

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報 ( B 2 )

(11)特許番号

特許第 3 3 4 6 6 1 1 号

( P 3 3 4 6 6 1 1 )

(45)発行日 平成14年11月18日(2002.11.18)

(24)登録日 平成14年9月6日(2002.9.6)

(51)Int. Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

H 0 4 B 3/23

H 0 4 B 3/23

請求項の数 2

(全 6 頁)

(21)出願番号 特願平5-217183

(22)出願日 平成5年9月1日(1993.9.1)

(65)公開番号 特開平7-74681

(43)公開日 平成7年3月17日(1995.3.17)

審査請求日 平成11年11月11日(1999.11.11)

(73)特許権者 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72)発明者 守谷 健弘

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本

電信電話株式会社内

(72)発明者 島田 正治

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本

電信電話株式会社内

(72)発明者 牧野 昭二

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日本

電信電話株式会社内

(74)代理人 100066153

弁理士 草野 卓

審査官 桑江 晃

最終頁に続く

(54)【発明の名称】エコーキャンセラー

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 反響路への信号を疑似反響路に通してインパルス応答をたたみ込み、その疑似反響路の出力を上記反響路よりの信号から消去回路で差し引き、その消去回路の出力と、上記反響路への信号とをインパルス応答推定手段に入力して上記反響路のインパルス応答を推定し、その推定結果を上記疑似反響路に設定するエコーキャンセラーにおいて、

上記疑似反響路と、上記消去回路と、上記インパルス応答推定手段とよりなるエコー消去手段の複数が、そのインパルス応答推定手段を互いに異ならせて設けられ、これら消去手段から、その残留反響量が最も小さいものを選択する手段を具備し、

上記反響路に対する送、受信音声信号に対し、符号化ブロック単位で遅延が生じる符号化、復号化を行う符号化

2

器、復号化器が設けられ、上記符号化、復号化の遅延の間に、上記インパルス応答の推定と、上記選択とがなされることを特徴とするエコーキャンセラー。

【請求項 2】 上記インパルス応答推定手段の 1 つはバンド幅拡大合成フィルタを通した復号励振源からの復号励振信号と、上記消去回路からの出力とでインパルス応答の推定を行うことを特徴とする請求項 1 記載のエコーキャンセラー。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【産業上の利用分野】この発明は拡声電話系会議通信系、2線4線変換系、などにおいて、ハウリングの原因、聴覚上の障害となる反響信号を消去するエコーキャンセラーに関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】高能率音声符号化、復号化器を備えた拡声型通信端末装置を図 3 A に示す。入力端子 1 1 を通じて受信された伝送路からの信号は伝送路復号器 1 2 でベースバンド信号に復号され、そのベースバンド信号は音声復号化器 1 3 で符号化音声信号が、例えば電話帯域の音声信号に復号され、更に D / A 変換器 1 4 でアナログ信号に変換される。このアナログ音声信号はスピーカ 1 5 へ供給され、音響信号として放声される。一方マイクロホン 1 6 で受信された音声信号は A / D 変換器 1 7 でデジタル信号に変換され、消去回路 1 8 で反響信号が消去されて音声符号化器 1 9 へ供給され、高能率音声符号化され、その符号化音声信号は伝送路符号器 2 1 で伝送路上の信号に符号化されて出力端子 2 2 より伝送路へ送信される。スピーカ 1 5 から放音された音響信号がマイクロホン 1 6 で捕捉され、反響信号として送信されるのを防止するため、スピーカ 1 5 とマイクロホン 1 6 とを結合する反響路 2 3 を模擬した疑似反響路 2 4 がスピーカ 1 5 の入力側に接続され、スピーカ 1 5 への信号が疑似反響路 2 4 に分岐供給され、これを通った出力が消去回路 1 8 へ供給され、マイクロホン 1 6 からの信号から差し引かれ、つまり反響信号が打消されるようにされる。スピーカ 1 5 の入力信号と、消去回路 1 8 の出力信号とがインパルス応答推定部 2 5 に入力されて、反響路 2 3 のインパルス応答が推定され、その推定インパルス応答特性が疑似反響路 2 4 に設定され、疑似反響路 2 4 に入力された信号に対しインパルス応答をたたみ込むようにされている。

【0003】同様に 4 線 2 線変換系においては、図 3 B に図 3 A と対応する部分に同一符号を付けて示すように、D / A 変換器 1 4 の出力側と、A / D 変換器 1 7 の入力側とがハイブリッドトランス 2 6 の 4 線側端子に接続され、ハイブリッドトランス 2 6 の 2 線側端子に 2 線式伝送路 2 7 が接続される。D / A 変換器 1 4 の出力信号がハイブリッドトランス 2 6 より漏れて A / D 変換器 1 7 側へ達する反響路 2 8 が存在し、この反響路 2 8 を通じる反響信号を消去回路 1 8 で図 3 A の場合と同様に打消すようにされる。

【0004】また図 4 に示すように移動無線通信の基地局 2 9 においてはアナログネットワーク 3 1 よりのデジタルの音声信号が音声符号化器 1 9 で符号化され、更に伝送路符号器 2 1 で符号化されて無線回線で移動端末機器 3 2 へ送信され、移動端末機器 3 2 において、基地局 2 9 の信号は伝送路復号器 3 3 でベースバンド信号とされ、更に音声復号化器 3 4 で音声信号に復号化され、その音声信号は D / A 変換器 1 4 でアナログ信号とされてスピーカ 1 5 へ供給される。マイクロホン 1 6 からの音声信号は A / D 変換器 1 7 でデジタル信号とされ、音声符号化器 3 5 で高能率符号化され、その符号化出力は伝送路符号器 3 6 で伝送路上の符号信号とされて無線回線で基地局 2 9 へ送信される。基地局 2 9 では受信し

た信号を伝送路復号器 1 2 でベースバンド信号に復号され、そのベースバンド信号は音声復号化器 1 3 でデジタル音声信号に復号化されてアナログネットワーク 3 1 へ送出される。この場合もスピーカ 1 5 からマイクロホン 1 6 への反響路 2 3 が構成され、その反響路 2 3 を通じる反響信号の打消が、基地局 2 9 の音声符号化器 1 9 の入力側と音声復号化器 1 3 の出力側との間に設けられた疑似反響路 2 4、消去回路 1 8、インパルス応答推定部 2 5 により行われる。

10 【0005】図 3 A、3 B、図 4 中の音声符号化器、音声復号化器は、線形予測を用いて高能率で音声信号を符号化、復号化するもので、例えば CELP (Code Excited Linear Prediction: 符号励振線形予測) 符号化方式が用いられる。これは簡単に述べると図 5 A に示すように入力音声信号は LPC 分析部 4 1 で LPC 分析されてブロックごとにスペクトル包絡パラメータが求められ、このパラメータが線形予測合成フィルタ 4 2 にフィルタ係数として設定される。励振源 4 3 から選択された励振信号が利得部 4 4 で利得が与えられて線形予測合成フィルタ 4 2 へ励振信号として供給される。合成フィルタ 4 2 で音声合成された合成信号の入力音声信号に対する歪が最小になるように励振源 4 3 の励振信号の選択と、利得部 4 4 に与える利得制御とが歪評価部 4 5 で行われ、入力音声信号がブロック単位で選択した励振信号 (ベクトル) を示すコードと、設定した利得を示すコードと、スペクトル包絡パラメータとが符号化信号として出力される。

20 【0006】この符号化信号を復号化する復号化器は図 5 B に示すように、スペクトル包絡復号器 4 7 でスペクトル包絡パラメータが取出され、線形予測合成フィルタ 4 8 にフィルタ係数として設定され、また励振源復号器 4 9 により励振信号が選択復号され、その励振信号は利得部 5 1 で復号された利得が与えられて線形予測合成フィルタ 4 8 に励振信号として入力され、合成フィルタ 4 8 から音声信号が復元出力される。

30 【0007】

【発明が解決しようとする課題】反響信号消去に要求される条件は音響エコーと回線エコーで異なるが、ともに高能率音声符号復号装置 (CODEC) と併用される場合があり、反響信号消去の原理は共通であるので、以下では音響エコーキャンセラーに限定して説明する。

40 【0008】反響路のインパルス応答を推定する方法としては音声通信を開始する前に広い帯域の雑音をスピーカ 1 5 から放音して、マイクロホン 1 6 から入力した信号を使う方法がある。この方法ではスピーカ 1 5 からの信号の帯域が広いので正確なインパルス応答が短時間で推定できるが、反響路 2 3 のインパルス応答の変動には追従できないという難点がある。

50 【0009】この方法とは別に音声信号を使いながらインパルス応答の推定を逐次修正する方法がある。この方

法の問題点はインパルス応答の変動に追従する速度と推定精度、推定の演算量などである。追従する速度と精度は両立させるのが難しい。また推定方法として簡便な学習同定法を用いると、入力信号として音声のように低い周波数領域に偏った信号の場合に追従する速度が極端に低下する。これらの難点を解決するために種々の方法が試みられているが、演算量の増加などの実用的問題が十分に解決されていない。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明によれば疑似反響路と、消去回路と、インパルス応答推定手段とよりなるエコー消去手段が複数設けられ、これら複数のエコー消去手段は、そのインパルス応答推定手段が互いに異ならされている。これら消去手段から、その残留反響量が最も小さいものが選択手段により選択される。

【0011】このようにエコー消去手段を評価し、その最良のものを選択するため、インパルス応答の推定や、その更新に遅れが生じるが、反響路に対する送、受信音声信号に対し、遅延が生じる符号化、復号化を行う符号化器、復号化器が設けられる場合は、その符号化、復号化の遅延の間に、インパルス応答の推定と、残留反響が最小のものの選択がなされ、システムとしての遅延の増加は伴わないようにされる。

【0012】

【実施例】図1にこの発明の実施例を示し、図3と対応する部分に同一符号を付けてある。この例では消去回路18aと、疑似反響路24aと、インパルス応答推定部25aとよりなる反響消去手段55aと、消去回路18\*

$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n + (e_n / \|\mathbf{x}_n\|^2) \mathbf{x}_n \quad (1)$$

また反響信号は

$$e_n = y_n - \mathbf{h}_n^T \mathbf{x}_n \quad (2)$$

として消去する。従来においてはこのようになされていたが、この実施例では簡単のために1サンプルの遅延が許される場合を考える。すなわちn時点のインパルス応答を推定するのに  $\mathbf{x}_{n+1}$  と  $e_{n+1}$  がわかるものとする。このとき定数の複数種類  $\alpha, \beta$  に対して式(1)を使って  $\mathbf{h}_n$  と  $\mathbf{h}_{n+1}$  の推定を行なう。n時点での具体的な手順は以下になる。

【0015】・まず  $\alpha$  を使って、インパルス応答推定部25aで  $\mathbf{h}_{n+1}(0)$  を推定する。そして消去回路18

aの出力として  $e_{n+1}(0)$  を求める。

・次に別の  $\beta$  を使って、インパルス応答推定部25bで  $\mathbf{h}_{n+1}(1)$  を推定し、消去回路18bの出力として  $e_{n+1}(1)$  を求める。

・評価選択部56で  $e_{n+1}(0)$  と  $e_{n+1}(1)$  を比較し、小さい方の  $\beta$  を使って疑似反響路24a, 24bの  $\mathbf{h}_{n+1}$  を更新し、かつ  $e_{n+1}(0)$ ,  $e_{n+1}(1)$  の最小のものが得られるものに対応するインパルス応答推定部25の状態にそれ以外のインパルス応答推定部25中の過去の状態を書き替える。その後次の時点の処理に進む。

\* bと、疑似反響路24bと、インパルス応答推定部25bとよりなる反響消去手段55bとが設けられる。つまりこの例ではこの反響消去手段55a, 55bが設けられ、これら反響消去手段55a, 55bのインパルス応答推定手段25a, 25bは互いにその推定方法が異ならされている。これら反響消去手段55a, 55bの各消去回路18a, 18bの各出力が評価選択部56へ供給され残留反響量が最小のものが選択される。インパルス応答の推定や、残留反響量の最小のものの選択にもとづく遅れを補償するため、消去回路18a, 18bの各出力はバッファ57a, 57bに供給され、評価選択部56の出力により、スイッチ58が制御されて、バッファ57a, 57bより残留反響量が最小のものに対応するものが選出されて音声符号化器19へ供給される。

【0013】従来のエコーキャンセラーでは音声信号の1サンプルを処理単位として、逐次処理しているが、この発明では遅延を伴う。ここでは逐次処理の例として学習同定法を例にとり、遅延が許される場合に拡張して反響消去効果を高めるこの発明の例を説明する。学習同定法ではn時点のインパルス応答系列(L次元縦ベクトル)を  $\mathbf{h}_n$ 、L時点過去まで溯ったn時点までの入力系列ベクトルを  $\mathbf{x}_n$ 、(  $x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-L+1}$  )<sup>T</sup>、反響系列を  $\mathbf{y}_n$ 、(  $y_n, y_{n-1}, \dots, y_{n-L+1}$  )<sup>T</sup>、n時点の残留反響値を  $e_n$  を定数とすると、n時点での新たなインパルス応答系列  $\mathbf{h}_{n+1}$  を次の式で更新する。

【0014】

30

$$(2)$$

【0016】このように1サンプルだけの遅延でもエコー消去効果が大きいものを逐次選択するため消去効果が改善される。前述したCELP方式のようなブロック単位で音声を高能率符号化する場合は符号化に伴い、符号化ブロック単位で遅延が生じている。つまりこのような符号化、復号化に伴い遅延が生じることが許されている場合は、そのブロック単位の遅延内で複数のインパルス応答推定部でのインパルス応答の推定と、その推定にもとづく最小残留反響量となる反響消去手段の選択を行うようにすれば、最小残留反響量のものの選択にもとづく遅延は特に生じることにならない。またインパルス応答推定方法を異ならせるには定数  $\alpha, \beta$  を変える場合に限らない。

【0017】例えば図2に図1、図3、図5と対応する部分に同一符号を付けて示すように、反響消去手段55aではインパルス応答推定部25aに、復号化器13より復号化音声信号と、消去回路18aの出力とを入力し、反響消去手段55bでは、復号励振源49からの復号励振信号をバンド幅拡大合成フィルタ59を通してイ

ンパルス応答推定部 2 5 b に入力し、これと消去回路 1 8 b の出力とでインパルス応答の推定を行う。バンド幅拡大合成フィルタ 5 9 のフィルタ係数をスペクトル包絡復号器 4 7 の復号スペクトル包絡パラメータに応じ制御して、周波数特性がほぼ平坦な励振信号のスペクトル包絡にゆるやかな凹凸を与え、符号化ブロック単位で見ると白色化された信号としてインパルス応答推定部 2 5 b へ供給される。バッファ 5 7 a , 5 7 b での遅延は符号化ブロック単位とされ、評価選択部 5 6 では 1 符号化ブロック全体で平均残留反響量を最小化する反響消去手段を選択する。

【0018】上述では反響消去手段を二つとしたが、三つ以上でもよい。この発明は図 4 に示したエコーキャン

	20ms	200ms	2s	4s
従来方法	12.1	19.0	24.3	26.9
本発明(1)	18.8	20.3	25.4	27.9
本発明(2)	18.7	20.8	25.9	28.3

なお本発明(1)は8サンプル後までみてインパルス応答の推定を更新し、本発明(2)は1サンプル後までみてインパルス応答の推定を更新した場合である。

【0021】反響消去手段 5 5 b はインパルス応答の追従が早く反響消去効果が大いだが、場合によっては不安定となり、残留反響が急増する可能性がある。この場合には常に安定な反響消去手段 5 5 a が自動的に選択され、全体として、安定で反響消去性能が改善されている。このようにこの発明によれば、方法が異なるインパルス応答の推定部をもつ複数の反響消去手段を使って、最も良いものを選択していくので反響消去効果が大い。

【0022】また、ブロック処理の音声符号化と組み合わせるときには、音声符号化で避けられない遅延を有効に

セラーにも適用できる。

【0019】

【発明の効果】各疑似反響路 2 4 a , 2 4 b としてタップ数が 5 1 2 の F I R フィルタを用い、符号化ブロック長を 1 6 0 サンプルとし、サンプリング周波数を 8 k H z とし、インパルス応答推定時の修正ステップサイズを 1 . 0 とし、通常の音声を入力し、通常の部屋のインパルス応答をたたみ込んだ反響を用いて反響消去率を、従来の学習同定法による一つの反響消去手段を用いた場合と、図 2 に示した実施例で学習同定法を用いた場合とについてシミュレーションした結果は次のようになった。

【0020】

利用することができる。演算量は反響消去手段を複数用意するため増加するが、並列化が容易であって処理時間は長くない。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明の実施例を示すブロック図。

【図 2】この発明の他の実施例を示すブロック図。

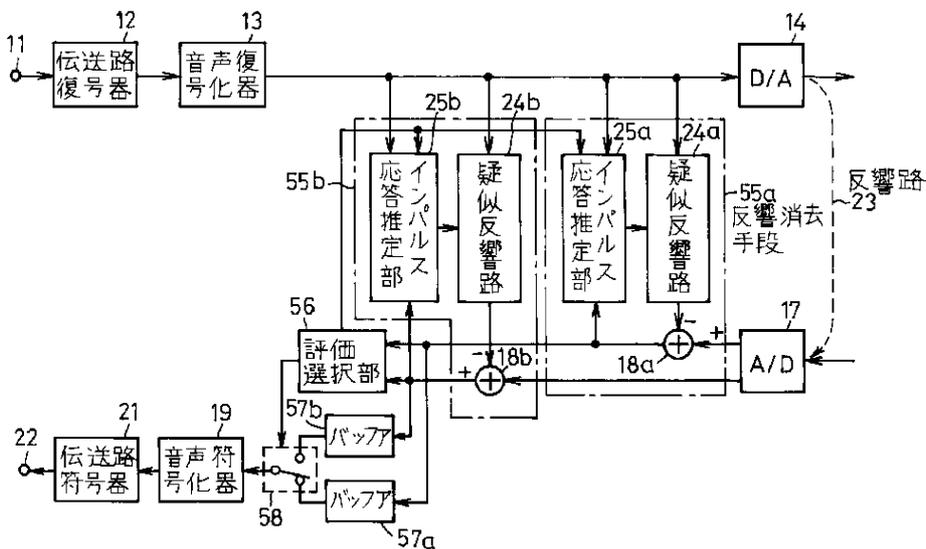
【図 3】A は拡声型通信端末における従来の音響エコーキャンセラーを示すブロック図、B は従来の回線エコーキャンセラーを示すブロック図である。

【図 4】遠隔の反響路をもつ従来のエコーキャンセラーを示すブロック図。

【図 5】A は高能率符号化器を示すブロック図、B はその復号化器を示すブロック図である。

【図 1】

図 1



【図 2】

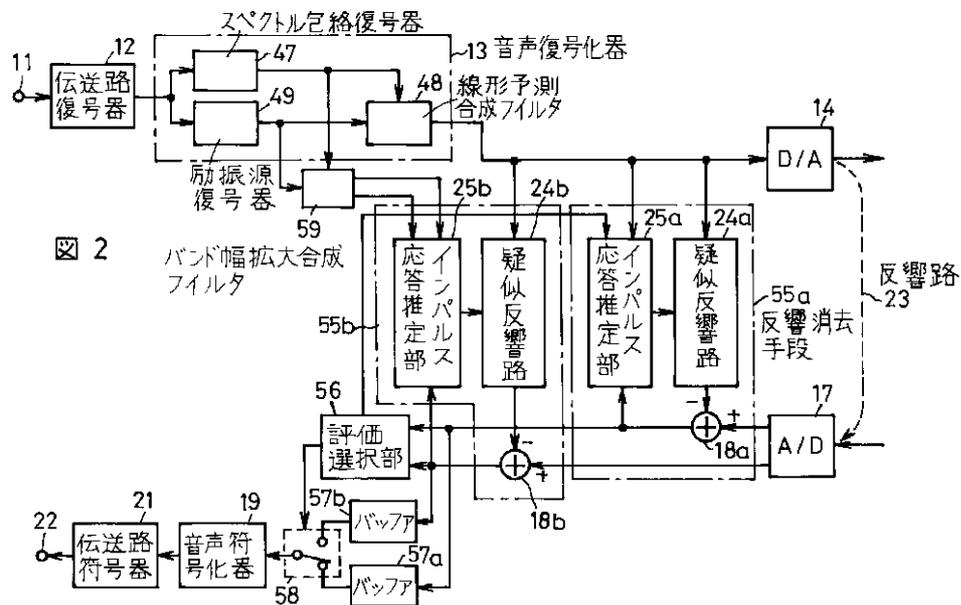


図 2

【図 3】

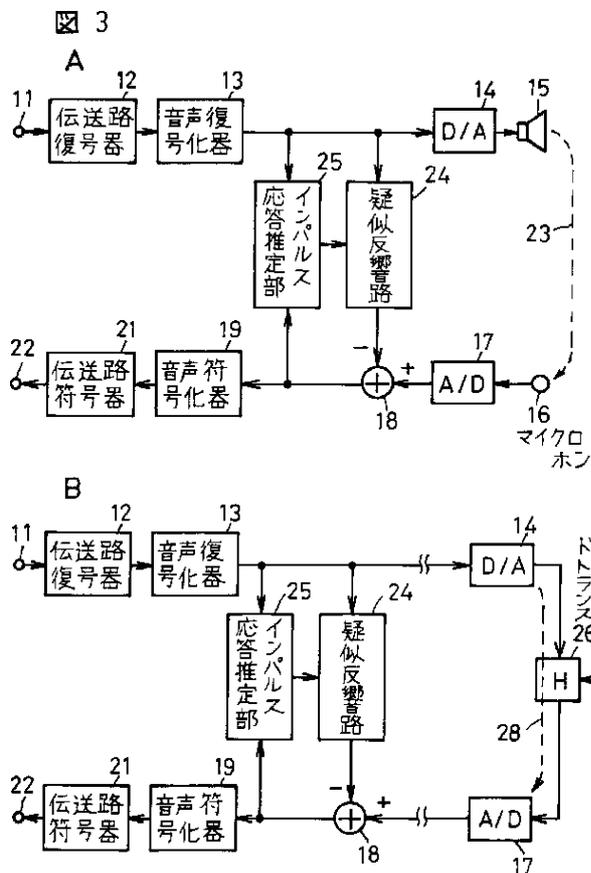


図 3

【図 5】

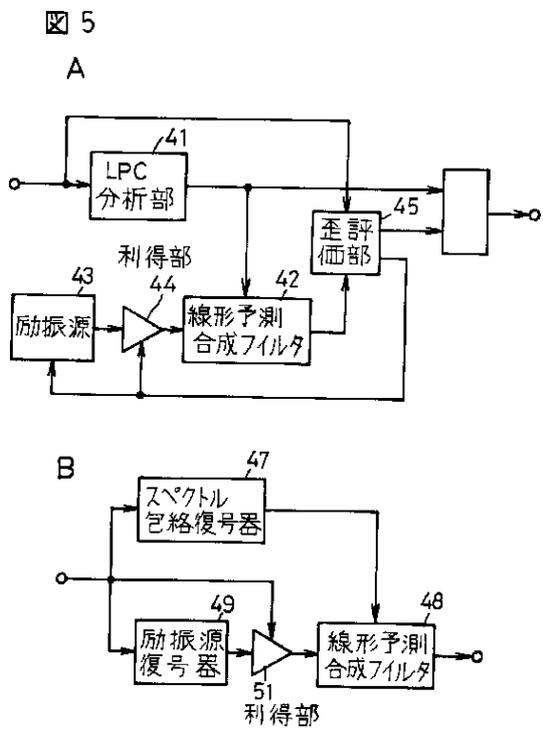
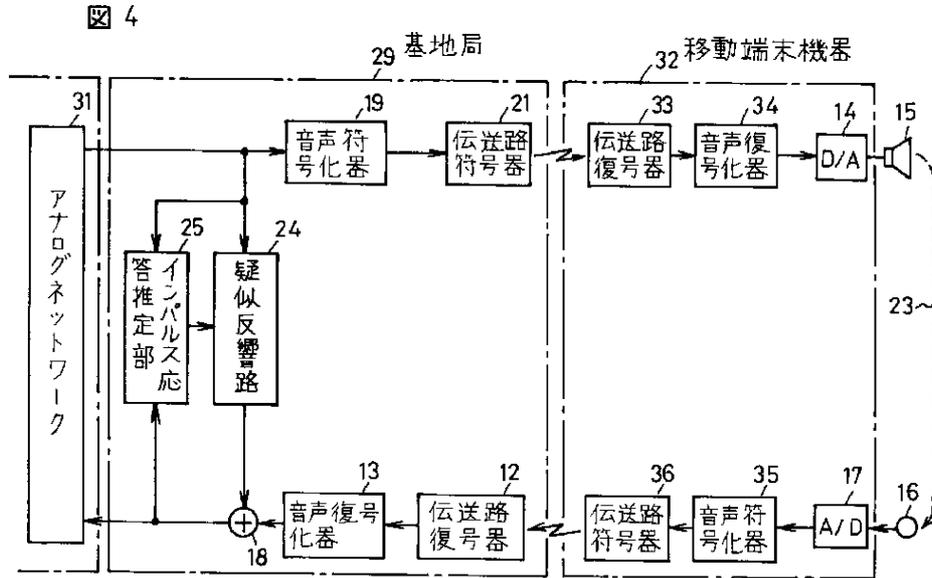


図 5

【図 4】



フロントページの続き

(72)発明者 金田 豊  
 東京都千代田区内幸町 1 丁目 1 番 6 号  
 日本電信電話株式会社内

(56)参考文献 特開 昭51 - 28413 ( J P , A )  
 特開 昭51 - 144111 ( J P , A )  
 特開 昭63 - 37721 ( J P , A )  
 特開 平 5 - 83166 ( J P , A )  
 特表 平 1 - 500872 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, D B 名)  
 H04B 3/00 - 3/44