



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1868137 B

(45) 授权公告日 2012. 09. 05

(21) 申请号 200480030098. X
 (22) 申请日 2004. 10. 27
 (30) 优先权数据
 374632/2003 2003. 11. 04 JP
 (85) PCT申请进入国家阶段日
 2006. 04. 13
 (86) PCT申请的申请数据
 PCT/JP2004/015891 2004. 10. 27
 (87) PCT申请的公布数据
 W02005/043772 JA 2005. 05. 12
 (73) 专利权人 冲电气工业株式会社
 地址 日本东京
 (72) 发明人 高田真资
 (74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专
 利商标事务所 11038
 代理人 曲瑞

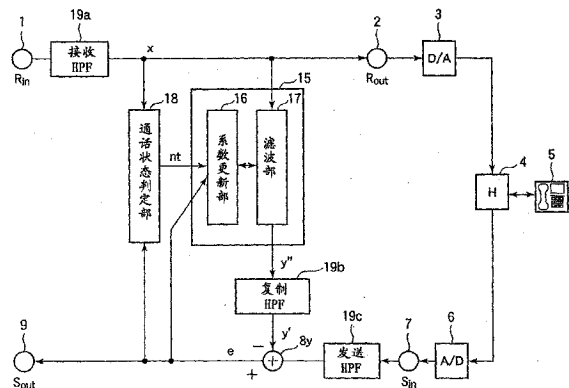
(51) Int. Cl.
 H04B 3/23(2006. 01)
 H04M 1/60(2006. 01)
 (56) 对比文件
 JP 5134682 A, 1993. 05. 28, 全文.
 JP 2002526961 A, 2002. 08. 20, 全文.
 EP 1220461 A2, 2002. 07. 03, 全文.
 JP 5063607 A, 1993. 03. 12, 全文.
 审查员 李轶

权利要求书 2 页 说明书 18 页 附图 9 页

(54) 发明名称
 回波消除器

(57) 摘要

本发明提供一种在利用通信频带比现有频带宽的声音信号而得到的声音通话中,能够有效去除补偿成分、并提供通信质量高且稳定的通话的回波消除器。本发明的回波消除器使用自适应算法来去除回波成分,其特征在于,包括:模拟回波形成单元,具有生成模拟回波信号的模拟回波生成部和更新抽头系数的系数更新部;发送用滤波单元,去除近端输入信号成分中包含的低频成分;模拟回波用滤波单元,去除包含在来自上述模拟回波形成单元的模拟回波信号中的低频成分;回波去除单元,根据经过发送用滤波单元的近端输入信号成分中含有的回波成分和经过模拟回波用滤波单元的模拟回波信号,来去除回波成分。



1. 一种回波消除器,使用自适应算法来去除回波成分,其特征在于,包括:

模拟回波形成单元,具有根据抽头系数和远端输入信号来生成模拟回波信号的模拟回波生成部和更新抽头系数的系数更新部;

发送用滤波单元,去除近端输入信号成分中所包含的低频成分;

模拟回波用滤波单元,去除包含在来自上述模拟回波形成单元的上述模拟回波信号中的低频成分;

回波去除单元,根据经过上述发送用滤波单元的、近端输入信号成分中包含的回波成分和经过上述模拟回波用滤波单元的模拟回波信号,来去除回波成分;以及

接收用滤波单元,其在远端输入端子和上述模拟回波形成单元之间,用于去除包含在远端输入信号成分中的低频成分,

其中,

上述发送用滤波单元、上述模拟回波用滤波单元和接收用滤波单元是可变滤波器;

所述回波消除器还具有切换控制单元,用于在发送路径和接收路径上检测有无包含通信频带比作为现有电话频带的第一频带成分宽的第二频带成分,并根据其检测结果,控制由上述发送用滤波单元、上述模拟回波用滤波单元和接收用滤波单元去除的频带;

上述接收路径是从远端输入端子到近端输出端子的数字声音信号的路径,上述发送路径是从近端输入端子到远端输出端子的数字声音信号的路径,而上述远端是指远方通话者,上述近端是指数字声音信号的接收者。

2. 根据权利要求1所述的回波消除器,其特征在于:上述系数更新部根据延迟了对应于与上述发送用滤波单元和上述模拟回波用滤波单元的滤波处理相关的延迟的时间后的远端输入信号,来执行抽头系数的更新。

3. 根据权利要求1所述的回波消除器,其特征在于:上述切换控制单元检测出包含在远端输入信号成分和近端输入信号成分中的低频成分,并根据检测到的低频成分的功率,来控制由上述发送用滤波单元、上述模拟回波用滤波单元和接收用滤波单元去除的频带。

4. 根据权利要求1所述的回波消除器,其特征在于:上述切换控制单元根据由上述系数更新部更新的抽头系数受远端输入信号所具有的低频成分中的非固定补偿成分的影响度,来控制由上述发送用滤波单元、上述模拟回波用滤波单元和接收用滤波单元去除的频带。

5. 根据权利要求4所述的回波消除器,其特征在于:上述切换控制单元求出由上述系数更新部更新的抽头系数的平均值,并根据该抽头系数的平均值与预定值的比较结果,判定抽头系数受远端输入信号所具有的低频成分中的补偿成分的影响度。

6. 一种回波消除器,使用自适应算法来去除回波成分,其特征在于,包括:

模拟回波形成单元,具有根据抽头系数和远端输入信号来生成模拟回波信号的模拟回波生成部和更新抽头系数的系数更新部;

发送用滤波单元,去除近端输入信号成分中所包含的低频成分;

模拟回波用滤波单元,去除包含在来自上述模拟回波形成单元的上述模拟回波信号中的低频成分;

回波去除单元,根据经过上述发送用滤波单元的、近端输入信号成分中包含的回波成分和经过上述模拟回波用滤波单元的模拟回波信号,来去除回波成分;以及

接收用滤波单元,其在远端输入端子和上述模拟回波形成单元之间,用于去除包含在远端输入信号成分中的低频成分,

上述发送用滤波单元、上述模拟回波用滤波单元和接收用滤波单元是可变滤波器,

所述回波消除器还具有滤波特性控制单元,用于根据在上述模拟回波形成单元中设定的抽头长度,来控制由上述发送用滤波单元、上述模拟回波用滤波单元和接收用滤波单元去除的频带,

其中,上述远端是指远方通话者,上述近端是指数字声音信号的接收者。

回波消除器

技术领域

[0001] 本发明涉及回波消除器,尤其可适用于例如在使用宽声音频带而得到的声音通话中,去除低频带成分的回波消除器。

背景技术

[0002] 近年来,快速普及的 VoIP (Voice Over IP) 通信(下面称作 VoIP、IP 电话等)中,作为通话质量劣化的原因有声音信号中包含的回波成分。

[0003] 这是因为 VoIP 通信与利用现有的模拟线路的声音通信相比延迟大,且由于该延迟不可避免地产生,所以有与使用现有的模拟线路的声音通话相比,回波感明显的特性。

[0004] 因此,VoIP 通信中回波去除处理在提高声音质量方面相当重要。因此,多数 VoIP 通信装置为了去除回波成分,大部分采用了“回波消除器”。

[0005] 这里,参考图 2,说明现有的 VoIP 通信中的回波消除器进行的回波成分去除。

[0006] 如图 2 所示,现有的回波消除器 13 包括输入来自远方通话者(下面称作远端)的数字声音信号的输入端子 Rin1、将来自输入端子 Rin1 的数字声音信号提供给接收者(下面称作近端)侧的输出端子 Rout2、输入来自近端的数字声音信号的输入端子 Sin7、将来自输入端子 Sin7 的数字声音信号提供给远端的输出端子 Sout9、加法器 8、双向通信检测器 10、具有系数更新部 14 和滤波部 12 的自适应滤波器 14。

[0007] 另外,图 2 中,表示近端侧的电话机 5、与电话机 5 相连的混合电路 4、将来自输出端子 Rout2 的数字声音信号转换为模拟信号后提供给混合电路 4 的 D/A 转换器 3 和将来自混合电路 4 的模拟信号转换为数字声音信号后提供给输入端子 Sin7 的 A/D 转换器 6。

[0008] 图 2 中,将输入到输入端子 Rin 的宽带信号(数字声音信号)提供给输出端子 Rout2,并经 D/A 转换器 3 转换为模拟信号后,进一步经混合电路 4 提供给电话机 5。由此,接收者(近端)可以听到远端的声音。

[0009] 另一方面,来自输出端子 Rout2 的输出在混合电路 4 中反射信号的一部分,并通过 A/D 转换器 6 转换为数字信号后,输入到输入端子 Sin7。由此,在来自输出端子 Sout9 的输出中,向远端通话者(图中未示)提供输入端子 Sin7 捕捉到的信号,而远端通话者听到自身的声音作为回波成分 y ,从而听不清。

[0010] 另一方面,将输入到输入端子 Rin 的宽带信号(数字声音信号)提供给自适应滤波器 14,滤波部 12 生成抵消回波成分 y 用的回波复制(模拟回波)信号 y' 而提供给加法器 8。

[0011] 然后,在加法器 8 中,可通过减去来自输入端子 Sin7 的回波成分 y 和来自滤波部 12 的回波复制信号 y' 来去除回波成分 y 。

[0012] 这里,说明滤波部 12 生成回波复制信号 y' 的现有方法一例。这里,使用在回波复制信号 y' 的生成算法中最好使用的公知算法的“学习识别法(NLMS 法:Normalized LMS)”来加以说明。

[0013] 将从输入端子 Rin1 输入的信号 x 输入到滤波部 12。滤波器 12 由公知的 FIR(有

限脉冲响应长度)滤波器构成。自适应滤波器 14 的抽头系数(下面简称作“系数”)h 如后所述,随时间而变化。

[0014] 接着,说明抽头系数 h 的变化情况。现在,在滤波部 12 中,设时刻 k 下,第 m 个抽头系数为 $h(k, m)$ 。若将来自输入端子 Rin1 的时刻 k 的输入为 $x(k)$,则滤波部 12 中生成如(1)式所示的回波复制信号 y' 。

[0015] 【数学式 1】

$$[0016] \quad y' = \sum_{m=0}^{M-1} h(k, m) \cdot x(k-m) \quad (1)$$

[0017] 这里, M 是滤波部 12 的抽头长度,是设计者考虑到回波路径的响应长度而预先适当确定的常数,虽然在抽出长度大时,可以对应于长的回波长度,但是回波消除器 13 的收敛有问题,若抽头长度小,则收敛快,但是仅可对应于短的抽头长度。

[0018] 下面,说明自适应滤波器 14 的系数控制方法。使用(2)式来控制滤波部 12 的抽头系数,使之随时间而变化。

[0019] 【数学式 2】

$$[0020] \quad h(k+1, m) = h(k, m) + \mu \frac{e(k) \cdot y(k)}{\sum_{i=0}^{M-1} x^2(k-i)} \quad (2)$$

[0021] h 和 x 的初始值为 0。在(2)式中, μ 是确定回波消除器 13 的跟踪速度的常数,是 $0 \leq \mu \leq 1$ 的常数,若 μ 大,则收敛快,但是稳定状态下的回波消除精度差,若 μ 小,则收敛慢,但在稳定状态下的回波消除精度好。

[0022] 这里, $e(k)$ 是加法器 8 的输出,若将时刻 k 下的 y 设作 $y(k)$,同样,将 y' 设作 $y'(k)$,则变为如(3)式那样。

$$[0023] \quad e(k) = y(k) - y'(k) \quad \dots (3)$$

[0024] 使用(1)式、(2)式和(3)式进行的抽头系数更新控制是公知的所谓“学习识别法”,抽头系数 $h(m, k)$ 变化,使得(3)式中的 $e(k)$ 或 $e(k)$ 的功率慢慢变为 0。即,更新滤波部 12 的抽头系数,使得回波成分 y 在加法器 8 中随着时间而被慢慢去除(称作自适应滤波器 14 收敛)。

[0025] 如上这样,将作为回波路径的混合电路 4 的特性估计为滤波部 12 的抽头系数,并进行回波成分 y 的去除。

[0026] 但是,若上述的系数更新控制除了混入回波之外还向输入端子 Sin7 混入了近端通话者信号 s,则(3)式的右边混入了近端通话者信号 s,结果就变成了下述的(4)式,不能很好地进行系数的更新。

[0027] 另外,下述式(4)中的 $s(k)$ 是通过例如时刻 k 下的近端通话者的发声或产生较大的背景噪声的噪声源输入到输入端子 Sin7 的信号(之后称之为近端通话者信号)。

$$[0028] \quad e(k) = y(k) - y'(k) + s(k) \quad \dots (4)$$

[0029] 因此,需要在如(4)式所示、存在近端通话者信号 $s(k)$ 时停止系数更新。或者,作为其他方法,采用在预定的初始收敛期后停止系数的更新、以使得不会有信号 $s(k)$ 的影响等方法。

[0030] 图 2 中,表示双向通信检测器 10 在存在近端通话者信号 s 时,使系数更新停止的

情况。只要是在双向通信检测器 10 的检测动作检测出在从输入端子 Sin7 向输出端子 Sout9 的路径上的通话者信号之后、在 (4) 式的情况下停止系数更新的方法即可,这里不描述其细节。

[0031] 虽然图 2 中图示了向双向通信检测器 10 输入的是经过加法器 8 后的信号 e 的现有例,但是只要双向检测器 10 的输入在发送路径、接收路径上即可,可以来自任何位置。

[0032] 以上是基于 VoIP 通信中的回波消除器的回波消除动作。

[0033] 作为现有的去除回波的装置、方法,有下述的专利文献 1 和 2 及非专利文献 1。

[0034] 专利文献 1 :特开 2003-198434 号公报

[0035] 专利文献 2 :特开 2000-115033 号公报

[0036] 非专利文献 1 :国际推荐 ITU-T G. 722 7kHz AUDIO-CODINGWITHIN 64 KBIT/S

发明内容

[0037] 发明所要解决的问题

[0038] 但是,在现有的利用模拟线路的声音通信中,对声音信号的通信频具有限制(300 ~ 3400Hz,下面称作现有频带),而在 VoIP 通信中,由于取消了 VoIP 线路上的声音信号的频带限制,所以可以提供更高质量的音质,需求者也是这样要求的。

[0039] 在非专利文献 1 等中,公开了对应用比现有频带(300 ~ 3400Hz)宽的带宽(50 ~ 7000Hz)的声音编码技术的推荐,实际上,在铺设专用线路的基础上,若是加载了耳机和麦克风的特殊终端之间,可使采用了宽带的声音编码的高质量通话装置实用化。

[0040] 但是,所谓电话机型宽带 VoIP 电话因如下理由产生了回波而使音质劣化,所以难以谋求高质量通话的实用化。

[0041] 即,从与现有的通信设备的兼容性来看,在设置了电话型宽带 VoIP 电话的情况下,在通信路径中大多插入作为 2 线 4 线转换器的混合电路,但是如上所述,由于混合电路是回波的发生源,所以在这种线路系统中,不可避免地产生了回波。

[0042] 因此,需要在所谓电话型宽带 VoIP 电话中使用去除回波的回波消除器,但是由于上述现有的回波消除技术不希望从开始就处理宽带声音,所以即使将现有的回波消除器应用于宽带 VoIP 电话,也存在不能很好地去除回波的问题。

[0043] 对于该问题,本专利申请的申请人发现作为应用到宽带 VoIP 电话中的回波消除器的性能劣化的原因,主要包括如下原因。

[0044] 一般地,在回波消除器向输入信号施加直流补偿成分时,该直流补偿成分作为叠加在信号波形上的固定直流值而出现,破坏了回波路径的线性,所以认为回波去除性能劣化。对该补偿成分而言,专门以模拟-数字转换器的特性和背景噪声(例如,来自输入端子 Sin7 的噪声成分)为原因。

[0045] 但是,在用宽带进行通信的情况下,即使 A/D 转换器等正常,因宽带信号自身的特性,回波消除器受到补偿成分或被视为补偿的成分的影响而动作,由此存在不能发挥回波消除器的性能的情况。

[0046] 这是由宽带 VoIP 通信与现有的声音通信相比,声音信号的频带宽而造成的。宽带 VoIP 通信中的声音信号包含 50Hz ~ 300Hz 的非常低的频带成分。并且,该低频带成分对回波消除器的性能有影响。

[0047] 参考图 2 和图 3 来说明本专利申请的申请人发现的、上述低频带成分对回波消除器的性能的影响。

[0048] 图 3 是说明宽带信号（声音信号）的低频带成分（即长周期波形）对回波消除器的影响的说明图。

[0049] 回波消除器 13 中的滤波部 12 的抽头系数（图中未示）在进行系数更新时收敛，以模拟实际回波路径函数。

[0050] 但是，在输入信号中存在直流成分或几乎可视为直流的低频成分的情况下，收敛性能的劣化如上所述。

[0051] 这种由低频造成的振幅补偿成分（下面仅称作“补偿”）可用一定区间内的信号取样的平均值来表现。现有技术作为对象的直流补偿成分是 A/D 转换器施加的、不随时间改变的固定值直流补偿成分，但是，在宽带声音信号中，在回波消除器处理的数据区间，叠加值作为随时间变动的补偿成分，对回波消除器产生了影响（图 3 中的区间 a 和区间 c）。

[0052] 在图 3 的区间 b 中，由于恰好补偿成分（平均值）变为没有，所以回波消除器 13 的滤波部 13 的抽头系数很好地收敛于实际回波路径函数。

[0053] 进一步举例来说明。在宽带 VoIP 中，如国际推荐 ITU-T G. 722（非专利文献 1）所公开的，取样频率为 16kHz。

[0054] 这时，若回波消除器 13 的抽头长度为 256 抽头，波形收敛于滤波器抽头长度的波形的频率为止，不能表现比其长的频率的波形（频率）。具体的，这时，下限频率是 $1/(256 \times (1/16000)) = 62.5\text{Hz}$ ，滤波部 12 不能表现在此频率以下的频率成分。

[0055] 在宽带 VoIP 电话中，为了更加再现临场感，通常将更低的频带（20Hz ~ 70Hz）的成分也和其他频带一样用于通信，但在只能处理固定值的直流补偿成分的现有回波消除器 13 中不能表现低频，恰好与在信号中加入补偿成分一样，使回波消除器的性能显著劣化。

[0056] 作为解决该问题的方法，考虑通过增大回波消除器 13（滤波部 12）的抽头长度来使回波消除器 13 可表现的频率进一步向低频侧扩展的情况。

[0057] 但是，增加滤波部 12 的抽头长度如（1）式和（2）式所示，意味着积和运算量立即增大，所以在例如由图中未示的数字信号处理器（DSP）实现回波消除器 13 等情况下，会产生导致运算量增大、或硬件规模变大等弊端。

[0058] 另外，为了提供高质量的声音，回波消除器在自适应滤波器中使信号 $x(k)$ 、信号 $e(k)$ 和回波成分 $y(k)$ 的时间定时相一致、以便遵从（1）式 ~ （3）式所示的系数更新算法很重要。

[0059] 因此，需要一种能够在利用通信频带比现有频带宽的声音信号的声音通信中有效地去除补偿成分、并且能够消除与回波消除有关的时间定时偏差地提供通信质量高且稳定的通话的回波消除器。

[0060] 用于解决问题的手段

[0061] 为了解决该问题，本发明的一种回波消除器，使用自适应算法来去除回波成分，其特征在于，包括：模拟回波形成单元，具有根据抽头系数和远端输入信号来生成模拟回波信号的模拟回波生成部和更新抽头系数的系数更新部；发送用滤波单元，去除近端输入信号成分中所包含的低频成分；模拟回波用滤波单元，去除包含在来自上述模拟回波形成单元的上述模拟回波信号中的低频成分；以及回波去除单元，根据经过上述发送用滤波单元的、

近端输入信号成分中包含的回波成分和经过上述模拟回波用滤波单元的模拟回波信号,来去除回波成分。

[0062] 发明的效果

[0063] 根据本发明的回波消除器,在利用通信频带比现有频带宽的声音信号的声音通话中,可以有效去除所产生的非固定补偿成分,并且能够提供通话质量高的稳定通话,而不会有与回波去除有关的时间定时偏差。

[0064] 另外,根据本发明的回波消除器,即使对于已有的使用现有电话机的通话,也可有效地进行回波去除处理。

附图说明

[0065] 图 1 是说明第一实施形态的回波消除器的框图;

[0066] 图 2 是说明现有的回波消除器的框图;

[0067] 图 3 是说明由宽带声音信号的低频截止 (cut off) 造成的影响的说明图;

[0068] 图 4 是说明第一实施形态的自适应滤波器的结构的结构图;

[0069] 图 5 是说明第二实施形态的回波消除器的框图;

[0070] 图 6 是说明第二实施形态的自适应滤波器的结构的结构图;

[0071] 图 7 是说明第三实施形态的回波消除器的框图;

[0072] 图 8 是说明第四实施形态的回波消除器的框图;

[0073] 图 9 是说明第五实施形态的回波消除器的框图。

具体实施方式

[0074] 下面,说明实施本发明的回波消除器用的最佳方式。

[0075] 在下面的实施方式中,说明在使用宽带声音信号的通话中,在宽带通信的情况下,补偿成分的影响小,可更高精度地去除回波,通话质量高的高品质电话用回波消除器。

[0076] 另外,下面说明的实施方式说明了对具有由作为声音编码技术的国际推荐的非专利文献 1 所推荐的 50Hz ~ 7000Hz 的频带的声音信号通信进行处理的情况,但是并不限于此,随着声音信号的频带的扩大,可以广泛地适用于低频带成分的去。

[0077] 另外,在下面说明的实施方式中,考虑以下方面。

[0078] 下面说明的实施方式为了解决如上所述的由补偿成分造成的回波消除器的性能劣化,在近端输入端子和加法器之间具有用于去除低频成分的 HPF。因此,在回波路径上安装了用于仅强力去除低频成分的 HPF 的回波消除器也是有效的。

[0079] 但是,在下面的实施方式中,考虑使用现有的 HPF 来有效防止由补偿成分造成的回波消除器性能劣化的方法,而不使用用于强力去除低频成分的 HPF。

[0080] 这是因为在回波路径上安装强力 HPF 的情况下,由于强力 HPF 自身的结构规模大,所以回波路径的响应长度延长了 HPF 所对应的响应长度,回波消除器还需要同时估计回波路径上的 HPF 的滤波特性,所以需要增大回波消除器的抽头长度以覆盖到 HPF,从而考虑到作为回波消除器的装置的规模要变大。

[0081] 为了避免该情况,具有如专利文献 2 所述,在回波路径长时节约回波消除器的运算的技术,但是在检测出从远端输出端子到混合电路的纯延迟后,只不过节约了相当于该

纯延迟的处理,对如上所述、在近端输入端子和加法器之间插入了“具有实际响应”的滤波器等实际上延长了回波路径的取样长度的情况并没有效果。

[0082] 另外,虽然已有如专利文献 1 所述的、在回波路径上插入波形加工功能块并使得该波形加工功能块对回波消除器的抽头没有影响的技术,但是波形加工功能在其结构上限于没有象信号放大器那样的处理延迟。即,波形加工功能对于象 HPF 那样伴随着处理延迟的情况没有效果。这是因为上述回波消除器 13 的系数更新算法如 (1) 式~(3) 式所示,若信号 $x(k)$ 、信号 $e(k)$ 、回波成分 $y(k)$ 的时间定时不一致,则不成立。

[0083] 具体的,在现有技术的情况下,在近端输入端子和加法器之间设置放大器,在滤波部和加法器之间设置同样的放大器以放大回波复制,在通过加法器进行了回波相减后,通过衰减器使这样相减后的信号衰减,并在使振幅还原后输入到系数更新部,所以即使使用识别算法(例如,学习识别算法)也不会产生时间上的不一致。因此,只要在这种情况下,回波消除器就能很好地工作。

[0084] 但是,假设波形加工功能是如 HPF 那样有延迟的处理,在从滤波部输出的信号通过 HPF 接受延迟(时间上滞后),通过加法器进行回波相减后,这样输入到系数更新部时,需要在反方向(时间前进)上提升相减后的时间,是不可能实现的。

[0085] 因此,在下面的实施方式中,对能够使用现有的 HPF 有效地去除低频带补偿成分、并能够没有回波去除的时间定时偏差地提供通话质量高且稳定的通话的回波消除器进行说明。

[0086] (A) 第一实施方式

[0087] 下面,参考附图来说明本发明的回波消除器的第一实施方式。

[0088] (A-1) 第一实施方式的结构

[0089] 图 1 是表示包含本实施方式的回波消除器的整体结构的框图。图 1 中没有图示远端侧的通话者。

[0090] 如图 1 所示,包含回波消除器的整体结构包括输入端子 R_{in1} 、输出端子 R_{out2} 、D/A 转换器 3、混合电路 4、A/D 转换器 6、输入端子 S_{in7} 、加法器 8、输出端子 S_{out9} 、自适应滤波器 15、通话状态判定部 18、接收高通滤波器 19a(下面称作接收 HPF)、复制用高通滤波器 19b(下面称作复制 HFP)、发送高通滤波器 19c(下面称作发送 HFP)。混合电路 4 与电话机 5 相连。

[0091] 另外,接收 HPF19a、复制 HFP19b 和发送 HPF19c(下面在归纳说明的情况下,仅称作“HPF19a~19c”)最好使用相同类型的 HPF,在本实施方式中,以这些 HPF19a~19c 的增益为 1.0 为例进行说明。

[0092] 另外,也可以构成为在 HPF19a~19c 包含具有增益的滤波器的情况下,例如在加法器 8 和系数更新部 16 之间设置衰减器,以施加与增益恰好相反的衰减。

[0093] 输入端子 R_{in1} 输入来自远端的数字声音信号,并将输入的数字声音信号经接收 HPF19a 提供给通话状态判定部 18、自适应滤波器 15 和输出端子 R_{out2} 。

[0094] 接收 HPF19a 对于来自输入端子 R_{in1} 的数字声音信号,去除预定频率以下(例如小于或等于 50Hz)的低频成分,并将该信号提供给通话状态判定部 18、自适应滤波器 15 和输出端子 R_{out2} 。在本实施方式中将从接收 HPF19a 输出的数字声音信号说明为 x (下面,仅称作“信号 x ”)。

[0095] 输出端子 Rout2 接收数字声音信号 x, 并将其提供给 D/A 转换器 3。

[0096] D/A 转换器 3 将来自输出端子 Rout2 的数字声音信号转换为模拟信号后, 将该模拟信号提供给混合电路 4。

[0097] 混合电路 4 是具有 2 线 4 线转换功能的电路。混合电路 4 实现与电话机 5 的连接线路 (2 线) 上的信号的匹配性, 同时, 将来自 D/A 转换器 3 的模拟信号提供给电话机 5, 或将来自电话机 5 的声音信号 (模拟信号) 提供给 A/D 转换器 6。

[0098] A/D 转换器 6 将来自混合电路 4 的声音信号转换为数字信号后提供给输入端子 Sin7。

[0099] 输入端子 Sin7 将来自 A/D 转换器 6 的数字声音信号提供给发送 HPF19c。

[0100] 发送 HPF19c 对于来自输入端子 Sin7 的数字声音信号, 去除预定频率以下 (例如小于或等于 50Hz) 的低频带成分, 并提供给加法器 8。在本实施方式中, 将从发送 HPF19c 输出的回波成分设作 y。

[0101] 加法器 8 接收来自发送 HPF19c 的回波成分 y 和通过后述的复制 HPF19b 去除了预定的低频成分的回波复制信号 (下面称作复制) y', 减去回波成分 y 和回波复制信号 y', 将作为结果的、去除了回波成分的信号 e 提供给自适应滤波器 15、通话状态判定部 18 和输出端子 Sout9。

[0102] 输出端子 Sout9 向图中未示的远端通话者的电话机发送来自加法器 8 的、去除了回波成分的信号 e。

[0103] 通话状态判定部 18 监视接收路径 (从输入端子 Rin1 到输出端子 Rout2 的信号路径) 和发送路径 (从输入端子 Sin7 到输出端子 Sout9 的信号路径), 并检测出仅在接收路径上存在声音信号的状态。

[0104] 在通话状态判定部 18 检测出仅在接收路径上存在声音信号的状态的情况下, 不将系数更新停止信号 nt 输出到自适应滤波器 15, 在而除此之外的情况下 (即, 仅在发送路径上存在声音信号的状态、在接收路径和发送路径上都没有声音信号的状态、或在接收路径和发送路径上都存在声音信号的状态), 将系数更新停止信号 nt 输出到自适应滤波器 15。

[0105] 通话状态判定部 18 在接收路径和发送路径上都没有声音信号的状态下也输出系数更新停止信号 nt 是因为若接收路径上没有声音信号, 则不会产生回波成分本身, 所以不需要进行自适应滤波器 15 的系数更新。

[0106] 这里, 对通话状态判定部 18 检测出接收路径和发送路径上都有声音信号的状态的通话状态检测方法和检测出仅在接收路径上有声音信号的状态的通话状态判定方法进行说明。

[0107] 首先, 说明通话状态判定部 18 中的通话状态检测方法。

[0108] 通话状态判定部 18 经接收 HPF19a 接收来自输入端子 Rin1 的数字声音信号 x 和来自加法器 8 的、去除了回波成分的信号 e, 并按每个取样检测接收路径和发送路径的哪一个上有声音信号。

[0109] 通话状态判定部 18 根据所接收的输入端子 Rin1 的输出 (数字声音信号 x) 和加法器 8 的输出 (信号 e), 如下述的 (5) 式和 (6) 式那样, 求出这些声音信号的功率平均值。

[0110]
$$\text{pow_x}(k) = (\text{pow_x}(k-1) \times \delta) + (x^2(k) \times (1 - \delta))$$

[0111] (5)

[0112] $\text{pow_e}(k) = (\text{pow_e}(k-1) \times \delta) + (e^2(k) \times (1-\delta))$

[0113] (6)

[0114] 其中, k 表示取样序号, $x(k)$ 和 $e(k)$ 是指第 k 个取样的信号 x 和 e 。另外, δ 是表示平滑的平滑度的常数, 为 $1 \geq \delta \geq 0$ 的常数 (虽然在本实施方式中 $\delta = 0.5$, 但是并不限于此)。

[0115] 从 (5) 式和 (6) 式可以看出, 若 δ 大, 则反映出数字声音信号 x 和 e 较大变化, 背景噪声的影响变小。另一方面, 若 δ 小, 虽然对信号 x 、 e 的迅速变化敏感地反应, 但容易受到背景噪声的影响。

[0116] 下面, 说明通话状态判定部 18 中的通话状态判定方法。

[0117] 通话状态判定部 18 根据通过上述的 (5) 式和 (6) 式求出的 $\text{pow_x}(k)$ 和 $\text{pow_e}(k)$, 来进行通话状态判定, 通过作为结果判定出仅在接收路径上有声音信号的状态, 不进行系数更新停止信号 nt 的输出。

[0118] 即, 通话状态判定部 18 根据 $\text{pow_x}(k)$ 和 $\text{pow_e}(k)$ 、在“ $\text{pow_x}(k) >$ 无声音阈值且 $\text{pow_x}(k) > \text{pow_e}(k) + \text{裕量值}$ ”的条件成立时, 判定为“仅在接收路径上有声音信号的状态”。

[0119] 虽然本实施方式中设无声音阈值 = -38dBm0 , 裕量值 = 6dB , 但是当然并不限于于此。

[0120] 另外, 在本实施方式中, 通话状态判定部 18 使用 $x(k)$ 和 $e(k)$ 的功率平滑进行对输入端子 $Rin1$ 的输出信号和输入端子 $Sin7$ 的输出信号的检测, 但是也可使用 $x(k)$ 和 $e(k)$ 的功率绝对值来判定通话状态。即, 只要是通话状态判定部 18 检测出有无来自输入端子 $Rin1$ 的输出信号和来自输入端子 $Sin7$ 的输出信号, 并由此来进行通话状态的判定的方法, 就可广泛使用。

[0121] 接着, 说明自适应滤波器 15 的结构。自适应滤波器 15 接收来自接收 HPF9a 的数字声音信号 x 和来自加法器 8 的、去除了回波成分的残差信号 e , 通过后述的方法生成回波复制信号 y , 并提供给复制 HPF19b。

[0122] 自适应滤波器 15 具有系数更新部 16 和滤波部 17, 其详细结构如图 4 所示。另外, 在图 4 中, 为对应于图 1 的结构附加了对应的符号来表示。

[0123] 如图 4 所示, 自适应滤波器 15 包括积和加法部 20、滤波系数 21、乘法器 22 和延迟寄存器 23。

[0124] 这里, 在图 4 中, 由于来自接收 HPF19a 的信号 x 、回波成分 y 和去除了回波的信号 e 的时间定时很重要, 所以根据需要说明各信号, 以明确其时间定时。

[0125] 首先, 说明滤波部 17。图 4 中, 滤波部 17 构成加法器 8、积和加法部 20、系数寄存器 21、乘法器 22 和延迟寄存器 23。

[0126] 延迟寄存器 23 按每个取样从接收 HPF19a 接收信号 $x(k)$, 施加延迟后提供给乘法器 22。另外, 延迟寄存器 23 的级数除系数寄存器 21 的级数外, 还剩余地具有与基于后述的滤波处理的延迟对应的级数 (d 级数)。即, 本实施方式中, 延迟寄存器 23 具有 $(n+d)$ 级。

[0127] 系数寄存器 21 存储每个取样的系数, 并可通过系数更新部 16 更新其系数。另外, 图 4 中, 如 $h(k, n)$ 那样表示系数寄存器 21 所存储的系数, k 是指取样序号, n 是指第 n 系

数。

[0128] 乘法器 22 接收来自延迟寄存器 23 的每个取样的输出信号,从系数寄存器 21 接收每个取样的系数,并使对应于延迟的系数乘以每个取样的输出信号。乘法器 22 将每个取样的乘法结果提供给积和加法部 20。

[0129] 积和加法部 20 接收来自乘法部 22 的每个取样的乘法结果,进行积和运算,并生成第一回波复制信号 $y''(k)$ 。另外,积和加法部 20 将所生成的第一回波复制信号 $y''(k)$ 提供给复制 HPF19b。

[0130] 这里,在乘法器 22 和积和加法部 20 中进行的运算根据下述的 (7) 式来进行,生成第一回波复制信号 $y''(k)$ 。

[0131] 【数学式 3】

$$[0132] \quad y''(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h(k,m) \cdot x(k-m) \quad (7)$$

[0133] 复制 HPF19b 从积和加法部 20 接收第一回波复制信号 $y''(k)$,并去除预定频率以下(例如小于或等于 50Hz)的低频成分后,将第二回波复制信号 y' 提供给加法器 8。

[0134] 这里,来自复制 HPF19b 的输出信号通过对于第一回波复制信号 y'' 的滤波处理,产生了某个取样时间的延迟。在本实施方式中,以该延迟为 d 取样来进行说明。

[0135] 通过该延迟,加法器 8 接收第二回波复制信号 $y'(k)$ 是在对来自积和加法部 20 的第一回波复制信号 $y''(k)$ 的输出进行 d 取样之后。

[0136] 这里,加法器 8 输入对第一回波复制信号 $y''(k)$ 产生了 d 取样延迟后的第二回波复制信号 $y'(k-d)$ 和由发送 HPF19c 的滤波处理产生了同一延迟的回波成分 $y(k-d)$,并根据这些第二回波复制信号 $y'(k-d)$ 和回波成分 $y(k-d)$,如下述的 (8) 式那样,输出去除了回波成分的信号 $e(k-d)$ 。

$$[0137] \quad e(k-d) = y(k-d) - y'(k-d) \quad \dots (8)$$

[0138] 当然,由于信号 e 成为了比没有发送 HPF19c、复制 HPF19b 时延迟了 d 取样的情况,所以为 (8) 式那样。

[0139] 另外,虽然通过接收 HPF19a 的滤波处理也产生了延迟,但是对于在加法器 8 的回波成分 y 和第二回波复制信号 y' 的相减处理中成为问题的时间定时而言,由于将滤波部 17 和通话状态判定部 18 取得信号 x 并开始处理的时间作为基准,所以可以忽略在接收 HPF19a 中产生的延迟。

[0140] 下面,说明系数更新部 16。系数更新部 16 根据来自通话状态判定部 18 的系数更新停止信号 nt ,更新滤波部 17 的系数。具体地,系数更新部 16 在从通话状态判定部 18 接收到系数更新停止信号 nt 的情况下,不更新滤波部 17 的系数,而在没有接收到系数更新停止信号 nt 的情况下,更新滤波部 17 的系数。

[0141] 图 4 中,系数更新部 16 在没有从通话状态判定部 18 接收到系数更新停止信号 nt 的情况下(即进行系数更新的情况下),从加法器 8 接收去除了回波成分的信号 $e(k-d)$,并如下述的 (9) 式那样更新系数寄存器 21 的系数。

[0142] 【数学式 4】

$$[0143] \quad h(k+1, m) = h(k, m) + \mu \frac{e(k-d) \cdot y(k-d)}{\sum_{i=0}^{M-1} x^2(k-i-d)} \quad (9)$$

[0144] 另外,为了说明方便,在图4中表示为具有多个系数寄存器21,各个系数寄存器21如 $h(k+1, m)$ ($0 \leq m \leq n$) 或 $h(k, m)$ ($0 \leq m \leq n$) 那样,分别存储不同取样的系数,但是实际上是同一系数寄存器21存储的系数。即,系数寄存器21的实际动作为将所存储的系数 $h(k, m)$ 改写为根据上述(9)式更新后的 $h(k+1, m)$ 。

[0145] 在上述(9)式中,若将 $(k-d)$ 改写为 L ,则(9)式变为下述的(10)式。

[0146] 【数学式5】

$$[0147] \quad h(k+1, m) = h(k, m) + \mu \frac{e(L) \cdot y(L)}{\sum_{i=0}^{M-1} x^2(L-i)} \quad (10)$$

[0148] 若将上述(10)式与(2)式比较,从去除了回波成分的信号 e 、信号 x 和回波成分 y 的时间定时完全一致可以看出取得了识别算法的时间匹配性。

[0149] (A-2) 第一实施方式的动作

[0150] 下面,说明本实施方式的回波消除器的动作。

[0151] 输入到输入端子 $Rin1$ 的数字声音信号(宽带声音信号)通过接收HPF19a而被去除了预定的低频带,并被提供给通话状态判定部18、滤波部17和输出端子 $Rout2$ 。通话状态判定部18、滤波部17的动作如后所述。

[0152] 将提供给输出端子 $Rout2$ 的数字声音信号 x 从输出端子 $Rout2$ 提供给D/A转换器3,并转换为模拟信号。将来自D/A转换器3的模拟信号经混合电路4提供给电话机5。

[0153] 另一方面,从D/A转换器3输出的模拟信号通过混合电路4进行反射,一部分信号(模拟信号)通过A/D转换器6转换为数字信号后,被提供给输入端子 $Sin7$ 。

[0154] 将从输入端子 $Sin7$ 输出的数字声音信号经过加法器8和输出端子 $Sout9$ 而到达位于远端的、图中未示的远端通话者。

[0155] 输入到输入端子 $Sin7$ 并作为回波成分产生的回波成分 y 通过发送HPF19c去除了预定的低频截止频率以下(例如小于或等于50Hz)后,被提供给加法器8。

[0156] 在加法器8中,将来自复制HPF19b的第二回波复制信号 y' 与回波成分 y 相减,将去除了该回波成分的残差信号 e 提供给输出端子 $Sout9$,并通过图中未示的IP网等信号路径,将其向图中未示的远端通话者电话输出。这样去除了回波成分的声音信号到达远端通话者。

[0157] 这里,第二回波复制信号 y' 是通过复制HPF19b将由滤波部17生成的第一回波复制信号 y'' 去除了低频截止频率以下(例如小于或等于50Hz)的频率后的信号。后面将描述第一回波复制信号 y'' 的生成方法。

[0158] 通过加法器8去除了回波成分的信号 e 被提供给通话状态判定部18和系数更新部16。

[0159] 在通话状态判定部18中,输入来自加法器8的、去除了回波成分的信号 e ,以及来自输入端子 $Rin1$ 的信号 x ,并进行接收路径和发送路径上是否有声音信号的检测。

[0160] 在通话状态判定部18中,分别根据(5)式和(6)式,对来自输入端子 $Rin1$ 的信号

x 和来自加法器 8 的信号 e 求出每个取样的功率平滑值。

[0161] 若通过通话状态判定部 18 求出了信号 x 和信号 e 各自的平滑值 $\text{pow}_x(k)$ 和 $\text{pow}_e(k)$, 则在通话状态判定部 18 中, 判定 $\text{pow}_x(k)$ 和 $\text{pow}_e(k)$ 是否满足预定条件。

[0162] 所谓该预定条件是“ $\text{pow}_x(k) >$ 无声音阈值、且 $\text{pow}_x(k) >$ $\text{pow}_e(k) +$ 裕量值”。

[0163] 在满足预定条件的情况下, 通过通话状态判定部 18 判定为“仅在接收路径上有声音信号的状态”, 不向系数更新部 16 输出系数更新停止信号 nt 。另外, 在没有满足预定条件的情况下, 向系数更新部 16 输出系数更新停止信号 nt 。

[0164] 在没有将系数更新停止信号 nt 输出到系数更新部 16 的情况下, 通过系数更新部 16 来更新滤波部 17 的、存储在系数寄存器 21 中的系数。

[0165] 另外, 在将系数更新停止信号 nt 输出到系数更新部 16 的情况下, 系数更新部 16 不执行系数更新, 而保持滤波部 17 的、存储在系数寄存器 21 中的系数。后面描述系数更新部 16 中的系数更新动作。

[0166] 但是, 如上所述, 来自输入端子 $Rin1$ 的数字声音信号 x 也被提供给自适应滤波器 15 的滤波部 17。仍然参考图 4 来说明向滤波部 17 输入信号 x 并生成回波复制信号 y' 的动作。

[0167] 若将信号 $x(k)$ 输入到自适应滤波器 15, 则将其提供给滤波部 17 的延迟寄存器 23 后, 通过延迟寄存器 23 接受延迟。

[0168] 将通过延迟寄存器 23 接受了延迟的信号 $x(k)$ 提供给每个取样的乘法器 22。

[0169] 将系数寄存器 21 中存储的每个取样的各系数按照延迟寄存器的延迟而分别提供给对应的乘法器 22。

[0170] 在乘法器 22 中, 将来自延迟寄存器 23 的各信号 $x(k)$ 与来自分别对应的系数寄存器 21 的各系数相乘, 并将其相乘结果按每个取样提供给积和加法部 20。

[0171] 将来自乘法器 22 的各相乘结果在积和加法部 20 中进行积和相加后作为第一回波复制信号 $y''(k)$ 而生成, 并被提供给复制 HPF19b。

[0172] 这时, 根据 (7) 式求出在加法器 22 和积和相加部 22 中生成的第一回波复制信号 $y''(k)$ 。

[0173] 通过复制 HPF19b, 将来自积和加法部 20 的第一回波复制信号 $y''(k)$ 去除预定频率以下 (例如小于或等于 50Hz) 的低频成分, 并将去除了该低频成分的第二回波复制信号 $y'(k)$ 提供给加法器 8。

[0174] 其中, 通过复制 HPF19b 的滤波处理, 使第二回波复制信号 $y'(k)$ 相对于从积和加法部 20 输出的第一回波复制信号 $y''(k)$ 产生了 d 取样时间的延迟。

[0175] 但是, 在加法器 8 中, 对于回波成分 y , 也产生了基于发送 HPF19c 的滤波处理的相同 d 取样时间的延迟, 如 (8) 式那样, 可以得到去除了回波成分的残差信号 $e(k-d)$ 。

[0176] 如上所述, 将从加法器 8 输出的信号 $e(k-d)$ 提供给系数更新部 16。

[0177] 下面说明系数更新部 16 的动作。这里说明系数更新部 16 没有从通话状态判定部 18 接收到系数更新停止信号 nt 的情况 (即, 执行系数更新的情况)。

[0178] 在来自加法器 8 的信号 $e(k-d)$ 被提供给系数更新部 16 时, 通过系数更新部 16 按每个取样周期来更新系数寄存器 21 的系数。

[0179] 在系数更新部 16 中, 按照 (9) 式来进行对系数寄存器 21 中所存储的系数的更新。

[0180] 如(10)式所示,系数更新部16中的系数更新在信号 e 、信号 x 和回波成分 y 的关系上,时间定时完全一致,从而能够取得识别算法的时间匹配性。

[0181] 即,通过采用仅在系数寄存器21的系数更新中使用时间延迟后的信号、而在滤波部17的回波复制生成中使用没有时间延迟的信号的时间二级结构,即使在复制路径和回波路径的两方中都具有发生了延迟的HPF,而可以使用公知的学习识别法来驱动回波消除器,而不会弄乱基于识别算法的 $x(k)$ 、 $e(k)$ 的定时。

[0182] (A-3) 第一实施方式的效果

[0183] 以上,根据本实施方式,通过在接收路径上设置接收HPF19a、在发送路径(输入端子Sin7和加法器8之间)设置发送HPF19c,而去除了作为回波消除器的性能劣化的原因的低频成分的同时,通过在自适应滤波器15和加法器8之间设置复制HPF19b,可以进行补偿以使得于发送滤波器19c的滤波处理相关的延迟不会对回波消除器有影响,由于使用了滤波部17的滤波处理取样与系数更新部16的处理取样不同的时间取样序列,所以即使输入了宽带声音信号,也不会受到因低频成分产生的如补偿成分那样的干扰,可以稳定地去除回波成分,使通信质量变得良好。

[0184] (B) 第二实施方式

[0185] 下面,说明本发明的回波消除器的第二实施方式。

[0186] 在第一实施方式中,假定在通话路径的两端连接有宽带电话机而进行了说明,但是在实际的使用中,不能得知呼叫侧和接收侧的电话机是宽带电话机还是现有电话机(是指通信频带对应于300~3400Hz的电话机)。还存在通信端的一端或两端是现有电话机的情况。

[0187] 第二实施方式考虑了这一方面,对即使在通信端的一端或两端连接了现有电话机的情况下也可维持基于滤波处理的延迟的时间匹配性、并且在连接到现有电话机的情况下可以减少无用处理的回波消除器进行了说明。

[0188] 如本实施方式那样,在例如由数字信号处理器(DSP:图中未示)实现回波消除器的情况下,根据与通信端相连的电话机来减少无用处理在节约DSP的运算处理量、存储量、消耗功率方面有效。

[0189] (B-1) 第二实施方式的结构

[0190] 图5是表示包含第二实施方式的回波消除器的整体结构的框图。

[0191] 图5所示的第二实施方式的结构与图1所示的第一实施方式的结构的不同点在于第二实施方式新增加了开关31、开关32、开关35、接收LPF34、发送LPF30、电话机判定部33,以及自适应滤波器36、系数更新部37、切换部38的动作。

[0192] 在图5中对与图1的第一实施方式的结构对应的结构附加了对应的符号,并省略对这些相应结构的详细说明。

[0193] 接收LPF34是使预先确定的预定频率以下(例如小于或等于300Hz)的低频成分通过的低通滤波器。接收LPF34接收从输入端子Rin1输入的数字声音信号,并针对该输入的数字声音信号使预先确定的预定频率以下(例如小于或等于300Hz)的低频成分通过,并将其提供给电话机判定部33。由此,在具有来自远端的、通信频带宽于现有频带的接收声音的情况下,可以将具有预定功率以上的功率的低频成分提供给电话机判定部33。

[0194] 另外,发送LPF30也是使预先确定的规定频率以下(例如小于或等于300Hz)的低

频成分通过的低通滤波器,在使来自输入端子 Sin7 的数字声音信号的低频成分通过后,将其提供给电话机判定部 33。由此,在存在来自近端侧(电话机 5 侧)的、通信频带宽于现有频带的发送声音的情况下,可以将具有预定功率以上的功率的低频成分提供给电话机判定部 33。

[0195] 电话机判定部 33 根据从接收 LPF34 和发送 LPF30 输入的信号的功率,判定与通信端相连的电话机是宽带电话机还是现有电话机,并将对应于其判定结果的开关切换信号提供给开关 31、32、35 及自适应滤波器 36 的切换部 38。

[0196] 具体地,电话机判定部 33 预先确定进行电话判定用的检测阈值(例如, -40dBm0),并比较从接收 LPF34 和发送 LPF30 输入的信号的功率和检测阈值,在其中一个信号功率超过检测阈值的情况下,判定超过检测阈值侧的通信端连接了宽带电话机,并根据该判定结果来输出切换信号。

[0197] 即,在电话机判定部 33 判定为通信端的一端或两端连接了宽带电话机的情况下,将切换信号输出到开关 31、32 和 35 以及自适应滤波器 36 的切换部 38,并将各个开关切换到接点 b 侧。

[0198] 在判定为通信端的两端连接了现有电话机的情况下,不向开关 31、32 和 35 及切换部 38 进行输出。即,使接点 a 闭合。

[0199] 开关 31 设置在发送路径上,是切换将来自输入端子 Sin7 的信号提供给加法器 8 还是将来自发送 HPF19c 的信号提供给加法器 8 的开关。开关 31 在初始状态下闭合到输入端子 Sin7 侧(接点 a 侧),通过接收来自电话机判定部 33 的切换信号,切换到发送 HPF19c 侧(接点 b 侧)。

[0200] 开关 32 设置在复制路径上,是切换将来自滤波部 39 的信号提供给加法器 8 还是将来自复制 HPF19b 的信号提供给加法器 8 的开关。开关 32 在初始状态下闭合到滤波部 39 侧(接点 a 侧),通过接收来自电话机判定部 33 的切换信号,切换到复制 HPF19b 侧(接点 b 侧)。

[0201] 开关 35 设置在接收路径上,是切换将来自输入端子 Rin1 的信号输出到接收路径还是将来自接收 HPF19a 的信号输出到接收路径的开关。开关 35 在初始状态下闭合到输入端子 Rin1 侧(接点 a 侧),通过接收来自电话机判定部 33 的切换信号,切换到接收 HPF19a(接点 b 侧)。

[0202] 另外,在本实施方式中,根据电话机判定部 33 的判定结果,切换经过 HPF19a ~ 19c 的通信路径和不经过 HPF19a ~ 19c 的通信路径,但是并不限于这种结构,例如,HPF19a ~ 19c 例如是具有多个滤波器等的可变滤波器,电话机判定部 33 也可根据低频成分的功率来进行开关 31、32 和 35 的切换控制。

[0203] 下面,说明自适应滤波部 36 的结构。图 6 是表示自适应滤波器的详细结构的说明图。

[0204] 切换部 38 将通过延迟寄存器 23 而接受了延迟的信号 $x(k)$ 按每个取样提供给系数寄存器 21。切换部 38 在初始状态下闭合到对应于各系数寄存器 21 的各延迟寄存器 23 侧(接点 a 侧),通过接收来自电话机判定部 33 的切换信号,切换到考虑了 d 取样延迟后的各延迟寄存器 23 侧(接点 b 侧)。

[0205] (B-2) 第二实施方式的动作

- [0206] 开关 31、32 和 35 及切换部 38 在初始状态下闭合到接点 a 侧。
- [0207] 在向输入端子 Rin1 输入了数字声音信号时,将其经开关 35 输出到之后的接收路径。
- [0208] 另一方面,将输入到输入端子 Rin1 的数字声音信号提供给接收 LPF34,将预定的低频以下(例如小于或等于 300Hz)的低频成分提供给电话机判定部 33。
- [0209] 将来自电话机 5 的声音通过 A/D 转换器 6 进行数字转换后输入到输入端子 Sin7,并经开关 33 提供给加法器 8。
- [0210] 另一方面,将输入到输入端子 Sin7 的数字声音信号提供给发送 LPF30,并将预定的低频以下(例如小于或等于 300Hz)的低频成分提供给电话机判定部 33。
- [0211] 在电话机判定部 33 中,将来自接收 LPF34 的信号功率和来自发送 LPF30 的信号功率与预定的检测阈值(例如 -40dBm0)进行比较,在超过了该检测阈值的情况下,判定为在该信号侧的通信端上连接了宽带电话机。
- [0212] 然后,在通过电话机判定部 33 判定为通信端中的任一端或两端连接有宽带电话机的情况下,将指示切换开关的切换信号输出到开关 31、32 和 35 及切换部 38。
- [0213] 另外,在通过电话机判定部 33 判定为通信端的两端连接有现有电话机的情况下,不将切换信号输出到开关 31、32 和 35 及切换部 38。
- [0214] 即,开关 31、32 和 35 及切换部 38 在通过电话机判定部 33 判定为通信端中的任一端连接有宽带电话机的情况下,切换为使接点 b 闭合,并执行在第一实施方式中说明的动作。
- [0215] 另外,在开关 31、32 和 35 及切换部 38 的开关关闭到接点 b 侧的情况下,在切断一次呼叫之前的通话中,开关被固定,而在呼叫终止后,开关 31、32 和 35 及切换部 38 返回到初始状态。
- [0216] 由于开关 31、32 和 35 闭合到接点 b 侧时的动作已在第一实施方式中进行了说明,所以下面说明通信端的两端连接了现有电话机时的情况。
- [0217] 在电话机判定部 33 中,在通过比较来自接收 LPF34 和发送 LPF30 的信号功率与检测阈值、而判定为通信端的两端连接了现有电话机的情况下,不从电话机判定部 33 向开关 31、32 和 35 及切换部 38 输出切换信号,而使开关 31、32 和 35 及切换部 38 成为闭合接点 a 侧的样子。
- [0218] 由此,来自输入端子 Rin1 的信号 x、来自输入端子 Sin7 的回波成分 y 和来自自适应滤波器 36 的回波复制信号 y' 分别不通过接收 HPF19a、发送 HPF19c 和复制 HPF19b。
- [0219] 这是因为在通信端的两端与现有电话机相连的情况下,接收 HPF19a、发送 HPF19c 和复制 HPF19b 不仅不需要进行各自的滤波处理,还在信号路径上产生了延迟,所以避免了该情况。
- [0220] 下面,参考图 6 说明系数更新部 37 在判定为通信端的两端上连接了现有电话机的情况下的动作。
- [0221] 这时,切换部 38 闭合到接点 a 侧。当然,上述开关 31、32 和 35 也闭合到接点 a 侧。
- [0222] 在图 6 中,将从开关 35 输出的信号 x(k) 输入到滤波部 39 的延迟寄存器 23,并接受延迟。

[0223] 将来自延迟寄存器 23 的信号 $x(k)$ 提供给乘法器 22, 在乘法器 22 中, 将其按每个取样乘以对应于来自系数寄存器 21 的延迟的系数, 并提供给积和加法部 20, 生成回波复制信号 $y''(k)$, 并将其经开关 32 提供给加法器 8。

[0224] 在加法器 8 中, 减去回波复制信号 $y'(k)$ (这里由于没有滤波处理, 所以相当于 $y'(k)$) 和来自输入端子 Sin7 的回波成分 $y(k)$, 输出去除了回波成分的残差信号 $e(k)$ 。

[0225] 另外, 由于此前的动作中没有经过复制 HPF19b 和发送 HPF19c, 所以没有产生时间上的延迟, 从而没有定时偏差。

[0226] 在系数更新部 37 中, 接收来自加法器 8 的信号 $e(k)$ 和来自延迟寄存器 23 的从切换部 38 (闭合到接点 a) 的信号 $x(k)$, 并根据 (2) 式来进行系数更新。

[0227] 由于切换部 38、各开关 31、32 和 35 分别闭合到接点 a 侧, 所以这时, 由于在发送路径、接收路径和回波复制输出路径上不存在延迟, 所以没有时间轴上的定时偏差。

[0228] 因此, 在这种情况下, 在回波消除器的学习识别算法中, 由于信号 $e(k)$ 和回波成分 $y(k)$ 的时间定时匹配, 所以 (2) 式是可执行的, 从而能够去除回波成分。

[0229] 如上所述, 在电话机判定部 23 进行对与通信端相连的电话机的判定, 且判定通信端的两端是现有电话机的情况下, 可以自动节约多余的处理, 节约数字信号处理器的资源和消耗功率。

[0230] (B-3) 第二实施方式的效果

[0231] 以上, 根据本实施方式, 利用开关 31、32 和 35 设置具有接收 HPF19a、复制 HPF19b 和发送 HPF19c 的宽带用信号路径和不具有这些部件的现有频带用信号路径, 并根据电话机判定部 33 对与通信端相连的电话机种类的判定结果, 来选择宽带用信号路径和现有频带用信号路径, 并且在通信端的两端连接是现有电话机的情况下, 通过使用没有延迟的信号来进行系数更新, 即使在通信端的两端连接有现有电话机的情况下, 也能够不进行特别的设计改变来高效地去除回波成分, 且可以节约电力、数字处理量等。

[0232] (C) 第三实施方式

[0233] 下面, 说明本发明的回波消除器的第三实施方式。

[0234] 在第一实施方式下, 说明了使用遵循非专利文献 1 (国际标准 ITU-T, G722) 的声音 CODEC (宽带声音编码: 声音频带 50 ~ 7000Hz) 的声音频带的情况。

[0235] 但是, 实际的通信路径是独立铺设的线路的情况很多, 在这种情况下, 还存在通信频带的下限频率不限于非专利文献 1 的下限频率的情况。即, 对于实际通信频带的下限频率, 不能明确了解该频率为如上述非专利文献 1 所示的下限频率的情况很多, 还存在不能设置 HPF 的下限频率的情况。

[0236] 因此, 在本实施方式中, 说明了即使线路的允许下限频率未知, 也可自动去除宽带频率成分中由补偿成分对回波消除器造成了影响、且不希望的低频成分, 具有优良的回波成分去除特性的回波消除器。

[0237] (C-1) 第三实施方式的结构

[0238] 图 7 是包含第三实施方式的回波消除器的整体结构的框图。

[0239] 图 7 所示的第三实施方式的结构与图 1 所示的第一实施方式的结构的不同点在于具备 HPF 特性控制部 50, 和以滤波部 52 代替滤波部 19、以接收 HPF53a 代替接收 HPF19a、以发送 HPF53c 代替发送 HPF19c, 以复制 HPF53b 代替复制 HPF1b。另外, 对与图 1 的第一实

施方式的结构相对应的结构附加对应的符号,并在这里省略其详细说明。

[0240] 滤波部 52 由设计者来设置抽头长度,将该抽头长度提供给 HPF 特性控制部 50。该抽头长度可由设计者自由设置,也可适当设置混合电路 4 的响应长度的预测值等。

[0241] HPF 特性控制部 50 接收在滤波部 52 中设置的抽头长度,并根据抽头长度求出接收 HPF53a、复制 HPF53b 和发送 HPF53c 的截止频率 (CF),控制接收 HPF53a、复制 HPF53b 和发送 HPF53c 的截止频率的特性。

[0242] HPF 特性控制部 50 根据滤波部 52 的抽头长度,例如通过进行如下的 (11) 式的运算,求出各 HPF53a ~ 53c 的截止频率 (CF)。

$$[0243] \quad CF(\text{Hz}) = M/sf \quad (11)$$

[0244] 其中, M 是滤波部 52 的抽头长度, sf 是取样频率。例如,在本实施方式中,使用 16000Hz 来作为 sf,但是并不限于此。

[0245] 接收 HPF53a、复制 HPF53b 和发送 HPF53c 通过 HPF 特性控制部 50 的控制,而具有 HPF 特性控制部 50 所求出的截止频率 (CF)。

[0246] 例如,接收 HPF53a、复制 HPF53b 和发送 HPF53c 也可分别具有截止频率不同的多个滤波器,通过 HPF 特性控制部 50 的控制,使用从这多个滤波器中选择一个滤波器的滤波部。

[0247] 例如,接收 HPF53a、复制 HPF53b 和发送 HPF53c 也可分别使用使截止频率可变的可变滤波器。这时,也可例如具有一个 HPF,使用于确定 HPF 的低频截止频率的时间常数参数可变,并利用来自 HPF 特性控制部 50 的控制,通过改变该时间常数参数来改变截止频率。

[0248] 在本实施方式中,在滤波部 52 中预先设置三个抽头长度 (128、256、512),从这三个抽头长度中选择一个,HPF 特性控制部 50 求出截止频率,并对应于此截止频率,接收 HPF53a、复制 HPF53b 和发送 HPF53c 分别从具有 130Hz、63Hz、35Hz 的三个截止频率的滤波器中选择一个。当然在滤波部 50 中设置的抽头长度和在各 HPF53a ~ 53c 中设置的截止频率的组合并不限于此。

[0249] (C-2) 第三实施方式的动作

[0250] 接着,说明第三实施方式的回波消除器的动作。

[0251] 将来自输入端子 Rin1 的信号 x 提供给自适应滤波器 51。

[0252] 将自适应滤波器 51 中的滤波处理的抽头长度 M 提供给 HPF 特性控制部 50。

[0253] 如前所述,抽头长度 M 可以由设置者适当确定,也可适当设置混合电路 4 的响应长度的预测值等。在本实施方式中为 256,但是当然并不限于此。

[0254] HPF 特性控制部 50 中,根据滤波部 52 的抽头长度 M,如 (11) 式所示求出各 HPF53a ~ 53c 的截止频率 CF。其中, sf 是取样频率,为 16000Hz。

[0255] 若在 HPF 特性控制部 50 中求出截止频率 (CF),则通过 HPF 特性控制部 50 来控制发送 HPF53c、复制 HPF53b 和接收 HPF53a 的特性,使得各 HPF53a ~ 53c 的截止频率对应于所求出的截止频率。

[0256] 这样,设置接收 HPF53a、复制 HPF53b 和发送 HPF53c 的截止频率,并与第一实施方式中说明的情况相同地,去除不希望的低频成分。

[0257] 由于去除了低频成分后的信号输入输出、系数更新动作与第一实施例相同,所以这里不再进行说明。

[0258] (C-3) 第三实施方式的效果

[0259] 以上,根据本实施方式,设置了 HPF 特性控制部 50,将滤波部 52 的抽头长度 M 输出到 HPF 特性控制部 50,HPF 特性控制部 50 计算发送 HPF53c、复制 HPF53b 和接收 HPF53a 的低频截止频率,发送 HPF53c、复制 HPF53b 和接收 HPF53a 以回波消除器的抽头长度 M 为基础,而与线路的类别无关地变为由 HPF 特性控制部 50 计算出的低频截止频率,所以可以自动去除不能由滤波部 52 表现的低频成分,即使在例如线路类别、电话机种类未知的情况下,也可提供没有回波的通话质量,而不会使回波成分抵消特性劣化。

[0260] (D) 第四实施方式

[0261] 下面,参考图 8 来说明本发明的回波消除器的第四实施方式。

[0262] 在第二实施方式中,说明了电话判定部 33 根据对来自固定 LPF30、34 的低频成分的检测来检查通话路径两端的电话的类别。

[0263] 但是实际上,有时也不知道通话频带是现有频带还是宽带。即使是宽带,也存在使用不遵循上述宽带声音编码的非专利文献 1(标准 G. 722) 等的独立频带线路的情况。

[0264] 这时,如第二实施方式那样,只能通过参考现有标准的、已知的固定值(例如 50Hz 以下等)低频截止频率的信号功率来判定两端的电话机类别。

[0265] 另外,如使用图 3 所说明的,若原样保持宽带信号地驱动回波消除器,则滤波器 39 的系数有如施加了补偿成分那样随时间而变化。

[0266] 因此,在本实施方式中,考虑上述方面,利用补偿成分的特性,通过系数是否具有补偿成分来检测通话路径端是否连接了宽带电话,并进行动作以自动消除补偿成分的影响。

[0267] (D-1) 第四实施方式的结构和动作

[0268] 图 8 是表示包含本实施方式的回波消除器的整体结构的框图。

[0269] 图 8 所示的第四实施方式的结构与图 5 所示的第二实施方式的结构的不同点以系数补偿计算部 60 来代替接收 LPF34、发送 LPF30 和电话机判定部 33。另外,在图 8 中,对与图 5 所示的结构对应的结构附加对应的符号,以省略对这些结构的详细说明。

[0270] 系数补偿计算部 60 具有对自适应滤波部 36 的系数更新次数进行计数的计数器(图中未示),并如下述的(12)式那样求出该系数取样的平均值,根据该系数取样的平均值,判定系数是否包含了补偿成分。

[0271] 另外,计数器可以使用例如用于对预定时间(例如 1 秒)内的系数更新执行次数进行计数的计数器或对系数更新次数(例如 1000 次)本身进行计数的计数器等。

[0272] 【数学式 6】

$$[0273] \quad H_{AV}(k+1) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} h(k+1, i) \quad (12)$$

[0274] 系数补偿计算部 60 将在(12)式中算出的 H_{AV} 与预定的等级阈值 $th_{H_{AV}}$ (本发明中为 40dBm0 等级)进行比较,若

$$[0275] \quad th_{H_{AV}} < H_{AV} \quad (13),$$

[0276] 则判定为系数中有补偿,除此之外,判定系数中没有补偿。

[0277] 系数补偿计算部 60 在有补偿成分时,向开关 31、32 和 35 及切换部 40 输出切换信号,以使开关闭合到接点 b。另外,由于开关 31、32 和 35 及切换部 40 在闭合到接点 b 时的

动作已在第二实施方式中说明了,所以这里不再进行说明。

[0278] 另外,在系数补偿计算部 60 中,在没有系数补偿的情况下,向开关 31、32 和 35 及切换部 40 输出信号,以使开关闭合到 a。另外,由于开关 31、32 和 35 与切换部 40 闭合到接点 a 时的动作与第二实施方式中说明的相同,所以这里不再进行说明。

[0279] 另外,在本实施方式中,虽然根据系数补偿计算部 60 的计算结果来切换通过 HPF19a ~ 19c 的通信路径和不通过 HPF19a ~ 19c 的通信路径,但是并不限于此,例如 HPF19a ~ 19c 也可以是具有例如多个滤波器等的可变滤波器,系数补偿计算部 60 也可根据系数平均值的大小,来控制切换开关 31、32 和 35。

[0280] (D-2) 第四实施方式的效果

[0281] 以上,根据本实施方式,具有系数补偿计算部 60,系数补偿计算部 60 在预定时间或预定系数更新次数后,求出由滤波部 39 更新后的系数的平均值,在该平均值比预定的阈值大的情况下,判定为有系数补偿成分,并向开关 31、32 和 35 及切换部 40 输出信号,以将开关闭合到 b,在系数有补偿的情况下,自动去除补偿,在通过系数补偿计算部 60 判定没有系数补偿的情况下,向开关 31、32 和 35 及切换部 40 输出信号,以使开关闭合到 a,并自动取消多余的滤波器处理,所以即使预先不清楚线路的类别、与两端相连的电话机的种类等,也可适当去除补偿成分,防止回波消除器的性能劣化,通过去除回波成分而提高通话质量。

[0282] (E) 第五实施方式

[0283] 下面,参考图 9 来说明本发明的回波消除器的第五实施方式。

[0284] 如图 9 所示,第五实施方式的结构为在图 8 所示的第四实施方式的结构上包括第三实施方式中说明的 HPF 特性控制部 50。

[0285] 在图 9 中,对对应于图 8 所示的第四实施方式的结构和图 7 所示的第三实施方式的结构的结构附加了对应的符号。

[0286] 这样,通过在第四实施方式的结构中包括 HPF 特性控制部 50,即使不清楚线路类别,也可以使 HPF 的特性最佳,所以可以与线路的类别和电话机的类别无关且比第四实施方式更适当地去除回波成分,并实现没有回波感的声音通话。

[0287] 更具体地,除第三实施方式以外,根据在第四实施方式中计算出的依据 (12) 式的补偿成分,与预定的阈值进行比较,使得在第三实施方式中用以根据抽头长度算出的 HPF 的抽头长度进一步改变(缩短)的运算处理量最小,结果,可以与线路的种类、电话机的种类无关地在 DSP 的运算处理中通过最佳的处理来实现没有回波感的优质声音通话。

[0288] (F) 其他实施方式

[0289] (F-1) 上述的第一~第五实施方式并不限于适用于与 VoIP 通信对应的 IP 电话的情况,还可在已有的、可对应于现有频带的现有电话机中使用。

[0290] (F-2) 在上述的第一~第五实施方式中,对去除由混合电路 4 的处理所产生的线路系统回波成分进行了说明,但是还能够适用于对电话机的扬声器和耳机之间产生的回波成分的去。

图 1

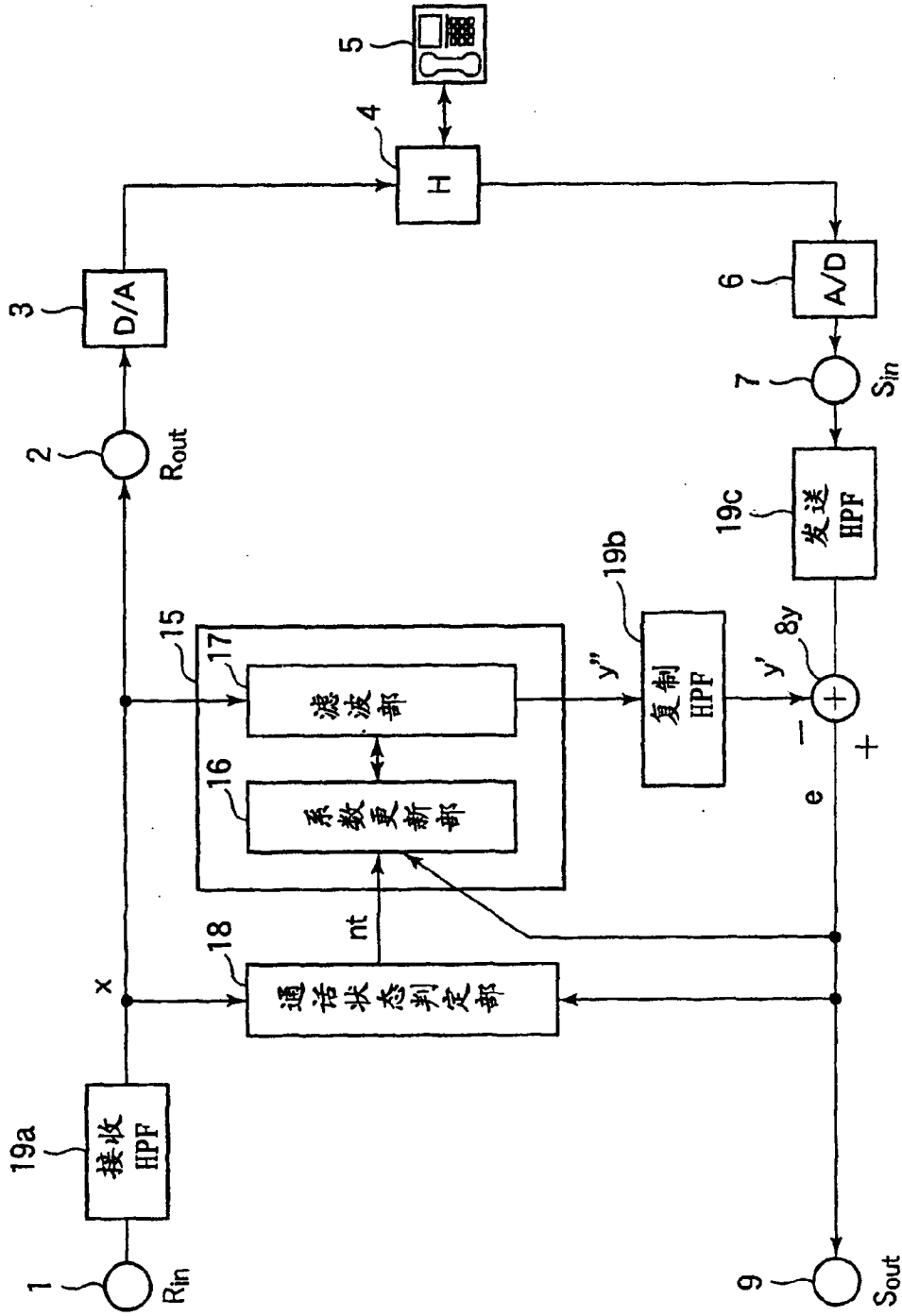


图2

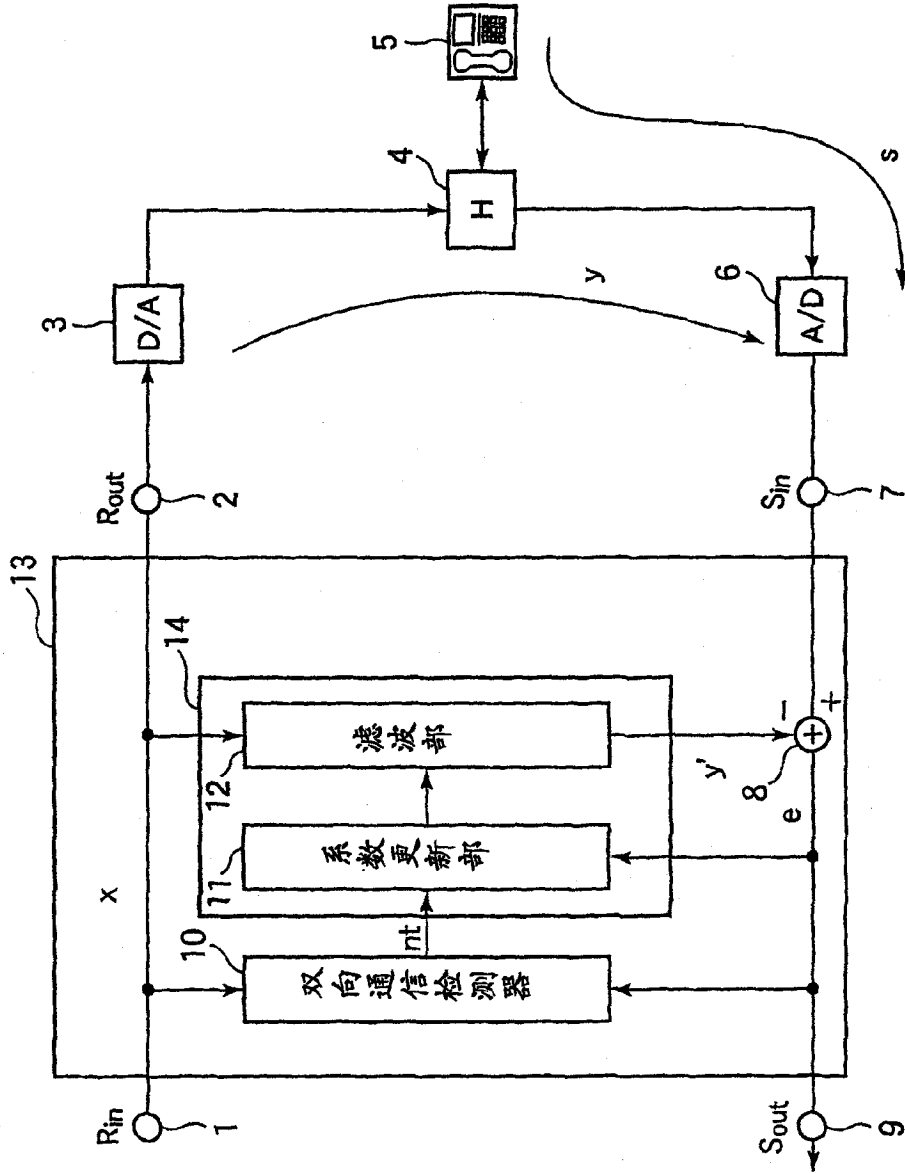
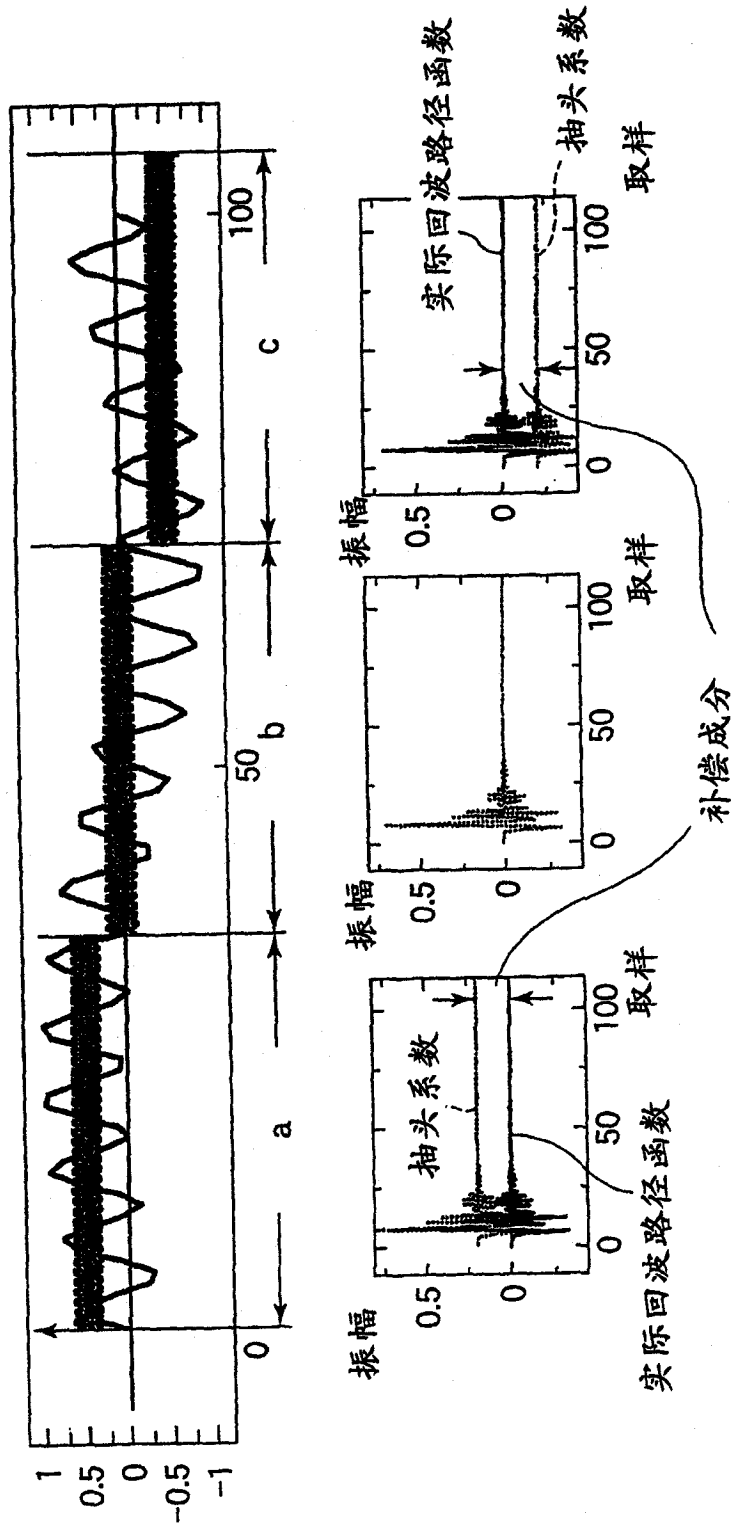


图3

：波形平均（补偿）



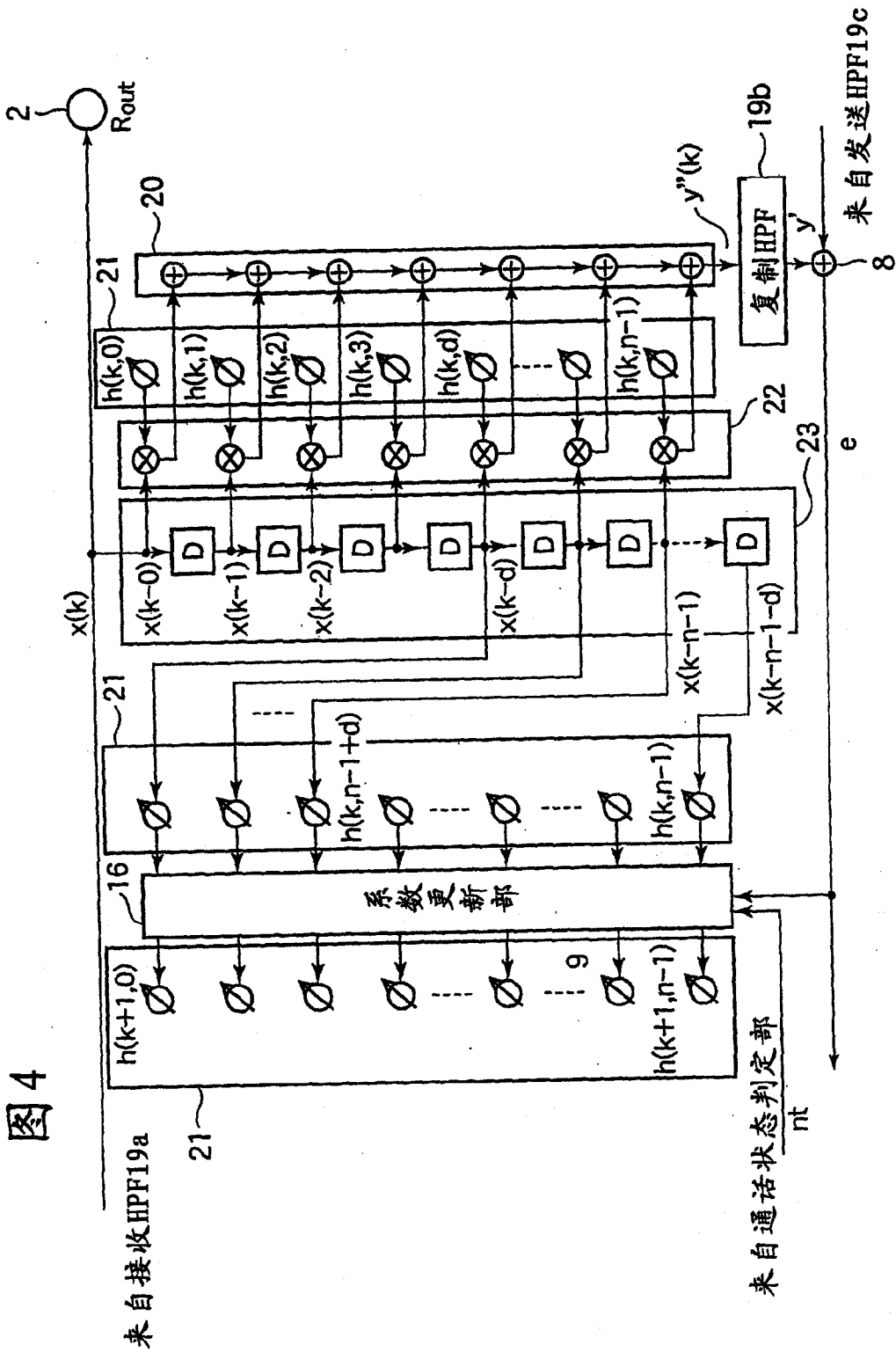
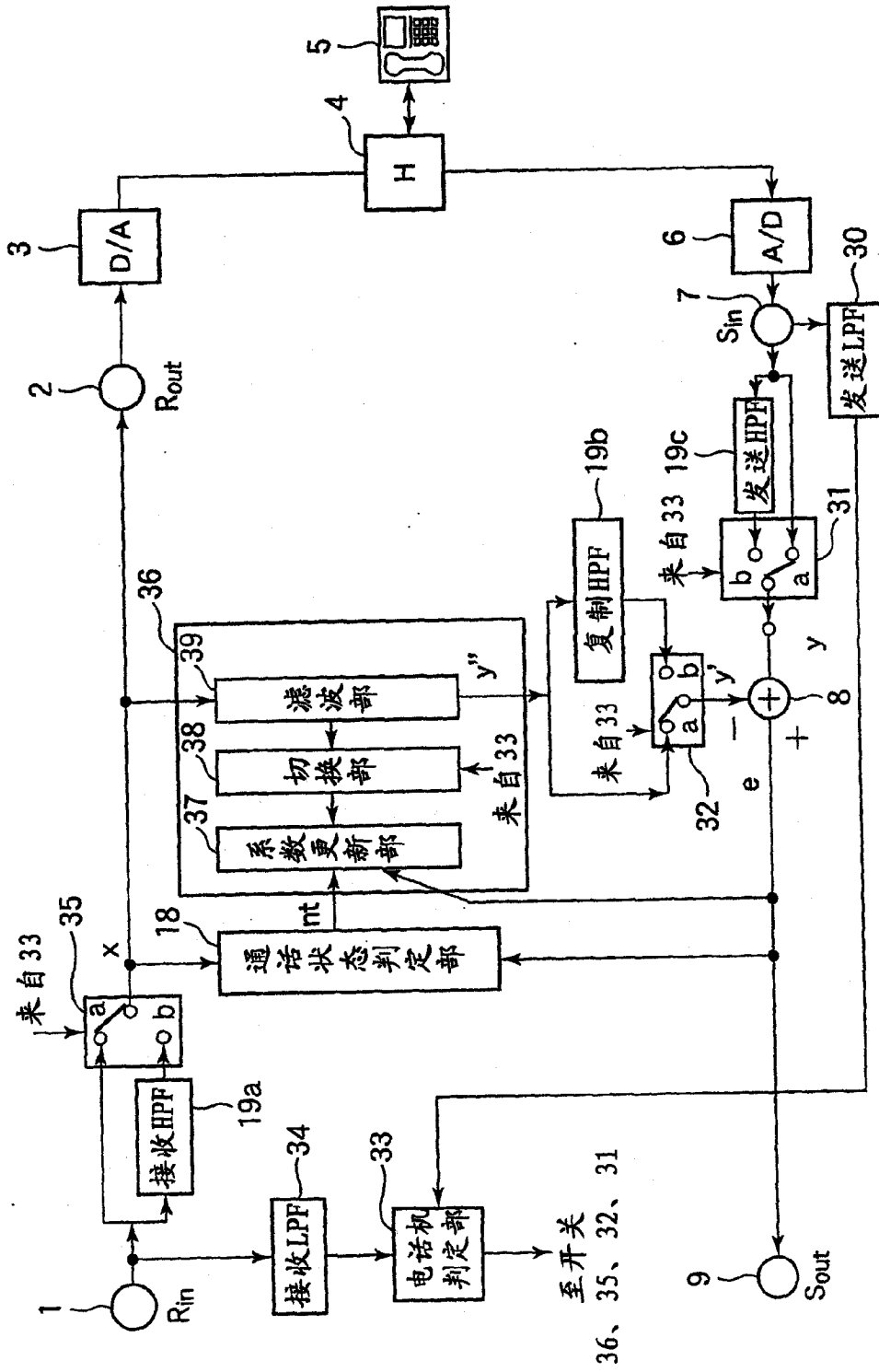


图5



至开关
36、35、32、31

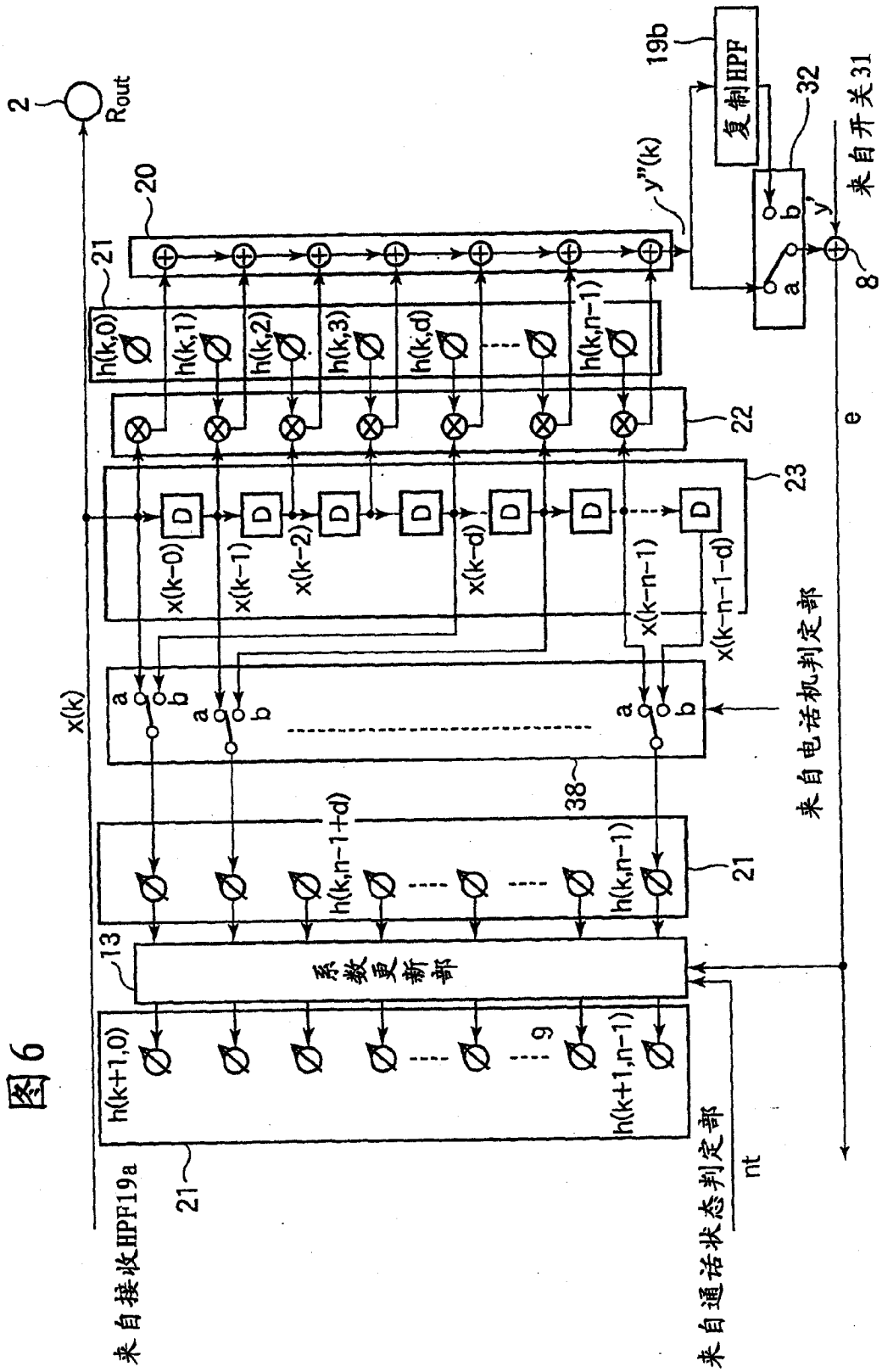


图6

图7

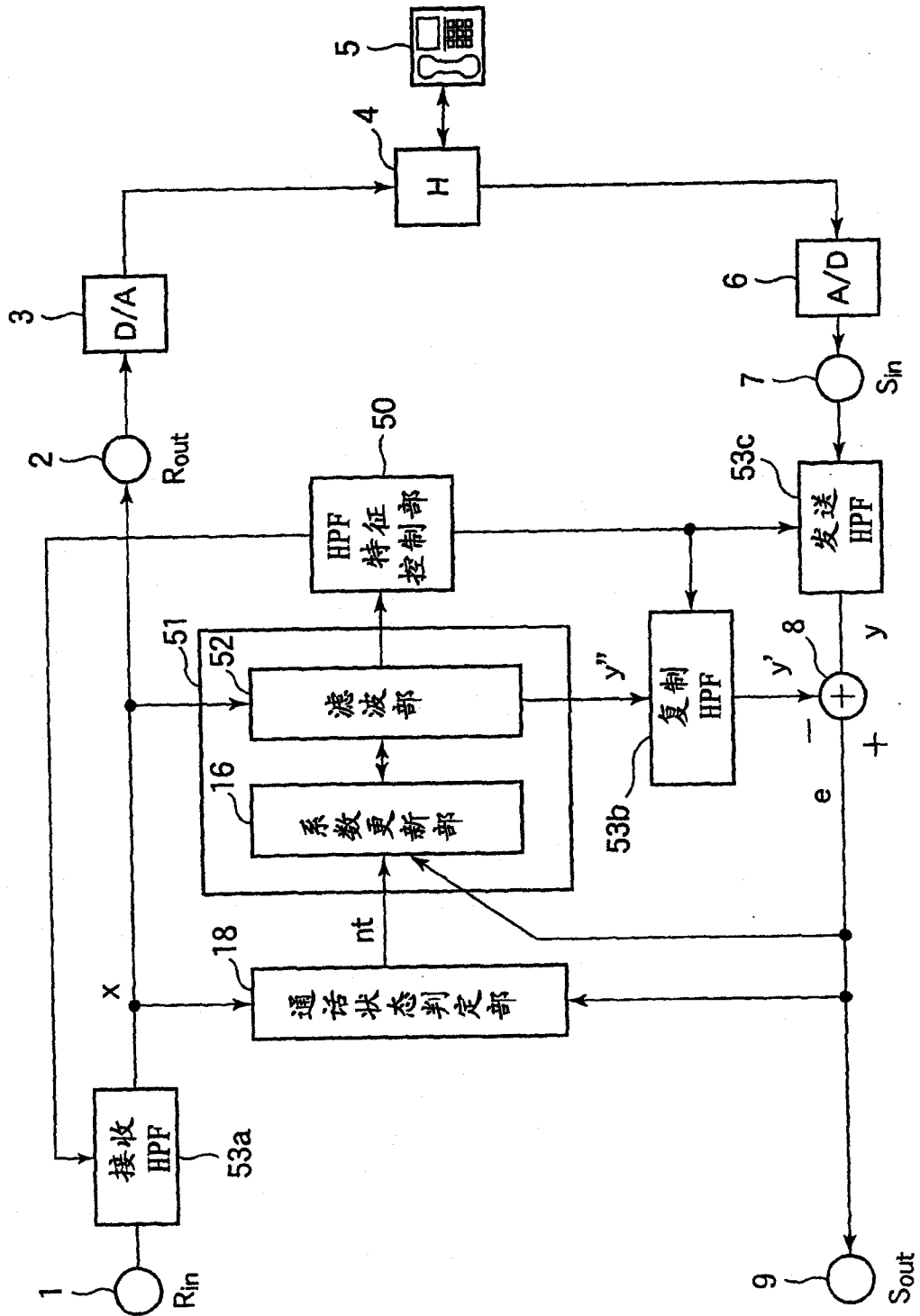


图9

