

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04S 1/00

H04R 5/033



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200410097499.9

[43] 公开日 2005 年 8 月 3 日

[11] 公开号 CN 1649448A

[22] 申请日 2004.11.29

[21] 申请号 200410097499.9

[30] 优先权

[32] 2003.11.28 [33] JP [31] 2003-400178

[71] 申请人 索尼株式会社

地址 日本国东京都

[72] 发明人 山田裕司 冲本越

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

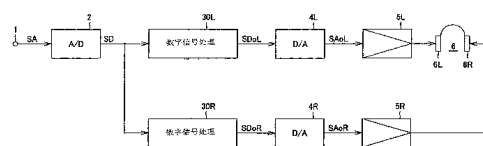
代理人 李家麟

权利要求书 3 页 说明书 15 页 附图 16 页

[54] 发明名称 数字信号处理装置，及其处理方法和头戴耳机装置

[57] 摘要

在数字信号处理装置中，第一数字滤波器再现响应快的冲击响应那部分，抽选滤波器将第一数字滤波器的延迟器件的输出转换至具有采样速率如 1/2 的数字信号。此数字信号提供至第二数字滤波器。第二数字滤波器再现响应慢的冲击响应那部分和输出代表冲击响应这部分响应特征的数据。内插滤波器将输入信号转换为具有如同数字音频信号输入至数字信号处理装置的同样的采样速率的信号。内插滤波器的输出信号提供至加法器电路。



ISSN 1008-4274

1、数字信号处理装置用于再代表声传递特征的冲击响应，这装置包含：

数字滤波器，其中之一按采样速率再代表冲击响应的直接的声频部分的第一响应部分，另一个滤波器按不同的采样速率再代表冲击响应的非直接的声频部分的第二响应部分；和

采样速率变化滤波器，它产生延迟时间，在这段延迟时间过去后，第二响应部分中的反射的声频部分开始。

2、按照权利要求 1 的数字信号处理装置，其特征在于数字滤波器包括：

第一数字滤波器它有第一采样速率和由第一响应部分所代表的滤波器特征；和

第二数字滤波器它有第二采样速率和由第二响应部分所代表的滤波器特征，第二采样速率是第一采样速率的 $1/n$ (n 是 2 或更大些)。

3、按照权利要求 2 的数字信号处理装置，其特征在于采样速率变化滤波器包含下采样滤波器，可将第一采样速率降低至第二采样速率，和上采样滤波器可将第二采样速率提高至第一采样速率；下采样滤波器和上采样滤波器提供延迟时间，在这段延迟时间过去后第二响应部分中反射的声频部分开始。

4、按照权利要求 3 的数字信号处理装置，其特征在于，第一数字滤波器的延迟输出提供至下采样滤波器，而下采样滤波器的输出提供至第二数字滤波器，第二数字滤波器的输出提供至上采样滤波器，第一数字滤波器输出和上采样滤波器输出相加，产生一信号，此信号从数字信号处理装置输出。

5、按照权利要求 3 的数字信号处理装置，其特征在于，输入信号提供至第一数字滤波器和下采样滤波器，下采样滤波器输出提供至第二数字滤波器，代表第二采样速率的信号提供至上采样滤波器，以及第一数字滤波器输出和上采样滤波器输出相加，产生一信号，此信号从数字信号处理装置输出。

6、按照权利要求 1 的数字信号处理装置，其特征在于，采样速率变化滤波器具有一恒定的群延迟时间。

7、按照权利要求 1 的数字信号处理装置，其特征在于采样速率变化滤波器是 FIR 滤波器。

8、用于再代表声传递特征的冲击响应的数字信号处理方法，此方法

包含：

激励数字滤波器，其中之一按采样速率再现代表冲击响应的直接的声频部分的第一响应部分，而另一个滤波器按不同的采样速率再现代表冲击响应的非直接的声频部分的第二响应部分；和

激励采样速率变化滤波器，它产生一个延迟时间，在这段延迟时间过去后，第二响应部分中反射的声频部分就开始。

9、具有数字信号处理装置的头戴耳机装置，用于再现代表声频传递特征的冲击响应，此装置包含：

数字滤波器，其中之一按采样速率再现代表冲击响应的直接的声频部分的第一响应部分，和另一个滤波器按不同的抽样率再现代表冲击响应的非直接的声频部分的第二响应部分；和

采样速率变化滤波器产生延迟时间，在这段延迟时间过后，第二响应部分中反射的声频部分开始。

10、按照权利要求 9 的头戴耳机装置，其特征在于数字滤波器包括：

第一数字滤波器具有第一采样速率和由第一响应部分所代表的滤波器特征；和

第二数字滤波器具有第二采样速率和由第二响应部分所代表的滤波器特征，第二采样速率是第一采样速率的 $1/n$ (n 是 2 或更大些)。

11、按照权利要求 10 的头戴耳机装置，其特征在于采样速率变化滤波器包含可将第一采样速率降低至第二采样速率的下采样滤波器，和可将第二采样速率提高至第一采样速率的上采样滤波器；以及下采样滤波器和上采样滤波器提供延迟时间，在这段延迟时间过去后，第二响应部分中反射的声频部分就开始。

12、按照权利要求 11 的头戴耳机装置，其特征在于第一数字滤波器的延迟输出提供至下采样滤波器，下采样滤波器的输出提供到第二数字滤波器，第二数字滤波器输出提供至上采样滤波器，并且第一数字滤波器输出和上采样滤波器输出相加，产生一信号，此信号从数字信号处理装置输出。

13、按照权利要求 11 的头戴耳机装置，其特征在于输入信号提供至第一数字滤波器和下采样滤波器，下采样滤波器输出提供至第二数字滤波器，代表第二采样速率的信号提供至上采样滤波器，第一数字滤波器输出和上采样滤波器输出相加，产生一信号，其从数字信号处理装置输出。

14、按照权利要求 9 的头戴耳机装置，其特征在于采样速率变化滤波器具有恒定的群延迟时间。

数字信号处理装置，及其处理方法和头戴耳机装置

本申请要求 2003 年 11 月 28 日提交的日本专利申请 NO.2003-400178 的优先权，此文全篇引入于此作参考。

技术领域

本发明涉及数字信号处理装置及其处理方法，它可根据二个广播系统之间的信号传递特征再现冲击响应。本发明也涉及使用此装置和其方法的头戴耳机装置。

背景技术

当声信号供给至扬声器和扬声器重放此音乐时，此作为结果的声像处于听众的前方。当同样的声信号供给至听众所戴的头戴耳机时，声象置于听众的头部。这是声象的极其不自然的定位。

现已倡议一种使声象定位于听众外部的头戴耳机装置，又如披露于日本专利申请特许公报 NO.11-331992，其对应于由本申请的承让人所提交的日本专利申请。图 1 图示此类头戴耳机装置。如图 1 所示，模拟声信号 SA 通过输入端 1 提供至 A/D 转换器电路 2，它将声信号转换为数字声信号 SD。此信号 SD 提供至数字信号处理电路 3L 和 3R。这些处理电路 3L 和 3R 处理信号 SD，以致作为结果的声象置于听众的头部外面。

如果声源 SP 位于听众 M 的前方，如图 2 所示，则来自声源 SP 的声输出通过具有传递函数 HL 和 HR 的路径到达听众的左耳和右耳。

在数字信号处理电路 3L 和 3R 中，通过将传递函数 HL 和 HR 转换成时间轴所获得的冲击响应予以卷积于信号 SD。此冲击响应既可加以测量也可加以计算。

进行卷积后，数字信号处理电路 3L 产生一信号，数字信号处理电路 3R 也是如此。由电路 3L 所产生的信号提供至 D/A 转换器 4L，由其将此信号转换为模拟声信号 SA。同样，由电路 3R 所产生的信号提供至 D/A 转换器 4R，由其将此信号转换为模拟声信号 SA。此模拟声信号 SA 通过头戴耳机放大器

5L 和 5R 分别提供至头戴耳机 6 的左和右声频单元（电一声换能器）。

因此，由头戴耳机 6 所再现的声音是通过具有传递函数 HL 和 HR 的路径而到达的。当戴上头戴耳机 6 的听众 M 听到声音时，他或她感觉到此声象 SP 置于他的或她的头部外面，如图 2 所示。

为了提供传递函数 HL 和 HR，数字信号处理电路 3L 和 3R 具有此类 FIR 滤波器配置如图 3 所示。在这配置中，由 A/D 转换器产生的数字音频信号（图 1）通过输入端 31 提供至以串联连接的多个延迟电路 3D。来自输入端 31 的信号输出提供至乘法器电路 3M。来自延迟电路 3D 的信号输出分别提供至其他乘法器电路 3M。乘法器 3M 的输出通过加法器电路 3A 分别输出至输出端 37。

各个延迟电路 3D 按一个采样周期（单位周期）T 延迟数字音频信号 SD。当将传递函数 HL 或 HR 转换至时间轴时，各个乘法器电路 3M 在任何时间具有，作为一个系数，冲击响应。

因此，在数字信号处理电路 3L 和 3R 中必须使用许多分接头（即，级数），两者都示于图 3。即，电路 3L 和 3R 必须具有许多延迟电路 3D 和许多乘法器电路 3M。如，在任一个数字信号处理电路中必须含有 1024 延迟电路和 1024 乘法器电路。

如果数字信号处理电路 3L 和 3R 各自由 DSP 组成，则它们将需要大容量存储器用于延迟电路 3D。不可避免地，电路 3L 和 3R 的 IC 规模变大，成比例地增加电路 3L 和 3R 的制造费用。又，因为电路 3L 和 3R 各自需要许多乘法器电路 3M，故处理步骤也增多。结果，信号在电路 3L 和 3R 中必须高速处理。这就提高了数字信号处理电路 3L 和 3R 的操作费用。

发明内容

由于前述原因，提出了本发明。本发明一个目的是提供数字信号处理装置及其处理方法，其中滤波器分接头数量即，延迟电路和乘法器电路可大大地减少。

本发明另一目的是通过使用用于处理数字信号的装置和方法来提供能以低成本而制造的头戴耳机装置，在此装置中滤波器分接头，延迟电路和乘法器电路等数量都可大大地减少。

按照本发明的数字信号处理装置的设计是再现代表声传递特征的冲击响应。此装置包含：数字滤波器，其中之一按采样速率再现代表冲击响应的直

接声频部分的第一响应部分，另一个滤波器按不同的采样速率再代表冲击响应的非直接声频部分的第二响应部分；产生延迟时间的采样速率变化滤波器在一段延迟时间过去后，在第二响应部分中的反射的声频部分就开始。

按照本发明的数字信号处理方法设计成再代表声传递特征的冲击响应。此方法包含：激励数字滤波器，其中之一按采样速率再代表冲击响应的直接声频部分的第一响应部分，和另一个滤波器按不同的采样速率再代表冲击响应的非直接声频部分的第二响应部分；和激励采样速率变化滤波器，它产生延迟时间，在过一段延迟时间后第二响应部分中的反射的声频部分就开始。

按照本发明的头戴耳机装置具有数字信号处理装置用于再代表声传递特征的冲击响应。数字信号处理装置包含：数字滤波器，其中之一按采样速率再代表冲击响应的直接声频部分，而另一个滤波器按不同的采样速率再代表冲击响应的非直接声频部分的第二响应部分；和采样速率变化滤波器，它产生延迟时间，在一段延迟时间过去后，在第二响应部分中的反射的声频部分就开始。

按照本发明，在处理数字信号的装置和方法中，具有不同采样速率的两个数字滤波器分别再现第一响应部分和第二响应部分。第一响应部分代表冲击响应的直接声频部分。第二响应部分代表冲击响应的非直接声频部分。包括在第二响应部分中的反射的声频部分由采样速率变化滤波器产生的延迟时间而加以延迟。因而，各个数字滤波器的分接头数量可以减少。各个数字滤波器的电路规模因而降低，以降低各个数字滤波器的制造费用和功耗。结合使用数字滤波器的头戴耳机装置或扬声器装置可以低成本来制造。

附图说明

- 图 1 是常规头戴耳机装置的方块图；
- 图 2 是示出安置在听众 M 左前方位上的声源 SPL 视图；
- 图 3 是常规数字滤波器的电路图；
- 图 4 是按照本发明的头戴耳机装置的方块图；
- 图 5 是代表冲击响应的特征图；
- 图 6 是结合于头戴耳机装置中的数字信号处理电路的电路图；
- 图 7 是抽选滤波器的电路图；

图 8 是内插滤波器的电路图；

图 9 是代表具有恒定群延迟时间的 FIR 滤波器的冲击响应的特征图；

图 10 是再现来自双通道立体声音频信号的声音的头戴耳机装置的方块图；

图 11 示出声源 SPL 和 SPR 分别安置在听众 M 的左前方和右前方位置上的系统；

图 12 图示用于再现来自双通道立体声音频信号的声音的头戴耳机装置中的数字信号处理装置；

图 13 是设计成在一给定位置上形成两只扬声器形式的声象的数字信号处理装置的方块图；

图 14 示出声源 SPL 和 SPR 分别安置在听众 M 的左前方和右前方位置上，从而在一给定的位置上再现等效的声源 SPX 的系统；

图 15 是用于本发明另一实例的数字信号处理电路的电路图；和

图 16 是示于图 15 的数字信号处理电路的改进，此电路结合使用于从双通道立体声音频信号中再现声音的头戴耳机装置中。

具体实施方式

实行本发明的最佳方式是结合使用按照本发明的数字信号处理装置的头戴耳机装置。此头戴耳机装置设计成在佩戴者头部外面提供声象。在结合使用于头戴耳机装置的数字信号处理装置中，滤波器分接头即，延迟电路和乘法器电路数量可大大地减少。

图 4 是头戴耳机装置的方块图。如图 4 所示，模拟音频信号 SA 通过输入端 1 提供至 A/D 转换器电路 2，此电路将信号 SA 转换为数字音频信号 SD。将此音频信号 SD 提供至数字信号处理电路 30L 和 30R。在数字信号处理电路 30L 和 30R 中，等效于传递函数 HL 和 HR 的冲击响应予以卷积于信号 SD。传递函数 HL 代表从声象应置于其中的声源扩展至听众左耳的路径的传递特征。传递函数 HR 代表从声源扩展至听众右耳的路径的传递特征。此冲击响应既可予以测量，也可予以计算。通过将传递函数 HL 和 HR 转换到时间轴就可获得冲击响应。

将简单解释冲击响应，此冲击响应是对具有足够小宽度的小的脉冲的响应。从声源传播至如听众室中听众的二只耳朵的冲击响应可考虑由 3 个部分

组成，如图 5 所示。第一部分 a.（直接的声频部分）从声源直接传播至听众耳朵。第二部分 b.（微声频部分）在反射的声音到达听众耳朵之前，具有的冲击响应级几乎保持为零。第三部分 c.（反射的声频部分）由房间的墙壁，天花板之类所反射和然后到达听众的耳朵。图 5 的冲击响应特征（以后将详细讨论）可认为由下面两个响应部分组成。第一响应部分（a）是直接的声频部分。第二响应部分（b）+（c）是非直接的声频部分。第二响应部分是由微声频部分（b）和反射的声频部分（c）所组成。反射的声频部分（c）相对于直接的声频部分（a）延迟了微声频部分（b）的持续时间。

在头戴耳机装置中，数字信号处理电路 30L 和 30R 各自具有数字滤波器。数字滤波器具有不同的采样速率。电路 30L 的数字滤波器和电路 30R 的数字滤波器分别再现第一响应部分和第二响应部分。第一响应部分代表冲击响应的直接声频部分，和第二响应部分代表冲击响应的非直接声频部分。第二响应部分的反射的声频部分由具有规定的延迟时间的滤波器予以延迟。

数字信号处理电路 30L 将等效于传递函数 HL 的冲击响应与信号 SD 卷积，产生信号 SDoL。同样，数字信号处理电路 30R 将等效于传递函数 HR 的冲击响应卷积于信号 SD，产生信号 SDoR。信号 SDoL 和信号 SDoR 分别提供至 D/A 转换器电路 4L 和 4R。电路 4L 将信号 SDoL 转换为模拟音频信号 SAoL。电路 4R 将信号 SDoR 转换为模拟音频信号 SAoR。信号 SAoL 通过头戴耳机放大器 5L 提供至头戴耳机 6 的左面声频单元 6L。信号 SAoR 通过头戴耳机放大器 5R 提供至头戴耳机 6 的右面声频单元 6R。

因此，头戴耳机 6 再现通过具有传递函数 HL 和 HR 的路径的声音。因而此再现的声音在佩戴头戴耳机 6 的听众 M 的头部外面形成声象。

在头戴耳机装置中内含的数字信号处理电路 30L 和 30R 具有同样的结构，示于图 6。在各个数字信号处理电路中，具有第一采样速率的第一数字滤波器 32 再现冲击响应的第一响应部分。具有第二采样速率的第二数字滤波器 34 再现冲击响应的第二响应部分。第二采样速率是第一采样速率的 $1/n$ （ n 是 2 或更大些）。第一数字滤波器和第二数字滤波器是串联连接的。一只下采样滤波器 33 连接至第一和第二数字滤波器 32 和 34 之间。滤波器 33 将第一采样速率降低至第二采样速率。一只上采样滤波器 35 连接至第二数字滤波器 34 的输出。上采样滤波器 35 将第二采样速率提升回到第一采样速率。下采样滤波器 33 和上采样滤波器 35 提供延迟时间，此延迟时间用来延迟第二响应部

分的反射的声频部分。

数字音频信号 SD 通过输入端 31 提供至第一数字滤波器 32。第一数字滤波器 32 再现直接的声频部分 (a)，示于图 5，其响应快于冲击响应的其他部分。第一数字滤波器 32 输出代表直接的声频部分 (a) 的响应特征和延迟时间。

在第一数字滤波器 32 中，来自端口 31 的信号 SD 提供至串联连接的预定的个数的延迟电路 321。信号 S321 由最后的延迟电路来输出。信号 SD 也提供至乘法器电路 322。乘法器电路 322 的输出提供至加法器电路 323。延迟电路 321 的输出提供至其他乘法器电路 322，一条延迟电路对着一个乘法器电路 322。乘法器电路 322 的输出提供至加法器电路 323，一条乘法器电路对着一个加法器电路 323。各个加法器电路 323 将两个输入加起来。任一加法器电路，除了最后的加法器电路之外，将两个输入的和输出至下一个加法器电路 323。最后的加法器电路产生信号 S323。

延迟电路 321 按采样周期（单位时间）T 来延迟数字音频信号 SD。乘法器电路 322 各自有一个系数，该系数是直接声频部分的冲击响应，它等效于传递函数 HL 或 HR。如果信号 SD 的采样频率是 48KHz，如第一数字滤波器具有 40 至 200 分接头。

因此，信号 S321 是通过延迟模拟音频信号 SA 来取得的一个信号，其延迟时间等于将再现的冲击响应的直接的声频部分的持续时间。因而，信号 S321 具有高频带分量和低频带分量。信号 S323 对应于冲击响应部分，它响应快于其他部分。因此，信号 S323 大部分是模拟音频信号 SA 的高频带分量。

由最后的延迟电路 321 所输出的信号 S321 提供至下采样滤波器 33 或抽选滤波器。下采样滤波器 33 将信号 S321 转换为具有采样速率 $1/n$ (n 是 2 或更大些) 的数字信号 S33，如 $1/2$ 。即，抽出对应于信号 SA 低频带分量的信号 S321 作为信号 S33。

信号 S33 提供至第二数字滤波器 34。第二数字滤波器 34 再现将再现的冲击响应的图 5 中反射的声频部分 (c)，其响应更慢于冲击响应的其他部分。第二数字滤波器 34 输出代表反射的声频部分 (c) 的响应特征和延迟时间的数据。

在第二数字滤波器 34 中，由下采样滤波器 33 所产生的信号 S33 提供至规定个数的串联连接的延迟电路 341。此信号 S33 也提供至乘法器电路 342。

乘法器电路 342 的输出提供至加法器电路 343。延迟电路 341 的输出提供至其他的乘法器电路 342，一个延迟电路对着一个乘法器电路 342。乘法器电路 342 的输出提供至其他的加法器电路 343，一个乘法器电路对着一个加法器电路 343。各个加法器电路将两个输入相加。任一加法器电路 343，除了最后的加法器电路之外，将两个输入的和输出至下一个加法器电路 323。最后的加法器电路 343 产生信号 S34。

延迟电路 341 按采样周期（单位时间） $2T$ 来延迟数字音频信号 S33，因为 $n=2$ 。乘法器电路各自有一个系数。如果传递函数 HL 或 HR 转换为时间轴，则此系数是信号 SA 具有的低频带分量的冲击响应。如果信号 SD 的采样频率是如 48KHz，则第二数字滤波器 34 具有 400 个至成千个分接头。

因此，信号 S34 对应于 FIR 滤波器的冲击响应的那部分，其响应慢于其他部分。因此，信号 S34 的大部分是模拟音频信号 SA 的低频带分量。

信号 S34 提供至上采样滤波器 35，或内插滤波器，它具有如数字音频信号 SD 相同的采样速率。信号 S34 提供至加法器电路 36。来自第一数字滤波器 32 的信号 S323 也提供至加法器电路 36。加法器电路 36 将两个输入相加，产生信号 S36。信号 S36 从数字信号处理电路的输出端 37 输出。

如上所示，由最后的延迟电路 321 所输出的信号 S321 在其转换成具有采样速率 $1/n$ （ n 是 2 或更大些，如 2）的数字信号 S33 之后通过抽选滤波器 33 提供至第二数字滤波器 34。信号 S321 必须转换的原因下面将解释。

如果数字滤波器是 FIR 滤波器，为了再现通过它的任何信号的频率特征，其需要的分接头数量取决于指派给其的频段。频段愈高，所需的分接头愈少。相反，频段愈低，分接头数量愈大。

这说明模拟音频信号 SA 的高频段分量是 FIR 滤波器输出部分，该滤波器响应很快。响应慢的 FIR 滤波器的输出部分，如果再现模拟音频信号 SA 的低频段分量，该滤波器只能提供高传真冲击响应。

抽选滤波器 33 将信号 S321 转换为具有如 $1/2$ 采样速率的数字信号 S33。数字信号 S33 提供至第二数字滤波器 34。第二滤波器 34 再现响应慢的冲击响应的部分（即，图 5 所示的反射的声频部分（c））。滤波器 34 输出代表反射的声频部分（c）的响应特征。响应快的 FIR 滤波器输出部分按第一采样速率进行处理，同时响应慢的 FIR 滤波器的部分按第一采样速率的 $1/n$ 的第二采样速率来处理。因而抽选滤波器 33 的分接头数必须要比其他少。

采样速率变化滤波器，或抽选滤波器 33 和内插滤波器 35 的组合具有提供插入于直接的声频部分（a）和反射的声频部分（c）之间微声频部分（b）的功能。换句话说，包括在第二响应部分的反射声频部分按采样速率变化滤波器的抽选滤波器 33 和内插滤波器所产生的延迟时间加以延迟。还可以说，微声频部分（b）即，第二响应部分是通过使用由抽选滤波器 33 和内插滤波器 35 所产生的延迟时间而产生的。

将详细解释冲击响应的直接的声频部分，微声频部分和反射的声频部分，参照图 5 示出的冲击响应，其从声源传播至收听室中听众的两只耳朵。如上所述，冲击响应由 3 个连续的部分组成。第一部分是直接声频部分（a），示于图 5，它直接从声源传播至听众的耳朵。第二部分是微声频部分（b），示于图 5，在反射的声音到达听众耳朵之前，其冲击响应级保持为几乎是零。第三部分是反射的声频部分（c），示于图 5，它由听众室的墙壁，天花板之类所反射出来，然后到达听众耳朵。

由于响应时间和频率特征的关系，直接的声频部分（a）具有的宽频段比声源的要小，因为它很少降级频率特征。对比之下，反射的声频部分（c）会降级频率特征，特别是高频段特征，因为它是由收听室的墙壁，天花板之类反射出来的。因此，响应快的冲击响应那部分必须由模拟音频信号 SA 高频段和低频段两种分量来再现。另一方面，响应慢的冲击响应那部分只由模拟音频信号 SA 的低频段分量来再现。由这两部分组成的冲击响应整体来看具有高保真度。

考虑到冲击响应从声源传播到收听室中听众的两只耳朵。冲击响应这部分，这是几乎微声的（即，部分（b），示于图 5），具有非常低的脉冲电平。因而，有必要为这部分冲击响应只再现延迟时间。

抽选滤波器 33 是 FIR 滤波器，如图 7 所示。来自第一数字滤波器 33 延迟电路 321 的信号输出 S321 通过输入端提供至多个串联连接的延迟电路 331。信号 S321 从输入端 331 提供至乘法器电路 332。延迟电路 331 的输出提供至其他乘法器电路，一个延迟电路对着一个乘法器 332。第一乘法器 332 输出和第二乘法器输出提供至加法器电路 333。存下的乘法器电路 332 的输出提供至其他加法器电路 333，一个乘法器电路对着一个加法器电路 333。任何加法器电路输出，除了最后一个加法器外，提供至下一个加法器电路。最后加法器电路 333 提供至开关 334 具有的固定触点 a。开关 334 具有的其他固定触点 b

连接至接地。开关 334 的可动触点连接至第二数字滤波器 34。可动触点 c 在采样频率 f_s 上切换。因而，开关 334 提供具有 $1/2$ 采样速率的数字信号 S33 至第二数字滤波器 34。注意，抽选滤波器 33 是 LPF，其截止频率 f_c 为 10KHz。乘法器电路 332 的系数在抽选滤波器 33 中设定。在抽选滤波器 33 中，不论频段如何，串联连接的延迟电路具有恒定的延迟特征。如果抽选滤波器 33 具有分接头为奇数，就第 $\{(奇数+1)/2\}$ 个乘法器电路而言，一组乘法器电路 332 的系数与另一组乘法器电路 332 的系数是对称的。甚至于如果抽选滤波器 33 具有偶数的分接头，一组乘法器电路 332 的系数与另一组乘法器电路 332 的系数也是对称的。即，乘法器电路 332 具有同样的群延迟特征。以后再解释群延迟特征。

内插滤波器 35 是 FIR 滤波器，如图 8 所示。由数字滤波器 34 所产生的信号 S34 通过开关 350 的固定触点提供至多个串联连接的延迟电路 351。信号 S34 也提供至乘法器电路 352。延迟电路 351 的输出提供至其他乘法器电路 352，一个延迟电路对着一个乘法器电路 352。第一乘法器电路 352 输出和第二乘法器电路 352 输出提供至加法器电路 353。其余乘法器电路 352 输出提供至其他加法器电路 353，一个乘法器电路对着一个加法器电路 353。任何加法器电路 353 的输出，除了最后的加法器电路外，都提供至下一个加法器电路。最后的加法器电路 353 输出提供至输出端 36。开关 350 还有另一个固定触点 b，它连接至接地。可动触点 c 是在采样频率 f_s 上切换。因而，开关 350 将数字滤波器 34 转换为信号 S35，其具有如数字音频信号 SD 同样的采样速率。信号 S35 提供至输出端 36。注意，内插滤波器 35 也是 LPF，其截止频率 f_c 为 10KHz。如在抽选滤波器 33，不论频段如何，串联连接的延迟电路 351 具有恒定特征。如果内插滤波器 35 具有奇数分接头，相对于第 $(奇数+1)/2$ 的乘法器电路而言，一组乘法器电路 352 的系数是对称于另一组乘法器电路 332 的系数，甚至于如果内插滤波器 35 具有偶数分接头，一组乘法器电路 352 的系数与另一组乘法器电路 332 的系数是对称的。即，乘法器电路 352 具有同样的群延迟特征。

图 9 示出 FIR 滤波器用作为提取滤波器 33 和内插滤波器 35 的冲击响应。此冲击响应具有频率特征为 10KHz 的截止频率和限定恒定的群延迟特征的系数。

恒定的群延迟特征说明二个问题。第一，不论频段如何，延迟特征是恒

定的。第二，如果滤波器具有奇数分接头，根据乘法系数，一组乘法器电路与另一组乘法器电路 352 是对称的。如果滤波器分接头为偶数，二组乘法器电路根据倍增系数当然也是对称的。

从图 9 中看出，如一只 FIR 滤波器具有 $2t$ 分接头，则其群延迟时间对应于 t 分接头。如果 FIR 滤波器是 10KHz 截止频率的 LPF，并且具有 100 个分接头和恒定的频率特征，则抽选滤波器 33 和内插滤波器 35 各自具有 50 个分接头和延迟时间约为 1mscc。这些滤波器的总延迟为 2mscc。因而，由 FIR 滤波器群延迟特征所决定的延迟时间可以做得等于冲击响应微声频部分的持续时间。然后，抽选滤波器和内插滤波器不仅进行下采样，还能再现冲击响应微声频部分的冲击响应。

如上段所解释，FIR 滤波器，即，抽选滤波器或内插滤波器的延迟时间可以做得等于冲击响应微声频部分接续时间。另外，FIR 滤波器的延迟时间可以做得短于冲击响应微声频部分的持续时间。在这种情况下，脉冲响应的反射的声频部分已被抽样，将弥补 FIR 滤波器的延迟时间不足。

在此配置中，图 6 的数字滤波器将冲击响应等效于具有传递函数 HL 或 HR 的直接的声频部分，与在模拟音频信号 SA 的直接的声频部分卷积。示于图 6 的数字滤波器 32 和 34 卷积此冲击响应，在模拟音频信号 SA 中，它等效于具有传递函数 HR 或 HL 的反射的声频部分。下采样滤波器 33 和内插滤波器 35 卷积此冲击响应，其等效于微声频部分。

有关直接的声频部分的信号 S323 和关微声频部分和反射的声频部分的信号 S34 提供至加法器电路 36 并进行相加。来自加法器 36 的信号 S36 的输出是通过将冲击响应卷积于模拟音频信号 SA 而产生的信号，通过将传递函数 HL 和 HR 转换成时间轴可取得冲击响应。

信号 S36 是数字信号处理电路 30L 或 30R 的输出。参照图 4 所解释，信号 S36 提供至 D/A 转换器电路 4L 或 4R。当头戴耳机 6 再现模拟音频信号时，由信号 SA 所限定的声象就处在听众头部的外面。

这样，当头戴耳机 6 再现模拟音频信号 SA 时，数字信号处理电路 30L 和 30R 起到将声象置于收听者头部的外面。数字滤波器 32 和 43 对在信号 SA 的直接的声频部分进行卷积，以将声象提供于收听者头部外面。因为数字滤波器 34 的采样速率减至原来的率的一半 ($1/2$)，所以滤波器 34 的分接头数可以降低。又，下采样滤波器 33 和内插滤波器 35 可再现微声频部分的冲击

响应，故数字滤波器的分接头数也可减少。

如果组成数字信号处理电路 3L 和 3R 的数字滤波器具有参照图 3 所规定的 1024 分接头，和如果示于图 6 的数字滤波器 32 具有 128 分接头，则数字滤波器 34 将有 896 分接头（ $=1024-128$ ）。

然而，如果响应时间保持不变，因为采样频率是 $1/2$ ，所以数字滤波器 34 的分接头数是 $1/2$ 。分接头数可减少至 448。结果，数字滤波器 32 和 34 的分接头数减少至 576（ $=128+448$ ）。

假设提供至第 100 至第 200 分接头的的数据是微声数据。然后如果它们的群延迟是恒定的，每个为 1ms，数字滤波器 32 具有 100 分接头，抽选滤波器 33 和内插滤波器 35 各具有 100 分接头，因为数字滤波器 34 具有采样频率为 $1/2$ ，如果响应时间保持不变，分接头数可从 824（ $=1024-100-100$ ）减少至 412。这样滤波器 32 和 34 的分接头总数可减少至 512（ $=100+412$ ）。

现在数字滤波器 34 的分接头数是减少了，数字信号处理电路 30L 和 30R 可以是较小的规模。如果电路 30L 和 30R 是 DSP，存储器即延迟电路 321 和延迟电路 341 只须要较小的存储容量。任一数字信号处理电路的 IC 规格可以减小。因为数字信号处理电路 30L 和 30R 的制造成本可以降低，从而电路 30L 和 30R 的功耗也可降低。

在数字信号处理电路 30L 和 30R 结合使用数字滤波器，头戴耳机 6 提供的声象在佩戴此耳机的听众的头部外面。因为电路 30L 和 30R 可以低成本来制造，就有可能降低头戴耳机装置的制造成本。

图 10 是头戴耳机装置的方块图，此装置可再现来自二通道立体声音频信号的声音。象图 4 的头戴耳机装置，此头戴耳机装置设计成将声象定位于听众头部的外面。按照本发明，它也结合使用数字信号处理装置。这样用于此装置的滤波器具有比常规滤波器少得多的分接头，即延迟电路和乘法器电路（图 3）。

如图 10 所示，左通道模拟音频信号 SAL 和右通道模拟音频信号 SAR 通过输入端 1L 和 1R 分别提供至 A/D 转换器电路 2L 和 2R。A/D 转换器电路 2L 将信号 SAL 转换为数字音频信号。A/D 转换器电路 2R 将信号 SAR 转换为数字音频信号 SDR。信号 SDL 提供至数字信号处理电路 30LL 和 30LR。信号 SDR 提供到数字信号处理电路 30RL 和 30RR。

数字信号处理电路 30LL，30LR，30RL 和 30RR 如同图 6 所示的数字信

号处理电路 30L 和 30R 具有同样的配置。30LL, 30LR, 30RL 和 30RR 处理音频信号 SL 和 SR, 产生信号, 头戴耳机 6 从此信号再现音频信号 SDL 和 SDR, 以提供由扬声器提供的相似的声场, 或声象置于听众头部的外面。

在图 11 中系统所示, 该系统包含声源 SPL 和 SPR, 分别放置在听众 M 左前方和右前方位置, 来自声源的声音输出沿着具有传递函数 HLL 的路径传播至听众的左耳和沿着具有传递函数 HLR 的路径传播至听众的右耳。另一方面, 来自声源 SPR 的声音输出沿着具有传递函数 HRL 的路径至听众的左耳和沿着具有传递函数 HRR 的路径至听众的右耳。传递函数 HLL, HLR, HRL, HRR 定义如下:

HLL: 从声源 SPL 至左耳的传递函数

HLR: 从声源 SPL 至右耳的传递函数

HRL: 从声源 SPR 至左耳的传递函数

HRR: 从声源 SPR 至右耳的传递函数

数字信号处理电路 30LL 将冲击响应与信号 SDL 卷积, 通过将传递函数 HLL 转换到时间轴, 就可获得响应。数字信号处理电路 30LR 将冲击响应与信号 SDL 卷积, 通过将传递函数 HLR 转换为时间轴, 就可获得响应。数字信号处理电路 30RL 将冲击响应与信号 SDR 卷积, 通过将传递函数 HRL 转换为时间轴, 就可获得响应。数字信号处理电路 30RR 将冲击响应卷积于信号 SDR, 通过将传递函数 HRR 转换为时间轴, 就可获得响应。数字信号处理电路 30LL 和 30RL 的输出信号提供至加法器电路 7L 和相加在一起。数字信号处理电路 30LR 和 30RR 的输出信号提供至加法器电路 7R 和相加在一起。加法器电路 7L 和 7R 的输出信号分别提供至 D/A 转换器电路 4L 和 4R。D/A 转换器电路 4L 将输入信号转换为模拟音频信号 SL。D/A 转换器电路 4R 将输入信号转换为模拟音频信号 SR。信号 SL 和 SR 通过头戴耳机放大器 5L 和 5R 分别提供至头戴耳机 6 的左和右声频单元 6L 和 6R。

这样, 头戴耳机 6 提供类似于由二只扬声器的声场, 此两只扬声器放置在听众 M 的左前方和右前方, 并分别供以音频信号 SAL 和 SAR。结果, 声象置于听众的头部外面。

如上所规定, 数字信号处理电路 30LL, 30LR, 30RL 和 30RR 如同图 6 所示的数字信号处理电路 30L 和 30R 具有同样的配置。数字信号处理电路 30LL, 30LR, 30RL 和 30RR 可有较小的规模。各个数字信号处理电路的电路

规模可以减小。因而，数字信号处理电路 30LL，30LR，30RL 和 30RR 的制造成本可以减少，并且这些电路 30LL，30LR，30RL 和 30RR 的功耗也可减少。

数字信号处理电路 30LL 和 30RL 组成的结构如图 12 所示。数字信号处理电路 30LR 和 30RR 也可组成同一的结构 34（图 12）。

从图 4 和图 6 中看到，数字信号处理电路 30L 和延迟电路 321，延迟电路 341 和抽选滤波器 33 具有同样的信号，这些信号均由数字信号处理电路 30R 的延迟电路 321，延迟电路 341 和抽选滤波器 33 来处理。因此，数字信号处理电路 30L 和 30R 可共享延迟电路 321，延迟电路 341 和抽选滤波器 33，如图 12 所示。

同样的理由，数字信号处理电路 30LL 和 30LR 可共享延迟电路 321，延迟电路 341 和抽选滤波器 33。更又，数字信号处理电路 30RL 和 30RR 可共享延迟电路 321，延迟电路 341 和抽选滤波器 33。此发明还可应用在多通道立体声音频信号中（如四通道立体声音频信号或更多通道立体声音频信号）。

图 10 的头戴耳机装置使用此类数字滤波器，使声象定位于听众头部的外面。因此它能以低成本来制造。

图 13 描述了数字信号处理电路设计成在一给定位置上形成二只扬声器形式的声象。图 13 示出，模拟音频信号 SA 通过输入端 1 提供至 A/D 转换器电路 2。电路 2 将信号 SA 转换为数字音频信号 SD。信号 SD 提供至数字信号处理电路 30L 和 30R。数字信号处理电路 30L 将冲击响应与信号 SD 卷积，通过将传递函数转换到时间轴，就可获得该响应。数字信号处理电路 30R 将冲击响应与信号 SD 卷积，通过将传递函数转换到时间轴，就可得到响应（传递函数往后再述）。

数字信号处理电路 30L 和 30R 的输出信号分别提供至 D/A 转换器电路 4L 和 4R。电路 4L 和 4R 将输入信号转换为模拟声频信号 SA。模拟声频信号 SA 通过扬声器放大器 8L 和 8R 分别提供至左通道扬声器 9L 和右通道扬声器 9R。

数字信号处理电路 30L 和 30R 以下面所述的规定方式来处理数字音频信号 SD。在图 14 所示的系统中，它包含声源 SPL 和 SPR，它们分别放置在听众 M 的右前方和左前方，声源可在任何所需的位置上予以再现。此系统有下述 6 种传递函数：

HLL：从声源 SPL 至左耳的传递函数

HLR: 从声源 SPL 至右耳的传递函数

HRL: 从声源 SPR 至左耳的传递函数

HRR: 从声源 SPR 至右耳的传递函数

HXL: 从声源 SPX 至左耳的传递函数

HXR: 从声源 SPX 至右耳的传递函数

$$SPL = (HXL \times HRR - HXR \times HRL) / (HLL \times HRR - HLR \times HRL) \times SPX \quad (1)$$

$$SPR = (HXR \times HLL - HXL \times HLR) / (HLL \times HRR - HLR \times HRL) \times SPX \quad (2)$$

这样, 有关声源 SPX 的音频信号 SXA 通过具有公式 (1) 的传递函数的滤波器提供至位于声源 SPL 的扬声器, 通过具有公式 (2) 传递函数的滤波器提供至位于声源 SPR 的扬声器。然后, 由音频信号 SX 所限定的声象或位于声源 SPX。

数字信号处理电路 30L 将冲击响应卷积于数字音频信号 SD 中, 通过将公式 (1) 传递函数项转换成时间轴, 就可得到响应。同样, 数字信号处理电路 30R 将冲击响应卷积于数字音频信号 SD, 通过将公式 (2) 的传递函数项转换为时间轴, 就可获得响应。数字信号处理电路 30L 和 30R 具有同样的配置, 如图 6 所示。这样, 由模拟音频信号 SA 所限定的声象在声源 SPX 上来提供。

数字信号处理电路 30L 和 30R 具有同样结构, 如图 6 所示。各个数字信号处理电路的电路规模可以减小。因为数字信号处理电路 30L 和 30R 的制造成本可以降低, 所以电路 30L 和 30R 的功耗也可减少。

数字信号处理电路 30L 和 30R 可以同样方法共享延迟电路 321, 延迟电路 341 和抽选滤波器 33, 如图 12 所示的同样方法。

同样理由, 数字信号处理电路 30LL 和 30LR 可共享延迟电路 321, 延迟电路 341 和抽选滤波器 33。此外, 数字信号处理电路 30RL 和 30RR 可共享延迟电路 321, 延迟电路 341 和抽选滤波器 33。

又, 本发明可应用于多通道立体声音频信号 (如, 4 通道立体声音频信号或更多通道的立体声音频信号)。

图 15 示出用于本发明另一实例的数字信号处理电路。此数字信号处理电路在有些方面不同于图 4 所示的数字信号处理电路 30L 和 30R。即, 改变第一采样速率至第二采样速率的下采样滤波器 33 连接至第二数字滤波器 34 的输入, 而改变第二抽样率回到第一采样速率的上采样滤波器 35 连接至第二

数字滤波器 34 的输出。这样，采样滤波器 33 和 35 将第二数字滤波器 34 并联地连接至第一数字滤波器 32。第二响应部分的反射的声频部分加以延迟，延迟时间由下采样滤波器 33 和上采样滤波器 34 所限定。

来自 A/D 转换器电路 2 的数字音频信号 SD 输出通过输入端 31 提供至第一数字滤波器 32。第一数字滤波器 32 再现响应较快的冲击响应部分，即直接的声频部分。直接声频部分提供至加法器 36。

数字音频信号 SD 也提供至抽选滤波器 33。抽选滤波器以低的采样速率对信号 SD 采样。这组处理过的信号 SD 被提供至第二数字滤波器 34。对应于响应较慢的冲击响应部分的冲击响应与信号 SD 卷积。信号 SD 提供至内插滤波器 35。内插滤波器 35 改变信号 SD 的采样速率回到原来的率。内插滤波器 35 的输出信号提供至加法器电路 36。如果加法器电路 36 将由第一数字滤波器提供的信号和内插滤波器 35 的信号相加，则由滤波器 32 的 34 所提供的冲击响应将重迭，就不能再现所需的冲击响应。

为了再现所需的冲击响应，抽选滤波器和内插滤波器将由具有恒定的群延迟特征的 FIR 滤波器来组成。抽选滤波器和内插滤波器因此具有的延迟时间几乎等于在冲击响应反射的声频部分再现之前所过去的时间。更精确地说，抽选滤波器和内插滤波器因而具有的延迟时间是直接的声频部分 (a) 和微声频部分 (b) 的和，示于图 5。

不需要系数与冲击响应的微声频部分卷积。微声频部分只需要加以延迟。抽选滤波器 33 和内插滤波器 35 可配置为具有包括该部分的整个微声频部分的延迟时间。数字信号处理电路 30L 和 30R 加以组合以提供图 16 的布局，在图 10 的头戴耳机装置中，它再现两通道立体声音频信号和它是等效于声源 SPL 和 SPR 如图 11 所示的配置。

在上述讨论的实例中，对抽选滤波器 33 和内插滤波器 35 施加延迟时间以提供微声频部分和与数字滤波器 34 的延迟时间加以区别。然而，本发明不限于这些实例。抽选滤波器 34 包括一部分抽选滤波器 34 和一部分内插滤波器 35。

产生冲击响应的反射的声频部分的一部分数字滤波器 34 也结合使用于一部分抽选滤波器和/或一部分内插滤波器 35。

在上述的实例中，抽选滤波器 33 和内插滤波器 35 是 FIR 滤波器。替而代之，也可以是具有恒定的群延迟特征的其他类型滤波器如 IIR 滤波器或梯形滤波器。

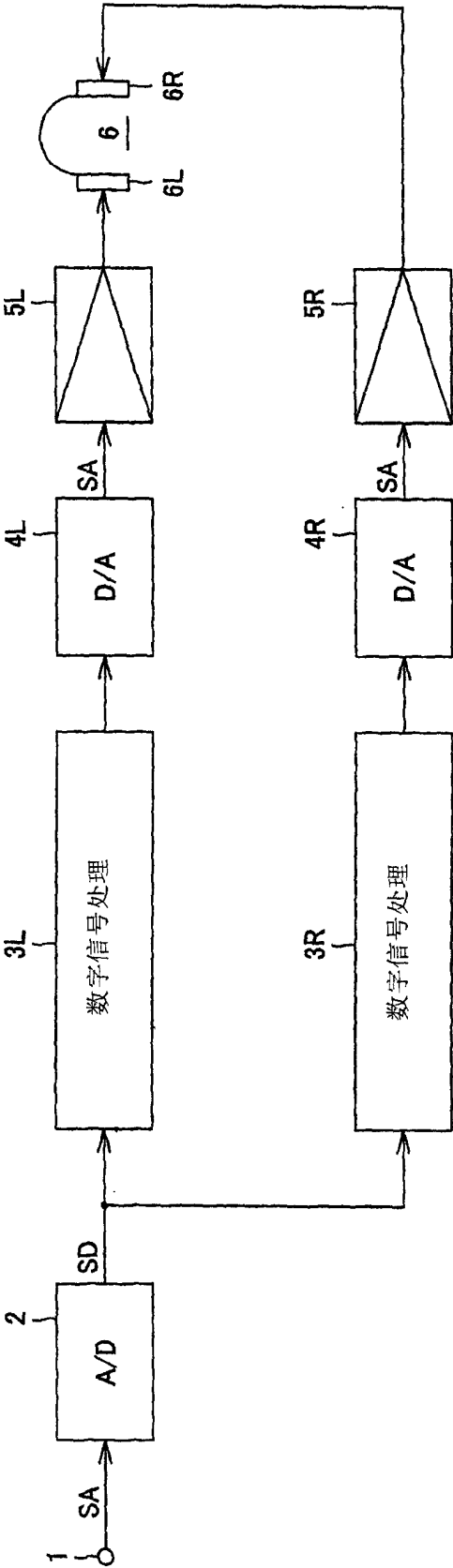


图 1

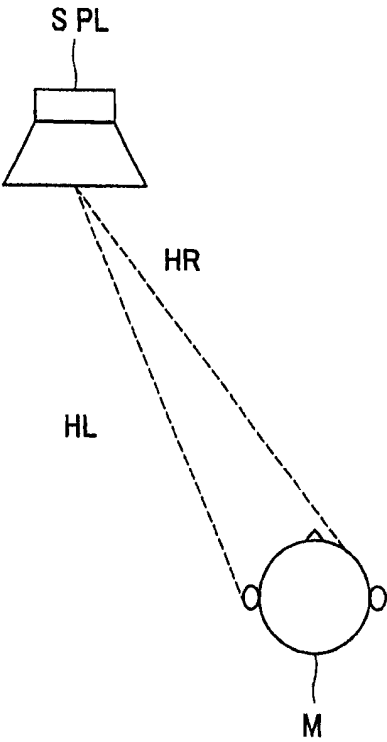
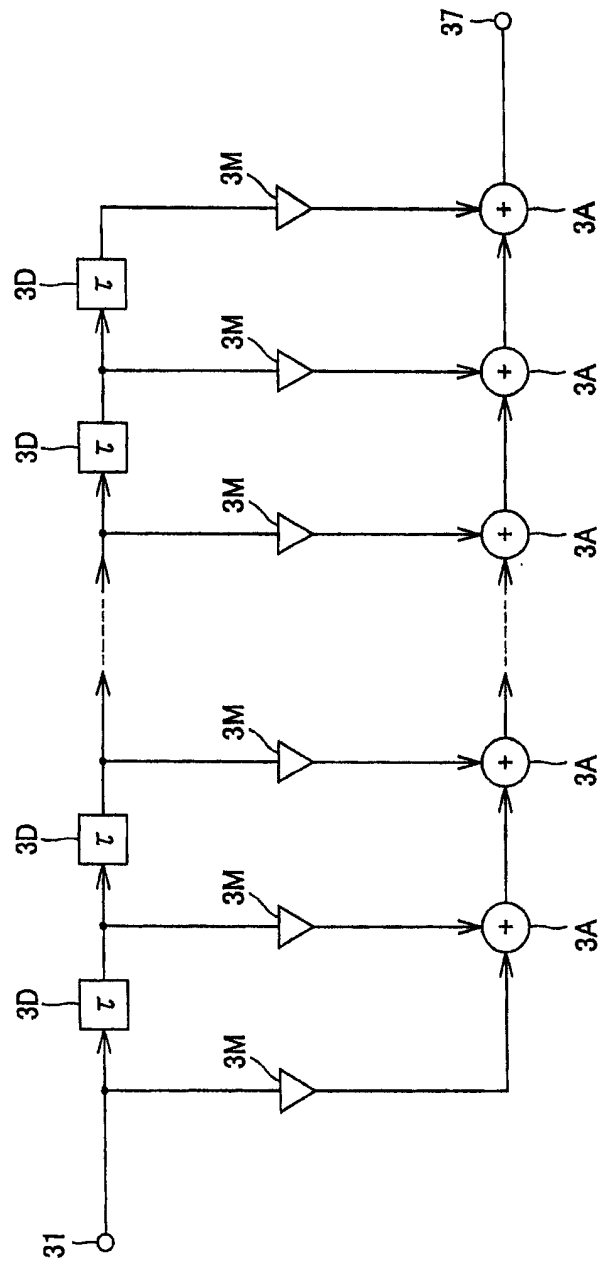


图 2



$3L(3R)$

图 3

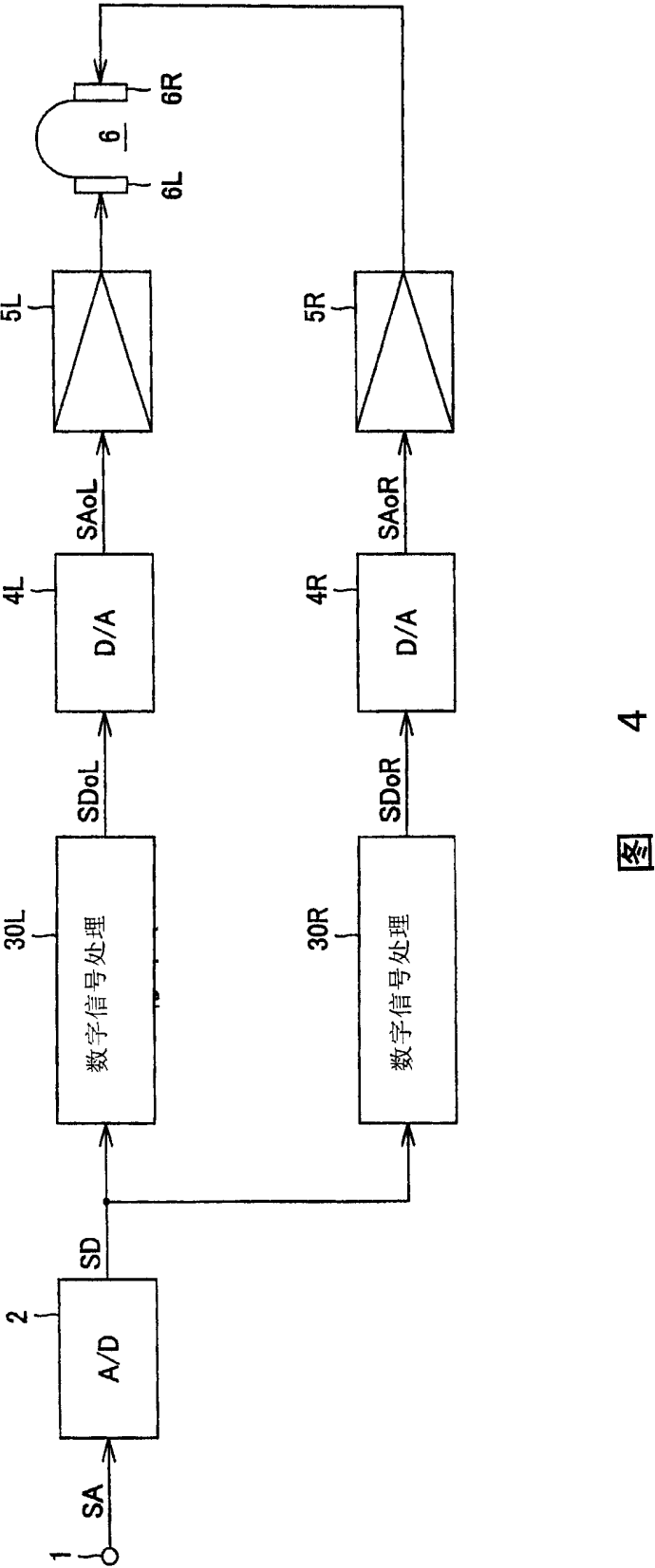
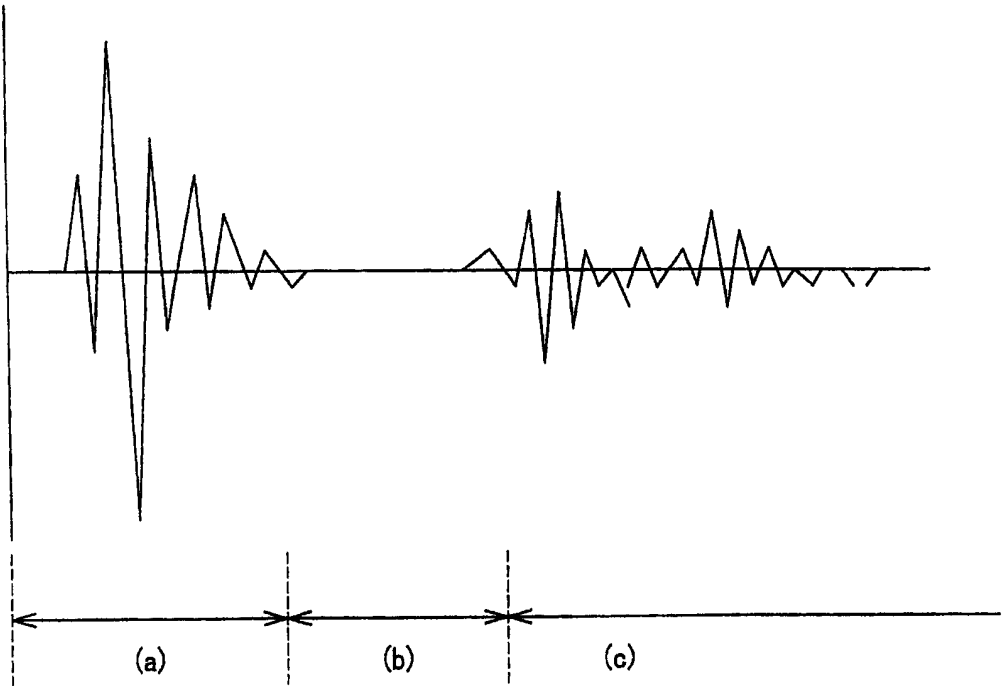
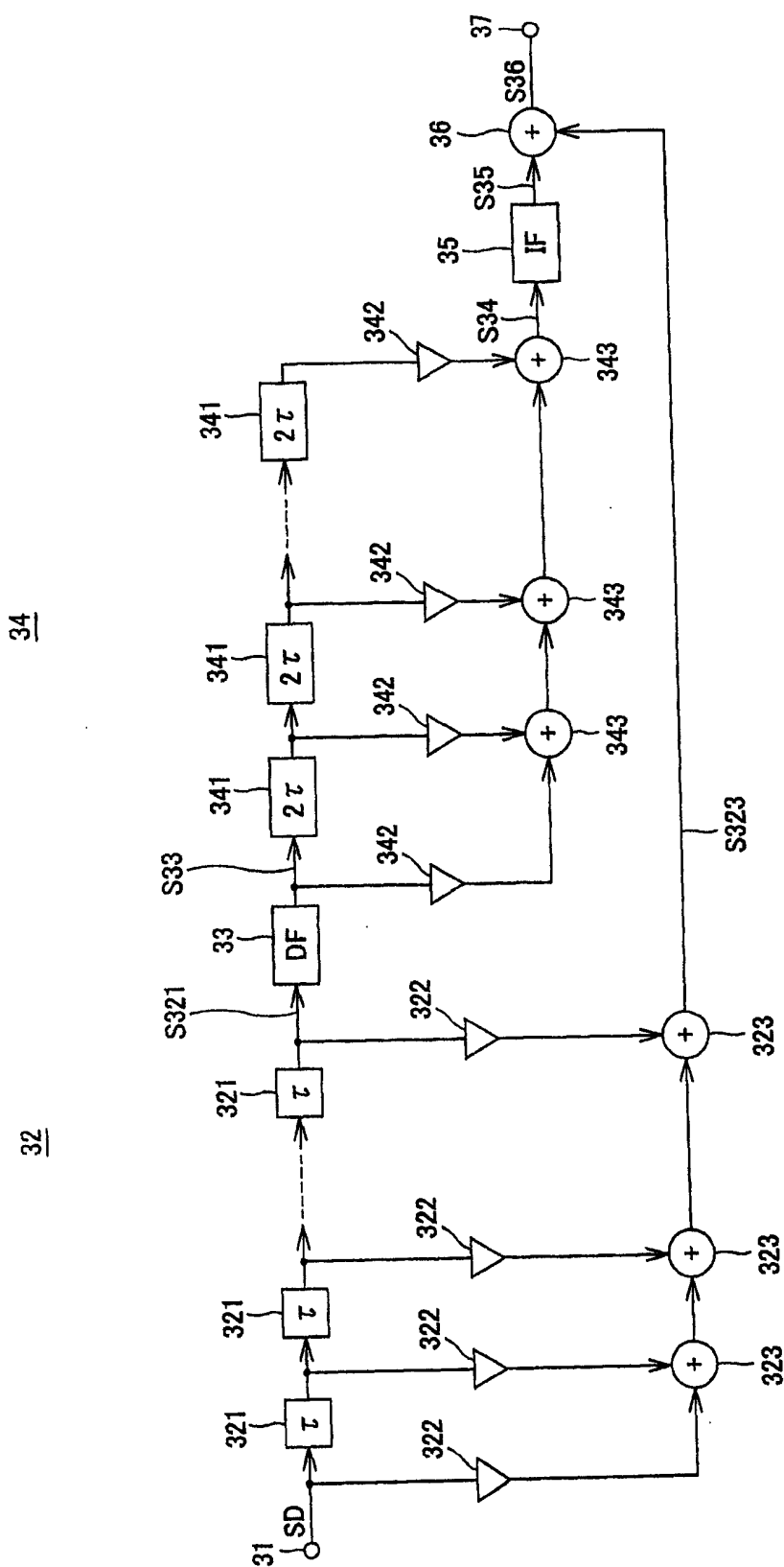


图 4

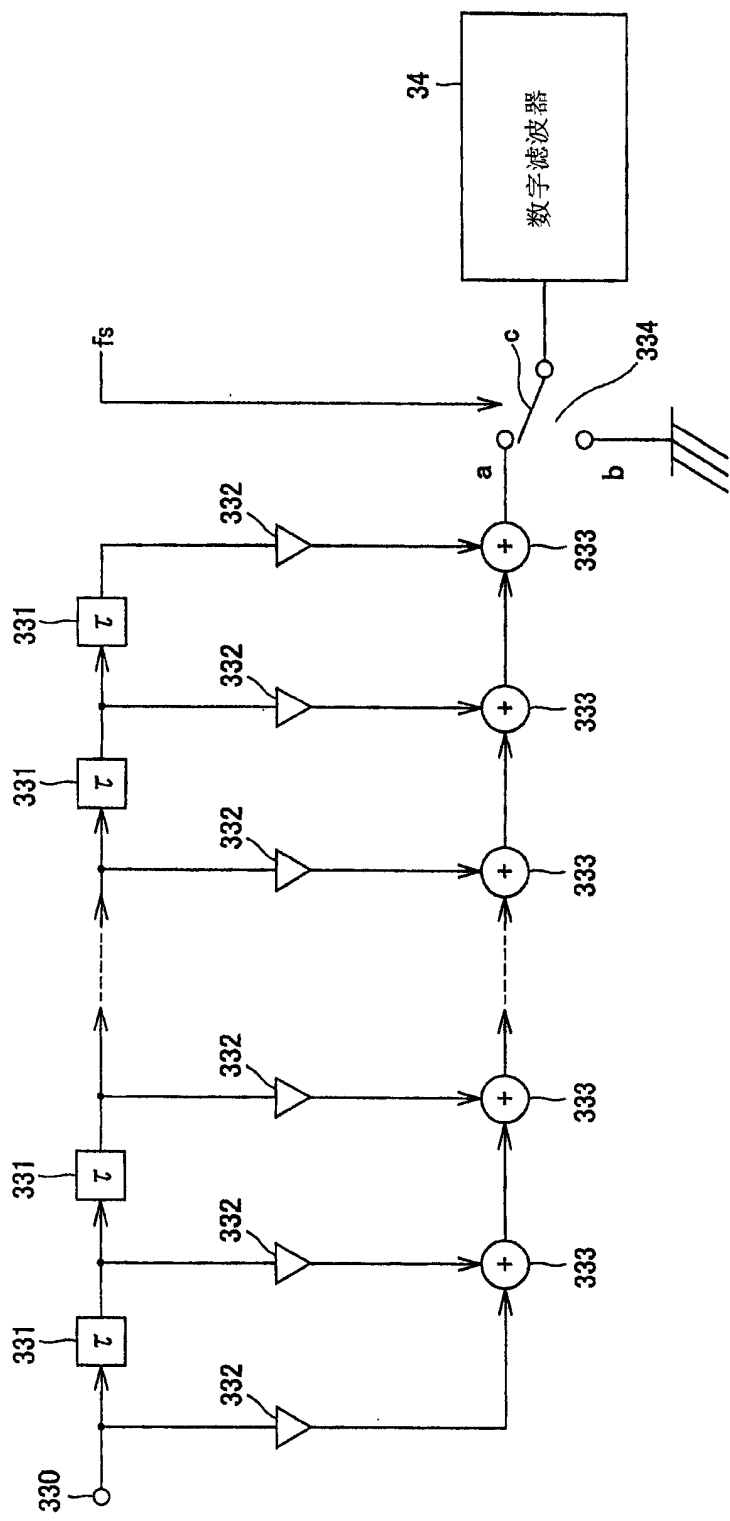


脉冲响应

图 5

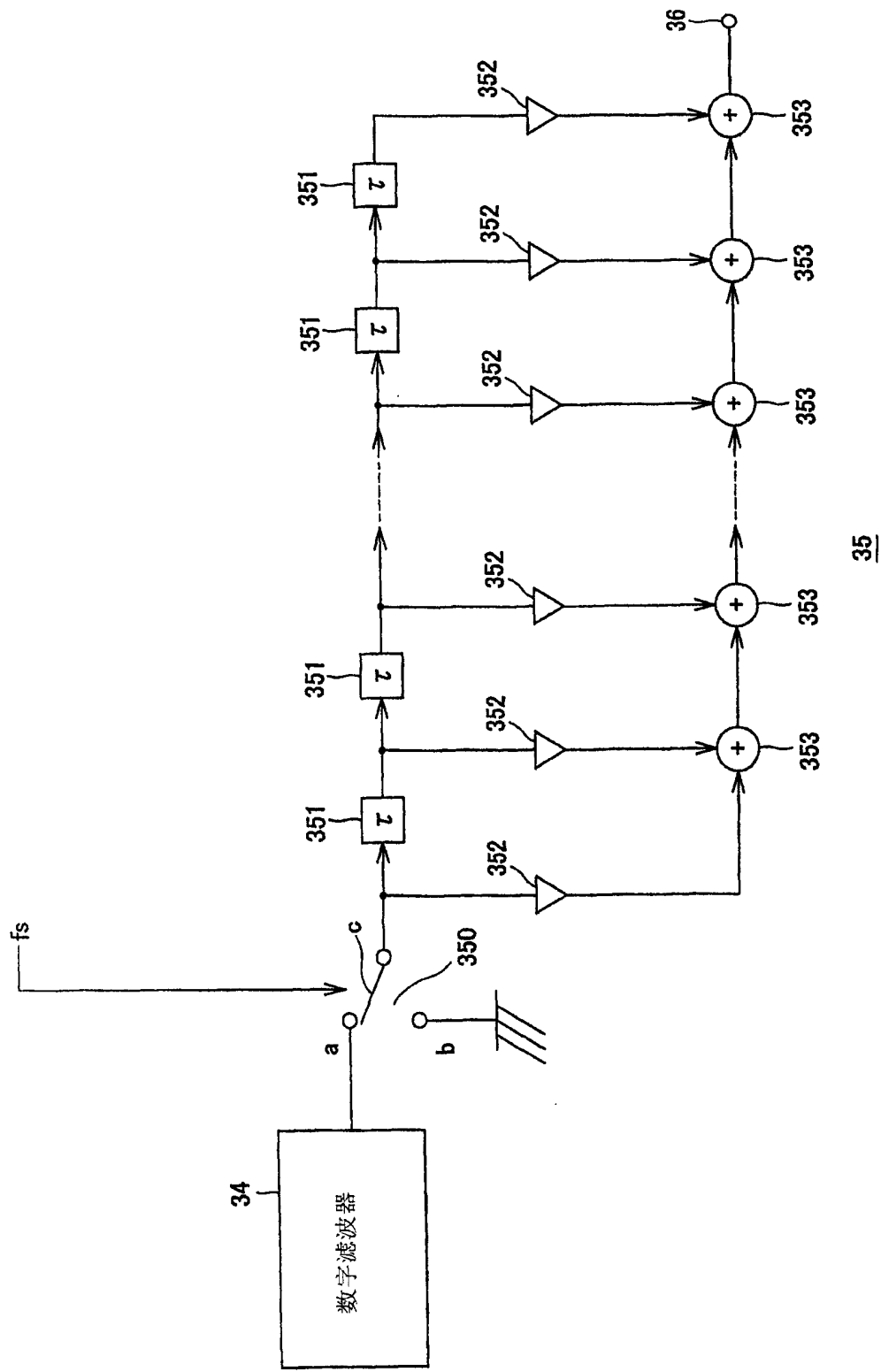


6



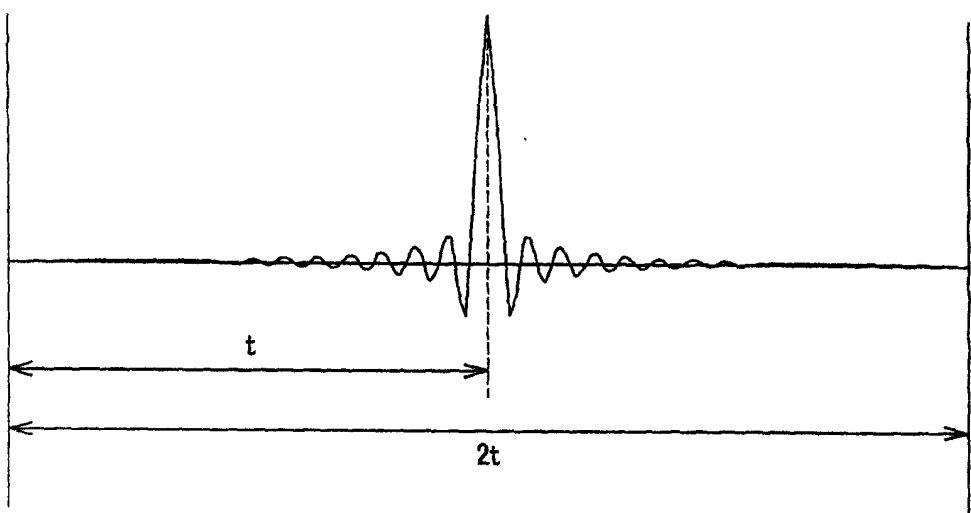
33

图 7



8

图



脉冲响应

图 9

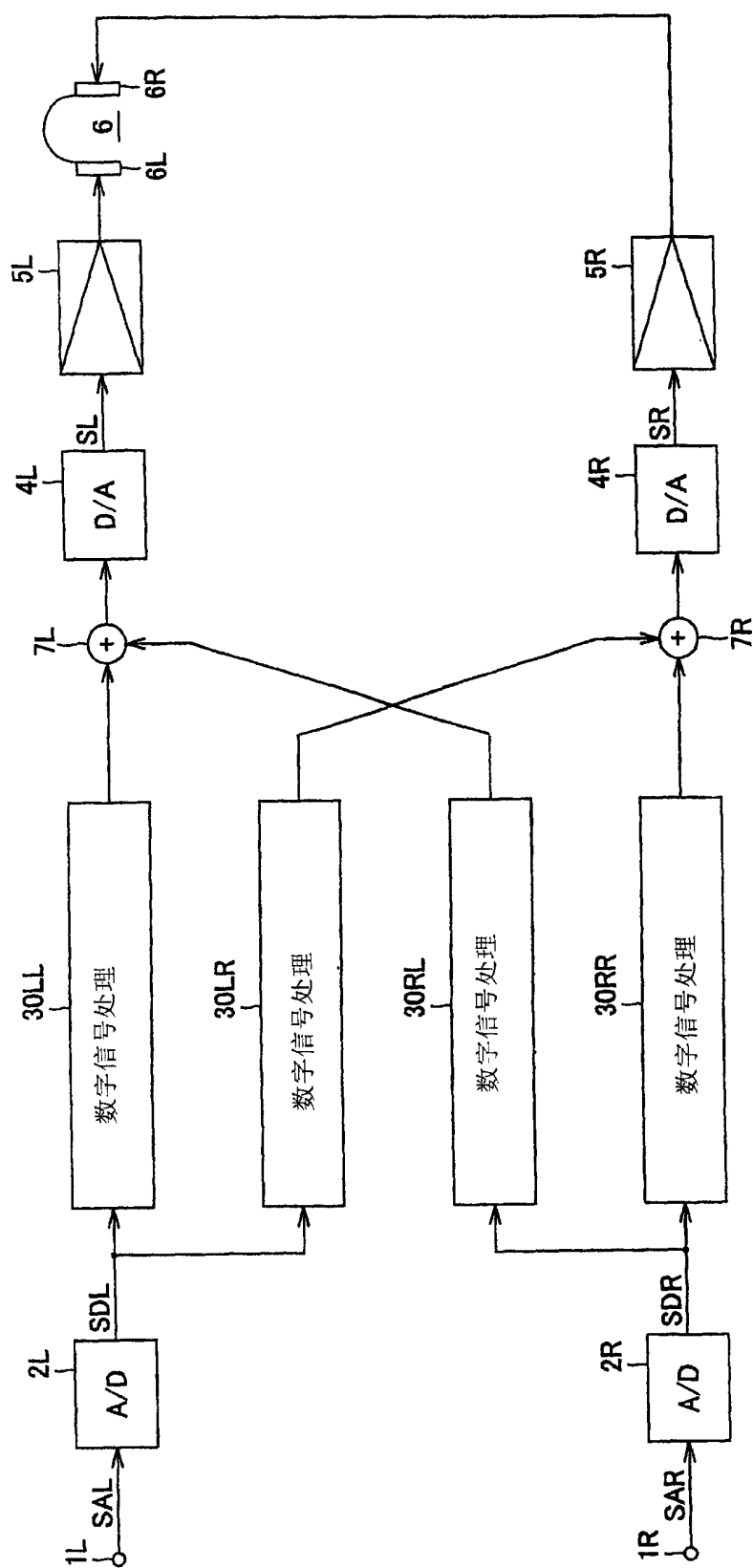


图 10

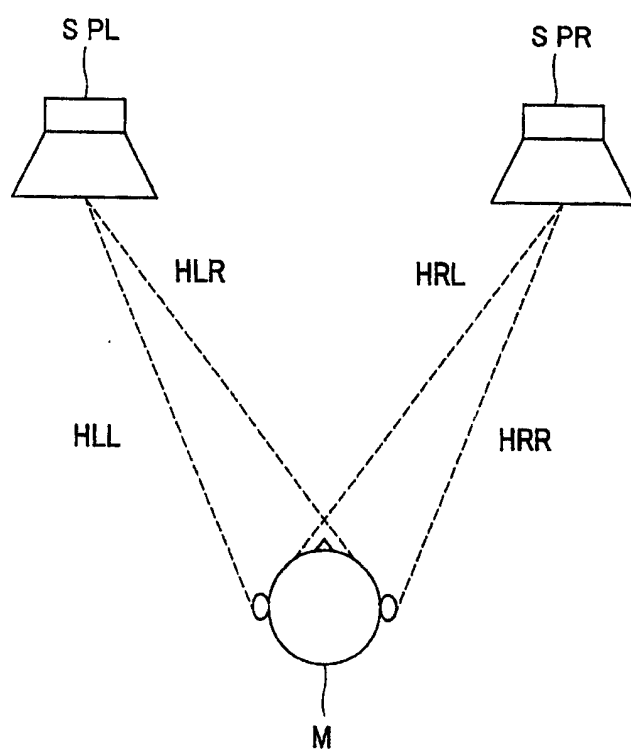
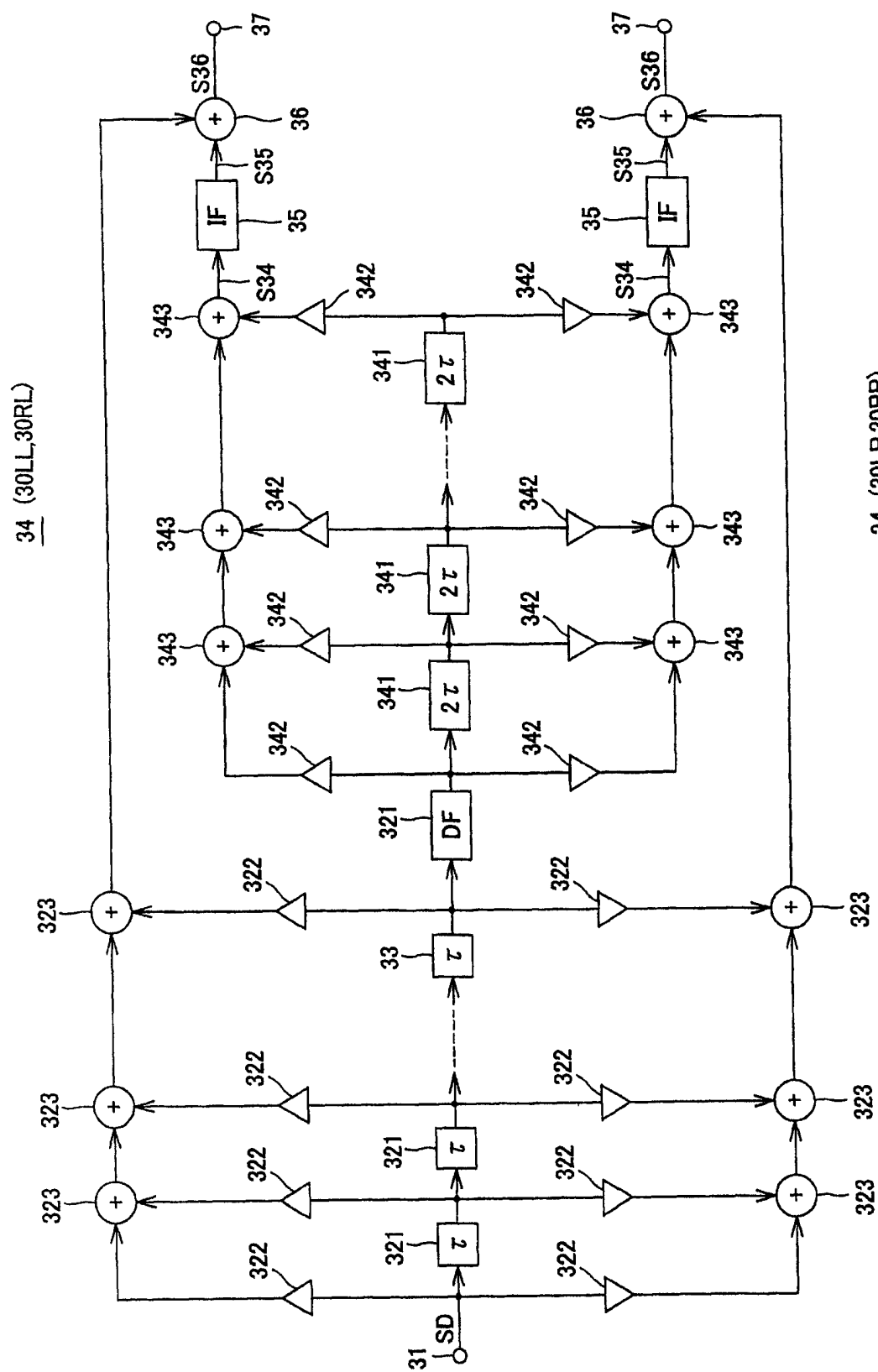


图 11



12

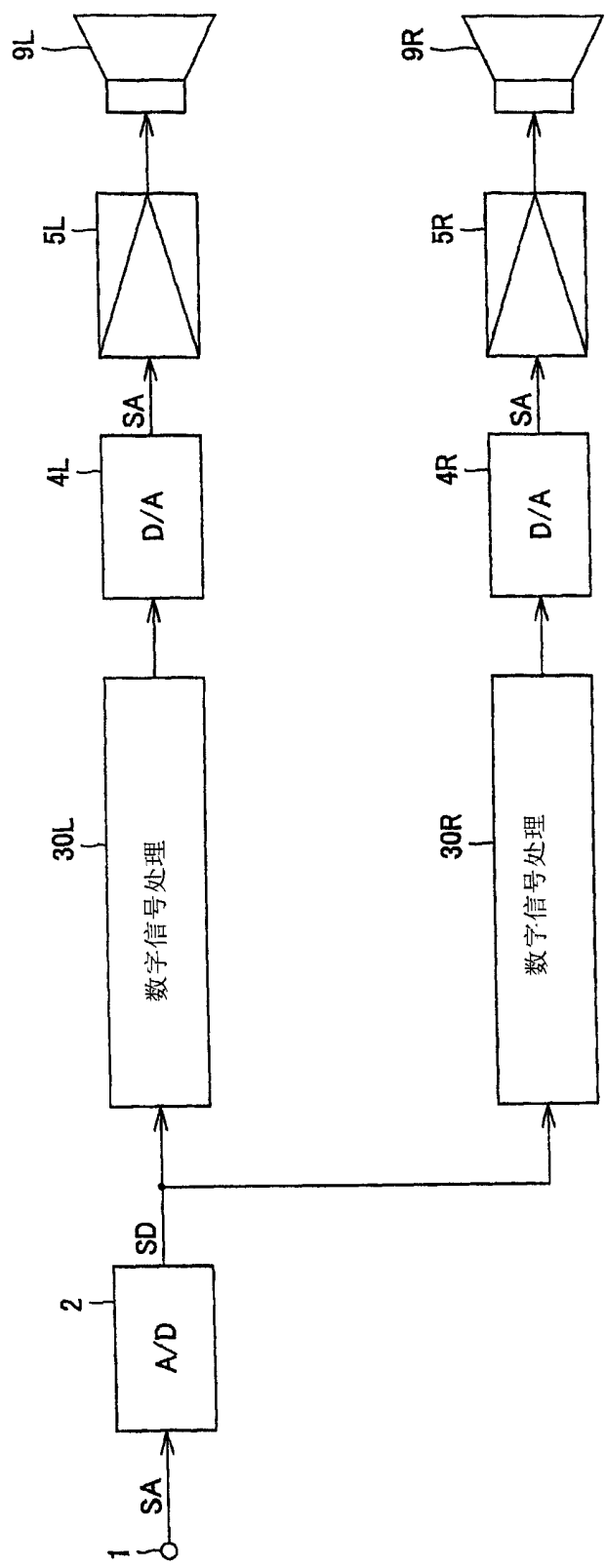


图 13

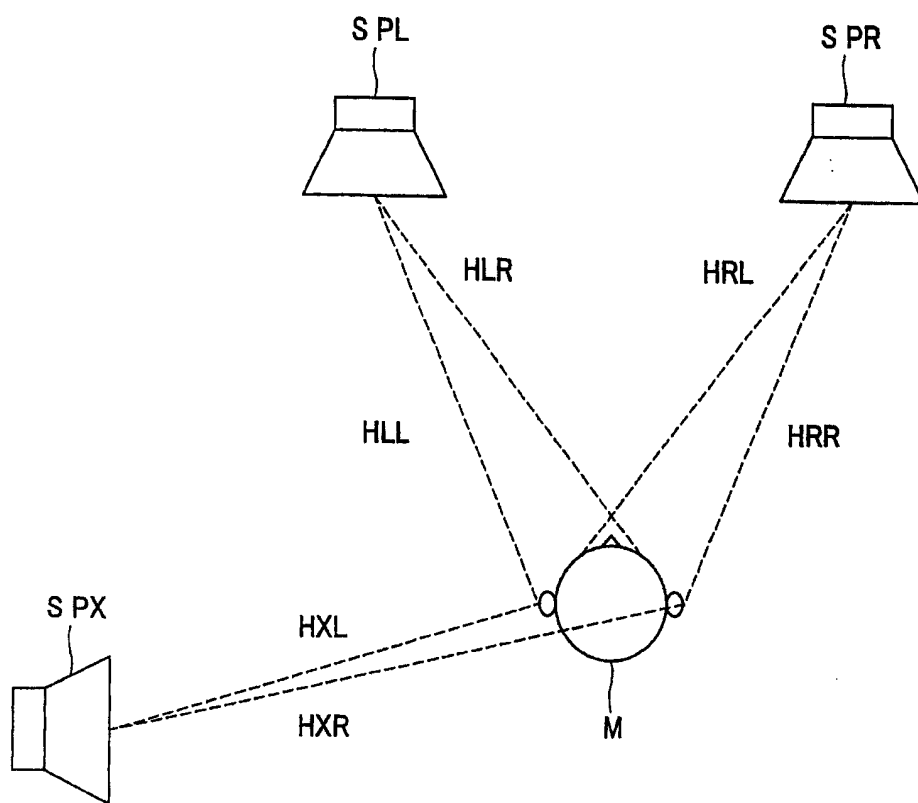


图 14

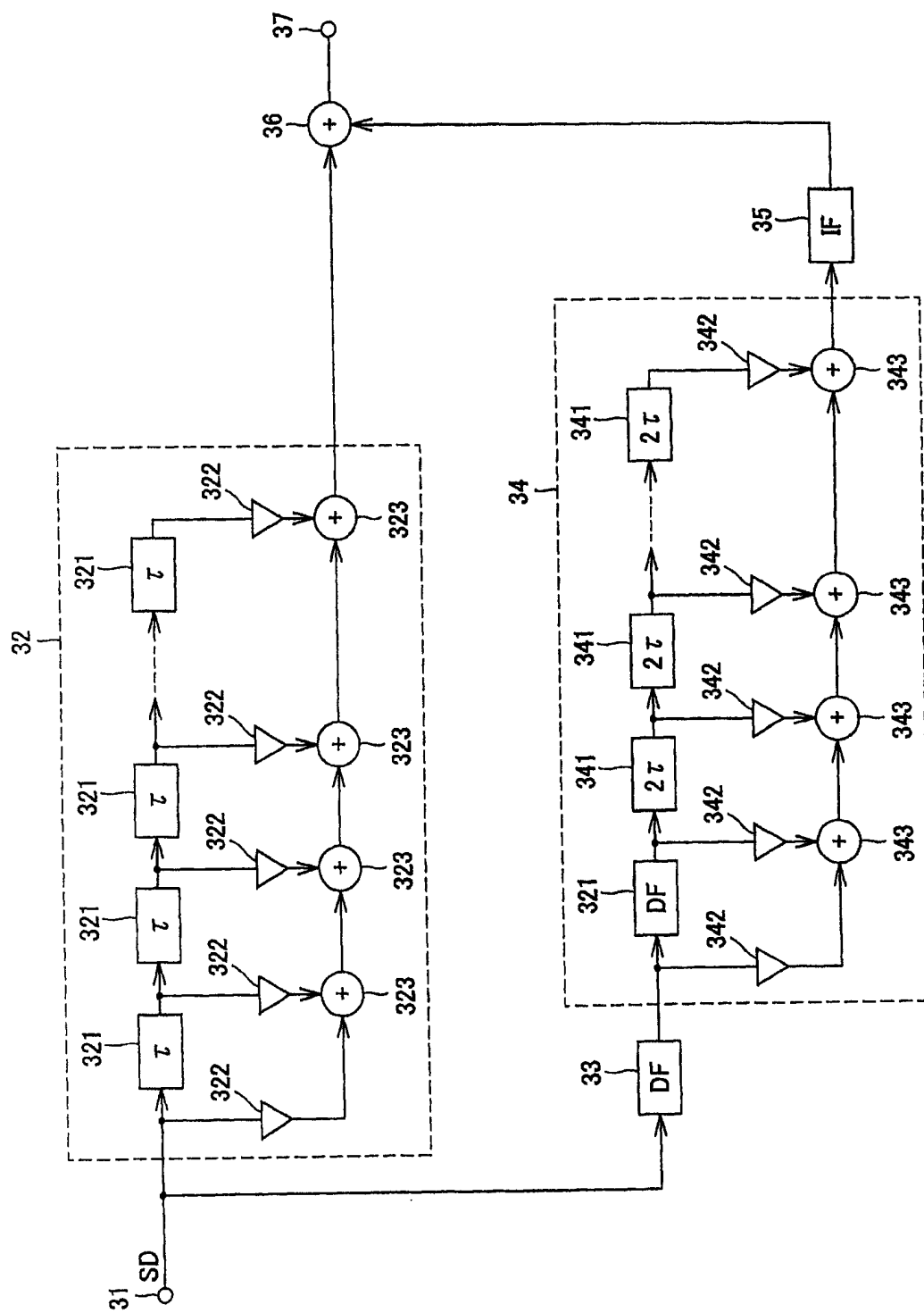
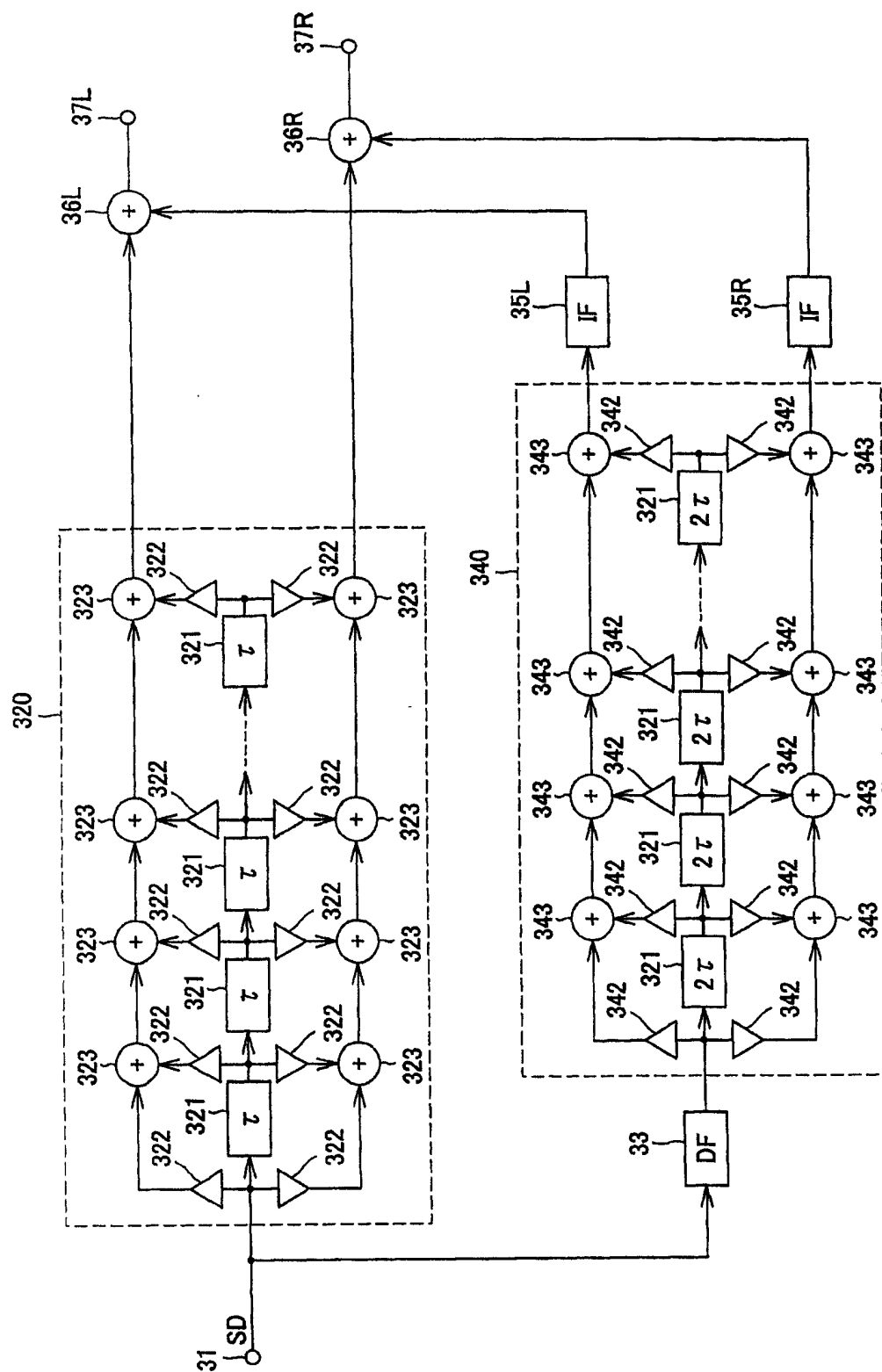


图 15



16