



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101044792 B

(45) 授权公告日 2013. 01. 02

(21) 申请号 200480044213. 9

(22) 申请日 2004. 10. 19

(85) PCT申请进入国家阶段日
2007. 04. 12

(86) PCT申请的申请数据
PCT/DK2004/000719 2004. 10. 19

(87) PCT申请的公布数据
W02006/042540 EN 2006. 04. 27

(73) 专利权人 唯听助听器公司
地址 丹麦维尔路斯

(72) 发明人 P·克德摩斯

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245

代理人 赵蓉民 薛峰

(51) Int. Cl.

H04R 25/00 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 2003198356 A1, 2003. 10. 23,

US 2003053646 A1, 2003. 03. 20,

审查员 刘希

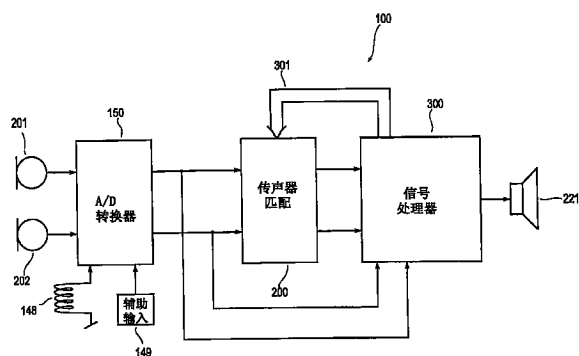
权利要求书 1 页 说明书 9 页 附图 5 页

(54) 发明名称

用于助听器中自适应传声器匹配的系统和方法

(57) 摘要

包括至少两个传声器 (201、202) 的定向助听器 (100) 具有用于匹配两个传声器 (201、202) 之间幅度和相位差异的装置 (200)。传声器匹配装置 (200) 比较在助听器 (100) 使用期间在多个频率测量的传声器信号通路的传递函数之间差异, 将所述差异和在相似频率的所述传声器信号通路的传递函数的模型中的差异进行比较, 基于比较导出一参数组, 并调整所述参数以便最小化所述模型和所述传声器 (201、202) 之间级差中的差异。然后, 可使用所述模型以通过将适当的控制参数 (103、104、105、106) 应用于自适应匹配滤波器 (108), 来使传声器 (201、202) 相互匹配, 所述自适应匹配滤波器传送传声器信号中的一个。



1. 一种助听器,包括至少两个传声器通道、一个输入转换器、一个信号处理器和一个输出换能器,所述传声器通道中每个分别包括一个连接到一高通滤波器的传声器,其中所述信号处理器包括用于匹配所述传声器通道的自适应匹配装置,用于测量第一传声器通道和第二传声器通道之间的级差的装置,用于产生各个传声器通道的第一和第二传递函数之间的所述级差的模型的装置,用于测量第一和第二真实传声器信号之间的所述级差的装置,和用于通过适当地控制所述自适应匹配装置来最小化所述级差的模型与各个所述真实传声器信号的级差之间的差异以匹配所述传声器通道的装置。

2. 根据权利要求 1 所述的助听器,其中各个传声器通道的所述第一和所述第二传递函数之间的级差的模型分别包括所述传声器传递函数的模型和所述匹配滤波器传递函数的模型。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的助听器,其中所述信号处理器基于在预先确定数目的频率比较所测量的功率传递函数和所建模的功率传递函数而导出参数组。

4. 一种用于匹配助听器中至少两个传声器的方法,包括以下步骤:

产生独立传声器的信号通路的传递函数的级差的模型,

测量所述独立传声器的实际信号通路的功率函数的级差,

比较所测量的功率函数的级差和所述传递函数的级差,

基于所述比较导出一参数组,以及

根据产生的模型使用所导出的参数组以匹配所述独立传声器的信号通路。

5. 根据权利要求 4 所述的方法,其中测量所述独立传声器的实际信号通路的功率函数的级差的步骤包括以下步骤:在多个预先确定的离散频率测量传声器信号的平均幅度。

6. 根据权利要求 4 或 5 所述的方法,其中所述根据所述比较导出一参数组的步骤包括将随机梯度更新应用于所述传递函数的步骤。

7. 根据权利要求 4 所述的方法,其中匹配所述传声器是在所述助听器的正常操作期间以规则的间隔执行的。

用于助听器中自适应传声器匹配的系统和方法

技术领域

[0001] 本发明涉及助听器。更具体地说,本发明涉及在音频信号通路中包括两个或更多传声器的数字助听器。

背景技术

[0002] 具有定向能力的助听器通常采用两个或更多传声器以使助听器能够根据方向处理进入的声音,从而获得对来自特定方向或方向范围的声音的增加的灵敏度。在该处理中,助听器依赖传声器当中到达时间和声级中的差异。具有定向能力的助听器使助听器用户更容易感知来自特定方向的声音,因为来自其它方向的声音被抑制到某种程度。

[0003] 术语“定向性”在本申请中到处使用。该术语表示助听器对来源于特定方向或方向范围的声音的支持超过来源于其它方向的声音的能力。物理上,助听器定向性的定义是来自所支持方向的声音的输出能级与对从全方向的球面积分求平均所得的声音的输出能级之间的比值,常常用 dB(分贝)表示。

[0004] 为了使使用全定向传声器的定向传声器系统的功能达到合理的满意度,必要的是,独立传声器相互已紧密匹配。匹配可在生产阶段实现,例如通过仔细选择配对的传声器,或,就使用功能强大的数字处理器来说,对于处理器,可以想得到的是补偿用特定传声器组独立地测量的相位特性的差异。

[0005] 依赖到达时间差的定向传声器系统必须分辨前部和后部传声器信号之间相位的微小差异,以便控制前部和后部传声器信号组合的全定向灵敏度,尤其是在较低的频率。定向特性原则上是通过适当地延迟来自前部传声器的信号并从来自后部传声器的信号中减去延迟的传声器信号来获得的。这要求独立全定向传声器的相位差相互已紧密匹配。

[0006] 如果,在助听器的有效寿命期间,独立传声器的特性因一些原因发生变化,例如老化、温度、湿度或其它因素,在生产阶段得到的传声器之间相位差的匹配可能不再准确,伴随而来的可能结果是传声器系统的定向性的破坏。当然,这是无法接受的情形,并因此存在着对在助听器整个有效寿命中可使传声器相位特性的匹配保持在某一容限内的设备或方法的需求。

[0007] 根据 EP1191817A1 已知一种具有自适应传声器匹配的助听器。该现有技术助听器包括用于比较来自至少两个传声器的信号能级的装置,以减少传声器信号能级中的差异。该匹配仅仅解决传声器之间幅度中的差异,而未考虑传声器之间的相位差。

[0008] US2002/0034310A1 描述了一种用于自适应地匹配多传声器系统中传声器灵敏度的系统,例如在定向助听器中。该系统利用延迟单元、频带分裂滤波器,以及用于适当地按比例缩放传声器信号以匹配灵敏度的装置。所述按比例缩放仅仅是在各种频率的频带级缩放,而未考虑相位差。

[0009] 根据 US2004/0057593A1 已知一种助听器,以及一种用于助听器中传声器的自适应匹配的方法。该方法利用具有长时间常数的反馈环以匹配传声器的信号幅度。一固定的滤波器被用于在制造中将传声器中的一个匹配到另一个传声器,而未并入用于随后更改滤

波器参数的装置。传声器的匹配不是非常准确,并且其并未考虑相位变化。

[0010] EP1458216A2 描述了用于调配助听器中传声器的仪器和方法。用于执行传声器调配的仪器包括校准的参考传声器,并且调配助听传声器的方法在助听器的制造期间执行。在 EP1458216A2 中所描述的传声器调配并未考虑由传声器老化等引起的变化。

[0011] 其它已知的防止传声器随时间漂移的先决条件包括在助听器的装配之前预老化传声器,从而最小化在有效寿命期间随时间的漂移。预老化传声器并未考虑对温度、湿度或其它环境因素的依赖性。因此上面所提及的传声器匹配系统需要两样东西。第一,准确度是普通的,以及第二,两个传声器之间的相位差在那些系统中未被校正。

[0012] 可用若干方法中的一个对由传声器组成的系统以及后来的 RC(阻容)滤波级进行建模。该模型的传递函数可仅包括系统最主要的极点,从而形成简单的一阶模型,或者其可考虑传声器本身的极点以及 RC 滤波级,从而形成更复杂的二阶模型。如果在具有被放入频谱极低端(例如,20-40Hz(赫兹))中的频率极点的传声器类型中选择传声器,那么传声器极点中的任何差异基本上仅仅会影响传递函数的幅度,这是因为任何对相位的作用将仅仅在低于定向传声器系统必须工作的频带的频率下才会起作用。

[0013] 令人遗憾的是,传声器中极低频率极点意味着传声器本身在极点附近具有很高的灵敏度,也就是,上文例子中的 20-40Hz 范围。在助听器中,传声器中对低频率的高灵敏度在许多情形中产生问题。低频率是,例如,在传送语音感知是不需要的,并且因此在助听器中被认为是无用信号。尽管如此,在现代社会中低频噪声源存在于许多情形中,例如当驾驶汽车时,或当暴露于户外的风噪声时。对低频率具有高灵敏度的传声器很容易达到饱和状态或声过载,其中传声器振膜本身通过由低频气压变化引起的运动达到它的支撑极限。当饱和时,传声器被阻止有效地传送声音,并且收听者得到的印象是该声音已被突然切断,或至少严重失真。

[0014] 因此在助听器中优选对低频率具有较小灵敏度的传声器。然而,这意味着在某些较高频率存在极点,从而增加了相位特性准确匹配的重要性。

[0015] 在使用期间,匹配传声器的现有技术方法因此不适合匹配任何具有低频极点的传声器。如果对低频率具有较小的灵敏度的传声器

[0016] - 以及因此被放在频谱中较高频率的极点被使用,那么就需要不同方法来匹配传声器。该方法应该优选与给定传声器组中极点的放置无关,并因此可自由地允许任意传声器的匹配,所述任意传声器包括那些具有较高频率极点的传声器。利用合并了传声器和 RC 滤波器级两者的二阶模型使匹配过程变得有些复杂,这是因为二阶系统更加复杂,并因此花费更多资源去建模。另一方面,其提供更精确匹配的前景,并允许传声器选择中附加自由度并入该系统。

[0017] 为处理传声器的幅度和相位两者的自适应匹配问题,必须实现信号通路模拟部分的匹配。这可通过使用匹配的传声器和 RC 滤波器级,通过在制造中使用匹配传声器的专用匹配系统,或在使用期间通过使用匹配传声器的匹配系统来实现。前两种方法存在的缺点是,信号通路中可能随时间发生的变化不能被考虑到。信号通路中的这些变化,例如可源于温度、湿度、部件老化,修理时更换了一个或两个传声器中的变化等等。因此本发明的一个目标是创造自适应实时传声器匹配系统。

发明内容

[0018] 多传声器系统的匹配本身就是一个盲识别问题,也就是,只基于来自该系统的输出信号。构成本发明基础的方法包括,得出传声器系统的参数模型以及后来在多个选定频率匹配所得出的模型的幅度特性。双-传声器助听系统的参数模型的推导可,通过微小的修改,推广到具有超过两个传声器的系统。该方法的理论基础将在下面更详细地讨论。

[0019] 从传声器到 A/D(模数)转换器的传递函数的合适的连续时间模型可由等式(1)和(2)描述:

$$[0020] \quad H_f(s) = K_f \frac{s}{s + p_{mic,f}} \cdot \frac{s}{s + p_{rc,f}} \quad (1)$$

$$[0021] \quad H_r(s) = K_r \frac{s}{s + p_{mic,r}} \cdot \frac{s}{s + p_{rc,r}} \quad (2)$$

[0022] 在此 $p_{mic,f}$ 、 $p_{rc,f}$ 、 $p_{mic,r}$ 和 $p_{rc,r}$ 分别是传声器和伴随的 RC 电路的极点,并且 K_f 和 K_r 分别是前部和后部传声器的增益值。然而,应该强调的是,传递函数的描述不局限于该具体的模型。使用匹配的零极点法(比如:Franklin 等人的"Feedback Control of Dynamic Systems", Stanford University, California)以获得离散时间模型产生:

$$[0023] \quad H_{f,model}(z) = K_f \frac{1 - z^{-1}}{1 - a_{mic,f} z^{-1}} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 - a_{rc,f} z^{-1}} \quad (3)$$

[0024] 和

$$[0025] \quad H_{r,model}(z) = K_r \frac{1 - z^{-1}}{1 - a_{mic,r} z^{-1}} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 - a_{rc,r} z^{-1}} \quad (4)$$

[0026] 在此 $a_{mic,f}$ 、 $a_{rc,f}$ 、 $a_{mic,r}$ 和 $a_{rc,r}$ 分别是前部和后部传声器的传声器和 RC 电路的离散时间极点,并且 K_f 和 K_r 是离散增益值。

[0027] 传声器模型的功率谱可由等式(5)和(6)描述:

$$[0028] \quad |H_{f,model}(\omega)|^2 = K_f^2 \frac{2 - 2\cos(\omega)}{d_{mic,f}(\omega)} \cdot \frac{2 - 2\cos(\omega)}{d_{rc,f}(\omega)} \quad (5)$$

$$[0029] \quad |H_{r,model}(\omega)|^2 = K_r^2 \frac{2 - 2\cos(\omega)}{d_{mic,r}(\omega)} \cdot \frac{2 - 2\cos(\omega)}{d_{rc,r}(\omega)} \quad (6)$$

[0030] 在此

$$[0031] \quad d_{mic,f}(\omega) = 1 - 2a_{mic,f} \cos(\omega) + a_{mic,f}^2 \quad (7)$$

$$[0032] \quad d_{rc,f}(\omega) = 1 - 2a_{rc,f} \cos(\omega) + a_{rc,f}^2 \quad (8)$$

$$[0033] \quad d_{mic,r}(\omega) = 1 - 2a_{mic,r} \cos(\omega) + a_{mic,r}^2 \quad (9)$$

[0034] 和

$$[0035] \quad d_{rc,r}(\omega) = 1 - 2a_{rc,r} \cos(\omega) + a_{rc,r}^2 \quad (10)$$

[0036] 为了在数字域中匹配后部传声器,下面的滤波器被用于后部传声器信号通路:

$$[0037] \quad \frac{H_{f,model}(z)}{H_{r,model}(z)} = \frac{K_f}{K_r} \cdot \frac{1 - a_{mic,r} \cdot z^{-1}}{1 - a_{mic,f} \cdot z^{-1}} \cdot \frac{1 - a_{rc,r} \cdot z^{-1}}{1 - a_{rc,f} \cdot z^{-1}} \quad (11)$$

[0038] 为了使系统能够确定前部和后部传声器信号的功率谱与估计功率谱有多大区别,于是选择误差函数来描述该差异。当选择特定误差函数时,对于不同参数必须找到准确度

和计算速度和简单性之间的恰当的平衡。出于该目的,一个合适的误差函数是:

$$[0039] \quad e(\omega) = p_{\text{ratio}}(\omega) \frac{1}{K^2} \cdot \frac{d_{\text{mic},f}(\omega)}{2-2\cos(\omega)} \cdot \frac{d_{\text{rc},f}(\omega)}{2-2\cos(\omega)} - \frac{d_{\text{mic},r}(\omega)}{2-2\cos(\omega)} \cdot \frac{d_{\text{rc},r}(\omega)}{2-2\cos(\omega)} \quad (12)$$

[0040] 在此

$$[0041] \quad p_{\text{ratio}}(\omega) = \frac{|H_{f,\text{signal}}(\omega)|^2}{|H_{r,\text{signal}}(\omega)|^2} \quad (13)$$

[0042] 是前部和后部传声器之间功率比谱,

$$[0043] \quad |H_{f,\text{signal}}(\omega)|^2 \quad (14) \quad \text{且}$$

$$[0044] \quad |H_{r,\text{signal}}(\omega)|^2 \quad (15)$$

[0045] 分别是前部和后部传声器信号的功率谱,且 $K = K_f/K_r$ 是前部和后部模型之间的增益比值。

[0046] 前部和后部传声器的传递函数模型的优选参数化产生:

$$[0047] \quad H_{f,\text{model}}(z) = K_f \frac{1-z^{-1}}{1-(a_{\text{miccenter}} + a_{\text{micdiff}}) \cdot z^{-1}} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1-(a_{\text{rccenter}} + a_{\text{rcdiff}}) \cdot z^{-1}} \quad (16)$$

[0048] 和

$$[0049] \quad H_{r,\text{model}}(z) = K_r \frac{1-z^{-1}}{1-(a_{\text{miccenter}} - a_{\text{micdiff}}) \cdot z^{-1}} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1-(a_{\text{rccenter}} - a_{\text{rcdiff}}) \cdot z^{-1}} \quad (17)$$

[0050] 在此

$$[0051] \quad a_{\text{micf}} = (a_{\text{miccenter}} - a_{\text{micdiff}}) \text{ 且 } a_{\text{micr}} = (a_{\text{miccenter}} + a_{\text{micdiff}})$$

[0052] 等式 (16) 和 (17) 与等式 (3) 和 (4) 是相同的,除了参数化已经变化的事实,因为传递函数现在依赖描述传声器的两极点之间中心(算术平均)的参数, $a_{\text{miccenter}}$, 和描述前部传声器和中心之间差异的参数, a_{micdiff} 。在实际情形中,发现该参数化是更有利的。为了方便起见, (16) 和 (17) 中的参数可被表示为一参数矢量

$$[0053] \quad \theta = [a_{\text{miccenter}} \ a_{\text{micdiff}} \ a_{\text{rccenter}} \ a_{\text{rcdiff}} \ K]^T \quad (18)$$

[0054] 计算的目的是基于在 N 个不同频率 ($\omega_n, n = 1 \dots N$) 对 $p_{\text{ratio}}(\omega)$ 的测量,来估计所述参数矢量 θ 。定义费用函数 J ,所述问题因此可被用公式表示为非线性最小二乘方问题,以如下形式:

$$[0055] \quad J = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{e}, \quad \min_{\theta} J \quad (19)$$

[0056] 对于这种类型问题,在文献中存在着多种有效的最优化求解算法。

[0057] 使用简单的基于梯度的方法,用于估计所述参数矢量 θ 的更新等式因此变成:

$$[0058] \quad \theta_{k+1} = \theta_k - \mu \frac{\partial J}{\partial \theta} = \theta_k - \mu \frac{\partial \mathbf{e}^T}{\partial \theta} \mathbf{e} \quad (20)$$

[0059] 误差矢量 $\mathbf{e}(\omega)$ 的导数因此构成一 $5 \times N$ 梯度矩阵,并且对于等式 (18) 中的参数矢量 θ 误差矢量 $\mathbf{e}(\omega)$ 的元素的导数为:

$$[0060] \quad \frac{\partial \mathbf{e}(\omega_n)}{\partial a_{\text{miccenter}}} = \frac{2}{(2-2\cos\omega_n)^2} \left(p_{\text{ratio}} \frac{1}{K^2} (a_{\text{mic},f} - \cos\omega_n) d_{\text{rc},f} - (a_{\text{mic},r} - \cos\omega_n) d_{\text{rc},r} \right) \quad (21)$$

$$[0061] \quad \frac{\partial e(\omega_n)}{\partial a_{micdiff}} = \frac{2}{(2 - 2 \cos \omega_n)^2} \left(p_{ratio} \frac{1}{K^2} (a_{mic,f} - \cos \omega_n) d_{rc,f} - (a_{mic,r} - \cos \omega_n) d_{rc,r} \right) \quad (22)$$

$$[0062] \quad \frac{\partial e(\omega_n)}{\partial a_{rccenter}} = \frac{2}{(2 - 2 \cos \omega_n)^2} \left(p_{ratio} \frac{1}{K^2} (a_{rc,f} - \cos \omega_n) d_{mic,f} - (a_{rc,r} - \cos \omega_n) d_{mic,r} \right) \quad (23)$$

$$[0063] \quad \frac{\partial e(\omega_n)}{\partial a_{rcdiff}} = \frac{2}{(2 - 2 \cos \omega_n)^2} \left(p_{ratio} \frac{1}{K^2} (a_{rc,f} - \cos \omega_n) d_{mic,f} - (a_{rc,r} - \cos \omega_n) d_{mic,r} \right) \quad (24)$$

$$[0064] \quad \frac{\partial e(\omega_k)}{\partial K} = -\frac{2}{(2 - 2 \cos \omega_n)^2} p_{ratio} \cdot \frac{1}{K^3} \cdot d_{mic,f} \cdot d_{rc,f} \quad (25)$$

[0065] 等式 (21) 直到 (25) 描述了离散频率 $n = 1, \dots, N$ 的误差矢量并构成用于等式 (20) 的 $5 \times N$ 梯度矩阵。参数 $d_{mic,f}$, $d_{rc,f}$, $d_{mic,r}$, $d_{rc,r}$ 和 p_{ratio} 还取决于 ω_n , 但是为便于表示, 忽略这些依赖性。

[0066] 该模型估计构成根据本发明的助听器中传声器匹配系统的理论基础。

[0067] 根据本发明的助听器包括至少两个传声器通道、输入转换器、信号处理器和输出换能器, 传声器通道中每个分别包括连接到一阶高通滤波器的传声器, 其中信号处理器包括用于调配传声器通道的调配装置, 用于测量传声器通道功率传递函数的装置和用于产生各个传声器通道的功率传递函数中每个的模型的装置, 和用于通过适当地控制调配装置来最小化功率传递函数模型和各个传声器通道的实际功率传递函数之间差异的装置。这样, 在使用时可采取对策以克服助听器中失配的传声器。

[0068] 由于传声器和 RC 滤波器级两者的极点都可在设计时间被自由地放置, 也就是说, 传声器的极点可选择位于例如 200Hz 而 RC 滤波器级可选择位于例如 100Hz, 因此还可减少在较低频率将传声器驱入饱和的问题, 并且传声器匹配可根据处理器及其需要来执行, 例如, 每十分之一秒, 以便保持传声器匹配 - 以及因此定向性指数未受影响 - 在助听器以定向模式使用期间。

[0069] 根据本发明, 各个传声器通道的功率传递函数中每个的模型分别包括传声器功率传递函数的模型和一阶高通滤波器功率传递函数的模型。助听器处理器使用该模型以便基于来自传声器输入的信号和等式 (20) 到 (25) 产生的结果来调配两个传声器中一个的输入的频率和相位特性。用于计算匹配滤波器的滤波器系数的装置, 等式 (11), 利用等式 (20) 的结果以导出滤波器系数。

[0070] 根据本发明创造了一种用于匹配至少两个传声器的方法, 所述方法包括步骤: 产生预先确定的信号通路的功率传递函数的模型, 测量实际传声器信号通路的功率传递函数, 比较所测量的功率传递函数与模型功率传递函数, 基于所述比较导出一参数组, 并使用导出的参数组以根据产生的模型匹配传声器信号通路。该方法可自动地由助听器中信号处理器的专用部分有利地执行, 从而在执行其它公共的助听器处理任务时以规则的间隔调配传声器信号的匹配。

[0071] 在一优选实施例中, 在六个选定频率测量传声器信号的幅度, 例如, 80Hz、112Hz、159Hz、225Hz、318Hz 和 450Hz。然后在相同六个频率计算传声器信号通路的模型, 并且测量结果和模型之间的差异用于导出用来匹配助听器中传声器的参数。

附图说明

- [0072] 现在将参照附图对本发明做更详细地描述,在此
- [0073] 图 1 是现有技术定向传声器系统的工作原理示意图,
- [0074] 图 2 是显示根据可用参数推导使用参数的图表,
- [0075] 图 3a 是说明图 1 中传声器信号之间增益失配的定向性指数依赖性的图表,
- [0076] 图 3b 是说明在 100Hz 在不同的增益失配级别的传声器信号的空间响应的极坐标图,
- [0077] 图 3c 是说明在 200Hz 在不同的增益失配级别的传声器信号的空间响应的极坐标图,
- [0078] 图 3d 是说明在 500Hz 在不同的增益失配级别的传声器信号的空间响应的极坐标图,
- [0079] 图 4a 是说明图 1 中传声器信号之间相位失配的定向性指数依赖性的图表,
- [0080] 图 4b 是说明在 100Hz 在不同的相位失配值的传声器信号的空间响应的极坐标图,
- [0081] 图 4c 是说明在 200Hz 在不同的相位失配值的传声器信号的空间响应的极坐标图,
- [0082] 图 4d 是说明在 500Hz 在不同的相位失配值的传声器信号的空间响应的极坐标图,
- [0083] 图 5a 是显示前部和后部传声器信号之间差异的图表,
- [0084] 图 5b 是显示前部和后部模型信号之间差异的图表,
- [0085] 图 6 是根据本发明的传声器匹配系统的示意框图,以及
- [0086] 图 7 是根据本发明的具有传声器匹配系统的助听器的示意框图。

具体实施方式

[0087] 出于简单性考虑在下面的讨论中假定双 - 传声器定向传声器系统,而根据本发明的传声器匹配的方法可很容易地被用于设置三个或更多传声器,只要它们全部都相互匹配。图 1 中所显示的定向传声器电路包括前部传声器 M_f , 连接到延迟单元 Δ 的后部传声器 M_r , 和求和点 Σ , 在此来自后部传声器 M_r 的延迟信号被从前部传声器 M_f 中减去。延迟单元 Δ 将来自后部传声器的信号延迟一周期,等于

[0088]

$$e^{-j\omega \frac{d}{c}} \cdot \cos \varphi_{notch} \quad (26)$$

[0089] 在此 d 是两个传声器之间的距离, c 是声速且 φ_{notch} 是切口 (notch) 方向。

[0090] 包括全向传声器的定向传声器系统的定向性依赖对独立传声器的幅度和相位特性的全面认识,这是因为当计算来自后部传声器的信号的放大增益和延迟时间时这些因素是关键。两个传声器之间增益或相位差中的失配,也就是错误,对定向传声器系统中的空间响应有深远的影响。定向性指数是测量定向传声器系统区别来自除优选方向或方向范围以外方向的声音的能力的尺度。定向性指数 D 定义为:

$$D = \frac{|G(0,0)|^2}{(1/4\pi) \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} |G(\phi,\theta)|^2 \sin \theta d\phi d\theta'} \quad (27)$$

[0091]

[0092] 并可以表示为来自优选方向的声级和来自任何其它方向的球面积分的声级之间的比值,用 dB 表示。

[0093] 图 3a、3b、3c 和 3d 说明增益失配对定向传声器系统中传声器之间的定向性指数的影响,所述定向传声器系统类似于图 1 所示的那种。在图 3a 中,第一曲线,用不间断的线表示,显示了来自紧密匹配的定向传声器系统的理想定向性响应。在具有两个传声器的系统中,最高可获得的定向性指数大约为 6dB。在所显示的情形中,定向性指数直到大约 1kHz(千赫兹)大约为 6dB,并在 10kHz 降至 4 和 5dB 之间某处。第二曲线,由短划线表示,其显示在传声器级中 0.1dB 失配情况下的定向性响应。在该情况下,定向性指数开始于在 100Hz 的 4 和 5dB 之间,在大约 2kHz 上升至大约 6dB,并在 10kHz 降至 4 和 5dB 之间。第三曲线,由虚线表示,其显示了在 0.5dB 增益失配情况下的定向性指数响应。在该情况下、定向性指数在 100Hz 低至 0.5dB,在 1000Hz 大约为 5.5dB,并在 10kHz 降至 4 和 5dB 之间。定向性指数仅仅在大约 3kHz 具有大约为 5.8dB 的最大值。

[0094] 由图 3a 中的曲线可得知,即使来自匹配传声器系统的微小偏离也可使定向性指数恶化,特别是在低于 1kHz 的信号中。所述恶化在空间响应中如何表现出来,可从图 3b、3c 和 3d 中的极化图中获悉。图 3b 中的极坐标图显示了在 100Hz 匹配传声器系统中的空间响应,图 3c 在 200Hz 的响应,以及图 3d 在 500Hz 的响应。

[0095] 在图 3b 中理想定向性响应被显示为实线,0.1dB 增益失配显示为短划线,以及 0.5dB 增益失配显示为虚线。图 3b 显示在 100Hz,定向性在 0.1dB 失配时正被恶化着,并且实质上在 0.5dB 失配时消失,在该情况下定向传声器系统具有的空间响应类似单个全向传声器。从图 3b、3c 和 3d 可得知,定向性指数由于仅仅 0.1 到 0.5dB 的失配就严重地恶化,并且因此当频率降低时定向性指数恶化。

[0096] 图 4a、4b、4c 和 4d 说明定向传声器系统中传声器之间相位失配对定向性指数的影响,所述定向传声器系统类似于图 1 所示的那种。相位失配被表示为传声器/RC 电路传递函数之间极点位置的偏离,单位为 Hz。实际上,由于制造公差,极点的确切位置不可能预先得知,然而极点位置的偏离对传声器之间相位关系有深远的影响。通常可通过在将传声器安装在助听器中之前对它们进行匹配,从而减轻该固有问题。这可产生在有效寿命初期具有良好定向性能的助听器,但是却未考虑部件老化或环境影响。

[0097] 在图 4a 中,第一曲线,用不间断的线表示,显示了来自理想匹配的定向传声器系统的理想定向性响应。在所显示的情形中,定向性指数直到大约 3kHz 时大约为 6dB,在 10kHz 降至 4 和 5dB 之间某处。在图 4a 中,第二曲线,由短划线表示,显示了在传声器之间 10Hz 的相位失配情况下的定向性响应,也就是,传递函数中极点位置之间的差为 10Hz。在该情况下,定向性指数开始于在 100Hz 的 -1 和 0dB 之间,在大约 600Hz 上升至大约 6dB,并在 10kHz 降至 4 和 5dB 之间。第三曲线,由虚线表示,其显示了在 20Hz 相位失配情况下的定向性指数响应。在该情况下,定向性指数开始于在 100Hz 的大约 -1dB,在 250Hz 降至 -2dB 以下,在 900Hz 升至 6dB 并在 10kHz 降至 4 和 5dB 之间。

[0098] 从图 4a 中的曲线可得知,相当于传声器极点之间距离为 10Hz 的相位失配在 600Hz-1kHz 以下使定向性指数响应极大恶化,并且传声器之间的 20Hz 相位失配在 900Hz 以下使定向性指数响应恶化。如图 4a 所示,后者情形更加严重,定向性指数在大约 230Hz 降至 -2dB。

[0099] 图 4b、4c 和 4d 显示了在 100Hz、200Hz 和 500Hz,具有不同程度相位失配的传声器系统的定向性响应极化图。在图 4b、4c 和 4d 中,理想定向性响应显示为实线,传声器电

路中极点的 10Hz 相位失配显示为短划线,以及 20Hz 相位失配显示为虚线。图 4b 显示,在 100Hz,定向性在 10Hz 失配正被恶化着,并且实质上在 20Hz 失配消失,在这样情况下定向传声器系统具有的空间响应类似全向传声器。图 4c 和 4d 分别显示在 200 赫兹和 500 赫兹的相同的现象。

[0100] 从图 4b、4c 和 4d 可得知,由于仅仅 10 到 20Hz 的相位失配,空间响应就被严重恶化,而且恶化在较低频率变得更严重。为了使定向传声器系统以对于定向性和空间响应可预见的方式工作,因此在所使用的传声器中紧密匹配幅度响应和相位响应是非常重要的。

[0101] 图 5a 显示了定向传声器系统中两个失配传声器的传递函数的曲线, $\text{Mic}_{\text{front}}$ 和 Mic_{rear} 。两个传递函数曲线都在较低频率具有一滚降,但是极点,也就是低频滚降开始的点,对于每个传声器是不同的。对于两个传声器,除曲线横断的点之外,增益级也是不同的。该差异是由于两个传声器之间的增益误差和相位误差。在图 5a 中还说明了在六个不同频率 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 、 f_5 和 f_6 所测量的两个传声器之间的级差 (level difference)。在六个频率上的传递函数之间的级差被显示为宽的、垂直线而在频率 f_4 和 f_6 的差异在图 5a 中指示出。通常,传递函数之间的差可表示为

$$[0102] \quad \frac{H_{\text{fsignal}}(f_n)}{H_{\text{rsignal}}(f_n)} \quad (28)$$

[0103] 实际上,在使用期间测量传声器的实际声压级是不可能的。然而,两个传声器之间级差 (以 dB 为单位) 与瞬时声压级无关,并因此将在给定频率上保持恒定,这是因为该差异仅仅取决于两个传声器之间的失配。

[0104] 图 5b 显示了两个失配传声器的模型的传递函数曲线, $\text{Model}_{\text{front}}$ 和 $\text{Model}_{\text{rear}}$ 。两个传递函数曲线都在较低频率具有一滚降,但是极点,也就是低频率滚降开始的点,对于每个模型是不同的。对于两个模型,除曲线横断的点之外,增益级也是不同的。这是由于两个模型之间的增益误差和相位误差。

[0105] 在图 5b 中还说明了在六个不同频率 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 、 f_5 和 f_6 两个模型之间的级差。在六个频率的传递函数之间的级差被显示为宽的、垂直线而在频率 f_4 和 f_6 的差异被在图 5b 中指示出。通常,传递函数之间的差异可表示为

$$[0106] \quad \frac{H_{\text{fmodel}}(f)}{H_{\text{rmodel}}(f)} \quad (29)$$

[0107] 为了获得工作的传声器匹配系统,比较根据传声器的模型传递函数得到的级差和在真实传声器信号上所测量的级差,并然后可使用等式 (20) 来调整传递函数的极点与零点以便最小化真实传声器的传递函数之间的级差和模型传递函数之间的级差之间的差异。所述极小化产生了一组关于极点与零点的修正的传递函数,在此

$$[0108] \quad \lim_{J \rightarrow 0} \frac{H_{\text{fmodel}}(f)}{H_{\text{rmodel}}(f)} = \frac{H_{\text{fmic}}(f)}{H_{\text{rmic}}(f)} \quad (30)$$

[0109] 如图 5a 和 5b 所示,只要两组级差之间的差异被最小化,在独立频率的模型的修正传递函数的实际大小和形状就可能不同于所测量的传递函数。

[0110] 图 6 显示了根据本发明的传声器匹配系统 200 的实施例的示意框图。前部传声器 (未显示) 的输出 101 被连接到增益矩阵 109 的第一输入,且后部传声器 (未显示) 的输出

102 被连接到匹配滤波器 108 的输入。匹配滤波器的输出被连接到增益矩阵 109 的第二输入。传声器匹配参数 103、105、104 和 106, 分别由 amicf、arcf、amicr 和 arcr 表示, 分别被连接到匹配滤波器 108 的第一、第二、第三和第四参数输入。

[0111] 增益矩阵 109 具有连接到信号处理器 (未显示) 的第一和第二输入的第一和第二输出, 并且输出分别由 ppfront 和 pprear 表示。增益矩阵 109 具有用于向传声器匹配系统 200 提供值 K (参见等式 (1) 和 (2)) 的第三输入。

[0112] 在使用期间, 来自前部传声器 101 的信号, sf, 被直接供给增益矩阵 108, 而来自后部传声器 102 信号, sr, 被供给传声器匹配滤波器 108。传声器匹配滤波器 108 是数字匹配滤波器, 所述数字匹配滤波器具有的传递函数为:

$$[0113] \quad H_{\text{matching}}(z) = \frac{1 - \text{amicr} \cdot z^{-1}}{1 - \text{amicf} \cdot z^{-1}} \cdot \frac{1 - \text{arcr} \cdot z^{-1}}{1 - \text{arcf} \cdot z^{-1}} \quad (31)$$

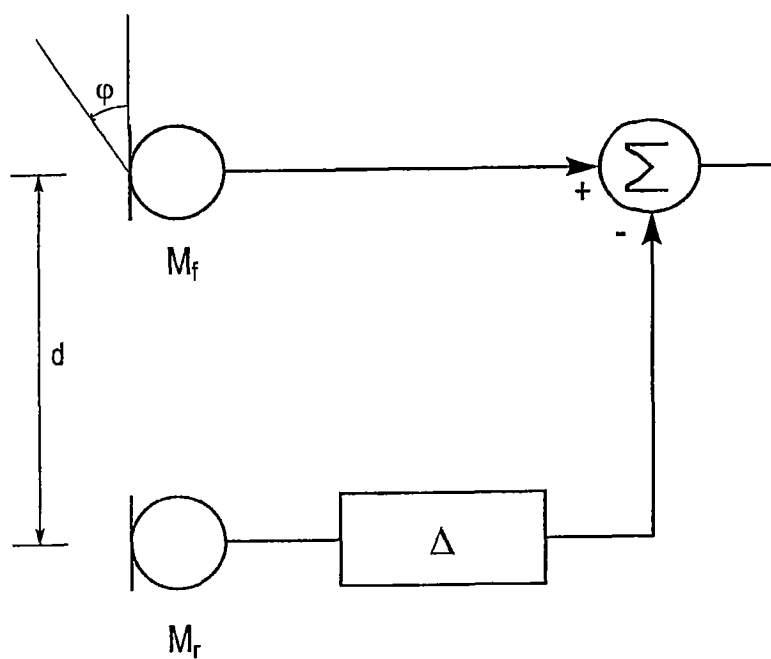
[0114] 该传递函数被用于来自后部传声器 102 的信号。四个滤波器参数 amicr、arcr、amicf 和 arcf 由信号处理器 (未显示) 计算并被供给传声器匹配滤波器 108, 从而确定应用于后部传声器信号 sr 的实际的 (数字的) 传递函数。

[0115] 增益矩阵 109 将一大于或等于 1 的增益应用于输入信号。如果 K (参见等式 (1) 和 (2)) 大于或等于 1, 那么就通过增益矩阵 109 将 K 应用于后部传声器信号。如果 K 小于 1, 那么就将其相反数应用于前部传声器信号。这确保来自增益矩阵 109 的输出总是大于或等于 1。

[0116] 图 7 显示了根据本发明的助听器 100 的示意框图。共同构成定向传声器系统的前部传声器 201 和后部传声器 202, 被连接到 A/D 转换器 150 的第一和第二输入, 所述 A/D 转换器 150 用于将来自传声器 201、202 的信号转换成数字形式。电话线圈 (telecoil) 148 和辅助输入 149 被分别连接到 A/D 转换器 150 的第三和第四输入。

[0117] 根据本发明, A/D 转换器 150 的数字传声器输出被连接到传声器匹配块 200, 所述匹配块 200 用于执行匹配来自传声器的信号, 并且传声器匹配块 200 的输出被连接到信号处理器 300 的输入, 所述信号处理器 300 用于对匹配传声器信号的做进一步处理。来自 A/D 转换器 150 的数字传声器输出还被连接到信号处理器 300, 所述信号处理器 300 用于在本发明方法的执行中提供将被使用的测量信号。根据本发明的方法, 传声器匹配系统 200 基本上与图 6 中所描述的传声器匹配系统相同。来自信号处理器 300 的输出被连接到声输出换能器 221, 并且信号处理器 300 还包括装置 301, 所述装置 301 用于根据测量和计算将必要的参数数据提供给传声器匹配块 200。

[0118] 在使用时, 声音信号被助听器 100 的前部传声器 201 和后部传声器 202 获得, 并被转换成电传声器信号, 以用于通过助听器 100 的信号处理器 300 对所述电传声器信号进行放大、滤波、压缩等等。然而, 如上所讨论的, 在放大电传声器信号之前, 它们需要被相互匹配以使助听器 100 能够完全再生声音信号中的方向信息。电传声器信号因此被供给传声器匹配系统 200, 在此执行传声器信号的匹配。信号处理块 300 根据听力损失规定参数来处理匹配传声器信号以便补偿听力损失并从而将处理、放大的信号呈递给输出换能器 221 以实现声音再现。



现有技术

图1

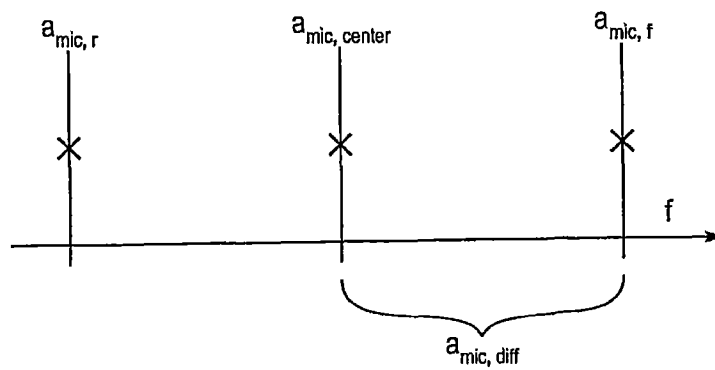


图2

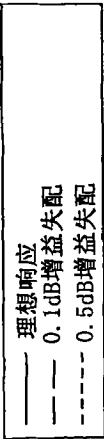
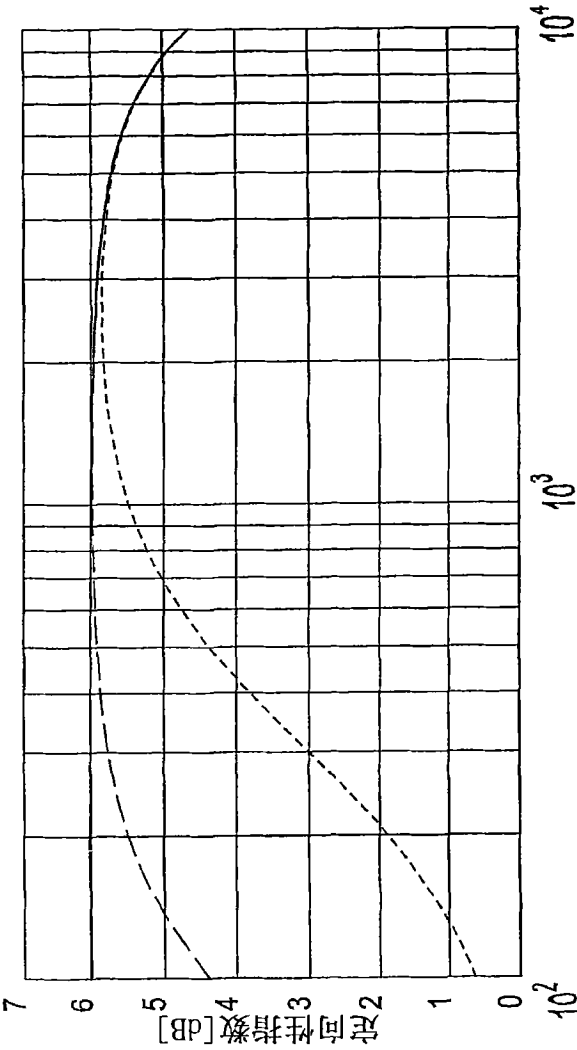


图3a

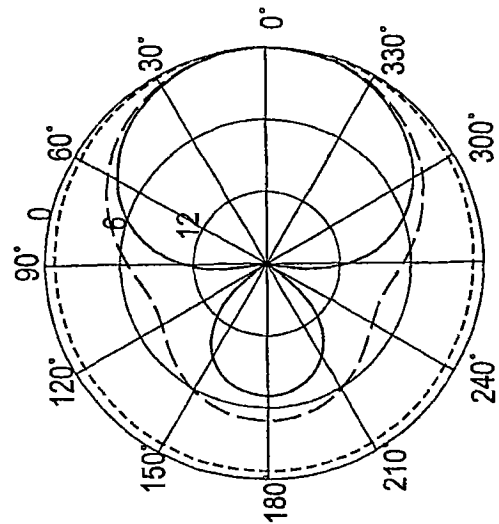


图3b

空间响应[dB], 频率=100 [Hz]

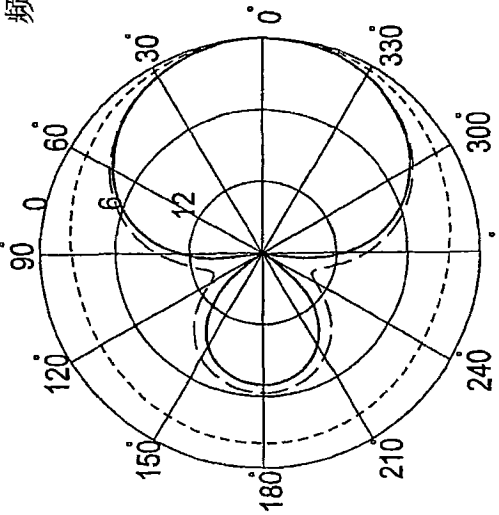


图3c

空间响应[dB], 频率=200 [Hz]

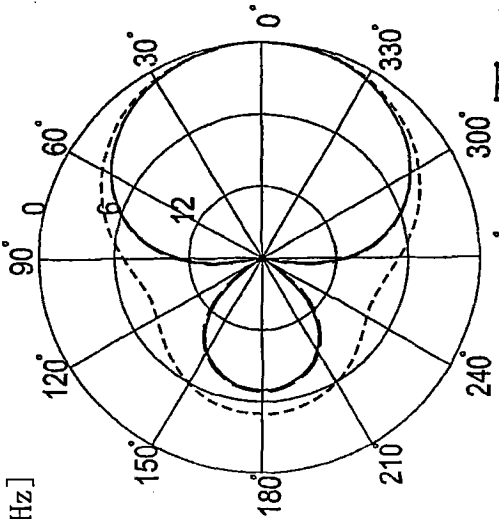


图3d

空间响应[dB], 频率=500 [Hz]

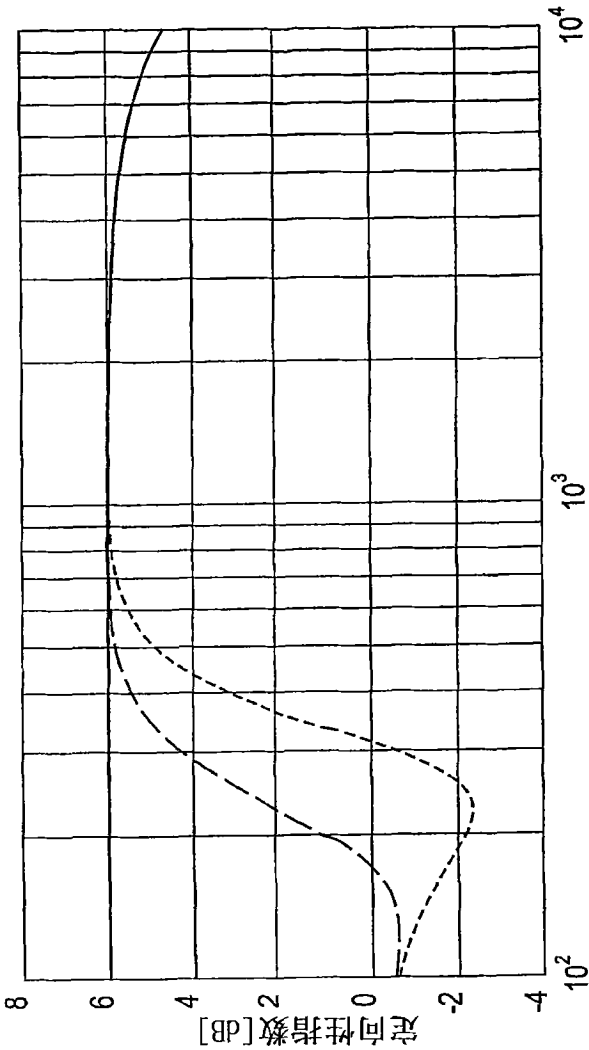


图4a

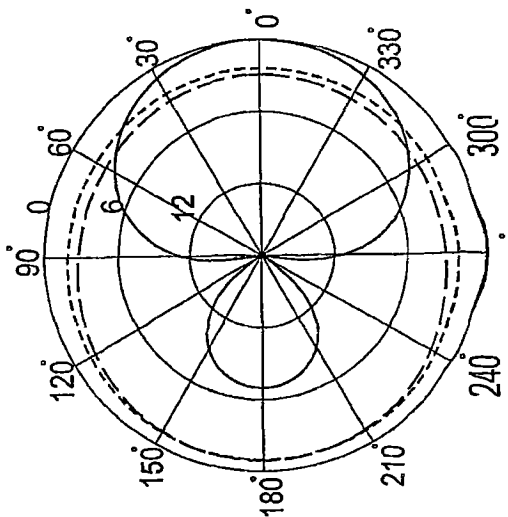


图4b

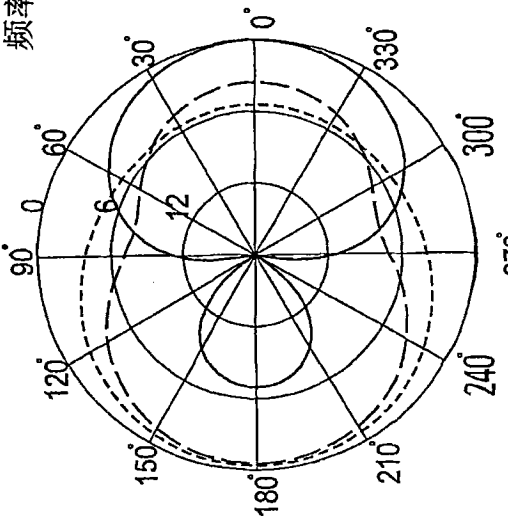


图4c

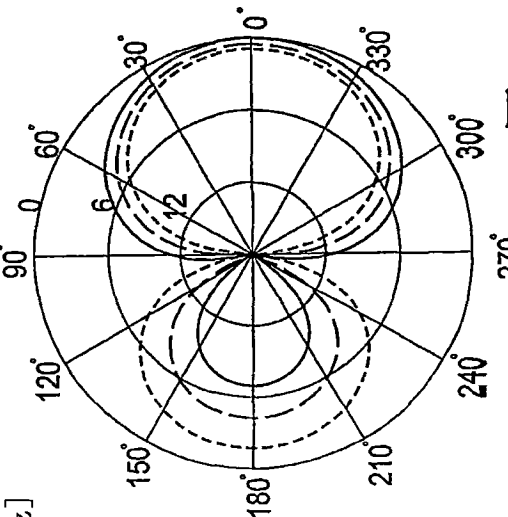


图4d

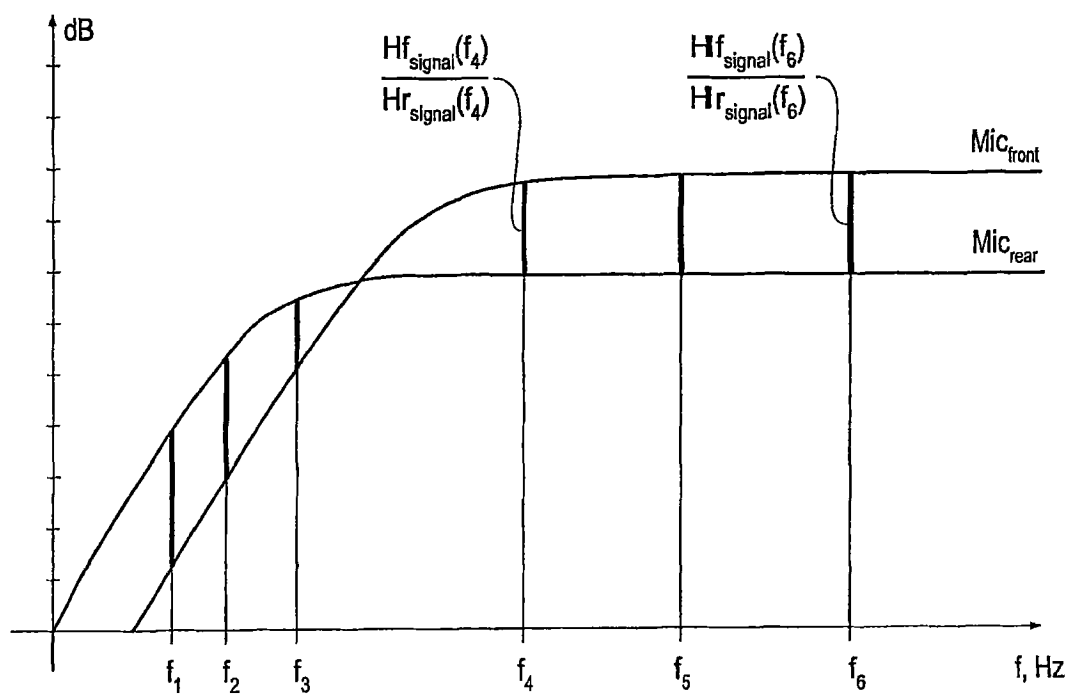


图5a

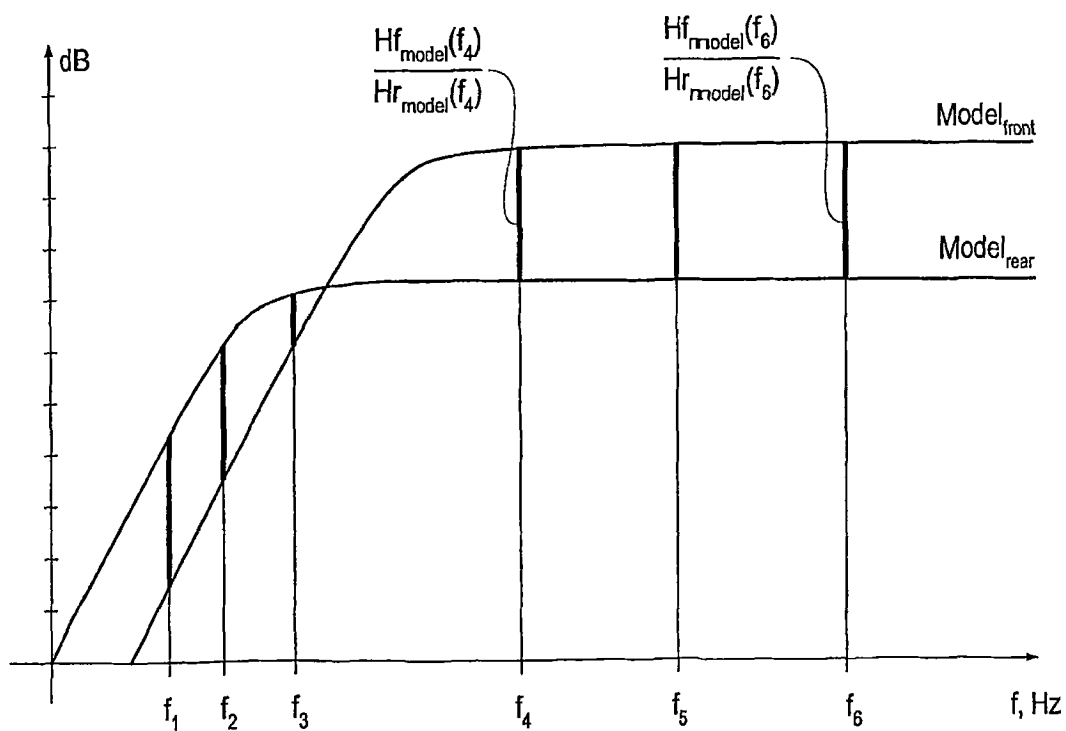


图5b

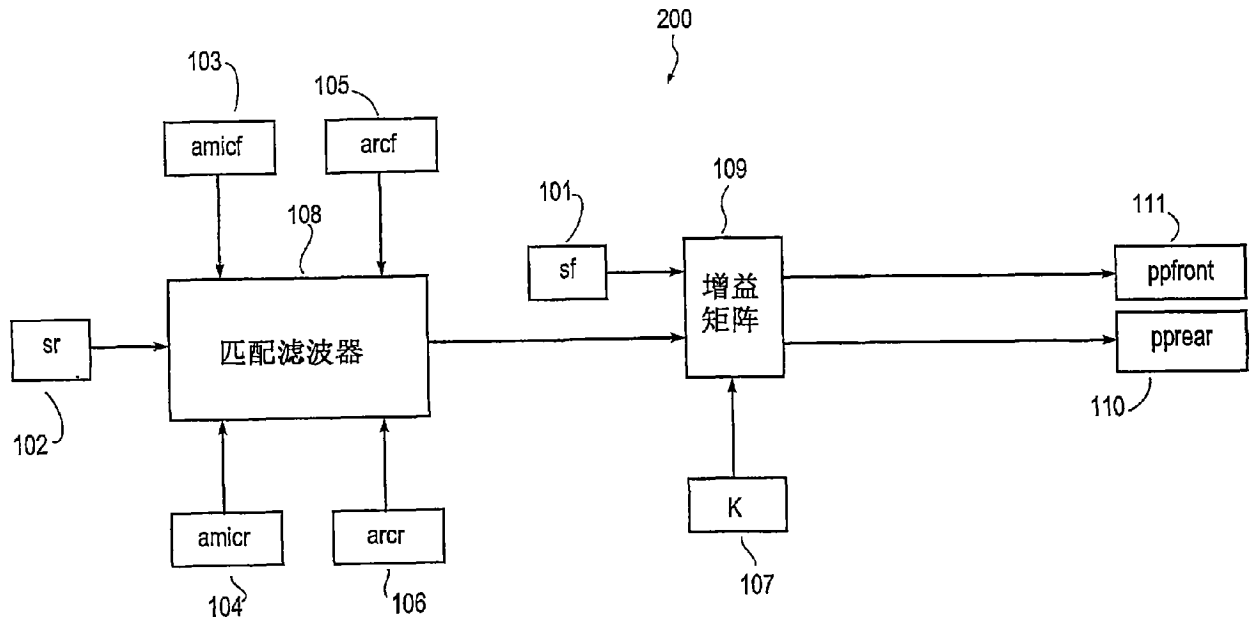


图6

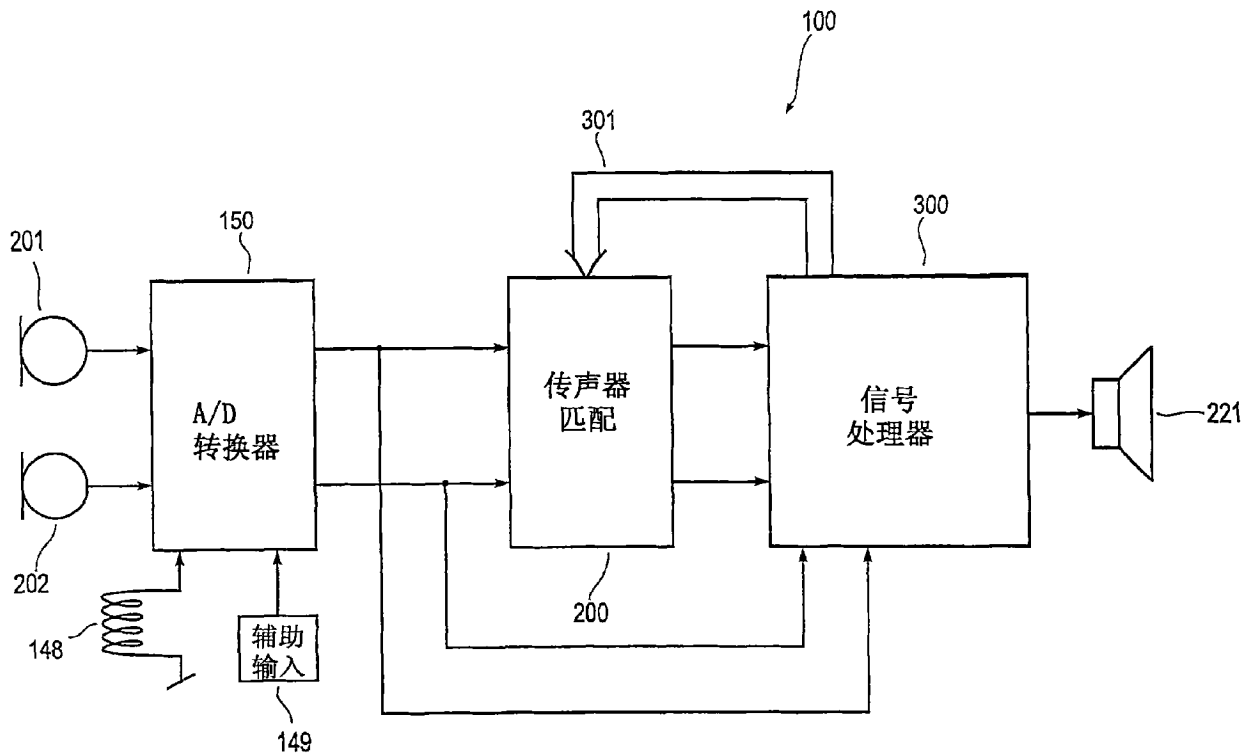


图7