[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04R 17/00

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02803483.X

[43] 公开日 2005 年 9 月 7 日

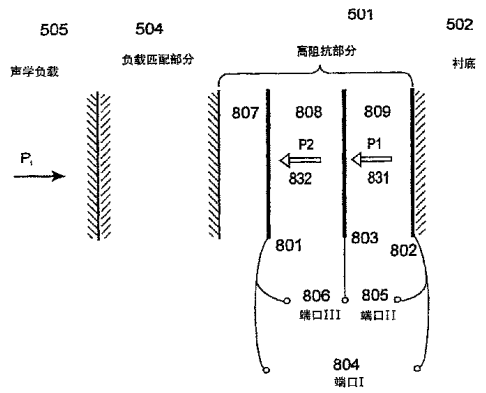
[11] 公开号 CN 1666568A

[22] 申请日 2002.1.7 [21] 申请号 02803483.X
[30] 优先权
[32] 2001. 1. 5 [33] US [31] 60/260,023
[86] 国际申请 PCT/NO2002/000005 2002.1.7
[87] 国际公布 WO2002/054827 英 2002.7.11
[85] 进入国家阶段日期 2003.7.7
[71] 申请人 比约恩·A·J·安杰尔森
地址 挪威特隆赫姆
共同申请人 通尼·F·约翰森
[72] 发明人 比约恩·A·J·安杰尔森
通尼·F·约翰森
[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
代理人 蹇 炜
权利要求书 9 页 说明书 34 页 附图 25 页

[54] 发明名称 宽带换能器

[57] 摘要

宽波段或多频率波段工作的超声体积波换能器和体积波换能器阵列，其中体积波从前表面射出，换能器装在吸收足够高的衬底材料上，从而可以忽略衬底材料中的反射波。 换能器由层形成，层包括高阻抗部分，高阻抗部分包括至少一层覆盖电极的压电层，形成电子端口；以及至少一层额外的弹性层，高阻抗部分的所有层具有完全相同的特性阻抗，层间产生的反射可以忽略。 换能器还包括负载匹配部分，负载匹配部分包括一套弹性层，用于高阻抗部分与负载材料之间的阻抗匹配，或者，高阻抗部分与衬底材料之间的阻抗匹配层，用于成形换能器的频率响应。 为了多波段操作，高阻抗部分包括覆盖电极的多个压电层，形成多个电子端口，能通过电子并联、反并联、串联或反串联进一步组合形成具有选择频率转移函数的电子端口。 每个电子端口可以连接到单独的电子接收器系统，通过选择各个端口的驱动信号，在发射模式中达到可以选择的电子并联、反并联、串联或反串联耦合的端口，使具有多波段频率成分的超声脉冲发射。 在接收模式中，各个电子端口的信号，可以在滤波器－组合单元中在孤立的放大器之后进行组合，得到复合电子端口，它具有很宽波段的转移函数和多波段转移函数，覆盖从第 1 到第 4 谐波波段的范围。



ISSN1008-4274

1．一种超声体积波换能器，用于以宽波段或多波段频率发射和接收超声脉冲，其中超声从前面射出并且沿着垂直于该前面的厚度方向，所述换能器包括：

高阻抗部分，包括多层堆积层，其中具有至少一层压电层和至少一层额外的弹性层，至少一层压电层具有被导电电极覆盖的前和后面，形成用于至少一个电子层端口的两个连接，层的特性阻抗彼此非常接近，使得高阻抗部分的总厚度确定压电层电子端口打开时高阻抗部分的厚度谐振频率；

高阻抗部分的后面，可以通过后阻抗匹配部分，在声学上连接到衬底材料，该后阻抗匹配部分包括至少一层弹性层的堆积，衬底材料具有非常大的声学吸收，从而衬底材料的反射波可以被忽略；

高阻抗部分的前面通过负载匹配部分在声学上连接到负载材料，负载匹配部分包括一套弹性层，负载匹配部分的层的特性阻抗在高阻抗部分与负载材料的特性阻抗之间，其数值是从高阻抗部分到负载材料单调下降的；

至少一个弹性层端口，用于在高阻抗部分的厚度明显大于半波长的频率下电－声耦合从换能器前面射出的振动。

2．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中压电层是基于整个压电材料与聚合物的复合材料。

3．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中高阻抗部分的至少一个额外的弹性层是电子空载压电层。

4．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中高阻抗部分的至少一个额外的弹性层是由硅制成的。

5．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中高阻抗部分的至少一个额外

的弹性层是由玻璃或玻璃复合材料制成的。

6．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中高阻抗部分的至少一个额外的弹性层是由锡，或镉，或铍，或铅，或铋，或铝，或镁的合金或纯金属制成的。

7．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中高阻抗部分的至少一个额外的弹性层是导电的并且也起到电极的功能。

8．如权利要求 4 和 7 所述的超声换能器，其中高阻抗部分的至少一个额外的弹性层是高度掺杂的硅。

9．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中高阻抗部分的至少一个额外的弹性层是由特性阻抗接近于整个压电材料的特性阻抗的材料制成的，并且弹性层在切割形成压电／聚合物复合材料之前粘贴到整个压电材料上，弹性层与压电层一起切割，用于制造特性阻抗彼此接近的聚合物和压电／弹性层的复合材料。

10．如权利要求 1 所述的超声换能器，其中首先制造切割槽之间的具有粗距离的压电／聚合物复合材料，接着将至少一层额外的弹性层应用到压电／聚合物材料上，最后切割层状的弹性和压电／聚合物结构，切割槽在第一切割槽之间，从而得到不均匀相对体积填充的压电／聚合物和弹性材料／聚合物，用于彼此匹配压电／聚合物和弹性材料／聚合物复合层的特性阻抗。

11．如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中至少一层弹性层是由导电材料制成的，起到连接压电接线柱的电极的功能。

12．如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中至少一层弹性层是在最终的切割之前在压电层的金属层上电镀形成的。

13．如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中至少一层弹性层是在最终的切割之前在压电层上厚膜印刷形成的。

14. 如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中弹性层的最终厚度是通过蚀刻得到的。

15. 如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中添加的弹性层能被蚀刻，弹性和压电层的接线柱的相对厚度是通过最终的切割之后的蚀刻减小的，用于调节弹性和压电层的特性阻抗的相对大小。

16. 如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中添加的弹性层能被电镀，弹性和压电层的接线柱的相对厚度是通过最终的切割之后的电镀增大的，用于调节弹性和压电层的特性阻抗的相对大小。

17. 如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中调节弹性和 / 或压电层的接线柱的厚度是通过另外的切割完成的，用于调节弹性和压电层的特性阻抗的相对大小。

18. 如权利要求 9 到 17 所述的超声换能器，其中至少一层弹性层是由金，或铁，或铜，或银，或黄铜，或铸铁，或锆，或锌，或钛，或锗，或砷化镓，或锡，或镉，或铍，或铅，或铋，或硅，或铝的合金或纯物质制成的。

19. 如权利要求 1 到 18 所述的超声换能器，其中负载或后匹配层中的至少一个是由玻璃或玻璃 / 固体颗粒的复合材料制成的。

20. 如权利要求 1 到 18 所述的超声换能器，其中负载或后匹配层中的至少一个是由固体颗粒和聚合物的复合材料制成的。

21. 如权利要求 1 到 18 所述的超声换能器，其中负载或后匹配层中的至少一个是由硅，或铝，或镁的合金或纯物质制成的。

22. 如权利要求 1 到 18 所述的超声换能器，其中后阻抗匹配部分的前层是导电的，并与后压电层电气接触，从而起到作为后压电层的后电极的功能。

23. 如权利要求 22 所述的超声换能器，其中后匹配部分的前层是由铋，

或铅，或铍，或镉，或锡，或砷化镓，或锗，或钛，或锡，或锆，或银，或铜，或金，或铂，或钨的合金或纯物质制成的。

24．如权利要求 9 或 10 所述的超声换能器，其中负载或后匹配层中的至少一个是在最终切割之前粘贴到高阻抗部分的层上，最后一起切割所有的层，用聚合物材料填充切割的槽，与聚合物材料形成复合材料，得到压电／聚合物，高阻抗弹性／聚合物，和阻抗匹配层／聚合物复合材料，可以具有不同的体积填充，从而所述层的特性阻抗被调节到转移函数的要求。

25．如权利要求 24 所述的超声换能器，其中添加的弹性层，以及切割之前的负载或后匹配层是由导电材料制成的，并且复合材料顶上的薄金属层将导电的接线柱结合在一起形成压电层的电极。

26．如权利要求 25 所述的超声换能器，其中负载和后匹配层的导电材料是由钛，或锗，或砷化镓，或锡，或镉，或铍，或铅，或铋，或硅，或铝，或镁的合金或纯物质制成的。

27．如权利要求 24 所述的超声换能器，其中添加的匹配层能被蚀刻，并且匹配层、高阻抗弹性层和压电层的接线柱的相对厚度在最终切割之后通过蚀刻减小，用于调节所述层的特性阻抗的相对大小，满足转移函数的需要。

28．如权利要求 24 所述的超声换能器，其中添加的匹配层能被电镀，并且匹配层、高阻抗弹性层和压电层的接线柱的相对厚度在切割之后通过电镀增大，用于调节所述层的特性阻抗的相对大小，满足转移函数的需要。

29．如权利要求 24 所述的超声换能器，其中调节匹配层，高阻抗弹性层和／或压电层的接线柱的厚度是通过另外的切割完成的，用于调节所述层的特性阻抗的相对大小，满足转移函数的需要。

30．如权利要求 1 到 29 中至少一项所述的超声换能器，其中高阻抗部分是由一个以上的覆盖电极的压电层组成，形成多个电子层端口，用于在

不同频率波段，电一声耦合到负载材料。

31．如权利要求30所述的超声换能器，其中通过直接导电连接被组合的层端口的电极，电子层端口组合成电子合成端口，例如形成串联、反串联，并联或反并联耦合的层端口，这取决于压电层的极化方向以及电极的连接。

32．如权利要求31所述的超声换能器，其中电子合成端口多于一个，并且至少一个合成端口在高阻抗部分的厚度明显大于半波长的频率下提供有效的换能波段。

33．如权利要求30或32所述的超声换能器，其中有源电子端口通过电子可控的开关实现电极的电气连接组合，用于电子选择有源端口的电子组合，例如形成层端口的串联，反串联，并联或反并联耦合。

34．如权利要求33所述的超声换能器，其中有源电子端口的数量是两个，定义为靠近声学负载的前端口以及靠近衬底的后端口，

后端口在高阻抗部分的厚度明显大于半波长的频率下提供有效的电一声换能，从而后端口在高频率波段是有效的，以及

通过电子串联或电子并联耦合前和后端口得到低频率电子端口。

35．如权利要求34所述的超声换能器，其中前和后端口的电子串联耦合是用前和后压电层的相同极化方向得到的，并且信号连接在前端口的前电极与后端口的后电极之间。

36．如权利要求34所述的超声换能器，其中前和后端口的电子并联耦合的实现是利用前和后压电层的相反极化方向，利用前端口的前电极与后端口的后电极之间的电气连接，利用前端口和后端口的中间电极，以及利用信号连接在前和后端口的这些前和后电极以及中间电极之间。

37．如权利要求34所述的超声换能器，其中两个有源端口电子地反并联或反串联组合，形成高频率电子端口。

38．一种超声换能器阵列，包括如权利要求 1 到 37 中至少一项所述的多个阵元换能器，彼此并排排列，从而阵元前面形成复合阵列放射表面，可以是弯曲的，每个阵元的电子端口连接到各个电子接收器系统上，用于根据公知原理电子操纵阵列的聚焦以及也可以是声束方向。

39．如权利要求 38 所述的超声换能器阵列，其中高阻抗部分内部的至少一个电极接地，并在整个阵列的所有阵元换能器之间形成连续的电极，用于将整个阵列的此电极简单地接地，并且端口的其它电极的连接是通过高阻抗部分的前和后面，和／或通过高阻抗部分的侧面实现的。

40．如权利要求 39 所述的二维超声换能器阵列，其中前电子端口的一些前电极通过高阻抗部分的前弹性层，也可以通过负载匹配部分的至少一层连接到仪器，并且后电子端口的一些后电极通过至少一个可能的后匹配层，也可以通过衬底材料连接到仪器，同时内部接地电极在整个阵列中连续延伸。

41．一种超声接收器系统，包括：

超声体积波换能器，具有几个电子端口耦合到相同的声学前面端口，电－声端口的转移函数在不同频率波段下有效工作；

接收放大器，在接收模式选择性连接到每个电子端口，提供具有实际电－声端口转移函数的接收信号；

发射放大器，选择性地连接到每个电子端口，从而在发射模式能选择一个特殊电－声端口的发射信号，用于有效发射在选择端口的频率波段的超声波；

从而通过在至少两个电子端口对组合的发射器信号的组合，能得到组合电－声端口的转移函数，例如电子并联、反并联、串联或反串联耦合的端口，

从而通过在至少两个电子端口对组合的发射器信号的选择，能发射成

分在多频率波段的组合信号。

42. 如权利要求 41 所述的超声接收器系统，具有额外信号组合单元，在接收模式下，在接收器放大器之后将几个电声端口的接收信号组合，也可以在信号滤波之后，以提供宽波段或多频率波段的接收信号。

43. 如权利要求 42 所述的超声接收器系统，其中信号组合单元具有滤波器，提供相对于对方具有谐波频率的多个信号，特别是频率成分在相对于对方具有第 1 和 / 或第 2 和 / 或第 3 和 / 或第 4 谐波的波段中。

44. 如权利要求 41 所述的超声接收器系统，其中换能器是由几个层状部分形成的，并且超声从前面并且在垂直于换能器前面的厚度方向上射出，换能器包括：

高阻抗部分，由特性阻抗彼此非常接近的多个堆积层组成，此部分在声学上作为一个单元，从而高阻抗部分的总厚度定义为打开电子端口时高阻抗部分的厚度谐振频率，

高阻抗部分的后面，在声学上连接到衬底材料，可以通过后阻抗匹配部分，衬底材料具有非常大的声学吸收，使衬底材料中的反射波能被忽略，

高阻抗部分的前面，在声学上连接到负载材料，通过由一套弹性层组成的负载匹配部分，

高阻抗部分由至少两个压电层组成，前和后面被导电的电极覆盖，形成每个层的电子层端口的两个连接，

电子层端口的表征是通过一些端口在高阻抗部分的厚度明显大于半波长的频率下，执行有效电－声耦合，并且在高阻抗部分的厚度小于半波长且后阻抗较低，以及在比 1/4 波长低且后阻抗分别高于高阻抗部分的特性阻抗的频率下，其它端口转移函数是有效的。

45. 如权利要求 44 所述的超声接收器系统，其中

一些电子层端口的电极导电地组合，形成电子合成端口，例如是所涉

及层端口的串联、并联、反并联或反串联耦合，

电－声合成端口的转移函数在不同频率波段具有有效的工作，其中至少一个合成端口转移函数在高阻抗部分的厚度明显大于半波长的频率下是有效的，并且至少一个端口的转移函数在高阻抗部分的厚度小于半波长且后阻抗较低，以及在比 1/4 波长低且后阻抗分别高于高阻抗部分的特性阻抗的频率下是有效的。

46．如权利要求 41 所述的超声接收器系统，具有如权利要求 1 到 37 中至少一项所述的换能器。

47．如权利要求 41 到 46 中至少一项所述的超声接收器系统，其中电子端口的数量是两个，定义为靠近负载的前端口和靠近衬底的后端口，并且压电层电子极化的布置使：

通过端口的并联耦合在低频率波段的发射操作是通过使用相同的电压信号驱动端口完成的，其中电压的极性是指端口压电材料的极化方向，

通过端口的反并联耦合在高频率波段的发射操作是通过使用极性相反以及形式相同的电压信号驱动端口完成的，其中电压的极性是指端口压电材料的极化方向，

在最宽频率波段下的发射操作是通过在后端口有电压驱动信号而在前端口没有驱动信号完成的，

具有组合的低和高频率波段的组合信号的发射操作是通过使用电压信号驱动端口完成的，其中电压信号是每个端口上相等的低频率信号与仅在一个端口上的高频率信号或者每个端口上极性相反的高频率信号之和，其中电压的极性是指端口压电材料的极化方向。

48．一种超声阵列接收器系统，包括如权利要求 41 到 47 中至少一项所述的多个超声接收器系统，包括具有多个电子端口的超声阵元换能器，阵元换能器彼此并排排列，从而阵元放射前面形成复合阵列放射表面，可

以是弯曲的，每个阵元换能器的电子端口连接到各个电子接收器上，用于根据公知原理电子操纵阵列的聚焦，也可以是声束方向。

49．如权利要求48所述的超声阵列接收器系统，其中阵元换能器高阻抗部分内部的至少一个电极接地，并且接地电极在整个阵列的所有阵元换能器之间形成连续电极，用于将整个阵列的此电极简单地接地。

50．如权利要求49所述的超声阵列接收器系统，其中每个阵元换能器包括两个电子端口，共享一个公共接地电极，公共接地电极位于高阻抗部分内部并在整个阵列中延伸，并且端口的其它两个电极的连接是通过高阻抗部分的前面和后面或侧面。

51．如权利要求49或50所述的超声阵列接收器系统，其中前电子端口的一些前电极通过高阻抗部分的可能的前弹性层，也可以通过至少一个负载匹配层连接到仪器，并且后电子端口的一些后电极通过可能的至少一个后匹配层和可能的衬底材料连接到仪器，同时内部接地电极在整个阵列中连续延伸。

52．如权利要求1到51中至少一项所述的超声换能器或阵列换能器，密封在接地的、导电的盒中，与换能器或换能器阵列的信号电极电气绝缘。

宽带换能器

技术领域

本发明涉及宽频带工作的高效超声体积波换能器，以及具有在多个频带高效工作的多个电子接口的换能器，例如具有谐波关系的频带，其可以接收发射频带的第 1，和 / 或第 2，和 / 或第 3，和 / 或第 4 谐波频带。

背景技术

在医学超声成像中，使用发射脉冲的多个中心频率优化图像的分辨率，用于所需的成像深度。为了成像较深的器官，可以使用降低到 2MHz 的频率，而对于浅的深度，可以使用高于 10MHz 的频率。

很多情况下在一个频率波段内发射超声脉冲，并在另一个频率波段接收背散射信号。例如，在组织的第 2 谐波成像中执行这一过程，其中接收波段集中在发射脉冲波段的第 2 谐波频率附近。组织的非线性弹性使向前传播的脉冲失真，随深度增加增大了脉冲中的较高谐波含量。这种方法大大减小了超声成像的噪音。

第 2 谐波成像也用于检测超声造影剂。由于造影剂的非线性弹性非常强，所使用的接收波段集中在高于第 2 谐波波段，例如发射频带的第 3 或第 4 谐波成分，这也是引起关注的。

发射具有两个单独频率波段的超声脉冲也是有用的，可用于软组织和超声造影剂的成像。非线性效应将在散射信号中引入新的频率波段，集中于发射的中心频率的和与差附近。当发射的频率波段的中心频率相同时，差频是指组织或造影剂弹性的非线性产生的次谐波频率成分。

医学成像用的传统超声换能器在一些应用上具有局限性，因为他们在有限波段的频率内是有效的。换能器中的有源材料通常是一片以厚度模式振动的压电陶瓷。有时也使用其它的压电材料，像 $LiNbO_3$ 晶体或 PVDF 聚合物。在以下的描述中，我们主要提到陶瓷材料，但应当理解的是，可以以相同的方式使用其它的压电材料。

陶瓷的机械特性阻抗（Z_x~34MRayl）比组织的机械特性阻抗（Z_x~1.5MRayl）高得多，因此，组织与陶瓷片间的能量耦合本质上非常低。为了提高能量耦合，当背衬（backing mount）的特性阻抗小于压电片时，压电片工作在λ/2 谐振附近；或者当背衬的特性阻抗大于压电片时，压电片工作在λ/4 谐振附近。谐振增大了厚度振动的振幅，因此改善了谐振频率下的组织/陶瓷能量耦合。但是，谐振给出有限带宽的能量耦合，限制了换能器发射的最小脉冲长度。

为了提高能量耦合的带宽，通常在组织与陶瓷片之间使用阻抗匹配层，以增大从陶瓷片到组织上的机械阻抗。并且，使用公知的陶瓷/聚合物复合材料提高了组织/陶瓷能量耦合的带宽。这种材料的制作是通过在陶瓷片上形成菱形槽并用较软的聚合物填充槽，一个生产机械阻抗为 Z_x~12-20MRayl 的复合陶瓷/聚合物材料的过程，上述机械阻抗明显低于整体陶瓷。

即使使用这些技术，也难以使有效能量耦合带宽大于中心谐振频率的 80%，对于第 2 谐波成像将带宽限制在 35%，并且不可能使用高于背散射信号的第 2 谐波成分进行成像。其原因是，换能器片是结构中的主要谐振层，电极布置在压电层的表面，从而电极距离在高频时变大。

对于提高带宽的第 2 谐波成像，其换能器结构具有两个压电层，电极位于表面上，从而产生双带性能[1,2,3]。通过电极的耦合，可以选择性地在低和高频率波段发射，并在相同的低和高频率波段选择性地接收。但是，目前的专利没有很好地利用多层设计，用于尽可能宽的带宽，并且在不同频率

波段选择换能的灵活性受到限制。

本发明提出一种新型的层状换能器结构，包括设计的优选实例，用以提供比先前设计宽的换能带宽，允许在两个倍频程发射和接收超声脉冲，即最低频率带的第 1 到第 4 谐波成分。本发明还提供高效制造层状结构的细节。增大带宽的方法对于单压电层换能器也是有用的，使这种换能器的相对带宽增大到 100％以上。这使单压电层换能器对第 2 谐波成像是有效的，并且在不同频率波段对于第 1 谐波成像也是有效的。

本发明还涉及多层换能器中电一声端口宽范围组合的电子选择的方法，对换能器有效换能波段进行电子选择的方法。这允许使用发射器放大器，将驱动电压在＋V、－V 和 0 之间转换，发射频率组成在多个波段的超声脉冲，即第 1 和第 2 谐波波段。本发明还涉及将从多个电子端口接收的信号进行组合的方法，用于在超过两个倍频程频率下，或者在发射频率波段的第 1、第 2、第 3 甚至第 4 谐波组成中并行接收信号。

发明内容

本发明解决了在宽频率波段或在分离的频率波段对于发射和接收能高效工作的超声换能器的基本需要，从而：1）可以使用相同的换能器在几个超声频率下工作，以便对于实际的深度选择最佳的频率；2）使用第 2 调和测度和成像可以得到宽的发射和接收波段；3）可以接收高于第 2 谐波成分的发射脉冲，使用高的非线性弹性性能测量和成像物体；以及 4）可以发射含有多于一个频率波段的频率的复超声脉冲，并且接收频率波段集中在发射中心频率的和与差附近的信号。

根据本发明，换能器的这种宽波段或多波段操作通过以下三个设计特性实现：

1．总结构：整个换能器是由一套装在衬底材料上的压电层和纯弹性层

组成的，衬底材料具有高的吸收，从而可以忽略衬底材料中的反射波。这些层分组为：1）心部的高阻抗部分，含有压电层；2）高阻抗部分与负载之间的弹性阻抗匹配层的负载匹配部分；3）也可能是高阻抗部分与衬底材料之间的弹性阻抗匹配层的后匹配部分。

高阻抗部分包括压电层还可能包括纯弹性层，其中所有这些都接近于相同的特性阻抗 Z_x，是整个结构中的最高值。由于特性阻抗的精确值难以控制并且甚至可以在压电层中改变，这一部分内的固定特性阻抗的要求必须认为是模糊的和不精确的，其中可以接受高达 20％的变化，如下所述。基本要求是，高阻抗部分在确定结构的谐振时作为一个单元。结构的谐振由整个高阻抗部分的总厚度 L_x 确定，而不是由各个压电层的厚度确定。

换能器高灵敏度的获得是通过将发射到衬底的功率减小到最低程度。其实现是通过选择特性阻抗尽可能最低或最高的衬底材料，从而衬底材料的速度反射系数接近于+1 或-1。压电部分与衬底之间的匹配层可用于在某些频率范围内减小发射到衬底的功率，例如用于增大一个波段中高频率下的灵敏度。使用这种匹配的问题是，谐振特性可以减小换能器的总工作波段。

负载匹配层是根据公知的方法选择的，用于在尽可能宽的频率范围内，将负载特性阻抗转换到接近 Z_x 的较高值。这是用标准方法实现的，例如，高阻抗部分与负载匹配部分之间的反射系数，可以选择相同的脉动，或指数衰减，$\lambda/4$ 层厚的匹配层位于有效匹配波段的中心。具有这样的层排列，高阻抗部分与负载匹配部分之间的反射系数可以在阻抗匹配的有效频率范围内变小。本发明还涉及制造这种层的新方法，其中的金属 / 聚合物复合材料类似于下面所述的高阻抗弹性层。

当从压电部分向负载看的阻抗偏离 Z_x 时，在通过高阻抗部分的往返传播相位（$2kL_x$）与在高阻抗部分的负载和后界面的反射系数相位之和是 2π 的整数倍时，产生谐振。这里，$k=\omega/c$ 是压电部分在角频率 ω 和波传播速度 c 时

的波数。

具有如下面第 2 点讨论的恰当放置的电极，谐振提供了电子端口的阻抗的改善的相位，因此在谐振波段改善换能器的灵敏度。根据本发明，高阻抗部分的厚度谐振用于在低和高频率下提高换能效率，而负载匹配部分在这样的频率下开始变得无效，因此可以增大换能器的有源换能波段。为了达到这种效果，高阻抗部分的厚度通过添加弹性层而增大，在负载匹配有效波段的低侧和高侧，引入此部分的谐振。

高阻抗部分中添加的弹性层可以是负载的或空载的压电层，已经具有与此部分中其它压电层相同的特性阻抗。复合压电材料的特性阻抗也可降低到 12-20MRayl 的范围，其中可以发现具有相似阻抗的其它的材料，像铝（Al: Z_0~17.3MRayl）和镁（Mg: Z_0~10 MRayl）以及半导体硅（Si: Z_0~19.5MRayl）。导电金属和高度掺杂的 Si 也可用作结构中的电极，晶体管放大器和开关也可集成在 Si 层中。弹性层中横向模式和切变波的激励可能产生问题，这取决于尺寸。这种情况下，本发明提供的解决方法是，直接在未切割的整个铁电陶瓷材料上附着银层（Ag: Z_0~38MRayl）、锆层（Zr: Z_0~30.1 MRayl）或锌层（Zn: Z_0~39.6MRayl）。其它的实际材料是合金，如黄铜（Z_0~36MRayl）或铸铁（Z_0~33MRayl）。这些材料的特性阻抗非常接近陶瓷材料，并可以与陶瓷层一起切割，形成最终的金属 / 陶瓷 / 聚合物复合材料。接着，金属 / 聚合物复合材料的弹性层可用作部分电极，因为它们提供与铁电陶瓷片的直接金属连接，如下所述。本发明也涉及相似的方法，用于制造减小横向耦合的高阻抗负载匹配层。聚合物与钨或其它重粉末的混合物也可用作高阻抗部分的弹性层，但与其它方法相比，它们具有大的功率吸收并因此减小灵敏度。

2．电极布置：导电的电极层插在高阻抗部分的压电层的表面，将高阻抗部分分成弹性和压电层，由电极分隔。两个这样的电子层和一个中间压电层组成一个电子层端口。电极布置的选择，使端口的有源频率波段以及电极

之间压电层的高厚度振动振幅得以形成。

为了尽可能最宽的带宽，后电极位于衬底座与高阻抗部分之间的界面上（衬底上没有匹配层），因为这个位置对于所有频率都是波腹（对于低阻抗衬底）或节点（对于高阻抗衬底）。其它电极位于在衬底界面前面的波腹处选择的实际频率波段的中心。这使电极之间的材料在中心频率产生最大的厚度振动，并且当后电极相对于驻波图静止时，可以得到电子拾取（pick-up）的尽可能最宽的带宽。

当后电极位于波腹（低衬底阻抗），电极间的距离为半波长的奇数倍时，或者后电极位于节点（高衬底阻抗），电极间的距离为 1/4 波长的奇数倍时，可以得到最大的电子拾取。在某些情况下，需要使用有限的换能器的换能带宽对超声脉冲滤波，例如，衰减谐波成像的发射脉冲的第 2 和第 3 谐波成分。这可以通过将后和前电极定位在驻波图中得到加强，从而在这些频率上以相同的相位和振幅振动。

3．组合电子端口：高阻抗压电部分可以包括几个覆盖有电极的压电层，每层形成一个电子端口。几个电子层端口的信号可以有利地组合在一起，影响所有转移函数。最简单的例子是，电极导电地连接，由串联或并联耦合的两个或多个电子层端口形成一个新的电子合成端口。将层的电极耦合在一起，从而各层的电压是相同的（电压的极性是相对于压电材料的极化方向定义的），合成端口的电流是各层端口电流之和，可以得到层的电子并联耦合。将层的电极耦合在一起，从而合成电子端口的电压是各层端口之和，而各层端口的电流与合成端口的电流相同，就得到层的电子串联耦合。在这种端口的导电耦合中，相邻层之间的电极绝缘是必须的，或者根据公知的原理使相邻层的极化具有相反的方向。也可以在发射时操纵各个电极的电压，从而选择性地得到电子层端口的电子并联或串联耦合，如图 12 所示。端口的电子反串联和反并联耦合，其中端口的电流或电压分别具有相反的极性，也可以

用于获得下面说明书所述的具体的转移函数。

电极导电耦合时，一套层中的电流影响其它层中的电流，从而在合成端口中可以得到所有参与层的振动的电子耦合。在接收模式中，其它类型的层端口或合成端口的组合，可以是将来自层端口的前置放大器之后的信号组合，可能是信号滤波之后，形成复合信号端口，如图 12 所示。在这种情况下，所述组合未更改参与层的振动。

因此，通常的情况是，层端口导电地组合，形成合成的多层端口，例如，通过层端口的并联耦合得到降低了阻抗的导电合成端口。这些导电合成端口可以再次被电子组合，形成可以电子选择的新的复合端口。

因此，本发明描述基本的换能器概念，适于在很宽波段的频率内有效工作单独的换能器，从而多频率波段工作可以用相同的换能器实现。本发明专利也应用于设计超声换能器阵列的各个阵元。下面的描述表示基于基本原理的具体设计，特别适用于次的、第二、第三和第四调和测度和成像，以及上述的组合。

附图说明

图 1 表示覆盖金属电极的压电片的实例，其中的表面与负载和衬底材料接触；

图 2 表示超声接收器换能器入射声波的两个等价电路，其中 a）表示 Thevenin(戴维宁)等价电路，b)表示 Norton（诺顿）等价电路；

图 3 表示声学未匹配和声学匹配换能器中压电层的厚度振动速度转移函数和电子源阻抗之间的关系；

图 4 表示典型的声学匹配换能器的剖面；

图 5 表示根据本发明的换能器结构的剖面；

图 6 表示振动速度振幅的驻波图，其中图 6a 表示负载和高阻抗部分之

间理想匹配的振幅，图 6b 表示负载和高阻抗部分之间实际匹配的振幅；

图 7 表示结构转换和电极转移函数的振幅，其中图 7a 表示负载和高阻抗部分之间理想匹配和实际匹配时结构转移函数的振幅，图 7b 表示三个电极的电极转移函数的振幅，三个电子端口示意性地表示在图 8 中；

图 8 表示本发明的换能器实施例，其中图 8a 表示本发明换能器实施例的示意性剖面，图中高阻抗压电部分表示为两个压电层和一个附加的弹性层，压电层的表面覆盖着三个电极，构成三个电子端口，图 8b 和 8c 表示两个压电层、高阻抗弹性和负载匹配弹性层如何制成复合材料的实施例，图 8d 表示在电子端口之间进行电子切换的收发机系统；

图 9 表示对于 2 层和 3 层匹配，负载匹配部分的阻抗，以及高阻抗和负载匹配部分之间的反射系数；

图 10 表示图 8 中换能器实施例的电子端口的实际发射转移函数的例子，其中图 10a 表示一个 3 层匹配的转移函数，图 10b 表示一个 2 层匹配的转移函数；

图 11 表示接收转移函数的例子，其中图 11a 表示图 8 中端口 II 和端口 IV 的接收转移函数，图 11b 表示图 12a 中收发机结构得到的转移函数；

图 12 表示本发明收发机结构的实施例，该结构允许电一声转移函数的电子选择，其中图 12a 表示收发机结构的框图，图 12b 和 12c 表示发射放大器驱动信号的例子，用于选择有意义的转移函数，图 12d 表示驱动电压极性以及压电层不同极化的例子，用于形成电子端口的串联、反串联、并联和反并联耦合；

图 13 表示本发明具有单一压电层的换能器的实施例，其中图 13a 表示换能器的剖面，图 13b 表示换能器的发射和接收转移函数；

图 14 表示本发明换能器的另一个实施例，其中具有多个电子压电层端口，与电子合成端口导电地组合。

背景理论

压电超声换能器的最简单形式是压电片，如图 1 中的 101，直接连接到组织承载材料 102。为了机械支撑，在某些情况下也为了声学目的，换能器安装在衬底材料 103 上。为了机电耦合，片的两面都涂覆电极 104 和 105，两个电极形成电子端口 106。因此，换能器具有两个端口，其中前面形成第一、声学端口，电极形成第二、电子端口。

下面，我们将进行分析连续的时间谐波信号与角频率ω。我们计算单位面积换能器的数值，即，给出单位面积的电流、电荷和导纳（阻抗的倒数）。在组织中的、振幅为 P_i 以及与换能器表面波阵面共面的入射压力波，可以在图 2 中表示为具有开端压力 $2P_i$ 和源电阻 202 的集中压力源 201，特性阻抗 Z_L 的源材料。这种波在换能器片中激励振动，其厚度振动速度为 U_T。对于实际压力和电流，线性表示的压电材料定律是足够的，可表示为：

$$U_T(\omega) = H_{Uo}(\omega)2P_i + H_Q(\omega)\frac{hI}{i\omega} \tag{1}$$

式中，I 是电子端口 203 的电流，h 是压电常数，i 是虚数单位。HUo 是在零电流时从 2Pi 到 UT 的转移函数，HQ 是没有入射波时从 hI/iω=hQ 到 UT 的转移函数

$$H_{Uo}(\omega) = \left.\frac{U_T(\omega)}{2P_i}\right|_{I=0} \qquad H_Q(\omega) = \left.\frac{U_T(\omega)}{hQ(\omega)}\right|_{P_i=0} \tag{2}$$

压电片的厚度振动产生接收器电压 V，与 U_T 和 I 的关系为：

$$V(\omega) = -\frac{h}{i\omega}U_T(\omega) + \frac{I(\omega)}{i\omega C_0} \tag{3}$$

其中 $C_0=\varepsilon^S/L$ 是具有固定（不变的）厚度的有源压电层的电容，ε^S 是固定面的介电常数，L 是压电层的厚度。

将方程（1）代入方程（3），得到：

$$V = V_0(\omega) + Z_i(\omega)I \tag{4}$$

$$V_0(\omega) = -\frac{h}{i\omega}U_{T_0}(\omega) = -\frac{h}{i\omega}H_{U_0}(\omega)2P_i$$

$$Z_i(\omega) = \frac{1}{i\omega C_0}\left(1 + i\frac{h^2 C_0}{\omega}H_Q(\omega)\right) = \frac{1}{i\omega C_0}\left(1 + i\frac{k_t^2 Z_x}{kL}H_Q(\omega)\right)$$

式中，$k_t^2=h^2\varepsilon^S/c^D$ 是机电耦合系数，c^D 是固定电荷下的弹性刚度常数，$Z_x=(\rho c^D)^{1/2}$ 是压电材料的特性阻抗，其中ρ是压电材料的质量密度。$kL=\omega L/c$，其中 $c=(c^D/\rho)^{1/2}$ 是电极上固定电荷时压电层中的波传播速度。因此，电子端口可以表示为图 2a 所示的 Thevenin 等效电路，其中空载电压源 V_0 在 204，源阻抗 Z_i 在 205。

当电极短路时，换能器输出电流为

$$I_s(\omega) = hC_0U_{Ts}(\omega) = hC_0H_{Us}(\omega)2P_i \qquad H_{Us}(\omega) = \left.\frac{U_T(\omega)}{2P_i}\right|_{V=0} \tag{5}$$

因此，电子端口可以表示为图 2b 所示的 Norton 等效电路，其中短路电流源 I_s 在 206，源导纳 $Y_i=1/Z_i$ 在 207。可以注意到，源阻抗通过 $V_0(\omega)=-Z_i(\omega)I_s(\omega)$ 可以表示为：

$$Z_i(\omega) = -\frac{V_0(\omega)}{I_s(\omega)} = \frac{1}{i\omega C_0}\frac{H_{Uo}(\omega)}{H_{Us}(\omega)} = \frac{1}{\omega C_0}\frac{|H_{Uo}(\omega)|}{|H_{Us}(\omega)|}e^{i(\phi_U(\omega)-\pi/2)} \tag{6}$$

式中 $\phi_U(\omega)$ 是 $H_{Uo}(\omega)$ 与 $H_{Us}(\omega)$ 间的相位滞后，从而源阻抗的相位是 $\theta_i(\omega)=\phi_U(\omega)-\pi/2$。由于源阻抗相位角 $\theta_i(\omega)>-\pi/2$，因此必须使 $\phi_U(\omega)>0$。还注意到，在压电片的短路厚度谐振时，我们得到的 $|H_{Us}|$ 大，这意味着 $|Z_i|$ 小；而对于压电片的开路厚度谐振，我们得到的 $|H_{Uo}|$ 大，这意味着 $|Z_i|$ 大。

我们定义换能器短路和开路接收转移函数为：

$$H_{tt}(\omega)=\frac{I_s(\omega)}{2P_i}=hC_0H_{ts}(\omega) \qquad H_{ot}(\omega)=\frac{V_o(\omega)}{2P_i}=-\frac{h}{i\omega}H_{to}(\omega) \qquad (7)$$

当在发射模式换能器电极由电压 V_{tt} 驱动时，由于互换性，可以得到如下的 V_{tt} 与整个换能器结构前表面振动速度 U 之间的发射转移函数：

$$U(\omega)=H_{tt}(\omega)V_{tt} \qquad (8)$$

压力与开路电压（I＝0）转移函数定义为：

$$H_{ot}(\omega)=\frac{V_o(\omega)}{2P_i}=-\frac{Z_i(\omega)I_s(\omega)}{2P_i}=-Z_i(\omega)H_{tt}(\omega) \qquad (9)$$

式中与Htt的关系由图2b中Norton等效电路中得出。以接收器阻抗 $Z_r(\omega)$ 连接电子端口，入射压力与接收器电压转移函数变为：

$$H_{rt}(\omega)=\frac{V(\omega)}{2P_i}=-\frac{H_{ri}(\omega)I_s(\omega)}{2P_i}=-H_{ri}(\omega)H_{tt}(\omega) \quad H_{ri}(\omega)=\frac{Z_r(\omega)Z_i(\omega)}{Z_r(\omega)+Z_i(\omega)} \qquad (10)$$

式中 H_{ri} 是 Z_r 和 Z_i 的并联耦合。还注意到，H_{rt} 与 H_{ot} 的关系为：

$$H_{rt}(\omega)=\frac{Z_r(\omega)}{Z_r(\omega)+Z_i(\omega)}H_{ot}(\omega) \qquad (11)$$

在电子端口可以得到的功率为

$$P_{el,av}=\frac{|V_o|^2}{8\mathrm{Re}\{Z_i\}}=\frac{h^2C_0|H_{Uo}|^2}{2\omega\mathrm{Im}\{H_{Uo}/H_{Us}\}}P_i^2$$
$$=\frac{h^2C_0|H_{Uo}||H_{Us}|}{2\omega Sin\phi_U}P_i^2=\frac{k_t^2Z_x|H_{Uo}||H_{Us}|}{2kLSin\phi_U}P_i^2 \quad (12)$$

我们注意到，$\sin\phi_U=\cos\theta_i$，其中θ_i是Z_i的相位。在入射波中可以得到的声学功率为：

$$P_{ac}=\frac{P_i^2}{2Z_L}=\frac{Y_LP_i^2}{2} \quad (13)$$

式中P_i是组织中入射声波的压力大小，$Z_L=1/Y_L$是组织物质的声学阻抗。因此，换能器的最大声学与电子功率转换效率为：

$$\eta_{ae}(\omega)=\frac{P_{el,av}(\omega)}{P_{ac}}=h^2C_0Z_L\frac{|H_{Uo}(\omega)||H_{Us}(\omega)|}{\omega Sin\phi_U(\omega)}=k_t^2Z_xZ_L\frac{|H_{Uo}(\omega)||H_{Us}(\omega)|}{kLSin\phi_U(\omega)} \quad (14)$$

式中由于互换性，发射的效率等于接收的效率。

为了使η_{ae}接近 1，因此必须增大$|H_{Uo}||H_{Us}|$，并且很明显，ϕ_U接近 0 也是可以的。这与输入阻抗的相位角θ_i接近于$-\pi/2$是等价的。但是，从图 3 中看出，ϕ_U、$|H_{Uo}|$和$|H_{Us}|$是相关的，实际上意味着当Z_i的相位角θ_i接近 0 时比例是高的。而且，当θ_i接近于$-\pi/2$，即接近于电容源阻抗时，复数共轭匹配的匹配网络将产生不可忽略的损失，从而不能达到方程（14）中效率的理论值。当θ_i达到$-\pi/2$时，也难以在较宽波段的频率内执行复数共轭匹配。这使通过换能器

的脉冲发射复杂化，难以避免发射脉冲的振铃。

为了高效地声－电耦合，因此需要在实际频率波段中θ_i明显大于$-\pi/2$，优选地$>-\pi/4$并接近0。这需要$\phi_U>\pi/4$，接近$\pi/2$。

ϕ_U的物理意义是，当电极的连接从开路变到短路时，厚度振动速度的瞬时变化滞后一个相位角ϕ_U。参考图3详细解释这一现象，图中301表示$|H_{Uo}|$在谐振频率附近的典型变化，302表示$|H_{Us}|$是频率的函数。我们注意到，电极短路使谐振峰在频率上向下至约0.7。从方程（5）得到的电输入阻抗的大小$|Z_i|$是图中的曲线303。我们注意到，$|Z_i|$的峰值在$|H_{Uo}|$的谐振得到，而$|Z_i|$的谷值靠近于$|H_{Us}|$的谐振。304表示H_{Uo}的相位，从谐振以下的~+90度（$+\pi/2$）变化到谐振以上的~-90度（$-\pi/2$）。电极短路，H_U的相位变化到图中305所示的H_{Us}。图中的306表示电输入阻抗的相位$\angle Z_i=\angle H_{Uo}-\angle H_{Us}-\pi/2$，这里$\angle$代表复变函数的相位。因此可以看出，$\angle Z_i$大大高于$-\pi/2$时的频率范围，是由片的开路和短路谐振间的距离确定的。此频率范围本质上是换能器的有效带宽，由压电材料的机电耦合效率确定。

如上所述，换能器有效带宽的增大可以通过片与声学负载材料间的阻抗匹配层更有效地耦合振动片的能量输出，如图4所示。此图表示压电片401安装在衬底材料402上，在压电片和声学负载材料405之间具有两个弹性阻抗匹配层403和404。

匹配层使压电片的振动能量更有效地耦合到负载，因此在电子端口开路H_{Uo}和短路H_{Us}时加宽厚度振动速度的谐振峰，如图3中的307和308。片振动能量损失的增大，也使图中310所示的相位变化$\angle H_{Uo}$以及图中311所示的$\angle H_{Us}$，分别没有304和305中低损失情况下的陡。按照方程（6）得到的电输入阻抗的模$|Z_i|$和相位$\angle Z_i$，如图中的309和312所示。

我们注意到，由于负载材料功率损失的增大，可以得到不尖锐的谐波，与310和302中没有匹配的片相比，具有较低的峰值$|H_{Uo}|$和$|H_{Us}|$。我们还注意

到，$\angle H_{Uo}$和$\angle H_{Us}$不陡峭的变化，使较宽频率波段的$\angle Z_i$高，与 306 中较小的损失情况相比具有较小的峰值。增大衬底层 402 的特性阻抗将类似地增加带有减小的振动振幅的谐振峰的宽度。

因此可以看出，与负载的阻抗匹配，能使换能器有效带宽增大一些，但是增大程度有限，并且以降低$\angle Z_i$的峰值为代价。这是由于$\angle H_{Uo}$和$\angle H_{Us}$随频率的缓慢变化，使$\angle Z_i$与$-\pi/2$之间的面积在上述带宽增大的过程中几乎保持不变。开路和短路谐振频率ω_o和ω_s之差由 k_t 确定，因此在形成$\angle Z_i$与$-\pi/2$之间的面积上具有重要作用，从而影响这种换能器能够得到的最大有效带宽。

具体实施方式

本发明涉及一种新的超声换能器和换能器阵列的设计，其中具有可以得到的铁电／压电材料，提供效率增大的工作带宽。本发明的原理如图 5 所示，其中部分 501 包括一个或多个压电层，用于声－电能量耦合；以及也可能的纯弹性层，具有接近相同的特性阻抗。由于压电层的特性阻抗 Z_x高于负载材料，因此这部分在结构中具有最高的特性阻抗，被称为高阻抗部分。

高阻抗部分的特性是，对于空载电子接口，在厚度揩振时作为一个单元，从而谐振由其总厚度 L_x确定。为了形成这个单元，高阻抗部分中的各层必须具有接近于相同的特性阻抗，从而可以忽略部分的内部反射。在这个方面，需要注意的是，界面上小于 10%的反射系数需要界面材料的特性阻抗的偏差小于 20%。因此可以使用这个限制作为“模糊”导向，定义“接近相同的特性阻抗”。

对于复合陶瓷／聚合物压电材料，特性阻抗可降低到~12-20MRayl。铝（Al）和镁(Mg)有几种合金或纯金属形态，可以使得特性阻抗在此范围的 20%以内（Al: Z_o~17.3MRayl, MG: Z_o~10 MRayl），因此可以在这种换能器的

高阻抗部分内用作弹性层。这些材料也可用于组合电极中的电极和弹性层。Al 可以通过直接电镀增长到足够的厚度，例如在复合陶瓷 / 聚合物层上的溅射 Al。足够厚度的 Mg 层可以在高温（~450℃）电解池中通过电镀形成，并以最终厚度添加到此结构上。薄的 Al 和 Mg 层也可也可通过将板轧制到实际厚度，并以最终厚度添加到此结构上。层的厚度也可以在将它们添加到结构上之后通过对层研磨进行修改。

半导体硅（Si）的特性阻抗为~19.5MRayl,，因此是形成高阻抗部分的候选材料，其中控制层厚度可以通过刻蚀得到。接着，放大器和开关的集成能方便地在此 Si 层上形成。重掺杂的 Si 也可用于电极。

通过电镀可以在溅射的金属层上沉积恰当厚度的金属层，或者以其最终厚度粘贴到溅射的金属层上，或者通过刻蚀或研磨对其整个厚度进行厚度减小。也可以使用导电的厚膜印刷膏，例如金属和玻璃粉的混合物，从而得到最终烧结膜的足够的特性阻抗。这可用于弹性的导电层的厚膜印刷。

可用于高阻抗部分的弹性材料的其它物质有玻璃以及聚合物和金属粉的混合物，如钨，但是与均匀材料相比，如 Al、Mg 和 Si，混合物质有较高的吸收并减小换能器的灵敏度。

高阻抗层可以通过由一层或多层弹性层组成的后阻抗匹配部分 503 连接到衬底材料 502。这种与衬底的匹配通过减小此范围内发射到衬底内的功率，可用于增大选定频率范围内的换能器灵敏度，例如在高频范围内。阻抗转换性能由层的厚度和特性阻抗确定，其选择是按照公知的方法，如下面对负载匹配的描述。但是，本发明涉及制造这种弹性层的新方法，如同下面对负载匹配的描述。

这种后匹配的问题在于减小了换能器的整个带宽。因此，对于宽带工作，可以省略后匹配部分 503，通过使用低特性阻抗（~1 MRayl）的衬底材料可以将发射到衬底的功率减小到最低。这在后界面处产生振动波腹，或者高特

性阻抗（~30MRayl），在后界面处产生振动节点。

高阻抗部分501通过负载阻抗匹配部分504连接到前侧的声学负载材料505，按照公知的方法，将部分501前面的阻抗Z_{xm}增大到足够的水平。负载匹配部分通常是由特性阻抗不同的几个弹性层组成的，其特性阻抗在负载材料的Z_L和高阻抗部分501的Z_x之间，如下所述。负载匹配的厚度和特性阻抗的选择可以按照公知的方法，例如下面的方程（24）所描述的。但是，本发明涉及制造这种层的新方法，如下面的详细描述。

为了进一步描述设计的原理，我们用复包络线表示第n层的振动速度波：

$$U_n(z,\omega)=U_{n+}e^{-ik_nz}+U_{n-}e^{ik_nz}=(1+R_ne^{i2k_nz})U_{n+}e^{-ik_nz}$$
$$R_n=\frac{U_{n-}}{U_{n+}}\qquad k_n=\frac{\omega}{c_n} \tag{15}$$

式中，c_n是层中的波传播速度，k_n是层的波数量。如图5所示，z是垂直于层的坐标，实时振动速度是$u_n(z,t)=Re\{e^{i\omega t}U_n(z)\}$。Rn是z=0时的振动速度反射系数。因此，振动速度的绝对振幅与z的函数变为：

$$|U_n(z,\omega)|=\sqrt{U_n(z,\omega)U_n^*(z,\omega)}=|U_{n+}|\sqrt{1+|R_n|^2+2|R_n|\cos(2k_nz+\phi_{Rn})} \tag{16}$$

式中，ϕ_{Rn}是R_n的相位。对于$R_n\neq0$，我们得到驻波组成，$|U_n(z)|$的波腹（最大值）和节点（最小值）分别是$2k_nz+\phi_{Rn}=-2p\pi$和$-(2p+1)\pi$，p=0，1，2，…。因此，相邻波腹和节点之间的距离为$\lambda/4$。材料中具有可忽略的吸收，k_n是实数，并且最大和最小振幅和驻波比S_n为：

$$|U_n|_{max}=|U_{n+}|(1+|R_n|) \qquad |U_n|_{min}=|U_{n+}|(1-|R_n|)$$
$$S_n=\frac{|U_n|_{max}}{|U_n|_{min}}=\frac{1+|R_n|}{1-|R_n|} \tag{17}$$

复反射系数定义为：

$$R_{cn}=\frac{U_{n-}e^{ik_nz}}{U_{n+}e^{-ik_nz}}=R_ne^{i2k_nz} \tag{18}$$

接着我们注意到，$|U_n(z)|$的波腹和节点在位置 Z，其中 R_{cn}是实数，并且分别是正的或负的。吸收使 k_n成为复数，虚部随ω而增大。接着前波和后波的振幅沿其传播方向减小，因此 R_{cn}的振幅随 z 的减小而减小。

我们在高阻抗压电部分内部的位置 z-L 插入电极层 506，在位置 z 插入另一个电极层 507。这些电极形成压电层，其中点位于 z_m=z-L/2，前面电极在 z-L=z_m-L/2，后面电极在 z=z_m+L/2，形成电子端口 508。此层的厚度振动速度为：

$$U_T(z_m,\omega)=U_n(z_m+L/2,\omega)-U_n(z_m-L/2,\omega) \tag{19}$$

代入方程（15）并进一步整理此表达式，得到：

$$U_T(z_m,\omega)=-i2(1-R_ne^{i2k_nz_m})\sin(k_nL/2)e^{-ik_nz_m}U_{n+} \tag{20}$$

因此，入射压力到厚度振动速度的转移函数可以是：

$$|H_U(z_m,\omega)|=\frac{|U_T(z_m,\omega)|}{2P_i}=|H_{ele}(z_m,\omega)||H_{stru}(\omega)| \qquad a)$$

$$|H_{ele}(z_m,\omega)|=2|\sin(k_nL/2)|\sqrt{\frac{1+|R_n|^2-2|R_n|\cos(2k_nz_m+\phi_{Rn})}{(1+|R_n|)^2}} \qquad b) \tag{21}$$

$$|H_{stru}(\omega)|=\frac{|U_n|_{max}(\omega)}{2P_i} \qquad c)$$

式中，H_{ele}是由高阻抗部分内电极位移确定的电极转移函数，由层的中心z_m和厚度L定义。P_i是负载材料中入射波的振幅；在$|U_n|_{max}$的定义中，忽略了由于吸收造成的$|U_n|_{max}$随z的变化。H_{stru}称为结构转移函数，由以下因素确定：匹配层的特性阻抗和厚度，高阻抗部分的特性阻抗和厚度，衬底材料的阻抗，也可能后匹配部分中层的特性阻抗和厚度，以及有源端口的电子负载阻抗。端口的电负载H_{stru}也依赖于电极的位移，而没有电子负载（开路端口）时，与电极位置无关。

现在的目的是设计匹配层的特性阻抗和厚度，高阻抗部分的厚度，高阻抗部分中的电极位移，从而在限定的频率波段得到充分的声－电转移函数。参看方程（21），可以看出，设计任务可分解为三个层次：

1．设计负载和后匹配部分以及高阻抗部分，从而$|H_{stru}(\omega)|$在限定的频率范围内取值；

2．在高阻抗区放置成对电极，从而$|H_{ele}(\omega)|$在限定的频率范围内取值；对于宽带和多带工作，使用几个电极对得到多个电子端口是方便的，如同下面本发明特殊实施例的描述；

3．几个电子端口的信号组合是通过串联或并联电极的导电接触，或者在每个电子端口单独放大并恰当滤波后将电子端口的信号电子相加，或者综合使用上述二者实现的。接收转移函数能受到换能器和接收器放大器之间电子阻抗匹配网络的影响。在很多情况下需要，特别是对于换能器阵列的小阵元，导电地并联耦合相邻层端口形成较低电阻抗的电子合成端口。组合端口的输出在接收机前置放大器之后被组合，也可能是在滤波之后，以形成复合电子端口。

下面描述根据本发明的特殊实施例，对于有源机电耦合提供四个可供选择的频率范围。下面首先描述如何建立$|H_{stru}(\omega)|$，从而覆盖宽的频率范围，接着继续选择电极的位移，从而得到所需的频率波段。

我们首先定义特性阻抗 Z_x 的高阻抗部分，对于陶瓷／聚合物复合材料通常是~15MRayl。接着假定我们具有理想阻抗匹配部分，从而在实际的频率波段，高阻抗部分的表面上的阻抗随着负载增大到 $Z_{xm}=Z_x$。在负载匹配部分中没有功率损失，匹配使界面的入射压力增大到：

$$P_{xm} = p_i\sqrt{\frac{Z_{xm}}{Z_L}} \tag{22}$$

接着入射波在衬底被反射，其振动速度反射系数为：

$$R_B = \frac{Z_x - Z_B}{Z_x + Z_B} \tag{23}$$

对于换能器的最大灵敏度，需要发射到衬底的声功率最小。这需要衬底阻抗远低于或远高于 Z_x。当 $Z_B<Z_x$，$R_B>0$ 并且后表面变为振动图中的波腹。当 $Z_B>Z_x$，$R_B<0$ 并且后表面变为振动图中的节点。

覆盖在圆顶中并没有被推离开表皮或其它负载材料的阵列，可以安装在像羽毛一样轻的衬底材料上，如合成泡沫材料，这里 $Z_B<<Z_x$。这将使 $R_B>0$ 并接近于 1。高特性阻抗的衬底材料产生好的机械支撑，并且是换能器阵列需要的，与主体直接接触。但是，难以发现 $Z_B>>Z_x$ 的吸收衬底材料，从而发射到衬底的功率能保持在低水平上，这意味着这种类型的衬底具有功率损失。后阻抗匹配部分，如上所述，可用于进一步减小功率在所需的频率波段发射到衬底中，例如，也可用作电极的λ/4 层的高特性阻抗金属。使用在受控条件下电镀到恰当厚度的金属是有利的。但是，由于这种匹配的谐振性质，后

阻抗匹配减小 H_{stru} 和 H_{ele} 函数的带宽。

首先假定没有后匹配部分时的实时和低衬底阻抗 $Z_B<<Z_x$，从而 R_B 是实数并且是正的接近 1，与频率无关，因为 Z_x 和 Z_B 与频率无关。振动速度 $|U_n(z,\omega)|$，如方程（16）所示，其幅度如图 6a 的表面所示，在结构中和频率 f= /2 时是深度 z 的函数。随着 R_B 接近 1，我们得到具有高 $U_{n\ max}$ 和低 $U_{n\ min}$ 的大驻波比。我们注意到，对于所有频率，衬底界面是振动图中的波腹，因为 Z_B 以及 R_B 是与频率无关的。在从衬底到负载的-λ/4 距离处，可以得到一个节点，重复的节点离开衬底的距离 z=-(2p+1)λ/4，p=1,2,…。相似地，在离开衬底-λ/2 距离处得到第二波腹，重复的波腹离开衬底的距离 z=-pλ/2，p=2,3,…。我们注意到，随着频率增加，节点和波腹在双曲线上接近衬底，离衬底的距离对于节点为(2p+1)c/4f，对于波腹为 pc/2f，p=0,1,2,…。

对比方程（21c），可以看出，$|H_{stru}|$ 由衬底界面上的振动速度的振幅得出。由于在实际频率波段内 $Z_{xm}=Z_x$，高阻抗部分负载面的反射系数是零，此结构没有谐振。由于层中的功率吸收可以忽略，在理想匹配的情况下，$|H_{stru}|$ 随频率变化接近常数，如图 7a 中的 701。结构中的功率吸收，使 $|H_{stru}|$ 随频率增大稳定下降。

为了分析 $|H_{ele}|$ 的频率变化，我们使用高阻抗部分中的电极结构，例如，如图 8a 所示。三个电极 801、802 和 803 放置在图 5 所示的一般结构中，其中缺少后匹配部分。高阻抗部分含有纯的弹性层 807，在压电层 808 和 809 的前方，在此实施例中具有相同方向的极化，由箭头 P1（831）和 P2（832）指示。电极 801 放置在压电层前面，电极 802 放置在后面，而电极 803 放置在压电部分的中部。根据上面的讨论，层 807 是由导电材料制成的，例如，Al、Mg 或重掺杂的 Si，因此与电极 801 合并。层 807 也可以是空载压电层。

三个电极构成三个可能的电子端口 804、805 和 806。我们注意到，端口

I（804）可以认为与端口 II（805）和 III（806）的串联耦合，其中所有端口的电流相同，而端口 II 和端口 III 的电压增加到端口 I 的电压。也可以得到第 4 端口，通过并联耦合端口 II 和端口 III，这里图 8 结构中的一个必须将电极 803 分成两个电极层，二者之间具有声学可忽略厚度的电绝缘层。803 的左层导电连接到电极 802 上，803 的右层导电连接到电极 801 上，从而所有端口的电压是相同的，并联端口的电流是端口 II 和 III 的电流和。

图 7b 表示根据方程（21b）图 8a 中三个电子端口的$|H_{ele}|$。704 表示端口 I（804）的$|H_{ele}|$，705 表示端口 II（805）的$|H_{ele}|$，706 表示端口 III（806）的$|H_{ele}|$。参看图 6，我们注意到，当两个电极位于相反相位的波腹时，得到$|H_{ele}|$的最大值。因为波腹随着频率变化移动通过电极，从而发现$|H_{ele}|$的限制带宽。从图 6 中可以清楚看出，使用在所有频率位于波腹的后电极的电子端口，得到最宽带宽的$|H_{ele}|$主波瓣，其中带宽在前波腹移动通过前电极时受到限制。对于前端口，图 8a 中表示为 806 的端口 III，706 表示$|H_{ele}|$破碎成带宽小的子波瓣，因为前和后波腹随着频率变化移动通过前和后电极。子波瓣可用于改善信号分离成单独的频率波段的分离。

实际的制造需要负载匹配部分由有限数量的匹配层组成，通常是 1－3 层。对于有限数量的层，在有限带宽的频率内可以得到近似的 Z_{xm} 到 Z_x，其中图 9 中的 901、902 表示 Z_{xm}/Z_x 是频率的函数，其中有 2 和 3 层匹配层，厚度和特性阻抗列在表 1 中。我们假定压电层是由陶瓷／聚合物复合材料制成的，特性阻抗 $Z_x \sim 17MRayl$。从高阻抗部分到负载匹配部分的相应反射系数$|R_{xm}|$，对于 2 层和 3 层匹配分别表示为 903 和 904。在图 9 中，Z_{xm} 在低频下变低，而层厚度比λ/4 薄得多，并且在较高频率下，每层厚度接近λ/2 整数倍。在这些区域，当没有匹配时$|R_{xm}|$变高。

我们注意到，在 Z_{xm}~Z_x 的频率波段，负载阻抗变换是有效的，其中此实施例中反射系数 R_{xm} 表现出通过 Chebyshev 匹配得到的相等的脉动性能。在此匹配下，匹配层的特性阻抗 Z_n 是对称的：

$$Z_n = \frac{Z_x Z_L}{Z_{N+1-n}} \qquad n = 1,2,...,N \tag{24}$$

式中，n 表示从负载材料到高阻抗部分的匹配层数量，N 是匹配层的总数量。对于两个匹配层，可以选择 Z_1，定义反射系数 R_{xm} 的脉动级，方程（24）给出其它层的阻抗 $Z_2=Z_xZ_L/Z_1$。对于奇数的层 N，中间层为 n=p=(N+1)/2，由方程（24）得到 $Z_p=\{Z_xZ_L\}^{1/2}$。对于 3 层匹配 $Z_2=\{Z_xZ_L\}^{1/2}$，选择 Z_1 定义 R_{xm} 脉动级，而由方程（24）得到 $Z_3=Z_xZ_L/Z_1$。

有效负载匹配带宽随层的数量 N 增大。随着 N 增大，因此可以减小匹配层的厚度，同时保持匹配的低频性能。因此，有效波段的上限在频率中按比例向上移动，而端口 I 和 IV 的低频性能被保持。在图 9 中，3 层匹配 902 的厚度减小到最低程度，得到图 8a 中端口 II 和端口 III 的改进的高频性能，同时对于端口 I 和端口 IV 的频率响应保持允许的脉动。与三层匹配 902 相比，对于 2 层匹配 901，交换了图 8a 中端口 I 和端口 IV 的一些低频性能，得到端口 II 和端口 III 的较好的高频性能。

表 1 匹配层的特性阻抗和厚度

	Zxm	Z1 MRayl	Z2 MRayl	Z3 MRayl	f, λx/2, MHz	f, λm/4, MHz
2 层	16.5	3.0	8.3		4.38	2.8
3 层	18.0	2.7	5.2	10.0	4.38	2.8

我们注意到，3 层匹配的最高特性阻抗是 10MRayl，例如对于 Mg 和一些玻璃。最低的特性阻抗是 2.7MRayl，这在塑料中可以得到。因此可以使用均匀的材料用作这些层，而 5.2Mrayl 阻抗的中间层可以通过聚合物与钨粉的混合物得到。

金属高阻抗弹性层和负载和后匹配层中的横向模式和剪切波的激励可能会产生问题。在这种情况下，本发明设计了一种方案，其中这些层是由金属 / 聚合物复合材料制成的。对于高阻抗弹性层，可以直接将银层（Ag: Z_0~38MRayl）、锌层（Zn: Z_0~30MRayl）或锆层（Zr: Z_0~30.1 MRayl）结合到未切割的铁电陶瓷材料上。这些材料的特性阻抗偏差~10%，小于实际的铁电陶瓷材料，使界面的反射系数为~5%和更小。因此这些材料的层与全部陶瓷层作为整体形成厚度振动，并与陶瓷层一起切割，用聚合物材料填充切割的槽形成最终的复合材料。这种金属 / 聚合物复合材料弹性层的例子示于图 8b 中的 807。金属 / 聚合物复合材料的弹性层可以像金属片 827 一样用作部分电极，直接连接到铁电陶瓷片 828。金属片接着通过金属层 801 连接到完整的电极。在切割复合材料前粘贴到陶瓷层上的其它实际材料弹性导电层是合金，如黄铜（Z_0~36MRayl）和铸铁（Z_0~33MRayl）。

为了避免金属负载和后匹配层中的横向谐振模式，本发明设计使用金属 / 聚合物匹配层，如图 8c 所示，其中 823 表示负载匹配层，825 表示后匹配层。在复合材料制造过程的切割之前，整个金属电极电镀在整个陶瓷上。用于负载和后匹配的有用材料的例子有铝（Al: Z_0~17.5MRayl）、高度掺杂的硅（Si: Z_0~19.5MRayl）、钛（Ti: Z_0~24MRayl）或镁（Mg: Z_0~10MRayl）。而对于后匹配，也可以使用具有较高特性阻抗的金属层，像银（Ag: Z_0~38MRayl）、金（Au: Z_0~62.5MRayl）、铂（Pt: Z_0~85MRayl）或钨(W: Z_0~103MRayl)。所有接着一起切割所有层，并用聚合物填充切痕，从而形成多层复合材料，复

合层的特性阻抗接近高阻抗部分和匹配层所需的阻抗。

通过将金属接线柱 824 / 827 与 0 连续金属膜 801 连接用作前电极，将金属接线柱 826 与连续层 802 连接用作后电极，金属 / 聚合物复合材料作为压电复合材料。由于电极 803 对于换能器中所有的接线柱都是连续的，复合层 808、807 和 823 必须制成一个单元，同时层 809 和 825 制成一个单独的单元。切割并填充聚合物之后，将电极 803 粘贴在层 808 的后面和层 809 的前面，这些单元合并在一起，例如，双电极 803 形成电接触。

金属层，例如，可以通过在陶瓷上的薄溅射基体金属层上电镀形成，以后再电镀其它金属。由于在切割和填充化合物之前进行电镀，材料需要经过某些电解池所需的高温（如，Mg~450℃）。金属接线柱的厚度，例如，通过刻蚀切割后进一步调节，以减小厚度，或者通过电镀增大厚度，调节填充体积，从而调节合成金属 / 聚合物层的特性阻抗。通过使用不同厚度锯片切割限制深度，也可以单独调节接线柱厚度，从而可以减少陶瓷接线柱和金属接线柱相对于另一方的厚度。这使特性阻抗的偏差大于陶瓷材料的金属层可以使用。例如，大大减小厚度的金属接线柱的合金是铜（Cu: Z_0~44.3MRayl）。随着金属接线柱厚度的增大（或陶瓷接线柱厚度的减小），可以使用钛（Ti: Z_0~27MRayl）、锗（Ge: Z_0~27MRayl）、砷化镓（GaAs: Z_0~26MRayl）或锡（Sn: Z_0~24.5MRayl）。

不同层的可变体积填充也可以首先切割压电层 808，使切割槽之间的距离大，并用聚合物填充槽。接着将弹性层 807 粘贴到粗糙的压电 / 聚合物复合材料上作为连续层，组合的压电和弹性层进一步在第一槽之间切割，从而压电层比弹性层的切割较密。接着将匹配层 823 粘贴到得到的复合材料上并且在第一和第二槽之间最终切割组合的压电、弹性和匹配层，从而压电层得到最密集的切割，弹性层得到第二密集切割，匹配层得到最不密集切割。请注意，在第二次切割之前需要附加弹性层和匹配层，这些层得到相同体积填

充。还需注意的是，按相反顺序切割，即首先是匹配层并粘贴弹性层和压电层，匹配层的填充体积最小，弹性层的填充体积相同或较大，压电层的填充体积相同或较大。

3层匹配的换能器的驻波图$|U_n(z,\omega)|$示于图6b，其中对于所有频率，在波腹仍发现衬底界面，因为此界面的反射系数是实数并且未被负载界面不理想的匹配所修改。因为具有低的吸收，因此方程（21c）中定义的$|H_{stru}(\omega)|$在后界面近似为$|U_n(z,\omega)|$，如图7a中的曲线702，为了对比也以904表示了反射系数$|R_{xm}|$。我们注意到，由于负载匹配限制的有效带宽，$|H_{stru}(\omega)|$是与频率相关的。

通过适当调节高阻抗部分的总厚度L_x，在有效负载匹配波段的低端和高端得到高阻抗部分的厚度谐振，其中Z_{xm}减小到低于Z_x。谐振的要求是，高阻抗部分的往复传播相位（$2kL_x$）与高阻抗部分负载和后界面处的反射系数相位之和是2π的整数倍。

当匹配层接近$\lambda/2$的偶数倍厚（包括$0\times\lambda/2$），在703处低于有效阻抗转换波段，并且在704处高于第一有效阻抗转换波段（在$0\times\lambda/2$到$\lambda/2$之间）时，满足上述要求。当负载匹配部分和高阻抗部分的厚度都接近于$\lambda/2$的偶数倍时，在705处形成谐振，并且谐振对负载匹配层选择的厚度敏感，因为通过在有效换能带的转移函数中做微小的改动，这些就可得到一定的调节。

稍微低于和高于负载匹配的第一有效波段的谐振，使的有效带宽$|H_{stru}|$超出负载匹配部分的有效波段。通过图8a中的添加层807增大L_x，减小703的谐振频率并增大704的谐振频率，从而$|H_{stru}|$的总波段随层而增加。这表示在图7a中的曲线706，其中表示没有添加层807时的$|H_{stru}|$。

因此703、704的谐振由高阻抗部分的总厚度L_x确定。处理压电层的厚度并通过调节添加的弹性层807的厚度使L_x保持不变，允许进一步调节$|H_{elc}|$，

同时空载电子端口的$|H_{stru}|$不变。例如，通过减小压电层的厚度，调节 807 的厚度为常数 L_x，得到$|H_{ele}|$足够高的频率工作。

图 8a 中具有 3 层匹配的端口的发射转移函数 $H_{tt}(\omega)$示于图 10a，其中 1004 表示图 8 中端口 I（804）的$|H_{tt}(\omega)|$，1005 表示端口 II（805）的$|H_{tt}(\omega)|$，1006 表示端口 III（806）的$|H_{tt}(\omega)|$。1007 表示层 I 和层 II 并联耦合时得到的$|H_{tt}(\omega)|$，即上面所谓的端口 IV。从方程（8）可以看出，$|H_{tt}(\omega)|$描述了电压驱动的换能器的发射转移函数。端口 I 和端口 IV 在 4.5MHz 附近强的发射衰减，使这些端口很适于第 2 和第 4 调和测度，如下所述。

图 8a 中具有 2 层匹配的端口的发射转移函数 $H_{tt}(\omega)$示于图 10b，其中 1014 表示图 8 中端口 I（804）的$|H_{tt}(\omega)|$，1015 表示端口 II（805）的$|H_{tt}(\omega)|$，1016 表示端口 III（806）的$|H_{tt}(\omega)|$。1017 表示端口 IV 的$|H_{tt}(\omega)|$。转移函数的性能与图 10a 中的相似，除了 2 层匹配在端口 II（1015）的高频性能较差以及端口 I（1014）和端口 IV（1017）的低频脉动增大以外，因为 2 层匹配的 H_{stru}有效带宽低，如参考图 9 作的描述。

在发射时，通过用电压信号 v(t)驱动端口 II 以及用电压信号 2v(t)驱动端口 I，使图 8a 中的端口 II 和端口 III 并联耦合。图 10a 和图 10b 所示的，允许转移函数的电子选择组合设计表示在图 8d 和图 12a 中，其中高阻抗部分是由与图 8a 中相同的层 807、808 和 809 以及相同的电极 801、802 和 803 组成。两个压电层产生相反的极化 P1 和 P2，如箭头 811 和 812 所示。需要注意的是，极化方向在两个层中可以改变，只要它们在两个层中是相反的。

将中间电极 803 接地，将电极 801 和 802 通过开关 810 导电地连接在一起，用通过发射 / 接收开关 814 连接到电极上的电压放大器 813 发射，得到端口 II 和端 III 并联耦合的发射，这表示为端口 IV，如图 10a 中 1007 或图 10b 中 1017 所示的发射转移函数$|H_{tt}(\omega)|$。根据公知的方法，图 8d 中的电路

815 可用于调节电子端输入阻抗的负相位角。在图中示出了两个电感 816 和 817，用开关 818 可以进行选择，从而当 810 打开或关闭时，可以使用选择的线圈选择性地调节端口 II 和端 IV 的阻抗。串联调谐的 LC 滤波电路 819，可用于衰减发射信号中的谐波成分，像第 2 和第 3 成分，以减小组织或可能的造影剂气泡产生的谐波成分的干扰。此电路的谐振频率便于置于 1007 或 1017 的低值约 4.5MHz，用于对发射的谐波成分进行组合衰减。

在接收模式，图 8d 的发射 / 接收开关 814 设置为连接接收器放大器 820 和电极。当开关 810 打开时，接收器放大器从端口 II 接收信号，在比并联耦合端口高的频率下工作，以接收发射频率波段的谐波成分，像第 2、第 3 或第 4 谐波成分。因此，开关 810 用于在发射和接收时选择性地连接并联耦合的端口 IV，以及端口 II。对于端口 II 和端口 IV，具有选择的接收器阻抗（参看方程（10））的接收转移函数如图 11a 中的 1101 和 1102 所示。电子换能器端口被图 8d 中端口 II 的电感 816 和端口 IV 的电感 817 调谐。

图 10a / 10b 和图 11a 的组合结果表明，并联耦合的端口 IV 允许在低频波段 0.8-2.8MHz 发射和接收超声脉冲，而端口 II 允许在高频波段 1.8-6.5MHz 发射和接收超声脉冲。特别是，我们注意到，通过转换接收和发送之间的 810，818 和 814，端口 IV 可被用于发送频率的第一谐波段，而端口 II 可用于接收发送波段的第 2，第 3，甚至于第 4 谐波成分。

通常，可以形成低于第 2，4 谐波成分的电驱动脉冲，而第 3 谐波成分很难抑制。我们注意到，端口 I 的发射转移函数（1004，1014）和端口 IV 的发射转移函数（1007，1017）表示 4.5MHz 附近的低值。因此，利用这些端口发射集中在~1.5MHz 的第 1 谐波，衰减了发射的声脉冲中的第 3 谐波成分。接着，通过端口 I 或端口 IV 方便地接收背散射的第 1 谐波成分，通过端口 II 接收第 2，3 和 4 谐波成分。端口 II 的$|H_{II}(\omega)|$（1005，1015）和端口 III 的$|H_{III}(\omega)|$（1006，1016）用于使用集中在~2×1.5MHz＝3MHz 的第 2

谐波波段的频率发射脉冲。

为了最大程度地衰减接收的频率波段中的发射谐波成分，可以使用集中在~4.5/2＝2.25MHz（第 2 调和测度），~4.5/3＝1.5MHz（第 3 调和测度），~4.5/4＝1.13MHz（第 4 调和测度）的第 1 谐波波段的频率发射脉冲，其频率，并且在端口 II 接收 4.5MHz 左右的谐波波段。通过如上所述的调节层厚度，衰减波段可以被置于另外的频率。

图 12a 表示层耦合的电子开关可以用图 8d 所示的换能器结构达到，但比图 8d 具有较大的灵活性。一套发射器电压放大器 1201 和 1202 通过一套电子控制的开关 1203 和 1204 以及同轴电缆 1205 和 1206 驱动电极 802 和 801，而电极 803 接地。为了发射器放大器提高效率，根据公知的方法，也可以在发射器放大器以及图中 1209 和 1210 所示的换能器端口之间使用阻抗匹配网络。图中表示并联调谐线圈，根据工作频率范围可以选择两个线圈用于每个端口。其它类型的电子匹配也是非常实际的，例如串联调谐线圈，或线圈和电容的网络。为了衰减发射序列中的谐波成分，图中表示在发射放大器上使用附加的陷波滤波器 1213 和 1214。

如图 12b 中的 1220 所示，用序列 Tr2=Tr3 驱动发射器放大器，可以得到发射并联耦合转移函数$|H_{tt}(\omega)|$，如图 10a 的 1007 或图 10b 的 1017 所示，而不必导电连接电极 801 和 802。因此，这种 Tr2 和 Tr3 的选择允许发射频率~1.5MHz 附近的波段。用 1221 的序列 Tr2 驱动发射器放大器并且信号 Tr3 为零时，根据图 10a 的 1005 或图 10b 的 1015 的$|H_{tt}(\omega)|$，可以发射~3MHz 附近的频率波段。类似地，在 1221 中交换序列 Tr2 和 Tr3，即 Tr2 为零，而 Tr3 代表一个信号，根据图 10a 的 1006 或图 10b 的 1016 的$|H_{tt}(\omega)|$，可以发射频率在~3MHz 附近的波段。

将 1220 和 1221 的驱动信号 Tr2 和 Tr3 相加，根据 1007 或 1017 的$|H_{tt}(\omega)|$，可以发射第 1 谐波波段；根据 1008 或 1018 同时具有第 2 谐波波段频率。得

到的驱动信号 Tr2 和 Tr3 如图 12b 中 1222 所示，是简单的三阶信号，可以用晶体管开关产生。

通过反并联耦合图 8d 和图 12a 中的端口 II 和端口 III 可以增大~3MHz 附近的发射功率。特别是图 12a 中所示的层的电极化，通过驱动相反极性的 Tr2 和 Tr3，即图 12c 中 1223 所示的 Tr3=-Tr2，可以得到反并联耦合的电子端口。这产生图 10a 和 10b 中 1008 或 1018 所示的发射转移函数$|H_{tt}(\omega)|$。这对于发射~3MHz 附近的频率波段是有效的，比单独通过端口 II 和端口 III 振幅高~6dB。通过将 1220 和 1223 的驱动信号 Tr2 和 Tr3 相加，即图 12c 中 1224 所示的驱动信号 Tr2 和 Tr3，可以发射分别在~1.5MHz 和~3MHz 的第 1 谐波和第 2 谐波的组合的脉冲。也可以得到图 8d 和图 12a 中端口 II 和端口 III 的反串联耦合，这是通过用相反的电压极性驱动端口，并将电极 803 断开接地，从而相对于层 808 和 809 的极化方向，两个端口的电流极性相反。类似地，可以得到反串联耦合的端口 II 和端口 III，这是通过电流驱动极性相反的电极 801 和 802，同时电极 803 接地。这种反串联耦合得到与 1008 和 1018 类似的发射转移函数，但振幅小~6dB。由于电极 803 断开接地，这种耦合在应用时很少需要。

图 12d 表示用图 12a 所示的结构，使用具有相对极性驱动电压的不同极化的压电材料，可以得到的发射耦合的类型。对于串联和反串联耦合，电极 802 必须可动。两个端口电串联耦合的定义是流入两个端口的电流相等并且电压相加，而电子反串联耦合的定义是电流方向相反并且大小相等，以及电压相减。电压和电流的极性与压电极化的方向相关。并联耦合的定义是电压对于每个端口相等，而电流相加；电子反并联耦合的定义为电压有相反的极性和相同的大小，并且电流相减。需要注意的是，如果压电材料的两个极性方向改变到与图中所示的相反，则函数被保留；或者，电压的极性改变到与图中所示的相反。

因此，图 12 的发射器 / 换能器的结构非常适合于选择性地发射第 1 和第 2 波段频率的脉冲，或者发射频率在第 1 和第 2 谐波波段的脉冲。但端口 II 和端口 III 也可用于发射第 3 波段频率，并且此结构可用于同时发射脉冲，其频率使相互之间没有谐振关系。

在接收模式，开关 1203 和 1204 设置为通过同轴电缆 1205 和 1206 将电极 801 和 802 连接到接收器放大器 1207 和 1208。为了提高灵敏度和接收发射函数，阻抗匹配网络 1209 和 1210 的开关 1211 和 1212 设置为被选择的波段的最佳接收器函数。

图 11b 表示，具有调谐的电负载，2 层的典型接收转移函数$|H_{rt}(\omega)|$，其中 1103 表示电极 801 的$|H_{rt3}(\omega)|$，1104 表示电极 802 的$|H_{rt2}(\omega)|$。参看集中在 1.5MHZ 的第 1 谐振发射带（图 10a 和 10b 的 1007 和 1017），可以看出电极 801 有效地接收信号，其频率成分在第 1、第 2 和第 3 谐振频率波段，而电极 802 有效地接收频率成分在发射脉冲第 2、第 3 和第 4 揩振频率波段的信号。因此，此结构能发射和接收超过 2 倍频程的频率。

接收器放大器的输出能方便地组合到滤波器和组合单元 1215 中，并且例如通过组合的过滤提高接收器转移函数为：

$$V_c(\omega) = H_{c2}(\omega)V_{r2}(\omega) + H_{c3}(\omega)V_{r3}(\omega) \qquad (24)$$

式中，$V_{r2}(\omega)$是接收器放大器 1207 的输出，$V_{r3}(\omega)$是接收器放大器 1208 的输出。可能的滤波器是(m,N)滤波器

$$H_{c2}(\omega)=\frac{|H_{r2}(\omega)|^{m-2}H_{r2}^{*}(\omega)}{|H_{r2}(\omega)|^{m}+|H_{r3}(\omega)|^{m}+\max_{\omega}\{|H_{r2}(\omega)|^{m}+|H_{r3}(\omega)|^{m}\}/N}$$
$$H_{c3}(\omega)=\frac{|H_{r3}(\omega)|^{m-2}H_{r3}^{*}(\omega)}{|H_{r2}(\omega)|^{m}+|H_{r3}(\omega)|^{m}+\max_{\omega}\{|H_{r2}(\omega)|^{m}+|H_{r3}(\omega)|^{m}\}/N} \quad (25)$$

此组合的完全接收转移函数为：

$$H_{c}(\omega)=H_{c2}(\omega)H_{r2}(\omega)+H_{c3}(\omega)H_{r3}(\omega)$$
$$=\frac{1}{1+\max_{\omega}\{|H_{r2}(\omega)|^{m}+|H_{r3}(\omega)|^{m}\}/N\{|H_{r2}(\omega)|^{m}+|H_{r3}(\omega)|^{m}\}} \quad (26)$$

当 m=2 和 N=10 时$|H_c(\omega)|$的一个例子如图 11b 中 1105 所示。我们注意到，$H_c(\omega)$覆盖 0.8-7.5MHz 的频率范围，具有 160%的相对接收带宽。这个宽的接收带宽通过进一步滤波可以分成发射频率波段的第 1、第 2、第 3 和第 4 谐波成分。我们强调的是，精确频率值的获得可以通过高阻抗部分和匹配部分的层厚度的成比例变化。

在制造状态，通常观察到装置之间 $H_{rt2}(\omega)$和 $H_{rt3}(\omega)$的变化，这对于固定滤波器 $H_{c2}(\omega)$和 $H_{c3}(\omega)$应用于换能器的不同装置将产生问题。解决这一问题的方法是，将适于特殊生产装置的各个 $H_{rt2}(\omega)$和 $H_{rt3}(\omega)$的 $H_{c2}(\omega)$和 $H_{c3}(\omega)$数字存贮于装在特殊换能器装置上的 EPROM，例如，换能器仪器的接口中。等同地，可以存贮滤波器脉冲响应 $h_{c2}(\tau)$和 $h_{c3}(\tau)$，这是 $H_{c2}(\omega)$和 $H_{c3}(\omega)$的逆傅立叶变换。使用阵列，也可以存贮每个换能器阵元或换能器阵元组的各个

滤波器响应，以补偿各个阵元之间换能器函数的变化。

根据本发明，一个具有单一电子端口的紧凑设计表示在图 13a 中。在此图中，高阻抗部分包括单独的具有前弹性层 1307 的压电层 1308，其具有相似的特性阻抗 Zx~17MRayl。压电层表面覆盖电极 1301 和 1302，形成弹性端口 1304，端口 I。前弹性层 1307 用于增大$|H_{stru}|$的有效带宽。此结构的转移函数的例子表示在 13b 中，其中负载匹配部分是由特性阻抗 3.2MRayl 的单独匹配层组成的。装有层 1307 的端口 I 的发射转移函数$|H_{tt}(\omega)|$表示为 1310，而 1311 表示去除层 1307 时的$|H_{tt}(\omega)|$。当装有层 1307 并且在波段中心频率用复调谐负载加载换能器时，端口 I，1304，的接收转移函数表示为 1312。装有 1307 时的换能器相对带宽为 112%，去除 1307 时的相对带宽为 78%。因此，装上层 1307 增大了 60%的绝对带宽。

需要注意的是，根据本发明的精神，高阻抗部分可以由更多的、表面具有电极的压电层组成，从而得到更多的具有不同转移函数的电子端口。这些电子端口通过串联或并联耦合导电地与得到的端口组合，如图 14 中的例子所示，其中表示高阻抗部分 501 包括 4 层压电层 1401－1404 以及弹性层 1405，弹性层 1405 可以是 Al 层，其与公共接地电极 1406 连接。压电层的极化如箭头 1407－1410 所示。电极 1411 和 1412 与接地电极 1406 一起形成前面图 8 中的端口 II 和端口 III。这些得到的端口可以电子操纵并耦合在一起形成复合端口，如图 8d 和 12a 所示。

附图表示了单独的换能器阵元，但应该清楚的是，很多这种阵元可以组合在一起形成阵列，其中阵元排列在二维辐射表面上，例如，成为线性一维或二维阵列，或者环形阵列。阵列表面根据公知的方法也可以是弯曲的。

对于阵列，使用中间电极接地的设计是有利的，因为在整个阵列使用一块接地片电极，可以在一点或有限数量点接地。这对于二维阵列特别有利，因为有源电极必须具有每个阵元的单独连接。中间电极接地使电极可以最简

单地连接，并且有源前和后电极可以方便地连接负载匹配层和衬底材料。

作为另外的设计特征，是提高对外界电磁源的抗干扰能力，将整个换能器装置密封在一个接地的薄金属层中是有利的。负载匹配部分和衬底部分可用于这种金属密封层及有源电极之间的电气绝缘。使用前弹性层 807、1307 和 1405 的导电材料，这一层可以接地并作为电屏蔽的一部分。在图 14 的设计中，我们注意到，接地电极包围其它电极和压电层，是一种增大抵抗外界电磁源干扰能力的方法。

因此，虽然图示和描述并指出了本发明的基本的新特征，如应用于优选实施例，但应该理解的是，本领域的一般技术人员在不偏离本发明精神时，可以做出对所述装置形式和细节上以及操作上的各种省略、替代和变化。例如，当前的转移函数是根据一套选择的材料特性和层厚度计算出的，转移函数特性的调节和改善可以通过调节诸如层厚度和特性阻抗等参数实现。因此，可以看出，图 5、8、12、13 和 14 的换能器结构，根据本发明的基本原理，提供了在发射和接收模式下宽波段和多波段操作。

还需要强调的是，以基本完全相同的方式执行完全相同的功能达到相同结果的那些阵元和／或方法步骤的所有组合，都在本发明的范围内。并且，结合本发明任何所述形式或实施例图示和／或描述的结构和／或元件和／或方法步骤，可以结合到任何其它所述的或描述的或建议的形式或实施例中，作为设计选择的基本特征。因此，需要指出的是，本发明仅由所附的权利要求的范围所限制。

参考文献

[1] 美国专利5,724,976, 1998年3月10日：“Ultrasound Imaging Preferable to Ultrasound Contrast Echography”。发明人：Yoshitaka Mine, Makota Hirama, Hiroyuki Tsujino, Shiro Saito。受让人：Kabushiki Kaisha toshiba, Kawasaki, Japan

[2] 美国专利5,825,117，1998年10月20日：“Second Harmonic Imaging Transducers”。发明人：William J. Ossmann, Larry Pendergass, Martin K. Mason。受让人：Hewlett-Packard Company, Palo Alto Calif

[3] 美国专利5, 957,851，1999年9月28日：“Extended Bandwidth Ultrasonic Transducer”。发明人：John Hossack。受让人：Acuson Corporation, Mountain View, Calif

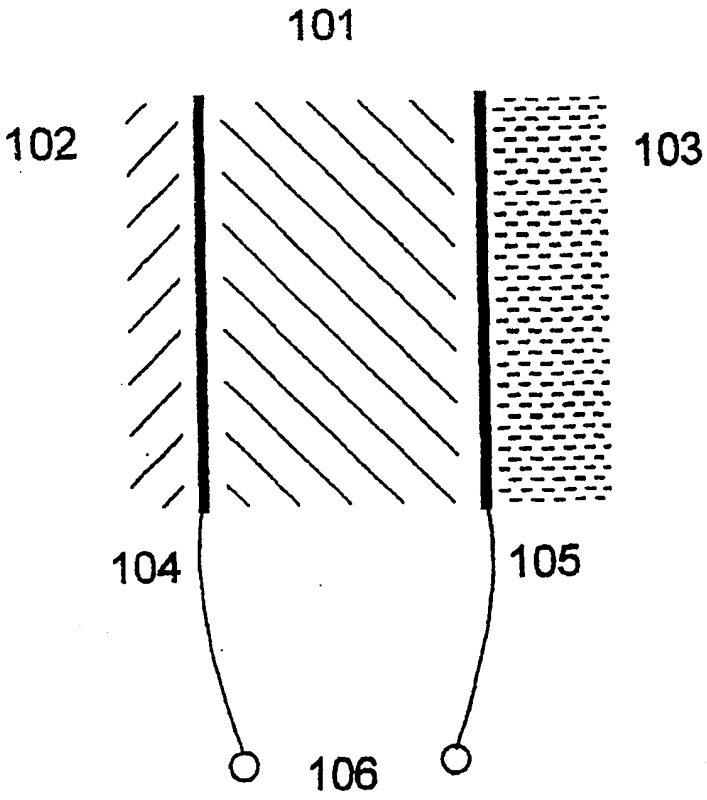
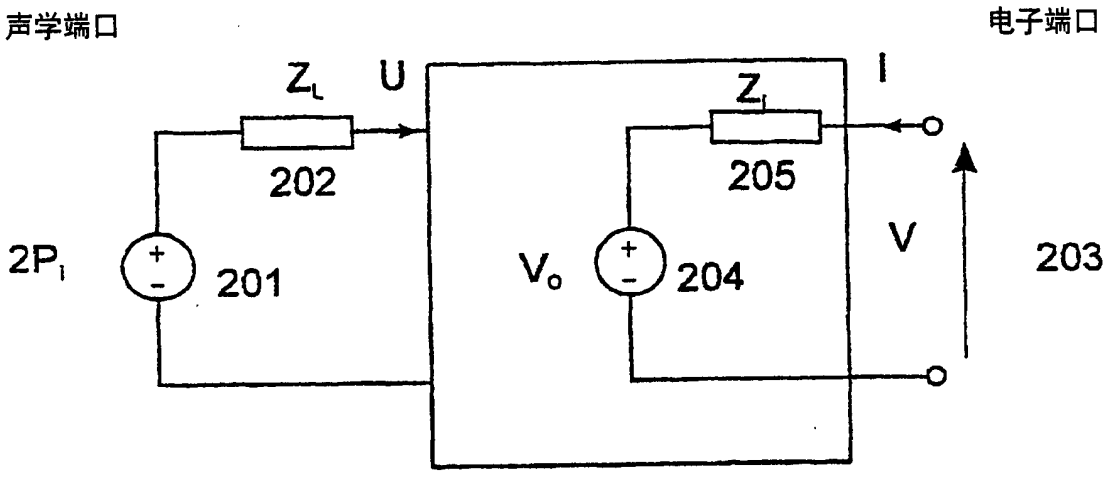
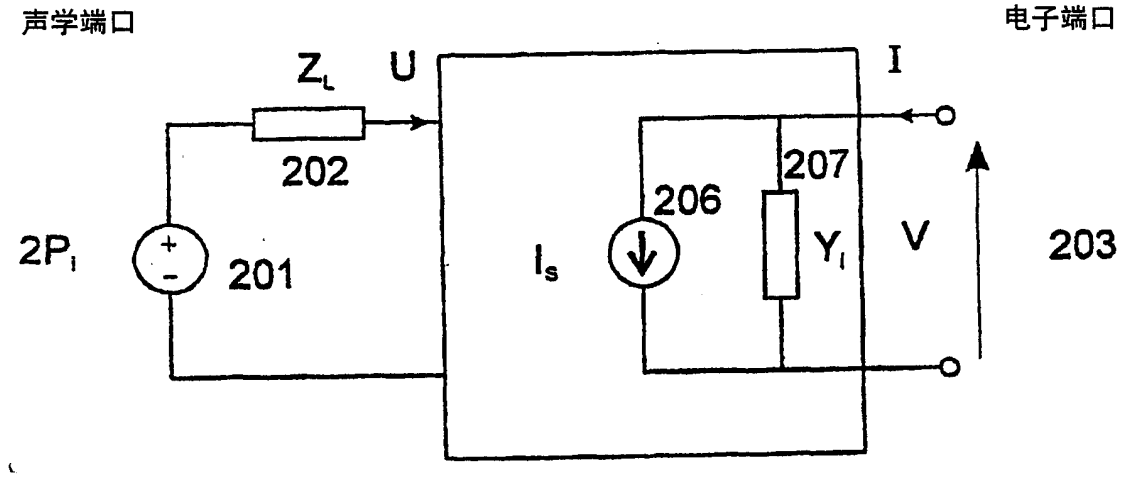


图1



Thevenin等价电路

a)



Norton等价电路

b)

图2

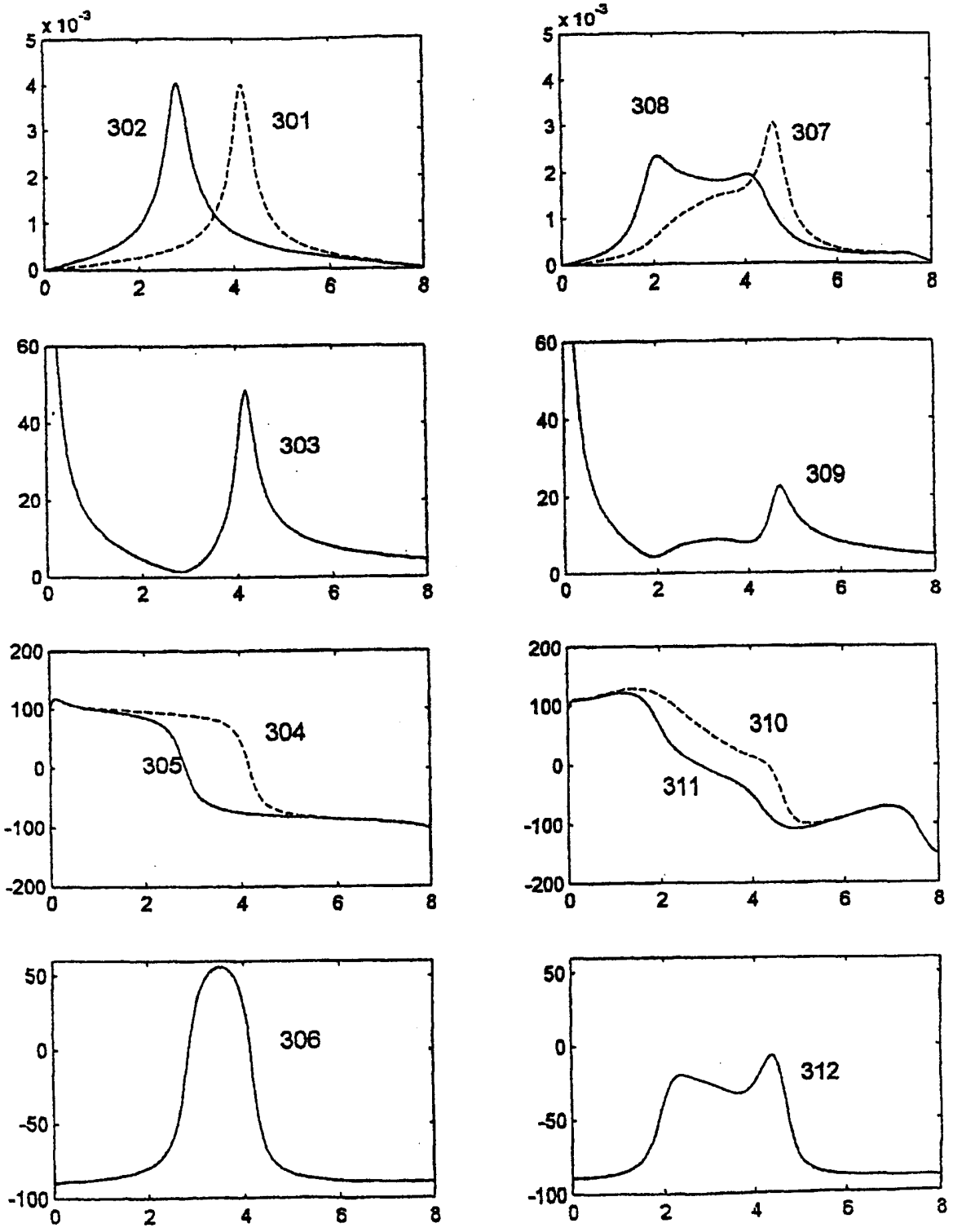


图3

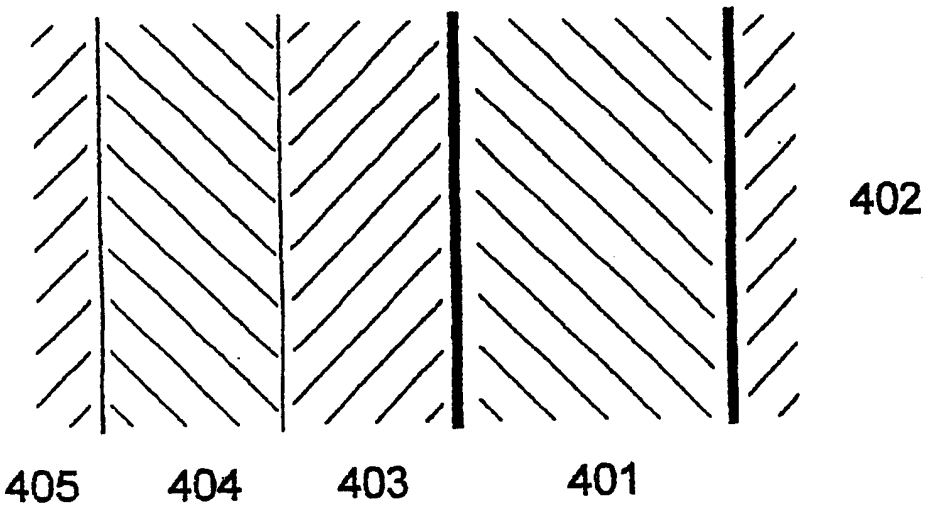


图4

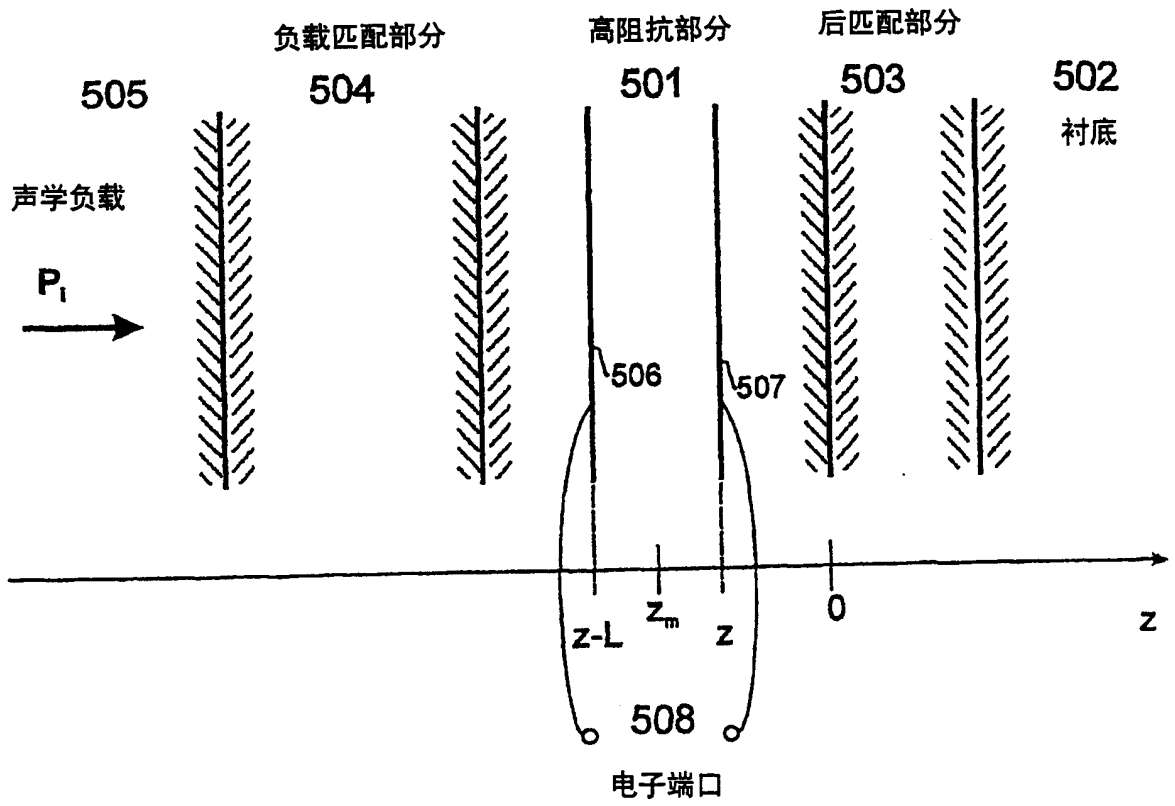

负载匹配部分
高阻抗部分
后匹配部分
505
504
501
503
502
衬底
声学负载
P_i
506
507
z_m
z-L
z
0
z
508
电子端口

图5

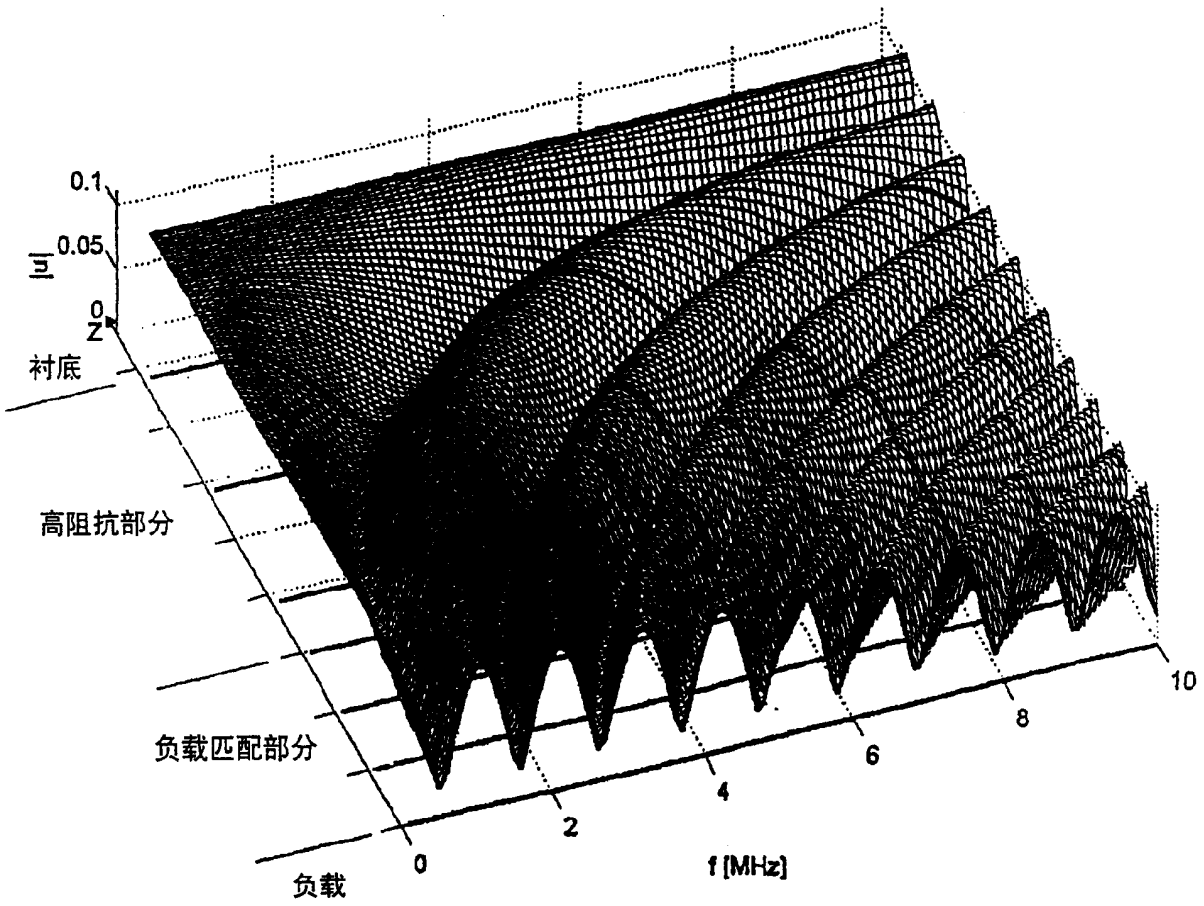


图6a

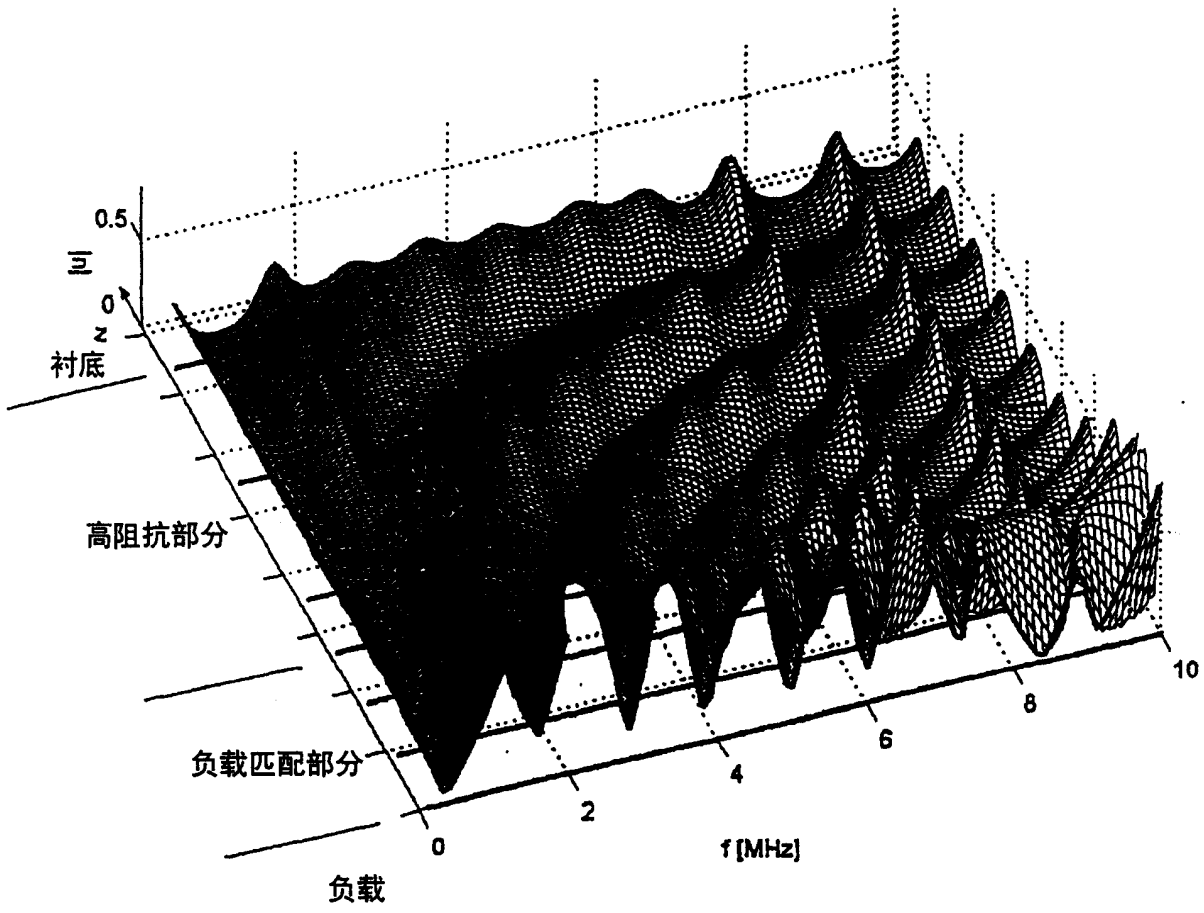


图6b

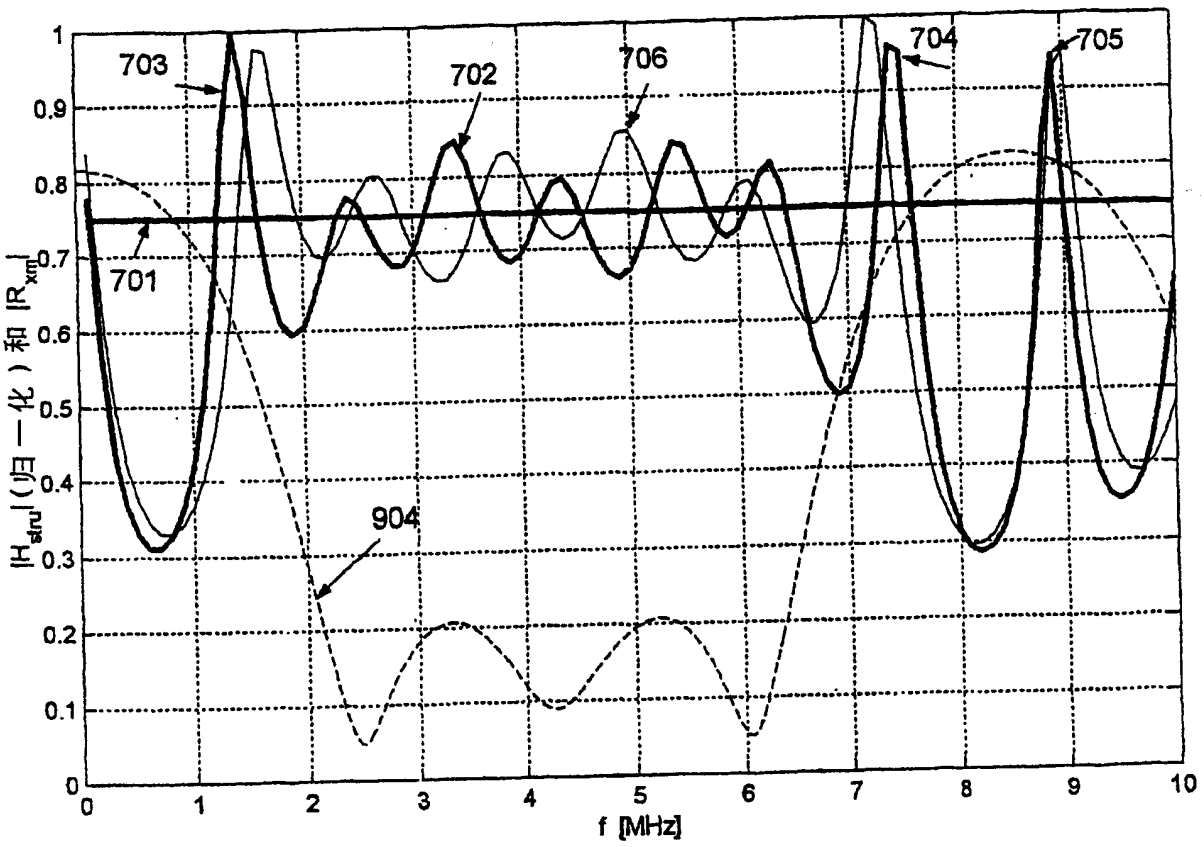

703
702
706
704
705
701
904
$|H_{stru}|$（归一化）和 $|R_{xm}|$
f [MHz]
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10

图7a

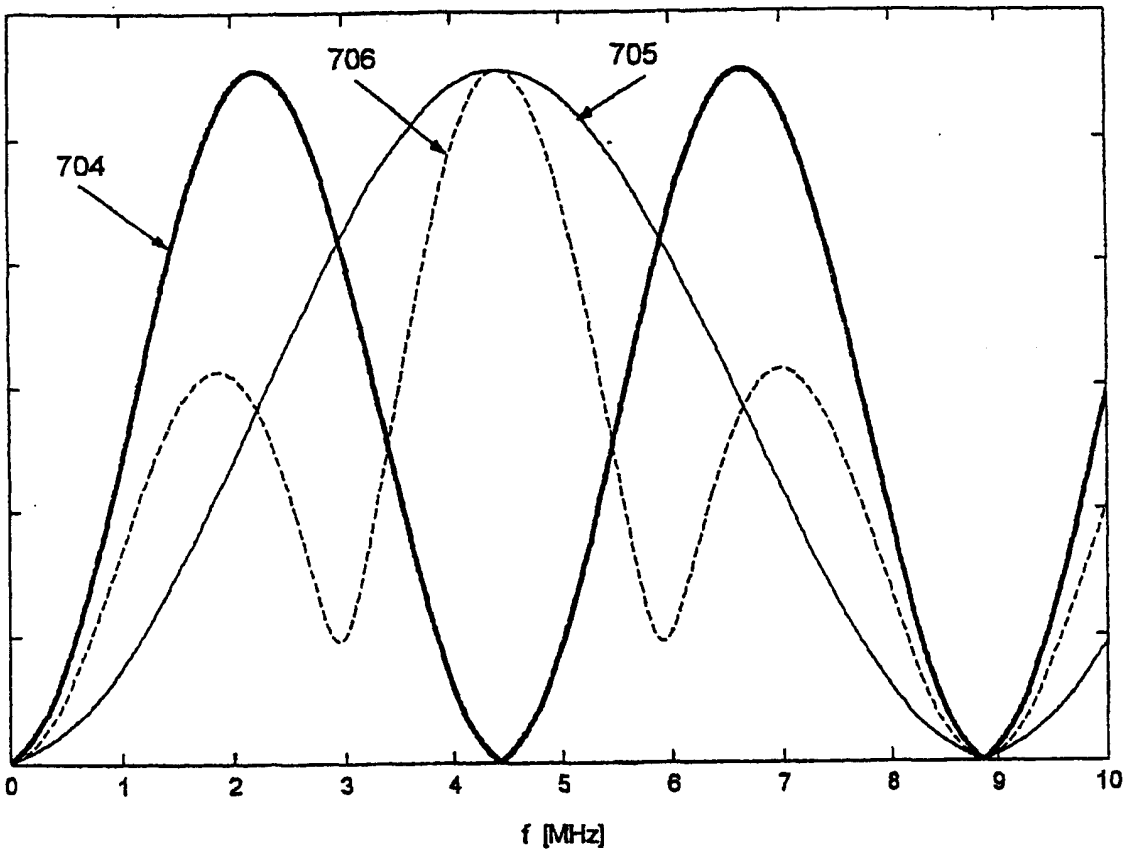


图7b

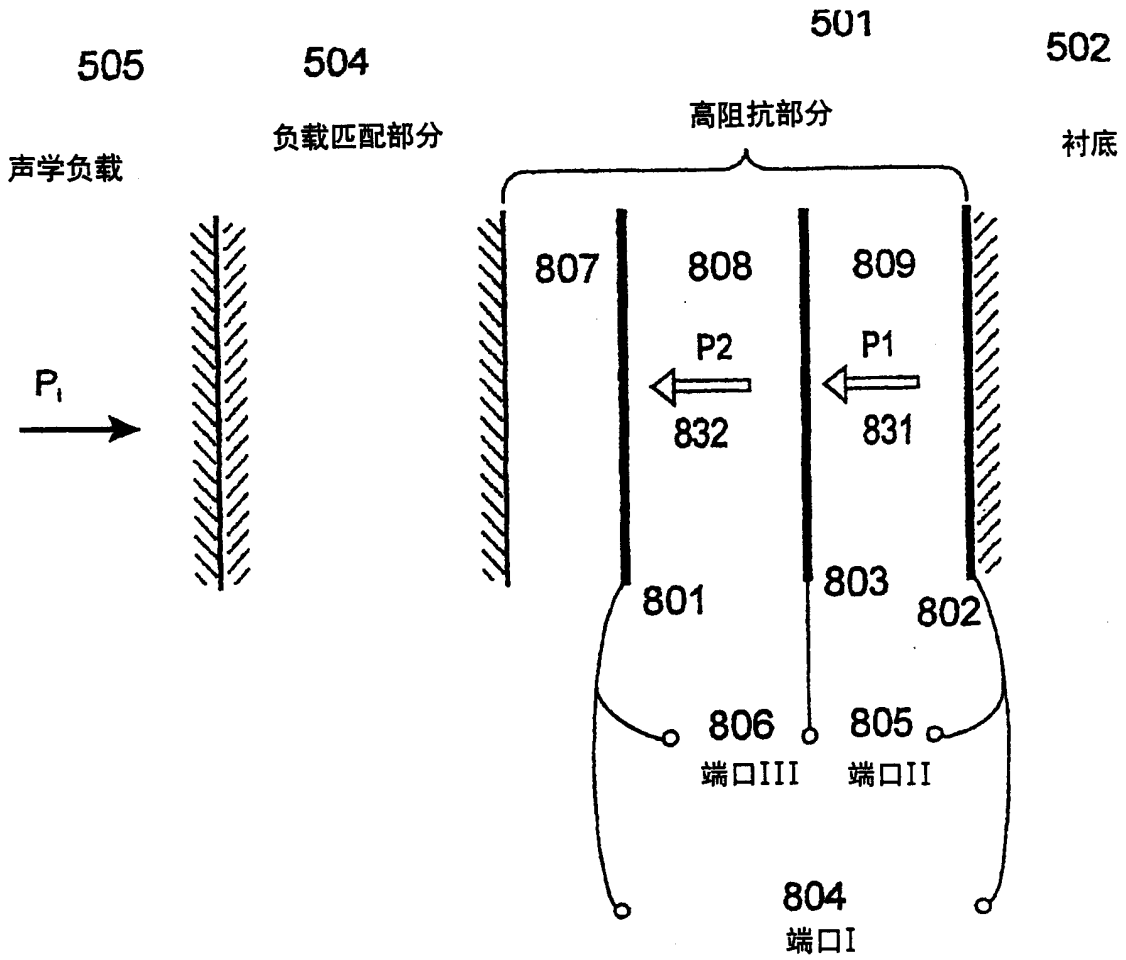

505
504
501
502
声学负载
负载匹配部分
高阻抗部分
衬底
P_i
807
808
809
P2
P1
832
831
801
803
802
806
805
端口III
端口II
804
端口I

图8a

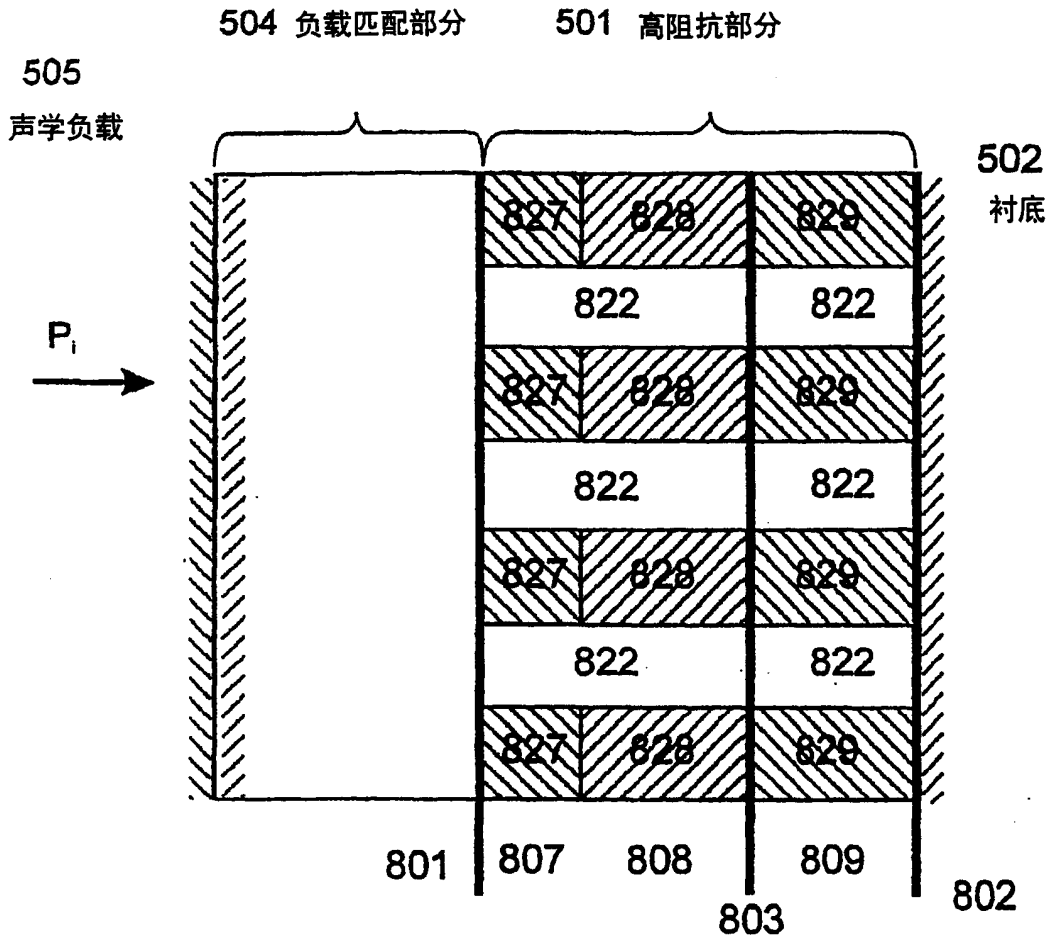

504 负载匹配部分
501 高阻抗部分
505
声学负载
502
衬底
P_i
827
828
829
822
801
807
808
809
802
803

图8b

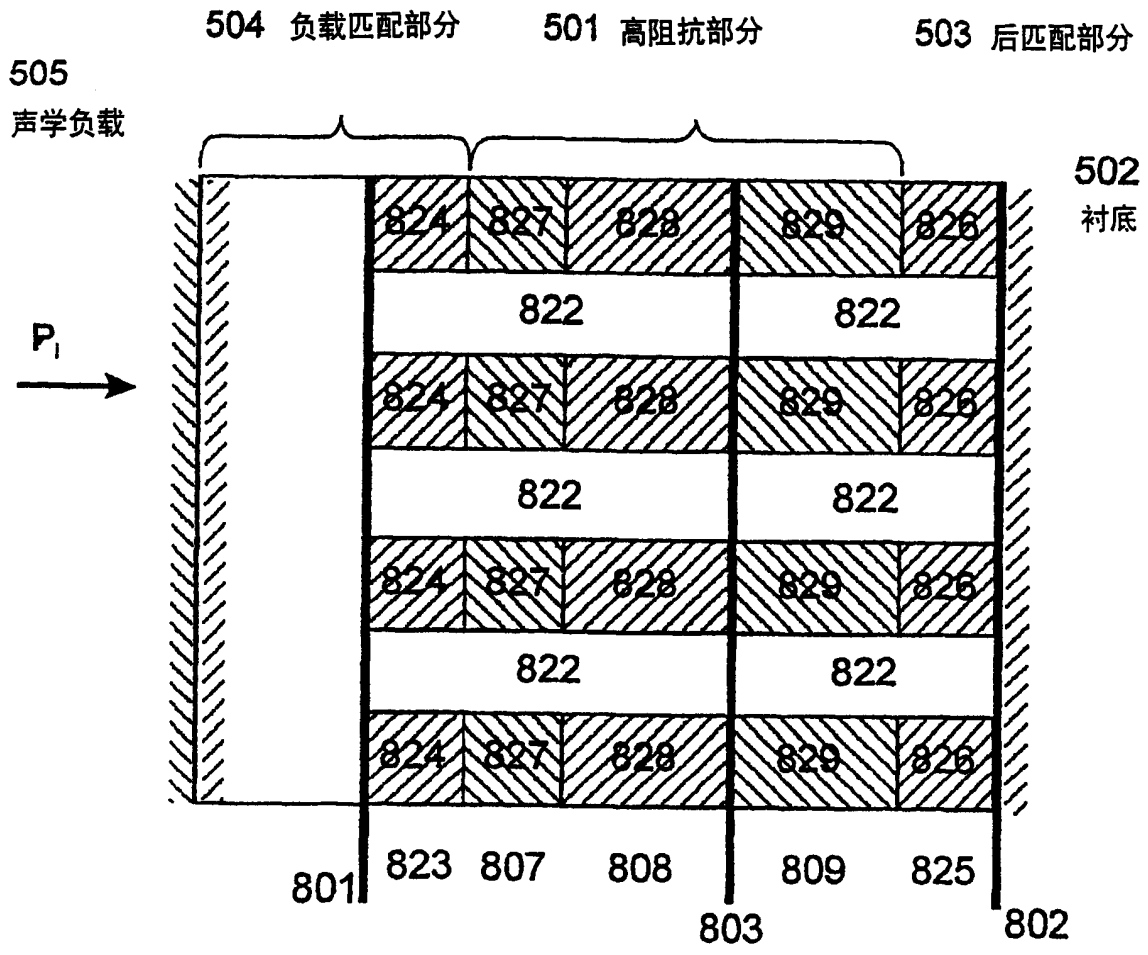

504 负载匹配部分
501 高阻抗部分
503 后匹配部分
505
声学负载
502
衬底
P_i
824
827
828
829
826
822
801
823
807
808
809
825
803
802

图8c

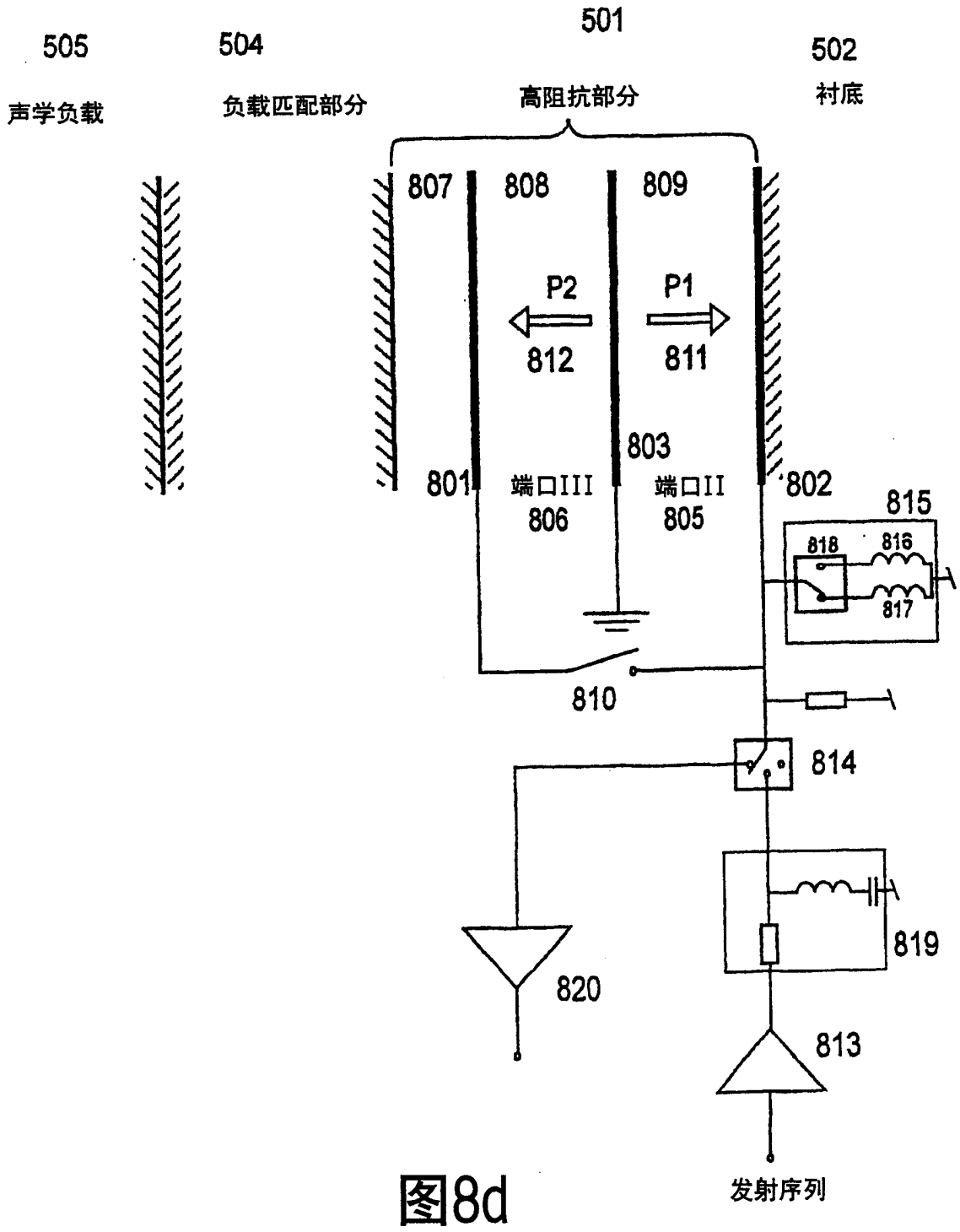

505
声学负载
504
负载匹配部分
501
高阻抗部分
502
衬底
807
808
809
P2
812
P1
811
803
801
端口III
806
端口II
805
802
815
818
816
817
810
814
819
820
813
发射序列

图8d

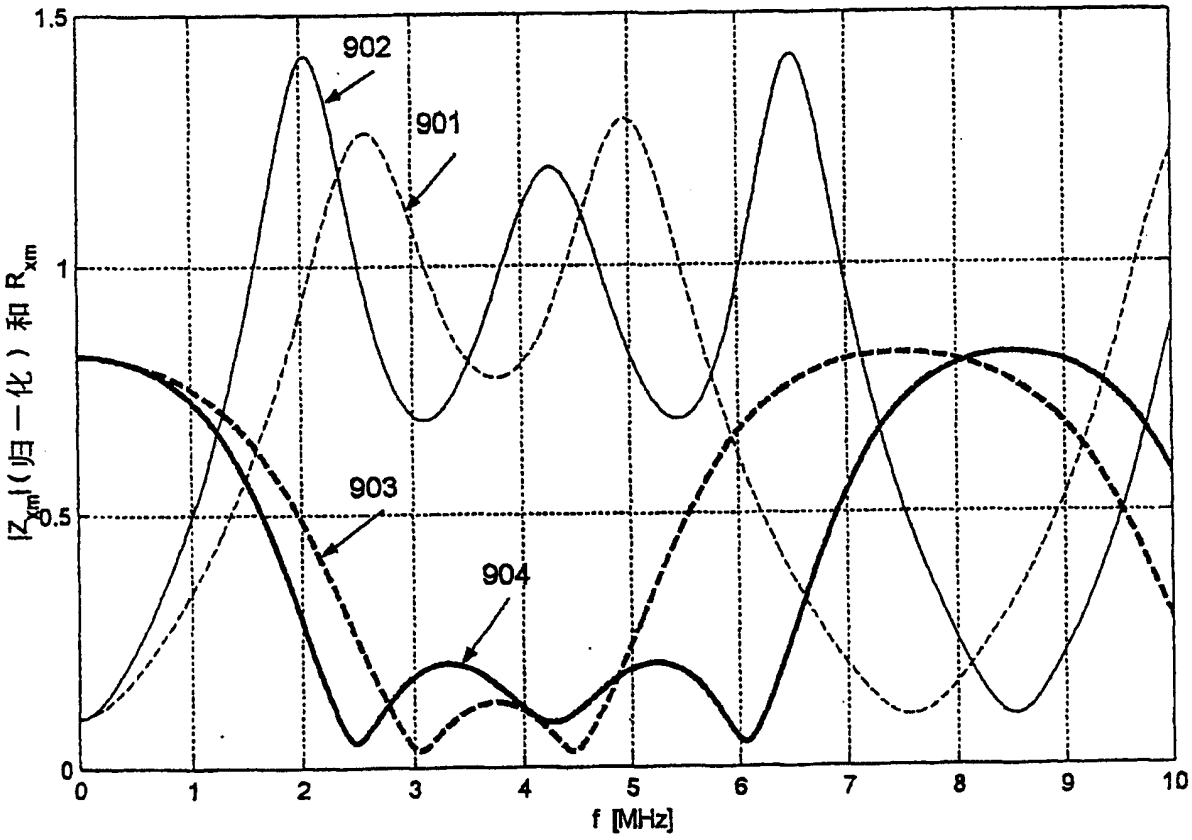


图9

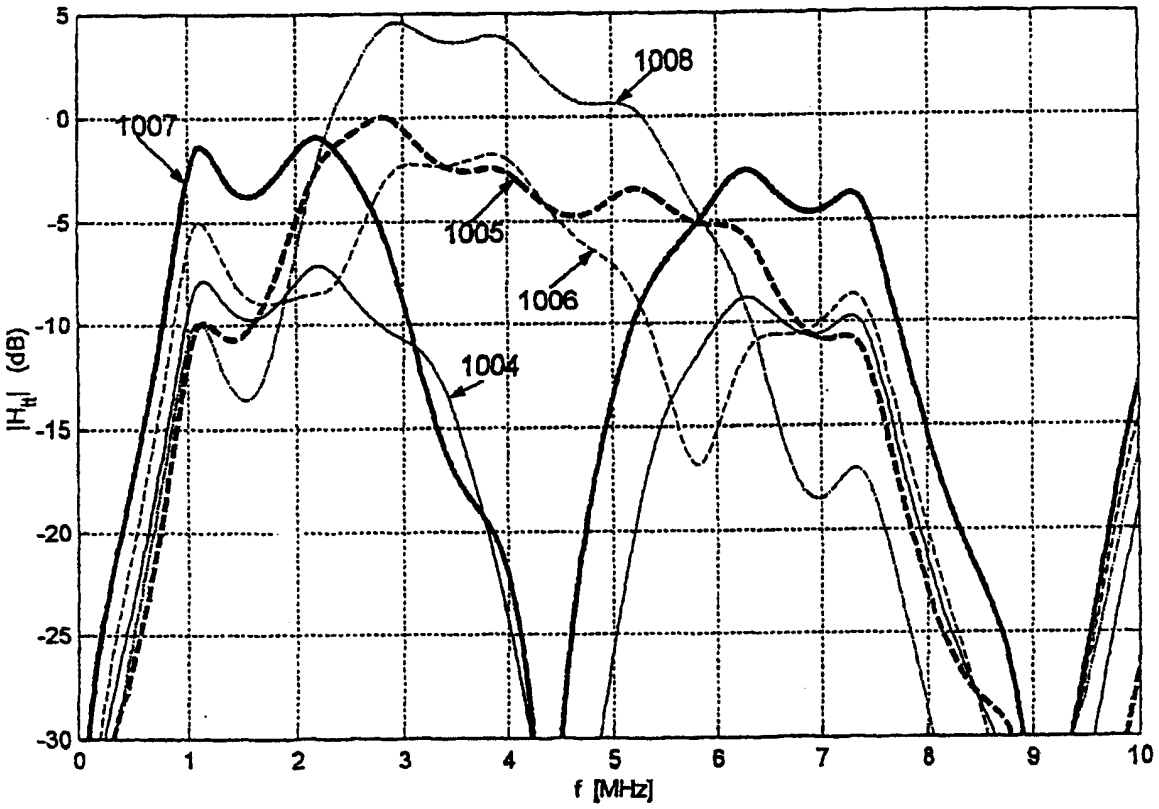

1008
1007
1005
1006
1004
|H_M| (dB)
f [MHz]
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10

图10a

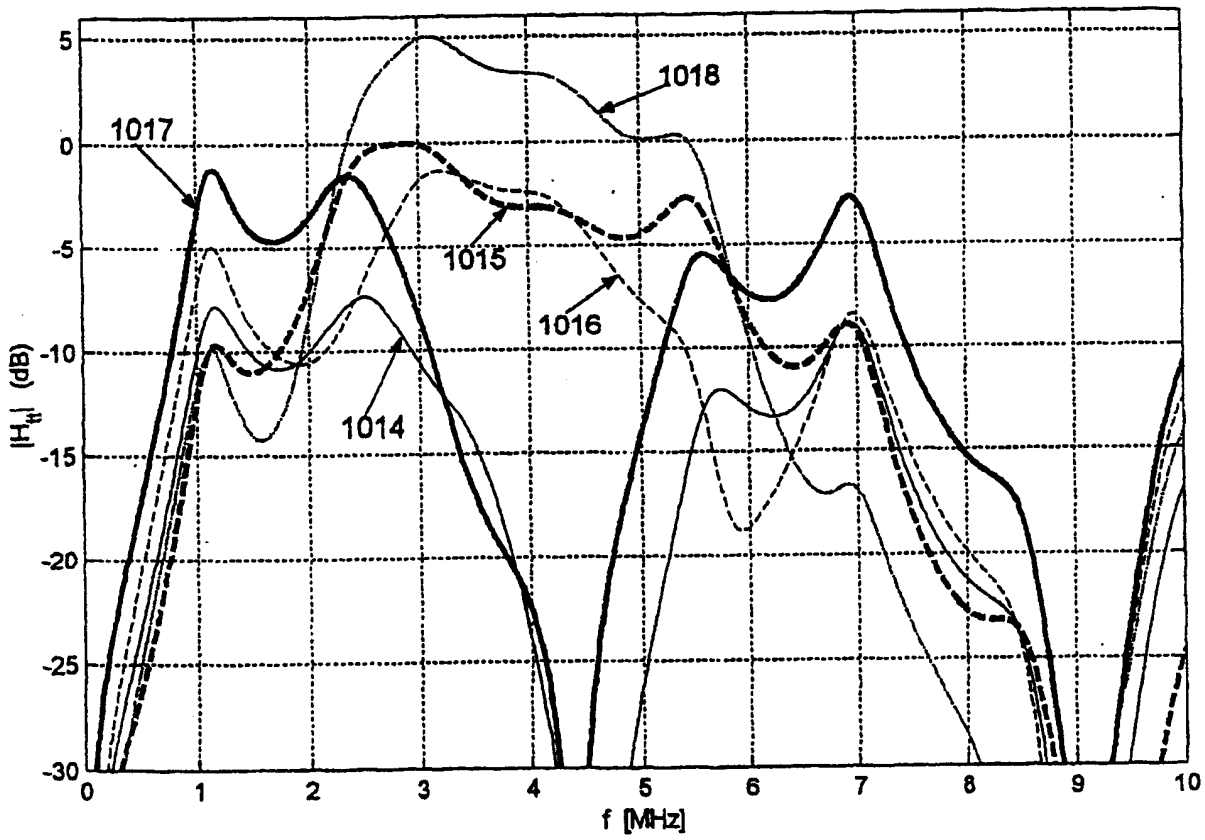

1017
1018
1015
1016
1014
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
|H_tl| (dB)
f [MHz]

图10b

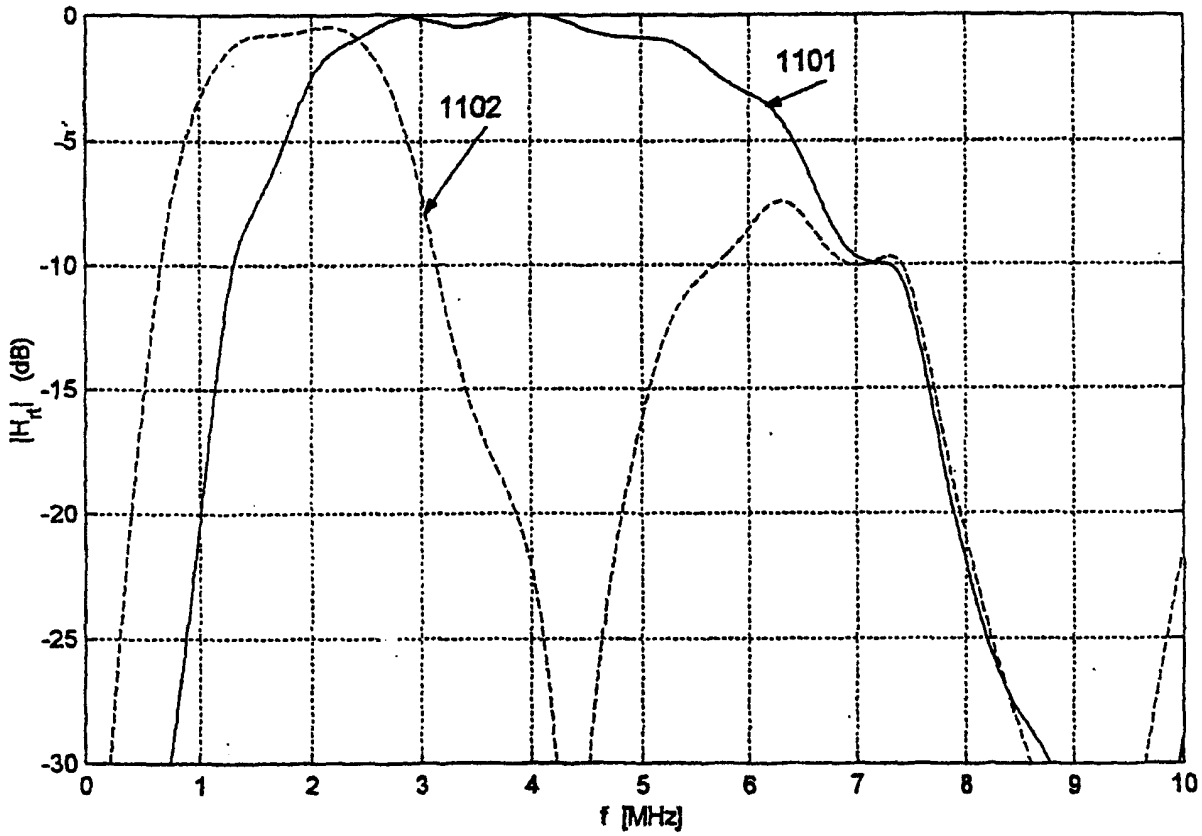


图11a

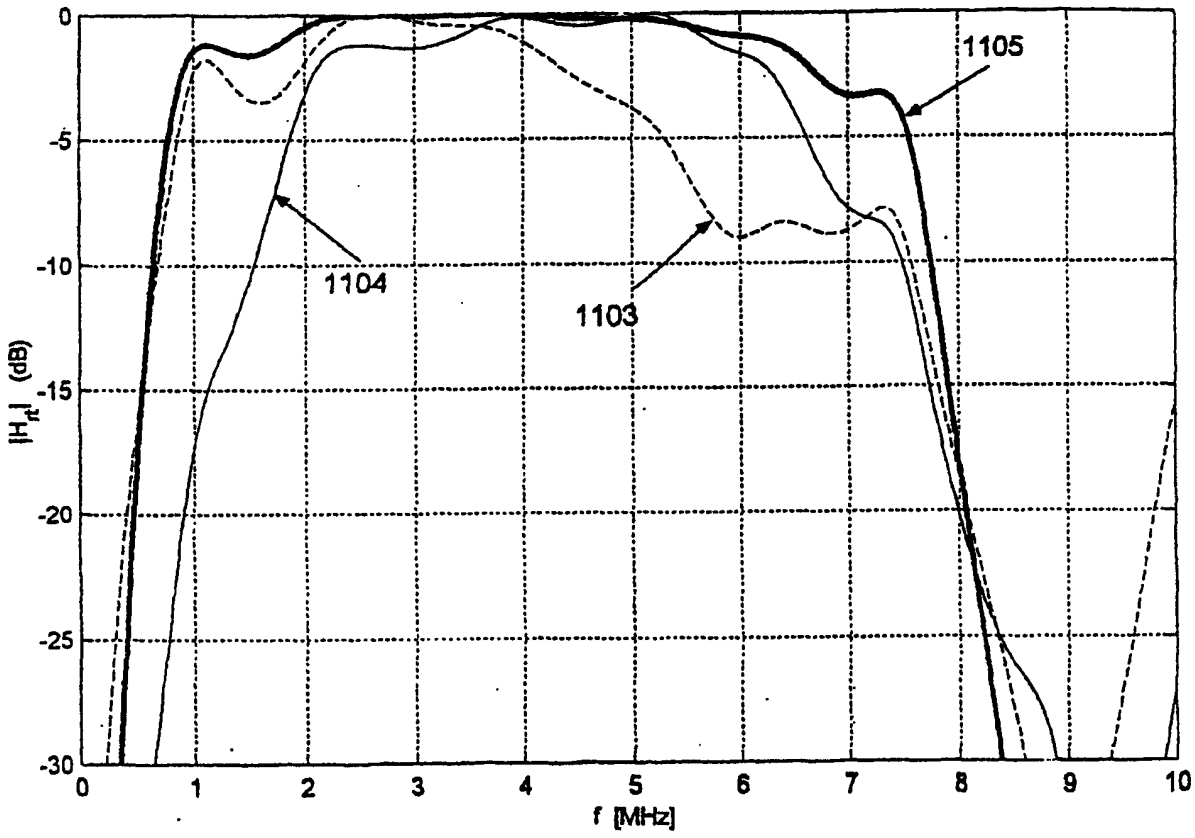


图11b

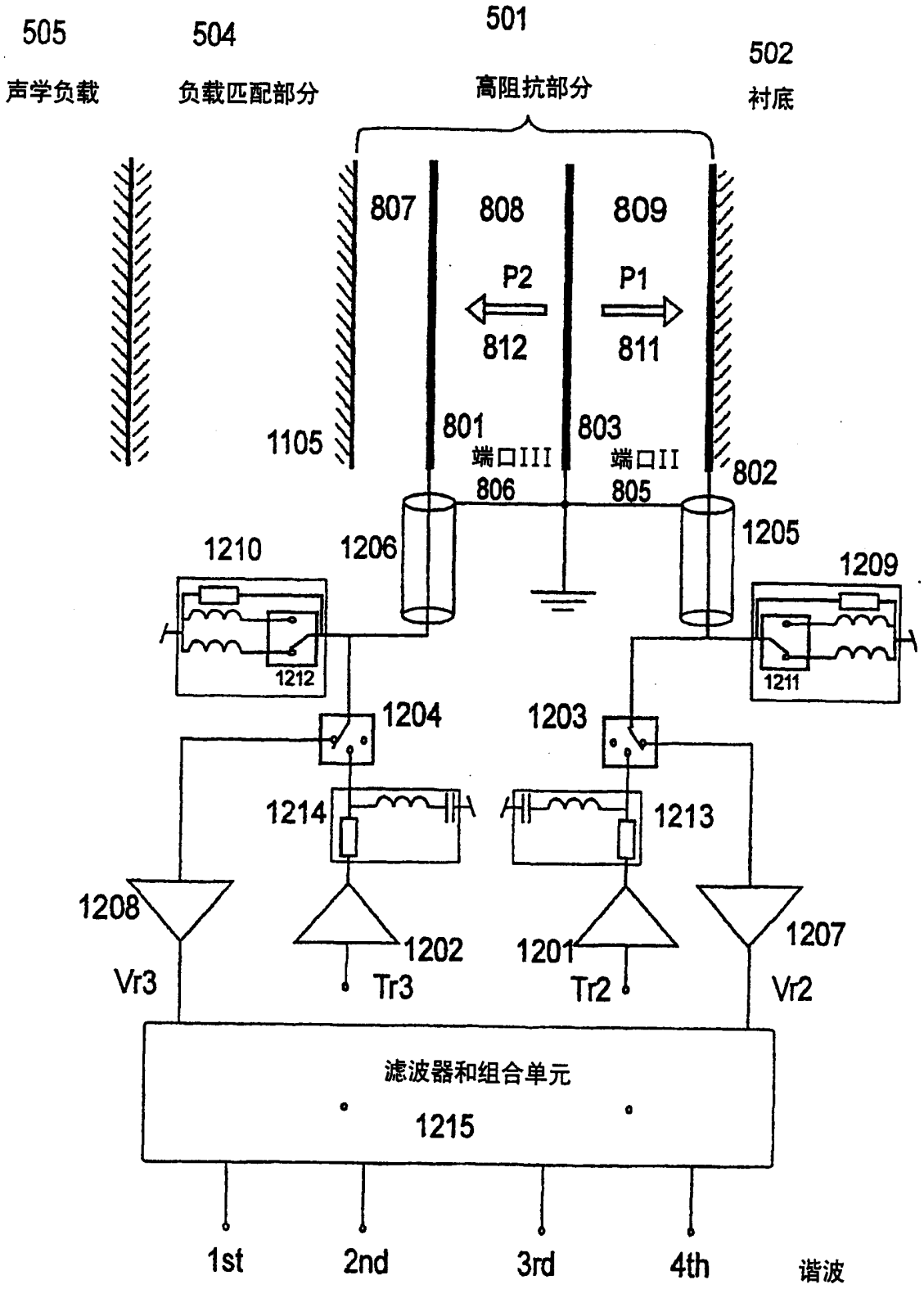

505
声学负载
504
负载匹配部分
501
高阻抗部分
502
衬底
807
808
809
P2
P1
812
811
1105
801
803
端口III
端口II
806
805
802
1205
1210
1206
1209
1212
1211
1204
1203
1214
1213
1208
1202
1201
1207
Vr3
Tr3
Tr2
Vr2
滤波器和组合单元
1215
1st
2nd
3rd
4th
谐波

图12a

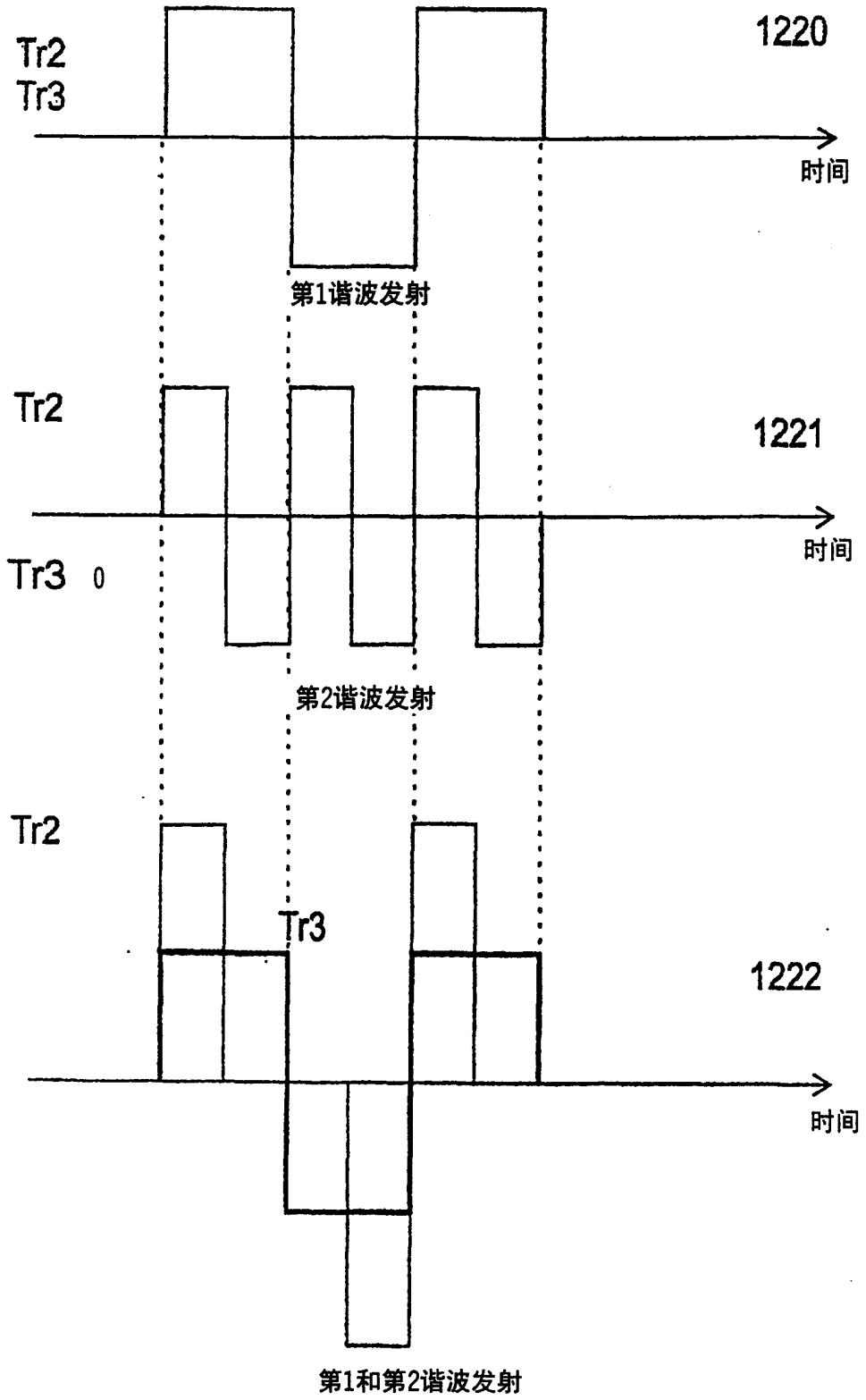

Tr2
Tr3
1220
时间
第1谐波发射
Tr2
1221
时间
Tr3 0
第2谐波发射
Tr2
Tr3
1222
时间
第1和第2谐波发射

图12b

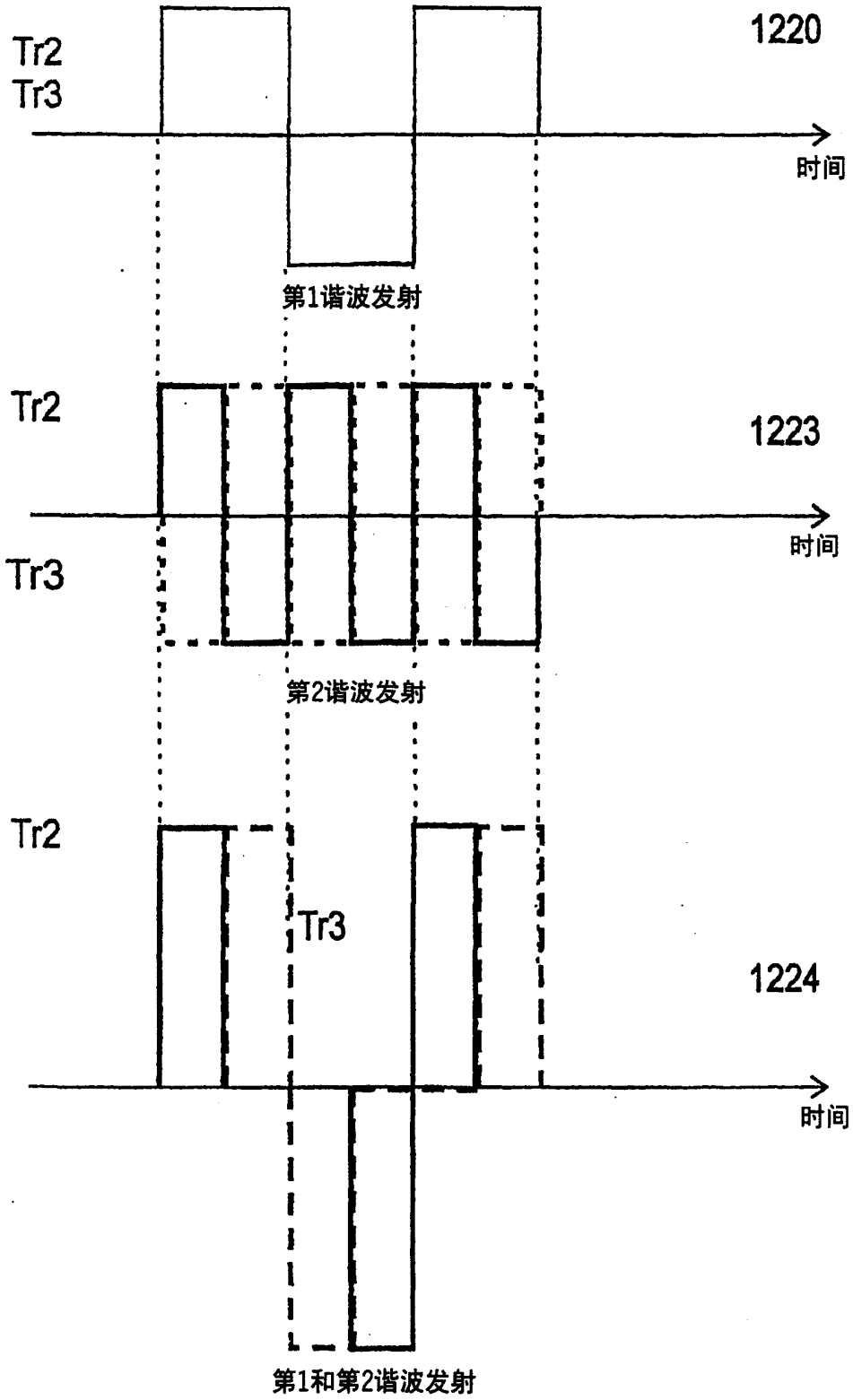

Tr2
Tr3
1220
时间
第1谐波发射
Tr2
1223
时间
Tr3
第2谐波发射
Tr2
Tr3
1224
时间
第1和第2谐波发射

图12c

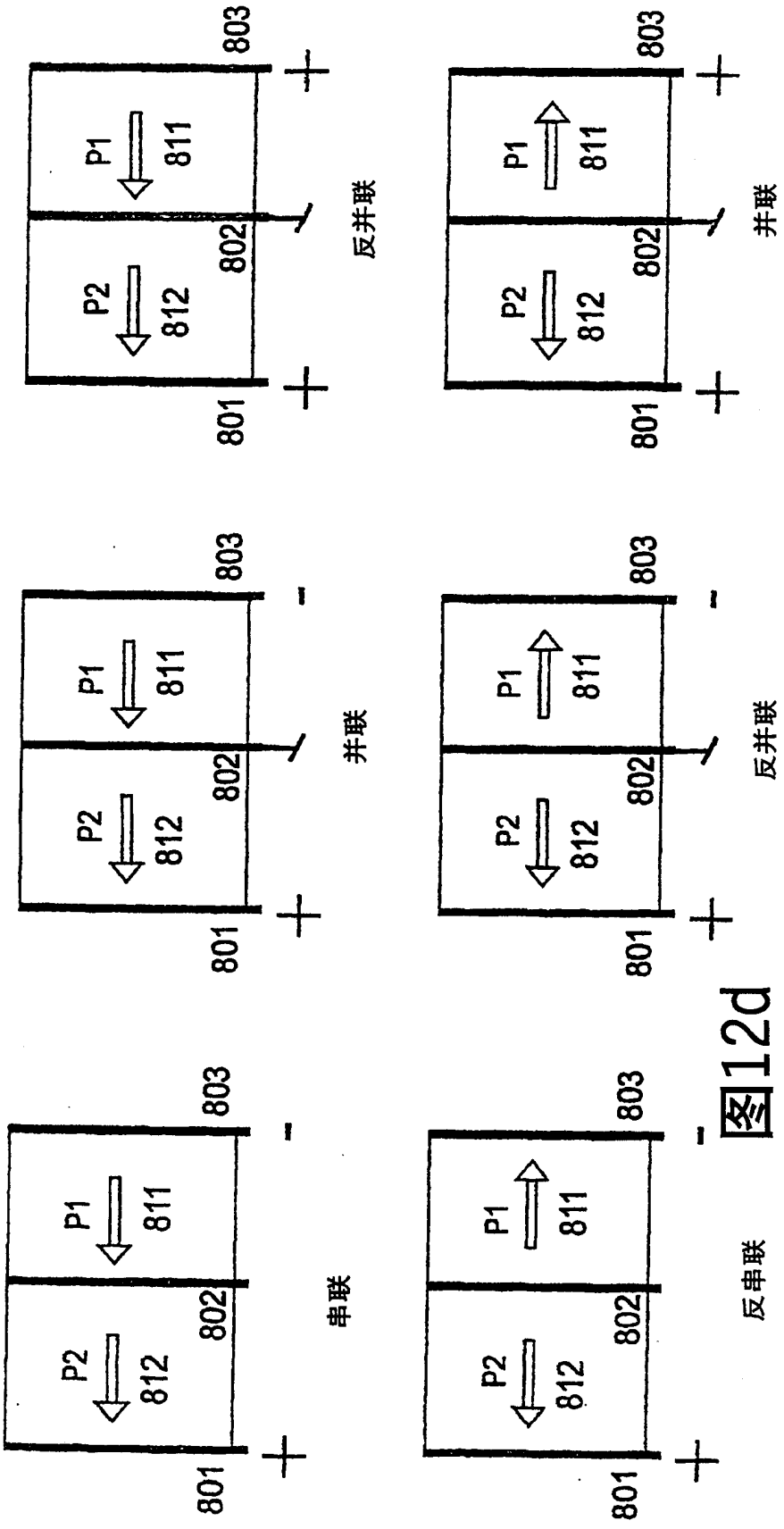


图12d

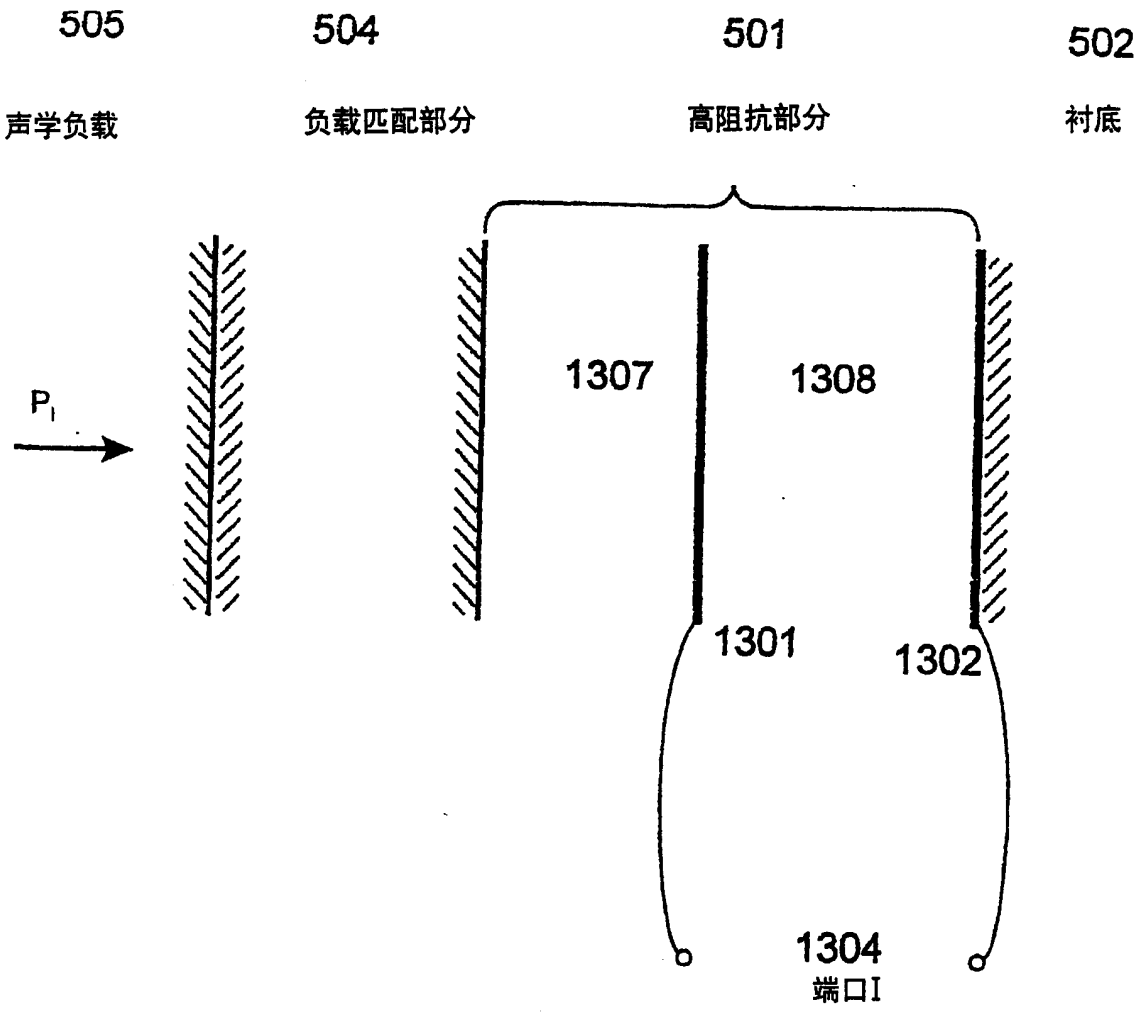

505
声学负载
504
负载匹配部分
501
高阻抗部分
502
衬底
P1
1307
1308
1301
1302
1304
端口I

图13a

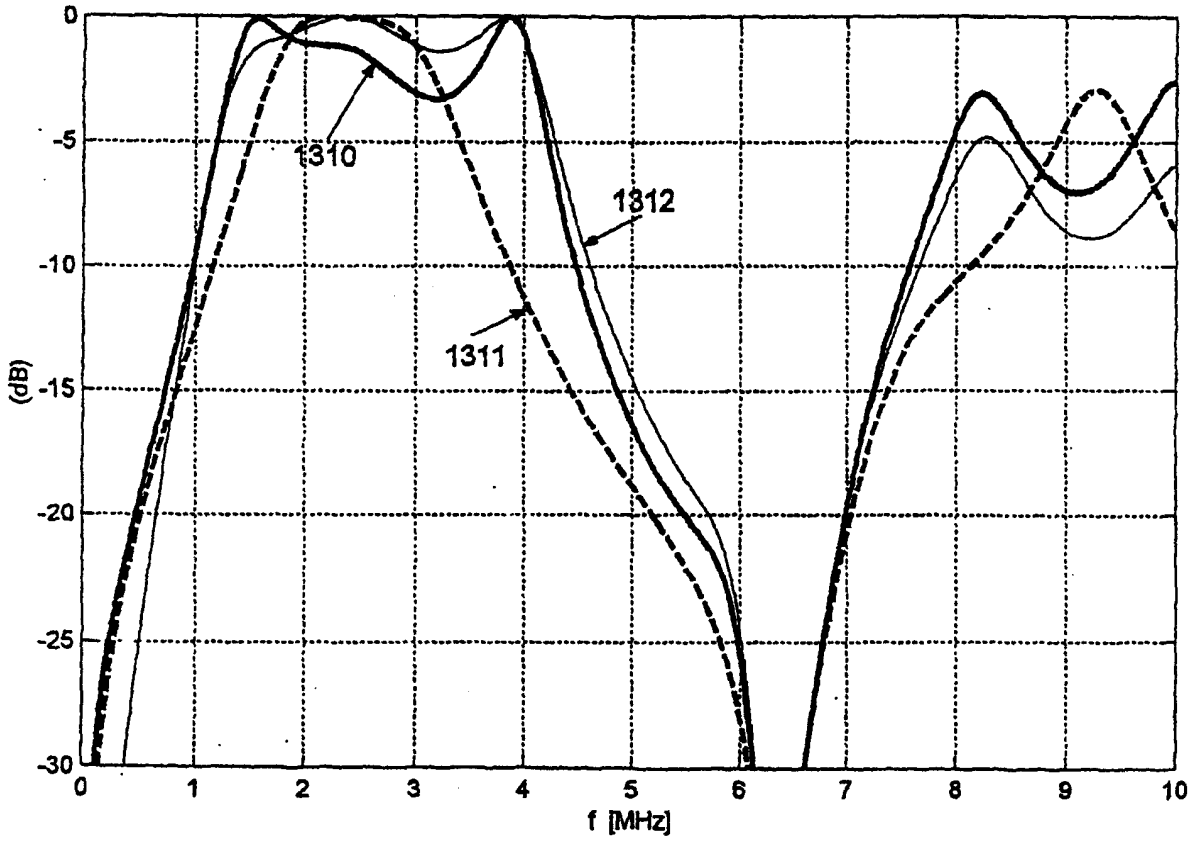


图13b

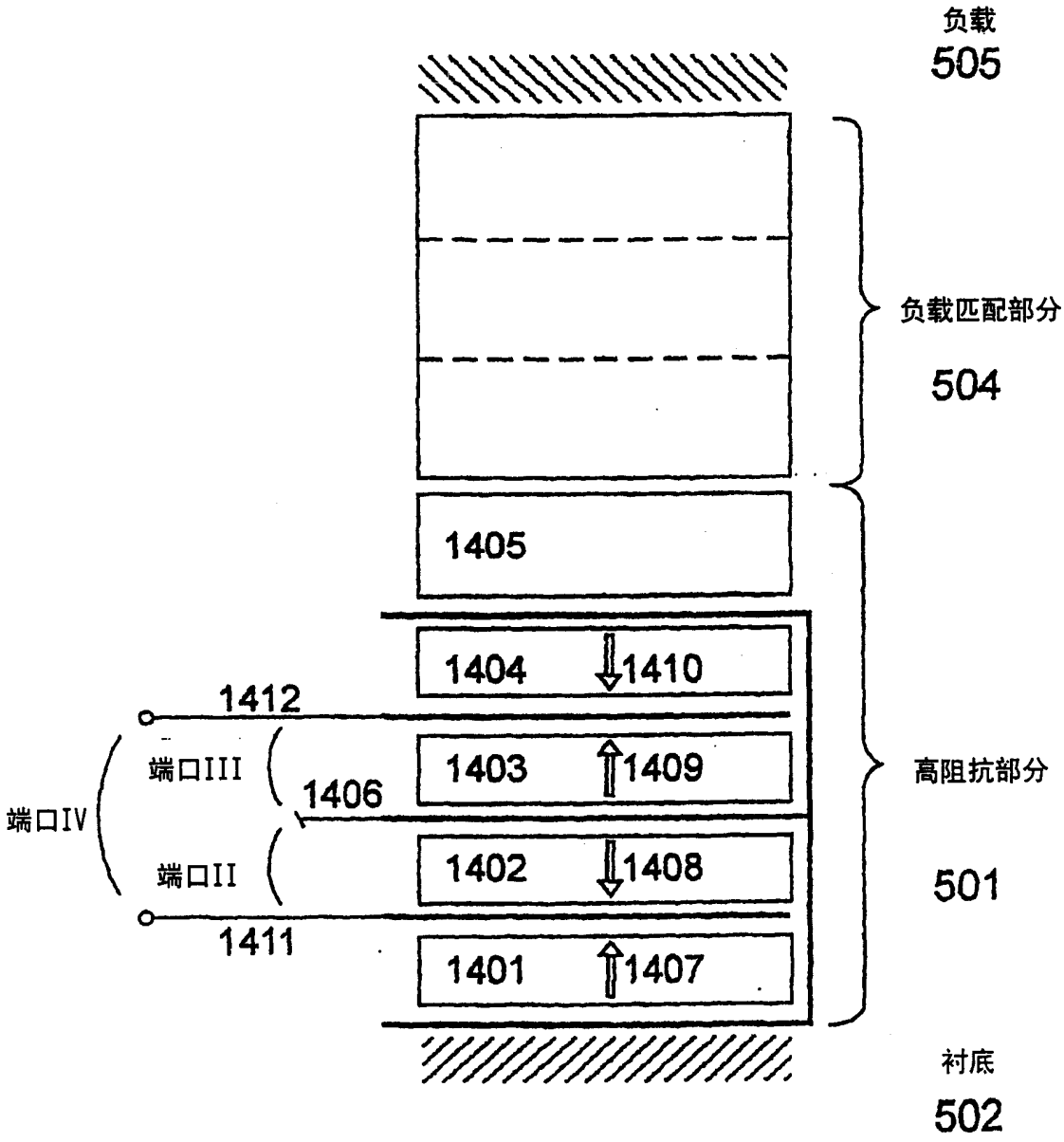

负载
505
负载匹配部分
504
1405
1404
1410
1412
端口III
1403
1409
1406
端口IV
端口II
1402
1408
1411
1401
1407
高阻抗部分
501
衬底
502

图14