



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101542909 B

(45) 授权公告日 2012. 05. 30

(21) 申请号 200780014003. 9

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2007. 05. 16

H03M 3/02 (2006. 01)

H03H 17/00 (2006. 01)

(30) 优先权数据

140975/2006 2006. 05. 21 JP

277476/2006 2006. 10. 11 JP

(56) 对比文件

JP 2006109275 A, 2006. 04. 20, 全文.

JP 2005338763 A, 2005. 12. 08, 全文.

US 5404142 A, 1995. 04. 04, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 10. 20

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2007/060072 2007. 05. 16

(87) PCT申请的公布数据

W02007/135928 JA 2007. 11. 29

(73) 专利权人 株式会社特瑞君思半导体

地址 日本东京都

审查员 马驰

(72) 发明人 安田彰 冈村淳一

(74) 专利代理机构 北京尚诚知识产权代理有限公司 11322

代理人 龙淳

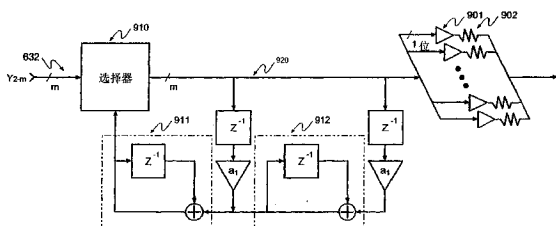
权利要求书 2 页 说明书 16 页 附图 32 页

(54) 发明名称

数字模拟变换装置

(57) 摘要

本发明提供一种数字模拟变换装置。为了即便在构成将数字信号变换成模拟信号的数字模拟变换装置的元件中存在偏差的情况下,也能够生成高品质的模拟信号,能够实现具有高分辨率并且电路规模小的数字模拟变换装置。提供具有减少输入信号的位数的第一数据变换器、变换上述第一输出信号的格式的第二数据变换器、和变换为与上述第二数据变换器输出的滞后相应的代码的第三数据变换器的数据变换装置。



1. 一种数字扬声器系统,其特征在于,包括:
接收数字声音信号并生成第一信号的 $\Delta \Sigma$ 调制器;
变换第一信号并生成第二信号,由包括选择器和积分器的后置滤波器来进行失配成形的失配成形器;
分别放大第二信号并生成数字输出的多个驱动电路;和
具有多个输入且向各个输入供给各自的数字输出的扬声器单元。
2. 根据权利要求 1 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
扬声器单元具有多个音圈。
3. 根据权利要求 2 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
扬声器单元具有由多个音圈驱动的单一的圆锥形扩音器。
4. 根据权利要求 3 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个音圈分别卷绕。
5. 根据权利要求 3 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个音圈捆扎卷绕。
6. 根据权利要求 1 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
进一步具有数字延迟器,其延迟第二信号,并向所述多个驱动电路供给延迟的第二信号。
7. 根据权利要求 1 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
扬声器单元具有使用多个音圈的数字扬声器。
8. 根据权利要求 7 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个数字扬声器以生成具有定向性特性的声音的方式进行驱动。
9. 根据权利要求 7 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个数字扬声器配置在一直线上。
10. 根据权利要求 7 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个数字扬声器以形成格子的方式配置。
11. 根据权利要求 10 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
在每个格子的列中配置位置错开 $1/2$ 配置。
12. 根据权利要求 7 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个数字扬声器以形成同心圆的方式配置。
13. 根据权利要求 1 所述的数字扬声器系统,其特征在于,还包括:
麦克风单元;和
控制电路,其接收来自麦克风单元的信号并向 $\Delta \Sigma$ 调制器输出控制信号。
14. 根据权利要求 13 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
麦克风单元具有多个麦克风。
15. 根据权利要求 14 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
麦克风单元对周围噪音的方向进行检测。
16. 根据权利要求 1 所述的数字扬声器系统,其特征在于,还包括:
发送第二信号的发信机;和
接收机,其接收从发信机发送的第二信号并向所述多个驱动电路供给。

17. 根据权利要求 1 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个驱动电路分别为输出 3 值的开关信号的开关驱动电路。
18. 一种数字扬声器系统,其具有第一频道、第二频道和多个数字扬声器,其特征在于:
第一频道和第二频道分别具有:
接收数字声音信号并生成第一信号的 $\Delta \Sigma$ 调制器;
变换第一信号并生成第二信号,由包括选择器和积分器的后置滤波器来进行失配成形的失配成形器;和
分别放大第二信号并生成数字输出的多个驱动电路,其中,
多个数字扬声器中的第一组从第一频道取得数字输出,多个数字扬声器中的第二组从第二频道接收数字输出。
19. 根据权利要求 18 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
进一步具有第三频道,第一频道为左频道,第二频道为右频道,第三频道为中心频道,多个数字扬声器中的第三组从第三频道取得数字输出。
20. 根据权利要求 19 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
多个数字扬声器中的第三组有选择地取得来自第一、第二或第三频道的数字输出。
21. 根据权利要求 19 所述的数字扬声器系统,其特征在于:
第一频道的数字扬声器和第三频道的数字扬声器的分配被动态地控制,第二频道的数字扬声器和第三频道的数字扬声器的分配被动态地控制。

数字模拟变换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及将数字信号变换为模拟信号的数字模拟变换装置及其应用。

背景技术

[0002] USP5862237 和 USP5909496 提出了将数字信号变换为模拟信号的数字模拟变换装置及其应用的方案,作为将声音信号变换为多个数字信号使用多个扬声器驱动装置再现声音信号的数字模拟变换装置的现有例。

[0003] 在 USP5862237 的图 1 中,由串行·并行变换器和译码器电路将数字串行声音信号一次变换为多个数字信号。这里以声音信号的振幅加权的方式变换多个数字信号是本现有例的特征。因此,提出了当驱动多个扬声器时,通过按照该加权控制多个驱动装置的电流源的电流量,驱动多个扬声器装置,由此再现与声音信号的振幅相应的声音的系统。

[0004] 在 USP5909496 的图 4 中,与 USP5862237 同样由数字·模拟变换器和解码电路将数字串行声音信号变换为多个数字信号。这里以声音信号的振幅加权的方式变换多个数字信号,并且,使用多个数字信号内的特定的 1 位(在众所周知的例子中是 MSB)控制对多个扬声器进行驱动的驱动电路的电流方向是本现有例的特征。因此,当驱动多个扬声器时,通过按照该加权控制多个驱动装置的电流源的电流量,驱动多个扬声器装置,再现与声音信号的振幅相应的声音,并且用更简便的电路构成驱动电路成为可能。

[0005] 在这些现有例中,为了作为驱动多个扬声器的信号原封不动地使用通过串行·并行变换的数字信号,由于发生:第一,加权的驱动电路的电流源之间的制造偏差成为非直线形性噪音的原因,第二,当再现数字信号时产生的量子化噪音作为噪音成分重叠在可听频带上等的问题,所以存在难以再现高品位的声音信号的缺点。

[0006] 为了避免第一个问题,需要抑制多个驱动装置之间的制造偏差的手段。

[0007] 在 USP5872532 的图 33 中,提出了作为抑制对多个扬声器驱动装置进行驱动的电流源之间的偏差的手段由选择电路和用于控制选择电路的积分器构成的技术。在该提案中,将驱动多个扬声器的信号输入到选择装置由进行一次以上积分的电路控制是否使用多个扬声器驱动电路,与输入信号无关,积分多个扬声器驱动装置中的各个的使用频度,以保持该积分结果一定的方式控制选择电路。因此,可以减少驱动电路之间的制造偏差引起的噪音。再者,将抑制多个驱动装置之间的偏差的技术称为失配成形法(miss match shaping method)。

[0008] 在 USP5592559 的图 1 中,提出了对输入的数字串行声音信号施加一次使用 $\Delta \Sigma$ 调制器的数字调制,驱动音圈再现声音的方法。本现有例提出了使用施加了数字变换的 3 值信号在正负方向驱动 2 个音圈的驱动扬声器的方案,但是没有述说驱动 2 个以上的多个音圈并且抑制多个驱动装置之间的偏差的技术。

[0009] 在 USP7058463 的图 3 中,提出了通过对输入的数字串行声音信号施加一次使用 $\Delta \Sigma$ 调制器和过取样的数字调制,输出比可听频率高的频率的方案。像这样将量子化噪音输出到令人注目的频率外的技术称为噪音成形法。

[0010] 在本现有例中,当用噪音成形法将再现数字信号时生成的量子化噪音移动到可听频率以外的高频带。由此避免了成为第二问题的量子化噪音作为噪音成分重叠在可听频带上的问题。

[0011] 此外,在本现有例中,为了避免成为第一问题的引起多个驱动装置之间的制造偏差的噪音问题,提出了导入使用根据使用拟似随机信号的 DEM(Dynamic Element Matching:动态元件匹配)法控制的选择电路的失配成形法的提案。

[0012] 但是,存在着施加使用 $\Delta \Sigma$ 调制器和过取样的数字调制,不使输出到比可听频率高的频率的量子化噪音衰减,原封不动地驱动扬声器驱动电路,为此从扬声器放射出移动到高频带的量子化噪音的问题。

[0013] 此外,也存在着只单纯地根据使用随机信号的 DEM 法切换选择电路,使引起该随机信号的白噪音重叠在再现的声音信号上的缺点。为了避免引起多个驱动装置之间的制造偏差的噪音问题,需要伴随扬声器驱动电路的个数的增加使根据 DEM 法的选择电路的切换动作高速地进行。在参考文献“Delta-Sigma Data Converters”, IEEE Press 1997 isbn 0-7803-1045-4 的 8.3.3 节和图 8.5 中述说了 DEM 法的动作的详细情形。在用 DEM 法的失配成形法中,必须使选择电路高速的动作是实施本现有例时的重大缺点。此外,关于该缺点,在 USP5872532 中也已经作为问题指出了,这是众所周知的。

[0014] 如以上的现有例那样,通过利用根据使用 $\Delta \Sigma$ 调制器和过取样的数字调制的噪音成形法,使由再现数字信号而产生的量子化噪音输出到可听频率以上的频带是一般大家熟知的技术。由参考文献“Over sampling Delta-Sigma Data Converters”, IEEE Press 1991 ISBN 0-87942-285-8 的 pp. 7 的 (22) 式表示了对过取样比和调制器的次数进行噪音成形的噪音的强度关系。一般用噪音成形法,当令 L 为 $\Delta \Sigma$ 调制器的次数时,以使过取样比为 2 倍的程度,使量子化噪音的实效强度降低 $3(2L+1)$ dB。因此,为了减少量子化噪音,必须提高过取样比或增加 $\Delta \Sigma$ 调制器的次数。另一方面,当提高过取样比时需要使 $\Delta \Sigma$ 调制器高速的动作。此外,当增加 $\Delta \Sigma$ 调制器的次数时 $\Delta \Sigma$ 调制器的动作变得不稳定。

[0015] 如前面所述的那样,在根据使用 $\Delta \Sigma$ 调制电路和过取样的数字调制的噪音成形法中,使由再现数字信号产生的量子化噪音输出到可听频率以上的频带。所以需要连续时间 LPF(Continuous-Time Low Pass Filter:连续时间低通滤波器)使在 $\Delta \Sigma$ 调制电路中产生的通过噪音成形的不需要的量子化噪音和可听频带外的成分衰减。

[0016] 在图 1(a) 中表示用 $\Delta \Sigma$ 调制电路的一般系统的例子。用连续时间 LPF101 使在 $\Delta \Sigma$ 调制器 100 中产生的通过噪音成形的不需要的量子化噪音和可听频带外的成分衰减。为了进行过取样,LPF 可以是低次的,但是当通过频带窄时,时间常数变大,当内置在半导体集成装置中时,不能够无视 LPF 占据的面积。

[0017] 作为缓和配置在调制器后段的 LPF 的特性要求的方法如图 1(b) 所示,是使 $\Delta \Sigma$ 调制器为多位 $\Delta \Sigma$ 调制器 110 的方法。在这种情况下,因为通过使 $\Delta \Sigma$ 调制器的位数增加 1 位能够使量子化噪音减少 6dB,所以可以缓和 LPF 的遮断频率特性。但是,由于调制器的多位化而增大了内部调制器的电路规模。

[0018] 作为缓和 LPF 的特性要求的方法,也提出了将图 1(c) 所示的 Switched Capacitor Filter(开关电容滤波器)121 插入到 $\Delta \Sigma$ 调制器和 LPF 之间的方法。在这种情况下,因为除了为了实现 Switched Capacitor Filter(开关电容滤波器)而需要 OP 放大器外,也存

在着为了降低截止频率而需要大的电容器的情形,所以存在着芯片面积和消耗电力增大的缺点。

[0019] 作为缓和 LPF 的特性要求的又一个方法,提出了将图 1(d) 所示的模拟 FIR 滤波器 131 插入到 $\Delta \Sigma$ 调制器和 LPF 之间的方法。在该方法中,通过模拟地将 FIR 滤波器的各抽头加起来并输出,构成模拟 FIR 滤波器。在这种情况下,通过增加抽头数,能够增加对频带外噪音的衰减量。用模拟 FIR 滤波器的方法也具有减少由时钟跳动引起的 SNR 恶化的效果,当用精度低的时钟信号时、当在同一芯片上用多个时钟时是有效的方法。

[0020] 但是,存在着因为当令 $\Delta \Sigma$ 调制器为多位时,只需要构成 $\Delta \Sigma$ 调制器的位的段型调制器的单元数 \times 抽头数的构成模拟 FIR 滤波器的延迟元件,所以电路规模急剧地增大那样的缺点。

[0021] 在将模拟 FIR 滤波器设置在利用使用 $\Delta \Sigma$ 调制器的一般的噪音成形法的系统后面的方法中,特别是更详细地说明用级联型的 $\Delta \Sigma$ 调制器时的动作。

[0022] 首先,在图 2 中表示级联型的 $\Delta \Sigma$ 调制器 200 的一般构成。由第一级的 $\Delta \Sigma$ 调制器 201 对输入的数字信号 210 进行量子化,进一步由第二级的 $\Delta \Sigma$ 调制器 202 对第一级的量子化噪音 211 进行量子化。由数字信号处理块 220 对第二级的输出 Y_2 进行变换后与第一级的输出 Y_1 进行加算 230 并输出。

[0023] 当令第一级的输出为 Y_1 和第二级的输出为 Y_2 ,第一级和第二级的噪音传递函数为 $\text{NTF}_1(z)$ 和 $\text{NTF}_2(z)$,第一级和第二级的量子化噪音为 Q_1 和 Q_2 ,从第一级到第二级的增益为 A_1 , $H_3 = \text{NTF}_1(z)/A_1$ 时,全部的输出 Y 成为

$$\begin{aligned} [0024] \quad Y &= Y_1 + Y_2 H_3 = Y_1 + Y_2 \text{NTF}_1 / A_1 \\ [0025] \quad &= X + \text{NTF}_1 Q_1 + (-A_1 Q_1 + \text{NTF}_2 Q_2) \text{NTF}_1 / A_1 \\ [0026] \quad &= X + \text{NTF}_1 Q_1 - \text{NTF}_1 Q_1 + \text{NTF}_1 \text{NTF}_2 Q_2 / A_1 \\ [0027] \quad &= X + \text{NTF}_1 \text{NTF}_2 Q_2 / A_1 \end{aligned} \quad (\text{公式 1})$$

[0028] 能够抵消第一级的量子化噪音。

[0029] 在图 3 中表示将模拟 FIR 滤波器 301 设置在该级联型的 $\Delta \Sigma$ 调制器后面的一般结构 300。

[0030] 该结构也可以如图 4 中那样地变换为分别将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的各级后面的结构 400。下面详细地说明如图 4 那样地分别将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的各级后面的构成的情形的第二级的动作。

[0031] 来自 Y_2 的信号,在数字信号处理块 220 中乘上 $H_3(z)$ 后再乘上 FIR 滤波器 300 的传递函数 $H_{\text{FIR}}(z)$ 。

[0032] 其次,考虑将第一级作为 1 次的 $\Delta \Sigma$ 调制器,将 FIR 滤波器作为移动平均滤波器的情形。令 $H_3(z) = \text{NTF}_1 = (1-z^{-1})$,令 FIR 滤波器的传递函数为

$$[0033] \quad H_{\text{FIR}}(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} \cdots + z^{-(n-1)} \quad (\text{公式 2})$$

[0034] 时,成为

$$\begin{aligned} [0035] \quad H_3 H_{\text{FIR}} &= (1-z^{-1})(1+z^{-1}+z^{-2} \cdots +z^{-(n-1)}) \\ [0036] \quad &= 1-z^{-n} \end{aligned} \quad (\text{公式 3})$$

[0037] 与 FIR 滤波器的抽头数无关,能够由 2 个抽头的后置滤波器 (Post filter) 构成。即,当将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面时,通过图 4 的构成,第二级的后置

滤波器的抽头数通常为 2 个抽头,即便增加 FIR 滤波器的抽头数,也能够不增加后置滤波器的抽头数,适用于小型化。

[0038] 同样,考虑将第一级作为 2 次的 $\Delta \Sigma$ 调制器,将 FIR 滤波器作为移动平均滤波器的构成。因为 $H_3 = NTF_1 = (1-z^{-1})^2$,所以

$$[0039] \quad H_3 H_{\text{FIR}} = (1-z^{-1})^2 (1+z^{-1}+z^{-2}+\dots+z^{-(n-1)})$$

$$[0040] \quad = 1-z^{-1}-z^{-n}+z^{-(n+1)} \quad (\text{公式 4})$$

[0041] 第二级的后置滤波器的抽头数与 FIR 滤波器的抽头长度无关,成为 4 抽头。

[0042] 即,判断当将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面时,通过图 4 的构成,与 $\Delta \Sigma$ 调制器的次数无关,即便增加 FIR 滤波器的抽头数,也可以抑制第二级的后置滤波器的抽头数的增加,适用于小型化。

[0043] 此外,将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面时的 Y_{FIR} ,成为

$$[0044] \quad Y_{\text{FIR}} = (1+z^{-1}+z^{-2}+\dots+z^{-(n-1)}) (X+NTF_1 NTF_2 Q_2/A_1) \quad (\text{公式 5})$$

发明内容

[0045] 如以上所说明的那样,在图 5 中表示当将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的各级调制器的后级时的一般方框图。这里,为了说明方便起见,具有令 FIR 滤波器的抽头数为 n ,级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的第一级的噪音传递函数为 $NTF_1 = (1-z^{-1})^2$,第一级为 1 位的内部调制器,第二级为 n 位的内部调制器的构成。

[0046] 这里,将数字输入信号 510 输入到级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的第一级的内部调制器 201,使第二级的内部调制器 202 与第一级的内部调制器 201 级联连接,将来自第一级的内部调制器 201 的输出信号 520 输入到模拟 FIR 滤波器 301。将来自第二级的内部调制器 202 的输出信号 530 由格式电路 501 从二进制代码变换为温度计代码并输出。将变换为该温度计代码的信号 531 输入到后置滤波器电路 502。由加法块 540 模拟地将来自上述模拟 FIR 滤波器 301 的输出信号 521 和来自上述后置滤波器电路 502 的输出信号 532 加起来并输出。

[0047] 考虑在用模拟 FIR 滤波器的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器中,构成模拟 FIR 滤波器的抽头系数具有误差时的影响。

[0048] 当由 1 位构成第一级的内部调制器时,失配成为抽头系数误差,对模拟 FIR 滤波器的频率特性造成影响。但是,因为不影响从数字输入到模拟输出的线性性,所以不会使畸变特性和 SNR 恶化。

[0049] 另一方面,当第一级的内部调制器为 3 级以上时,因为与一般的 $\Delta \Sigma$ 调制器同样模拟 FIR 滤波器部的失配仍旧对输出造成影响,使畸变和 SNR 恶化,所以当增加第一级的内部调制器的级数时需要另外设置失配成形器。

[0050] 构成第二级的后置滤波器的元件的失配也对输出造成影响,但是因为第二级的输入信号是第一级的量子化噪音,所以使 SNR 恶化,但是如果不包含信号成分则畸变特性不恶化。

[0051] 这里,计算模拟 FIR 滤波器和后置滤波器的抽头系数对输出 Y_{FIR} 的影响。

[0052] 这里,当第一级和第二级的内部调制器都为 2 级, $NTF_1 = NTF_2 = (1-z^{-1})^2$ 时,令模拟 FIR 滤波器的特性为 $H_{1\text{FIR}}$,后置滤波器的特性为 $H_{2\text{FIR}}$,分别令第一级的抽头系数为 a_0, a_1, \dots, a_{n-1} ,第二级的抽头系数为 b_0, b_1, \dots, b_n ,则输出 Y_{FIR} 表示为

$$[0053] \quad Y_{\text{FIR}} = (1+z^{-1}+z^{-2}\cdots+z^{-(n-1)}) (X+\text{NTF}_1\text{NTF}_2Q_2/A_1)$$

$$[0054] \quad = H_{1\text{FIR}} \{X+\text{NTF}_1Q_1\} + H_{2\text{FIR}} \{-Q_1+\text{NTF}_2Q_2/A_1\}$$

$$[0055] \quad = (a_0+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}\cdots+a_{n1}z^{-(n-1)}) \{X+(1-z^{-1})_2Q_1\} -$$

$$[0056] \quad (b_0-b_1z^{-1}-b_{n-1}z^{-n}+b_nz^{-(n+1)}) \{Q_1+(1-z^{-1})^2Q_2/A_1\} \quad (\text{公式 6})$$

[0057] 当求直流的抽头系数的影响时,得到

$$[0058] \quad Y_{\text{FIR}}(z) \Big|_{z=1} = (a_0+a_1+a_2\cdots+a_{n1})X - (b_0-b_1-b_{n-1}+b_n)Q_1 \quad (\text{公式 7})$$

[0059] 可知与构成第二级的后置滤波器的元件的抽头系数成正比地表示第一级的量子化噪音。为了单纯起见,令第二级的后置滤波器的抽头系数为 $b_0 = 1 + \varepsilon_{b0}$, $b_1 = 1 + \varepsilon_{b1}$, $b_{n-1} = 1 + \varepsilon_{bn-1}$, $b_n = 1 + \varepsilon_{bn}$, 得到

$$[0060] \quad Y_{\text{FIR}}(z) \Big|_{z=1} = (a_0+a_1+a_2\cdots+a_{n1})X$$

$$[0061] \quad - (\varepsilon_{b0} - \varepsilon_{b1} - \varepsilon_{bn-1} + \varepsilon_{bn})Q_1 \quad (\text{公式 8})$$

[0062] 所以,在输出中与抽头的误差 ε_{bi} 的乘积和成正比,在输出中出现第一级的量子化噪音 Q_1 。

[0063] 这样,通过利用使用模拟 FIR 滤波器的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器,可以减少频带外噪音,但是存在着由构成后置滤波器的元件的失配引起的噪音使频带内的噪音增加的问题。

[0064] 本发明提供一种数字扬声器系统,其特征在于,包括:接收数字声音信号并生成第一信号的 $\Delta \Sigma$ 调制器;变换第一信号并生成第二信号,由包括选择器和积分器的后置滤波器来进行失配成形的失配成形器;分别放大第二信号并生成数字输出的多个驱动电路;和具有多个输入且向各个输入供给各自的数字输出的扬声器单元。

[0065] 另外,本发明提供一种数字扬声器系统,其具有第一频道、第二频道和多个数字扬声器,其特征在于,第一频道和第二频道分别具有:接收数字声音信号并生成第一信号的 $\Delta \Sigma$ 调制器;变换第一信号并生成第二信号,由包括选择器和积分器的后置滤波器来进行失配成形的失配成形器;和分别放大第二信号并生成数字输出的多个驱动电路,其中,多个数字扬声器中的第一组从第一频道取得数字输出,多个数字扬声器中的第二组从第二频道接收数字输出。

[0066] 本发明具备接收第一输入信号的第一电路;接收第二输入信号的第二电路;接收来自上述第二电路的输出信号的第三电路;接收来自上述第三电路的输出信号的第四电路;和合成上述第一电路的输出信号和上述第四电路的输出信号并输出的加法电路,其中,上述第一电路,具有将数字模拟变换电路和模拟 FIR 滤波器结合起来的构成,当令上述第二电路和上述第三电路一方的传递函数为 $(1-z^{-1})$, 上述第二电路和上述第三电路另一方的传递函数为 $(1-z^{-n})$, 上述第四电路传递函数为 $H_{\text{FIR}}(z) = 1+z^{-1}+z^{-2}+\cdots+z^{-(n-1)}$ 时,具有上述传递函数 $(1-z^{-1})$ 的上述第二电路和上述第三电路的一方由模拟电路构成,并且,具有上述传递函数 $(1-z^{-n})$ 的上述第二电路和上述第三电路的另一方由数字电路构成。

[0067] 如果根据本发明,则即便在构成将数字信号变换为模拟信号的数字模拟变换装置的元件中存在偏差的情况下,也能够生成高品质的模拟信号,能够实现具有高分辨率并且电路规模小的数字模拟变换装置。

附图说明

[0068] 图 1 是使用 Σ 调制电路的数字模拟变换装置的例子。

- [0069] 图 2 是级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的例子。
- [0070] 图 3 是将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面的构造的例子。
- [0071] 图 4 是将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面的构造的别的例子。
- [0072] 图 5 是将模拟 FIR 滤波器设置在级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面的构造的方框图的例子。
- [0073] 图 6 是用本发明的第一实施例的本数字模拟变换装置的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的数字模拟变换装置的例子。
- [0074] 图 7 是第一实施例的电路构成图。
- [0075] 图 8 是用本发明的第一实施例的本数字模拟变换装置的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的数字模拟变换装置的效果的模拟结果。
- [0076] 图 9 是第二实施例的构成图。
- [0077] 图 10 是第三实施例的构成图。
- [0078] 图 11 是第四实施例的构成图。
- [0079] 图 12 是第四实施例的电路构成图。
- [0080] 图 13a 是第五实施例的构成图。
- [0081] 图 13b 是第六实施例的构成图。
- [0082] 图 13c 是第七实施例的构成图。
- [0083] 图 14 是第八实施例的构成图。
- [0084] 图 15 是第九实施例的构成图。
- [0085] 图 16 是第十实施例的构成图。
- [0086] 图 17 是第十一实施例的构成图。
- [0087] 图 18 是第十二实施例的构成图。
- [0088] 图 19 是第十三实施例的构成图。
- [0089] 图 20 是第十四实施例的构成图。
- [0090] 图 21 是第十五实施例的构成图。
- [0091] 图 22 是第十六实施例的构成图。
- [0092] 图 23 是第十七实施例的构成图。
- [0093] 图 24 是第十八实施例的构成图。
- [0094] 图 25 是第十九实施例的构成图。
- [0095] 图 26 是第二十实施例的构成图。
- [0096] 图 27 是第二十一实施例的构成图。
- [0097] 图 28 是第二十二实施例的构成图。
- [0098] 图 29 是第二十三实施例的构成图。
- [0099] 图 30 是第二十四实施例的构成图。

具体实施方式

[0100] 本发明的特征在于当将模拟 FIR 滤波器设置在本发明的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面时使设置在第二级的调制器后面的后置滤波器如以下那样构成。

[0101] 如果令级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的内部调制器的次数为 1 次, $H_3 = \text{NTF}_1 = (1-z^{-1})$, 则

[0102] $H_3 H_{\text{FIR}} = (1-z^{-1})(1+z^{-1}+z^{-2}+\dots+z^{-(n-1)})$

$$[0103] \quad = (1-z^{-n}) \cdot 1 \quad (\text{公式 9})$$

[0104] 令内部调制器的次数为 2 次,

[0105] 如果 $H_3 = NTF_1 = (1-z^{-1})^2 = (1-z^{-1})(1-z^{-1})$, 则

$$[0106] \quad H_3 H_{\text{FIR}} = (1-z^{-1})(1+z^{-1}+z^{-2}+\dots+z^{-(n-1)})(1-z^{-1})$$

$$[0107] \quad = (1-z^{-n}) \cdot (1-z^{-1}) \quad (\text{公式 10})$$

[0108] 因为在公式 9 和公式 10 中都在 $H_3 H_{\text{FIR}}$ 中包含 $(1-z^{-n})$, 所以将使 $(1-z^{-n})$ 项从后置滤波器分离并事前进行数字处理作为第一特征。

[0109] 另一方面, 将使 $(1-z^{-n})$ 以外的项在由格式器一次变换为温度计代码后用后置滤波器进行计算处理作为第二特征。

[0110] (实施例 1)

[0111] 图 6 中表示构成设置在本发明的数字模拟变换装置的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面的、模拟 FIR 滤波器和后置滤波器的第一实施例。在本实施例中用 1 位的内部调制器构成级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的第一级, 用 n 位的内部调制器构成第二级。

[0112] 这里, 将数字输入信号 510 输入到级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的第一级的内部调制器 201, 将第二级的内部调制器 202 与第一级的内部调制器 201 级联连接起来, 将来自第一级的内部调制器 201 的输出信号 520 输入到模拟 FIR 滤波器 301。由数字信号处理块 601 对来自第二级的内部调制器 202 的输出信号 530 进行 $(1-z^{-n})$ 的计算。由格式器电路 602 将来自数字计算块 601 的输出 631 从二进制代码变换为温度计代码并输出。将变换为该温度计代码的信号 632 输入到后置滤波器电路 603。由加法块 607 模拟地将来自上述模拟 FIR 滤波器 301 的输出信号 521 和来自上述后置滤波器电路 603 的输出信号 633 加起来并输出。

[0113] 图 7a 中表示本发明的数字模拟变换装置的第一实施例。该实施例的模拟 FIR 滤波器具有以下构成: 将由实施 1 个时钟延迟的 DFF 构成的延迟元件 701、与它的输出连接的驱动缓冲器 702 和一端与驱动缓冲器连接, 一端以模拟地加权加算电压的方式与输出端子连接的电阻元件 703 作为 1 级的单元, 将多级上述单元连接起来。

[0114] 如公式 (10) 所示, 当内部调制器的次数为 2 次时, 第二级的传递函数成为 $(1-z^{-n}) \cdot (1-z^{-1})$ 。因为用数字处理 $(1-z^{-n})$, 所以在后置滤波器中, 需要模拟地计算 $(1-z^{-1})$ 。图 7b 中表示设置在本发明的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器后面的后置滤波器的 1 位份数的单元的实施例。

[0115] 这里输入信号 $Y_{2-m}632$ 表示由格式器变换为温度计代码的数字信号的 1 位份数的信号。

[0116] 输入输入信号 $Y_{2-m}632$ 的后置滤波器的单元由以下元件构成, 用实施 1 个时钟延迟的 DFF 构成的延迟元件 711; 通过由对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_0 控制的开关 715a 与输入连接的驱动缓冲器 712; 一端与驱动缓冲器连接, 一端以模拟地加权加算电压的方式与输出端子连接的电阻元件 713; 同样通过由对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_0 控制的开关 715a 与输出连接的驱动缓冲器 714; 一端与驱动缓冲器连接, 一端以模拟地加权加算电压的方式与输出端子连接的电阻元件 715; 与用实施 1 个时钟延迟的 DFF 构成的延迟元件 711 的输入输出连接的变换器 714; 和由对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_1 控制上述变换器的输出的开关 715b。

[0117] 这里通过切换上述开关 715a 和开关 715b 的输入输出连接上述延迟元件 711 的输

入输出和上述驱动缓冲器 712 和变换器 714。因为上述开关 715a 和 715b 由对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_0 、 Φ_1 控制,所以构成对每个时钟交换电阻元件的连接关系的交换电路。通过该交换电路,对输入数字信号列 $y_{21}(n)$ 、 $y_{21}(n+1)$ 、 $y_{21}(n+2)$ 、 $\dots\dots y_{21}(n+k)$ (k 是整数) 的传递函数 $Y_2(z)$ 为

$$[0118] \quad Y_{2,o}(z) = b_0(1-Z^{-1})、Y_{2,e}(z) = b_1(1-Z^{-1})$$

[0119] 这里, $Y_{2,o}(z)$ 表示 $k = \text{odd}$ (奇数), $Y_{2,e}(z)$ 表示 $k = \text{even}$ (偶数)。此外,令 b_0 和 b_1 为电阻元件 713 和 715 的偏差误差。

[0120] 所以,因为对偏差误差 b_0 和 b_1 乘上 $1-Z^{-1}$,所以如果令 $z = 1$ 进行计算,则

$$[0121] \quad Y_2(z) \Big|_{z=1} = 0$$

[0122] 即,表示由交换电路,在直流附近不出现失配的影响,对偏差施加 1 次失配成形。

[0123] 图 8 中表示当在构成后置滤波器的元件中具有 1% 的失配时整个 $\Delta \Sigma$ 调制器的输出频谱的模拟结果。

[0124] 在不用切换开关的现有方法 (Conventional :常规的) 中,能够确认低频区域的噪音大幅度增加。与此相对,可知当用本提案的方法 (Proposed :建议的) 时低频区域的噪音,当频率成为 $1/2$ 时噪音下降 6dB。

[0125] 这样,可知如果用本方法,则即便当在构成数字模拟变换装置的电阻等的元件值中存在偏差时也能够实现高的 SNR,能够构成高分辨率的数字模拟变换装置。在 LSI 中,一般元件值偏差为 0.1% 左右。即便在这种情形中使用本方法,也可以高精度地构成高分辨率的数字模拟变换器。

[0126] (实施例 2)

[0127] 图 9 中表示本发明的数字模拟变换装置的第二实施例。在本实施例中用 1 位的内部调制器构成级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的第一级,用 n 位的内部调制器构成第二级。如公式 9 所示,当内部调制器的次数为 1 次时,第二级的传递函数成为 $(1-z^{-n}) \cdot 1$ 。因为用数字处理 $(1-z^{-n})$,所以需要模拟地计算 1。这里将由格式器变换为温度计代码的输入信号 $Y_{2-m}632$ 一次输入到选择电路 910,由单元群构成与来自选择装置的输出的各个位对应地连接的驱动缓冲器 901 和一端与驱动缓冲器连接、一端以模拟地将电压加起来的方式与输出端子连接的电阻元件 902。为了用失配成形法除去上述驱动缓冲器 901 和上述电阻元件 902 的偏差,上述选择电路 910 的特征是用由延迟元件和加法器构成的积分电路 911 和积分电路 912 计算由上述驱动缓冲器 901 和上述电阻元件 902 构成的单元的使用频度,以使用频度减小的顺序选择选择电路 910 的输出的方式进行动作。

[0128] 如果根据本实施例,则当进行失配成形时,因为与单纯地使用随机信号的 DEM 法无关,切换选择电路,所以不需要导入当用 DEM 法时成为问题的、进行由随机信号引起的白噪音的重叠和选择电路的切换的电路。

[0129] (实施例 3)

[0130] 图 10 中表示本发明的数字模拟变换装置的第三实施例。在本实施例中用 1 位的内部调制器构成级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的第一级,用 n 位的内部调制器构成第二级。如公式 10 所示,当内部调制器的次数为 2 次时,第二级的传递函数成为 $(1-z^{-n}) \cdot (1-z^{-1})$ 。因为用数字处理 $(1-z^{-n})$,所以需要模拟地计算 $(1-z^{-1})$ 。这里将由格式器变换为温度计代码的输入信号 $Y_{2-m}632$ 一次输入到选择电路 1010,与来自选择装置的输出 1020 的各个位对应地输入到

后置滤波器的单元 603。

[0131] 后置滤波器的单元 603 由用实施 1 个时钟延迟的 DFF 构成的延迟元件 711；通过对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_0 控制的开关 715a 与输入连接的驱动缓冲器 712；一端与驱动缓冲器连接，一端以模拟地加权加算电压的方式与输出端子连接的电阻元件 713；同样通过对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_0 控制的开关 715a 与输出连接的驱动缓冲器 714；一端与驱动变换器连接，一端以模拟地加权加算电压的方式与输出端子连接的电阻元件 715；与用实施 1 个时钟延迟的 DFF 构成的延迟元件 711 的输入输出连接的变换器 714；和由对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_1 控制上述变换器的输出的开关 715b 构成。

[0132] 这里通过切换上述开关 715a 和 715b 的输入输出连接上述延迟元件 711 的输入输出和上述驱动缓冲器 712 和变换器 714。因为上述开关 715a 和 715b 由对 1 个时钟进行了分频的信号 Φ_0 、 Φ_1 控制，所以构成对每个时钟交换电阻元件的交换电路。

[0133] 为了进一步用失配成形法除去上述后置滤波器的单元 603 之间的偏差，上述选择电路 1010 的特征是用由延迟元件和加法器构成的积分电路 1011 计算上述后置滤波器的单元 603 的使用频度，以使用频度减小的顺序选择选择电路 1010 的输出的方式进行动作。此外，如实施例 2 中的那样通过重复使用控制在失配成形法中用的选择电路 1010 的积分电路 1011 可以增加失配成形的次数。

[0134] 如果根据本实施例，则通过重叠由失配成形器进行的失配成形和由交换电路进行的失配成形，可以容易地实现高次的失配成形。通过追加少量的硬件能够实现现有硬件规模大的，高次失配成形功能。例如，通过在失配成形器中用 DWA (Data Weighted Averaging：数据加权平均) 可以实现 2 次的失配成形。

[0135] 在第一到第三实施例中，表示了用 1 位的内部调制器构成级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的第一级，用 n 位的内部调制器构成第二级的例子，但是即便使用由级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器构成的任意的内部调制器的结构同样也可以实现本实施例的效果。

[0136] (实施例 4)

[0137] 图 11a 中表示本发明的数字模拟变换装置的第四实施例。在本实施例中 $\Delta \Sigma$ 调制器具有 n 位的输出。在本实施例中，由后置滤波器 1103 对由格式器 1102 将 $\Delta \Sigma$ 调制器 1101 的 n 位的输出变换为温度计代码的信号 Y_{2-m} 进行失配成形，通过驱动缓冲器电路 1104 和电阻元件 1105 模拟地将该输出加起来。

[0138] 图 11b 中表示后置滤波器 1103 的实施例。为了用失配成形法除去上述驱动缓冲器电路 1104 和上述电阻元件 1105 的偏差，选择电路 1110 的特征是用由延迟元件和加法器构成的积分电路 1111 和积分电路 1112 计算输出信号的使用频度，以使用频度减小的顺序选择选择电路 1110 的输出的方式进行动作。这里，积分电路将输入信号作为 mbit 的矢量信号进行计算。

[0139] 在本实施例中，因为当用多个驱动电路驱动多个扬声器时由用积分电路的后置滤波器通过失配成形法除去以 $\Delta \Sigma$ 调制器调制的数字信号，所以不需要导入用根据现有例中的那种 DEM 法的失配成形法时成为问题的，重叠由随机信号引起的白噪音和高速地切换选择电路的电路。

[0140] 在本实施例中，表示通过驱动多个电阻元件模拟地将声音加起来的例子，但也可以应用于由多个驱动装置模拟地加算的全部方法。

[0141] 此外,在本实施例中,2次重复使用控制在失配成形法中用的选择电路 1110 的积分电路 1111,但是 1 次以上重复使用积分电路 1111 能够得到失配成形效果。

[0142] 图 12 中表示后置滤波器 1103 的其它的实施例。为了用失配成形法除去上述扬声器驱装置之间的偏差,选择电路 1110,用由延迟元件和加法器构成的积分电路 1111 和积分电路 1112 计算输出信号的使用频度,以使用频度减小的顺序选择选择电路 1110 的输出方式进行动作,但是,进一步在上述积分电路的输入输出和选择电路之间设置的控制电路 1201 与输入振幅的大小相应地限制由选择电路选择的输出信号。控制电路 1201,当输入数字信号的振幅小时以选择有限的输出驱动电路的方式进行动作,当振幅大时以选择全部的输出驱动电路的方式进行控制。由此,因为当小振幅信号时只选择 1 个输出驱动电路,所以可以抑制小振幅时的驱动装置之间的偏差的影响,除此之外因为当小振幅时只放射来自特定驱动装置的声音,所以音像的定位良好,又通过与输入信号的振幅相应动态地控制驱动装置的驱动数,可以使由驱动装置消耗的电力消耗最佳化。

[0143] 如从第一到第四实施例所述的那样,本发明的特征是在由 $\Delta \Sigma$ 调制器进行噪声成形后由格式器分割数字输入信号,由后置滤波器进行失配成形后驱动多个驱动电路模拟地将数字输入信号加起来。

[0144] 结果,即便驱动多个驱动装置的各个电力小,通过模拟地加算也可以得到大的输出。

[0145] 可以将如从第一到第四实施例所述那样的,将数字信号变换为模拟信号的数字模拟变换装置应用于将数字声音信号变换为多个数字信号将多个驱动装置的输出模拟地加起来的的全部装置。

[0146] (实施例 5)

[0147] 图 13a 中表示以用电流相加的方式构成第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置时的第五实施例。在本实施例中表示将作为到此为止的实施例的构成要素的驱动缓冲器和电阻元件分别置换成电流源 1300、设置在上述电流源与输出之间的开关电路 1302 和用数字信号控制上述开关的缓冲器电路 1301 的构成。

[0148] (实施例 6)

[0149] 此外,图 13b 中表示在图 13a 中,以用音压相加的方式构成第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置时的第六实施例。在本实施例中表示将作为到此为止的实施例的构成要素的驱动缓冲器和电阻元件分别置换成扬声器装置 1310、驱动上述扬声器装置的音圈 1312 和用数字信号控制上述音圈的驱动电路 1311 的构成。

[0150] (实施例 7)

[0151] 进一步,图 13c 中表示在图 13a 中,以用光相加的方式构成第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置时的第七实施例。在本实施例中表示将作为到此为止的实施例的构成要素的驱动缓冲器和电阻元件分别置换成发光元件 1320 和用数字信号控制上述发光元件的驱动电路 1321 的构成。再者,在本实施例中发光元件能够利用可以用灯和 LED 等的电力发光的全部器件。

[0152] (实施例 8)

[0153] 图 14a 中表示在图 13a 中,以用压电元件相加的方式构成第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置时的第八实施例。在本实施例中表示将作为到此为止的实施例的构成

要素的驱动缓冲器和电阻元件分别置换成压电元件 1400 和用数字信号控制上述压电元件的缓冲器电路 1401 的构成。因为压电元件能够将电信号变换成物理的变位力,所以通过如实施例 14b 中那样在平面上排列多个压电元件 1410,可以用于将物理的变位量作为音波在空间中合成起来,或者通过驱动共同的振动板进行加算,或者又如实施例 14c 中那样,叠层多个压电元件 1420 加起来的的应用中。

[0154] 因为用 1 位信号驱动各个压电元件,所以可以提高电力功率,又可以降低压电元件的非线性性产生的影响。

[0155] 此外,在本实施例中表示了由压电元件将电信号变换成物理的变位力的手段,但是可以利用能够将电信号变换成物理的变位力的任意元件。

[0156] 如以上的实施例 14c 那样,当叠层多个压电元件 1420 并进行加算时,也可以使用别的压电元件测定各压电元件产生的物理变位的强度。即因为能够测定多个压电元件产生的物理变位的强度的偏差,所以也可以通过与测定的偏差相应地调整压电元件的驱动力,提高将多个压电元件产生的物理变位进行加算而合成得到的物理变位的精度。

[0157] (实施例 9)

[0158] 图 15a 中表示以将由线圈产生的磁场加起来的的方式构成第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置时的第九实施例。在本实施例中表示将作为到此为止的实施例的构成要素的驱动缓冲器和电阻元件分别置换成线圈 1500 和用数字信号控制上述线圈的缓冲器电路 1501 的构成。因为线圈将电信号变换成磁场力,所以也可以用于如在实施例 15b 中那样通过重叠地排列多个线圈 1510,将磁场加起来的,或者如在实施例 15c 中那样,通过同时将多个线圈卷绕在一起 1520 将磁场加起来的的应用中。

[0159] 如以上的实施例那样,因为能够将磁场加起来的,所以也可以将本发明应用于使用多个音圈的扬声器驱动装置再现声音信号的数字模拟变换装置中。

[0160] 如以上的实施例那样,也可以使用别的线圈测定各线圈产生的磁场强度。即因为能够测定多个线圈产生的磁场强度的偏差,所以也可以通过与测定的偏差相应地调整线圈的驱动力,提高将多个线圈的磁场加起来的合成得到的磁场的精度。

[0161] (实施例 10)

[0162] 图 16a 中表示以将第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置应用于用多个音圈的扬声器驱动装置的第十实施例。在本实施例中,表示将作为到此为止的实施例的构成要素的电阻元件置换成音圈 1600 的构成。因为音圈能够通过圆锥形扩音器 (cone) 1601 或圆顶形扩音器 (dome) 将电信号变换成音压,所以如在实施例 16a 中那样可以通过重叠地排列多个线圈 1610,将音压加起来的。此外,在用音圈的方法中,也具有因为辐射声音信号的部分成为 1 个圆锥形扩音器 1601 或圆顶,所以音像的定位良好的特征。

[0163] 此外,如图 16b 中那样,也可以将本发明用于通过将多个音圈捆扎并卷绕在一起 1620 而将音压加起来的的应用中。通过将多个音圈捆扎并卷绕在一起,能够使各个音圈特性一致。由此,可以减少音圈之间的特性误差,再现高音质的信号。

[0164] 如以上的实施例那样,也可以使用别的音圈测定各音圈产生的磁场强度。即因为能够测定多个音圈产生的磁场强度的偏差,所以可以通过与测定的偏差相应地调整音圈的驱动力,提高将多个音圈的磁场加起来的合成得到的声音信号的精度,再现高音质的声音信号。

[0165] 在以上的第五到第十实施例中,使用格式器和后置滤波器,模拟地将多个驱动装置加起来输出来自级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的 n 位的输出,但是因为由格式器将 n 位信号变换为 $m = 2^n$ 个信号的温度计代码,所以需要 2^n 个后置滤波器和驱动电路。这里令 $m = 2^n = 16$ 以下可以抑制失配成形电路和交换电路的电路规模的增大。同样通过令 $m = 2^n = 16$ 以下,如图 14c 所示的实施例中那样能够抑制当叠层压电元件时的各元件的叠层顺序的不同引起的特性不同的偏差。此外,如图 15b 和图 16a 所示的实施例中那样能够抑制当叠层线圈时的各线圈的叠层顺序的不同引起的特性不同的偏差。进一步,即便在如图 15c 和图 16b 所示将线圈捆扎在一起的实施例中也可以抑制各线圈的特性不同。

[0166] (实施例 11)

[0167] 图 17 中表示使用与在第一到第四实施例中所示的数字模拟变换装置的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器不同的构成的调制器的、本发明的第十一实施例。因为将输入信号传达到级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器 1700 的第一级的输出 1711,所以也可以形成用各个系数 B_0 1720 和 B_1 1730 的构成。因为当进行这样的连接时也从第二级以后的 $\Delta \Sigma$ 调制器的输出,输出输入信号的一部分,所以当增加级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器的级数时和用多个扬声器装置在空间中将音压加起来那样的应用中,伴随多个扬声器装置的增加可以提高输出音压。

[0168] (实施例 12)

[0169] 图 18 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,插入了在驱动驱动装置 1801 的信号上数字地施加延迟的块 1802 的第十二实施例。通过这样数字地施加来自 $\Delta \Sigma$ 调制器和格式器的延迟,控制向各驱动装置的信号的移相,可以改变在空间中放射的音响信号的定向性。

[0170] 例如,当令各扬声器之间的距离为 d ,信号的波长为 λ ,当使扬声器正面为 0 弧度时的偏转角为 θ 时,使 SP2 的相位相对于 SP3 只延迟 $(2\pi d \sin \theta) / \lambda$,使 SP1 的相位成为 $(4\pi d \sin \theta) / \lambda$,可以只使 θ 在 SP1 侧具有定向特性。

[0171] 这样为了控制多个扬声器的相位,至今,需要构造复杂的模拟移相器,但是因为输入输出信号是数字信号,所以用数字延迟器(DFE 等)可以容易地控制正确的移相。

[0172] (实施例 13)

[0173] 图 19a 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,作为数字模拟变换装置的输入反馈周围噪音的第十三实施例。这里反馈控制电路 1900,根据来自输入周围音的麦克风 1901 的周围噪音信息,计算抵消周围噪音的噪音的相位和为了产生相位旋转 180 度的信号所需的音压和相位。如果根据本发明,则因为可以用数字电路直接控制扬声器,所以可以构成精密的噪音减少装置。又如图 19b 所示,因为一般可以通过使用多个麦克风检测出噪音发生源的方向,所以使用实施例 12 的技术,能够通过控制向各扬声器驱动装置的相位,使噪音减少用扬声器具有定向特性。即,不仅可以减少噪音减少用扬声器的正面方向的噪音,而且也可以减少除此以外的方向的噪音。

[0174] 当进行汽车的车内消音等时,外来噪音源为多个,噪音源也是各式各样的,但是通过用本实施例能够容易地配置多个消音用的扬声器。又因为通过用多个扬声器可以减少正面方向以外的方向的噪音,所以能够高效率地进行车内消音。进一步如果用压电扬声器则

因为能够实现薄型的消音装置,所以能够不减少车内空间就进行消音。

[0175] (实施例 14)

[0176] 图 20 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,由开关放大器构成驱动装置 2000 时的第十四实施例。在开关放大器中能够用模拟 D 级放大器和数字 D 级放大器、模拟 $\Delta \Sigma$ 调制器、数字 $\Delta \Sigma$ 调制器等。因为由开关放大器将输入的数字信号变换为开关信号(2 值信号或 3 值信号),所以可以提高效率和增加输出电力。

[0177] (实施例 15)

[0178] 图 21 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,与扬声器 2100 和将电信号变换为物理的变位力的电元件的配置方法有关的第十五实施例。

[0179] 图 21a 中表示了配置成格子状时的实施例。当通过这样的配置,覆盖长方形、正方形等的框体时,能够高效率地配置子单元,水平方向、垂直方向成为相似形能够实现同等的相位特性。此外,当使用长方形或正方形的扬声器时,可以完全没有间隙地配置长方形的表面,可以使每单位面积的放射音压最大。这种配置在视觉上也感到很美丽。

[0180] 图 21b 中表示在每 1 行中使配置位置偏移 1/2 地进行配置的实施例。通过这样交错配置,与格子配置比较能够提高面密度。特别是,当配置多个扬声器时,可以提高每个面积的音压。进一步如果使扬声器的形状为六角形,则可以进行交错配置并且无间隙地配置。这时因为可以进行无间隙地配置,所以能够实现高音压水平。又当用失配成形技术时,因为各扬声器之间的距离近,所以能够高效率实现失配成形效果。

[0181] 图 21b 中表示将扬声器配置成同心圆状的实施例。因为这样配置在各同心圆上的扬声器离开整个扬声器的中心轴的距离相等,所以从同一同心圆上到中心轴上的相位特性相等,能够理想地进行正面中的音响信号的加算。因此,可以改善音响特性。

[0182] (实施例 16)

[0183] 图 22 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,立体声地构成数字模拟变换装置的第十六实施例。这里频道 2201 是 R 信号用的数字模拟变换装置,频道 2202 是 L 信号用的数字模拟变换装置。这样通过不仅从数字信号再现立体声声音,而且作为多个频道并列地设置本发明的数字模拟变换装置,可以再现由数字处理产生的任意的音场。

[0184] (实施例 17)

[0185] 图 23 中表示在如第十六实施例所示使用以多个数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,与扬声器 2100 和能够将电信号变换为物理的变位力的电元件的配置方法有关的第十七实施例。

[0186] 图 23a 中表示驱动立体声的 L、R 信号的扬声器的配置方法。通过这样对称地配置 L、R,可以提高立体声效果。图中 L 表示左频道, R 表示右频道。图 23b 中表示除了驱动立体声的 L、R 信号外还驱动 C 信号的扬声器的配置方法。图中 C 表示中心频道。此外,在本发明中,因为能够容易地实现动态地变更多个扬声器的向频道的分配,所以通过根据再现的音乐源、实现的音场效果,动态地变更向频道的分配,可以更有效地实现立体声效果和音

场效果。图 23c 中表示动态地控制多个扬声器的向频道的分配时的扬声器的配置方法。表示除了驱动立体声的 L、R 信号外还驱动 C 信号的扬声器的配置方法。图中 L/C 表示能够驱动 L 信号和 C 信号中的任何一个的扬声器,此外图中 R/C 表示能够驱动 R 信号和 C 信号中的任何一个的扬声器。

[0187] (实施例 18)

[0188] 图 24 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,使通过数字滤波器处理的数字信号成为多个频道的数字模拟变换装置的立体声构成的第十八实施例。这里,用于再现由数字滤波器信号处理块 2401 分割频带的多个数字信号的多个频道 2402、2204 是数字模拟变换装置。例如,为了用数字滤波器信号处理块分割成高频带用的数字信号和低频带用的数字信号,再现各个信号,可以通过作为多个频道并列地设置本发明的数字模拟变换装置,用最适合于由数字处理产生的频带的扬声器装置进行再现。

[0189] (实施例 19)

[0190] 图 25 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,由数字信号发送机 2501 将驱动驱动装置的信号一次发送到传送路径后由数字信号接收装置 2502 接收后由驱动装置驱动扬声器的第十九实施例。这样通过由数字信号发送接收机传来自 $\Delta \Sigma$ 调制器和格式器的数字信号,可以传送驱动分散配置的扬声器的信号作为数字传送信号。因为由 $\Delta \Sigma$ 调制器对数字信号进行过取样,所以即便在传送线路中存在错误时也可以降低它的影响。可以将数字有线传送路径、无线传送路径、光传送路径等数字地传送的所有的传送路径用于传送线路。

[0191] 此外,当应用于消声装置时,需要多个分散的消音用扬声器,但是通过用本实施例,可以用数字传送路径容易地将驱动信息传达到分离的子扬声器。

[0192] (实施例 20)

[0193] 图 26 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 6、实施例 8 和实施例 10 中那样的多个驱动装置在空间中将音压加起来那样的应用中,将超低频信号重叠在驱动驱动装置的信号上时的第二十实施例。

[0194] 一般可听频率为 20 ~ 20KHz,将作为其下限频率的 20Hz 以下的声音称为超低频。如果该频带的声音没有相当大的音压则通常人的听觉不能够识别,但是关于与健康和精神的紧张状态的关系正在进行研究。

[0195] 为了用现有的模拟扬声器产生超低频,需要用非常慢的信号驱动扬声器,在电力效率恶劣的模拟扬声器中在消耗电力方面存在很多问题。为了产生超低频,如果使用本发明的数字扬声器的构成,则可以用 1bit 信号驱动电音响变换元件,可以减少电力效率,进一步减少电音响变换元件的非线性性产生的影响,可以高效率地产生超低频信号。

[0196] 一般,因为在信号源(广播信号和存储介质)中不包含超低频信号,所以当产生超低频信号时,需要用超低频发生器 2600 产生超低频。为了产生任意的频率图案,超低频发生器可以用数字电路 2600,例如为了产生具有 1/f 起伏的超低频信号,如果使用数字电路的拟似随机信号则能够容易地产生。因为能够简单地将产生的超低频信号数字地与数字声音信号加起来,所以可以容易地重叠超低频信号。

[0197] (实施例 21)

[0198] 图 27 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 8 中那样的多个压电元件合成物理的变位那样的应用中,使用多个压电元件驱动反射镜的第二十一实施例。为了驱动如图 27a 中那样叠层的压电元件 2700,将用多个压电元件 2702 驱动多个驱动装置 2701 的器件配置在如图 27b 中那样的底座 2711 上,以支撑部 2714 成为固定轴的方式连接上部底座 2712。上部底座配置反射镜 2713。如图 27c 中那样,通过驱动压电元件 2700 以支撑部 2714 为中心使上部底座 2712 变形,能够改变反射镜 2713 的反射角度。可以将这种压电元件和反射镜组合起来的器件应用于小型的投影仪装置,但是因为通过用数字模拟变换装置和多个压电元件进行驱动,能够用数字信号控制反射角度,所以适用于小型的投影仪装置。

[0199] (实施例 22)

[0200] 图 28 中表示在使用以第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的实施例 8 中那样的多个压电元件,使用多个压电元件合成物理的变位那样的应用中,使用多个压电元件驱动反射镜的别的第二十二实施例。使用如图 28a 中那样并列配置在基板上的多个压电元件 2800。如图 28b 中那样通过在中心被固定的反射镜 2701 的周围沿 XY 轴配置并驱动该压电元件 2800,能够以支撑部中心为基点改变反射镜 2801 的反射角度。可以将这种压电元件和反射镜组合起来的器件应用于小型的投影仪装置,但是因为用数字模拟变换装置和多个并列配置的压电元件进行驱动,能够用数字信号控制反射角度,所以适用于薄型的小型投影仪装置。

[0201] (实施例 23)

[0202] 图 29 表示在第一到第四实施例所示的数字模拟变换装置的级联型 $\Delta \Sigma$ 调制器中使用带通型的 $\Delta \Sigma$ 调制器时的第二十三实施例。一般可以通过 $Z \rightarrow -Z^2$ 变换实现带通型的 $\Delta \Sigma$ 调制器。在通过该变换将积分器变换成谐振器。在本实施例中,使第二级的内部 $\Delta \Sigma$ 调制器的输出与实现 Z^2 的 2 时钟延迟器连接,使切换开关与延迟器的输入和输出连接。该切换开关按照时钟的 1/2 的频率信号如图示那样地切换 2 个输入。通过这样的构成,即便在构成 DAC21 和 DAC22 的元件中存在失配时,也可以减少时钟频率的 1/4 频率中的噪音。

[0203] 如这里所示的那样,通过进行频率变换,可以实现以带通特性为首的任意的噪音成形特性。

[0204] (实施例 24)

[0205] 图 30a 中表示本发明的第二十四实施例。在本实施例中, $\Delta \Sigma$ 调制器具有 n 位的输出。对由格式器 2402 将 $\Delta \Sigma$ 调制器 2401 的 n 位输出变换为 m 组的 p-bit 的代码的信号 Y_v ,用后置滤波器 2403 进行失配成形和频率选择,用内部数字-模拟变换器 2404 将其输出变换为模拟信号,由加法器 2405 模拟地加起来。通过这样的构成,即使用多等级的内部数字-模拟变换器也可以得到高精度的模拟信号。

[0206] 图 30b 中表示后置滤波器的实施例。为了减少上述内部数字-模拟变换器内部的失配影响,选择电路 2410 的特征是以与滤波器电路 2411 的输出信号的值相应地选择选择电路 2410 的输出的方式进行动作。这里,在滤波器中,分别对上述内部数字-模拟变换器的输出水平进行滤波器计算。例如,通过在滤波器中用积分器或将积分器连接成多级,以滤波器的输出减小的顺序进行选择,并且以通过该选择得到与输入信号对应的输出的方式进

行选择,即便来自上述格式器的输出与表示多个水平的多个信号有关,也可以减少由失配引起的低频区域的噪音。

[0207] 图 30c 中表示上述内部数字-模拟变换器 2404 和加法器 2405 的更具体的实施例。在该实施例中,从变换器 2421、电阻 2422 输出与各 1bit 信号相应的模拟电流,通过将多个这些电流连结起来,将输出电流加起来。在该实施例中,上述多个内部数字-模拟变换器的输入信号表现的值,不需要是同一的,也可以具有不同的加权。在这种情况下,只要与各个输入数字信号表现的加权相应地设定上述电阻 2422 的值就行。此外,该加权不限于 2 幂的加权。在上述选择电路 2410 中,该选择结果,以等于选择电路 2410 的输入信号的方式进行选择,即便在加权不同的情况下也可以正确地进行变换。

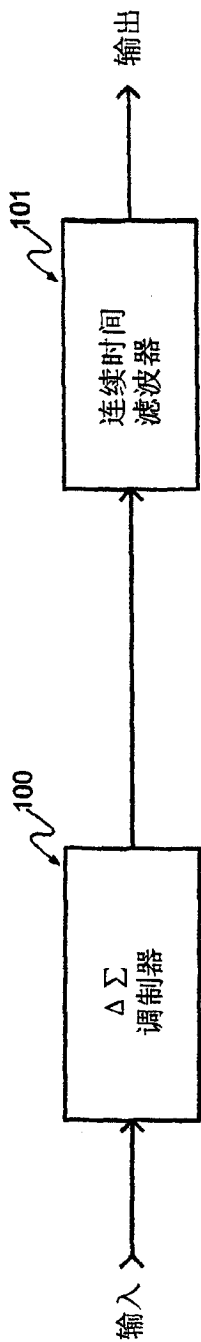


图1(a)

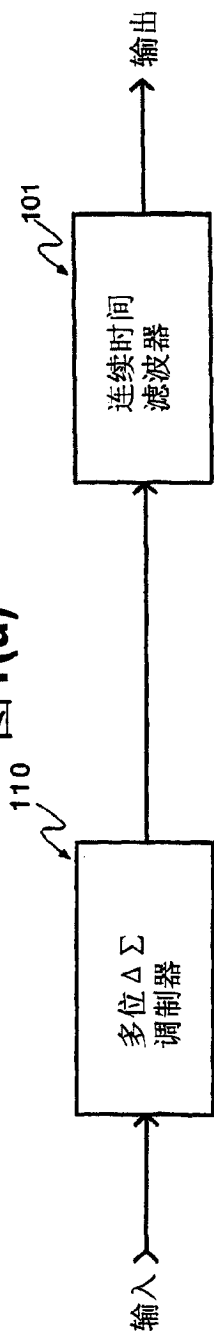


图1(b)

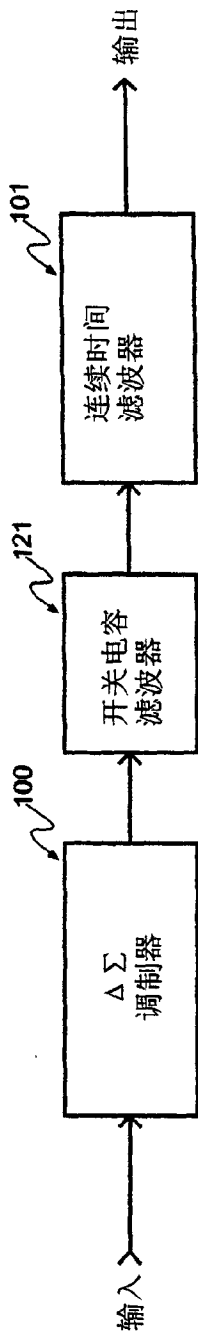


图1(c)

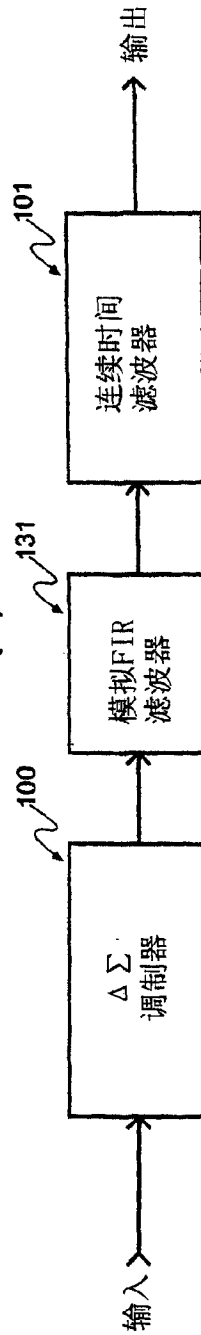


图1(d)

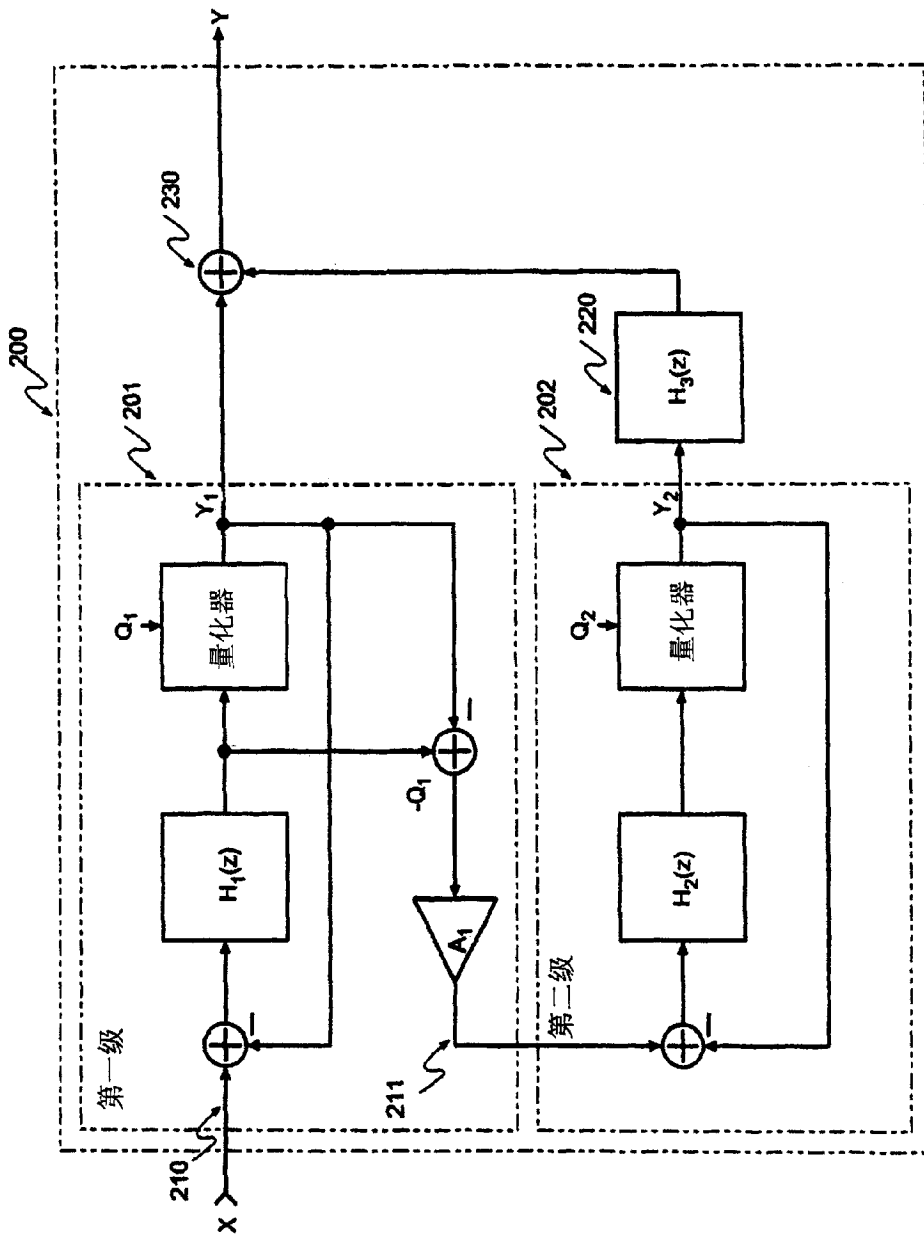


图2

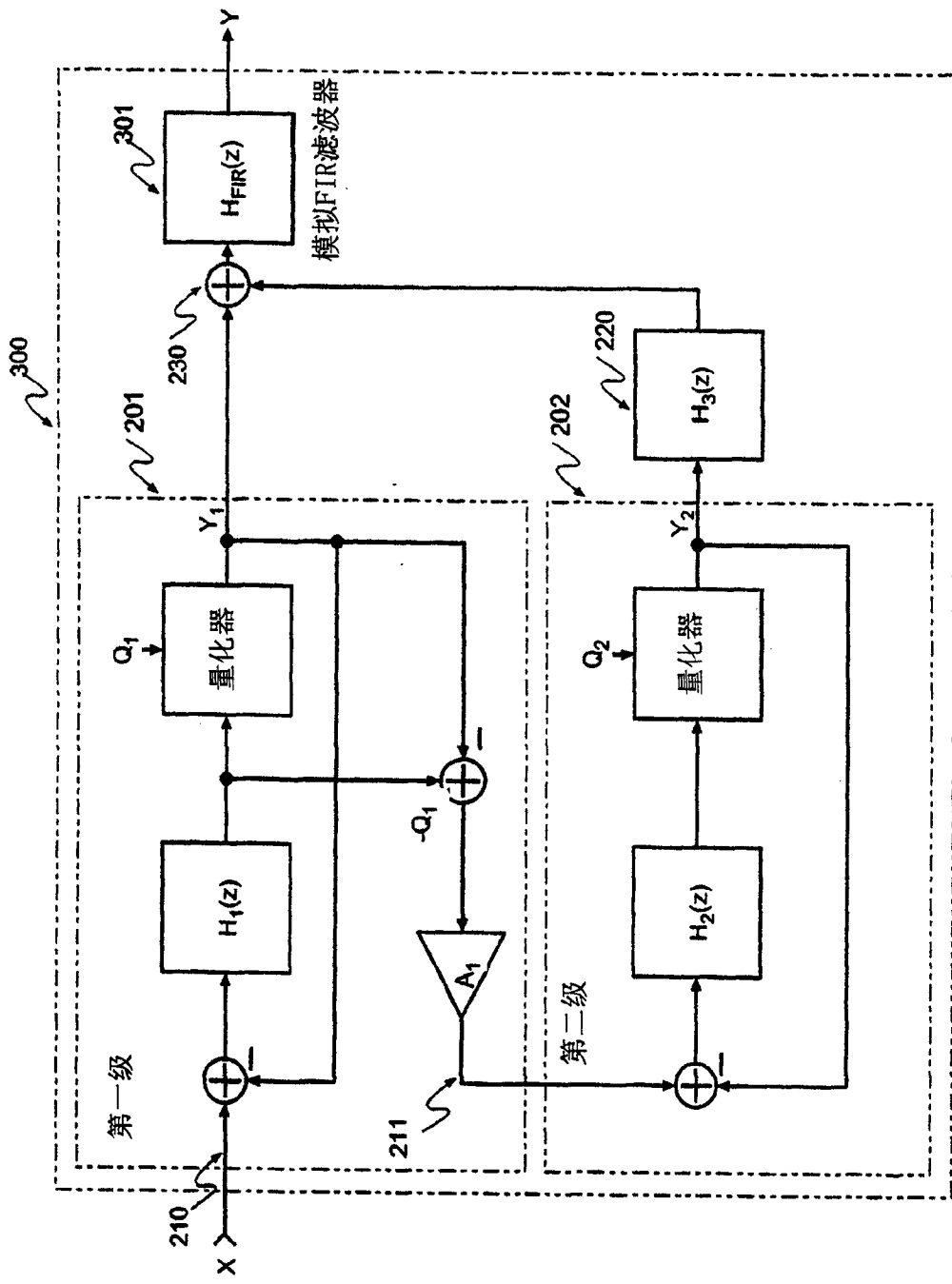


图3

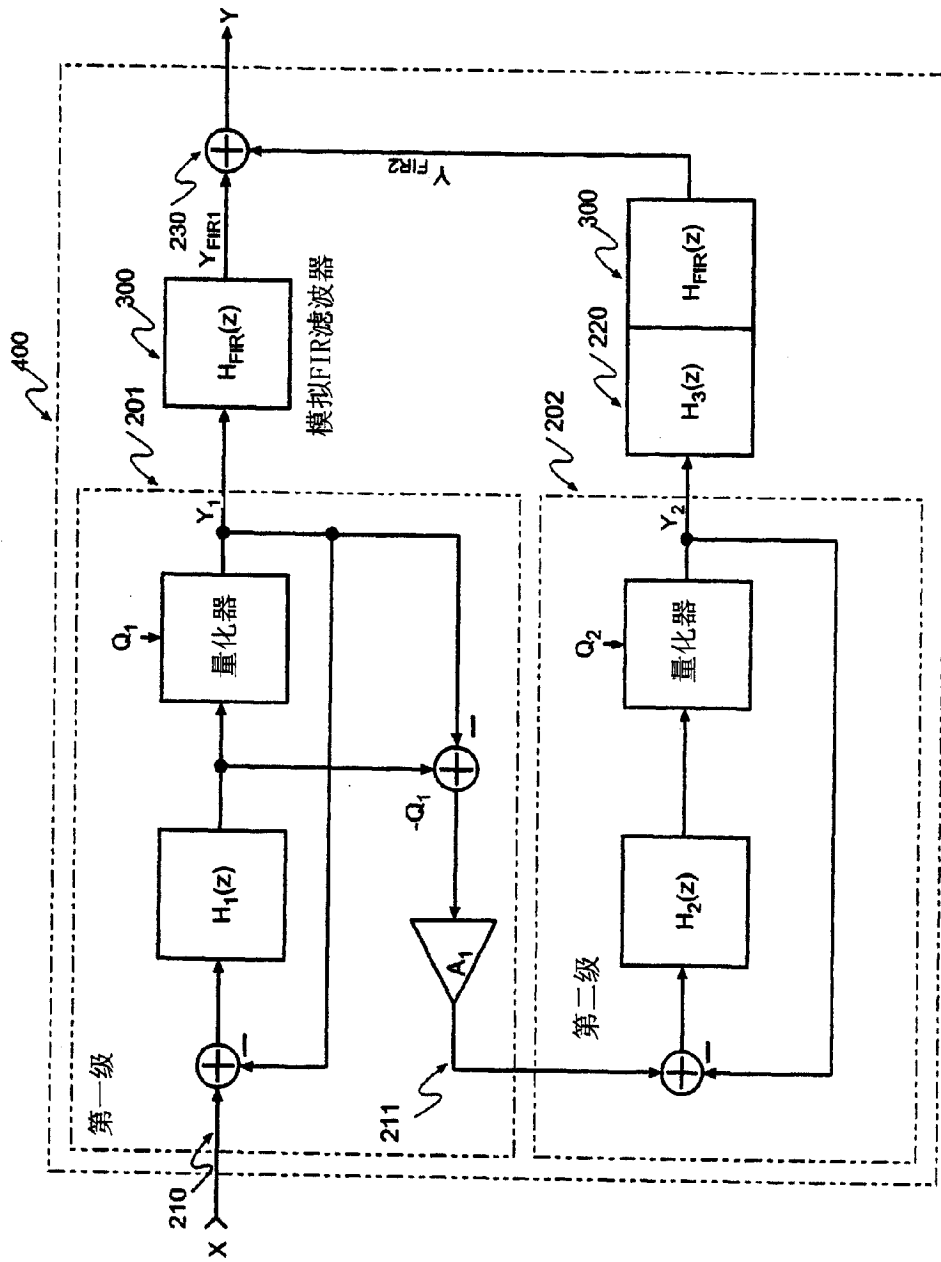


图4

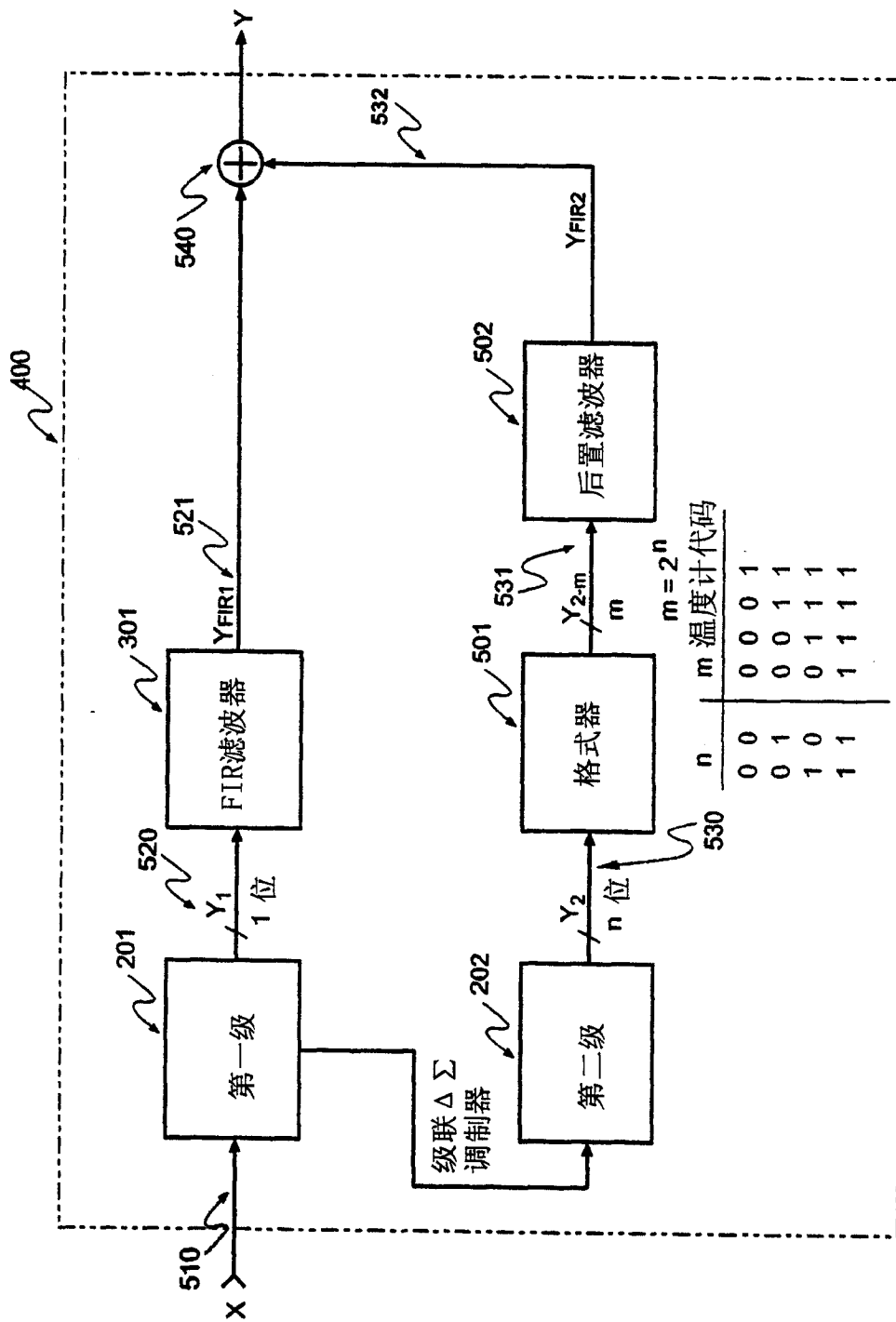


图5

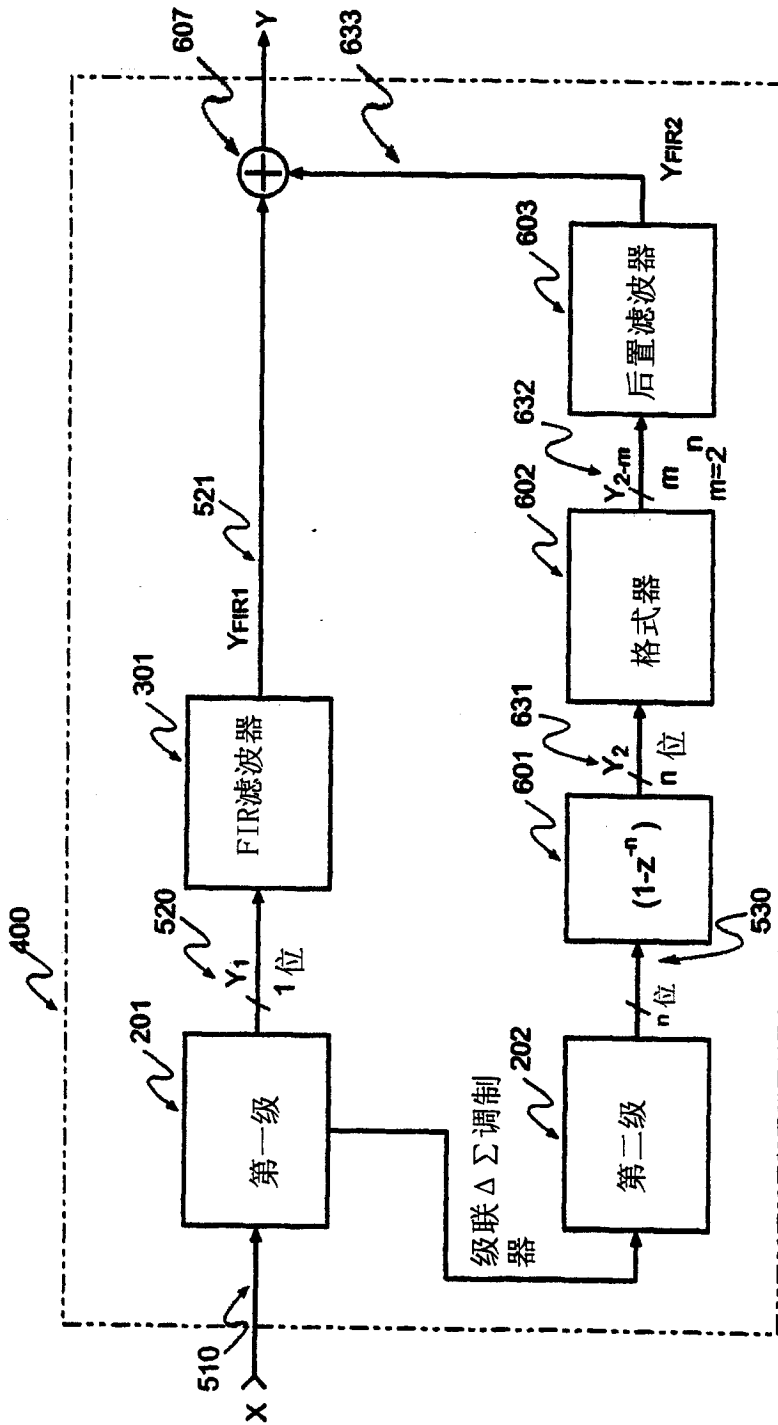


图6

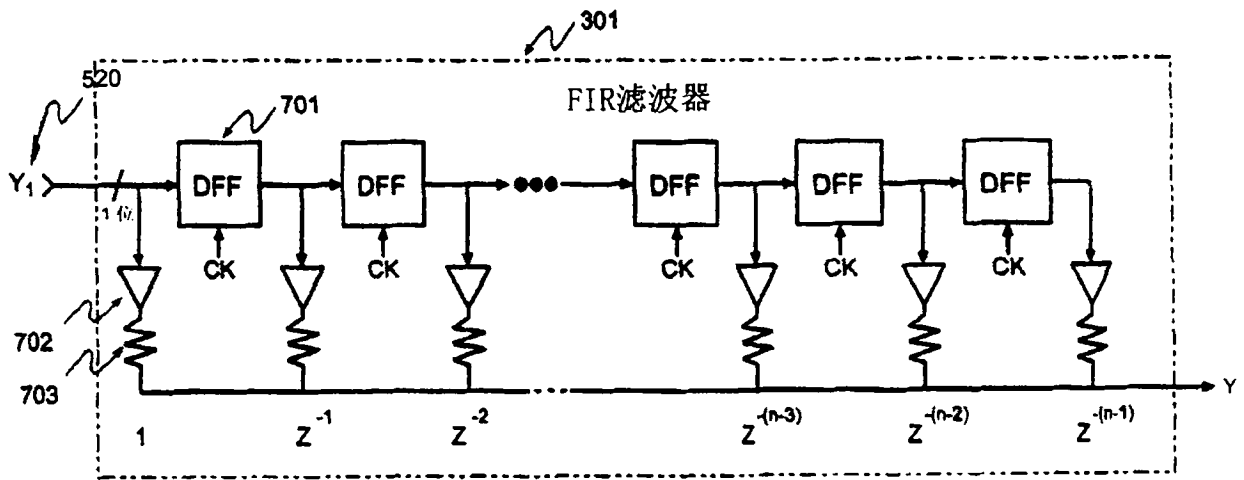


图 7(a)

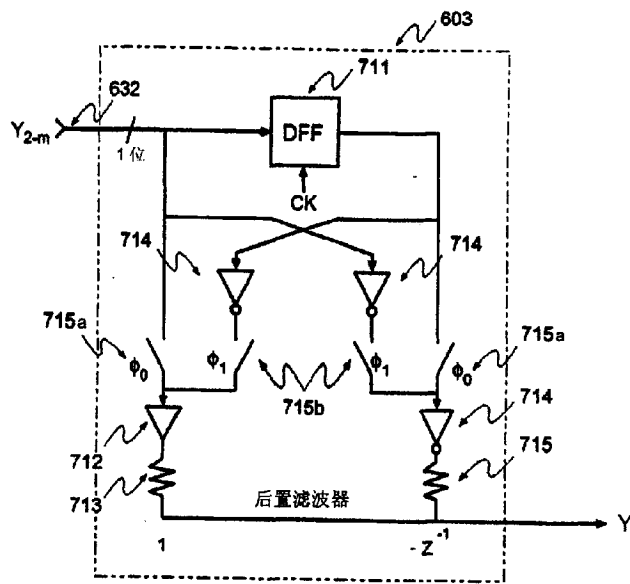


图 7(b)

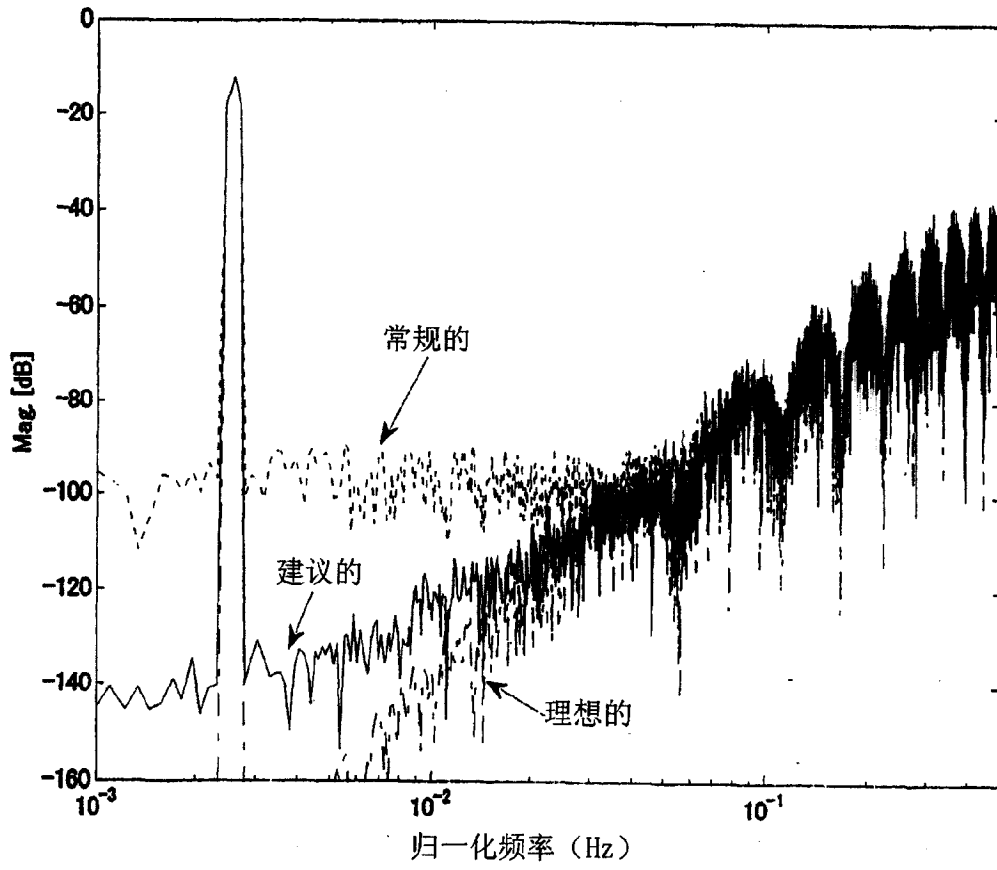


图 8

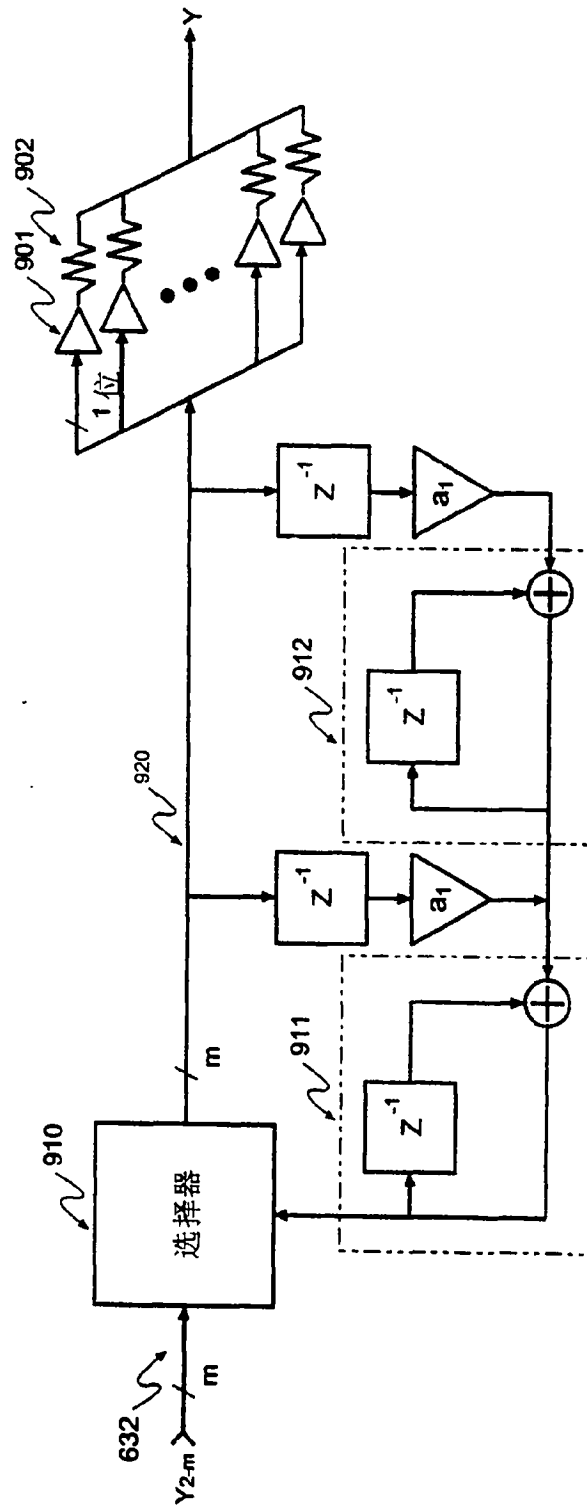


图9

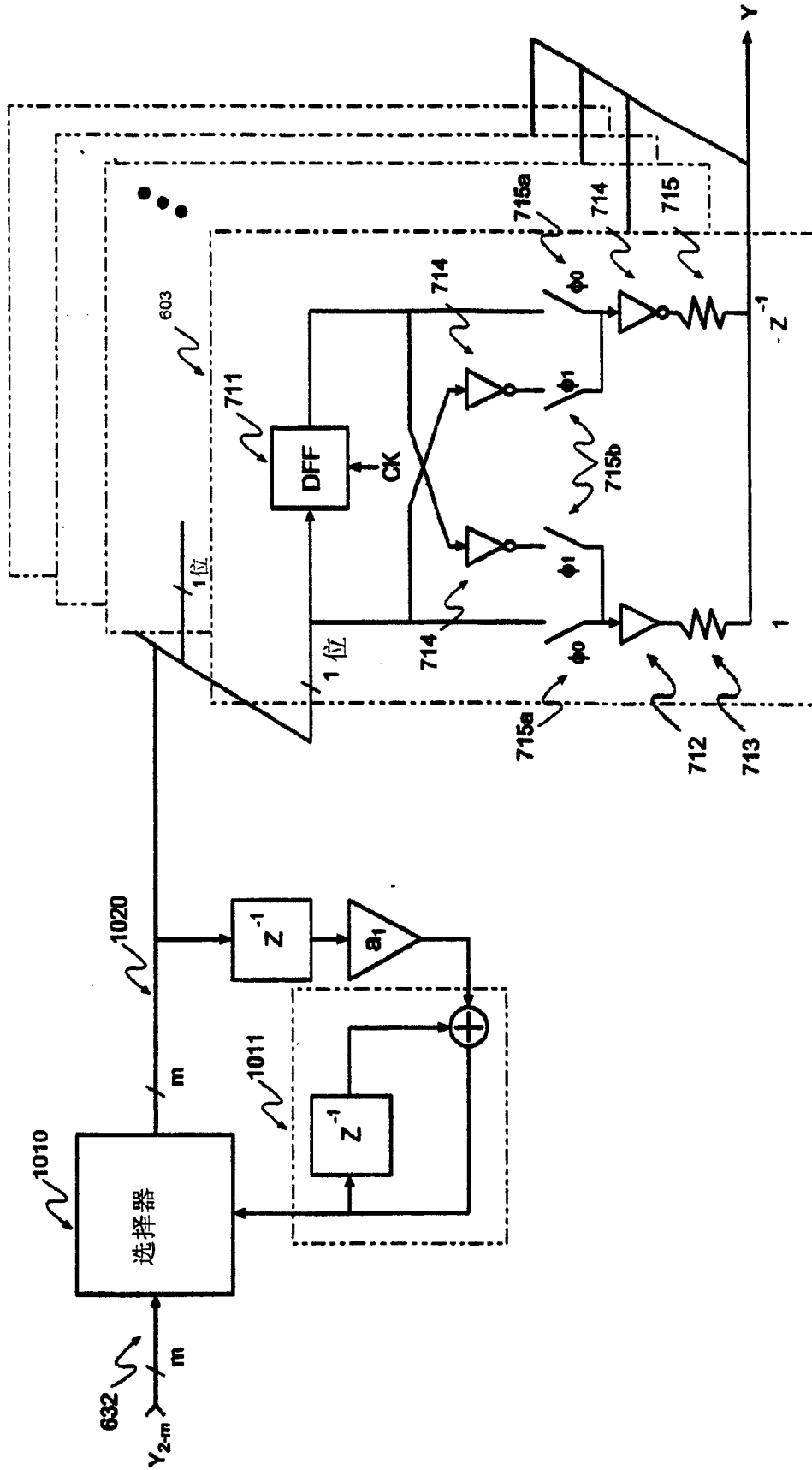


图10

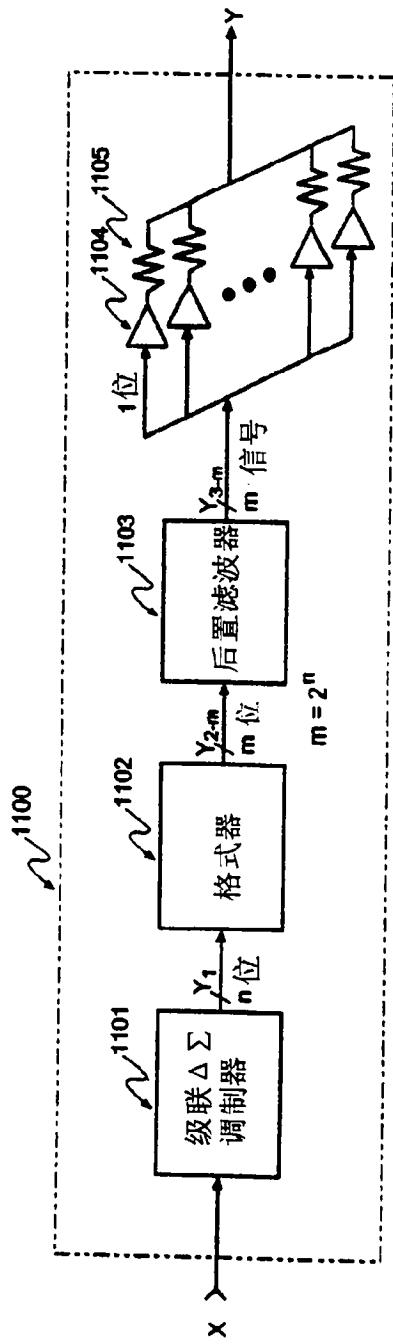


图11(a)

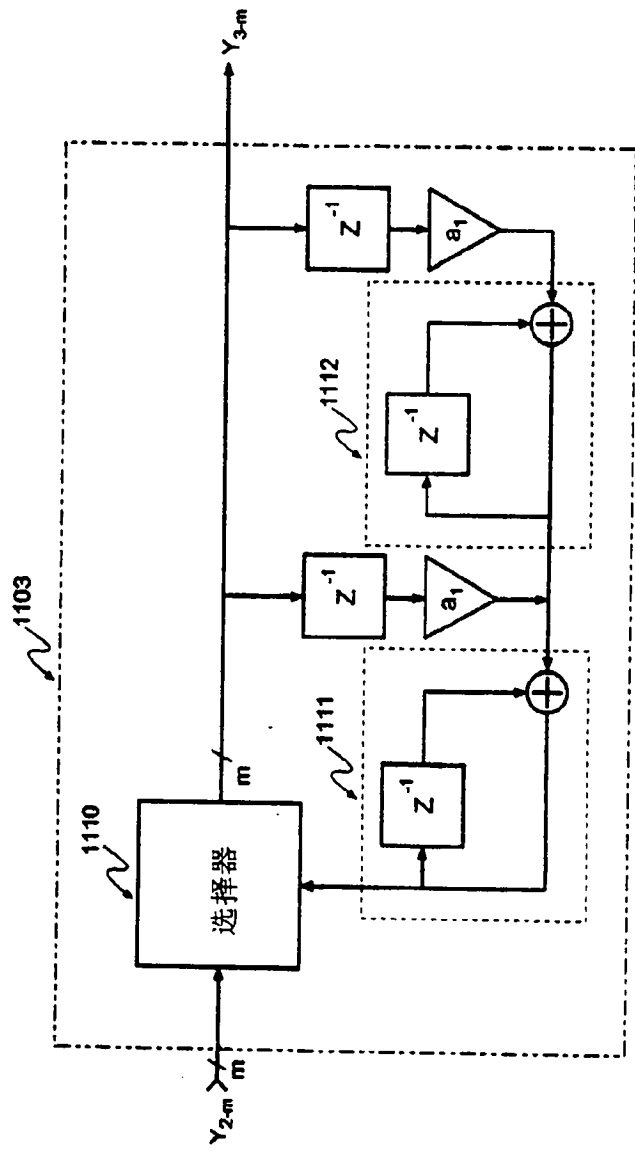


图11(b)

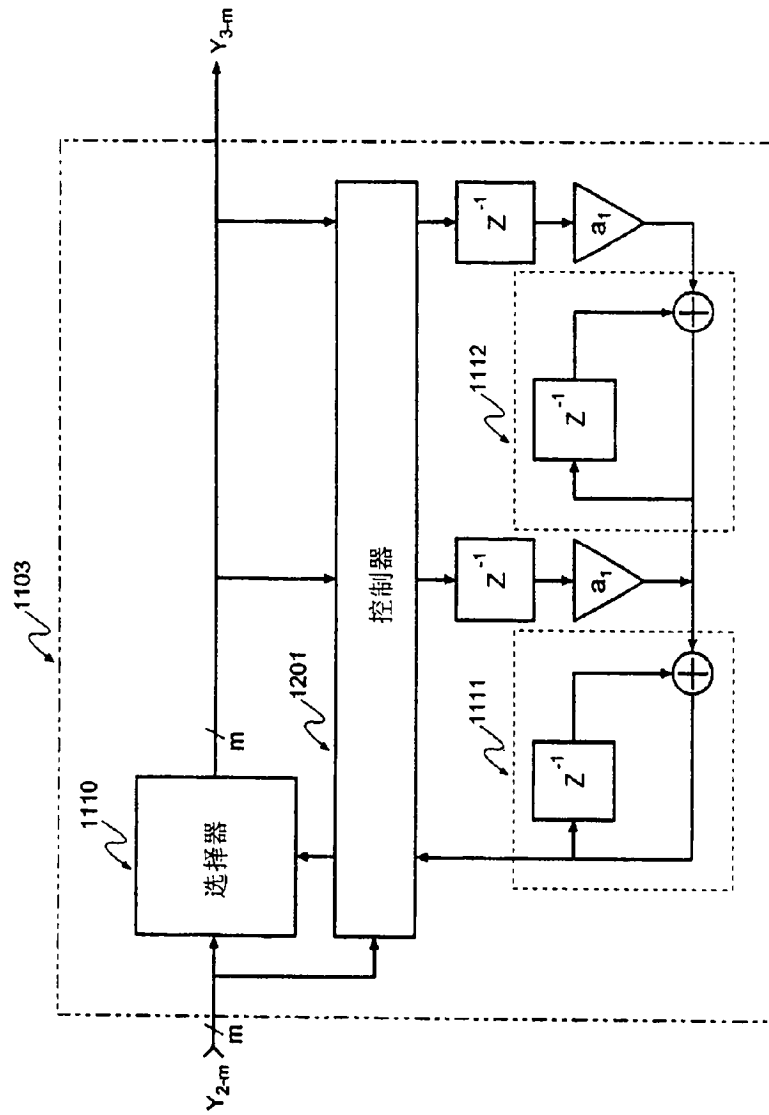


图12

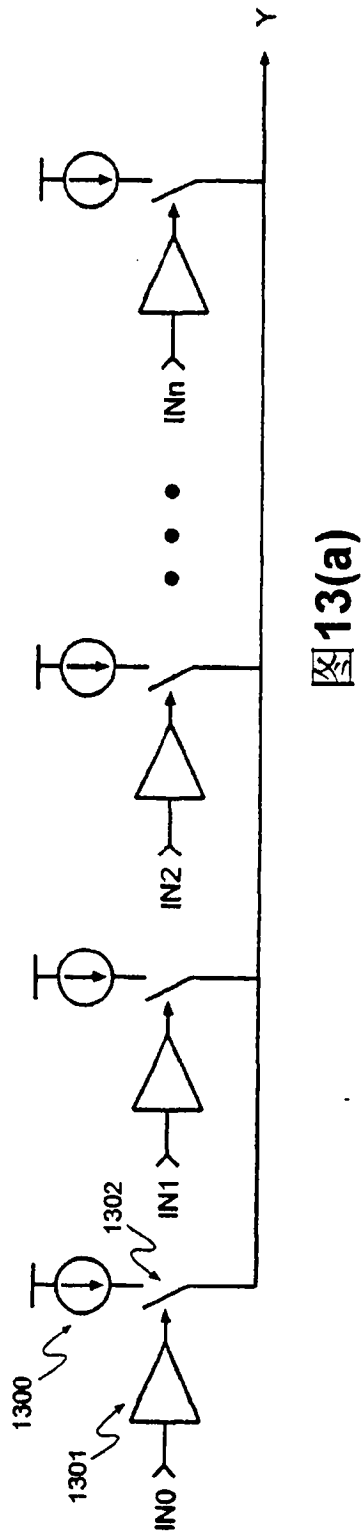


图 13(a)

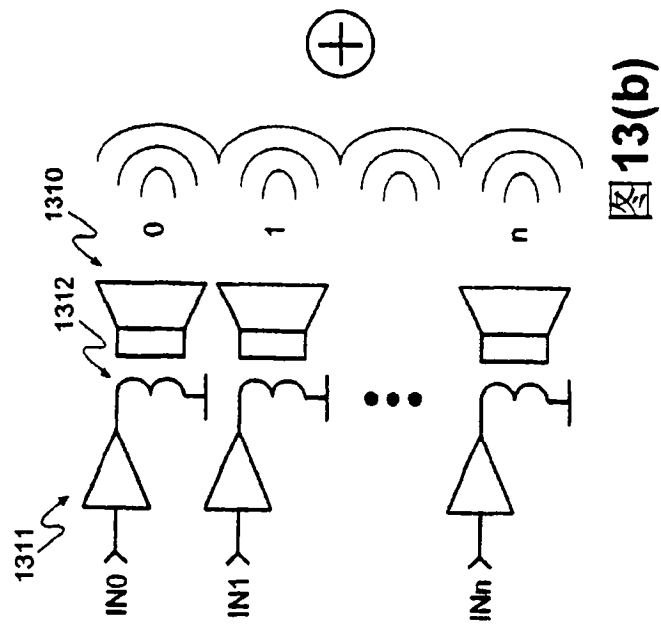


图 13(b)

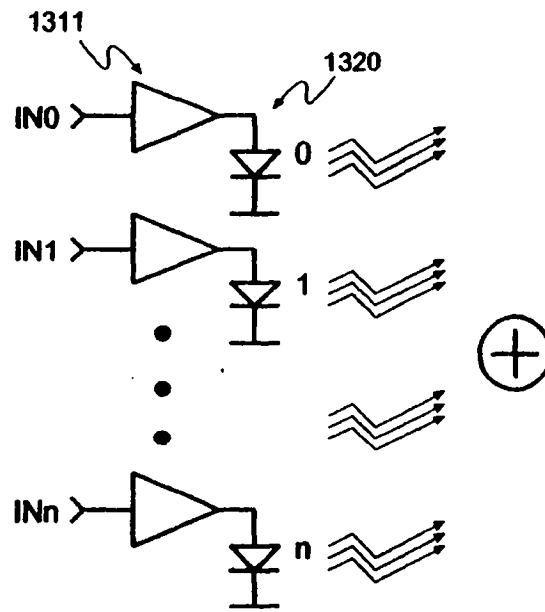


图13(c)

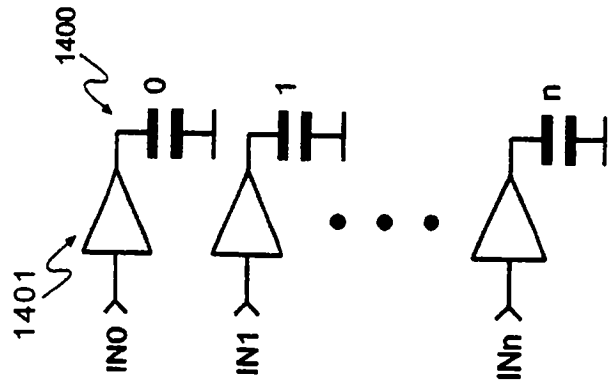


图14(a)

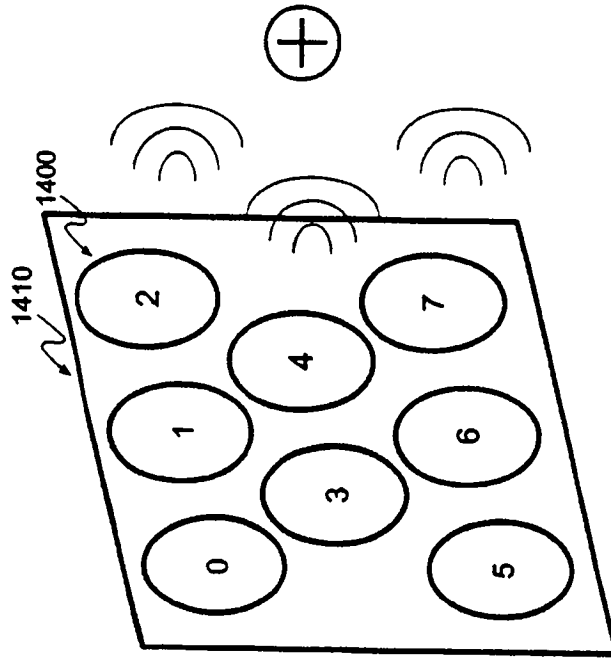


图14(b)

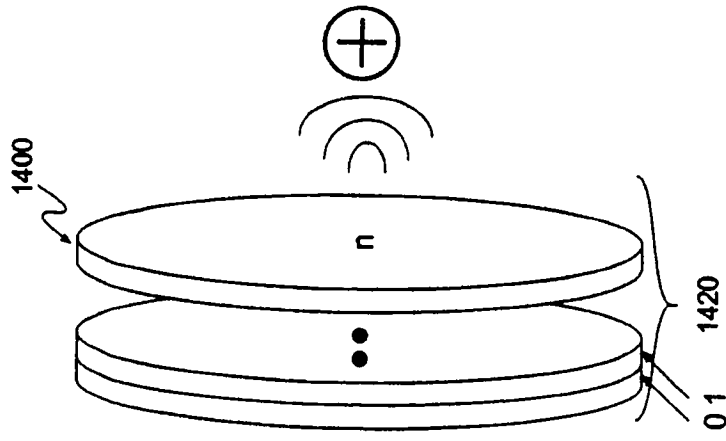


图14(c)

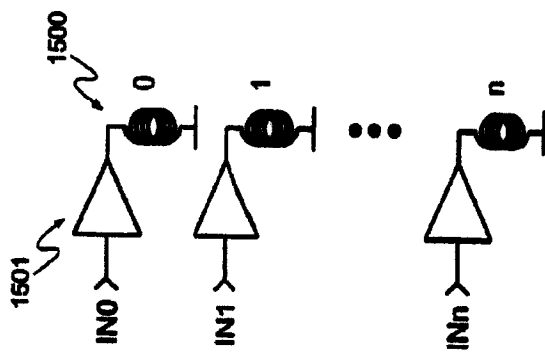


图15(a)

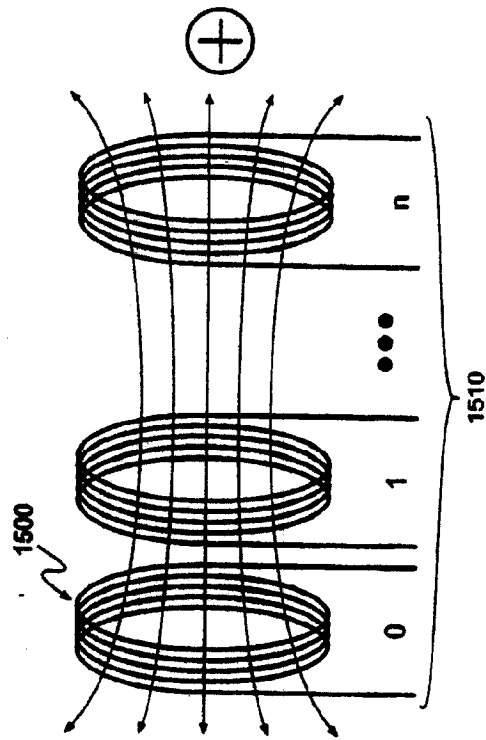


图15(b)

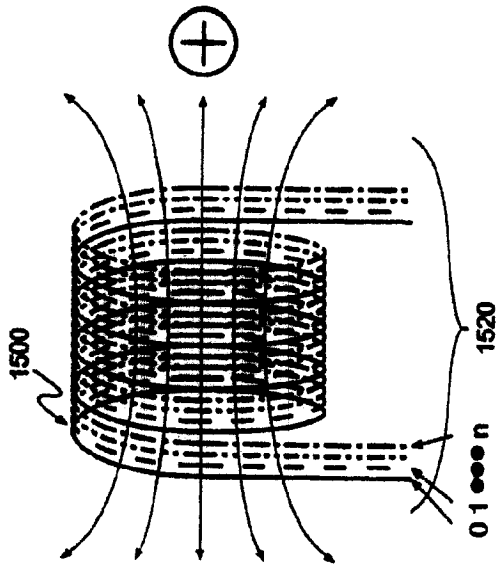
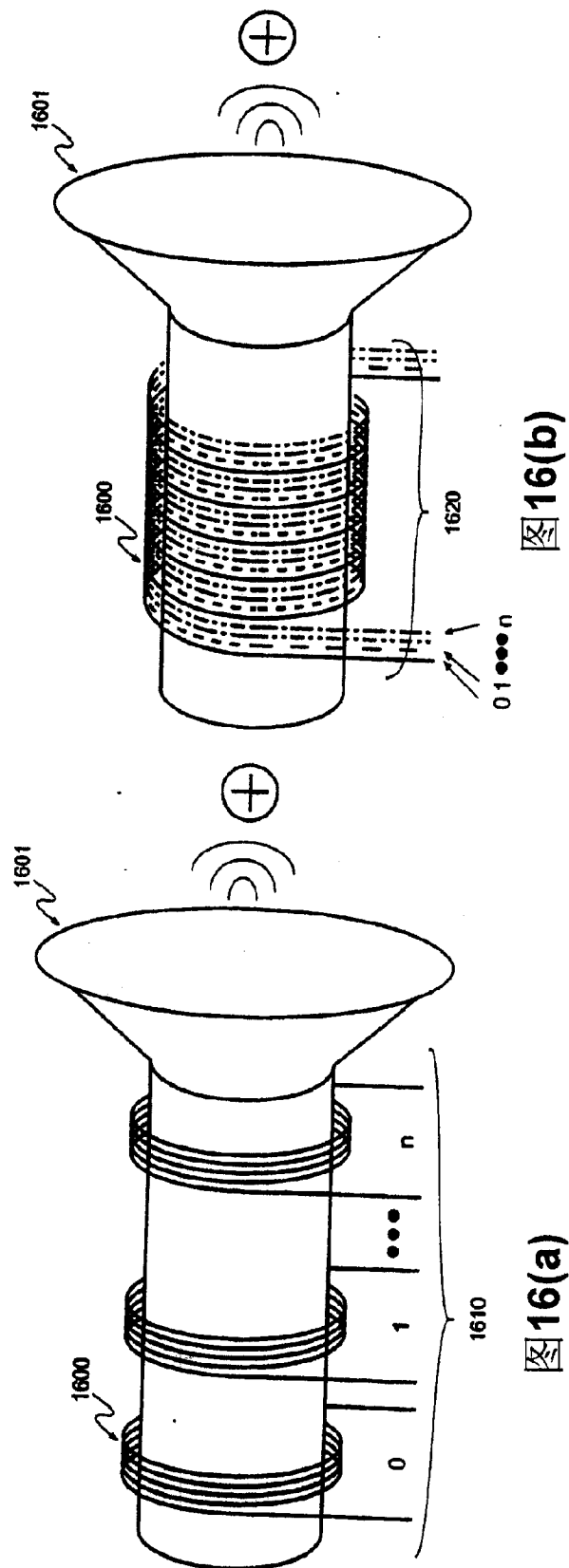


图15(c)



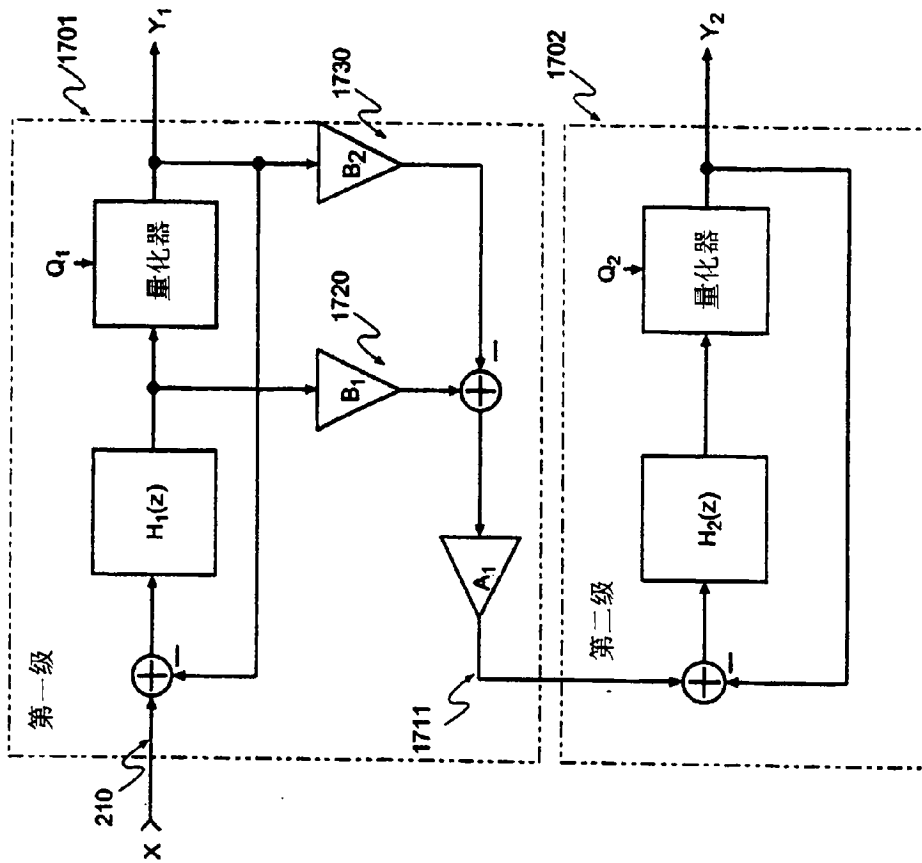


图17

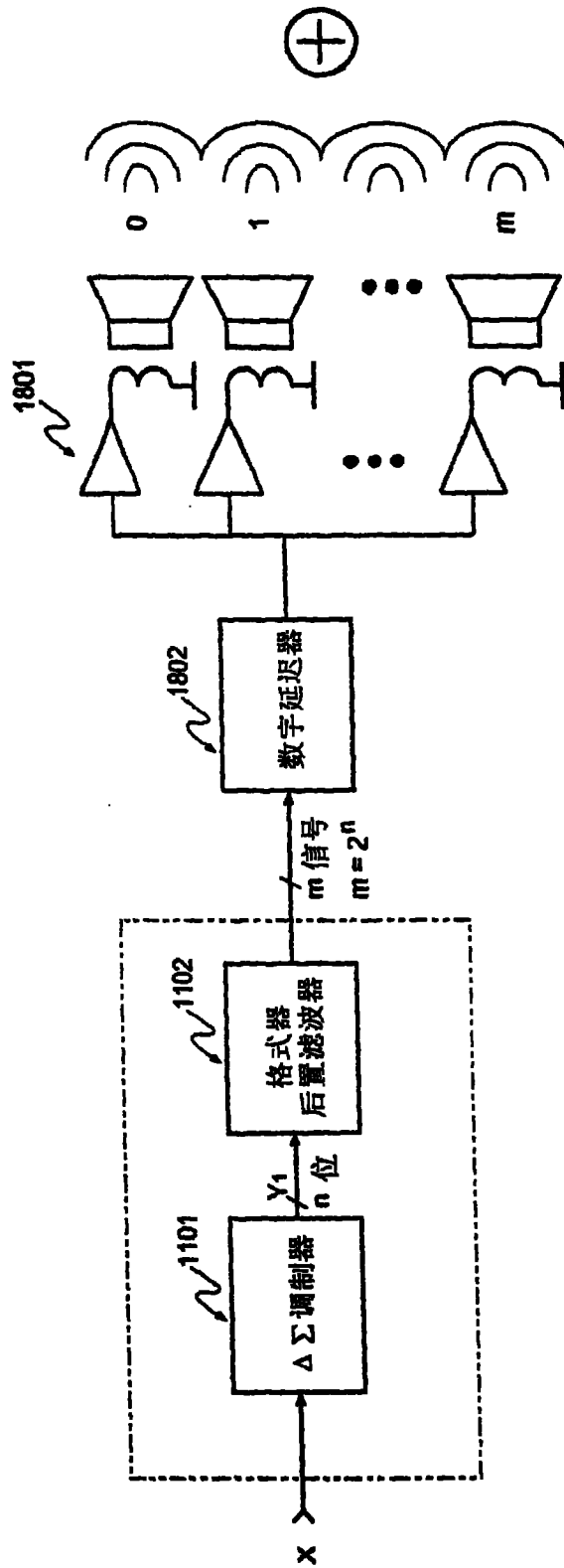


图 18

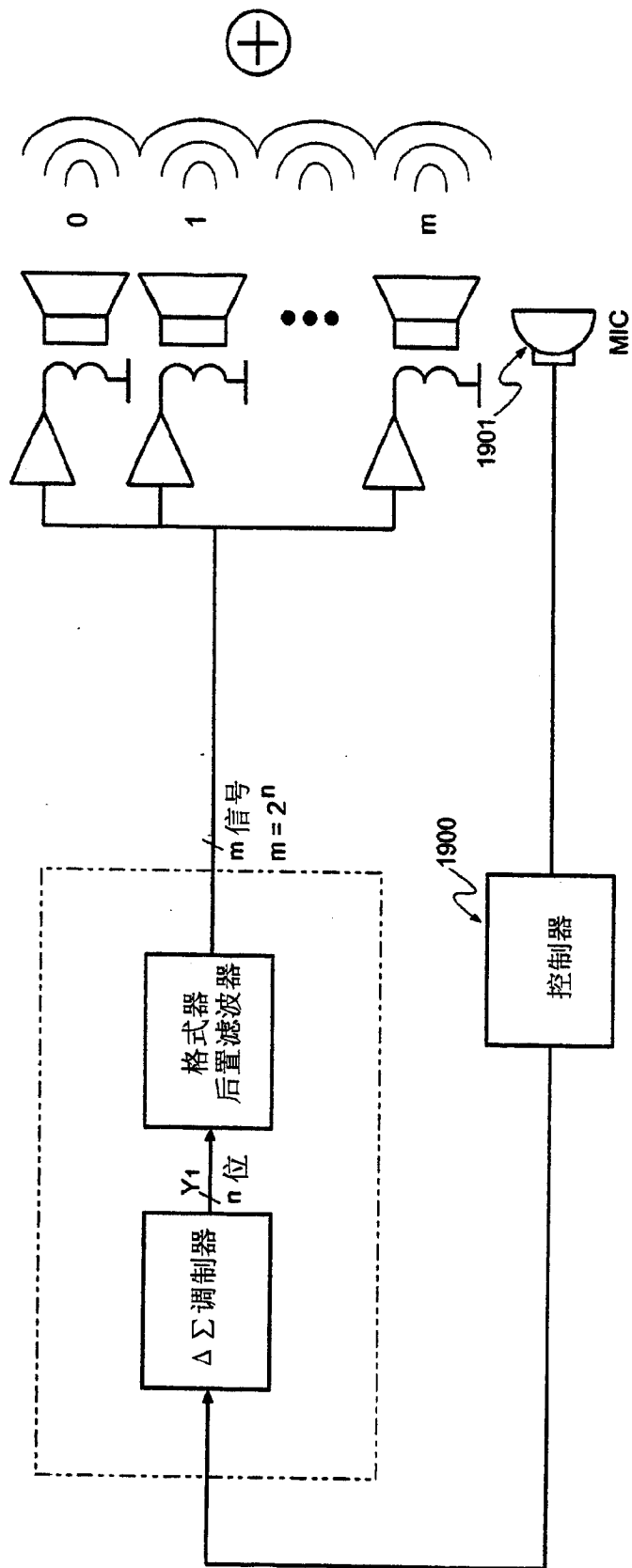


图19(a)

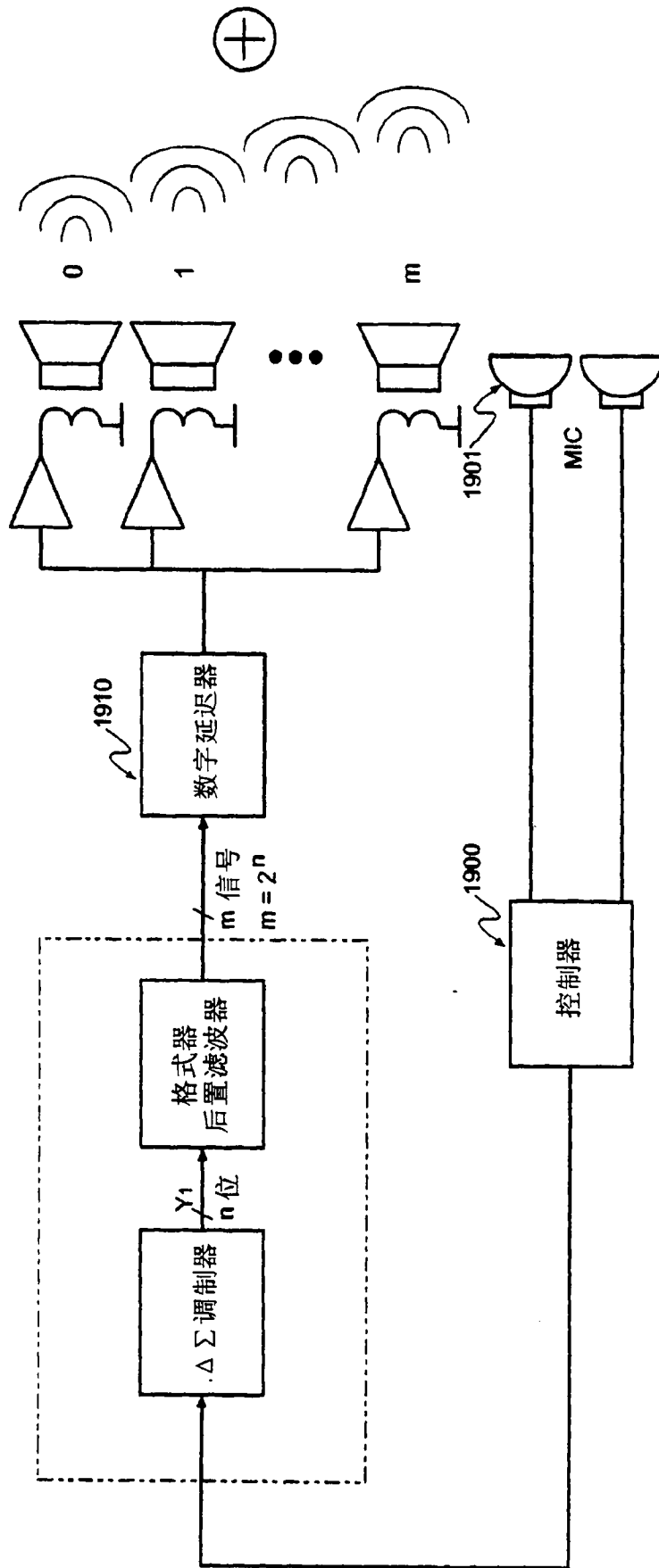


图19(b)

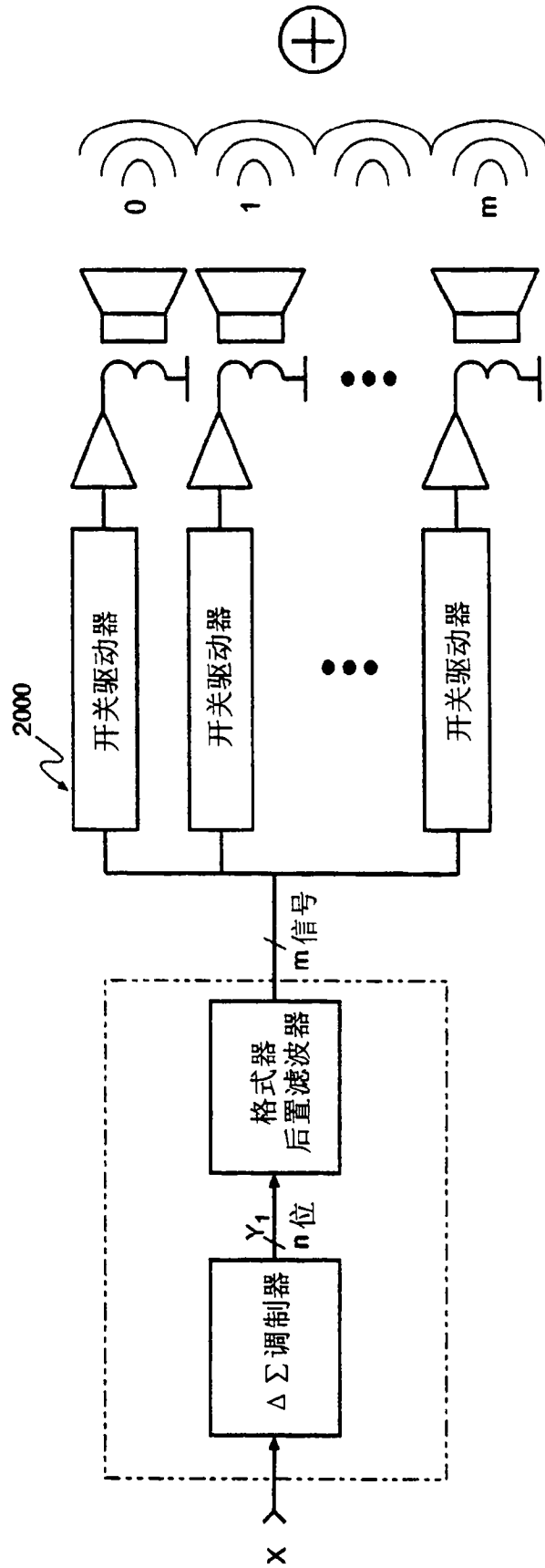


图20

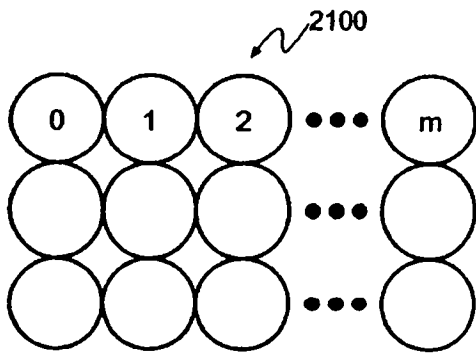


图21(a)

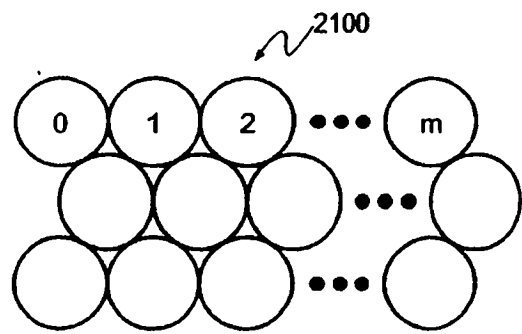


图21(b)

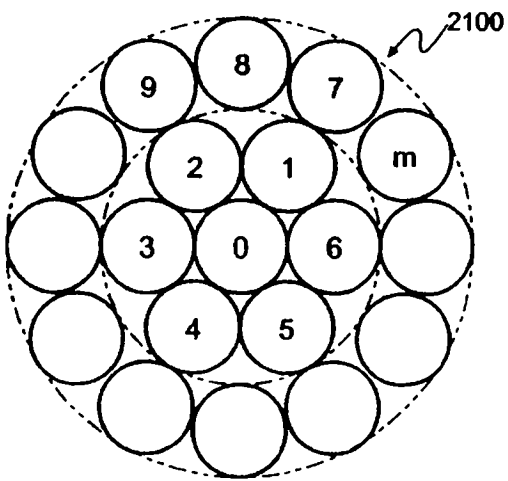


图21(c)

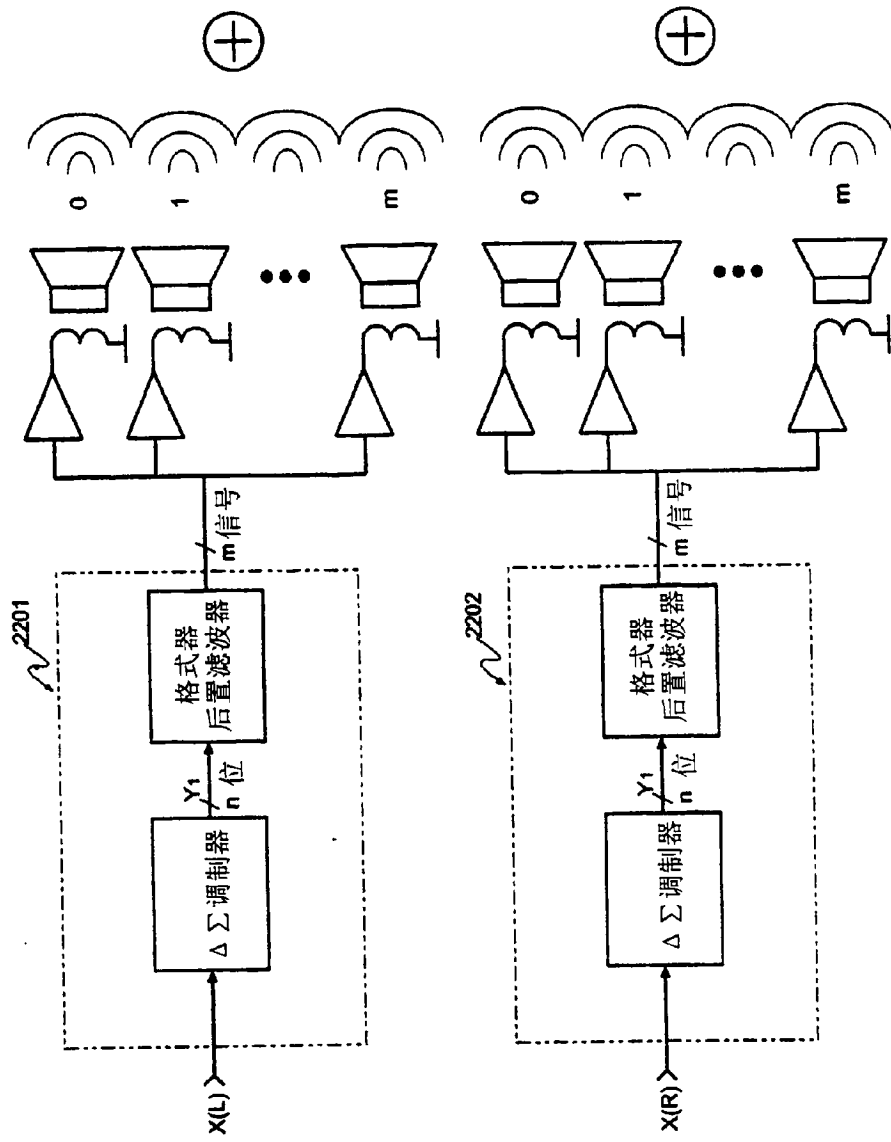


图22

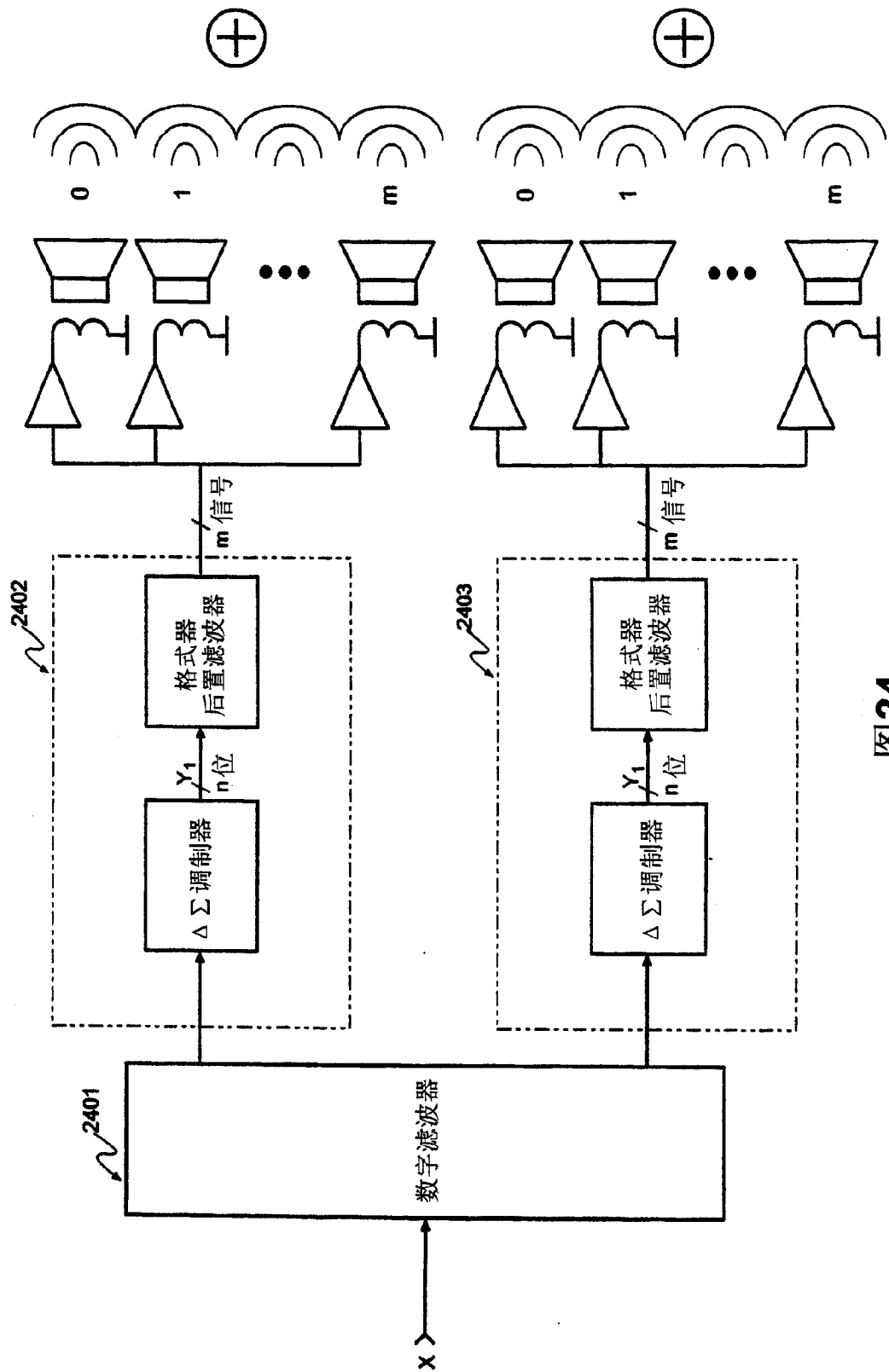


图24

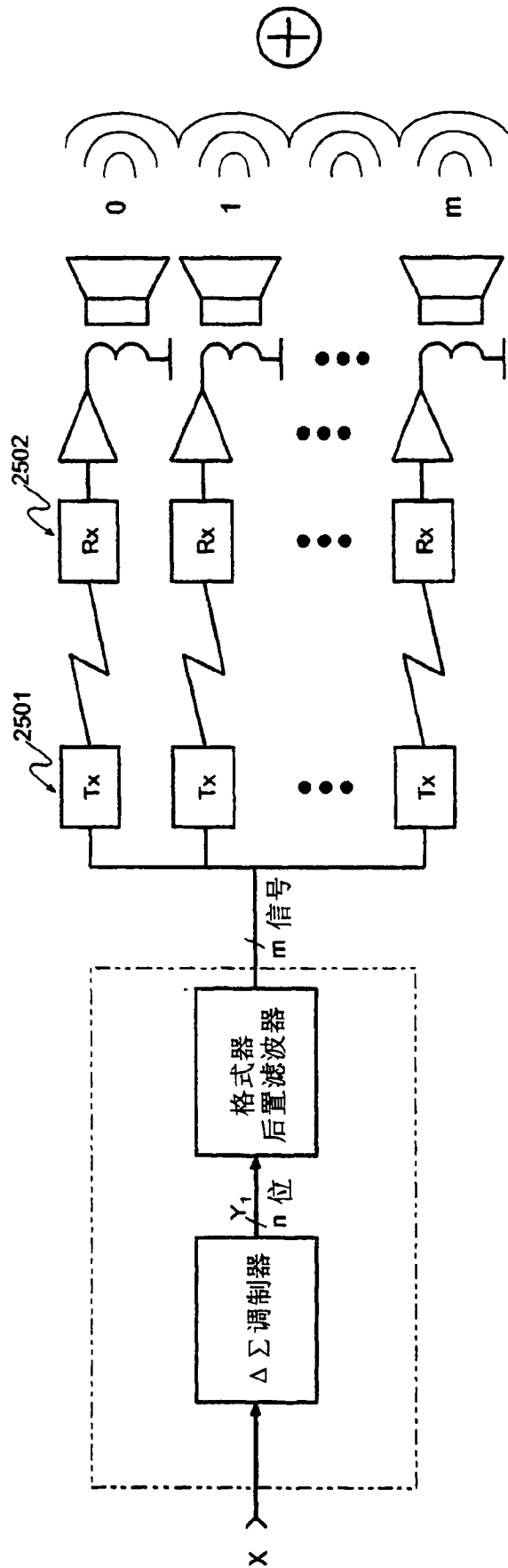


图25

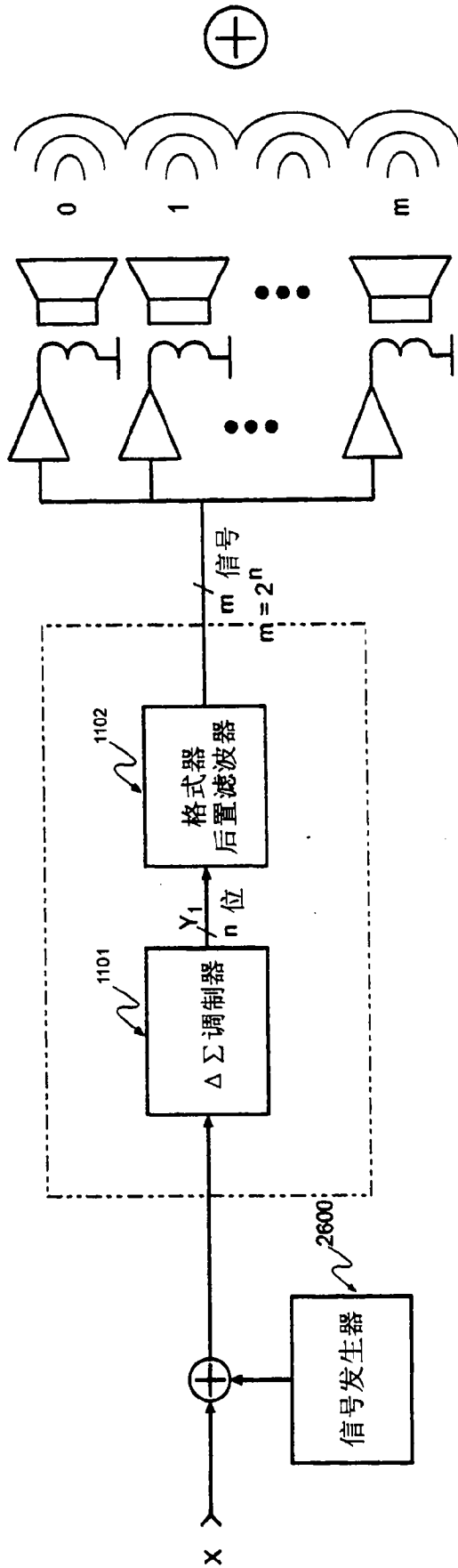


图 26

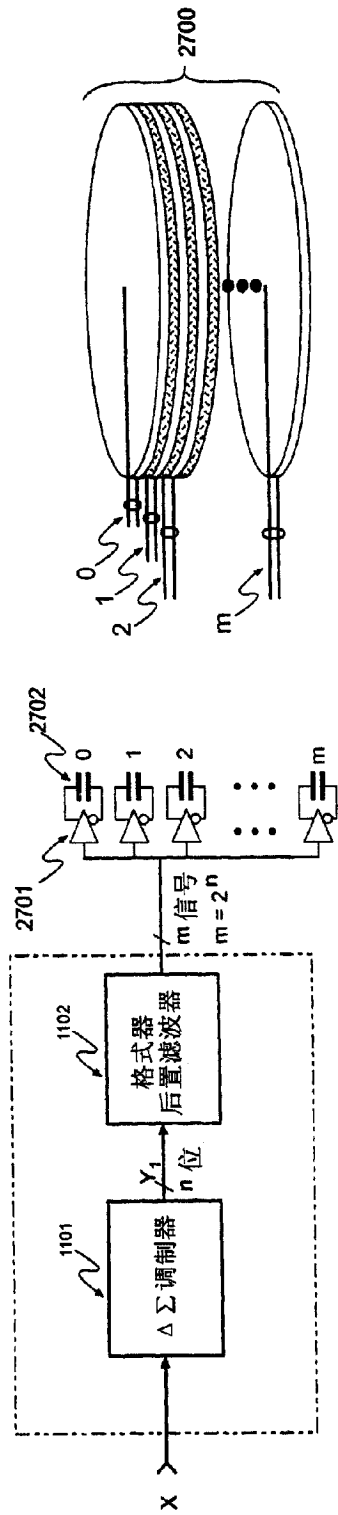


图 27(a)

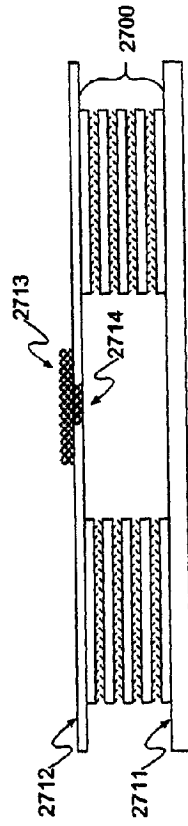


图 27(b)

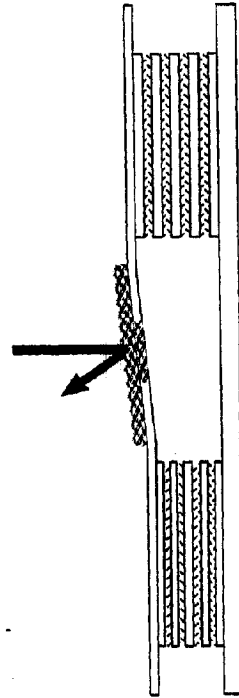


图 27(c)

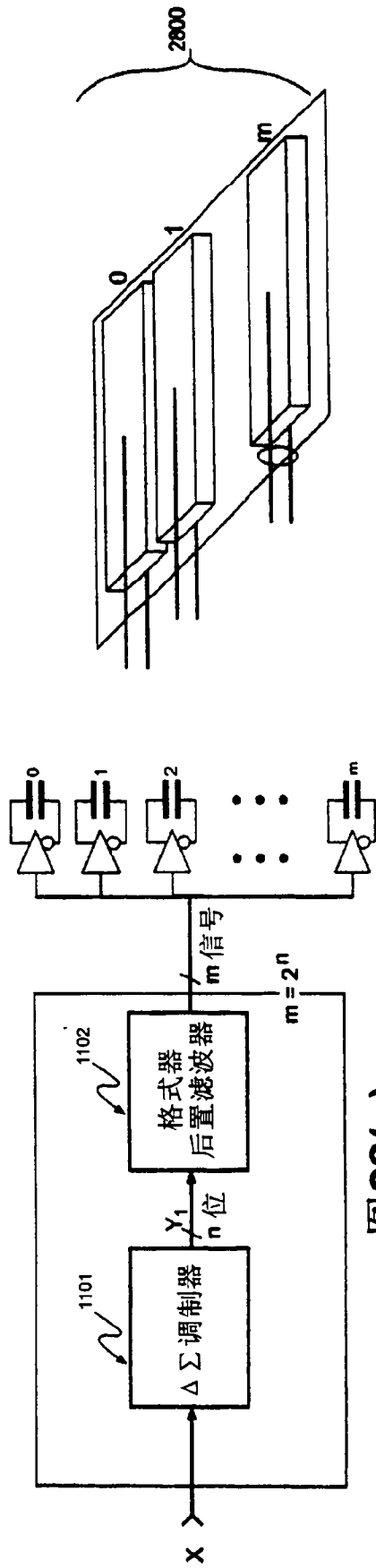


图 28(a)

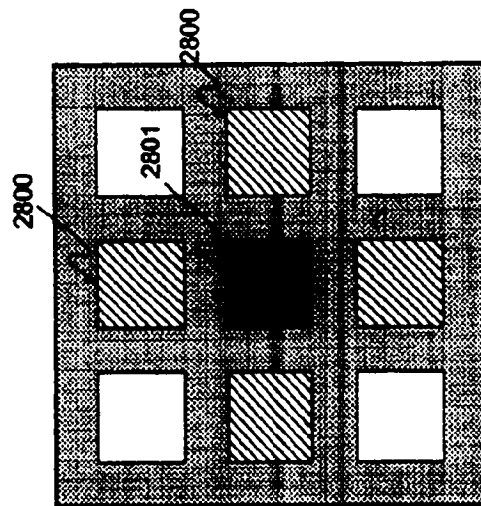


图 28(b)

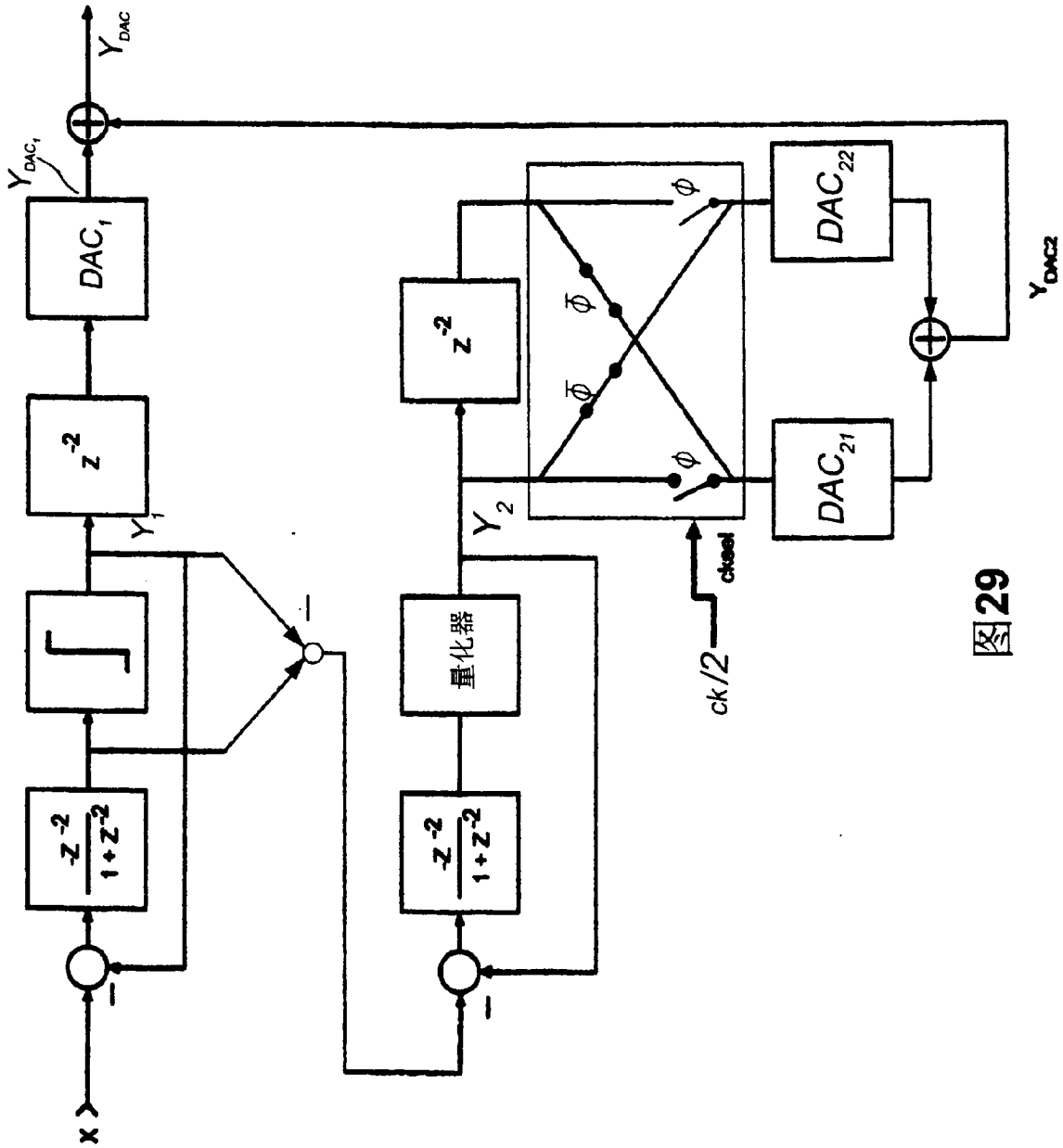


图 29

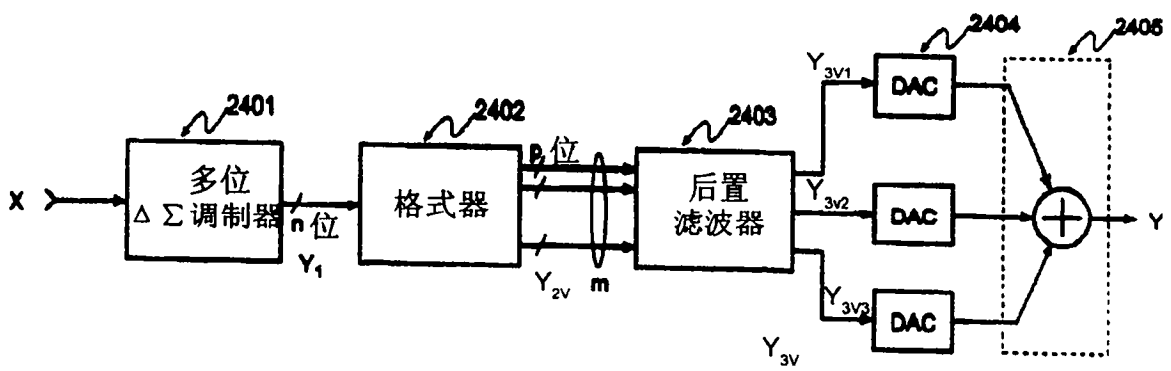


图 30(a)

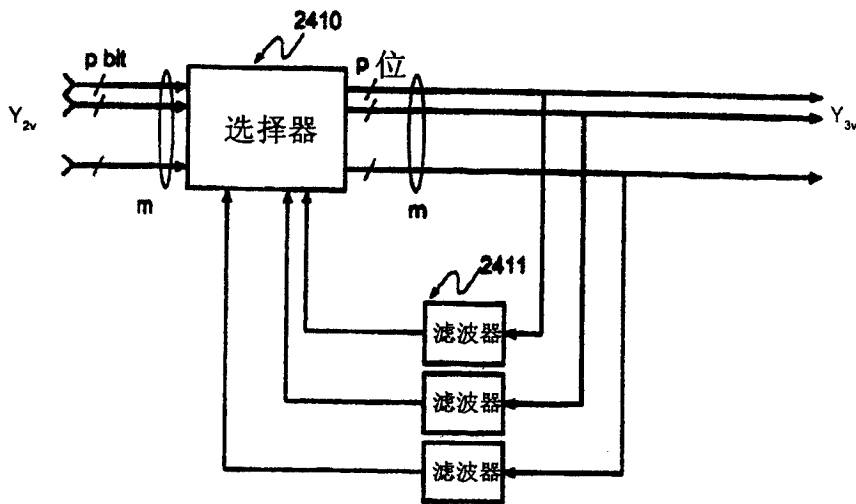


图 30(b)

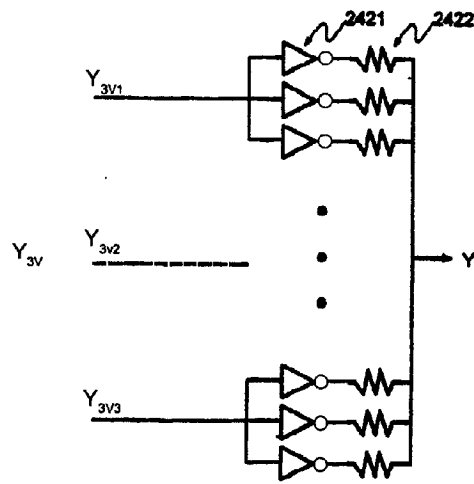


图 30(c)