



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03817780.3

[43] 公开日 2005 年 9 月 21 日

[11] 公开号 CN 1672341A

[22] 申请日 2003.4.24 [21] 申请号 03817780.3
[30] 优先权

[32] 2002. 6. 24 [33] US [31] 10/178,560

[86] 国际申请 PCT/US2003/013398 2003.4.24

[87] 国际公布 WO2004/002002 英 2003.12.31

[85] 进入国家阶段日期 2005.1.25

申请人 飞思卡尔半导

地址 美国得克萨斯

卢西奥·F·C·皮索艾

罗曼·A·蒂坝

[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

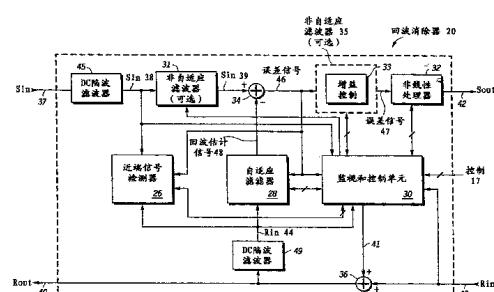
代理人 董 萍

权利要求书 4 页 说明书 73 页 附图 32 页

[54] 发明名称 通信系统及其方法

「57」摘要

公开一种具有回波消除器(20)的通信系统(10)。回波消除器的一个实施例包括用于估计从发送的信号中消除的反射回波的估计量的自适应滤波器(28)。回波消除器还可包括用于当存在近端谈话者信号时，防止自适应滤波器自适应的近端谈话者信号检测器(26)。回波消除器还包括进一步减少任意残留回波，并保持背景噪声的非线性处理器(32)。回波消除器还可包括用于监视自适应滤波器的滤波器系数和增益，以保持回波消除器的稳定性，估计纯延迟，检测音调和注入训练信号(41)的监视和控制单元(30)。回波消除器还包括用于减小自适应滤波器的长度的非自适应滤波器(31)。



1、一种用于执行音频信号的非线性处理，以便选择性地影响背景噪声的方法，包括：

选择性地估计背景噪声，产生估计的背景噪声电平；
确定所述估计的背景噪声电平是否超过预定标准；和
选择性地将预定的背景噪声注入音频信号中。

2、一种回波消除器，包括：

自适应滤波器；
与所述自适应滤波器耦接的控制电路；和
与所述控制电路耦接的非线性处理器，用于选择性地估计背景噪声，
以及如果检测到近端信号和远端信号中的至少一个，就暂停背景噪声的
估计。

3、一种执行近端信号检测的方法，包括：

确定接收路径的输出的功率；
确定误差信号的功率；和
使用所述接收路径的输出的功率和所述误差信号的功率，检测近端
信号是否存在。

4、一种回波消除器，包括：

近端信号检测器，用于确定接收路径的输出的功率和误差信号的功
率，以便检测近端信号是否存在；
与所述近端信号检测器耦接的自适应滤波器；
与所述自适应滤波器耦接的控制电路；和
与所述控制电路耦接的非线性处理器。

5、一种执行回波消除的方法，包括：

执行自适应滤波，以便消除回波；
与所述执行自适应滤波的步骤同时地估计纯延迟；和
选择性地使用所述纯延迟来调整自适应滤波器窗口的位置。

6、一种执行回波消除的方法，包括：

确定单个的估计延迟值；和

执行所述单个的估计延迟值的非线性滤波，从而产生纯延迟；和
选择性地使用所述纯延迟来调整自适应滤波器窗口的位置；并且执行自适应滤波，以便消除回波。

7、一种回波消除器，包括：

用于消除回波的第一自适应滤波器；和

与所述第一自适应滤波器耦接的监视和控制单元，
所述监视和控制单元包括用于估计纯延迟的第二自适应滤波器，其中所述纯延迟被用于调整所述第一自适应滤波器的自适应滤波器窗口的位置，

其中所述第二自适应滤波器包括对单个的估计延迟值滤波，以便产生纯延迟的非线性滤波器。

8、一种用于指示通信信号中是否存在音调的方法，包括：

将所述通信信号延迟预定的第一延迟，产生第一延迟信号；

将所述通信信号延迟预定的第二延迟，产生第二延迟信号；

组合所述第一延迟信号、所述第二延迟信号和所述通信信号，从而产生估计信号；和

利用所述估计信号来指示所述音调是否存在。

9、一种检测通信信号中的音调的音调检测器，包括：

用于提供第一延迟信号的第一电路；

用于提供第二延迟信号的第二电路；

用于组合所述第一延迟信号、所述第二延迟信号和所述通信信号，从而产生估计信号的估计器电路；和

用于利用所述估计信号来指示所述音调是否存在的音调指示电路。

10、一种用于降低具有多个滤波器系数的滤波器的发散的方法，所述方法包括：

当近端信号的某一参数低于第一预定阈值，并且远端信号的某一参数低于第二预定阈值时，暂停所述多个滤波器系数中的至少一部分的自适应。

11、一种用于降低具有多个滤波器系数的滤波器的发散的方法，其中所述滤波器具有包含第一状态和第二状态的多种状态，所述方法包括：

确定自适应滤波器的当前状态；

当所述自适应滤波器的当前状态是所述第一状态时，保存所述多个滤波器系数；和

当所述自适应滤波器的当前状态是所述第二状态时，不保存所述多个滤波器系数。

12、一种用于改进通信系统中使用的自适应滤波器的稳定性的方法，所述方法包括：

选择性地调整误差信号的增益；和

响应于选择性地调整误差信号的增益，确保通信系统的增益不大于1。

13、一种用于指示音调是否存在于通信信号中的方法，包括：

将通信信号延迟预定的延迟，产生延迟信号；

产生生成的正弦波信号；

组合所述延迟信号，所述生成的正弦波信号以及所述通信信号，从而产生第一相关信号和第二相关信号；和

使用所述第一相关信号和所述第二相关信号来指示是否已检测到音调。

14、一种用于对信号滤波的滤波器，包括：

用于以第一自适应率对信号滤波的第一自适应滤波器；和
与所述第一自适应滤波器耦接的、以第二自适应率对信号滤波的第二自适应滤波器，

其中所述第一自适应率小于所述第二自适应率。

15、一种用于执行信号的自适应滤波的方法，包括：

以第一自适应率对信号滤波，从而产生第一滤波输出；和
以第二自适应率对所述第一滤波输出滤波，从而产生第二滤波输出，
其中所述第一自适应率小于所述第二自适应率。

16、一种用于改进自适应滤波器的稳定性的方法，包括：

监视自适应滤波器中的多个滤波器系数；
检测所述多个滤波器系数的预定模式；和
如果检测到所述预定模式，那么将不同的多个滤波器系数载入自适应滤波器中。

通信系统及其方法

技术领域

本发明涉及音调 (tone) 指示，更具体地说，涉及通信系统中的音调指示方法和设备。

背景技术

在通信网络（例如在公共交换电话网（PSTN）或分组电话（PT）网）中使用回波消除，通过消除或减少来自电信网络的电回波或线路回波，来确保语音质量。这种电回波或线路回波的来源可能是混合电路的阻抗失配，混合电路是一种用于将来自四线通信网络接口的信号转换到二线用户环路，以及将来自二线用户环路的信号转移到四线通信网络接口的装置。通信网络中延迟较长的回波值得注意，它会在电话语音通信中产生显著或者甚至无法忍受的干扰。于是，需要一种回波消除器，所述回波消除器能够完全消除电信网络内的回波，或者将其降低到能够接受的水平。另外，需要一种能够在保持稳定性的同时，检测通过电信网络接收的音调的回波消除器。

附图说明

下面举例说明本发明，本发明不受附图限制，附图中，相同的附图标记表示相同的部件，其中：

图 1 图解说明根据本发明一个实施例的通信系统；

图 2 根据本发明的一个实施例，图解说明图 1 的通信系统的回波消除器；

图 3 根据本发明的一个实施例，图解说明图 2 的回波消除器的近端信号检测器；

图 4 根据本发明的一个实施例，图解说明图 2 的回波消除器的自适

应滤波器；

图 5 根据本发明的一个实施例，图解说明图 2 的回波消除器的非线性处理器；

图 6-8 根据本发明的一个实施例，图解说明图 2 的回波消除器的监视和控制单元的各个部分；

图 9 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明图 2 的回波消除器的操作；

图 10-13 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明图 2 的回波消除器的近端信号检测器的操作，和备份并恢复图 2 的回波消除器的自适应滤波器的滤波器系数的方法；

图 14 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明监视图 2 的回波消除器的增益的动态增益控制方法；

图 15 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明监视图 2 的回波消除器的自适应滤波器的滤波器系数的分布的滤波器系数监视方法；

图 16-19 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明图 2 的回波消除器中的非线性处理器的操作；

图 20-24 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明纯延迟的估计和稀疏窗口的位置；

图 25-27 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明音调检测的方法；

图 28-36 根据本发明的一个实施例，以流程图的形式图解说明缩短回波路径扫描的方法；和

图 37-38 根据本发明的一个实施例，图解说明脉冲响应的例子。

本领域的技术人员会认识到出于清楚简单的目的，图解说明了附图中的部件，并且附图中的部件不必按比例绘制。例如，相对于其它部件，可放大附图中的一些部件的尺寸，以帮助理解本发明的实施例。

具体实施方式

这里使用的术语“总线”指的是可用于传送一种或者更多的各种信息，例如数据、地址、控制或状态信息的多个信号或导体。可关于是单一导体，多个导体，单向导体或双向导体，举例说明或描述这里讨论的导体。但是，不同的实施例可改变导体的实现。例如，可使用独立的单向导体，而不是双向导体，反之亦然。另外，可用连续地或者以时分多路复用方式传送多个信号的单一导体替换多个导体。同样地，传送多个信号的单个导体可被分离成传送这些信号的子集的各个不同导体。于是，存在传送信号的许多选择。

当涉及使信号、状态位或者类似设备分别变成其逻辑真状态或逻辑假状态时，使用术语“断言”和“否定”。如果逻辑真状态是逻辑电平 1，那么逻辑假状态是逻辑电平 0。如果逻辑真状态是逻辑电平 0，那么逻辑假状态是逻辑电平 1。符号“*”和“.”均表示乘法运算。可使用 FIFO 或其它类型的数据存储器提供在整个本发明文献内使用的延迟。

另外，注意在这里的描述中，通常与每个相关的附图一致地使用变量名。不过，一些变量名可被重复使用，指示不同组的相关附图中的不同事物。例如，关于特定的一组附图，M 可能指的是测量周期，关于不同的一组附图，M 可能被用作计数器值。不过，当使用下面的等式和附图中的每个变量名时，将提供它们的描述。

连接性

图 1 图解说明通信系统 10 的一个实施例。通信系统 10 包括发射器/接收器 12，接口 13，混合电路 16，回波消除器 20，通信网络 24，回波消除器 22，接口 15，混合电路 18 和发射器/接收器 14。接口 13 包括混合电路 16，接口 15 包括混合电路 18。发射器/接收器 12 与混合电路 16 双向耦接（其中在一个实施例中，发射器/接收器 12 通过诸如双绞线之类的二线连接，与混合电路 16 耦接）。混合电路 16 与回波消除器 20 耦接，通过单向导体向回波消除器 20 提供发送信号 Sin 37，并通过单向导体接收来自回波消除器 20 的接收信号 Rout 40（在一个实施例中，Sin 37 和 Rout 40 均通过线对提供和接收）。回波消除器 20 与通信网络 24 耦接，

并将消除回波的发送信号 Sout 42 提供给通信网络 24，接收来自通信网络 24 的 Rin 43。

类似地，发射器/接收器 14 与混合电路 18 双向耦接（在一个实施例中，发射器/接收器 14 通过诸如双绞线之类二线连接，与混合电路 18 耦接）。混合电路 18 通过向回波消除器 22 提供信号的单向导体，和接收来自回波消除器 22 的信号的单向导体，与回波消除器 22 耦接（在一个实施例中，每组单向导体可以是双绞线）。回波消除器 22 可与通信网络 24 耦接，向通信网络 24 提供消除回波的发送信号，并接收来自通信网络 24 的接收信号。控制装置 17 可以是包括根据需要，可被提供给发射器/接收器 12、混合电路 16、回波消除器 20、通信网络 24、回波消除器 22、混合电路 18 和发射器/接收器 14 的一个或多个控制信号的控制总线。于是，在一个实施例中，控制装置 17 与通信系统 10 内的每个单元耦接，而在备选实施例中，这些单元中只有一部分需要与控制装置 17 通信。

图 2 图解说明图 1 的回波消除器 20 的一个实施例（注意在参考图 2 说明的实施例中，回波消除器 20 被称为近端回波消除器，而回波消除器 22 被称为远端回波消除器。但是，应认识到在回波消除器 22 位于通信系统 10 的近端，而回波消除器 20 位于通信系统的远端的情况下，图 2 中图解说明的回波消除器也可以指的是回波消除器 22）。回波消除器 20 包括 DC 陷波滤波器 45，可选的非自适应滤波器 31，加法器 34，可选的非自适应滤波器 35，增益控制器 33，非线性处理器 32，近端信号检测器 26，自适应滤波器 28，监视和控制单元 30，DC 陷波滤波器 49，和加法器 36。DC 陷波滤波器接收 Sin 37，将 Sin 38 输出给近端信号检测器 26 与监视和控制单元 30。如果存在非自适应滤波器 31，那么 Sin 还被提供给非自适应滤波器 31，非自适应滤波器 31 被耦接，以便接收来自监视和控制单元 30 的控制，并将 Sin 39 输出给加法器 34。但是，如果不存在非自适应滤波器 31，那么 Sin 38 和输入加法器 34 的 Sin 39 相同。加法器 34 接收 Sin 39 和来自自适应滤波器 28 的回波估计信号 48，并将误差信号 46 提供给增益控制器 33，近端信号检测器 26 及监视和控制单元 30。增益控制器 33 与监视和控制单元 30 双向耦接，并被耦接成向非线性处

理器 32 提供误差信号 47。如果在回波消除器 20 中存在非自适应滤波器 35，那么在一个实施例中，增益控制器 33 在同样接收误差信号 46 的非自适应滤波器 35 内，并且与监视和控制单元 30 双向耦接，并提供误差信号 47。非线性处理器 32 与监视和控制单元 30 双向耦接，提供 Sout 42。监视和控制单元 30 还与控制装置 17 耦接，接收 Rin 43，向加法器 36 提供训练信号 41，接收来自 DC 陷波滤波器 49 的 Rin 44，并与自适应滤波器 28 和近端信号检测器 26 双向耦接。DC 陷波滤波器 49 接收加法器 36 的输出 (Rout 40)，并将 Rin 44 提供给近端信号检测器 26，自适应滤波器 28 及监视和控制单元 30，加法器 36 接收训练信号 41 和 Rin 43，并提供 Rout 40。

图 3 图解说明图 2 的近端信号检测器 26 的一个实施例。近端信号探测器 26 包括近端信号电平估计器 50，远端信号电平估计器 52，Sin 信号电平估计器 54，背景处理器 56，近端信号检测阈值选择器 58，和近端信号检测器 60。近端信号电平估计器 50 接收误差信号 46，并与近端信号检测器 60 耦接。远端信号电平估计器被耦接成接收 Rin 44，另外与近端信号检测阈值选择器 58 耦接。Sin 信号电平估计器 54 被耦接成接收 Sin 38，另外与近端信号检测器 60 耦接。背景处理器 56 与监视和控制单元 30，近端信号检测阈值选择器 58 和近端信号检测器 60 耦接。近端信号检测器 60 还与近端信号检测阈值选择器 58 及监视和控制单元 30 耦接。

图 4 图解说明图 2 的自适应滤波器 28 的一个实施例。自适应滤波器 28 包括自适应滤波器 62，可选的非自适应滤波器 64，和可选的延迟器 66。假定非自适应滤波器 64 和延迟器 66 都存在于自适应滤波器 28 中，延迟器 66 接收 Rin 44，并与非自适应滤波器 64 及监视和控制单元 30 耦接。非自适应滤波器 64 与延迟器 66，自适应滤波器 62 及监视和控制单元 30 耦接。自适应滤波器 62 被耦接成接收误差信号 46，并被耦接成提供回波估计信号 48，另外还与监视和控制单元 30 耦接。如果不存在非自适应滤波器 64，那么延迟器 66 直接与自适应滤波器 62 耦接。如果延迟器 66 不存在，那么非自适应滤波器 64 接收 Rin 44。如果延迟器 66 和非自适应滤波器 64 都不存在，那么自适应滤波器 62 接收 Rin 44。

图 5 图解说明图 2 的非线性处理器 32 的一个实施例。非线性处理器 32 包括信号电平估计器 68，非线性处理器控制器 74，和自适应背景电平估计器 96，并与监视和控制单元 30 双向耦接。信号电平估计器 68 包括近端信号电平估计器 70 和远端信号估计器 72。非线性处理器控制器 74 包括非线性处理器 ON 控制器 76，非线性处理器 OFF 控制器 78，舒适噪声发生器 86，噪声电平匹配器 82，和输出信号混频器 84。自适应背景电平估计器 96 包括短期背景电平估计器 88，背景噪声估计器控制器 90，长期背景电平估计器 92，和背景电平适配器 94。近端信号电平估计器 70 接收误差信号 47，并与非线性处理器 ON 控制器 76 和背景电平估计器控制器 90 耦接。远端信号电平估计器 72 接收 Rin 44，并与非线性处理器 ON 控制器 76，非线性处理器 OFF 控制器 78，和背景电平估计器控制器 90 耦接。非线性处理器 ON 控制器 76 和非线性处理器 OFF 控制器 78 与噪声发生器 86 耦接，噪声发生器 86 与噪声电平匹配器 82 耦接。输出信号混频器 84 与噪声电平匹配器 82 耦接，接收误差信号 47，并提供 Sout 42。短期背景电平估计器 88 与背景电平适配器 94 耦接，接收误差信号 47。背景电平估计器控制器 90 与短期背景电平估计器 88 和长期背景电平估计器 92 耦接。长期背景电平估计器 92 接收误差信号，并与背景电平适配器 94 耦接，背景电平适配器 94 与噪声电平匹配器 82 耦接。

图 6 图解说明监视和控制单元 30 的一部分的一个实施例，它包括增益监视器 100 和滤波器系数监视器 102。增益监视器 100 接收 Sin 38，误差信号 46，并与自适应滤波器 28 和增益控制器 33 耦接。滤波器系数监视器 102 与自适应滤波器 28 耦接。

图 7 图解说明监视和控制单元 30 的另一部分的一个实施例，它包括抽取滤波器 104 和 108，抽取器 106 和 110，近端信号检测器 114，可选的比较器 112，回波返回损耗增益值 (ERLE) 估计器 116，功率估计器 120 和 118，自适应滤波器系统 128，和噪声发生器 132。自适应滤波器系统 128 包括自适应滤波器 122，最大值探测器 124 和延迟确定电路 126。抽取滤波器 104 接收 Rin 44，并与抽取器 106 耦接。抽取滤波器 108 接收 Sin 38，并与抽取器 110 耦接。抽取器 106 与近端信号检测器 114，功

率估计器 120 和自适应滤波器 122 耦接。功率估计器 120 和近端信号检测器 114 与自适应滤波器系统 128 耦接。可选的比较器 112 (如果存在于监视和控制单元 30 中) 接收误差信号 46 和 Sin 38, 并与自适应滤波器系统 128 耦接。抽取器 110 与功率估计器 118 和自适应滤波器 122 耦接。功率估计器 118 与 ERLE 估计器 116 和自适应滤波器系统 128 耦接, 自适应滤波器 122 与近端信号检测器 114, ERLE 估计器 116 和最大值探测器 124 耦接。最大值探测器 124 与向自适应滤波器 28 提供估计的延迟 130 的延迟确定电路 126 耦接。噪声发生器 132 接收 Rin 43, 并被耦接成将注入的信号 41 提供给加法器 36。图 7 的该部分的监视和控制单元 30 也与控制装置 17 耦接。

图 8 图解说明监视和控制单元 30 的另一部分的一个实施例, 包括存储器 150, 功率估计器 134, 平滑相关器 152, 和音调指示判定单元 166。功率估计器 134 包括延迟器 136, 延迟器 138, 乘法器 140 和 142, 加法器 144, 幅度器 (magnitude) 146, 和低通滤波器 148。平滑相关器 152 包括延迟器 154, 乘法器 156 和 158, 低通滤波器 160 和 162, 和振荡器 164。存储器 150 与延迟器 136, 延迟器 138, 低通滤波器 148, 延迟器 154, 低通滤波器 160 和 162, 和振荡器 164 耦接。延迟器 136 接收 Rin 44 或者 Sin 38, 并与延迟器 138 和乘法器 142 耦接。延迟器 138 与乘法器 140 和 142, 以及幅度器 146 耦接, 幅度器 146 与低通滤波器 148 耦接, 低通滤波器 148 与音调指示判定单元 166 耦接。延迟器 154 接收 Rin 44 或 Sin 38, 并与乘法器 156 耦接。乘法器 158 也接收 Rin 44 或 Sin 38, 并与低通滤波器 160, 振荡器 164 和乘法器 156 耦接。乘法器 156 接收延迟 154, 并与低通滤波器 162 和振荡器 164 耦接。音调指示判定单元 166 接收来自低通滤波器 160 的 $R_0(n)$ 和来自低通滤波器 162 的 $R_1(n)$, 并将音调指示器信号 168 提供给自适应滤波器 28。

注意图 1-8 图解说明了通信系统 10 和回波消除器 20 内的各个块的一个实施例。备选实施例可包括不同于图示部件的各种部件, 比图示部件更多的部件, 或者比图标部件更少的部件, 取决于所需的功能性。此外, 图 1-8 内的各块可被不同地分组, 或者不同地连接, 仍然获得类似的结果。

于是，图 1-8 只是意图提供用于图解说明将在下面讨论的原理的例子。另外，虽然图 1-8 中的连接被描绘成单一导体（单向或双向），或者被描绘成多个导体（单向或双向），不过可以使用各种不同的连接。例如，一个复接导体可由多个不同的单个单向或双向导体代替。类似地，单个导体可被扩展成多个单向或双向导体。信号可通过单个导体连续传送，或者可通过多个导体并行传送。另外，信号可通过单个导体或者多个导体被时分多路复用。于是，在仍然获得所需的功能性的时候，可用各种不同的方式实现图 1-8 中图解说明的连接。另外，如下进一步所述，图 1-8 的设计可用硬件、软件或者硬件和软件的组合来实现。

操作：

发射器/接收器 12 往来于混合电路 16 提供和接收数据。混合电路 16 提供发射器/接收器 12 和通信网络 24 之间的四线-二线转换。于是，发射器/接收器 12 可以是通过二线用户线路与混合电路 16 耦接，用于通过通信网络 24 执行通信的任意设备，例如电话机或者调制解调器。于是，混合电路 16 提供本地用户环路（具有发射器/接收器 12）和通信网络（通信网络 24）之间的接口。发射器/接收器 14 和混合电路 18 在功能上分别类似于发射器/接收器 12 和混合电路 16。

在发射器/接收器 12 和发射器/接收器 14 之间的通信中，电回波或线路回波由混合电路 16 和混合电路 18 引入通信中。这种回波的来源是混合电路 16 内的阻抗失配，以及混合电路 18 内的阻抗失配。例如，如果混合电路 16 内的阻抗被完美匹配，那么来自接收信号 Rout 40 的所有能量将被传送给发射器/接收器 12。但是，如果在混合电路 16 内存在任意阻抗失配，那么来自接收信号 Rout 40 的一些能量会通过发送信号 Sin 37 被反射回去。如果（就混合电路 16 引入的回波来说，从发射器/接收器）通过通信网络 24 的往返延迟足够长，那么在通信期间，发射器/接收器 14 从 Sin 37 接收的反射回波将是值得注意的。这会在电话语音通信期间导致显著的回波或者甚至不可忍受的干扰。在一个例子中，足够长的延迟指的是大于 40 毫秒的往返延迟。当往返延迟增大时，回波变得更坏，从而更显著和更具有破坏性（另一方面，如果往返延迟显著较小，那么

由于回波与侧音难以区分，因此回波可能不是破坏性的）。往返延迟可包括各种不同的延迟或者各种不同延迟的组合，包括传输延迟，处理延迟，计算延迟等。根据通信系统，往返延迟可能足够大，足以破坏通信。于是，可使用回波消除器 20 和 22 来减少通信系统 10 中的线路回波。例如，借助回波消除器 20 处理混合电路 16 从通过 Rout 40（自发射器/接收器 14）接收的信号引入的，并通过 Sin 37 反射的回波，以便在通过通信网络 24，将信号 Sout 42 发送回发射器/接收器 14 之前减少反射回波。

如上所述，线路回波由混合电路 16 内的阻抗失配和混合电路 18 内的阻抗失配引起。另外，通过发射器/接收器 12 和发射器/接收器 14，声回波可被引入到通信中。例如，如果发射器/接收器 12 是扬声器电话，那么在通过扬声器输出之后，接收信号将环绕周围环境弹回，一些信号会被重定向到发射器/接收器 12 的麦克风，还被反射回发射器/接收器 14。在一个实施例中，回波消除器 20 还起除了减少线路回波之外，减少声回波的一些特征的作用。

在一个实施例中，通信网络 24 可包括分组电话网（例如包括基于国际协议（IP）的话音，基于分组的数据，异步传输模式（ATM）等，并且可应用于无线或有线系统）或者公共交换电话网（PSTN）。在备选实施例中，通信系统 10 可以指的是任意类型的通信系统。任意通信路径可被用作接口 13 或接口 15。

控制装置 17 提供发射器/接收器 12 和 14，混合电路 16 和 17，回波消除器 20 和 22，以及通信网络 24 之间的控制路径。通过控制装置 17 传送的控制信号一般不是在线信号。例如，控制装置 17 可包括启用或禁用回波消除器 20 或 22 的启用/禁用信号。控制装置 17 还可包括指示电话机是挂机还是摘机的信号。

在这里说明的实施例中，发射器/接收器 12 将被称为相对于回波消除器 20 的近端，发射器/接收器 14 将被称为相对于回波消除器 20 的远端。于是，这里将参考回波消除器 20 说明实施例；但是应明白回波消除器 22 类似于回波消除器 20 工作。即，在备选实施例中，发射器/接收器 14 可被称为相对于回波消除器 22 的近端，发射器/接收器 12 可被称为相对于

回波消除器 22 的远端。

图 2 图解说明回波消除器 20 的一个实施例，这里，如上所述，发射器/接收器 12 是近端，发射器/接收器 14 是远端。Sin 37 是通过混合电路 16，从发射器 12 发出的发送信号。回波消除器 20 通过通信网络 24 和混合电路 18，向接收器 14 提供消除回波的发送信号 Sout 42。Rin 43 是通过混合电路 18 和通信网络 24，从发射器 14 接收的接收信号。回波消除器接收 Rin 43，并通过混合电路 16，将该发送信号 Rin 43 作为 Rout 40 提供给接收器 12。

如上所述，Sin 37 可包括由混合电路 16 内的阻抗失配引入的反射回波。于是，回波消除器 20 减少（或消除）引入的反射回波，并提供消除回波的发送信号 Sout 42。即，如果混合电路 16 中的阻抗被完美匹配，那么在混合电路 16 的输入端接收的信号（例如 Rout 40）实际上不会导致源于混合电路 16 的任何响应（在 Sin 37），因为不存在任何反射回波（在理想的，但是实际上不可能达到的情况下）。但是，如果混合电路处于不平衡状态（一种典型情况，例如阻抗被失配），那么通过 Rout 40 接收的信号导致如图 37 中所示的响应。图 37 中图解说明了从其输入（Rout 40）和输出（Sin 37）的观点来看，混合电路的对应脉冲响应（ h ）。回波消除器 20 内的自适应滤波器 28 试图模仿（对任意输入信号 Rout 40）Sin 37 的混合响应，并通过加法器 34 扣除所述混合响应。注意信号 Rout 40 线性失真（包括其在时间上的纯移位，即，在时间上它被移动称为纯延迟的参数）。可在图 37 的混合电路 16 的脉冲响应中图解说明这种失真。注意脉冲响应包括纯延迟部分和发散时间。纯延迟指的是从起点到开始出现某些有效值为止的那部分脉冲响应，由图 37 中的 T1 表示。发散时间指的是从开始发生有效响应到响应几乎显示为止的那部分脉冲响应持续时间，由图 37 中的 T4+T2 表示。脉冲响应的形状（按照与发散时间段对应的部分）可被转换成混合电路的频率特性（从 Rout 40/Sin 37 输入/输出端口看来）。

Sin 37 被提供给 DC 陷波滤波器 45，以便从 Sin 37 除去 DC 分量。注意在备选实施例中，代替 DC 陷波滤波器 45，可使用高通滤波器。类

似地，加法器 36 的输出（Rout 40）被提供给 DC 陷波滤波器 49，以便从 Rout 40 除去 DC 分量（但是在备选实施例中，可改为使用高通滤波器）。DC 陷波滤波器的使用在计算上比高通滤波器更简易，另外不会导致波纹效应，这有助于在滤波器的通带内使增益保持平直。在备选实施例中，可使用单个共用 DC 陷波滤波器来实现 DC 陷波滤波器 45 和 DC 陷波滤波器 49 的功能。

注意加法器 36 接收 Rin 43 和训练信号 41，并以输出 Rout 40 的形式，提供这两个信号之和；但是，如果训练信号 41 为 0，那么输出 Rout 40 完全与输入 Rin 43 相同。对于下面的讨论，将假定训练信号 41 为 0，并且 Rout 40 等于 Rin 43。另外，注意非自适应滤波器 31 和非自适应滤波器 35 是可选的，并将在下面进一步讨论。对于下面的讨论，将假定 Sin 38 和 Sin 39 相等，误差信号 47 是调节增益后的误差信号 46，不存在非自适应滤波器 35 的影响。

于是，Sin 39 是包括发射器 12 传送的任意近端谈话者信号（Sgen）和混合电路 16 从 Rout 40 引入的任意反射回波的发送信号。于是，Sin 39 可被表示成“Sgen+回波”。自适应滤波器 28 将反射回波的估计，回波估计信息 48 提供给加法器 34，加法器 34 输出误差信号 46。于是，误差信号 46 可被表述成“Sin 39-估计的回波 48”，或者代入上面的 Sin 39 的表达式，表述成“Sgen+回波-估计的回波”。当估计的回波是准确的（即等于或基本等于实际回波），那么误差信号 46 将只包括 Sgen，而不包括任意实质回波。这是理想的情况。但是，如果估计的回波不准确，那么误差信号 46 将包括 Sgen 和残留的回波分量。这种情况下，误差信号 46 可被表述成“Sgen+残留回波”，这里残留回波是“回波-估计的回波”。当不存在 Sgen（即，当近端无声，意味着未从发射器 12 传送任何信号）时，误差信号 46 只代表残留回波。这种情况下，误差信号 46 可被用于执行自适应过程，以使残留回波降至最小，下面将更详细地说明。但是，如果存在 Sgen，那么误差信号 46 不能被用于执行自适应过程，因为自适应滤波器 28 使用误差来修改，在存在 Sgen 的情况下，误差信号 46 不再只是误差。于是，必须检测 Sgen，以便确定是否可执行自适应过

程。被耦接成接收 Sin 38 (在本例中, 它等于 Sin 39) 和 Rin 44, 使用误差信号 46 和来自监视和控制单元 30 的控制信号检测 Sgen 的存在 (即, 检测位于发射器 12 的近端谈话者的存在)。

在自适应滤波器 28 中, 依据 $y(k) = X^T(k) \cdot H(k)$, 这里 $X(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$, 计算的回波估计信号 48 是在 FIR 滤波器跨距的持续时间内延伸的输入信号矢量; $x(n) = Rin 44$ 。 $H(k)$ 是第 k 次迭代的滤波器系数矢量, 这里 $H(k) = [h_0(k), h_1(k), \dots, h_{N-1}(k)]^T$ 。滤波器系数的实际更新由通用 LMS 型算法: $H(k+1) = H(k) + step_size \cdot error(k) \cdot X(k)$ 控制, 其中 $error(k)$ 对应于误差信号 46; $step_size$ 控制自适应率; $H(k+1)$ 是新的滤波器系数矢量。

借助非线性处理器 32, 可进一步减小或消除误差信号 46 中的任意残留回波。非线性处理器 32 接收误差信号 47 (本实施例中, 它是增益调整后的误差信号 46), 并控制来自监视和控制单元 30 的信号, 产生 Sout 42, 理想情况下, Sout 42 不包括任何回波。除了减少或消除残留回波之外, 非线性处理器 32 还试图保持或匹配近端谈话者信号 (Sgen) 的背景噪声。匹配背景噪声便于通过保持背景噪声的连续性, 改进通信质量。在不存在这种连续性的情况下, 当远端谈话时, 远端收听者只能听到近端谈话者的无声。另一方面, 当远端谈话时, 可提供合成的背景噪声; 但是, 这会导致真实背景噪声 (当近端谈话时) 和合成的背景噪声 (当远端谈话时) 之间的破坏性 (disruptive) 转换。于是, 匹配背景噪声有助于使这种破坏性转换降至最小。

监视和控制单元 30 包括用于确定是否存在真实的混合电路, 以致自适应滤波器 28 不设法适应单个混合电路的滤波器系数监视器 (例如后面参考图 6 进一步说明的滤波器系数监视器 102)。监视和控制单元 30 还包括增益监视器, 用于控制可选的自适应滤波器 35 内的增益控制器 33。增益控制器 33 的一个用途是保持通信系统 10 的稳定性。监视和控制单元 30 还包括纯延迟确定器和稀疏窗口探测器 (后面将参考图 7 更详细地说明这两者), 以便提高自适应滤波器 28 的效率。监视和控制单元 30 还包括音调指示器和音调检测器 (后面参考图 8 更详细说明)。音调指

示器和音调检测器可被用于检测通信系统 10 内的信令音调。这些信令音调可包括，例如当在信令音调之后将发送数据时，具有禁用回波消除器的反相的 2100 Hz 音调。于是，可根据需要禁用回波消除器。另一方面，如果使自适应滤波器 28 暴露于发射器 12 或发射器 14 传送的音调之下(例如，单频或多频正弦波)，那么会导致通信系统 10 的不稳定。于是，音调的检测可用于防止自适应滤波器发散和导致不稳定性。

在上面说明的实施例中，回波消除器 20 不包括非自适应滤波器 31 和 35。但是，在备选实施例中，耦接在 DC 陷波滤波器 45 和加法器 34 之间的非自适应滤波器 31 可被用于减小自适应滤波器 28 的长度（参考图 4 进一步说明）。在该实施例中，非自适应滤波器 31 接收 Sin 38，和来自监视和控制单元 30 的控制信号，产生 Sin 39。另外，在具有非自适应滤波器 31 的一个实施例中，回波消除器还可包括耦接在加法器 34 和非线性处理器 32 之间的非自适应滤波器 35。非自适应滤波器 35 可包括增益控制器 33 或者可以是独立单元。在该实施例中，非自适应滤波器 35 补偿非自适应滤波器 31 的影响，从而近端信号 Sgen 不失真。非自适应滤波器 35 接收误差信号 46，来自监视和控制单元 30 的控制信号，并将误差信号 47 提供给非线性处理器 32（下面将参考图 4，进一步说明非自适应滤波器 31 和 35）。

监视和控制单元 30 还向加法器 36 提供训练信号 41，以便将信号注入 Rin 43 中，产生 Rout 40。训练信号 41 的注入可被用于估计混合电路回波路径（从 Rout 40 开始，通过混合电路 16，返回 Sin 37 的路径）的纯延迟。纯延迟指的是从 Rout 40 到 Sin 37 的最短时间延迟。当开始通信（例如开始电话会话），缺少远端信号时，训练信号 41 的注入可被用于估计纯延迟。注意训练信号 41 是可选的。监视和控制单元 30 还接收控制 17，以便启用或禁用全部或部分功能模块。

图 9 包括根据本发明的一个实施例，图解说明回波消除器 200 的操作的流程 200。流程 200 是回波消除器，例如图 2 的回波消除器 20 提供的功能性的概述。后面将参考图 3-8 和 10-38，更详细地提供流程 200 内的每个步骤的细节。流程 200 始于开始 202，并进入方框 204，对 Rin 和

Sin 执行 DC 陷波滤波。注意如果存在加法器 36，或者存在训练信号 41，那么对加法器 36 的输出 (Rout 40)，而不是对 Rin 43 执行 DC 陷波滤波。如上所述，DC 陷波滤波器 45 从 Sin 37 除去 DC 分量，产生 Sin 38。类似地，DC 陷波滤波器 49 从 Rin 43 (或者 Rout 40，取决于训练信号 41) 除去 DC 分量，产生 Rin 44。流程 200 随后进入方框 206，估计 Rin 44 的长期功率和 Sin 38 的短期功率。注意长期功率和短期功率是相对项。即，长期功率指的是与短期功率相比，在较长的一段时间内测量的功率。这些功率可由回波消除器 20 的近端信号检测器 26 计算。

在方框 206 中计算的功率随后被用于确定近端谈话者信号检测 (NESD) 阈值。该 NESD 阈值随后将被用于确定近端谈话者信号 (即 Sgen) 的存在。该确定也可由回波消除器 20 的近端信号检测器 26 完成。流程 200 随后进入方框 210，监视和控制自适应滤波器 28。方框 210 包括方框 209、211 和 213。注意监视和控制自适应滤波器方框 210 内的功能是可选的。即，可执行方框 209、211 和 213 的任意组合，或者都不执行。在方框 209 中，执行音调指示处理。该音调指示处理可由监视和控制单元 30 执行，如上参考图 2 所述，并且将参考图 8 进一步说明。流程 200 随后进入方框 211，检测延迟 (在一个实施例中，检测纯延迟)，并安置具有恰当大小的滤波窗口 (稀疏窗口)。即，监视和控制单元 30 可检测延迟并安置稀疏窗口，以致减小自适应滤波器 28 的长度 (即，抽头的数目)。

另一种缩短自适应滤波器长度的方式由方框 213 实现。一个实施例是结合自适应滤波器 28 使用非自适应滤波器 31 和 33 的组合，但是具有更短的滤波器长度。细节将在图 28-35 中提供。

在监视和控制自适应滤波器 210 之后，流程 200 进入方框 212，自适应滤波器被用于产生回波估计信号。例如，这可对应于产生回波估计信号的自适应滤波器 28，如上参考图 2 所述。流程 200 随后进入方框 214，估计误差信号和误差信号的短期功率。即，方框 214 可对应于图 2 的加法器 34，它通过从 Sin 39 减去回波估计信号 48，估计误差信号 46。监视和控制单元 30 随后可被用于估计误差信号 46 的短期功率。

之后，流程进入方框 216，使用 NESD 阈值检测近端谈话者信号。即，在方框 216 中，检测 Sgen 是否存在（是否正从图 1 的发射器 12 传送信号）。这可由图 2 的近端信号检测器 26 执行。流程进入方框 218，监视并选择性地调整增益控制器 33 的增益，以保持自适应滤清器 28 以及通信系统 10 的稳定性（其细节将在后面更详细地说明）。流程 200 随后进入判定菱形框 220，确定是否需要更新滤波器系数。例如，如上所述，如果存在 Sgen，那么误差信号 46 包括近端谈话者信号（Sgen）和残留回波分量。这种情况下，不应更新自适应滤波器 28，因为误差信号 46 并不仅仅表示残留回波。流程随后进入判定菱形框 224。但是，如果确定 Sgen 不存在（即，近端谈话者无声），那么可更新自适应滤波器 28，流程进入方框 222，在继续执行到判定菱形框 224 之前，更新自适应滤波器 28 的滤波器系数。

在判定菱形框 224，确定是否需要任意背景处理。在一个实施例中，在回波消除器 20 的操作中，定期执行背景处理。在备选实施例中，可在不同的时间执行背景处理，例如响应各种自适应滤波器处理状态。如果将不执行背景处理，那么流程进入方框 230，执行非线性处理。但是，如果要执行背景处理，那么流程进入方框 226，备份滤波器系数。即，自适应滤波器 28 的滤波器系数可被保存（例如保存在可位于回波消除器 20 内，或者位于回波消除器 20 外的存储单元中）。流程随后进入方框 228，监视滤波器系数，确定是否存在关于回波消除器稳定性控制的混合电路。

在背景处理（如果有的话）之后，流程进入非线性处理，减少或消除任意剩余的残留回波，如果需要的话，插入背景噪声。如果存在通过 Rin 43 和 Sin 37 接收的更多样本（在判定菱形框 232），那么返回方框 204 继续处理下一样本，否则在结束方框 234 完成该流程。注意在电话应用中，信号的采样速率通常为 8 kHz，因为信号通常包括语音。于是，在一个实施例中，采样速率为 8 kHz，每 00.125 毫秒接收 Rin 43 和 Sin 37 的一个样本。但是，在备选实施例中，可使用不同的采样速率。例如，对于音乐应用来说，通常需要较高的采样速率。此外，在数字应用中，采样速率取决于数字信息的传输速率。

注意图 9 中的步骤代表本发明的一个实施例。备选实施例可按照不同的顺序执行这些步骤，甚至可更多地，更少地，或者与其它步骤同时执行一些步骤。另外，流程 200 中的一些步骤是可选的，而其它实施例可使用另外的或不同的步骤来完成任意所需的操作。于是，本领域的普通技术人员应认识到许多变化是可能的，流程 200 只是回波消除器的操作的一个例子。类似地，回波消除器 20 也仅仅举例说明一个可能的实施例。备选实施例可使用更多或更少的块或单元来执行图 2 中图解说明的全部，部分功能，或者甚至与图 2 中图解说明的功能不同的功能。于是，图 2 的回波消除器 20 只应被看作一个例子。另外注意图 2 中的块和图 9 中的步骤都可由运行于数据处理器（例如微处理器，数字信号处理器等）上的软件，硬件，或者硬件和软件的组合来实现。

图 3 图解说明近端信号检测器 26 的一个实施例。参考图 10-13 说明近端信号检测器 26 的操作。近端信号检测器 26 和图 10-13 的流程为不受回波路径延迟和回波返回损耗（ERL）影响的快速可靠检测创造条件，回波返回损耗（ERL）是由于回波路径中的传输损耗和混合电路损耗的缘故，从回波消除器的 Rout 端口到 Sin 端口的信号的衰减。当检测到近端谈话者信号时（即，当检测到 Sgen 的存在时），如上所述停止（影响自适应滤波器 28 的系数，以使残留回波的平均功率降至最小的）自适应过程，以防止自适应发散，因为近端谈话者信号的存在表示误差信号 46 并不仅仅是起因于回波的误差。注意当检测到近端信号时，停止自适应过程，而不管近端信号是在单方谈话情形内（即只存在近端谈话者）还是在双方谈话情形内（当存在近端谈话者和远端谈话者时）。除了停止自适应过程之外，可能需要从备份的滤波器系数恢复滤波器系数。此外，当近端和远端信号都不存在时，自适应过程也被暂停，防止回波消除器 20 适应通道噪声或者低误差信号，从而使计算降至最小。于是，当需要时，例如当远端信号相对强，并且不存在近端信号时，回波消除器 20 工作从而执行适应。这种情形下，自适应滤波器 28 可被适应，以便正确地估计回波作为回波估计信号 48。另外，如下所述，根据自适应滤波器处理的状态，调节近端谈话者信号检测的阈值。

图 10-13 中讨论的实施例还提供一种备份和恢复自适应滤波器 28 的系数的方法。该过程可由状态机管理，如图 13 中所示，状态机使备份的次数和频率降至最小，并防止自适应滤波器 28 发散。

图 3 图解说明近端信号检测器 26 的一个实施例。信号电平估计器跟踪近端信号 (Sgen)，远端信号 (Rin) 和发送路径输入信号 (Sin) 的电平。于是，近端信号电平估计器 50 接收误差信号 46，远端信号电平估计器 52 接收 Rin，Sin 信号电平估计器 54 接收 Sin 38。信号电平估计器随后被用于控制近端信号检测 (NESD) 阈值选择器 58 和近端信号检测器 60。背景处理器 56 监视自适应滤波器 28 的处理状态，并控制 NESD 阈值选择器 58 和近端信号检测器 60。注意通常每个信号电平估计器可对要测量的信号应用一个低通滤波器，可在功率或者幅度方面执行估计。另外，下面的图 3 和 10-13 的说明假定以 8 kHz 的速率对信号采样（如上所述，8kHz 是常规语音应用的常见速率）。

Sin 信号电平估计器 54 的一个实施例利用下面的等式，获得 Sin 的功率 (P_{Sin})：

$$\text{等式 1: } P_{Sin}(n) = [(N-1)P_{Sin}(n-1) + (Sin(n))^2]/N$$

在上面的等式中， $Sin(n)$ 是在时间 n ，给回波消除器 20 的发送路径输入， $P_{Sin}(n)$ 是在时间 n ，估计的发送路径输入信号功率， N 是平滑因子，在一个实施例中， N 被假定为 32。在备选实施例中，可使用一系列的 N 值。通常， N 应被选择为足够大，以致关于 Sin 的功率估计不会对 Sin 的快速变化过于敏感。另一方面， N 不应被选择为过大，以致 Sin 的功率估计足够敏感，足以跟踪语音信号电平的变化，并且功率估计的延迟最小。另一方面，可利用窗口尺寸为 $2*N-1$ 样本的移动平均方法，估计功率。可证明该方法向按照等式 1 的功率估计器提供等同的带宽。

近端信号电平估计器 50 接收误差信号 46，并获得时间 n 时的近端信号功率。不过如上所述，不存在对回波消除器 20 的近端信号 (Sgen) 的直接访问。即， Sin 是 $Sgen$ 和来自 Rin 44 的反射回波的混合物。于是，近端信号电平估计器 50 的一个实施例使用 Sin 39(它是滤波后的 Sin 38，假定在图 2 中的 DC 陷波滤波器 45 和加法器 34 之间存在一个滤波器)

和回波估计信号 48 之间的差值。于是，误差信号 46 被提供给近端信号电平估计器 50。误差信号 46 是回波消除器 20 可用的 Sgen 的最接近估计值，但是该估计的精度是自适应滤波器 28 的收敛状态的函数。理想地，当自适应滤波器完全会聚时，回波的估计值（回波估计信号 48）是准确的。实际上，如上所述，回波估计信号 48 通常不等于来自 Rin 44 的反射回波，于是，误差信号 46 并不仅仅是 Sgen，而是 Sgen+残留回波。当自适应处理在某一时间窗口内继续时，残留回波引入的误差被最小化。于是，近端信号电平估计器 50 的一个实施例使用下述等式：

$$\text{等式 2: } P_{\text{error}}(n) = [(N-1) P_{\text{error}}(n-1) + (\text{误差信号 46})^2] / N$$

在上面的等式中，误差信号 46 是加法器 34 的输出端的，Sin 39 和回波估计信号 48 之间的差值， $P_{\text{error}}(n)$ 是时间 n 的估计近端信号功率，N 是估计器的平滑因子（本实施例中为 32）。

远端信号电平估计器 52 的一个实施例获得 Rin 的短期功率，并用其计算覆盖回波路径的范围的 Rin 的一些过去的短期功率估计值的 Rin 平均功率。例如，一个实施例利用下面的等式确定 Rin 的短期功率：

$$\text{等式 3: } P_{Rin}(kN) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (Rin(kN-i))^2 \quad k=1, 2, \dots$$

在上面的等式中， $Rin(kN-i)$ 是在时间 $kN-i$ ，给回波消除器 20 的接收路径输入， $P_{Rin}(kN)$ 是在时间 kN 的估计远端信号功率（注意每 N 个样本，而不是每个样本估计 $P_{Rin}(kN)$ ，以减少计算成本）。N 是窗口尺寸（本实施例中为 32）。于是，等式 4 每 N 个样本计算当前窗口（大小为 N）内的 Rin 的功率，k 记录窗口。即，第一个窗口（k=1）可由样本 1-32 定义，下一窗口（k=2）可由样本 33-64 定义等。随后可利用下述等式获得远端信号的平均功率：

$$\text{等式 4: } AVG P_{Rin}(kN) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} P_{Rin}((k-i)N) \quad k=1, 2, \dots$$

在上面的等式中， $P_{Rin}((k-i)N)$ 是在时间 $(k-i)N$ ，远端信号功率估计值的过去 M 个瞬象，这里 $i=M-1, M-2, \dots, 0$ 。AVG $P_{Rin}(kN)$ 是在时间 kN ，远端信号电平估计值的平均值，M 是用于平均的窗口尺寸，这里对于用于覆盖高达 64 毫秒的回波路径延迟的回波消除器来说，M=16（即 $M*N=16*32=512$ 个样本）。例如，如果当前窗口是第 16 个窗口（即，

$k=16$ ），那么 $\text{AVG } P_{\text{Rin}} (\text{kN})$ 采取关于前 16 个（即 M 个）窗口计算的 $P_{\text{Rin}} (\text{kN})$ 的平均值，即 $P_{\text{Rin}} (16*N)$, $P_{\text{Rin}} (15*N)$, ..., $P_{\text{Rin}} (2*N)$, $P_{\text{Rin}} (N)$ 的平均值。如果不存在足够的在先数据（即，已处理不到 M 个窗口），那么只有那些存在的值可被用于确定平均值，0 可被用于还没有计算的值。例如，对于第 3 个窗口（即， $k=3$ ），只存在两个在先 $P_{\text{Rin}} (\text{kN})$ ，于是， $\text{AVG } P_{\text{Rin}} (\text{kN})$ 应是 3 个值的平均值，而不是 M 个值的平均值。另外注意每 N 个样本计算 $\text{AVG } P_{\text{Rin}} (\text{kN})$ ，如参考图 10 中所示，并且在计算 $\text{AVG } P_{\text{Rin}} (\text{kN})$ 之后，递增 k 的值，以指示开始 N 个样本的下一窗口。

在备选实施例中，远端信号估计器 52 能够利用上面的等式 1 或 2 估计 Rin 的平均功率， $N=256$ 。如同等式 4 一样，也应每 32 个样本执行 $\text{AVG } P_{\text{Rin}} (\text{kN})$ 的测量。另外注意可利用幅度而不是功率执行所有上面的电平估计。另外注意上面的等式 1 和 2 以标称速率处理数据，而等式 3 和 4 对连续的大小为 N 的窗口执行子速率计算（从而每 N 个样本执行一次计算）。备选实施例可按照任意方式构成上述等式，并不局限于上面给出的那些等式。

近端信号（ S_{gen} ），远端信号（ Rin ）和发送路径输入信号（ S_{in} ）的电平估计被用于近端谈话者信号检测的控制。于是，图 10 表示了图 9 的确定近端信号检测阈值（NESD-Threshold）的方框 206 和 208 的一个实施例。每 N 个样本重新评估一次该阈值，这里在本实施例中， N 是 32。在方框 250 中，确定 Rin 的短期功率 P_{Rin} （例如参见上面的等式 3），这里当前时间 n 对应于正被分析的当前样本。在方框 252 中，样本计数器被递增，从而提供新的 n 值。于是在每次通过图 9 的流程 200 中（从而在每次通过方框 206 和 208 中），样本计数器被递增。

流程进入判定菱形框 254，确定样本计数器是否已达到窗口尺寸 N 。如果否，那么流程进入方框 270（注意 NESD-Threshold 不被更新）。在方框 270 中，计算 S_{in} 的功率（ $P_{S_{\text{in}}}$ ）（例如参见上面的等式 1）。如果样本计数器已达到 N ，那么流程进入方框 256，计数器被重置，以致每 N 个样本才采用方框 256-268 的路径（在一个实施例中，在 N 为 32 的情况

下，每 32 个样本重置计数器）。在样本计数器被重置（在一个实施例中，重置为 0）之后，流程进入方框 258，计算 P_{Rin} 的平均功率 $\text{AVG } P_{Rin}$ （例如参见上面的等式 4）。之后，流程进入判定菱形框 260，确定 **BACKUP_STATE** 是否为 0 或 1（注意将参考图 13 更详细地说明 **BACKUP_STATE**）。如果是，那么流程进入方框 262，使用 **K1** 调整 **NESD_Threshold**，如下面的等式 5 中所示：

$$\text{等式 5: } \text{NEDS_Threshold} = \text{K1} * \text{AVG } P_{Rin}$$

但是，如果 **BACKUP_STATE** 不为 0 或 1，那么流程进入方框 264，使用 **K2** 调整 **NESD_Threshold**，如下面的等式 6 中所示：

$$\text{等式 6: } \text{NEDS_Threshold} = \text{K2} * \text{AVG } P_{Rin}$$

于是，每 N 个样本重新评估一次 **NESD_Threshold**，并且根据自适应滤波器的状态（即 **BACKUP_STATE**，对应于将参考图 13 进一步说明的状态机），**NESD_Threshold** 可被确定为 $\text{K1} * \text{AVG } P_{Rin}$ 或 $\text{K2} * \text{AVG } P_{Rin}$ 。**K1** 和 **K2** 是 **NESD_Threshold** 缩放因子。在自适应滤波器 28 的自适应过程的初始阶段中（即，当 **BACKUP_STATE** 为 0 或 1 时），**NESD_Threshold** 可以相当大，向自适应滤波器 28 提供更多的适应机会。另一方面，当自适应滤波器 28 通过初始自适应阶段时（即，当 **BACKUP_STATE** 为 3 或 4 时），**NESD_Threshold** 可被减小，以防止自适应处理发散。在一个实施例中，**K1** 被设置成在 1-2 的范围内的值，而 **K2** 被设置成在 0.25-1 的范围内的值。例如，在一个实施例中，**K1** 为 1，**K2** 为 0.5，取决于混合电路情况。此外，在自适应处理中，**K1** 和 **K2** 的这些值可被静态或者动态地设置。可以使用在上面给出的范围之外的备选值，除了使用具有 4 种状态（例如 **BACKUP_STATE** 0-3）的状态机之外，可以使用其它方法来确定何时自适应过程仍然处于其初始阶段。

在方框 262 或 264 中调整 **NESD_Threshold** 之后，流程进入判定菱形框 266，确定 **NESD_Threshold** 是否小于 A。如果不，那么流程进入方框 270，计算 P_{Sin} 。如果是，那么在方框 268 中 **NESD_Threshold** 被设置成 A。即，在 $\text{AVG } P_{Sin}$ 太小的情况下，**NESD_Threshold** 局限于 A 的最小水平（在一个实施例中，A 可能对应于在 -40 ~ -45 dBm0 范围中的一个

值）。流程随后进入方框 270。

在完成图 10 的流程之后，如果需要，那么执行自适应滤波器 28 的监视和控制（参见图 9 的方框 210）（注意下面将参考图 20-34 更详细地说明方框 209、210 和 211）。之后，自适应滤波器在方框 212 产生回波估计信号 48，流程进入参考图 11 更详细说明的方框 214 和 216。即，图 11 的流程图解说明图 9 的方框 214 和 216 的一部分，详细说明了近端谈话者信号检测（即 Sgen 的检测）的控制。

在方框 276 中，估计误差信号 46 的功率 (P_{error})（参见上面的等式 2）。流程随后进入判定菱形框 278，确定 P_{error} 和 P_{Sin} 中的较小者是否大于 NESD_Threshold（即，是否 $\text{MIN}(P_{\text{error}}, P_{\text{Sin}}) > \text{NESD_Threshold}$ ）。如果是，那么流程进入判定菱形框 280，确定 NESD_Hangover 计时器是否已递减计数到 0。如果是，那么检测到近端信号。即，只有当 $\text{MIN}(P_{\text{error}}, P_{\text{Sin}}) > \text{NESD_Threshold}$ ，并且在过去的某一时间窗口内（对应于 NESD_Hangover 计时器）没有检测到近端信号时，才检测到近端信号。如果在判定菱形框 278， $\text{MIN}(P_{\text{error}}, P_{\text{Sin}})$ 不大于 NESD_Threshold，那么流程进入方框 290，NESD_Hangover 计时器的值被递减，直到它达到 0 为止，从而引入由 NESD_Hangover 时间确定的暂停。如果在判定菱形框 280，NESD_Hangover 计时器不是 0，那么在方框 286 中，NESD_Hangover 计时器被设置成预定值。

如果检测到近端信号 (Sgen)，那么流程从判定菱形框执行到判定菱形框 282，确定滤波器系数是否已被更新。如果是，那么假定由于近端信号的存在，该系数很可能被破坏。即，由于用于系数更新的信号不再是纯残留回波，而是残留回波和 Sgen 的混合物，因此系数不再代表估计的回波。这种情况下，流程进入方框 284，滤波器系数被恢复或者由一组证明“良好”的滤波器系统替换。备份和恢复滤波器系数的方法将在下面参考图 12 和 13 说明。流程随后进入方框 288，更新 BACKUP_STATE。如果在判定菱形框 282，滤波器系数还未被更新，那么不认为系数被破坏，因为没有利用残留回波和 Sgen 的混合物适应它们。这种情况下，流程进入方框 286，将 NESD_Hangover 计时器设置成预定值。

选择用于 NESD_Hangover 计时器的 NESD_Hangover 时间的持续时间，以确保在开始滤波器系数适应之前，不再存在 Sgen，以及避免任意不必要的滤波器系数适应和恢复。例如，在一个实施例中，NESD_Hangover 时间为 160 个样本，或者 20 毫秒。于是，NESD_Hangover 时间的持续时间防止近端信号检测器 26 过于敏感，从而使近端谈话者信号的检测和不存在近端谈话者信号的检测之间的转换降至最少。但是，如果 NESD_Hangover 时间被设置得过长，那么近端信号检测器 26 可能不够敏感，当需要时，不能准确地检测近端谈话者信号。

于是，在 Sgen 和 Rin 的信号电平（即功率）的不同组合下，采取关于滤波器系数（即自适应滤波器 28 的系数）的不同动作。例如，可利用下面的表格总结这些操作：

项目	Sgen	Sin	Rin	操作	描述
1	低	低	低	不更新	不存在近端或远端谈话者信号
2	低	低	高	更新系数	具有较大混合电路衰减的单一远端谈话者衰减
3	低	高	低	n/a	无有效组合
4	低	高	高	更新系数	具有较大混合电路衰减的单一远端谈话者衰减
5	高	低	低	n/a	无有效组合
6	高	低	高	n/a	无有效组合
7	高	高	低	冻结更新， 恢复滤波器 系数	存在单一近端谈话者信号
8	高	高	高	冻结更新， 恢复滤波器 系数	双方谈话（存在近端和远端谈话者信 号）

表 1

由于 Sin 是 Sgen 和回波或 Rin 的混合物，因此上面列举的几个组合

不是在正常操作模式下的有效组合（意味着连接未断开，或者没有额外的信号被注入电路中）。这些无效组合是项目 3（由于当 Sgen 和 Rin 较低时，Sin 不能高），项目 5 和 6（由于当 Sgen 高时，Sin 不能低）。三组操作被用于剩余的 5 种组合。首先，系数适应过程的条件是当 Rin 较高，而 Sgen 较低（在单一远端谈话期间，不管 SiN 是高还是低，即项目 1 和 4）。在这些条件下，误差（误差信号 46）主要归因于残留回波（因此 Sgen 较低），Sgen 对适应的影响极小。其次，停止滤波器系数适应过程，并恢复先前确定的“良好”的滤波器系数的条件是当 Sgen 较高时（在近端谈话期间，不管是单方谈话还是双方谈话，即项目 7 和 8）。第三，当近端和远端谈话者无声时，不需要更新（项目 1）。

上面说明的检测 Sgen 的方法允许当回波返回损耗接近或小于 6 dB 时，消除回波的能力。于是，在接近或小于 6dB 时（例如在上面的表 1 的项目 4 中），上面的方法使用 Sgen（如上所述，它可被确定为误差信号 46，假定残留误差较小或可忽略）和 Sin 中的最小者，这导致在这些条件下不存在虚假检测，不同于会受到在这些较低电平（接近或小于 6dB）下的回波返回损耗的变化严重影响，于是当实际并不存在 Sgen 时，会错误地检测到 Sgen 的存在的在先解决方案。此外，当回波返回损耗达到 0dB（无混合电路衰减）时，上面的方法使适应过程能够继续执行，允许消除回波，不同于适应过程被停止在诸如 6 dB 电平的在先解决方案。

另外，即使当与 Rin 相比，Sgen 的电平相当低（对应于上面的项目 8）时，上面参考图 10 和 11 说明的方法也能够快速检测 Sgen。例如，现有的解决方案将双方谈话检测阈值设置成大于或等于 Rin 能量的 Sin 能量（即，对应于混合电路引入的 6dB 损耗）。如果混合电路衰减为 10dB，那么检测阈值方面的 4dB 的差异足够大，足以允许显著数量的 Sgen 存在，而不会被检测成双方谈话。于是，这些现有解决方案不能始终检测近端谈话信号，或者过迟地检测到它们。上面描述的方法将与 Rin 相比，Sgen（如上所述，它可被估计为误差信号 46，假定残留误差较小或可忽略）和 Sin 中的最小者用于近端信号检测，检测阈值（NESD_Threshold）设置与回波返回损耗无关，导致和现有的可用解决方案相比，更快更可靠。

的近端信号检测。

此外，上面参考图 10 和 11 说明的方法允许区分双方谈话（上面的表 1 中的项目 8）和具有一定噪声的近端背景的单方远端谈话（上面表 1 中的项目 4）的能力。当近端背景噪声电平相当高时，现有的解决方案将这种情形检测成双方谈话情形，停止适应过程。由于背景噪声可能持续较长的时间，甚至持续整个电话呼叫过程，自适应滤波器可能永远不发生变化实现会聚。于是，上面描述的将与 Rin 相对，Sgen 和 Sin 中的最小值用于近端信号检测允许将检测阈值（NESD_Threshold）设置成即使当背景噪声电平相当高时，自适应过程仍将继续（注意唯一的真正的双方谈话条件是当 Rin 和 Sgen 信号电平都高时。但是，当检测到近端谈话者信号时，这里描述的适应过程应被停止，并恢复滤波器系数，而不管是在单方近端谈话期间，还是在双方谈话期间）。

图 12 图解说明图 9 的确定是否要执行背景处理，如果是，那么备份滤波器系数的判定菱形框 224 和方框 226 的一部分。图 12 的流程主要涉及（自适应滤波器 28 的）滤波器系数备份策略。备份策略的一个实施例确保良好的滤波器系数被定期备份，以使备份的次数降至最小，并使备份的频率降至最小。图 12 开始于方框 291，递增背景 1 计数器。流程进入判定菱形框 293，确定背景 1 计数器是否达到预定计数器值 J。如果不是，那么流程进入点 H（在图 9 中的方框 228 之后）。如果是，那么流程进入方框 298，背景 1 计数器被重置（为 0），随后进入判定菱形框 295，确定自适应滤波器 28 的滤波器系数是否已被更新。如果不是，那么流程进入点 H。如果是，那么流程进入方框 292，递增背景 2 计数器。

流程随后进入判定菱形框 294，确定背景 2 计数器是否达到预定计数器值 L。如果不是，那么流程进入点 H。如果是，那么流程进入方框 296，执行背景处理。即，在本实施例中，最多每 $J \times L$ 个样本执行背景处理，并且这些值，J 和 L，可被设置成有助于确定背景处理的频率的任意值。例如，在一个实施例中，J 为 160 个样本，L 为 10，最多每 $J \times L$ ，或者说 1600 个样本执行背景处理。即在 J 个样本之后，如果自适应滤波器 28 的滤波器系数还未被更新，那么流程进入点 H，背景 2 计数器不被递增。

于是，只有当在当前窗口的 J 个样本内，系数已被更新时，背景 2 计数器才被递增并与 L 比较。在方框 296 中，背景 2 计数器被重置（本实施例中，被重置为 0）。流程从方框 296 进入判定菱形框 300。

在判定菱形框 300，确定当前的 BACKUP_STATE（将参考图 13 更详细地说明）是否为 0 或 1。如果是，那么在方框 304 中递增 BACKUP_STATE，流程进入方框 308。如果 BACKUP_STATE 不为 0 或 1，那么流程进入判定菱形框 302，确定 BACKUP_STATE 是否为 2。如果否，那么流程进入方框 306（表示 BACKUP_STATE 为 3），BACKUP_STATE 被设置成 2，流程进入方框 310。如果在判定菱形框 BACKUP_STATE 为 2，那么流程进入方框 308，候选备份系数被复制到良好备份系数（注意下面将参考图 13 说明候选备份系数和良好备份系数）。流程随后进入方框 310，当前的滤波器系数被复制到候选备份系数。即，在方框 308 中，候选备份系数变成良好备份系数，当前滤波器系数变成候选备份系数，当前备份系数，候选备份系数和良好备份系数都可被保存在回波消除器 20 中的一个存储单元或者独立的多个存储单元中，或者保存在回波消除器 20 外的存储单元中。之后，流程进入图 9 的方框 228。

本发明的一个实施例使用标记为候选备份系数和良好备份系数的两个系数备份，并且具有 4 个不同的 BACKUP_STATE (0-3) 的组合。于是，图 13 图解说明了控制自适应滤波器 28 的滤波器系数的备份和恢复过程的状态机。

图 13 的状态机包括 4 种 BACKUP_STATE 0-3。STATE 0 指示既不存在候选备份系数，又不存在良好备份系数。STATE 1 表示存在候选备份系数，但是不存在良好备份系数。STATE 2 表示候选备份系数和良好备份系数都存在。STATE 3 表示不存在候选备份系数，但是存在良好备份系数。注意图 13 的状态机实现图 9 的方框 216 和 226 的一部分。

在一个实施例中，当重置或初始化时，状态机开始于 STATE 0。如果在背景处理的最后 L 输入项中没有检测到近端信号 (Sgen)，那么状态机转变成 STATE 1。于是，滤波器系数的首次备份的最长时间窗口是

J^*L 个样本（这里在本实施例中， L 是 10，于是 J^*K 是 1600 个样本或者说 200 毫秒，假定采样速率为 8 kHz）。对于该状态转变，未检测到近端信号，通过将当前的滤波器系数复制到候选备份系数，实现首次备份。当检测到近端信号（Sgen）时，状态机转变回 STATE 0，因为由于近端信号 Sgen 的检测方面的延迟，保存的候选备份系数可能被破坏。状态机保持 STATE 0，直到在背景处理的最后 L 输入项中未检测到近端信号为止，此时，如上所述，状态机再次转变成 STATE 1。

在 STATE 1 下，如果在背景处理的另外 L 个输入项中没有检测到近端信号，那么状态机转变成 STATE 2，通过将候选备份系数复制到良好备份系数，并将当前滤波器系数复制到候选备份系数，执行第二次备份。这种状态下，候选和良好备份系数都存在，并且如果没有检测到近端信号，那么状态机将保持这种状态。注意在一个实施例中，即使状态未被改变，在第二次备份中，也按照顺序备份，更新候选备份系数和良好备份系数。另外，在一个实施例中，通过首先将候选备份系数标记成良好备份系数（例如通过使用指针），随后将当前滤波器系数复制到候选备份系数（它用于被标记成良好备份系数），利用一次复制完成当从 STATE 1 转变到 STATE 2 时执行的两次复制。

在 STATE 2 下，当检测到近端信号时，状态机转变到 STATE 3，候选备份系数再次被认为受到破坏，但是良好备份系数仍被认为是良好的，因为至少在 J^*L 时间窗口之后，这些良好备份系数已被证明是良好的。只要近端信号持续存在，那么状态机就保持在 STATE 3，或者如果近端信号不再存在，状态机将返回 STATE 2。

注意在备选实施例中，可在每个样本上，而不是每 J 个样本出现背景处理的每个输入项 (L)。另外，图 13 的状态机可用各种不同的方式实现，并且可包括和图 13 中所示的状态更多、更少或者不同的状态。

图 6 图解说明图 2 的监视和控制单元 30 的一部分的一个实施例，它结合图 2 的增益控制器 33 控制系统 10 和自适应滤波器 28 的稳定性。例如，如果由于明显不同于混合电路 16 的脉冲响应的（自适应滤波器 28 的）一组滤波器系数的缘故，系统 10 产生持续不变的非自然信号，那么

认为系统 10 不稳定。如前参考图 37 所述，自适应滤波器 28 的系数试图“模仿”混合电路 16 的脉冲响应，并从输出信号中扣除模仿的脉冲响应，以试图消除反射回波。但是，如果自适应滤波器 28 的系数与脉冲响应差异太大，那么会出现非自然信号，例如话音或数据信号失真或者甚至系统啸叫。在下述两种情况下会出现系统 10 的不稳定性：（1）回波消除器 20 和 22 处于闭环系统中，并且由某一类型的信号激励，从而导致系统 10 的大于 1 的增益，和（2）回波消除器 20 处于开环系统中。

图 14 图解说明监视回波消除器 20 的增益的动态增益控制方法的一个实施例，它可由与自适应滤波器 28 和增益控制器 33 耦接的增益监视器 100 执行。图 14 的动态增益控制方法确保闭环系统中的回波消除器 20 和 22 的稳定性。例如，如果误差信号 46 大于 $\text{Sin } 38$ （理论上这不应发生，但是实际上会发生），那么回波消除器 20 的增益大于或等于 1。如果在回波消除器 22 中发生相同的情况（导致回波消除器 22 的增益也大于或等于 1），那么具有回波消除器 20 和 22 的闭环系统的整个环路增益可能大于 1，能够产生称为啸叫的非自然信号。于是，当某一时间窗口内，误差信号 46 的功率 (P_{error}) 与 $\text{Sin } 38$ 的功率 (P_{Sin})（参见上面的等式 1 和 2）的比值大于自适应阈值时，图 14 的方法衰减误差信号 46。另外，当 P_{error} 比 P_{Sin} 大许多倍时，图 14 的方法重置自适应滤波器 28。于是，图 14 的方法防止闭环系统的整个环路增益随着时间的过去达到 1 以上，确保系统 10 的稳定性。此外，当混合电路特性突然变化时，图 14 的方法还加速自适应滤波器 28 的重新收敛。

于是，图 14 图解说明图 9 的方框 218 的一部分。即，在图 9 的方框 216 中，检测是否存在近端谈话者信号之后，流程进入方框 218，监视并选择性地调整回波消除器 20 的增益。于是，流程开始于判定菱形框 322，确定 P_{error} 与 P_{Sin} 的比值 ($P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$) 是否大于重置阈值。如果是，那么流程进入方框 330，自适应滤波器 28 的滤波器系数被重置（即，在一个实施例中，被设置成 0）。另一方面，系数可被重置为任意值。于是，重置阈值可被用于确定 P_{error} 是否远远大于 P_{Sin} ，从而需要自适应滤波器 28 的重置，以防止不稳定性。于是，重置阈值可以是任意值，在一个实施

例中，被设置成 8。

如果 $P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$ 不大于重置阈值，那么流程进入判定菱形框 324，确定 $P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$ 是否大于增益阈值。增益阈值一般小于重置阈值，在一个实施例中，被设置成 1。该增益阈值是开始增益衰减的激活的阈值。如果 $P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$ 大于增益阈值，那么流程进入方框 328，利用 α 调整增益，如下面的等式 7 中所示：

$$\text{等式 7: 增益} = \alpha * \text{增益}$$

α 通常小于 1，以致误差信号 46 被衰减。于是，在一个实施例中， α 为 0.9996。流程进入判定菱形框 328，确定增益是否小于增益限度。如果是，那么流程进入方框 334，增益被设置成增益限度。这确保增益不会低于预定的水平，在一个实施例中，所述预定水平是 0.5。例如，即使在一些异常情形下，例如混合电路在开环电路中，通常也不希望完全切断发送路径传输路径（即增益=0）。流程随后进入方框 326。如果在判定菱形框 332，确定增益不小于增益限度，那么流程进入方框 326，计算误差信号 47，如下面的等式 8 中所示：

$$\text{等式 8: 误差信号 } 47 = \text{增益} * \text{误差信号 } 46$$

如果在判定菱定框 324，确定 $P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$ 不大于增益阈值，那么流程进入判定菱形框 336，确定增益是否小于 1。如果否，那么流程进入方框 326，衰减误差信号 46；但是，如果增益小于 1，那么流程进入方框 338，调整增益，如下面的等式 9 中所示：

$$\text{等式 9: 增益} = \beta * \text{增益}$$

β 通常大于 1，因为由于增益先前已被衰减，因此它需要被恢复。于是，在一个实施例中， β 为 1.0004。流程随后进入判定菱形框 340，确定增益是否大于 1。如果是，那么流程进入方框 326，衰减误差信号 46，如果不，那么流程进入方框 342，增益被设置成 1。在方框 342 之后，流程进入方框 326，误差信号 46 不被衰减，因为误差信号 47 仅仅等于误差信号 $46 * 1$ （因为在方框 342 中，增益被设置成 1）。于是总之，如果 $P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$ 大于或等于重置阈值，那么自适应滤波器 28 的滤波器系数被重置。如果 $P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$ 小于重置阈值，但是大于或等于增益阈值，那么误差被减少增

益值（例如在方框 326 中）。但是，如果 $P_{\text{error}}/P_{\text{Sin}}$ 也小于增益阈值，那么误差被保持，不被减少（即，误差信号 47=误差信号 46）。于是，能够理解图 14 的流程如何帮助保持系统 10 的稳定性。

图 15 图解说明监视自适应滤波器 28 的滤波器系数的分布的滤波器系数监视方法的一个实施例，它可由在监视和控制单元 30 内，并与自适应滤波器 28 耦接的滤波器系数监视器 102 执行。图 15 的方法确保开环系统中回波消除器 20 的稳定性。监视方法检测具有相当均匀分布的自适应滤波器 28 的一组滤波器系数的形成。由于混合电路 16 的脉冲响应是预期的，因此自适应滤波器 28 的系数的均匀分布指示不存在任何混合电路，从而指示开环状态的可能性。于是，当检测到自适应滤波器 28 的系数的均匀分布时，滤波器系数被重置，使回波消除器 20 处理报警状态，以便进一步监视。当在某一时间窗口内，滤波器系数被反复重置时，认为回波消除器 20 处于开环状态，回波消除器 20 被绕过。即，只有当存在真实的混合电路时，自适应滤波器 28 才应修改。此外，具有通过 R_{in} 和作为 Sin 的非零信号的连续正弦波输入（例如正弦波音调）的开环系统中的自适应滤波器 28 可能很快发散，从而增大对开环系统的检测的需要。

于是，图 15 图解说明图 9 的方框 228 的一部分。即，在上面说明的图 9 的方框 226 中备份滤波器系数之后，流程进入方框 228，监视自适应滤波器 28 的系数。于是，流程开始于方框 344，在方框 344，自适应滤波器 28 的滤波器系数被分成 B 个 bin (B 被选择为滤波器系数/16 的数字)。流程执行方框 346，确定 B 个 bin 的最大和最小系数功率。即，如果滤波器系数被分成 B 个 bin，每个 bin 将使该 bin 内的系数的功率值（例如该 bin 内系数的平均功率）与之相关，在方框 346 中，选择 B 个 bin 的最大功率值和 B 个 bin 的最小功率值。流程进入判定菱形框 328，确定最大功率值和最小功率值的比值（即最大功率/最小功率）是否小于报警阈值。如果使滤波器适应真实混合电路，那么最大功率与最小功率的比值应远大于 1。另一方面，如果最大功率与最小功率的比值接近于 1，那么显然滤波器并不适应于真实混合电路。选择某一比值作为用信号通知

不存在混合电路的可能性的报警阈值。根据在各种混合电路下，自适应滤波器行为的统计分析，选择报警阈值。在一个实施例中，报警阈值被选择成 8。

在比较之后，流程进入方框 350，自适应滤波器 28 的滤波器系数被重置为 0（或者设置成任意其它预定的重置值）。流程进入方框 352，报警状态被递增（报警状态指示在最大功率与最小功率的比值小于报警阈值的当前一段时间内，滤波器系数已被重置多少次。注意当前的一段时间是如上参考图 12 所述的相同 $J*L$ ，因为当退出图 12 的方框 310 时，流程继续执行图 15 中描述的图 9 的方框 228，方框 228 开始于图 15 的方框 344。即，图 15 被看作如图 9 和 12 中所示的，最多每 $J*L$ 个样本进入的背景处理的一部分）。在方框 352 之后，流程进入判定菱形框 354，确定报警状态是否等于旁路阈值。如果否，那么不使回波消除器 20 处于旁路模式，于是，自适应滤波器 28 继续适应。但是，如果在判定菱形框 354 中，报警状态已达到旁路阈值，那么流程进入方框 356，旁路模式被设置成 1，指示检测到开环状态（即不存在任何混合电路），于是，回波消除器 20 将被绕过，以致不适应于不存在的混合电路。

在判定菱形框 348，如果确定最大功率与最小功率的比值不小于报警阈值，那么流程进入方框 358，报警状态被重置为 0。流程进入判定菱形框 360，确定旁路模式是否为 1，如果是，那么在方框 362，旁路模式被重置为 0。于是，到方框 358 的分支允许混合电路 16 的重新连接，这种情况下，自适应滤波器 28 再次开始适应。

图 5 图解说明图 2 的非线性处理器 32 的一部分。如上所述，除了减少或消除残留回波之外，非线性处理器 32 还试图保持或匹配近端谈话者信号的背景噪声，以便改进通信质量。通常，非线性处理器 32 检测残留回波是否小于某一阈值，并用舒适噪声，而不是无声来替换残留回波，以避免电话线背景噪声的突然消失。背景噪声的这种突然消失会导致电话连接已被中断的印象。

目前使用的一种现有方法使用合成的背景噪声；但是，这会导致真实背景噪声和合成背景噪声之间的破坏性转换。例如，目前使用的一种

现有方法使用白噪声作为舒适噪声。但是，白噪声远远不同于自然背景噪声，于是听起来是破坏性的。目前可用的一种备选解决方案反复输出预存背景噪声信号来匹配背景噪声。但是，这种方法需要额外的存储空间，并且导致显著的背景噪声的重复，对于通信来说，这也是破坏性的。

于是，图 5 和图 16-19 提供非线性处理器 32 的一个实施例，所述非线性处理器 32 保持或匹配回波消除器 20 中的自然背景噪声，以便减少由回波消除的非线性处理导致的非自然信号，例如在前一段中讨论的破坏性非自然信号。非线性处理器 32 利用短期电平估计器 88 和长期信号电平估计器 92 找出直接背景噪声信号的电平的可靠估计，并调整其阈值（NLP_ON 和 NLP_OFF 阈值，后面说明）。呼叫开始时，短期估计器产生背景噪声信号的快速电平估计。另一方面，长期估计器本质上是自适应的，目的在于随着时间的过去，可靠地跟踪背景噪声信号电平。根据远端信号，近端信号和背景噪声信号的相对电平，作出激活非线性处理器 32 的判定。当背景噪声信号变得显著时，非线性处理器 32 通过使初始的背景噪声信号通过回波消除器 20，保持初始的背景噪声信号。当背景噪声信号较低，残留回波变得听得见时，非线性处理器 32 用信号电平比估计的背景噪声信号电平低两三个 dB 的舒适噪声信号代替残留回波。产生的舒适噪声信号也逐渐被混合到初始的背景噪声信号中，以使转变可听性降至最小。

按照四个基本步骤执行回波消除器 20 中自然背景噪声的保持或匹配：（1）估计背景噪声信号，远端谈话者信号和近端谈话者信号的电平；（2）确定非线性处理器 32 的阈值；（3）如果需要非线性处理器 32，那么产生舒适噪声；和（4）如果需要非线性处理器 32，那么将舒适噪声混合到背景噪声中。

图 5 的非线性处理器 32 包括自适应背景电平估计器 96，它包括短期背景电平估计器 88，背景电平估计器控制器 90，长期背景电平估计器 92 和背景电平适配器 94。背景噪声电平的估计由短期背景电平估计器 88 和长期背景电平估计器 92 完成。当开始呼叫时，短期背景电平估计器 88 提供初始的快速估计，长期背景电平估计器 92 随着时间的过去，逐渐适

应背景噪声信号的电平。注意当背景噪声电平变化时，长期背景电平估计器 92 对较高噪声电平的适应速率慢于对较低噪声电平的适应速率。于是，当近端和远端谈话者信号的电平都低于预定阈值时，估计器 88 和 92 是活动的。即，如果数值适用于长期背景电平估计时，只使用估计器 92。于是，当长期背景电平估计器 92 还不可用时，通常只在开始时（即，只在呼叫开始时）才使用短期背景电平估计器 88（近端和远端谈话者信号的电平分别由近端信号电平估计器 70 和远端信号电平估计器 72 确定）。

打开非线性处理器 32（由非线性处理器 ON 控制器 76 执行）的阈值不同于关闭非线性处理器 32（由非线性处理器 OFF 控制器 78 执行）的阈值。当近端谈话者信号无关紧要，并且远端谈话者信号有效时，非线性重点 ON 控制器 76 启用（或打开）非线性处理器 32。当近端谈话者信号相当高，或者背景噪声信号非常显著时，非线性处理器 OFF 控制器 78 禁用（或关闭）非线性处理器 32。如下执行消除残留回波和保持实际的背景噪声之间的折衷。当背景噪声信号相当高，非线性处理器 32 被禁用，以允许背景噪声通过回波消除器 20。这种情况下，由于掩蔽效应的缘故，可忽略的残留回波被显著得多的背景噪声信号掩埋。当背景噪声信号相当低时，非线性处理器 32 被启用，因为当残留回波与相当安静的背景噪声信号一起存在时，残留回波更可听。在这两种情况下，由于自适应滤波器 28 实现的良好的收敛深度的缘故，残留回波都较小。

当非线性处理器 32 被启用时，（舒适噪声发生器 86）产生舒适噪声，（噪声电平匹配器 82）匹配噪声电平，以使感知的语音的可听“噪声选通”（即，从一种背景到另一种背景，或者从一种背景到无声的噪声转换）降至最少。可选择数种舒适噪声信号以接近自然的背景噪声信号。另外，舒适噪声逐渐代替实际的背景噪声（最好由输出信号混频器 84 执行），以便实现平滑转变，舒适噪声的电平被设置成比估计的背景噪声电平低两三个 dB。

图 16 图解说明根据本发明的一个实施例，执行自适应背景电平估计的方法。通常，只有当下述三个条件被满足（对应于图 16 的判定菱形框 400、402 和 404）时，才能够估计背景噪声信号的电平：（1）没有近端

谈话者信号，（2）没有远端谈话者信号（即无残留回波），和（3）上述两个条件持续一段时间被满足。首先，在判定菱形框 400 中，确定近端谈话者信号的水平 (P_{error}) 是否小于误差功率阈值。误差功率阈值被定义为确定误差信号是被看作背景噪声信号还是近端谈话者信号的阈值。在一个实施例中，误差阈值为 -39 dBm0。该检查降低混淆近端谈话者信号和背景噪声信号的可能性，因为下面将说明的背景能量估计不能包括近端谈话者信号。如果 P_{error} 小于误差阈值，那么流程进入判定菱形框 402，检查第二条件。在判定菱形框 402 中，确定远端谈话者信号的水平 (P_{Rin}) 是否小于 Rin 阈值，以便排除背景电平估计中的残留回波。 Rin 阈值被定义成足够显著，足以在非线性处理器之前产生明显的残留回波的 Rin 信号电平。在一个实施例中， Rin 阈值为 -27 dBm0。如果 P_{Rin} 小于 Rin 阈值，那么流程进入判定菱形框 404，确定前两个条件是否持续某一时间窗口（即，背景拖尾时间）被满足。即，如果背景拖尾时间 = 0，那么前两个条件持续背景拖尾时间定义的时间窗口被满足，流程进入方框 408。背景拖尾时间被用于确保持续某一时间窗口，不存在远端和近端谈话者信号。在一个实施例中，背景拖尾时间为 160 个样本，或者说 20 毫秒，假定采样速率为 8 kHz。

如果在判定菱形框 400， P_{error} 不小于误差阈值，或者如果在判定菱形框 402， P_{Rin} 不小于 Rin 阈值，那么流程进入方框 406，将背景拖尾计时器设置成预定值，例如，前一段落中讨论的背景拖尾时间。随后流程进入点 C（注意在点 C，流程继续执行到后面说明的图 18）。在判定菱形框 404，如果背景拖尾计时器不为 0，那么在方框 410 中，递减背景拖尾计时器，流程进入点 C。

但是，当判定菱形框 400、402 和 404 的 3 个条件都被满足时，流程进入方框 408，背景水平 ($P_{background}$) 被修改成在后面的步骤中确定的所需值 ($P_{new_background}$)（注意将参考图 17 中的方框 426 计算和讨论 $P_{new_background}$ ；于是在经过方框 408 的首次迭代中， $P_{new_background}$ 可具有任意恰当的初始值，例如表示舒适噪声电平的初始值）。对每个样本执行适应，以使舒适噪声电平匹配中，从一个信号电平到另一信号电平的

转变平滑。于是，如下面的等式 10 中所示执行所述适应。

$$\text{等式 10: } P_{\text{background}}(n) = [(R-1)P_{\text{background}}(n-1) + P_{\text{new_background}}]/R$$

在等式 10 中， $P_{\text{background}}(n)$ 是在时间 n 的估计背景功率水平； $P_{\text{new_background}}$ 是要被修改的（并且在第四步中确定的）新的背景功率水平； R 是控制适应速率的因子，它被设置成 **FAST_RATE** 或 **SLOW_RATE**（注意可在图 17 的方框 428，或者图 19 的方框 480、472 或 476 中设置 R ，如后更详细所述。另外，注意在一个实施例中，**FAST_RATE** 的适应速率被设置成 2^9 ，**SLOW_RATE** 的适应速率被设置成 2^{11} ）。

在方框 408 之后，开始估计背景噪声信号的功率水平，它包括 3 个主要步骤。估计背景噪声信号的功率水平的第一步是计算窗口内的背景功率水平。于是，流程进入方框 412，如下面的等式 11 中所示，计算开窗背景的功率 ($P_{\text{window_background}}$)。

$$\text{等式 11: } P_{\text{window_background}} = \frac{1}{w_size} \sum_{n=0}^{w_size-1} (\text{误差信号46})^2$$

在等式 11 中， $P_{\text{window_background}}$ 是开窗背景功率水平估计值，误差信号 46 是图 2 的加法器的输出端的，**Sin 39** 和回波估计信号 48 之间的差值， w_size 是求平均值的窗口大小。在一个实施例中， w_size 为 64 个样本。随后，流程进入方框 414，背景样本计数器被递增。

第二步包括在一定数目的时间窗口 w_count 内找出最小的 $P_{\text{window_background}}$ （在一个实施例内， w_count 是 128 个样本；但是，在备选实施例中， w_count 可以是取决于计算最小 $P_{\text{window_background}}$ 所需的时间窗口的数目的任意值）。于是，每 w_size 个样本执行一次方框 418 的计算（在下面的等式 12 中表示）。为了执行第二步骤，流程进入判定菱形框 416，确定背景样本计数器是否为 w_size 。如果否，那么流程进入点 C（在图 18 中）。如果是，那么流程进入方框 418，如下面的等式 12 中所示，确定开窗背景的最小功率。

于是，通过选择旧的最小功率（在经过方框 418 的前一次迭代中确定的最小功率）和在方框 412 中确定的 $P_{\text{window_background}}$ 之间的极小值，确定 $P_{\text{min_window_background}}$ 。流程随后进入方框 420， $P_{\text{window_background}}$ 被重置为 0。流程进入方框 422，背景样本计数器被重置为 0，并且窗口计数器

被递增。流程随后执行到下接图 17 的点 A (开始于判定菱形框 424)。

自适应背景电平估计的第三步骤是确定参考方框 408 讨论的背景电平适应的 $P_{new_background}$, 以及确定在方框 408 中使用的适应速率。根据是否是首次确定 $P_{new_background}$, 存在两种不同的方法。于是, 在判定菱形框 424 中, 确定是否是初始估计(表示不存在长期数据, 例如在呼叫开始时)。如果是, 那么流程进入方框 426, $P_{new_background}$ 被设置成第一步中计算的 $P_{window_background}$ 。随后流程进入方框 428, 适应速率 R 被设置成 FAST_RATE。但是, 如果在判定菱形框 424, 确定不是初始估计 (表示由于存在长期数据, 例如 N 个先样本, 已可获得 $P_{new_background}$) , 那么流程进入判定菱形框 430。注意如果不同初始估计, 那么每 w_count 个窗口执行一次确定 $P_{new_background}$ 的过程。于是, 在判定菱形框 430, 确定窗口计数器是否已达到 w_count 。如果否, 那么流程进入点 C (在图 18 中)。但是, 如果是, 那么流程进入方框 43, 计算 $P_{new_background}$ 。流程随后进入方框 434, 确定适应速率 R (确定 $P_{new_background}$ 和 R 的细节将参考图 19 进一步说明)。流程进入方框 436, 窗口计数器被重置为 0, 随后进入方框 438, $P_{min_window_background}$ 被重置为 0。流程随后进入点 C。

图 19 图解说明了当可获得 $P_{new_background}$ 时, 确定 $P_{new_background}$ 和 R 的方法。图 19 的方法避免具有从低电平到高电平的大跳跃的 $P_{new_background}$, 但是当变化是从高电平到低电平时, 不设置这样的限制, 因为该变化更快。于是, 在一个实施例中, $P_{new_background}$ 被设定一个上限, 以致不大于 2 倍的 $P_{background}$ 。如果适应是从高电平到低电平, 那么图 19 的方法还设置较快的适应速率 (FAST_RATE), 如果适应是从低电平到高电平, 那么设置较慢的适应速率 (SLOW_RATE)。由于就背景噪声电平来说, 具有从低到高的缓慢变化, 但是从高到低的相当快速的变化, 通常将使背景噪声听起来更好, 因此使用不同的速率。

在图解说明图 17 的方框 432 和 434 的一部分的图 19 中, 流程开始于判定菱形框 466, 确定 $P_{min_window_background}$ 是否大于恒定倍数的 $P_{background}$, 即, 是否 “ $P_{min_window_background} > \text{常数} * P_{background}$ ”, 在一个实施例中, 所述常数为 0.5。如果是, 则流程进入方框 478, $P_{new_background}$

被设置成“ $(\text{常数} * P_{\min_window_background}) + \text{舒适噪声电平}$ ”。在一个实施例中，方框 478 中的常数为 2（这里该 2 对应于前一句子中的 0.5）。流程进入方框 480，适应速率被设置成 SLOW_RATE。流程随后进入图 17 的方框 436。

如果在判定菱形框 466， $P_{\min_window_background}$ 不大于“常数 * $P_{background}$ ”，那么流程进入判定菱形框 468，确定 $P_{\min_window_background}$ 是否大于 $P_{background}$ 。如果是，那么流程进入方框 474， $P_{new_background}$ 被设置成 $P_{\min_window_background}$ 。流程随后进入方框 476，适应速率 R 被设置成 SLOW_RATE。流程随后进入图 17 的方框 436。但是，如果在判定菱形框 468，确定 $P_{\min_window_background}$ 不大于 $P_{background}$ ，那么流程进入方框 470， $P_{new_background}$ 被设置成“ $P_{\min_window_background} + \text{舒适噪声电平}$ ”。流程随后进入方框 472，适应速率 R 被设置成 FAST_RATE，随后进入图 17 的方框 436。

于是，注意舒适噪声电平 (CNL) 被添加（在方框 478 和 470 中），以便防止当 $P_{background}$ 或 $P_{\min_window_background}$ 正巧为 0 时，防止 $P_{new_background}$ 成为无声。例如，在一个实施例中，CNL 被设置成 -66 dBm0。另一方面，CNL 可在 -60 ~ -72 dBm0 的范围内。另外，虽然利用功率水平估计执行图 19 的流程，不过可利用幅度计算实现相同的流程。

图 18 根据本发明的一个实施例，图解说明利用上面获得的所有水平估计的非线性处理器控制方法。即，图 18 图解说明了执行非线性处理的图 9 的方框 230 的一部分。在图 18 中，流程开始于点 C（可从图 16 的方框 406、方框 410 或者判定菱形框 416，或者从图 17 的方框 438 到达点 C）。从点 C 开始，流程进入判定菱形框 440，确定 P_{error} 是否大于非线性处理器 OFF (NLP_OFF) 阈值。如果是，那么流程进入方框 452，设置 NLP_OFF（表示非线性处理器 32 被关闭），随后进入方框 454，噪声匀变因子被重置为预定值。噪声匀变因子被用于使从低电平到高电平的信号电平转变平滑（在方框 454 之后，流程进入图 9 的方框 232）。在判定菱形框 440，如果确定 P_{error} 不大于 NLP_OFF 阈值，那么流程进入判定菱形框 442，确定 $P_{background}$ 是否大于背景阈值。如果是，那么流

程进入方框 452，关闭非线性处理器 32，随后进入方框 454。于是，当 P_{error} 大于 NLP_OFF 阈值时，或者当 $P_{background}$ 大于背景阈值时，关闭非线性处理器 32。在一个实施例中，NLP_OFF 阈值被设置成 -27 dBm0，背景阈值被设置成 -39 dBm0。

如果在判定菱形框 442 确定 $P_{background}$ 不大于背景阈值，那么流程进入判定菱形框 444，确定 P_{error} 是否小于非线性处理器 ON (NLP_ON) 阈值。如果是，那么进入判定菱形框 446，确定 AVG P_{Rin} 是否大于 P_{Rin} 阈值。如果是，那么流程进入方框 448，设置 NLP_ON (表示非线性处理器 32 被打开)。于是，当 P_{error} 小于 NLP_ON 阈值，并且 AVG P_{Rin} 大于 P_{Rin} 阈值时，非线性处理器 32 被打开。AVG P_{Rin} 大于 P_{Rin} 阈值的条件确保只有当需要时，才打开非线性处理器 32 (因为只有当远端谈话者信号相对强时，显著的回波才是这种情况)。另一方面， P_{error} 小于 NLP_ON 阈值的条件还确保残留回波必须较小，并且近端谈话者信号不被错误地当作要消除的残留回波。于是，在一个实施例中， P_{Rin} 阈值被设置成 -36 dBm0，NLP_ON 阈值被设置成 -42 dBm0。但是，在备选实施例中，它们可被设置成任意恰当的值。

注意在上述实施例中，NLP_OFF 阈值和 NLP_ON 阈值之间的差异 (在一个实施例中，它为 -15 dBm0) 是非线性处理器 32 的帮助避免 NLP_ON 和 NLP_OFF 之间的快速转换的“死区”。

如果确定 P_{error} 不小于 NLP_ON 阈值 (在判定菱形框 444)，或者 AVG P_{Rin} 不大于 P_{Rin} 阈值 (在判定菱形框 446)，那么流程进入判定菱形框 450，确定 NLP_ON 是否被设置 (即，非线性处理器 32 是否打开)。如果未设置 NLP_ON，那么流程进入图 9 的方框 232；但是，如果设置了 NLP_ON (或者在退出方框 448 之后)，那么流程进入判定菱形框 456，确定舒适噪声是否打开。如果否，那么流程进入图 9 的方框 232；但是，如果舒适噪声打开，那么流程进入方框 458，产生舒适噪声。在方框 458 之后，流程进入方框 460，确定舒适噪声电平，随后进入方框 462，混合舒适噪声与背景噪声。流程随后进入方框 464，修改噪声匀变因子，随后进入图 9 的方框 232。

于是，当非线性处理器 32 打开时，将产生舒适噪声信号。白噪声通常不是舒适噪声的优选选择，因为在频谱上，它明显不同于日常生活的真实背景噪声信号。于是，本发明的一些实施例使用粉红噪声，棕色噪声或 Hoth 噪声作为舒适噪声。例如，在一个实施例中，由于其较低的计算复杂性，选择了粉红噪声。如下面的等式 13 中所示，通过利用均匀分布的伪随机变量 X 的两个连续实现，（例如在方框 458 中）产生粉红噪声。

$$\text{等式 13: } Y_{\text{pink}}(n) = C_1 * X(n) + C_2 * X(n-1)$$

在上面的等式 13 中，X(n) 是在时间 n 产生的伪随机变量 ($-1 < X(n) < 1$)，C₁ 和 C₂ 是用于修改两个随机样本和 Y_{pink} 的幅度的混合物的常数。于是 Y_{pink}(n) 是在时间 n 产生的粉红噪声样本。选择两个常数 C₁ 和 C₂，以确保粉红噪声信号的平均功率水平约比 P_{background} 小 2 dB。例如，在一个实施例中，C₁ 和 C₂ 分别被选择为 0.75 和 1。于是，在一个实施例中，与估计的背景噪声水平相比，舒适噪声匹配水平在 0 ~ 4 dB 间变化。

随后如下面的等式 14 中所示（另外参见图 18 的方框 462），将产生的舒适噪声（本实施例中 Y_{pink}）与背景噪声混合。

$$\text{等式 14: } S_{\text{out}}(n) = \alpha(n) * (\text{误差信号 46}) - (1 - \alpha(n)) * A * Y_{\text{pink}}(n)$$

在上面的等式 14 中，A 是要匹配的背景噪声电平的幅值（对应于方框 460）。例如，在一个实施例中，A = (P_{background}) 的平方根。在备选实施例中，如果 P_{background} 用幅度表示，而不是用功率表示，那么 A = P_{background}。在等式 14 中，α(n) 是时间 n 时的噪声匀变因子 ($0 < \alpha < 1$)，它允许在开始启动非线性处理器 32 时，从一个电平到另一电平的平滑过渡，S_{out}(n) 是在时间 n，非线性处理器 32 的最终输出（即，S_{out}(n) 是图 2 的 S_{out 42}）。如下面的等式 15 中所示，每个样本计算噪声匀变因子（在方框 464 中修改）。

$$\text{等式 15: } \alpha(n) = b * \alpha(n-1)$$

在等式 15 中，b 是选择成小于 1 的匀变常数。在一个实施例中近似 0.9986，500 毫秒之后，近似衰减到其半，因为 $0.9986^{500} = 0.496$ 。在该匀

变过程中， $S_{out}(n)$ 始于误差信号 46（它为图 2 的 Sin 39-误差估计信号 48），并且如果匀变过程继续，当 $\alpha(n)$ 从 1 变成 0 时， $S_{out}(n)$ 逐渐转换成 $A^* Y_{pink}(n)$ 。在打开和关闭非线性处理器 32 时都可应用匀变。但是，在一个实施例中，只对非线性处理器 32 的打开应用匀变。其原因在于当非线性处理器 32 被关闭时，它通常检测近端谈话者信号的显著电平，逐渐从舒适噪声（在一个实施例中，粉红噪声信号）转换回近端谈话者信号是不合乎需要的。但是，当打开和关闭非线性处理器 32 时，备选实施例都可应用这种匀变。

图 7 图解说明了监视和控制单元 30 的一部分，它用于估计纯延迟。纯延迟估计意图用于减少自适应滤波器 28 的抽头的数目，从而以较少的计算工作，获得更快和更深的收敛，如上所述。即，图 7 中图解说明的该部分监视和控制单元 30 和图 20-24 的流程图可被用于检测纯延迟和安置稀疏窗口（图 9 的方框 211）。在一个实施例中，检测纯延迟，并安置具有恰当大小的滤波窗口（稀疏窗口），以致自适应滤波器 28 的长度（即抽头的数目）被减少。于是，将参考图 20-24 的流程说明图 7。

图 7 和 20-24 提供用于为回波消除器 20 中稀疏窗口的动态安置，获得回波信号的纯延迟的估计值（即图 37 的 T1）的一个实施例。如下更详细所述，执行纯延迟估计，以便通过用恰当布置的窄窗口自适应滤波器代替全窗口自适应滤波器，减少与覆盖较大的回波路径延迟跨距相关的计算成本。即，不是使用覆盖图 37 的整个脉冲响应，大到足以覆盖 T1 和 T4+T2 的全窗口自适应滤波器，而是使用并布置排除纯延迟部分的较小窗口，以便捕捉其间发生显著响应的 T4+T2。另外，通过使用长度较短的自适应滤波器，纯延迟估计增大自适应滤波器 28 的收敛速度和深度。另外，纯延迟估计可被用于回波的监视动态变化的纯延迟（例如在电话呼叫期间），以及据此调整自适应滤波器窗口（例如稀疏窗口）。

这里将说明的实施例可包括被动方法（例如只利用语音信号的子速率滤波器适应）以及主动方法（例如，在呼叫开始时，注入短的，窄带极低电平噪声脉冲，同时执行子速率适应，以便确定始于双向静默的呼叫的纯延迟，这里，持续 300 毫秒的静默通常足够长，足以注入低电平

探测信号和确定纯延迟）。这里要说明的实施例还包括处理纯延迟的两种情形。第一种情形涉及电话呼叫的开始，这种情况下服务质量（QoS）原理要求立即减少回波。第二种情形涉及电话呼叫中间，回波路径的变化。一般来说，在电话呼叫的持续时间内，稀疏窗口（以及相关的纯延迟）不发生变化。但是，对于一些呼叫（特别是‘呼叫转发’或‘会议呼叫’特征被激活的那些呼叫），纯延迟会显著变化。于是，这里讨论的各种实施例支持与高达每秒稀疏窗口变化一次对应的纯延迟的动态特性。注意，这里讨论的实施例可使用通过控制信号 17 提供的专有（非标准）信令来确定电话机是挂机还是摘机，以便确定呼叫的开始或结束。

图 7 和图 20-24 的实施例可使用子速率适应过程，它便于计算上高效地估计纯延迟。但是，备选实施例可不使用子速率过程。另外，在一个实施例中，为了对付纯延迟的固有的易变估计，在将纯延迟的原始测量结果返回给自适应滤波器 28 之前，纯延迟的原始测量结果可被非线性过滤（即，利用判定或限定过程处理，将参考图 23 说明其一个例子）。上面提及的子速率过程可将 NLMS（归一化最小均方差）自适应滤波器（用于图 7 的自适应滤波器 122）。但是，自适应滤波器 122 并不局限于这种自适应滤波。例如，可使用 PNLMS、RLS 或者其它自适应滤波器。注意 NLMS 自适应滤波算法一般较简单，并且具有可接受的收敛特性。其它自适应滤波器算法在计算上要求更高。PNLMS（比例归一化 LMS）算法以适度的成本提供收敛性的确实改进。RLS（递归最小二乘）自适应算法通常明显更快（然而计算成本也明显更大）。但是，它对数字误差敏感，并且表现出数字不稳定性。从收敛性的观点来看，其它自适应滤波器（例如子带滤波器，仿射滤波器和它们的变形）可能更有吸引力；不过与 NLMS 相比，它们在计算上要求更高。但是，这里讨论的实施例并不局限于 NLMS 自适应滤波的使用。主速率自适应滤波器以及子速率自适应滤波器可以基于其它类型的自适应滤波解决方案。

可借助诸如短期子速率信号功率估计和子速率近端谈话者信号检测之类的机制，控制纯延迟估计，以便防止产生固有不可靠（因为受噪声或近端谈话影响），从而可能导致子速率自适应滤波器 122 发散的测量

结果。注意如同上面参考当检测到 Sgen 时，停止自适应过程，以便避免形成虚假系数的自适应滤波器 28 说明的那样，相同的原理可应用于用来确定纯延迟的自适应滤波器 122。

除了缩短自适应滤波器长度之外，纯延迟的估计可被用于解决其它情形，例如，当远端回波消除器被关闭时，当呼叫从本地转换到长距离时（例如通过呼叫转发特征，呼叫转移特征等），当会议呼叫操作涉及发散在较大的地理区域内的呼叫方/被叫方时。

图 7 以方框图的形式图解说明用于提供估计的延迟 130 的监视和控制单元 30 的一部分。在电话呼叫的持续时间内，自适应滤波器 122（在一个实施例中，利用子速率处理的自适应滤波器 122 是子速率自适应滤波器）一直连续地提供带通脉冲响应的短期估计。利用限定过程或判定框（例如图 23），脉冲响应的纯延迟测量结果被连续滤波，如上所述，限定过程或判定框可以是非线性滤波器。该滤波器允许快速确定呼叫开始时的纯延迟，并且允许在呼叫中间调整纯延迟或者选择新的纯延迟，只要新的纯延迟值通过与所述新值的确认相关的标准。即，为了使回波的出现降至最小，呼叫中从一个纯延迟到另一纯延迟的转换可基于纯延迟测量的适当核实。在一个实施例中，核实提供在呼叫中间改变纯延迟的稳健机制（例如通过分析子速率脉冲响应最大值的位置的三个或更多测量结果）。

在一种可选的形式中，如同参考图 24 所述，回波消除器 20 可按照监视模式工作。在该模式下，只有在电话呼叫开始时，图 7 的系统才是有效的（即估计纯延迟），从而如果某些条件被满足，那么它进入睡眠状态。在睡眠状态中，ERLE 估计器对照阈值，连续检查与自适应滤波器 28 对应的 ERLE，如果 ERLE 低于该阈值，并保持预定的持续时间，那么图 7 的系统返回有效模式，继续估计纯延迟。

图 20 的流程开始于判定菱形框 482，确定纯延迟估计选项是否被激活。注意该选项可对应于编程到回波消除器 20 中的设置。这种情况下，不必如图 20 中所示，基于每个样本确定该选项是否被激活。在备选实施例中，可在电话呼叫开始时执行判定菱形框 482 的确定。但是，只有当

纯延迟估计选项被激活时，流程才进入判定菱形框 483。如果未被激活（或者在呼叫开始时确定，或者基于每个样本确定），流程进入图 9 的方框 213，因为未执行纯延迟估计。

判定菱形框 483 确定呼叫开始时的可选训练是否被激活。如同纯延迟估计选项的情况一样，训练选项也可被编程到回波消除器 20 中，从而在电话呼叫开始时检查，而不是如图 20 中所示在每个样本执行检查。如果可选的训练未被激活，那么流程进入图 21 的判定菱形框 497。但是，如果可选训练被激活，那么流程进入判定菱形框 497。总之，如果可选训练未被激活，那么图 20 的流程是不需要的。类似地，如果纯延迟估计选项未被激活，那么图 20 和 21 的流程是不需要的。于是，回波消除器 20 可按照各种不同的方式工作，取决于选择的设置和选项。

另外注意在每个电话呼叫开始时，许多变量可被初始化，供图 20-24 的流程使用。例如，在一个实施例中，训练旁路标志被设置成 FALSE，纯延迟样本计数器被重置，训练索引被重置，ERLE 计数器被重置。这些变量将在图 20-24 的流程中说明。另外，一些值可在回波消除器 20 内编程或硬连线。例如，测量周期 N 可在开始每个呼叫时被初始化成特定的值，或者在回波消除器 20 内被硬连线。注意在本说明中描述的其它变量可在呼叫开始时被初始化，或者在回波消除器 20 中被硬连线或编程（永久地或者非永久地）。

如果在判定菱形框 483 确定呼叫开始时的可选训练被激活，那么流程进入判定菱形框 497。可选训练允许在呼叫开始时估计纯延迟。由于在呼叫开始时，通常还不存在谈话，因此训练信号可被注入 Rin 43，以产生 Rout 40（参见图 2 的训练信号 41，它可通过加法器 36 注入 Rin 43 中）。即，在缺少足够的 Rin 43 能量的情况下，不能确定纯延迟；于是，训练信号 41 的注入可被用于确定纯延迟估计量。通常，训练信号 41 是在对话之前，在电话呼叫开始时注入的能量相当低的短脉冲串。即，训练信号 41 通常小于注入阈值，在一个实施例中，注入阈值在 -30 dBm0 ~ -50 dBm0 的范围内。于是，如果可选训练被激活，那么流程进入判定菱形框 497，确定训练旁路标记是否为 TRUE。如果是，那么流程进入图 21 的

判定菱形框 484，绕过训练，继续图 21 的纯延迟估计，如下面所述。

如果在判定菱形框 497 确定训练旁路标记未被设置成 TRUE，那么流程进入判定菱形框 499，确定训练索引是否小于或等于 2。训练索引确保训练信号（如果使用的话）只在呼叫开始时被注入。如上所述，训练索引可在呼叫开始时被重置，于是，当首次到达判定菱形框 499 时，训练索引应小于或等于 1（因为最初它被重置为 0）。不过如下所述，在第一测量周期（在一个实施例中，它为 300 毫秒）之后，训练索引将被递增为 1（例如在图 21 的方框 505 中）。这仍然允许注入训练信号，因为训练索引仍然小于或等于 1。但是，在随后的测量周期之后，训练索引将被递增为 2（例如在图 21 的方框 505 中），并这时开始，在判定菱形框 499，流程将进入图 21 的判定菱形框 484，而不再存在注入训练信号 41 的可能性，因为为 2 的训练索引表示不再认为是呼叫的开始。在除开始呼叫之外的另一时间注入训练信号通常是不合乎需要的，因为呼叫双方可能听到注入的训练信号。

如果在判定菱形框，训练索引小于或等于 1，那么流程进入方框 489，指示仍然认为是呼叫的开始。在方框 489，计算 S_{In} 的长期功率 ($P_{S_{In}}$) 和 R_{in} 的长期功率 ($P_{R_{in}}$)（可利用上面讨论的等式 1、3 和 4 来计算）。流程随后进入判定菱形框 490，确定 $P_{S_{In}}$ 是否小于 $P_{S_{In}}$ 阈值， $P_{R_{in}}$ 是否小于 $P_{R_{in}}$ 阈值。第一检查 ($P_{S_{In}}$ 是否小于 $P_{S_{In}}$ 阈值) 确保不存在近端谈话者信号 S_{gen} 。在一个实施例中， $P_{S_{In}}$ 阈值为 -50 dBm0。第二检查 ($P_{R_{in}}$ 是否小于 $P_{R_{in}}$ 阈值) 确保不存在远端谈话者信号。在一个实施例中， $P_{R_{in}}$ 阈值为 -50 dBm0。如果这两个条件都被满足，那么流程进入方框 492，表示对话还没有开始，可注入训练信号。于是，在方框 492 中，注入训练信号（例如图 2 的训练信号 41），或者如果这是第二次通过方框 492，那么继续注入训练信号。但是，如果在判定菱形框 490，这两个条件都不被满足，那么流程进入方框 495，训练信号标记被设置成 TRUE。即，一旦 $P_{S_{In}}$ 或 $P_{R_{in}}$ 超过它们各自的阈值，那么绕过训练（在判定菱形框 497），而不考虑训练索引，从而防止在当前呼叫期间注入训练信号。在方框 495 和 492 之后，流程进入图 21 的判定菱形框 484。

图 21 图解说明执行纯延迟估计的一个实施例。图 21 的流程使用子速率处理，例如仅仅每 D 个样本进入该流程，这里 D 对应于图 7 的抽取器 106 和 110。例如，在一个实施例中， D 为 8，从而只处理 Rin 44 和 Sin 38 的每个第 8 个样本。但是在备选实施例中， D 可以是任意值（包括 1，它表示不使用子速率处理，因为每个样本都被处理）。于是，每个第 D 个样本被认为是子速率样本。纯延迟样本计数器被用于始终监视输入的 Rin 44 和 Sin 38 的样本，以便捕捉每个第 D 个样本。通常在每个样本之后，纯延迟样本计数被递增，并在每个第 D 个样本被重置。如上所述，还可在每个电话呼叫开始时重置纯延迟样本计数器。另外，延迟样本计数器可与这里讨论的其它流程的样本计数器共用，或者可以是只用于估计纯延迟的专用计数器。

在判定菱形框 484，确定纯延迟样本计数器是否等于 $D-1$ 。注意在纯延迟样本计数器被重置（即设置为 0）的实施例中，到达 $D-1$ 对应于到达第 D 个样本。但是，在备选实施例中，纯延迟样本计数器可被初始化为 1，于是应对照 D ，而不是对照 $D-1$ 来执行检查。另外，其它实施例可将纯延迟样本计数器初始化成 D 或 $D-1$ ，并递减直到分别到达 1 或 0 为止。于是，抽取滤波器和抽取器的各种实施例可用于图 7 的抽取滤波器 104 和 108，及抽取器 106 和 110。另外注意抽取器 106 的输出是 Rin 44 的子速率样本，它可被称为 RinSR，抽取器 110 的输出是 Sin 38 的子速率样本，它可被称为 SinSR。

在判定菱形框 484，如果确定纯延迟样本计数器还没有到达 $D-1$ ，那么流程进入方框 502，纯延迟样本计数器被加 1，流程进入图 9 的方框 213。但是，如果纯延迟样本计数到达 $D-1$ ，那么流程从判定菱形框 484 进入方框 491，表示已到达子速率样本。在方框 491 中，纯延迟样本计数器被重置，以便检测下一子速率样本，如上所述。

流程进入方框 485，确定子速率 Rin 的功率 (P_{RinSR})，子速率 Sin 的功率 (P_{SinSR})，和子速率近端谈话者检测标记 ($sr_near_end_detect_flag$)。例如，可使用下面的等式来确定 P_{RinSR} , P_{SinSR} 和 $P_{errorSR}(k)$ ：

等式 16: $P_{RinSR}(k) = (1-\alpha) \cdot P_{RinSR}(k-1) + \alpha \cdot RinSR^2(k)$;

等式 17: $P_{SinSR}(k) = (1-\alpha) \cdot P_{SinSR}(k-1) + \alpha \cdot SinSR^2(k)$;

等式 18: $P_{errorSR}(k) = (1-\alpha) \cdot P_{errorSR}(k-1) + \alpha \cdot errorSR^2(k)$;

注意在上面的等式（等式 16-18）中， k 是信号子速率样本数，以致例如 $SinSR(k) = Sin(k \cdot D)$ 。等式 18 对应于子速率误差， $errorSR$ ，它对应于 $SinSR$ 和下面参考方框 494 说明的，图 7 的子速率自适应滤波器 122 确定的子速率回波估计量 $y(k)$ 之间的差值。于是，下面将更详细地说明 $errorSR(k)$ 和 $P_{errorSR}(k)$ 。另外，在上述等式的一个实施例中， α 被设置成与在电话通道中观察到的人类语音的统计数字对应的 1/280；注意 1/280 还近似对应于求滤波器带宽平均值的 70 毫秒滑动窗口。但是，备选实施例可使用 α 的不同值（注意上面的子速率功率计算可由图 7 的功率估计器 210 和功率估计器 118 计算）。

可类似上面参考图 11 说明的近端信号检测执行 `sr_near_end_detect_flag` 的确定。于是，比较 $P_{errorSR}(k)$ 和 $P_{SinSR}(k)$ 的最小值与 NESD 子速率阈值 (`NESD_SR_threshold`)，以确定是否存在近端谈话者信号 (`Sgen`)（注意这可由图 7 的近端信号检测器 114 执行）。如果是，那么 `sr_near_end_detect_flag` 被确定为真，并被设置成 TRUE。该标记被用于绕过子速率滤波器 122 的滤波器系数的更新，因为如上所述，如果存在近端谈话者信号，那么 `Sin` 38 不再代表纯残留回波，而是代表 `Sgen` 和残留回波的混合物。于是，如上参考自适应滤波器 28 所述，只有当 `SinSR` 只包括子速率回波（即，当不存在近端谈话者信号时），子速率滤波器 122 才应适应。另外，如上参考自适应滤波器 28 所述，当 P_{RinSR} 足够高，足以防止对通道噪声的自适应时，子速率自适应滤波器才应适应。

注意如上参考自适应滤波器 28 所述，在单方谈话和双方谈话情形下，都可检测到近端谈话者信号。即，利用上面的算法，只有当存在近端谈话者时，或者近端谈话者和远端谈话者都存在时，才能够检测到 `Sgen`。另外注意备选实施例可使用其它方法来确定近端谈话者信号是否存在。例如，一个实施例可使用本领域公知的 Geigel 算法来检测近端谈话者信

号。

在方框 485 之后，流程进入判定菱形框 486，确定 P_{RinSR} 是否大于子速率 Rin 的最小功率阈值。如果否，那么流程进入图 9 的方框 213，绕过子速率自适应滤波器 122 的更新。如上所述，这防止子速率自适应滤波器 122 适应通道噪声。在一个实施例中，子速率 Rin 的最小功率阈值被设置成 -45 dBm0。如果满足最小阈值，那么流程进入判定菱形框 487，确定 $sr_near_end_detect_flag$ 是否为 FALSE。如果最小阈值不被满足，那么流程进入图 9 的方框 213，绕过子速率自适应滤波器 122 的更新，因为存在近端谈话者信号，如前一段落中所述。如果 $sr_near_end_detect_flag$ 为 FALSE，那么流程进入方框 494，表示 P_{RinSR} 足够，不存在近端谈话者信号。

在方框 494，计算子速率回波估计量 $y(k)$ ，随后在方框 496 中，更新子速率自适应滤波器 122 的系数。在一个实施例中，可使用修改后的 NLMS 算法（为用在子速率处理中而修改）来计算 $y(k)$ ，并更新系数。

$$\text{等式 19: } y(k) = X^T(k) \cdot H(k)$$

上面的等式 19 表示输入信号 X 的 FIR 滤波，这里 $X(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$ 是在 FIR 滤波器跨距内延伸的输入信号矢量（以子速率 D ）。于是， $x(n) = RinSR(n)$ 。另外，在等式 19 中， $H(k)$ 是第 k 次迭代的滤波器系数矢量（在子速率采样下），这里：

$$\text{等式 20: } H(k) = [h_0k, h_1k, \dots, h_{N-1}k]^T$$

$$\text{等式 21: } H(k+1) = H(k) + step_size \cdot errorSR(k) \cdot X(k)$$

上面的等式 21 代表根据 NLMS 算法的滤波器系数更新公式，这里 NLMS 子速率 $step_size$ 可如下表示。

$$\text{等式 22: } step_size = \beta / [\gamma + P_{RinSR}(k)]$$

在等式 22 中， β 是自适应常数， γ 是“保护”项，它确保当 $P_{RinSR}(k)$ 临时变小时，自适应公式中的更新项不会变得过大， $P_{RinSR}(k)$ 是在子速率采样下的输入信号功率（参见等式 16）。

$$\text{等式 23: } errorSR(k) = SinSR(k) - y(k) \quad (\text{子速率下的自适应误})$$

(差)

在上面的等式中， $RinSR$ 对应于滤波并抽取的远端信号（它对应于图 7 的抽取器 106 的输出）， $SinSR$ 对应于滤波并抽取的回波信号（在图 7 的抽取器 110 的输出端）。注意在不存在 $Sgen$ 的时间内， $Sin 38$ 只包括残留回波，于是，位于抽取器 110 的输出端的 $SinSR$ 可被用作滤波和抽取的回波信号。（参考图 19 说明的）变量 H 对应于代表子速率自适应滤波器 122 系数估计量的行矢量， H 之后的“T”表示矢量转置。信号 y 表示自适应滤波器 122 提供的 $SinSR$ 的估计量， $errorSR$ 是 $SinSR$ 和 y 之间的差值。另外，在上述等式的一个实施例中， β 被设置成 $2^{-9}*2.5$ ， α 被设置成 $1/128$ 。在一个实施例中， γ 被设置成较小的值（与 $P_{RinSR}(k)$ 相比）。例如，如果 $P_{RinSR}(k)$ 被表示成 16 位的分数，那么 γ 的典型值为 $k \cdot 2^{-15}$ ，这里 k 是小整数。

流程随后进入判定菱形框 498，确定 n 是否等于 N ，在本实施例中， N 对应于单个测量周期的持续时间。在一个实施例中， N 对应于 300 毫秒，于是，对应于 300 个子速率样本（假定 $D=8$ ）。例如，如果以 8 kHz 的速率对信号（例如 $Rin 44$ 和 $Sin 38$ ）采样，那么每 125 微秒收到一个样本。在本例中， D 为 8；于是，每个第 D 个样本对应于 $8*125$ 微秒，这等于 1 毫秒。于是，每 N 个子速率样本后，流程进入方框 503、500 和 501，这里在本实施例中， N 为 300，从而 $300*1$ 毫秒为 300 毫秒。于是， N 可被定义成具有预定持续时间的时间窗口，或者定义成在方框 500 和 501 中确定估计的延迟之间，必须被处理的预定数目的子速率样本。 N 的值可在回波消除器 20 内被编程或硬连线，并且可以是任意值，取决于计算新的估计延迟值所需的频率。注意 N 对应于子速率自适应滤波器 122 的收敛时间（即短期收敛时间）。例如，如果一个窗口的 1024 个样本（在本实施例中，它对应于与 128 毫秒窗口尺寸相等的 $1024*125$ 微秒，假定基本采样速率为 8 kHz）被用于捕捉脉冲响应（例如图 37 中的 T3），那么获得 $1024/D$ 个子速率样本（例如，在本实施例中， $1024/8=128$ 个子速率样本）。即，本实施例允许 300 毫秒的收敛时间，以便获得通道的子速率脉冲响应的 128 个子速率样本的值（如同从回波消除器的 $Rin-Sin$

终端来看），并找出其最大值。不过如上所述，备选实施例可使用不同的收敛值（即，不同大小的测量周期 N），不同的窗口尺寸（即，不局限于 1024 个基本速率样本，或者 128 毫秒），不同的子速率（D 可以是任意值，包括 1），以及不同于 8kHz 的不同采样速率。

如果在判定菱形框 498，确定索引 n（它可在呼叫开始时被初始化成诸如 1 或 0 之的起始值）还没有达到 N，那么流程进入方框 502，递增 n，流程进入图 9 的方框 213。但是，如果在判定菱形框 498，确定 n 等于 N，表示已处理了 300 个样本（对应于 300 毫秒的持续时间），那么流程进入方框 503，n 被初始化为 1，其它测量周期变量也被初始化（例如， P_{RinSR} , P_{SinSR} 和 $sr_near_end_detect_flag$ 等）。流程随后进入判定菱形框 504，确定训练索引是否为 2。如果是，那么流程进入方框 500，绕过方框 504。但是，如果训练索引不为 2，那么流程进入方框 505，训练索引被递增。如上参考图 20 所述，训练索引由可选训练模式使用，这里只有在电话呼叫开始期间，才能注入训练信号。于是，训练索引被用于指示呼叫的开始。

流程从方框 505 或判定菱形框 504 进入方框 500，计算单个的估计纯延迟。注意，如同将参考图 22 更详细说明的一样，单个的估计纯延迟对应于每个测量周期（即关于每 N 个子速率样本）估计的纯延迟。在估计单个纯延迟之后，流程进入方框 501，利用几个（2 个，3 个或更多个，取决于特定的实现，以及取决于呼叫的阶段）有效的单个纯延迟估计量，确定估计的延迟 130，如同将参考图 23 更详细说明的一样。

图 22 图解说明了确定单个估计延迟的图 21 的方框 500 的一个实施例。流程开始于方框 506，确定子速率回波返回损耗增益量(SR_ERLE)。可使用下面的等式来确定 SR_ERLE。

$$\text{等式 24: } SR_ERLE(k) = 10 * \log_{10}(P_{SinSR}(k) / P_{errorSR}(k))$$

于是 SR_ERLE 对应于 P_{SinSR} 和 $P_{errorSR}$ 之间的比值，该比值被用于验证纯延迟测量结果。SR_ERLE 提供关于子速率自适应滤波器 122 的收敛性的“优良”（即多少回波被消除）的信息。即，较高的 SR_ERLE（例如 5dB 或更大）表示在当前的测量周期内，自适应滤波器 122 已充

分收敛（注意 SR_ERLE 可由以指定子速率工作的 ERLE 估计器 116 确定，参见图 7）。于是，在方框 506 之后，流程进入判定菱形框 508，比较 SR_ERLE 和子速率 ERLE 阈值，如果它不大于该阈值，那么流程进入方框 514，表示由于其 SR_ERLE 较差，不应使用当前的测量周期。于是，（当前测量周期的）当前测量结果被丢弃，流程进入图 21 的方框 501。但是，如果 SR_ERLE 超过子速率 ERLE 阈值，那么流程进入方框 510，对子速率自适应滤波器 122 的收敛性执行另一检查。

在方框 510 中，确定子速率自适应滤波器 122 系数的峰值均值比 (PAR)。参见图 37，峰值对应于 $|h|$ 的最大值（意味着峰值是沿着正向或负向，距离 0 轴的最大距离）。在图 37 中，峰值被标记。利用子速率自适应滤波器系数的绝对值计算平均值。如果 PAR 不大于 PAR_Threshold，那么流程从判定菱形框 512 进入方框 514，丢弃当前的测量结果，因为当前的测量周期并不提供子速率自适应滤波器 122 的足够收敛。但是，如果 PAR 大于 PAR_Threshold，那么流程进入方框 516，表示确保在当前测量周期内，子速率自适应滤波器充分收敛的两个条件被满足。在方框 516 中，查找子速率自适应滤波器 122 系数的最大值（对应于峰值）（这可由图 7 的最大值探测器 124 执行）及其对应的时间值（图 37 中的 Tpeak）。流程随后进入将在图 23 中更详细说明的图 21 中的方框 501。

图 23 图解说明图 21 的方框 501 的一个实施例，它确定纯延迟估计量（对应于图 7 的延迟确定电路 126 和估计的延迟 130）。如上所述，通常在呼叫开始时估计纯延迟，如果某些条件被满足，可在呼叫中间改变纯延迟。一般来说，在呼叫中间改变纯延迟估计量的条件更稳健，因为 (a) 电话呼叫 (PSTN 呼叫和分组电话呼叫) 的统计数字指示在呼叫中间，纯延迟并不经常改变，(b) 从电话用户的观点来看，过于频繁地改变纯延迟估计量（由于试图过于密切地跟踪它们）会是破坏性的。于是，流程开始于判定菱形框 528，确定这是否是首次通过该流程（即，表示电话呼叫的开始），或者以前估计的延迟是否等于 0（它可对应于呼叫的开始，或者具有为 0 的先前估计延迟值的呼叫的中间）。如果这些情况中

的任意之一为真，那么流程进入判定菱形框 529，确定是否存在两个有效的测量结果。如上参考图 22 所述，利用 SR_ERLE 和 PAR 核实每个单个的估计延迟，只有当单个的估计延迟被核实之后，才保存对应的延迟测量结果。于是，每个测量周期（本实施例中每 300 毫秒），才存在获得另一有效测量结果的可能性。假定至少存在两个有效的测量结果（为了获得它们，至少需要两个测量周期），流程进入方框 530，估计延迟的“快速跟踪”计算开始于方框 530。

在方框 530，将两个连续的有效测量结果填充到第一缓冲器中。流程进入方框 532，获得这两个测量结果之间的离差和这两个测量结果的平均值。离差可以是这两个测量结果之间的差值。流程进入判定菱形框 534，确定离差是否小于离差阈值 1，平均值是否大于平均值阈值 1。如果不，那么不计算新的估计延迟，流程进入图 9 的方框 213。但是，如果这些条件被满足，那么流程进入方框 542，计算新的估计延迟。于是，离差阈值 1 和平均值阈值 1 确保只有当这两个测量结果彼此足够一致时，才计算新的估计延迟。换句话说，如果脉冲响应达到其最大值时的后续测量结果相差太大，那么中断延迟的估计，直到后续的测量结果更一致为止（即相互更接近）。在方框 542 中，可使用下面的等式来计算新的估计延迟：

$$\text{等式 25: 新的估计延迟} = \text{平均值} - \text{偏移量}$$

在上面的等式中，平均值对应于在方框 532 获得的两个测量结果的平均值，偏移量是与在达到脉冲响应内的峰值之前，开始实质响应的时间的数量。即，参见图 37，峰值对应于比 T1（纯延迟）大 T4 的时间。于是必须从峰值处的时间（Tpeak）的值中扣除 T4。偏移量对应于该 T4 值，可利用关于本领域中存在的不同但是典型的混合电路的脉冲响应的统计信息确定该偏移量，并且该偏移量可被编程到回波消除器 20 中。随后在方框 544 中应用新的估计延迟（对应于估计延迟 130）。例如，应用估计的延迟 130 可对应于启用图解说明自适应滤波器 28 的一个实施例的图 4 中的可选的延迟块 66。于是，通过使用纯延迟估计，自适应滤波器 28 所需的滤波器抽头的数目被减小，因为响应的纯延迟部分的系数可被认为 0。

注意备选实施例可能在判定菱形框 529 中需要多于两个或者少于两个的测量结果来继续“快速跟踪”计算。在一个实施例中，可能只需要一个有效测量结果，这种情况下，不计算离差和平均值（因为只使用一个测量结果）。另外，于是在确定是否进入方框 542 之前，能够对照平均值阈值 1 检查实际值，不需要离差计算。在需要两个以上的有效测量结果的备选实施例中，离差可对应于相对于有效测量结果获得的方差。于是，备选实施例可能需要任意数目的有效测量结果。

如果在判定菱形框 528，确定这不是首次通过该呼叫（即，通常表示在呼叫的中间执行纯延迟的估计），并且在先的延迟估计量不为 0，那么流程进入判定菱形框 535，确定是否存在 M 个有效测量结果。在一个实施例中，M 被选择为 3 或 4 或 5（取决于回波消除器安装者选择的特定设置）。M 的值可被选择成在更新（即改变）当前估计的延迟值之前，需要更多或更少的有效测量结果。M 的值越大，那么流程越少进入方框 536。于是，M 可被选择为任意值，并不局限于 3~5。如果不存在 M 个有效测量结果，那么流程进入图 9 的方框 213，绕过改变估计延迟值的可能。但是，如果存在 M 个有效测量结果，那么流程进入方框 536，用 M 个连续的有效测量填充第二缓冲器。

在方框 538，计算离差，平均值，以及平均值和在先平均值之间的差值。如上所述，可按照各种方式计算离差。例如，如果 M 仅为 2，那么离差可以只是差值。另一方面，离差可被计算成方差。在先平均值对应于在前一次通过方框 538 或 532 时计算的平均值。在方框 538 的计算之后，流程进入判定菱形框 540，使用各种阈值来确定是否值得改变估计的延迟。于是，判定菱形框 540 的阈值可被用于建立在呼叫中间改变估计的纯延迟的更稳健标准。

在判定菱形框 540，比较离差和离差阈值 2，比较平均值和平均值阈值 2，比较平均值与在先平均值的差值和差值阈值。如果离差小于离差阈值 2，或者平均值大于平均值阈值 2，或者如果差值小于差值阈值，那么流程进入图 9 的方框 213，不计算新的估计延迟（即，保持当前的估计延迟）。但是，如果所有这些条件都被满足（离差小于离差阈值 2，平均值

大于平均值阈值 2，和差值大于差值阈值），那么流程进入方框 542，计算新的估计延迟（如同参考等式 25 所述），并在方框 544 中应用新的估计延迟，如上所述。和“快速跟踪”的情况一样，离差阈值 2 确保 M 个有效测量结果不会相互偏差过大，平均值确保 M 个有效测量结果足够大，足以保证改变纯延迟的必要性（例如，如果平均值相当小，那么可能不需要改变回波消除器的纯延迟，因为如果恰当地准备的话，自适应滤波器 28 能够容纳较小的纯延迟）。差值与差值阈值的比较防止当前的估计延迟被改变，如果差值过小（即，小于差值阈值），从而不值得改变的话。

图 24 图解说明可被回波消除器 20 用于减少 MIPS(每秒百万条指令，数字信号处理器应用的一个常见量度) 的可选监视模式的一个实施例。图 24 的流程是图 9 的方框 211 的一部分，它可被用于确定何时应执行图 21 的流程。该流程开始于方框 518，计算回波返回损耗增益量 (ERLE)。该 ERLE 对应于自适应滤波器 28 的收敛性的“良好性”（即，提供关于多少回波实际上未被自适应滤波器 28 消除的信息）。可使用下面的等式来计算 ERLE：

$$\text{等式 26: } \text{ERLE} (n) = 10 * \log_{10}(P_{\text{Sin}}(n)/P_{\text{error}}(n))$$

于是，ERLE 对应于 P_{Sin} 和 P_{error} 之间的比值，n 是样本数（注意可利用上面的等式 1 和 2 计算 P_{Sin} 和 P_{error} ）。于是在监视模式下，该 ERLE 值被用于进入图 21 的纯延迟调整过程。流程进入判定菱形框 520，比较 ERLE 与 ERLE 阈值。ERLE 大于或等于 ERLE 阈值，那么自适应滤波器 28 的收敛性足够，不需要执行纯延迟估计；于是，流程进入图 9 的方框 213。但是，如果 ERLE 小于 ERLE 阈值，那么自适应滤波器 28 的收敛性不够，流程进入方框 521，ERLE 计数器被递增（注意该 ERLE 计数器可在每个呼叫开始时被初始化）。流程随后进入判定菱形框 523，比较 ERLE 计数器与 ERLE 计数器阈值。如果 ERLE 计数器还没有达到 ERLE 计数器阈值，那么流程绕过方框 522（对应于图 21 的流程），并进入图 9 的方框 213。但是，如果 ERLE 计数器已达到 ERLE 计数器阈值，那么流程进入方框 522，执行图 21 的整个流程（如上所述）。流程

随后进入方框 524，重置 ERLE 计数器，随后流程进入图 9 的方框 213。

ERLE 计数器和 ERLE 计数器阈值确保如果在方框 518 计算的 ERLE 是边界（过于频繁地发生从高于 ERLE 阈值到低于 ERLE 阈值的变化），那么不重新计算和更新纯延迟。即，在能够进入图 21 的流程之前，ERLE 必须持续一段时间低于 ERLE 阈值（由 ERLE 计数器和 ERLE 计数器阈值控制）。这有助于避免纯延迟估计的快速和不必要的变化。

图 8 和 25-27 与可在回波消除器 20 内使用的音调检测的一个实施例相关，其中图 8 以方框图的形式图解说明了监视和控制单元 30 的一部分。图 25-27 以流程图的形式图解说明了图 9 的方框 209 的一部分。当给回波消除器 20 的至少一个输入（例如 Rin 44 或 Sin 38）是音调时，自适应滤波器 62 的稳定性会受到影响，导致电信网络中令人不快的失真和服务质量的降低。音调是由在某一段时间内，具有恒定幅度、频率和相位的许多正弦波分量组成的信号。

试图使残留回波的平均功率降至最小的任意自适应算法（例如自适应滤波器（62）使用的自适应算法）都具有取决于 Rin 44 的自相关矩阵的动态行为。某些类别的接收路径信号可使这种矩阵成为奇异矩阵，这会暂时破坏自适应过程，使自适应滤波器 62 的滤波器系数偏离理想值。例如，正弦波信号（单音频调）会产生这种情况。这种情况下，正弦波信号 $Rin(n) = A \cos(\Omega n + \phi)$ 的自相关性 $r(k)$ 由 $r(k) = A^2 \cos(\Omega k)/2$ 给出，多数实际情况下这导奇异自相关矩阵（即，当其维数较大时）。当发生这种情况时，自适应算法的可能输出是具有正弦波形的一组滤波器系数（对于自适应滤波器（62）来说），这是实际的混合电路脉冲响应的不正确估计，图 37 中给出了其一个例子。

类似地，多音频调也会产生类似的问题，因为当分量的数目 M 不够大，或者矩阵具有较大维数时，它们的自相关性 $r_M(k) = \sum_{m=1}^M A_m^2 \cos(\Omega_m k)/2$ 仍能产生奇异自相关矩阵。注意矩阵维数取决于用于估计混合电路的脉冲响应的滤波器系数的数目。于是，最好检测任意信令和控制音调的存在，随后停止自适应滤波器 62 的自适应处理，从而防止偏离一组良好的滤波器系数。

下面将参考图 25-27 说明的一个实施例使用诸如改进形式的 Teager-Kaiser 滤波器之类的多项式滤波器来指示任意频率的正弦波信号的存在，使用平滑相关算法来识别预定的单音频调，使用判定逻辑来可靠地检测音调。注意可使用任意适当的多项式滤波器。图 8 中图解说明的多项式滤波器只是一个例子。虽然这里描述的实施例通常关系到回波消除器 20，不过它们可用在需要音调指示和检测的任意设备或电信设备，并不仅仅局限于回波消除器。

图 8 包括功率估计器 134 的一个实施例，它可通过修改后的能量运算符，将任意单音频调转换成常数。即，单音频调可被如下表示。

$$\text{等式 27: } x(n) = A \cos(\Omega n + \phi)$$

修改后的能量运算符 Ψ_k 可被表示成如下所示。

$$\text{等式 28: } \Psi_k(x(n)) = x^2(n-k) - x(n)x(n-2k) = A^2 \sin^2(k\Omega)$$

在上面的等式中，注意 $x^2(n-k) - x(n)x(n-2k)$ 对应于图 8 中的加法器 144 的输出（即，延迟器 136 的输出是 $x(n-k)$ ，延迟器 138 的输出是 $x(n-2k)$ ，乘法器 140 的输出是 $x(n)x(n-2k)$ ，乘法器 142 的输出是 $x^2(n-k)$ ，加法器 144 的输出是乘法器 142 的输出与乘法器 140 的输出的负值之和）。注意输入信号 $x(n)$ 可对应于 Rin 44 或 Sin 38。此外，通过将等式 27 的 $x(n)$ 代入 $x^2(n-k) - x(n)x(n-2k)$ ，获得结果 $A^2 \sin^2(k\Omega)$ 。于是，注意 Ψ 取决于音调的幅度 A 和归一化频率 Ω ($\Omega = 2\pi f/f_s$ ，这里 f 是音调频率， f_s 是采样频率，一个实施例中， f_s 为 8kHz)。这些等式中的参数 k 定义基础的子速率处理， k 可以是任意整数，包括 1。于是，以采样速率 f_s 应用 Ψ_k 等同于以采样速率 f_s/k 应用 Ψ_1 。如上所述，子速率处理可被用于降低计算要求，只处理每个第 k 个样本。另外注意 $\Psi_k(x(n))$ 并不取决于初始相位 ϕ ，不过当相位突然变化时，确实产生短期瞬时现象，它可被用于检测通信信号 $x(n)$ 中的相位变化。

$x(n)$ 的功率（等式 27）可用下面的等式来表示。

$$\text{等式 29: } \text{Power}_{x(n)} = A^2/2$$

于是，注意 $\Psi_k(x(n))$ 提供缩放 $2\sin^2(k\Omega)$ 的 $x(n)$ 的功率，以致：

$$\text{等式 30: } \Psi_k(x(n)) = \text{Power}_{x(n)} * 2\sin^2(k\Omega)$$

关于 $\Psi_k(x(n))$ 求解 $\text{Power}_{x(n)}$, 于是形成下述等式:

$$\text{等式 31: } \text{Power}_{x(n)} = \Psi_k(x(n)) \csc^2(k\Omega) / 2$$

但是, 实际上, 信号 $x(n)$ (如上所述, 在图 8 中图解说明的实施例中, 它可对应于 Rin 44 或 Sin 38) 会被噪声破坏, 导致噪声估计量 $\Psi_{noisy_k}(x(n))$ 。随后可使用任意低通滤波器来使结果平滑, 例如单极低通滤波器。于是, 如图 8 中所示, 功率估计器 134 包括接收幅度器 146 的输出 (对应于加法器 144 的输出的绝对值) 和来自存储器 150 的 a , 并提供 $\Psi_{noisy_k}(x(n))$ 的平滑估计量 $P(n)$ 的低通滤波器。可用下面的等式表示 $P(n)$ 。

$$\text{等式 32: } P(n) = aP(n-1) + (1-a) |x^2(n-k) - x(n)x(n-2k)|$$

在上面的等式中, a 是控制平滑低通滤波器的带宽的平滑参数 ($0 < a < 1$)。注意 a 可以使用固定的或者可变的平滑参数。随后将 $P(n)$ 提供给图 8 的音调指示判定单元 166, 音调指示判定单元 166 根据估计量 $P(n)$ 的方差, 指示是否存在音调, 如同下面参考图 26 更详细说明的一样。虽然图 26 涉及的是功率, 不过也可使用通信信号的其它函数, 例如相关性 (参见图 27) 或者甚至通信信号本身。

一旦存在音调, 那么一个实施例检测具有或不具有相位反转的预定单频音调, 例如 2100Hz 信令音调。下面将参考图 27 更详细地说明检测预定音调的一个实施例。于是, 一个实施例可以只包括图 26 的音调检测, 而如图 25 中图解说明的备选实施例可包括图 26 和 27 的算法之间的交互作用。此外, 图 26 的实施例也可用于监视模式, 以便在收到音调之后, 重新启动自适应滤波器 62 的自适应过程。即, 利用 $P(n)$ 的方差, 还能够检测信令音调和语音信号之间的转变 (即, 当方差大于某一预定阈值时, 检测到所述转变)。

已知估计值 $P(n)$, 音调指示判定单元 166 可被用于根据图 26 的流程检测音调。图 26 的流程检测其中 $P(n)$ 的方差较小的时间间隔。每当在 $x(n)$ 上存在单频音调时, 预期与 $P(n)$ 的较小方差对应的恒定水平的 $P(n)$ 。如果音调由一个以上的频率组成, 那么 $P(n)$ 的方差将

增大，但是平均水平仍然保持恒定。于是，根据方差水平，能够指示单步音调或多频音调。于是图 26 中，流程开始于方框 588，将 k 、 a 、 m 、 r 、 P_{low} 和 N_{min} 设置成所需值。根据系统中预期的音调频率范围和噪声电平，这些值可以是，例如 $k=2$, $a=0.9$, $m=1$, $r=0.95$, $P_{low}=2^{-8}$ 。 N_{min} 取决于要检测的音调的采样速率和最小所需持续时间。流程进入判定菱形框 590，确定 $P(n)$ 是否大于 P_{low} ，这里 P_{low} 对应于表示要考虑的最小信号电平的阈值。如果否，那么流程进入方框 598，检测计数器被重置（为 0），随后进入方框 604，指示未检测到音调，随后进入图 25 的方框 554。但是，如果 $P(n)$ 至少大于 P_{low} ，那么流程从判定菱形框 590 进入方框 592，计算 P_{min} 和 P_{max} 。 P_{min} 对应于相隔 m 个样本的 $P(n)$ 的两个估计量中的极小值， P_{max} 对应于相隔 m 个样本的 $P(n)$ 的两个估计量中的极大值。

$$\text{等式 33: } P_{min} = \text{MIN}(P(n), P(n-m))$$

$$\text{等式 34: } P_{max} = \text{MAX}(P(n), P(n-m))$$

通过比较 P_{min} 和 P_{max} ，估计方差水平。于是，流程进入判定菱形框 594，比较 P_{min} 和 P_{max} 的比值（即， P_{min}/P_{max} ）和音调指示阈值。如果它不大于音调指示阈值 r ，那么流程进入方框 598，判定计数器被重置，随后进入方框 604，表示没有检测到音调，之后进入图 25 的方框 554。但是，如果 P_{min}/P_{max} 大于音调指示阈值，那么认为 $P(n)$ 相当稳定（ P_{min} 和 P_{max} 足够接近），表示可能存在音调。这种情况下，流程进入方框 596，检测计数器被递增（注意检测计数器可在呼叫开始时，或者在进入图 26 的流程之前的任意其它适当时候被初始化或重置）。

流程进入判定菱形框 600，确定检测计数器是否大于 N_{min} 。如果检测计数器未达到 N_{min} ，那么流程进入方框 604，指示没有检测到音调，随后进入图 25 的方框 554。但是，如果检测计数器大于 N_{min} ，那么流程进入方框 602，检测音调（它对应于图 8 中音调指示器信号 168 的断言。流程随后进入图 25 的方框 554。于是，当 $P(n)$ 大于最小水平 (P_{low})， $P(n)$ 的方差小于最小值（与音调指示阈值相关），并且检测计数器大于最小值 (N_{min}) 时，检测到音调。检测计数器确保在检测到音调并断言音

调指示器信号 168 之前，音调已至少存在预定的一段时间(对应于 N_{min})。这有助于避免检测到音调和未检测到音调之间的快速转换，这会导致过于频繁地启用或禁用自适应滤波器 62 的自适应过程。

图 8 包括平滑相关器 152 的一个实施例。可按照不同的方式使用该相关器，包括检测任意预定的单音频调，检测调幅信号的载波，检测其频率接近于标称频率的多分量音调。平滑相关器 152 接收输入信号 $x(n)$ (如上所述，它可以是 Rin 44 或 Sin 38) 的样本，以及来自存储器 150 的三个控制参数 (c 、 b 和 e)，并产生两个相关估计量 $R_0(n)$ 和 $R_1(n)$ 。如下所述，这些相关估计量被用于指示预定音调的存在。控制参数 c 定义产生具有归一化频率 $\Omega_d = 2\pi f_d/f_s$ 的预定单音频调的二级数字振荡器 $w(n)$ 的系数之一，这里如上所述， f_s 是输入采样频率。用状态 $w(-1) = 1$ 和 $w(-2) = c = \cos(\Omega_d)$ 初始化振荡器，并使用由 $w(n) = 2*c*w(n-1) - w(n-2)$ 给出的标准二级数字振荡器 (注意该振荡器可对应于图 8 的振荡器 164，接收 c 并提供 $w(n)$ 作为给乘法器 156 和 158 的输出)。输入信号 $x(n)$ 和延迟形式的输入信号 $x(n-e)$ (即图 8 的延迟器 154 的输出) 与 $w(n)$ 相关 (通过乘法器 156 和 158)，随后通过低通滤波器 (即，图 8 的低通滤波器 160 接收乘法器的输出 (它可表示成 $x(n)w(n)$ ，图 8 的低通滤波器 162 接收乘法器 156 的输出 (它可表示成 $x(n-e)w(n)$))。作为给低通滤波器 160 和 162 的输入而提供的参数 b ($0 < b < 1$) 定义低通滤波器的带宽。另外，平滑滤波器 152 的一个实施例可将平滑单极低通滤波器用于低通滤波器 160 和 162。另外，在备选实施例中，振荡器信号 $w(n)$ 和延迟的振荡器信号 $w(n-e)$ 可与 $x(n)$ 相关，而不是使 $w(n)$ 与 $x(n)$ 和 $x(n-e)$ 相关。另外，在一个实施例中， e 是如下表示的延迟因子。

$$\text{等式 35: } e = \left\lceil \frac{\pi}{2\Omega_d} \right\rceil$$

上面的等式对应于接近于 90° 的相差， $\lceil x \rceil$ 表示大于或等于其变元 x 的最小整数。

参见图 8，低通滤波器 160 的输出是相关估计量 $R_0(n)$ ，低通滤波器 162 的输出是相关估计量 $R_1(n)$ ，这两者都被提供给音调指示判定

单元 166。 $R_0(n)$ 和 $R_1(n)$ 可被表示成 $R_0(n) = b \cdot R_0(n-1) + (1-b) \cdot w(n) \cdot x(n)$, $R_1(n) = b \cdot R_1(n-1) + (1-b) \cdot w(n) \cdot x(n-e)$ 。于是, 在音调指示判定单元(利用上述图 26 的流程)指出未知音调的情况下, 利用图 27 的流程分析 $R_0(n)$ 和 $R_1(n)$, 以便识别预定的单频单调的存在(对应于振荡器 164)。

图 27 的流程使检测的音调与预定的单频音调相关联, 以便检测特定的音调。在图 27 中, 流程开始于方框 606, c 、 e 、 b 、 u 、 q 和 M_{min} 被设置成所需值。参数 c 直接与要检测的目标音调的频率相关, 它还定义延迟值 e 。根据系统中的噪声电平, 剩余的值可以是例如 $b=0.9$, $u=1$, $q=0.95$, $P_{low}=2^{-8}$ 。 M_{min} 取决于采样速率和要检测的目标音调的所需最小持续时间。流程随后进入方框 608, 评估 $R(n)$, R_{min} 和 R_{max} , 如下面的等式中所示。

$$\text{等式 36: } R(n) = \text{MAX}(|R_0(n)|, |R_1(n)|)$$

$$\text{等式 37: } R_{min} = \text{MIN}(R(n), R(n-u))$$

$$\text{等式 38: } R_{max} = \text{MAX}(R(n), P(n-u))$$

$R(n)$ 指的是 $R_0(n)$ 和 $R_1(n)$ 之间的峰值幅度相关性, R_{min} 对应于隔开 u 个样本的 $R(n)$ 的两个估计量中的极小值, R_{max} 对应于隔开 u 个样本的 $R(n)$ 的两个估计量中的极大值。流程随后进入判定菱形框 610, 比较 R_{min} 和 R_{max} 的比值 (R_{min}/R_{max}) 与相关性阈值 q (在一个实施例中, 它被设置成 0.95)。如果比值不大于相关性阈值, 那么流程进入方框 616, 相关性计数器被重置(为 0), 随后进入方框 618, 指示没有检测到预定频率($D_r=0$), 随后进入图 25 的方框 560。但是, 如果比值大于阈值, 那么流程进入方框 612, 相关性计数器被递增(注意相关性计数器也可在呼叫开始时被初始化或重置)。流程进入判定菱形框 614, 对照 M_{min} 检查相关性计数器。如果相关性计数器不大于 M_{min} , 那么流程进入方框 618, 指示没有检测到预定频率($D_r=0$)。

但是, 如果在判定菱形框 614, 确定相关性计数器大于 M_{min} , 那么流程进入判定菱形框 620, 确定 $R(n)$ 是否等于 $R_0(n)$ 的绝对值。如果是, 那么流程进入方框 622, 以 $R_0(n)$ 的符号检测预定频率, 即 $D_r=\text{Sign}$

($R_0(n)$)。如果否，那么流程进入方框 624，以 $R_1(n)$ 的符号检测预定频率，即 $D_r = \text{Sign}(R_1(n))$ 。从方框 622 或 624，流程进入图 25 的方框 560。于是，类似于在图 26 中描述的用于检测任意音调的流程，当 $R(n)$ 的方差持续由相关性计数器和 M_{\min} 定义的预定一段时间较小时，检测到预定音调。如上关于检测计数器和 N_{\min} 所述那样，这有助于避免快速转换。图 27 的方法等同于使用由下面的等式给出的有效平滑相关性：

$$\text{等 式 39 : } R_{\text{eff}}(n) = 1/2 \{ [R_0(n) - R_1(n)] \text{sign}(|R_0(n)| - |R_1(n)|) + [R_0(n) + R_1(n)] \}$$

上面的等式产生 $R_0(n)$ 或 $R_1(n)$ ，取决于具有最大幅度的分量。

图 25 中图解说明了包括图 26 和 27 的流程的整个处理流程的一个实施例，图 25 根据一个实施例，图解说明图 9 的方框 209 的一部分。在图 25 中，流程开始于方框 550，分别关于 D_{positive} (D_p) 和 D_{negative} (D_n) 选择最小计数器值 ($L_{\min-p}$ 和 $L_{\min-n}$)。这些值被选择成以致正相和负相的所需最小持续时间被满足。 D_p 对应于用于正相的计数器， D_n 对应于用于负相的计数器。

流程随后进入方框 552，检测关于任意单音频调的搜索。图 26 的流程可被用于确定任意单音频调的存在。流程进入判定菱形框 554，如果没有检测到音调，那么流程进入 558， D_p 和 D_n 计数器被重置（为 0），流程进入方框 582，表示没有检测到音调，随后进入图 9 的方框 211。但是，如果检测到音调，那么流程进入方框 556，使检测到的音调与预定的单音频调相关联。于是，图 27 的流程可被用于执行方框 556。流程进入判定菱形框 560，确定 D_r 是否为 0。如果是，那么在方框 556（例如图 27 的方框 618）中没有确定预定的频率，流程进入方框 558， D_p 和 D_n 计数器被重置。但是如果否，那么流程进入判定菱形框 562，确定 D_r 是否大于 0。如果是，那么流程进入方框 564，递增正相计数器；否则，流程进入方框 566，递增负相计数器。

在方框 564 或 566，流程通过点 G 进入方框 568， $\text{Flag}_{\text{positive}}$ (F_p) 和 $\text{Flag}_{\text{negative}}$ (F_n) 被重置（为 0）。流程进入判定菱形框 570，如果 D_p 大

于 L_{min-p} ，那么在方框 572 中， F_p 被设置为 1，否则流程进入判定菱形框 574，绕过方框 572。在判定菱形框 574，确定 D_n 是否大于 L_{min-n} ，如果是，那么在方框 576 中， F_n 被设置为 1。如果否，那么流程进入判定菱形框 578，绕过方框 576。在判定菱形框 578，如果 F_p 和 F_n 为 0（即，如果 F_p+F_n 为 0），那么流程进入方框 582，指示没有检测到音调。即，如果计数器 (D_p 或 D_n) 都不分别大于某一最小值 (例如 L_{min-p} 或 L_{min-n})，那么没有检测到所需的音调。

但是，如果 F_p+F_n 不为 0，那么流程进入判定菱形框 580，表示检测到音调。如果只有一个计数器大于 L_{min} (D_p 或 D_n)，那么 F_p+F_n 不大于 1，流程进入方框 584，表示在不存在相关性符号反转的情况下，检测到所需的音调。如果 D_p 和 D_n 都大于它们各自的 L_{min} ，那么流程进入方框 586，表示在存在相关性符号反转的情况下，检测到所需的音调。如果在相关性符号反转期间， $R(n)$ 的平均水平保持不变，那么指示相位反转。于是，图 25 的流程组合图 26 和 27 的流程，并且检查相位反转。备选实施例通过检测 $P(n)$ 的突然变化，识别指定单音频中的相位变化（不一定是 180° ）。

注意至此的描述假定自适应滤波器 28 内的可选的非自适应滤波器 64 并不存在（参见图 4）；于是，对自适应滤波器 28 的系数或抽头的任意引用类似于对自适应滤波器 28 内的自适应滤波器 62 的系数或抽头的引用。于是，在前面的说明中，不必与自适应滤波器 28 分离地提到自适应滤波器 62。但是，在图 28-36 的说明中，非自适应滤波器 64 可能存在，并且可被看作自适应滤波器 28 的一部分。于是，在上面的说明内使用的自适应滤波器 62 的系数现在将更具体地称作自适应滤波器 62 的系数或抽头，因为自适应滤波器 28 可包括各种不同的滤波器，例如自适应滤波器 62 和非自适应滤波器 64 的组合。

如上所述，自适应滤波器 62 跟踪混合电路 16 引入的回波，从而通常需要大量的抽头。例如，为了跟踪图 37 的整个脉冲响应，自适应滤波器 28 的自适应滤波器 62（假定采样速率为 8kHz）需要 256 个抽头，256 个抽头持续 32 毫秒，从而覆盖整个脉冲响应。随着自适应滤波器 62 的

抽头数目的增大，计算复杂性增大，通常降低收敛速度。上面参考图 20-24 说明的方法允许检测纯延迟，以便允许自适应滤波器 62 使用覆盖纯延迟之后的脉冲响应的稀疏窗口。下面将参考图 28-36 说明的方法涉及缩短回波路径跨距的机制。即，除了检测微调纯延迟之外，还检测和压缩发散时间，以便缩短脉冲响应的回波路径跨距。如下所述，一个实施例增加固定或自适应滤波器，以便减小使残留回波降至最小所需的抽头的有效数目。

如图 37 中所示，脉冲响应固有的是零点和极点。零点阻止在对应频率的响应，但是极点增强在对应频率的响应。于是，通过增加一个或多个滤波器来补偿极点，脉冲响应可被压缩，从而需要较少数目的抽头。例如，采取具有表示为比值 $B(z)/A(z)$ 的传递函数 $H(z)$ 的 IIR 滤波器，滤波器 $A'(z)$ 可被设置成补偿 $H(z)$ 的极点，以致 $H(z) * A'(z) \approx B(z)$ 。如图 2 中所示，一个实施例使用可选的非自适应滤波器 31 和 35，以致非自适应滤波器 31 的输出（即 Sin 39）等同于与非自适应滤波器 31 卷积的回波。但是，跟在 DC 陷波滤波器 45 之后的非自适应滤波器 31 的存在在 Sin 37 中引入需要补偿的失真。于是，可引入非自适应滤波器 35 来接收误差信号 46，和产生滤波后的误差信号 47。假定非自适应滤波器 31 是具有传递函数 $A'(z)$ 的 FIR 滤波器，非自适应滤波器 35 是具有传递函数 $1/A'(z)$ 的反转 IIR 滤波器。但是，需要关于 $A'(z)$ 的限制，因为 FIR 滤波器 31 的 $A'(z)$ 的零点变成反转 IIR 滤波器 35 的 $1/A'(z)$ 的极点。关于 $A'(z)$ 的零点的这些限制将在下面进一步说明，并且防止非自适应 IIR 滤波器 35 的极点放大误差信号 47。

备选实施例可使用非自适应滤波器的不同安排。例如，非自适应滤波器 35 可在加法器 34 之前，被安置在非自适应滤波器 31 及自适应滤波器 62 的输出端（它可导致相同的最终效果），而不是被安置在加法器 34 的输出端。在该实施例中，其后紧跟非自适应滤波器 35 的非自适应滤波器 31 会彼此有效地抵消，以便在 Sin 38 和 Sin 39 之间不需要任何滤波器（即，Sin 39 和 Sin 38 相同）。从而，自适应滤波器 28 可被设计成包括可选的非自适应滤波器 64（类似于非自适应滤波器 35）。于是，在本实

施例中，只需要一个额外的滤波器。但是，如果 IIR 滤波器被用于非自适应滤波器 64，那么仍然需要关于稳定性的限制。即，由滤波器 64 的系数定义的多项式的所有根应小于 1（即在单位圆内），下面将更详细地说明。注意如同在整个说明内使用的那样，对于传递函数 $H(z) = W$ 来说， W 的根对应于 $H(z)$ 的零点，而对于 $H(z) = 1/W$ 来说， W 的根对应于 $H(z)$ 的极点。在其系数并不随着主自适应滤波器 62 的系数定期修改的意义上，可选的滤波器 31、35 和 64 是非自适应的。通常，它们可被看作其自适应率受事件驱动的自适应滤波器。

图 28 根据本发明的一个实施例，图解说明图 9 的方框 213 的一部分。流程开始于判定菱形框 626，确定自适应滤波器缩短估计选项是否被启用。如果否，那么流程绕过图 28 的流程，进入图 9 的方框 212。但是，如果被启用，那么流程进入判定菱形框 628。可按照各种不同的方式启用自适应滤波器缩短估计选项。例如，它可以是自我启用的，例如响应系统重置。另一方面，可在图 4 的延迟单元 66（如果存在的话）内检测到不同延迟的任意时间，或者每当检测到新的混合电路时，可启用自适应滤波器缩短估计选项。为非自适应滤波器 64 或非自适应滤波器 31 和 35 选择的系数取决于特定的混合电路 16，因为每个不同的混合电路可具有不同的脉冲响应，所述不同的脉冲响应具有不同的纯延迟或不同的发散时间。

在一个实施例中，上面参考图 20-24 说明的纯延迟估计在呼叫开始时，或者依据影响混合电路的变化（例如依据呼叫转移或呼叫转发），快速检测利用子速率处理估计的纯延迟。参考图 28 说明的方法确定纯延迟和发散，以便获得非自适应滤波器 64 或非自适应滤波器 31 和 35 的滤波器系数。图 28 中的纯延迟计算通常更精确；但是，它通常花费更长的时间来确定。于是，除了减少自适应滤波器 62 所需的系数的有效数目之外，图 28 的方法还能够“微调”图 20-24 提供的纯延迟估计量。图 28 的方法确定需要加入延迟单元 66 中，以便补偿加入的滤波器（64 或滤波器 31 和 35）的任意额外的纯延迟。即，如下所述，缩短发散时间的滤波器的加入也会稍微增大纯延迟量，于是可据此更新（最初由图 20-24 的方

法确定的) 延迟单元 66 的延迟。如果使用图 24 的监视模式, 那么每次 ERLE 低于 ERLE 阈值时, 为延迟单元 66 确定一个新的纯延迟。此外, 可响应 ERLE 低于 ERLE 阈值(即, 响应由图 21 的流程为延迟单元 66 确定一个新的纯延迟), 启用图 28 的自适应滤波器缩短估计选项。

在备选实施例中, 可在无自适应滤波器缩短估计选项的情况下使用图 20-24 的流程; 或者类似地, 在无图 20-24 的纯延迟估计方法的情况下, 自适应滤波器缩短估计选项可存在于回波消除器中。另一方面, 在具有图 20-24 的方法的回波消除器中, 可独立于图 20-24 的方法, 启动自适应滤波器缩短估计选项。另外, 如果该选项不被启用(或者该选项仍然用于确定自适应滤波器 62 的新系数, 以及另外的非自适应滤波器 64 或另外的非自适应滤波器 31 和 35 的系数), 那么可以简单地绕过额外的一个或多个滤波器(或者这些滤波器可以不滤波地使信号通过)。

如果在判定菱形框 626 启用该选项, 那么流程进入判定菱形框 628, 确定 ERLE 是否足够好(可如等式 26 中所示计算 ERLE, ERLE 对应于 P_{Sin} 和 P_{error} 之间的比值, 可利用上述等式 1 和 2 计算 P_{Sin} 和 P_{error})。为了确定 ERLE 是否足够好, 可将它与阈值执行比较。例如, 阈值可被设置成大于 20dB 的值, 或者另一方面, 可被设置在 30~40dB 的范围内。通常, ERLE 越高, 那么信号越好(因为误差功率 P_{error} 越小)。当不存在 Sgen(近端谈话者信号) 时产生足够高的 ERLE, 否则 ERLE 降低。另一方面, 在继续确定 ERLE, 并比较 ERLE 和阈值之前, 可从上面描述的近端信号检测器 26 确定近端谈话者信号是否存在。如果近端谈话者信号存在, 或者如果 ERLE 不够好, 那么流程进入图 9 的方框 212, 绕过图 28 的剩余部分。但是, 如果 ERLE 足够好(高于阈值), 那么流程进入方框 630。即, 当存在良好的信号, 并且从良好的回波估计信号 48 获得误差信号 46 时, 应执行自适应滤波器缩短估计选项。注意在备选实施例中, 系统内的许多信号可被用于确定是否存在良好的信号, 以便执行该选项。

在方框 630, 确定基于自适应滤波器 62 的当前系数的纯延迟和发散(注意方框 630 的细节将参考图 29 说明)。在方框 630 之后, 流程进入

方框 632，根据在方框 630 中确定的纯延迟和发散，确定额外的非自适应滤波器 64 或滤波器 31 和 45 的系数 W，以及与新的缩短形式的自适应滤波器 62 对应的自适应滤波器 62 的新系数（注意方框 632 的细节将参考图 30 说明）。流程随后进入判定菱形框 634，确定新配置是否足够好。即，可使用不同的标准来确定新的配置是否令人满意。例如，在一个实施例中，如果减少后的新配置的系数的数目仍然大于减少后系数的所需数目，那么可重复方框 632 的处理，以便获得进一步减少的系数的数目。另一方面，判定菱形框 634 可能并不存在，以致只执行一次迭代，认为方框 632 的结果足够好。

如果在判定菱形框 634，新配置足够好，那么流程进入方框 636，重新配置自适应滤波器 62。即，在方框 632 中确定的用于自适应滤波器 62 的新系数被载入自适应滤波器 62，并结合非自适应滤波器 64 或者结合非自适应滤波器 31 和 35 使用自适应滤波器 62（注意方框 636 的细节将参考图 31 说明）。另外注意在方框 636 中，通过将由添加非自适应滤波器而引起的任意必需延迟加入延迟单元 66 中的现有延迟值中，可更新延迟单元 66 中的延迟值。流程随后进入方框 638，禁用滤波器缩短估计选项。即，通常不基于每个样本执行图 28 的流程。只有当需要时，例如在关系到启用自适应滤波器缩短估计选项的例子说明的那些情形下才执行图 28 的流程。但是，在备选实施例中，可基于每个样本执行图 28 的流程。

注意在图 28 中图解说明的实施例中，在确定 ERLE 足够好之后，顺序执行方框 630-638。但是，在备选实施例中，可作为与回波消除器 20 的其它任务并行执行的独立线程，启动方框 630-638（或者方框 630-638 的子集）。当完成图 28 的流程时，图 28 的方法可提醒回波消除器 20 结果准备就绪，从而能够更新自适应滤波器 62。另一方面，可提醒回波消除器 20 已完成整个滤波器缩短。例如，可向回波消除器 20 提供信号或中断，以指示方框 630-638（或者方框 630-638 的子集）的完成。

图 29 图解说明图 28 的方框 630 的一部分。即，图 29 的流程图解说明根据自适应滤波器 62 的当前系数，确定纯延迟和发散的一个实施例。流程开始于方框 640，自适应滤波器 62 的系数的量值被转移到循环缓冲

器中。即，获得自适应滤波器 62 的滤波器系数的瞬象，并将其保存在大小为 N 的，具有存储单元 0 ~ N-1 的循环缓冲器中。自适应滤波器 62 的当前系数 H 可被表示成 $H=[h_0, \dots, h_{N-1}]$ ，这里 h_0, \dots, h_{N-1} 对应于系数，N 对应于自适应滤波器 62 的系数或抽头的数目。于是，对应于 $|h_n|$ 的值在存储单元 “ $n \text{ MOD } N$ ” 被保存在循环缓冲器中，这里 n 对应于样本数目，“ $|x|$ ” 表示“x 的量值”（并且对应于正值）。表达式 “ $n \text{ MOD } N$ ” 对应于 n 的模数，它指的是运算 n/N 的余数。例如，如果 N 为 256，n 的值为 270，那么 $n \text{ MOD } N$ 指的是 14，其中 $|h_{270}|$ 的值从“存储单元 270”（它超出大小为 N 的循环缓冲器的范围）绕到循环缓冲器的存储单元 14。于是，如果 n 的值大于 N，那么从 n 中不断地减去 N 的值，直到 n 落入 0 ~ N-1 的范围内为止。类似地，如果 n 的值小于 0，那么可连续地将 N 的值加入 n 中，直到 n 落入 0 ~ N-1 的范围内为止。

流程随后进入方框 642，关于每个系数 h，以大小为 LW 的滑动窗口内的幅度值之和的形式，计算能量 E(n) ($n=0 \sim N-1$)。在一个实施例中，LW 与目标窗口大小的长度，即减少自适应滤波器 62 的系数的有效数目之后，抽头或系数的目标数相关。例如，在一个实施例中，LW 可对应于大小为 10 个样本的滑动窗口，这里 10 个抽头是所需的滤波器长度。于是，如果 N 为 256（表示自适应滤波器 62 的 256 个系数 h），那么确定 E(n) 的 256 个值，这里 E(n) 的 256 个值中的每个值都是（对应于 LW 内的 10 个样本的）10 个幅度之和。于是，E(n) 可被表示成如下面的等式 40 所示。

$$\text{等式 40: } E(n) = \sum_{l=0}^{LW-1} |h_{[n+l-LW]_N}| \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

在上面的等式（以及这里说明的其它等式）中，注意符号 $[X]_N$ 对应于 $X \text{ MOD } N$ 。流程随后从方框 642 进入方框 644，延迟 D 被设置成能量峰值的位置减去 LW。即，在确定 E（滑动窗口 LW 内的能量）的 N 个值之后，出现最大 E 的点（样本时间）减去 LW 对应于脉冲响应的纯延迟。于是，D 可表示成如等式 41 中所示。

$$\text{等式 41: } D = \arg(\max E(n)) - LW \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

在上面的等式中， $\max E(n)$ 指的是获得的 E 的 N 个值中的最大值，

$\arg(\max E(n))$ 指的是出现最大 E 的变元或点，这里“变元”对应于样本时间。于是， D 对应于纯延迟。

流程随后进入方框 646，发散时间对应于 D 和能量 E 小于预定阈值的另一位置之间的样本的数目。即，在 $n=0, 1, \dots, N-1$ 的范围内， $E(n)$ （对应于脉冲响应的幅度）的一般趋势可被描述成通常增大到最大峰值，随后向下减小。于是，在到达最大值之后， $E(n)$ 减小，它减小到超出预定阈值之外的点对应于发散时间的终点，于是发散时间是在 D 和在到达其峰值之后， $E(n)$ 达到预定阈值的点（样本时间）之间的样本的数目。所述预定值可被设置成能够指示发散时间的终点的任意值。例如，在一个实施例中，它可被设置成 192 个样本（即，在 8 kHz 采样速率下的 24 毫秒）。

图 30 图解说明图 28 的方框 632 的一部分的一个实施例，它确定(1)（非自适应滤波器 64 或非自适应滤波器 31 和 35 的）非自适应滤波器系数 W ，和(2) 自适应滤波器 62 的缩短的系数。流程开始于方框 648，确定（非自适应滤波器 64 或非自适应滤波器 31 和 35 的）新的滤波器系数 W （注意方框 648 的细节将参考图 32-36 说明）。流程随后进入方框 650，系数 W 与当前的自适应滤波器 62 系数卷积（即，与在图 29 的方框 640 中获得的瞬象卷积），以确定缩短的滤波器系数 B ，这里 B 包含在加入非自适应滤波器 64 或 31 和 35 之后，自适应滤波器 62 的新系数。流程进入方框 652，确定缩短的滤波器系数 B 的新的纯延迟 D 和发散时间。于是，图 29 的流程及等式 40 和 41 可被用于实现方框 652。流程随后进入方框 654，根据 B （即，具有预定长度的 B 的一部分）确定自适应滤波器 62 的新的自适应滤波器系数，并选择要被修改的滤波器系数的最大数目（即， B 的选择部分中的样本的数目）。

图 31 图解说明了重新配置自适应滤波器 62 的图 28 的方框 636 的一部分的一个实施例。流程开始于方 656，用先前在图 30 的方框 654 中确定的缩短的系数替换当前的自适应滤波器系数 H 。流程进入方框 658，新系数 W （在图 30 的方框 648 中确定）被载入非自适应滤波器（滤波器 64 或滤波器 31 和 35）中。于是，通过将 W 载入一个或多个非自适应滤

波器中，使它们能够允许自适应滤波器 62 具有减小的滤波器长度。流程随后进入方框 660，用新延迟更新自适应滤波器 28 内的延迟单元 66。例如，一个实施例可简单地用新确定的纯延迟 D 更新延迟单元 66。备选实施例可确定当前保存在延迟单元 66 中的延迟，并根据需要更新现有值。另一方面，如果新延迟与延迟单元 66 内的现有延迟变化不大，那么可根本不更新延迟单元 66。另外，在方框 660 中，一旦自适应滤波器 62 被载入方框 656 中的新系数，那么必须配置自适应滤波器 62，以适应新数目的系数。

图 32 图解说明了确定新的滤波器系数 W（对应于滤波器 64 或滤波器 31 和 35）的图 30 的方框 648 的一个实施例。流程开始于判定菱形框 662，确定是否存在任意预先计算的滤波器系数 W。例如，可能存在包括预先计算的，与不同混合电路和通道条件对应的多组可能的不同 W 的库，于是，可简单地从所述库中选择一个新的 W，通过将自适应滤波器系数与选自所述库的所有现有 W 卷积，并挑选提供最佳性能的一个 W，流程进入图 30 的方框 650。另一方面，可使用最代表不同情形的单个预先计算的 W。于是，可按照各种不同的方式离线计算 W，后面将参考图 36 说明其中的一种方式，于是能够使用预先计算的 W。如果没有预先计算滤波器系数 W，那么流程进入方框 664，可使用用于确定新的滤波器候选者的任意方法来找出 W。将参考图 33-35 更详细地说明确定 W 的各种实施例。

流程随后进入方框 666，确定 W 的根。例如，W 可被表示成 $W=[w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]$ ，这里 w_0, w_1, \dots, w_{M-1} 对应于滤波器系数，M 对应于滤波器系数的数目，以致 $W(z)$ 可被表示成如下面的等式 42 中所示：

$$\text{等式 42: } W(z) = (w_0 z^{M-1} + w_1 z^{M-2} + \dots + w_{M-2} z + w_{M-1}) z^{M-1}$$

为了确定 W 的根， $W(z)$ 被设置成 0，并求解 z，这里 z 具有 M-1 个解答。于是， $W(z)$ 的根 R 可被表示成 $R=[r_0, r_1, \dots, r_{M-1}]$ ，这里根包括复数和它们的共轭复数。于是， $W(z)=0$ 也可被表示成如下面的等式 43 中所示：

$$\text{等式 43: } W(z)=0=(z-r_0)(z-r_1)\dots(z-r_{M-2})(z-r_{M-1})z^{1-M}$$

流程随后进入方框 668，施加对根的其它约束，以致 \mathbf{W} 可按照 FIR 或 IIR 处理模式被使用，并且保持稳定。例如，如果 \mathbf{W} 用在 FIR 实现中，那么不需要强加任何约束来确保稳定性，但是如果用在 IIR 实现中，那么根必须在单位圆内。单位圆指的是由对应于实数的 x 轴和对应于虚数的 y 轴确定的平面中的一个圆。该单位圆以原点（x 轴和 y 轴的交点，对应于 x 轴和 y 轴上的 0）为圆心，并且半径为 1。对于不位于单位圆内的 $\mathbf{W}(z)$ 的每个根 r_k ， r_k 被转置，以致它确实位于该单位圆内。另一方面，不是强使根在单位圆内，而是可利用使 $\mathbf{W}(z)$ 的根在以原点为中心，半径为 ρ 的圆内的约束条件，这里 ρ 小于 1。于是，在该实施例中，对于 $\mathbf{W}(z)$ 的不在半径为 ρ 的圆内的每个根 r_k ， r_k 被转置，以致它确实位于半径为 ρ 的该圆内。于是，如果 ||（即 r_k 的量值）大于 ρ ，那么所述转置可被表示成如等式 44 中所示：

$$\text{等式 44: } r_k^{new} = \rho \frac{|r_k|}{r_k} \quad \rho < 1$$

注意在上面的等式中， r_k^* 表示 r_k 的复共轭。流程随后进入方框 670，根据修改后的根，构成新的滤波器系数 \mathbf{W}_{new} 。即，如果由于在方框 668 中施加的约束条件的缘故，任意根已被修改，那么利用修改后的根确定 \mathbf{W}_{new} 。可关于 r_0, \dots, r_{M-1} 将新的根代入上面的等式 43 中，产生新的 $\mathbf{W}(z)$ （即 \mathbf{W}_{new} ）。随后 \mathbf{W}_{new} 作为滤波器系数 \mathbf{W} 被用于流程的剩余部分（该流程下接图 30 的方框 650）。于是，图 32 可被用于调整或计划 \mathbf{W} 的根。

图 36 图解说明了用于在已知脉冲响应估计量的训练集的情况下，离线设计滤波器系数 \mathbf{W} 的一种方法的一个实施例。流程开始于方框 704，对于所有设计方法来说，在方框 704，为训练集中的每个通道脉冲响应确定一个解答 \mathbf{W} 。于是，如果 2 种设计方法被用于训练集中的 8 个通道脉冲响应，那么总共确定 16 个解答 ($\mathbf{W}_0-\mathbf{W}_{15}$)。此外，图 36 的方法并不局限于确定 \mathbf{W} 的任意特定方法。流程随后进入方框 706，对于每个解答 \mathbf{W} ，估计 \mathbf{W} 和训练集中的每个脉冲响应的卷积 \mathbf{B}_k 。于是，在存在 16 个解答 ($\mathbf{W}_0-\mathbf{W}_{15}$) 和训练集中的 8 个脉冲响应的本例中，总共估计 128 个卷积。于是对于任意解答 \mathbf{W} ，每个 \mathbf{B}_k 可被表示成 $\mathbf{B}_k=[b_{k,0}, b_{k,1}, \dots,$

$b_{k, N-1}]$, 这里 $b_{k, 0}, b_{k, 1}, \dots, b_{k, N-1}$ 是系数, N 是 B_k 的长度。注意 $[k]_8$ 表示训练集中的通道数。

流程随后进入方框 708, 对于每个 B_k , 查找具有最大能量的理想长度(即目标滤波器长度)的发散区域。即, 可利用上面的等式 40 和 41 查找最大能量的发散区域, 这里 LW 对应于发散区的理想长度。于是, 方框 708 的等式可被如下表示。

$$\text{等式 45: } E_k(n) = \sum_{l=0}^{LW-1} |b_{k,[n+l-LW]}| \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

上面的等式类似于前述等式 40。在等式 45 中, N 是特定 B_k 的长度, $E_k(n)$ 对应于滑动窗口 LW 内的能量(对应于发散区的理想长度)。于是, 确定每个 B_k 的 N 个能量值($E_k(0), \dots, E_k(N-1)$)。于是, 可利用下面的等式确定具有每个 B_k 的最大能量的发散区。

$$\text{等式 46: } D_k = \arg(\max E_k(n)) - LW \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

等式 46 类似于前述等式 41。在等式 46 中, D_k 对应于在最大能量下 B_k 的纯延迟, 于是发散区是开始于 D_k , 终止于 $D_k + LW$, 并且具有最大能量的区域(另一方面, 发散区的终点可被定义成能量 $E_k(n)$ 低于预定阈值的点, 如前关于等式 41 所述)。于是, 对于每个 B_k , 确定最大能量的发散区。流程随后进入方框 710, 对于每个 B_k , 估计指标值 FM_k 。指标值被定义为 B_k 的最大能量 $\max E_k(n)$ (来自方框 708)和 B_k 的总能量 E_k 的比值。于是, 可利用下面的等式确定 E_k :

$$\text{等式 47: } E_k = \sum_{l=0}^N |b_{k,l}|$$

在上面的等式中, N 指的是 B_k 的长度。于是, 指标值可表示成如下所示。

$$\text{等式 48: } FM_k = \frac{\max E_k(n)}{E_k} \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

在上面的等式中, N 指的是 B_k 的长度。流程进入方框 712, 确定所有通道脉冲响应的平均指标值 FM_{AVG} 。每个解答 W_k (在上面的例子中, $k=0, 1 \dots, 15$) 将具有它自己的平均指标值 FM_{AVG} 。流程进入方框 714, 选择最佳滤波器 W , 以致在所有可能的设计方法中, FM_{AVG} 被最大化。图 36 的方法可离线执行, 最终选择的 W 可保存在回波消除器 20 中, 并

根据需要载入非自适应滤波器 64、31 或 35 中。

注意虽然 \mathbf{W} 的上述说明假定另外的滤波器是非自适应的，不过代替非自适应滤波器 64、31 和 35 可以使用自适应滤波器。但是，如上所述，需要施加对 \mathbf{W} 的约束条件，以确保稳定性，并且如果滤波器是自适应的，那么需要基于每个样本强加稳定性约束条件，因为滤波器自适应会导致不稳定的滤波器。

图 33-35 介绍确定 \mathbf{W} 的各种可能设计方法。例如，图 33-35 可对应于在图 36 的方框 704 中使用的设计方法中的三种。另一方面，图 33-35 的任意或全部方法可由回波消除器 20 在其工作期间执行。在一个实施例中，回波消除器 20 可执行所有三种设计方法来确定 \mathbf{W} （例如在图 32 的方框 664 中），并最终（在图 28 的方框 632 之后）确定哪种方法确定最佳解答。注意与在根据修改后的根重构新的滤波器系数之后提供最佳解答相比，一种不同的方法可在修改 \mathbf{W} 的根（图 32 的方框 668）之前，提供最佳解答。于是，根据实施例，回波消除器 20 可在不同的时候分析或选择不同的方法。另一方面，回波消除器 20 可使用单一的设计方法。

图 33 根据本发明的一个实施例，图解说明图 32 的方框 664 的一部分，它对应于确定新的滤波器系数 \mathbf{W} 的一种设计方法。流程开始于方框 672，自适应滤波器 62 系数的发散区被转移到循环缓冲器，以致延迟 D （在方框 644 中计算）被补偿。于是，延迟补偿系数 \mathbf{G} 可表示成 $\mathbf{G}=[g_0, g_1, \dots, g_{N-1}]$ ，这里 g_0, g_1, \dots, g_{N-1} 是延迟补偿系数 \mathbf{G} 中的各个系数， N 是自适应滤波器 62 的长度。于是， \mathbf{H} （与在图 29 的方框 640 中获得的原始瞬象对应的，自适应滤波器 62 的未补偿系数）和 \mathbf{G} 之间的关系可如下表示。

$$\text{等式 49: } g_i = h_{[D-i]_N} \quad i=0, 1, \dots, N-1$$

在等式 49 中， g_i 是保存在对应的循环缓冲器的第 i 个存储单元中的延迟补偿系数。图 38 图解说明图 37 的例证脉冲响应的一个实施例，该实施例已由延迟 D （对应于图 37 中的 T_1 ）执行时间补偿，以致脉冲响应开始于发散时间（由图 37 中的 T_4+T_2 定义）。于是， \mathbf{H} 的系数代表图 37 的脉冲响应，而 \mathbf{G} 的系数代表图 38 的时间补偿脉冲响应。流程随

后进入方框 674，确定理想的滤波器长度。例如，在一个实施例中，如上所述，理想的滤波器长度被定义为 10（这种情况下，脉冲响应的发散时间要求被压缩到 10 个样本中）。参见图 38 的例子，理想滤波器长度对应于 T5, 0 和 S1 之间的时间，这里 0 定义发散时间的开始（还对应于 G 的第一个系数，因为 G 已被延迟补偿），S1 定义理想滤波器长度的终点。

一旦确定了理想滤波器长度，那么清除理想滤波器长度内的发散区的系数，以确定残留系数 V。即， g_i 被设置成 0, $i=0, 1, \dots, S1$ 。于是，V 可表述成 $V=[0, \dots, 0, v_0, v_1, \dots, v_{K-1}]$ ，这里 K 是 V 的非零分量的数目，V 的每个非零分量被如下定义。

$$\text{等式 50: } v_j = g_{S1+j} \quad j=0, 1, \dots, K-1$$

于是，参见图 38 的例子，G 的对应于时间 T5 的系数被设置成 0，V 的系数代表残留失真，即，与时间 T6 对应的那部分脉冲响应。流程进入均衡残留失真 V 的方框 676-680。

在方框 676 中，计算 V 的快速傅里叶变换（FFT）。流程进入方框 678，计算 FFT (V) 的倒数 I，这里 $I=1/\text{FFT}(V)$ 。流程进入方框 680，以 I 的倒转 FFT (IFFT) 的形式计算 W_1 ，这里 $W_1=\text{IFFT}(I)$ 。于是， W_1 是 V 的倒数，并且可用于均衡残留失真 V。流程进入方框 682，从具有最大能量的预定长度的 W_1 的窗口确定 W（类似于图 29 上的通道发散的估计），这里预先确定的长度是自适应滤波器抽头的理想数目。流程随后进入方框 684，利用 W 的 Euclidean 量值（即 L_2 标准）使滤波器系数 W 归一化。

图 34 根据本发明的一个实施例，图解说明了确定系数 W 的一种备选方法。流程开始于方框 686，利用延迟补偿滤波器系数 G（来自方框 672 和等式 49），确定如上所述的理想滤波器长度，并确定卷积矩阵 C。卷积矩阵 C 可被定义成如下所示。

$$\text{等式 51: } C=S_L \cdot \text{ConG}$$

S_L 对应于可如下表示的选择矩阵。

$$\text{等式 52: } S_L = [0 : I]$$

在等式 52 中，0 是 $(N+M-L-1) \times L$ 零矩阵，I 是 $(N+M-L-1) \times$

(N+M-L-1) 单位矩阵。在该等式中, N 对应于 G 的长度, M 对应于 W 的长度 (实现理想自适应滤波器长度的非自适应滤波器抽头的预定数目), L 对应于理想自适应滤波器长度。ConG 对应于 G 的卷积矩阵, 可被表示成如下所示。

$$\text{等式 53: } ConG = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_2 & g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & g_{N-1} \end{bmatrix}_{(N+M-1) \times M}$$

于是, 通过忽略其初始 L 行, 从延迟补偿滤波器系数 G 的卷积矩阵 ConG 获得矩阵 C, 在结束该设计过程之前, 它将定义缩短的通道的系数。

流程进入方框 688, b_w 被定义为设置为行矢量的等式 51 的矩阵 C 的第一行。流程进入方框 690, 计算矩阵 A。

$$\text{等式 54: } A = C^T C$$

在等式 54 中, 符号 C^T 表示矩阵 C 的转置。流程进入方框 692, 关于 W 求解由 $AW=b_w$ 给出的方程组。流程随后进入方框 694, 使滤波器系数 W 归一化。本领域的技术人员会马上认识到上面的解答对应于试图通过考虑自适应滤波器 62 系数与 W 的全部卷积, 均衡失真的方程组 $CW=[1, 0, \dots, 0]^T$ 的最小均方差解答。

图 35 根据本发明的另一实施例, 图解说明了确定系数 W 的一种备选方法。流程开始于方框 696, 利用延迟补偿滤波器系数 G (来自方框 672 和等式 49), 定义如上所述的理想滤波器长度, 并确定卷积矩阵 C。于是, 在图 35 中使用在等式 51 中定义的相同 C 矩阵。流程随后进入方框 698, 如同图 34 的方框 690 中一样, 计算矩阵 A (参见等式 54)。流程进入方框 700, 估计 $W^T W / W^T A W$ 的最大解答。注意 $W^T W / W^T A W$ 提供由矩阵 A 加权的 W 的归一化抽头的能量的比值, 于是, $W^T W / W^T A W$ 的最大解答使在 $W^T W = 1$ 的条件下的能量 $W^T A W$ 降至最小。另外注意在 I 是单位矩阵的情况下, $W^T W / W^T A W$ 等同于 $W^T I W / W^T A W$, 以致解答 W 是与可利用估计本征矢量的任意现用算法计算的该对 (I, A0) 的最大本征矢量对应的广义本征矢量。流程随后进入方框 702, 在方框 700 中确

定的滤波器系数 W 被归一化。

于是，图 33-35 提供可用于确定滤波器系数 W 的三种设计方法。注意图 33 的方法试图均衡位于理想（目标）滤波器长度之外的残留失真。图 34 的方法更全面，因为它试图在考虑自适应滤波器 62 系数与 W 的全部卷积的同时，均衡失真。但是，图 34 导致更复杂的等式。图 35 的方法试图在卷积自适应滤波器 62 的系数和 W 之后，实际使残留失真的能量降至最小。如上所述，所有方法可由回波消除器 20 实现，并且在修改 W 的根之前，或者在根据修改后的根，重构新的滤波器系数 W 之后，选择最佳的解答。

在前面的说明书中，参考具体实施例说明了本发明。但是，本领域的普通技术人员会认识到在不脱离下面的权利要求中陈述的本发明的范围的情况下，可做出各种修改和变化。例如，这里教导的任意方法可具体体现为计算机硬盘，软盘，3.5"磁盘，计算机存储磁带，磁鼓，静态随机存取存储器（SRAM）单元，动态随机存取存储器（DRAM）单元，电可擦除（EEPROM，EPROM，快速）单元，非易失性单元，铁电或铁磁存储器，紧致磁盘（CD），激光盘，光盘，以及任意类似的计算机可读介质中的一个或多个上的软件。另外，方框图可不同于图解说明的那些方框图，并且可具有更多或更少的方框，或者被不同地排列。另外，流程图也可被不同地排列，包括更多或更少的步骤，被不同地排列，或者可具有可被分成多个步骤的步骤，或者可相互同时执行的步骤。因此，说明书和附图应被看作是对本发明的举例说明，而不是对本发明的限制，所有这样的修改意图包括在本发明的范围内。

上面关于具体实施例说明了益处，其它优点和问题的解决方案。但是，所述益处，优点，问题的解决方案，以及会导致产生任意益处，优点或解决方案的任意要素不被解释成任意或全部权利要求的关键的，必需的，或者基本特征或要素。这里使用的术语“包含”或其任意其它变形意图覆盖非排除包括，以致包含一系列要素的过程，方法，物品或设备并不仅仅包括这些要素，相反可包括未明确列出的其它要素，或者这样的过程，方法，物品或产品固有的其它要素。

图 1

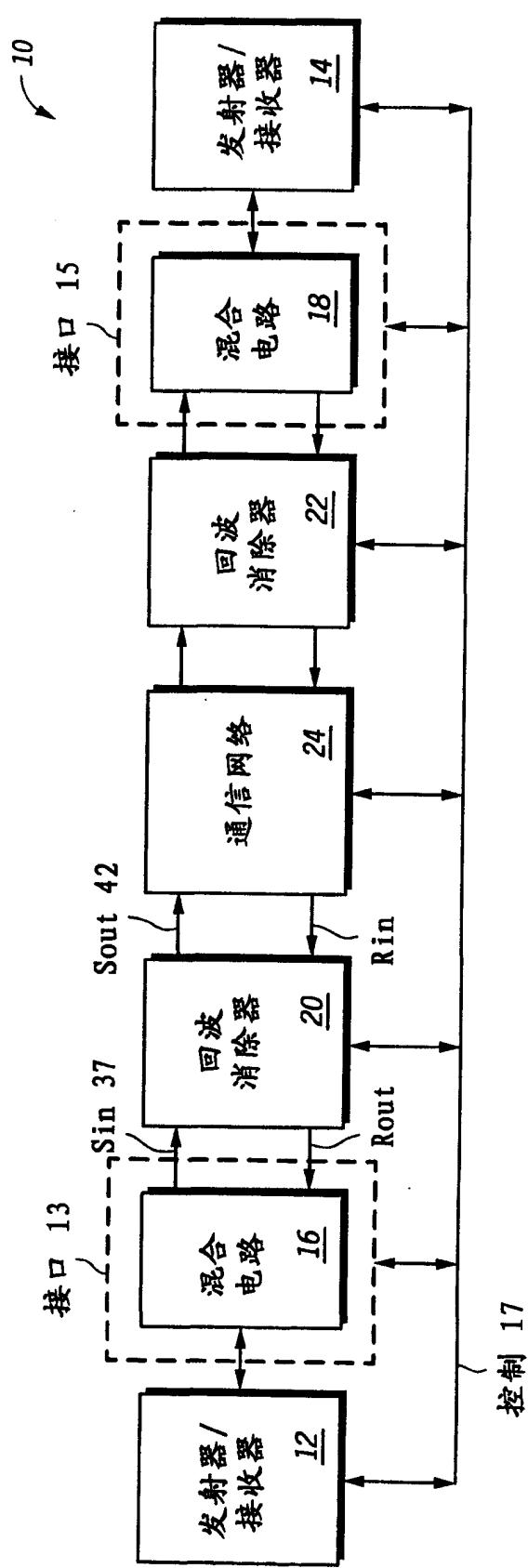


图2
非自适应
滤波器 35
(可选)
回波消除器 20

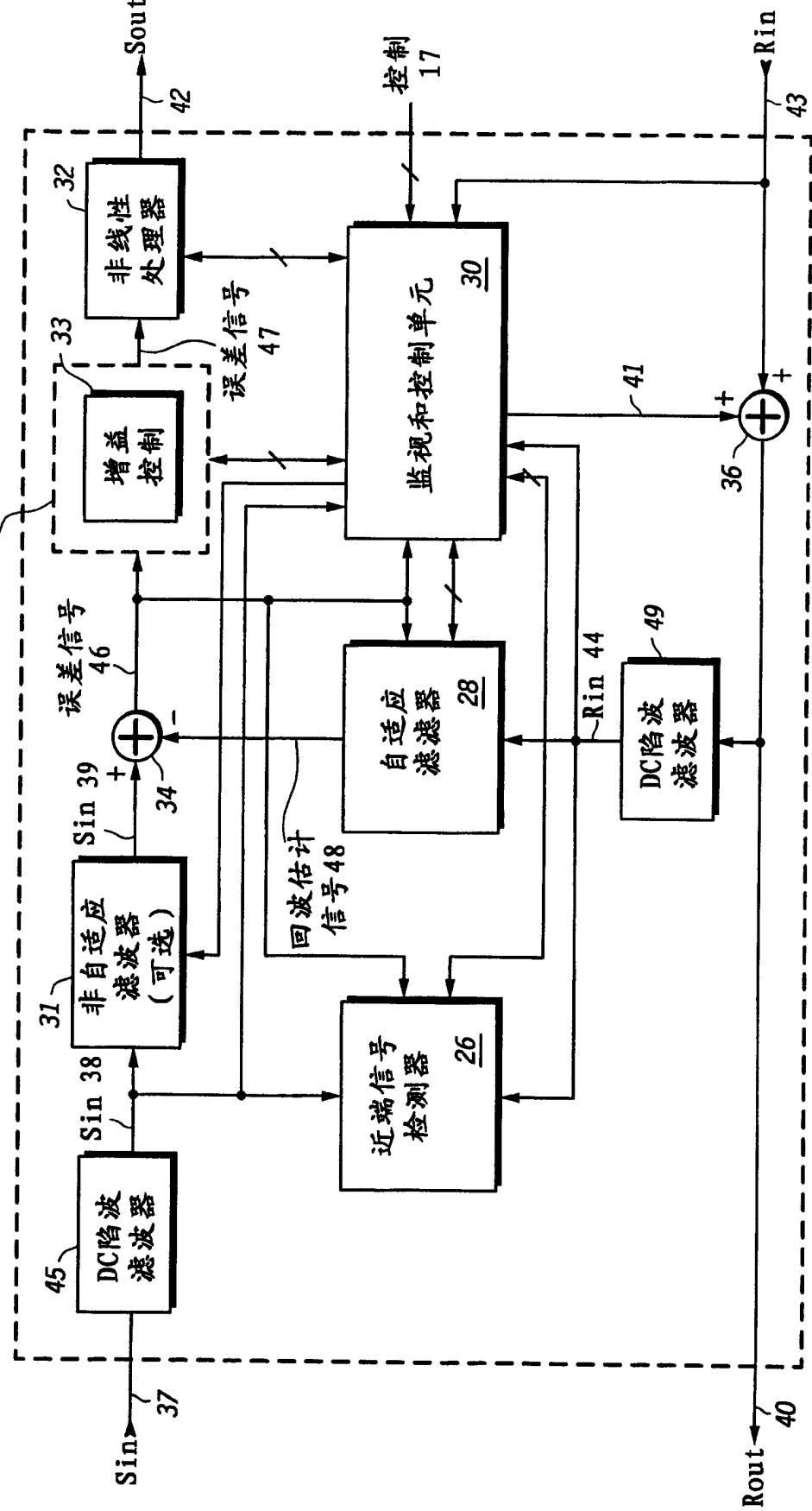


图3

近端信号检测器26

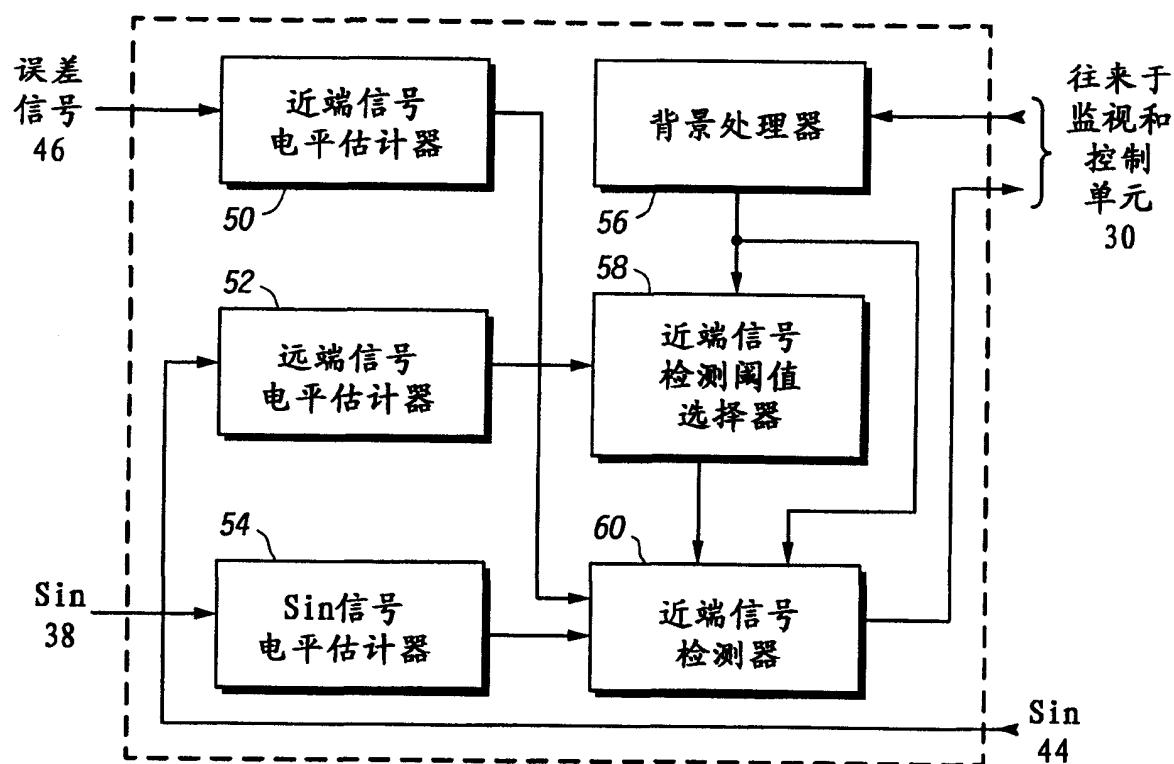


图4

自适应滤波器单元28

自适应滤波器

非自适应滤波器
(可选)延迟
(可选)

Rin 44

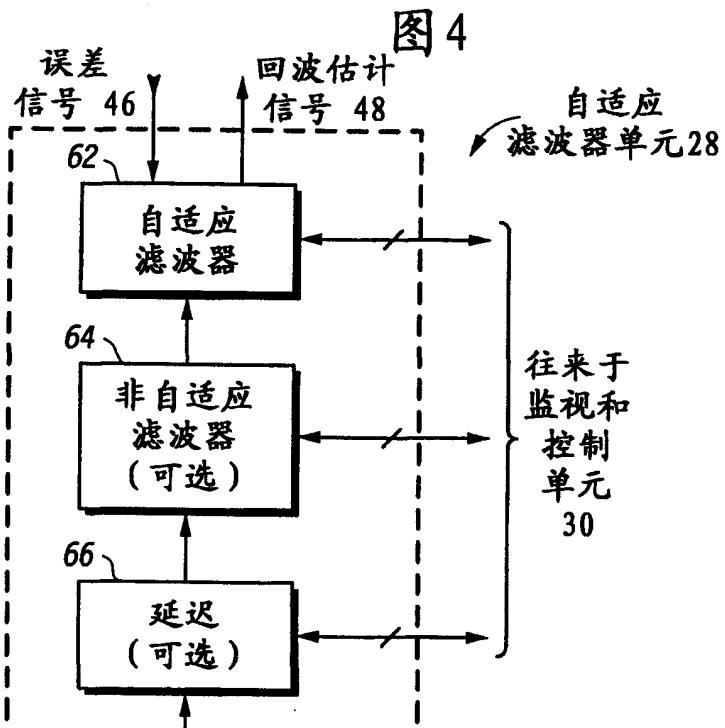
往来于
监视和
控制
单元
30

图 5 非线性处理器32

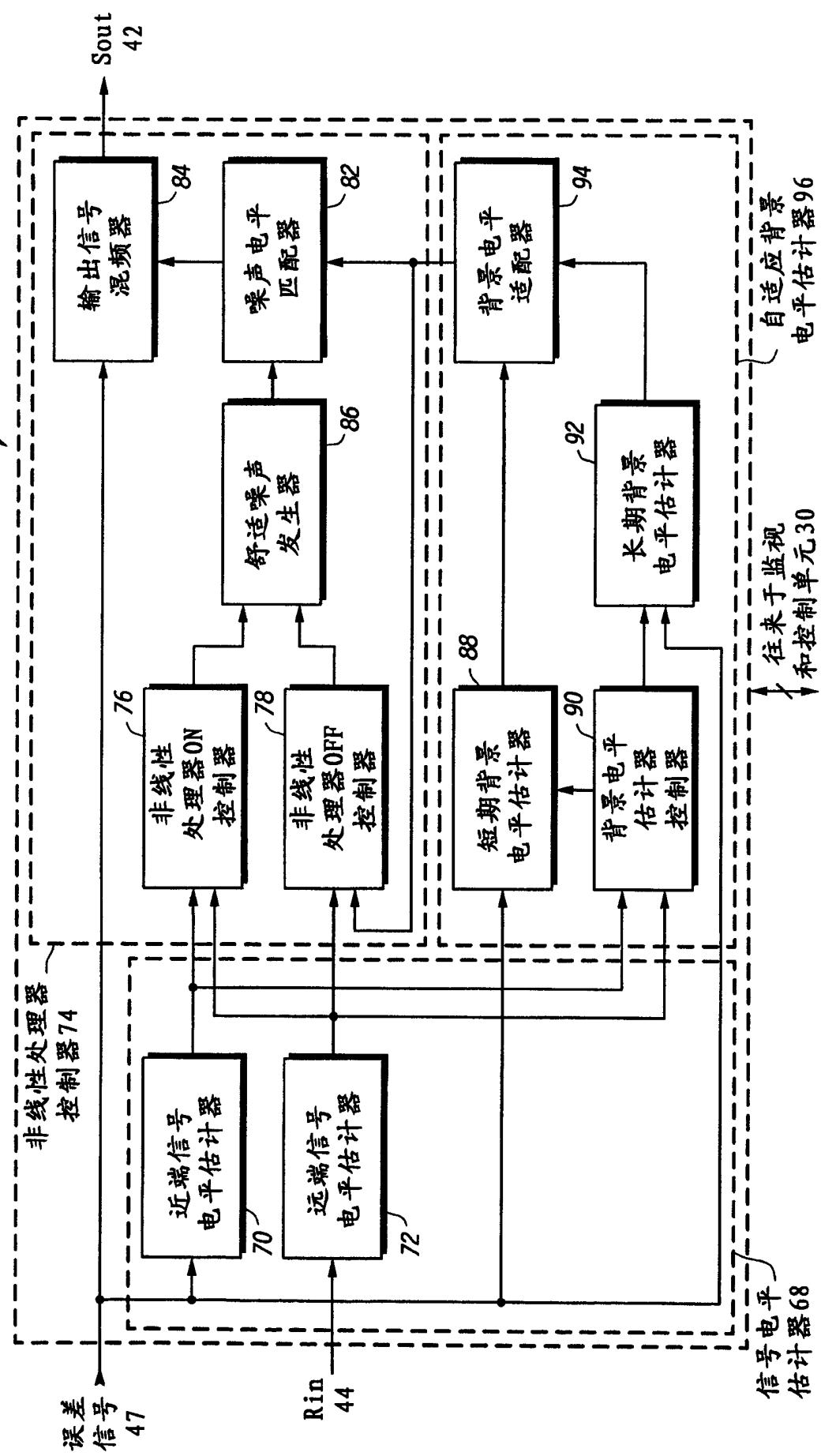


图 6

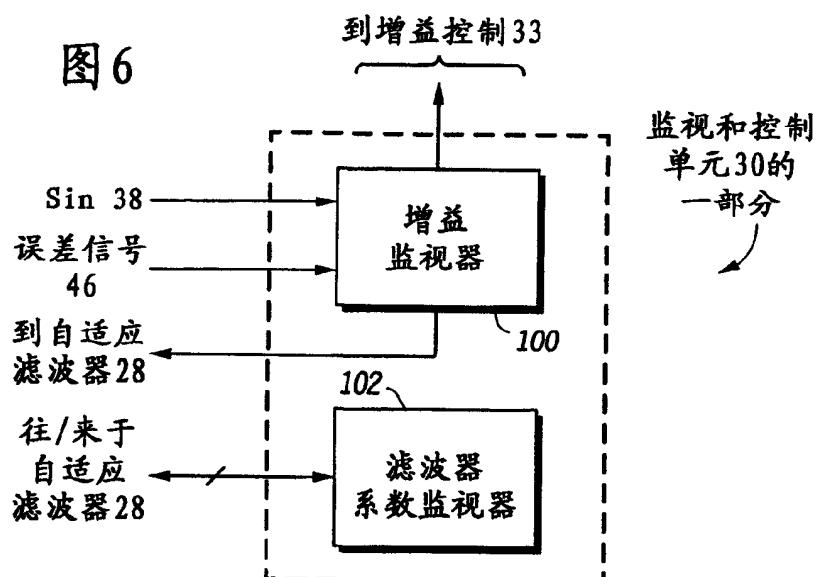
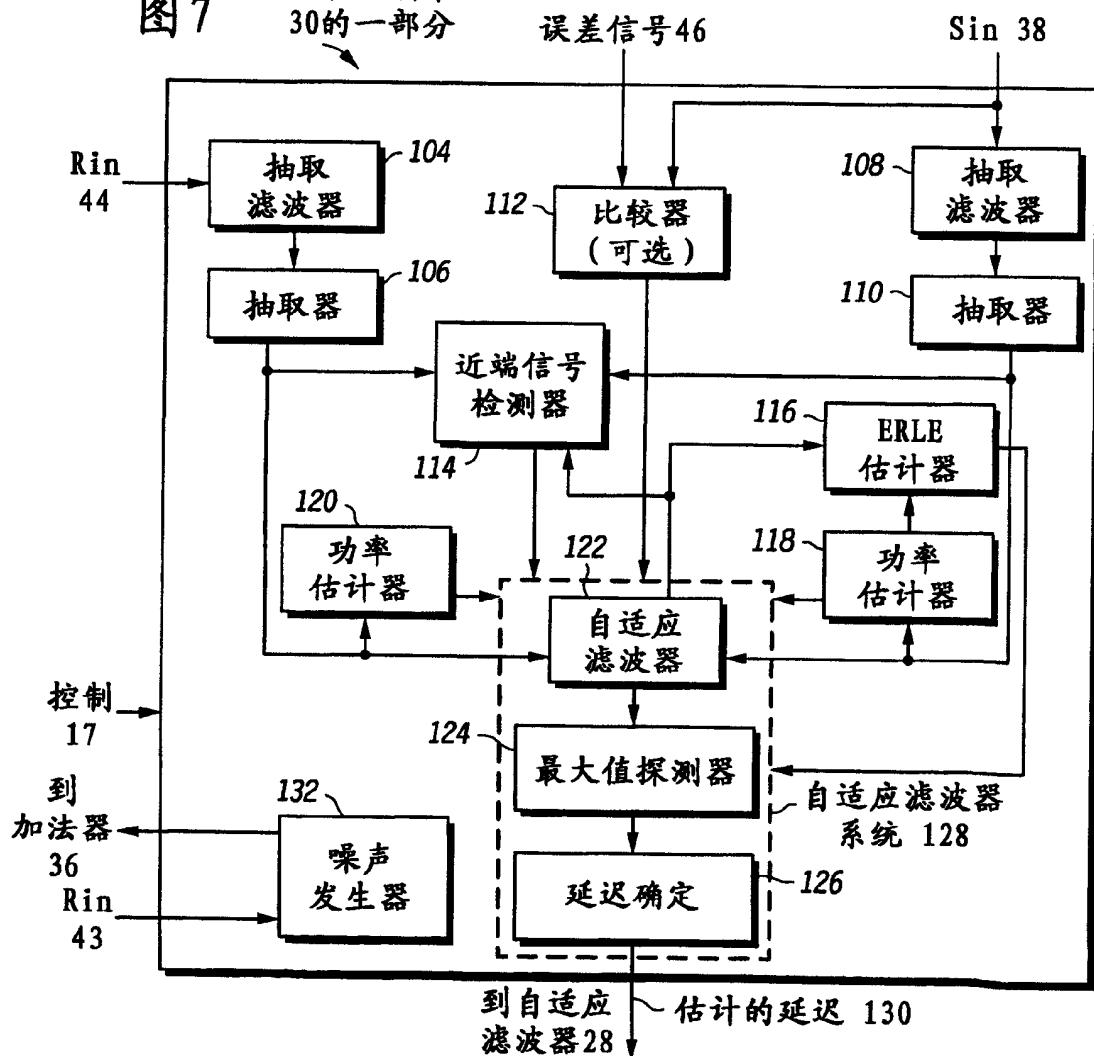
图 7 监视和控制单元
30 的一部分

图 8

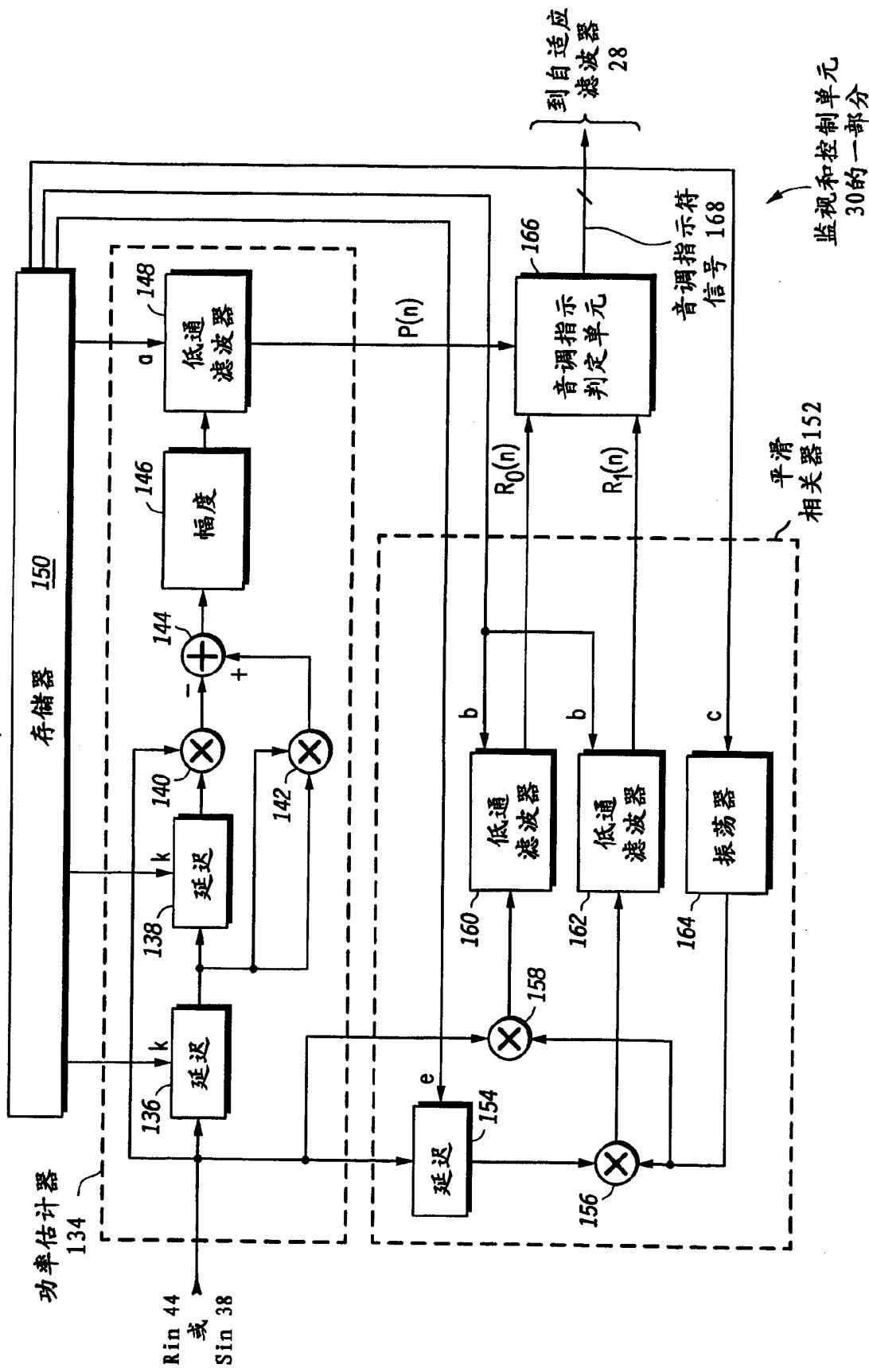
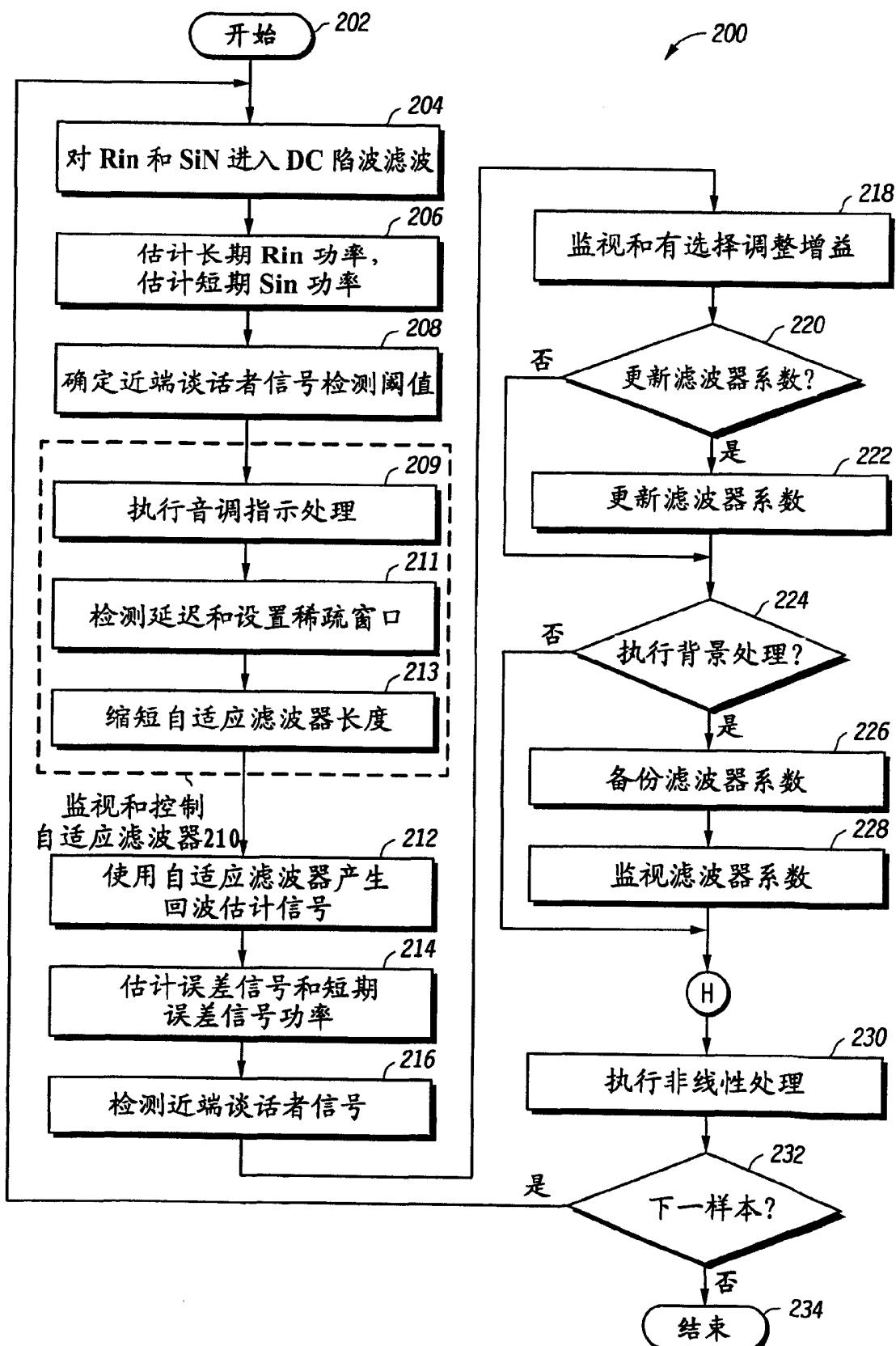


图9



接图 9 的 204

图 10

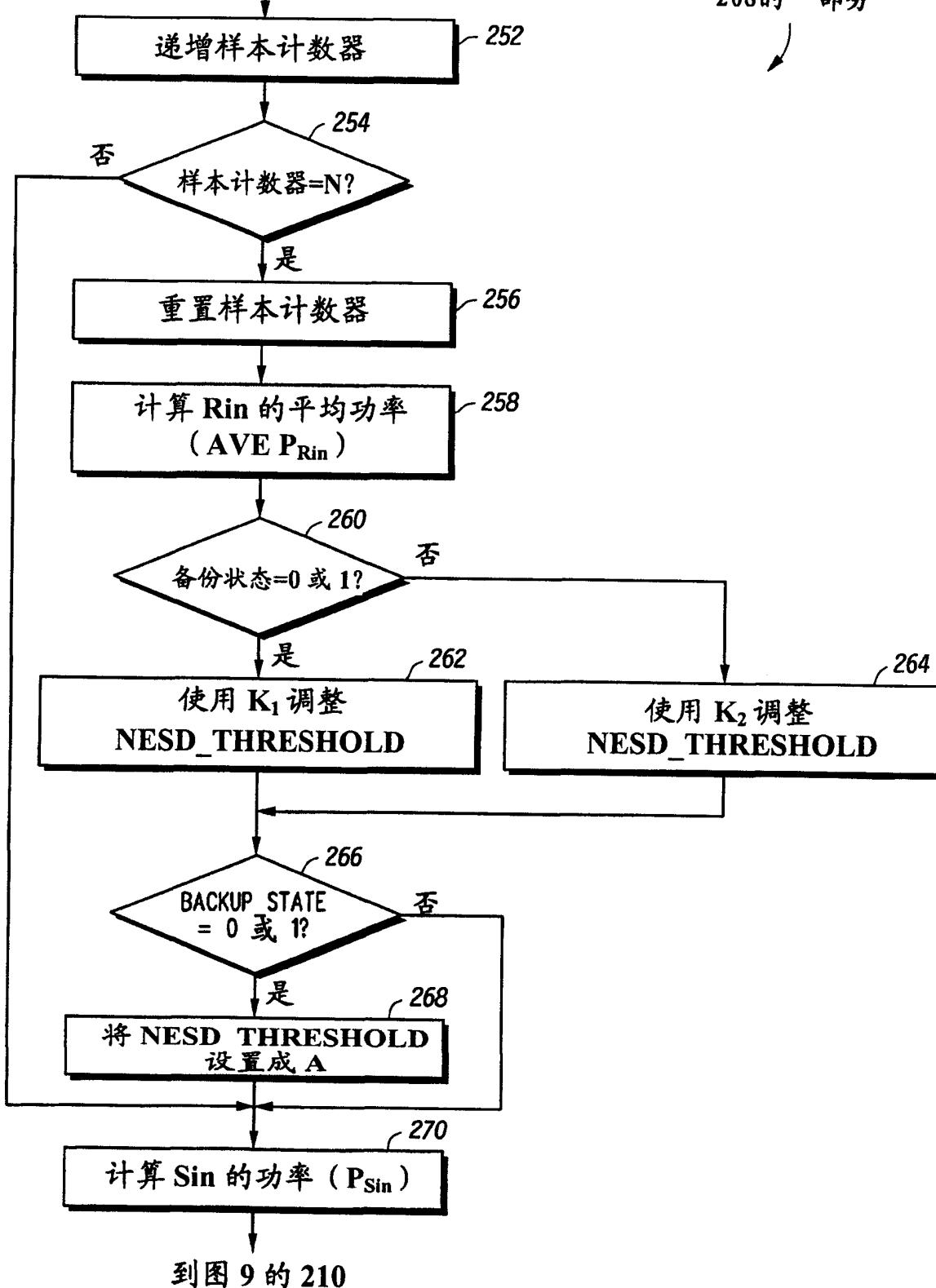
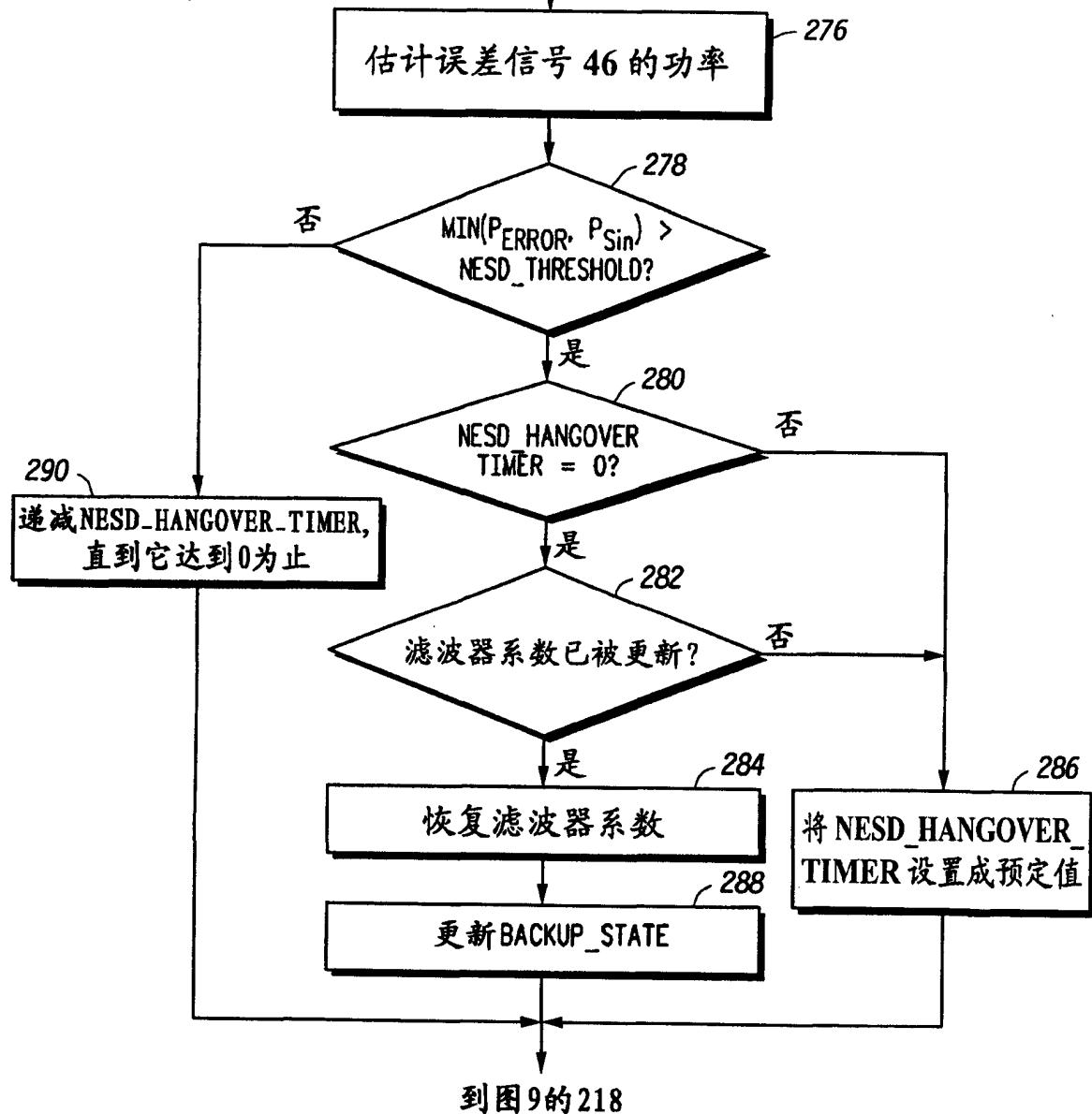
图9的206和
208的一部分

图11

图9的214和216的一部分 接图9的212



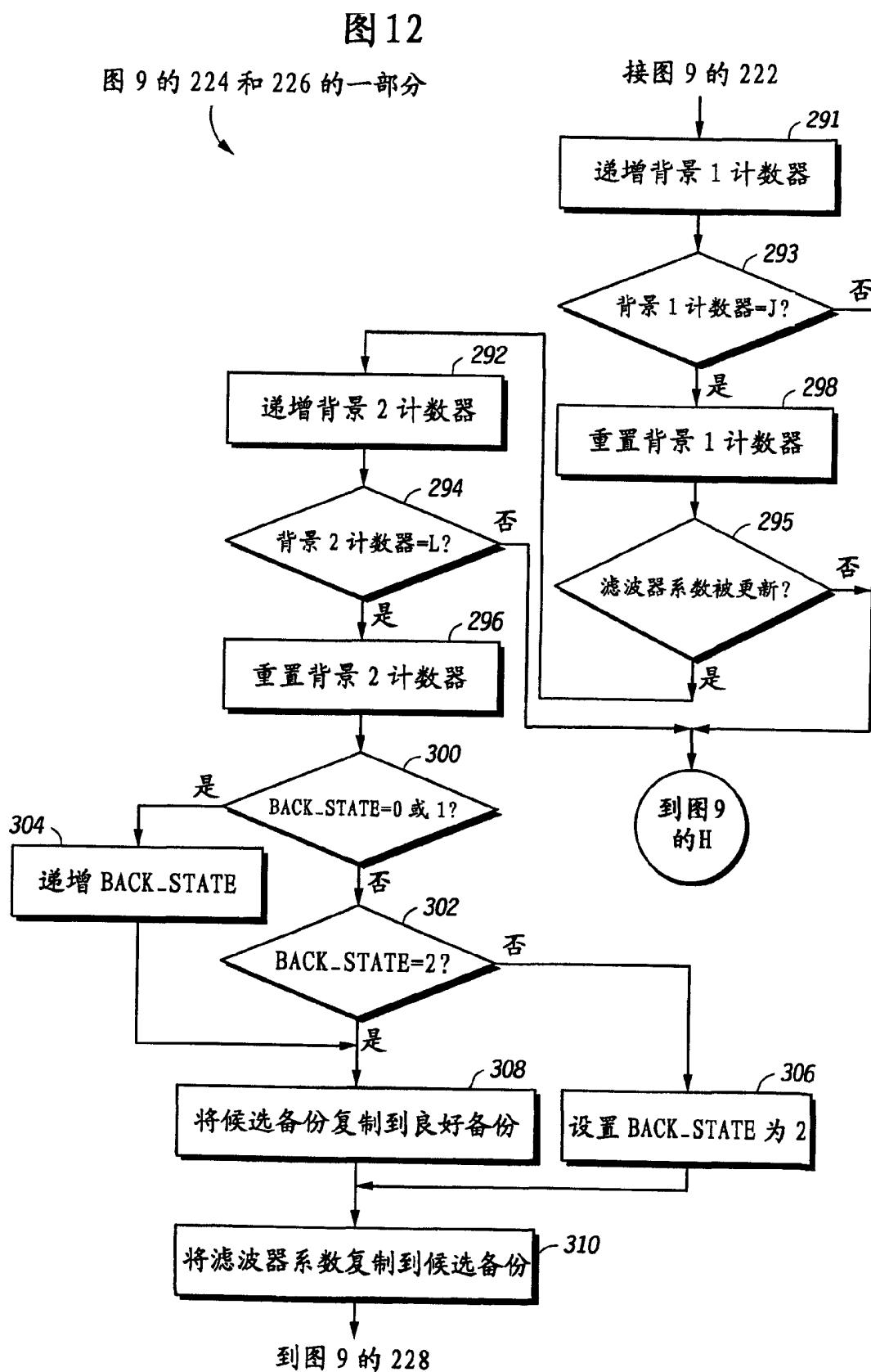
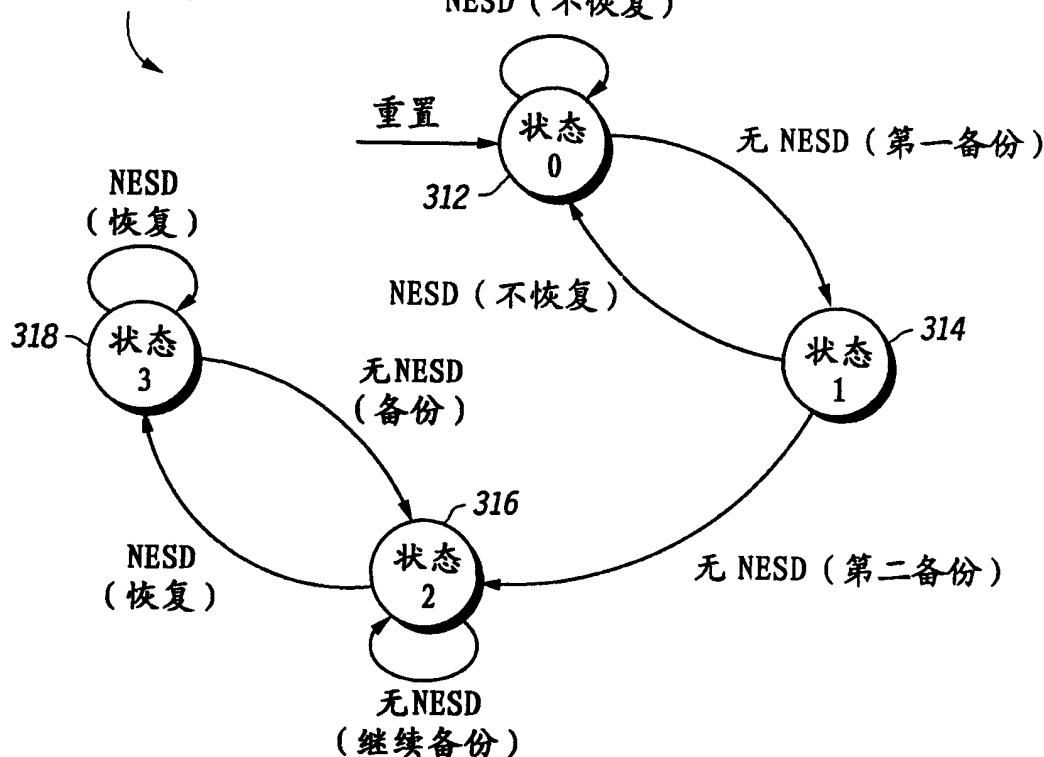


图9的216和
226的一部分



NESD : 近端信号检测

状态 0: 候选备份不存在, 良好备份不存在

状态 1: 候选备份存在, 良好备份不存在

状态 2: 候选备份存在, 良好备份存在

状态 3: 候选备份不存在, 良好备份存在

图14

图9的218的一部分

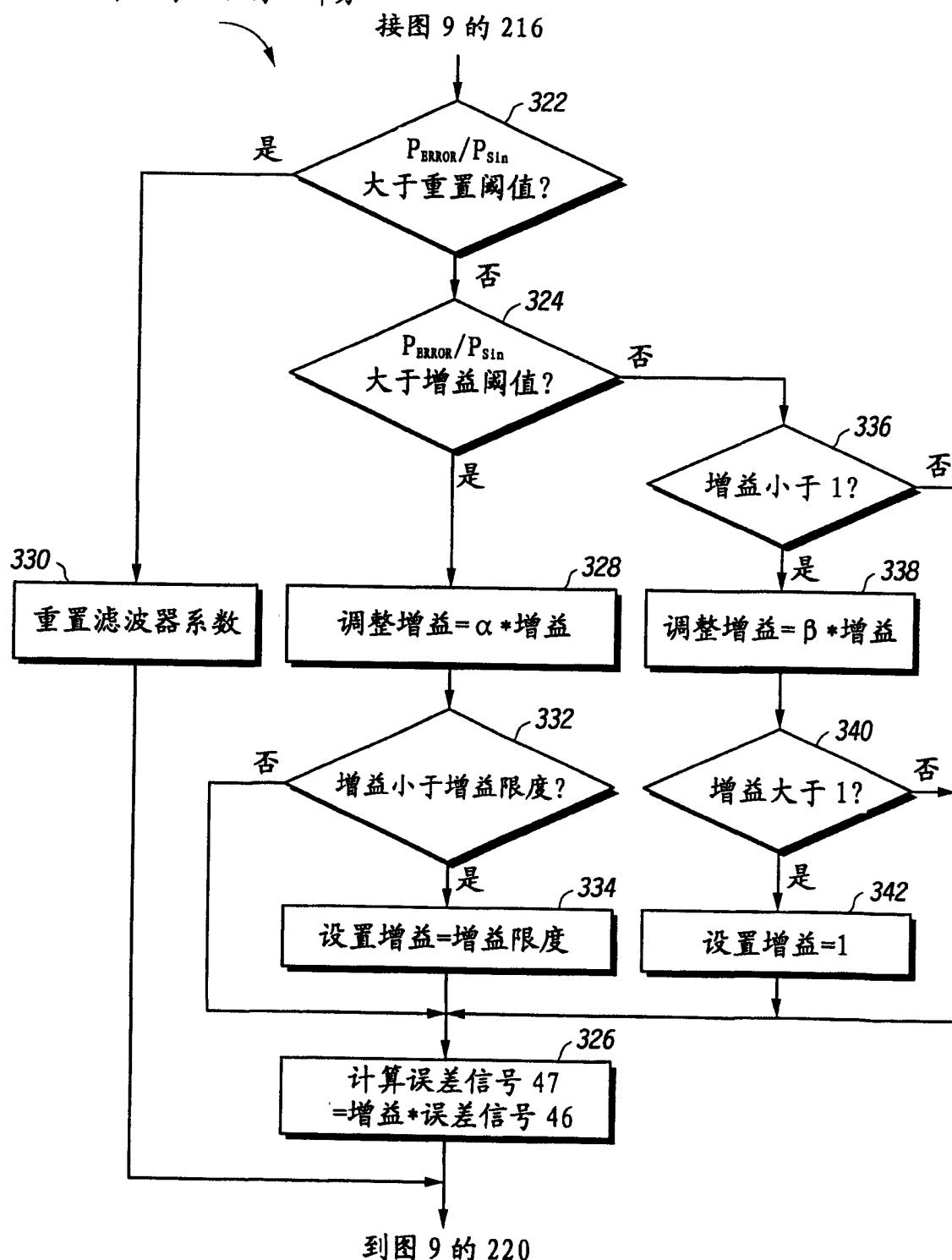
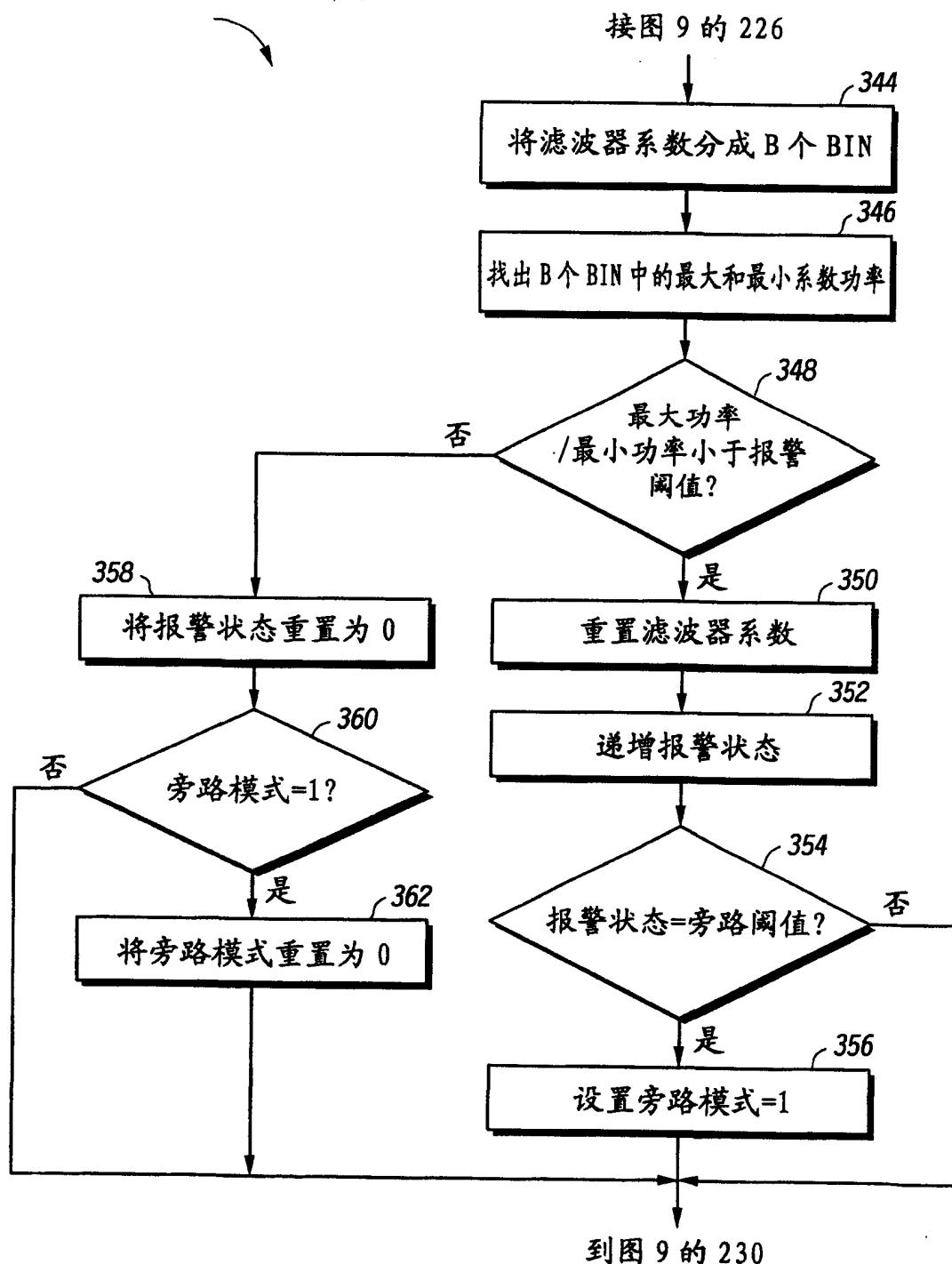


图15

图9的228的一部分



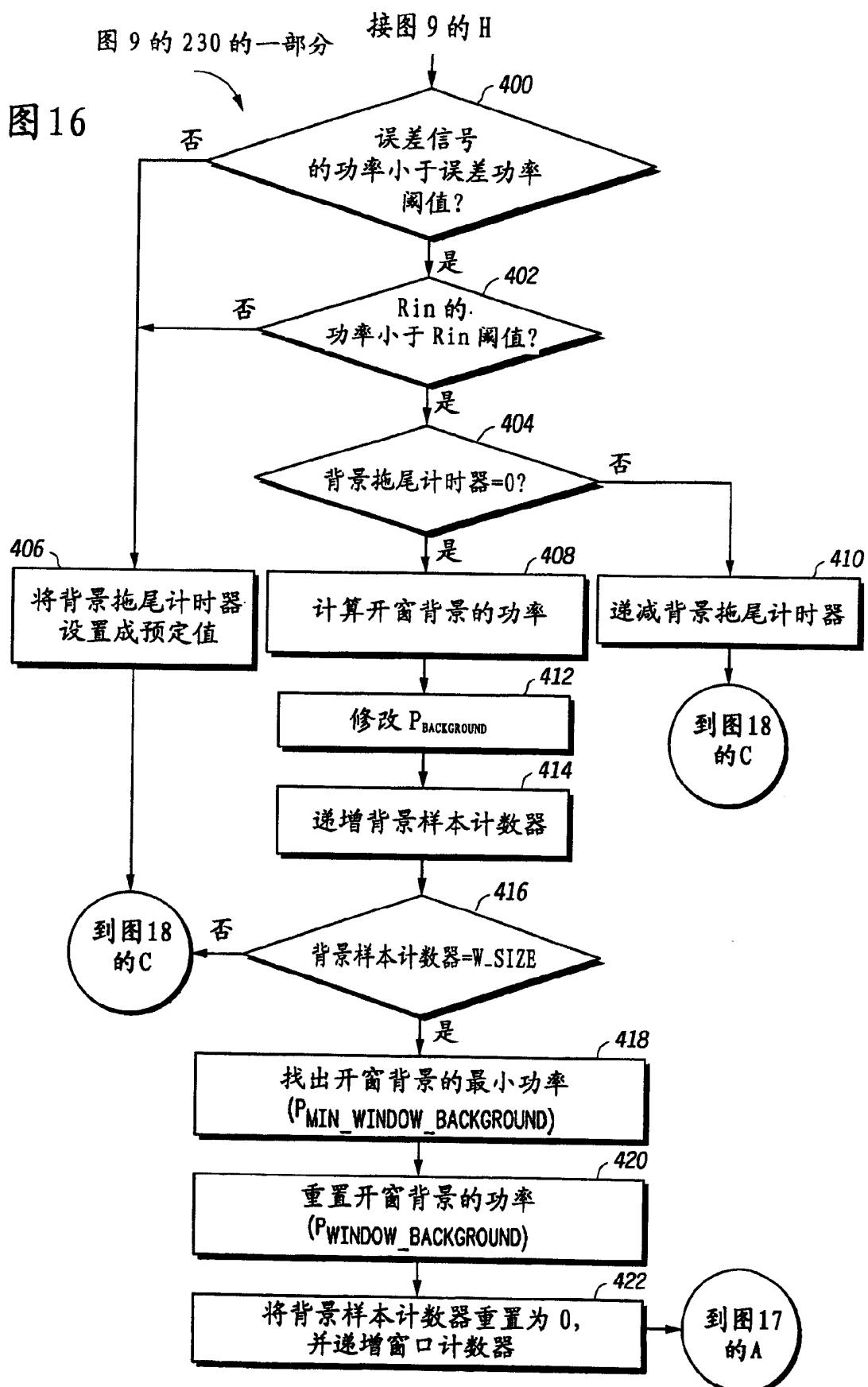


图 9 的 230 的一部分

图 17

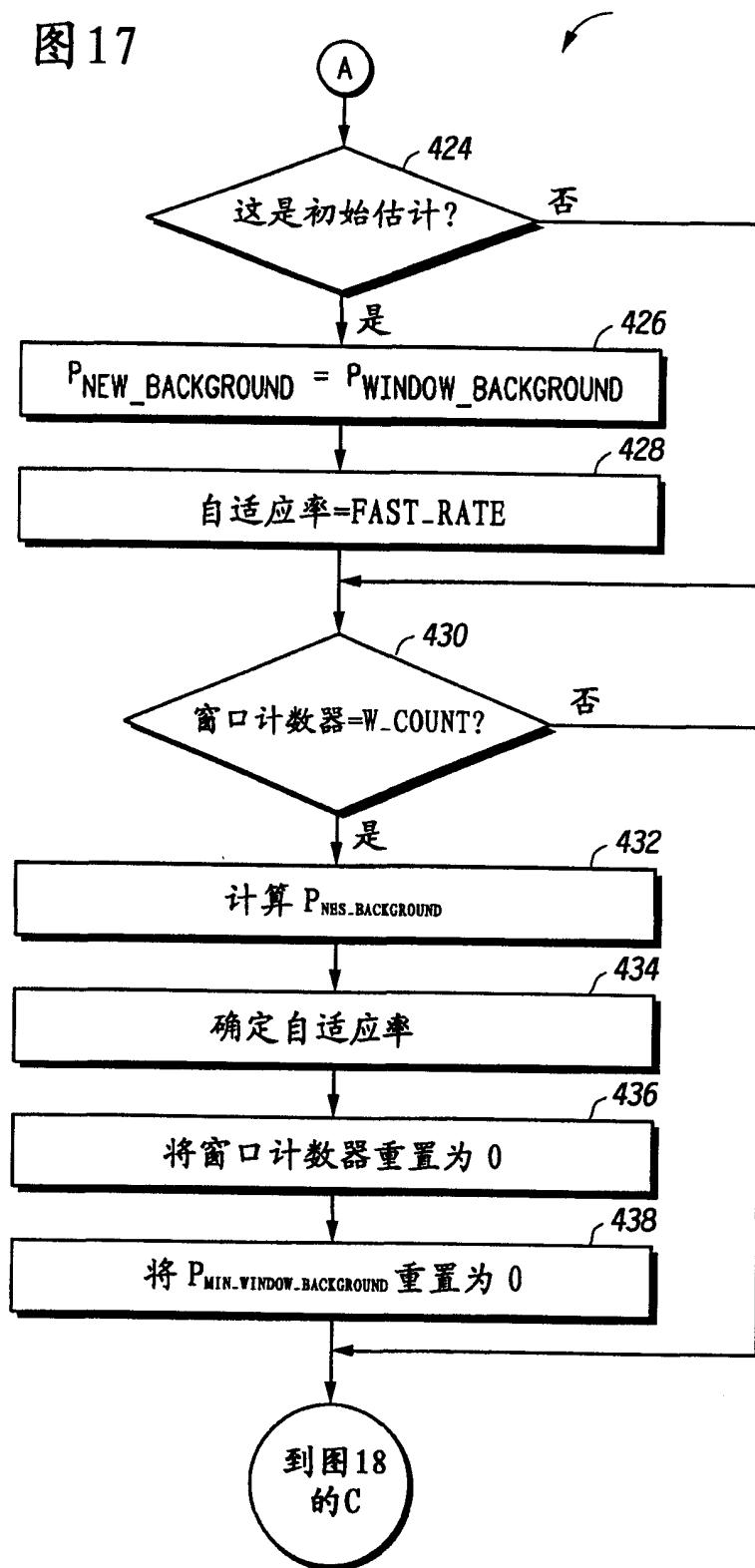


图18

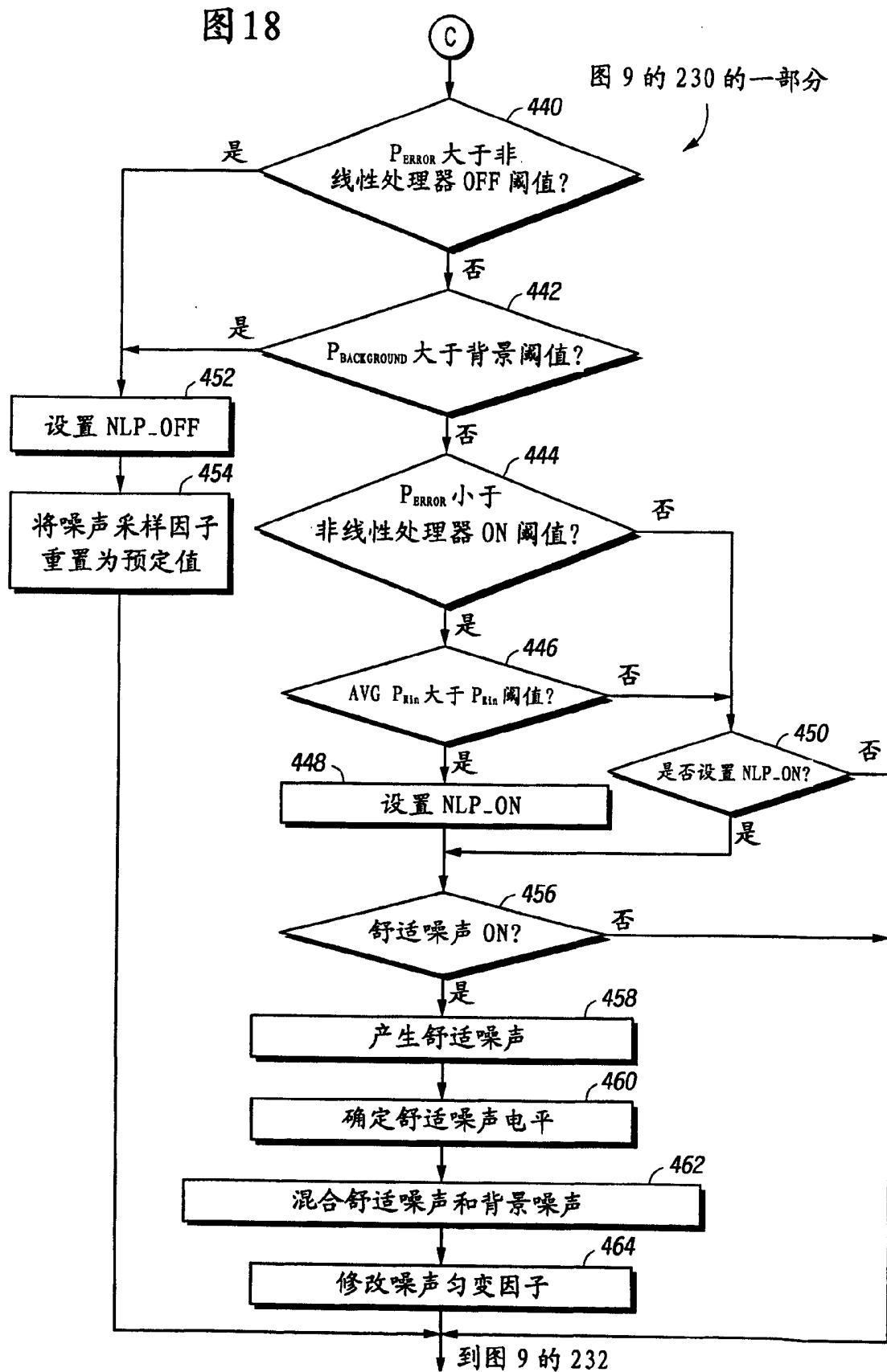
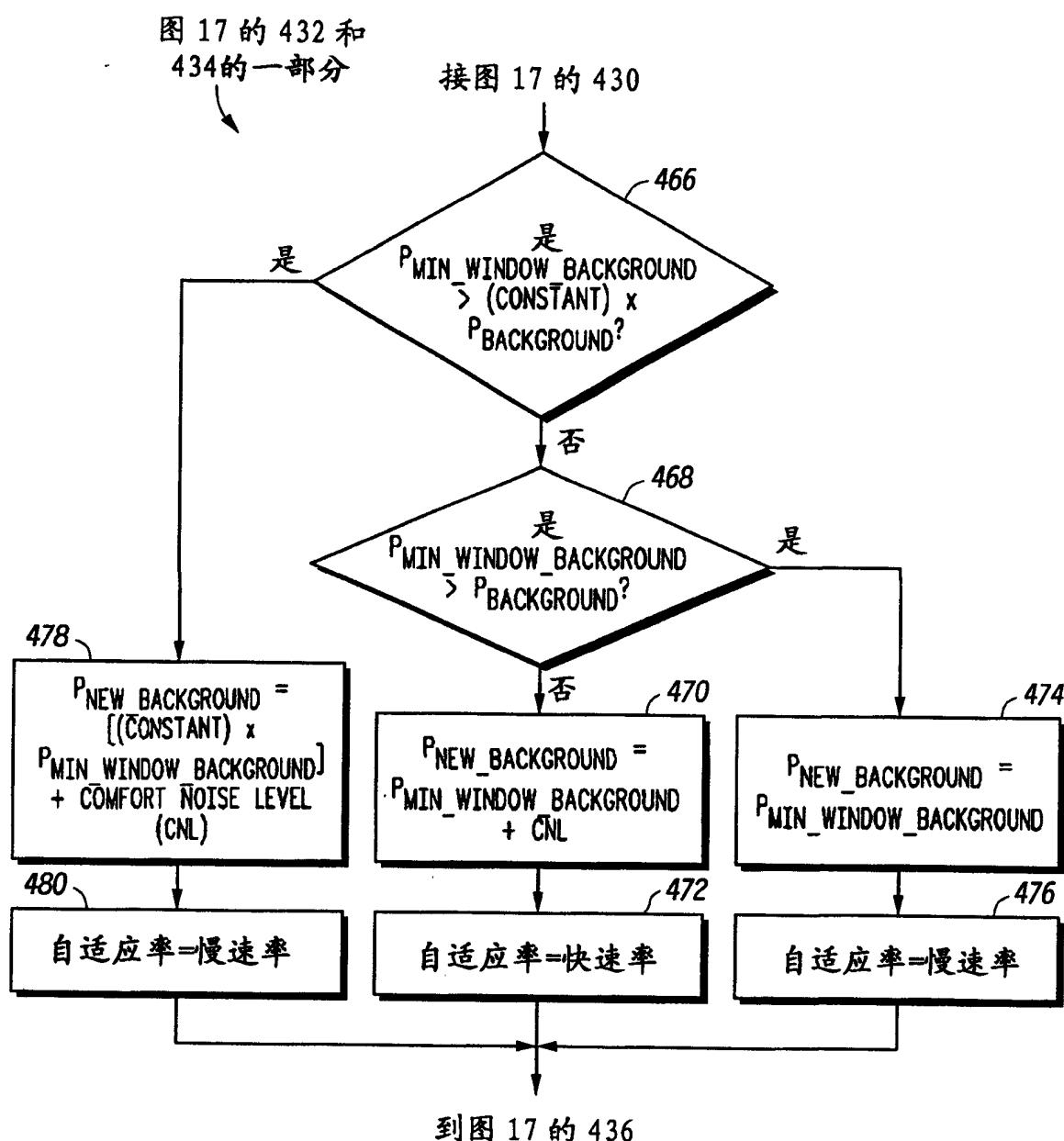


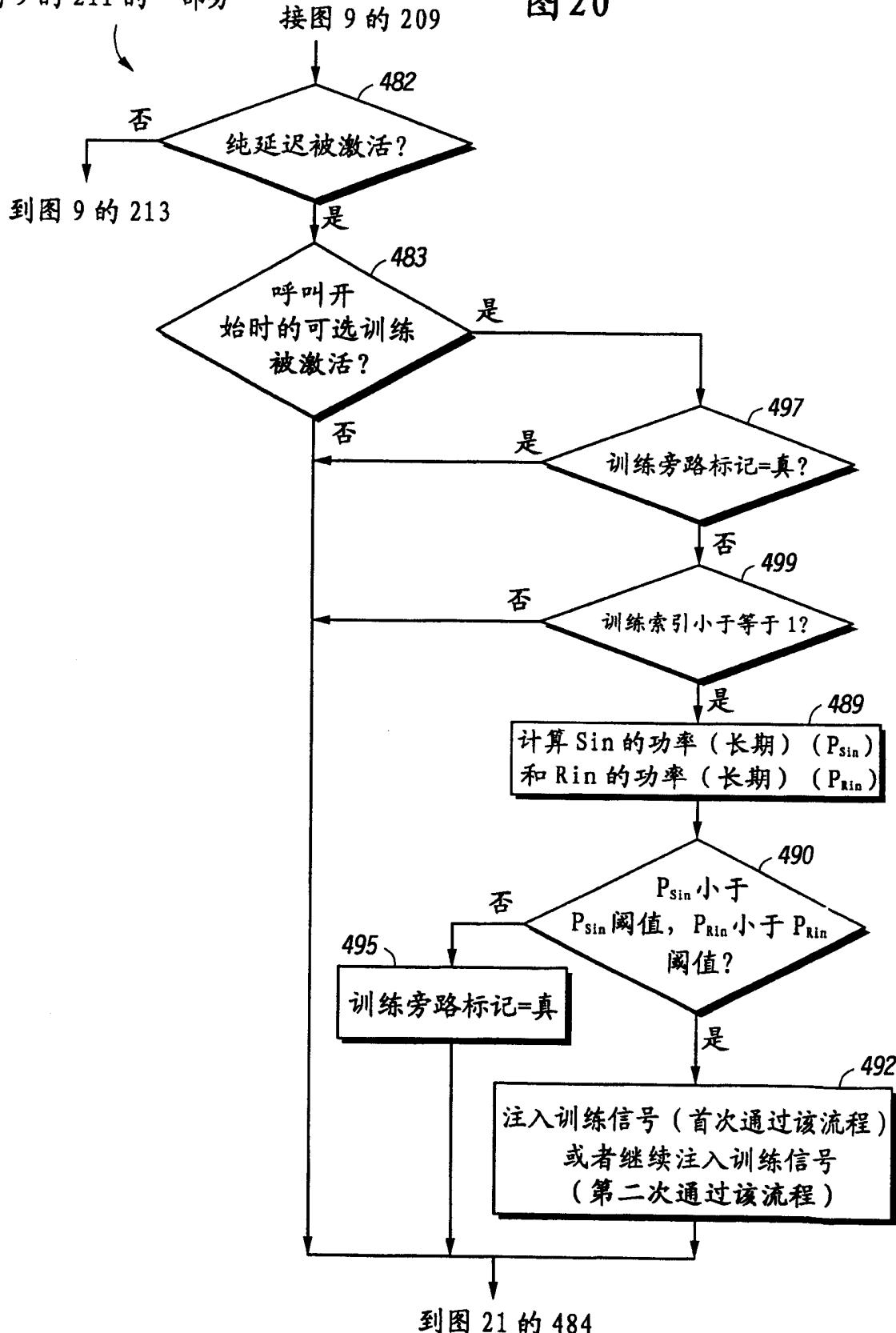
图 19



到图 17 的 436

图 9 的 211 的一部分

图 20



接图 20 的 483、497,
499, 495 或 492

图 21

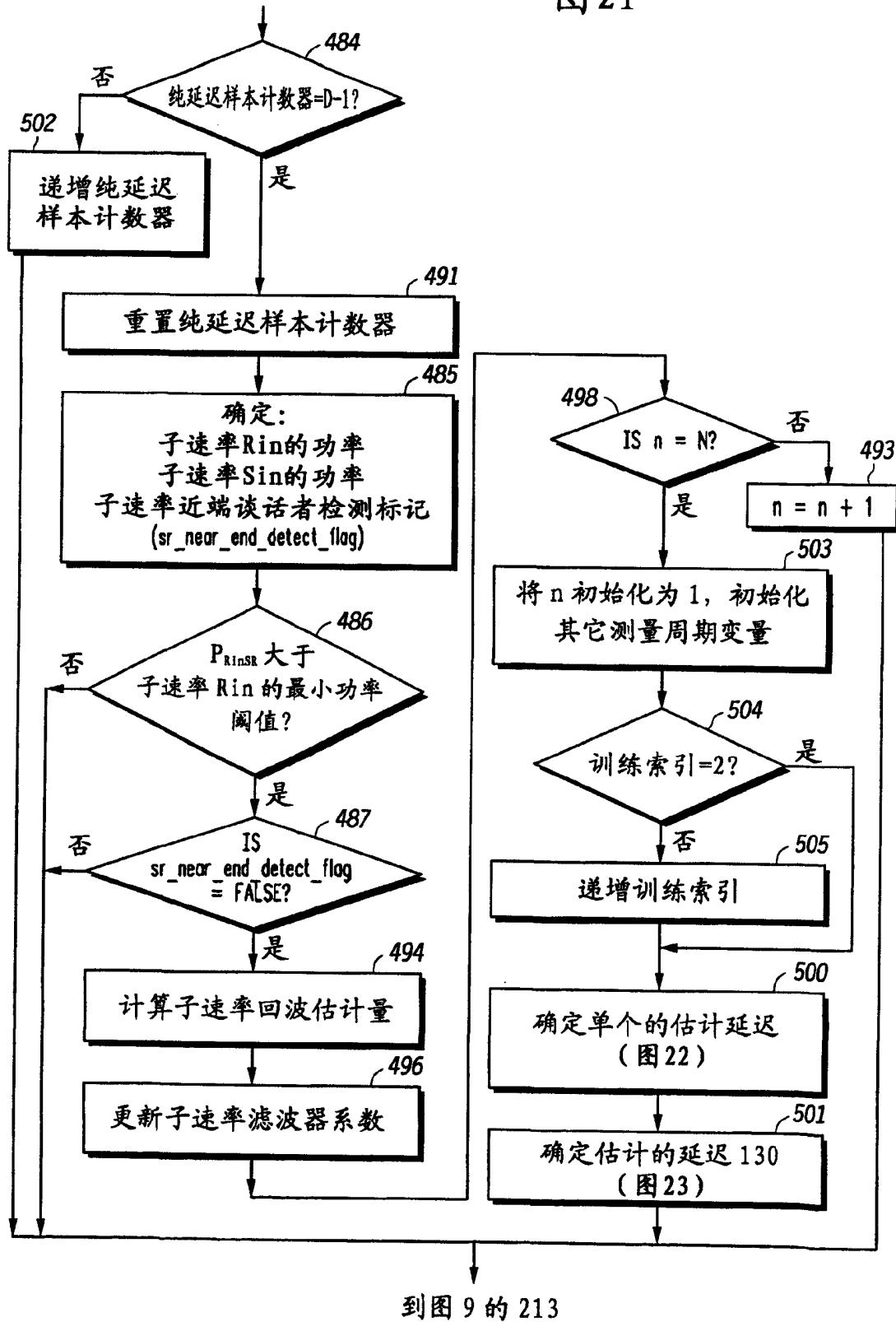


图 22

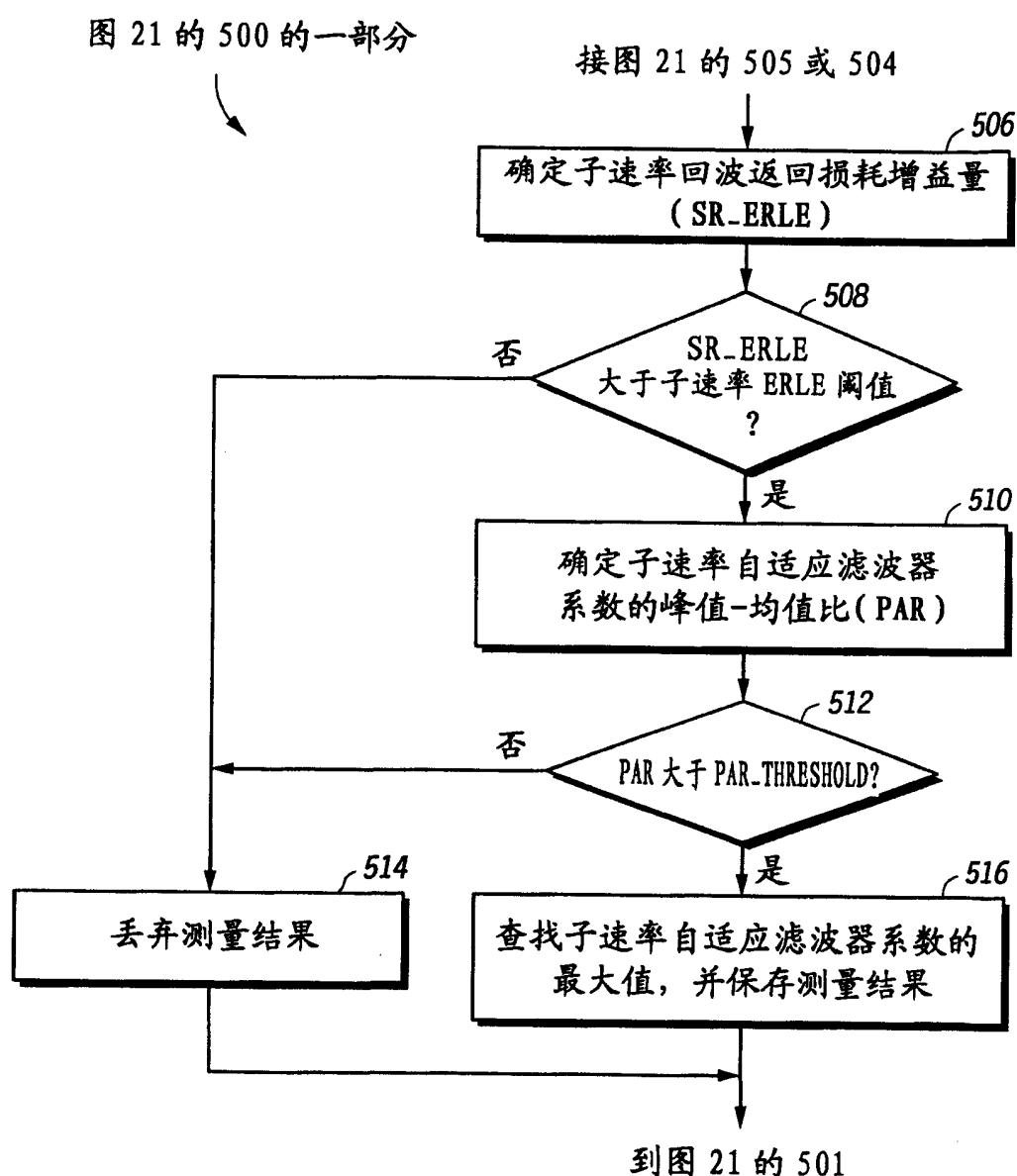


图 23 接图 21 的 500

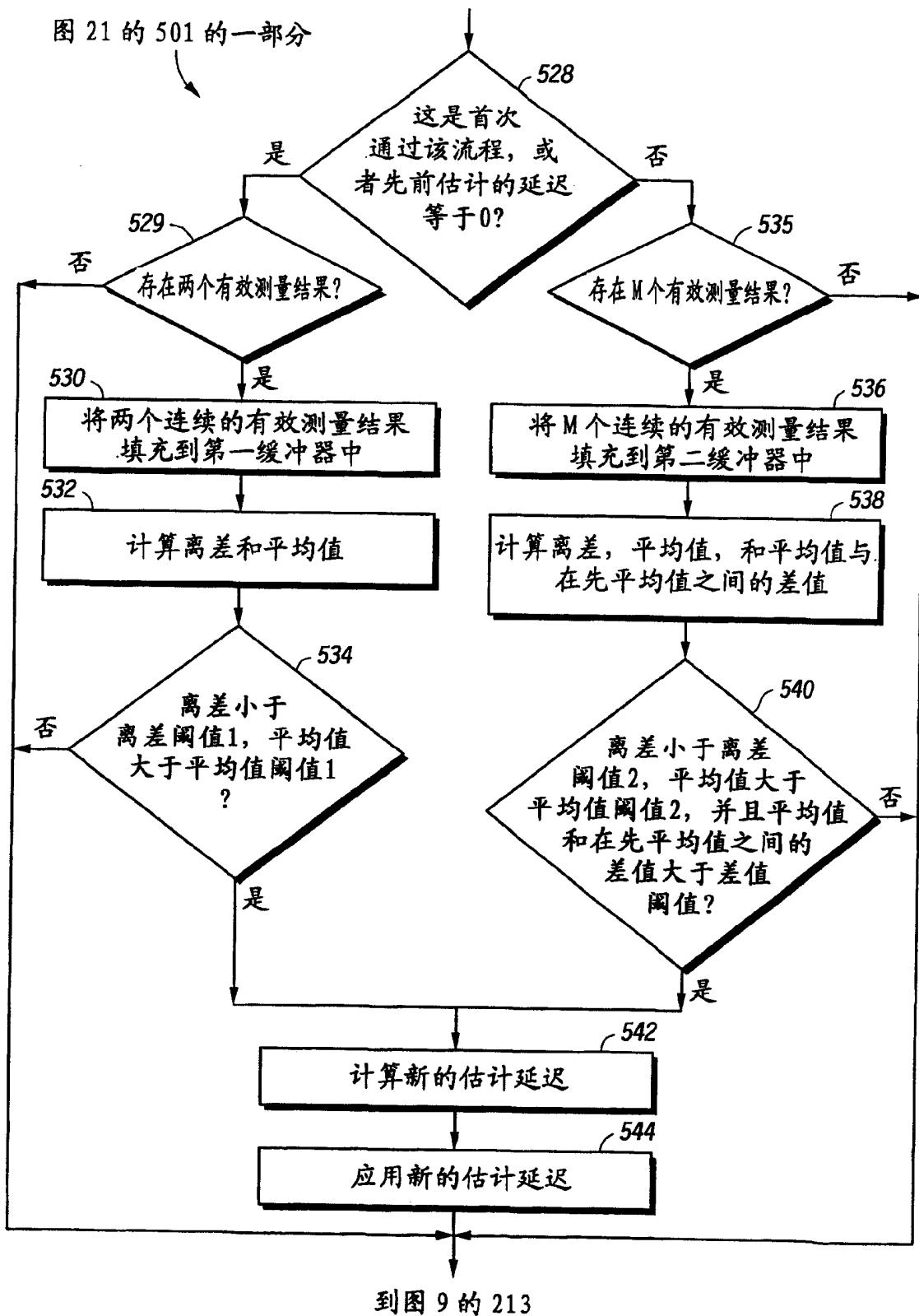


图24

图9的211的一部分

接图9的209

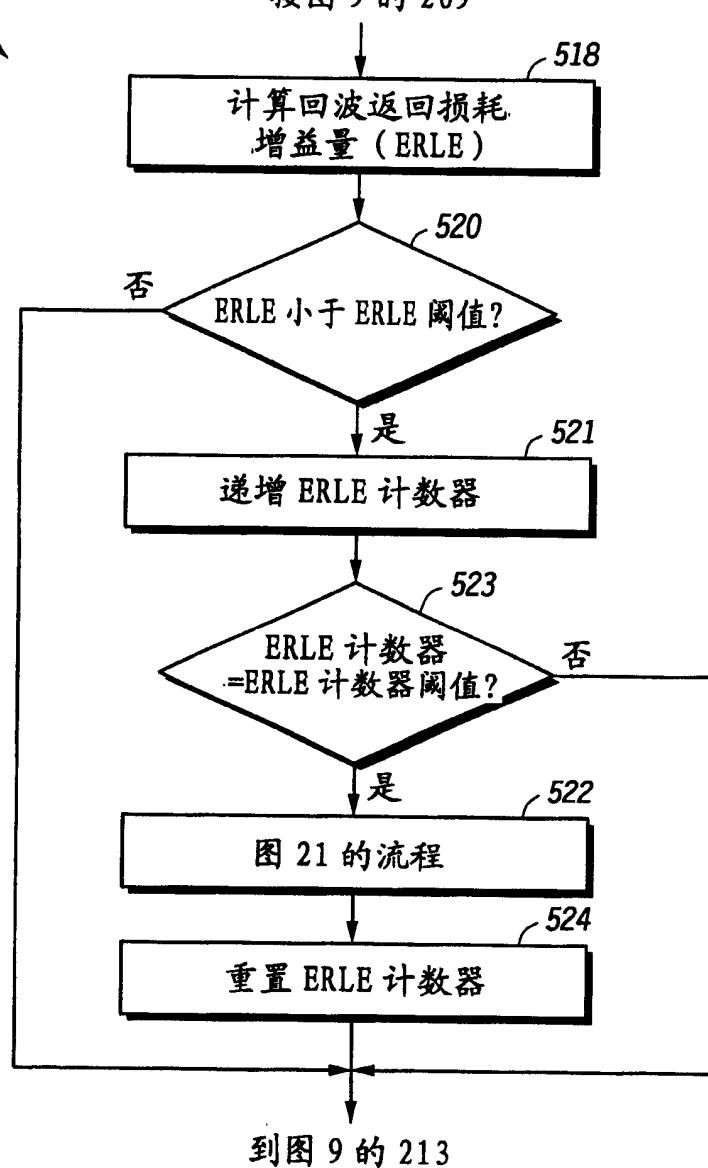


图 25

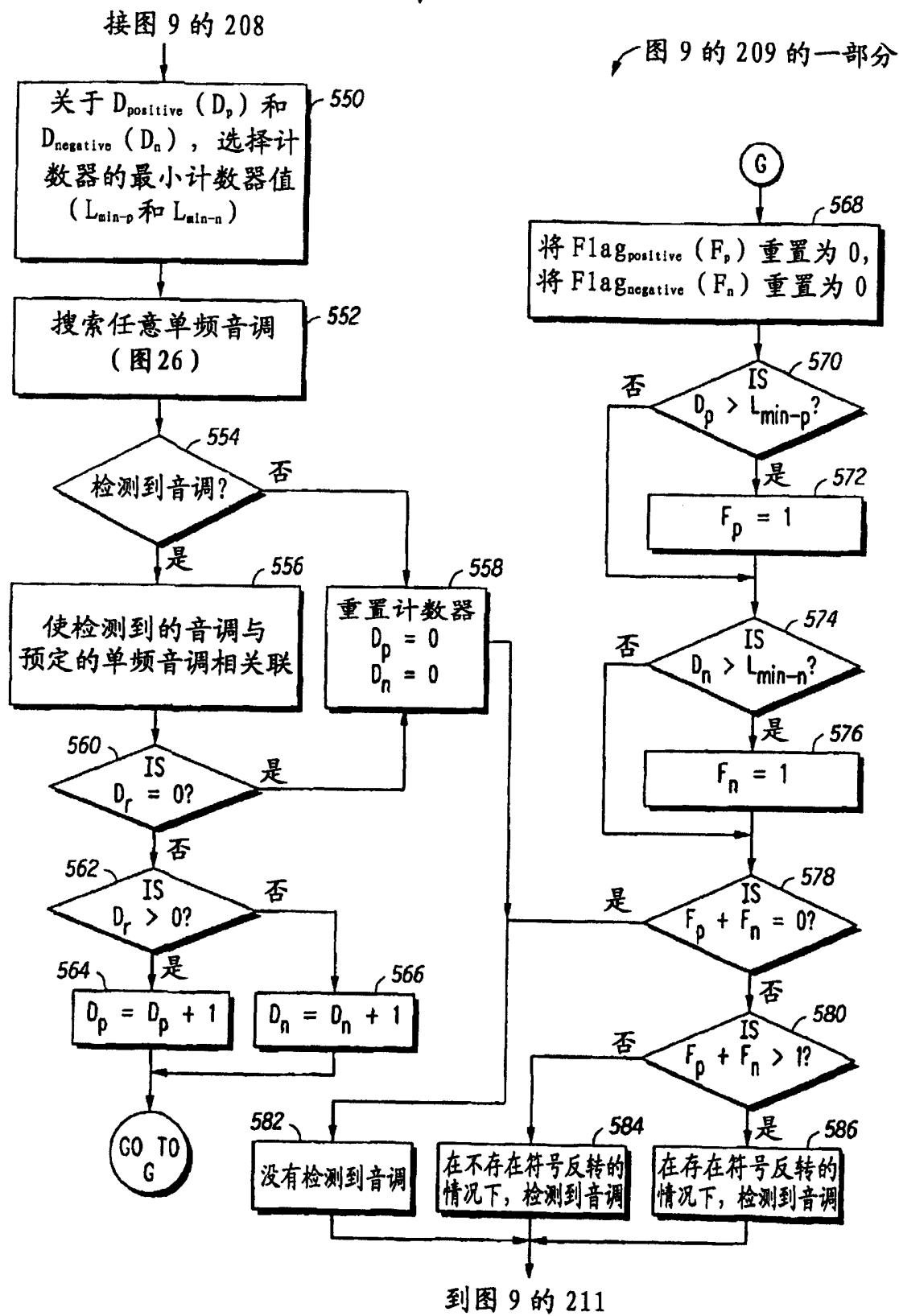


图 26

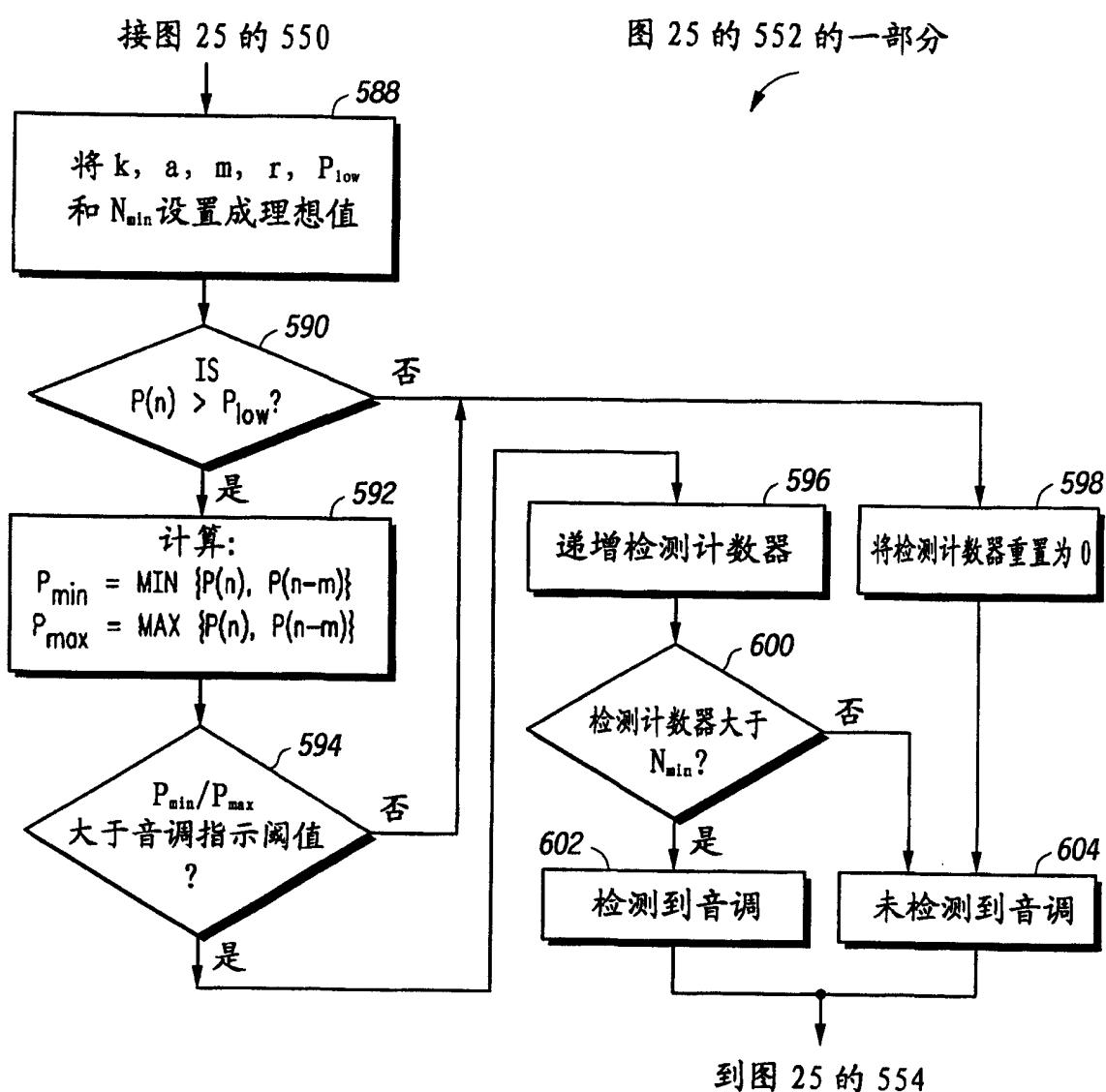
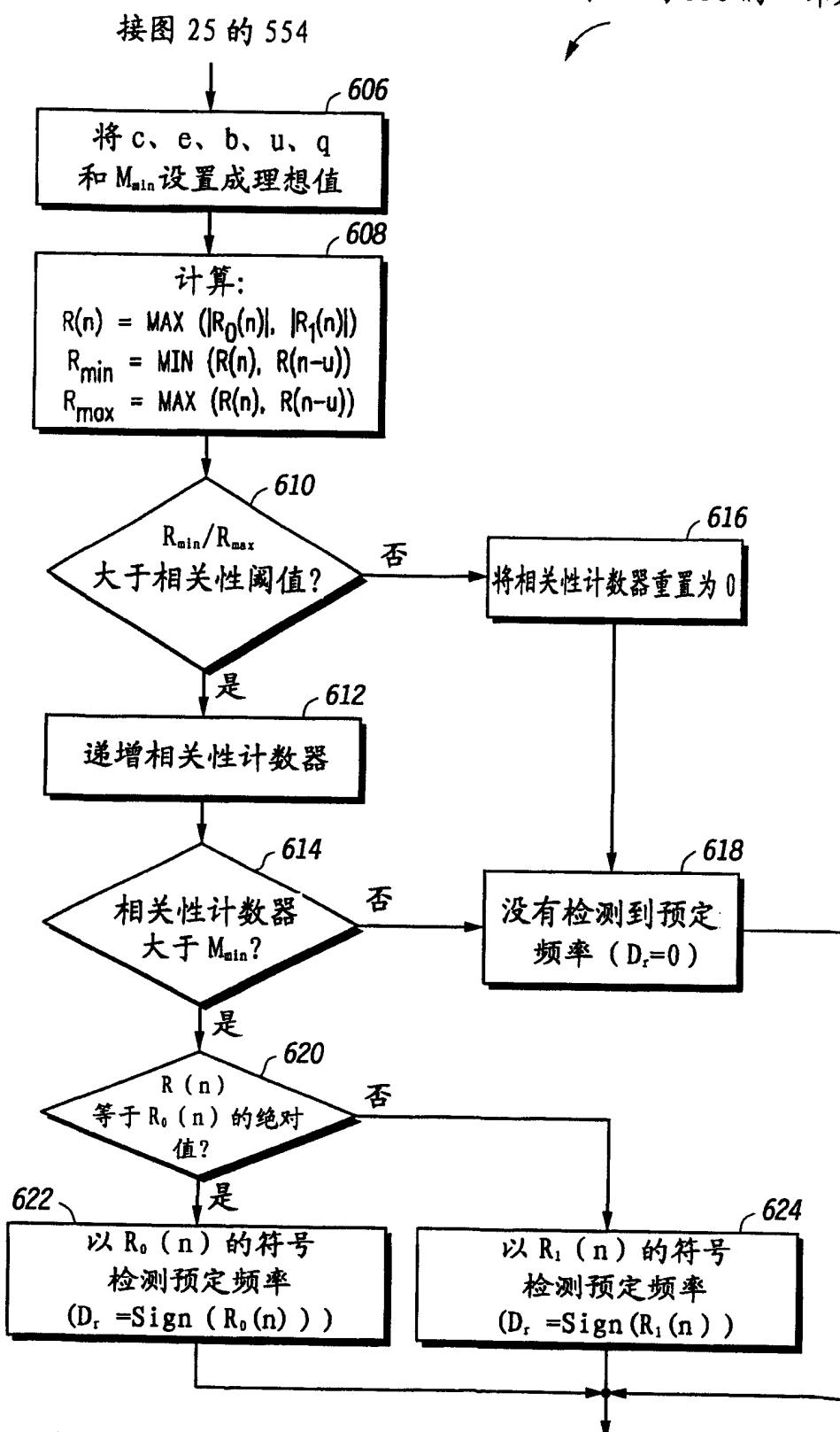


图 27

图 25 的 556 的一部分



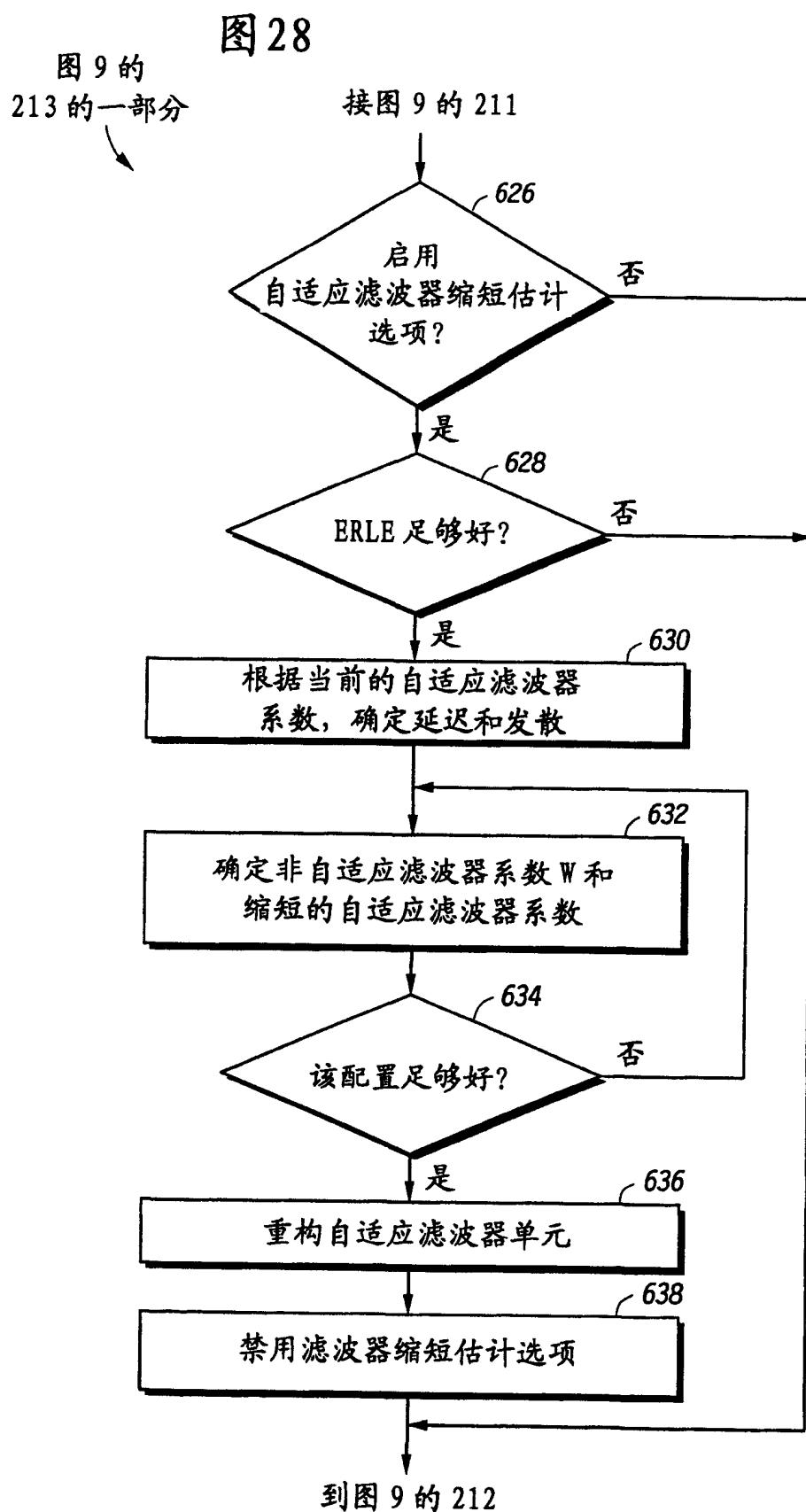


图 28 的
630 的一部分

图 29

接图 28 的 628

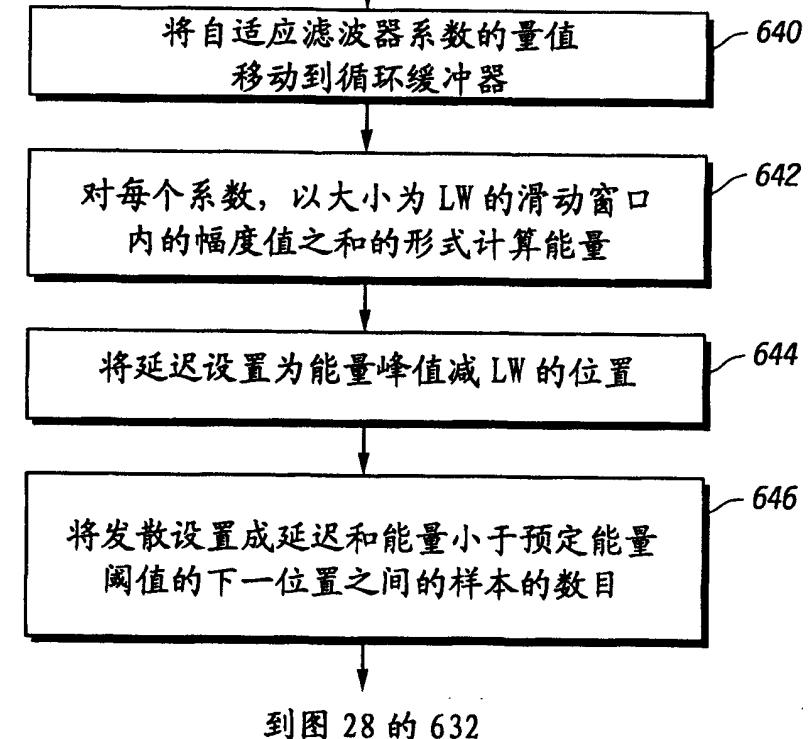
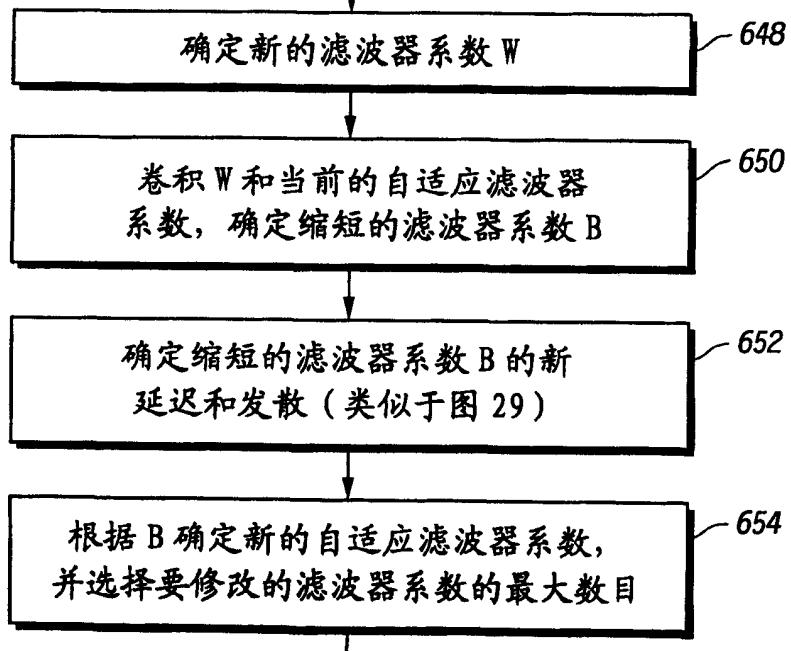


图 28 的
632 的一部分

图 30

接图 28 的 630



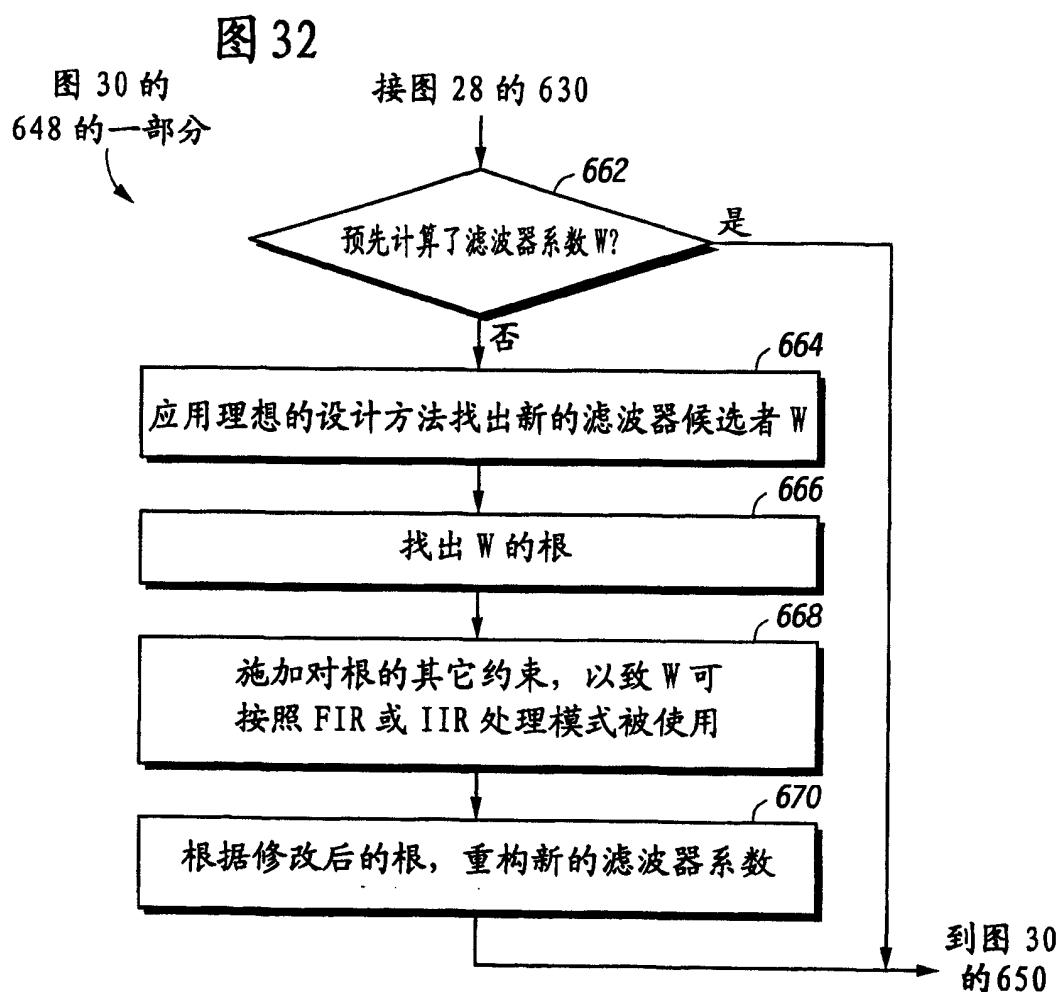
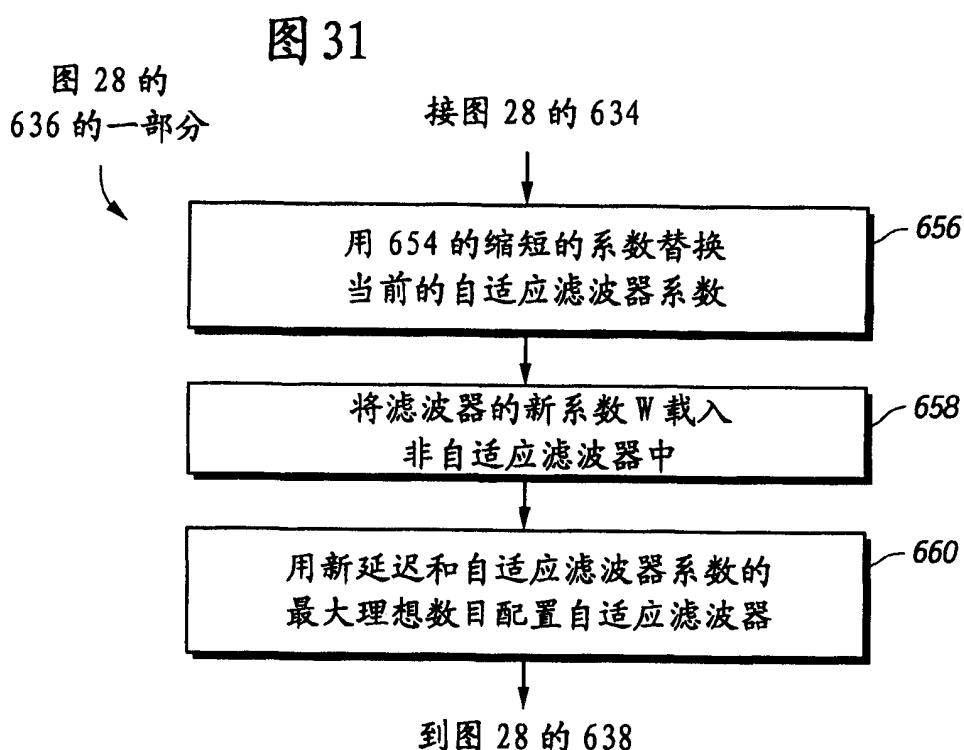


图 33

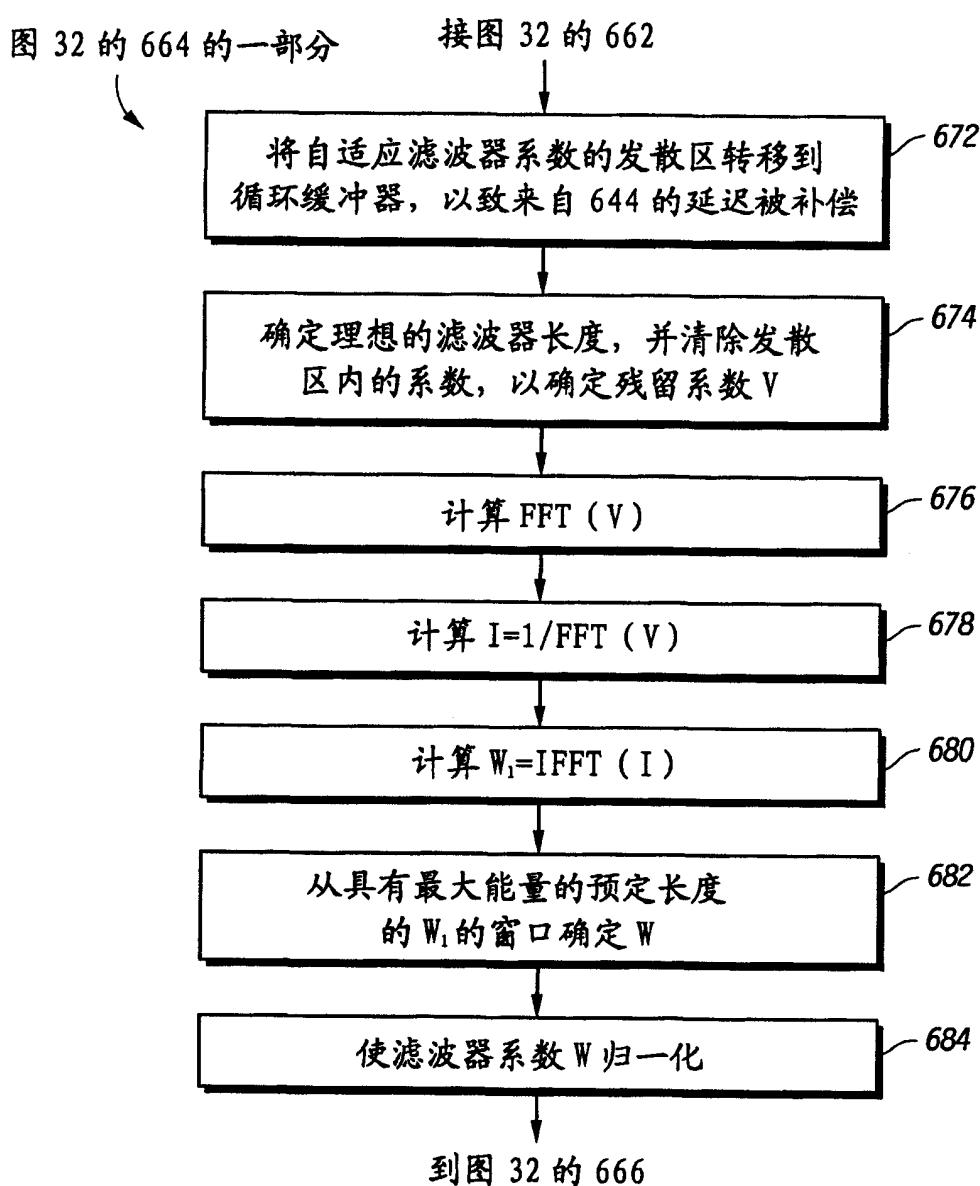


图 34

图 32 的 664 的一部分

接图 32 的 662

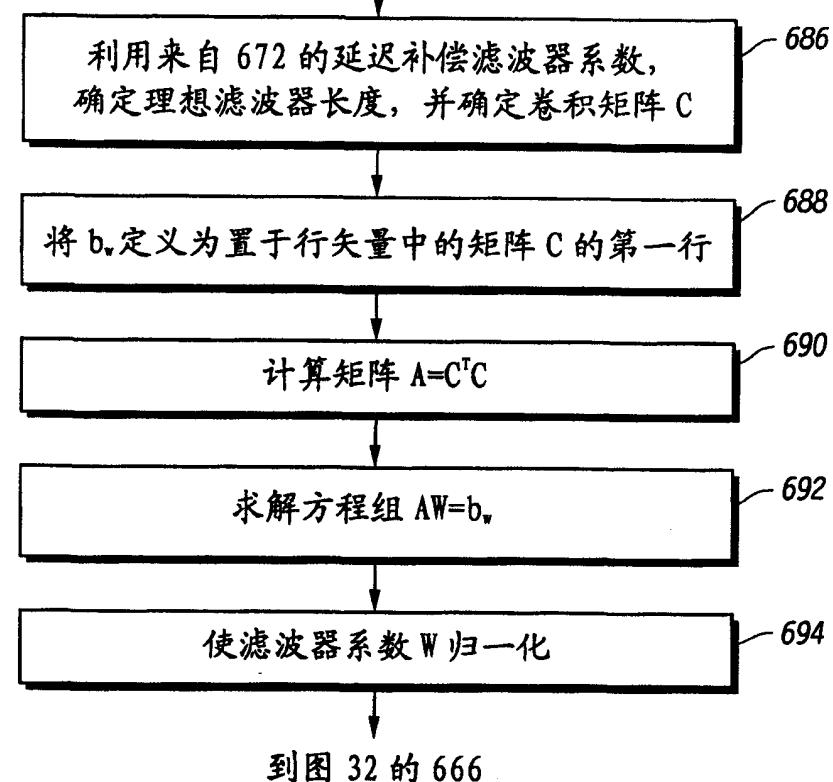


图 35

图 32 的 664 的一部分

接图 32 的 662

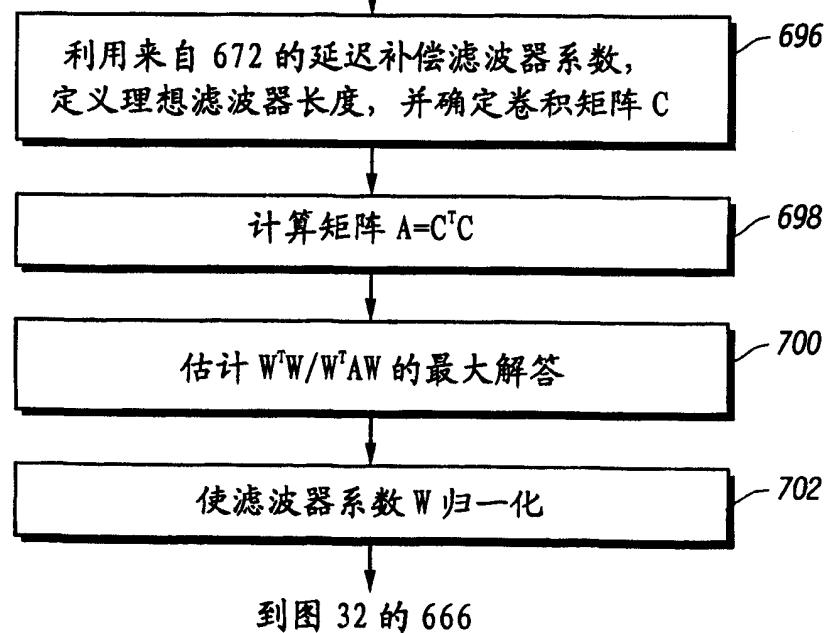


图 36

已知道道脉冲响应
估计的训练集，
离线设计 W 的方法

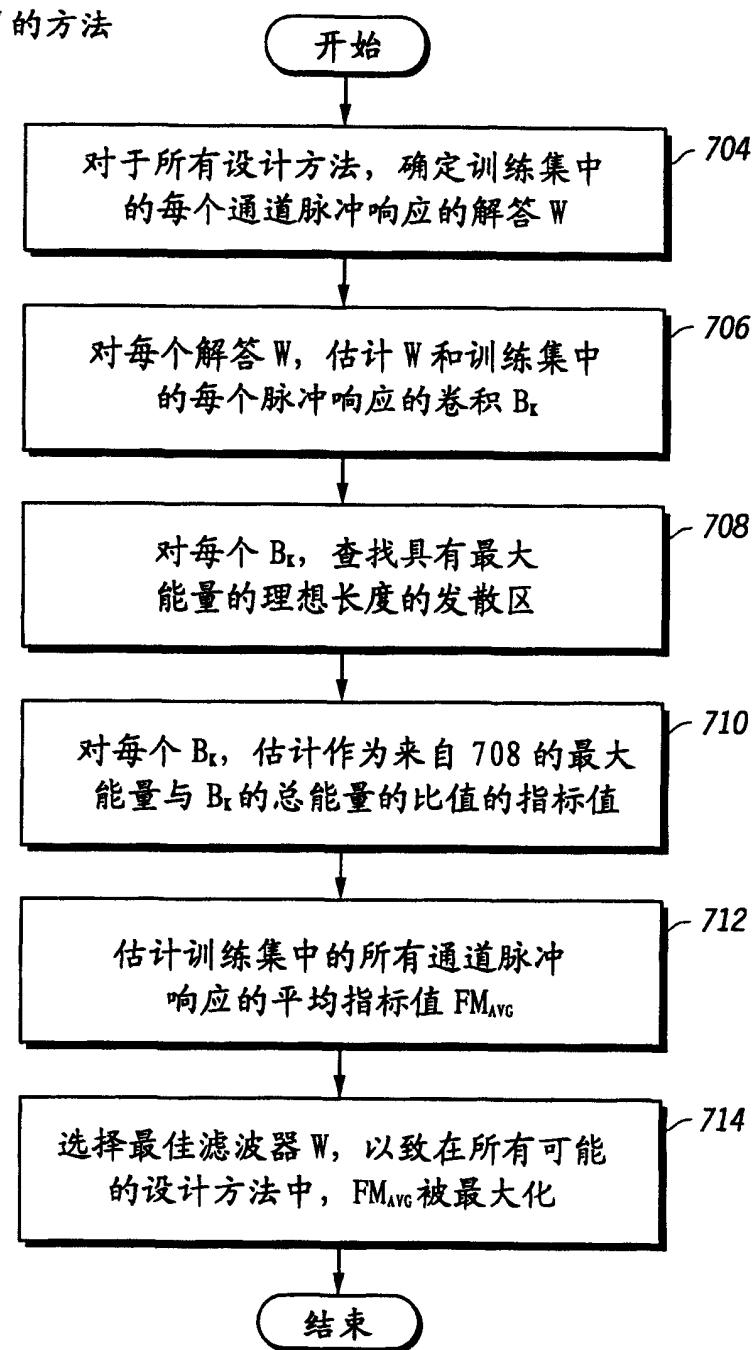


图 37

h: 混合电路脉冲响应

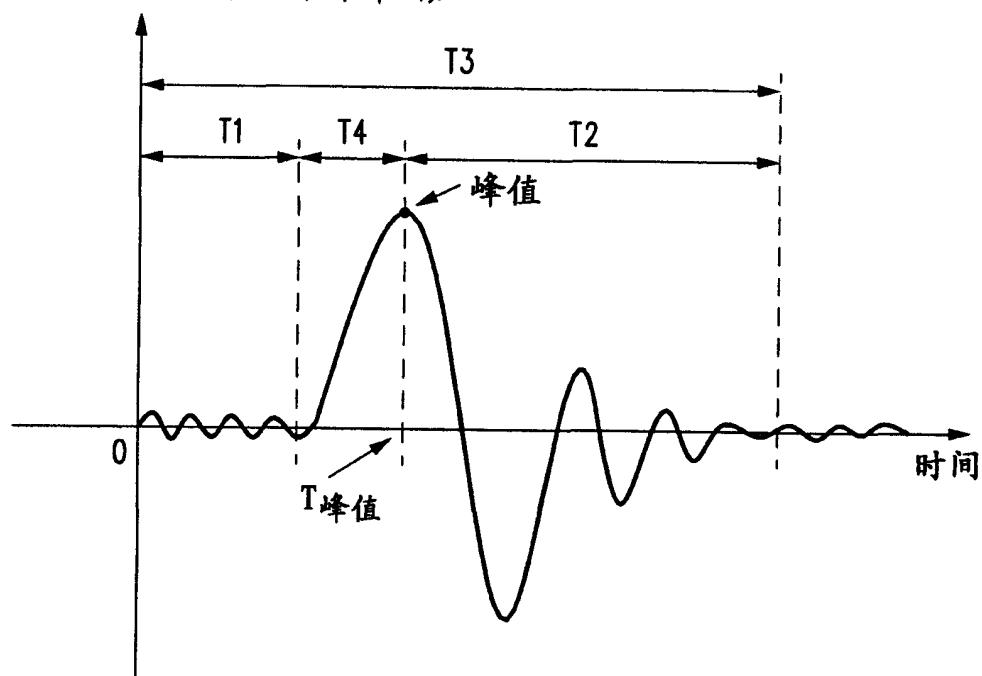


图 38

g: 延迟补偿的混合电路脉冲响应

