



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107257524 B

(45)授权公告日 2020.09.01

(21)申请号 201710351481.4

(74)专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

(22)申请日 2013.05.21

11105

(65)同一申请的已公布的文献号

代理人 宋西

申请公布号 CN 107257524 A

(51)Int.CI.

(43)申请公布日 2017.10.17

H04R 3/00(2006.01)

(30)优先权数据

(56)对比文件

12168685.1 2012.05.21 EP

CN 101184346 A, 2008.05.21

(62)分案原申请数据

CN 102460566 A, 2012.05.16

201310194999.3 2013.05.21

审查员 胡向莉

(73)专利权人 哈曼贝克自动系统股份有限公司

权利要求书2页 说明书9页 附图8页

地址 德国卡尔斯巴德

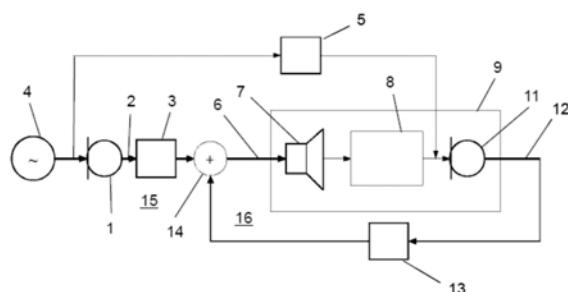
(72)发明人 M.克里斯托夫

(54)发明名称

主动降噪系统

(57)摘要

本发明公开了一种降噪系统，该系统包括第一麦克风，其在第一位置拾取噪声信号并被电耦合至第一麦克风的输出路径；扬声器，其被电耦合至扬声器的输入路径且在第二位置辐射降噪声音；第二麦克风，其在第三位置从噪声和降噪声音拾取残余噪声并被电耦合至第二麦克风的输出路径；第一主动降噪滤波器，其被连接在第一麦克风的输出路径和扬声器的输入路径之间；以及第二主动降噪滤波器，其被连接在第二麦克风的输出路径和扬声器的输入路径之间；其中第一主动降噪滤波器为倾斜型或均衡滤波器或包括其中至少一个或两者。



1. 一种降噪系统,其包括:

第一麦克风,其在第一位置拾取噪声并提供指示该噪声的第一感应信号至第一麦克风的输出路径;

扬声器,其被电耦合至扬声器的输入路径且在第二位置辐射降噪声音;

第二麦克风,其在第三位置从所述噪声和所述降噪声音拾取残余噪声并提供指示该残余噪声的第二感应信号至第二麦克风的输出路径;

第一主动降噪滤波器,其被连接在所述第一麦克风的输出路径和所述扬声器的输入路径之间;以及

第二主动降噪滤波器,其被连接在所述第二麦克风的输出路径和所述扬声器的输入路径之间;其中:

所述第一主动降噪滤波器包括至少一个倾斜型滤波器或均衡滤波器;且

其中所述第一主动降噪滤波器在开放回路系统中操作且所述第二主动降噪滤波器在闭合回路系统中操作;

其中所述开放回路系统以比所述闭合回路系统操作的频率更高的频率操作。

2. 根据权利要求1所述的系统,其中所述至少一个倾斜型滤波器包括有源模拟滤波器和无源模拟滤波器中的至少一个。

3. 根据权利要求2所述的系统,其中所述至少一个均衡滤波器包括有源模拟滤波器和无源模拟滤波器中的至少一个。

4. 根据权利要求3所述的系统,其中所述至少一个倾斜型滤波器包括第一线性放大器和至少一个无源滤波器网络。

5. 根据权利要求4所述的系统,其中无源滤波器网络形成所述第一线性放大器的反馈路径。

6. 根据权利要求4所述的系统,其中无源滤波器网络与所述第一线性放大器串联。

7. 根据权利要求1所述的系统,其中所述第一主动降噪滤波器包括至少一个均衡滤波器。

8. 根据权利要求1所述的系统,其中所述第一主动降噪滤波器包括回转器。

9. 如权利要求1所述的系统,其中所述第二主动降噪滤波器包括至少一个另外的均衡滤波器。

10. 如权利要求9所述的系统,其中所述至少一个另外的均衡滤波器包括至少一个二阶滤波器结构。

11. 如权利要求10所述的系统,其中所述至少一个另外的均衡滤波器是有源模拟滤波器或无源模拟滤波器。

12. 如权利要求11所述的系统,其中所述第一主动降噪滤波器包括至少一个数字有限脉冲响应滤波器。

13. 如权利要求1所述的系统,其中所述第一主动降噪滤波器包括至少两个均衡滤波器,所述至少两个均衡滤波器中的每一个为增强均衡滤波器或衰减均衡滤波器。

14. 一种降噪系统,其包括:

第一麦克风,其在第一位置拾取噪声并提供指示该噪声的第一感应信号至第一麦克风的输出路径;

扬声器,其被电耦合至扬声器的输入路径且在第二位置辐射降噪声音;

第二麦克风,其在第三位置从所述噪声和所述降噪声音拾取残余噪声并提供指示该残余噪声的第二感应信号至第二麦克风的输出路径;

第一主动降噪滤波器,其被连接在所述第一麦克风的输出路径和所述扬声器之间;以及

第二主动降噪滤波器,其被连接在所述第二麦克风的输出路径和所述扬声器的输入路径之间;其中:

所述第一主动降噪滤波器包括至少一个倾斜型滤波器或均衡滤波器;并且

其中所述第一主动降噪滤波器在开放回路系统中操作且所述第二主动降噪滤波器在闭合回路系统中操作;

其中所述开放回路系统以比所述闭合回路系统操作的频率更高的频率操作。

15. 根据权利要求14所述的系统,其中所述第一主动降噪滤波器包括回转器。

16. 如权利要求14所述的系统,其中所述第二主动降噪滤波器包括至少一个另外的均衡滤波器。

17. 如权利要求16所述的系统,其中所述至少一个另外的均衡滤波器包括至少一个二阶滤波器结构。

18. 如权利要求16所述的系统,其中所述至少一个另外的均衡滤波器是有源模拟滤波器或无源模拟滤波器。

19. 根据权利要求14所述的系统,其中所述第一主动降噪滤波器包括至少两个均衡滤波器,所述至少两个均衡滤波器中各为增强均衡滤波器或衰减均衡滤波器。

20. 一种降噪系统,其包括:

第一麦克风,其拾取噪声并提供指示该噪声的第一感应信号至第一麦克风的输出路径;

扬声器,其被电耦合至扬声器的输入路径且辐射降噪声音;

第二麦克风,其从所述噪声和所述降噪声音拾取残余噪声并提供指示该残余噪声的第二感应信号至第二麦克风的输出路径;

第一主动降噪滤波器,其被连接在所述第一麦克风的输出路径和所述扬声器的输入路径之间;以及

第二主动降噪滤波器,其被连接在所述第二麦克风的输出路径和所述扬声器的输入路径之间;其中:

所述第一主动降噪滤波器包括至少一个倾斜型滤波器或均衡滤波器;并且

其中所述第一主动降噪滤波器在开放回路系统中操作且所述第二主动降噪滤波器在闭合回路系统中操作;

其中所述开放回路系统以比所述闭合回路系统操作的频率更高的频率操作。

主动降噪系统

[0001] 本申请是申请日为2013年5月21日,申请号为201310194999.3,发明名称为“有源降噪”的专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明公开了一种主动降噪系统,具体来说是一种包括反馈回路和前馈回路的降噪系统。

背景技术

[0003] 常用类型的主动降噪系统(又称为主动噪声消除/控制(ANC)系统)使用麦克风在降噪后拾取声音误差信号(也被称为“残余”信号),并将该误差信号反馈至ANC滤波器。这种类型的ANC系统被称为反馈ANC系统。反馈ANC系统中的ANC滤波器通常被配置成反转误差反馈信号的相位,并且也可被配置成对误差反馈信号进行积分、均衡频率响应和/或匹配或最小化延迟。因此,反馈ANC系统的质量很大程度上取决于ANC滤波器的质量。具有所谓的前馈或其他合适的降噪结构的ANC系统也会产生相同的问题。前馈ANC系统可通过ANC滤波器生成信号(次生噪声),该信号与干扰信号(一次噪声)的振幅和频率相等,但相位相反。因此,一般需要提供具有改善性能的ANC系统。

发明内容

[0004] 本发明公开了一种降噪系统,该系统包括第一麦克风,其在第一位置拾取噪声信号并被电耦合至第一麦克风的输出路径;扬声器,其被电耦合至扬声器的输入路径且在第二位置辐射降噪声音;第二麦克风,其在第三位置从噪声和降噪声音拾取残余噪声并被电耦合至第二麦克风的输出路径;第一主动降噪滤波器,其被连接在第一麦克风的输出路径和扬声器的输入路径之间;以及第二主动降噪滤波器,其被连接在第二麦克风的输出路径和扬声器的输入路径之间;其中第一主动降噪滤波器为倾斜型或均衡滤波器或包括其中至少一个或两者。

附图说明

[0005] 基于附图中所示的示例性实施例,下文将更详细地说明各种具体实施例。除非另有说明,在所有图中,相似或相同的组件均标有相同的参考号码。

- [0006] 图1为结合前馈和反馈型主动降噪系统的混合型主动降噪系统的方块图;
- [0007] 图2为表示适用于图1所示系统的倾斜型滤波器的转移特性的幅频响应图;
- [0008] 图3为说明模拟有源一阶低音增强倾斜型滤波器结构的方块图;
- [0009] 图4为说明模拟有源一阶低音衰减倾斜型滤波器结构的方块图;
- [0010] 图5为说明模拟有源一阶高音增强倾斜型滤波器结构的方块图;
- [0011] 图6为说明模拟有源一阶高音衰减倾斜型滤波器结构的方块图;
- [0012] 图7为说明模拟有源一阶高音衰减倾斜型滤波器另一种结构的方块图;

- [0013] 图8为说明包括倾斜型滤波器结构和额外均衡滤波器的ANC滤波器的方块图；
- [0014] 图9为说明包括线性放大器和无源滤波器网络的另一种ANC滤波器的方块图；
- [0015] 图10为说明模拟无源一阶低音(高音衰减)倾斜型滤波器结构的方块图；
- [0016] 图11为说明模拟无源一阶高音(低音衰减)倾斜型滤波器结构的方块图；
- [0017] 图12为说明模拟无源二阶低音(高音衰减)倾斜型滤波器结构的方块图；
- [0018] 图13为说明模拟无源二阶高音(低音衰减)倾斜型滤波器结构的方块图；
- [0019] 图14为说明通用ANC(有源)滤波器结构的方块图,该滤波器结构可高质量和/或低增益地调整增强或衰减均衡滤波器。
- [0020] 图15为说明适用于图1所述系统的数字有限脉冲响应滤波器(FIR)的方块图；
- [0021] 图16为描绘主路径的转移函数和改进系统的灵敏度函数的伯德图；以及
- [0022] 图17为描述主路径的转移函数和开放回路系统、闭合回路系统和其结合即混合系统的灵敏度函数的图示。

具体实施方式

[0023] 参照图1,一种改进的降噪系统包括第一麦克风1,其在第一位置从例如噪声源4拾取噪声信号并被电耦合至第一麦克风的输出路径2;扬声器7,其被电耦合至扬声器的输入路径6且在第二位置辐射降噪声音;第二麦克风11,其被电耦合至第二麦克风的输出路径12并在第三位置拾取残余噪声,其中残余噪声是通过叠加经主路径5所接收的噪声和经次路径8所接收的降噪声音而产生的;第一主动降噪滤波器3,其经加法器14被连接在第一麦克风的输出路径2和扬声器的输入路径6之间;以及第二主动降噪滤波器13,其经加法器14被连接在第二麦克风的输出路径12和扬声器的输入路径6之间。第二主动降噪滤波器13为或包括至少一个倾斜型或均衡(峰值)滤波器。例如,这些过滤器可具有一个二阶滤波器结构。

[0024] 在图1所示的系统中,结合开放回路15和闭合回路16以形成所谓的“混合”系统。开放回路15包括第一麦克风1和第一ANC滤波器3。闭合回路16包括第二麦克风11和第二ANC滤波器13。第一和第二麦克风的输出路径2和12以及扬声器的输入路径6可包括模拟放大器、模拟或数字滤波器、模数转换器、数模转换器或其他为了简单起见而未绘出的部分。第一ANC滤波器3可为或可包括至少一个倾斜型或均衡滤波器。

[0025] 第一ANC滤波器的倾斜型或均衡滤波器可为有源或无源模拟滤波器或数字滤波器。第二ANC滤波器中的倾斜型滤波器可为有源或无源模拟滤波器。例如,第一ANC滤波器可为或可包括至少一个数字有限脉冲响应滤波器。参照图2-15,将说明适合的模拟和数字滤波器。

[0026] 图1所示系统的灵敏度可通过下列方程进行表述:

$$N(z) = (H(z) - W_{OL}(z) \cdot S_{CL}(z)) / (1 - W_{CL}(z) \cdot S_{CL}(z)),$$

[0028] 其中,H(z)为主路径5的转移特性,W_{OL}(z)为第一ANC滤波器3的转移特性,S_{CL}(z)为次路径8的转移特性且W_{CL}(z)为第二ANC滤波器13的转移特性。有利地是,可以很容易地对第一ANC滤波器3(闭合回路)和第二ANC滤波器13(闭合回路)分别进行优化。

[0029] 图2为说明适用于上文参照图1所述系统中的模拟倾斜型滤波器的转移特性18和19的示意图。具体地,图中示出一阶高音增强(+9dB)倾斜型滤波器(18)和低音衰减(-3dB)

倾斜型滤波器(19)。尽管频谱整形功能的范围取决于线性滤波器理论,但根据电路的拓扑结构和必须要满足的要求,这些功能的调整及其可被调整的灵活性不尽相同。

[0030] 单一倾斜型滤波器为最小相位(通常是简单的一阶)滤波器,其在比转角频率高得多和低得多的频率之间改变相对增益。调整低频或低音倾斜型滤波器以影响较低频率的增益,同时不影响远远高出的转角频率。高频或高音倾斜型滤波器只调整较高频率的增益。

[0031] 另一方面,单一均衡滤波器实现二阶滤波器的功能。这涉及三个方面的调整:中心频率的选择、品质(Q)因数的调整,其确定带宽的锐度、电平或增益,并确定相对于比中心频率高(得多)或低(得多)的频率,所选的中心频率应增强或衰减多少。

[0032] 换句话说:低频倾斜型滤波器可经过所有频率,且按指定量增大或减小低于倾斜型滤波器频率的频率。高频倾斜型滤波器可经过所有频率,且按指定量增大或减小高于倾斜型滤波器频率的频率。均衡(EQ)滤波器可在频率响应中形成峰或谷。

[0033] 现在将参考图3,其中示出了模拟有源一阶低音增强倾斜型滤波器的一种可选滤波器结构。所显示的结构包括运算放大器20,其照例具有反相输入(-)、非反相输入(+)和输出。将滤波器输入信号(In)供给至运算放大器20的非反相输入,且在运算放大器20的输出处提供滤波器输出信号(Out)。输入信号(In)和输出信号(Out)(在当前和所有下列的实例中)为参照基准电位M的电压Vi和Vo。包括两个电阻器21和22和电容器23的无源滤波器(反馈)网络被连接在基准电位M、运算放大器20的反相输入和运算放大器20的输出之间,使得电阻器22和电容器23彼此并联且被连接在运算放大器20的反相输入和输出之间。此外,在运算放大器20的反相输入和基准电位M间连接电阻器21。

[0034] 图3所示滤波器的相对复合频率s的转移特性H(s)为:

$$[0035] H(s) = Z_o(s) / Z_i(s) = 1 + (R_{22}/R_{21}) \cdot (1 / (1 + sC_{23}R_{22})) ,$$

[0036] 其中,Z_i(s)为滤波器的输入阻抗,Z_o(s)为滤波器的输出阻抗,R₂₁为电阻器21的电阻,R₂₂为电阻器22的电阻,且C₂₃为电容器23的电容。滤波器具有转角频率f₀,且f₀=1/2πC₂₃R₂₂。较低频率(≈0Hz)下的增益G_L为G_L=1+(R₂₂/R₂₁),且较高频率(≈∞Hz)下的增益G_H为G_H=1。例如,可通过所使用的声学系统(扬声器-空间-麦克风系统)确定增益G_L以及转角频率f₀。对于特定转角频率f₀而言,电阻器21和22的电阻R₂₁和R₂₂为:

$$[0037] R_{22} = 1 / 2\pi f_0 C_{23}$$

$$[0038] R_{21} = R_{22} / (G_L - 1) .$$

[0039] 从上述两个方程可以看出,有三个变量,但只有两个方程,因此其为超定方程系统。相应地,滤波器设计者必须根据任何进一步的要求或参数(例如滤波器的机械尺寸)选择一个变量,其可能取决于该机械尺寸,且相应地取决于电容器23的电容C₂₃。

[0040] 图4为模拟有源一阶低音衰减倾斜型滤波器的一种可选滤波器结构的图示。所示的结构包括运算放大器24,其非反相输入被连接至基准电位M,且其反相输入被连接至无源滤波器网络。向该无源滤波器网络供给滤波器输入信号(In)和滤波器输出信号(Out),且该无源滤波器网络包括三个电阻器25、26和27以及电容器28。运算放大器24的反相输入通过电阻器25被耦合至输入信号(In)且通过电阻器26被耦合至输出信号(Out)。电阻器27和电容器28彼此串联并作为一个整体与电阻器25并联,即运算放大器24的反相输入也通过电阻器27和电容器28被耦合至输入信号(In)。

[0041] 图4所示滤波器的转移特性H(s)为:

[0042] $H(s) = Z_o(s) / Z_i(s)$

[0043] $= (R_{26}/R_{25}) \cdot ((1+sC_{28}(R_{25}+R_{27})) / (1+sC_{28}R_{27}))$

[0044] 其中, R_{25} 为电阻器25的电阻, R_{26} 为电阻器26的电阻, R_{27} 为电阻器27的电阻且 C_{28} 为电容器28的电容。滤波器具有转角频率 f_0 , 且 $f_0 = 1/2\pi C_{28} R_{27}$ 。较低频率 ($\approx 0\text{Hz}$) 下的增益 G_L 为 $G_L = (R_{26}/R_{25})$, 且较高频率 ($\approx \infty \text{Hz}$) 下的增益 G_H 为 $G_H = R_{26} \cdot (R_{25}+R_{27}) / (R_{25} \cdot R_{27})$, 其应为 1。例如, 可通过所使用的声学系统 (扬声器-空间-麦克风系统) 确定增益 G_L 以及转角频率 f_0 。对于特定转角频率 f_0 而言, 电阻器25和 27的电阻 R_{25} 和 R_{27} 为:

[0045] $R_{25} = R_{26}/G_L$

[0046] $R_{27} = R_{26} / (G_H - G_L)$ 。

[0047] 电容器28的电容如下:

[0048] $C_{28} = (G_H - G_L) / 2\pi f_0 R_{26}$ 。

[0049] 同样, 存在一个超定方程系统, 在本情况中, 其具有四个变量, 但只有三个方程。相应地, 滤波器设计者必须选择一个变量, 例如电阻器26的电阻 R_{26} 。

[0050] 图5为模拟有源一阶高音增强倾斜型滤波器的一种可选滤波器结构的图示。所示的结构包括运算放大器29, 其中将滤波器输入信号 (In) 供给至运算放大器29的非反相输入。包括电容器30和两个电阻器31和32的无源滤波器 (反馈) 网络被连接在基准电位M、运算放大器29的反相输入和运算放大器29的输出之间, 使得电阻器31 和电容器30彼此串联且被连接在反相输入和基准电位M之间。此外, 电阻器32则被连接在运算放大器29的反相输入和运算放大器29的输出之间。

[0051] 图5所示滤波器的转移特性 $H(s)$ 为:

[0052] $H(s) = Z_o(s) / Z_i(s) = (1+sC_{30}(R_{31}+R_{32})) / (1+sC_{30}R_{31})$

[0053] 其中 C_{30} 为电容器30的电容, R_{31} 为电阻器31的电阻且 R_{32} 为电阻器32的电阻。滤波器具有转角频率 f_0 , 且 $f_0 = 1/2\pi C_{30} R_{31}$ 。较低频率 ($\approx 0\text{Hz}$) 下的增益 G_L 为 $G_L = 1$, 且较高频率 ($\approx \infty \text{Hz}$) 下的增益 G_H 为 $G_H = 1 + (R_{32}/R_{31})$ 。例如, 可通过所使用的声学系统 (扬声器-空间-麦克风系统) 确定增益 G_H 以及转角频率 f_0 。对于特定转角频率 f_0 而言, 电阻器31和32的电阻 R_{31} 和 R_{32} 为:

[0054] $R_{31} = 1/2\pi f_0 C_{30}$

[0055] $R_{32} = R_{31} / (G_H - 1)$ 。

[0056] 同样, 存在一个超定方程系统, 在本情况中, 其具有三个变量, 但只有两个方程。相应地, 滤波器设计者必须根据任何进一步的要求或参数选择一个变量, 例如电阻器32的电阻 R_{32} 。由于电阻器32不应太小以使流经电阻器32的运算放大器的输出电流份额较低, 因此, 这种情况是有利的。

[0057] 图6为模拟有源一阶高音衰减倾斜型滤波器的一种可选滤波器结构的图示。所示的结构包括运算放大器33, 其非反相输入被连接至基准电位M, 且其反相输入被连接至无源滤波器网络。向该无源滤波器网络供给滤波器输入信号 (In) 和滤波器输出信号 (Out), 且该无源滤波器网络包括电容器34和三个电阻器35、36和37。运算放大器 33的反相输入通过电阻器35被耦合至输入信号 (In) 且通过电阻器36 被耦合至输出信号 (Out)。电阻器37和电容器34彼此串联并作为一个整体与电阻器36并联, 即运算放大器33的反相输入也通过电阻器37和电容器34被耦合至输出信号 (Out)。

[0058] 图6所示滤波器的转移特性 $H(s)$ 为:

$$[0059] H(s) = Z_o(s) / Z_i(s)$$

$$[0060] = (R_{36}/R_{35}) \cdot (1+sC_{34}R_{37}) / (1+sC_{34}(R_{36}+R_{37}))$$

[0061] 其中 C_{34} 为电容器34的电容, R_{35} 为电阻器35的电阻, R_{36} 为电阻器36的电阻且 R_{37} 为电阻器37的电阻。

[0062] 滤波器具有转角频率 f_0 , 且 $f_0 = 1/2\pi C_{34}(R_{36}+R_{37})$ 。较低频率(≈ 0 Hz)下的增益 G_L 为 $G_L = (R_{36}/R_{35})$ 且应为1。较高频率($\approx \infty$ Hz)下的增益 G_H 为 $G_H = R_{36} \cdot R_{37} / (R_{35} \cdot (R_{36}+R_{37}))$ 。例如, 可通过所使用的声学系统(扬声器-空间-麦克风系统)确定增益 G_L 以及转角频率 f_0 。对于特定转角频率 f_0 而言, 电阻器35、36和37的电阻 R_{35} 、 R_{36} 和 R_{37} 为:

$$[0063] R_{35} = R_{36}$$

$$[0064] R_{37} = G_H \cdot R_{36} / (1-G_H)$$

[0065] 电容器34的电容如下:

$$[0066] C_{34} = (1-G_H) / 2\pi f_0 R_{36}$$

[0067] 电阻器36不应太小, 以便使流经电阻器36的运算放大器的输出电流的份额较低。

[0068] 图7为模拟有源一阶高音衰减倾斜型滤波器的一种替代滤波器结构的图示。所示的结构包括运算放大器38, 其中通过电阻器39将滤波器输入信号(I_{in})供给至运算放大器38的非反相输入。包括电容器40和电阻器41的无源滤波器网络被连接在基准电位M和运算放大器38的非反相输入之间, 使得电容器40和电阻器41彼此串联且被连接在非反相输入和基准电位M之间。此外, 电阻器42则被连接在运算放大器38的反相输入和输出之间以进行信号反馈。

[0069] 图7所示滤波器的转移特性 $H(s)$ 为:

$$[0070] H(s) = Z_o(s) / Z_i(s) = (1+sC_{40}R_{41}) / (1+sC_{40}(R_{39}+R_{41}))$$

[0071] 其中, R_{39} 为电阻器39的电阻, C_{40} 为电容器40的电容, R_{41} 为电阻器41的电阻且 R_{42} 为电阻器42的电阻。滤波器具有转角频率 f_0 , 且 $f_0 = 1/2\pi C_{40}(R_{39}+R_{41})$ 。较低频率(≈ 0 Hz)下的增益 G_L 为 $G_L = 1$, 且较高频率($\approx \infty$ Hz)下的增益 G_H 为 $G_H = R_{41} / (R_{39}+R_{41}) < 1$ 。例如, 可通过所使用的声学系统(扬声器-空间-麦克风系统)确定增益 G_H 以及转角频率 f_0 。对于特定转角频率 f_0 而言, 电阻器39和41的电阻 R_{39} 和 R_{41} 为:

$$[0072] R_{39} = G_H R_{42} / (1-G_H)$$

$$[0073] R_{41} = (1-G_H) / 2\pi f_0 R_{42}$$

[0074] 电阻器42不应太小, 以便使流经电阻器42的运算放大器的输出电流份额较低。

[0075] 图8为ANC滤波器的图示, 其中ANC滤波器基于上文参照图5所述的倾斜型滤波器结构且包括两个额外的均衡滤波器43和44, 其中一个43可为用于第一频带的衰减均衡滤波器, 而另一个则可为用于第二频带的增强均衡滤波器。通常, 均衡为调整在信号内的频带间的平衡的过程。

[0076] 均衡滤波器43包括回转器, 且其一端被连接至基准电位M, 其另一端则被连接至运算放大器29的非反相输入, 其中通过电阻器45将输入信号(I_{in})供给至非反相输入。均衡滤波器43包括运算放大器46, 其反相输入和输出彼此连接。运算放大器46的非反相输入通过电阻器47被耦合至基准电位M且通过两个串联的电容器48和49被耦合至运算放大器29的非反相输入。两个电容器48和49间的抽头通过电阻器50被耦合至运算放大器46的输出。

[0077] 均衡滤波器44包括回转器,且其一端被连接至基准电位M,其另一端则被连接至运算放大器29的反相输入,即其与串联的电容器30和电阻器31并联。均衡滤波器44包括运算放大器51,其反相输入和输出彼此连接。运算放大器46的非反相输入通过电阻器52被耦合至基准电位M且通过两个串联的电容器53和54被耦合至运算放大器29的反相输入。两个电容器53和54间的抽头通过电阻器55被耦合至运算放大器51的输出。

[0078] 由电池供电的移动装置中的ANC滤波器所具有一个问题就是使用较多的运算放大器,且功耗较高。然而,功耗的增加在期望相同的操作时间时会需要更大且因此更多的空间消耗电池,或者在使用相同的电池类型时会减少移动装置的操作时间。进一步减少运算放大器数量的方法可以是仅采用运算放大器进行线性放大并使用在下游(或上游)与运算放大器相连(或连接在两个放大器之间)的无源网络执行滤波功能。图9为这种ANC滤波器结构的示例性结构的图示。

[0079] 在图9所示的ANC滤波器中,在其非反相输入向运算放大器56提供输入信号(In)。将包括两个电阻器57和58的无源非滤波网络连接至基准电位M以及与电阻器57和58一起形成线性放大器的运算放大器56的反相输入和输出。具体地,电阻器57被连接在基准电位M和运算放大器56的反相输入之间,且电阻器58被连接在运算放大器56的输出和反相输入之间。无源滤波网络59在下游与运算放大器连接,即网络59的输入被连接至运算放大器56的输出。鉴于ANC滤波器的总体的噪声行为,下游连接比上游连接更加有利。下面参照图10-13说明适用于图9的ANC滤波器的无源滤波网络的实例。

[0080] 图10描绘的是模拟无源一阶低音(高音衰减)倾斜型滤波器的滤波器结构,其中通过电阻器61将滤波器的输入信号(In)供给至一个节点,且在该节点提供输出信号(Out)。串联的电容器60和电阻器62被连接在基准电位M和该节点之间。图10所示滤波器的转移特性H(s)为:

$$[0081] H(s) = Z_o(s) / Z_i(s) = (1 + sC_{60}R_{62}) / (1 + sC_{60}(R_{61} + R_{62}))$$

[0082] 其中C₆₀为电容器60的电容,R₆₁为电阻器61的电阻且R₆₂为电阻器62的电阻。滤波器具有转角频率f₀,且f₀=1/2πC₆₀(R₆₁+R₆₂)。较低频率(≈0Hz)下的增益G_L为G_L=1,且较高频率(≈∞Hz)下的增益G_H为G_H=R₆₂/(R₆₁+R₆₂)。对于特定转角频率f₀而言,电阻器61和62的电阻R₆₁和R₆₂为:

$$[0083] R_{61} = (1 - G_H) / 2\pi f_0 C_{60},$$

$$[0084] R_{62} = G_H / 2\pi f_0 C_{60}.$$

[0085] 滤波器设计者必须选择一个变量,例如电容器60的电容C₆₀。

[0086] 图11描绘的是模拟无源一阶高音(低音衰减)倾斜型滤波器的滤波器结构,其中通过电阻器63将滤波器的输入信号(In)供给至一个节点,且在该节点提供输出信号(Out)。电阻器64被连接在基准电位M和该节点之间。此外,电容器65与电阻器63并联。图11所示滤波器的转移特性H(s)为:

$$[0087] H(s) = Z_o(s) / Z_i(s) = R_{64} (1 + sC_{65}R_{63}) / ((R_{63} + R_{64}) + sC_{65}R_{63}R_{64})$$

[0088] 其中R₆₃为电阻器63的电阻,R₆₄为电阻器64的电阻且C₆₅为电容器65的电容。滤波器具有转角频率f₀,且f₀=(R₆₃+R₆₄)/2πC₆₅R₆₃R₆₄。较高频率(≈∞Hz)下的增益G_H为G_H=1,且较低频率(≈0Hz)下的增益G_L为G_L=R₆₄/(R₆₃+R₆₄)。对于特定转角频率f₀而言,电阻器61和62的电阻R₆₁和R₆₂为:

[0089] $R_{63} = 1/2\pi f_0 C_{65} G_L$,

[0090] $R_{64} = 1/2\pi f_0 C_{65} (1-G_L)$ 。

[0091] 图12描绘的是模拟无源二阶低音(高音衰减)倾斜型滤波器的滤波器结构,其中通过串联的电感器66和电阻器67将滤波器的输入信号(I_{in})供给至一个节点,且在该节点提供输出信号(Out)。串联的电阻器68、电感器69和电容器70被连接在基准电位M和该节点之间。图12所示滤波器的转移特性 $H(s)$ 为:

[0092] $H(s) = Z_o(s) / Z_i(s)$

[0093] $= (1+sC_{70}R_{68}+s^2C_{70}L_{69}) / (1+sC_{70}(R_{67}+R_{68})+s^2C_{70}(L_{66}+L_{69}))$

[0094] 其中 L_{66} 为电感器66的电感, R_{67} 为电阻器67的电阻, R_{68} 为电阻器68的电阻, L_{69} 为电感器69的电感且 C_{70} 为电容器70的电容。滤波器具有转角频率 f_0 ,

[0095] $f_0 = 1/(2\pi(C_{70}(L_{66}+L_{69}))^{-1/2})$;以及品质因数Q,

[0096] $Q = (1/(R_{67}+R_{68})) \cdot ((L_{66}+L_{69})/C_{70})^{-1/2}$ 。较低频率($\approx 0\text{Hz}$)下的增益 G_L 为 $G_L = 1$,且较高频率($\approx \infty\text{Hz}$)下的增益 G_H 为 $G_H = L_{69}/(L_{66}+L_{69})$ 。对于特定转角频率 f_0 而言,电阻 R_{67} 、电容 C_{70} 和电感 L_{69} 为:

[0097] $L_{69} = (G_H L_{66}) / (1-G_H)$,

[0098] $C_{70} = (1-G_H) / ((2\pi f_0)^2 L_{66})$,以及

[0099] $R_{68} = ((L_{66}+L_{69})/C_{70})^{-1/2} - R_{67}Q$ 。

[0100] 图13描绘的是模拟无源二阶高音(低音衰减)倾斜型滤波器的滤波器结构,其中通过串联的电容器71和电阻器72将滤波器的输入信号(I_{in})供给至一个节点,且在该节点提供输出信号(Out)。串联的电阻器73、电感器74和电容器75被连接在基准电位M和该节点之间。图13所示滤波器的转移特性 $H(s)$ 为:

[0101] $H(s) = Z_o(s) / Z_i(s)$

[0102] $= C_{71} (1+sC_{75}R_{73}+s^2C_{75}L_{74}) / ((C_{71}+C_{75})+sC_{71}C_{75}(R_{72}+R_{73})+s^2C_{71}C_{75}L_{74})$

[0103] 其中 C_{71} 为电容器71的电容, R_{72} 为电阻器72的电阻, R_{73} 为电阻器73的电阻, L_{74} 为电感器74的电感且 C_{75} 为电容器75的电容。滤波器具有转角频率 f_0 ,

[0104] $f_0 = ((C_{71}+C_{75}) / (4\pi^2(L_{74}C_{71}C_{75}))^{-1/2}$;以及品质因数Q,

[0105] $Q = (1/(R_{72}+R_{73})) \cdot ((C_{71}+C_{75})L_{74}/(C_{71}C_{75}))^{-1/2}$ 。较高频率($\approx \infty\text{Hz}$)下的增益 G_H 为 $G_H = 1$,且较低频率($\approx 0\text{Hz}$)下的增益 G_L 为 $G_L = C_{71}/(C_{71}+C_{75})$ 。对于特定转角频率 f_0 而言,电阻 R_{73} 、电容 C_{75} 和电感 L_{74} 为:

[0106] $C_{75} = (1-G_L) C_{71} / G_L$,

[0107] $L_{74} = 1 / ((2\pi f_0)^2 C_{71} (1-G_L))$,以及

[0108] $R_{73} = ((L_{74}/(C_{71}(1-G_L)))^{-1/2}/Q) - R_{72}$ 。

[0109] 可用经适当配置的回转器代替所有在上述实例中使用的电感器。

[0110] 参照图14,其描绘了可按照增强或衰减均衡调整的通用有源滤波器结构。滤波器包括作为线性放大器的运算放大器76和改进的回转器电路。具体地,该通用有源滤波器结构包括另一个运算放大器77,其非反相输入被连接至基准电位M。将运算放大器77的反相输入通过电阻器78耦合至第一节点79,且通过电容器80耦合至第二节点81。第二节点81通过电阻器82被耦合至基准电位M,且通过电容器83与第一节点79相耦合。第一节点79通过电阻器84被耦合至运算放大器76的反相输入,其反相输入通过电阻器85被进一步耦合至其输

出。通过电阻器86向运算放大器76的非反相输入供给输入信号 (In)。使用两个部分电阻器87a和87b形成可调欧姆分压器且具有两端和可调抽头的电位计87在每一端被供给输入信号 (In) 和输出信号 (Out)。通过电阻器88将抽头耦合至第二节点81。

[0111] 图14所示滤波器的转移特性H(s)为:

$$[0112] H(s) = (b_0 + b_1s + b_2s^2) / (a_0 + a_1s + a_2s^2)$$

[0113] 其中,

$$[0114] b_0 = R_{84}R_{87a}R_{88} + R_{87b}R_{88}R + R_{87a}R_{88}R + R_{84}R_{87b}R_{88} + R_{84}R_{87b}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{87b} + R_{87a}R_{87b}R + R_{87b}R_{82} + R_{87a}R_{82},$$

$$[0115] b_1 = R_{87a}C_{80}R_{82}RR_{88} + RC_{83}R_{88}R_{82}R_{87b} + R_{84}R_{87b}R_{88}C_{83}R_{82} + R_{87a}C_{83}R_{82}RR_{88} + R_{84}R_{87a}R_{88}C_{83}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{87b}C_{80}R_{82} + R_{84}R_{87b}R_{88}C_{80}R_{82} + R_{87a}C_{80}R_{82}RR_{87b} + C_{80}R_{82}R_{78}RR_{87b} + RC_{80}R_{88}R_{82}R_{87b} + R_{84}R_{87a}R_{87b}C_{83}R_{82} + R_{87a}C_{83}R_{82}RR_{87b},$$

$$[0116] b_2 = R_{87a}R_{82}R_{88}RC_{80}C_{83}R_{78} + RR_{87b}R_{88}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78} + R_{84}R_{87b}R_{88}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78} + R_{84}R_{87a}R_{88}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78} + R_{84}R_{87a}R_{87b}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78} + RR_{87a}R_{87b}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78}.$$

$$[0117] a_0 = R_{84}R_{87b}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{82} + R_{84}R_{87b}R_{88} + R_{84}R_{87a}R_{88} + R_{84}R_{87a}R_{87b},$$

$$[0118] a_1 = R_{84}R_{87b}R_{88}C_{80}R_{82} + R_{84}R_{87b}R_{88}C_{83}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{88}C_{83}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{88}C_{80}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{87b}C_{83}R_{82} + R_{84}R_{87a}R_{87b}C_{80}R_{82} - R_{87a}R_{82}C_{80}RR_{78},$$

$$[0119] a_2 = R_{84}R_{87b}R_{88}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78} + R_{84}R_{87a}R_{88}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78} + R_{84}R_{87a}R_{87b}C_{80}C_{83}R_{82}R_{78}.$$

[0120] 其中, 电阻器X的电阻为R_X (X=78、82、84、85、86、87a、87b、88), 电容器Y的电容为C_Y (Y=80、83), 且R₈₅=R₈₆=R。

[0121] 将除均衡滤波器外总的来说是倾斜型滤波器且具体来说是二阶倾斜型滤波器的滤波器应用于ANC滤波器时, 需要进行精心设计, 但却提供了许多的好处, 如最小相位特性, 以及小的空间和能量消耗。

[0122] 图15示出了数字有限脉冲响应 (FIR) 滤波器, 其可用作图1所示系统中的第一ANC滤波器3或用于其中。例如, FIR滤波器包括4 个串联的延迟元件90-93, 其中向串联的延迟元件90-93中的第一延迟元件供给数字输入信号X(z)。通过系数元件94-98将延迟元件90-93 的输入信号x(z) 和输出信号馈送至求和器或如图所示馈送至求和器 99-102以将来自系数元件94-98的信号求和, 从而提供输出信号Y(z), 其中每个系数元件具有特定系数h(0)、h(1)-h(4)。通过系数h(0)、h(1)-h(4), 可确定滤波器的特性, 其可为倾斜型特性或任何其他特性, 如均衡特性。

[0123] 从图16可以看出, 通过把开放回路系统和闭合回路系统相结合, 可在更宽的频率范围内实现更突出的衰减特性。在图16所示的上图中, 组合系统的示例性频率特性被描绘成幅度对频率的图。图16的下图为示例性相位特性的相位对频率的图。每个图均显示出a) 无源转移特性, 即主路径5的转移特性H(z); 以及b) 组合的开放和闭合回路系统的灵敏度函数N(z)。

[0124] 图17描绘了开放回路系统15和闭合回路系统16中的每一个对总噪声下降的贡献份额。该图示出了主路径的转移特性H(z)的示例性幅频响应以及开放回路系统(N_{OL})、闭合回路系统(N_{CL})以及组合的系统(N_{OL+CL})的灵敏度函数。根据这些示意图, 可以看出闭合回路系统 16在较低频率范围中更加有效, 而开放回路系统15在较高频率范围中更加有效。

[0125] 所示系统适于各种应用, 如ANC耳机, 其中第二ANC滤波器为模拟滤波器, 且第一滤

波器为模拟或数字滤波器。

[0126] 尽管已公开了各种实现本发明的实例,但对本领域技术人员而言,显而易见的是其仍可在不脱离本发明精神和范围的情况下,进行各种变化和修改以实现本发明的一些优点。很明显,本领域技术人员可使用执行相同功能的其他组件进行适当的取代。权利要求书涵盖了针对本发明概念所进行的这种修改。

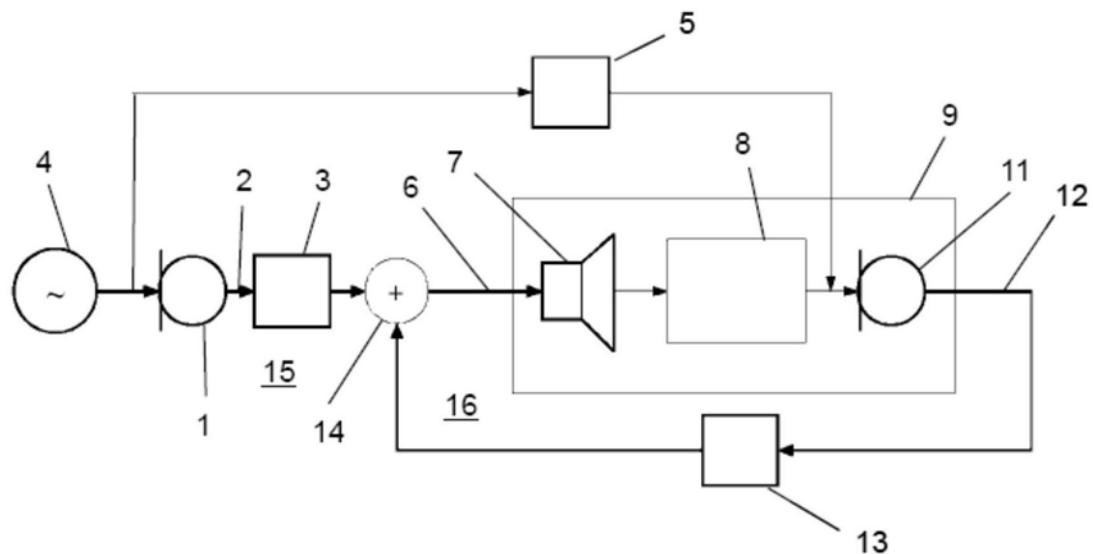


图1

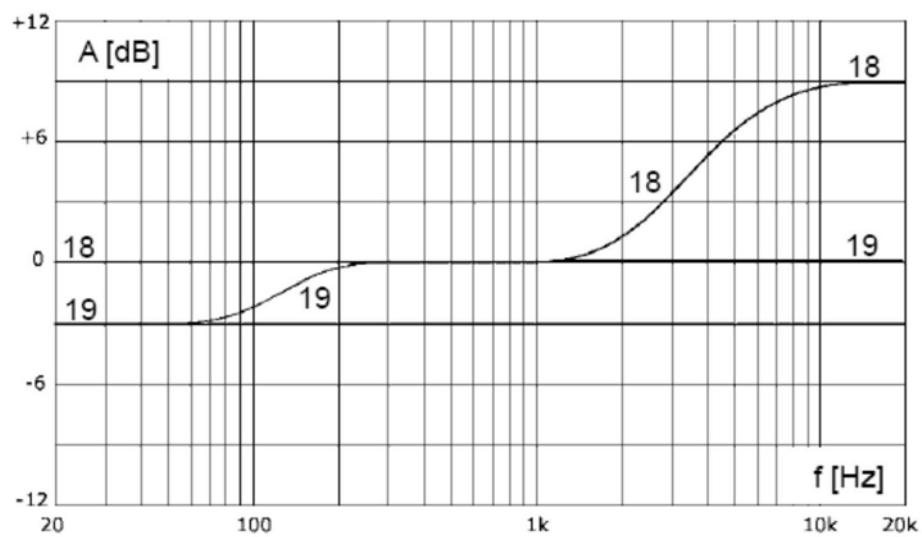


图2

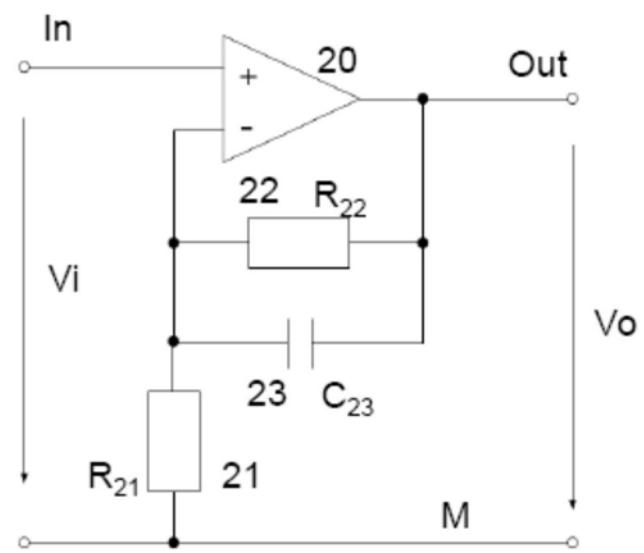


图3

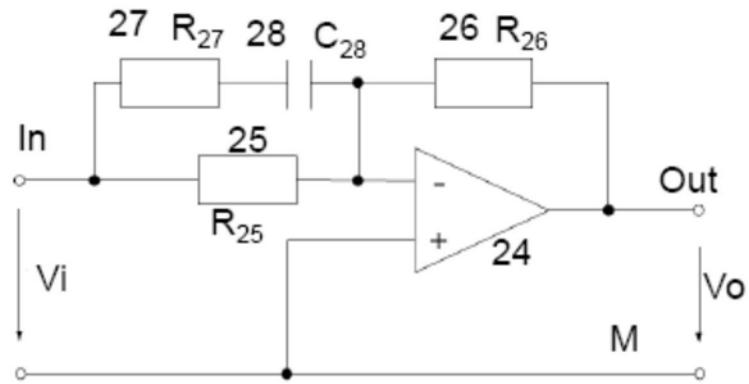


图4

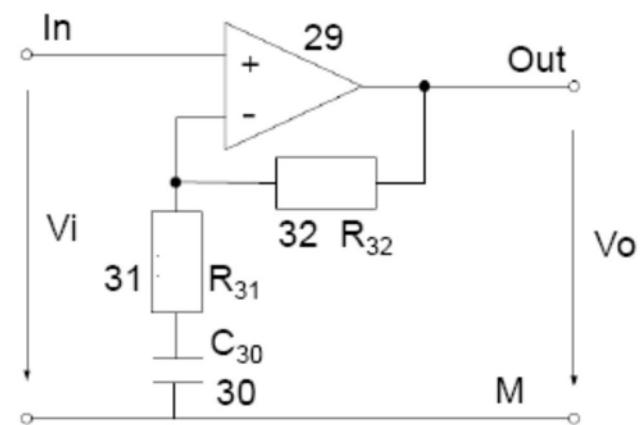


图5

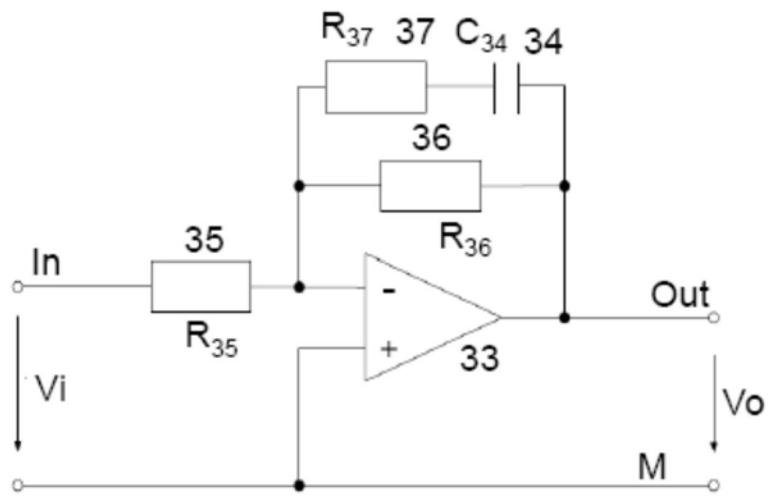


图6

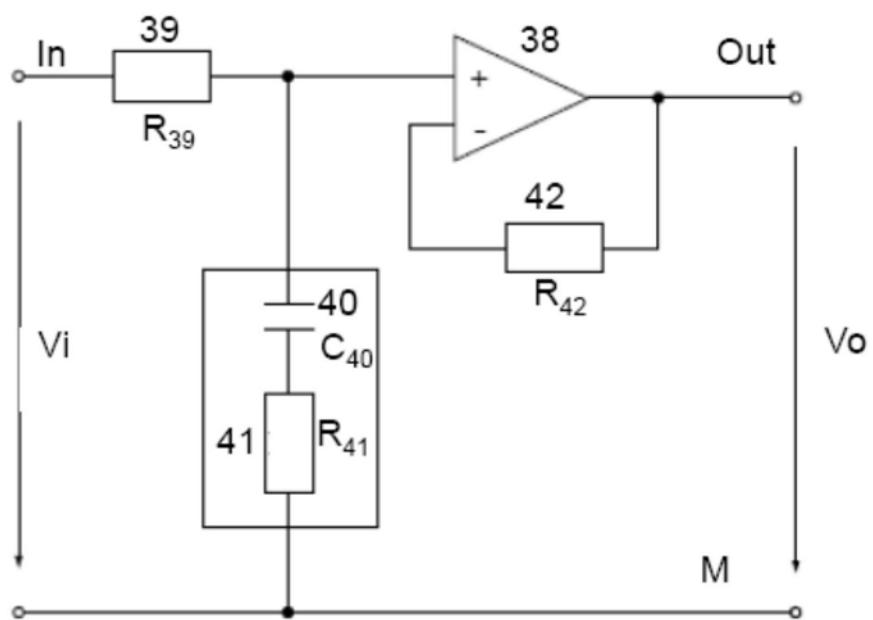


图7

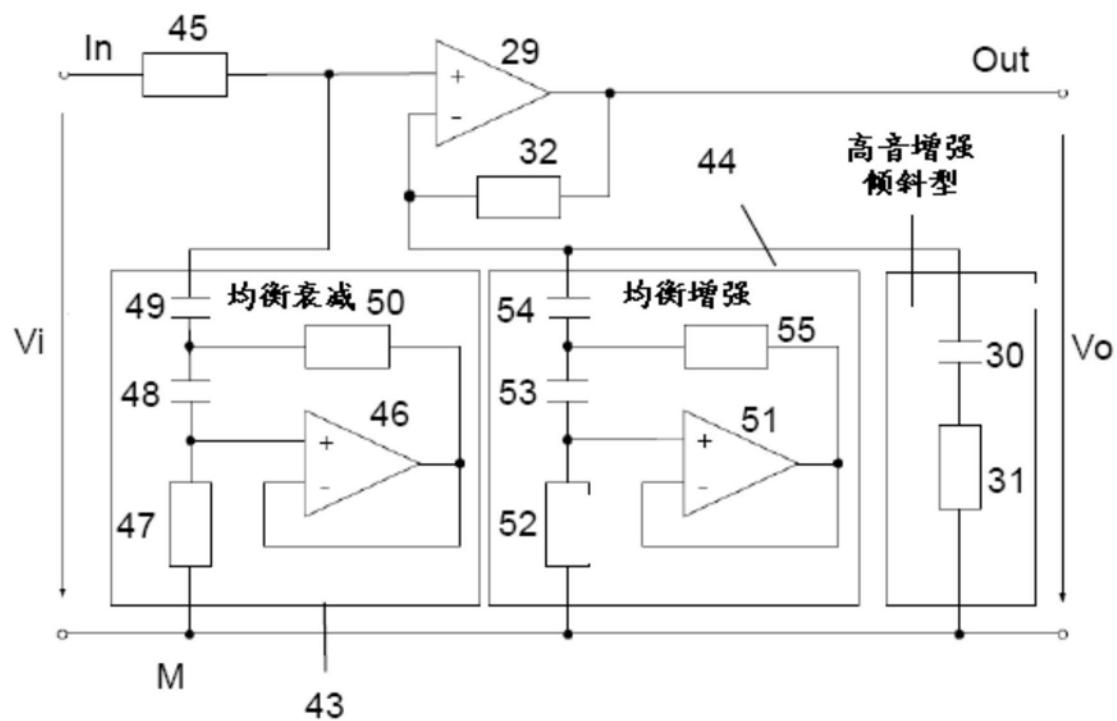


图8

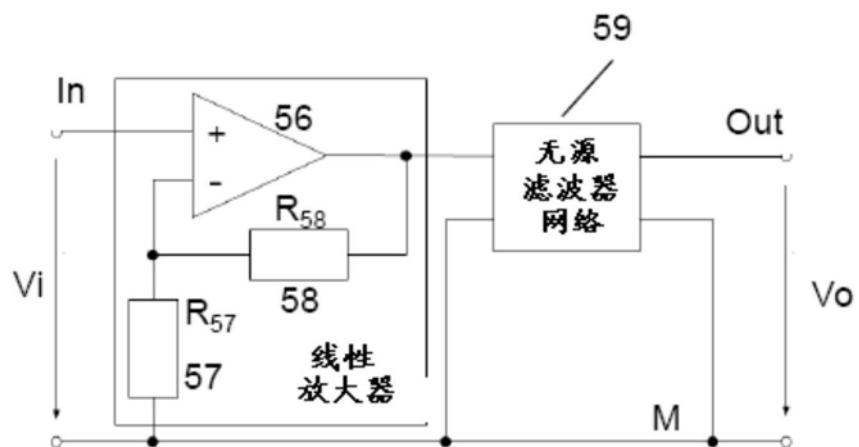


图9

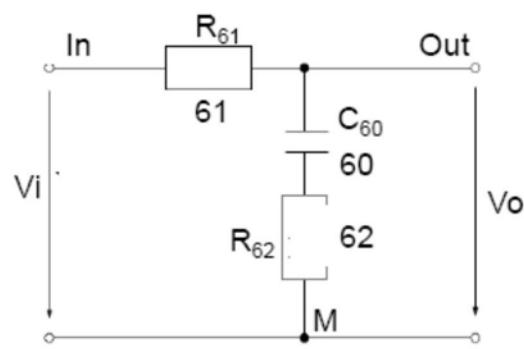


图10

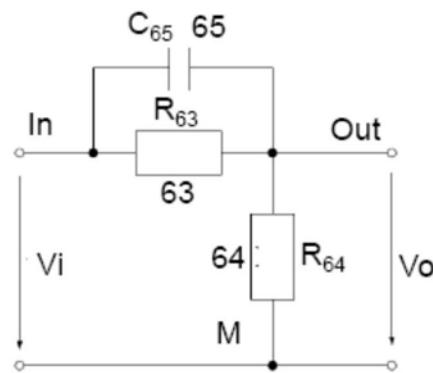


图11

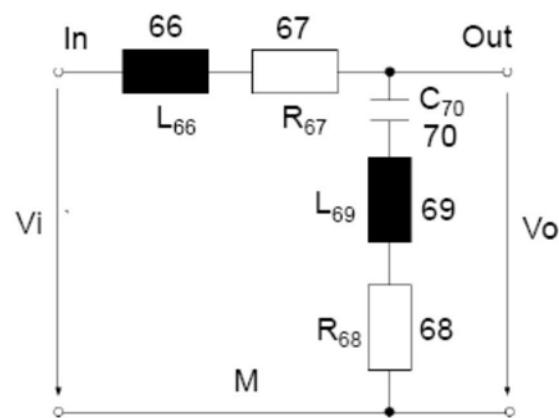


图12

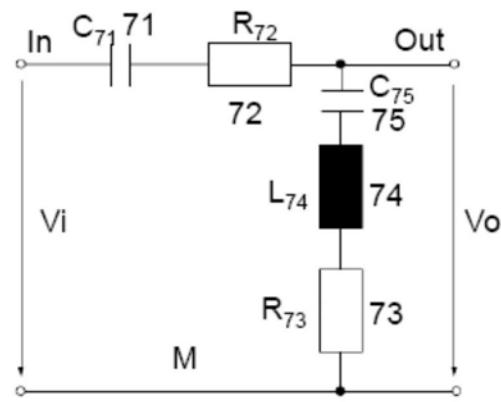


图13

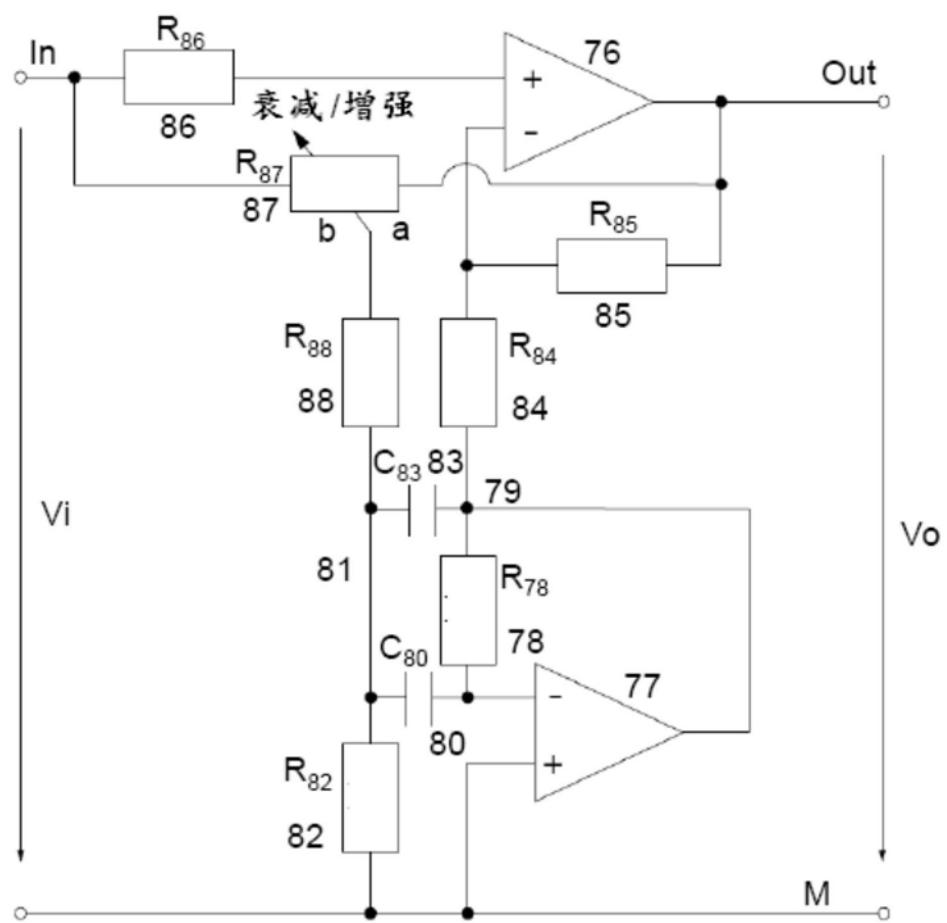


图14

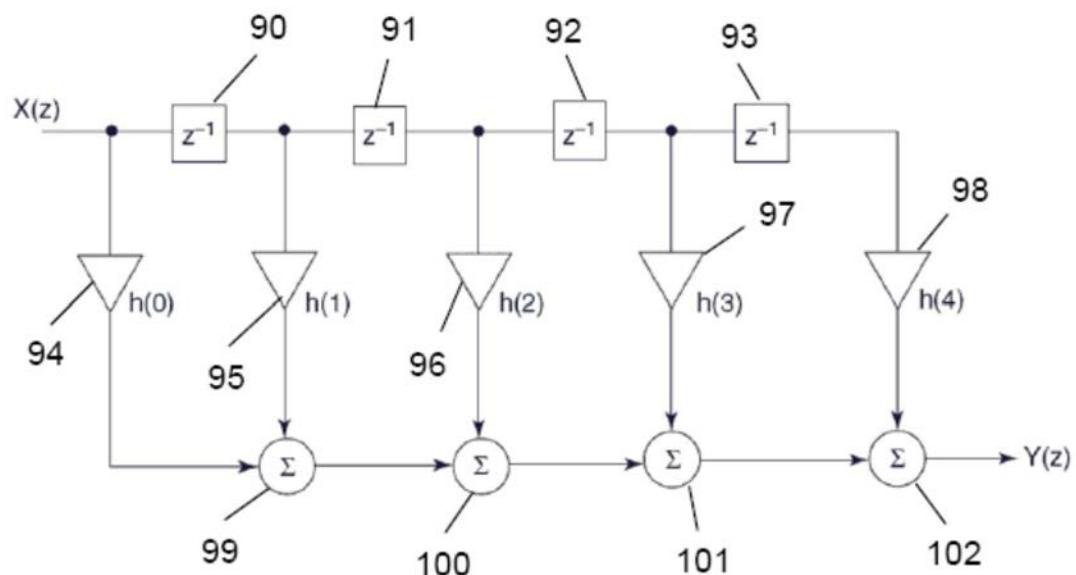


图15

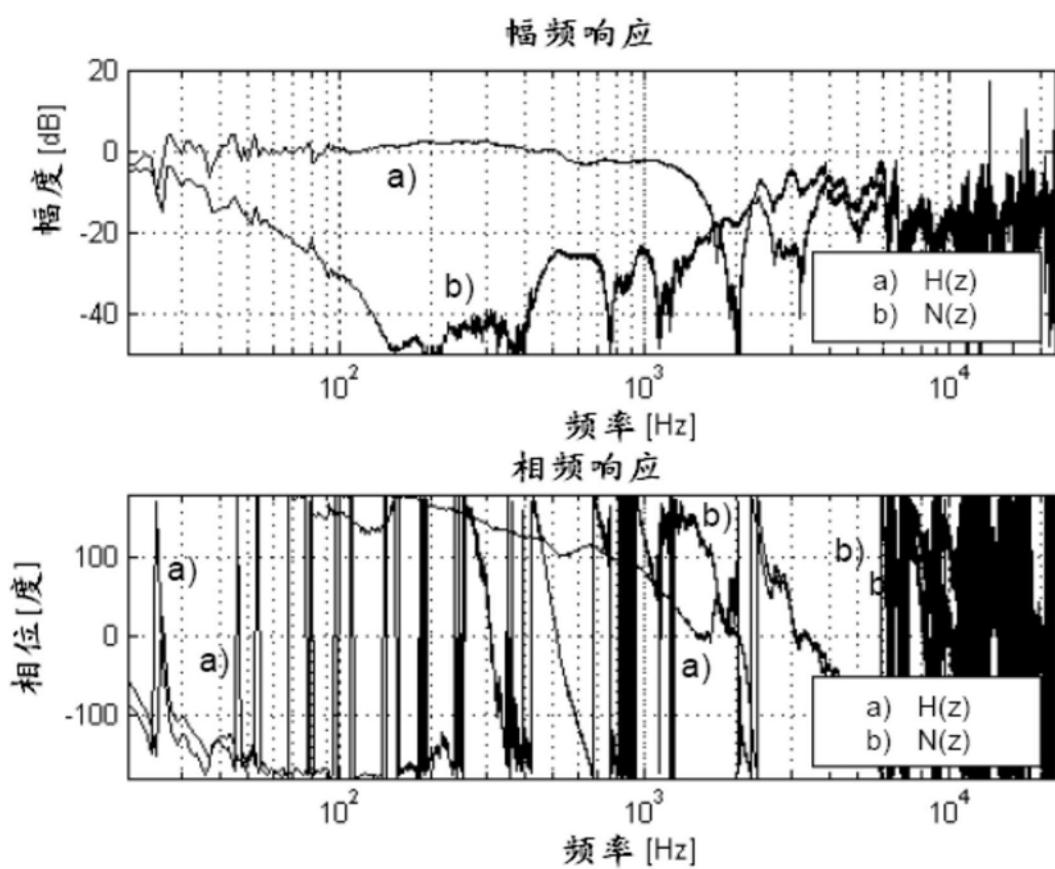


图16

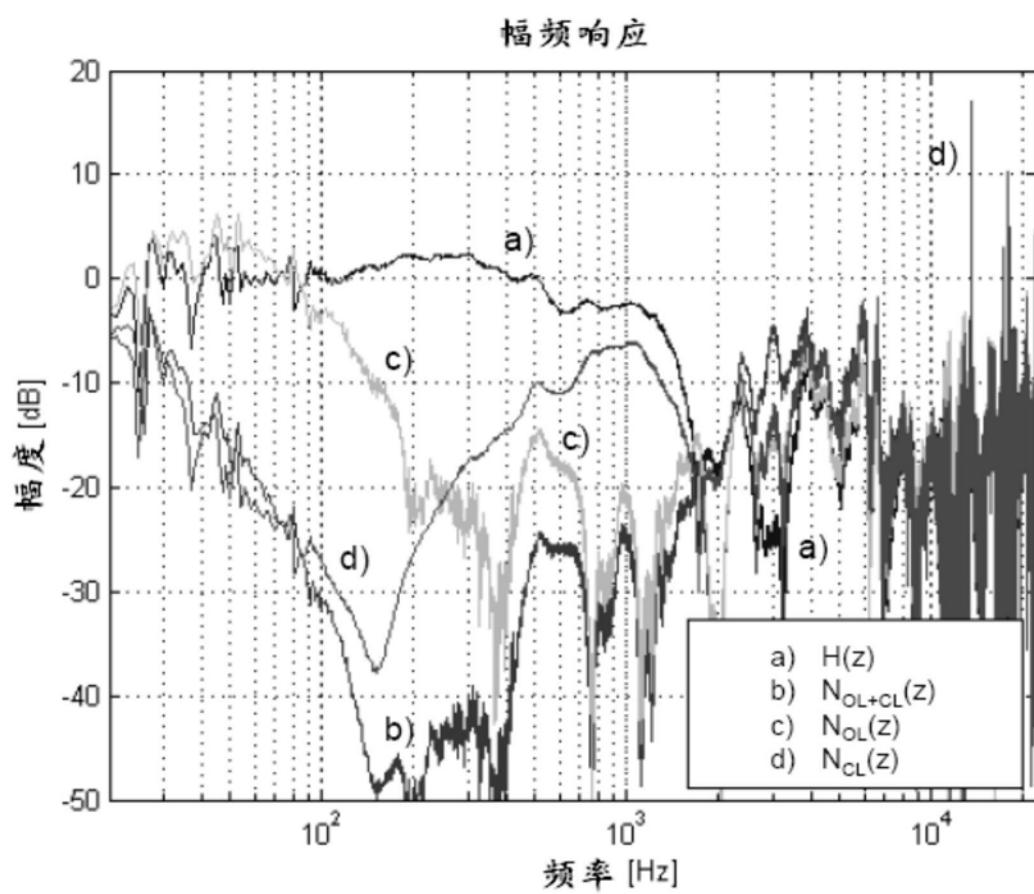


图17