[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04B 3/26 (2006.01)
H04M 1/60 (2006.01)
H03H 21/00 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01137725.9

[45] 授权公告日 2006 年 11 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 1284309C

[22] 申请日 1995.5.2 [21] 申请号 01137725.9
分案原申请号 95190394.2
[30] 优先权
[32] 1994. 5. 7 [33] JP [31] 117588/94
[32] 1994. 5. 7 [33] JP [31] 117592/94
[32] 1994. 5. 7 [33] JP [31] 117593/94
[32] 1994. 5. 7 [33] JP [31] 117594/94
[71] 专利权人 株式会社 NTT 都科摩
地址 日本东京都
[72] 发明人 河原敏朗 三木俊雄 大矢智之
审查员 郝爱昕

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司
代理人 汪惠民

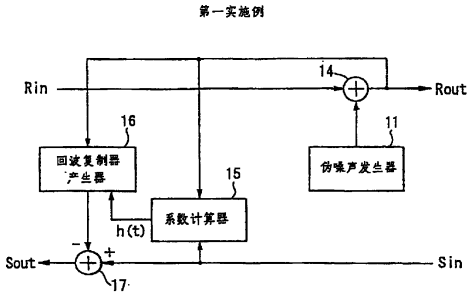
权利要求书 1 页 说明书 24 页 附图 7 页

[54] 发明名称

回波消除器学习方法

[57] 摘要

公开了一种回波消除器学习方法，以解决再远端讲话者突然开始讲话的情况下传统回波消除器不能按时作出响应的问题。本发明中，回波消除器适合于在通信期间实时抵消出现在通信线路上的回波，所述回波消除器包括呼叫界限信息输入装置，用于输入来自交换机的呼叫界限信息，所述回波消除器学习方法包括以下步骤：当来自所述交换机的呼叫界限信息被所述呼叫界限信息输入装置输入时，设置用于所述学习的参量，从而使所述学习速度增加；以及此后在经过预定的时间以后，设置用于所述学习的参量，从而使所述学习的精度增加。采用上述的方法，在远端讲话者发起呼叫的情况下，可以利用回铃音进行学习，即使回波路径特性改变时，抵消能力可以被提高而不会降低学习速度。



1．一种用于为增强回波消除器的回波消除能力而实行学习的回波消除器学习方法，该回波消除器适合于在通信期间实时抵消出现在通信线路上的回波，所述回波消除器包括呼叫界限信息输入装置，用于输入来自交换机的呼叫界限信息，所述回波消除器学习方法包括以下步骤：

当来自所述交换机的呼叫界限信息被所述呼叫界限信息输入装置输入时，改变学习参量，从而使所述学习的速度增加，所述学习参量定义了在根据时间 kT 处的回波估计值计算时间(k+1)T 处的回波估计值中所使用的变化量，其中 k 是整数，T 是采样时间间隔；以及

当从所述学习参量的改变算起，仅远端讲话者讲话的预定时间过去时，减小所述学习参量。

2．一种用于为增加回波消除器的回波消除能力而实行学习的回波消除器学习方法，该回波消除器适合于抵消出现在连接到移动电话和地面电话的通信线路上的回波，所述回波消除器学习方法包括以下步骤：

根据连接到所述回波消除器的交换机给予所述回波消除器的信号，在所述移动电话的讲话者开始讲话之前判断呼叫是从所述移动电话还是从所述地面电话发出的；

当呼叫是从所述移动电话发出时，使用发回到所述地面电话的回铃音和该回铃音的回波实行所述回波消除器的学习；以及

当呼叫是从所述地面电话发起时，使用发回到所述地面电话的预定训练信号和该预定训练信号的回波实行所述回波消除器的学习。

3．按照权利要求 2 的回波消除器学习方法，其特征在于，进一步包括以下步骤：

当呼叫是从所述地面电话发出或是从所述移动电话发出时，改变学习参量，从而使所述学习的速度增加，所述学习参量定义了在根据时间 kT 处的回波估计值计算时间(k+1)T 处的回波估计值中所使用的变化量，其中 k 是整数，T 是采样时间间隔；以及

当从所述学习参量的改变算起，仅所述移动电话的讲话者讲话的预定时间过去时，减小所述学习参量。

回波消除器学习方法

技术领域

本发明涉及能应用于移动通信网和长途电话线路网的回波消除器。同时，本发明也涉及适合于在这样的回波消除器中所使用的学习方法。

背景技术

在通过海底电缆或通信卫星的长途电话线路上，通常连接到该线路两端的用户线路是双线电路，而其长途传输部分是四线电路，其中为了放大信号或用于某些其它用途，发送和接收是互相独立的。在使用移动电话（或蜂窝电话）的移动通信网中，模拟电话的用户线路也是双线电路，而其从用于接收移动电话信号的中继站到交换机的部分也是四线电路。在这种情况下，在二线和四线之间的连接区域装有混合电路以用于完成四线／二线转换。

该混合电路被设计成与二线电路的阻抗相匹配。然而，由于用户电路的阻抗是不规则且易变的，很难达到总是很好的匹配条件。为此，输入混合电路的四线侧输入端口的部分信号倾向于泄漏到四线侧的输出端。结果，产生了所谓的回波。虽然，回波电平低于发送话音电平，但是在回波以一定的延时而反回到讲话者的情况下，话音质量大大降低且出现话音障碍。鉴于上述的状况，回波消除器被开发成能防止回波产生的有效装置。

图 1 显示了带有回波消除器的二线／四线交换电路的硬件方

框图。如图 1所示，回波消除器 1 被安装在混合电路 2 的前级。普通模拟电话用户被称为“近端讲话者”而移动电话用户被称为“远端讲话者”。输入到回波消除器1 的远端声音信号用 Rin 表示；从回波消除器 1 输出的远端声音信号用 Rout 表示；输入到回波消除器 1 的近端声音信号用 Sin 表示；从回波消除器 1 输出的近端声音信号用 Sout 表示。

回波消除器 1 包括回波路径估测电路/回波复制品产生器 3，控制单元 4，加法器 5，和非线性处理器 6。回波路径估测电路/回波复制品产生器 3利用远端声音信号 Rout 产生和近端声音信号 Sin 能发生的回波相同的信号。此信号被称为“回波复制品”。由加法器 5 把该回波复制品从近端声音输入Sin 中减去。回波路径估测电路/回波复制品产生器 3 利用送到混合电路 2 的输出信号 Rout 和未被加法器 5 抵消的剩余回波进行回波抵消的学习。

在远端讲话者一侧通过传输线发送数字信号。D/A 变换 (通常是 μ - 定律变换)在用于处理数字信号的回波消除器和用于进行转换到模拟电路的混合电路 2 之间进行。为此，在远端声音输出 Rout 和近端声音输入 Sin 之间的关系是非线性的。因此，由回波路径估测/回波复制品产生器 3 所进行的仅仅是线性的计算不不足以充分地和完全地消除回波。

这样，为了消除尚未被抵消的剩余回波，使用了非线性处理器 6。在只有远端讲话者正在讲话的情况下，近端声音输出 Sout 仅仅由回波构成。因此，非线性处理器 6 进行切换以使得阻止近端声音输出 Sout 的传输或以伪噪声替代近端声音输出 Sout。非线性处理器 6 的这种操作是在控制器 4 控制下进行的。也就是，

控制单元 4 检测远端讲话者的缄默条件或检测双方讲话条件。同时，控制单元 4 接通/关闭回波路径估测的学习功能，检测远端讲话者单独讲话条件并进一步控制非线性处理器 8 的切换操作。

通过检测以回波形式出现在 Sin 中的远端讲话者声音，可按常规方式，惯例地估测回波路径。也就是说，在远端讲话者声音很弱或处在缄默状态的情况下，不可能检测到它的回波路径。因此，在远端讲话者突然开始讲话的情况下，传统的回波消除器就很难按时作出响应。结果是回波被传送到远端讲话者。

另外，如上所述，当远端为缄默状态或双方都在讲话时，必须停止学习。然而，当以上的检测实际实行时，有时会发生检测的时序错误。这种检测时序的错误可以是由误学习产生噪声的原因之一。为了使误差的影响为最小，必须设置学习常数使所表示的值是渐变的。然而，这就正好导致了学习速度的减慢。

学习速度的减慢引起这样的问题，即在通信线路的特性改变后回波甚至变得更大。因为特别是当新呼叫被设定时，回波路径会有很大变化，因此在回波消除器的学习收敛以前，能在远端讲话者一侧出现的回波会变得更大。

随着信号传播时间增加，由回波造成的话音障碍变得更重大。具体地，由于通过卫星的话音有很大的延时，回波可成为一个大问题。同样，在使用移动电话的移动通信的情况中，有时实行低比特速率编码以用于在基站和移动台之间的通信或办公室到办公室的通信，且在中继站执行许多交换过程。因此，由于出现重大的延时，回波可成为一个大问题。

发明公开

在进行回波路径估测、或产生最佳回波复制品时发生的困难可归结于传统的回波消除器，因为在其中是根据实际的远端讲话者声音等来进行回波路径的估测的。本发明是鉴于上述的背景而完成的。因此，本发明的一个目的是提供能不管远端讲话者声音的存在而估测回波路径的、和不产生重大的话音障碍的回波消除器。

为了达到以上目的，按照本发明的第一特点，提供了一种用于包括传送四线侧的声音的第一传输线和传送双线侧的声音的第二传输线的通信线路网的回波消除器，该回波消除器包括：

导引信号发生器装置，用于产生导引信号并把此信号加到第一传输线；以及

系数计算器装置，用于根据在加到第一传输线的第一导引信号和第二传输线的信号之间的所建立的相关性计算为产生回波复制品所必须的系数。

此处，作为导引信号的一个例子，可以列出伪噪声或滤波后的伪噪声。导引信号并不专门限于被设计为导引信号的那种信号，回铃音及类似的信号就可被用作为导引信号。

在把伪噪声选作为导引信号的情况下，某些噪声被加到用于传送远端讲话者声音的第一传输线，然后根据伪噪声和第二传输线的信号之间所建立的相关性计算为产生回波复制品必须的系数。这种相关性是在远端讲话者的声音电平几乎可以忽略的条件下被建立的。此处所使用的“在远端讲话者的声音电平几乎可以忽略的条件”的表达方式，指的是“用于计算相关性的时间足够长以至可充分降低在所加的噪声与在四线侧处的声音之间的相关

性”。换句话说，用于估测回波路径的训练、即用于产生回波复制品的训练可以在不管远端讲话者的声音的情况下而被执行。

最好是根据远端讲话者声音的电平或频率特性来对伪噪声进行滤波，从而使特性可加以改变。其理由是，即使伪噪声通过混合电路被传送到近端讲话者，也不会产生语音障碍。而且，由于回波复制品藉加上伪噪声分量而产生，因而伪噪声分量最终被消除而绝不会被发送到远端讲话者。

在把回铃音选作为导引信号的情况下，使用该回铃音和回铃音的回波来进行学习。因此，学习可在呼叫建立之前收敛。对于导引信号而言，各种不同的导引信号可取决于呼叫连接的模式而被使用。例如，在呼叫从双线侧发起的情况下，回铃音可被用作为导引信号，而在呼叫从四线侧发起的情况下，训练信号可被用作为导引信号。

按照本发明的第二特点，还提供了一种用于学习增强回波消除器的回波消除能力的回波消除器学习方法，该回波消除器适于消除在通信期间通信线路上实时出现的回波，所述回波消除器学习方法包括以下步骤:

检测通信线路上的呼叫已被建立好;以及

按照检测后所经过的时间设置学习参量。

因此，例如，在通信线路一建立好后就可以立刻以高速度来进行学习，或者在经过一定时间以后以高精度来进行学习。

而且可以按照呼叫建好后所经过的时间来改变学习算法，从而替代学习参量。

图 1 是显示传统回波消除器结构的方框图;

图 2 是显示按照本发明的第一实施例的回波消除器的重要部分的方框图;

图 3 是显示按照本发明的第二实施例的回波消除器的重要部分的方框图;

图 4 是显示滤波器的频率特性等的图;

图 5 是显示按照本发明的第三实施例的回波消除器的方框图;

图 6 是显示当近端讲话者发起呼叫时的学习顺序的顺序图;

图 7 是显示当远端讲话者发起呼叫时的学习顺序的顺序图;

图 8 是显示参量 α 的变化的图。

实施本发明的最佳实施例

第一实施例

图 2 是显示按照本发明的回波消除器的重要部分的方框图。此处，伪噪声发生器 11 产生一定的伪噪声，并把它输出。作为这种伪噪声，使用了一定电平的噪声 (例如，白噪声)。藉加法器 14 把此伪噪声和远端声音输入 Rin相加，其相加结果作为远端声音输出 Rout 而被输出。因此伪噪声的一部分通过混合电路 2 和近端声音输入 Sin 相混合，并被加到系数计算器 15。

系数计算器 15 根据近端声音输入 Sin 计算了为产生回波复制品所必须的系数 (例如，数字滤波器的抽头系数)。在那种情况下，在远端讲话者的声音很微弱或远端讲话者处在缄默状态的条件下所建立的关系由下列的公式(1)表示。

$$S(t) = \int_0^{\infty} h(\tau)\, n(t-\tau)\, d\tau \qquad \cdots\cdots(1)$$

在以上的式 (1) 中，t 是时间，及 t = 0 是开始测量的时间。要被加到Rout 上的伪噪声用 n(t) 来表示，要在 Sin 中得到的信号由 S (t) 来表示。h (t) 是回波的脉冲响应。此处，由于 n (t) 是接近于白色的噪声，在以下的式 (2) 中所表示的关系可相对于足够大的值 T_L 来建立。

$$I/N \cdot \int_0^{T_L} n(\tau)\, n(t+\tau)\, d\tau = \delta(t) \qquad \cdots\cdots(2)$$

此处，S (t) 是 delta 函数，且在 t = 0 时变为 1，而在其它情况下变为 0，N 被设定为如以下的公式 (3) 所示。

$$N = \int_0^{T_L} n^2(\tau)\, d\tau \qquad \cdots\cdots(3)$$

如果使用以上的式 (2)，那么作为 h (t) 估测值的 ha (t) 可藉以下的式 (4) 所示的方式被求出。

$$ha(t) = 1/N \cdot \int_0^{T_L} n(\tau)\, S(t+\tau)\, d\tau$$

$$= 1/N \cdot \int_0^{T_L} n(\tau) \cdot \int_0^{\infty} h(\tau')\, n(t+\tau-\tau')\, d\tau'\, d\tau$$

$$= \int_0^{\infty} h(\tau') \cdot 1/N \int_0^{T_L} n(\tau)\, n(t-\tau'+\tau)\, d\tau\, d\tau' \qquad \cdots\cdots(4)$$

在以上的式 (4) 中，以下的式 (5) 所示的部分在 $t = \tau'$ 时变为 1，而在其它情况下变为 0。

$$1/N \int_0^{T_L} n(\tau)\, n(t-\tau'+\tau)\, d\tau = \delta(t-\tau') \qquad \cdots\cdots(5)$$

因此，式 (4) 可被近似为如式 (6) 所示。最后估测值 ha (t) 大体上变成为等于 h (t)。

$$ha(t) \approx \int_0^{\infty} h(\tau')\, \delta(t-\tau')\, d\tau' = h(t) \qquad \cdots\cdots(6)$$

应当注意到，以上的 h (t) 是回波的脉冲响应，因而等于用于产生回波复制品的系数。这可由以上的式 (1) 所表示的关系导出。系数计算器 15 藉助于上述的计算步骤计算此系数 h (t)，并把它输出到回波复制品产生器 16。此回波复制品产生器 16 根据该系数产生回波复制品。现在来描述其细节。首先，它被设计成使回波复制品产生器根据以下的公式 (7) 如在带有公知的自适应滤波器的情况下那样地输出回波复制品 ya。

$$ya = ha^t x$$

其中 $ha = (h_1, h_2, \cdots\cdots, h_n)^t$，

(^{t}是矢量的转置)

$$x = (x_{k-1}, x_{k-2}, \cdots\cdots, x_{k-n})^t, \quad x_j = x(jT),$$

(T 是采样间隔，及 X (hT) 是远端声音信号 Rout 在时间 jT 处的采样结果)

在本实施例中，由于系数 $h_1, h_2, \ldots, h_n$被分别设置成 h (T)，h (2T)，...h (nT)，因此在近端声音输入 Sin 中包含的回波分量被加法器 17 抵消了。由于这样的回波复制品是藉加上和远端声音输出 Rout 相混合的伪噪声而被产生，因此即使在伪噪声分量和近端声音输入 Sin 相混合的情况下，它也能被抵消。结果，可以避免伪噪声分量被传送到远端讲话者。所以，由于伪噪声混合对远端讲话者可能发生的语音障碍不再出现。如果由于伪噪声的混合，噪声会多多少少地被传送到近端讲话者或远端讲话者，那么可能的语音障碍可藉适当地调节特定伪噪声电平而得以避免。

第二实施例

图 3 是显示按照本发明的第二实施例的回波消除器的重要

部分的方框图。在本实施例中，伪噪声发生器 11，就像第一实施例的可比较的伪噪声发生器的情况那样，产生一定的伪噪声并把它输出。另一方面，电平/频率特性测量单元 12 测量近端声音输入 Sin 的信号电平和频率特性。取决于该测量的结果，滤波器 13 和 18 的特性被加以改变。

图 4(a)显示了以上的伪噪声的频率特性。正如此图上所显示的那样，采用了具有平坦特性的伪噪声。图 5 (b) 显示了相应于由电平/频率特性测量单元 12 所测量的近端讲话者声音的近端声音输入 Sin 的频率特性。滤波器 13的特性按照被测量的频率特性被加以改变，如图 4(c)所示。在本实施例中，滤波器特性被可变化设置成使近端讲话者声音的频率被模拟和电平差成为固定的 (在本说明的实例中，为 20dB)。滤波器 18 被设置成使它具有和滤波器 13 的特性相反的特性。有这种特性以后，如果滤波器 13 和 18 互相级联，那么级联电路的输入和输出信号就变成为互相相等。

滤波器 13 使这样设定的可变的滤波器特性加到伪噪声上，然后输出该噪声。因此伪噪声的频率特性按照近端讲话者声音进行改变。由于伪噪声的频率特性将会和近端讲话者声音相协调，因此由伪噪声引起的对近端讲话者的有害作用 (如果有的话) 可被避免，即使这种伪噪声和远端讲话者声音输出Rout 相混合并通过混合电路 2 传送到近端讲话者。其理由是，由于听觉特性，人们很难于其频率特性接近的信号有实际上的失调的感觉，且语音出现质量上可能的恶化从人的实体感觉的观点可予避免。

另外，远端讲话者声音电平越高，则滤波器 18 的增益越高。这种安排是为了上述相同的理由。即当说话电平高时，即使噪声

电平比较高但噪声也很难被人识别。

滤波器 13 的输出通过加法器 14 被加到用于传送远端讲话者声音的传输线，并被用作为上述的远端声音输出 Rout。所以，滤波器 13 的输出通过混合电路 2 部分地和近端声音输入相混合，然后被加到滤波器 18。由于滤波器 18 具有与滤波器 13 特性相反的特性，滤波器 18 的输出变成为类似于在伪噪声发生器 11 的伪噪声输出被直接加到混合电路 2 时能得到的信号。

接着，系数计算器 15 根据远端声音输出 Rout 和近端声音输入 Sin 计算为产生回波复制品所必须的系数(例如，数字滤波器的抽头系数等)。现在将详细描述这一原理。

首先，如果对于频率 f 的噪声以 N(f)表示；滤波器 11 的特性以 G(f)表示；滤波器 18 的特性以 $G^{-1}(f)$ 表示；及回波特性以 H(f)表示，那么近端声音信号 Sin 的频率特性 S(f)可由以下的式(8)给出。

$$S(f) = H(f)\,G(f)\,N(f) \qquad \cdots\cdots(8)$$

接着，滤波器 18 的输出信号 S'(f)由以下的式(9)给出。

$$\begin{aligned} S'(f) &= G^{-1}(f)\,S(f) \\ &= G^{-1}(f)\,S(f) \\ &= G^{-1}(f)\,H(f)\,G(f)\,N(f) \\ &= H(f)\,N(f) \qquad \cdots\cdots(9) \end{aligned}$$

在这个量和 N (f) 之间进行的相关计算输出可由以下的式(10)表示。

$$\begin{aligned} Ha(f) &= S'(f)\,N^{*}(f) \\ &= H(f)\,N(f)\,N^{*}(f) \qquad \cdots\cdots(10) \end{aligned}$$

在以上方程中，由于N(f)接近于白色，可近似建立以下的式(11)。

$$N(f)\,N^{*}(f) \fallingdotseq 1 \qquad \cdots\cdots(11)$$

因此，以下的式(12)被建立，且回波的脉冲响应可被近似得到。

$$Ha(f) \fallingdotseq H(f) \qquad \cdots\cdots(12)$$

因此，在时间区域内，回波的脉冲响应、即用于产生回波复制品的系数可根据在滤波器18的输出S(t)和噪声发生器11的输出n(t)之间进行的相关计算(下面列出的式(13))而得到。

$$ha(t) = 1/N \cdot \int_0^{T_L} S'(\tau)\, n(t-\tau)\, d\tau \qquad \cdots\cdots(13)$$

其中 $N = \int_0^{T_L} n^2(\tau)\, d\tau$

回波复制品产生器16，如在带有已知的自适应滤波器的情况下那样，可根据以下的式(14)来输出回波复制品ya(如在第一实施例的式(7)的情况中那样)。

$$ya = ha^{t}\, x \qquad \cdots\cdots(14)$$

$$ha = (h_1, h_2, \cdots\cdots, h_n)^{t}$$

其中 $x = (x_{k-1}, x_{k-2}, \cdots\cdots, x_{k-n})^{t}$, $x_j = x(jT)$

在本实施例中，系数h_1, h_2, . . . , h_n被分别设置成ha(T)，ha(2T)，. . . ha(nT)。因此，近端声音输入Sin中所包含的回波分量被抵消了。这样的回波复制品，如前面所述，是藉加上和远端声音输出Rout相混合的伪噪声而被产生的。因此，即使在伪噪声分量和近端声音输入Sin相混合的情况下，它也能被抵消。最终，可以避免把伪噪声分量传送到远端讲话者。所以，由于伪噪声的混合对远端讲话者可能发生的语音障碍不再出现。如果由于伪噪声的混合，噪声会多多少少地被传送到近端讲话者或远端讲话者，那

么可能的语音障碍可藉适当地调节特定伪噪声电平而得以避免。

如上所述，按照本实施例，其频率特性能按照近端讲话者声音而改变的伪噪声被强制地加到用于传送远端讲话者声音的传输线，且藉使用特定的伪噪声来估测回波路径和产生回波复制品。因之，用于估测回波路径的训练可以在不管远端讲话者声音的情况下而被实行。这样，藉按照近端声音的电平/频率使噪声改变形状，可产生合适的回波复制品，而同时使近端讲话者的语音质量可能的恶化减到最小。

第三实施例

图 5 显示了实现本发明第三实施例的回波消除器。在图 5 中，与图 1 相同的元件方块以相同的参考数字表示。回波路径估测/回波复制品产生电路 103 根据远端声音输入和剩余回波来检测混合电路 2 的响应特性，且估测到混合电路 2 的等效回波路径。接着，和由混合电路 2 产生的回波相像的伪噪声藉助于在估测结果和远端声音信号 Rin 之间的卷积运算而被产生。用于传送表示由近端讲话者发起的呼叫的信号和表示建立呼叫的边界信号的信号线路从交换机 113 被连接到回波路径估测/回波复制品产生电路 103。控制单元 4 判断呼叫是由近端讲话者发起或由远端讲话者发起，并按照判断的结果实行不同的步骤。

加法器 5 藉从远端声音输入 Sin 中减去回波复制品的方法来消除回波。除了对处理器 6 的控制外，控制单元 104 对关于是否应进行回波路径估测/回波复制品产生电路 103 的学习进行控制。当远端讲话者处在缄默条件下和远端讲话者与近端讲话者同时进行讲话时，停止进行回波路径估测/回波复制品产生电路 103

的学习，这是因为有可能出现不利的回波路径估测/回波复制品产生电路 103 的错误学习。

在本实施例中，学习识别算法被用作为回波路径估测/回波复制品产生电路 103 的学习方法。学习识别算法比起其它方法来说，其算法简便且计算复杂性较小，并具有相当良好的回波抵消特性。回波消除器包括数字电路。回波消除器的采样时间间隔以 T 表示。假定回波路径的信号传播特性是线性的，如果使用了脉冲响应 h(j) 和在时间 tT 的输入信号 x(t)，那么在时间 KT 的回波 Yimp(k) 可由下列公式表示。

$$y_{imp}(k) = H_{imp} X(k)^t \quad \cdots\cdots(15)$$

$$H_{imp} = (h(1), h(2), \cdots, h(n) \quad \cdots\cdots(16)$$

$$X(k) = (x(k-1), x(k-2), \cdots, x(k-n) \quad \cdots\cdots(17)$$

如果 H imp 在时间 KT 的估测值以 H pre (k) 表示，那么回波在时间 KT 的估测值 Y pre(k) 可由以下的公式 (18) 给出。

$$y_{pre}(k) = H_{pre}(k) X(k)^t \quad \cdots\cdots(18)$$

H pre(k) 的顺序校正按照下列的式 (19) 和 (20) 进行。

$$H_{pre}(k+1) = H_{pre}(k) + \alpha e(k)X(k)/X(k)X(k)^t \quad \cdots\cdots(19)$$

(对于 $X(K) \times (K)^t > n\varepsilon^2$ 的情况)

$$H_{pre}(k+1) = H_{pre}(k) \quad \cdots\cdots(20)$$

(对于 $X(K) \times (K)^t \leq n\varepsilon^2$ 的情况)

其中 $e(k) = y(k) - y_{pre}(k)$ $\cdots\cdots(21)$

(其中 y(k) 是 Sin 的实际测量值)

在以上公式中，e (k) 表示在时间 KT 处未被抵消的剩余回

波。ϵ 被选为大约是 x (t) 的最大值的 1/5 到 1/10 的值。利用 H pre (k + 1) 产生在下一个采样时间 (k + 1) T 处的回波复制品 y pre (k + 1)。

为了实行回波路径估测/回波复制品产生电路 103 的学习，需要以下条件。

(1) 远端声音输出 Rout 的电平足够高以致反射回波作为近端声音输入Sin。换句话说，远端讲话者正在讲话。

(2) 近端声音输入 Sin 只是由回波构成 (仅仅是回波和白噪声)。换句话说，近端讲话者没有在讲话。

当新呼叫被建立时，回波路径的特性比起讲话者在讲话时的情况大大地改变了，所以剩余回波增大。为此，宁可在远端讲话者开始讲话前实行学习。然而，按照传统方法，就会担心：当远端讲话者不在讲话时，回波路径估测/回波复制品产生电路 103 即使是在建立新呼叫时也会作出错误学习。因此，学习必须停止。这样按照本实施例，在建立新呼叫的情况下，在远端讲话者开始讲话之前，利用回铃音等实行回波路径估测/回波复制品产生电路103的学习。

图 6 显示了当近端讲话者发起呼叫时的通信顺序。在图 6 中，和图 5 或图 1 相同的元部件以相同的参考数字表示。参考数字 111 表示远端讲话者处的移动电话；112 表示移动电话 111 所属的无线区的基站；113 表示与回波消除器相连的交换机；及 116 表示近端讲话者处的地面电话机。在呼叫是由近端讲话者的地面电话机 116 发起的情况下，在通话建立前近端讲话者一侧的语音环被闭合，且近端讲话者一侧的通信线路被连接到回波消除器 1。

回铃音通过连接到地面电话机116的传输线传送到电话机116，及回铃音的回波从混合电路返回到回波消除器。

由近端讲话者发出的呼叫可由交换机113按照已知的协议被识别。交换机113把信号加到回波消除器1。该信号表示呼叫是由近端讲话者发起的。然后，回波路径估测/回波复制品产生电路103使用回铃音及其回波进行学习。由于使学习收敛所需要的时间比起回铃音通常被传送的时间足够短，所以学习可在通话建立以前完成。至于回铃音，可使用适合于估测回波路径的回铃音以替代传统上所使用的回铃音。

图7显示了在由远端讲话者一侧的移动电话111发起呼叫的情况下的通信顺序。由于在由远端讲话者发起呼叫时在近端讲话者一侧的语音环并未构成，因为回波路径估测/回波复制品产生电路103利用呼叫音的学习不能被实行。当呼叫被发起时，远端讲话者一侧的语音环在由近端讲话者摘机而建立通话时首先被构成。

对于一个要建立的呼叫的呼叫界限（即呼叫界限）可由带有回波消除器1的交换机113按照本来熟知的呼叫控制协议识别或判断。在检测到呼叫是由远端讲话者一侧发起的情况下的呼叫界限时，交换机113给出表示呼叫界限的信号加到回波消除器1。根据该呼叫界限信号，回波消除器1发送音频段的训练信号到近端讲话者一侧。然后，训练信号的回波从混合电路2返回到回波消除器1。回波路径估测/回波复制品产生电路103可利用训练信号和训练信号的回波进行回波路径估测的学习。

由于从呼叫界限到近端讲话者把受话器放到耳边的时间比

起回波估测路径的学习的收敛所需要的时间足够长，因此在受话器放到耳边以前，训练信号的传送可藉对学习的收敛而得以完成。

第四实施例

回波路径估测/回波复制品产生电路 103 的学习速度在回波路径的特性很大变化时，可藉改变在学习算法中所使用的参量而得以提高。在本实施例中，用于第三实施例的学习识别算法中的参量 α 是被改变的。所以，由改变 α 引起的对学习的可能影响将首先被描述。

在 $\alpha = 1$ 的情况下，如果使用式 (19)，那么公式可被重写如下。

$$\begin{aligned} H\ pre(k+1)X(k)^t &= H\ pre(k)X(k)^t + e(k) \\ &= y\ pre(k) + e(k) \\ &= y(k) \end{aligned} \qquad \cdots\cdots(22)$$

这就是，在 $\alpha = 1$ 的情况下，H pre (k + 1)，使得 H pre (k + 1) X $(k)^t$等于y (k)。如果使用 H pre (K + 1) 计算了在时间 KT 的回波复制品，那么回波复制品将变为等于实际测量的回波，且剩余回波 e(k) 变为零。

所以，在线路特性的瞬时变化、线路噪声、以及被漏测的近端讲话者声音都不存在的理想情况下，$\alpha = 1$ 是最希望的，这是因为可以进行快速学习。然而，由于实际上有这些变化情况和噪声，如果 $\alpha = 1$，那么 H pre 会因为线路特性的瞬时变化和噪声而有很大变化。当 H pre 被误校正时，就将会因为 y pre (k) 变为太小而使回波不能被抵消，以及因为 y pre (k) 变为太大而使回波具有颠

倒的正、负量。

作为一个表示在时间 KT 的回波消除器的高抵消能力的指数，定义出了另一个量 ERLE(K)（回波返回损耗增强因子）。

$$ERLE(K) = 10\ \log_{10}(y\ real(k)\ 电功率 / e\ real(k)\ 电功率) \quad \cdots\cdots(23)$$

在上式中，y real(k) 和 e real(k) 分别表示从回波 y(k) 和残余回波 e(k) 中去除噪声分量 v(k) 后的量。它们由以下的公式给出。

$$y\ real(k) = y(k) - v(k) \quad \cdots\cdots(24)$$

$$e\ real(k) = e(k) - v(k)$$

另外真实回波 y real(k) 与噪声 v(k) 的 S/N 比值由下式定义。

$$S/N(K) = 10\ \log_{10}(y\ real(k)\ 电功率 / v(k)\ 电功率) \quad (25)$$

在 $\alpha = 1$ 的情况下，y pre (k + 1) 承受了相对于在前面步骤中的噪声 v(k) 和回波 e real(k) 的总和的相同电平的变化。结果，相对于在前面步骤中的噪声的相同电平的噪声出现在每个步骤中的回波复制品中。所以，随着学习起始后的时间推移，每个步骤中的 ERLE (k) 的平均值（以后简称为“ERLE”）逐渐接近于 S/N (k) 的平均值（以后简称为“S/N”）。作为 ERLE 或 S/N，例如其相应的 ERLE (k) 和 S/N (k) 在 10 毫秒期间的平均值是可以期待得到的。

由于每个步骤中 e real(k) 的变化远远的小于噪声分量 v(k) 的变化，前面步骤中噪声 v(k) 的影响可藉使 α 变小而得以减少，且由于回波消除器增加了的抵消能力，ERLE 可进一步增加。然而，如果 α 减小，那么 H pre (k) 的自适应常数也减小。因此，回

波路径估测/回波复制品产生电路 103 的学习速度也降低。

如果把 ERLE 安排成比 N 小一个确定的值或更多，则确立 $\alpha = 1$；当 ERLE变成等于或大于 S/N 时，α 逐渐减小，那么抵消能力就可增加，而不用大大地降低回波消除器的学习速度。然而，应当注意到，由于真实回波 real (k) 和噪声分量 v (k) 不能分开进行测量，因此也不能根据实际测量值计算ERLE 和 S/N。因此，α 按如下所述那样改变，即采用与 ERLE 有关系的数值。

例 1

当回波路径特性改变时，ERLE 减小。此处，当新呼叫建立时的回波路径特性的变化远远大于正在讲话时的回波路径特性的变化。因为建立呼叫时的时间、即呼叫界限可根据由交换机 113 所给出的信息而进行判断，在从呼叫界限以后的一段时间内把 α 设定为接近于 1 的值，然后，α 值逐渐减小。例如藉按照以下所述的方式改变 α，当回波路径特性改变时，抵消能力可以被提高而不降低学习速度。

$\alpha = 0.9$ ($t \leq T0$) (T0 是时间常数) .... (26)

$\alpha = 0.5$ ($T0 < t \leq T1$) (T1 是时间常数) .... (27)

$\alpha = 0.1$ ($T1 < t$) .... (28)

当远端讲话者处在缄默状态，以及当远端讲话者和近端讲话者同时在讲话时，回波路径估测/回波复制品产生电路 103 的学习必须停止，这是因为要防止回波路径估测/回波复制品产生电路 103 会造成误学习。因此，在呼叫界限以后只有远端讲话者正在讲话的那个时间间隔被用作作为式 (26) 到 (28) 中的 t。如第一实施例中的当呼叫由远端讲话者发起时的情形，用于学习的训练

信号可通过把近端讲话者摘机的时间定为 t = 0 来进行发送。而且，在近端讲话者发起呼叫的情况下，把开始传送回铃音的时间设定为 t = 0，这样可根据回铃音进行学习。

在讲话期间近端讲话者一侧被转移的情况或其它类似情况下，回波路径的特性发生变化且 ERLE 突然地变小。在这种情况下，必须增加 α 的学习速度。因此，α 可通过把 ERLE 突然变小的时间定为 t = 0 和用 t 来表示只有远端讲话者在讲话的时间间隔从而根据式 (26) 到 (28) 来加以改变。

例 2

另外也能通过以普通大小的噪声分量代替 v (k) 来计算 ERLR。例如，在使用 ERLE 的情况下通过如下列各公式所教导的那样来改变 α，可以增加抵消能力而不显著降低学习速度。此处，即使在利用 ERLE 来设定 α 的情况下，可希望大体上在话音开始时首先把 α 设定为较大值，然后逐渐使它减小。也就是，按照下面所列的各公式在过去所得到的所有 α 值中的最小值可用作为实际所使用的 α。

$$\alpha = 0.9 \quad (\quad ERLE \leqq 10dB)$$

$$\alpha = 0.5 \quad (10dB < ERLE \leqq 20dB)$$

$$\alpha = 0.1 \quad (20dB < ERLE \quad)$$

例 3

学习的进展也根据残余回波 e(k) 的平均值来判断。使用平均值的理由是：由于每一步骤中残余回波的电平在很大程度上依赖于发送声音和噪声的电平因而是不稳定的。此平均值 e 例如可从在 10ms 之间的各个残余回波 e (k) 得到。利用残余回波的平均值

e, 可使 α 按如下切换:

$$\alpha = 0.9 \quad (\quad e \leqq 10dB)$$

$$\alpha = 0.5 \quad (10dB < e \leqq 20dB)$$

$$\alpha = 0.1 \quad (20dB < e \quad)$$

例 4

作为按步骤改变 α 的替代, 也可以相对于时间 t, ERLE 或残余回波等而顺序地改变 α。在那种情况下, α 由下面列出的各公式表示。

例 4－1

如果把时间 t 用作为参量, 那么 α 可藉利用时间常数 TO 而表示为如下:

$$\alpha = 0.8\,(1 - t/TO) + 0.1 \quad (t < TO)$$

$$\alpha = 0.1 \quad (TO \leqq t)$$

或 $\alpha = 0.9 \exp(-t/TO)$

例 4－2

如果把 ERLE 用作为参量, 那么 α 可藉利用常数 EO 而被表示为如下:

$$\alpha = 0.8\,(1 - ERLE/EO) + 0.1 \quad (ERLE < TO)$$

$$\alpha = 0.1 \quad (TO \leqq ERLE)$$

或 $\alpha = 0.9 \exp(-ERLE/EO)$

例 4－3

如果把残余回波 e 用作为参量, 那么 α 可藉常数 AO 而被表示为如下:

$$\alpha = 0.8\,(1 - e/AO) + 0.1 \quad (e < AO)$$

$\alpha = 0.1$ (A0 ≦ e)

或 $\alpha = 0.9 \exp(-e/A0)$

例5

用来发送训练信号的方法可被用于例2到例4的任一例中。在远端讲话者发起呼叫的情况下，训练信号在近端讲话者摘机时被发送，如同在实施例3的情况那样。在近端讲话者发起呼叫的情况下，回铃音或其回波可被用来进行学习。

在本实施例中，α 作为学习算法的一个参量而改变。然而，对学习速度具有一定作用的其它参量也可被使用，从而藉助于这样的事实：即在呼叫界限之后就立即要求快速学习，然后，则要求精确的学习(即无错误的学习)，以改变这些参量。另外，在使用除了学习识别算法以外的其它学习算法的情况下，这些算法中所使用的参量可按和本实施例相同的方式加以改变。

第五实施例

关于回波消除器的学习算法，除学习识别算法以外的其它算法，例如RLS(递归最小平方)可被使用。由于RLS的算法是公知的，对它们的描述予以省略。尽管RLS有这样的优点，即其收敛速度比学习识别算法快，但它也有缺点即其计算的复杂性大，因为它需要进行逆矩阵计算。所以，在讲话开始时需要对回波路径快速估测的地方使用RLS算法，而在估算进行到一定程度的时间把算法切换为学习识别算法。由于这种安排，尽管限制了整个交换所需要的计算的复杂性的增加，回波路径可被快速估测。

由于当前可获得的通用的DSP(数字信号处理)的计算能力能满足以下关系：学习识别算法所需要的计算能力 < DSP的计算

能力< RLS 所需要的计算能力，因此，在对于讲话开始后的初始的输入来使用高速 DSP 或多个 DSP 的情况下，可按照 RLS 进行计算。然后，在计算过程的中间阶段，利用所得到的学习结果来使算法切换到学习识别算法。通过这种方式，回波路径可被快速估测，同时通过完全的切换来有效地使用资源。

学习算法可按照例如下面列出的方法，藉使用时间 t、ERLE、或回波电平 e 进行切换，如同 α 的切换的情况那样。

(1) RLS (t< TO)

学习识别算法 (TO≤t)

(2) RLS (e< AO)

学习识别算法 (AO≤e)

(3) RLS (ERLE< 10dB)

学习识别算法 (10dB≤ERLE)

也能接受的是，在算法被切换到学习识别算法以后，藉使用第四实施例中所描述的算法来改变 α 值。在远端讲话者发起呼叫的情况下，可以在近端讲话者摘机时发送用于学习的训练信号，这如同第一实施例的情况那样。同样地，在端讲话者发起呼叫的情况下，可利用回铃音进行学习。

第六实施例

因为噪声分量 v (k) 以第四或第五实施例中所描述的方法混合到回波中，因此对于回波消除器的学习进展的程度不可能作出正确的估测。为了测量接近于真实回波的值 real (k)，可以期望这样一种方法，其中对 x(k) 的声音频谱进行分析以及对于所得到的频谱分量进行回波 y(k) 的电平测量。另外在回波电平对于声音频

率是非均匀的情况下，必须分析 x(k) 和 y(k) 的回波频谱。

分析声音频谱的方法可粗略地被分为两种：一种是非参量分析(NPA)和另一种是参量分析(PA)。

非参量分析的例子可包括(1)短项自相关分析，(2)短项谱分析，(3)对数倒频谱(Cepstrum)分析，(4)零交叉分析。另一方面，参量分析的例子可包括(1)综合分析法(A－b－S 法)，(2)线性预测分析(LPC)，(3)最大或然谱估测(自相关法和倒置滤波器法)，(4)非扩散法，(5)PARCOR 分析，以及(6)LSP 分析。

要被使用的谱分析方法可以按照与在第二实施例中学习算法进行切换的同样方式利用时间 t、ERLE、或回波电平 e 进行切换。

修改的实施例

应当注意到，本发明并不限于上述实施例。例如，可按如下所述的那样作出许多改变和修改。

(1) 在上述实施例中的任一例中，本发明被应用于移动电话和地面电话之间的信号传输。然而，本发明的应用并不限于此。本发明可被应用于在双线电路和四线电路之间进行信号传输的所有通信网络。

(2) 在第一和第二实施例中，伪噪声发生器 11 通常产生伪噪声。然而，也可如第三实施例的情况那样进行安排，其中从交换机接收呼叫界限，且直到经过一段时间之后才产生伪噪声。由于这种结构，在近端讲话者把受话器放到非常接近耳边之前就可完成学习，这样，伪噪声在实际进行讲话者，可被阻止发送到近端讲话者。

(3) 当远端讲话者在大于预定的时间内保持为缄默状态时，伪噪声发生器 11 可产生伪噪声。其理由是当远端讲话者一侧处在缄默状态时，将噪声传输到近端讲话者一侧(如果有的话)并不会对讲话造成任何障碍。

(4) 当回波消除在加法器 17 中成为低于预定电平时，伪噪声发生器11 可产生伪噪声。其理由是：有很大可能是回波复制品产生器 16 未产生正常的回波复制品，且重新学习看来是所希望的。

(5) 在第一实施例中伪噪声的电平是常量。然而，当为实行相关运算所需要的时间增加时，伪噪声的电平可加以减小。

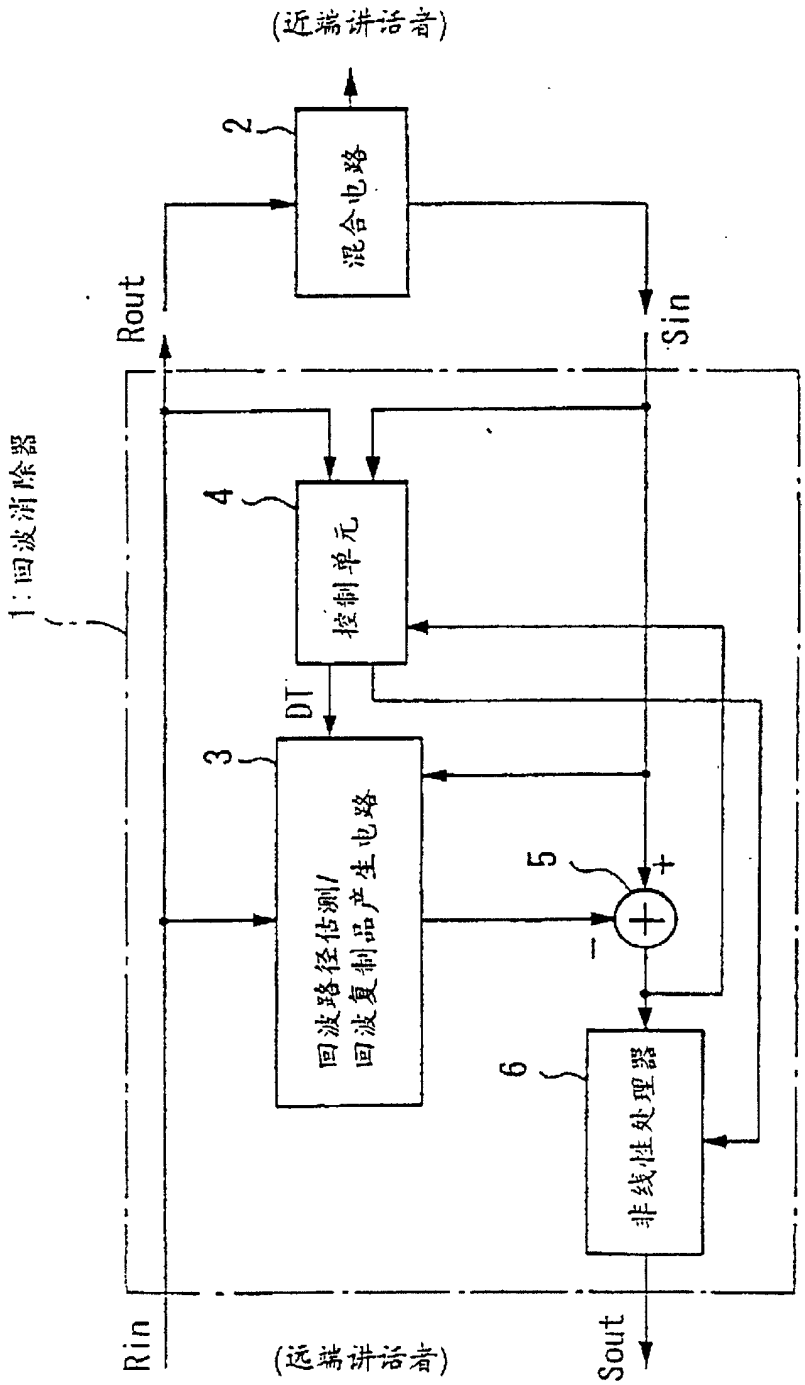

(近端讲话者)
2
混合电路
Rout
Sin
1:回波消除器
4
控制单元
DT
3
回波路径估测/
回波复制品产生电路
5
+
+
−
6
非线性处理器
Rin
(远端讲话者)
Sout

图1
现有技术

图 2

第一实施例

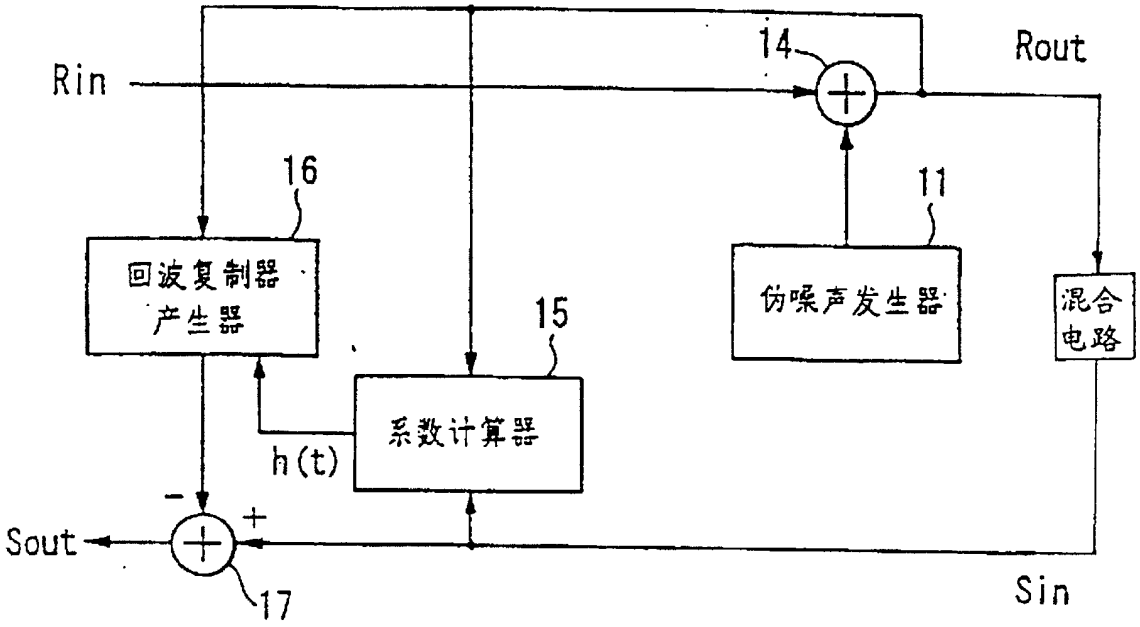


图 3

第二实施例

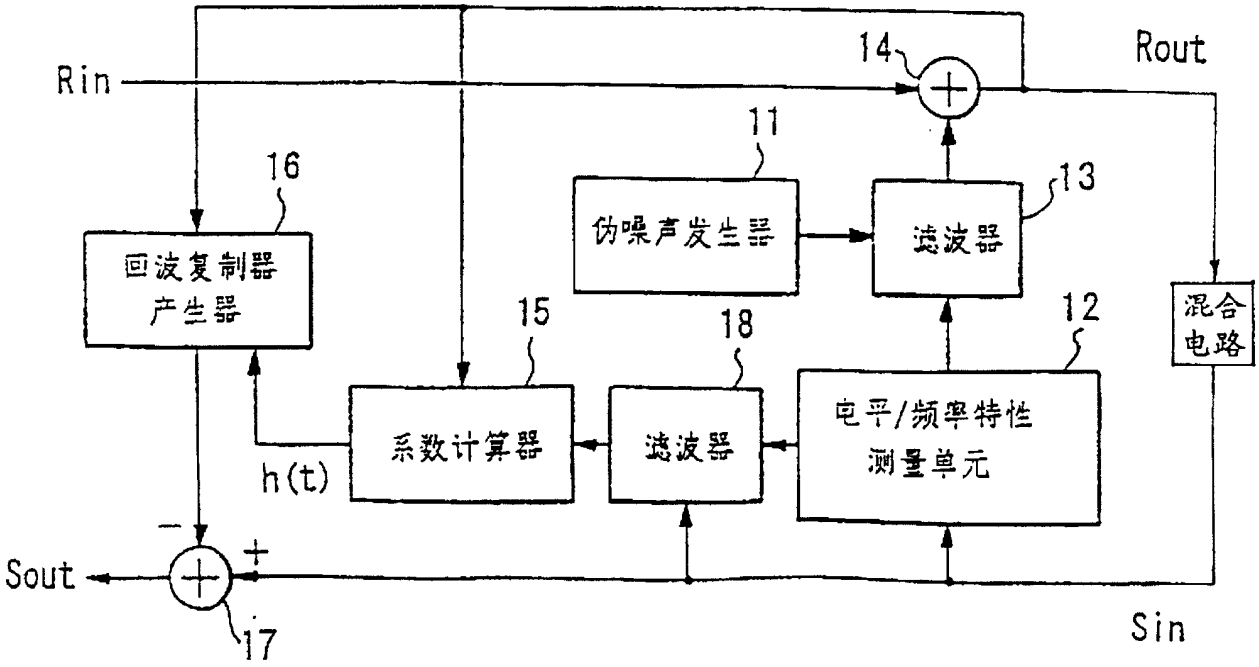


图 4

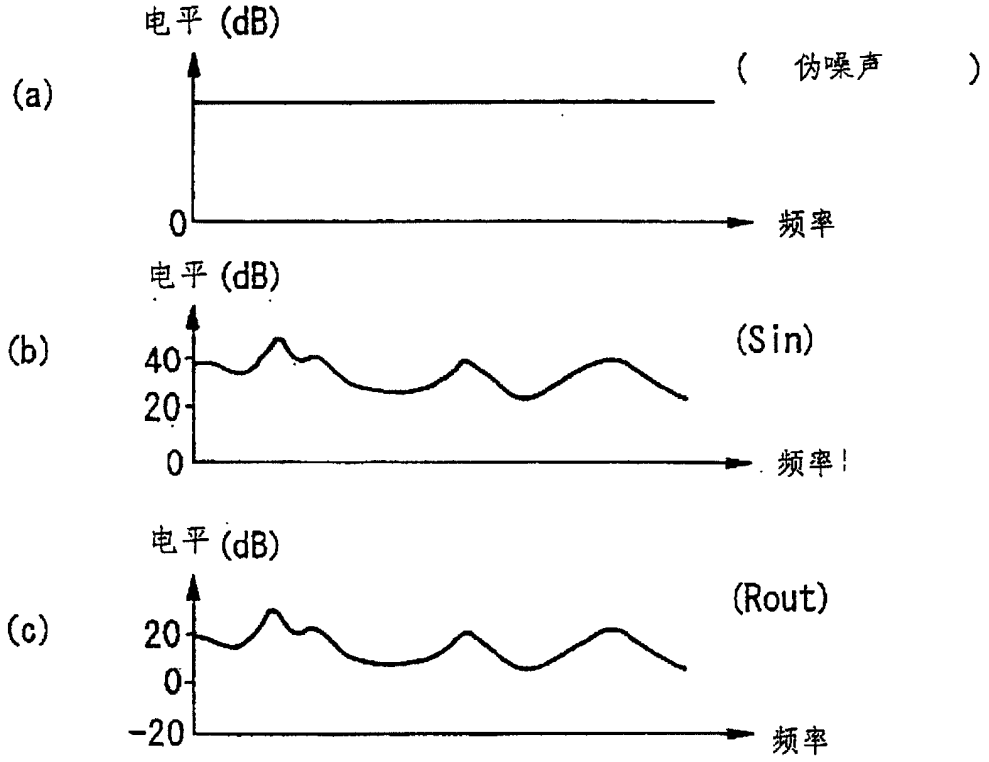


图 5

第三实施例

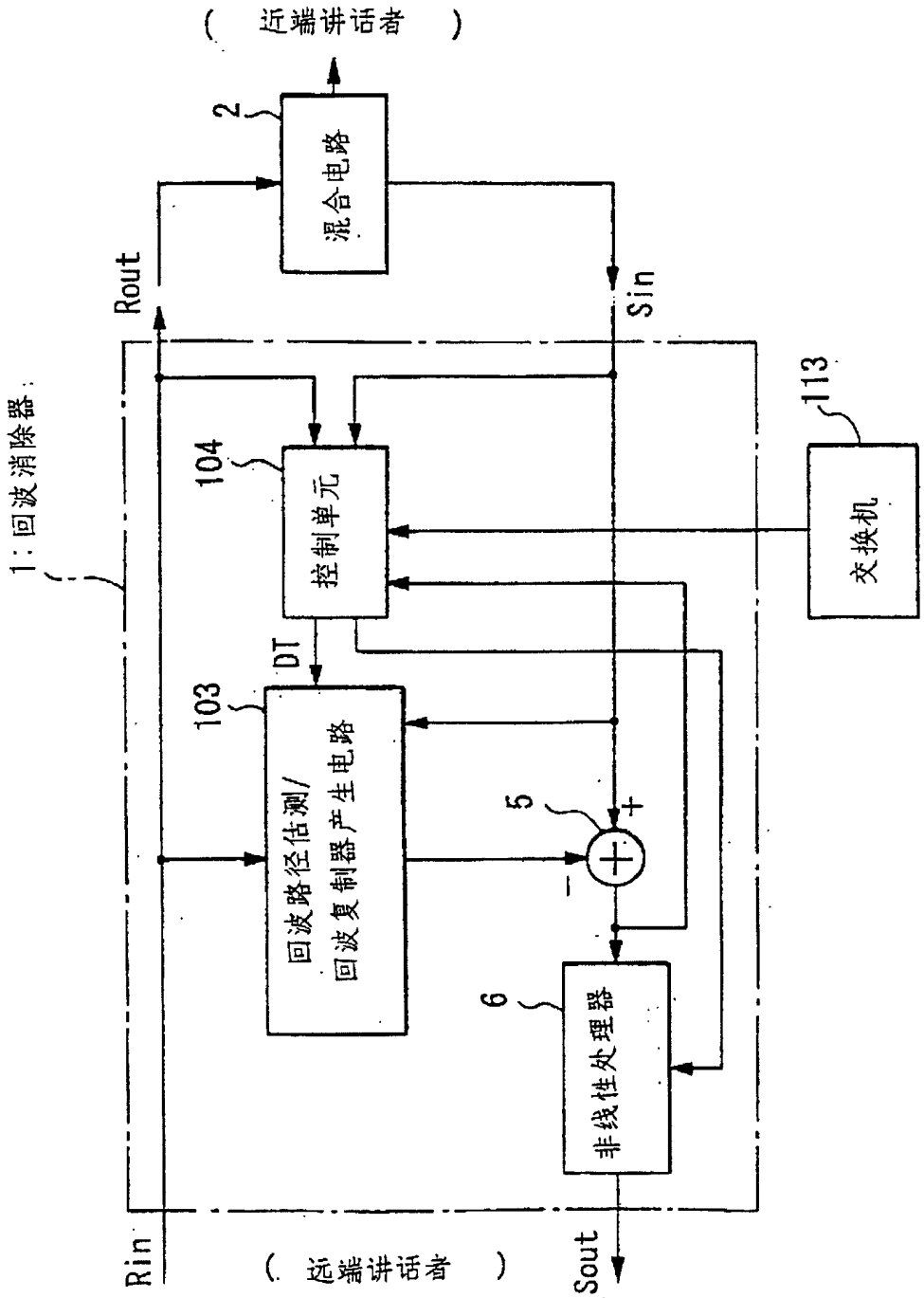

1：回波消除器
（ 近端讲话者 ）
2
混合电路
Rout
Sin
113
交换机
104
控制单元
DT
103
回波路径估测/
回波复制器产生电路
5
+
−
6
非线性处理器
Rin
（ 远端讲话者 ）
Sout

图 6

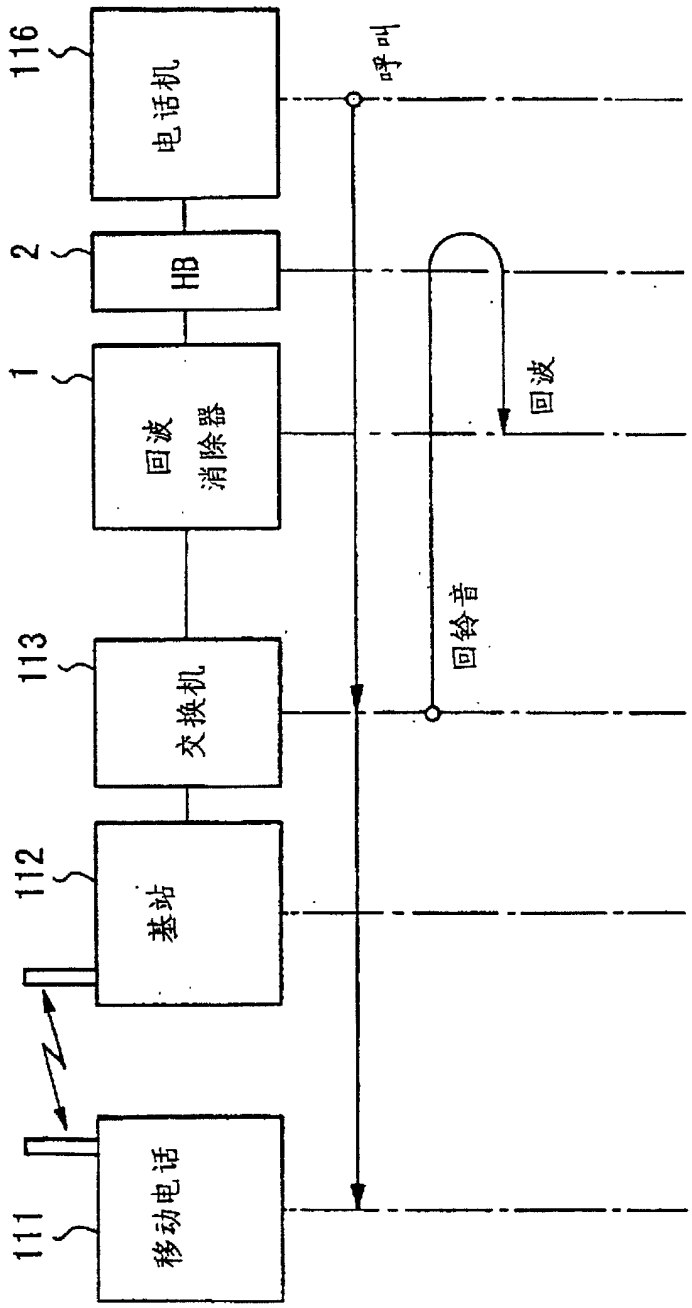


图 7

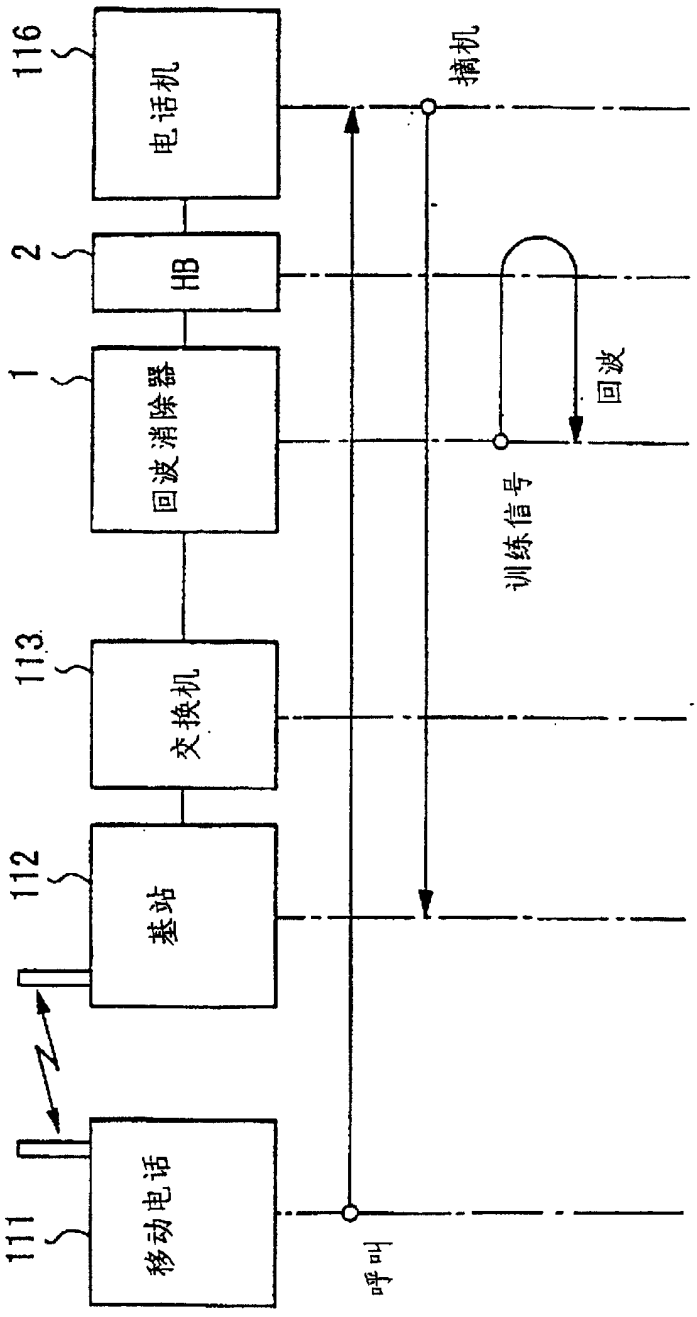


图 8

