

(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 5 3 2 5 7 号

( P 3 3 5 3 2 5 7 )

(45)発行日 平成14年12月3日(2002.12.3)

(24)登録日 平成14年9月27日(2002.9.27)

(51)Int. Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I
H 0 4 B	3/23	H 0 4 B 3/23
H 0 4 R	3/02	H 0 4 R 3/02

請求項の数 3

(全 8 頁)

(21)出願番号	特願平5-213947	(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
(22)出願日	平成5年8月30日(1993.8.30)	(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
(65)公開番号	特開平7-66758	(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
(43)公開日	平成7年3月10日(1995.3.10)	(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
審査請求日	平成11年11月10日(1999.11.10)	(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】音声符号化復号化併用型エコーキャンセラー

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 線形予測を用いて高能率で符号化復号化する符号化器、復号化器により反響路に対する送、受信音声信号を符号化又は復号化し、

上記反響路への信号と、消去手段の出力とから、上記反響路のインパルス応答をインパルス応答推定手段で推定し、

その推定されたインパルス応答を、上記反響路への信号に対し、疑似反響路でたたみ込み、

その疑似反響路の出力信号を、上記消去手段で、上記反響路よりの信号から差し引くエコーキャンセラーにおいて、

上記復号化器の復号化励振信号又は上記符号化器の符号化励振信号を、上記復号化器の復号化スペクトル包絡又は上記符号化器の符号化スペクトル包絡でバンド幅を拡

2

大成して、上記インパルス応答推定手段へ供給する手段を具備することを特徴とする音声符号化復号化併用型エコーキャンセラー。

【請求項 2】 線形予測を用いて高能率で符号化復号化する符号化器、復号化器により反響路に対する送、受信音声信号を符号化又は復号化し、

上記反響路への信号と、消去手段の出力とから、上記反響路のインパルス応答をインパルス応答推定手段で推定し、

その推定されたインパルス応答を、上記反響路への信号に対し、疑似反響路でたたみ込み、

その疑似反響路の出力信号を、上記消去手段で、上記反響路よりの信号から差し引くエコーキャンセラーにおいて、

上記復号化器よりの復号音声信号が入力され、上記復号

10

化器の線形予測合成フィルタと逆特性を持ち、入力された上記復号音声信号を上記復号化器の復号化スペクトル包絡でバンド幅を拡大合成して、上記インパルス応答推定手段へ供給するフィルタ手段を具備することを特徴とする音声符号化復号化併用型エコーキャンセラー。

【請求項 3】 線形予測を用いて高能率で符号化復号化する符号化器、復号化器により反響路に対する送、受信音声信号を符号化又は復号化し、

上記反響路への信号と、消去手段の出力とから、上記反響路のインパルス応答をインパルス応答推定手段で推定し、

その推定されたインパルス応答を、上記反響路への信号に対し、疑似反響路でたたみ込み、

その疑似反響路の出力信号を、上記消去手段で、上記反響路よりの信号から差し引くエコーキャンセラーにおいて、

上記符号化器の入力音声信号が入力され、上記符号化器内の線形予測合成フィルタと逆特性を持ち、入力された上記音声信号を上記符号化器の符号化スペクトル包絡でバンド幅を拡大合成して、出力を上記インパルス応答推定手段へ供給するフィルタ手段を具備することを特徴とする音声符号化復号化併用型エコーキャンセラー。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【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し、特にその反響路に対する信号に対し、高能率音声符号化、復号化を行う符号化器、復号化器を設けたものである。

【0002】

【従来の技術】この種の高能率音声符号化、復号化器を備えた拡声型通信端末装置を図6Aに示す。入力端子11を通じて受信された伝送路からの信号は伝送路復号器12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13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14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15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16で受音された音声信号はA/D変換器17でデジタル信号に変換され、消去回路18で反響信号が消去されて音声符号化器19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21で伝送路上の信号に符号化されて出力端子22より伝送路へ送信される。スピーカ15から放音された音響信号がマイクロホン16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15とマイクロホン16とを結合する反響路23を模擬した疑似反響路24がスピーカ15の入力側に接続され、スピーカ15への信号が疑似反響路24に分岐供給され、これを通った

出力が消去回路18へ供給され、マイクロホン16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15の入力信号と、消去回路18の出力信号とがインパルス応答推定部25に入力されて、反響路23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24に設定され、疑似反響路24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6Bに図6A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14の出力側と、A/D変換器17の入力側とがハイブリッドトランス26の4線側端子に接続され、ハイブリッドトランス26の2線側端子に2線式伝送路27が接続される。D/A変換器14の出力信号がハイブリッドトランス26より漏れてA/D変換器17側へ達する反響路28が存在し、この反響路28を通じる反響信号を消去回路18で図6Aの場合と同様に打消すようにされる。

【0004】また図7に示すように移動無線通信の基地局29においてはアナログネットワーク31よりのデジタルの音声信号が音声符号化器19で符号化され、更に伝送路符号器21で符号化されて無線回線で移動端末機器32へ送信され、移動端末機器32において、基地局29の信号は伝送路復号器33でベースバンド信号とされ、更に音声復号化器34で音声信号に復号化され、その音声信号はD/A変換器14でアナログ信号とされてスピーカ15へ供給される。マイクロホン16からの音声信号はA/D変換器17でデジタル信号とされ、音声符号化器35で高能率符号化され、その符号化出力は伝送路符号器36で伝送路上の符号信号とされて無線回線で基地局29へ送信される。基地局29では受信した信号を伝送路復号器12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13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31へ送出される。この場合もスピーカ15からマイクロホン16への反響路23が構成され、その反響路23を通じる反響信号の打消が、基地局29の音声符号化器19の入力側と音声復号化器13の出力側との間に設けられた疑似反響路24、消去回路18、インパルス応答推定部25により行われる。

【0005】図6A、6B、図7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8Aに示すように入力音声信号はLPC分析部41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42にフィルタ係数として設定される。励振源43から選択された励振信号が利得部44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。

【0006】この符号化信号を復号化する復号化器は図 8 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。

【0007】図 6、図 7 に示したエコーキャンセラーにおける反響信号消去の要求条件は互いに異なるが、反響信号消去の原理は共通である。以下では図 6 A の音響エコーキャンセラーを例として説明する。反響路のインパルス応答の推定は、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 に入力された信号を用いる方法がある。この方法はスピーカ 1 5 から放音される音響信号の周波数帯域が広いため、正確なインパルス応答を短時間で推定することができる。しかし反響路 2 3 の変動にもとづくインパルス応答変動に追従できないという難点がある。

【0008】この方法とは別に、通信中の音声信号を使いながら、反響路 2 3 の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及び演算量などである。例えばこの推定方法として簡便な学習固定法を用いると、入力信号が音声のように低い周波数領域に偏った信号の場合、インパルス応答の変動に追従する速度が極端に低下する。この問題を解決するため種々の方法が試みられているが、演算量の増加など実用的問題が十分解決されていない。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】この発明の目的は比較的簡便な構成で反響路のインパルス応答を高速、かつ正確に推定することができるエコーキャンセラーを提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明は反響路に対する送受信信号を、線形予測を用いて高能率で符号化、復号化する符号化器、復号化器が設けられているエコーキャンセラーを前提とし、請求項 1 の発明では復号化器の復号化励振信号又は符号化器の符号化励振信号が取出されてインパルス応答推定手段へ供給され、この励振信号と消去回路の出力とによりインパルス応答推定が行われ

る。

【0011】この時、復号化スペクトル回路パラメータ又は符号化スペクトル包絡パラメータがバンド幅拡大合成フィルタにフィルタ係数として設定され、この合成フィルタにより励振信号がバンド幅拡大合成されてインパルス応答推定手段へ供給される。請求項 2 の発明によれば復号化器よりの復号音声信号が、バンド幅拡大合成フィルタに通されてインパルス応答推定手段へ供給される。

【0012】請求項 3 の発明によれば符号化器の入力音声信号が、バンド幅拡大合成フィルタに通されてインパルス応答推定手段へ供給される。高能率音声符号化に用いられている励振信号の周波数特性は常にほぼ平坦であり、つまりほぼ白色信号であり、また逆特性フィルタを通された音声信号は周波数特性がほぼ平坦となり、つまり白色化される。従って短時間でインパルス応答を推定することができる。

【0013】

【実施例】図 1 に請求項 1、2 の発明の実施例を示し、図 6 乃至 8 と対応する部分に同一符号を付けてある。この実施例では励振源復号器 4 9 からの復号励振信号は分岐されてバンド幅拡大合成フィルタ 5 4 へ供給され、バンド幅拡大合成フィルタ 5 4 のフィルタ係数はスペクトル包絡復号器 4 7 からの復号スペクトル包絡パラメータに対応して設定される。つまり線形予測合成フィルタ 4 8 の伝達関数を  $A(z)$  とする時、バンド幅拡大合成フィルタ 5 4 の伝達関数は  $A(z)$  とされ、はバンド幅拡大係数と呼ばれ、1 以下、例えば 0.5 程度の定数である。復号励振信号は通常、周波数特性がほぼ平坦な白色化された信号であって、線形予測合成フィルタ 4 8 では入力励振信号に対し、復号スペクトル包絡パラメータに応じてスペクトル包絡に凹凸を付けるが、バンド幅拡大合成フィルタ 5 4 では励振信号に対し、そのスペクトル包絡に線形予測合成フィルタ 4 8 よりも弱い凹凸を付ける。従ってバンド幅拡大合成フィルタ 5 4 の出力はゆるやかに白色化された信号となる。

【0014】このゆるやかに白色化された信号がインパルス応答推定部 2 5 へ供給される。インパルス応答推定部 2 5 はこのゆるやかな白色信号と消去回路 1 8 の出力とから従来と同様な手法で反響路 2 3 (2 8) のインパルス応答を推定する。このようにゆるやかに白色化された信号をインパルス応答の推定に用いるため、音声信号のような周波数の偏りがそれ程なく、音声信号をそのまま使った場合よりも、インパルス応答の推定を高い精度で、かつ高速に行うことができ、また反響路 2 3 (2 8) のインパルス応答の変動に速く、かつ高精度で追従して疑似反響路 2 4 の特性を適応化させることができる。

【0015】バンド幅拡大合成フィルタ 5 4 を省略して復号励振信号を直接インパルス応答推定部 2 5 へ供給し

てもよい。この場合は白色信号がインパルス応答推定に用いられ、同様に高速にかつ高精度に推定できる。しかし復号化処理はフレームごとに行うが、推定処理はフレームの10倍程度長い周期で行っている関係のため、推定処理周期で見ると励振信号に対し前述したようにバンド幅拡大処理を行った方が、バンド幅拡大処理を行わない場合よりも白色化された状態となつて、バンド幅拡大を行った方が推定速度、精度も良い場合が多い。

【0016】図1中に点線で示すように、音声復号化器13より復号化音声信号をバンド幅拡大逆フィルタ55へ供給し、バンド幅拡大逆フィルタ55の特性を、線形予測合成フィルタ48の逆特性でかつ前述のようにバンド幅を拡張したものとなるように復号スペクトル包絡パラメータで制御する。このバンド幅拡大逆フィルタ55の出力をインパルス応答推定部25へ供給してもよい。この場合励振信号のインパルス応答推定部25へ供給を省略してもよく同時に供給してもよい。バンド幅拡大逆フィルタ55を通過した合成音声信号はそのスペクトル包絡の凹凸が弱められ、ゆるやかに白色化された信号となり、従つてインパルス応答の推定を高速かつ高精度に行うことができる。この場合もフィルタ55としてはバンド幅を拡大することなく線形予測合成フィルタ48と正確に逆特性のものとし、フィルタ出力をほぼ完全な白色信号としてもよい。

【0017】図2に提案された技術例を示す。復号励振信号をインパルス応答推定部25へ供給し、インパルス応答推定に白色信号を用いることは図1の説明の一部と同一であるが、この実施例では復号音声信号ではなく、復号励振信号を疑似反響路24へ供給する。これに応じてA/D変換器17よりの反響路23(28)側からのデジタル信号を、線形予測合成フィルタ48と逆特性の逆フィルタ56を通じて反響信号も逆フィルタ56により白色化して消去回路18へ供給し、白色化された系列で反響消去する。送信すべき信号も逆フィルタ56を通過するため、消去回路18の出力を線形予測合成フィルタ48と同一特性の線形予測合成フィルタ57を通して逆フィルタ56の影響を除去して音声符号化器19へ供給する。

【0018】図3に示すように復号励振信号を疑似反響路24とインパルス応答推定部25とへ供給し、疑似反響路24の出力を線形予測合成フィルタ48と同一特性の線形予測フィルタ58を通して疑似反響信号を合成して消去回路18へ供給し、消去回路18の出力を線形予測フィルタ48と逆特性の逆フィルタ59に通してイン\*

\*パルス応答推定部25へ供給する。

【0019】図7に示したエコーキャンセラーに請求項3の発明を適用した例を図4に、図1及び図7、図8と対応する部分に同一符号を付けて示す。この場合音声符号化器19中の利得部44の出力である符号化励振信号をバンド幅拡大合成フィルタ54を通してゆるやかに白色化した信号としてインパルス応答推定部25へ供給する。利得部44の出力符号化励振信号は復号化励振信号と同様にほぼ白色信号であり、図1の場合と同様の効果が得られる。この場合も符号化励振信号を直接、インパルス応答推定部25へ供給してもよい。また点線で示すように音声符号化器19の入力音声信号をバンド幅拡大逆フィルタ55を通してインパルス応答推定部25へ供給してもよい。逆フィルタ55として線形予測合成フィルタ42と逆特性としてもよい。

【0020】図4では反響信号となるものが、音声符号化器19、復号化器34を経由して反響路23を通り、更に再び音声符号化器35、復号化器13を通過して反響信号となる。このため音声符号化、復号化の過程で生ずる量子化雑音が、本来推定すべき反響信号のインパルス応答に外乱原因として2重に混入する。従つてこの量子化雑音が無視できない場合は、図5に示すように音声符号化器19の出力符号化信号を局部復号器61で復号して音声信号を得、これをバンド幅拡大逆フィルタ55を通してインパルス応答推定部25へ供給する。このようにすると局部復号器61の出力は移動端末機器32の音声復号化器34の出力と同一となるから、量子化誤差の混入が1回だけとなり、インパルス応答の推定が容易となる。

【0021】

【発明の効果】この発明によれば、もともと音声符号化で使われているスペクトル包絡の推定や白色化の処理をそのまま流用して、精度良くかつ、高速にインパルス応答の推定とインパルス応答変動に対する疑似反響路の特性追従とを行なうことが可能である。

【0022】疑似反響路24としてタップ数が512のFIRフィルタを用い、ブロック長を160サンプル、サンプリング周波数を8kHz、ステップサイズを1.0、線形予測次数を10、バンド幅拡大係数を0.5として、従来の学習同定法、従来の射影法、図1に示した実施例についてシミュレーションによりエコー消去率(dB)を求めた結果を下記に示す。

【0023】

【表1】

経過時間	20 [ms]	200 [ms]	2 [s]	4 [s]
学習同定法	13.5	15.4	20.8	23.4
射影法	21.0	21.0	26.0	27.7
本発明	15.6	20.5	25.6	28.1

通常の音声を入力し、通常の部屋のインパルス応答を畳み込んだ反響信号をブロックごとに処理する音声符号化

と組み合わせたものである。また消去率は反響信号と残留エコーのエネルギーを指定の時間まで累算した時の比

をデシベルで表したものである。

【0024】この結果よりこの発明の方法では従来の射影法と同等の性能があるが、演算量は学習同定法とほぼ同じで、射影法より少ない。これはサンプル毎に逐次白色化する射影法に比べて、この発明のようにブロックに一回だけ白色化するほうが簡単でしかも音声復号化の処理を流用できるからである。実時間処理装置としては音声符号化とエコーキャンセラーを一体として、一つの信号処理LSIに搭載することで経済化が可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1及び2の発明の実施例を示すブロック図。

【図2】提案された技術例を示すブロック図。

【図3】提案された他の技術例を示すブロック図。

【図4】請求項3の発明の実施例を示すブロック図。

【図5】請求項1及び3の発明の更に他の実施例を示すブロック図。

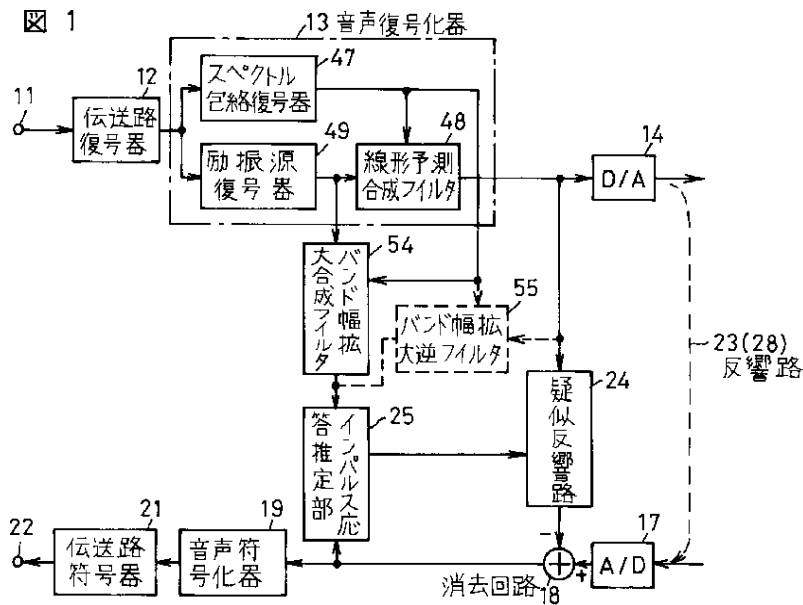
【図6】Aは拡声型通信端末における従来の音響エコーキャンセラーを示すブロック図、Bは従来の回線エコーキャンセラーを示すブロック図である。

10

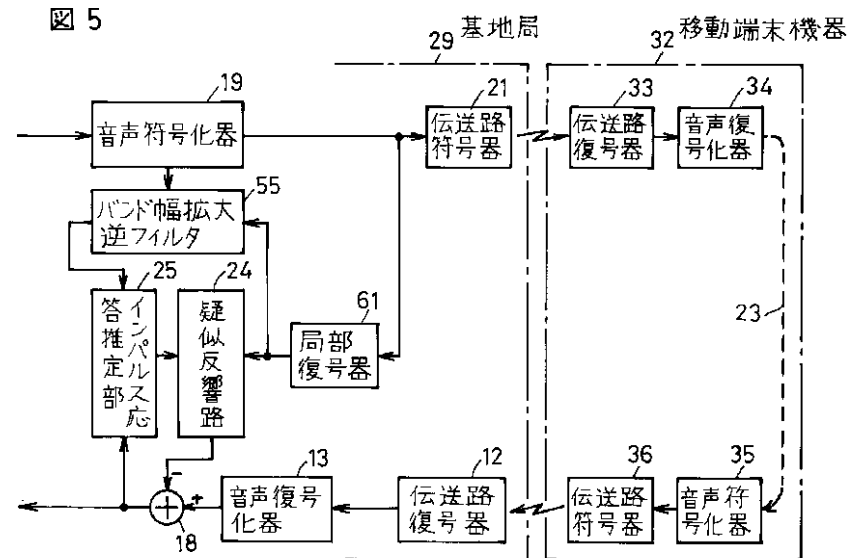
【図7】遠隔のエコーを消去する従来の構成を示すブロック図。

【図8】Aは音声符号化器19の例を示すブロック図、Bは音声復号化器13の例を示すブロック図である。

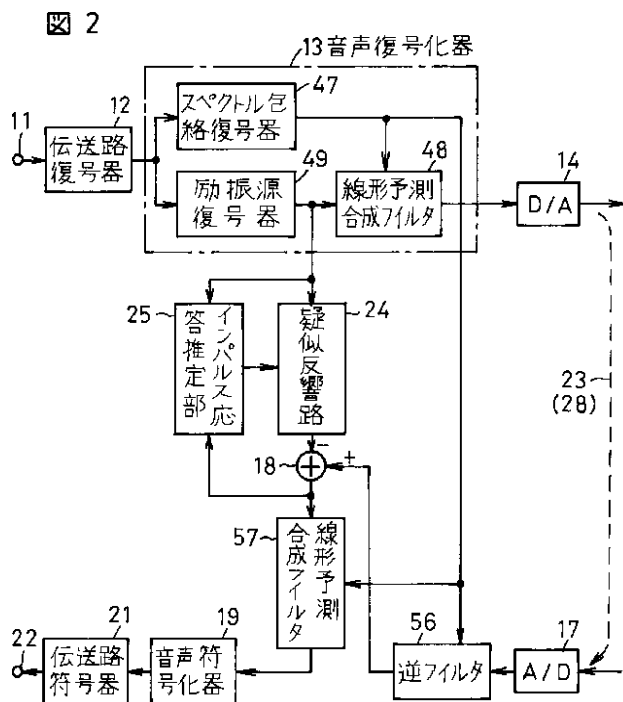
【図1】



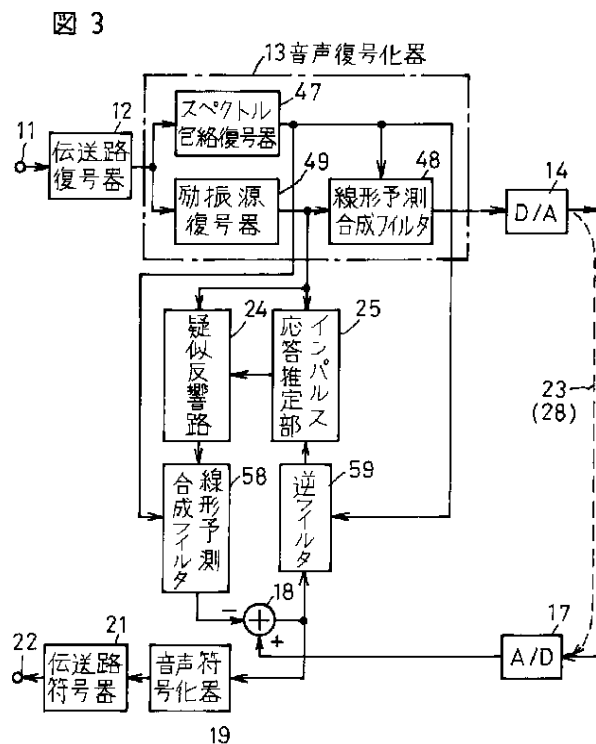
【図5】



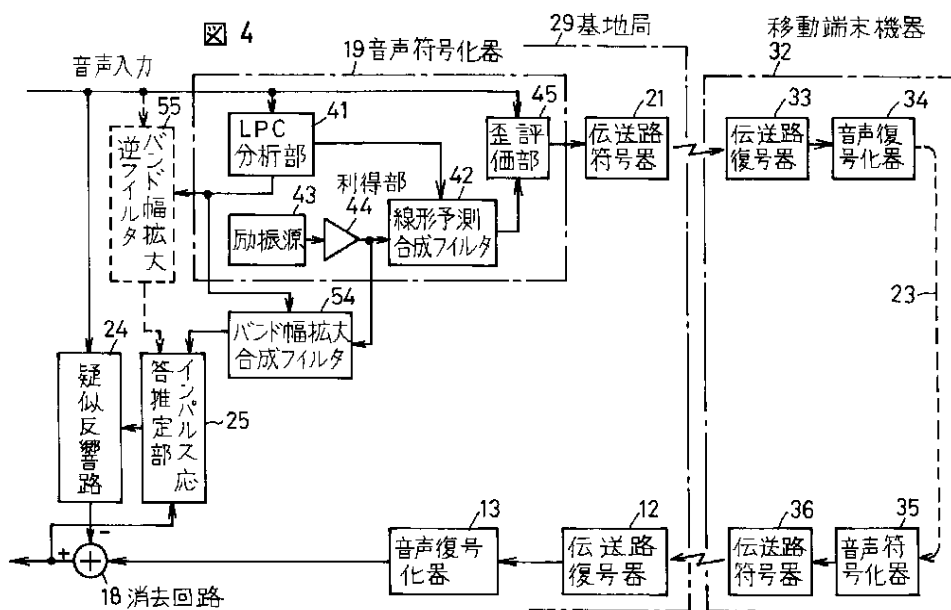
【図 2】



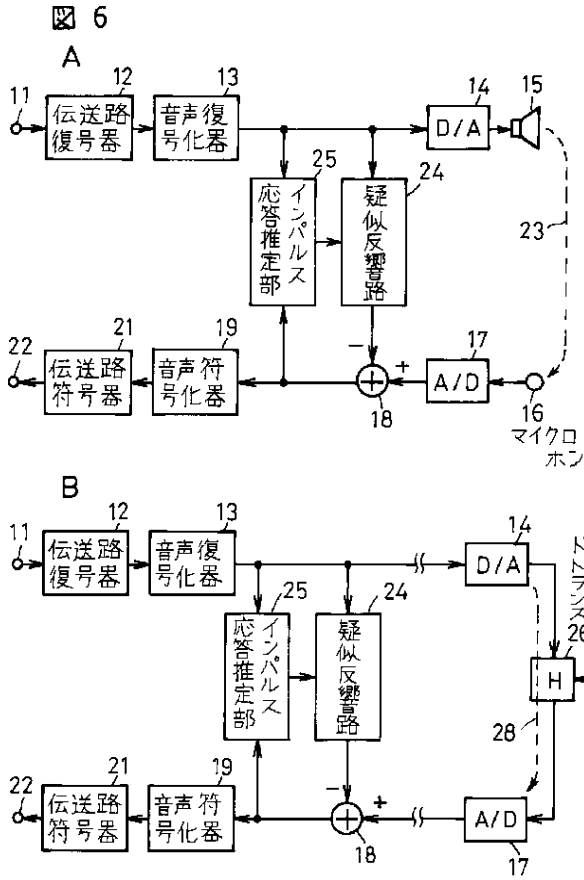
【図 3】



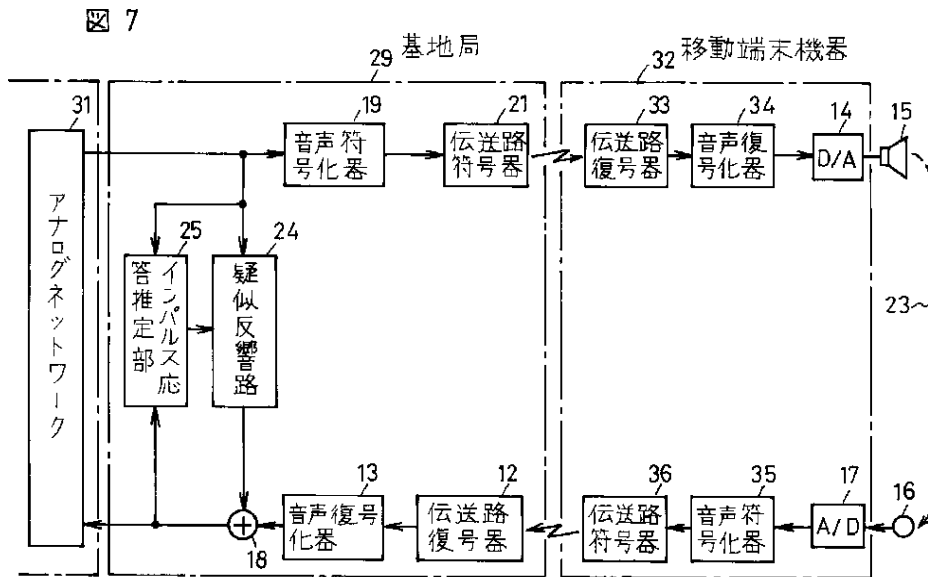
【図 4】



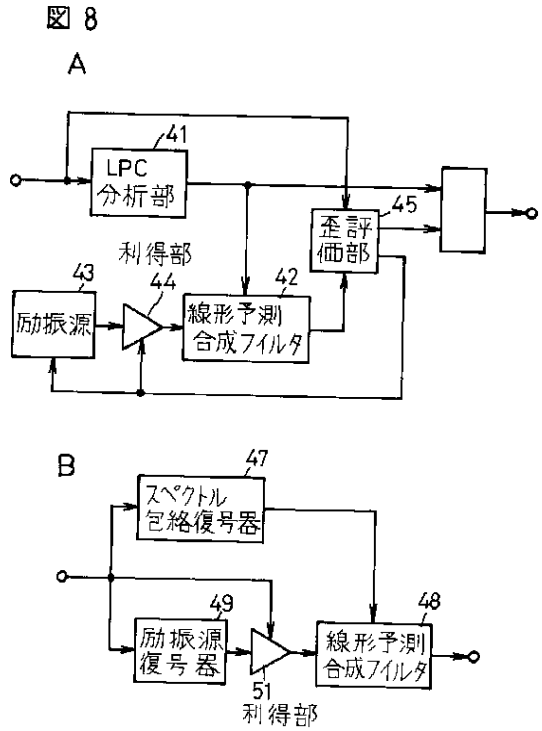
【図 6】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

(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

(56)参考文献 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