(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101895804 B
(45)授权公告日 2014.06.11

(21)申请号 201010241678.0
(22)申请日 2010.03.31
(30)优先权数据
61/165,240 2009.03.31 US
12/748,097 2010.03.26 US
(73)专利权人 哈曼国际工业有限公司
地址 美国加利福尼亚州
(72)发明人 杰拉尔德·R·斯坦利
(74)专利代理机构 北京市柳沈律师事务所 11105
代理人 高巍 沙捷
(51)Int.Cl.
H04L 29/00(2006.01)
H04R 3/00(2006.01)
H04R 3/02(2006.01)
(56)对比文件
US 4943956 ,1990.07.24, 说明书第19栏第2段-第7段.
CN 200959659 Y,2007.10.10, 全文.
审查员 田琳琳

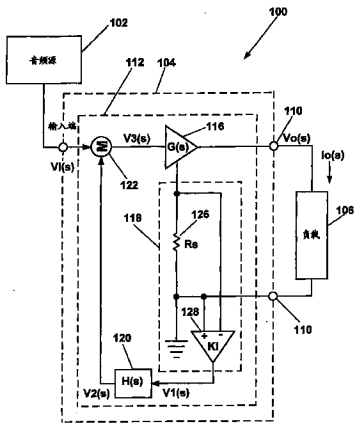
权利要求书3页 说明书14页 附图32页

(54)发明名称

动反馈系统

(57)摘要

一种工作在音频系统中的音频放大器，该音频放大器具有最优源阻抗以最小化与该音频放大器配对的扬声器中的失真。该音频放大器提供了放大的音频信号，以驱动该扬声器。通过使用反馈控制环控制音频放大器的可变输出阻抗，以允许低频处的负输出阻抗改变为高频处的正输出阻抗。从负输出阻抗至正输出阻抗的改变发生在确定的阈值频率处或确定的过渡频率带处。



CN 101895804 B

1. 一种用于最小化扬声器非线性失真的动反馈系统，包括：

音频放大器，其输出端具有可变输出阻抗，所述输出端被配置成提供放大的音频信号以驱动与所述音频放大器配对的一个或多个特定扬声器；

电流传感器，其被配置成感测提供在所述输出端的放大的音频信号的电流，并且将电流作为反馈电流提供给音频放大器，来最小化扬声器的失真；

阻抗控制模块，其包括在所述音频放大器中，所述阻抗控制模块包括具有传递函数 H(s) 的有源滤波器，其基本上匹配与所述放大器配对的一个或多个特定扬声器的负载阻抗，并且所述传递函数 H(s) 提供与频率相关的相位倒置和与频率相关的增益来基于音频信号的频率执行可变输出阻抗的控制；

所述阻抗控制模块被配置成在低于确定阈值频率时使用有源滤波器的正电流反馈和传递函数 H(s) 合成负输出阻抗；并且

所述阻抗控制模块还被配置成在高于所述确定阈值频率时使用有源滤波器的负电流反馈和传递函数 H(s) 合成正输出阻抗。

2. 如权利要求 1 所述的动反馈系统，其中所述有源滤波器被包括在反馈环中，该反馈环对提供给所述扬声器的放大音频信号的所述电流做出响应。

3. 如权利要求 1 所述的动反馈系统，其中传递函数 H(s) 代表最优源阻抗，以最小化所述扬声器的非线性失真。

4. 如权利要求 1 所述的动反馈系统，其中所述与频率相关的相位倒置被配置成在所述确定阈值频率周围的过渡带内发生。

5. 如权利要求 1 所述的动反馈系统，其中所述阻抗控制模块被配置成基于传递函数 H(s) 和提供给所述扬声器的放大音频信号的电流来控制所述音频放大器的可变输出阻抗。

6. 如权利要求 1 所述的动反馈系统，其中所述有源滤波器包括单操作放大器。

7. 如权利要求 1 所述的动反馈系统，其中所述确定阈值频率是用户指定的频率过渡带。

8. 一种最小化扬声器非线性失真的方法，包括：

从音频源接收音频信号；

通过音频放大器放大所述音频信号；

使用所述音频放大器的输出端用放大的音频信号来驱动一个或多个特定扬声器，所述一个或多个特定扬声器和所述音频放大器配对，所述输出端具有受控的输出阻抗；

有源滤波器的传递函数 H(s) 基本上匹配与所述放大器配对的一个或多个特定扬声器的负载阻抗，并且该传递函数 H(s) 提供与频率相关的相位倒置和与频率相关的增益以在低于确定阈值频率时将受控的输出阻抗合成为呈现负阻抗；并且

在高于所述确定阈值频率时将受控的输出阻抗合成为呈现正阻抗；

其中合成输出阻抗以呈现负阻抗和合成输出阻抗以呈现正阻抗包括使用传递函数 H(s) 在低于确定阈值频率的正电流反馈和高于确定阈值频率的负电流反馈之间转变反馈电流。

9. 如权利要求 8 所述的方法，其中合成受控的输出阻抗以呈现负阻抗和合成受控的输出阻抗以呈现正阻抗，包括监控通过所述音频放大器放大的音频信号中提供的电流，以及使用电流反馈环来优化所述扬声器的受控输出阻抗以最小化扬声器失真。

10. 如权利要求 8 所述的方法，其中合成受控的输出阻抗以呈现负阻抗以及合成受控的输出阻抗以呈现正阻抗，包括将滤波器响应的基于频率的增益应用于放大音频信号的输出电流的频谱，以及逼近所述扬声器的控制源阻抗以最小化扬声器失真。

11. 如权利要求 8 所述的方法，其中合成受控的输出阻抗以呈现负阻抗包括将滤波器响应的第一增益应用于音频信号中包括的电流的低于所述阈值确定频率的第一频率范围，并且合成受控的输出阻抗以呈现正阻抗包括将第二增益应用于音频信号的电流的高于所述阈值确定频率的第二频率范围。

12. 如权利要求 8 所述的方法，其中合成输出阻抗以呈现负阻抗和合成输出阻抗以呈现正阻抗，包括通过用反馈环中的传递函数 H(s) 生成的误差信号来对提供给所述音频放大器的输入音频信号进行修正，经修正的输入音频信号通过所述音频放大器放大，并被提供给所述扬声器以最小化非线性失真。

13. 如权利要求 8 所述的方法，其中合成输出阻抗以呈现负阻抗包括对基本上代表所述扬声器的音圈的负载阻抗进行实质上求反的操作，并且合成输出阻抗以呈现正阻抗包括基本上超过基本上代表所述扬声器的漏电自感的负载阻抗。

14. 一种最小化扬声器的非线性失真的方法，包括 ：

从音频源接收音频信号，该音频源包括多个频率 ；

通过音频放大器处理所述音频信号 ；

使在所述音频放大器的音频输出端处的经处理的音频信号的输出能够驱动一个或多个扬声器，所述音频输出端具有输出阻抗，并且所述一个或多个特定扬声器和所述音频放大器配对 ；

接收反馈电流 ；

使用具有传递函数 H(s) 的有源滤波器合成音频放大器的输出阻抗以呈现负阻抗，该传递函数 H(s) 基本上匹配与所述放大器配对的一个或多个特定扬声器的负载阻抗，并且该传递函数 H(s) 提供与频率相关的相位倒置和与频率相关的增益使得在低于确定阈值频率的所述音频信号的第一频带反馈电流是正反馈电流，并且在音频输出端呈现负阻抗 ；以及

响应于传递函数 H(s) 提供反馈电流作为第二频带中的负反馈电流，合成音频放大器的输出阻抗以便在高于确定阈值频率的所述音频信号的第二频带在音频输出端呈现正阻抗，第二频带高于第一频带。

15. 如权利要求 14 所述的方法，还包括操作电流反馈环，该电流反馈环包括所述有源滤波器，所述传递函数 H(s) 在所述第一频带和所述第二频带中基本上表示所述扬声器的最优源阻抗。

16. 如权利要求 15 所述的方法，其中所述传递函数 H(s) 的与频率相关的增益和与频率相关的相位倒置被配置成，使得所述相位从低于所述确定阈值频率时的负相位转变成高于所述确定阈值频率时的正相位。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其中在频率的第一频带内的所述传递函数 H(s) 的与频率相关的增益小于在频率的第二频带内的传递函数 H(s) 的与频率相关的增益。

18. 一种用于扬声器的动反馈系统，包括 ：

音频放大器，具有输入端和输出端，该输入端被配置成接收音频信号，并且该输出端被

配置成提供放大形式的音频信号，所述放大形式的音频信号被用于驱动与所述音频放大器配对的一个或多个特定扬声器；

电流传感器，被配置成感测在输出端处提供的放大音频信号的电流，并且将该电流作为反馈电流提供给所述音频放大器，以最小化所述扬声器的失真；和

有源滤波器，其包含在所述音频放大器中并与所述电流传感器相耦合，所述有源滤波器具有传递函数 H(s)，该传递函数 H(s) 基本上匹配与所述放大器配对的一个或多个特定扬声器的负载阻抗，并且传递函数 H(s) 提供与频率相关的相位倒置和与频率相关的增益，以在第一频率范围内的正反馈电流和第二频率范围内的负反馈电流之间选择性地转变所述反馈电流，其中所述第二频率范围高于所述第一频率范围。

19. 如权利要求 18 所述的动反馈系统，其中所述有源滤波器被配置成具有确定的频率过渡带宽，其中在所述正反馈电流和所述负反馈电流之间的所述选择性的转变发生在该确定的频率过渡带宽内。

20. 如权利要求 18 所述的动反馈系统，其中所述放大器被配置成响应于所述正反馈电流和所述负反馈电流向所述扬声器呈现输出阻抗，该输出阻抗在所述第一频率范围内为负阻抗，而在所述第二频率范围内为正阻抗。

21. 如权利要求 20 所述的动反馈系统，其中所述负阻抗代表在所述第一频率范围中所述扬声器的电阻，并且所述正阻抗超过了在所述第二频率范围中所述扬声器的阻抗。

22. 一种最小化扬声器的非线性失真的方法，包括：

从音频源接收音频信号，该音频源包括多个频率；

通过音频放大器放大所述音频信号，其输出端具有可变输出阻抗；

通过放大的音频信号驱动与所述音频放大器配对的一个或多个特定扬声器；

监控在所述放大的音频信号中提供的电流；

将监控的电流提供给具有传递函数 H(s) 的有源滤波器，其基本上匹配与所述放大器配对的一个或多个特定扬声器的负载阻抗，并且所述传递函数 H(s) 包括与频率相关的相位倒置和与频率相关的增益以基于音频信号的频率执行可变输出阻抗的控制；

基于所述监控的电流使用有源滤波器的传递函数 H(s) 合成所述音频放大器的所述输出阻抗作为低于确定阈值频率的那些频率的负阻抗，所述监控的电流通过传递函数 H(s) 提供为正反馈电流；以及

基于所述监控的电流使用有源滤波器的传递函数 H(s) 合成所述音频放大器的所述输出阻抗作为高于确定阈值频率的那些频率的正阻抗，所述监控的电流通过传递函数 H(s) 提供为负反馈电流。

动反馈系统

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求 2009 年 3 月 31 日提交的申请号为第 61/165,240 的美国临时申请和 2010 年 3 月 26 日提交的申请号为第 12/748097 的美国专利申请的优先权权益。

技术领域

[0003] 本发明涉及音频系统，尤其涉及与音频系统中的扬声器控制相关的动反馈 (motional feedback)。

背景技术

[0004] 音频系统典型地包括以音频信号的形式提供音频内容的音频源、放大该音频信号的放大器、以及一个或多个将该放大的音频信号转换成声波的扬声器。扬声器典型地由扬声器制造商标示有标称的阻抗值，例如 4 欧姆或 8 欧姆。事实上，扬声器的阻抗随频率而变化，因此导致驱动该扬声器的放大器的负载也随频率而变化。此外，扬声器的阻抗通常是明显非线性的。扬声器阻抗相对于频率的变化可以用扬声器阻抗曲线来显示，这种扬声器阻抗曲线通常由制造商通过扬声器制造模型来提供。该负载阻抗的非线性方面从未公开过。

[0005] 扬声器的非线性操作还因为扬声器是对电压和电流的变化很敏感的电机设备。此外，扬声器的非线性操作可能还归应于移置和老化，以及环境条件，例如温度和湿度。此外，在操作过程中扬声器的音圈可能遭受与音频内容的放大级别有关的加热和冷却。此外，在特定扬声器设计中制造和材料的变化也可能导致 / 造成扬声器的非线性操作。因此，扬声器参数，例如 DC 阻抗、质量矩 (moving mass)、顺应性 (compliance)、共振频率以及电感可能在扬声器的相同制造模型中发生显著变化，还可能随着操作和环境条件的改变而发生明显改变。

[0006] 由于对于任何给定的扬声器，扬声器的非线性操作和该扬声器阻抗的相应变化可能明显改变，因此当扬声器由放大器用放大音频信号驱动时，其导致的失真在不同扬声器当中以及在不同操作条件下也可能明显不同。

发明内容

[0007] 一种具有电压受控音频放大器的音频系统可包括阻抗控制模块，其中所述电压受控音频放大器用放大的音频信号驱动扬声器。阻抗控制模块可以与音频放大器协同工作，以优化音频放大器的输出阻抗，以便最小化扬声器失真。在这种系统中，可首先将音频放大器与特定的一个或多个扬声器配对。基于该配对，可以为阻抗模块配备对于一个或多个扬声器的估计最优源阻抗。阻抗控制模块可包括滤波器，该滤波器被设计成代表与放大器配对的特定一个或多个扬声器的最优源阻抗。

[0008] 在音频放大器操作的过程中，阻抗控制模块可能作为基于频率的电流反馈控制装置进行操作。通过使用滤波器以及包含在驱动扬声器的放大器音频信号内的测量电流，阻抗控制模块可在频率范围中控制音频放大器的输出阻抗。在低频处，可将放大器的输出阻

抗控制为基本上等于并反相于扬声器负载阻抗的至少某些方面。另一方面，在高频处，放大器可类似于具有高输出阻抗的电流源。扬声器的负载阻抗的某些方面，例如与音圈相关的阻抗和漏电感，可促进扬声器的非线性操作，而这种非线性操作导致由扬声器产生的可听声音中的失真。

[0009] 由于放大器的低频输出电阻被控制成与扬声器的阻挡负载阻抗（与音圈相关的电阻）相等并反相，可能会抵消负载阻抗的一部分，该部分不是与扬声器的运动线圈磁电反电运动势 (back-EMF) 相关的运动阻抗的一部分。另一方面，放大器的高频输出阻抗可明显高于低频输出阻抗，以便最小化漏电感的影响。可通过将放大器输出阻抗增大成在放大器和扬声器之间形成的电路中的阻抗的主要部分，来最小化扬声器漏电感的影响。因此，由于非线性低频操作和非线性高频操作导致的扬声器输出失真，可以被最小化。

[0010] 音频放大器的输出阻抗可以被控制成在低于阈值频率时提供负输出阻抗，而在高于阈值频率时提供正输出阻抗。该阈值频率可以通过为了最小化扬声器失真而进行的测试来确定。负输出阻抗可以是由阻抗控制模块提供的基于频率的正反馈电流的结果。类似地，正输出阻抗可以是由阻抗控制模块提供的基于频率的负反馈电流的结果。通过使用这些基于频率的控制技术，音频放大器的输出阻抗可被阻抗控制模块控制成，基于阈值频率在低频处输出负输出阻抗，而在高频处改变成输出正输出阻抗。由于负输出阻抗，扬声器的负载阻抗，例如音圈阻抗，可在低频处被取消。此外，电压控制音频放大器可以类似于电流控制音频放大器进行操作，该电流控制音频放大器在高频处使用正输出阻抗以压制和超过扬声器漏电感的阻抗。

[0011] 在研究了附图和详细说明后，对于本领域技术人员来说，本发明的其它系统、方法、特征和优点将是，或者将会变得显而易见。所有的这些额外的系统、方法、特征和优点均旨在包括在本说明书中，包括在本发明的范围内，并被权利要求所保护。

附图说明

[0012] 参照下列附图和描述，可以更好地理解本发明。图中的部件不必按比例绘制，重点在于描述本发明的原理。此外，在各个附图中，不同视图中相同的附图标记代表相应部分。

[0013] 图 1 是一部分包括音频源和动反馈系统的音频系统的示例性框图，其中动反馈系统包含音频放大器和扬声器。

[0014] 图 2 是能被包含在动反馈系统中的一阶滤波器示例的电路示意图。

[0015] 图 3 是图 2 中滤波器的幅度和相位响应。

[0016] 图 4 是图 2 中滤波器的复平面的显示。

[0017] 图 5 是能被包含在动反馈系统中的另一个滤波器示例的电路示意图。

[0018] 图 6 是图 5 中滤波器的幅度和相位响应。

[0019] 图 7 是图 5 中滤波器的复平面的显示。

[0020] 图 8 是能被包含在动反馈系统中的另一个滤波器示例的电路示意图。

[0021] 图 9 是图 8 中滤波器的幅度和相位响应。

[0022] 图 10 是图 8 中滤波器的复平面的显示。

[0023] 图 11 是图 8 中滤波器的幅度和相位响应，该滤波器具有与参考图 9 讨论的滤波器不同的一组元件值。

[0024] 图 12 是图 8 中滤波器的复平面的显示，该滤波器具有与参考图 10 讨论的滤波器不同的一组元件值。

[0025] 图 13 是包括电流传感器和滤波器的动反馈系统示例性部分的电路示意图。

[0026] 图 14 是可被包含在动反馈系统中的二阶滤波器示例的电路示意图，该二阶滤波器具有与全通、带阻或带通滤波器相类似的特性。

[0027] 图 15 是可被包含在动反馈系统中的二阶滤波器的另一个示例的电路示意图，该二阶滤波器具有与低通滤波器相类似的特性。

[0028] 图 16 是能被包含在动反馈系统中的二阶滤波器的又一个示例的电路示意图，该二阶滤波器具有与高通滤波器相类似的特性。

[0029] 图 17 是能被包含在动反馈系统中的另一个滤波器示例的电路示意图，该滤波器具有与高通滤波器相类似的特性。

[0030] 图 18 是能被包含在动反馈系统中的又一个滤波器示例的电路示意图，该滤波器具有与高通陷波滤波器相类似的特性。

[0031] 图 19 是能被包含在动反馈系统中的滤波器示例的电路示意图，该滤波器具有与上升和下降均衡滤波器 (bump and dip equalization) 类似的特性。

[0032] 图 20 是能被包含在动反馈系统中的再一个示例性二阶滤波器的电路示意图，该滤波器具有与全通滤波器或最小相移滤波器类似的特性。

[0033] 图 21 是能被包含在动反馈系统中的再一个示例性一阶滤波器的电路示意图，该滤波器具有与全通滤波器类似的特性。

[0034] 图 22 是能被包含在动反馈系统中的再一个示例性滤波器的电路示意图，该滤波器具有与低通陷波滤波器类似的特性。

[0035] 图 23 是能被包含在动反馈系统中的再一个示例性二阶滤波器的电路示意图，该滤波器具有与低通滤波器类似的特性。

[0036] 图 24 是能被包含在动反馈系统中的再一个示例性滤波器的电路示意图，该滤波器具有与带通滤波器类似的特性。

[0037] 图 25 是能被包含在动反馈系统中的又一个示例性滤波器的电路示意图，该滤波器具有与带通滤波器类似的特性。

[0038] 图 26 是能被包含在动反馈系统中的再另一个示例性一阶滤波器的电路示意图，该滤波器具有与缓冲带通滤波器类似的特性。

[0039] 图 27 是能被包含在动反馈系统中的又另一个示例性一阶滤波器的电路示意图，该滤波器具有与缓冲低通滤波器类似的特性。

[0040] 图 28 是能被包含在动反馈系统中的另一个示例性一阶滤波器的电路示意图，该滤波器具有与缓冲高通滤波器类似的特性。

[0041] 图 29 是能被包含在动反馈系统中的另一个示例性滤波器的电路示意图，该滤波器具有与高通陷波滤波器类似的特性。

[0042] 图 30 是能被包含在动反馈系统中的另一个示例性滤波器的电路示意图，该滤波器具有与高通陷波滤波器类似的特性。

[0043] 图 31 是动反馈系统的示例性操作流程图。

[0044] 图 32 是图 31 的操作流程图的第二部分。

具体实施方式

[0045] 图 1 是包括动反馈系统 100 和音频源 102 的示例性音频系统的框图。该音频系统可以在任何监听空间，例如房间、车辆、或其他任何能够产生可听声音的空间中工作。该音频系统可以是能提供音频内容的任何形式的多媒体系统。在其他例子中，该音频系统的配置可包括附加组件，例如前置或后置均衡能力、头部单元、导航单元、机载计算机、无线通信单元，和 / 或任何其他与音频系统相关的功能。

[0046] 音频源 102 可以是诸如歌唱家或评论员的现场声音源、诸如例如数字光盘、影碟播放器、视频系统、收音机、盒式录音带播放器、音频存储设备、音频 / 视频存储设备、无线或有线通信设备、导航系统、个人计算机这样的媒体播放器，或其他任何可以多媒体系统的任何形式存在的功能或设备。在工作过程中，音频源 102 可以提供数字信号或模拟逻辑信号作为音频信号。该音频信号可以包括音频数据，如单声道信号、立体声信号，或多声道信号，例如 5、6 或 7 声道环绕音频信号。当音频内容在包括 16Hz 到 20kHz 的宽频率范围、16Hz 到 20kHz 内的频率范围、和 / 或 16Hz 到 20kHz 内的多个频率范围中发生变化时，音频信号的电流和 / 或电压可能随之变化。

[0047] 动反馈系统 100 可包括音频放大器 104，和负载 106。音频放大器 104 可以是一个或多个电压放大器，或能够接收音频输入信号、增加音频输入信号的幅度、和提供基于电压放大的音频输出信号以驱动负载 106 的任何其他（一个或多个）机构或（一个或多个）设备。音频放大器 104 还可以执行任何其他的音频信号处理，例如均衡、相位延迟和 / 或滤波。

[0048] 动反馈系统 100 可以是电子电路和相关组件形式的硬件，作为可由处理器（例如数字信号处理器）执行的指令存储在有形计算机可读的媒介上的软件、或硬件和软件的组合。该有形计算机可读媒介（内存）可以是任何形式的数据存储设备或机构，例如非易失性或易失性存储器、只读存储器 (ROM)、随机存取存储器 (RAM)、闪存、硬盘、光盘、磁存储媒介等。该有形计算机可读媒介不是能够通过电子传输的通信信号。在一个例子中，该动反馈系统 100 可以用音频放大器 104 内的数字信号处理器和相关存储器来实现。在其他例子中，该动反馈系统 100 可以位于音频放大器 104 外部，并且提供一个或多个控制输出以控制该音频放大器 104。音频放大器 104 包括输出端 110。该输出端 110 可具有可变输出源阻抗 Zo(s)，并且能够向负载 106 供应放大的音频信号。

[0049] 负载 106 可以是任何数目的机电设备，例如可以将音频信号转换成声波的扬声器。该扬声器可以具有任何尺寸，可以包含任何数目的不同声音发射面或设备，并可以在任何频率范围或多个频率范围内工作。尽管负载 106 可以包括其他设备，例如后置滤波（换向 (crossover))、全范围音量控制、以及其他设备或电路，但为了便于讨论，被提到的负载 106 指的是扬声器 106。

[0050] 该示例性音频放大器 104 包括阻抗控制模块 112。在操作中，阻抗控制模块 112 可以最优化输出端 110 的可变输出阻抗 Zo(s)。当扬声器 106 由通过输出端 110 的放大音频信号驱动时，可实施对可变输出阻抗 Zo(s) 的优化来减小该扬声器 106 的失真。优化可以包括将音频放大器 104 的可变输出阻抗 Zo(s) 控制成在低频处基本类似于并反相于扬声器 106 的负载阻抗 Z(s)，而在高频处远大于扬声器 106 的负载阻抗 Z(s)。在低频处音频放大器 104 基本类似但反相的输出阻抗 Zo(s)，会导致至少将扬声器 106 的负载阻抗的重要部分

消除，否则扬声器 106 的负载阻抗会促进非线性操作。此外，在高频处输出阻抗 Zo(s) 被控制成远大于扬声器 106 的负载阻抗 Z(s) 可将高频处负载阻抗 Z(s) 对扬声器 106 非线性操作的影响最小化。

[0051] 因此，在开始操作前，可以基于测试、制造商数据、和 / 或任何其他机制来确定扬声器 106 的负载阻抗 Z(s)，以便为音频放大器 104 利用音频信号驱动的特定的一个或多个扬声器 106 建立基于基线频率的负载阻抗 Z(s) 值。也可以这种方式测试扬声器 106 以阻挡音圈的运动，并且测量负载阻抗。由于动态阻抗 (motional impedance) 被排除，这已知为阻挡音圈阻抗。对负载阻抗 Z(s) 的测试还可包括确定扬声器的漏电感。由于扬声器 106 的负载阻抗 Z(s) 在操作中可能明显改变，当将音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s) 自动和动态调整至扬声器 106 在频率操作范围内的负载阻抗 Z(s) 范围时，可以考虑负载阻抗 Z(s) 的变化。在一个实施例中，在操作前对扬声器 106 的负载阻抗 Z(s) 的确定、对于低频操作基本上类似于但是反相于音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s)，以及在高频处对控制扬声器 106 的漏电感所需的阻抗数量的确定，均可以通过网络合成执行，其中特定扬声器 106 和特定音频放大器 104 在同一合成中被制作。换句话说，通过考虑有助于非线性操作的低频处的扬声器阻抗以及高频处的扬声器阻抗，可以使特定音频放大器 104 与特定的一个或多个扬声器 106 相匹配或配对。

[0052] 扬声器 106 的负载阻抗 Z(s) 的变化可能归因于音频信号驱动的扬声器 106、温度、扬声器 106 中包含的部分的公差、以及任何其他在整个频率范围内对负载阻抗 Z(s) 有明显影响的变量。一种跟踪和补偿负载阻抗 Z(s) 的这些变化的机制可以包括监控扬声器 106 中的移动音圈的实时位置和速度。但是，提供实时位置和速度反馈的系统通常是复杂、昂贵的，并且只能实现有限的成效。

[0053] 用阻抗控制模块 112 执行的一种可选方法，是使用电流反馈来控制音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s)。对音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s) 的控制，允许正被用于向扬声器 106 供应驱动力的同一音圈也提供隐式反馈 (implicit feedback)。通过使用阻抗控制模块 112，音频放大器 104 的可调整的正负输出阻抗 Zo(s) 均可以被控制，以便加强抑制和降低扬声器失真。

[0054] 在音频信号的相对低频处，例如 16Hz 到 200Hz，导致非线性误差的主导来源，是由于扬声器 106 音圈阻抗中的音频信号的电压损失产生的。扬声器音圈阻抗中的音频信号的电压损失是由于该音圈内音频信号的致使非线性顺应性变形的电流产生的。在这种低频处要减少了很多的程度上，音圈漏电感是促成扬声器 106 的非线性的因素。在这种低频处，由于对音圈的往复运动的相对大的阻碍，与因漏电感损失的电压相比，因音圈电阻损失的电压数量占支配地位。如上所述，对音圈电阻的示例性测量可基于阻挡 (固定) 音圈阻抗。在高频处，音圈的往复运动明显减小，导致在造成失真方面，由于非线性漏电感造成的电压损失比线圈的更线性电阻的电压损失占支配地位。阻抗控制模块 112 可以通过控制音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s)，来在音频信号的低频处基本上抵消扬声器 106 的阻挡音圈阻抗。实际上，由于音圈电阻的支配效果，低频处输出阻抗 Zo(s) 的大部分是电阻性 (resistive) 的。

[0055] 音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s) 可以通过使用正电流反馈以合成输出端 110 处的负输出阻抗来控制。音频放大器 104 的负输出阻抗 Zo(s) 可以在低频处基本上抵消音圈

阻抗，从而在这点上减小扬声器性能的非线性。由于产品公差 (product tolerance) 和操作因素，音圈阻抗可以基本上被抵消。产品公差容限可以包含在放大器和扬声器的电子组件中。例如，一个相对大的公差是扬声器与温度的关系。在诸如汽车应用的具体应用中，正常的极端温度是 -40℃，此时扬声器的铜的导电系数可能被最大化。在这种汽车应用中，音圈和车辆的线束同时变得很凉。在相对较高的温度下，音圈阻抗会较高。

[0056] 一旦阻挡音圈阻抗被确定，并且基本上被音频放大器 104 的负输出阻抗 Zo(s) 抵消，剩下的非线性的有效来源基本上不受负输出阻抗 Zo(s) 的影响。例如，非线性的另一个来源是音圈的漏电感，其是由音频信号驱动以操作扬声器 106 的音圈电压的剩余负载阻抗 Z(s) 分量。音圈电压的这个剩余负载阻抗 Z(s) 分量是运动 BL 乘积乘以音圈速度。该运动 BL 乘积包括 B 和 L，其中 B 是运动的通量密度 (flux density)，L 是暴露于 B 的音圈线的长度。BL 可随音圈位移的函数而发生变化，并且阻挡音圈阻抗可随音频信号的时间或内容的函数而改变。

[0057] 非线性的另一个不被音频放大器 104 的负输出阻抗 Zo(s) 抵消的可能来源，是音圈温度的影响。音圈阻抗可能具有基本上正的温度系数，例如当音圈线是铜的时，并且音圈阻抗可能随音圈加热，例如音圈被音频信号产生的热量加热时而增大。例如，经常会看到当由相对高能量的音频信号驱动时，高功率扬声器 DC 阻抗增大 100％。这可能造成对扬声器 106 输出信号的压缩，这种压缩可能被听者作为一种听得到的瑕疵而听到。并且，当音圈的某个场进入运动的极片时，扬声器 106 的漏电感被音圈的这个场所调节。

[0058] 通过控制放大器 104 的输出阻抗以在输出端 110 处提供与负电阻源是对立的正阻抗，阻抗控制模块 112 可以基本上使温度敏感电阻的影响以及由非线性音圈电感导致的失真最小化。可以通过在与电流放大器类似的高频范围内使用负电流反馈合成在输出端 110 处的正输出阻抗，来控制音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s)。

[0059] 音频放大器 104 的正输出阻抗 Zo(s) 可以是一个相对高的阻抗，其大大超过了与温度敏感电阻和扬声器 106 的音圈电感中的至少一个相关的负载阻抗。该正的输出阻抗 Zo(s) 可以大到足以支配该电路或音频放大器 104 输出端与扬声器输入终端之间形成的网络 (mesh)。象这样，由于相关阻抗的本质差异，正输出阻抗 Zo(s) 支配或排斥扬声器的温度敏感阻抗以及非线性音圈电感。换句话说，与电路中的温度敏感电阻和非线性音圈电感相比，正输出阻抗 Zo(s) 大出如此之多，使得由于温度敏感电子和音圈电感造成的扬声器 106 非线性行为被最小化。

[0060] 在一个实例中，阻抗控制模块 112 可用来利用下悬音圈设计和现代高场磁铁，来生成高线性低频马达，这种马达具有 BL 线性相对于位置的大测量结果。低频马达可以工作在希望的低频范围，例如 20Hz 至 100Hz，但是，在另一些实例中，高频和低频界限是不同的，因为它们与音频系统有关。

[0061] 在阻抗控制模块 112 的控制下，驱动放大器 104 可在低频处呈现负阻抗，同时在高频处呈现正阻抗，使得在各个频率范围内在输出端 110 处提供正阻抗和负阻抗。因此，动反馈系统 100 可通过使用正反馈和负反馈以在低频处输出负阻抗而在高频处输出正阻抗，来在一定频率范围内使扬声器 106 的线性度最大化。

[0062] 在图 1 中，示出了使用包括阻抗控制模块 112 的全带宽电压放大器 104 的输出阻抗合成总体形式的例子。该阻抗控制模块 112 包括输出放大器 116、电流传感器 118、滤波

器 120，和加法器 122。输出放大器 116 可将包含在音频信号中的修正输入电压 V3(s) 放大放大器增益 G(s) 倍，来基于以下等式产生放大音频信号的输出电压 Vo(s) 以驱动扬声器 106 ：

[0063] $Vo(s) = V3(s)*G(s)$ 等式 1

[0064] 该放大的音频信号也可以包含输出电流 Io(s)。

[0065] 电流传感器 118 可以是包含在音频放大器 104 内的用来测量和提供代表包含在放大音频信号内的输出电流 Io(s) 的信号的任何设备或机构。图 1 中，电流传感器 118 包括电阻器 Rs126 和具有电压增益 Ki 的电压放大器 128。电阻 Rs126 可以是包含在音频放大器 104 中的受输出电流 Io(s) 影响的内部电阻。内部电阻可以是在输出电流 Io(s) 流动时导致压降的确定电阻。电阻 Rs126 两端的压降可由电压放大器 128 基于增益 Ki 放大，以基于以下等式生成代表输出电流 Io(s) 的传感电压 V1(s) ：

[0066] $V1(s) = Io(s)*Rs*Ki$ 等式 2

[0067] 在另一些实例中，霍耳效应传感器、电流互感器，或任何其它形式的电流传感设备或机构可用于电流传感器 118，以生成传感电压 V1(s)。该传感电压 V1(s) 可被滤波器 120 接收。

[0068] 滤波器 120 可以是具有滤波器响应 H(s) 的有源滤波器。滤波器响应 H(s) 可代表扬声器 106 的最优源阻抗 Z(s)。如下所述，滤波器响应 H(s) 包括与频率相关的相位变换以及与频率相关的增益，以便在低频范围和高频范围内模拟用于驱动扬声器 106 的最好的放大源阻抗 Zo(s)。换句话说，通过提供可根据音频信号频率的函数而改变的可变相位和增益，将滤波器响应 H(s) 调整为基本上匹配扬声器的最优源阻抗。将传感器电压 V1(s) 施加到滤波器 120，导致将基于频率的相位和增益调整应用至传感电压 V1(s)。基于以下等式提供产生的滤波电压 V2(s) ：

[0069] $V2(s) = V1(s)*H(s)$ 等式 3

[0070] 滤波电压 V2(s) 是向加法器 122 提供的用于与输入电压 Vi(s) 相加的误差信号。输入电压 Vi(s) 包含在从音频源 102 提供的音频信号内。加法器 122 的输出是基于以下等式的修正输入电压 V3(s) ：

[0071] $V3(s) = V2(s)+V1(s)$ 等式 4

[0072] 传感器 118 和滤波器 120 的组合通过使用加法器 122，提供在音频放大器 104 内的电流反馈环。修正输入电压 V3(s) 代表修正需求电压，该电压现在被调节成，更好地代表将被放大和用于驱动扬声器 106 以最小化扬声器 106 失真所需的电压。

[0073] 当使用宽带电压放大器 104 时，增益 G(s) 可以采取常量的形式。在本实例中，增益 G(s) 被理解为包括内部电阻 Rs126 的任何电压损失的放大器 104 的增益。结果是当 Vi(s) = 0 时扬声器 106 的源阻抗 Zo(s) 表达式的形式为滤波器响应 H(s) 的常数倍，基于以下等式 ：

[0074] $Vo(s) = V2(s)*G(s)$

[0075] $Zo(s) = Vo(s)/Io(s)$ 因此 ：

[0076] $Zo(s) = Rs*Ki*H(s)*G(s)$ 等式 5

[0077] 基于等式 5，可使滤波器响应 H(s) 的极点 (pole) 和零点 (zero) 基本上类似于特定扬声器 106 的负载阻抗 Z(s) 或其他可构造的阻抗函数 Z(s) 的极点和零点。特定扬声

器 106 的负载阻抗 Z(s) 的极点和零点，指的可以是包括非线性部分或者负载阻抗的多个部分是不稳定的扬声器的负载阻抗 Z(s) 线性部分。这不是说具有滤波器响应 H(s) 的任何可构造滤波器都能用于滤波器 120，因为并非所有闭环系统都能在所有条件下都是稳定的。扬声器 106 的负载阻抗 Z(s) 是闭环反馈网络的重要部分，因为滤波器 120 的传递函数 (transfer function) 应该基本上匹配扬声器 106 的负载阻抗。反馈环的整体环路增益 LG(s) 是：

[0078] $$LG(s) = Rs*Ki*H(s)*G(s)/Zo(s) \quad (等式 6)$$

[0079] 为了保持稳定，等式 6 的复值函数必须不能包含 +1（尼奎斯特稳定度准则）。每个动反馈系统 100 必须作为完整的系统来分析，该完整的系统包括与特定的扬声器 106 配对产生传递函数 H(s) 的音频放大器 104。此外，必须为所有可调参数以及包含温度的公差来建模包括扬声器 106 的声学系统。因此，扬声器 106 的建模应该采用音圈的可能最低电阻，例如在温度为 -40 摄氏度时的电阻，到音圈的可能最高电阻，例如在温度为 +150 摄氏度时的电阻。最高温可能是因为大信号而由自己引起的。一般来说，高温情况有可能是稳定情形，而低温情况不可能是。

[0080] 一旦通过对系统进行建模而确定扬声器负载阻抗 Z(s)，阻抗控制模块 112 可以对输出端 110 的可变输出阻抗执行基于频率的控制。对于音频信号的低于确定的阈值频率的那些频率，阻抗控制模块 112 可以将输出端 110 的输出阻抗改变成表示负阻抗。此外，对于高于确定的阈值频率的那些频率，阻抗控制模块 112 可以将输出端 110 的输出阻抗改变成表示正阻抗。因此，在有效的频率范围内，确定的阈值频率可以定义低频 (LF) 区或频带或低于确定的阈值频率的频率，以及高频 (HF) 区或频带或高于确定阈值频率的频率。LF 区中的频率的频带可以从 16Hz 到所确定的阈值频率，HF 区中的频率的频带可以从确定的阈值频率到大约 20kHz。

[0081] 确定的阈值频率可以是一个单独的频率、一个频率范围、或一个过渡频带。对形成确定的阈值频率的一个或多个频率的确定，可基于已配对的特定音频放大器 104 和扬声器（组）106 组合的测试。这种测试可以用诸如麦克风、失真分析设备、谱分析仪的仪器，和 / 或其他任何音频测试和分析设备或功能来执行。这种测试的目标是确定阈值频率或过渡频率带，该阈值频率或过渡频带产生的输出阻抗 Zo(s) 能在扬声器 106 被音频信号驱动时在整个频率范围内使扬声器 106 输出的可听声音的失真最小化。这种对输出阻抗的有目的地建立不同于常规的电压放大器设计，因为利用电压放大器的目的是使放大器的可能输出阻抗最低。

[0082] 从上述讨论能够看出，用于合成音频放大器 104 的输出阻抗 Zo(s) 的过滤器 120 的传递函数 H(s) 的期望特征包括：

[0083] 1. 在低于一些选定的过渡频率或过渡频带时易于控制但降低的增益。

[0084] 2. 由过渡频率定义的传递函数 H(s) 的 LF 区的相位可以使得产生正电流反馈。

[0085] 3. 在增益相对于频率的关系中，大多数降低的增益区可以基本上是恒定的。

[0086] 4. 在所选过渡频率带以上的升高的增益。

[0087] 5. HF 区的相位可以使得产生负电流反馈。

[0088] 6. 在所选的过渡频带内，不需要非常大的增益。

[0089] 7. 在 HF 区的增益能是较小的也能是较大的，但是不能大到致使闭环无增益。

[0090] 滤波器的传递函数 H(s) 的期望特征可以大体上对应于此后描述的多个不同滤波器设计的任何一个。一般而言，以下滤波器设计共享与架设电路（零极配对）或高通陷波（陷波深度非无限）的幅度响应相类似的期望幅度响应，同时还生成与单阶全通滤波器类似的期望相位倒置，而不象二阶全通滤波器那样产生太大相移。理想的是能够控制其中滤波器从反转转变成非反转的频带的带宽。一阶全通滤波器不控制过渡频带的带宽。二阶全通滤波器能够控制过渡频带带宽，但是它们返回到与它们开始时同样的相位，相位仅在过渡频带的中间被反转。

[0091] 图 2 是用在第一特定扬声器 106 的阻抗控制模块 112 中的滤波器 200 的第一实例的电路图，其中第一特定扬声器 106 具有能够由滤波器 200 的传递函数 H(s) 模拟的负载阻抗 Z(s)。在图 2 中，滤波器 200 包括接收传感电压 V1(s) 的滤波器输入端 202，和提供过滤电压 V2(s) 给加法器 122（图 1）的滤波器输出端 204。滤波器 200 还包括如图所示那样电连接起来的单操作放大器 208、第一电阻器 R1210、第二电阻器 R2212、第三电阻器 R3214，和电容器 C1216。参考电压 Vr 220 是从电力供应源供给的。在图 2 的实例中，第一电阻器 R1210 可以是 20k 欧姆，第二电阻器 R2212 可以是 20k 欧姆，第三电阻器 R3214 可以是 5k 欧姆，并且电容器 C1216 可以是 10 毫微法拉。在其它实例中，组件的其它值能够实现类似功能。滤波器 200 是通过产生非平坦的响应基本上满足所需特征的一阶滤波器。

[0092] 图 3 是图 2 中的滤波器 200 的传递函数 H(s) 的相位响应 302 和增益幅度响应 (gain magnitude response)304 的示例性频率范围平面线图，该平面线图是在从 10Hz 到 100kHz 的频率 306 范围中示出的。在频率范围 306 中，相位响应 302 是以度数 308（除以 10）为单位提供的，使得相位响应在约 10Hz 处大约是 175 度。在频率范围中，增益幅度响应 304 是以分贝 (db)308 为单位提供的，使得该增益在约 10Hz 处大约为 -12dB。

[0093] 图 4 是图 2 的传递函数 H(s) 的复平面显示，其被显示为对应于图 3 的频率范围曲线的尼奎斯特显示。在图 4 中，曲线 400 包括起始于约 10Hz 处的第一端 402 以及终止于约 100KHz 处的第二端 404。图 4 中的曲线 400 随着频率的增大向右转，描绘了稳定因果系统的响应轨迹。图 4 中，LF 区 406 在中心线 408 的左侧，并且说明了代表由滤波器 200 的传递函数 H(s) 合成的阻抗 Z(s) 的阻抗矢量的负实部和正虚部。HF 区 410 在中心线 408 的右侧，并且说明了代表由滤波器 200 的传递函数 H(s) 合成的阻抗 Z(s) 的阻抗矢量的正实部和正虚部。从负反馈电流至正反馈电流的转变可以在中心点 410 处发生。在图 3 中，当增益量 304 大约是 -6dB 时，相位 302 在频率约为 400Hz 处达到 90 度。因此，关于图 2 的滤波器 200 的传递函数 H(s)，过渡频率大约是 400Hz，并且可以被描述为基本上大约以 400Hz 为中心的过渡频带。基于正反馈电流，放大器 104 的输出阻抗可以在一直到大约 400Hz 以前为负阻抗，然后基于负反馈电流在大约 400KHz 以上转变成正阻抗。在 LF 区 406，传递函数 H(s) 的增益的范围可以是在约 10Hz 处为约 -12dB 至在约 400Hz 处为约 -6dB，而在 HF 区，增益的范围可以是从约 -6.0dB 至约 0dB。在图 2 中，LF 区 406 内的增益是作为由电阻器 R2212(-R3/R2) 划分的电阻器 R3214 的负结果给出的，而 HF 区 410 的增益基本上是整体的。

[0094] 图 5 是用在第二特定扬声器 106 的阻抗控制模块 112 中的滤波器第二实例的电路图，该第二特定扬声器 106 具有能被滤波器 500 的传递函数 H(s) 模拟的期望源阻抗 Z(s)。在图 5 中，滤波器 500 包括滤波器输入端 202、滤波器输出端 204，并接收参考电压 Vr 220。滤波器 500 还包括如图所示那样电连接起来的单操作放大器 502、第一电阻器 R1504、第二

电阻器R2506、第三电阻器R3508、第四电阻器R4510、第五电阻器R5512、第六电阻器R6514、第一电容器C1516，和第二电容器C2518。滤波器500类似于高通陷波电路，因其能够被调整成为总体倾斜生成合适的增益幅度(gain magnitude)，但是还具有能够产生在LF区与HF区之间的单次反转的附加期望特征。在图5的实例中，第一电阻器R1504可以是20k欧姆，第二电阻器R2506可以是10k欧姆，第三电阻器R3508可以是40k欧姆，第四电阻器R4510可以是13.3k欧姆，第五电阻器R5512可以是40k欧姆，第六电阻器R6514可以是8k欧姆，并且第一电容器C1216和第二电容器C2218均可以是10毫微法拉。在其它实例中，该组件的其它值能够实现类似的功能。

[0095] 图6是在频率306为从10Hz到100kHz的范围中图5滤波器500的传递函数H(s)的相位响应602和增益幅度响应604的示例性频率范围平面线图。相位响应602是在频率306的范围中以度数308(除以10)为单位提供的，使得相位响应在20Hz处约为0度。增益幅度响应604是频率范围内以分贝(dB)308为单位提供的，使得增益在约10Hz处约为6dB。

[0096] 图7是图5的传递函数H(s)的复平面显示，其被显示为与图6的频率范围曲线相对应的另一个尼奎斯特显示。在图7中，曲线700起始于约10Hz处，终止于约100KHz处，并且随着频率的增大向右转，描绘了稳定因果系统的响应轨迹，类似于图4。在图7中，从LF区406的负反馈电流到HF区410的正反馈电流的转变发生在中心点702。在图6中，当增益幅度604大约为+7dB时，相位602在频率约为1800Hz处到达90度。因此，对于图5中滤波器500的传递函数H(s)，过渡频率是约1500Hz，或是基本上大约以1500Hz为中心的过渡频带。基于负反馈电流，放大器104的输出阻抗可以是在直到1500Hz以前为负阻抗，然后基于正反馈电流在1500Hz以上转变成正阻抗。在LF区406，传递函数H(s)的增益的范围为从约1100Hz处的-27dB到约10Hz到200Hz之间的约6dB，而在HF区增益的范围可能为从大约+6dB到大约12dB。

[0097] 由于该滤波器设计，存在一个可能在增益经过零时突然发生的倒置，但是在整个频谱中会广泛地发生额外的倒置。对滤波器500整体来说，低频响应能够在原点任一侧的实轴上开始，但总是在原点的与其起始的同一侧终止(两个轴成镜像对称)。可以向LF区406平移图7的该曲线700，但是这倾向于产生负阻抗(电阻R)的数量随频率的升高而增大的曲线。为了避免不稳定性，与放大器104配对的特定扬声器106应具有正阻抗(电阻R)随着频率的升高而类似地增大的特性。

[0098] 图8是用在第三特定扬声器106的阻抗控制模块112中的滤波器800的第三实例的电路图，该第三特定扬声器106具有能够由滤波器800的传递函数H(s)模拟的负载阻抗Z(s)。在图8中，滤波器800包括滤波器输入端202、滤波器输出端204，并接收参考电压Vr 220。滤波器800还包括如图所示那样电连接起来的单操作放大器802、第一电阻器R1804、第二电阻器R2806、第三电阻器R3808、第四电阻器R4810、第五电阻器R5812、第一电容器C1814、第二电容器C2816、第三电容器C3818，和第四电容器C4820。

[0099] 滤波器800是产生的传递函数在某些方面类似于二阶倒相低通与二阶非倒相高通之和的复合滤波器。所有这些均由一个操作放大器802完成。滤波器800的响应允许在正电流反馈区域和负电流反馈区域之间(在LF区和HF区之间)快速的频率转变。在图8的实例中，第一电阻器R1804可以是20k欧姆，第二电阻器R2806可以是150k欧姆，第三电阻器R3808可以是15k欧姆，第四电阻器R4810可以是40k欧姆，第五电阻器R5812可以是

5k 欧姆，并且第一、第二、第三，和第四电容器 C1814、C2816、C3818、C4820 每个都可以是 10 毫微法拉。在其它实例中，这些组件的其它值也能够实现类似的功能。

[0100] 图 9 在频率 306 从 10Hz 到 100KHz 的范围中示出的图 8 滤波器 800 的传递函数 H(s) 的相位响应 902 和增益幅度响应 904 的示例性频率范围平面线图。在频率 306 的范围中，以度数 308（除以 10）为单位提供相位响应 802，使得相位响应在大约 10Hz 处约为 175 度。增益幅度响应 904 在该频率范围中是以分贝 (dB)308 为单位提供的，使得增益在大约 10Hz 处大约为 -12dB。

[0101] 图 10 是图 8 中的传递函数 H(s) 的复平面显示，被显示为与图 9 的频率范围曲线相对应的另一个尼奎斯特显示。在图 10 中，曲线 1000 起始于约 10Hz 处，并终止于约 100KHz 处，并且随着频率的升高向右转，描绘了稳定因果系统的响应轨迹，类似于图 4 和图 7。在图 10 中，从 LF 区 406 中的负反馈电流转变成 HF 区 410 中的正反馈电流发生在中心点 1002。在图 9 中，当增益幅度 904 大约为 -1dB 时，相位 902 在频率约为 600Hz 处到达 90 度。因此，对于图 8 中的滤波器 800 的传递函数 H(s)，过渡频率大约是 600Hz，或基本上约以 600Hz 为中心的过渡频带。基于正反馈电流，放大器 104 的输出阻抗可以在直到 600Hz 之前一直是负阻抗，然后基于负反馈电流在 600Hz 以上转变成正阻抗。在 LF 区 406 中，传递函数 H(s) 的增益的范围可以是从约 150Hz 处的约 -14dB 到约 600Hz 处的 -1dB，而在 HF 区 410，在频率范围中，增益范围可能从大约 -1dB 到大约 1dB。

[0102] 如果滤波器 800 被适当调整，就能够在朝向零下降的响应中创建一个与图 5 的滤波器 500 相类似的环，但是在此设计中相位不在通过原点时变跃。例如，图 8 的第四电阻 R4810 的值可从 40k 欧姆减少至 10k 欧姆以实现此效果。图 11 是图 8 的滤波器 800 的传递函数 H(s) 的相位响应 1102 和增益幅度响应 1104 的另一个示例性频率范围曲线，滤波器 800 具有 10k 欧姆的第四电阻器 R4810。图 12 是第四电阻器 R4810 为 10k 欧姆时图 8 的传递函数 H(s) 的复平面显示，其对应于图 11 的频率范围曲线。在图 12 中，类似于图 10，曲线 1200 描绘了稳定因果系统的响应轨迹，随着频率的升高向右转，并且具有的过渡频率在约 1100Hz 的点 1202 处。图 11-12 的滤波器 800 和图 9-10 的滤波器 800 的调谐 (tuning) 的区别是在 LF 区 406 和 HF 区 410 间的转换现在变慢了。该电路明显是非常灵活的并且能够按需要制作。

[0103] 在其它实例中，可以利用高阶单操作放大倒相低通 (LP) 和非倒相高通 (HP) 滤波器 120。一些实例可包括使用更复杂的拓扑，如多个操作放大器，和 / 或高阶配置。对滤波器 120 的额外滤波器设计的任何研究最好是结合闭环稳定模型和扬声器负载阻抗进行，放大器 104 与模型所代表的完全匹配。

[0104] 图 13 是示出包含在音频放大器 104 中的示例性动反馈系统 1300 的一部分的框图，该音频放大器 104 在具有配时扬声器的音频系统内工作。动反馈系统 1300 包括电流传感器 1302 以及形成反馈环的滤波器 1304 的基本拓扑。在图 13 中，电流传感器 1302 包括平衡接收器 1306、操作放大器 1308、第一电容器 1310，和第二电容器 1312。

[0105] 平衡接收器 1306 是具有四个输入端的匹配电阻网络，四个输入端形成第一电压输入对 (A,B)1316 以及第二电压输入对 (C,D)1318。该第一电压输入对 (A,B)1316 可以接收代表音频放大器输出电流 Io(s) 的第一部分的第一电压，第二电压输入对 (C, D)1318 可以接收代表音频放大器输出电流 Io(s) 的第二部分的第二电压。在此实例中，在平衡输出放

大器上使用两个基本上相同的飞行分路(flying shunt)。在其它实例中,平衡接收器1306可以接收单个电压输入,或者多于两个的代表音频放大器输出电流Io(s)的电压输入。

[0106] 在图13中,在一些应用中,例如对于车辆中的音频放大器和扬声器的应用,音频放大器104可以包括输出滤波器1320。输出滤波器1320可以是一个或多个解调滤波器,用于使来自音频放大器的放大输出信号的脉宽调制频谱最小化,使得该放大输出信号的AC输出电压Vo(s)的波形基本上没有可见的波纹电压。输出滤波器1320可包括至少一个电容器和至少一个电感器,该电容器和电感器形成任何形式的电感电容(LC)低通滤波器。该电感器或线圈(L)主要用作共模滤波器(common-mode filter)。在音频放大器104的输出滤波器1320的这个位置处,放大输出信号的电压电位被大大削弱,使其可以作为分流器的形式处理电感器(L)的电阻两端的压降。该电流分路可被提供为平衡接收器1306的四个输入端的差分输入端,第一电压输入对(A,B)1316和第二电压输入对(C,D)1318。

[0107] 平衡接收器1306包括输入电阻器1322、反馈电阻器1324和分路到地面电阻器1326。在平衡接收器1306内,对输入电阻器1322的电阻的接近匹配,容许对音频输出电压的消除在操作放大器1308的每个输入脚处发生,并容许所有共模电压都能在操作放大器1308的输入脚之间有差别地消除。结果是,仅仅与音频放大器配对的滤波电感器的电阻和漏电感两端下降的电压被保留下来,作为被操作放大器1308放大的信号。电感器(L)的漏电感相对较低,使得输出响应仅呈现较小的上升,这可以通过将平衡接收器1306的反馈电阻器1324和分路至地面电阻器1326与第一和第二电容器1310和1312并联来抵消(counter)。

[0108] 为了接近的匹配,可以电阻网络的形式建立各输入电阻器1322,在电阻网络中输入电阻器1322共享共同的基板温度、原点和修整(trimming)。反馈电阻器1324和分路至地面的电阻器1326也可以匹配成一对,并可以共用同一个封装。为了增大分路电阻,致使增大第一电压输入(A,B)1316和第二电压输入(C,D)1318的电压幅度,可减小电感器(L)的导线直径。将电感器(L)的导线直径减小到显著的功率损失的程度、或维持音频放大器104的最大操作电流的能力均应该被避免。

[0109] 音频放大器104的电感器(L)可包括温度系数类似于铜温度系数的线。在这种应用中这样的温度系数不是一种倾向性,因为其通常类似于与音频放大器配对的扬声器的音圈使用的温度系数。当音频放大器和扬声器类似地暴露在很多应用,例如车辆使用的情况下的温度中时,结果是如果电感器(L)和扬声器106不倾向于跟踪彼此,则能够使用更负阻抗的系统具有的音频放大器的输出比其他可能的情况更稳定。这可以不必一定实施探针电流或平衡伺服就能够完成。

[0110] 滤波器1300包括滤波器输入端202、滤波器输出端204,并接收参考电压Vr 220。在图13中,滤波器1300包括单操作放大器1330,以其他方式将滤波器1300整体的拓扑描述为诸如电阻器和电容器这样的各种组件可以被选择性地置于其中的空箱。滤波器1300被笼统地描绘,以说明在对滤波器1304传递函数的设计中的相当多的变化,该传递函数可用于实现将音频放大器可变输出阻抗Zo(s)控制成在低于确定阈值频率时代表负阻抗、在高于确定阈值频率时代表正输出阻抗的目标。在这方面,图14-图30提供了能够用来与不同特定扬声器配对的滤波器120的多个附加示例性拓扑。滤波器1300可以具有表面安装技术(SMT)组件,这些组件在它们是电容器或电阻器时具有相同的底座。

[0111] 图 13 中，在滤波器 1300 的输出端 204 提供的滤波信号，可以是耦合到放大器反馈求和节点，例如加法器 122（图 1 所示）中的 AC 信号。由于滤波器信号是 AC 信号，输出端 204 可以包括电容器 1332 和电阻器 1334。电容 1332 的尺寸可以被设置成能将极点置于音频带以下，但仍允许电流传感系统的 DC 偏移错误能被放大器忽略。这种偏移能够添加至扬声器上的 DC，可能产生可听到的接通噪声或关断噪声。

[0112] 可选地，与将滤波信号提供至放大器的反馈求和节点相比，在一些条件下也会有插入该滤波信号的不同点。代之以，在设计具有位于输出滤波器之后的动反馈系统的反馈接收器，并且那个接收器在 DC 增加了增益的情况下，可包含返回至参考地面的大电容器（未示出）。该大电容器可用来将电流反馈信号直接注入到低频反馈路径中，而不用添加其它大电容器。在每种情况下，都可能为可能的反馈注入点检验结构的特殊性，因为在其它示例性放大器 / 音频系统设计中，可以存在其它反馈信号插入点。

[0113] 在向当前的设计添加电流反馈后，可能需要为正确的信号动态和净空间重新估计整个信号路径。通常，负电流反馈的形成可能导致系统增益减小。输入信号路径的动态可以使得当输出信号被驱动为全功率时不容许过载。同样，所有的反馈信号路径都应该被检验，以确保无论电压和电流反馈信号如何在本地相加，这些反馈信号路径都免于过载。通常，这会导致与传统的电压源结构相比，该设计的增益比例改变了。增益比例改变可以通过改变电阻值获得。可选地，或此外，增益比例改变可以包括拓扑的改变。

[0114] 宽带输出噪声也可能因为添加电流反馈而增大，因为电流传感系统本身可能产生比电压反馈系统大的噪声。当在低频变频器 (transducer) 采用电流反馈时，噪音不太可能是可感知的。因此，关于噪声问题，在开始添加电流反馈前有一个低噪结构是有益的。计算机模拟作为对与特定扬声器配对的给定音频放大器中的输出噪声和其频谱进行预测的一种手段，可验证得非常精确。

[0115] 图 31 是操作流程图，其示出了关于图 1- 图 30 的音频系统内的动反馈系统的示例性操作。在方框 3102，将放大器与一个或多个特定扬声器配对。在方框 3104，结合音频放大器地，典型地通过建模，来测试该特定扬声器，以建立代表性负载阻抗和声学失真。在方框 3106，当系统从音频源 102 接收到音频信号时，为从音频放大器的负输出阻抗至音频放大器的正输出阻抗的转变，确定过渡频率。在方框 3108，滤波器的传递函数 H(s) 被设计 / 选择用来提供音频放大器的最优输出源阻抗 Zo(s)，该最优输出源阻抗 Zo(s) 能最小化由于扬声器（组）的非线性操作特性产生的失真并能提供确定的过渡频率。

[0116] 在方框 3110，基于传递函数 H(s) 确定是否音频放大器的输出阻抗 Zo(s) 在整个频率范围中都能最小化扬声器的失真。如果不是，该操作返回方框 3106，以执行额外的建模，和选择 / 重新设计滤波器的传递函数。如果在整个频率范围中扬声器的失真均被满意地最小化，则操作行进至方框 3112，在此处音频放大器接收和放大音频信号。在图 32 中，在方框 3114，测量或以其他方式确定音频放大器的输出电流。在方框 3116，测量出的输出电流由滤波器进行滤波，并作为反馈误差信号被提供，该反馈误差信号可以包括在低于过渡频率的第一频率范围中的正反馈电流，以及高于过渡频率的第二频率范围中的负反馈电流。

[0117] 在方框 3118，如果确定存在任何错误，表示驱动扬声器的放大电压中出现了不期望的不同。该错误信号也可以被认为是代表，在低频处音频放大器的输出阻抗与扬声器（组）的负载阻抗之间的不期望的差异，和在高频处音频放大器的输出阻抗不能支配扬声

器阻抗。如果不是，操作返回方框 3114，以再次测量输出电流。如果在方框 3118 出现了错误，操作行进至方框 3120，此处在音频信号的频率范围中将反馈错误信号与输入音频信号相加。在方框 3122，由放大器 14 对输入音频信号和反馈错误信号的和进行放大。在方框 3124，将音频放大器的输出阻抗调整为放大输出信号的结果。在方框 3126，供应该放大的输出信号，以驱动扬声器（组），并且操作返回至方框 3112 以重复闭环控制。

[0118] 如上所述，包含一个具有动反馈系统的音频放大器的音频系统可以导致来自包括在音频系统中的扬声器的失真降低。通过将特定扬声器（组）与特定音频放大器（组）配对，扬声器（组）的非线性失真和导致的失真可被最小化。对扬声器非线性属性的最小化，在低频处可以通过在放大器的输出端处提供基本上等于扬声器的负载阻抗特征但与该负载阻抗特性相反的输出阻抗来实现。在高频处，对扬声器非线性属性的最小化，可以通过在放大器的输出端处提供基本上大于扬声器的负载阻抗以最小化扬声器负载阻抗的影响的输出阻抗来实现。

[0119] 通过使用一个包含滤波器的反馈环，其中该滤波器具有代表扬声器负载阻抗的传递函数，音频放大器的输出阻抗可以被控制为，在低频区提供负阻抗，同时在高频区提供正阻抗。可以确定转变阈值频率，并且该阈值频率可用于使输出阻抗在负阻抗和正阻抗间之间转变。所导致的在低频处消除扬声器负载阻抗，以及在高频处支配扬声器负载阻抗，可以在整个操作频率范围内通过最小化扬声器的非线性操作来将失真最小化。在高频处的支配是由于扬声器的非线性漏电感阻抗基本上小于放大器的正输出阻抗，并且因此使电路电流明显变小。

[0120] 尽管已经描述了本发明的各种实施例，对于本领域技术人员来说显而易见的是很多实施例和实现方式可能被包含在本发明的范围内。因此，除了包含在所附权利要求以及其等同物中，本发明不受限制。

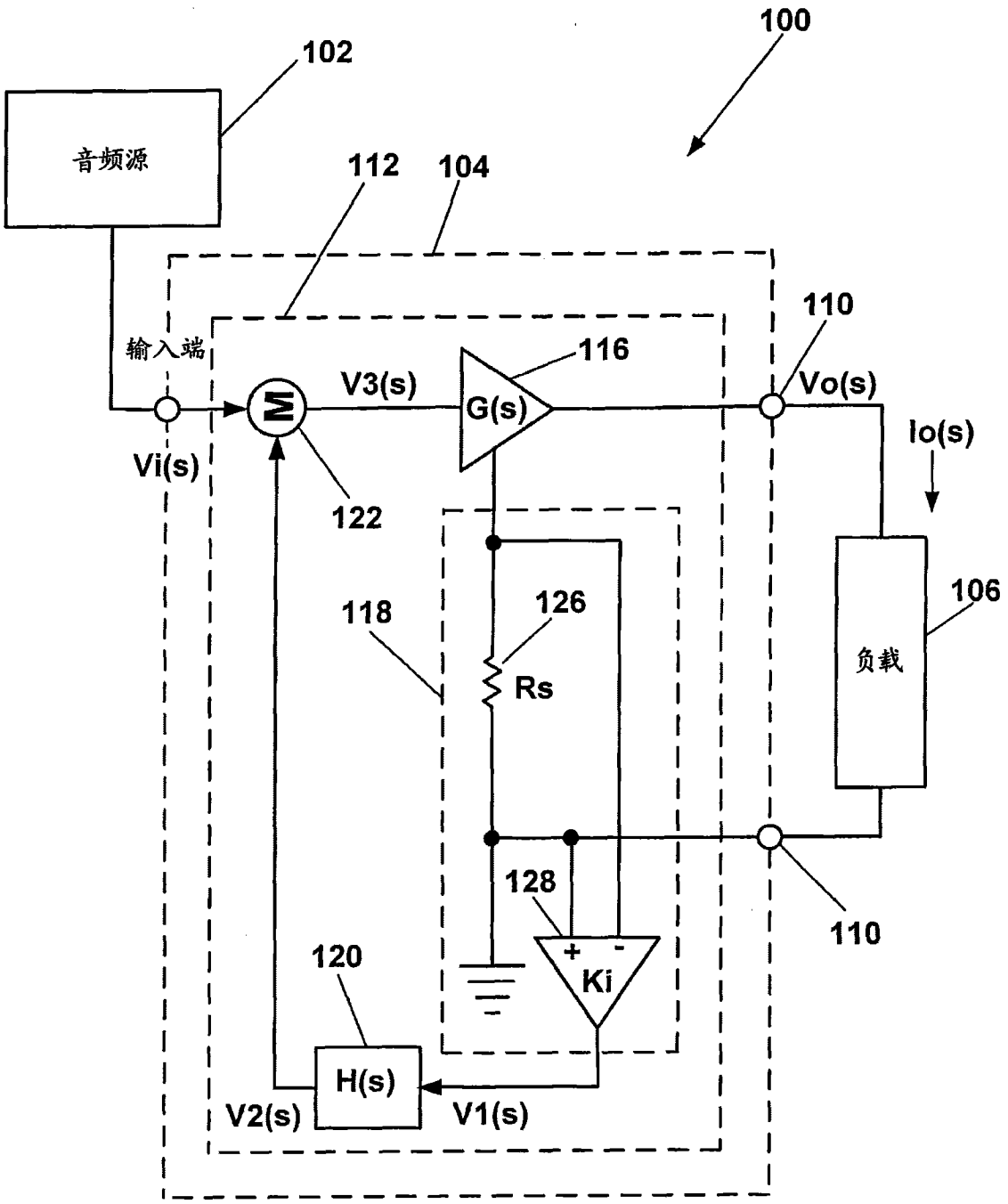

100
102
音频源
112
104
110
输入端
V3(s)
116
G(s)
Vo(s)
Io(s)
Vi(s)
122
118
126
Rs
106
负载
128
110
120
+
-
Ki
H(s)
V2(s)
V1(s)

图 1

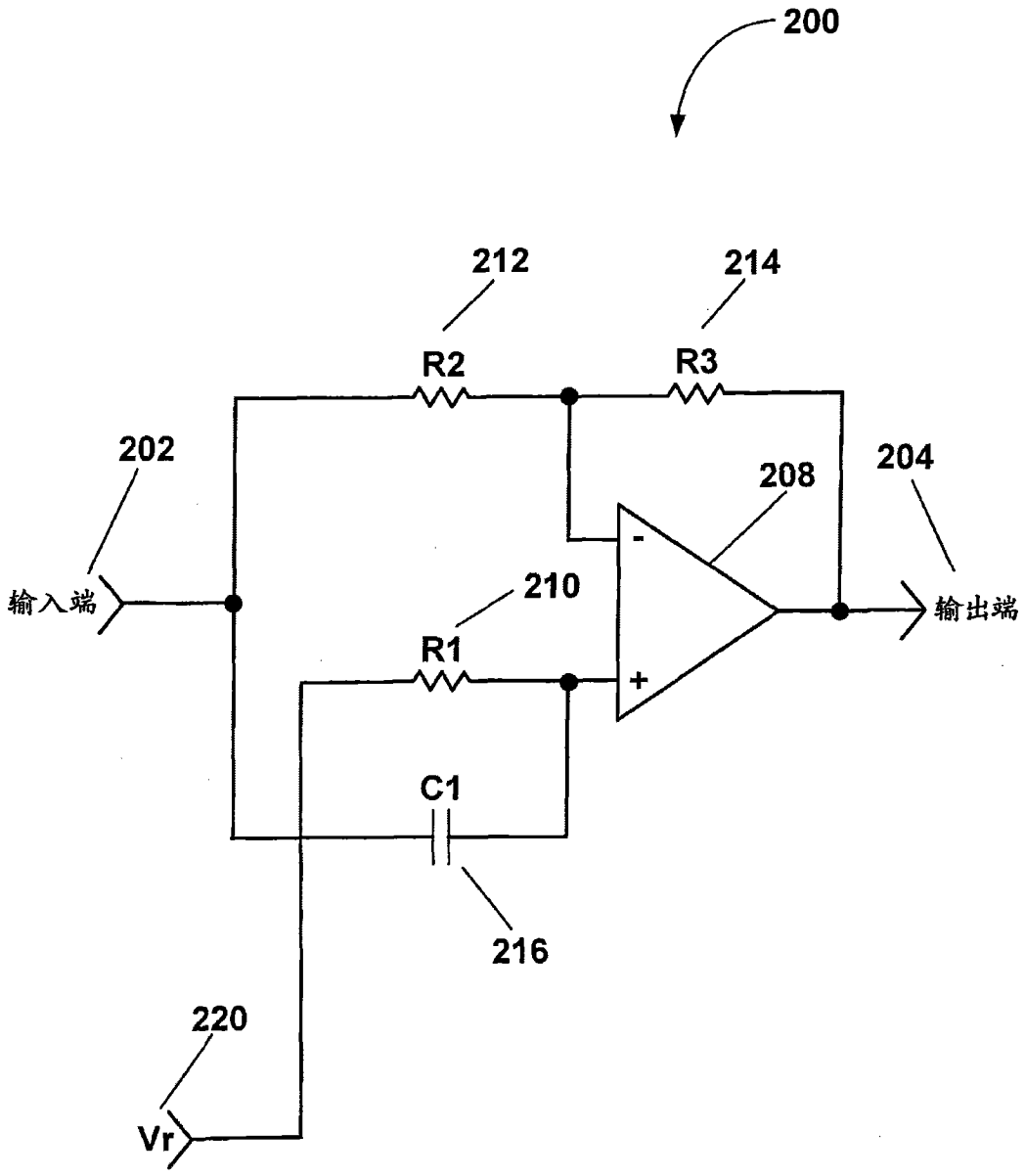


图 2

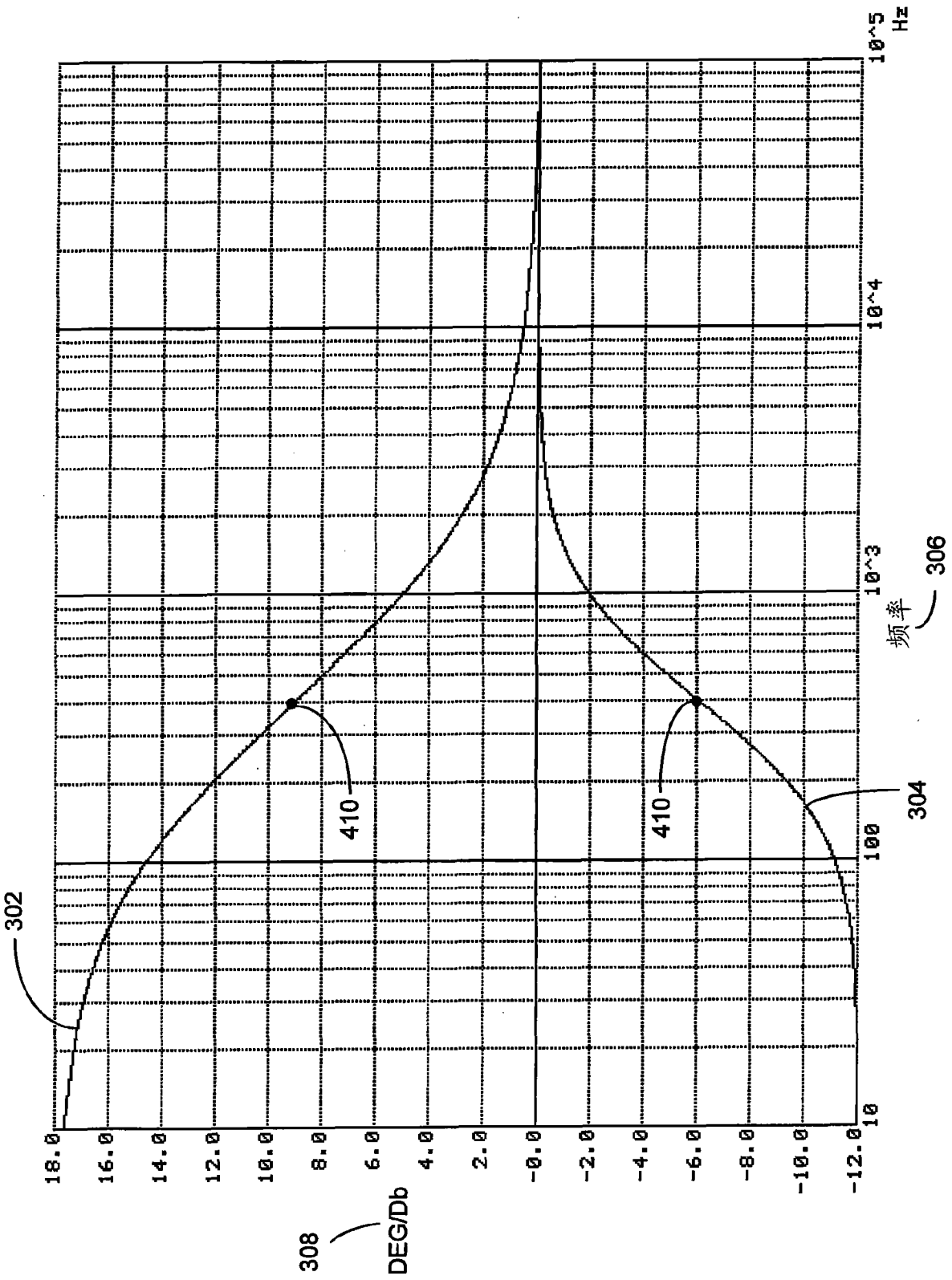

10^5
Hz
10^4
10^3
频率
306
100
10
304
302
410
410
18.0
16.0
14.0
12.0
10.0
8.0
6.0
4.0
2.0
-0.0
-2.0
-4.0
-6.0
-8.0
-10.0
-12.0
308
DEG/Db

图 3

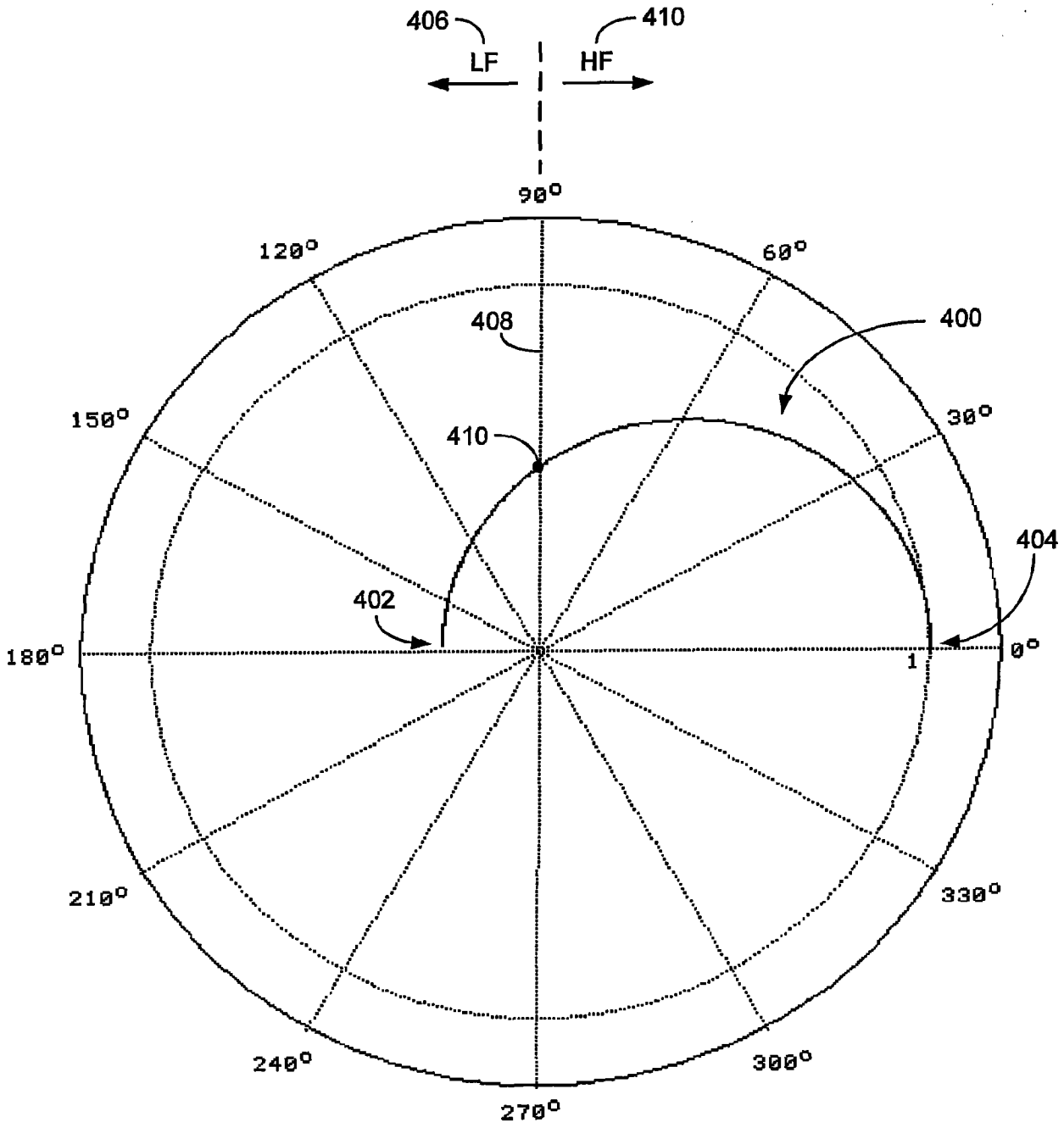

406
LF
410
HF
90°
120°
60°
408
400
150°
30°
410
404
402
180°
0°
1
210°
330°
240°
300°
270°

图 4

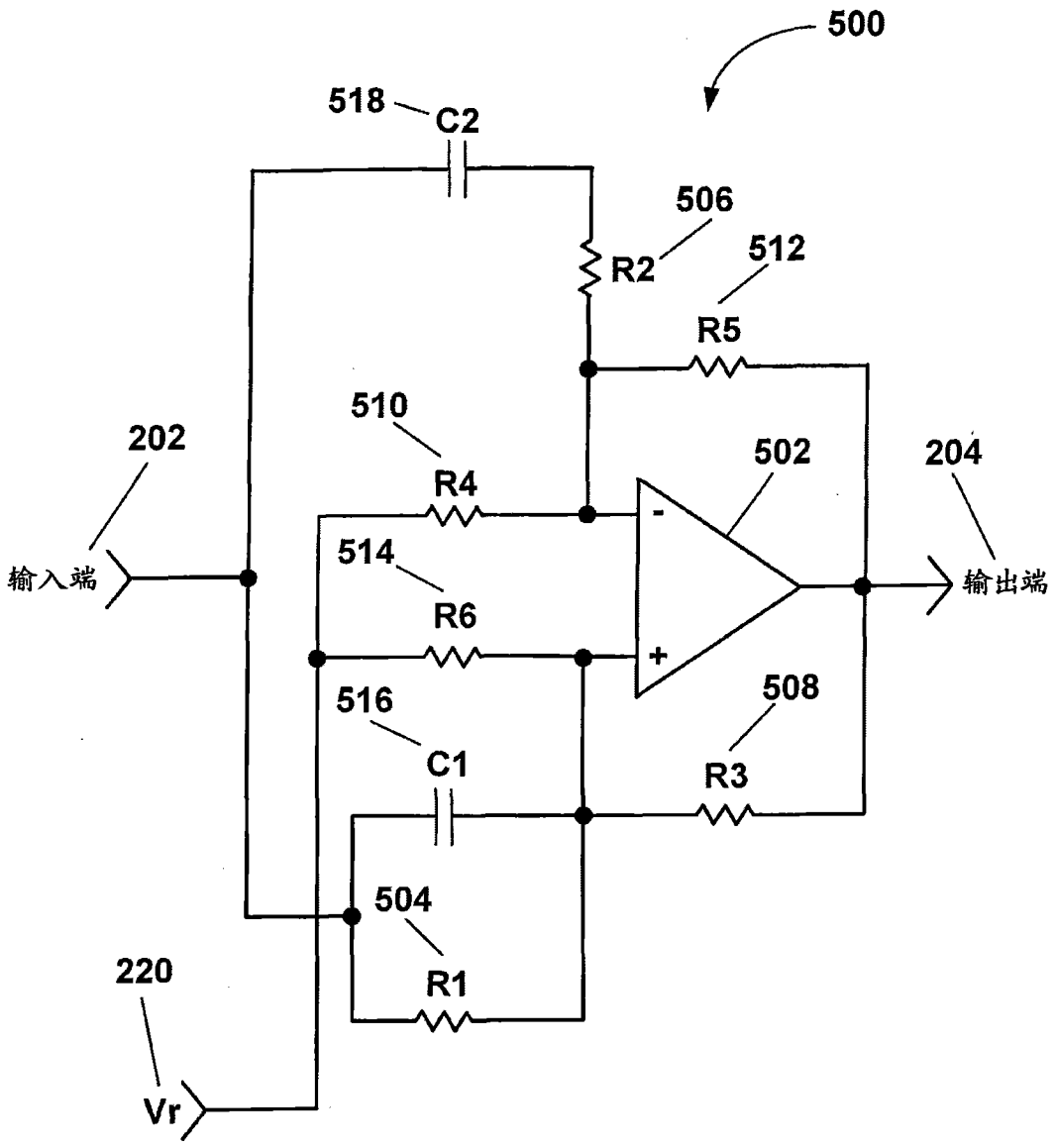

500
518
C2
506
R2
512
R5
510
R4
202
502
204
输入端
514
R6
输出端
-
+
516
508
C1
R3
504
220
R1
Vr

图 5

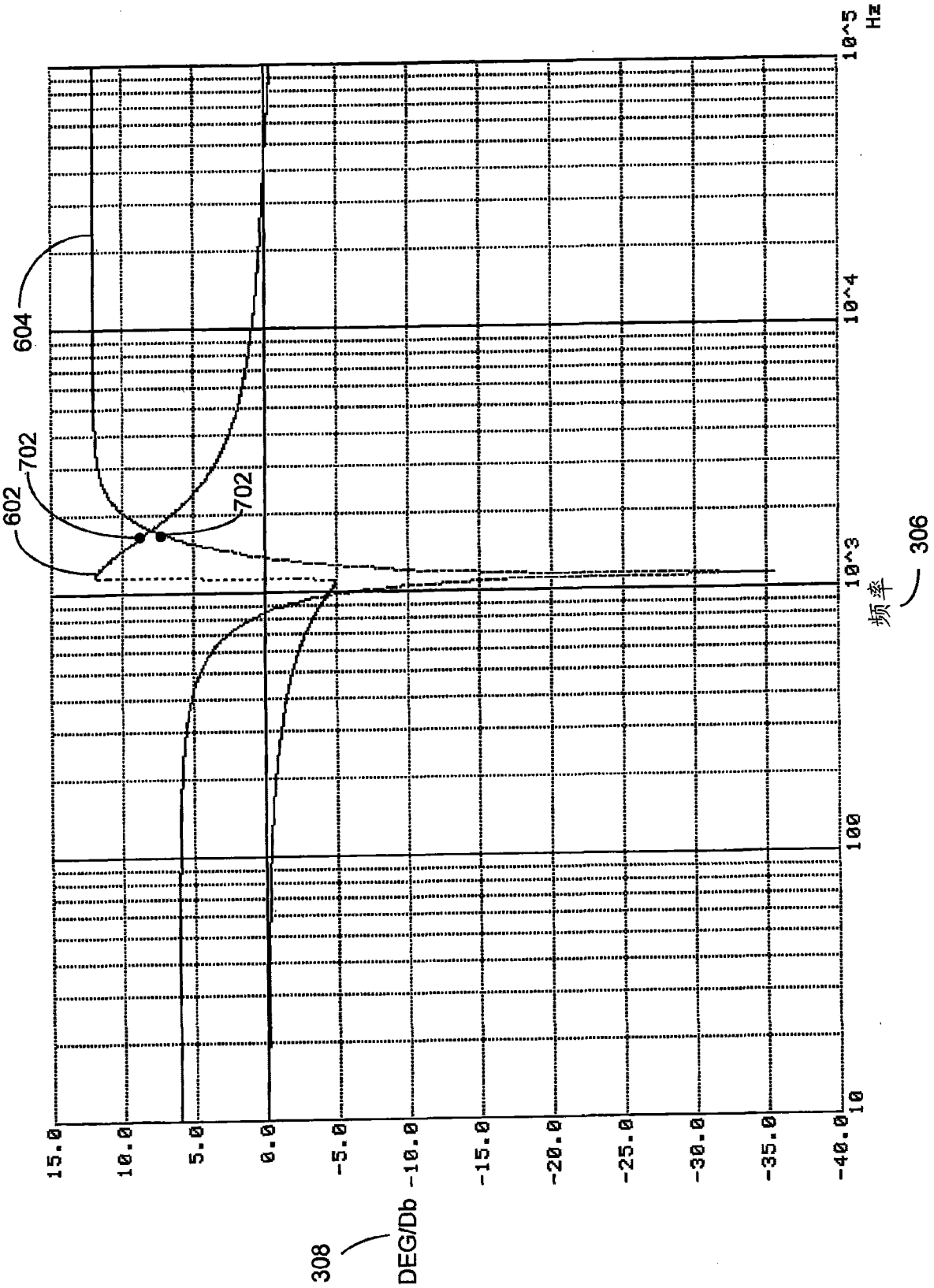

604
602
702
702
306
频率
10^5
Hz
10^4
10^3
100
10
308
DEG/Db
15.0
10.0
5.0
0.0
-5.0
-10.0
-15.0
-20.0
-25.0
-30.0
-35.0
-40.0

图 6

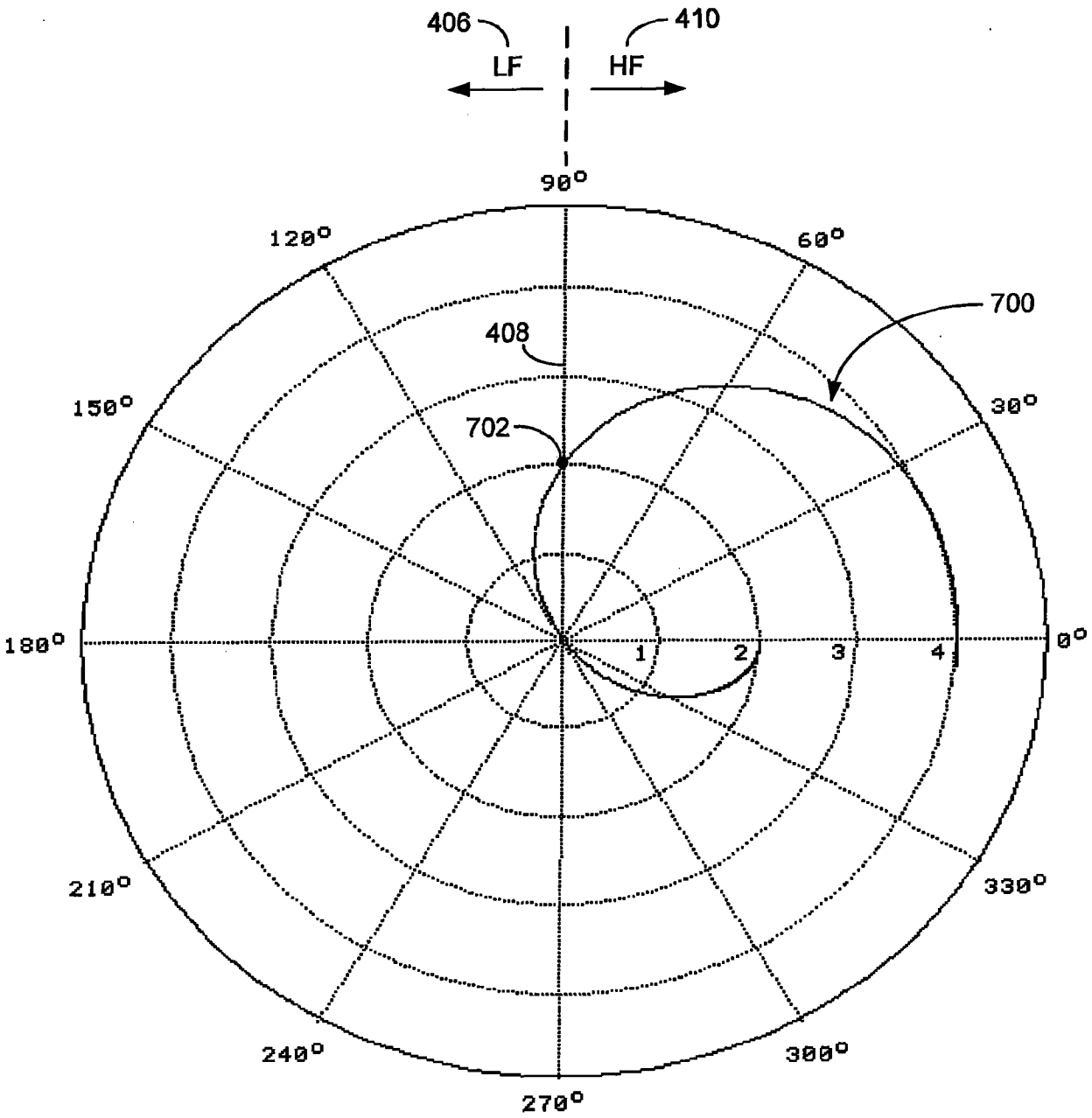

406
410
LF
HF
90°
120°
60°
700
408
150°
30°
702
180°
0°
1
2
3
4
210°
330°
240°
300°
270°

图 7

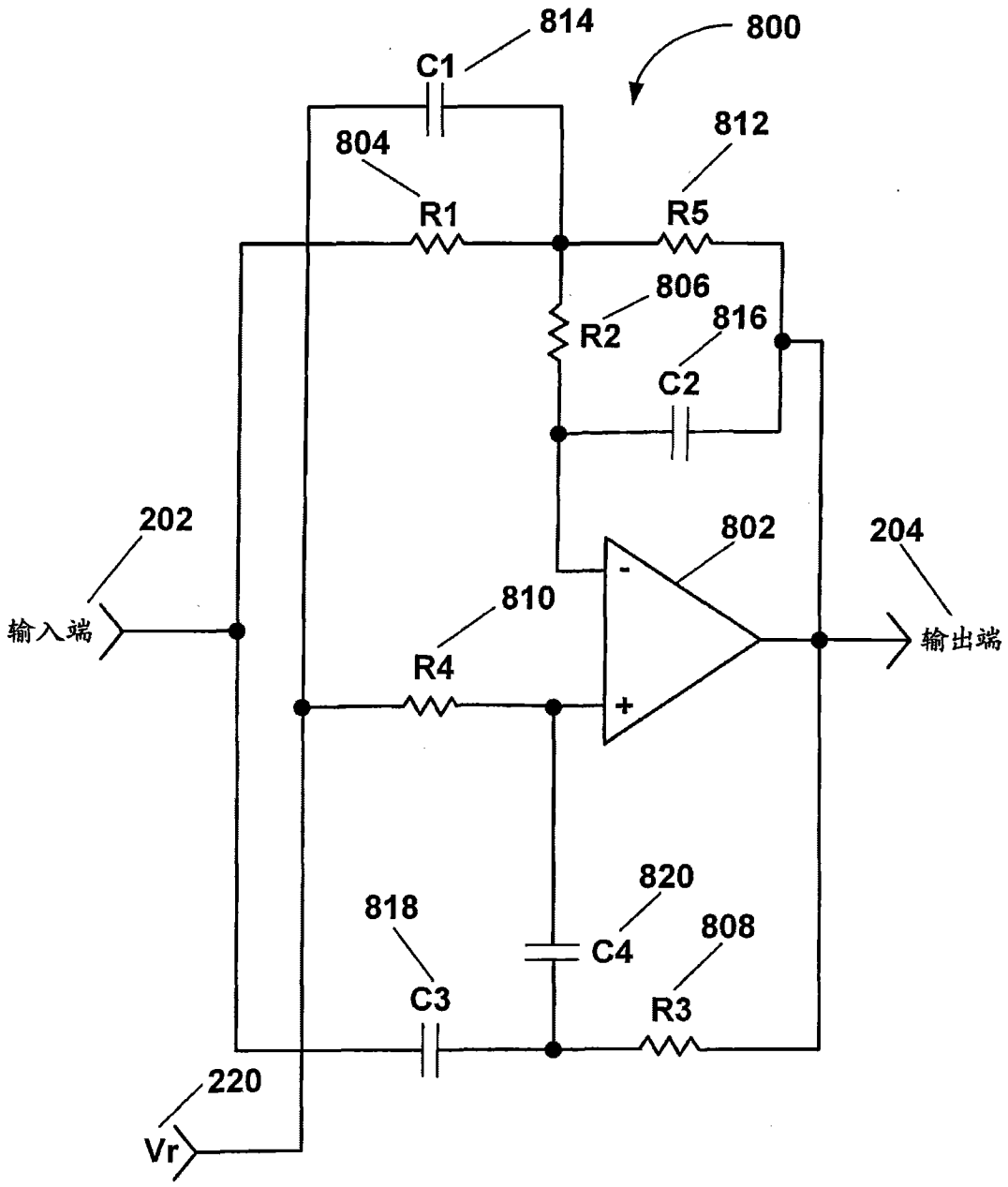

814
C1
800
804
812
R1
R5
806
R2
816
C2
202
802
204
输入端
810
R4
输出端
820
818
C4
808
C3
R3
220
Vr

图 8

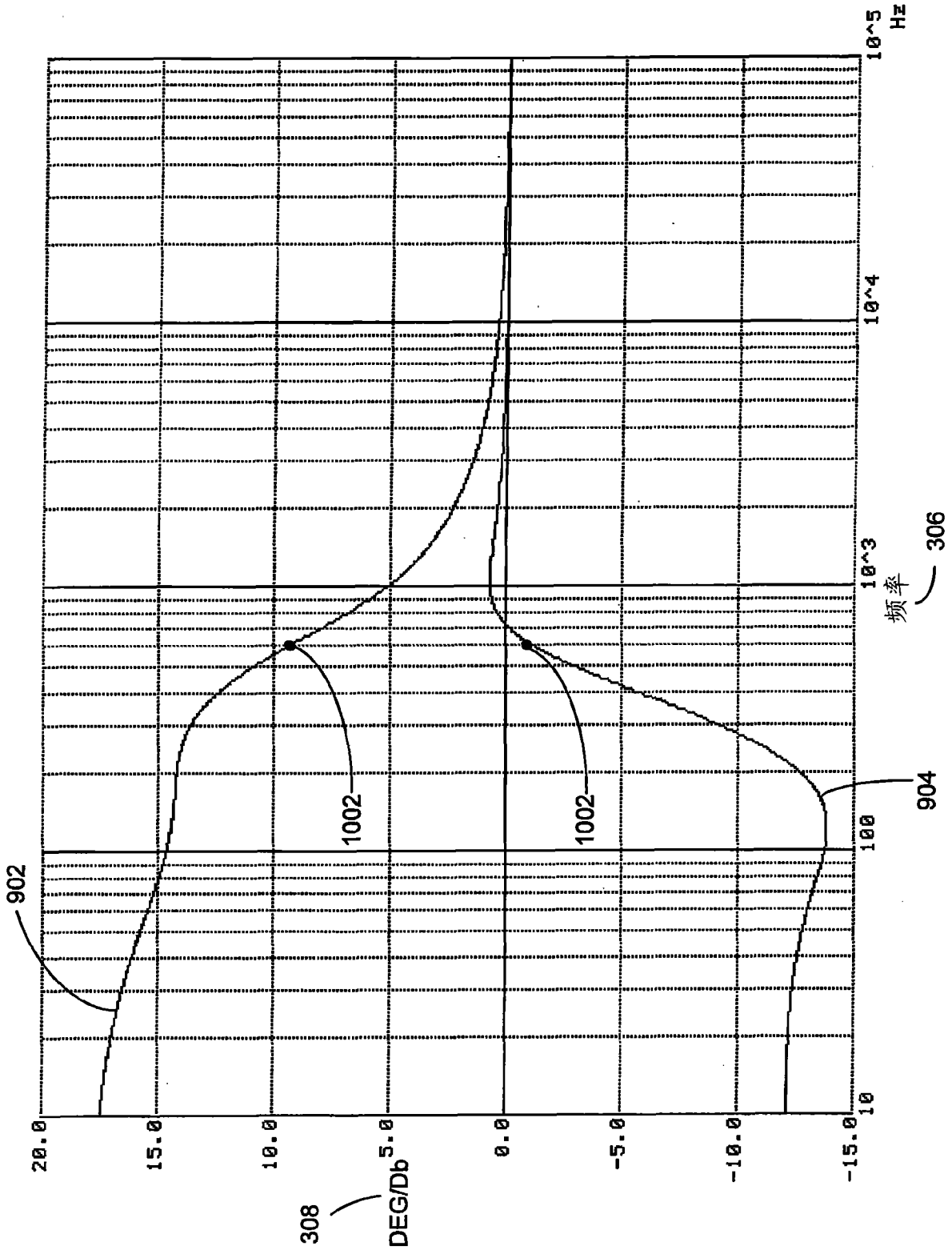

10^5
Hz
10^4
10^3
频率
306
100
10
904
902
1002
1002
20.0
15.0
10.0
5.0
0.0
-5.0
-10.0
-15.0
308
DEG/Db

图 9

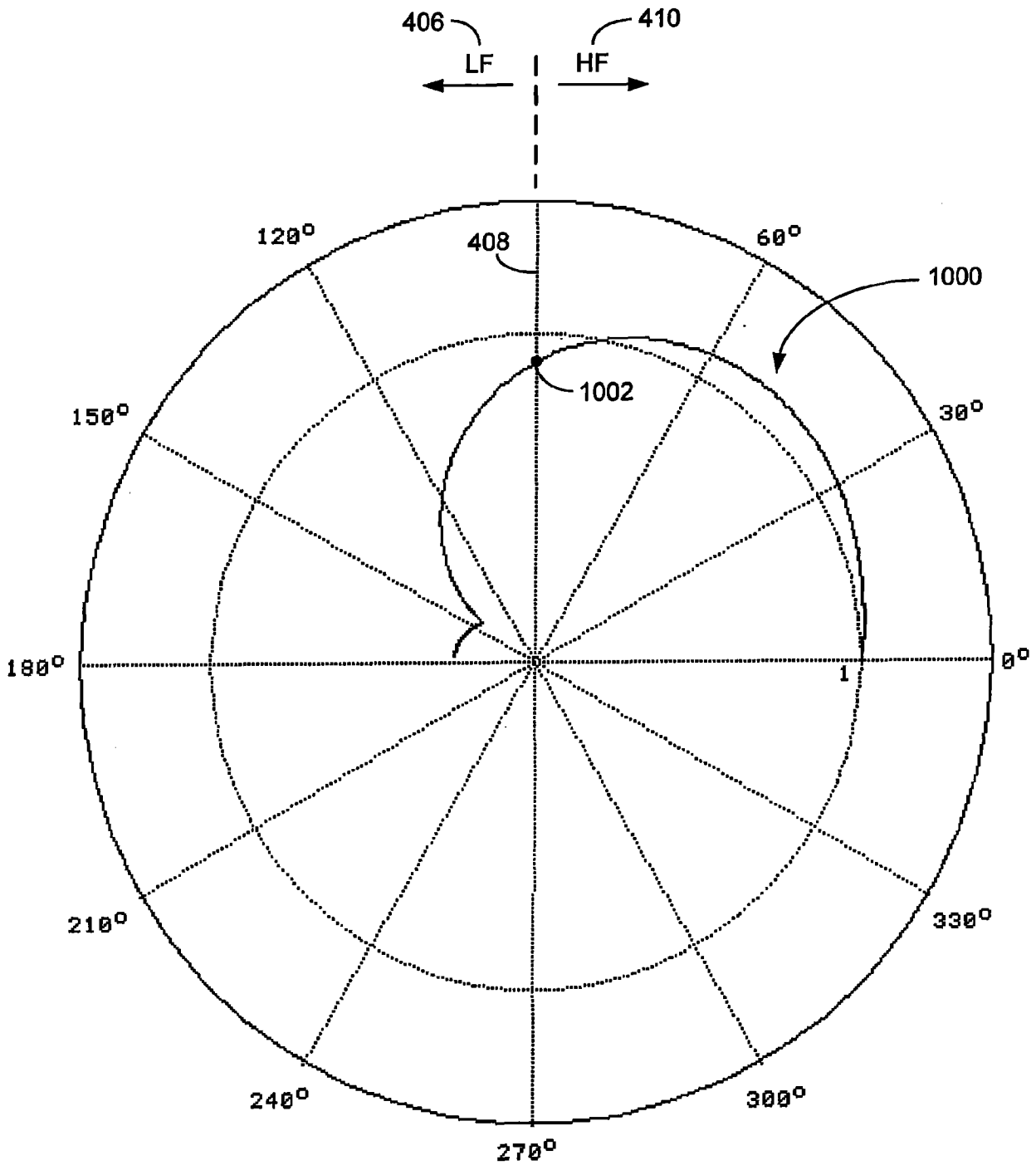

406
410
LF
HF
120°
60°
408
1000
1002
150°
30°
180°
0°
1
210°
330°
240°
300°
270°

图 10

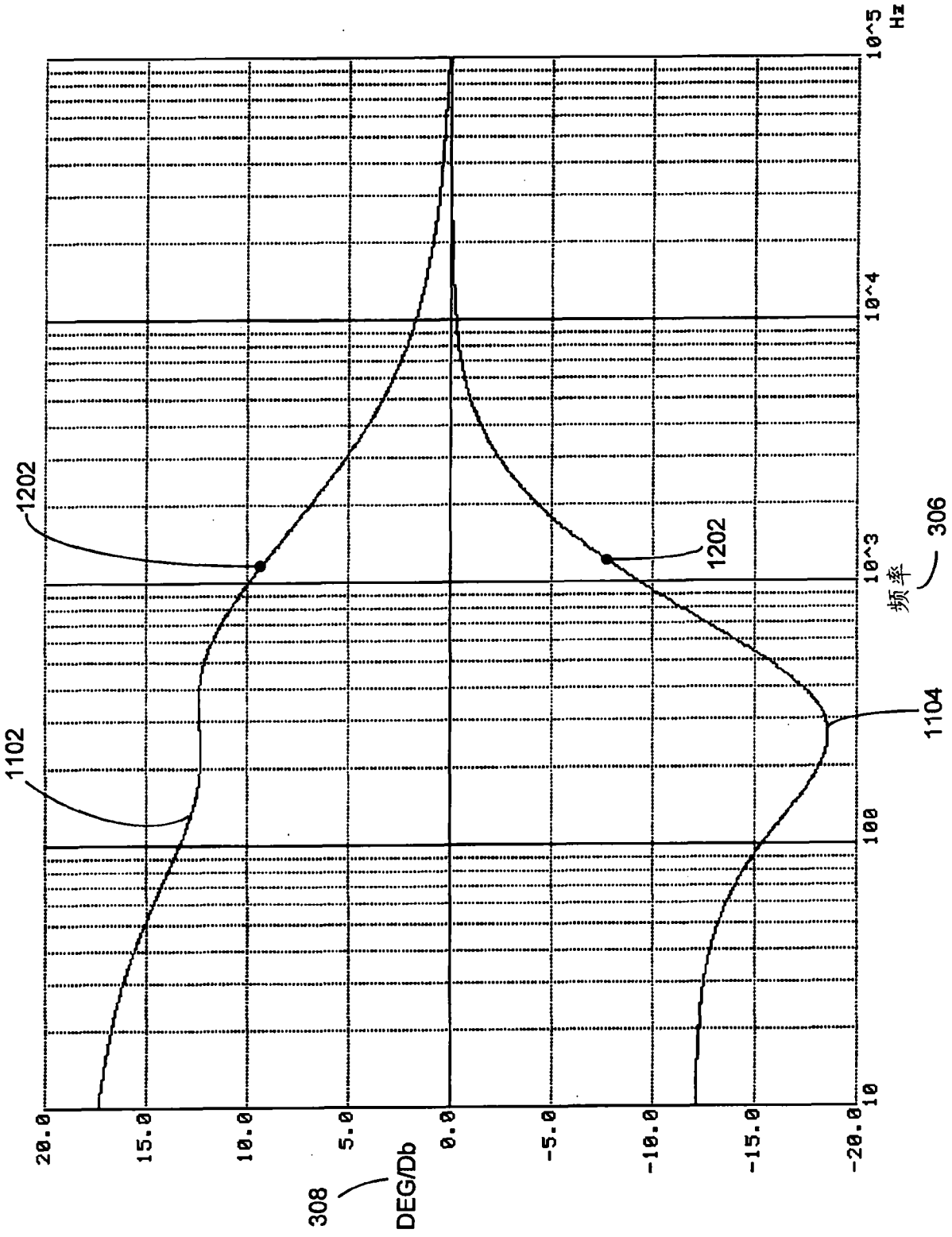

10^5
Hz
10^4
10^3
100
10
频率
306
1202
1202
1104
1102
20.0
15.0
10.0
5.0
0.0
-5.0
-10.0
-15.0
-20.0
308
DEG/Db

图 11

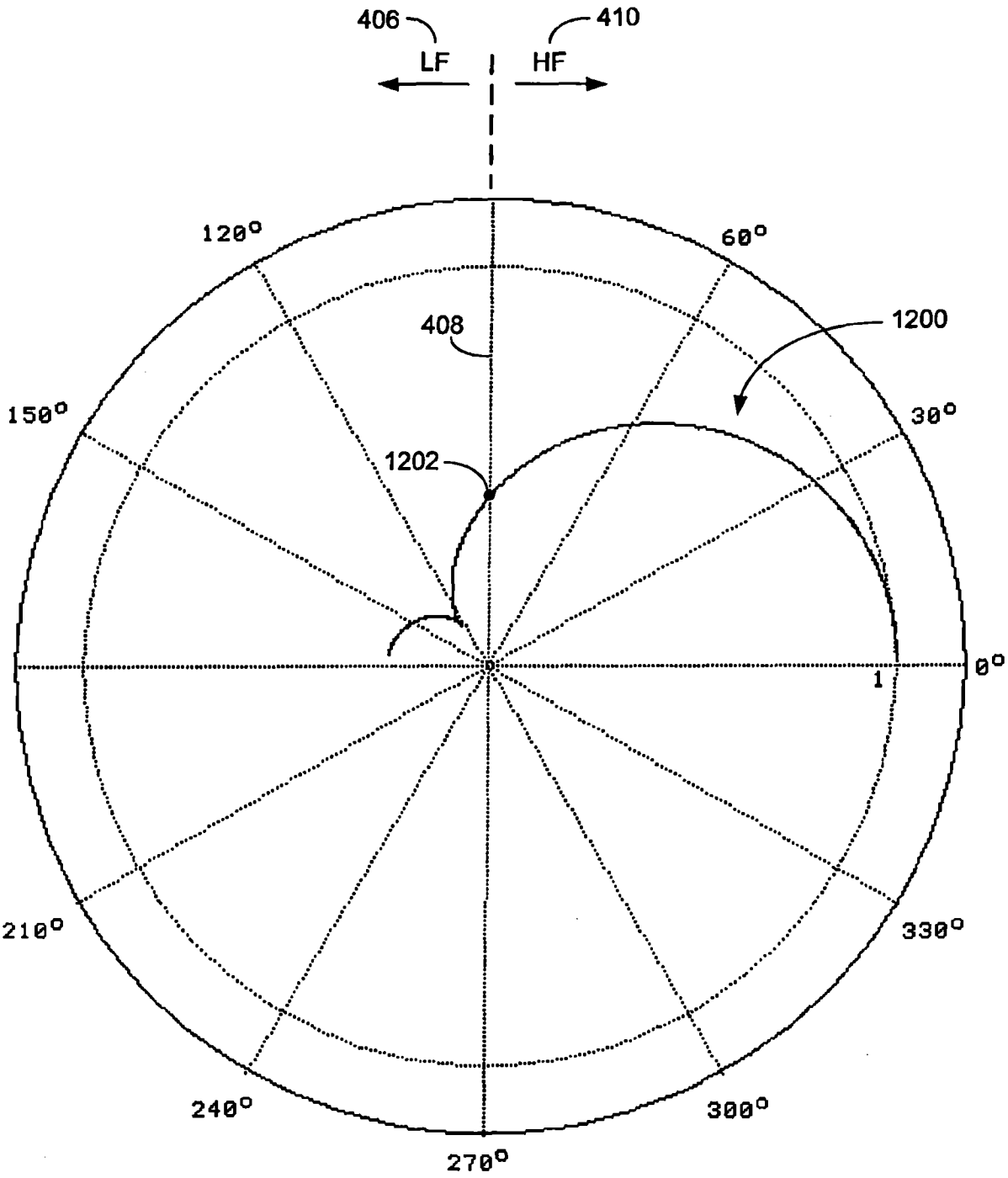


图 12

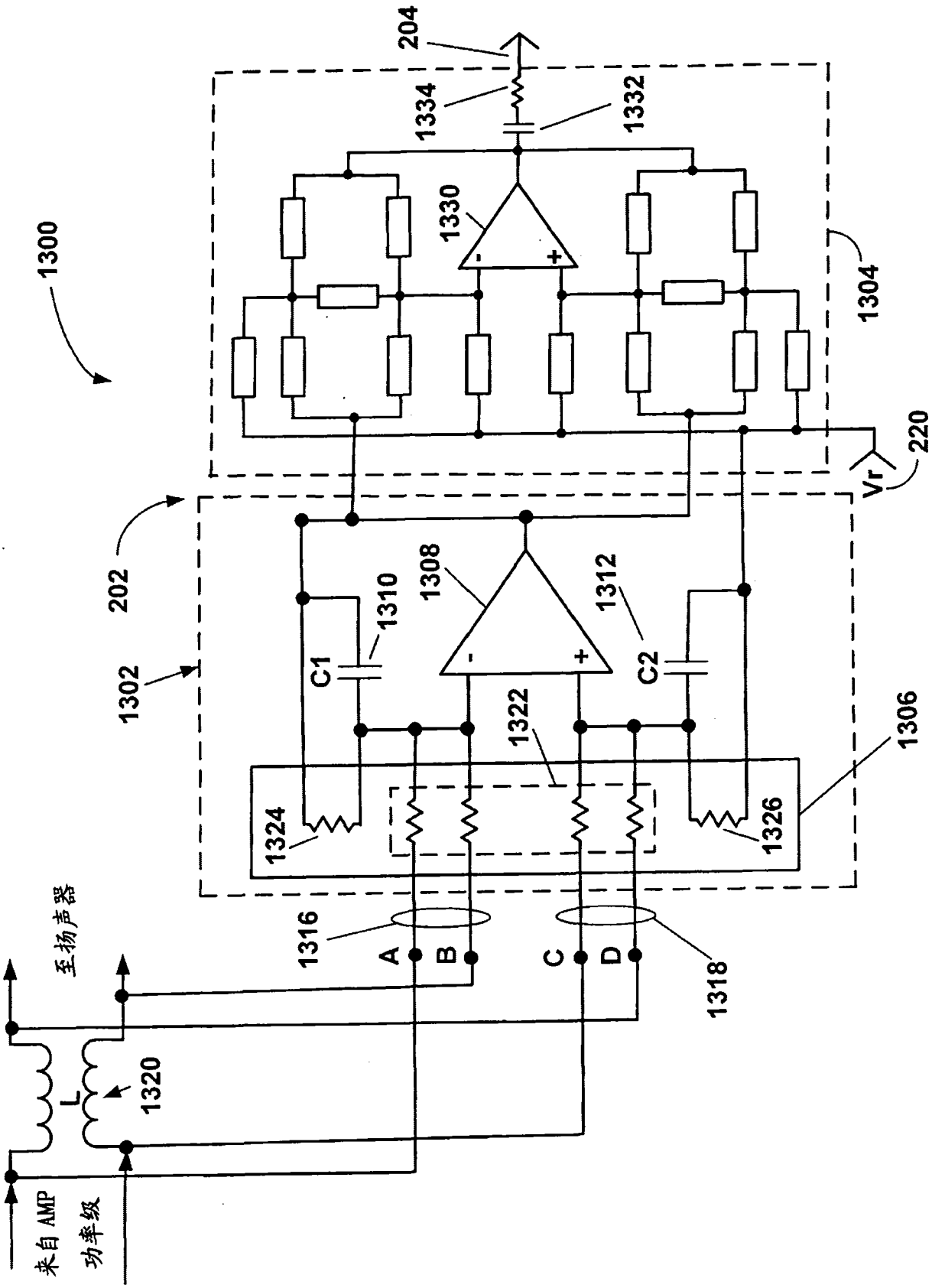

204
1334
1332
1330
1300
1304
220
Vr
202
1308
1310
1312
1302
C1
C2
1322
1306
1324
1326
1316
A
B
C
D
1318
至扬声器
1320
L
来自 AMP
功率级

图 13

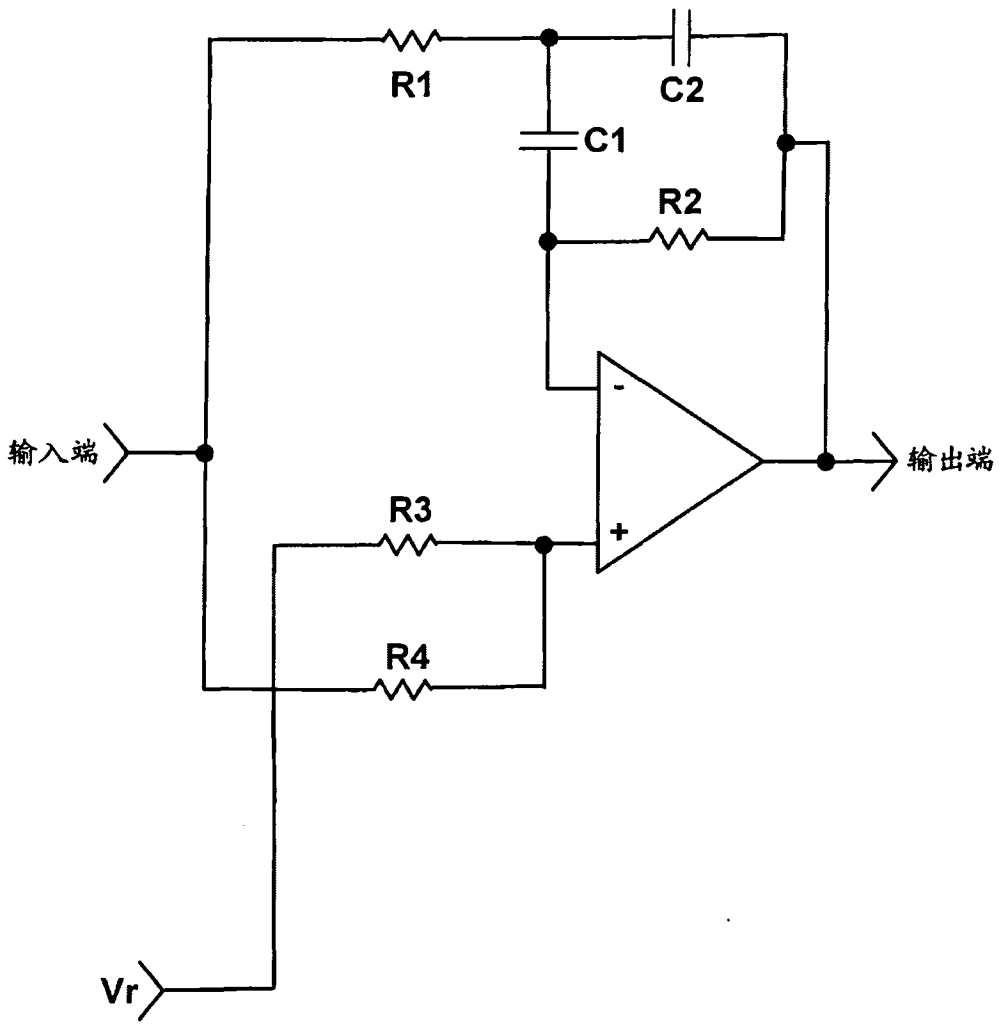


图 14

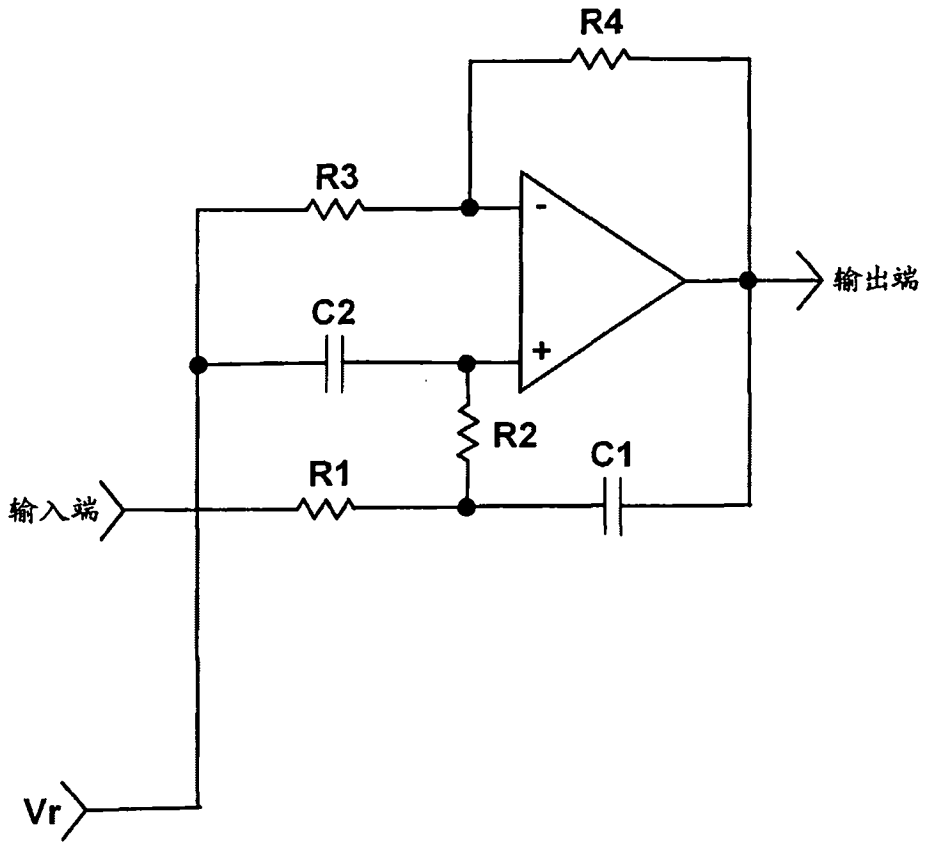


图 15

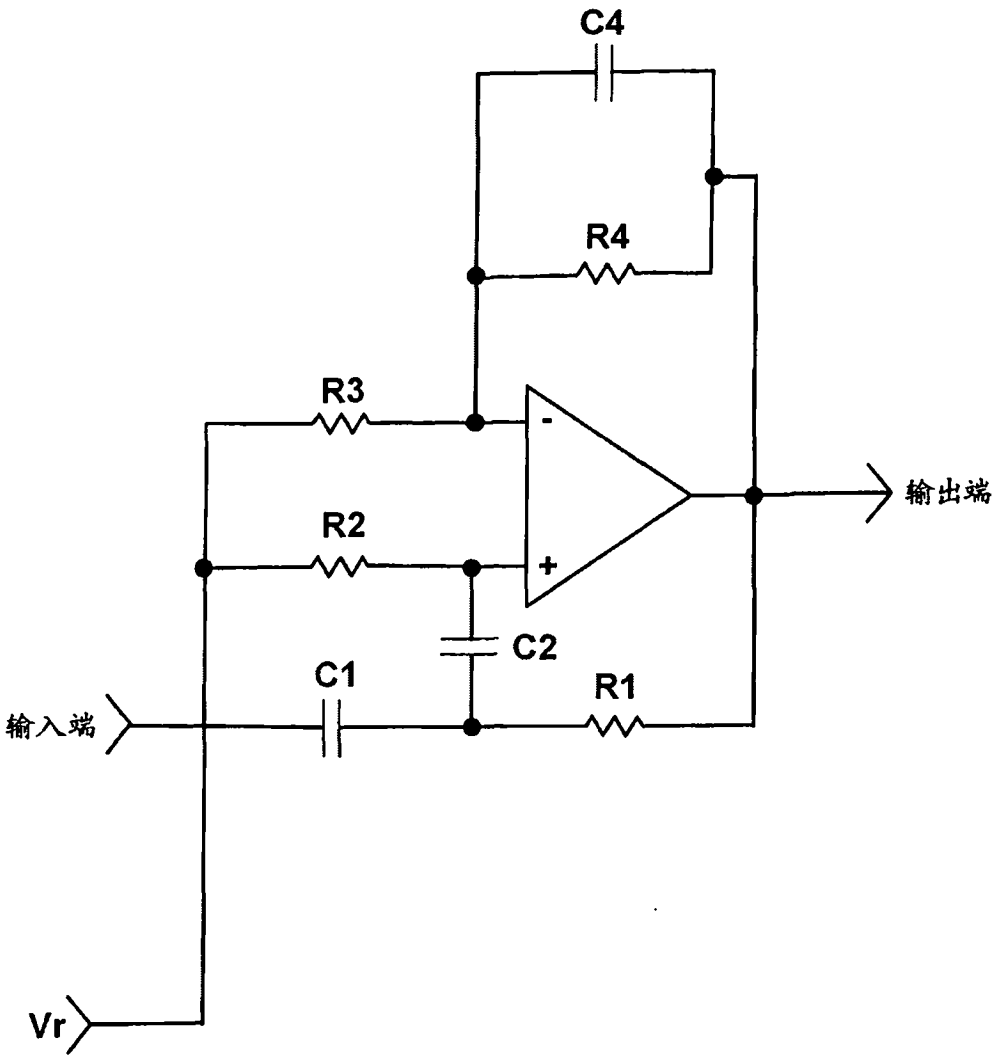


图 16

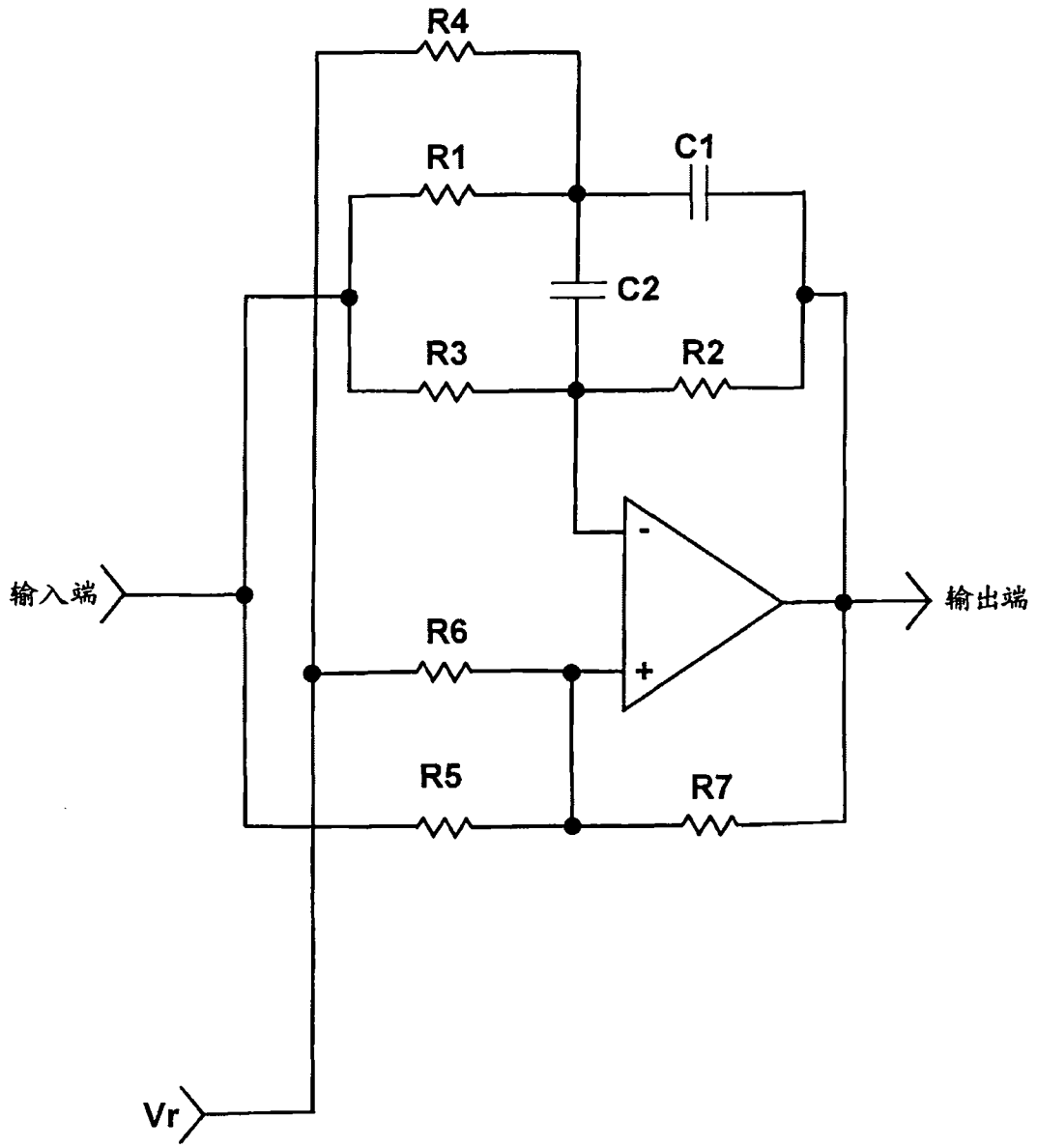


图 17

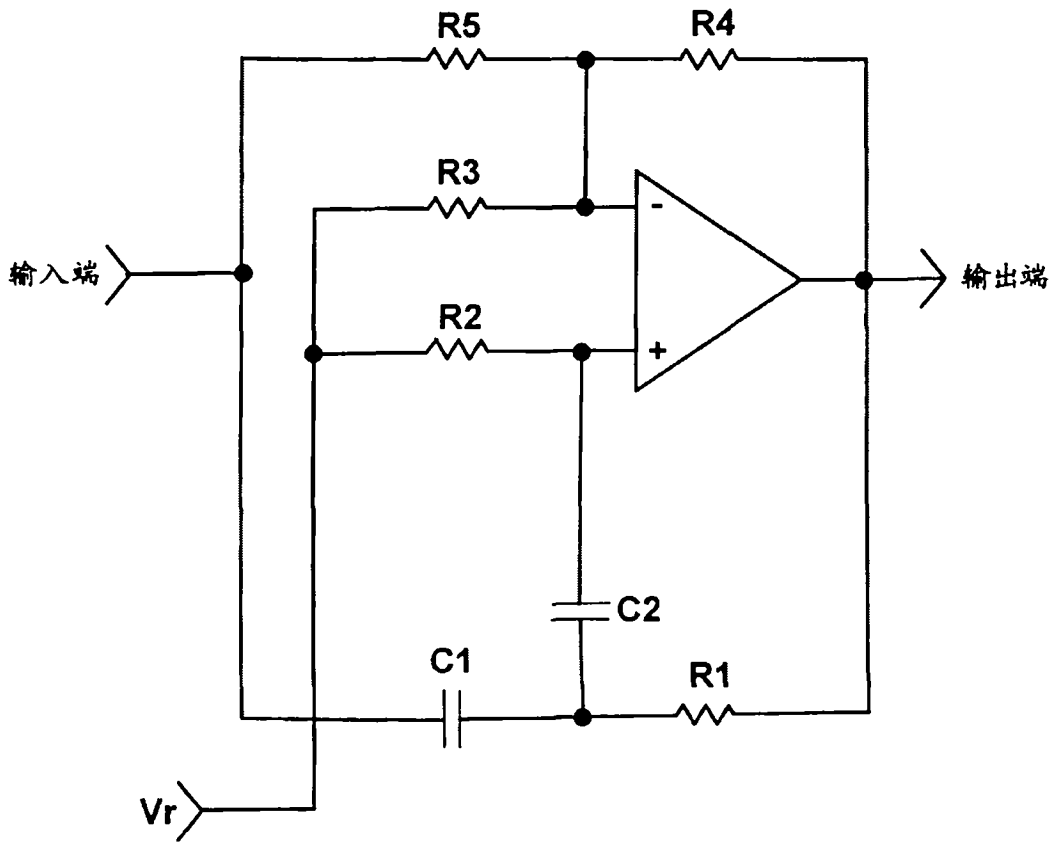


图 18

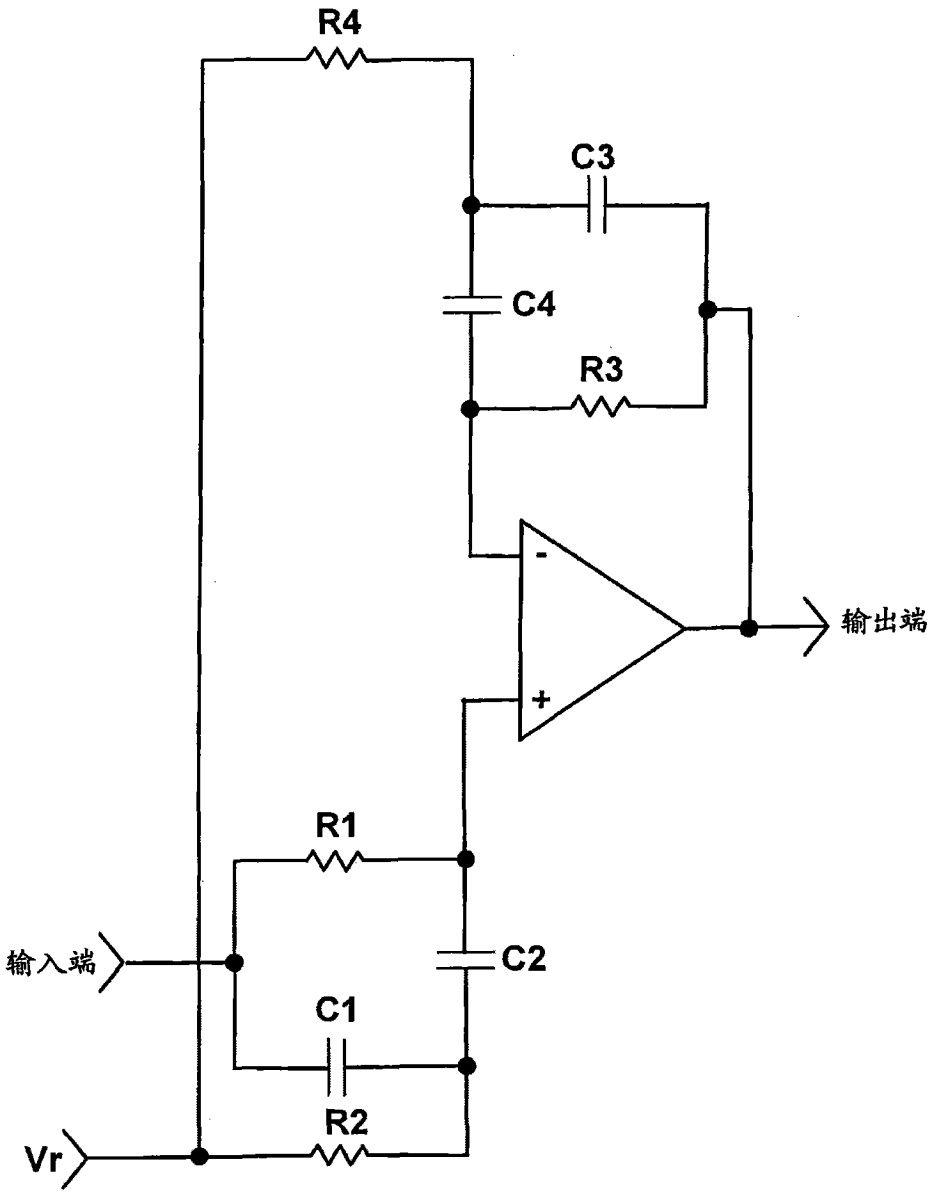


图 19

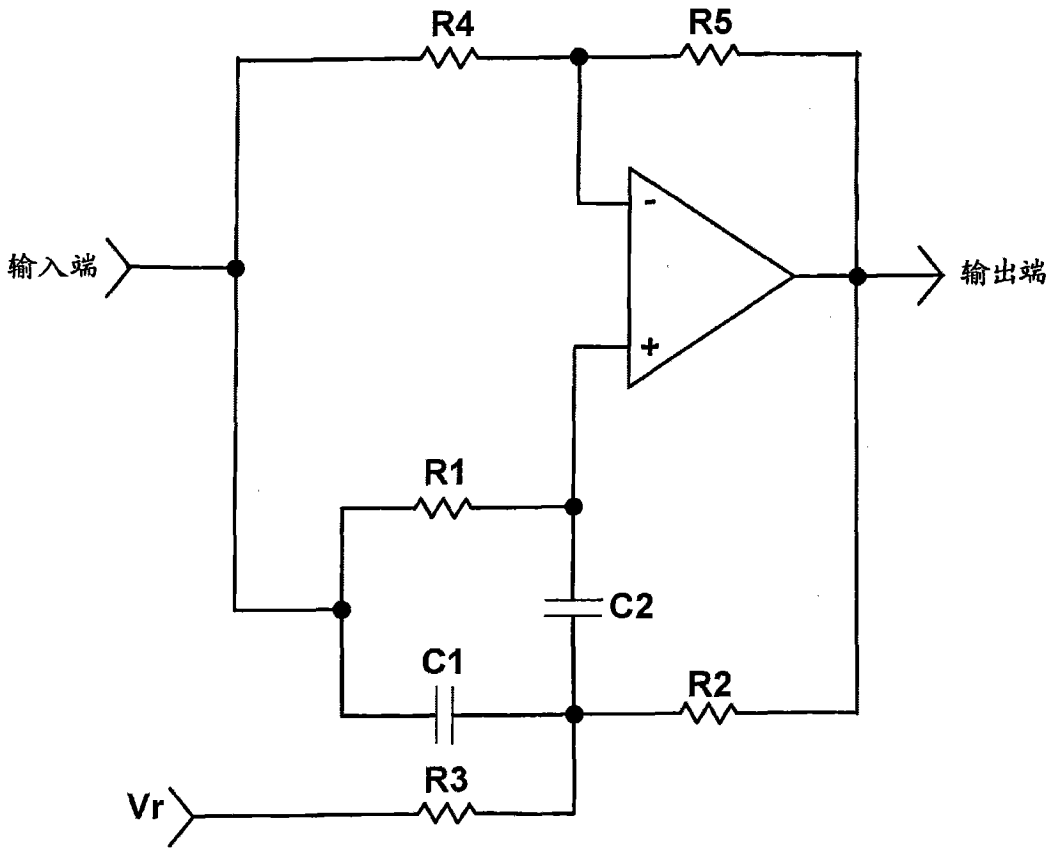


图 20

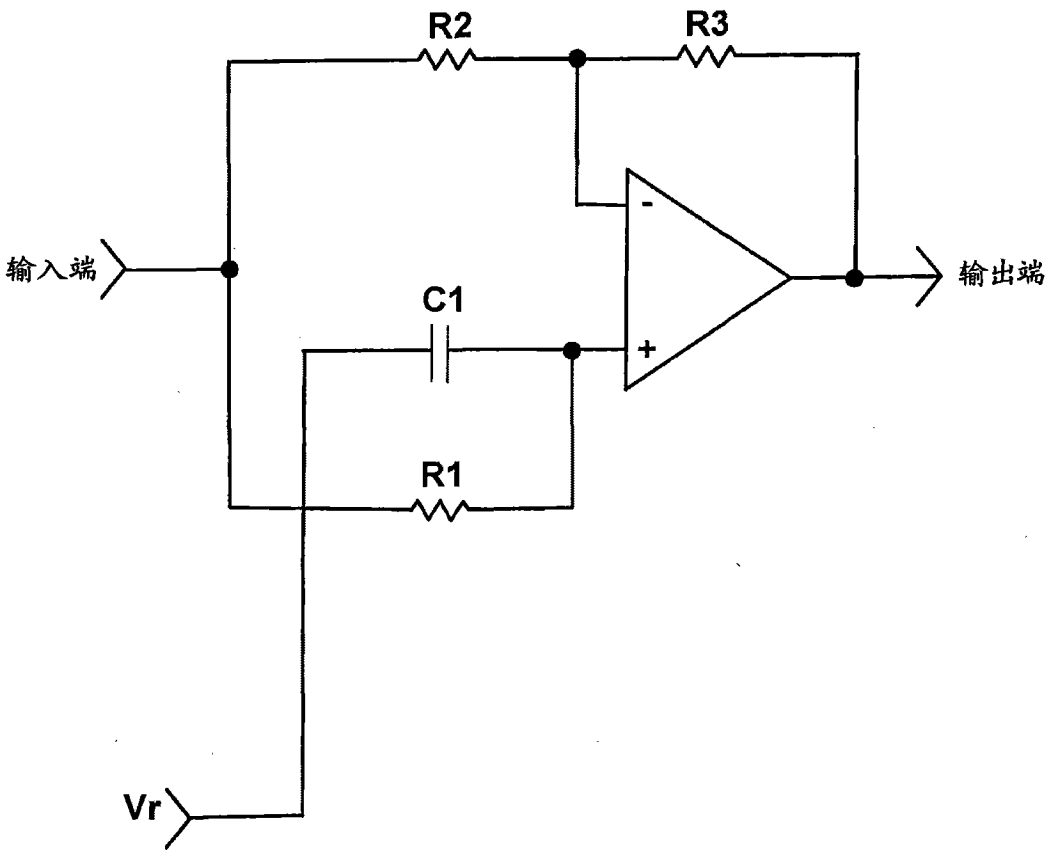


图 21

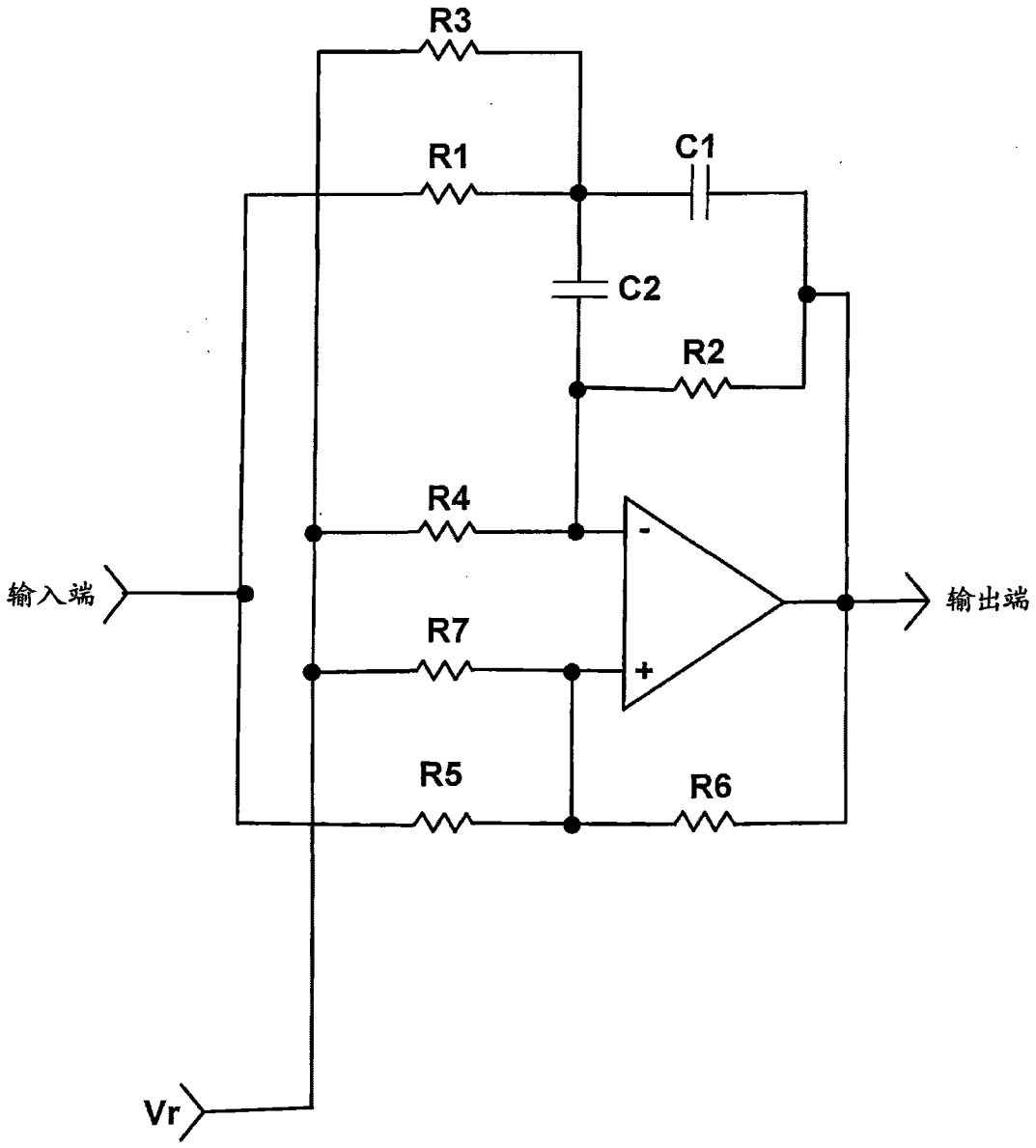


图 22

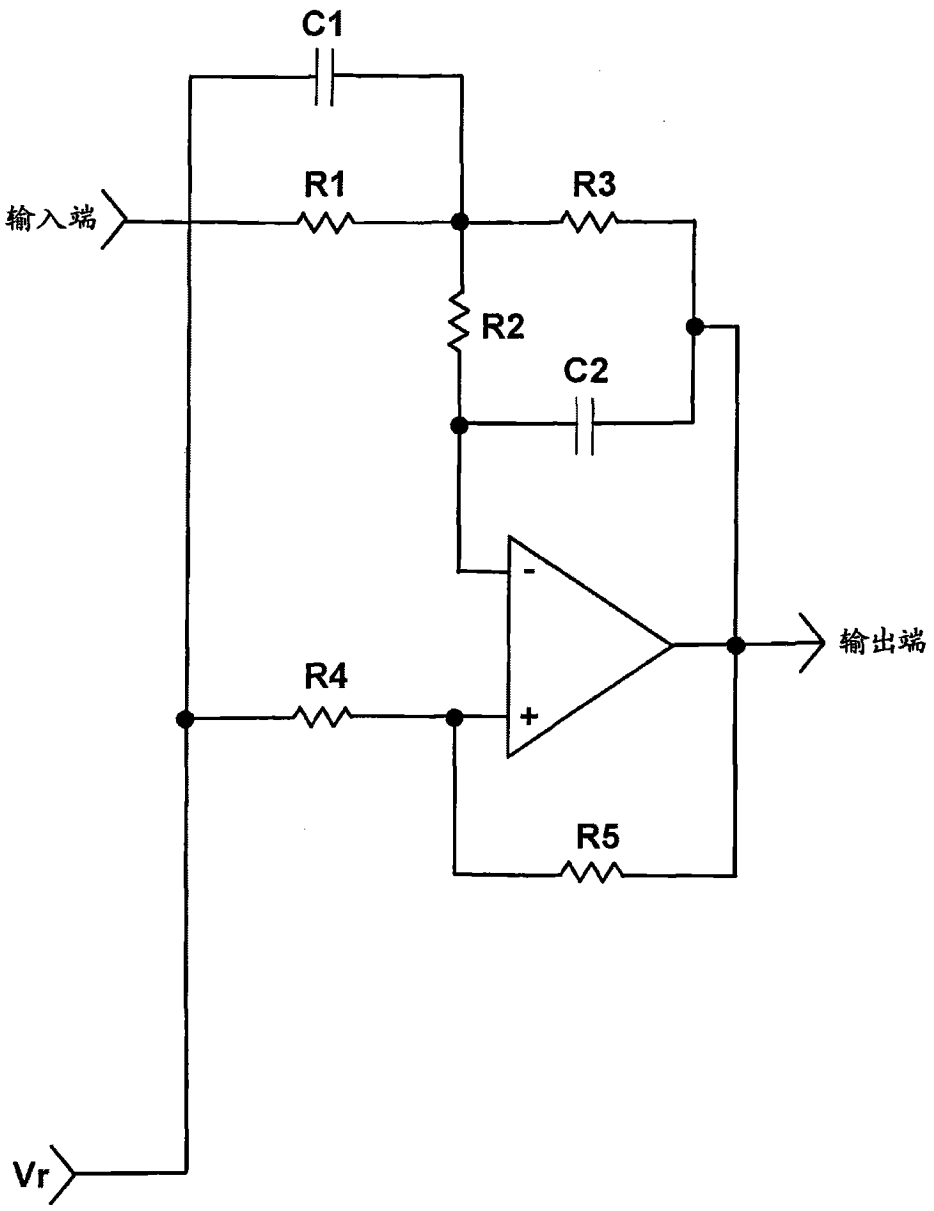


图 23

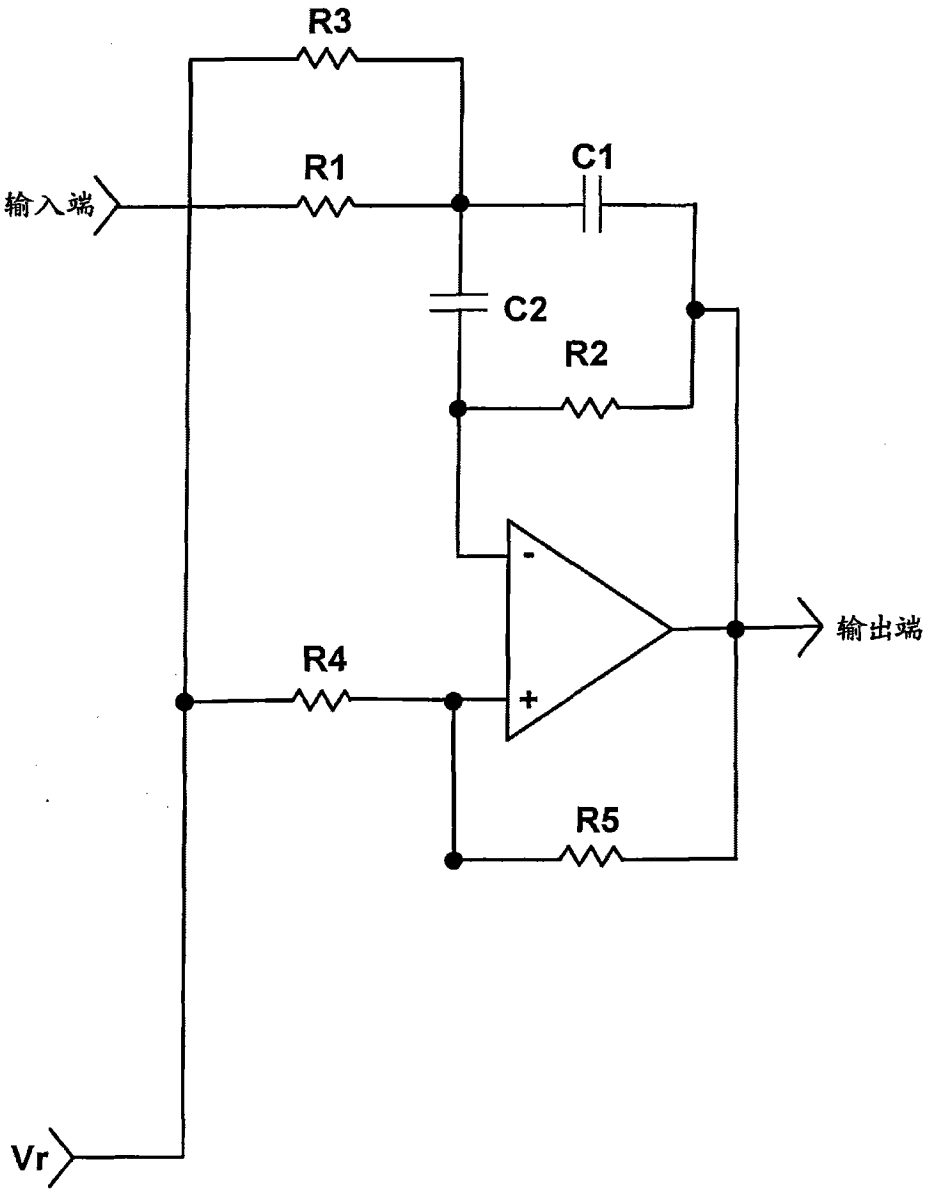


图 24

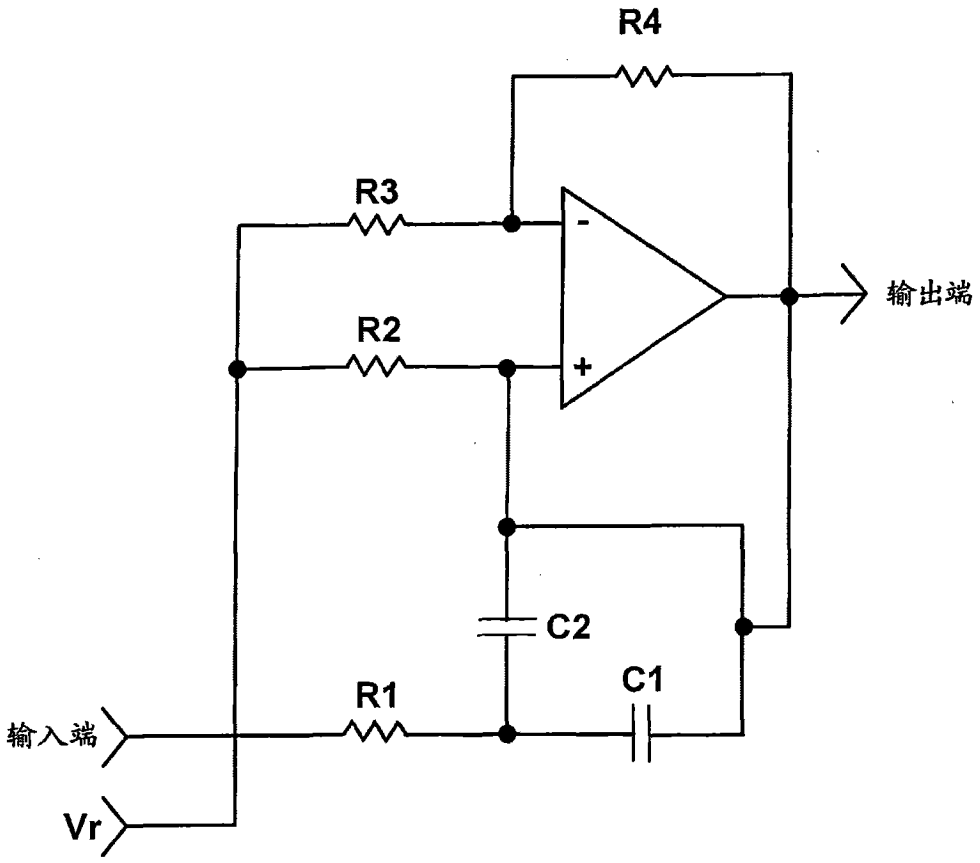


图 25

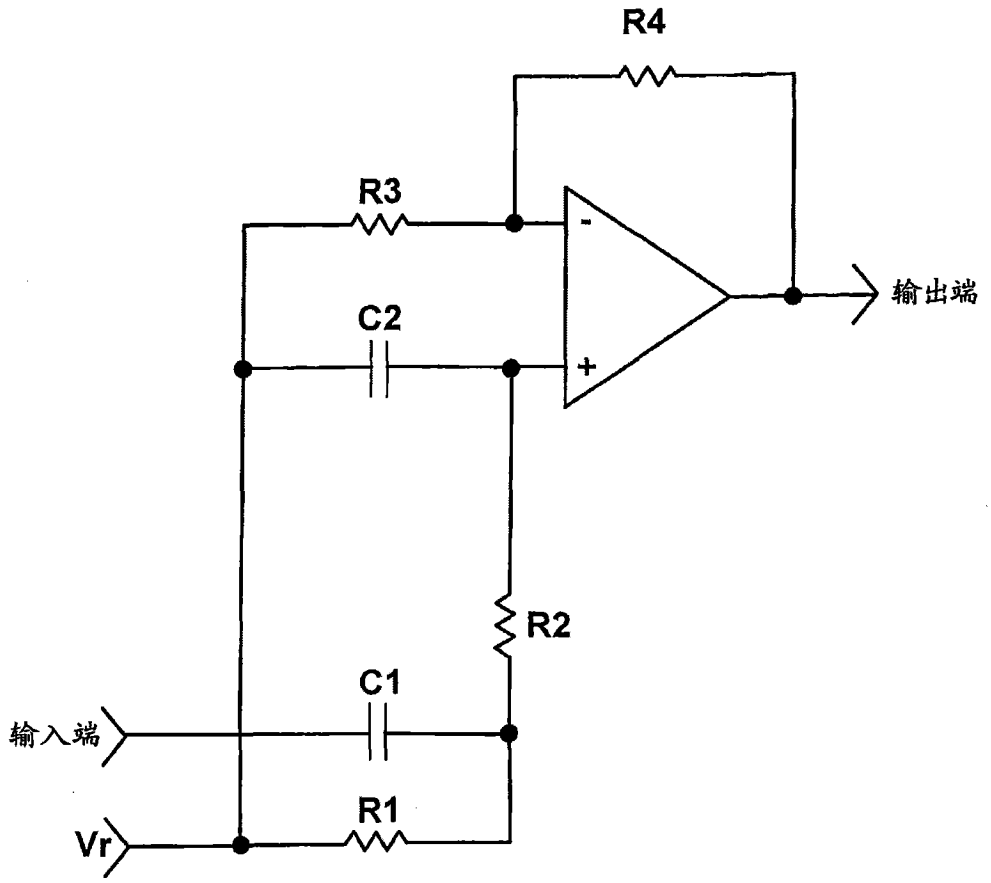


图 26

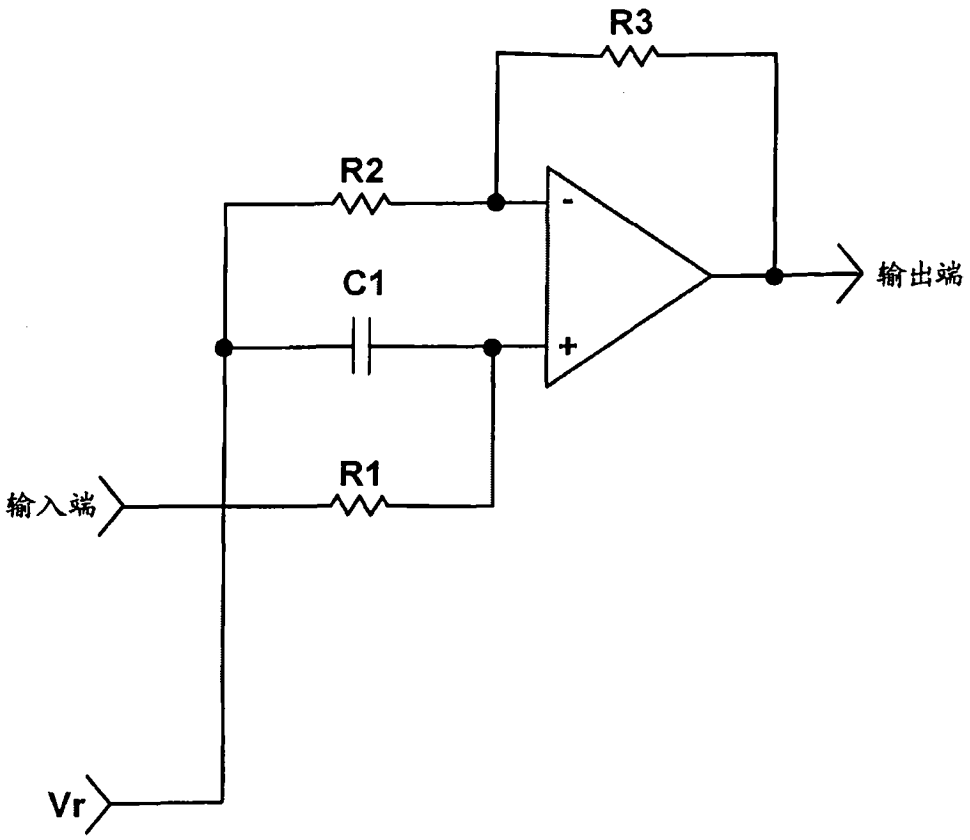


图 27

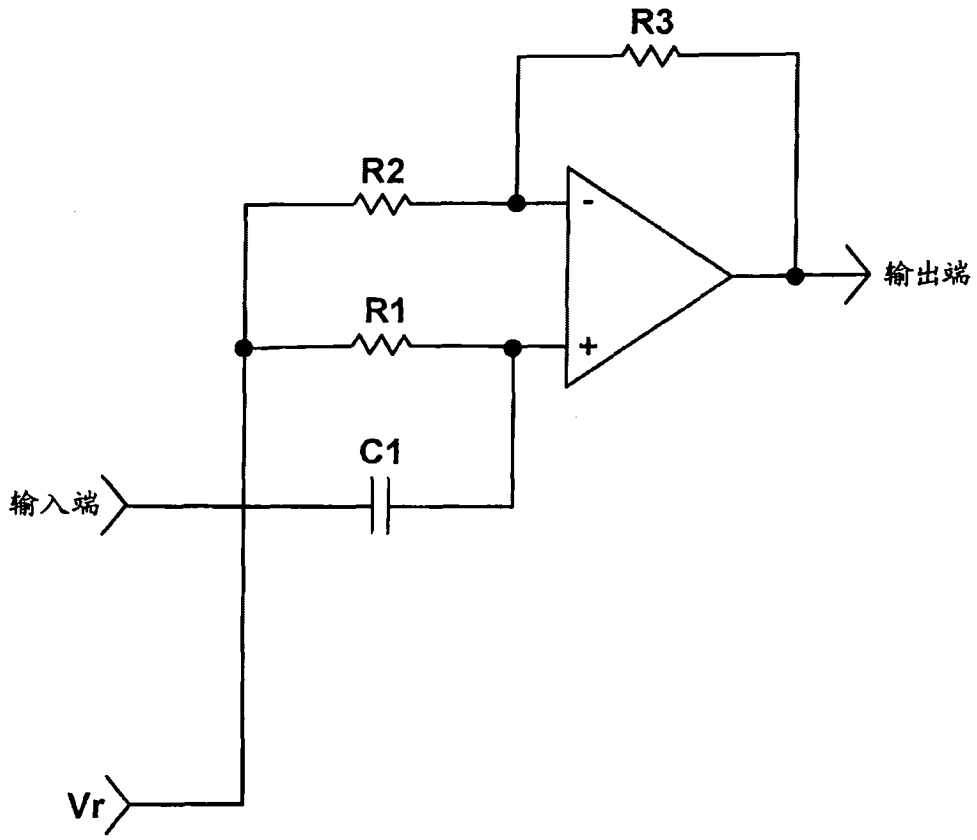


图 28

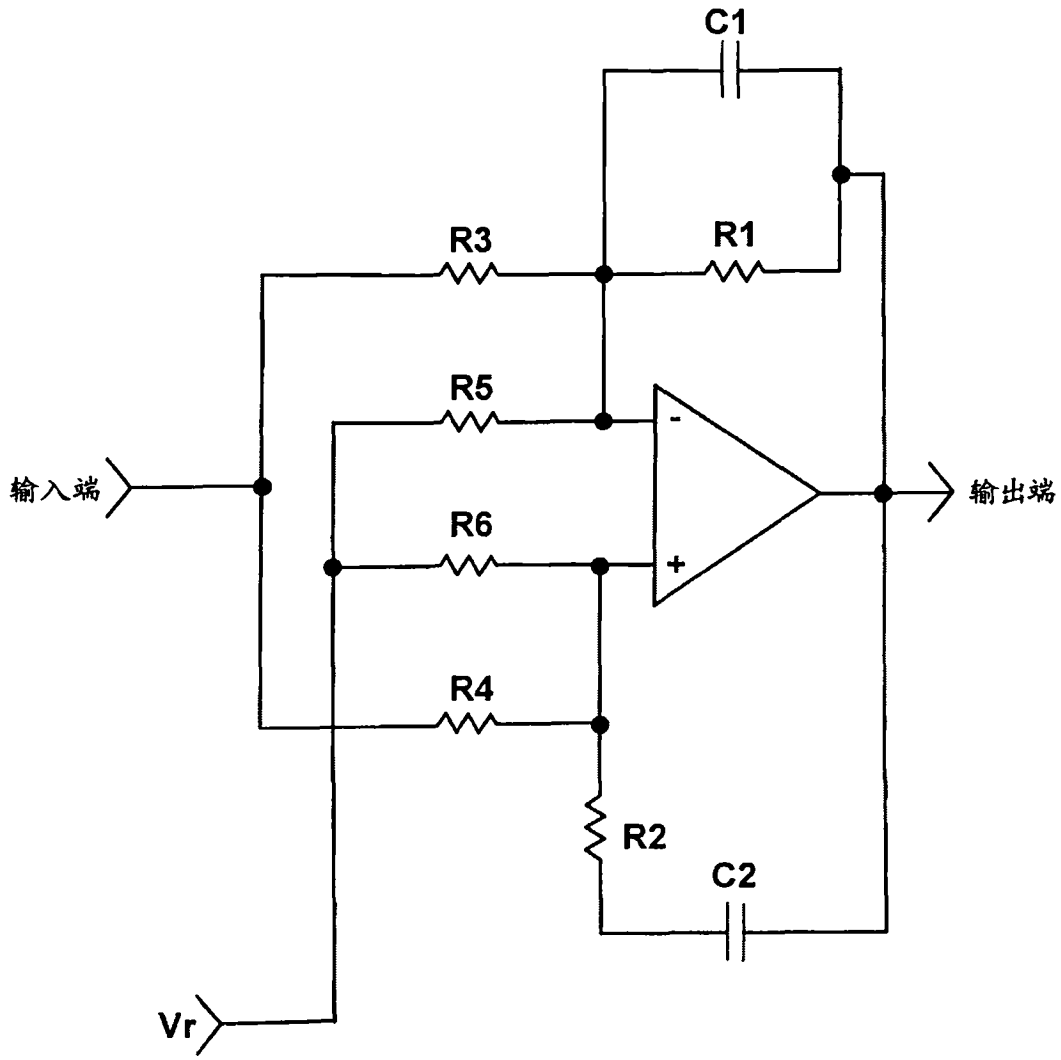


图 29

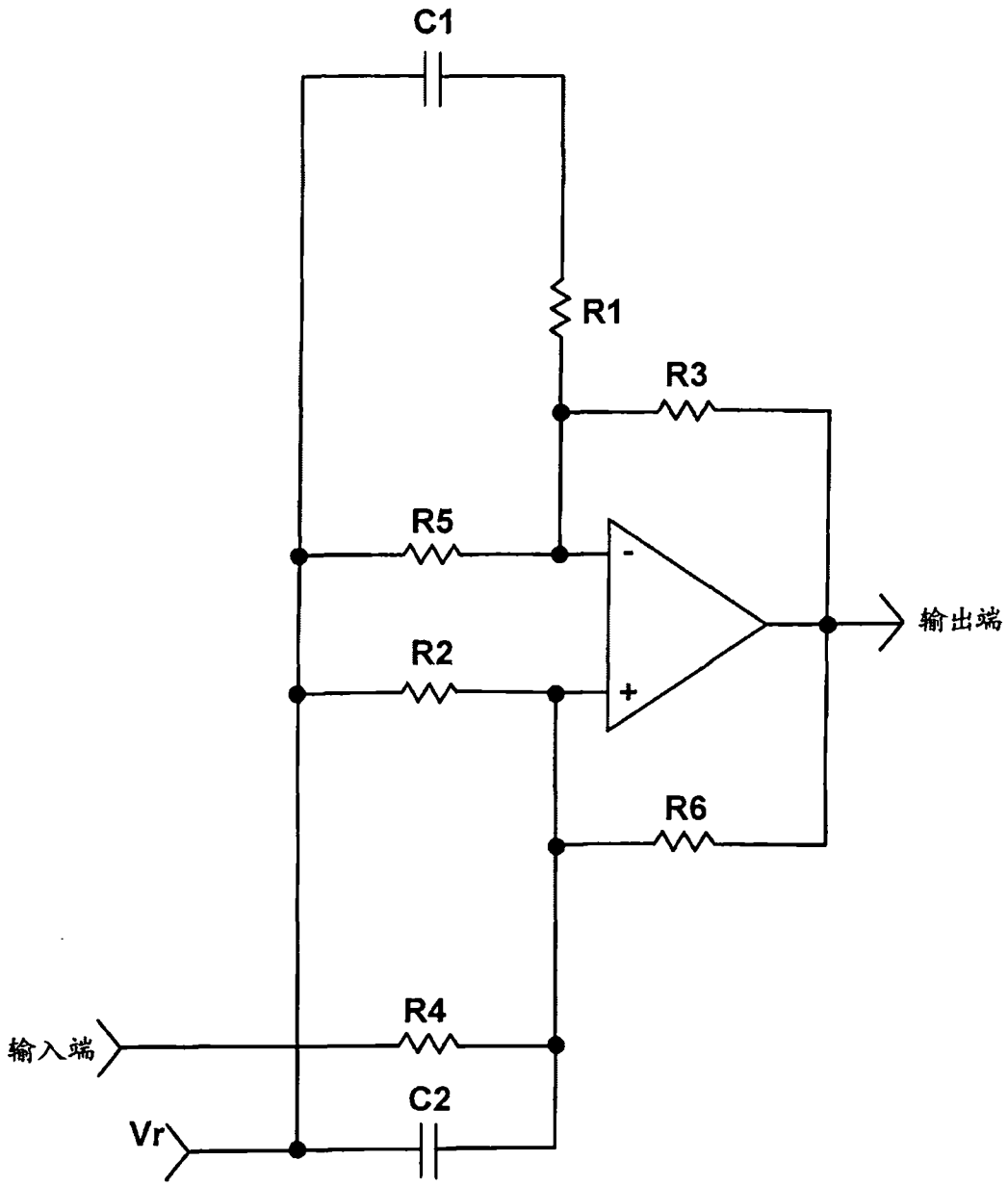


图 30

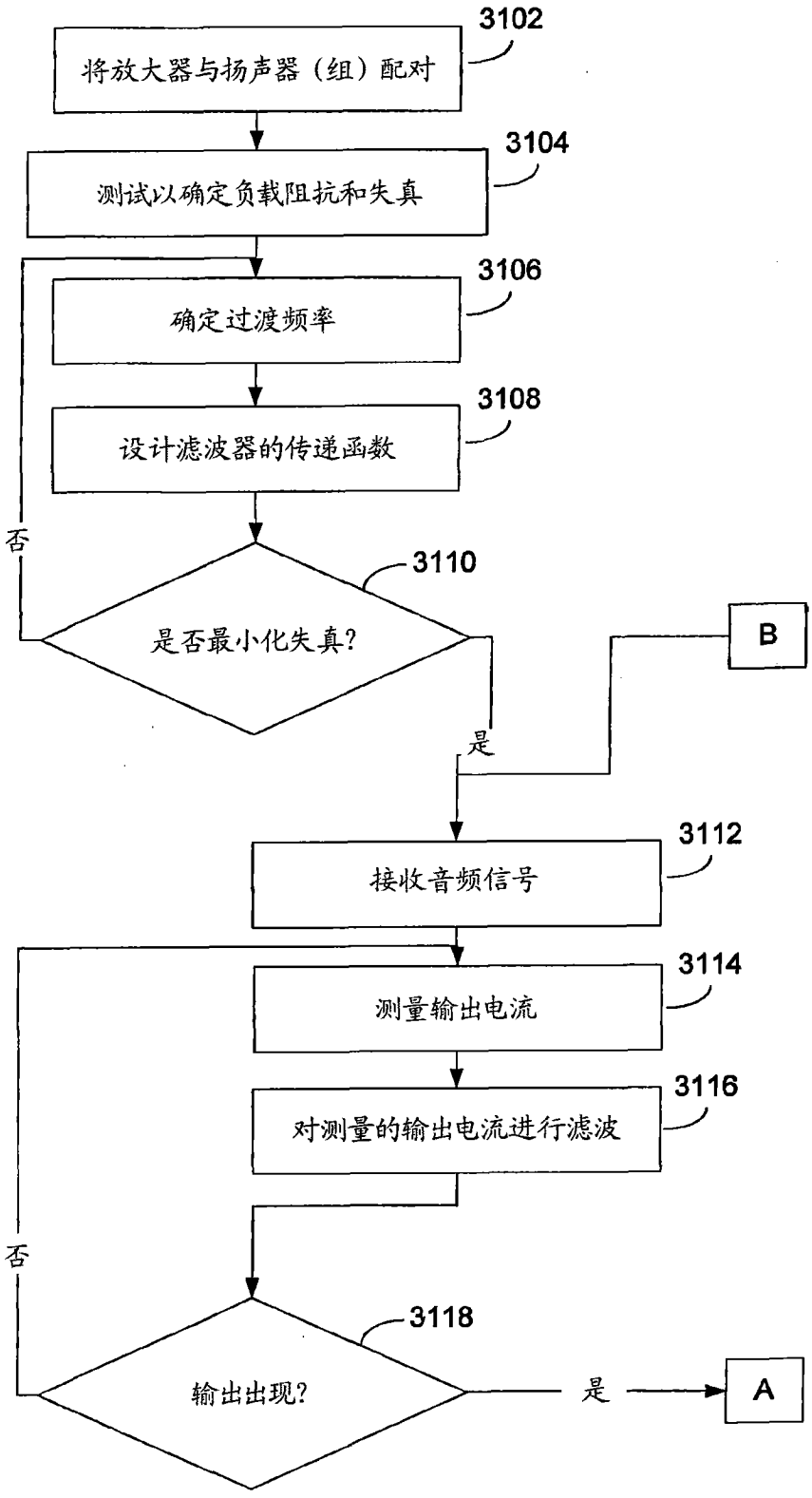

3102
将放大器与扬声器（组）配对
3104
测试以确定负载阻抗和失真
3106
确定过渡频率
3108
设计滤波器的传递函数
3110
是否最小化失真?
否
是
B
3112
接收音频信号
3114
测量输出电流
3116
对测量的输出电流进行滤波
否
3118
输出出现?
是
A

图 31

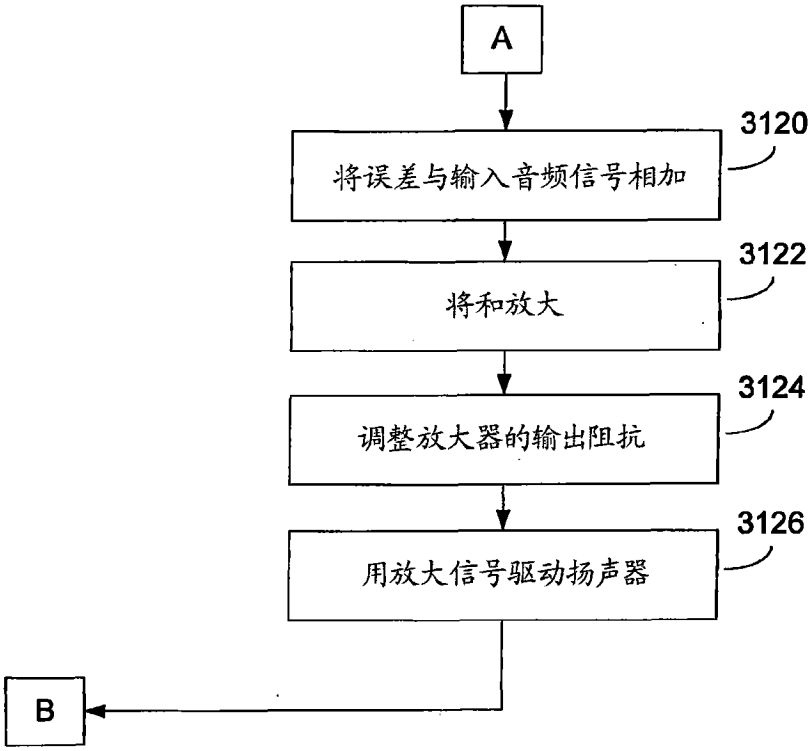

A
3120
将误差与输入音频信号相加
3122
将和放大
3124
调整放大器的输出阻抗
3126
用放大信号驱动扬声器
B

图 32