に危険である。一般に、補聴器プロセッサは信号を遅延させる。これは、ほとんどの補聴器プロセッサが、フィルタバンク、F F T、および / または他のタイプのフィルタを含むためである。これは、突発的な大きな音が素早く図 5 の適応誤差 (e) となって発現するものの、キャンセル・フィルタ (x) の基準になる後まで時間がかかることを意味する。したがって、式 8 で示す N L M S 更新の場合は、式 8 の分母が小さく、誤差信号が大きいので、大きな音の発生直後の適応ステップが非常に大きくなる。さらに、これは、キャンセル・フィルタと音響フィードバック経路との間の食い違いに左右されない適応ステップである。

【0100】

この発明によると、音圧の突発的増加の発生を検出して、その後の適応を一時的に停止する方法および補聴器が提供される。この一実施形態が図 6 に示されている。以下説明する。

【0101】

補聴器の一部であるこのメカニズムへの入力は、たとえば、マイクロフォン信号 601 または補聴器の無指向性信号である。特定の実施形態では、この信号はフィルタリングされる。たとえば、一実施形態において、高周波数範囲でのみ動作するフィードバック・キャンセル・フィルタが実装されている場合、低周波数領域における挙動はさほど問題にならない。高周波成分を有する突発的な大きな音を検出するためには、周波数重付けフィルタ 602 が高域フィルタであればよい。次に、信号 X の絶対値が絶対値ブロック (Abs-block) 603 によって取得され、続いて平均器 (averager) 604 におけるスライディング平均 (sliding averaging) または他の何らかのタイプの振幅算出 (magnitude calculation) が行われる。絶対値の平均 Z は現在の音圧を反映する。この平均における時定数

10

20

30

40

50

または窓サイズは、少なくとも、補聴器プロセッサにおける遅延およびフィードバック・キャンセル・フィルタの長さに対応していなければならない。大きな音が発生したかどうかを検出するために、平均信号 Z は、一定の「閾値」によって定義される大きな量だけ (by a great amount) 増量されて、信号 A が得られる。信号 A は、ブロック 606 において、瞬時信号振幅 (the momentary signal magnitude) と比較される。瞬時信号振幅が信号 A より大きい場合、この音は「突発的な大きな音」 (a sudden loud sound) として識別される。これが発生した後のしばらくの間、適応を一時停止させるための一つの解決策は、 Y に適用されるピークホールド・ブロック 605 を使用することである。ピークホールド・ブロック 605 は、信号の最大値に関する情報を、その信号の発生後のしばらくの間、信号 B として記憶することができる。比較器 606 における信号 A と信号 B の比較によって、 $A < B$ が検出された場合は、`adapt_disable` (適応無効化) 信号 607 が送られることによって適応が一時停止される。

【0102】

大きな音 (必ずしも突発的ではなくてもよい) についても、補聴器の一または複数のコンポーネントにおいて非線形挙動 (a nonlinear behavior) を起こす可能性がある。音響フィードバック経路は、キャンセル・フィルタの側から見ると、マイクロフォン、レシーバ、入力変換器および出力変換器を含む。したがって、これらの装置のいずれかにおける飽和または過負荷 (saturation or overload) が、音響フィードバック経路における非線形性 (non-linearity) に対応する。フィードバック・キャンセルに線形フィルタ (FIR フィルタなど) が用いられるとすると、このフィルタは、非線形性が非常に高い飽和関数をモデル化するには不十分であって、適応誤差を発生させることがある。したがって、一実施形態では、このような状況を認識する検出器 (図示略) が適応メカニズムに含ませられ、そのキャンセル・フィルタの適応は非線形性が発生した場合に一時停止される。この適応は、特定の実施形態では、そのような状況の一つが検出されると、その後短時間、一時停止される。

【0103】

指向性システムへの依存 - 空間フィルタの効率の算出

(Dependency on Directional system-Calculating the efficiency of a spatial filter)

今日最も先進的な補聴器は、指向性マイクロフォン、または2個以上の無指向性マイクロフォン、または無指向性マイクロフォンと指向性マイクロフォンとの組み合わせが装備されている。指向性マイクロフォンは特殊なマイクロフォンであって、2つの受音口を備えて、「遅延減算」原理 ("delay-and-subtract" principle) にしたがって動作する。このようなマイクロフォンは、固定された指向性パターン (a fixed directional pattern) を有する信号をもたらす。2個以上の無指向性マイクロフォンに基づく指向性システムによって適応指向性パターンがもたらされ、かつ複数の周波数帯域において動作するように拡張されることで周波数によって異なる指向性パターンも可能である。たとえば、特許出願 WO 01/01731 (A1) 号を参照されたい。いずれにしても、空間フィルタリングは、多くの典型的な聴取状況における信号対ノイズ比を高める、非常に効率的な手段である。そのようなシステムの一例が、図7に示されている。

【0104】

所定時点における指向性システムの効率 (有効性) (the efficiency) を決定するには、指向性システムの前後の信号の推定ノルムを比較するのが有効である。広帯域信号を用いると、全体的な効率 (有効性) の推定値を求めることができ、いくつかの帯域通過フィルタリングされた信号を用いると、周波数に対する効率 (有効性) の推定値を求めることができる。

【0105】

様々なノルムが考えられるが、実用的なものとしては、現時点の前後にまたがる窓における関連する値を反映する近似が用いられる。一般的な p -ノルム定義を、そのいくつかの特殊なケースとともに、[式20] および表1に示す。

【 0 1 0 6 】

いくつかの窓 (some window) に対する信号の p - ノルムは、次式のように定義される。

【 数 2 0 】

$$N_x = \|x\|_p = \left(\sum_{k=0}^M F_k |x_k|^p \right)^{1/p} \quad \text{式 2 0}$$

$\{F_k\}$ は、窓関数 (フィルタ関数) を表す。各種の適用可能なノルムが表 1 に示されている (サイズ M の矩形窓関数とともに示されている)。

【 0 1 0 7 】

【 表 1 】

1 - ノルム	$\ x\ _1 = x_1 + \dots + x_M $
ユークリッド	$\ x\ _2 = \sqrt{x_1^2 + \dots + x_M^2}$
一般	$\ x\ _p = \left(x_1 ^p + \dots + x_M ^p \right)^{1/p} \quad \text{ここで, } 1 \leq p \leq \infty$
無限大	$\ x\ _\infty = \max\{ x_1 , \dots, x_M \}$
負の無限大	$\ x\ _{-\infty} = \min\{ x_1 , \dots, x_M \}$

表 1 : ノルム計算

【 0 1 0 8 】

このカテゴリで一般に行われるノルム算出は 1 - ノルムに基づく。サンプル時点 k において、ノルムは、次式のように、指数関数的忘却 (exponential forgetting) を有する再帰的更新 (the recursive update) によって算出される。

【 数 2 1 】

$$N_x(k) = \varphi |x_k| + (1 - \varphi) \cdot N_x(k-1) \quad \text{式 2 1}$$

ここで、 φ は定数である ($\varphi \in [0; 1]$) (この更新によって、ノルムもまた正規化され、窓の長さ (window length) に無関係になる)。

【 0 1 0 9 】

N_x が入力信号 x のノルムであって、 N_y が出力信号 y のノルムであるとする、 x および y が属する周波数帯域における指向性システムの効率 (有効性) は、次式によって算出される。

【 数 2 2 】

$$G = \frac{N_y}{N_x} \quad \text{式 2 2}$$

【 0 1 1 0 】

G が 0 に近い場合、指向性システムは非常に効率的であり、かなりの量のノイズまたは不要信号成分を、ほぼ除去する。

【 0 1 1 1 】

複数マイクロフォン・システムまたは指向性マイクロフォン・システムとの相互作用 (Interaction with multi-microphone or directional microphone system)

音の空間フィルタリングのための指向性システムは、音に適用される利得であると考えることができる。この「利得」は、選択された指向性パターンおよび個々の音源位置に応じて、様々な値をとる。状況に恵まれるとすると、指向性システムによってフィードバックの問題を低減することができるが、音源位置に関する正確な情報を持ち合わせない状況の方が一般的である。指向性システムを利得と考えると (when considering the directi

10

20

30

40

50

onal system as a gain), 図 10 および図 8 に示すような複数マイクロフォン実装において, 式 17 は, フィードバック・キャンセル・フィルタの精度 (正確性) のための役割を果たす (plays a role for the accuracy of the feedback cancelling filter) ことがわかっている。

【0112】

指向性システムによる増幅利得の全体的な変化は, 式 21 および式 22 にしたがって算出される。

【0113】

一実施形態では, 式 17 は, ステップ・サイズ制御を支配する (govern) ために用いられる。以下では, この実施形態による一実装 (an implementation) を, 図 8 を参照しながら説明する。

10

【0114】

図 8 は指向特性を有する補聴器を示している。キャンセル・フィルタは, 式 8 または式 9 にしたがって調節される FIR フィルタであり, 基準信号に対して適応白色化フィルタが適用される。特定の実施形態では, 同様のフィルタが適応誤差に適用される。以下の定義を行う。

【0115】

$N_{1,k}$: 第 1 の空間信号 32 のノルム。このノルムは式 21 にしたがって推定される。

$N_{2,k}$: 第 2 の空間信号 33 のノルム。このノルムは, 式 21 にしたがって推定される。

P_k : 結果として得られる指向性信号 34 のノルム。このノルムは, 式 21 にしたがって推定される。

20

$G_{1,k} = P_k / N_{1,k}$: 指向性重付けシステム 205 において行われる第 1 の空間信号 32 の低減。

$G_{2,k} = P_k / N_{2,k}$: 指向性重付けシステム 205 で行われる第 2 の空間信号 33 の低減。

μ_{max} : 最大ステップ・サイズ (最速の適応速度)。

【0116】

キャンセル・フィルタの精度の上限を維持するために, 一実施形態では, ステップ・サイズの変更は式 17 を用いて行われる。サンプル k について, 2 つのフィードバック・キャンセル・フィルタにおいて使用されるステップ・サイズ (複数) は, 次式で算出される。

30

【数 23】

$$\mu_{1,k} = G_{1,k}^2 \mu_{max}$$

式 23

【数 24】

$$\mu_{2,k} = G_{2,k}^2 \mu_{max}$$

式 24

【0117】

別の実施形態では, 複数帯域指向性システムが使用される。図 8 の信号 32 および 33 が複数の周波数帯域に分割され, その後まとめて重付けされて, 広帯域信号の重付けによって可能なノイズ低減よりも優れたノイズ低減が達成される場合は, 上述の定義の利得減少を, 各周波数帯域について算出しなければならない。次に, 各帯域について, ステップ・サイズ・パラメータを算出することができる。ここで, 最も安全なアプローチは, 以下のように, 2 つの分岐のそれぞれにおいて最小ステップ・サイズを得, これらをフィードバック・キャンセル・フィルタに用いることである。

40

【数 25】

$$\mu_{1,k} = \text{Min}\{\mu_{1,k}^{(1)}, \mu_{1,k}^{(2)}, \dots, \mu_{1,k}^{(B)}\}$$

式 25

【数 2 6】

$$\mu_{2,k} = \text{Min}\{\mu_{2,k}^{(1)}, \mu_{2,k}^{(2)}, \dots, \mu_{2,k}^{(B)}\}$$

式 2 6

【0 1 1 8】

他の実施形態 (Further embodiments)

図 8 から図 1 2 は、ステップ・サイズ (適応速度) 調節がステップ・サイズ制御ブロック 1 0 4, 3 0 4, および 4 0 4 として示されたサブシステムを含む補聴器構成の実施形態を示す。以下では、これらについて説明していく。

【0 1 1 9】

図 9 は、図 2 に示すものと同様、1 個のマイクロフォンを有する補聴器を示しており、図 2 とは、ステップ・サイズ制御ブロック 1 0 4 が導入されている点異なる。接続 7 は、増幅利得、自動利得コントローラの状態、およびノイズ低減性能などの情報を表すものである。ブロック 1 0 4 の出力 6 は、適応ブロック 1 0 3 において使用されるステップ・サイズ・パラメータである。後に明らかになるように、ステップ・サイズは、補聴器プロセッサの出力 3, マイクロフォン信号 1, およびフィードバック・キャンセル信号 4 に応じて設定される。

【0 1 2 0】

図 1 0 は、2 個のマイクロフォンを備え、各マイクロフォン信号に個別のフィードバック・キャンセルを行う補聴器を示している。補償済入力信号 4 0, 4 1 は、空間フィルタリング・システムへの入力として使用され、空間フィルタリング・システムは、複数の周波数帯域において適応的に動作することができる。結果として得られる指向性信号 4 2 は、補聴器プロセッサ 1 0 0 への入力として使用される。フィルタ 3 0 2 a, 3 0 2 b は、マイクロフォン信号 2 0, 2 1 のそれぞれに対するキャンセル信号 4 3, 4 4 を生成する。キャンセル・フィルタの適応は適応ブロック 3 0 3 で行われ、このブロックの出力結果 (outcome) は、2 セットのフィルタ係数 (two sets of filter coefficients) 4 6 a, 4 6 b である。ステップ・サイズ制御ブロック 3 0 4 は、補聴器プロセッサ 1 0 0 からのパラメータ、一または両方のマイクロフォン信号、両方のキャンセル・フィルタ出力、および補聴器プロセッサ 1 0 0 の出力に対して動作する。ステップ・サイズ制御ブロック 3 0 4 は、一つまたは二つのステップ・サイズ・パラメータ 4 5 a, 4 5 b を出力する。両方のマイクロフォンが無指向性の場合、典型的には、両方のキャンセル・フィルタを適応させることに同じステップ・サイズ・パラメータを使用することができる。

【0 1 2 1】

図 1 1 は、2 つの無指向性マイクロフォン、および空間ノイズフィルタリング用指向性システムを有しながら、フィードバック・キャンセル・フィルタを一つしか持たない補聴器を示している。この構成は、図 1 0 に示すものよりシンプルであるが、指向性システムは、フィードバック・キャンセル・フィルタの側から見ると、音響フィードバック・ループの一部になっている。したがって、指向性パターンにおける時間変化は、フィードバック・キャンセル・フィルタ係数の適応を必要とする。

【0 1 2 2】

図 1 2 は、図 3 に示すものと同様の構成を示しているが、ステップ・サイズ制御ブロック 4 0 4 が追加されている。このブロックは、2 つの個別のステップ・サイズ・パラメータ 3 7 a, 3 7 b を出力し、ステップ・サイズ・パラメータ 3 7 a, 3 7 b は、フィードバック・キャンセル・フィルタ 3 0 2 a, 3 0 2 b のそれぞれにおいて使用される係数 3 8 a, 3 8 b のブロック 4 0 3 における適応に、使用される。図 1 0 に示すものとは対照的に、この概念を用いることによって、適応誤差 (順応誤差) (adaptation error) の重付けに大きな違いが生じる。この違いによって、増幅利得が大きいユーザの下でも補聴器の安定性を確保することが容易になる場合が多い。

【0 1 2 3】

以下では、様々な調節の課題を改善するために適切な適応速度調節を行うことを目標とする、さらなる実施形態を説明する。

【 0 1 2 4 】

補聴器用アンチフィードバック・システム

(Anti-feedback systems for hearing aids)

式 7 から式 1 0 において定義されているような適応アルゴリズムのいずれかが、図 1 から図 3 および図 8 から図 1 2 に示すもののいずれかのような補聴器において使用される場合で、かつ、音入力が典型的な日常的音環境を表す場合、キャンセル・フィルタが音響フィードバック経路の正確なモデルとなることは達成されないであろう。L M S タイプの適応アルゴリズムが一定のステップ・サイズ μ で使用される場合、推定済フィードバック経路の精度は、以下のいくつかの要因に依存する。

【 0 1 2 5 】

- 1) 適応速度の値
- 2) 補聴器プロセッサブロック 1 0 0 の機能および増幅
- 3) 一つまたは複数のマイクロフォン信号の「状況」(信号はスペクトル的に色づけされているか？または信号は「ノイズ状」か？)
- 4) 複数マイクロフォンの指向性システムの性能(そのようなシステムが補聴器と一体化されている場合)
- 5) 音響フィードバック経路

【 0 1 2 6 】

アンチフィードバック・フィルタを高精度にするために、一実施形態では、適応ステップ・サイズは、上記 2) ~ 5) にしたがって制御される。以下では、各事例におけるステップ・サイズ・パラメータの調節方法の提案とともに、上述の各項目についてさらなるコメントを述べることにする。

【 0 1 2 7 】

個々の作用の結合

(Combining the individual effects)

ここまでは、補聴器に入る信号についての様々な観察、ならびに補聴器の状態および挙動について、それに応じてステップ・サイズ・パラメータを調節することの提案とともに説明してきた。以下では、様々な作用を各フィードバック・キャンセル・フィルタの単一ステップ・サイズ・パラメータにまとめる方法に関して、さらなる実施形態を説明する。

【 0 1 2 8 】

まず、2 つのマイクロフォンが実装された補聴器を示す図 1 2 を参照して、指向性システムおよび 2 経路フィードバック・キャンセル・フィルタを有する補聴器の一実施形態を説明する。特定の実施形態では、2 つのフィードバック・キャンセル・フィルタ 3 0 2 a および 3 0 2 b は F I R タイプのフィルタであり、係数は、式 9 で定義したような分散正規化による L M S、または式 8 で定義したような N L M S のような適応ブロック 4 0 3 によって調節される。適応ブロック 4 0 3 は、一実施形態では、基準信号 3 に対して適用される適応白色化フィルタを含み、このフィルタは、適応誤差に対して、またはさらなる実施形態では信号 3 0、3 1、3 2、および 3 3 に対して、同様に使用される。特定の実施形態では、補聴器は B 個の周波数帯域を有しており、各帯域は、個別の増幅利得および個別の指向性パターンを持つ。適応ステップ・サイズ制御装置 4 0 4 は、増幅利得に関する情報を補聴器プロセッサから受取り、帯域分割された適応誤差を、信号 5 1、5 2 から、または単純化して信号 5 3 から、受取る。帯域分割された適応誤差は、各帯域の正規化自己相関または別のタイプの自己相似性関数の算出に使用される。さらに、以下の定義を行う。

【 0 1 2 9 】

$$N_{1,k}^{(i)}$$

：第 1 の空間信号 5 1 の i 番目の周波数帯域のノルム。このノルムは、式 2 1 にしたがって推定される。

$$N_{2,k}^{(i)}$$

：第 2 の空間信号 5 2 の i 番目の周波数帯域のノルム。このノルムは，式 2 1 にしたがって推定される。

$$P_k^{(i)}$$

：結果として得られる指向性信号 5 3 の i 番目の周波数帯域のノルム。このノルムは，式 2 1 にしたがって推定される。

10

$$G_{1,k}^{(i)} = P_k^{(i)} / N_{1,k}^{(i)}$$

：指向性重付けシステム 2 0 5 の i 番目の周波数帯域において生じる第 1 の空間信号 5 1 の低減。

$$G_{2,k}^{(i)} = P_k^{(i)} / N_{2,k}^{(i)}$$

20

：指向性重み付けシステム 2 0 5 の i 番目の周波数帯域において生じる第 2 の空間信号 5 2 の低減。

$$\overline{G}_k^{(i)}$$

：補聴器プロセッサにおいて算出される，帯域 (i) についての現在の増幅利得。

$$\overline{G}_{\max}^{(i)}$$

30

：補聴器プロセッサにおいて使用可能な最大増幅利得。この最大利得は，聴力損失に応じて，または安定限界（これを超えると補聴器がハウリングを起こすであろう）の推定値に応じて，設定できる。

$$r_e^{(i)}(\tau) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N e_k^{(i)} e_{k-\tau}^{(i)}}{(\hat{\sigma}_e^{(i)})^2}$$

40

：フィードバック補償済信号の i 番目の帯域についての自己相関係数。 $\tau_0 < \tau \leq N$ 。
 τ_0 は，音がレシーバに送られてからマイクロフォンに拾われるまでの，標準的な伝送遅延である。N は，キャンセル・フィルタにおいて使用されているタップ付き遅延線の長さである。

$$\mu_{\max}$$

：最大ステップ・サイズ（最速の適応速度）。

50

【 0 1 3 0 】

帯域 i について，増幅利得に起因する，ステップ・サイズ・デクリメント係数を算出する。

【 数 2 7 】

$$\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} = \left(\frac{\bar{G}_k^{(i)}}{\bar{G}_{\max}^{(i)}} \right)^2 \quad \text{式 2 7}$$

また，各キャンセル分岐についてさらに，空間フィルタリングに基づくデクリメント係数セット (a set of decrement factors due to the spatial filtering) を，次式のよう

10

【 数 2 8 】

$$\Delta \mu_{1,k}^{(i)} = \left(G_{1,k}^{(i)} \right)^2 \quad \text{式 2 8}$$

【 数 2 9 】

$$\Delta \mu_{2,k}^{(i)} = \left(G_{2,k}^{(i)} \right)^2 \quad \text{式 2 9}$$

【 0 1 3 1 】

したがって，大きなデクリメント係数 (a large decrement factor) は小さな値 $\Delta \mu$ と等価である。

【 0 1 3 2 】

20

－実施形態では，それぞれの周波数帯域における自己相関係数は，補聴器プロセッサへのフィードバック補償済入力 (the feedback compensated inputs) から算出される。ここで，デクリメント係数は，各帯域の自己相関係数の最大値 (the maximum magnitude of the autocorrelation coefficients for each band) にしたがって，次のように算出される (増幅利得は最大であるとする) (assuming the amplification gain is maximum)。
 $\Delta \mu_1, \Delta \mu_2$: 値を減少させるデクリメント係数 (Decrement factors of decreasing magnitude), $0 < \Delta \mu_1 < \Delta \mu_2 < 1$
 $T_{\max}, T_1, T_2$: 値を減少させる自己相関閾値, $1 > T_{\max} > T_1 > T_2 > 0$

$$\max_{\tau} \left(r_k^{(i)}(\tau) \right) > T_1$$

30

であれば，

$$\Delta \tilde{\mu}_k^{(i)} = \Delta \mu_1$$

それ以外の場合で，

$$\max_{\tau} \left(r_k^{(i)}(\tau) \right) > T_2$$

40

であれば，

$$\Delta \tilde{\mu}_k^{(i)} = \Delta \mu_2$$

【 0 1 3 3 】

各種デクリメント係数を，様々な方法で結合 (combined) することができる。好ましい実施形態では，次式のように，各帯域において，指向性システムの増幅利得および効率 (

50

the amplification gain and efficiency of the directional system) に基づくステップ・サイズ・デクリメント係数

$$\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{1,k}^{(i)}$$

と，適応誤差の色づけ (the colouring of the adaptation error) に基づくステップ・サイズ・デクリメント係数が比較される。

【数 3 0】

$$\Delta\mu_{1,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{1,k}^{(i)}, \sqrt{\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{1,k}^{(i)}} \cdot \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \right) \right) \quad \text{式 3 0}$$

10

【数 3 1】

$$\Delta\mu_{2,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{2,k}^{(i)}, \sqrt{\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{2,k}^{(i)}} \cdot \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \right) \right) \quad \text{式 3 1}$$

【0 1 3 4】

上述したように，フィードバック・キャンセル・フィルタにおける（開ループ内の，かつ固定ステップ・サイズに関する）誤差は，補聴器プロセッサにおける利得に反比例する。この依存関係は，色づけに基づくデクリメント係数 (the decrement factor due to the colouring) を，他の 2 つのタイプのデクリメント係数の積の平方根 (the square root of the product of the two other types of decrement factor) に乗ずることによって表現することができる。これは，この平方根が，最大増幅利得のデクリメントに比例するためである。これらの算出の後，複数の帯域の中の最大のデクリメント係数（最小値） (the largest decrement factor (smallest value) over bands) が選択される。各分岐について，結果として得られるステップ・サイズは，次のとおりである。

20

【数 3 2】

$$\mu_{1,k} = \Delta\mu_{1,k} \cdot \mu_{\max} \quad \text{式 3 2}$$

【数 3 3】

$$\mu_{2,k} = \Delta\mu_{2,k} \cdot \mu_{\max} \quad \text{式 3 3}$$

30

【0 1 3 5】

よりシンプルな，ただし，非常に控えめなストラテジにしたがう一実施形態では，次のように，デクリメント同士が各帯域内で乗ぜられ (the decrements are multiplied with in each band)，その後，最大デクリメントをもたらす係数が選択される。

【数 3 4】

$$\Delta\mu_{1,k} = \min_i \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{1,k}^{(i)} \right) \quad \text{式 3 4}$$

【数 3 5】

$$5 \quad \Delta\mu_{2,k} = \min_i \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{2,k}^{(i)} \right) \quad \text{式 3 5}$$

40

【0 1 3 6】

シンプルなストラテジによるさらに別の実施形態では，自己相関ベースのデクリメントは，他の 2 つのタイプのデクリメント（利得ベースおよびスペクトル色づけベース）と別個に処理される。このケースでは，次のように，

$$\Delta\tilde{\mu}_k^{(i)}$$

は，最大利得に対応するのではなく標準的利得 (a typical gain) に対応するのがより適切である。

【数 3 6】

$$\Delta\mu_{1,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{1,k}^{(i)}, \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \right) \right) \quad \text{式 3 6}$$

【数 3 7】

$$\Delta\mu_{2,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{2,k}^{(i)}, \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \right) \right) \quad \text{式 3 7}$$

【0 1 3 7】

特定の実施形態では、ステップ・サイズ・パラメータの算出値は、大きな相関が検出された場合または大きな音が突発的に発生した場合には、変更を余儀なくされる (overruled)。このような状況では、キャンセル・フィルタ係数を適応させることが一時停止される。すなわち、次のとおりである。

10

$$\max_i \left(\max_{\tau} \left(r_k^{(i)}(\tau) \right) \right) > T_{\max}$$

であるか、または図 6 に示す回路によって突発的な大きな音が検出された場合には、 $\mu_{1,k} = \mu_{2,k} = 0$ とされる。

【0 1 3 8】

以下、補聴器の音響環境に応じた、補聴器のフィードバック・キャンセル・フィルタの適応速度の調節手法についてのこの発明の実施形態をまとめておく。

20

【0 1 3 9】

増幅利得 (the amplification gain) が公称利得 (通常利得) (a normal gain) と比較して係数 Δ 分増加した (減少した) 場合、ステップ・サイズを公称ステップ・サイズ (the normal step size) と比較して Δ^2 分増加 (減少) させなければならない。

【0 1 4 0】

複数の周波数帯域において動作している場合には最小増幅利得は決定的である (the lowest gain is decisive)。最小利得 (the lowest gain) が公称利得と比較して係数 Δ 分増加した (減少した) 場合は、ステップ・サイズを公称ステップ・サイズと比較して Δ^2 分増加 (減少) させなければならない。

【0 1 4 1】

30

たとえば、式 2、式 3、式 4 または式 5 によって測定された自己相関が高い (high) 場合は、ステップ・サイズは大幅に増加させられる。

【0 1 4 2】

自己相関または同様の信号の自己相似性の尺度 (measure) と、ステップ・サイズとの間の単調な対応関係 (a monotonic correspondence) が実装され、相関または「自己相似性」を増加させるために、ステップ・サイズが減少される。

【0 1 4 3】

自己相関または同様の信号の自己相似性の尺度が信号中に純音が存在することを示す場合には、適応は停止される (ステップ・サイズ = 0)。

【0 1 4 4】

40

複数帯域補聴器では、自己相関または同様の信号の自己相似性の尺度は、それぞれの帯域中において算出されることができる。複数の帯域にわたる自己相関の絶対値の最大値を選択して、これをステップ・サイズに対して決定的にすることが提案される。

【0 1 4 5】

受信信号の音圧が突然増加した場合には、適応を停止しなければならない。この停止は、その後しばらくの間継続される。

【0 1 4 6】

広帯域信号に対して動作している指向性システムでは、システムの効率 (有効性) (the efficiency of the system) は、フィードバック補償済信号と指向性出力信号の比 (the ratio between the feedback compensated signal(s) and the directional output si

50

gnal)によって定義される。ノルムが係数 Δ 分減少した場合、ステップ・サイズを公称ステップ・サイズと比較して Δ^2 分減少させなければならない。

【0147】

複数帯域指向性システムの場合には、効率はそれぞれの帯域中において算出される。ステップ・サイズは、複数の帯域にわたって算出される最大係数 Δ^2 にしたがって、低減される。

【0148】

複数帯域の場合は、各帯域における指向性システムの増幅利得および効率を結合して、ステップ・サイズを、公称値の最大減少分(as the maximum reduction of the nominal value)をとって、選択する。

10

【0149】

複数帯域システムで動作している場合は、複数の帯域において、「利得制御」、「相関制御」、および「指向性フィルタ制御」を結合して、等価ステップ・サイズ・セット(a set of equivalent step sizes)を求める。次に、これらのうちの最小のステップ・サイズを選択して、これを最終的なステップ・サイズとして使用する。

【0150】

さらなる実施形態では、これらの原理は、3つ以上のマイクロフォンを有する補聴器にも、うまく適用することができる。

【0151】

上述した特徴のすべての適切な組み合わせが、それらの組み合わせのかたちで明示的に説明されていなくても、この発明に属するとみなされる。

20

【0152】

この発明の実施形態では、この明細書に記載の補聴器は、補聴器に適した信号処理装置(たとえば、デジタル信号プロセッサ、アナログ/デジタル信号処理システム(フィールド・プログラマブル・ゲートアレイ(FPGA)を含む)、標準的プロセッサ、または特定用途向け信号プロセッサ(ASSPまたはASIC)など)に実装されることができる。明らかではあるが、システム全体が一つのデジタル・コンポーネントに実装されるのが好ましいが、一部の要素が(当業者には全て既知である)他の様式で実装されてもよい。

【0153】

この発明の実施形態による補聴器、方法および装置は、任意の好適なデジタル信号処理システムのかたちで実装されることができる。この補聴器、方法および装置は、たとえば、フィッティング時にオーディオロジストによって使用されることもできる。この発明による方法は、この明細書に記載の実施形態による方法を実行する実行可能プログラム・コードを含むコンピュータ・プログラムのかたちで実装されることができる。クライアント・サーバ環境が使用される場合には、この発明の一実施形態は、この発明によるシステムを具現化し、この発明による方法を実行するコンピュータ・プログラムをホストする、リモート・サーバ・コンピュータを備える。別の実施形態では、この発明によるコンピュータ・プログラムを記憶するために、コンピュータ可読記憶媒体(たとえば、フロッピー・ディスク、メモリ・スティック、CD-ROM、DVD、フラッシュ・メモリ、または他の任意の好適な記憶媒体)のようなコンピュータ・プログラム製品が、提供される。

30

40

【0154】

さらなる実施形態では、このプログラム・コードは、デジタル補聴器のメモリまたはコンピュータ・メモリに記憶され、補聴器の装置自体、または補聴器の処理装置(CPUなど)によって、または、この明細書に記載の実施形態による方法を実行する他の任意の好適なプロセッサまたはコンピュータによって、実行されることができる。

【0155】

この発明の原理を、この発明の実施形態において説明および図示してきたが、この発明が、そのような原理から逸脱することなく、構成および細部において修正可能であることは、当業者であれば理解されよう。添付する特許請求の範囲によって規定されるように、この発明の範囲内において変更および修正が可能である。

50

【図面の簡単な説明】

【 0 1 5 6 】

【図 1】 先行技術にしたがう適応フィードバック・キャンセル・フィルタを有する補聴器を示す。

【図 2】 先行技術にしたがうフィードバック適応メカニズムを有する補聴器を示す。

【図 3】 先行技術にしたがう 2 つのマイクロフォンおよび 2 つの適応フィードバック・キャンセル・フィルタを有する補聴器を示す。

【図 4】 この発明の一実施形態による補聴器の概略ブロック図である。

【図 5】 高い自己相関を有する信号の作用を概略的に示す，図 4 の補聴器の概略ブロック図である。

10

【図 6】 突発的な音を検出する手段を有する，この発明の一実施形態による補聴器の概略ブロック図である。

【図 7】 指向特性を有する，先行技術の補聴器の概略ブロック図である。

【図 8】 適応フィードバック・キャンセル・フィルタを有し，かつ指向特性を有する，この発明の一実施形態による補聴器を示す。

【図 9】 適応フィードバック・キャンセル・フィルタを有し，かつステップ・サイズ制御ブロックを有する，この発明の一実施形態による補聴器を示す。

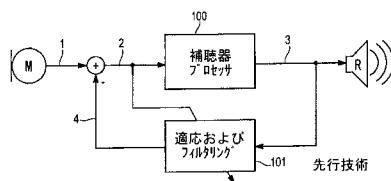
【図 10】 2 つのマイクロフォンを有し，かつ 2 つの適応フィードバック・キャンセル・フィルタを有する，この発明の一実施形態による補聴器を示す。

20

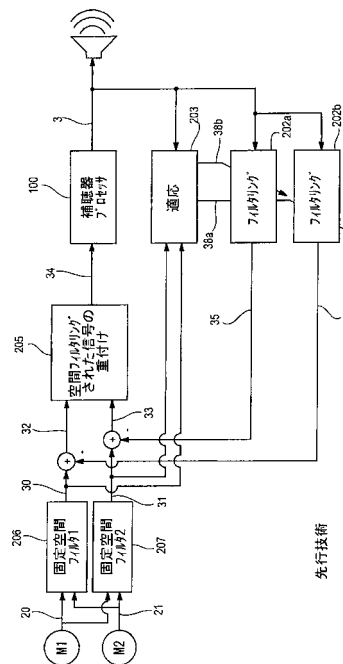
【図 11】 2 つのマイクロフォンを有し，かつ一つの適応フィードバック・キャンセル・フィルタを有する，この発明の一実施形態による補聴器を示す。

【図 12】 2 つのマイクロフォンを有し，かつステップ・サイズ制御を有する，この発明の一実施形態による補聴器を示す。

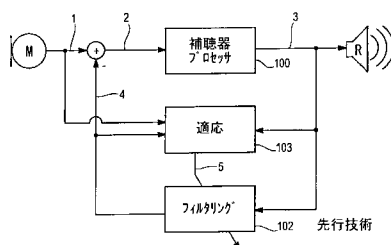
【図 1】



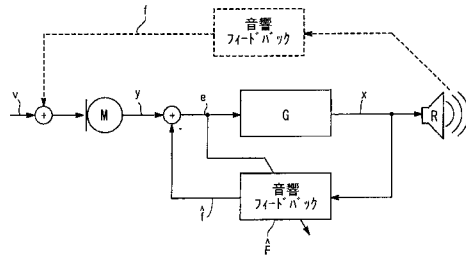
【図 3】



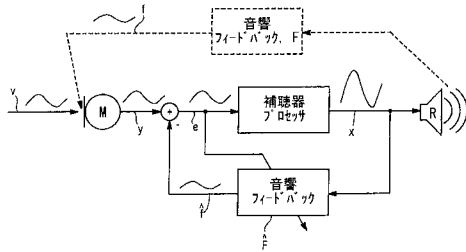
【図 2】



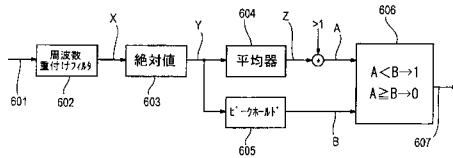
【図 4】



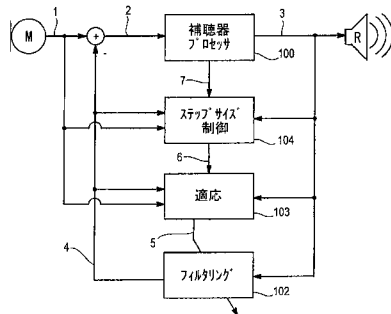
【図 5】



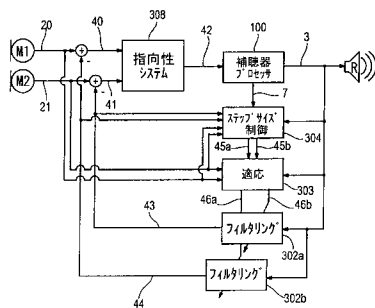
【図 6】



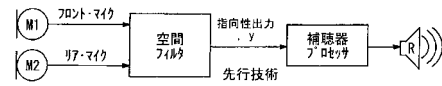
【図 9】



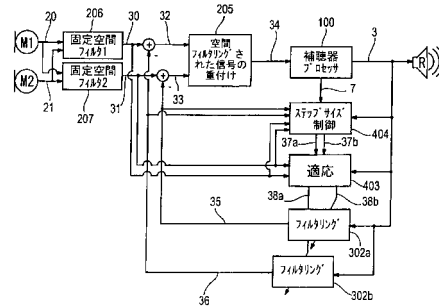
【図 10】



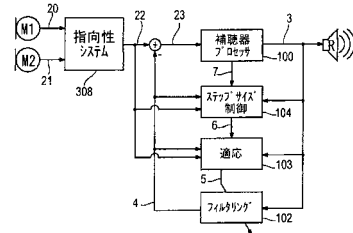
【図 7】



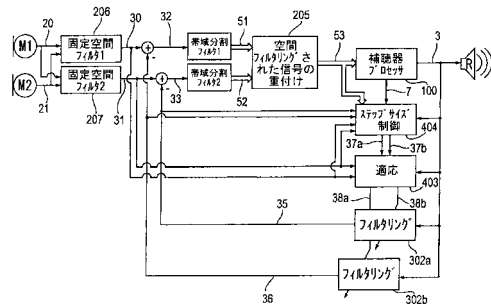
【図 8】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 ノルハールト・ペテル・マホニウス
デンマーク国, デーケー - 2 0 0 0 フレデリクスベルフ, 3 . テフ, フィンセンフェイ 4 6
ペー

(72)発明者 フォー・ヘルヘ・ポントッピダン
デンマーク国, デーケー - 3 6 6 0 ステンルーゼ, フリトフテン 5

審査官 鈴木 圭一郎

(56)参考文献 国際公開第2 0 0 5 / 0 2 0 6 3 2 (W O , A 1)
特開昭6 3 - 0 0 4 7 9 5 (J P , A)
特開昭6 3 - 0 0 1 2 9 6 (J P , A)
特開2 0 0 3 - 0 0 9 2 7 8 (J P , A)
米国特許第0 7 1 0 6 8 7 1 (U S , B 1)
国際公開第2 0 0 5 / 0 9 1 6 7 5 (W O , A 1)
国際公開第2 0 0 2 / 0 2 5 9 9 6 (W O , A 1)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H04R 25/00-25/04
H04R 3/00-3/12