[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04B 3/20
H04M 9/08
//H04B7/015

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97195672.3

[45] 授权公告日 2004 年 10 月 27 日

[11] 授权公告号 CN 1173487C

[22] 申请日 1997.6.18 [21] 申请号 97195672.3
[30] 优先权
[32] 1996.6.19 [33] FI [31] 962562
[86] 国际申请 PCT/FI1997/000390 1997.6.18
[87] 国际公布 WO1997/049196 英 1997.12.24
[85] 进入国家阶段日期 1998.12.18
[71] 专利权人 诺基亚电信公司
地址 芬兰埃斯波
[72] 发明人 奥利·克拉
审查员 李 明

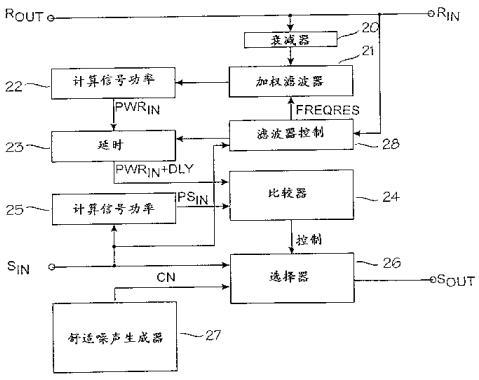
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 张 维

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 8 页

[54] 发明名称 回波消除器中的回波抑制器和非线性处理器

[57] 摘要

本发明涉及一种消除回声的回波抑制器，所述回波抑制器包括确定远端和近端信号的属性的装置，根据所述远端和近端的属性，允许或禁止发送近端信号到远端的装置，所述回波抑制器还包括在确定所述属性之前，通过对回声传递函数的振幅响应效应进行建模来处理远端信号频谱的装置，所述处理远端信号频谱的装置包括一个加权滤波器，其频域的振幅响应基本上对应于所述回声传递函数的振幅响应。这样，因为可以衰减远端语音的高能量元音，而这些高能量元音通常导致回波抑制器削波近端语音的低能量元音，所以改进了双重谈话强弱度。



ISSN1008-4274

1. 一种消除回声的回波抑制器，所述回波抑制器包括

确定远端和近端信号的属性的装置，

根据所述远端和近端的属性，允许或禁止发送近端信号到远端的装置，

其特征在于，所述回波抑制器还包括

在确定所述属性之前，通过对回声传递函数的振幅响应效应进行建模来处理远端信号频谱的装置，

所述处理远端信号频谱的装置包括一个加权滤波器，其频域的振幅响应基本上对应于所述回声传递函数的振幅响应。

2. 根据权利要求 1 的回波抑制器，其特征在于，所述允许或禁止发送近端信号到远端的装置包括

选择近端信号或噪声信号作为将被传送到远端的信号的选择器，

根据远端和近端信号的功率电平控制所述选择器的控制装置。

3. 根据权利要求 2 的回波抑制器，其特征在于，所述回波抑制器包括生成噪声信号的噪声生成器。

4. 根据权利要求 1 的回波抑制器，其特征在于，所述加权滤波器是固定的或自适应的。

5. 根据权利要求 1 的回波抑制器，其特征在于，所述加权滤波器是高通、带通或加权频带分割滤波器。

6. 根据权利要求 1 的回波抑制器，其特征在于，所述回波抑制器包括一个在所述控制装置和所述确定远端信号功率电平的装置之间的延时部件，所述延时部件的时延基本上等于回波路径的时延。

7. 根据权利要求 1 的回波抑制器，其特征在于，所述近端信号包含所述近端提供的回波消除器的残余回波。

8. 一种非线性处理器，所述非线性处理器位于通信网络的网络单元中，并且包括

通过传输信道从位于近端用户终端的回波抑制器接收近端信号，

确定远端和近端信号功率电平的装置，

按照所述远端和近端信号的信号功率电平，激活或去激活所述非线性处理器的装置，

一个加权滤波器，其频域的振幅响应基本上对应于所述回声传递函数的振幅响应，用于在确定所述信号功率电平之前，通过对残余回波的回声传递函数的振幅响应效应进行建模来处理远端信号频谱的装置，

其中所述近端信号功率电平是所述回波消除器的残余回波的功率电平。

回波消除器中的回波抑制器和非线性处理器

技术领域

本发明涉及 4 线输出传输网络中回波消除器的回波抑制器和非线性处理器。

背景技术

在双向数据传输网络中，例如电话网，因为特定网元反射谈话方的话音，所以回波发生在端对端连接中。如果端对端连接中存在时延，则这种回波会形成干扰。前述时延通常是传播时延或数字信号处理引起的时延。

回波分为两类：耳机和麦克风之间的回声，连接的传输和接收方向上传输系统所引起的电回波。

产生电回波的一个主要原因是固定网的终端交换机或远端用户级中的混合电路（2 线－4 线转换器）。出于经济原因，固定网的用户线通常是 2 线线路，而交换机间的连接是 4 线连接。

在本申请中，传输连接中谈话方自身话音以回波形式返回的那一端被称为远端，而连接中反射回波的那一端称为近端。

回波消除器或回波抑制器通常用于排除回波所引起的问题。回波消除器是一种处理信号，例如语音信号的设备。它评估回波，并通过将回波评估从回波路径（近端）返回信号中减去来减少回波。在回波评估中，回波路径的脉冲响应通常由自适应滤波器建模。此外，非线性处理器（NLP）通常用于回波消除器，以消除自适应滤波所带来的残余回波。

回波抑制器基于提供给回波路径的信号和从回波路径返回的信号的功率电平的比较。如果从回波路径返回的信号的功率电平与提供给回波路径的信号的功率电平的比率低于预定比率，则断开从回波路径

返回的传输连接，从而不允许回波通过。否则，将其解释为近端语音或双重谈话（同时有近端语音和远端语音），在这种情况下连接当然不可以释放。回波消除器中用于消除残余回波的非线性处理器（NLP）或中心削波器也是特定类型的回波抑制器。

目前，主要采用回波消除器消除回波，因为回波抑制器引起了下述问题。因为必须按照最差回波情况（通常是-6 dB）选择近端和远端的信号的基准比率，所以在双重谈话(double talk)期间，低电平近端语音不会通过回波抑制器。即使近端和远端平均语音电平相等，根据信号电平的比率，在双重谈话期间偶尔也会削波近端语音。另一个问题是双重谈话期间的回波。在双重谈话期间，近端语音通过回波抑制器，而加在近端语音上的远端语音回波也通过回波抑制器。在双重谈话期间，通过回波抑制器中衰减近端语音信号，甚至可能衰减远端信号来减少双重谈话的回波。但是，因为衰减会在语音强度上产生一个烦人的“抽吸”效应，所以衰减不能太大。

尽管回波消除器技术上好于回波抑制器，但是有些情况下采用回波抑制器较为理想。实际上，回波消除器的自适应滤波器应当以数字形式实现，这在纯模拟数据传输系统中，尤其在终端中过于昂贵。即使在数字数据传输系统中，自适应滤波器要求特定 ASIC 或信号处理器，其价格和电流消耗对例如便携式终端过高。

如果回波消除器的自适应滤波器不是足够有效，则在数据传输网络中，即不是在终端中使用回波抑制器较为理想。如果回波路径是非线性的，则自适应滤波器消除回波的能力有限，即返回回波的非线性失真率较差。非线性例如由较低传输速率的语音编码引起。语音编码可以用于固定和无线传输连接。

发明内容

本发明的目的是改进回波抑制器的双重谈话强弱度。

根据本发明的一个方面，提供了一种消除回声的回波抑制器，所述回波抑制器包括

确定远端和近端信号的属性的装置，

根据所述远端和近端的属性，允许或禁止发送近端信号到远端的装置，

其特征在于，所述回波抑制器还包括

在确定所述属性之前，通过对回声传递函数的振幅响应效应进行建模来处理远端信号频谱的装置，

所述处理远端信号频谱的装置包括一个加权滤波器，其频域的振幅响应基本上对应于所述回声传递函数的振幅响应。

根据本发明的另一个方面，提供了一种非线性处理器，所述非线性处理器位于通信网络的网络单元中，并且包括

通过传输信道从位于近端用户终端的回波抑制器接收近端信号，

确定远端和近端信号功率电平的装置，

按照所述远端和近端信号的信号功率电平，激活或去激活所述非线性处理器的装置，

一个加权滤波器，其频域的振幅响应基本上对应于所述回声传递函数的振幅响应，用于在确定所述信号功率电平之前，通过对残余回波的回声传递函数的振幅响应效应进行建模来处理远端信号频谱的装置，

其中所述近端信号功率电平是所述回波消除器的残余回波的功率电平。

回声的一个属性是其传送功能的振幅响应（提供给回波路径的回波和从回波路径返回的回波之间的频率响应差）非常不均匀。特定情况下，终端的耳机和麦克风之间的声音连接的振幅响应在频域上极端不均匀：振幅响应一般包括约 1.5 到 3.0 kHz 频率范围的一个峰值。因此，回波返回损耗 ERL 显然是一个频率函数，即回波路径上的 ERL 的峰值远比例如较低频率时要小。

本发明利用这种属性控制回波抑制器。如上所述，回波抑制器的控制基于近端和远端信号的特定特性，例如功率电平之间的比较。按照本发明，在确定所述属性之前，通过对回声传递函数的振幅响应效

应建模来处理远端信号频谱。频谱可以通过例如加权滤波器来处理，优化该加权滤波器频域中的振幅响应，使之基本对应于回声传递函数的振幅响应。换句话说，加权滤波器旨在以频率函数形式建模回波返回损耗 ERL。如果近端信号功率电平低于频率加权远端信号功率电平，则近端信号被解释为回声，并且从近端返回的信号不允许通过回波抑制器。如果近端信号功率电平高于频率加权远端信号功率电平，则近端信号被解释为近端语音或双重谈话，并且允许近端信号通过回波抑制器。

本发明通过下述机制改进了回波抑制器的双重谈话强弱度。在基于未加权功率电平比较的传统回波抑制器中，在双重谈话期间，远端的高能量元音非常可能削弱了近端的低能量辅音，以及部分低值元音。本发明的加权滤波器一般是高通或带通类型，减少了远端语音高能量元音相对于低能量辅音的能量。这是因为元音能量主要位于低于 1 kHz 的频率，而辅音能量则相当平均地分布在整个语音频率范围。这样，由加权滤波器处理的远端信号元音能量低于已知的回波抑制器。因此，近端语音的元音没有被削弱，此外，与已知回波抑制器相比，双重谈话期间辅音较少可能被削弱。仅可能是远端的高能量辅音削弱近端语音的低能量辅音。因为辅音与元音相比较短，近端语音辅音的任何削波时间都较短，几乎不会使近端谈话质量明显恶化。

附图说明

下面通过优选实施例，结合附图描述本发明，在附图中

图 1 是本发明回波抑制器工作环境的示意图；

图 2 是本发明回波抑制器的总框图；

图 3 是说明本发明回波抑制器的控制的流程图；

图 4 示出了本发明的加权数字滤波器；

图 5 示出了本发明的加权自适应滤波器；

图 6 的流程图说明了自适应滤波器基于快速傅立叶变换（FFT）的控制；

图 7 和 8 的框图说明了基于分频带原理的加权滤波器以及控制单元；

图 9 示出了可以应用本发明控制非线性处理器的回波消除器；

图 10 的流程图说明了按照本发明的非线性处理器的控制。

具体实施方式

本发明可以应用于任何电信系统或终端，以控制回声抑制器。但是，为了本发明回波抑制器可以适当工作，回波路径必须是纯粹的 4 线连接：因此，近端反射的回波仅在声音上例如从终端的耳机或扬声器连接到麦克风。因此，回波路径必须不能包括 2－4 线混合电路。其原因是 2－4 线混合电路形成的电回波的频率响应相当统一。

图 1 是本发明工作环境的示意图。下述简写用于回波抑制器的输入和输出。在远端的传输方向上，输入被称为 R_{IN}（入接收端），输出 R_{OUT}（出接收端）。在近端的传输方向上，输入被称为 S_{IN}（入发送端），输出 S_{OUT}（出发送端）。

远端麦克风 6 将声音信号，即远端语音转换成电信号，通过传输连接 T2 传送到回波抑制器 1。传输链接 T2 的类型与本发明无关。它可以是例如 2 线和/或 4 线连接：传输技术可以是模拟和/或数字；传输连接可以是物理的固定电缆连接和/或无线连接。

远端信号在回波抑制器的输入 R_{IN} 接收，从输出 R_{OUT} 通过传输路径 T1 进一步提供给近端。近端包括终端或其它单元，它将远端信号转换成扬声器或耳机 4 中的声音语音信号。远端语音的一部分在声音上从扬声器或耳机 4 以回声形式耦合到近端终端的麦克风 5。近端信号通过传输连接 T1 提供给回波抑制器 1 的输入 S_{IN}。信号从回波抑制器 1 的输出 S_{OUT} 通过传输连接 T2 传送到远端；所传送的信号是原始的近端信号或舒适噪声，下面将予以详细描述。如果发送给远端的信号是原始近端信号，则它可以包含上述声音远端回波；远端用户从耳机或扬声器 7 以其自身语音的干扰回波形式听到该回波。传输连接 T1 和 T2 的总时延乘上 2 决定了远端用户语音何时以回波形式返回。

按照本发明，近端终端和回波抑制器之间的传输连接 T1 总是 4 线连接。物理上传输连接 T1 可以是固定电缆和/或无线路径。可以采用模拟和/或数字传输技术。

回波抑制器 1 可以在近端终端上提供，在这种情况下，传输连接 T1 的时延相当小。这样，传输连接 T1 并不包括任何实际的传输系统。

如果回波抑制器不在终端，而是位于网络结构中其它地方，则 T1 包括实际的传输系统，并且 T1 的时延是重要的。终端可以例如是数字移动通信系统的终端，回波抑制器可以在移动通信网的语音变码器中提供。在这种情况下，T1 包括例如双向无线连接、语音编码以及移动通信网网元之间的传输系统。这种回波抑制器位置在本申请人的共同未决的国际 PCT 申请 WO96/42142 中公开。

图 2 是本发明一种实施例的回波抑制器的总框图，图 3 的流程图说明了回波抑制器的操作。回波抑制器 1 包括相同端口 R_{IN}、R_{OUT}、S_{IN} 和 S_{OUT}，它们在图 1 中示出。端口 R_{IN} 直接连接到端口 R_{OUT}。端口 S_{IN} 连接到选择器 26 的输入，端口 S_{OUT} 连接到选择器 26 的输出。选择器 26 根据从比较器单元 24 接收的控制信号，选通或禁止近端信号传播到输出端口 S_{OUT}。舒适噪声生成器 27 一般连接到选择器 26 的其它输入，使得选择器 26 根据从比较器 24 接收的控制信号 CONTROL，将端口 S_{IN} 的近端信号或舒适噪声生成器 27 的输出 CN 交换到端口 S_{OUT}（图 3 中步骤 306 和 307）。在最简单的形式下，选择器 26 可以是转换开关。

端口 R_{IN} 还最好通过固定衰减器 20 连接到加权滤波器 21 的输入。衰减器 20 将信号 R_{IN} 的功率电平减小到适于后续信号处理的值。实际上，根据最低允许回波返回损耗（ERL）选择衰减器 20 的值。加权滤波器 21 按照本发明处理信号 R_{IN}（图 3 中步骤 301）。加权滤波器 21 的输出 WR_{IN} 连接到信号功率计算单元 22，它确定端口 R_{IN} 从远端接收的信号的功率或电平（步骤 302）。单元 22 本身可以通过许多已知方式实现。它一般是一个整流器和积分器（模拟实现），该积分器对特定积分时间上的信号电平进行积分。如果待测信号是数字信号，例

如一个 PCM（脉码调制）信号，则单元 22 一般例如在信号处理器中以数字计算形式实现。但是，应当注意到功率计算单元的实现方式与本发明无关。单元 22 的输出 PWR_{IN} 表示了远端信号的频率加权功率，在图 1 的实施例中它通过延时器 23 连接到比较器单元 24 的输入（步骤 303）。在这种情况下，比较器 24 的输入包括一个延迟的测量结果 $PWR_{IN} + DLY$。

端口 S_{IN} 连接到信号功率计算单元 25，它决定从近端接收的信号到端口 S_{IN} 的功率或电平（步骤 304）。单元 25 可以以信号功率计算单元 22 相同的方式实现。单元 25 的输出 PS_{IN} 表示了近端信号的功率电平，它连接到比较器单元 24 的其它输入。

比较器单元 24 比较单元 22 和 25 的输出 $PWR_{IN} + DLY$ 和 PS_{IN}，即远端和近端信号的功率电平（步骤 305），并基于比较控制选择器 26（步骤 306 和 307），下面予以描述。在最简单形式下，比较器 26 可以是一个微分放大器电路（模拟实现）或者二进制/十进制比较器。比较器 24 的输出“控制”连接到选择器 26 的控制输入。尽管信号 R_{IN} 和 S_{IN} 的功率电平在上述例子中用于控制，该控制也可以基于这些信号的其它属性，例如互相关。如果延时发生在图 1 的传输连接 T1 上，则延时单元 23 是必要的。延时单元 23 的延时 DLY 最好设置成与两个传输方向上（即双向延时）T1 引起的总时延大致相等；这是为了保证特定时刻提供给回波路径的远端信号的功率电平仅在其自身回波通过回波路径传播时才与返回回波的功率电平比较。如果 T1 时延较小（例如在终端提供回波抑制器），则不需要时延单元 23。

生成器 27 用于生成舒适噪声 CN，因为经验表明如果语音背后的背景噪声突然消失，则听者会受到较大干扰。每当选择器 26 中断从端口 S_{IN} 到端口 S_{OUT} 的信号路径时，将会出现这种情况。一种避免干扰的方法是在回波抑制器削波实际近端信号时生成人工噪声。该噪声可以是随机噪声或舒适噪声，它用于重组近端的实际背景噪声。生成舒适噪声的一些方式在本申请人的共同未决国际 PCT 申请 WO96/43142 中描述。但是，噪声的生成与本发明无关，还可以从回

波抑制器中略去。

如上所述，本发明的一个重要特性是，在计算功率电平之前，通过模拟回声路径传递函数的振幅响应效应来处理远端信号的频谱。在图 2 实施例中，这在加权滤波器 21 中完成。加权滤波器 21 旨在以频率函数形式对回声返回损耗 ERL 建模。因为一般在约 1.5 到 3.0 kHz 频率范围内存在终端耳机和麦克风之间声连接的振幅响应的一个峰值，所以回波返回损耗的峰值远比例如较低频率时要小。因此，优化的加权滤波器一般是高通或带通滤波器。

加权滤波器 21 可以是固定或自适应滤波器。固定加权滤波器 21 的传递函数可以例如是发生在电话网中回声的平均传递函数，从而其振幅响应是高通类型。根据具有最低回波返回损耗 ERL 的“最差”终端确定通带和阻带的陡削度、截止频率和衰减。但是，如果具有次差 ERL 的终端在特定频率上的 ERL 低于“最差”终端，则将其考虑在内。固定加权滤波器实现的一个例子是 3 级的数字椭圆 IIR（无限脉冲响应）高通滤波器，其传递函数是：

$$H(z) = \frac{b_0+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+b_3z^{-3}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+a_3z^{-3}}$$

图 4 示出了满足上述等式的直接 IIR 类型滤波器的框图。

对于自适应加权滤波器 21 可以得到每个呼叫的优化传递函数。在该情况下，因为不必要象固定加权滤波器那样按照最低 ERL 选择加权滤波器的传递函数，所以平均双重谈话强弱度可以进一步增加。

在最简单的形式下，自适应加权滤波器包括固定频率响应，即固定滤波器 61 和自适应进一步衰减（例如在滤波器 61 之前一个自适应衰减器），如图 5 所示。在这种情况下，自适应衰减器 60 取代了固定衰减器 20。滤波器 61 可以是例如图 4 的滤波器。衰减器 60 的控制 FREQRES 从滤波器的控制 28 得到（图 2）。

如果加权滤波器 21 在频域上自适应，则自然能够得到最佳结果。在该情况下，在频域上建模声回波路径，调整加权滤波器 21，使之对应于与具体呼叫相关的回波路径模型。加权滤波器 21 可以在呼叫开始时调整一次，或者连续调整，从而呼叫期间回波路径特性的任何变化都被考虑在内。

远端语音信号和从近端返回的语音的回波都可以用于对回声建模。这要求近端中有识别双重谈话和背景噪声的装置。在回声消除技术中这类方法众所周知。可选地，回波抑制器可以例如在呼叫开始时通过端口 R_{OUT} 向回波路径发送一个测试信号。测试信号的回声在端口 S_{IN} 接收。根据该测试信号以及接收的测试信号回波，按照本领域中众所周知的原理，可以确定回波返回损耗、回波路径的传递函数和/或回波路径时延。图 2 示出了自适应加权滤波器 21 的控制单元 28；控制单元 28 相应设置加权滤波器的传递函数。在这种情况下，不需要图 2 的固定衰减器 20。如果控制单元 28 还计算回波路径的时延，则还可以自适应调整时延单元 23 的时延。

在数字技术中，快速傅立叶变换 FFT 例如可用于确定近端和远端信号之间的频率响应差。可以根据该频率响应差设置数字加权滤波器的抽头系数，使之对该次呼叫优化。

在图 6 的流程图中，首先检查是否发生双重谈话（步骤 700）。如果是，则回波抑制器自然可以不用激活，而是处理返回到开始。否则，前进到步骤 701 以检查远端的语音行为。如果没有语音行为，则不需要回波抑制，处理返回到开始。否则，在步骤 702 中计算远端和近端的互相关，步骤 703 检查互相关是否包含一个明显的最大值，即回波点。如果没有，则处理返回到开始。否则，步骤 704 利用互相关计算回波路径的时延 DLY；该时延也可以从最大回波点得到。在步骤 705 中计算延时 DLY 的远端信号 R_{IN} 的快速傅立叶变换 FFT_{RIN}。在步骤 706 中计算近端信号 S_{IN} 的快速傅立叶变换 FFT_{SIN}。在步骤 703 计算频域中的回波返回损耗：FFT_{RIN}/FFT_{SIN}。步骤 708 中根据计算出的回波返回损耗，调整数字加权滤波器 21 的抽头(tap)系数，在步骤 709

中设置延时部分 23 的时延 DLY。之后在步骤 800 中激活回波抑制器。

图 7 示出了基于频带分割滤波器原理的自适应加权滤波器 21。频带分割(bandsplitting)滤波器 210 将远端信号 R_{IN} 分割成 N 个频带 $F_1...F_N$。每个信号 $F_1...F_N$ 由不同可调衰减器 $211_1...211_N$ 衰减，根据滤波器控制 28 得到的衰减值 $ATT_1...ATT_N$ 设置这些衰减器的衰减。这样，可以按照回波路径的频率响应单独调整信号 R_{IN} 的每个子频带 $F_1...F_N$。衰减器 211 的输出被送到累加器 212，其中累加子频带 $F_1...F_N$，得到加权滤波器处理后的信号 WR_{IN}。信号 WR_{IN} 被送到信号功率计算单元 22。

图 8 示出了图 7 基于频带分割滤波器原理的加权滤波器 21 的控制 28。

频带分割滤波器 280 将远端信号 R_{IN} 分割成 N 个频带 $F_1...F_N$。每个频带 $F_1...F_N$ 的信号功率电平在部件 $282_1...282_N$ 中计算，之后在延时部件 $283_1...283_N$ 中将计算出的功率电平延时 DLY。功率电平 $PRIN_1...PRIN_N$ 从时延单元 $283_1...283_N$ 送到相应的分频器单元 $285_1...285_N$。同样地，频带分割滤波器 281 将近端信号 S_{IN} 分割成 N 个频带 $F_1...F_N$。在部件 $284_1...284_N$ 中，计算频带的信号功率电平 $PSIN_1...PSIN_N$，并送到相应的分频器 $285_1...285_N$。每个分频器 285 计算对应的远端和近端信号功率电平比率。该比率形成了衰减值 $ATT_1...ATT_N$，将其送到加权滤波器 21 中相应的可调整衰减器 $211_1...211_N$。

回波路径的延时，即回波点可以通过近端和远端信号之间的互相关来得到，例如如图 6 流程图所述。

本发明的回波抑制器的操作原则上如下。可以假定加权滤波器 21 是固定的，或者在呼叫开始时，已通过对回波路径建模将其优化。远端信号 R_{IN} 由加权滤波器 21 加权，之后在功率计算单元 22 中计算频率加权远端信号的功率电平。计算出的功率电平被前转到延时单元 23。延时单元 23 延迟将功率电平信息提供给比较器 24，使得远端信号通过端口 R_{OUT} 和传输连接 T1 传播到达近端终端，其一部分在声音

上从耳机 4 连接到麦克风 5，并作为回声返回回波抑制器 1 的端口 S_{IN}。从近端接收的信号的功率电平在计算单元 25 中计算，并基本上在延时电路 23 提供加权远端信号功率电平的同时提供给比较器 24。如果近端信号功率电平低于频率加权的远端信号功率电平，则比较器 24 将近端信号解释成回声并控制选择器 26，使得舒适噪声生成器 27 连接到输出端口 S_{OUT}。换句话说，阻止近端信号传播到输出 S_{OUT}，并替换成舒适噪声。如果近端信号功率电平高于频率加权的远端信号功率电平，则将端口 S_{IN} 的信号解释成近端语音或双重谈话，比较器 24 控制选择器 26，使得近端语音从端口 S_{IN} 连接到端口 S_{OUT}。

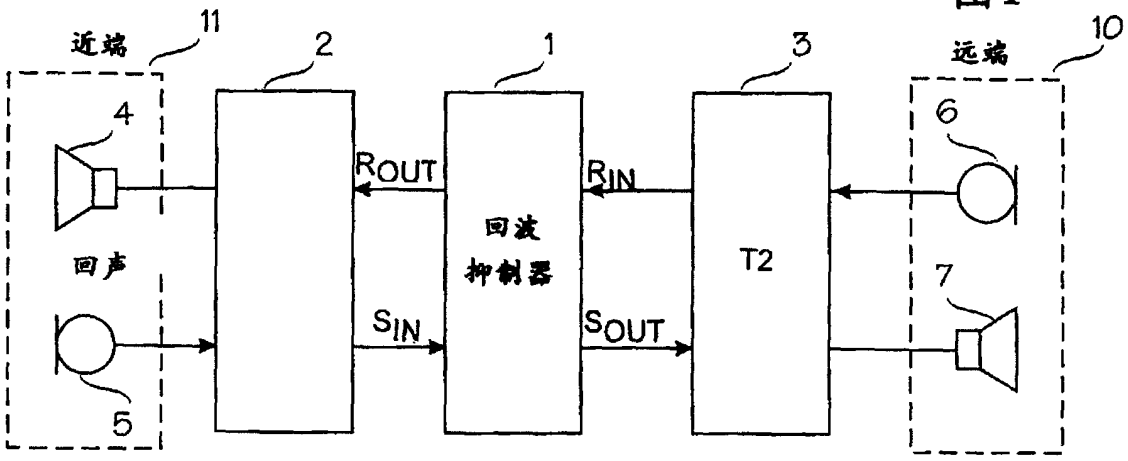
本发明还可以应用于带有非线性处理器（NLP）的回波消除器。NLP 的操作与回波抑制器相似。在分布式回波消除方案中本发明尤其有利，在该方案中自适应滤波器位于终端，NLP 位于网元中。在这种情况下，无法利用回波消除器的回波估计计算远端功率电平，因此加权滤波器仅是对回波路径振幅响应建模的方案。分布式回波消除系统在本申请人的共同未决国际 PCT 申请 WO96/42142 中公开。

图 9 示出了回波消除器，图 10 的流程图说明了按照本发明 NLP 的控制。回波消除器包括一个自适应数字滤波器 33，它根据信号 R_{OUT} 和 S_{IN} 生成一个回波估计 EEST，减法器 31 将其从信号 S_{IN} 中减去。在减法器之后提供了 NLP 32，其被控制方式基本上与图 2 的选择器 26 相同。图 3 中单元 21、22、23、24、25、27 和 28 的结构和操作基本上与图 2 相同。不同之处主要在于，功率计算单元 25 不是计算近端信号功率电平，而是计算自适应回波消除器残余回波 L_{RES} 的功率电平 PL_{RES}。因为自适应回波消除器（减法器 31）之后的回波信号的功率电平低于端口 S_{IN} 的近端信号功率电平，所以可以减少近端和远端信号功率电平的基准比率，而不会允许残余回波通过 NLP 32。这也改进了双重谈话强弱度。双重谈话强弱度还通过本发明的加权滤波器 21 改进。但是，在回波消除器中应用本发明的一个条件是，与远端信号频谱不同，自适应回波消除器的残余回波频谱在频域上高通滤波。理论上说，自适应回波消除器的残余回波是具有一致频谱的噪声，但是

实际上，因为回声路径的非线性以及滤波器 33 的计算不准确性，回声的残余信号是高通滤波的。

尽管以上结合特定实施例描述了本发明，但是应当理解，这种说明仅是示例性的，在不偏离后附权利要求书中描述的本发明的精髓和范围的前提下，可以修改所描述的实施例。

图1


近端
11
2
1
3
远端
10
4
6
ROUT
RIN
回波
抑制器
T2
回声
7
SIN
SOUT
5

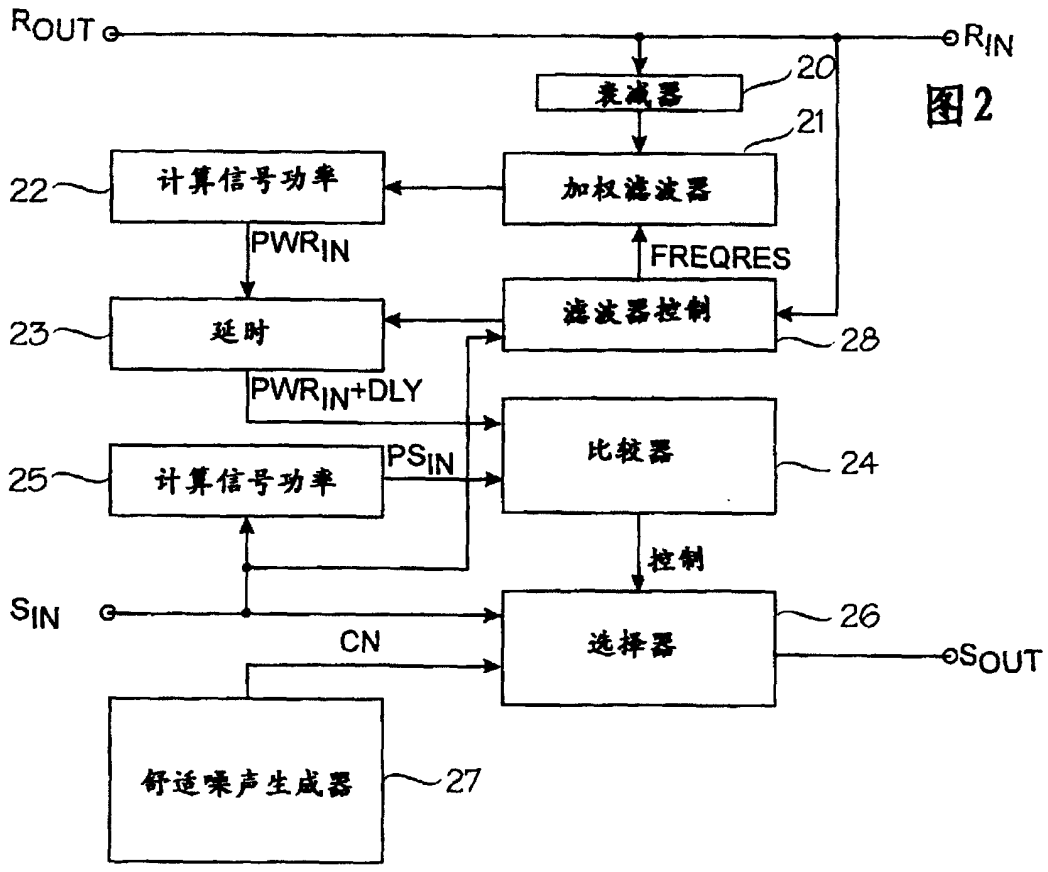
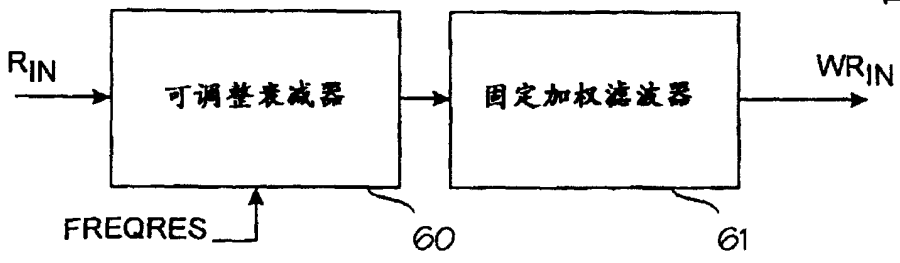

ROUT
RIN
衰减器
20
21
22
计算信号功率
加权滤波器
PWRIN
FREQRES
滤波器控制
23
延时
28
PWRIN+DLY
比较器
24
25
计算信号功率
PSIN
控制
SIN
26
CN
选择器
SOUT
舒适噪声生成器
27

图2

图5


RIN
可调整衰减器
固定加权滤波器
WRIN
FREQRES
60
61

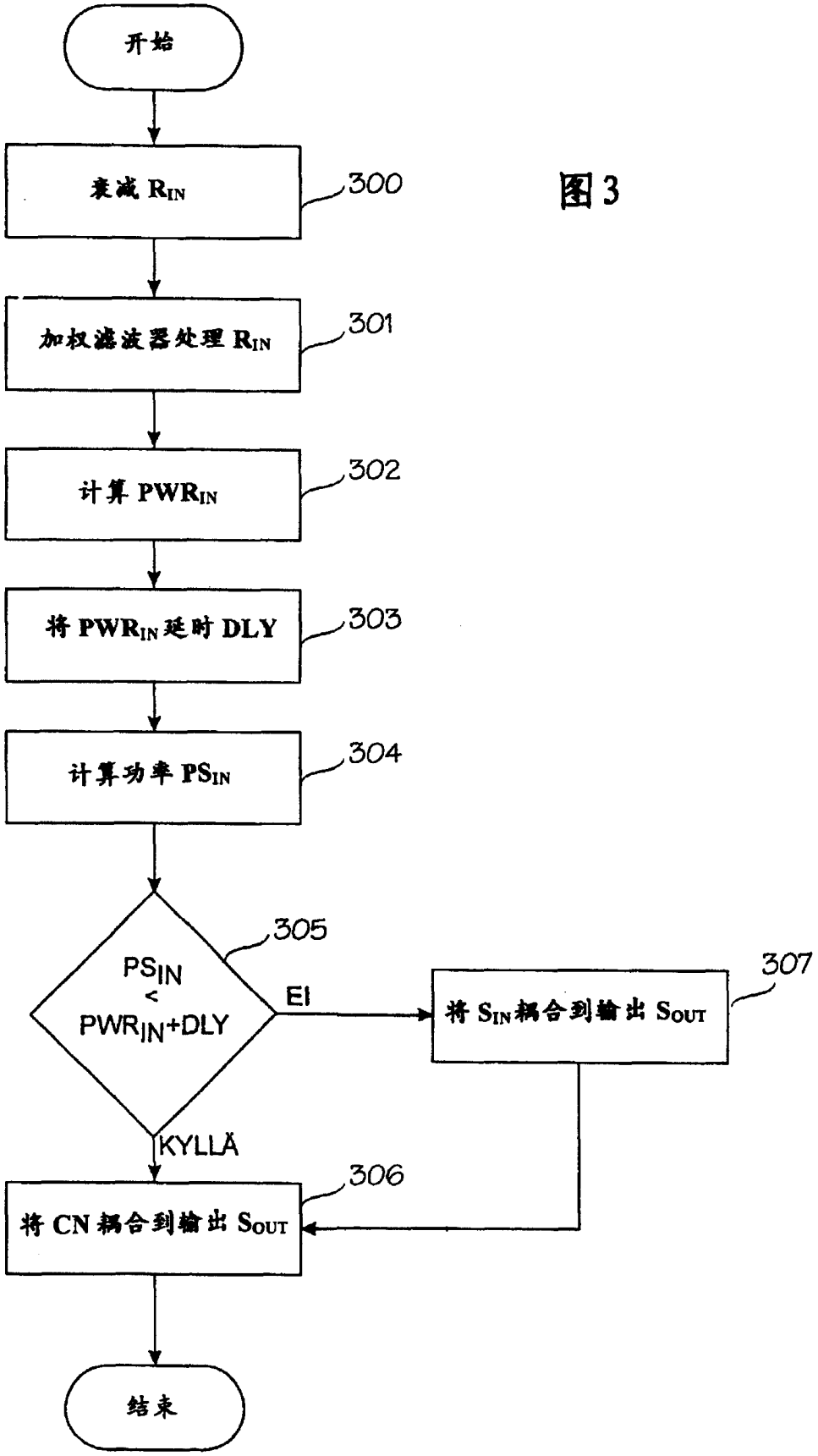
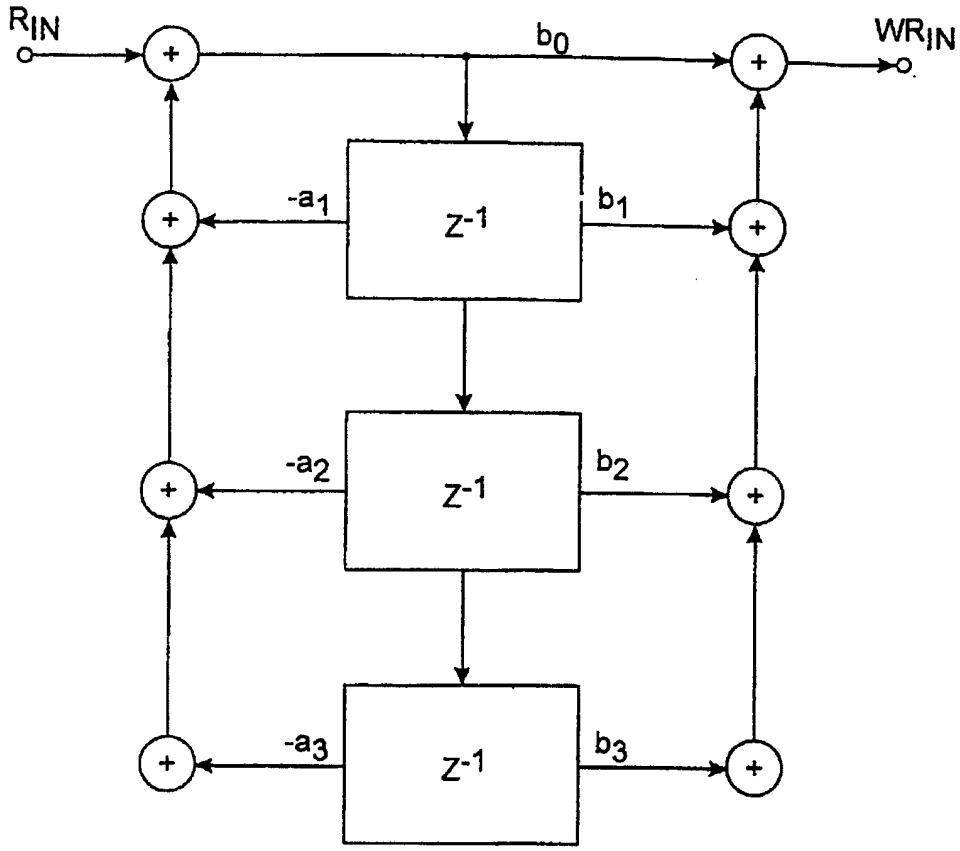

开始
衰减 R_{IN}
300
加权滤波器处理 R_{IN}
301
计算 PWR_{IN}
302
将 PWR_{IN} 延时 DLY
303
计算功率 PS_{IN}
304
PS_{IN} < PWR_{IN}+DLY
305
EI
将 S_{IN} 耦合到输出 S_{OUT}
307
KYLLÄ
将 CN 耦合到输出 S_{OUT}
306
结束

图 3

图4



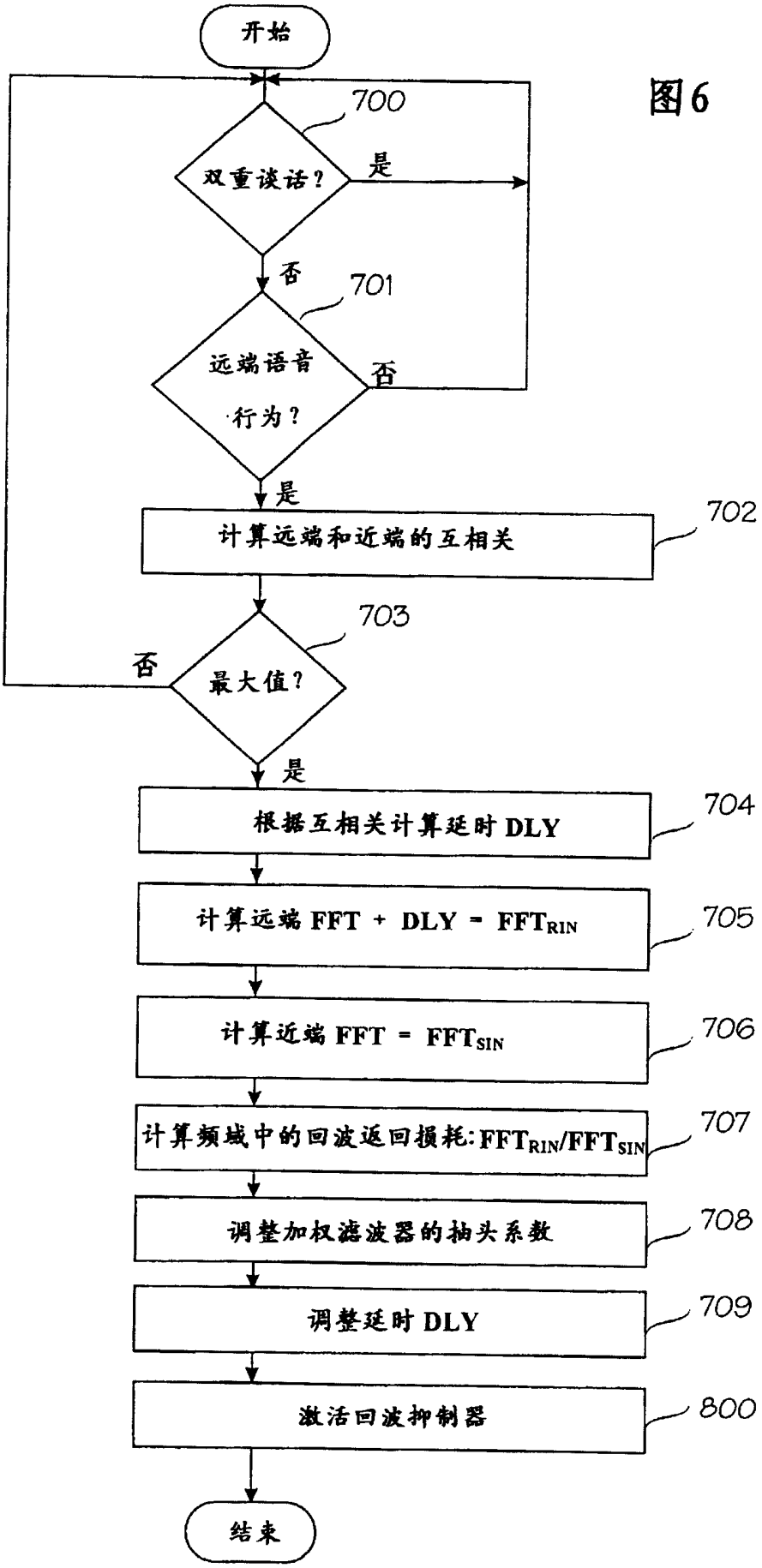

开始
700
双重谈话？
是
否
701
远端语音
行为？
否
是
计算远端和近端的互相关
702
703
最大值？
否
是
根据互相关计算延时 DLY
704
计算远端 FFT + DLY = FFTRIN
705
计算近端 FFT = FFTSIN
706
计算频域中的回波返回损耗: FFTRIN/FFTSIN
707
调整加权滤波器的抽头系数
708
调整延时 DLY
709
激活回波抑制器
800
结束

图6

图7

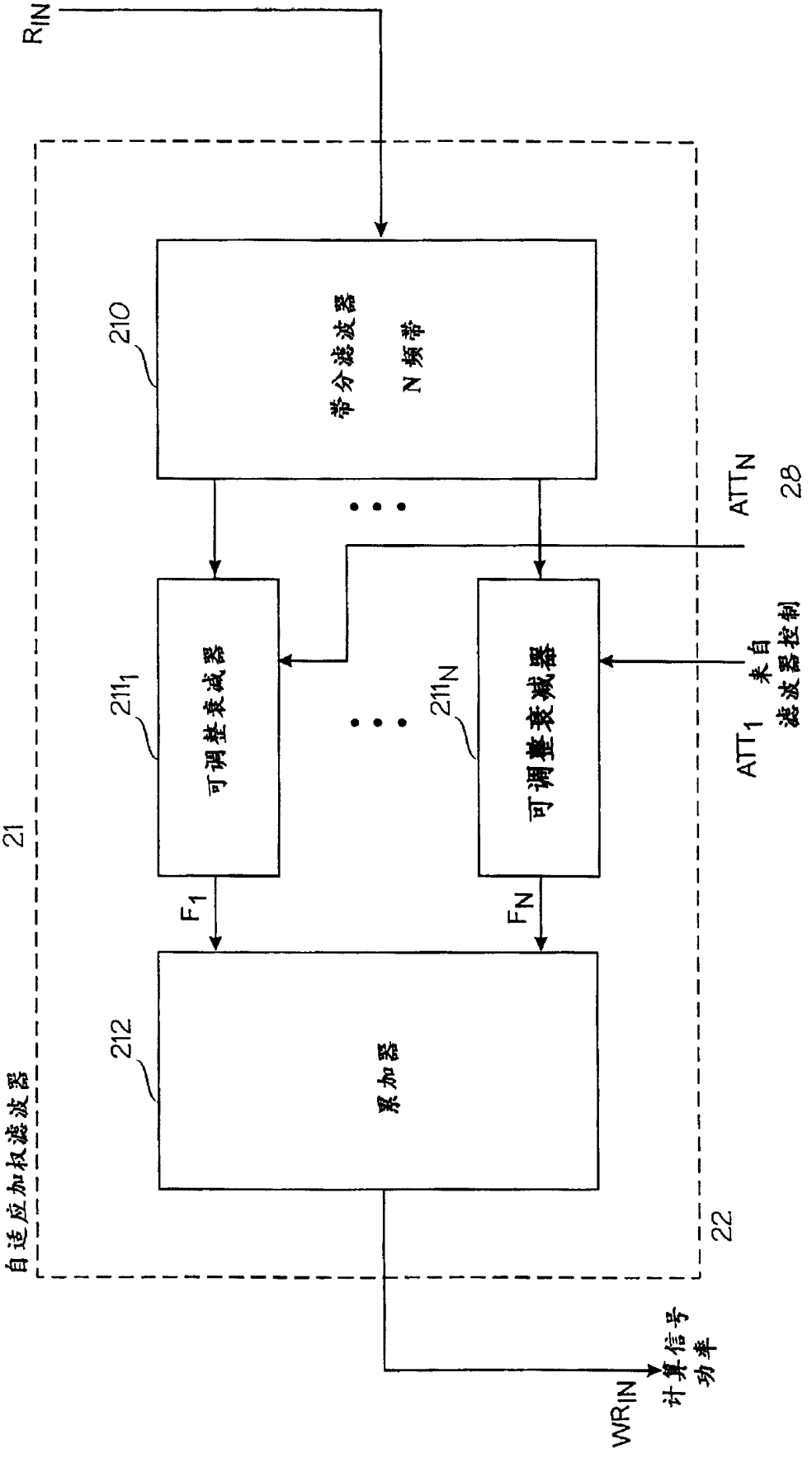

RIN
210
带分滤波器
N 频带
ATTN
28
2111
可调整衰减器
211N
可调整衰减器
来自
滤波器控制
ATT1
21
F1
FN
212
累加器
自适应加权滤波器
22
WRIN
计算信号
功率

图 8

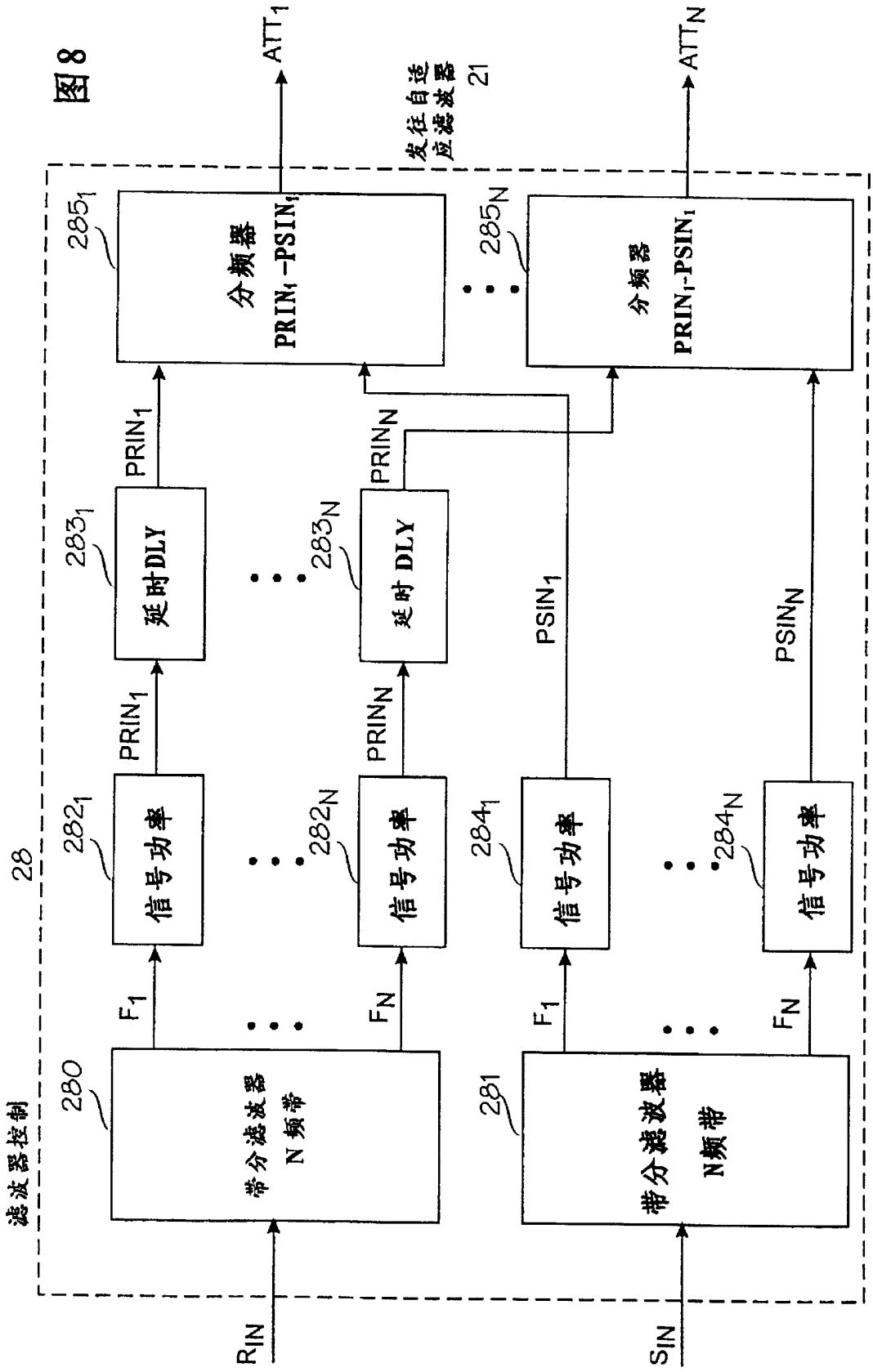

滤波器控制
28
280
带分滤波器
N频带
281
带分滤波器
N频带
R_{IN}
S_{IN}
F_1
F_N
282_1
信号功率
282_N
信号功率
284_1
信号功率
284_N
信号功率
$PRIN_1$
$PRIN_N$
$PSIN_1$
$PSIN_N$
283_1
延时DLY
283_N
延时 DLY
285_1
分频器
$PRIN_1$-$PSIN_1$
285_N
分频器
$PRIN_1$-$PSIN_1$
ATT_1
ATT_N
发往自适应滤波器
21

图 9

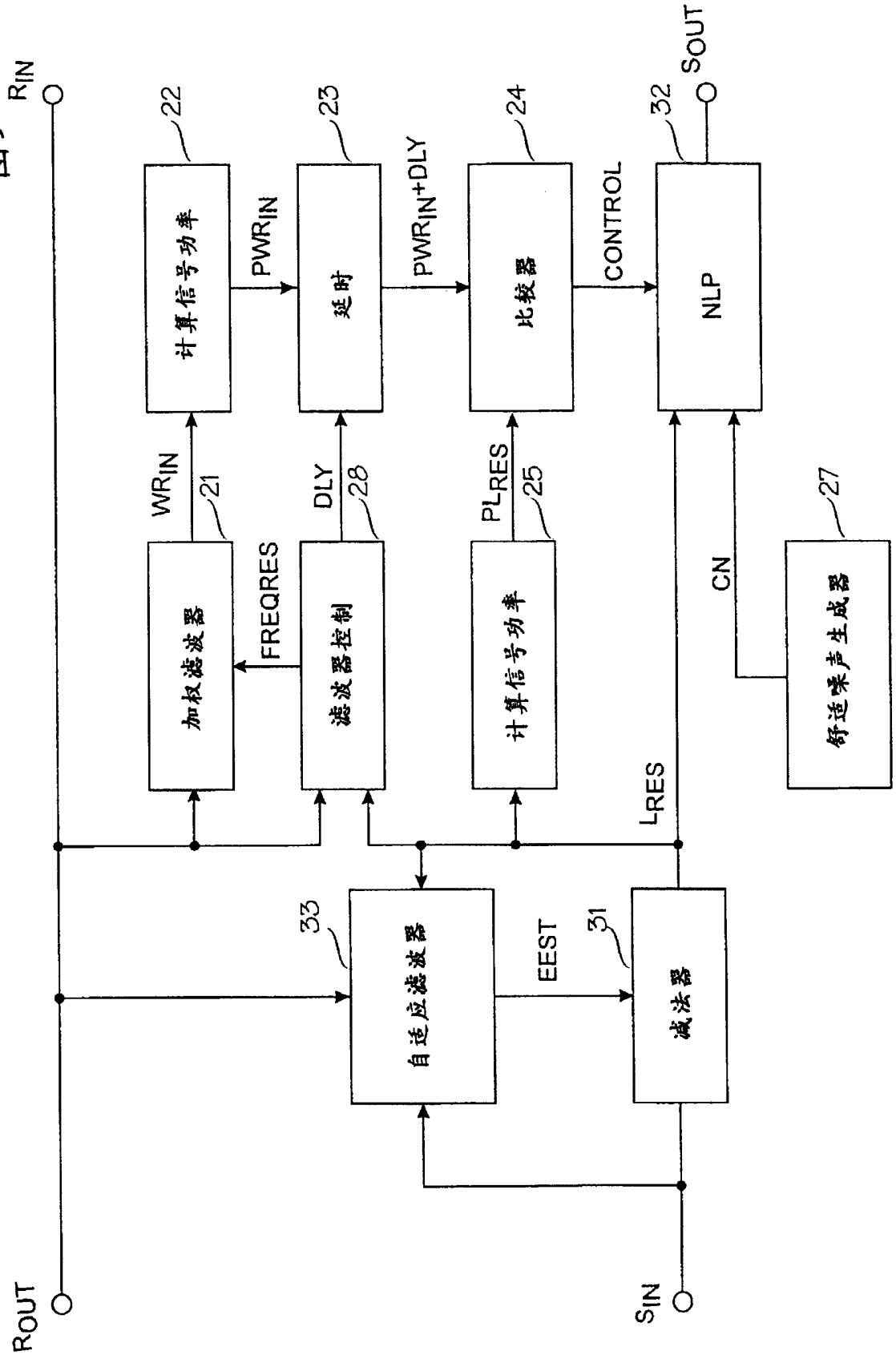
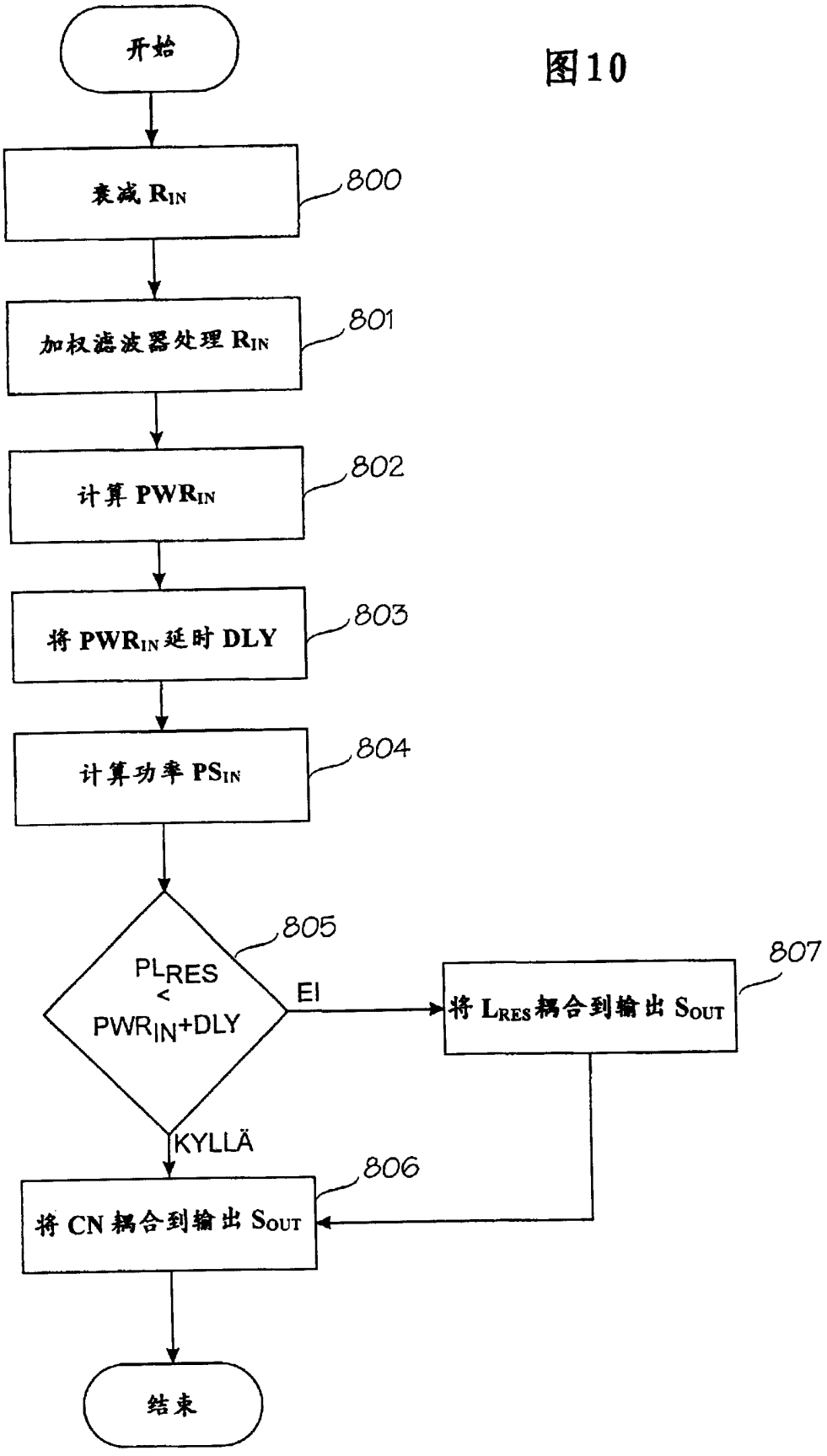

RIN
ROUT
SIN
SOUT
22
计算信号功率
PWRIN
23
延时
PWRIN+DLY
24
比较器
CONTROL
32
NLP
WRIN
21
加权滤波器
FREQRES
DLY
28
滤波器控制
PLRES
25
计算信号功率
CN
27
舒适噪声生成器
LRES
33
自适应滤波器
EEST
31
减法器

图10


开始
衰减 R_{IN}
800
加权滤波器处理 R_{IN}
801
计算 PWR_{IN}
802
将 PWR_{IN} 延时 DLY
803
计算功率 PS_{IN}
804
PL_{RES} < PWR_{IN}+DLY
805
EI
将 L_{RES} 耦合到输出 S_{OUT}
807
KYLLÄ
将 CN 耦合到输出 S_{OUT}
806
结束