[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04R 3/00 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03110446.0

[45] 授权公告日 2009 年 7 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 100512509C

[22] 申请日 2003.4.15 [21] 申请号 03110446.0

[30] 优先权

[32] 2002. 4.17 [33] SE [31] 0201145 - 0

[32] 2002. 4.17 [33] US [31] 10/123318

[73] 专利权人 迪拉克研究公司

地址 瑞典乌普萨拉

[72] 发明人 M·斯特尔纳德 A·阿伦

[56] 参考文献

CN1174450A 1998.2.25

WO0110169A1 2001.2.8

JP2000152674A 2000.5.30

CN1176042A 1998.3.11

审查员 姜 艳

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 程天正 王忠忠

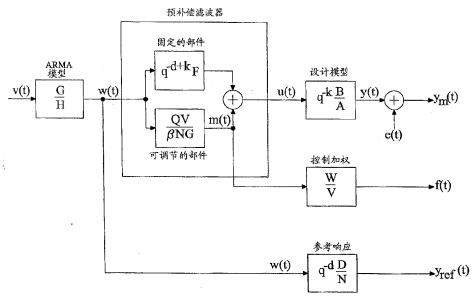
权利要求书 6 页 说明书 33 页 附图 14 页

[54] 发明名称

数字音频预补偿滤波器的设计方法和系统

[57] 摘要

本发明涉及数字音频预补偿和数字预补偿滤波器的设计，提出了使用新颖类别的设计准则的音频预补偿滤波器设计方案。概略地，滤波器参量是根据在把预补偿滤波器近似为固定的、非零滤波器部件与把预补偿的模型响应近似为参考系统响应与之间的加权量被确定的。为了设计，预补偿滤波器优选地被看作为附加地包括固定的、非零滤波器部件和可调节的补偿器部件。固定的滤波器部件通常由滤波器设计者进行配置，而可调节的补偿器部件通过使得包括以上的加权值的判定函数最优化而被确定。加权可被做成依赖于频率的和/或依赖于信道，以提供有力的设计工具，用于有效地控制在不同频率区域和/或子信道执行补偿的程度和补偿量。



1. 用于根据相关的声音产生系统的响应的模型(H; h)来设计预补偿滤波器（200）的方法，其特征在于，为了设计的目的，所述预补偿滤波器 (R; r)被看作为附加地包括固定的非零滤波器部件(F; f)和可调节的补偿器部件(C; c)，以及所述方法包括以下步骤：

- 通过使包括了处在以下两项之间的给定的加权值在内的判定函数最优化从而确定所述预补偿滤波器的所述可调节的补偿器部件(C; c)：

(i)一方面，把预补偿滤波器(R; r)近似为所述固定的非零滤波器部件(F; f)；和

(ii)另一方面，把预补偿的模型响应(y)近似为参考系统(D; d)的响应；以及

- 根据把所述固定的非零滤波器部件(F; f)和所述确定的补偿器部件(C; c)相加来确定所述预补偿滤波器(R; r)。

2. 按照权利要求 1 的方法，还包括配置所述固定的非零滤波器部件和配置所述加权值的步骤。

3. 按照前述权利要求的任一项的方法，其特征在于，所述固定的非零滤波器部件包括具有至少一个可选择的延时单元的旁路部件。

4. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，所述声音产生系统的响应的模型是线性动态模型，以及所述预补偿滤波器是线性动态滤波器。

5. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，所述加权值包括依赖于频率的加权值和/或依赖于信道的加权值。

6. 按照权利要求 5 的方法，其特征在于，所述依赖于频率的加权值被配置成使得能在由所述方法描述的频率范围内不同的频率区域中进行不同的程度的补偿。

7. 按照权利要求 5 的方法，其特征在于，所述依赖于频率的加权值被配置成可以使得补偿的模型响应近似于一组用户特定的频率范围的参考系统响应，并且同时补偿的模型响应近似于另一组用户特定的频率范围的旁路的模型响应。

8. 按照权利要求 7 的方法，其特征在于，近似程度用动态系统的任何适当的模来度量。

9. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，所述声音产生系统是多

信道系统，以及所述预补偿滤波器包括多个滤波器，为了设计的目的，每个滤波器具有单独的非零旁路部件和单独的补偿器部件。

10. 按照权利要求 9 的方法，其特征在于，所述加权包括依赖于信道的加权值。

11. 按照权利要求 10 的方法，其特征在于，所述依赖于信道的加权值被配置成使得能在所述多信道系统的不同的信道上进行不同类型的补偿。

12. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，所述使得所述判定函数最优化的步骤通过使用递归最优化或自适应滤波而在线地执行。

13. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，所述使得所述判定函数最优化的步骤作为基于模型的离线设计而执行。

14. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，所述确定所述补偿器部件的步骤包括使得所述加权的判定函数相对于在所述补偿器部件中的可调节的滤波器参量进行最小化的步骤。

15. 按照权利要求 14 的方法，其特征在于，所述判定函数被定义为：

$$J=E(|V(HR-D)w(t)|^2)+E(|WCw(t)|^2),$$

其中 H 是所述模型的代表，R 是所述预补偿滤波器的代表，D 是所述参考系统的代表，C 是所述可调节的补偿器部件的代表，W 是代表所述加权值的加权函数以及 V 是另一个可任选的加权函数，这两个所述加权函数是线性的和稳定的转移函数矩阵，w(t)是加到所述预补偿滤波器的输入信号，以及 E()表示对于所述输入信号 w(t)的期望值。

16. 按照权利要求 15 的方法，其特征在于，所述预补偿滤波器作为稳定的 IIR 滤波器的状态空间实现方案而被实施，以及它是基于借助线性二次状态空间工具实现的所述判定函数的最小化的。

17. 按照权利要求 15 的方法，其特征在于，所述预补偿滤波器以稳定的 IIR Wiener 滤波器的形式而被实施，其中由 F 代表的固定的非零旁路部件被配置为 FIR 滤波器，从而：

$$\mathbf{F}(q^{-1}) = q^{-d+k}F(q^{-1}),$$

其中 q^{-x} 是标准后向移位 x 步的算子，而 q^{x} 是标准前向移位 x 步的算子，以及所述可调节的补偿器部件 C 是稳定的递归滤波器，它被定义为：

$$\beta(q^{-1})N(q^{-1})G(q^{-1})C(q^{-1}) = Q(q^{-1})V(q^{-1}),$$

其中多项式 $Q(q^{-1})$ 连同反因果 FIR 滤波器 $L_*(q)$ 一起，由以下的线性标量 Diophantine 多项式方程的唯一解给出：

$$z^{-d+k}[D(q^{-1})A(q^{-1}) - F(q^{-1})B(q^{-1})N(q^{-1})]G(q^{-1})V_*(q)B_*(q)$$
$$= Q(q^{-1})r\beta_*(q) - A(q^{-1})N(q^{-1})H(q^{-1})qL_*(q),$$

而首项系数为 1 的多项式 $\beta(q^{-1})$ 连同标量 r 一起，由多项式频谱因式分解的唯一稳定解给出：

$$r\beta(q^{-1})\beta_*(q) = V(q^{-1})V_*(q)B(q^{-1})B_*(q) + W(q^{-1})W_*(q)A(q^{-1})A_*(q)$$

其中 A, B, G, L, N 是辅助多项式。

18. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，所述声音产生系统的响应的模型是非线性动态模型，以及所述预补偿滤波器是非线性动态滤波器。

19. 用于根据相关的声音产生系统的响应的模型 (H; h) 来设计预补偿滤波器（200）的系统（100; 200），其特征在于，为了设计的目的，所述预补偿滤波器 (R; r) 被看作为附加地包括固定的非零滤波器部件 (F; f) 和可调节的补偿器部件 (C; c)，以及所述系统包括：

- 用于通过使包括了处在以下两项之间的给定的加权值在内的判定函数最优化从而确定所述预补偿滤波器的所述可调节的补偿器部件 (C; c) 的装置：

(i) 一方面，把预补偿滤波器 (R; r) 近似为所述固定的非零滤波器部件 (F; f)；和

(ii)另一方面，把预补偿的模型响应(y)近似为参考系统(D;d)的响应;以及

- 用于根据把所述固定的非零滤波器部件(F;f)和所述确定的补偿器部件(C;c)相加来确定所述预补偿滤波器(R;r)的装置。

20. 按照权利要求19的系统，还包括用于配置所述固定的非零滤波器部件的装置和用于配置所述加权值的装置。

21. 按照权利要求19或20的系统，其特征在于，所述固定的非零滤波器部件包括具有至少一个可选择的延时单元的旁路部件。

22. 按照权利要求19的系统，其特征在于，所述声音产生系统的响应的模型是线性动态模型，以及所述预补偿滤波器是线性动态滤波器。

23. 按照权利要求19的系统，其特征在于，所述加权包括依赖于频率的加权值和/或依赖于信道的加权值。

24. 按照权利要求23的系统，其特征在于，所述依赖于频率的加权被配置成使得能在由所述方法描述的频率范围内不同的频率区域中进行不同的程度的补偿。

25. 按照权利要求23的系统，其特征在于，所述依赖于频率的加权值被配置成可以使得补偿的模型响应近似于一组用户特定的频率范围的参考系统响应，并且同时补偿的模型响应近似于另一组用户特定的频率范围的旁路的模型响应。

26. 按照权利要求25的系统，其特征在于，近似程度用动态系统的任何适当的模来度量。

27. 按照权利要求19的系统，其特征在于，所述声音产生系统是多信道系统，以及所述预补偿滤波器包括多个滤波器，为了设计的目的，每个滤波器具有单独的非零旁路部件和单独的补偿器部件。

28. 按照权利要求27的系统，其特征在于，所述加权值包括依赖于信道的加权值。

29. 按照权利要求28的系统，其特征在于，所述依赖于信道的加权值被配置成使得能在所述多信道系统的不同的信道上进行不同类型的补偿。

30. 按照权利要求19的系统，其特征在于，所述使得所述判定函数最优化的步骤通过使用递归最优化或自适应滤波在线地执行。

31. 按照权利要求 19 的系统，其特征在于，所述使得所述判定函数最优化作为基于模型的离线设计而被执行。

32. 按照权利要求 19 的系统，其特征在于，所述用于确定所述补偿器部件的装置包括用于使得所述加权的判定函数相对于在所述补偿器部件中的可调节的滤波器参量进行最优化的装置。

33. 按照权利要求 32 的系统，其特征在于，所述判定函数被定义为：

$$J=E(|V(HR-D)w(t))|^2)+E(|WCw(t)|^2),$$

其中 H 是所述模型的代表，R 是所述预补偿滤波器的代表，D 是所述参考系统的代表，C 是所述可调节的补偿器部件的代表，W 是代表所述加权值的加权函数以及 V 是另一个可任选的加权函数，这两个所述加权函数是线性的和稳定的转移函数矩阵，w(t)是加到所述预补偿滤波器的输入信号，以及 E()表示对于所述输入信号 w(t)的期望值。

34. 按照权利要求 33 的系统，其特征在于，所述预补偿滤波器作为稳定的 IIR 滤波器的状态空间实现方案而被实施，以及它是基于借助线性二次状态空间工具实现的所述判定函数的最小化的。

35. 按照权利要求 33 的系统，其特征在于，所述预补偿滤波器以稳定的 IIR Wiener 滤波器的形式而被实施，其中由 F 代表的固定的非零旁路部件被配置为 FIR 滤波器，从而：

$$\mathbf{F}(q^{-1}) = q^{-d+k}F(q^{-1}),$$

其中 q^{-x}是标准后向移位 x 步的算子，而 q^{x}是标准前向移位 x 步的算子，以及所述可调节的补偿器部件 C 是稳定的递归滤波器，它被定义为：

$$\beta(q^{-1})N(q^{-1})G(q^{-1})C(q^{-1}) = Q(q^{-1})V(q^{-1}),$$

其中多项式 $Q(q^{-1})$连同反因果 FIR 滤波器 L.(q)一起，由以下的线性标量 Diophantine 多项式方程的唯一解给出：

$$z^{-d+k}[D(q^{-1})A(q^{-1}) - F(q^{-1})B(q^{-1})N(q^{-1})]G(q^{-1})V_*(q)B_*(q)$$
$$= Q(q^{-1})r\beta_*(q) - A(q^{-1})N(q^{-1})H(q^{-1})qL_*(q),$$

而首项系数为 1 的多项式 $\beta(q^{-1})$ 连同标量 r 一起，由多项式频谱因式分解的唯一稳定解给出：

$$r\beta(q^{-1})\beta_*(q) = V(q^{-1})V_*(q)B(q^{-1})B_*(q) + W(q^{-1})W_*(q)A(q^{-1})A_*(q)$$

其中 A, B, G, L, N 是辅助多项式。

36. 按照权利要求 19 的系统，其特征在于，所述声音产生系统的响应的模型是非线性动态模型，以及所述预补偿滤波器是非线性动态滤波器。

数字音频预补偿滤波器的设计方法和系统

技术领域

本发明总的涉及数字音频预补偿，更具体地，涉及数字预补偿滤波器的设计，它藉助于修正被补偿系统的动态响应，产生一个或几个加到声音生成系统的输入信号。

背景技术

用于产生或重现声音的系统，包括放大器，电缆，和扬声器，常常以不希望的方式影响声音的频谱特性。放置了这种设备的房间的混响会附加上另外的改进。具有非常高质量的声音重现可以通过使用匹配的电缆组、放大器和高质量的扬声器而达到，但这是麻烦的和非常昂贵的。PC 和数字信号处理器的增加的计算功率引入改进声音产生或声音重现系统的特性的新的可能性。声音产生系统的动态性质可以通过记录它对于已知的测试信号的响应而被测量和建模，正如从文献上熟知的。可以把预补偿滤波器（图 1 上的 R）放置在原先的声音源和音频设备之间。滤波器被计算和实施来补偿声音产生系统的测量的性质（图 1 上用 H 符号表示）。具体地，希望被补偿的系统相位和幅度响应接近于预规定的理想的响应（图 1 上用 D 符号表示）。换句话说，因此要求补偿的声音重现 $y(t)$ 与理想的 $y_{ref}(t)$ 相匹配到某个给定的精确度。由预补偿器 R 产生的预失真抵消由于系统 H 造成的失真，以使得最后得到的声音重现具有 D 的声音特性。因此，直到系统的物理限制为止，至少在理论上有可能达到优良的声音质量，而没有使用极高端的音频设备的高的花费。设计的目的可以是抵消由不理想地构建扬声器机箱造成的声音谐振。另一个应用可以是使得在收听房间的不同的位置中由于室内声学特性造成的低频谐振最小化。

数字预补偿滤波器不单被应用到单个扬声器，也应用到多信道声音产生系统。它们可以是被设计的重要元件，其设计目标不单是产生较好的声音，也产生特别的效果。重现声音的虚拟声音源的生成，对于计算机游戏的声音效果是有利的。

长时间以来存在有被称为图形均衡器的设备，目的是通过修正它在一组固定的频段中的增益来补偿声音产生系统的频率响应。存在有

调节这样的滤波器的自动方案，例如参阅[1]。也有其他的现有技术：把音频范围划分成不同的频段，以及构建每个这些频段内的不同的补偿器，例如参阅[2，3]。这样的子频段解决方案具有不适当的相位补偿的缺点，这会造成许多问题，特别是在频段的边界处。

已提出了把感兴趣的音频范围作为一个频段对待的方法。这要求使用和调节具有非常大的数目的可调节的系数的滤波器。建议的方法通常是基于对FIR（有限冲击响应）滤波器的调节，以使得用于测量补偿的信号 $y(t)$ 与想要的响应 $y_{ref}(t)$ 之间的偏差的最小平方准则最小化，例如参阅[4-10]。这个公式被认为是有吸引力的，因为存在易处理的自适应算法，以及离线设计算法，它们可根据最小平方准则调节FIR滤波器。也存在有对于非线性补偿器的建议，例如参阅[11，30]。提出了分开地测量室内声学响应和扬声器响应的解决方案，已在用于声音产生系统的预补偿逆滤波器的设计中被使用[3,12]。在[13]中，揭示了一种方法，在音频系统补偿中应用FIR和IIR（无限冲击响应）滤波器。这样的方法被使用来减小在补偿滤波器中所需要的FIR滤波器参量的数目。然而，所有这些给出的方法具有严重的困难，这使得这些方法的实际的使用相当地成问题。现有技术中可提供的设计方案通常导致具有高的计算复杂性和严重的实际限制的补偿滤波器。由于用太高的功率生成补偿信号的风险，最后得到的自动生成的补偿滤波器有时对于音频设备甚至是危险的。

参考文献

[1] 美国专利4,739,513

[2] 美国专利5,384,856

[3] 美国专利5,627,899

[4] Clarkson,P.M., Mourjopoulos and J.K.Hammond (1985) "Spectral phase and transient equalization for audio systems(用于音频系统的频谱相位和过渡均衡)", J.Audio Engineering Society, vol.33, pp.127-131

[5] Nelson,P.A., H.Hamada, and S.J.Elliot (1992)"Adaptive inverse filtering for stereophonic sound reproduction(用于立体声重现的自适应倒置滤波)", IEEE Transactions on Signal Processing, vol.40, pp.1621-1632

[6] Nelson, P.A., F.Ordua-Bustamante (1996)"Multichannel signal processing techniques in the reproduction of sound(在声音重现中多信道信号处理技术)", J. Audio Engineering Society, vol.44, pp.973-989.

[7] Nelson, P.A., F.Ordua-Bustamante and H.Hamada (1995)"Inverse filter design and equalization zones in multichannel sound reproduction systems(在多信道声音重现系统中倒置滤波器设计和均衡区)", IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, vol.3, pp.185-192

[8] 美国专利 4,683,590

[9] 美国专利 5,727,066

[10] 国际专利申请 WO 94/24835

[11] 美国专利 5,438,625

[12] 美国专利 5,511,129

[13] 日本专利申请 08-0799880

[14] Widrow B and S.D.Stearns(1985) Adaptive Signal Processing(自适应信号处理).Prentice-Hall.

[15] Haykin, S (1996), Adaptive Filter Theory (自适应滤波器理论). 3rd ed. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

[16] Neely S.T. and J.B.Allen(1979) "Invertibility of room impulse response(室内冲击响应的倒置)", J. Acoustical Society of America, vol.66, pp.165-169

[17] Sternad, M., M.Johansson and J.Rutstrom (2000) "Inversion of loudspeaker dynamics by polynomial LQ feedforward control(通过多项式 LQ 前馈控制的扬声器动态特性的倒置)", IFAC Symposium on Robust Control Design, Prague, Czech Republic, June 21-23 2000.

[18] Sternad, M. and T.Soderstrom (1988) "LQG-optimal feedforward(LQG 最佳前馈)", Automatica, vol.24, pp.557-561.

[19] Sternad, M. and A. Ahlen, (1993b) "LQ control and self-tuning control(LQ 控制和自调节控制)", Chapter 3 of K.E. Hunt, ed. Polynomial Methods in Optical Control and Filtering,

Control Engineering Series, Peter Peregrinus, London.

[20] Strube, H.W. (1980) "Linear prediction on warped frequency scale(以翘曲的频率尺度的线性预测)", J. Acoustical Society of America, vol.68, pp.1071-1076.

[21] Francis, B.A. (1987) A Course in H∞ Control Theory. (H∞控制理论教程) Springer-Verlag, Berlin.

[22] Vidysagar, M. (1985) Control System Synthesis. A Factorization Approach. (控制系统综合.因式分解方法)MIT Press, Cambridge, MA.

[23] Astrom, K.J. and B. Wittenmark (1997), Computer-Control Systems (计算机控制系统). 3rd ed. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

[24] Ahlen, A. and M. Sternad (1991) "Wiener filter design using polynomial equations(使用多项式方程的 Wiener 滤波器设计)", IEEE Transactions on Signal Processing, vol.39, pp.2387-2399.

[25] Kucera, V, (1991), Analysis and Design of Linear Control Systems (线性控制系统的分析和设计). Prague and Prentice-Hall International, London.

[26] Bode, H.W. and C. E. Shannon(1950)"A simplified derivation of linear least squares smoothing and prediction theory(线性最小平方平滑和预测理论的简化的推导)", Proceedings of the I.R.E., vol.38, pp417-425.

[27] Ahlen, A. and M. Sternad (1991) "Derivation and design of Wiener filters using polynomial equations(使用多项式方程的 Wiener 滤波器的推导和设计)", in C.T. Lenondes ed. Control and Dynamic Systems. Digital Signal Processing and Applications. Academic Press, New York.

[28] Anderson, B.D.O. and J.B. Moore (1989) Optimal Control. Linear Quadratic Methods. (最佳控制, 线性二次方法) Prentice-Hall International, London.

[29] Sternad, M. and A. Ahlen, (1993a) "A Novel derivation

methodology for polynomial LQ controller design(用于多项式LQ控制器设计的精巧的推导方法)", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.38, pp.116-121.

[30] 美国专利5,600,718

发明内容

因此，需要用于避免这些缺点的设计技术和方便的工具。本发明克服在现有技术中遇到的困难。

本发明的一个总的目的是提供音频预补偿滤波器的改进的设计方案。

本发明的另一个目的是提供设计这样的滤波器的灵活的、但仍旧非常精确的方式，允许更好地控制要被预补偿滤波器执行的补偿的程度和补偿量。在这方面，特别希望提供滤波器调节技术，这给出对于在不同的频率区域和/或在不同的音频信道上执行的补偿量的完全的控制。

本发明的另一个目的是提供用于音频预补偿器的设计方法和系统，该预补偿器提供良好的补偿性能而同时使用可以由今天的技术容易地处理的有限的数目的滤波器参量。

本发明的再一个目的提供用于设计数字音频预补偿滤波器的灵活的和有效的方法，系统和计算机程序。

具体地，根据本发明的用于根据相关的声音产生系统的响应的模型来设计预补偿滤波器的方法，为了设计的目的，所述预补偿滤波器被看作为附加地包括固定的非零滤波器部件和可调节的补偿器部件，以及所述方法包括以下步骤:

- 通过使包括了处在以下两项之间的给定的加权值在内的判定函数最优化从而确定所述预补偿滤波器的所述可调节的补偿器部件:

(i)一方面，把预补偿滤波器近似为所述固定的非零滤波器部件;和

(ii)另一方面，把预补偿的模型响应近似为参考系统的响应;以及

- 根据把所述固定的非零滤波器部件和所述确定的补偿器部件相加来确定所述预补偿滤波器。

根据本发明的用于根据相关的声音产生系统的响应的模型来设计预补偿滤波器的系统，为了设计的目的，所述预补偿滤波器被看作为

附加地包括固定的非零滤波器部件和可调节的补偿器部件，以及所述系统包括：

- 用于通过使包括了处在以下两项之间的给定的加权值在内的判定函数最优化从而确定所述预补偿滤波器的所述可调节的补偿器部件的装置：

(i)一方面，把预补偿滤波器近似为所述固定的非零滤波器部件；和

(ii)另一方面，把预补偿的模型响应近似为参考系统的响应；以及

- 用于根据把所述固定的非零滤波器部件和所述确定的补偿器部件相加来确定所述预补偿滤波器的装置。

本发明基于这样的认识：动态系统的数学模型以及数字预补偿滤波器的基于模型的最优化，提供了用于设计各种滤波器的有力的工具，这些通过修正加到设备的输入信号而改进各种类型的音频设备的性能。

按照本发明的总的概念是，提供使用新颖类别的设计准则的音频预补偿滤波器设计方案。实际上，滤波器参量是根据在一方面把预补偿滤波器近似为固定的非零滤波器部件与另一方面把预补偿的模型响应近似为参考系统响应与之间的加权量被确定的。

为了设计的目的，预补偿滤波器优选地被看作为一个附加地包括固定的非零滤波器部件和一个可调节的补偿器部件。固定的滤波器部件通常由滤波器设计者进行配置或被设置为缺省的配置，而可调节的补偿器部件是通过把包括以上的加权值的判定函数最优化而被确定的。与固定滤波器部件类似地，加权通常被滤波器设计者配置或被设

置为缺省的配置。一旦固定的滤波器部件被做成以及可调节的补偿器部件被确定，预补偿滤波器的滤波器参量就可被计算和被实施。在许多实际的情形下，在固定滤波器部件中包括具有至少一个可选择的延时元件的旁路部件是有利的。

通过使得加权成为依赖于频率的和/或依赖于信道的，得到了一种有力的设计工具，它提供对于在不同的频率区域中和/或在不同的子信道上执行的补偿的程度和类型的完全的控制。优选地，判定函数包括频率加权的和/或信道加权的惩罚项，它惩罚预补偿器的补偿部分。这种依赖于频率的和/或依赖于信道的加权使得容易避免危险的过补偿，而同时在可以安全地得到补偿的频率区域和信道中得到良好的补偿。

加权的判定函数的最优化可以通过例如使用递归的最优化或自适应滤波而在线地执行，类似于传统的在线最优化，或被执行为基于模型的离线设计。

为了在使用有限的数目的滤波器参量时提供良好的补偿性能，提出一种用于调节可实现的（稳定的和因果的）无限冲击响应（IIR）补偿滤波器的、基于最优化的方法。这些数字滤波器可生成长的冲击响应，而同时包含有限的数目的滤波器参量。这样设计的补偿滤波器可能具有几个输入和输出音频信道，以及可被使用于补偿单信道以及多信道音频设备。

所提出的设计原理和结构对于线性动态设计模型和线性预补偿滤波器是特别有用的，但也可被一般化为非线性设计模型和非线性预补偿滤波器的情形。

本发明的不同的方面包括用于设计音频预补偿滤波器的方法、系统和计算机程序，这样设计的预补偿滤波器，包含这样的预补偿滤波器的音频系统以及由这样的预补偿滤波器生成的数字音频信号。

本发明提供以下的优点：

- 严格控制要由预补偿滤波器执行的补偿的程度和补偿量，因此提供对于最后得到的声音响应的全面控制；

- 可以避免危险的过补偿，而同时在可以安全地完成补偿的场合下仍旧得到良好的补偿；

- 在使用有限数目的滤波器参量时，达到良好的补偿性能；以及

- 提供最佳地预补偿的音频系统，导致优良的声音质量和感觉。

通过阅读以下的本发明的实施例的说明，将会明白本发明提供的其他的优点和特性。

附图说明

当参照以下的说明连同附图一起，将会最好地了解本发明连同它的其他目的个优点，其中：

图 1 是补偿的声音产生系统的一般的说明；

图 2A 是显示未补偿的扬声器模型的幅度响应的图；

图 2B 是显示未补偿的扬声器模型的相位响应相对于纯延时的相移的偏差的图；

图 3 显示图 2A 和 2B 的扬声器模型的离散时间冲击响应，以 44.1kHz 采样以及为了说明，被延时 250 个样本；

图 4 是按照现有技术设计的、相对于图 2A，2B 和 3 的扬声器动态特性颠倒的、标量 FIR 补偿滤波器的冲击响应的图；

图 5 显示按照本发明的、根据图 2A，2B 和 3 的扬声器模型设计的标量 IIR 补偿滤波器的冲击响应；

图 6A 是由图 5 的 IIR 滤波器补偿的、图 2A 的扬声器模型的幅度响应的图；

图 6B 是由图 5 的 IIR 滤波器补偿的、图 2B 的扬声器模型的相位响应相对于纯延时的相移的偏差的图；

图 7 是用图 5 的 IIR 滤波器补偿的、图 3 的扬声器模型的补偿的冲击响应；

图 8 显示在图 5 的 IIR 滤波器的设计中使用的加权函数的频率响应幅度；

图 9 显示当使用不带有控制惩罚的补偿时图 8 的补偿的冲击响应；

图 10A 是由图 4 的现有技术 FIR 滤波器补偿的、图 2A 的扬声器模型的幅度响应的图；

图 10B 是由图 4 的现有技术 FIR 滤波器补偿的、图 2B 的扬声器模型的相位响应相对于纯延时的相移的偏差的图；

图 11 是显示按照本发明的滤波器设计结构的特定的实施例的示意图；

图 12 是适合于实施本发明的、基于计算机的系统的方框图；

图 13 是引用按照本发明的设计方法配置的预补偿滤波器的音频系统；以及

图 14 是按照本发明的示例性实施例的滤波器设计方法的总的流程的流程图。

具体实施方式

第 1-3 节描述线性情形，第 4 节概括结构和设计原理（针对着非线性和可能的时变的系统模型以及非线性和可能的时变的补偿器），以及第 5 节最后描述某些实施的方面。

1. 对于线性模型和滤波器的设计

为了更好地了解本发明，从描述用于设计音频预补偿滤波器的一般方法开始，可能是有用的。

要被修正的声音产生或重现系统通常用线性时变动态模型 H 代表，它描述在一组 p 个输入信号 u(t)与一组 m 个输出信号 y(t)之间的、具有离散的时间的形式的关系：

$$y(t)=Hu(t)$$
$$y_m(t)=y(t)+e(t) \qquad (1.1)$$

其中 t 代表离散时间指数，$y_m(t)$（下标 m 表示“测量”）是 m 维列矢量，代表声音时间序列，在 m 个不同的位置；以及 e(t)是噪声，未建模的室内反射，不正确的模型结构的影响，非线性失真和其他未建模的贡献。算子 H 是一个 m × p 的矩阵，其元素是稳定的线性动态算子或变换，例如，被实施为 FIR 或 IIR 滤波器。这些滤波器将确定对于 p 维任意输入时间系列矢量 u(t)的响应 y(t)。线性滤波器或模型由这样的矩阵代表，它们在下面被称为转移函数矩阵或动态矩阵。转移函数矩阵 H 代表整个的或一部分的声音产生或声音重现系统的效果，该系统包括任何预先存在的数字补偿器、数字-模拟变换器、模拟放大器、扬声器、电缆以及在某些应用中也包括室内声学响应。换句话说，转移函数矩阵 H 代表声音产生系统的相关的部分的动态响应。加到这个系统的输入信号 u(t)是 p 维列矢量，可以代表加到声音产生系统的 p 个独立的放大器-扬声器链上的输入信号。

测量的声音 $y_m(t)$，根据定义，被看作为要被修正的和控制的项 $y(t)=Hu(t)$ 与未建模的贡献 $e(t)$ 的叠加。对于好的结果的先决条件实际上当然是：建模和系统设计可使得在感兴趣的频率区域中，与幅度 $|y(t)|$ 相比较，幅度 $|e(t)|$ 是不大的。

总的目的是相对于某些参考动态特性修正由(1.1)表示的声音产生系统的动态特性。为此，引入参考矩阵 D:

$$y_{ref}(t)=Dw(t), \qquad (1.2)$$

其中 $w(t)$ 是 r 维矢量，代表一组实况的或记录的声音源或甚至人造地生成的数字音频信号，包括被使用来设计滤波器的测试信号。矢量 $w(t)$ 的元素可以代表数字记录的声音的信道，或已被采样和数字化的模拟源。在(1.2)中，D 是 $m \times r$ 维的转移函数矩阵，并假设它是已知的。线性系统 D 是设计变量，它通常代表在(1.1)中的矢量 $y(t)$ 的参考动态特性。

可想到的设计目标的例子可以是动态特性的完全倒置和信道的去耦。在 r=m 的情形下，矩阵 D 被设置为等于具有 d 个步长延时算子作为对角线元素的平方对角线矩阵，这样:

$$y_{ref}(t)=w(t-d).$$

Y(t)的参考响应被定义为正好是原先的声音矢量 $w(t)$ 的延时的版本，$w(t)$ 的所有的元素都具有相等的采样周期延时 d。

更复杂的设计除了引入延时以外，可以以稳定的滤波器的形式把参考动态特性应用到声音产生系统。通过 D 的这样的设计，有可能把新的声音特性加到系统，例如，用低质量的音频设备得到优良的声音质量。当模拟特别的类型的声音产生系统时，更复杂的设计可能是感兴趣的。通过设计矩阵 D 引入的所需要的大的延时 d 是影响可达到的性能的重要的参量。这个延时被允许得越大，则因果补偿滤波器将得到越好的补偿。

预补偿通常是通过预补偿滤波器得到的，通常用 R 表示，它根据信号 $w(t)$ 生成加到音频重现系统(1.1)的输入信号矢量 $u(t)$:

$$u(t)=Rw(t) \qquad (1.3)$$

在现有技术中，数字音频预补偿器的占优势的趋势是生成加到音频重现系统(1.1)的输入信号矢量u(t)，这样，它的已补偿的输出y(t)在每个特定的意义下也近似于参考矢量$y_{ref}(t)$。如果在(1.1)中的信号u(t)由线性预补偿滤波器R生成，则可以达到这个目标，线性预补偿滤波器R包含一个p × r矩阵，其元素是稳定的和因果线性动态滤波器，它们作用在信号w(t)上，以使得y(t)将近似于$y_{ref}(t)$：

$$y(t)=Hu(t)=HRw(t) \cong y_{ref}(t)=Dw(t).$$

在一般的系统理论内，用于精确的补偿的条件是，R等于动态模型H的因果和稳定的右端逆矩阵，右乘以D，

$$R = H^{-R} D.$$

这里，H^{-R}表示模型的转移函数矩阵的右端逆矩阵。这样的右端逆矩阵，根据定义，具有性质$HH^{-R}=I$。(m × m尺寸的单位矩阵)。所以，$HR = HH^{-R} D = D.$

不幸地，音频系统的模型常常不具有精确的稳定的和因果右端逆矩阵。然而，假设在D内的块延时d(由D的任何元素引起的最小的延时)允许增加。则，由稳定的和因果的补偿滤波器得到的最小平方近似误差$|y(t)-y_{ref}(t)|^2$在延时$d \to \infty$时可被显示为消失，如果H的正常的秩(除在系统零点以外的转移函数矩阵的秩)等于m(在y(t)中的元素的数目)的话。在我们的上下文中，延时d由设计者确定，他由此控制近似程度。

对于可实现的良好的预补偿，由H描述的系统至少需要有与输出一样多的分开的输入，即，$p \geq m$。否则，H的秩决不会与m一样大。Z1最简单的情形下，我们具有标量模型和标量参考动态特性，其中m= p= r= 1，这样，y(t)，u(t)和w(t)都是标量时间序列。模型H于是可代表要被补偿的单个放大器-扬声器链。

在现有技术和文献中，用于解决这种类型的近似问题的最有希望的方法集中在用 FIR 滤波器表示 H 和 R，然后使用最小平方技术以使得惩罚在元素 y(t)与 $y_{ref}(t)$之间的平方差值的平均和的标量判决最小：

$$E((y(t)-y_{ref}(t))^T(y(t)-y_{ref}(t)))=E(|y(t)-y_{ref}(t)|^2). \quad (1.4)$$

这里和在下面，$()^T$表示矢量的转置以及 E()代表在所涉及的信号的相关的统计性质的平均值。这样的最小平方设计可以通过(1.4)的在线递归最小化完成，例如，通过对测量的信号 $y_n(t)$和 w(t)采用 LMS 算法或滤波的 x LMS 算法[12,13]，参阅在背景一节中所引用的参考文献。设计也可通过求解固定阶数的 FIR 滤波器的 Wiener 最优化问题离线地执行。这等价于求解一组线性联立方程，Wiener-Hopf 方程，它涉及到相关估计。(1.4)的最小化不单考虑系统的幅度响应，也要考虑系统的相位响应。这个方法比只考虑幅度响应的方法（例如，在[14]中描述的方法）更好。使用 FIR 滤波器的缺点在于，可能必须使用具有系数数目很大的滤波器。为此，本发明集中在通常需要较少的系数的 IIR 滤波器的调节上。不管使用 FIR 或 IIR 滤波器，由本发明人作出的仔细的分析揭示，基于最小平方准则（1.4）的最小化的所有的现有技术设计具有进一步的重大缺点：

·基于最小平方准则（1.4）的最小化的补偿滤波器在最高和最低频率处将得到极端的性质。在标量情形下，这是由于转移函数 H 在音频范围内的最高和最低频率处常常具有低的增益，这导致补偿器 R 在这些频率处具有高的增益。这样的补偿器具有长的和振荡的冲击响应，见图 4，它们需要通过计算来调节和实施。这不单在非常高的和非常低的频率处是一个潜在的问题，而且对于所有的频率如果准则（1.4）要被最小化而要求过量的补偿也是潜在的问题。

·在某些频率上具有太高的增益的补偿滤波器 R 可能进一步产生非线性失真，这对于性能具有决定性影响。在最坏的情形下，高增益的输入会损坏音频设备。

已经看到，有需要对于在不同的频率和在不同的子信道上执行的补偿的程度和补偿量，得到比起由(1.4)提供的更好的控制。

在按照本发明的、用于音频设备的预补偿滤波器的设计中，把滤

波器看作为附加地包括两个部件原来是有用的，一个固定的非零滤波器部件和一个通过最优化被确定的、可调节的补偿器部件。固定的滤波器部件通常被滤波器设计者配置或被设置为缺省的配置。另一方面，可调节的补偿器部件是通过根据在（一方面）把预补偿滤波器近似为固定的、非零滤波器部件与（另一方面）把预补偿的模型响应近似为参考系统响应之间的给定的加权量使得判定函数最优化而被确定的。虽然不是必须的，这个加权量最好被做成依赖于频率的和/或依赖于信道的，正如下面解释的。

为了更清楚的了解本发明的基本概念，现在通过例子描述基于这样的加权的预补偿滤波器的设计。

例如，补偿可被看作为信号路径的附加的修正 $m(t)=Cw(t)$，信号路径通常正好是直接馈送通过和信号 $w(t)$ 的延时：

$$u(t)=w(t-g)+m(t)= w(t-g)+Cw(t) \qquad (1.5)$$

其中 g 是适当的延时，以及 C 典型地是 FIR 或 IIR 滤波器的矩阵。在（1.5），$u(t)$ 和 $w(t)$ 假定具有相等的维数，$m=r$。通过使用标准后向移位算子表示法：

$$w(t-1)=q^{-1}w(t)$$

在(1.3)中的补偿器矩阵因此对设计来说，被看作为具有以下的形式：

$$R(q^{-1})=(q^{-g}+C(q^{-1}))$$

补偿器部件 C 的设计优选地是基于判决函数的最小化，判决函数包括惩罚加性修正信号 $m(t)=Cw(t)$ 的幅度的频率加权的项。这样的惩罚项可被包括在任何类型的、用于滤波器最优化的准则。具体地，二次判决函数(1.4)可被代替为：

$$J=E(|V(y(t)-y_{ref}(t))|^2)+E(|Wm(t)|^2)=$$
$$=E(|V(HR-D)w(t))|^2)+E(|WCw(t)|^2), \qquad (1.6)$$

其中 W 是第一加权函数以及 V 是附加的可任选的加权函数。矩阵 W 优选地是(mxm)方阵，包含代表一组设计变量的稳定线性 IIR 滤波器。而且，附加的加权函数 V 优选地是(pxp)方阵，包含用作为另一组设计变量的稳定线性 IIR 滤波器。

在本发明的特定的实施例中，由转移函数矩阵 W 代表的加权用作为对于补偿信号 m(t)=Cw(t)的依赖于频率的惩罚。通过使用信号和系统的 Z 变换表示，可以在频域中最好地了解用 W 进行加权的效果。(1.6)的最小化将导致在频率 z 处具有小的增益的补偿器项 C(z)，其中 W(z)的模是相当大的。这是因为(1.6)的最后一项否则将超过 J。在这样的频率区域中，C(z)w(z)在(1.5)中是小的，所以，未补偿的系统的性质将保持不变，除了 g 个样本的延时外。另一方面，在频率 z，其中 W(z)的模是趋于零那样的小，准则(1.6)的第一项是最重要的。如果 V=I，则在这些频率区域内，$y(z) \approx y_{ref}(z)=D(z)w(z)$，因为这种调节使(1.6)的第一项对于到总的判定值的贡献最小化。

例如，由 W 代表的加权函数可被实现为具有给定的截止频率的低通滤波器，与具有给定的极限频率的高通滤波器并联。通过适当地选择截止频率和极限频率，由预补偿滤波器执行的补偿可以按照特定的应用被定做。当然，加权因子 W 可以以适当的形式被实现。

由矩阵 V 表示的频率选择的加权因子可被使用于各种用途:

·通过使用人耳的已知的特性，它可被使用于感知的加权。在我们更敏感的频率区域中补偿误差的消除然后被加强。

·它也被使用来在 H 中的建模误差是大的频率区域中对性能偏差加上低的加权，这样，最优化不集中在其中结果反正是不可靠的频率区域。

·它还可被使用来加权在空间的不同的位置上，即在矢量 y(t)的不同的分量中，得到的误差。这可以通过把 V 设置为对角线转移函数矩阵和通过使用不同的滤波器作为 V 的对角线元素而达到。

依赖于频率的加权的使用使得能够在不同的频率区域中进行不同类型的调节，虽然设计模型 H 描述整个相关的频率范围。把总的频率

区域分解为子频带和分开地补偿每个频带的解决方案因此可被避免。除了更复杂化以外，在图形均衡器中使用的子频带解决方案被认为会产生相位响应的失真的问题。

还应当指出，W 在多信道情形下可以是加权滤波器的矩阵。有可能使用其每个对角线元素是不同的对角线矩阵来调节在每个输入信道上执行的对于该特定的扬声器的性质的补偿。这种依赖于信道的加权可以独立地执行，通过使用对于单独的信道的、与频率无关的加权或依赖于频率的加权，能够在所述多信道系统的不同的信道中进行不同类型的补偿。

在(1.5)中的直接馈送通过（旁路）的延时 g 是另一个设计变量。在标量情形下（m=p=r=1）的适当的选择，如果 d>k,是设置 g=d-k,其中 d 是 D 的块延时，而 k 是 H 的块延时。这样，通过补偿系统的总的净延时在所有的频率区域中大约是 g+k=d。在被 W 很大地惩罚的区域中，我们有 u(t)≈w(t-g),这样，补偿模型 HR 的总的延时是 g+k。在其中 W 是不重要的区域中，HR≈D，它被预先指定延时 d。

对于多信道补偿器，在不同的信道上可能需要不同的馈送通过延时以及在 D 中不同的块延时。重要的依赖于信道的延时对于产生虚拟声音源是有用的，即，好像从不同于扬声器的方向发出的声音。为了包括补偿问题的这样的和其他变量以及也处理其中在 w(t)中的信号数目不同于在 y(t)中的信号数目，r≠m,的情形，(1.5)被一般化为:

$$u(t)=Fw(t)+Cw(t),$$

其中 F 是稳定线性动态系统的任意的 mxr 矩阵。这个矩阵假定是已知的，以及不要通过最优化被修正。其中 F 等于零的特别的情形相应于使用对于补偿器输出 u(t)的惩罚，这个补偿器输出现在将等于 m(t)。这个特别的情形在现有技术中被讨论，在标量系统的特别的情形下，具有特别的加权选择 V=1 和 W 等于与频率无关的加权的二次准则，见[17]。这样的最优化的前向馈送调整器也被设计用于处理控制，见[18，19]。这种类型的设计对于音频预补偿原来是不适当的，所以被排除在建议的解决方案外。大的惩罚 W 对于 F=0 抑制整个信号矢量 u(t)的幅度，它本身是预先存在的系统性质的主要的失真。建议的补

偿器设计的主要目的是引入惩罚，可以保留系统的自然响应不变，在这里是对于大的 W 和 $F=q^{-g}I$ 得到的。

在建议的设计中的关键的单元是，补偿器(1.3)对于设计来说假设为被加性地分解成两个部分:

$$R=F+C, \qquad (1.7)$$

其中 F 是固定的和非零的，而 C 是最优化的主体。应当指出，(1.7)的特别的情形(1.5)相应于 $F=q^{-g}I$，对于 r=m。固定的、非零滤波器部件 F 因此可以是具有可选择的延时的简单的旁路部件。然而，没有东西会阻止 F 用一个或多个附加的固定的滤波部件被配置。

总的来说，在补偿器(1.7)中用于得到 C 的建议的设计原理是,最优化包括两个目标的加权的准则：(i)在总的预补偿滤波器 R 与预定的动态非零滤波器部件 F 之间的偏差尽可能小，以及(ii)在补偿的设计模型 HR 与预定的动态参考系统 D 之间的偏差尽可能小。具体地，当这个加权是依赖于频率和/或依赖于输入信道进行时，得到用于自动的/计算机支持的滤波器设计的有效的工具，它提供对于在不同的频率区域中和/或在多信道设计的不同的子信道上执行的补偿量的控制。

本发明的预补偿滤波器通常在多信道系统中被实施为一个数字滤波器，或一组数字滤波器。

滤波器和模型可以由适合于线性系统的任何算子或变换代表物代表，诸如延时算子形式，Z 变换代表物，Δ算子代表物，函数级数代表物或在[20]中引入的频率翘曲代表物。近似程度（接近度）可以通过线性时间不变动态系统矩阵的度量的任何模被测量,诸如二次模(1.6)，频率加权的 H_∞ 模或加权的 L_1 模，参阅[21,22]。

为了更好地理解由本发明提供的优点，现在进行在按照本发明设计的预补偿滤波器与根据现有技术设计的预补偿滤波器的性能之间的比较。在本例中，预补偿滤波器被应用到单个扬声器和放大器链。

建模的音频链的幅度响应和相位响应的偏差分别被显示在图 2A 和 2B 上，以及模型冲击响应被显示在图 3 上。采样频率是 44.1kHz。设计模型具有零的块延时 k,虽然在图 3 上它的冲击响应被向右移位，以便更容易与补偿的响应进行比较。我们使用 $y_{ref}(t)=w(t-d)$,其中

d=300 个样本，如在(1.2)中想要的参考。正如在图 2A 上看到的，未补偿的实验的扬声器和放大器模型的幅度响应远不同于理想的，在中间频率区域中的起伏和在低的与高的频率处低的功率。

首先，这个实验模型通过用按照本发明的教导的、可实现的（稳定的和因果的）IIR 补偿器（1.5）将(1.6)最小化而被补偿。使用了下面在第 2 节更详细地说明的多项式 Wiener 设计。从 20Hz 到 20000Hz 的整个音频范围的完全的倒置在图 2A 的最低的和最高的频率上将需要极大的放大。如果整个音频范围要被颠倒，则可以产生具有太高功率的补偿信号，特别是对于最高的和最低的频率上。这样的高的功率信号可损坏音频设备，所以，目标是完美地颠倒在 80Hz 到 15kHz 的频率范围内的扬声器动态特性（直至 d=g=300 的延时）。在这个范围以外，放大也应当小于 20dB。在这个特定的设计中使用的、在(1.6)中加权因子 W 包含具有 30Hz 的截止频率的低通滤波器，与具有 17kHz 的极限频率的高通滤波器相并联，见图 8。设计的 IIR 预补偿滤波器的冲击响应显示于图 5 上。补偿的幅度响应和相位响应的偏差分别显示于图 6A 和 6B。正如在图 6A 上看到的，在图 2A 上的中间频率起伏已被消除，以及在补偿的频率范围内（80Hz 到 15kHz）的幅度响应紧密地遵循想要的平坦响应（幅度响应=0dB）。另外，补偿的模型系统的相位响应的偏差，图 6B，与图 2B 上相位响应的未补偿的偏差相比较，已明显地改进。由图 7 显示的、补偿的冲击响应接近于理想的 Dirac 脉冲响应 $y_{ref}(t)=w(t-300)$。接近于主要的峰值的、剩余的小的起伏是由于：我们已限制在最低的和最高的频率处的补偿量。这个起伏可以通过在设计中使用 W=0 而被去除，见图 9，以设计在最低的和最高的频率处具有非常高的增益的预补偿滤波器为代价。

这些结果可以与通过使用具有适当的调谐步长的理想化的 LMS 算法进行最小平方准则(1.4)最小化而被设计的 FIR 预补偿器相比较。这个现有技术的补偿器的冲击响应被显示于图 4。这样的补偿器具有长的和振荡的冲击响应，它们在计算上要求调节和实施的。这不单在非常高的和低的频率处是一个潜在的问题，而且如果准则(1.4)要被最小化而要求过量的补偿的情形下也是对于所有的频率的潜在的问题。现有技术补偿的系统的幅度响应和相对相位响应分别显示于图 10A 和 10B 上。这个补偿系统的幅度响应，与用按照本发明的滤波器补偿的系统

相比较，显示对于中频的高得多的振荡，特别是对于最高的频率。因此，本发明性的设计导致短得多的和更好的特性的补偿滤波器，也在其中想要补偿的频率范围内提供更精确的倒置。

2. 被设计为因果 Wiener 滤波器的标量补偿器

下面，参照图 11 描述其中标量滤波器被设计为因果 Wiener 滤波器的预补偿滤波器设计方法。作为本发明的实施例的例子，考虑预补偿单个音频链（放大器，电缆，扬声器，和可能地室内声学）的问题。标量模型 H 可以代表在多个点相对于扬声器测量的动态特性的平均值，这样，其中达到良好的补偿的空间体积被增大。室内声学响应在某些类型的问题中被忽略，这样，只有扬声器链被补偿。线性系统和模型，在这种情形下，都被假设为时间不变的。它们是通过使用离散时间后向移位算子被表示的，这里表示为 q^{-1}。信号 s(t)被这个算子后向移位一个样本：q-1s(t)=s(t-1)。同样地，后向移位算子被表示为 q，这样，qs(t)=s(t+1)，例如参阅[23]。标量设计模型(1.1)然后通过具有固定的系数的线性时间不变差分方程来代表：

$$y(t)=-a_1y(t-1)-a_2y(t-2)-\ldots-a_ny(t-n)$$
$$+b_0u(t-k)+b_1u(t-k-1)+\ldots+b_hu(t-k-h) \qquad (2.1)$$

假设 $b_0\neq 0$，在输入 u(t)影响输出 y(t)之前将有 k 个样本的延时。这个延时 k 可以代表声音输送延时，以及这里它被称为模型的块延时。系数 a_j 和 b_j 确定由模型描述的动态响应。最大延时 n 和 h 在音频系统的某些模型中可以是好几百或甚至几千样本。

把所有的项相对于 y 移动到左手端。对于移位算子代表物，模型(2.1)等价于表示式：

$$(1+a_1q^{-1}++a_2q^{-2}+\ldots+a_nq^{-n})\,y(t)=(b_0+b_1q^{-1}+\ldots+b_hq^{-h})\,u(t-k).$$

通过引用多项式 $A(q^{-1})=(1+a_1q^{-1}++a_2q^{-2}+\ldots+a_nq^{-n})$ 和 $B(q^{-1})=(b_0+b_1q^{-1}+\ldots+b_hq^{-h})$，离散时间动态模型(2.1)可以由更紧凑的表示式来代表：

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-k). \qquad (2.2)$$

多项式 $A(q^{-1})$ 被称为首项系数是 1 的（monic），因为它的第 1 个系数是 1。在 FIR 模型的特定的情形下，$A(q^{-1})=1$。一般地，在由滤波器 $A(q^{-1})$ 代表的老的输出 $y(t-j)$ 中的递归给予模型以无限冲击响应。在公式(2.2)中表示的 IIR 滤波器也被称为有理式滤波器（rational filter），因为它们的转移算子可以由 q^{-1}) 的多项式的比值来表示:

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t-k).$$

所有的涉及到的 IIR 系统、模型和滤波器在下面假设为稳定的。稳定准则是指，当复变量 z 用算子 q 代替时，这等价于方程 $A(z^{-1})=0$ 只具有幅度 $|z|<1$ 的解。换句话说，复函数 $A(z^{-1})$ 的所有的零点必须在复数平面的单位圆内。

要被补偿的信号 $w(t)$ 的假设的二阶统计（频谱性质）可以由稳定的和可稳定地颠倒的自回归移动平均（ARMA）模型代表:

$$H(q^{-1})w(t) = G(q^{-1})v(t),$$

其中 $v(t)$ 是白色噪声，以及多项式 $H(z^{-1})$ 和 $G(z^{-1})$ 都是首项系数是 1 的，并且它们的所有的零点都在 $|z|<1$ 中，即，是稳定的。

代表对于 $y(t)$ 的想要的响应的设计模型由稳定的差分方程代表:

$$N(q^{-1})y_{ref}(t) = D(q^{-1})w(t-d), \qquad (2.3)$$

其中多项式 $N(q^{-1})$ 是首项系数是 1 的，以及在 $D(q^{-1})$ 中的第一项多项式系数假设为非零的，这样 d 代表想要的块延时。

所使用的补偿器结构是(1.7)，其中固定的滤波器 F 被设置为 FIR 滤波器（多项式）$F(q^{-1})$ 以及旁路延时 g 被设置为等于 d-k，假设 $d \geq k$。g 的这个选择已在上一节中概略地导出。因此，

$$u(t) = \mathbf{R}(q^{-1})w(t) = F(q^{-1})w(t-d+k) + m(t)$$
$$m(t) = \mathbf{C}(q^{-1})w(t). \tag{2.4}$$

稳定的离散时间标量有理式滤波器 $C(q^{-1})$ 现在要通过将二次准则(1.6)最小化而被最优化。这里，为简化起见，假设 V=1，而 Wm(t)是具有输出 f(t)的标量的和稳定的动态系统，由差分方程表示：

$$V(q^{-1})f(t) = W(q^{-1})m(t). \tag{2.5}$$

多项式 $V(z^{-1})$ 和 $W(z^{-1})$ 都是设计变量。它们被限制为它们的所有的零点都在|z|<1 中。因此，准则(1.6)可被表示为：

$$J = E(|(y(t) - y_{ref}(t))|^2) + E(|f(t)|^2). \tag{2.6}$$

下面说明最优化解决方案。

假设以上引用的和在图 11 上显示的模型和多项式 V, W, G, H, D, N, B, A 以及延时 k 和 d 用数字说明。使得准则(2.6)最小化的、在(2.4)中的稳定的和因果的 IIR 滤波器 $C(q^{-1})$ 然后由差分方程说明：

$$\beta(q^{-1})N(q^{-1})G(q^{-1})m(t) = Q(q^{-1})V(q^{-1})w(t), \tag{2.7}$$

其中首项系数是 1 的多项式 $\beta(q^{-1})$ 具有的它的所有的零点都在|z|<1 中。它与变量 r 一起，被给出为多项式频谱因式分解方程的唯一稳定的和首项系数是 1 的解：

$$r\beta(q^{-1})\beta_*(q) = V(q^{-1})V_*(q)B(q^{-1})B_*(q) + W(q^{-1})W_*(q)A(q^{-1})A_*(q), \tag{2.8}$$

而在(2.7)中多项式 $Q(q^{-1})$，连同反因果 FIR 滤波器 L.(q)一起，由线性标量 Diophantine 多项式方程的唯一解给出：

$$z^{-d+k}[D(q^{-1})A(q^{-1}) - F(q^{-1})B(q^{-1})N(q^{-1})]G(q^{-1})V_*(q)B_*(q)$$
$$= Q(q^{-1})r\beta_*(q) - A(q^{-1})N(q^{-1})H(q^{-1})qL_*(q). \quad (2.9)$$

以上在前向移位算子中的多项式代表反因果算子，它在时间上向前移位信号。它们由下标中的星号表示。对于实数值系数的多项式 $P(q^{-1})=(p_0+p_1q^{-1}+p_2q^{-2}+\ldots+p_{np}q^{-np})$，共轭多项式被定义为 $P_*(q)=(p_0+p_1q+p_2q^2+\ldots+p_{np}q^{np})$。

因为 $\beta(q^{-1})$ 具有的它的所有的零点都在 $|z|<1$ 中，而由于问题公式化，$N(q^{-1})$ 和 $G(q^{-1})$ 假设为具有的所有的零点都在 $|z|<1$ 中，滤波器(2.7)保证是稳定的。补偿器将是因果的，因为所涉及的滤波器只具有后向移位算子作为宗量，以及因为在(2.7)中的 βGN 由于所有的涉及的多项式都是首项系数是 1 的，而具有非零的第一项系数。这意味着，m(t)和它的输出信号 u(t)在时间 t 不是 w(t)的将来的数值的函数。最佳滤波器结构(2.7)和想要的设计公式(2.8)与(2.9)可以由正交性原理推导出，例如参阅[19，23，24，29]。所有的可允许的替换的滤波器然后被认为此后表明，没有替换的补偿器能够得到比起通过(2.7)得到的更低的判定值。

多项式频谱因式分解方程(2.8)总是具有稳定的解。当复数变量 z 被算子 q 代替时，(2.8)的右端可被看作为具有对称地分布在 $|z|=1$ 的单位圆的里面和外面的零点的多项式。由于等于以上引用的滤波器和模型的稳定性假设，没有零点可以精确地位于单位圆上。方程(2.8)的解相应于把包括所有的零点的唯一的因子集中在单位圆的里面，这形成多项式 $\beta(q^{-1})$。标量 r 正好是使得 $\beta(q^{-1})$ 为单一的归一化因子。

多项式 Diophantine 方程(2.9)可以容易地变换成要对于 $Q(q^{-1})$ 和 $L_*(q)$ 的多项式系数求解的线性方程的系统。这些方程是通过设置 q 的相同的幂次的系数在(2.9)的右端和左端为相等而被形成的。由于对于多项式 Diophantine 方程的可解性的一般理论，见[25]，方程(2.9)可以保证具有唯一解。这是因为在右端的多项式 $\beta_*(z)$ 和 $A(z^{-1})N(z^{-1})H(z^{-1})z$ 决没有公因子。这是因为是 $\beta_*(z)$ 是 $\beta(z^{-1})$ 的共轭多项式，所

以它的所有的零点都在|z|=1 的外面，而 $A(z^{-1})$，$N(z^{-1})$和 $H(z^{-1})$，由于设计假设，只具有在|z|=1 的里面的零点。因此，所述的设计问题总是能够求解，以及它们的解由补偿滤波器表示式(2.4)，(2.7)和设计方程(2.8)与(2.9)体现。

根据二阶（频谱）信号模型使得二次准则最小化的线性时间不变量滤波器在文献中被称为 Wiener 滤波器。例如参阅[26]。对于滤波器(2.4)导致准则(2.6)最小化的补偿器设计方程，不单在音频预补偿领域中，而且一般地也在 Wiener 滤波器设计和线性二次设计中，代表新颖的结果。

3. 例如通过线性二次最优化设计的、以状态空间形式实现的多变量补偿器

上一节的多项式形式和设计可通过使用在[27]中描述的多项式矩阵表示法，而被概括为 MIMO（多输入多输出）滤波器和模型。MIMO 设计也可以根据状态空间模型通过线性二次高斯（LQG）最优化而被执行，以及这样的设计将在下面被概述。对于基于状态空间方法的 LQG 设计的一般性介绍，例如参阅[28]。

下面，在状态理论领域中动态系统的惯用的表示法被使用来描述本发明的预补偿滤波器的多信道实施方案。其元素是实数值常数的矩阵（不是滤波器）在下面用粗黑的和底下划线的符号表示。W(t)的矢量-ARMA 模型然后作为以离散时间的线性时间不变的状态空间模型被引用，具有适当的维的状态矢量 $x_1(t)$：

$$\begin{aligned} x_1(t+1) &= \underline{\mathbf{F}_1} x_1(t) + \underline{\mathbf{G}_1} v(t) \\ w(t) &= \underline{\mathbf{C}_1} x_1(t) + \underline{\mathbf{D}_1} v(t), \end{aligned} \tag{3.1}$$

其中 w(t)是具有 r 维的列矢量，如在第 1 节中那样的矢量。r 维的矢量 v(t)代表具有已知的协变矩阵的白色噪声 $\underline{R_1}$。ARMA 模型(3.1)假设为稳定的和可稳定地倒置的。在(3.1)中，$\underline{D_1}$被假设为可倒置的 r × r 矩阵，它通常被设置为等于单位矩阵。当 w(t)假设为白色时，$x_1(t)$的维数是零，以及 $w(t)=\underline{D_1}v(t)$。

描述要被补偿的音频系统的、在(1.1)中的稳定的线性设计模型 H

利用状态矢量 $x_2(t)$ 以状态空间形式被实现为：

$$\begin{aligned} x_2(t+1) &= \underline{F_2}x_2(t) + \underline{G_2}u(t) \\ y(t) &= \underline{C_2}x_2(t), \end{aligned} \tag{3.2}$$

其中矢量 y(t) 具有 m 维，而 u(t) 具有 p 维。块延时被假设为由状态延时结构产生的。更大的延时将增加状态矢量 $x_2(t)$ 的维数。

稳定的想要的系统(1.2)也以状态空间形式被实现，具有状态矢量 $x_3(t)$ 为：

$$\begin{aligned} x_3(t+1) &= \underline{F_3}x_3(t) + \underline{G_3}w(t) \\ y_{ref}(t) &= \underline{C_3}x_3(t), \end{aligned} \tag{3.3}$$

其中块延时 d 被构建在状态延时结构中。

使用了补偿器滤波器结构(1.7)，其中稳定的预先规定的线性滤波器 F 以状态空间形式被实现，具有状态矢量 $x_4(t)$ 为：

$$\begin{aligned} x_4(t+1) &= \underline{F_4}x_4(t) + \underline{G_4}w(t) \\ u(t) &= \underline{C_4}x_4(t) + m(t). \end{aligned} \tag{3.4}$$

在(3.4)中的加性信号 m(t) 根据准则(1.6)被最优化，这里，为了简单性起见，设 V=I。在准则中的稳定的输入惩罚滤波器 W 以状态空间形式被实现为另一个滤波器，输出信号矢量被表示为 f(t)：

$$\begin{aligned} x_5(t+1) &= \underline{F_5}x_5(t) + \underline{G_5}m(t) \\ f(t) &= \underline{C_5}x_5(t). \end{aligned} \tag{3.5}$$

要被最小化的二次准则(1.6)因此被给出为：

$$J = E(|(y(t) - y_{ref}(t))|^2) + E(|f(t)|)^2. \tag{3.6}$$

现在，定义系统的总的状态矢量为：

$$x(t) = [x_1(t)^T x_2(t)^T x_3(t)^T x_4(t)^T x_5(t)^T]^T. \tag{3.7}$$

在(3.1)-(3.5)中的状态更新公式可被组合成单个模型：

$$x(t+1) = \underline{F}x(t) + \underline{G}m(t) + \underline{H}v(t), \tag{3.8}$$

其中联合模型的状态转移矩阵 $\underline{F}$ 和输入矩阵 $\underline{G}$ 与 $\underline{H}$ 可以容易地从子模型(3.1)-(3.5)得出。准则(3.6)然后可以用具有无限控制水平线和对于选择的状态的惩罚的准则的形式来表示。我们也加上对于 m(t) 中的二次形式的惩罚作为规则化项，具有惩罚矩阵 $\underline{R}$：

$$\begin{aligned} J &= E(x(t)^T \underline{C}^T \underline{C}x(t) + x(t)^T \underline{M}^T \underline{M}x(t) + m(t)^T \underline{R}m(t)) = \\ &= E(x(t)^T \underline{Q}x(t) + m(t)^T \underline{R}m(t)), \end{aligned} \tag{3.9}$$

其中

$$\underline{C} = (0\ \underline{C_2}\ -\underline{C_3}\ 0\ 0)$$
$$\underline{M} = (0\ 0\ 0\ 0\ \underline{C_5})$$
$$\underline{Q} = \underline{C}^T\underline{C} + \underline{M}^T\underline{M}.$$

如果 x(t) 是已知的，则线性状态反馈：

$$m(t) = -\underline{L}x(t), \tag{3.10}$$

可被设计来将无限水平准则(3.8)最小化。最佳控制器增益矩阵被给出为:

$$\underline{\mathbf{L}} = (\mathbf{G}^{\mathrm{T}}\underline{\mathbf{SG}} + \underline{\mathbf{R}})^{-1}\mathbf{G}^{\mathrm{T}}\underline{\mathbf{SF}}, \tag{3.11}$$

其中 $\underline{S}$ 是对称的和正的半确定矩阵，它求解代数矩阵 Riccati 方程:

$$\underline{\mathbf{S}} = \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\underline{\mathbf{SF}} + \underline{\mathbf{Q}} - \mathbf{F}^{\mathrm{T}}\underline{\mathbf{SF}}(\mathbf{G}^{\mathrm{T}}\underline{\mathbf{SG}} + \underline{\mathbf{R}})^{-1}\mathbf{G}^{\mathrm{T}}\underline{\mathbf{SF}}. \tag{3.12}$$

由于所有的涉及的系统是稳定的，根据定义，总的系统是可检测的和稳定的。这保证这个线性二次状态反馈控制问题的解的存在。这个解相应于(3.12)的解的矩阵 $\underline{S}$，它是半正定的。如果 $\underline{R}$ 被设置为正定矩阵，则在(3.11)(3.12)中出现的 pxp 逆矩阵将总是存在的。

如果状态矢量是未知的，则可以由观察器估计它。线性二次最佳控制理论的分离原理阐述，如果这个观察器被设计为二次最佳的线性观察器，Kalman 估值器，则可以得到只使用可测量的信号的和将(3.9)最小化的联合最佳设计。这样的设计被称为线性二次高斯(LQG)设计，或 H2 最佳设计。在这里考虑的特定的问题公式化中，最佳状态观察器可以简单地进行设计。稳定的子系统(3.3)-(3.5)只被可测量的信号驱动，不具有噪声，它们是补偿器和问题的构成的一部分。所以它们的状态是已知的。模型(3.2)的输出不是直接可测量的，因为设计是前向馈送的解，它不使用来自声音测量 $y_a(t)$ 的反馈。用于 $x_2(t)$ 的最好的许可的观察器只是(3.2)的复制品，它由提供状态估值 $x_2(t|t-1)$ 的已知的信号 $u(t)$ 驱动。

在模型(3.1)中，$\underline{D_1}$ 被假设为不可倒置的，这样噪声输入可被估值为:

$$v(t|t) = \underline{\mathbf{D}_1}^{-1}(w(t) - \underline{\mathbf{C}_1}x_1(t|t-1)).$$

$x_1(t)$的状态估值所以可以通过下式被更新：

$$x_1(t+1|t)=\underline{F_1}x_1(t|t-1)+\underline{G_1}v(t|t)=(\underline{F_1}-\underline{G_1D_1}^{-1}\underline{C_1})x_1(t|t-1)+\underline{G_1D_1}^{-1}w(t). \tag{3.13}$$

这种递归将是稳定的，因为 ARMA 模型（3.13）假设为稳定地可逆的。当 w(t)假设为白色时，方程(3.13)当然是不必要的。因此，通过用于估计状态的公式(3.13)，(3.2)，(3.3)，(3.5)和代表预补偿器的(3.4)，给出完全的解，m(t)被产生为：

$$m(t)=-\underline{L}x(t|t-1), \tag{3.14}$$

其中

$$x(t|t-1)=[x_1(t|t-1)^T x_2(t|t-1)^T x_3(t)^T x_4(t)^T x_5(t)^T]^T. \tag{3.15}$$

比较器(3.4)，(3.14)：

$$u(t)=\underline{C_4}x_4(t)-\underline{L}x(t|t-1),$$

构成具有 r 个输入 w(t)和 p 个输出 u(t)的 IIR 滤波器。通过用代数 Riccati 方程的许多存在的解之一来求解(3.12)得出 $\underline{S}$，然后使用(3.11)，而使得增益矩阵 $\underline{L}$ 最优化。

4. 非线性模型和补偿器

在第一节中介绍的设计原理可被概括为音频预补偿问题，其中设计模型可以是非线性的和/或其中需要的补偿器具有非线性结构。最简单的例子或许是线性系统和补偿器与非线性静态元件相串联，诸如限幅器。

实际上这样的元件在真实系统中总是存在的，但在线性设计和最优化中被忽略的。其他可想到的非线性模型和滤波器结构包括

Volterra 和 Wiener 模型，神经网络，函数级数展开，和包括声学元件的非线性基于物理的模型的模型结构。

定义延时的信号矢量组：

$$Y(t)=\{y(t),y(t-1),\ldots\}$$
$$U(t)=\{u(t),u(t-1),\ldots\}$$
$$W(t)=\{w(t),w(t-1),\ldots\}.$$

相应于(1.1)的非线性和可能的时变的动态模型然后可由下式表示：

$$\begin{aligned} y(t)&=\mathbf{h}(U(t),t)\\ y_m(t)&=y(t)+e(t), \end{aligned} \tag{4.1}$$

其中 h()代表可能的非线性和时变动态算子。同样地，使得结构一般化的、可能的非线性的想要的响应模型是：

$$y_{ref}(t)=\mathbf{d}(W(t),t), \tag{4.2}$$

其中 d()代表可能的非线性和时变动态算子。在非线性情形下也保留的、建议的本发明的关键性质是附加分解预补偿器。对于非线性和可能的时变补偿器，这用以下的形式来表示：

$$\begin{aligned} u(t)&=\mathbf{r}(W(t),t)=\mathbf{f}(W(t),t)+m(t);\ \mathbf{f}(t)\neq 0\\ m(t)&=\mathbf{c}(W(t),t). \end{aligned} \tag{4.3}$$

这里，r()，f()和 c()代表可能的非线性和时变动态算子。算子 f 被预先规定以及不同于零，而 c 要通过最优化被调节。最好是，如果 c 的参量化是使得通过某些参量设置而允许 c=0，这样，对于这种情形可以得到标称的响应 r=f。另外，对于非线性问题，最优化准则应当包括

在 r 和 f 的接近程度（m(t)是小的）与补偿的输出 y(t)和 $y_{ref}(t)$的接近程度之间的加权。如果这个加权被做成依赖于频率的，则这应当与线性情形一样，由线性的和稳定的动态加权矩阵 V 和 W 来表示，因为频率性质只由线性系统以有意义的方式被保留。

对于非线性系统，相应于(1.6)的准则依赖于输入信号幅度。加权给定的决定性输入信号序列 w(t)的响应的标量二次准则仍可被规定和最小化。可能的适当的准则具有形式:

$$\sum_t(|V(y(t)-y_{ref}(t))|^2)+\sum_t(|Wm(t)|^2), \qquad (4.4)$$

其中 $\Sigma_t()$表示对于具有适当的幅度范围的、特定的测试信号序列 w(t)的和值。将(4.4)相对于在(4.3)的 c()中的自由参量进行最小化可以通过数字搜索子程序对于非线性模型和/或非线性滤波器来执行。

5. 实施方面

典型地，在分开的计算机系统上求解设计方程，产生预补偿滤波器的滤波器参量。计算的滤波器参量然后正常地下载到由数字信号处理系统或类似的计算机系统实现的数字滤波器，它执行实际的滤波。

由本发明建议的滤波器设计方案因此优选地由软件以程序模块、函数或等价物被实施。软件可以以任何类型的计算机语言被编写，诸如 C，C++或甚至用于数字信号处理器（DSP）的专门化的语言。实际上，本发明的相关的步骤，函数和行动被变换成计算机程序，它们在由计算机系统执行时实施与预补偿滤波器的设计有关的计算。在基于 PC 的系统的情形下，用于音频预补偿滤波器设计的计算机程序通常被编码在计算机可读的媒体上，诸如 CD，或用于分布到用户/滤波器设计者的类似的结构，然后他们可以把程序装载到他/她的计算机系统，用于以后执行。

图 12 是显示适用于实施按照本发明的滤波器设计算法的计算机系统的例子的示意性方框图。系统 100 可以以任何惯用的计算机系统的形式被实现，包括个人计算机（PC），大型计算机，多处理器系统，网络 PC，数字信号处理器（DSP）等等。无论如何，系统 100 基本上

包括中央处理单元（CPU）或数字信号处理器（DSP）核心10，系统存储器20和的互联各个系统部件系统总线30。系统存储器20典型地包括只读存储器（ROM）22和随机存取存储器（RAM）24。而且，系统100通常包括一个或多个驱动器控制的外围存储器装置40，诸如硬盘，磁盘，光盘，软盘，数字视盘或存储器卡，提供设计和程序信息的非易失性贮存。每个外围存储器装置40通常与一个用于控制存储器装置40的存储器驱动和一个用于把存储器装置40连接到系统总线30的驱动接口（未示出）相联系。实施按照本发明的设计算法的滤波器设计程序，可能连同其他的相关的程序模块一起，可被存储在外围存储器40中，以及被装载到系统存储器20的RAM 22中由CPU 10执行。给定相关的输入数据，诸如模型代表物，固定滤波器部件，配置的加权和参考系统的代表物，滤波器设计程序计算预补偿滤波器的滤波器参量。

所确定的滤波器参量然后通常从系统存储器20中的RAM 24经过系统100的I/O接口70传送到预补偿滤波器系统200。优选地，预补偿滤波器系统200是基于数字信号处理器（DSP）或类似的中央处理单元（CPU）202，和用于保存滤波器参量与需要的延时的信号样本的一个或多个存储器模块204的。存储器204通常也包括滤波程序，它在被处理器202执行时，根据滤波器参量执行实际的滤波。

代替把计算的滤波器参量经过I/O系统70直接传送到预补偿滤波器系统200，滤波器参量可被存储在外围存储器卡或存储器硬盘40，以便以后分布到预补偿滤波器系统，预补偿滤波器系统可以或不一定远离滤波器设计系统100。

为了使得能够测量由所考虑的音频设备产生的声音，任何惯用的话筒单元或类似的记录设备80一般可以经过模拟-数字（A/D）变换器80而被连接到计算机系统100。根据由话筒80单元作出的常规测试信号的测量，系统100可以使用被装载在系统存储器20中的应用程序开发音频系统的模型。测量值也可以被使用来评估预补偿滤波器与音频设备的组合的系统的性能。如果设计者不满意最后得到的设计，他可以根据修正的设计参量组发起对预补偿滤波器的新的最优化。

而且，系统100典型地具有用户接口50，以便允许用户与滤波器设计者交互。几个不同的用户交互情形是可能的。

例如，滤波器设计者可以决定：他/她想要在滤波器系统200的滤

波器参量的计算中使用一个特别定做的设计参量组（诸如特定的固定的滤波器部件和/或加权值）。于是，滤波器设计者通过用户接口 50 规定相关的设计参量（诸如固定的滤波器部件和/或加权值）。

滤波器设计者也有可能在一组不同的预先配置的固定的滤波器部件和/或加权值之间进行选择，这组滤波器部件和/或加权值可被设计用于不同的音频系统，收听环境和/或为了把特别的特性引入到最后得到的声音中。在这样的情形下，预先配置的任选项通常被存储在外围存储器 40 中，以及在执行滤波器设计程序期间被装载到系统存储器。通过测试几个预先配置的任选项和/或通过修正在预先配置的任选项中的参量，滤波器设计者然后可以选择最好地适用于现在的音频系统和收听环境的、固定的非零滤波器部件和/或加权值。

替换地，滤波器设计程序有可能根据其中要使用预补偿滤波器的音频设备来或多或少地自动选择缺省的固定的非零滤波器部件和/或加权值。

除了固定的非零滤波器部件和依赖于频率的和/或依赖于信道的加权值以外，滤波器设计者也可以通过使用用户接口 50 来规定参考系统。例如，参考系统的延时可以由用户选择，或被作为缺省延时提供。通过仔细选择参考系统，可以引入更先进的特别的效果。这样的特别的效果可包括用紧凑的立体声系统来得到电影院声音重现。

代替根据话筒测量确定系统模型，滤波器设计者也有可能从一组不同的预先配置的系统模型中选择音频系统的模型。优选地，这样的选择是基于其中要使用最后得到的预补偿滤波器的特定的音频设备来进行的。

在替换的实施方案中，滤波器设计或多或少地自动地执行，无需或只需勉强够格的用户参加。现在将描述这样的结构的例子。示例性系统包括监管程序，系统识别软件和滤波器设计软件。监管程序首先产生测试信号和测量音频系统的最后得到的声音响应。根据测试信号和得到的测量值，系统识别软件确定音频系统的模型。监管程序然后收集和/或产生需要的设计参量和把这些设计参量转发给用于计算预补偿滤波器参量的滤波器设计程序。作为任选项，监管程序然后可以基于测量的信号评估最后得到的设计的性能，以及如果必要的话，命令滤波器设计程序根据一个修正的设计参量组确定新的滤波器参量

组。这个程序过程可以重复进行，直至得到满意的结果为止。然后，最后一组滤波器参量被下载给预补偿滤波器系统。

也有可能自适应地调节预补偿滤波器的滤波器参量，而不使用固定的滤波器参量组。在使用音频系统的滤波器期间，音频条件可以改变。例如，扬声器和/或物体（诸如家具）在收听环境中的位置可以改变，后者又可能影响室内声学，和/或音频系统中的某些设备可能被某些其他设备替换，从而导致总的音频系统的不同的特性。在这样的情形下，在收听环境中的一个或几个位置处来自音频系统的声音的连续的或间歇的测量，可以由一个或多个话筒单元或类似的声音记录设备来执行。记录的声音数据然后可被馈送到滤波器设计系统，诸如图 12 的系统 100，后者计算新的音频系统模型和调节滤波器参量，从而使它们更好地适合于新的音频条件。

自然地，本发明并不限于图 12 的安排。作为替换例，预补偿滤波器的设计和滤波器的实际的实施方案可以在同一个计算机系统 100 或 200 中被执行。这一般意味着，滤波器设计程序和滤波程序在相同的 DSP 或微处理器系统上被实施或被执行。

包含按照本发明的预补偿滤波器系统 200 的声音产生或重现系统 300 示意地显示在图 13 上。来自声音源的音频信号 w(t)可以通过传统的 I/O 接口 210 被转发到预补偿滤波器系统 200。如果音频信号 w(t)是模拟的（诸如用于 LP、模拟音频盒式磁带和其他模拟声音源），则信号在进入滤波器之前首先在 A/D 变换器 210 中被数字化。来自 CD，DAT 磁带，DVD，微型软盘等等的数字音频信号可直接转发到滤波器 200 而不用任何变换。

数字的或数字化的输入信号 w(t)然后由预补偿滤波器 200 进行预补偿，以便基本上考虑到以后的音频系统设备的效果。数字音频信号的补偿是随依赖于频率的和/或依赖于信道的惩罚项而变化的，这些惩罚项惩罚滤波系统的补偿部分。

最后得到的补偿的信号 u(t)然后可以通过另一个 IO 单元 230 被转发到 DA 变换器 240，其中数字补偿的信号 u(t)被变换成相应的模拟信号。这个模拟信号然后进入放大器 250 和扬声器 260。从扬声器 260 发出的声音信号 $y_a(t)$然后具有想要的音频特性，给出接近于理想的声音感觉。这意味着，音频系统设备的任何不想要的效果通过预补偿滤

波器的逆向的作用而被消除，不会使该系统过补偿。如上所述，额外的声音效果也可被引入到最后得到的声音信号 $y_n(t)$ 中。

预补偿滤波器系统可以作为数字信号处理器或计算机中的单独的设备来实现，如上所述，它与后面的放大器之间具有模拟或数字接口。替换地，它可被集成到数字预放大器，计算机声卡，小型立体声系统，家庭影院系统，计算机游戏控制台或任何其他用于产生声音的设备或系统的结构中。也有可能通过定做的计算的硬件结构以与硬件更加相关的方式实现预补偿滤波器。

应当看到，预补偿可以与把声音信号分布到实际的重现位置的操作分开地执行。由预补偿滤波器产生的预补偿信号不必立即分布到声音产生系统和直接与声音产生系统相联系，但可被记录在分开的媒体上，以便以后分布到声音产生系统。在图 1 上的补偿信号 u(t) 然后可表示在 CD 或 DVD 盘上的记录的音乐，它已被调节成适合特定的音频设备和收听环境。它也可以是被存储在互联网服务器的预补偿的音频文件，该服务器允许通过互联网以后下载文件到远端位置。

最后，参照图 14 的流程图来概述按照本发明的示例性实施例的滤波器设计方法的总的流程。这个流程图不仅显示实际的设计步骤，而且也显示优选地连同本发明一起被使用的预先的步骤，所以，它代表了设计本发明的预补偿滤波器的总的步骤的例子，其中从未补偿的音频系统开始以及直到一个实现了的滤波器才结束。

总的设计方法在步骤 S1 开始。在步骤 S2，根据本领域技术人员熟知的方法确定音频系统的模型，例如，根据物理定律确定模型或通过使用已知的测试信号对于音频系统进行测量。然后在步骤 S3 配置固定的非零滤波器部件。这种配置可以通过使用缺省的配置的滤波器部件，通过从一组预先配置的滤波器部件中选择滤波器部件或通过输入用户特别定做的固定的滤波器部件而被执行。在步骤 S4，配置一个加权值。这是在一方面把预补偿滤波器近似为固定的滤波器部件与另一方面把预补偿的模型响应近似为参考系统响应这二者之间的一个加权值。这种配置可以通过使用缺省的预先配置的加权值、通过从一组加权值中选择一个加权值或通过输入一个完全新颖的加权值，以与用于滤波器部件相同的方式来执行。在步骤 S5（它代表本发明的优选实施例），要使包括了在步骤 S4 配置的加权值的判定函数相对于可调节的

补偿器部件被最优化。这个最优化可以给出一个可调节的补偿器部件，它在步骤 S6 连同固定的非零滤波器部件一起被使用来确定预补偿滤波器的滤波器参量。在步骤 S7，已确定的滤波器参量于是被实施为预补偿滤波器的滤波器硬件或软件。

如果需要的话，滤波器参量必须被调节。总的设计方法然后可重复进行（由虚线 400 示意地表示），或者某些步骤可重复进行（如由虚线 500 表示）。

上述的实施例仅仅作为例子给出，应当看到，本发明并不限于此。这里所揭示的和要求保护的基础原理的进一步的修正、改变和改进都属于本发明的精神和范围。

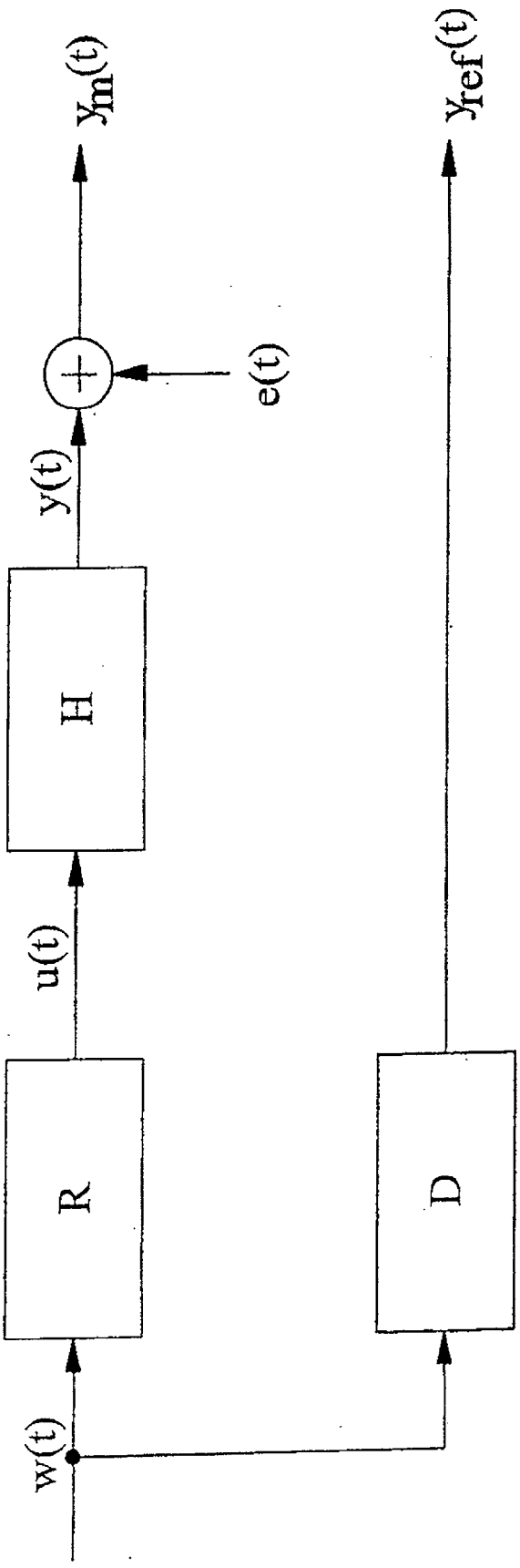


图 1

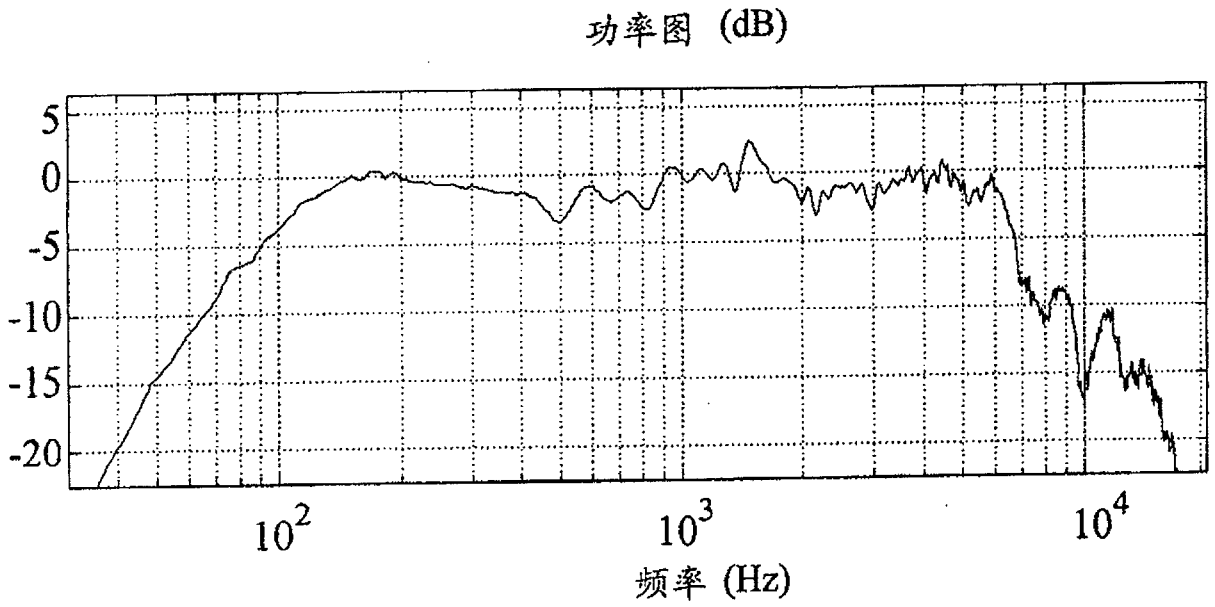

功率图 (dB)
5
0
-5
-10
-15
-20
10^2
10^3
10^4
频率 (Hz)

图 2A

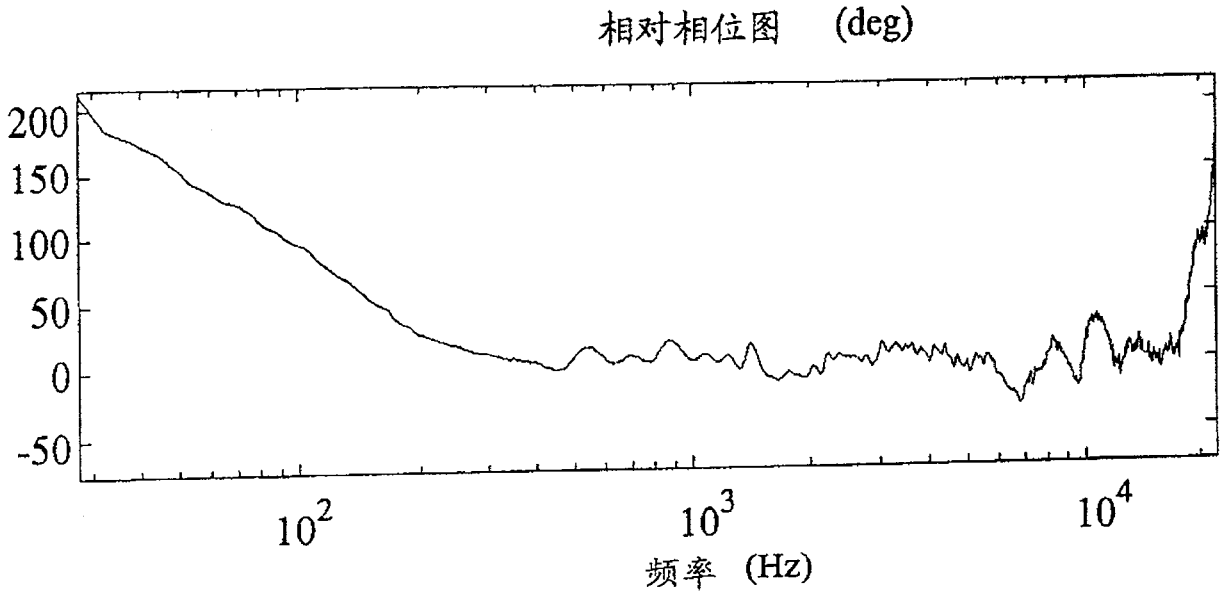

相对相位图 (deg)
200
150
100
50
0
-50
10^2
10^3
10^4
频率 (Hz)

图 2B

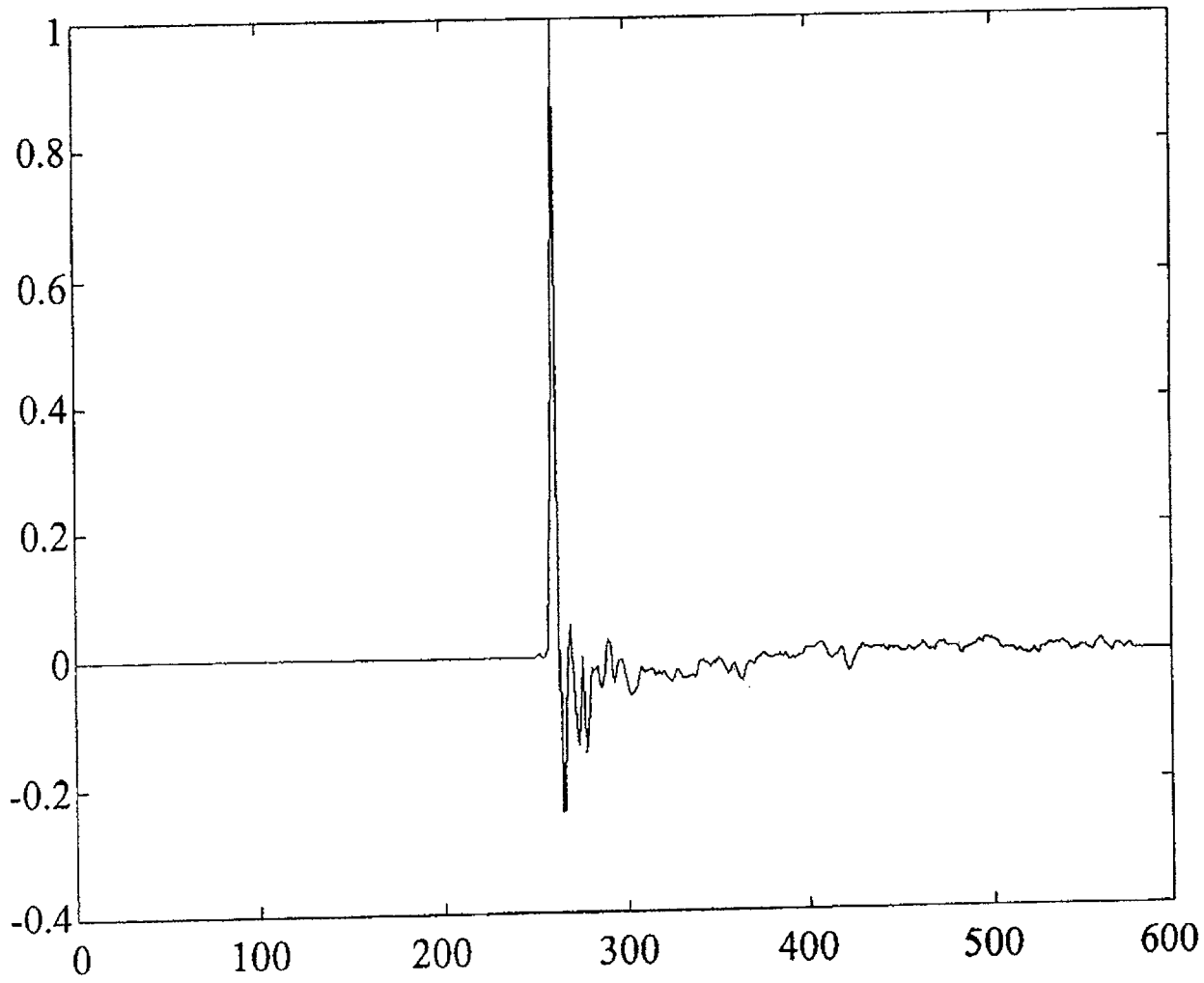


图 3

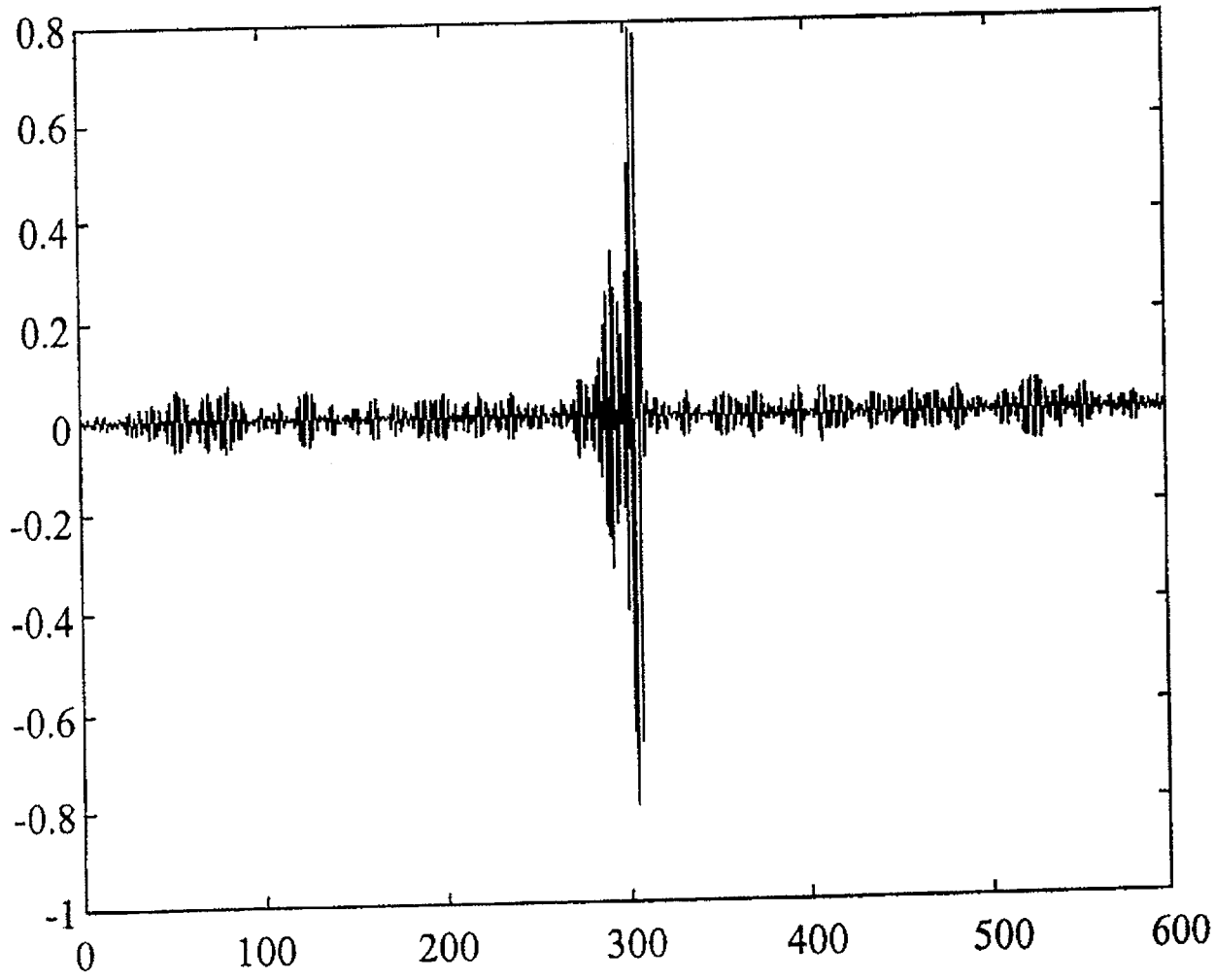


图 4

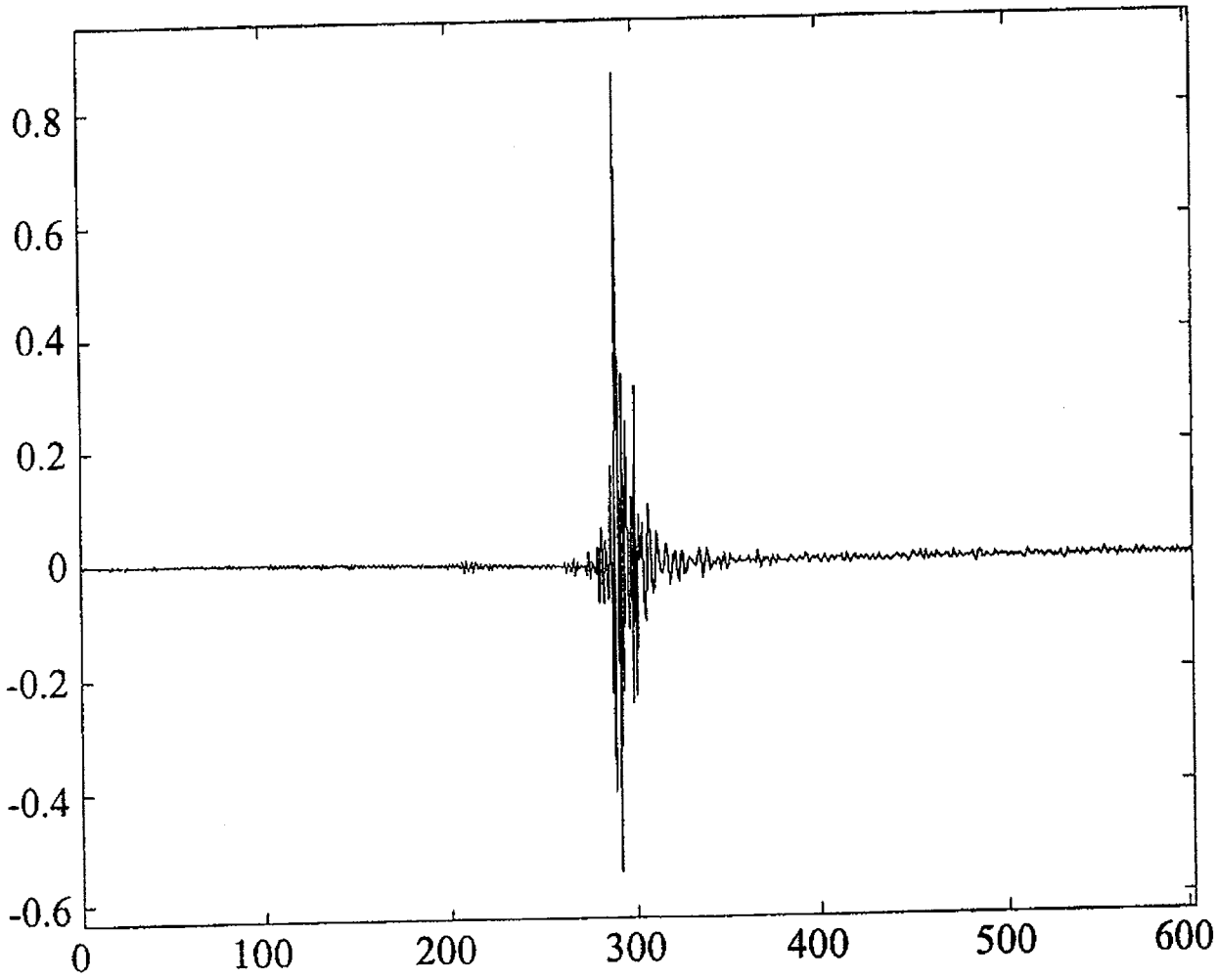


图 5

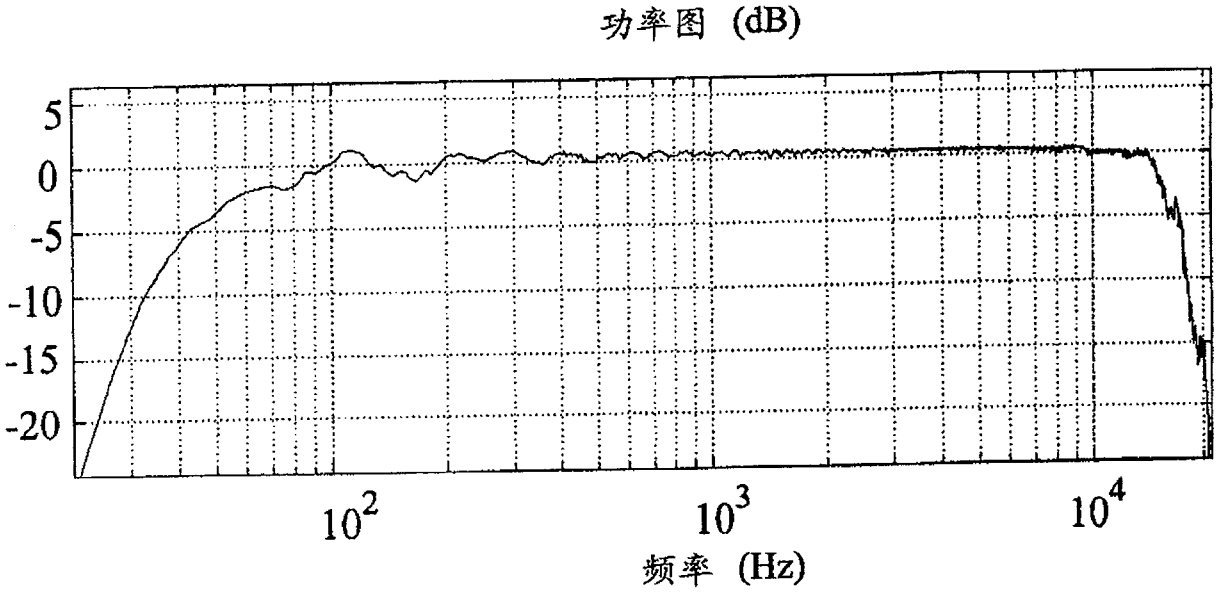

功率图 (dB)
5
0
-5
-10
-15
-20
10^2
10^3
10^4
频率 (Hz)

图 6A

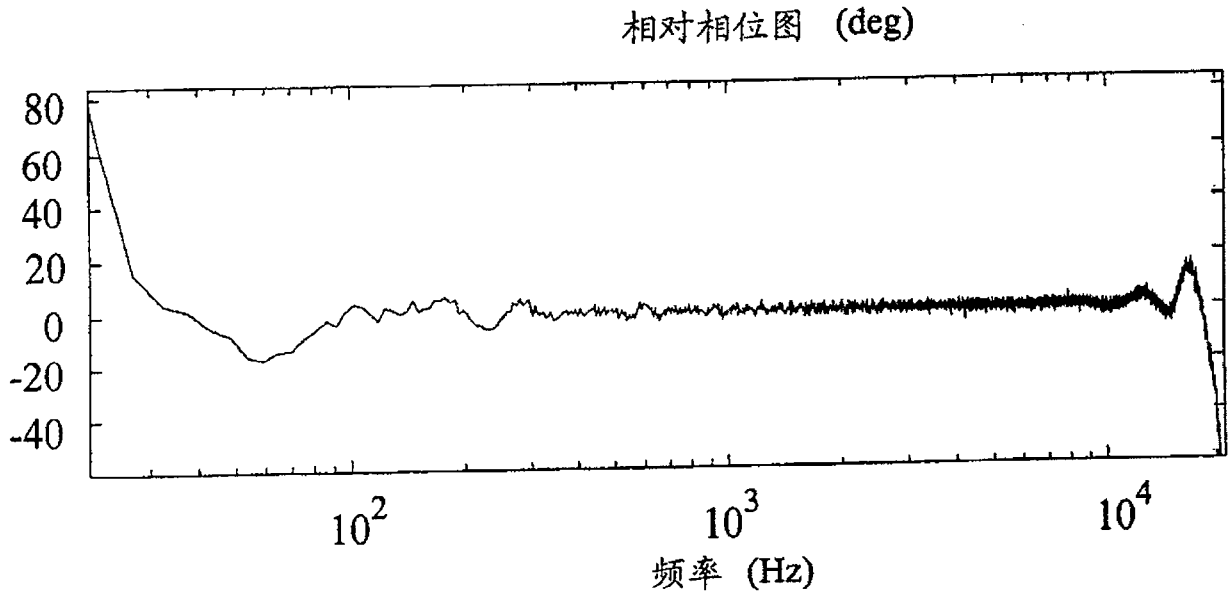

相对相位图 (deg)
80
60
40
20
0
-20
-40
10^2
10^3
10^4
频率 (Hz)

图 6B

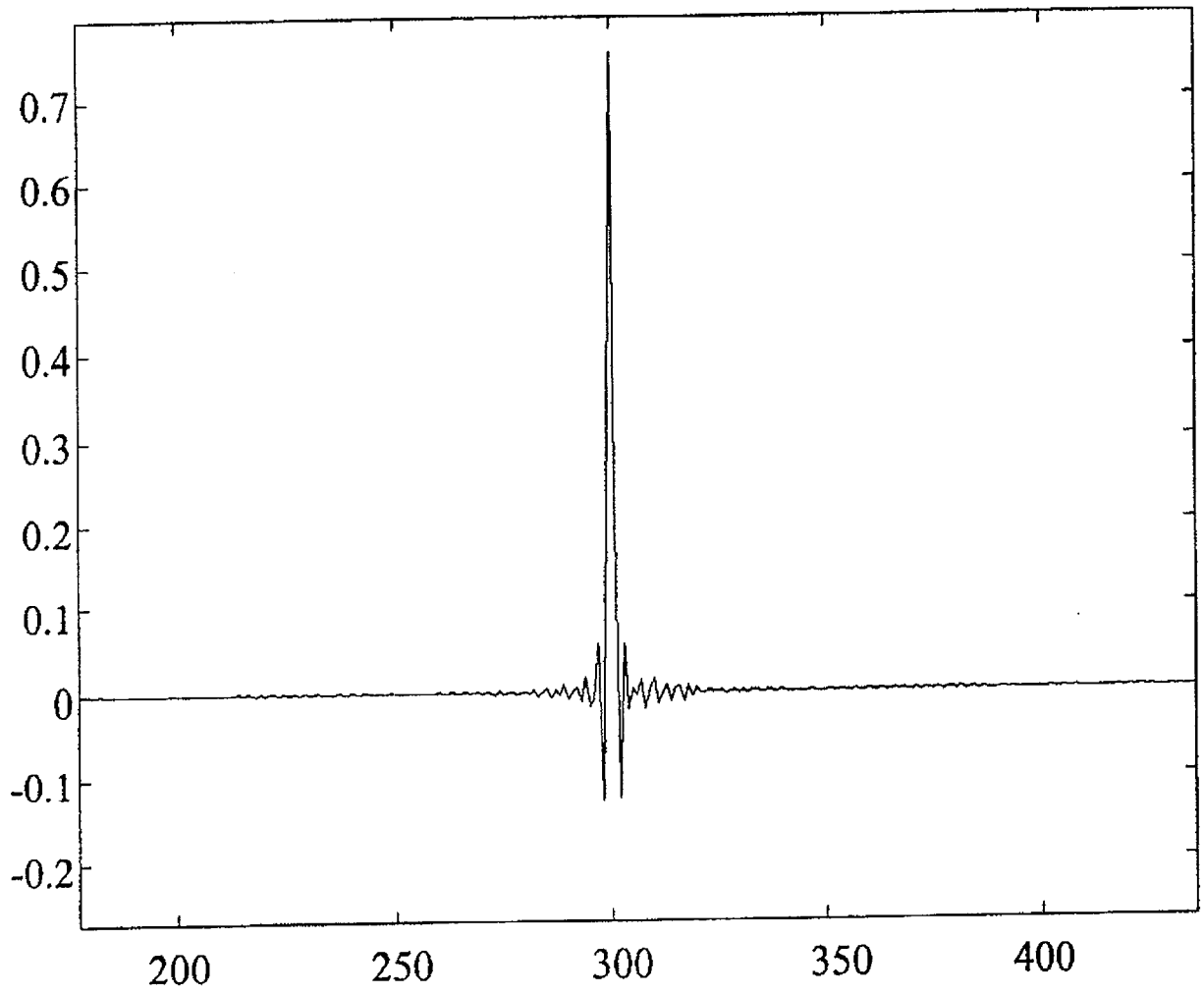


图 7

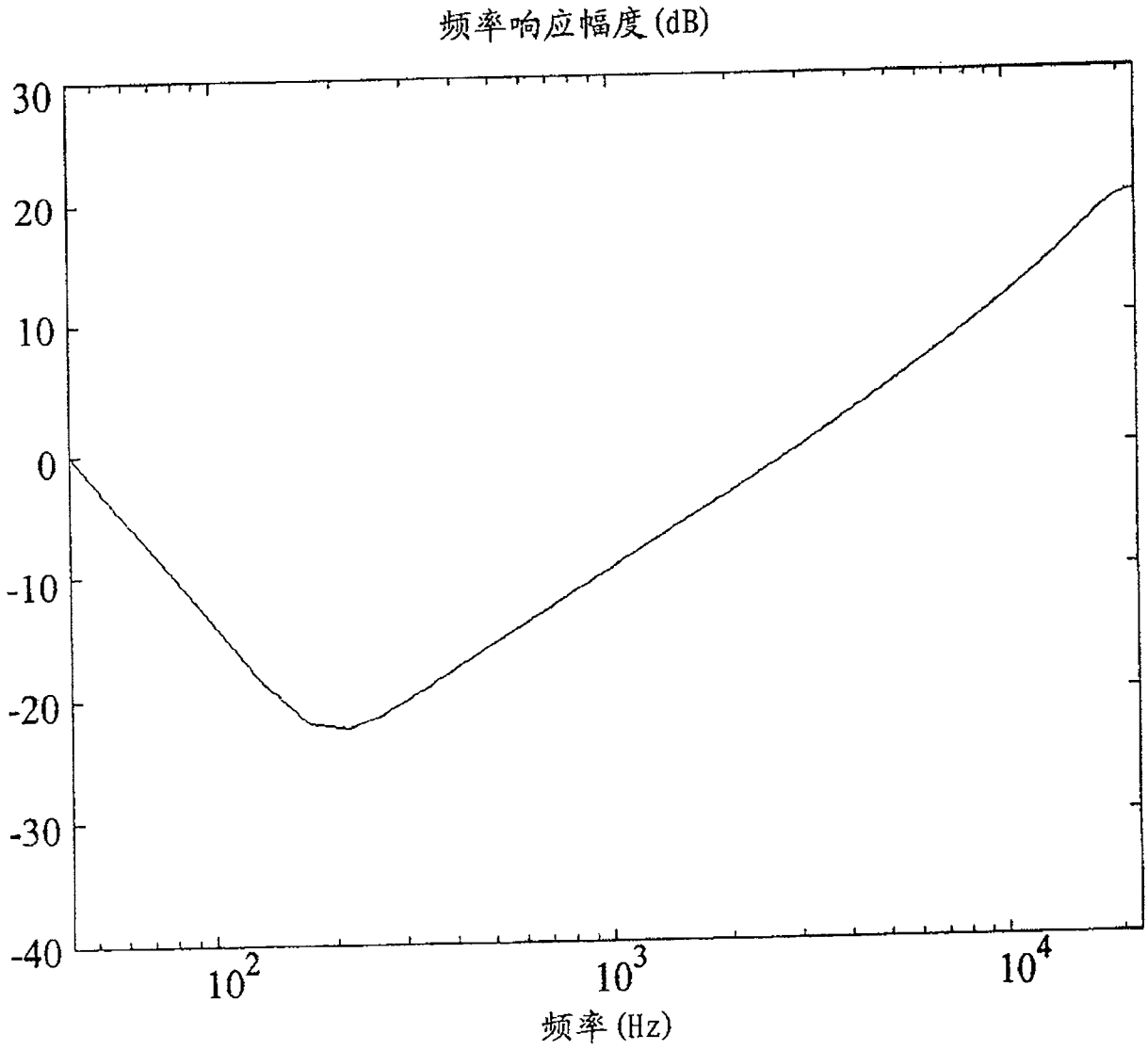


图 8

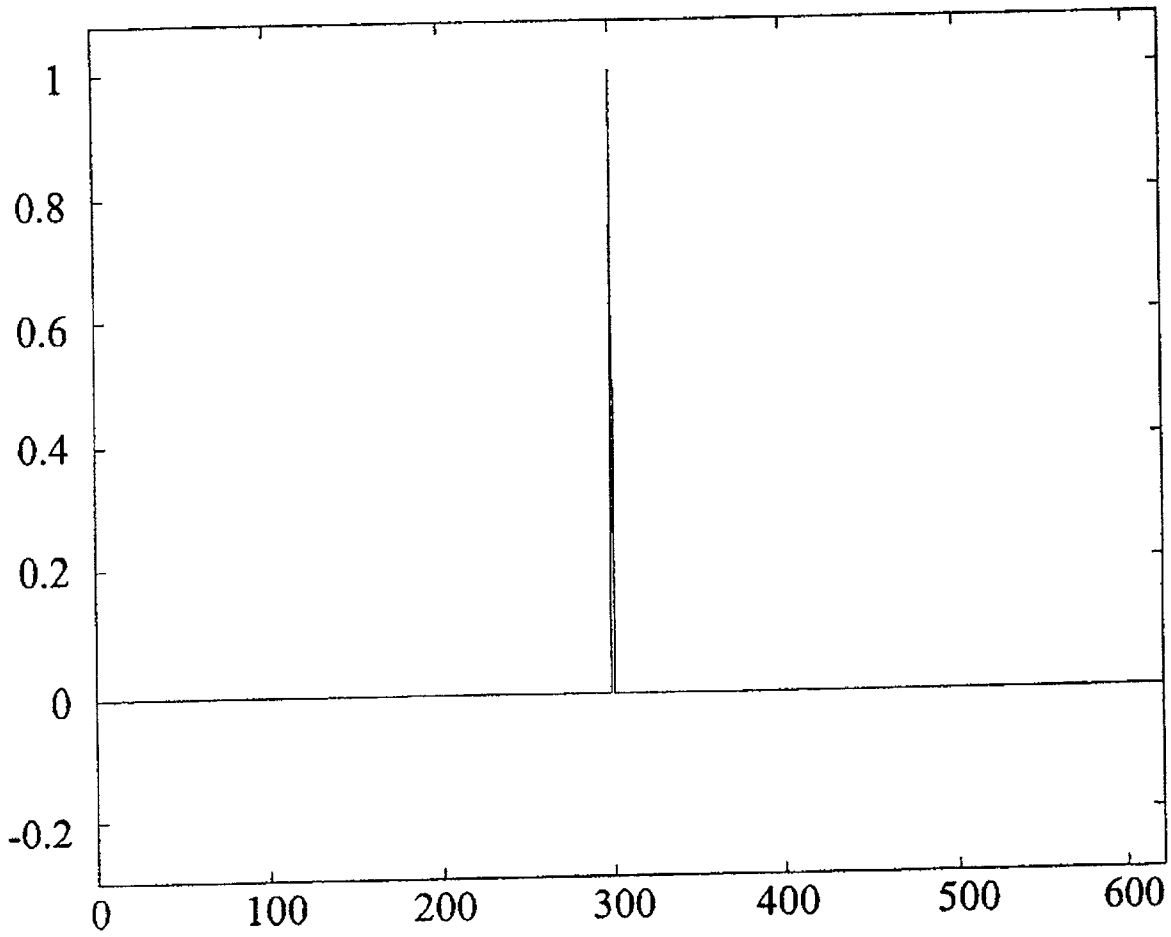


图 9

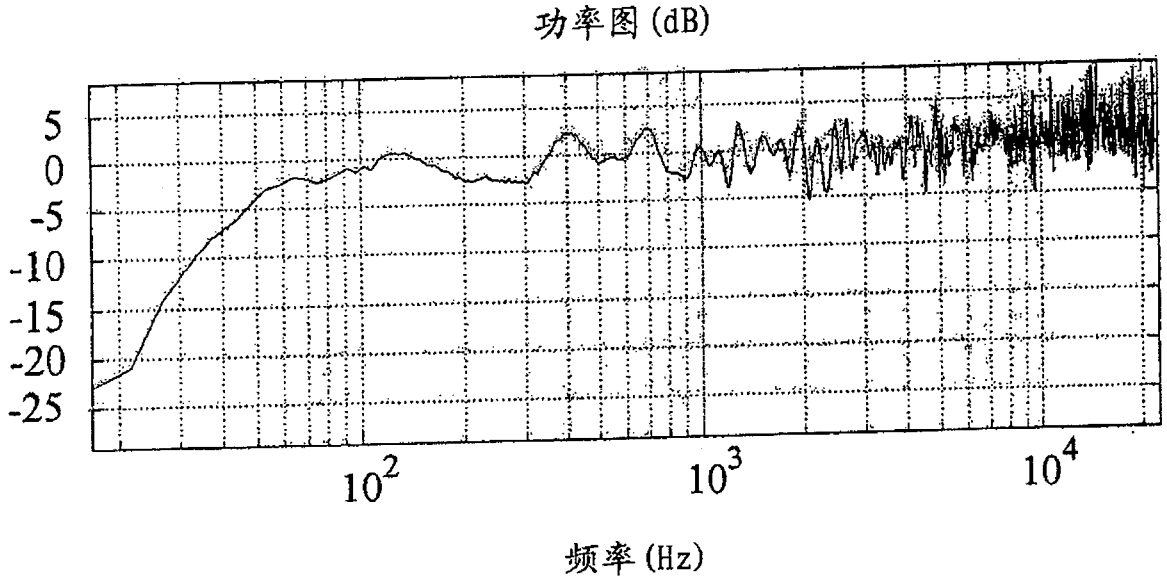

功率图(dB)
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
10^2
10^3
10^4
频率(Hz)

图 10A

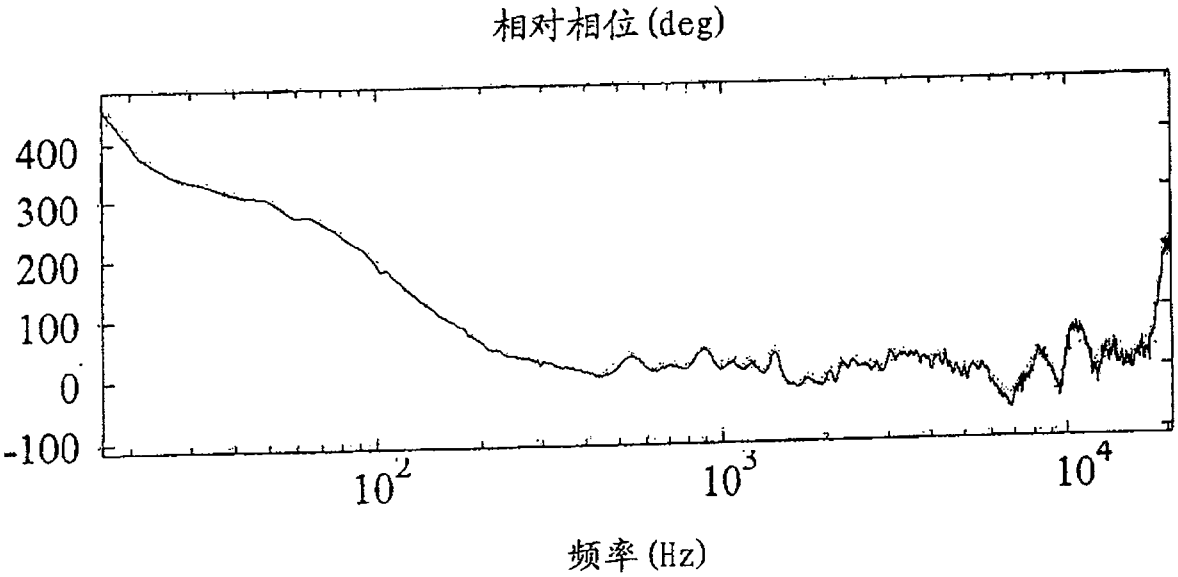

相对相位(deg)
400
300
200
100
0
-100
10^2
10^3
10^4
频率(Hz)

图 10B

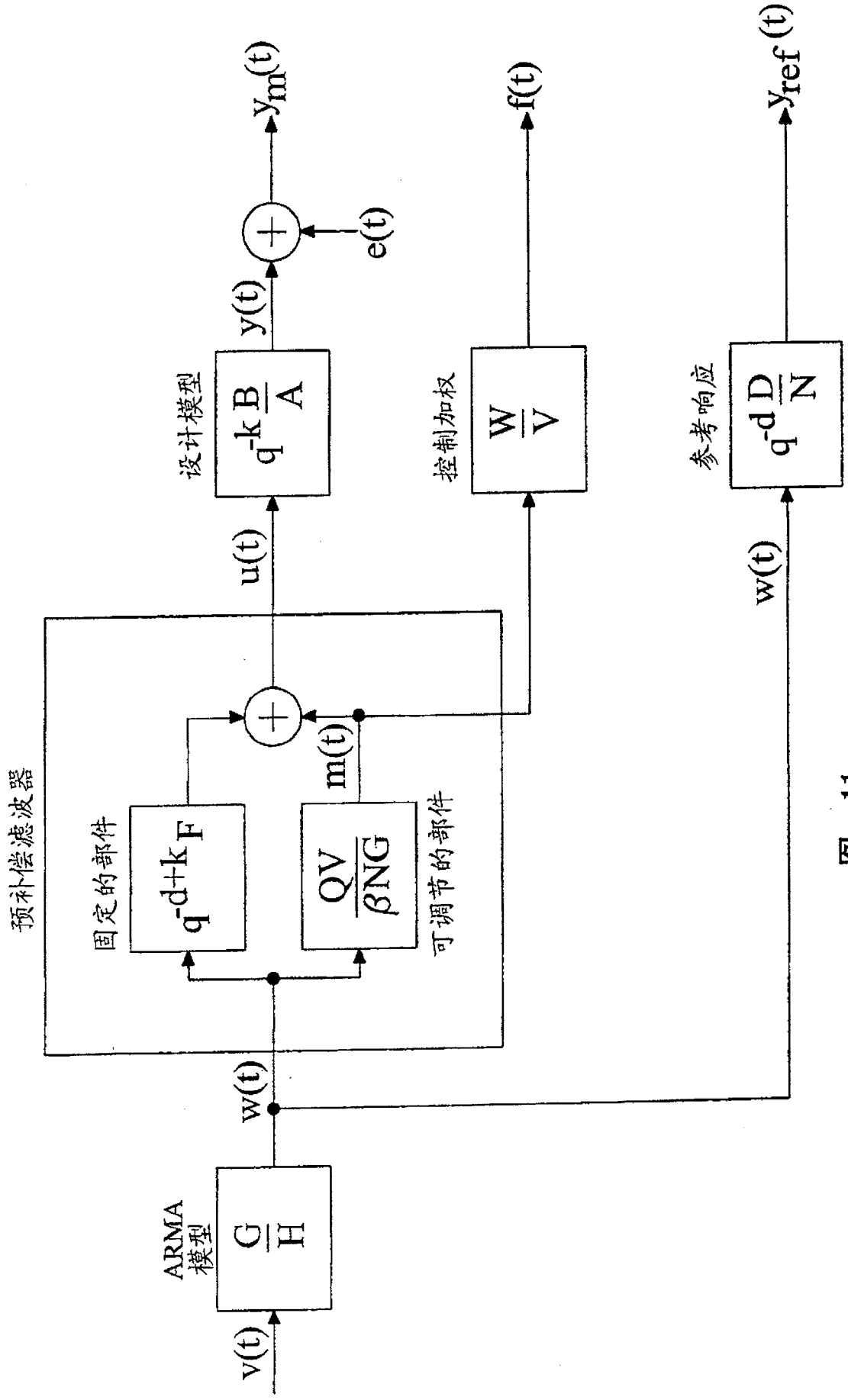

v(t)
ARMA 模型
G/H
w(t)
预补偿滤波器
固定的部件
$q^{-d+k}F$
可调节的部件
QV/βNG
m(t)
u(t)
设计模型
$q^{-k}B/A$
y(t)
e(t)
$y_m(t)$
控制加权
W/V
f(t)
w(t)
参考响应
$q^{-d}D/N$
$y_{ref}(t)$

图 11

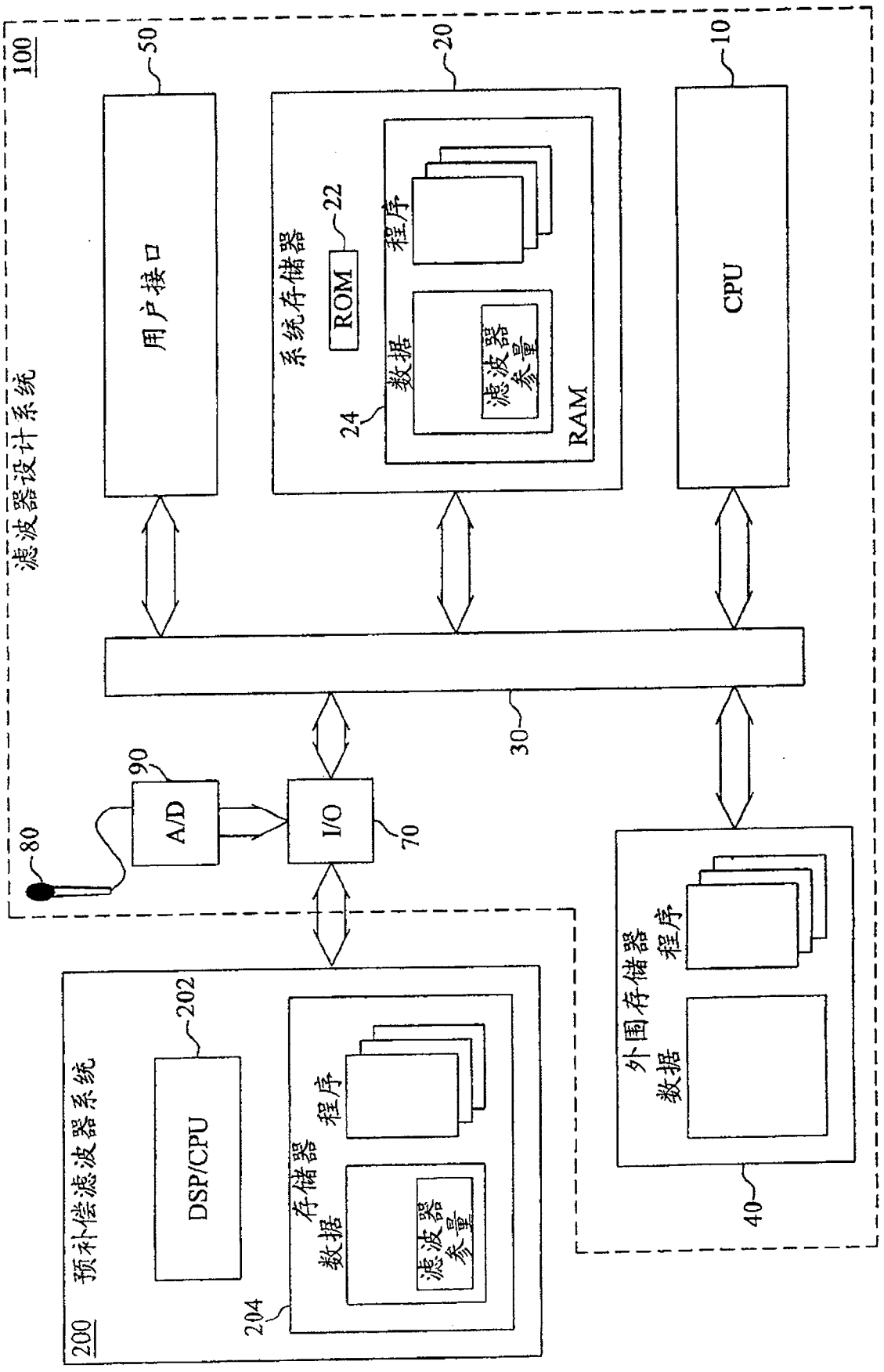

100
滤波器设计系统
50
用户接口
20
系统存储器
22
ROM
24
数据
程序
滤波器参量
RAM
10
CPU
30
90
A/D
I/O
70
80
200
预补偿滤波器系统
202
DSP/CPU
存储器
数据
程序
滤波器参量
204
外围存储器
数据
程序
40

图 12

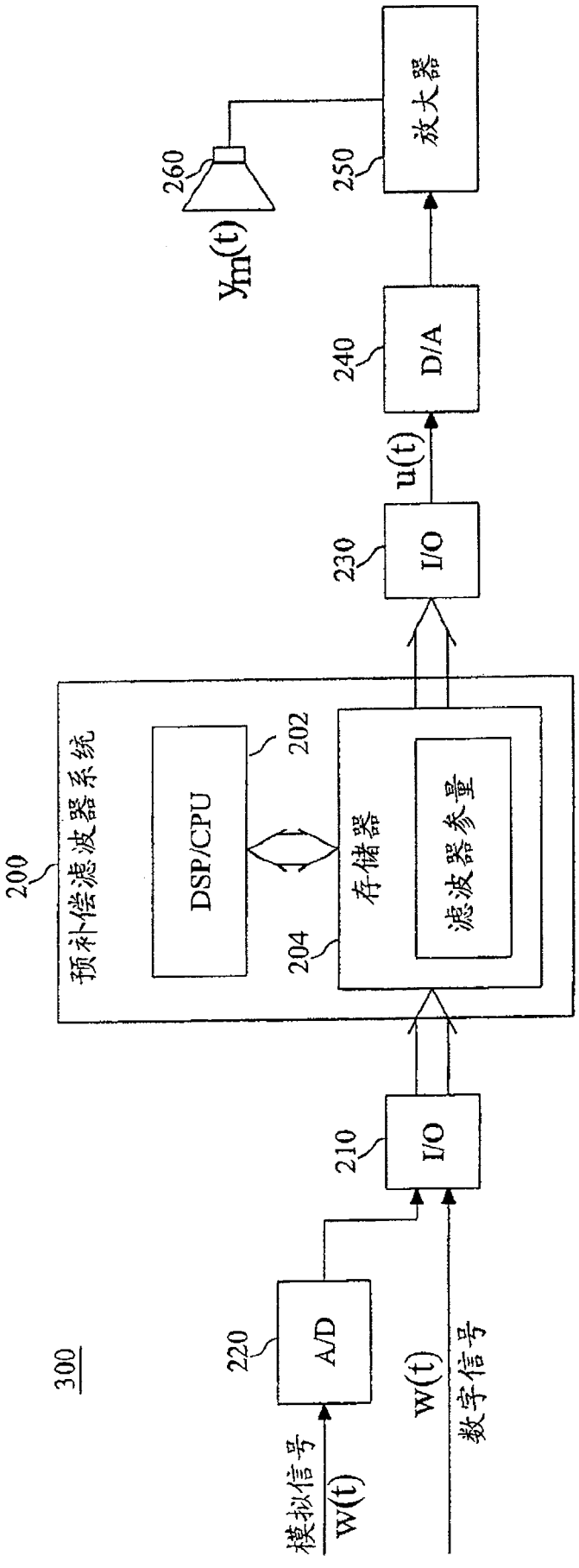

300
模拟信号
w(t)
220
A/D
w(t)
数字信号
210
I/O
200
预补偿滤波器系统
DSP/CPU
202
存储器
204
滤波器参量
230
I/O
u(t)
240
D/A
250
放大器
260
$y_m(t)$

图 13

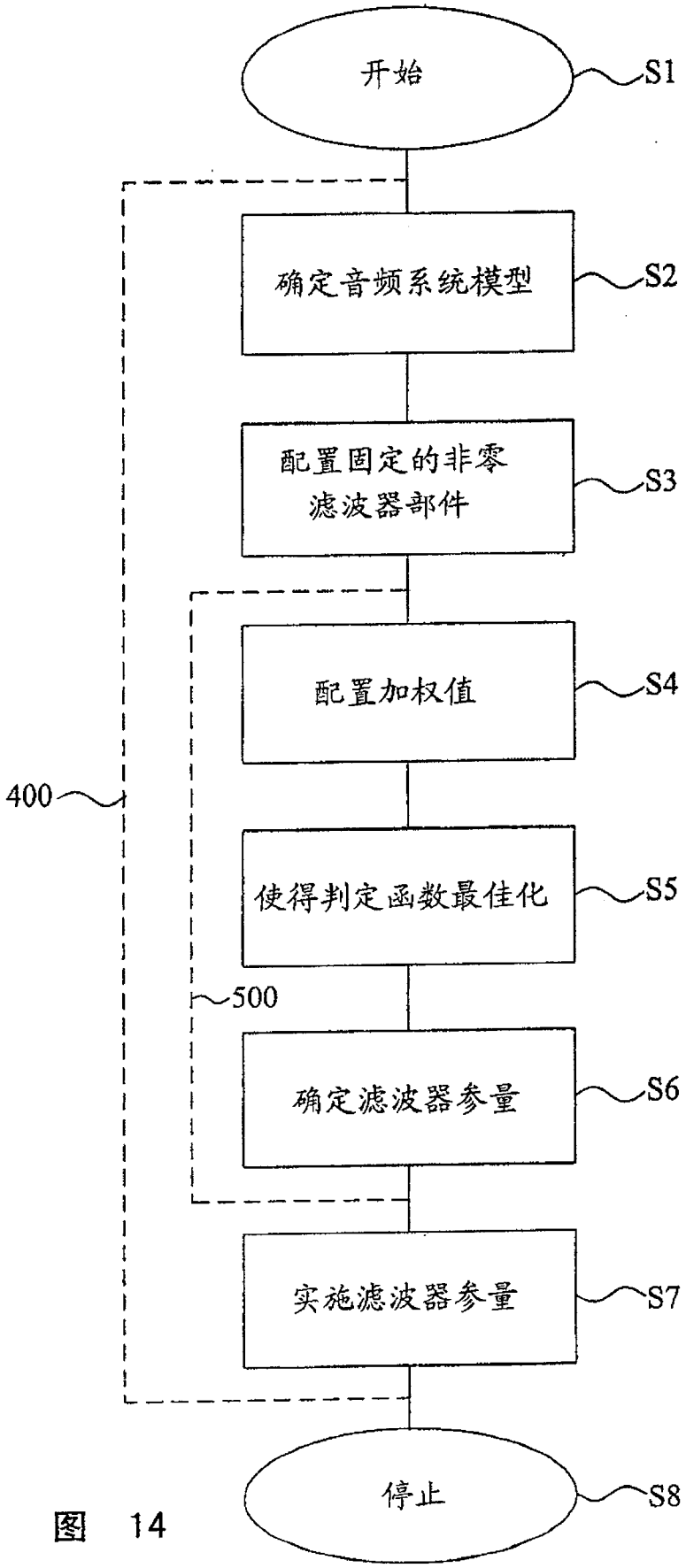

开始
S1
确定音频系统模型
S2
配置固定的非零
滤波器部件
S3
配置加权值
S4
400
使得判定函数最佳化
S5
500
确定滤波器参量
S6
实施滤波器参量
S7
停止
S8

图 14