

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04R 3/12 (2006.01)

H04R 5/04 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200310102853.8

[45] 授权公告日 2009年5月27日

[11] 授权公告号 CN 100493235C

[22] 申请日 1999.7.30

[21] 申请号 200310102853.8

分案原申请号 99111861.8

[30] 优先权

[32] 1998.7.31 [33] JP [31] 217929/98

[32] 1998.7.31 [33] JP [31] 218218/98

[73] 专利权人 音响株式会社

地址 日本大阪府寝屋川市

[72] 发明人 笠井讓治 竹村和齐 中武哲郎

[56] 参考文献

US - 5333200A 1994.7.26

CN - 1038193A 1989.12.20

EP - 0699012A2 1996.2.28

etal RFC2205. R. Braden, Dd. IETF.

1997

etal mobile IPv4 Regional Registration. Eva Gustafsson. IETF. 2002

审查员 贾杰

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 侯颖嫒

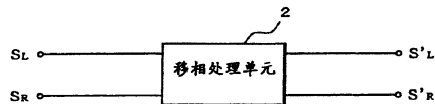
权利要求书 1 页 说明书 14 页 附图 29 页

[54] 发明名称

夏富拉型音响信号处理电路以及方法

[57] 摘要

本发明揭示一种音响信号处理电路，移相处理单元 2 接受左音源用的左声道信号(SL)和右音源用的右声道信号(SR)，进行移相处理，使左声道信号和右声道信号的相对的相位差为 140 度到 160 度。与 90 度的相位差的情况相同，60 度的相位差会产生定位在相位超前侧的问题。180 度的相位差(即反相)尽管不会感到有对特定方向的定位感，但有反相特有的压迫耳朵的不舒适感。而在从 140 度到 160 度的相位差的场合，没有反相的不舒适感，也不会感到有对特定方向的定位。



1. 一种夏富拉型音响信号处理电路,包括处理右声道信号和左声道信号的和信号的第1滤波器,和处理右声道信号和左声道信号的差信号的第2滤波器,其特征在于,

由FIR型滤波器构成第1滤波器,并且,

由FIR型滤波器和2阶IIR型滤波器并联连接构成第2滤波器,

第2滤波器的抽头数比第1滤波器的抽头数多,

第2滤波器的低频区域的精度比第1滤波器高,

第2滤波器包括

FIR型滤波器,

在所述FIR型滤波器的中间抽头,以及

所述FIR滤波器的输出之间并联连接的2阶IIR滤波器,

所述夏富拉型音响信号处理电路中还包括加法器,

所述加法器对所述第2FIR型滤波器和2阶IIR型滤波器的输出进行加法运算,从而提供第2滤波器输出。

2. 一种夏富拉型音响信号处理方法,是对于右声道信号和左声道信号的和信号进行第1滤波处理,对于右声道信号和左声道信号的差信号进行第2滤波处理,其特征在于,

由FIR型滤波器构成第1滤波器,并且,

由FIR型滤波器和2阶IIR型滤波器并联连接构成第2滤波器,

第2滤波器的抽头数比第1滤波器的抽头数多,

第2滤波处理的精度比第1滤波处理高

第2滤波器包括

FIR型滤波器,

在所述FIR型滤波器的中间抽头,以及

所述FIR滤波器的输出之间并联连接的2阶IIR滤波器,

在所述夏富拉型音响信号处理方法中还对所述第2FIR型滤波器和2阶IIR型滤波器的输出进行加法运算,从而提供第2滤波器输出。

夏富拉型音响信号处理电路 以及方法

本申请是 1999 年 7 月 30 日提交的申请号为 99111861.8 的专利申请的分案申请。

将包括日本专利申请平成 10 年 217929 号公报(申请日平成 10 年 7 月 31 日)、日本专利申请平成 10 年 218128 号公报(申请日平成 10 年 7 月 31 日)的说明书、权利要求的范围、附图和摘要的全部公开的内容, 与本申请合并。

技术领域

本发明涉及一种夏富拉(Shafra)型音响信号处理电路、滤波器以及方法。特别涉及结构简化、高精度化和声像定位的音响信号处理电路。

背景技术

近年来, 作为家庭用设备, 不仅出现了在收听者的前方具有左右 2 声道(或者前方左右中 3 声道的音响重放装置), 而且也出现了在收听者的左右具有 2 个环绕声道的音响重放装置。在用这种设备进行环绕声道重放时, 一般是将 2 个环绕扬声器放置在收听者的两个横侧面。这时, 在左右的环绕信号的相关度小的场合(即立体声环绕的场合)不会产生不自然感。但是, 在左右的环绕信号的相关度极大的场合(即单声道环绕的场合), 根据收听者的位置不同会产生后述的问题。当收听者的位置在左右环绕扬声器的中央的场合, 声像则定位在收听者的头部的中间, 会产生不自然的感觉。

为了解决这种问题, 建议用梳齿滤波器每隔一定的频带交替分割成 2 个声道、将单声道信号进行模拟立体声化的方法, 或者采用如 THX 系统那样利用音调移位使相关度降低的方法, 和采用在 2 个声道的信号中使其具有 90 度的相位差使相关度为 0 的方法等。

但是, 在前述的以往技术中有以下的问题。在用梳齿滤波器进行模拟立体声

化的方法中，在乐器那样的音源中常常出现不自然的大的声音。此外，在环绕信号是立体声的场合，因进行这种模拟立体声化反而有害，所以在立体声信号的场合，必须不进行模拟立体声化。因此，必须根据环绕信号是单声道信号还是立体声信号进行处理切换，处理很麻烦。

另外，如 THX 系统那样施行音调移位的方法中的问题是，如果不增大音调移位量，则相关度就不会小，而若增大音调移位量，则音质降低，即所谓要采用折衷的办法。此外，与前述相同，环绕信号必须根据环绕信号是单声道信号还是立体声信号进行处理切换，处理很麻烦。

90 度相位差法的优点是，即使对于立体声信号，听觉上没有什么太坏的影响，不必根据环绕信号是单声道信号还是立体声信号进行处理切换。但是，声像容易定位在相位相对超前的声道方向上，产生所谓的有不自然感的问题。这种倾向在左右环绕音源是假想音源的场合特别显著。

因此，期望这样一种装置和方法，能够不管输入信号是单声道信号还是立体声信号而进行相同的处理，防止单声道信号定位在头部中间并构成在收听者周围有包围感的音场，此外，即使对立体声信号的处理也能使音质下降较少。

图 29 示出了日本特开平 8-265899 号公报所公开的音响信号处理电路。这种电路是利用配置在收听者 102 的前方的左右扬声器 104L、104R，用于从假想的扬声器 XL、XR 发出声音。若采用这种电路，则即使只有 2 个扬声器 104L、104R，收听者 102 的听觉上能感到宛如在后面有扬声器 XL、XR 那样。

在图 29 的装置中，用 4 个滤波器 106a、106b、106c、106d 来实现。4 个滤波器的传输函数 H11、H12、H21、H22 分别用下式表示。

$$H11 = (hRRhL' L - hRLhL' R) / (hLLhRR - hLRhRL)$$

$$H12 = (hLLhL' R - hLRhL' L) / (hLLhRR - hLRhRL)$$

$$H21 = (hRRhR' L - hRLhR' R) / (hLLhRR - hLRhRL)$$

$$H22 = (hLLhR' R - hLRhR' L) / (hLLhRR - hLRhRL)$$

其中，hRR 是从扬声器 104R 到收听者 102 的右耳 102R 的传输函数，hRL 是从扬声器 104R 到收听者 102 的左耳 102L 的传输函数，hLL 是从扬声器 104L 到收听者 102 的左耳 102L 的传输函数，hLR 是从扬声器 104L 到收听者 102 的右耳 102R 的传输函数。

但是，如果扬声器 104L、104R 和假想的扬声器 XL、XR 的双方对于收听者 102

的正面轴 108 都是左右对称的,则在上式中, $h_{LL}=h_{RR}$, $h_{LR}=h_{RL}$, $h_{L'L}=h_{R'R}$, $h_{L'R}=h_{R'L}$ 成立。因此, $H_{11}=H_{22}$, $H_{12}=H_{21}$ 。如图 30 所示, 能由 2 个滤波器构成电路(称为夏富拉(Shafra)型滤波器)。这里, 用下式表示滤波器 110a、110b 的传输函数 H_{SUM}、H_{DIF}。

$$H_{SUM} = (h_{a'} + h_{b'}) / 2(h_a + h_b)$$

$$H_{DIF} = (h_{a'} - h_{b'}) / 2(h_a - h_b)$$

其中, $h_a = h_{LL} = h_{RR}$, $h_b = h_{LR} = h_{RL}$, $h_{a'} = h_{L'L} = h_{R'R}$, $h_{b'} = h_{L'R} = h_{R'L}$ 。

这样, 在左右对称配置の場合, 由于结构简单, 能使声像定位在假想的扬声器的位置上。

此外, 如图 31 所示, 也有的情况用交叉馈送滤波器 112 和串音消除滤波器 114 进行声像定位处理。串音消除滤波器 114 用于去除从右扬声器 104R 发出到达左耳 102L 的串音, 以及左扬声器 104L 发出到达右耳 102R 的串音。由此, 右声道信号 R 仅能在右耳 102R 听到, 左声道信号 L 仅能在左耳 102L 听到。因此, 借助于利用交叉馈送滤波器 112 调整串音的量, 能使音源定位在所要的位置上。

利用图 30 所示的夏富拉型滤波器也能实现前述那样的串音消除滤波器 114。这种场合, 滤波器 110a、滤波器 110b 的传输函数 H_{SUM}、H_{DIF} 如下式所示。

$$H_{SUM} = h_a / (2(h_a + h_b))$$

$$H_{DIF} = h_a / (2(h_a - h_b))$$

在前述的夏富拉型滤波器中, 如果滤波器 110a、110b 是高精度的, 则能实现声像定位能力高或者串音消除能力高的电路。但是, 如果要高精度地做成滤波器 110a、110b, 则问题在于, 其结构复杂, 在由 DSP 实现的场合需要很长的处理时间。此外, 如果用简单的结构, 则出现所谓夏富拉型滤波器的能力降低的问题。

因此, 在环绕系统中, 期望结构简单并且精度高的夏富拉型滤波器。

发明内容

本发明为解决前述的问题, 其目的在于, 不管输入信号是单声道信号还是立体声信号而进行相同的处理, 防止单声道信号定位在头部中间并构成收听者周围的有包围感的音场, 此外, 即使对立体声信号的处理也能使音质下降较少。

此外, 本发明为解决前述那样的问题, 其目的在于得到结构简单并且精度高

的夏富拉型滤波器。

本发明的音响信号处理电路和音响重放方法，

接受左音源用的左声道信号和右音源用的右声道信号，进行移相处理，使左声道信号和右声道信号的相对的相位差为 140 度到 160 度，并作为左右音源用的信号进行输出。

与 90 度的相位差的情况相同，60 度的相位差会产生定位在相位超前侧的问题。180 度的相位差(即反相)尽管不会感到有对特定方向的定位感，但有反相特有的压迫耳朵的不适应感。而在从 140 度到 160 度的相位差的场合，没有反相的不舒适感，也不会感到有对特定方向的定位。因此，能防止单声道信号定位在头部中间并构成在收听者周围的包围感的音场。

因为仅进行移相处理，所以即使在立体声信号中也能减少音质下降。因此，能不管输入信号是单声道信号还是立体声信号而进行相同的处理。

基于本发明的音响信号处理电路，

移相处理单元至少在从 200Hz 到 1kHz 的频率区域中，达到 140 度到 160 度的相对的相位差。

因此，能简化移相处理单元的结构，同时能得到实质性的移相效果。

本发明的环绕音响重放装置，包括移相处理单元，该移相处理单元

接受环绕左声道信号和环绕右声道信号，进行移相处理，使环绕左声道信号和环绕右声道信号的相对的相位差为 140 度到 160 度，并作为左右环绕音源用的信号进行输出。

因此，能够提供一种重放装置，能不管输入信号是单声道信号还是立体声信号而进行相同的处理，防止单声道信号定位在头部中间并构成在收听者周围的有包围感的音场，此外，即使在环绕立体声信号中音质下降较少。

基于本发明的环绕音响重放装置，

移相处理单元至少在从 200Hz 到 1kHz 的频率区域中，达到 140 度到 160 度的相对的相位差。

因此，能简化移相处理单元的结构，同时能得到实质性的移相效果。

本发明的夏富拉(Shafra)型音响信号处理电路，包括处理右声道信号和左声道信号的和信号的第 1 滤波器，和处理右声道信号和左声道信号的差信号的第 2 滤波器，

第2滤波器的低频区域的精度比第1滤波器高。

在夏富拉型音响信号处理电路中，在低频区域，处理和信号的第1滤波器的精度比处理差信号的第2滤波器的增益低。因此，在低频区域，借助于使第2滤波器的精度比第1滤波器的精度高，能尽可能地防止精度的降低，同时能实现电路结构的简化。

本发明的夏富拉型音响信号处理电路，

由FIR(Finite Impulse Response 有限脉冲响应)型滤波器构成第1滤波器和第2滤波器，并且

第2滤波器的抽头数比第1滤波器的抽头数多。

因此，在低频区域，使第2滤波器的精度比第1滤波器的精度高，能尽可能地防止精度的降低，同时能实现电路结构的简化。

本发明的夏富拉型音响信号处理电路，

用子带滤波器组构成所述第2滤波器。

因此，利用减速采样能使处理能力具有余量。

本发明的夏富拉型音响信号处理电路，

第2滤波器的子带滤波器组，越是对低频分量越是进行大的减速采样。

因此，在低频区域，使第2滤波器的精度比第1滤波器的精度高，能尽可能地防止精度的降低，同时能实现电路结构的简化。

本发明的夏富拉型音响信号处理电路，

由FIR型滤波器构成第1滤波器，并且

由FIR型滤波器和2阶IIR(Infinite Impulse Response 无限脉冲响应)型滤波器并联连接构成第2滤波器。

因此，在低频区域，使第2滤波器的精度比第1滤波器的精度高，能尽可能地防止精度的降低，同时能实现电路结构的简化。此外，能利用2阶IIR型滤波器处理低频区域，能防止白白地增加FIR型滤波器的级数。

本发明的夏富拉型音响信号处理电路，

第2滤波器包括FIR型滤波器、和在所述FIR型滤波器的中间抽头与所述FIR滤波器的输出之间并联连接的2阶IIR滤波器。

因此，在低频区域，使第2滤波器的精度比第1滤波器的精度高，能尽可能地防止精度的降低，同时能实现电路结构的简化。此外，借助于改变并联连接的

中间抽头的位置，能得到最合适的特性。

本发明的滤波器，包括

具有多个抽头的 FIR 型滤波器，

将输入连接到所述 FIR 型滤波器的中间抽头上的 IIR 型滤波器，和

对 FIR 型滤波器和 IIR 型滤波器的输出进行加法运算的加法运算手段。

因此，能容易地得到具有所要特性的滤波器。

附图说明

借助于参照实施形态和附图，就能理解本发明的特征、其它的目的、用途和效果等。

图 1 表示基于本发明一实施形态的音响信号处理电路。

图 2 表示用音响信号处理电路作为环绕音响重放装置的例子。

图 3A、图 3B 表示由模拟电路构成全通滤波器的例子。

图 4 是全通滤波器的特性图。

图 5 是环绕音响重放装置的扬声器的配置图。

图 6 是将本发明的音响信号处理电路用于基于由 DSP 的声像定位处理生成假想音源的环绕音响重放装置中的例子。

图 7 是假想音源的配置图。

图 8 是以信号流图表示基于 DSP 的处理。

图 9 是基于 2 阶 IIR 滤波器的全通滤波器的结构例。

图 10 是基于其它实施形态的信号流图。

图 11 是假想音源的配置图。

图 12 是基于本发明的一实施形态的夏富拉型滤波器的结构图。

图 13 是用 DSP 实现图 12 的滤波器的场合的硬件结构图。

图 14 是以信号流图表示记录在存储器 146 中的程序。

图 15 是将第 1 滤波器 120a 和第 2 滤波器 120b 一起形成 32 抽头(tap)的场合的特性图。

图 16 是将第 1 滤波器 120a 和第 2 滤波器 120b 一起形成 64 抽头(tap)的场合的特性图。

图 17 是将第 1 滤波器 120a 和第 2 滤波器 120b 一起形成 96 抽头(tap)的场

合的特性图。

图 18 是将第 1 滤波器 120a 形成 32 抽头(tap)、将第 2 滤波器 120b 形成 96 抽头(tap)的场合的特性图。

图 19 是用滤波器组的实施形态的信号流图。

图 20 是在图 14 的电路中, 将第 1 滤波器 120a 形成 32 抽头(tap)、将第 2 滤波器 120b 形成 128 抽头(tap)的场合的特性图。

图 21 是在图 19 的电路中, 将第 1 滤波器 120a 形成 32 抽头(tap)、并利用滤波器将第 2 滤波器 120b 形成 128 抽头(tap)的场合的特性图。

图 22 是将第 2 滤波器 120b 做成 FIR 滤波器和 IIR 滤波器的并联结构的实施形态的信号流图。

图 23 是图 22 的电路的特性图。

图 24 是从 FIR 滤波器的中间抽头(tap)取出 IIR 滤波器的输入的形态。

图 25 是所要的滤波器的脉冲响应。

图 26 是近似于图 25 的特性的 IIR 滤波器的脉冲响应。

图 27 是所要的特性和 IIR 滤波器特性的偏差的图。

图 28 是考虑图 27 的偏差后得到的 FIR 滤波器的脉冲响应

图 29 是以往的声像定位处理电路图。

图 30 是夏富拉型滤波器的电路图。

图 31 是基于交叉馈送滤波器和串音消除滤波器构成声像定位电路情况下的例子。

具体实施方式

下面, 参照附图对实施本发明的最佳实施形态进行说明。

图 1 表示基于本发明一实施形态的音响信号处理电路。这种音响信号处理电路包括移相处理单元 2。移相处理单元 2 接受位于收听者的大致左侧的音源 SSL(参照图 5)用的左声道信号 SL 和位于收听者的大致右侧的音源 SSR 用的右声道信号 SR。对于这些信号 SL、SR, 移相处理单元 2 进行移相处理, 使信号 SL 和信号 SR 的相对的相位差为 140 度到 160 度(或者 150 度左右), 并作为信号 SL' 和信号 SR' 进行输出。

分别将前述那样处理的左声道信号 SL' 和右声道信号 SR' 提供给音源 SSL

和音源 SSR。由此，对于单声道信号，能防止定位在收听者的头部中间，并能得到有包围感的音场，此外，对于立体声信号，也不会损失左右的环绕定位感。

图 2 示出了用全通滤波器 (APF) 构成移相处理单元 2 的环绕音响重放装置的音响信号处理电路 4。这种音响重放装置包括与音响信号处理电路 4 的输出连接的放大器和扬声器这在图 2 中没有示出。

将中央声道信号 C、前方左声道信号 FL、前方右声道信号 FR、环绕左声道信号 SL、环绕右声道信号 SR、低音信号 LFE 输入到音响信号处理电路 4 中。在这些信号中，中央声道信号 C、前方左声道信号 FL、前方右声道信号 FR、低音信号 LFE 原样地输出。在 APF6 中进行处理后，环绕左声道信号 SL 作为环绕左声道信号 SL' 输出。在 APF8 中进行处理后，环绕右声道信号 SR 作为环绕右声道信号 SR' 输出。在本实施形态中由 APF6 和 APF8 构成移相处理单元 2。

图 3A 示出了 APF6 的结构例。在本例中作为 2 阶 APF 构成。图 4 的曲线示出了这种 APF6 的频率-相位特性。在低频中，输出信号与输入信号同相 (0 度相位差)。随着频率的增大，输出信号的相位比输入信号的相位延迟，在高频中，输出信号与输入信号的相位差再次成为同相 (-360 度相位差)。也就是说，输出信号与输入信号的相位差根据频率在 0 度到 -360 之间变化，借助于选择电阻 R1、R2，电容 C1、C2，能调整由曲线 10 所示的特性。

由下式表示所要的相位差 $\arg(SR' / SL')$

$$\arg(SR' / SL') = \arg(SR' / SR) - \arg(SL' / SL)$$

$$\text{其中, } \arg(SL' / SL) = \tan^{-1}((-2(f/f_1))/(1-(f/f_1)^2)) + \tan^{-1}((-2(f/f_2))/(1-(f/f_2)^2))$$

$$\arg(SR' / SR) = \tan^{-1}((-2(f/f_3))/(1-(f/f_3)^2)) + \tan^{-1}((-2(f/f_4))/(1-(f/f_4)^2))$$

$$f_1 = 1/(2\pi C_1 R_1)$$

$$f_2 = 1/(2\pi C_2 R_2)$$

$$f_3 = 1/(2\pi C_3 R_3)$$

$$f_4 = 1/(2\pi C_4 R_4)$$

因此，只要根据前述各式进行设计以得到所要的相位特性即可。

图 3B 示出了 APF8 的结构。基本结构与 APF6 相同。但是，借助于选择电阻 R3、R4 及电容 C3、C4 的值，得到图 4 的曲线 12 所示的特性。因此，在频率 200Hz~

1kHz 之间, 在环绕左声道信号 SL' 和环绕右声道信号 SR' 之间能提供 140 度~160 度的相位差。也就是说, 如果供给单声道的环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR, 则能使环绕右声道信号 SR' 的相位相对于 SL' 超前或者延迟 140 度~160 度。

将这样得到的输出提供给图 5 所示的各扬声器。将中央声道信号 C 提供给扬声器 SC, 将前方左声道信号 FL 提供给扬声器 SFL, 将前方右声道信号 FR 提供给扬声器 SFR, 将低音信号 LFE 提供给扬声器 SLFE。此外, 将环绕左声道信号 SL' 提供给扬声器 SSL, 将环绕右声道信号 SR' 提供给扬声器 SSR。

此外, 也可以在用前述 APF 实现 20 度~40 度的声道间相位差后, 使某一声道反相实现。

此外, 上述是在 200Hz~1kHz 间具有所要的相位差, 但如果在 50Hz~4kHz 间具有所要的相位差, 则能得到更好的结果。此外, 借助于增加 APF 的级数, 能扩展可以提供规定的相位差的频带。

此外。如图 5 所示, 在前述实施形态中, 是对环绕扬声器位于收听者的完全横向的场合进行了说明, 但将环绕扬声器放置在位于图 5 的 α 所示的 60 度的角度范围(即前后分别 30 度角度的范围)的位置上, 也能得到本发明的效果。也就是说, 在本发明中, 所谓“收听者的大致左右”是指前述 60 度的角度范围内。

图 6 示出了在根据 DSP 的声像定位处理生成假想音源的环绕音响重放装置中使用本发明的移相处理单元的例子。各声道的信号 C、FL、FR、SL、SR、LFE 是借助于将被环绕编码的数字位流或者由 A/D 变换器将模拟信号数字化后的数据输入到多声道环绕解码器(未图示)中、并进行解码而得到的。此外, 多声道环绕解码器可以与 DSP22 分开, 也可以内装在 DSP22 内。

DSP22 按照存储在存储器 26 中的程序, 进行对于这种数字数据的加法运算、减法运算、滤波、延迟等处理, 生成左扬声器用信号 LOUT、右扬声器用信号 ROUT、副低音扬声器用信号 SUBOUT。由 D/A 变换器 24 将这些信号变换成模拟信号, 并供给扬声器 SFL、SFR、SLFE。此外, 向存储器 26 的程序存储等处理, 由微处理器 20 进行。

此外, 在本实施形态中, 是对于收听者 50 的正面轴 40, 对称地配置扬声器 SFL、SFR, 及对称地配置假想环绕左音源 XSL、假想环绕右音源 XSR 进行说明。但是, 由低音扬声器 SLFE 输出的低音, 因波长长, 方向性差, 所以也可以位于

其它的位置上。

图 8 是根据存储器 26 的程序，用信号流图的形式表示 DSP22 进行的处理。如图 7 所示，在本实施形态中，用设置在前方的左右扬声器 SFL、SFR 和低音用扬声器 SLFE，生成假想中央音源 XC、假想环绕左音源 XSL、假想环绕右音源 XSR。

环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR 在用环绕定位电路 12 进行声像定位处理后，供给设置在前方的左右扬声器 SFL、SFR。

用所谓的夏富拉型滤波器，构成环绕定位电路 12。由此，由假想环绕左音源 XSL、假想环绕右音源 XSR，能得到与环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR 输出的相同的效果。

将中央声道信号 C 相等地供给左右扬声器 SFL、SFR。由此，能从假想中央音源 XC 得到输出中央声道信号 C 相同的效果。

此外，延迟处理电路 14L、14R、30 产生与环绕定位电路 12 的延迟时间相等的延迟。由此，能补偿中央声道信号 C、前方左声道信号 FL、前方右声道信号 FR、低音声道信号 LFE、环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR 间的延迟。

在将环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR 提供给环绕定位电路 12 前，由移相处理单元 2 进行移相处理。由此，环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR 形成 140 度~160 度的相对的相位差。

此外，在本实施形态中，用图 9 所示的 2 阶 IIR 滤波器作为构成移相处理单元 2 的 APF6。关于 APF8 也相同。

因由移相处理单元 2 进行移相处理，所以能防止从假想环绕左音源 XSL、假想环绕右音源 XSR 输出的环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR 定位在收听者 50 的头部中间。

图 10 表示基于其它实施形态的信号流图。在本实施形态中，将前方左声道信号 FL、前方右声道信号 FR 分别与环绕左声道信号 SL 和环绕右声道信号 SR 相加。由此，前方左声道信号 FL 定位在左扬声器 SFL 和假想环绕左音源 XSL 之间的假想音源 XFL 上。同样，前方右声道信号 FR 定位在右扬声器 SFR 和假想环绕右音源 XSR 之间的假想音源 XFR 上。因此，能扩展前方左声道信号 FL 和前方右声道信号 FR。

此外，在前述各实施形态中，作为模拟电路表示的电路能改成数字电路，作为数字电路表示的电路能改成模拟电路。

图 12 示出了基于本发明的一实施形态的夏富拉型串音消除滤波器 130 的结构。将左声道信号提供给左声道输入端 LIN，将右声道信号提供给右声道输入端 RIN。在加法器 122 中对左声道信号和右声道信号进行加法运算，并提供给第 1 滤波器 120a。在减法器 124 中对左声道信号和右声道信号进行减法运算，并提供给第 2 滤波器 120b。第 1 滤波器 120a、第 2 滤波器 120b 的传输函数 HSUM、HDIF 如下式所示。

$$HSUM = ha / (2(ha + hb))$$

$$HDIF = ha / (2(ha - hb))$$

加法器 126 对第 1 滤波器 120a 和第 2 滤波器 120b 的输出进行加法运算，并输出扬声器 104L 用的信号。减法器 128 对第 1 滤波器 120a 和第 2 滤波器 120b 的输出进行减法运算，并输出扬声器 104R 用的信号。

在本实施形态中，由 FIR 型滤波器构成第 1 滤波器 120a 和第 2 滤波器 120b，并由 DSP 实现整个滤波器 130。图 13 示出了用 DSP140 实现的场合的硬件结构。将各声道的信号 L、R 作为数字数据提供给 DSP140。DSP140 根据存储在存储器 146 中的程序，对数字数据进行加法运算、减法运算、滤波等处理，并生成左扬声器用信号 LOUT、右扬声器用信号 ROUT。由 D/A 变换器 142 将这些信号变换成模拟信号，并输出作为扬声器 104L、104R 用的信号。此外，由微处理器 120 进行向存储器 126 的程序存储等的处理。

图 14 用信号流图的形式表示 DSP140 根据存储器 146 的程序进行的处理。在本实施形态中，由 FIR 型滤波器构成第 1 滤波器 120a、第 2 滤波器 120b。在图中，DS1~DS31、DD1~DD95 是延迟处理，进行 1 次采样的延迟处理。这里，采样频率为 48kHz。KS0~KS31、KD0~KD95 是系数处理。第 1 滤波器 120a 的抽头数（即系数处理的数）为 32，第 2 滤波器 120b 的抽头数为 96。在 FIR 型滤波器中，抽头数越多则低频区域的精度就越高。因此，在图 14 的例中，第 2 滤波器 120b 低频区域的精度比第 1 滤波器 120a 高。

图 15 示出了第 1 滤波器 120a 的抽头数为 32、第 2 滤波器 120b 的抽头数为 32 的场合的各滤波器的频率特性，和串音消除的响应特性 $zt1$ 与错误 $zt2$ 。这里，所谓的错误是指不能充分地消除而残留的响应，在串音消除的场合，可以说错误越少则滤波器越好。此外，这里将扬声器 104L（或者 104R）与收听者 102 的角度 α （参照图 12）设定成 10 度。在抽头数为 32 的场合所示的结果表明精度低，并且

串音消除错误大。

同样地，图 16 示出了两滤波器 120a、120b 的抽头数为 64 的场合，尽管比 32 抽头的场合改善，但仍然表明串音消除错误大。

此外，图 17 示出了两滤波器 120a、120b 的抽头数为 96 的场合，表明错误相当少。但是，假如两滤波器 120a、120b 的抽头数为 96，则产生 DSP140 的运算量大的问题。

在本实施形态中，要求第 1 滤波器 120a 的频率特性，特别在低频时，着眼于电平低而且平坦，使第 1 滤波器 120a 的抽头数比第 2 滤波器的抽头数 120b 的抽头数少。也就是说，在低频区域中，降低第 1 滤波器 120a 的精度，而提高第 2 滤波器 120b 的精度。具体地说，第 1 滤波器 120a 的抽头数为 32，第 2 滤波器 120b 的抽头数为 96。图 18 示出了这种场合的特性。

由图 18 可见，能减少到与两个滤波器 120a、120b 的抽头数为 96 的场合大致相同的错误。也就是说，能减少总的抽头数，又能得到高精度的夏富拉型串音消除滤波器。

图 19 示出了其它实施形态的信号流图。在该实施形态中也使用 FIR 型滤波器，第 2 滤波器 120b 的抽头数(实质上为 128)比第 1 滤波器 120a 的抽头数(32)多。但是，在本实施形态中，在第 2 滤波器 120b 中采用滤波器组，在减速采样后通过 FIR 滤波器。图中，H 是高通滤波器，G 是低通滤波器。此外， \downarrow 表示 1/2 减速采样， \uparrow 表示 2 倍增速采样。延迟 205、206、208 是用于补偿各滤波器组处理时间的延迟处理。延迟 205 进行 3 次采样的延迟处理，延迟 206 进行 1 次采样的延迟处理，延迟 208 进行 7 次采样的延迟处理。

这样，借助于采用滤波器组，实质上能得到原采样中 128 抽头的的能力，同时能将 FIR 滤波器 201、202、203、204 的合计抽头数减少成 68 抽头，并能利用减速采样使处理能力具有余量。由此，能提高低频分量的精度。此外，在本实施形态中，是将滤波器组在低频分量侧作为重复分频的倍频分频，但也可以是高频分频的等分频滤波器组。

图 20 示出了不采用滤波器组而第 1 滤波器 120a 的抽头数为 32、第 2 滤波器 120b 的抽头数为 128 时的串音消除错误 ZT2。图 21 所示为根据图 19 构成的串音消除错误 ZT2。由两图可见，采用滤波器组的图 19 的电路具有与 128 抽头的场合相同的性能。

图 22 示出了其它实施形态的信号流图。在该实施形态中，由 32 抽头的 FIR 型滤波器构成第 1 滤波器 120a，由 32 抽头的 FIR 型滤波器 210 和 2 阶 IIR 型滤波器 212 构成第 2 滤波器 120b。由加法器 214 对 FIR 型滤波器 210 和 2 阶 IIR 型滤波器 212 的输出进行加法运算。

在本实施形态中，将第 2 滤波器的 FIR 型滤波器 210 的抽头数限制在 32，同时由 2 阶 IIR 型滤波器 212 提高对于低频分量的精度。因 2 阶 IIR 型滤波器能对于低频分量得到高精度，所以利用比较少的抽头数能实现与图 12 所示全部由 FIR 滤波器构成的情况同等的精度。另外，在本实施形态中，是用 2 阶 IIR 型滤波器，但也能用 n 次 IIR 型滤波器。此外，也可以是 n 次 IIR 型滤波器的串联或者并联连接。

图 23 示出了图 22 的电路的第 1 滤波器 120a 的特性 HSUM 和第 2 滤波器 120b 的特性 HDIF。此外，示出了串音消除错误 ZT2。可见能得到与图 18 的场合接近的精度。

在图 22 的实施形态中，是以 FIR 滤波器和 2 阶 IIR 型滤波器的完全的并联连接作为第 2 滤波器 120b，但也可以如图 24 所示，从 FIR 型滤波器的中间抽头取出给 2 阶 IIR 型滤波器的输入。这样做，能容易地得到更加接近于所要的特性的第 2 滤波器 120b。

下面，参照图 25、图 26、图 27 及图 28 对图 24 所示滤波器的设计方法进行说明。图 25 是必须的第 2 滤波器 120b 的脉冲响应。由此，决定 2 阶 IIR 型滤波器的特性。这时如图 26 所示决定特性，即不考虑脉冲响应的前面部分而是很好地近似于脉冲响应的后面部分（即低频区域）。在图 26 中，得到近似于 k 次采样后的脉冲响应的 2 阶 IIR 型滤波器的特性。但是，在 $k \sim m$ 次采样之间的脉冲响应有很大差别。

接着，得到实现 $0 \sim m$ 次采样之间的脉冲响应的 FIR 滤波器。但是，如图 27 所示，在 $k \sim m$ 次采样中，2 阶 IIR 型滤波器的特性和必须的滤波器特性有很大的偏离。因此，在加上这样的误差后，得到实现图 28 所示的 $0 \sim m$ 次采样的脉冲响应的 FIR 滤波器。

如前所述，能得到图 24 所示的第 2 滤波器 120b。此外，取出 2 阶 IIR 型滤波器的抽头位置为近似于 2 阶 IIR 型滤波器的特性时的最前头采样（前述的场合为 k 次采样）对应的抽头（前述的场合为 k 抽头）。这样，能容易地得到具有所要

的特性的滤波器。

此外，在前述各实施形态中所示的抽头数是一例。此外，在前述各实施形态中，是对串音消除滤波器进行了说明，但对于声像定位处理滤波器也同样能适用。

在前述实施形态中，第1滤波器120a为FIR型滤波器，但第1滤波器120a也可以与第2滤波器120b相同，用FIR型滤波器和IIR型滤波器的并联连接(图22、图24)以及滤波器组结构。在这种场合，借助于使第1滤波器120a的精度比第2滤波器120b的精度下降，也能使整体结构简单并维持精度。

在前述各实施形态中，是用DSP实现滤波器，但也可以由模拟滤波器实现其一部分或者全部。

在前述中，是以理想的实施形态对本发明进行了说明，但不限于此，只要不脱离本发明的范围和精神，并在权利要求的范围内，说明中所采用的内容能进行变更。

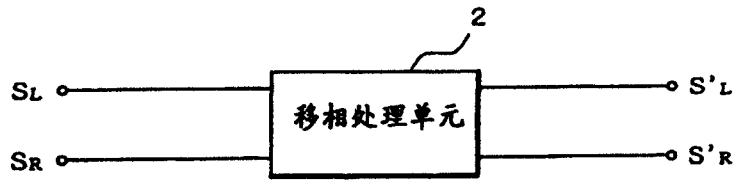


图 1

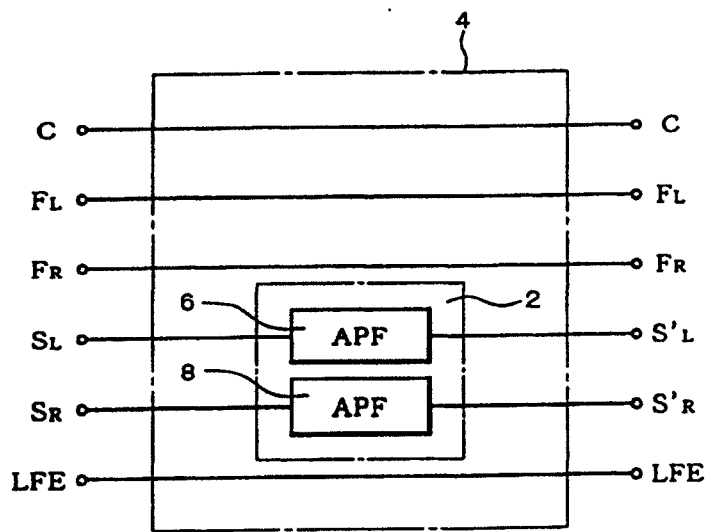


图 2

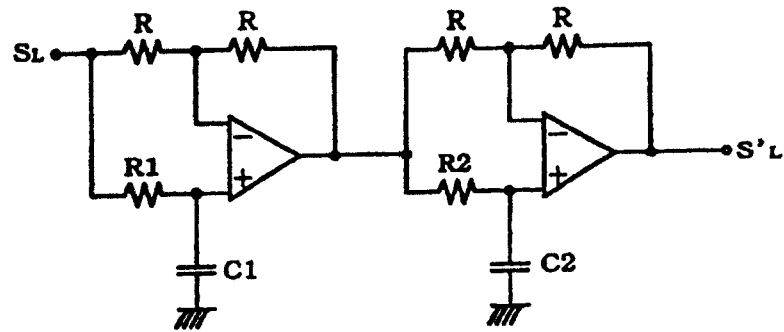


图 3A

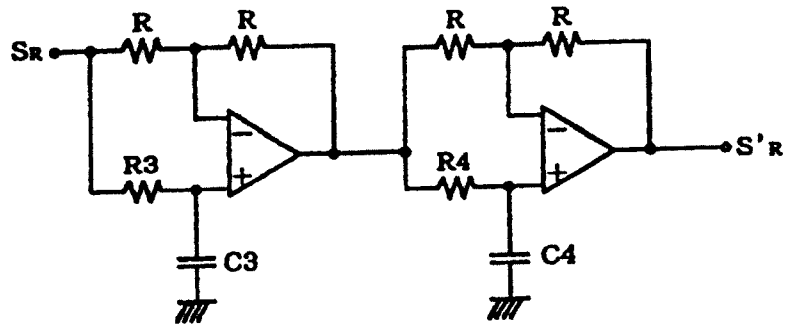


图 3B

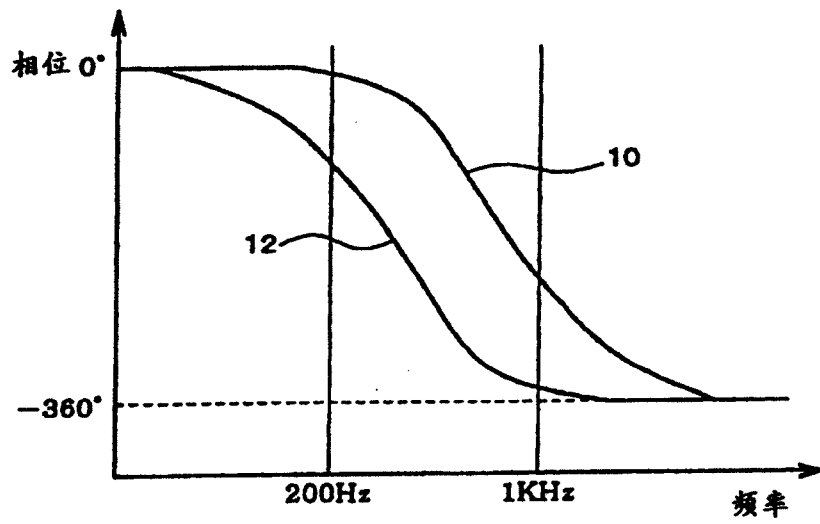


图 4

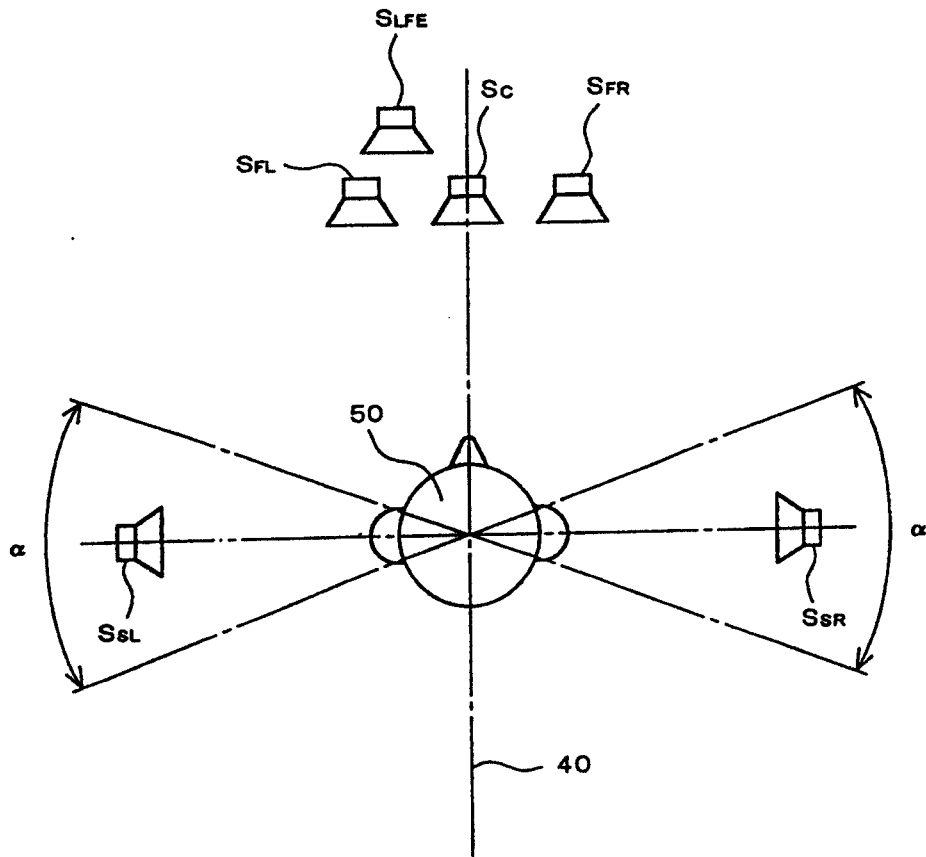


图 5

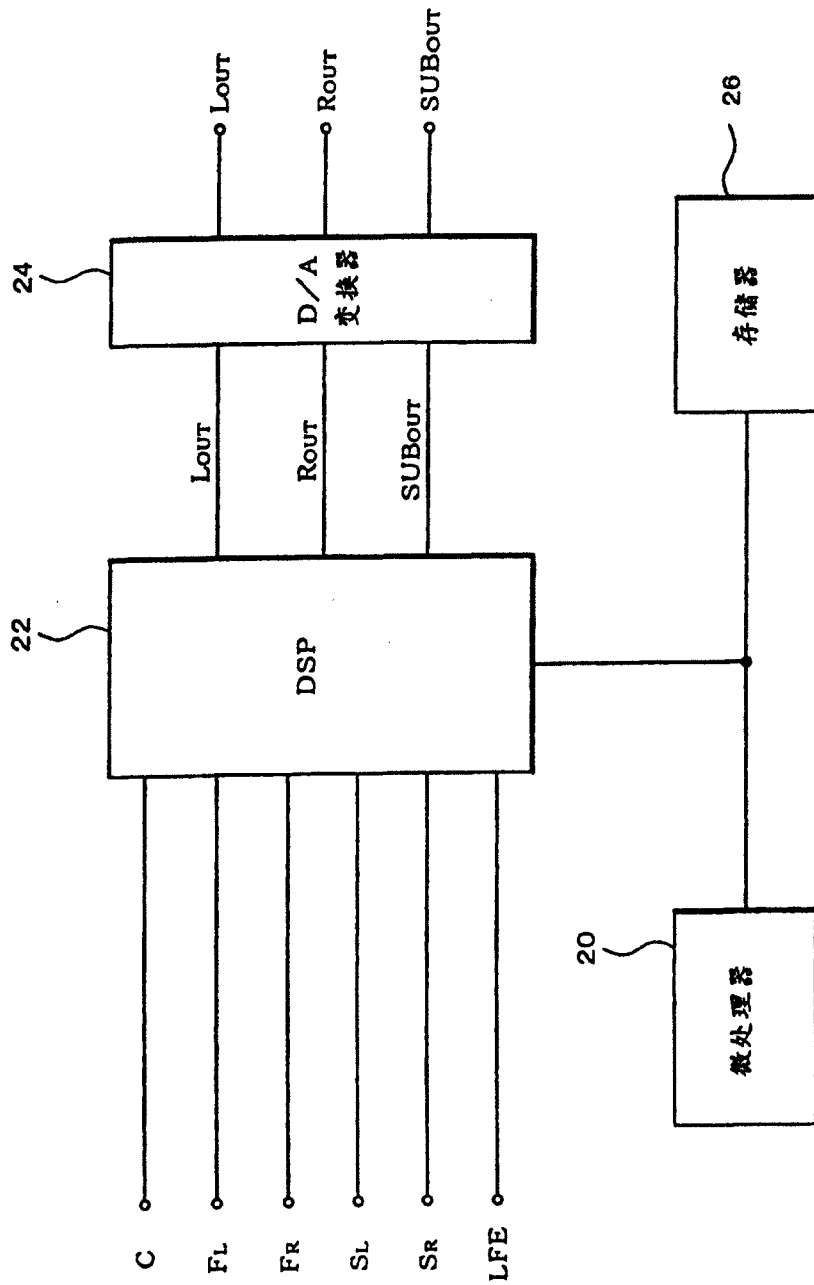


图 6

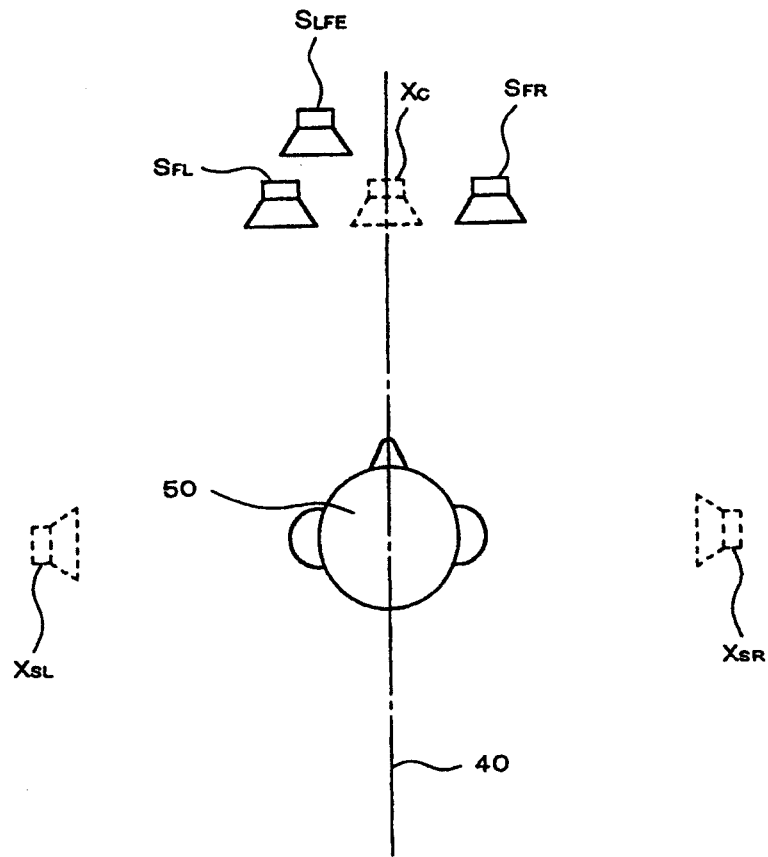


图 7

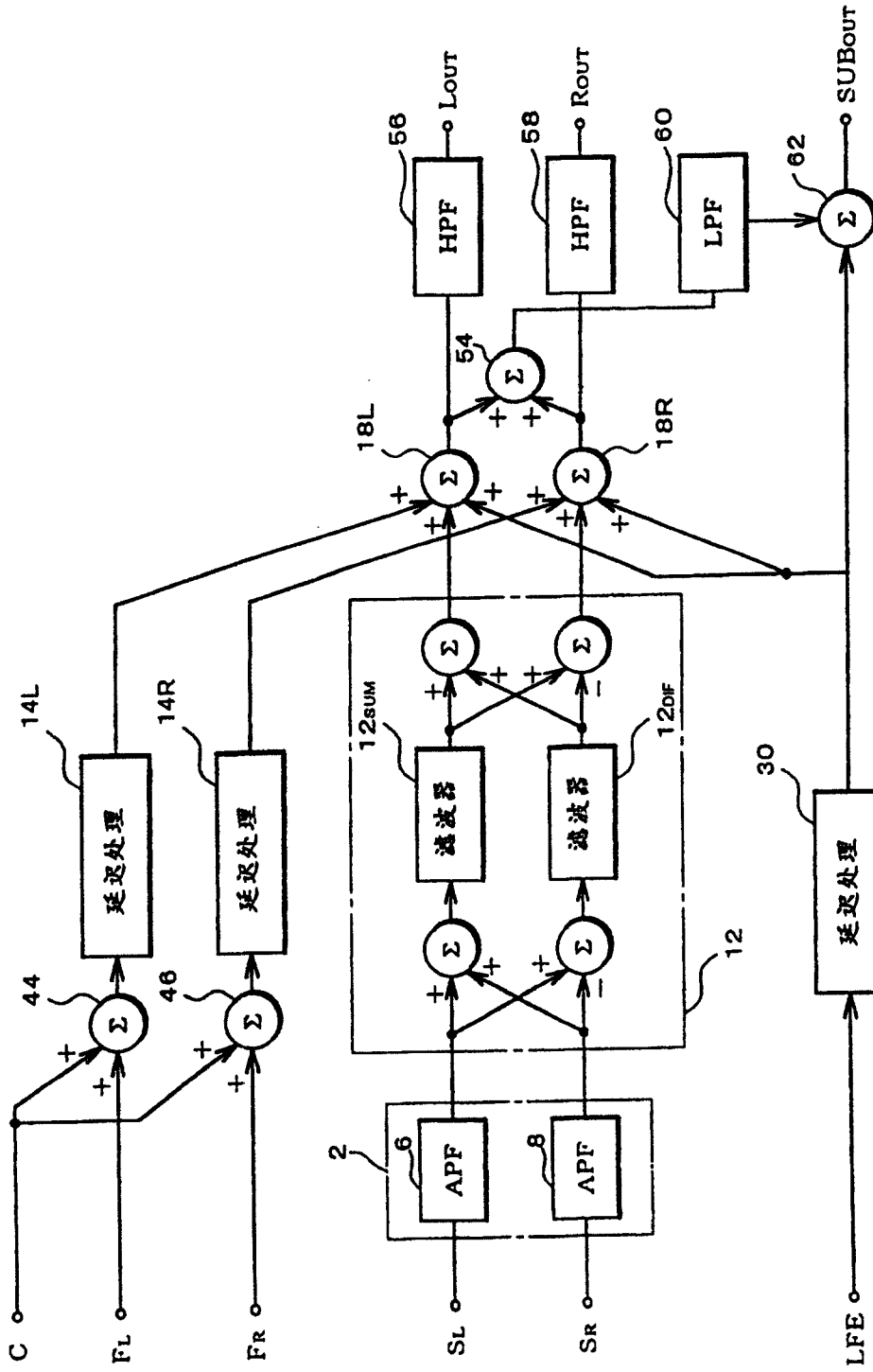


图 8

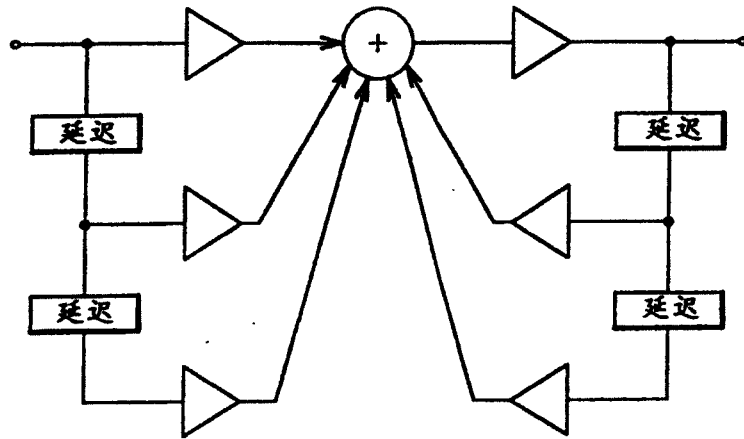


图 9

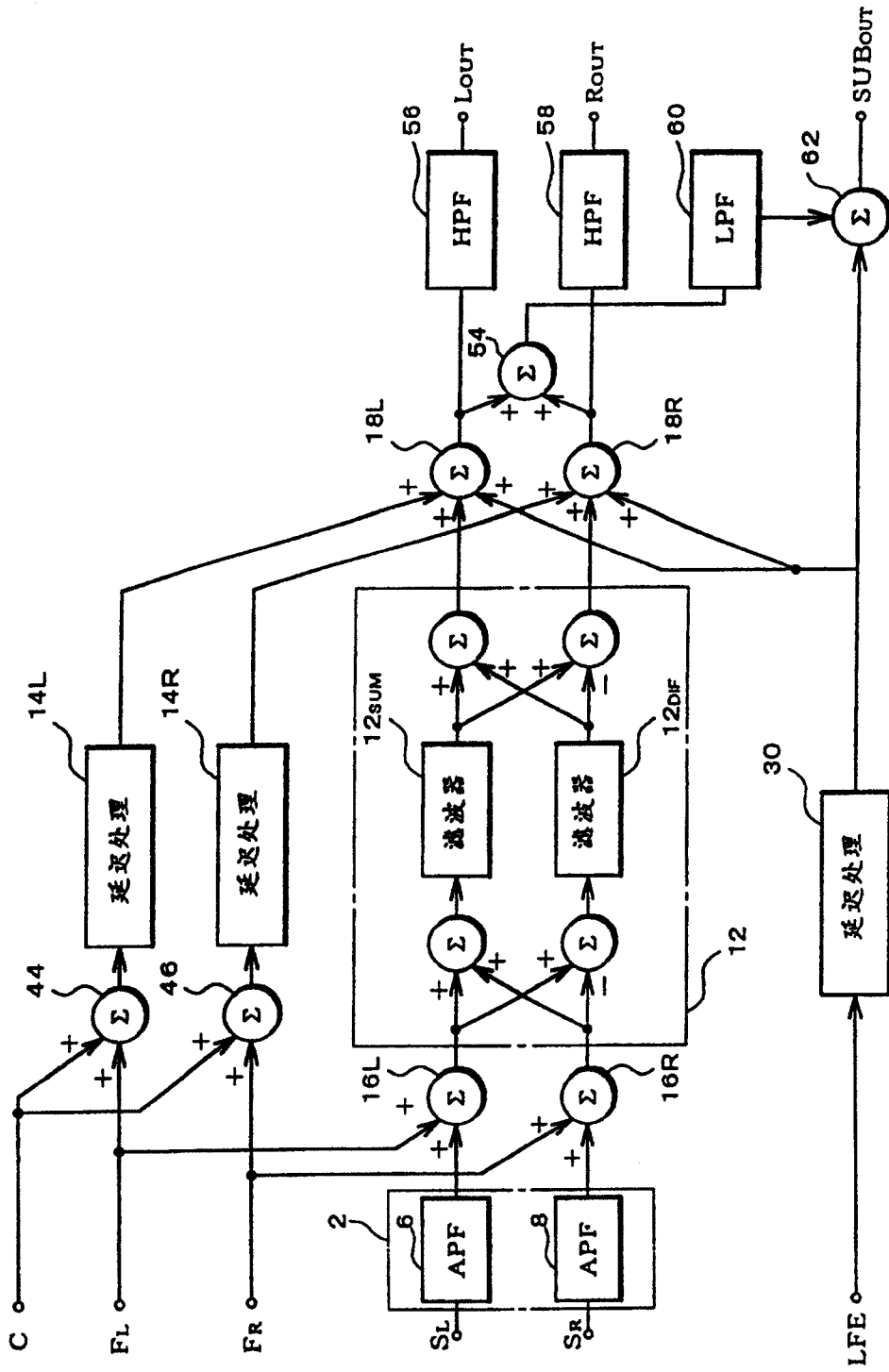


图 10

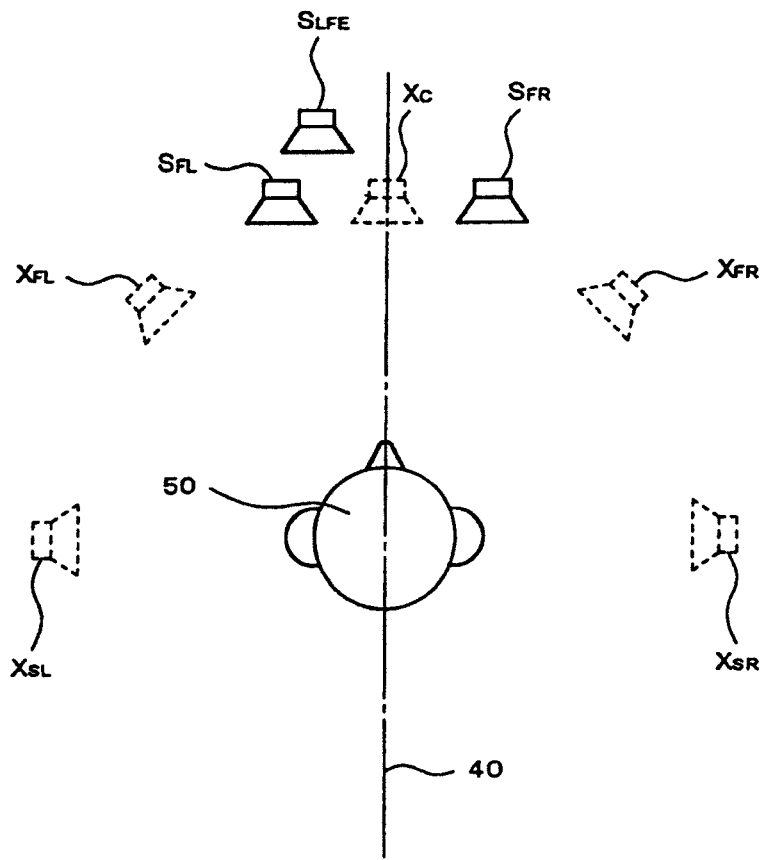


图 11

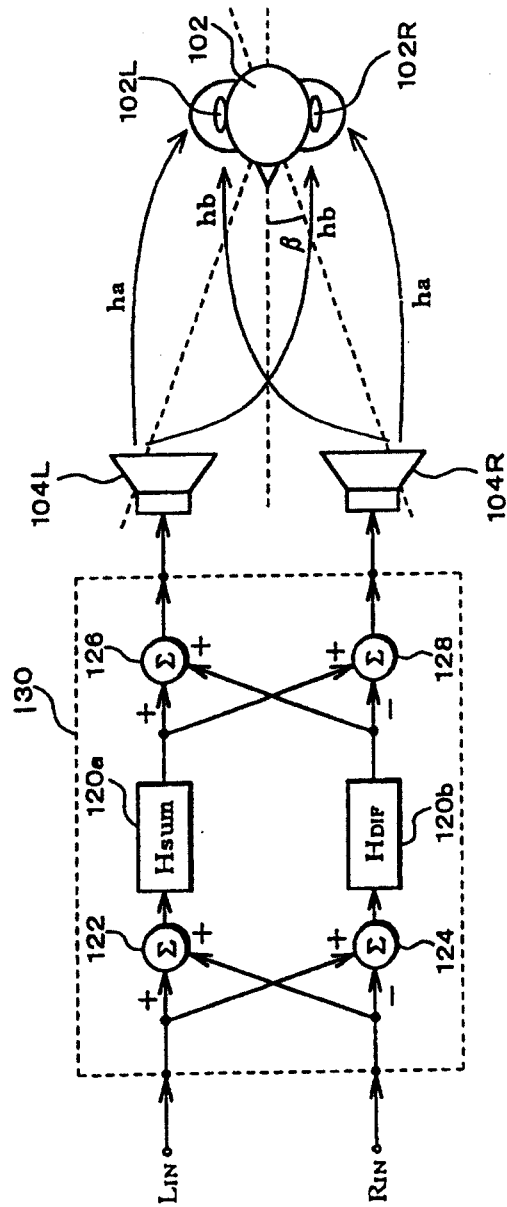


图 12

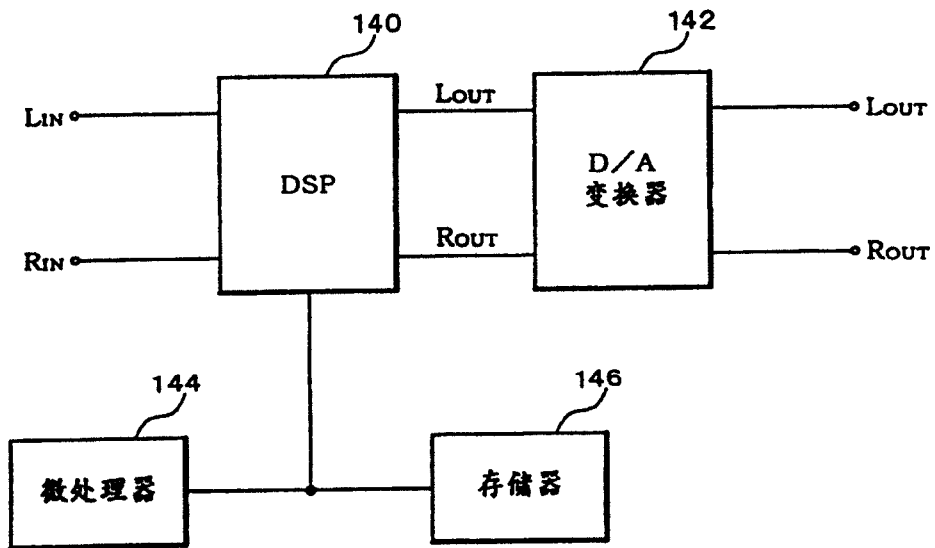


图 13

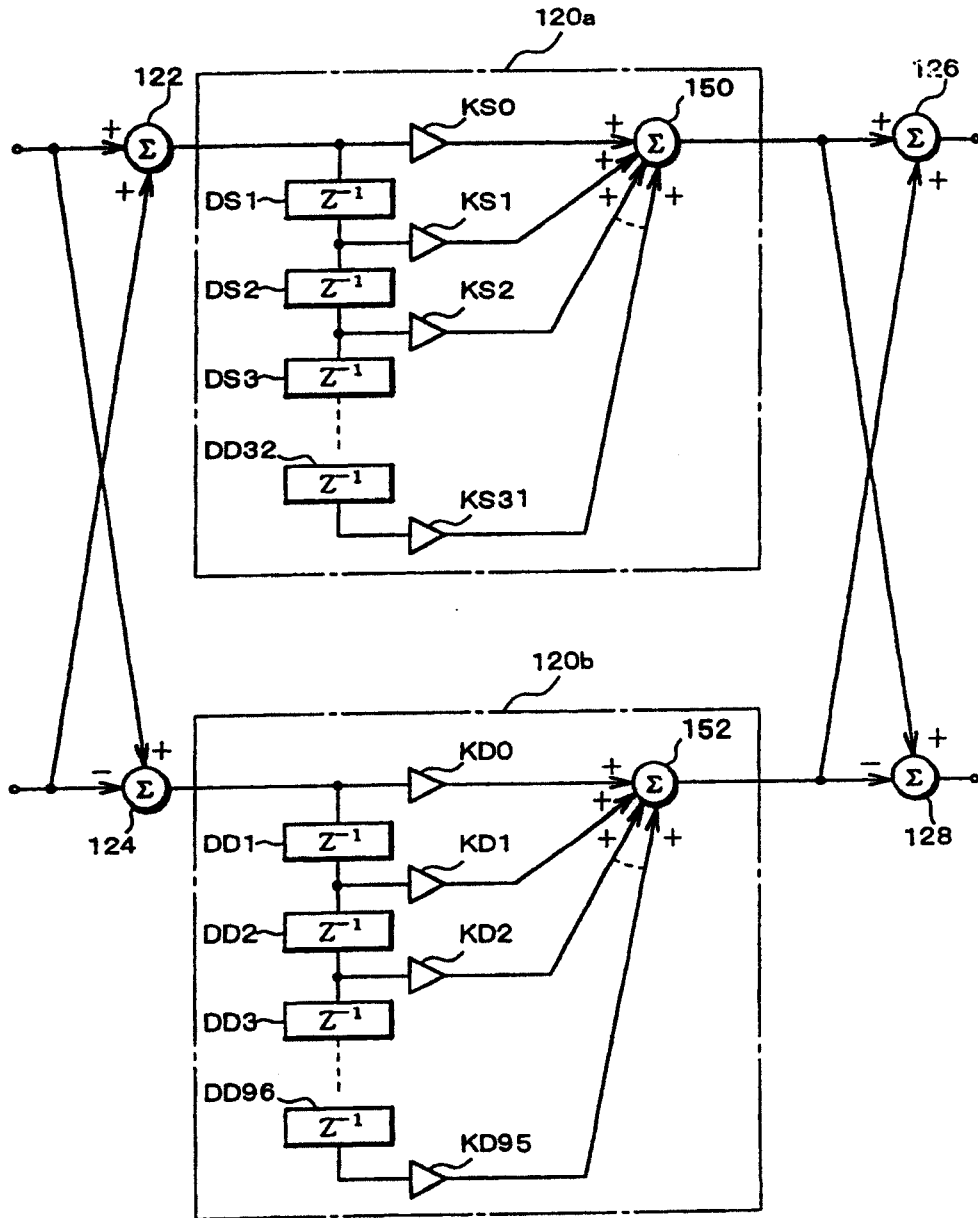


图 14

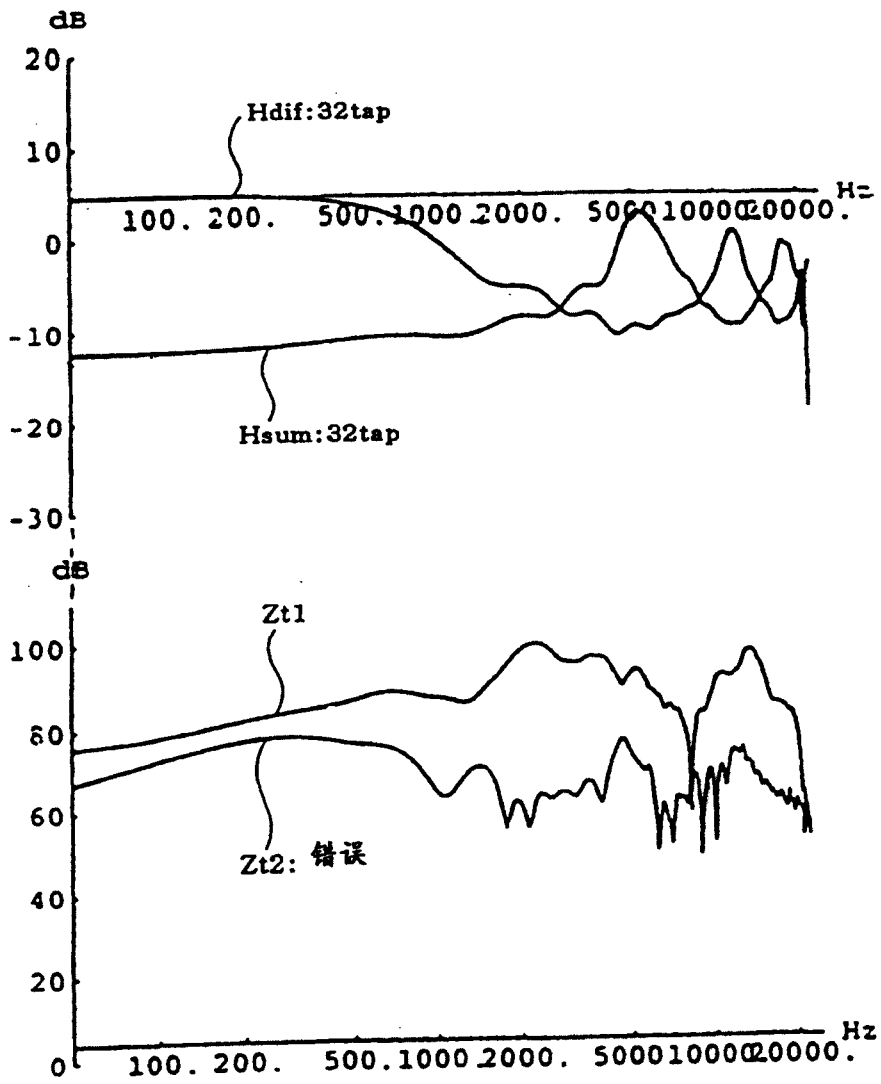


图 15

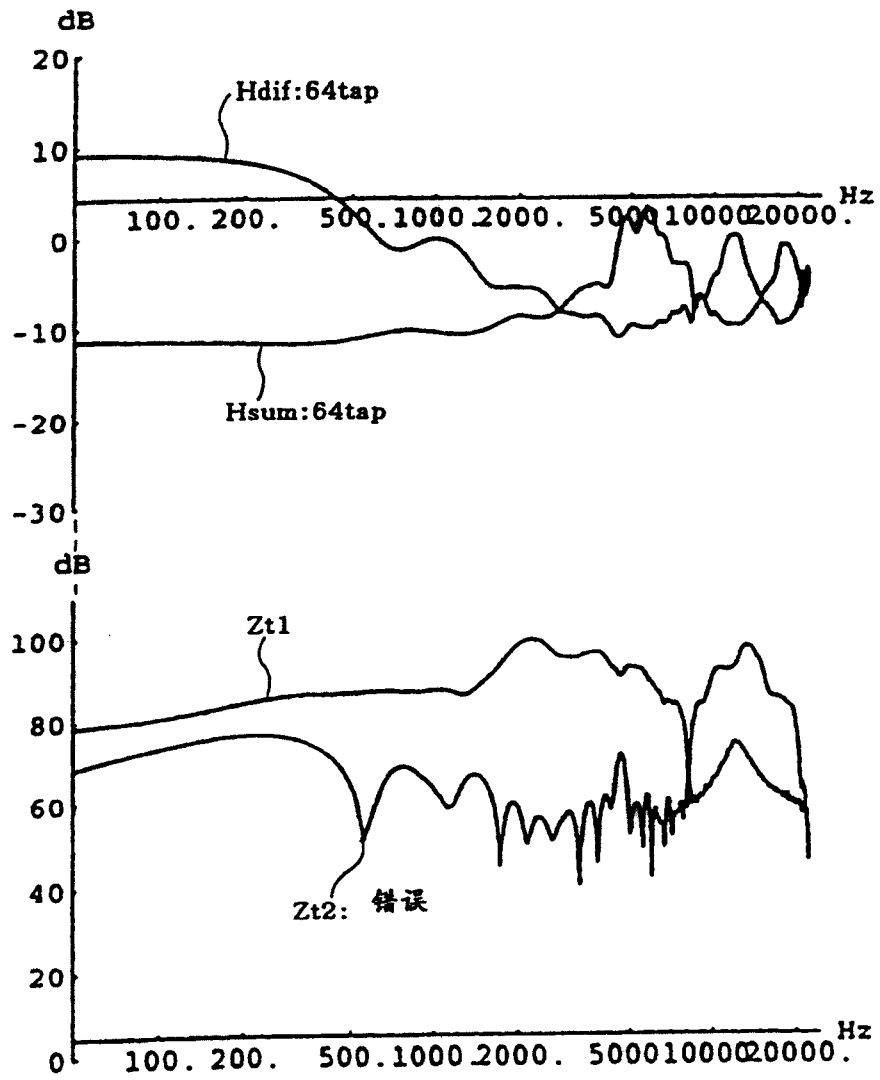


图 16

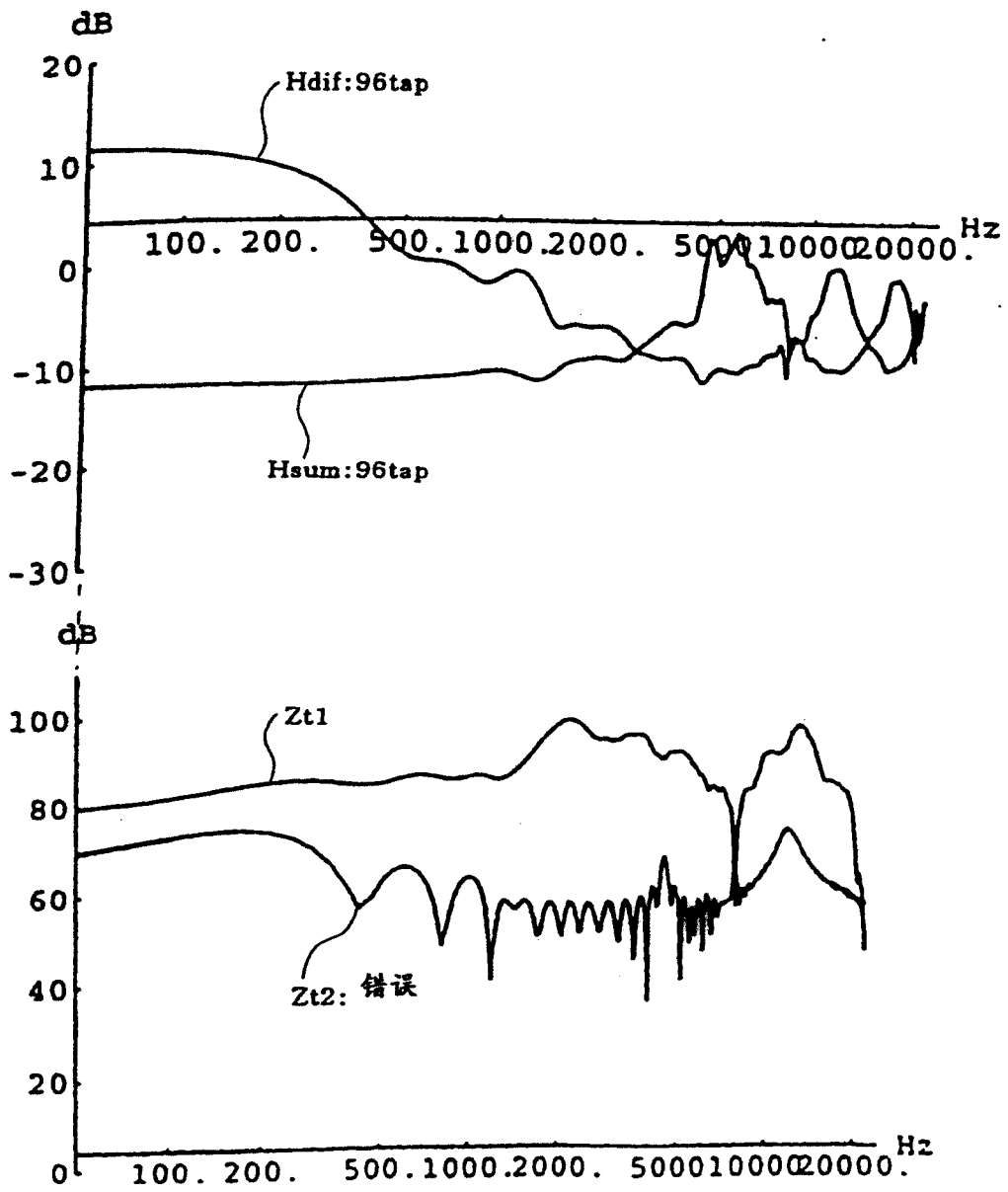


图 17

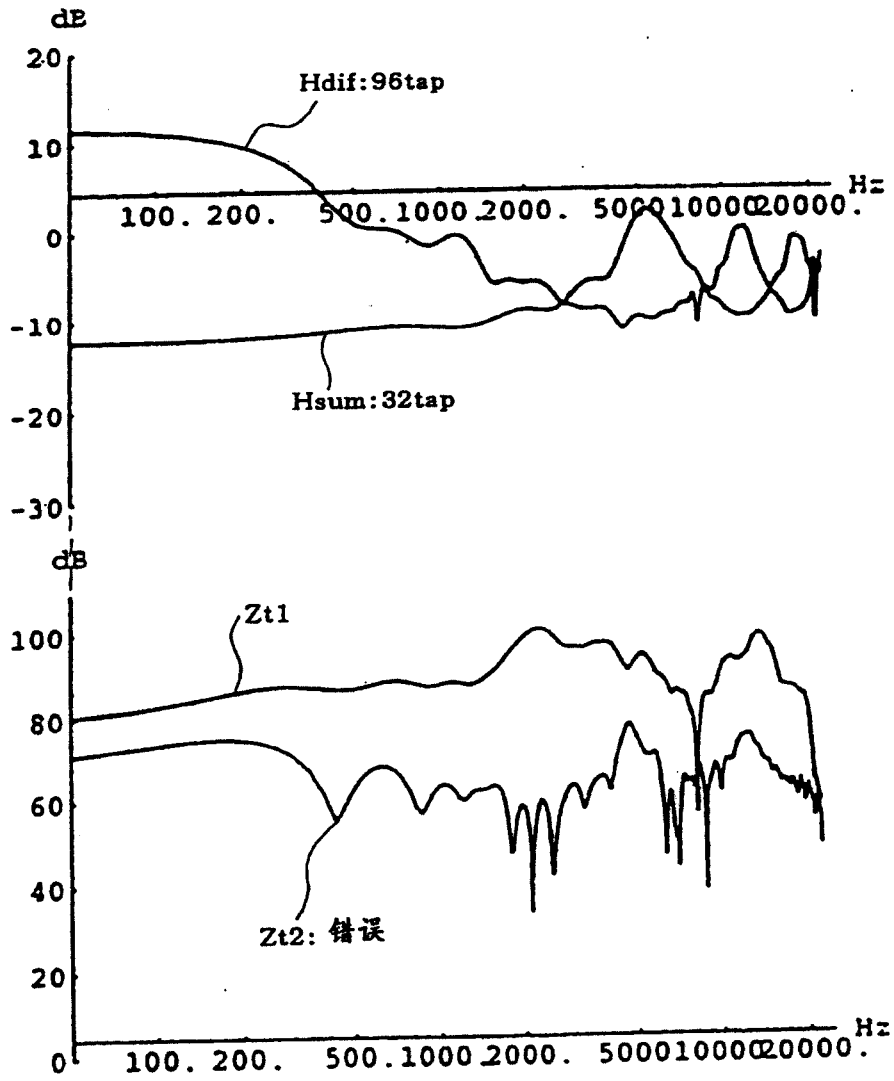


图 18

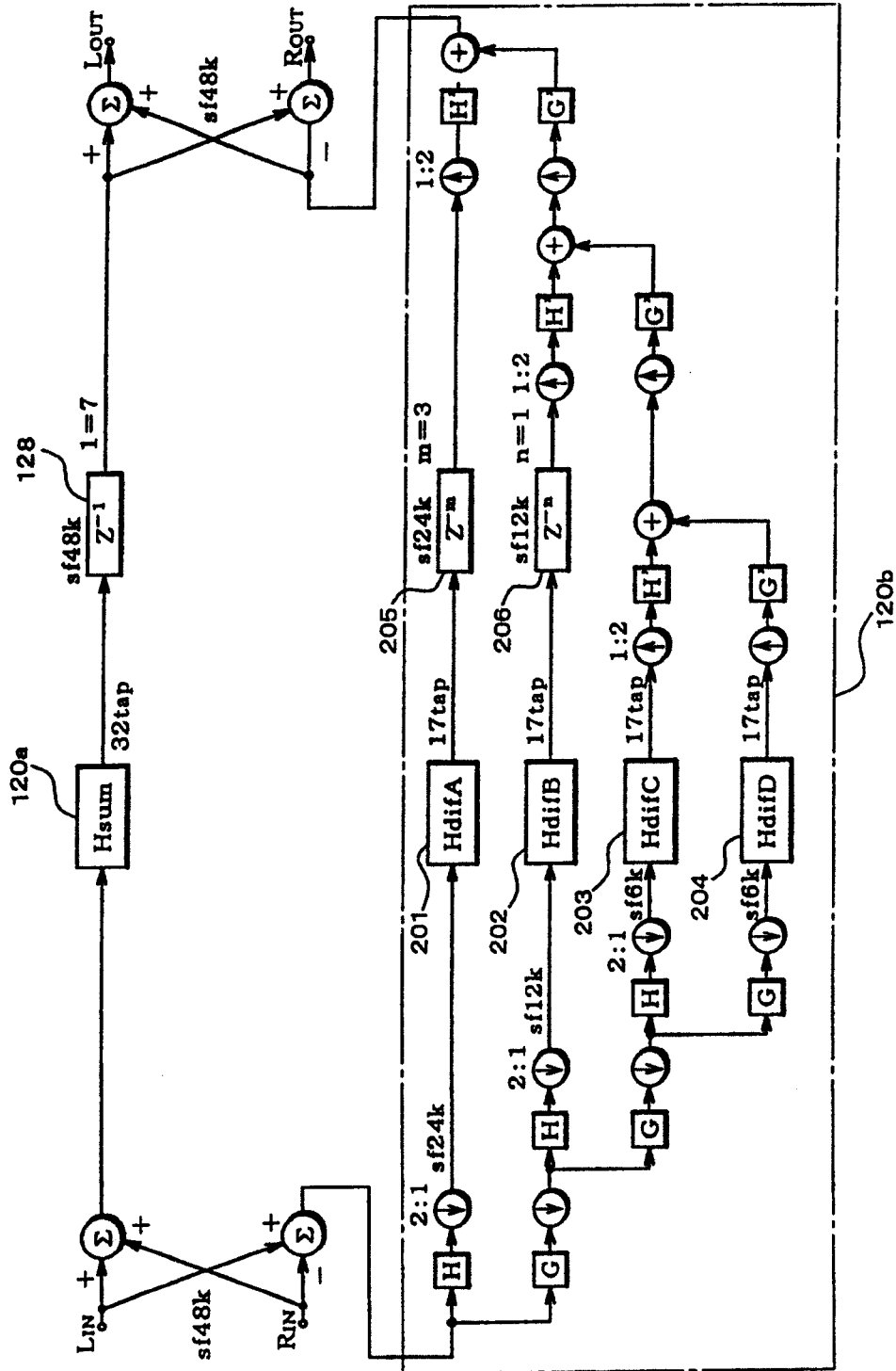


图 19

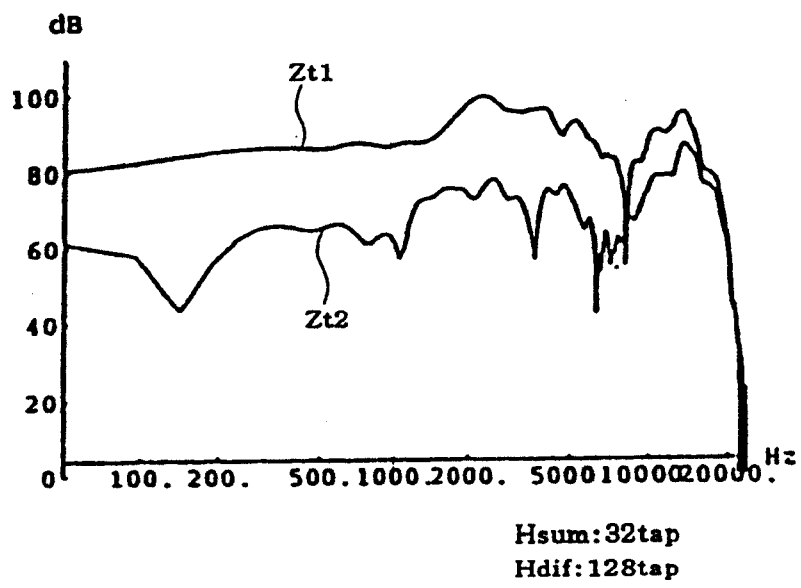


图 20

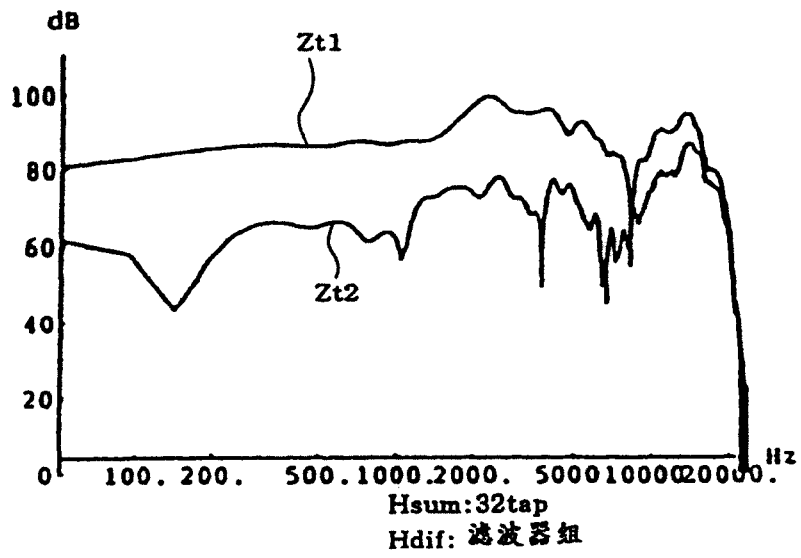


图 21

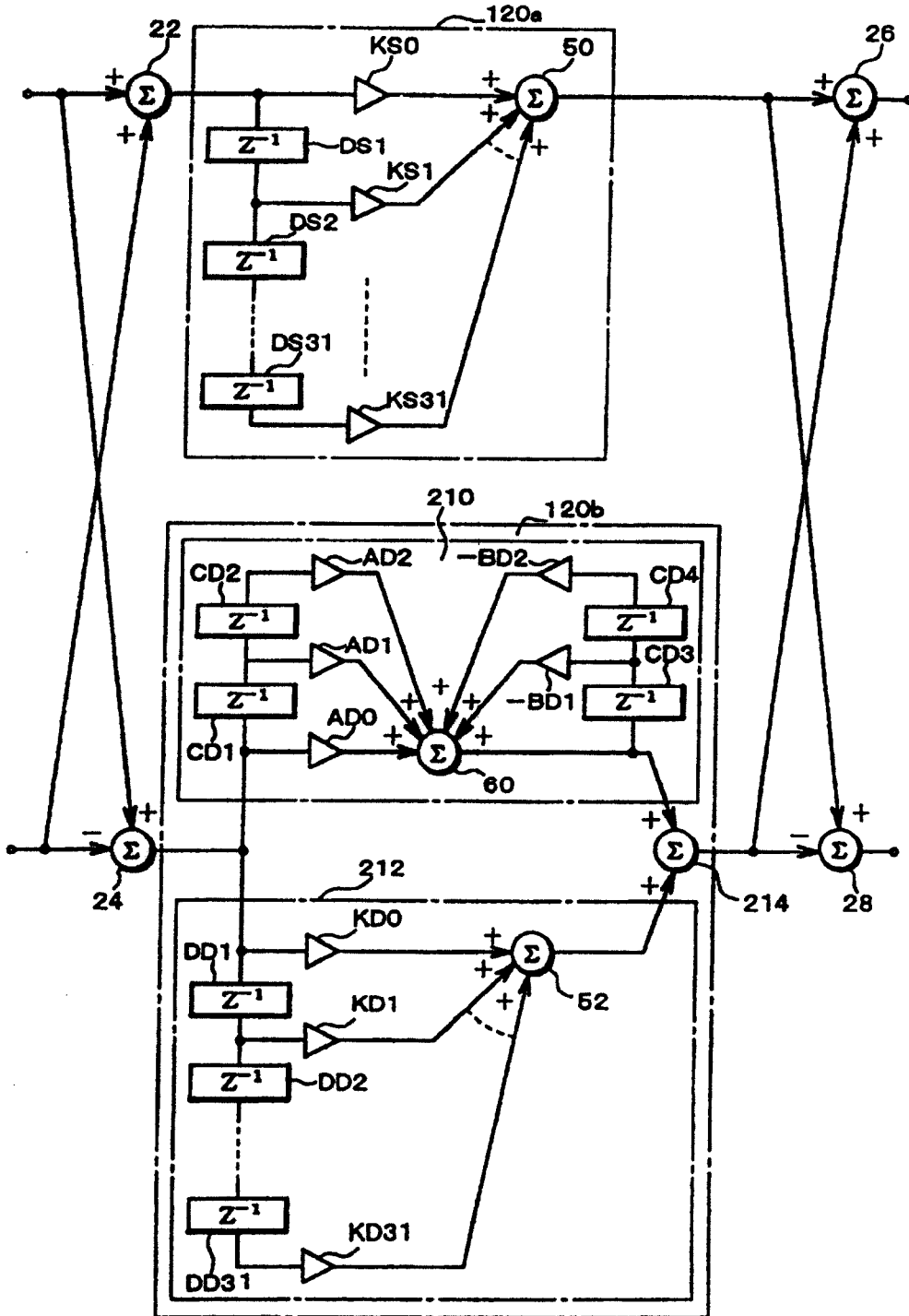


图 22

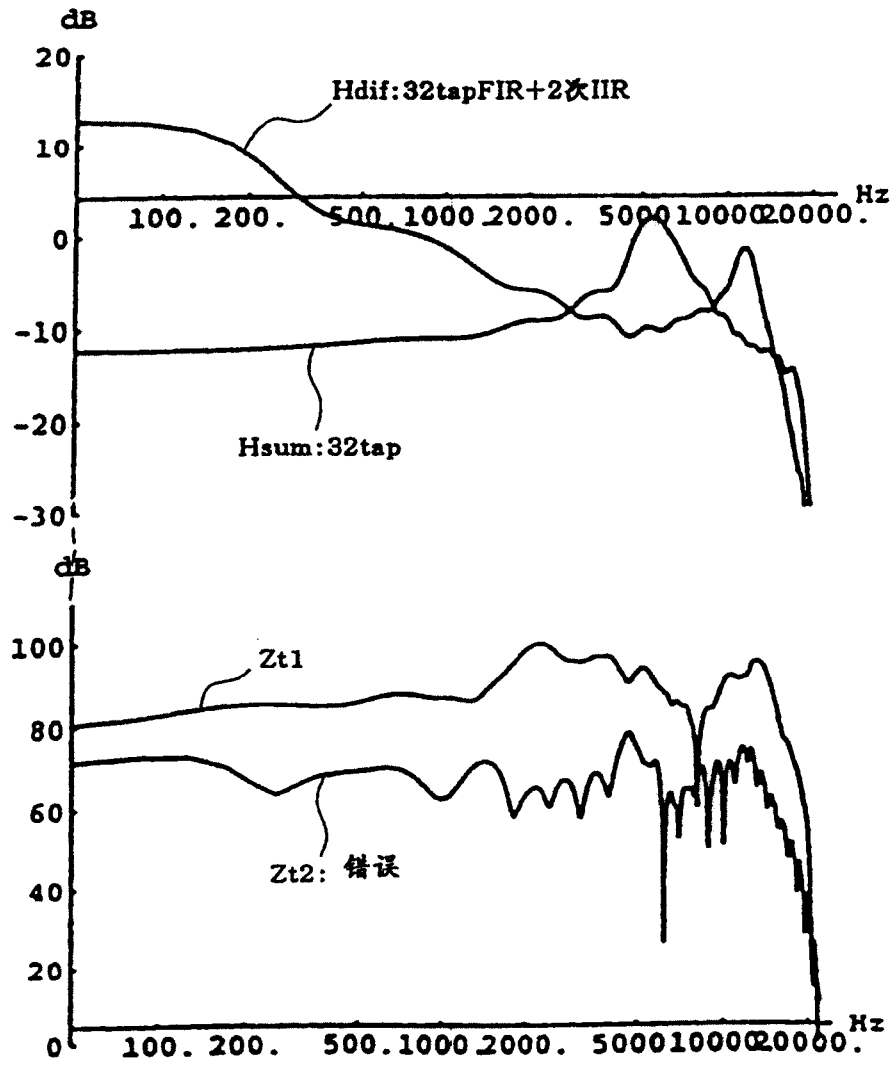


图 23

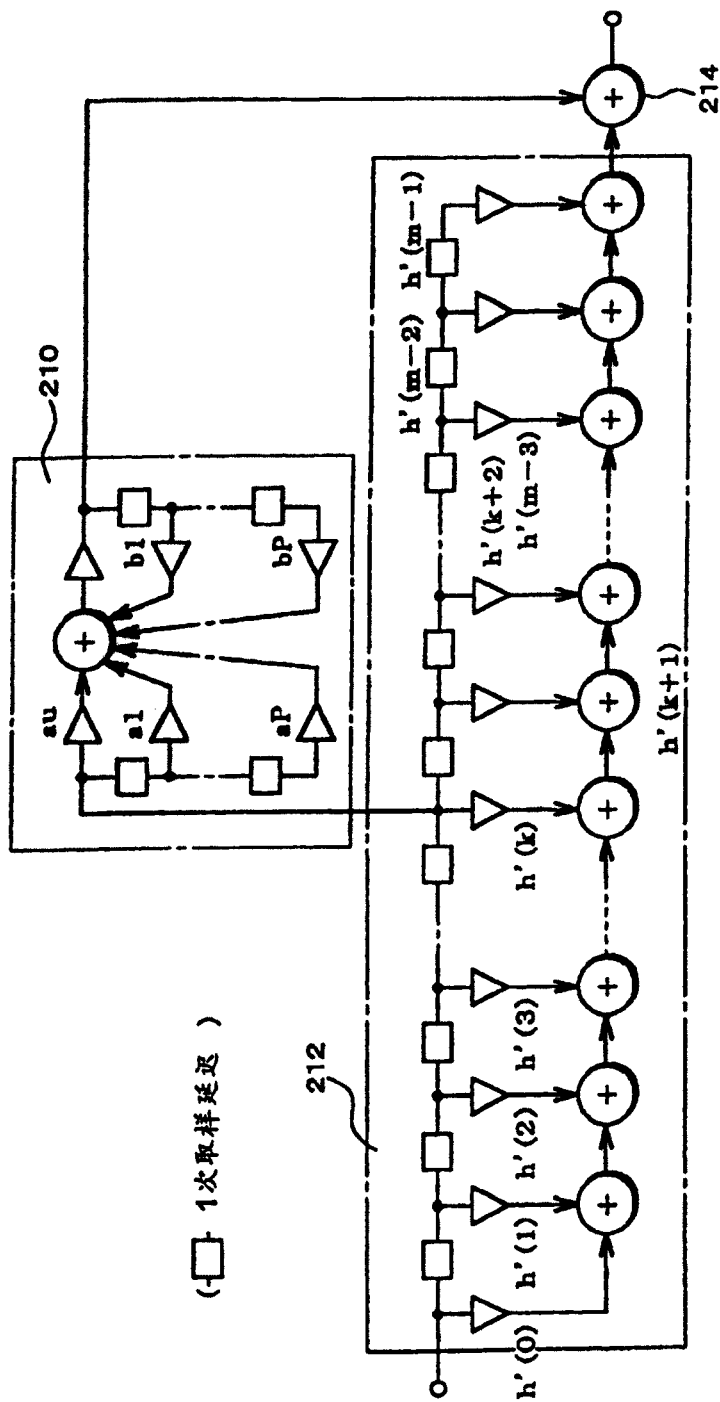
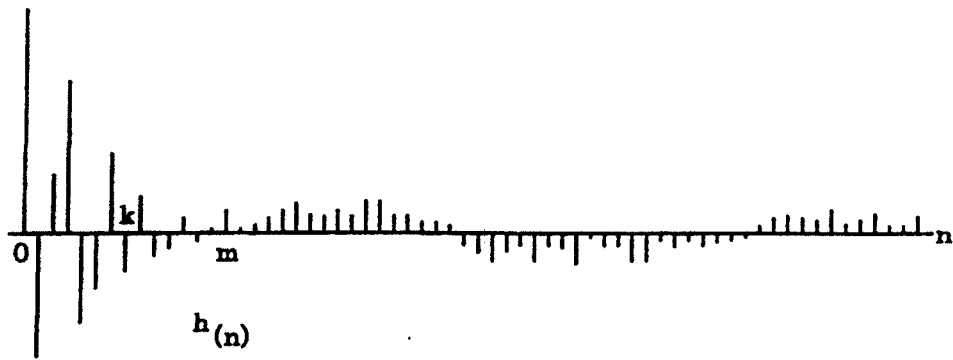
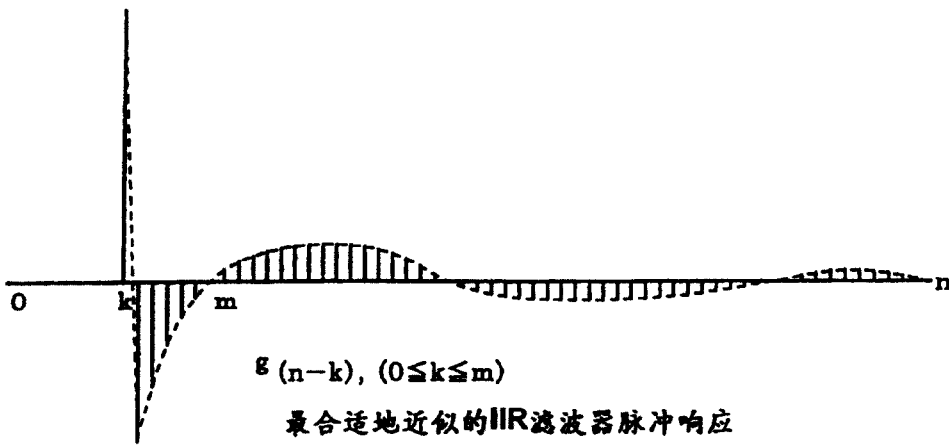


图 24



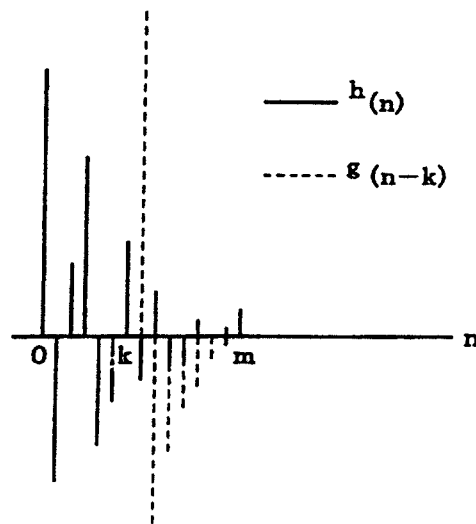
必要的滤波器的脉冲响应

图 25



最合适地近似的IIR滤波器脉冲响应

图 26



在 $0 \leq n \leq m$ 区域的 $h(n)$ 和 $g(n-k)$ 的比较

图 27

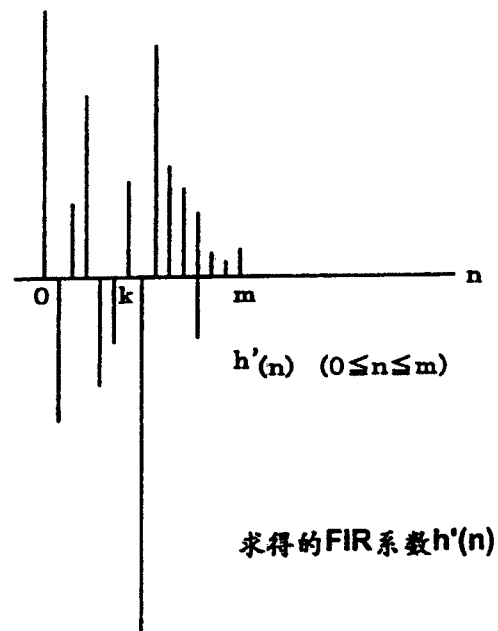


图 28

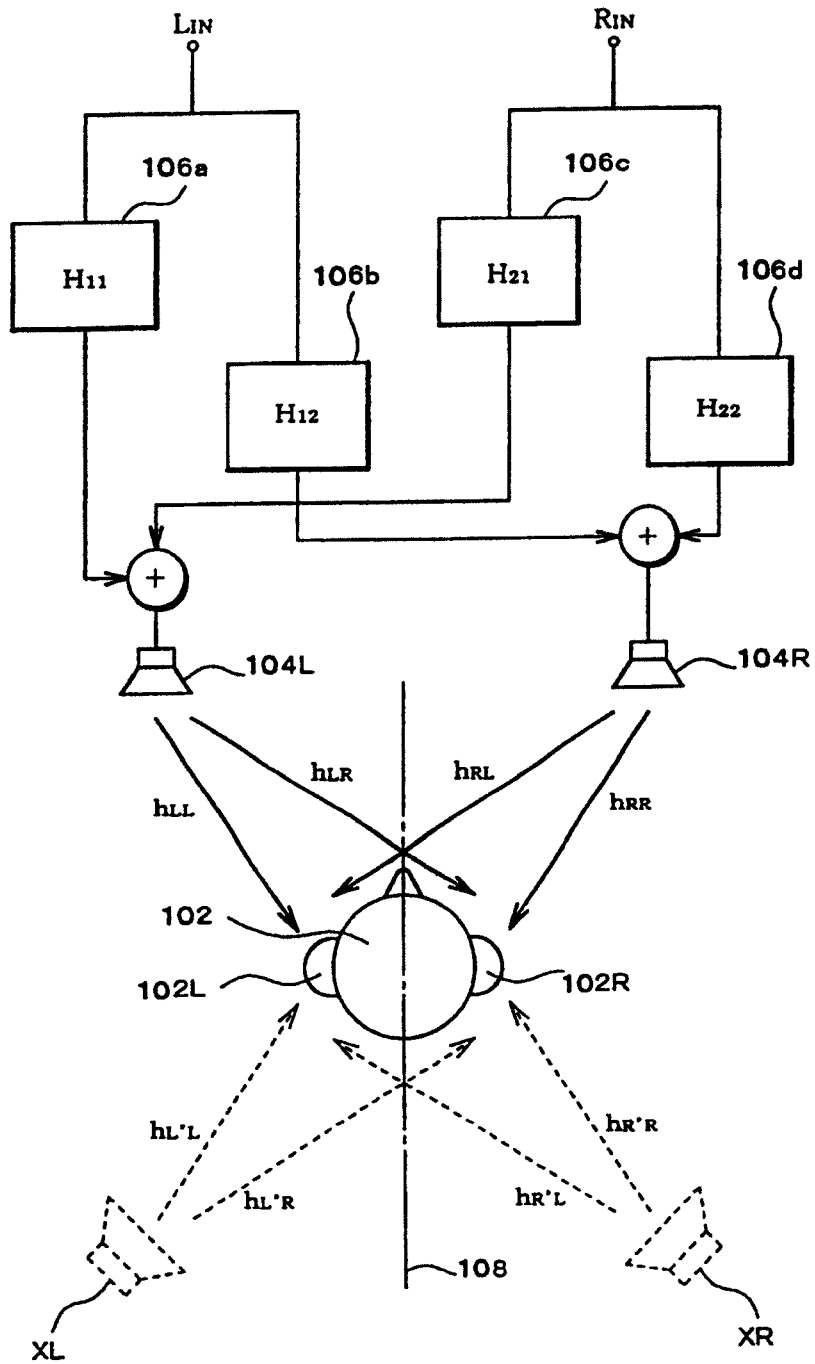


图 29

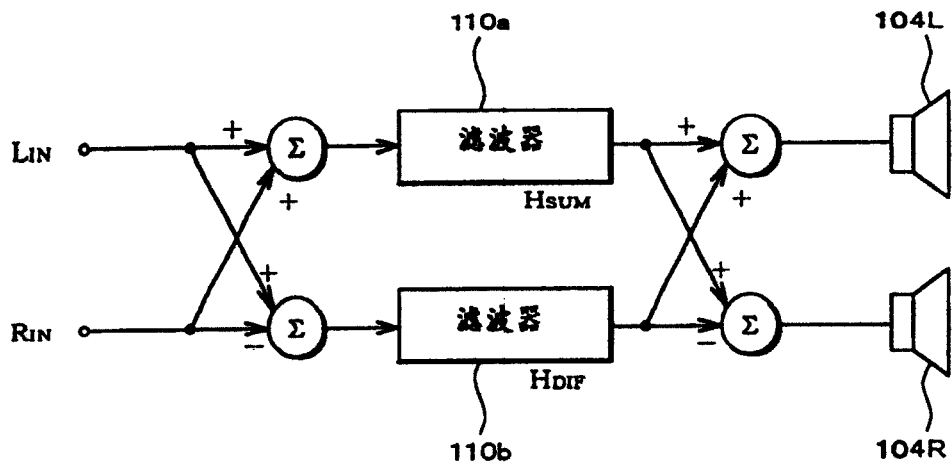


图 30

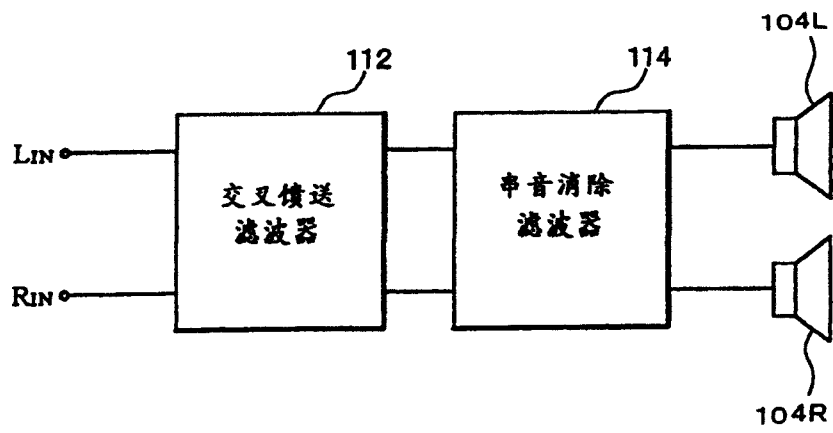


图 31