



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02803052.4

[43] 公开日 2004年2月18日

[11] 公开号 CN 1476672A

[22] 申请日 2002.9.17 [21] 申请号 02803052.4

[30] 优先权

[32] 2001.9.28 [33] JP [31] 303543/2001

[86] 国际申请 PCT/JP02/09507 2002.9.17

[87] 国际公布 WO03/030373 日 2003.4.10

[85] 进入国家阶段日期 2003.5.28

[71] 申请人 索尼株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 增田稔彦 大栗一敦

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利

商标事务所

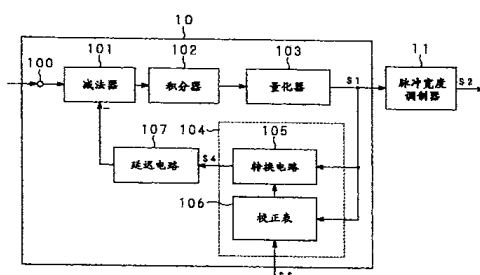
代理人 李德山

权利要求书5页 说明书21页 附图18页

[54] 发明名称 $\Delta - \Sigma$ 调制装置和信号放大设备

[57] 摘要

本发明提供一种 $\Delta - \Sigma$ 调制装置和信号放大设备，该信号放大设备适合于实施输入信号的 $\Delta - \Sigma$ 调制以实施信号 (S1) 的脉冲宽度调制以获得 PWM 信号 (S2) 以通过放大器放大该 PWM 信号 (S2) 以提供预定幅值的信号 (S3)，其中该信号放大设备包括提供在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 (10) 中用于校正量化器 (103) 的输出的校正电路 (104)，该校正电路 (104) 安装在相对于自量化器 (103) 的输入侧的反馈回路中或者脉冲宽度调制器 (11) 直接之前以校正正在放大器中产生的失真。此外，根据本发明的信号放大设备比较在输入上的 PWM 信号和在放大器的输出以校正正在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 (10) 中提供的量化器 (103) 的输出以便根据上升时间差和下降时间差消除在放大器中产生的失真量，由此校正正在放大器中产生的失真。



1. 一种 $\Delta - \Sigma$ 调制装置, 包括量化器并将该量化器的输出或量化误差作为反馈信号反馈回输入侧,

该 $\Delta - \Sigma$ 调制装置包括校正电路以校正量化器的输出或量化误差以允许经校正的值成为反馈信号,

其中通过校正电路校正连接到该 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的后续级的电路产生的失真。

2. 如权利要求1所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中校正电路通过考虑后续级的电路产生的失真实施对量化器的输出或量化误差的校正。

3. 如权利要求2所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中校正电路包括校正表以将与已经输送的量化器的输出或量化误差对应的校正输出作为反馈信号输出, 在该校正表中彼此关联地存储了量化器的输出或量化误差和校正输出。

4. 如权利要求3所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中校正电路包括多个校正表, 在输送选择控制信号时, 选择多个校正表中的一个以基于这个选择的校正表输出校正输出。

5. 如权利要求1所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中后续级的电路包括实施量化器的输出的脉冲宽度调制以将它转换为脉冲信号的脉冲宽度调制电路和放大在脉冲宽度调制电路中转换的脉冲信号的放大器电路, 和

其中校正电路校正的失真对应于在脉冲宽度调制电路中输出的脉冲信号的脉冲宽度和在放大器电路中输出的脉冲信号的脉冲宽度之间的差值。

6. 一种 $\Delta - \Sigma$ 调制装置, 包括量化器并将该量化器的输出或量化误差作为反馈信号反馈回输入侧,

该 $\Delta - \Sigma$ 调制装置包括校正电路以校正量化器的输出信号以将它输送给连接到该 $\Delta - \Sigma$ 调制器的后续级的电路,

其中通过校正电路校正后续级的电路产生的失真。

7. 如权利要求6所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中校正电路通过考虑后续级的电路产生的失真实施对量化器的输出的校正。

8. 如权利要求7所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中校正电路包括校正表以将与所输送的量化器的输出对应的校正输出输出给后续级的电路, 在该校正表中彼此关联地存储了量化器的输出和校正输出。

9. 如权利要求8所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中校正电路包括多个校正表, 在输送选择控制信号时, 选择多个校正表中的一个以基于该选择的校正表输出校正输出。

10. 如权利要求6所述的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,

其中后续级的电路包括实施量化器的输出的脉冲宽度调制的脉冲宽度调制电路和放大在脉冲宽度调制电路中转换的脉冲信号的放大器电路, 和

其中校正电路校正的失真对应于在脉冲宽度调制电路中输出的脉冲信号的脉冲宽度和在放大器电路中输出的脉冲信号的脉冲宽度之间的差值。

11. 一种信号放大设备包括:

$\Delta - \Sigma$ 调制器, 该 $\Delta - \Sigma$ 调制器包括量化器和校正电路, 通过该校正电路校正该量化器的输出或量化误差以将它作为反馈信号反馈回输入侧;

对从 $\Delta - \Sigma$ 调制器输出的信号实施脉冲宽度调制的脉冲宽度调制器;

放大从脉冲宽度调制器中输出的PWM信号以获得输出信号的放大器;

其中通过校正电路校正通过连接到 $\Delta - \Sigma$ 调制器的后续级的电路产生的失真。

12. 如权利要求11所述的信号放大设备,

其中校正电路包括校正表以将与已经输送的量化器的输出或量化误差对应的校正输出作为反馈信号输出，在该校正表中彼此关联地存储了量化器的输出或量化误差。

13. 如权利要求 11 所述的信号放大设备，

包括在放大器中从 PWM 信号和输出信号中检测失真量的检测装置，以通过校正电路根据在检测装置中检测的失真量校正 $\Delta - \Sigma$ 调制器的量化器的输出或量化误差。

14. 如权利要求 13 所述的信号放大设备，

其中检测装置包括：

检测 PWM 信号的上升时间点和输出信号的上升时间点之间的时间差的上升检测装置；

检测 PWM 信号的下降时间点和输出信号的下降时间点之间的时间差的下降检测装置；以及

在放大器中从在上升检测装置中所检测的上升时间差和在下降检测装置中检测的下降时间差中计算失真量的计算装置。

15. 如权利要求 13 所述的信号放大设备，

其中检测装置包括将在计算装置中计算的失真量转换为预定的校正值的转换装置，和

其中校正电路将在转换装置中获得的校正值与量化器的输出或量化误差相加或相减。

16. 如权利要求 13 所述的信号放大设备，

其中检测装置包括：

将 PWM 信号转换为适合于将上升检测装置的电平的信号以将它输送给上升检测装置的第一电平转换器；和

将输出信号转换为适合于将下降检测装置的电平的信号以将它输送给下降检测装置的第二电平转换器。

17. 如权利要求 13 所述的信号放大设备，

其中检测装置包括在上升检测装置和/或下降检测装置的输入单元中提供的并使在 PWM 信号和输出信号之间的时序相匹配的延迟电

路。

18. 一种信号放大设备包括:

$\Delta - \Sigma$ 调制器;

基于该校正信号校正从该 $\Delta - \Sigma$ 调制器中输出的信号的校正电路;
实施从校正电路中输出的信号的脉冲宽度调制的脉冲宽度调制器; 以及

放大从脉冲宽度调制器中输出的 PWM 信号以获得输出信号的放大器;

其中通过校正电路校正通过连接到 $\Delta - \Sigma$ 调制器的后续级的电路产生的失真。

19. 如权利要求 18 所述的信号放大设备,

其中校正电路包括校正表以将与所输送的 $\Delta - \Sigma$ 调制器的输出对应的校正输出输出给脉冲宽度调制器, 在该校正表中彼此关联地存储了 $\Delta - \Sigma$ 调制器的输出和校正输出。

20. 如权利要求 18 所述的信号放大设备,

包括在放大器中从 PWM 信号和输出信号中检测失真量的检测装置以提供与所检测的失真量相对应的校正信号。

21. 如权利要求 20 所述的信号放大设备,

其中检测装置包括:

检测 PWM 信号的上升时间点和输出信号的下降时间点之间的时间差的上升检测装置;

检测 PWM 信号的下降时间点和输出信号的下降时间点之间的时间差的下降检测装置; 以及

在放大器中从在上升检测装置中所检测的上升时间差和在下降检测装置中检测的下降时间差中计算失真量的计算装置。

22. 如权利要求 20 所述的信号放大设备,

其中检测装置包括将在计算装置中计算的失真量转换为预定的校正值的转换装置, 和

其中校正电路将在转换装置中获得的校正信号与量化器的输出

相加或相减。

23. 如权利要求 20 所述的信号放大设备,

其中检测装置包括:

将 PWM 信号转换为适合于上升检测装置的电平的信号以将它输送给上升检测装置的第一电平转换器; 和

将输出信号转换为适合于下降检测装置的电平的信号以将它输送给下降检测装置的第二电平转换器。

24. 如权利要求 20 所述的信号放大设备,

其中检测装置包括在上升检测装置和/或下降检测装置的输入单元中提供的并使在 PWM 信号和输出信号之间的时序相匹配的延迟电路。

$\Delta - \Sigma$ 调制装置和信号放大设备

技术领域

本发明涉及对已经进行过采样的声频信号实施 $\Delta - \Sigma$ 调制的装置，更具体地说涉及校正通过放大器放大 $\Delta - \Sigma$ 调制信号时产生的信号失真的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置和包括这种 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的信号放大设备。

背景技术

迄今为止，作为改善声频信号的可听的频带的 S/N 比的方法，大家都熟悉 $\Delta - \Sigma$ 调制系统。在这种 $\Delta - \Sigma$ 调制系统中，比如通过噪声整形技术将 16 位或更多位的 PCM 数字信号转换为具有从一位到几位的更少位数的量化信号以通过本地的几位的 D/A 转换器将它再现为模拟信号。

在此，解释利用 $\Delta - \Sigma$ 调制系统的声频信号的再现。如附图 1 所示，再现声频信号的再现设备 9 包括 $\Delta - \Sigma$ 调制器 90、脉冲宽度调制器 91、开关模块 92、LPF（低通滤波器）93 和扬声器 94。

如附图 2 所示， $\Delta - \Sigma$ 调制器 90 包括向其输送声频信号的输入端、在声频信号和延迟信号之间进行减法运算的减法器 191、对减法器 191 的输出进行积分的积分器 192、将积分器 192 的输出量化为具有更低的位数的数字信号的量化器 193 和将量化器 193 的输出 S1 延迟一个时钟（量化器的操作时钟）以将它作为延迟信号输入给减法器 191 的延迟电路 194。在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 90 中，产生发送的声频信号以使在奈奎斯特（Nyquist）频带中的量化噪声更小，该奈奎斯特频带具有高达输入声频信号的采样频率的一半的频率的频带，并且使比奈奎斯特频带更高的频带中量化噪声更多。例如，输入声频信号是 24 位、采样频率为 768 千赫兹（=48 千赫兹×16）的数字声频数据，输出声频信

号是 6 位、采样频率为 768 千赫兹的数字信号。输出声频信号 S1 输入到脉冲宽度调制器 91 中。脉冲宽度调制器 91 实施输入声频信号的脉冲宽度调制。

脉冲宽度调制的声频信号 S2 通过开关模块 92 放大为预定幅值的脉冲信号, 并通过 LPF 93 将可听的频带的声频信号从扬声器 94 输出。

由于以比输入电压例如 20V 至 50V 更高的电源电压普遍地运行开关模块 92, 因此在输出信号中发生失真。此外, 输出信号也通过 LPF 93 或扬声器 94 的线圈对反电动势产生影响, 因此得到理想的波形比较困难。

如附图 3 所示, 在上述的再现装置 9 中, 通过开关模块 92 放大的信号 S3 是这样的信号: 相对于通过脉冲宽度调制器 91 已经进行脉冲宽度调制的信号 S2, 在上升时延迟信号 T_{rise} , 在下降时信号延迟 T_{fall} 。结果, 发生的问题是信号 S2 的脉冲宽度和信号 S3 的脉冲宽度彼此不同。存在的问题是在信号 S3 的上升和下降中发生了衰减振荡 (ringing), 因此不能获得象信号 S2 的波形。

此外, 在通过开关模块 92 放大的信号 S3 驱动扬声器 94 的 D 类放大器中, 由于信号 S3 的失真导致了声频信号本身的失真, 因此从扬声器 94 中输出这种失真, 存在的问题是声频特性比如失真比率和/或 S/N 比率等变差。

为了消除这种失真, 提出了如在日本专利申请 No.214259/1997 出版物中描述的 D 类功率放大器。在这种 D 类放大器中, 抑制了通过在功率开关中产生的电源波动引起的波形失真和/或通过过冲或衰减振荡引起的波形失真等。

这类 D 放大器包括如上文所描述的 $\Delta - \Sigma$ 调制单元、对 $\Delta - \Sigma$ 调制单元的输出信号进行功率放大的功率开关、用于平滑功率开关的输出信号的第一 LPF、延迟 $\Delta - \Sigma$ 调制单元的输出信号的延迟器、衰减功率开关的输出信号的幅值的衰减器、计算在延迟器的输出信号和衰减器的输出信号之间的差值的加法器、平滑加法器的输出信号的第二 LPF 和基于第二 LPF 的输出信号选择量化器的参考电平的选择器电路。在

$\Delta - \Sigma$ 调制单元中将输入信号转换为二进制信号。在功率开关中功率放大二进制信号并在第一 LPF 中平滑。由此将所获得的信号输送给负载。在另一方面，延迟器延迟 $\Delta - \Sigma$ 调制单元的输出。衰减器衰减等于延迟器的输出信号的幅值的功率开关的输出信号的幅值。此外，加法器计算在延迟器的输出信号和衰减器的输出信号之间的差值以在第二 LPF 中平滑它，由此检测在功率开关中产生的波形失真。选择器电路根据这种波形失真量选择 1 位量化器的参考电平。结果， $\Delta - \Sigma$ 调制单元将输入信号转换为二进制信号以消除波形失真。这样，消除了波形失真。

由于在上述的出版物中描述的 D 类功率放大器用于改变量化器的参考电平，在高电平信号输入到量化器中的情况下，存在的问题是信号被削波。此外，在 D 类功率放大器中，在输入到量化器中的信号的电平被抑制到更低以不造成削波时，存在的问题是 S/N 变差。

此外，在适合于通过开关模块放大的信号驱动扬声器的 D 类放大器中，由于信号失真造成了声频信号的失真，因此它从扬声器中输出，存在的问题是声频特性比如失真率和/或 S/N 率等变差。

发明内容

本发明的一个目的是提供一种能够解决如上文所描述的常规设备的问题的新颖的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置和新颖的信号放大设备。

本发明的另一目的是提供一种事先校正正在开关模块中产生的失真的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置和使用这种 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的信号放大设备。

本发明的进一步的目的是提供通过反馈电路事先校正正在开关模块中产生的失真的信号放大设备。

为实现上述的目的提出的根据本发明的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置是这样的一种 $\Delta - \Sigma$ 调制装置，其包括量化器并运行以将这个量化器的输出或量化误差反馈回到输入侧作为反馈信号，该 $\Delta - \Sigma$ 调制装置包括校正电路以校正量化器的输出信号或量化误差以允许它成为反馈信号，由此通过校正电路校正通过连接到这个 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的后续级的电

路产生的失真。

根据本发明的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置安装(提供)校正电路,该校正电路校正连接到这个 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的后续级的电路在从量化器朝输入侧的输出或量化误差的反馈回路中产生的失真,以事先校正连接到这个 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的后续级的电路产生的失真。

根据本发明的另一 $\Delta - \Sigma$ 调制装置是这样的一种 $\Delta - \Sigma$ 调制装置,其包括量化器并运行以将这个量化器的输出或量化误差作为反馈信号反馈到输入侧,该 $\Delta - \Sigma$ 调制装置包括校正这个量化器的输出信号的校正电路以将它输送给连接到这个 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的后续级的电路,由此通过这个校正电路校正由后续级的电路产生的失真。

这个 $\Delta - \Sigma$ 调制装置安装(提供)校正电路,校正连接到这个 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的后续级的电路在量化器和连接到该后续级的电路之间产生的失真,以事先校正连接到这个 $\Delta - \Sigma$ 调制装置的后续级的电路产生的失真。

为实现上述目的提出的根据本发明的信号放大设备包括: $\Delta - \Sigma$ 调制器,该 $\Delta - \Sigma$ 调制器包括量化器和校正电路,通过该校正电路校正这个量化器的输出或量化误差以将它作为反馈信号反馈回输入侧;实施从 $\Delta - \Sigma$ 调制器输出的信号的脉冲宽度调制的脉冲宽度调制器;放大从脉冲宽度调制器中输出的 PWM(脉冲宽度调制)信号以获得输出信号的放大器;在放大器中从 PWM 信号和输出信号中检测失真量的检测装置;以及根据在检测装置中检测的失真量校正 $\Delta - \Sigma$ 调制器的量化器的输出以允许将它作为反馈信号的校正电路。

这个信号放大设备运行以通过检测装置比较输入到放大器的信号和由此输出的信号以检测这些信号的上升时间差和下降时间差,由此从已经检测的上升时间差和下降时间差中计算通过连接到放大器的后续级的电路的特性在放大器输出中产生的失真量,以将这个计算的失真量反馈回 $\Delta - \Sigma$ 调制器。

根据本发明的另一信号放大设备包括: $\Delta - \Sigma$ 调制器,基于该校正信号校正从该 $\Delta - \Sigma$ 调制器输出的信号的校正电路;实施从校正电

路中输出的信号的脉冲宽度调制的脉冲宽度调制器，放大从脉冲宽度调制器中输出的 PWM（脉冲宽度调制）信号以获得输出信号的放大器；以及在放大器中从 PWM 信号和输出信号中检测失真量以提供对应于检测的失真量的校正信号的检测装置。

这个信号放大设备运行以通过检测装置比较输入到放大器的信号和由此输出的信号以检测这些信号的上升时间差和下降时间差，由此从已经检测的上升时间差和下降时间差中计算通过连接到放大器的后续级的电路的特性在放大器输出中产生的失真量，以将对应于这个计算的失真量的反馈信号反馈回校正电路。

通过下文参考附图给出的实施例可以更加清楚通过本发明获得的本发明的进一步的目的是实际的优点。

附图说明

附图 1 所示为再现音频信号的再现设备的方块图。

附图 2 所示为 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 3 所示为脉冲宽度调制信号和在开关模块 12 上放大的信号的波形图。

附图 4 所示为本发明应用的放大音频信号的 D 类功率放大设备的方块图。

附图 5 所示为本发明所应用的 D 类功率放大设备的第一 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 6 所示为本发明所应用的 D 类功率放大设备具有的校正电路的校正表。

附图 7 所示为本发明所应用的 D 类功率放大设备具有的第二 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 8 所示为本发明所应用的通过 BTL 连接放大音频信号的 D 类功率放大设备的方块图。

附图 9 所示为本发明所应用的通过 BTL 连接的 D 类功率放大设备具有的第一 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 10 所示为通过使第二开关模块衰减振荡影响第一开关模块时的波形图。

附图 11 所示为本发明所应用的通过 BTL 连接的 D 类功率放大设备具有的第二 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 12 所示为本发明所应用的放大声频信号的 D 类功率放大设备的方块图。

附图 13 所示为本发明所应用的 D 类功率放大设备具有的第三 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 14 所示为本发明所应用的 D 类功率放大设备具有的第四 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 15 所示为脉冲宽度调制信号的波形、通过开关模块放大的信号的波形、通过上升分量的差产生的波形、通过下降分量的差产生的波形、反向输出波形和清除信号的波形。

附图 16 所示为本发明所应用的放大声频信号的 D 类功率放大设备的方块图。

附图 17 所示为本发明所应用的 D 类功率放大器具有的第五 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

附图 18 所示为本发明所应用的 D 类功率放大器具有的第六 $\Delta - \Sigma$ 调制器的方块图。

具体实施方式

现在参考附图描述根据本发明的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置和信号放大设备的实施例。

首先，通过应用于 D 类功率放大设备的本发明的实例进行解释。

如附图 4 所示，本发明所应用的 D 类功率放大设备 1 包括实施声频信号的 $\Delta - \Sigma$ 调制的 $\Delta - \Sigma$ 调制器 10、实施 $\Delta - \Sigma$ 调制信号的 PWM（脉冲宽度调制）的脉冲宽度调制器 11、将 PWM（脉冲宽度调制）信号 S2 放大为预定幅值的信号的开关模块 12 和对放大为具有预定幅值的信号 S3 实施滤波处理以消除高频带的频率分量的 LPF（低通滤

波器) 13。通过 LPF 13 已经消除了高频带的频率分量的信号输送给扬声器 14。因此, 再现了可听的频段的声频信号。

在此, 描述 $\Delta - \Sigma$ 调制方法。在采样信号的情况下, 模拟信号的最大频率 f_0 的两倍的值是奈奎斯特频率 $2f_0$ 。在通过小于这个奈奎斯特频率 $2f_0$ 的采样频率 f_s 实施采样时, 输出高于 $f_s/2$ 的频率分量的频谱, 在这种情况下朝 $f_s/2$ 的低频侧产生混叠。这称为混叠失真或混叠噪声。在输入信号输入给积分器以通过量化器将该输出转换为较少位数的位流信号以将该信号反馈回积分器以将一类负反馈信号施加到其中时, 积分器的输入是在输入信号和已经进行数字转换的信号之间的误差, 以及提供数字输出以使误差变为等于零。这种调制方法称为 $\Delta - \Sigma$ 调制方法。在环路内的积分器具有噪声整形的作用(功能)以对更高的频带去除量化噪声。随着积分器的等级越高该作用越大。随着量化器的采样频率越高转换精度变得越高。为此, 在许多情况下综合使用过采样技术。

在 $\Delta - \Sigma$ 调制方法中, 可以简单地实施预处理(抗混叠)以防止这种混叠失真。在输入信号的最大频率 f_0 和采样频率 f_s 彼此接近的情况下, 要求预处理电路(抗混叠滤波器)以使特征锐化。由于这种模拟滤波器实现起来比较困难, 因此对信号的不良影响也不小。考虑到这些问题, 在以高于基本采样频率 f_s 的频率实施量化时, 奈奎斯特频率 $2f_0$ 也平移到更高的频带。因此, 可以使用柔和的特征的模拟滤波器, 对信号的影响也可以减小。因此, 通过预定的时间间隔将大于奈奎斯特频率 $2f_0$ 的信号分量消除到最小的数据。因此, 在 $\Delta - \Sigma$ 调制方法中, 可以消除更高频率分量的信号而不会对信号产生不良的影响。

在 $\Delta - \Sigma$ 调制方法中, 消除了更高频率分量的信号, 因此可以将其转换为比输入数据的量化位更少的位数的数据。此外, 由于结合噪声整形的作用, 还可以进一步减小量化位数。

注意, $\Delta - \Sigma$ 调制方法也可以应用于在实施 D/A 转换的情况中或实施 A/D 转换的情况中。在实施 D/A 转换的情况下, $\Delta - \Sigma$ 调制器 10 可以整个地由数字电路组成, 并使减法器 and/或积分器等为数字电路。

在通过 $\Delta - \Sigma$ 调制系统进行数据转换中, 声频特性比如总的谐波失真(在总谐波分量和信号之间的比率)和/或S/N比等都可以相对容易地以较高的性能实现, 以及例如通过噪声整形技术将16位或更多的PCM数字信号转换为从1位到几位的较低位数的量化信号以通过几位的本地转换器能够将它再现为所需的输出信号。

如附图5所示, 适合于通过上述的 $\Delta - \Sigma$ 调制方法实施信号的 $\Delta - \Sigma$ 调制的 $\Delta - \Sigma$ 调制器10包括向其输入声频信号的输入端100、实施在声频信号和延迟信号之间的减法的减法器101、对减法器101的输出进行积分的积分器102、量化积分器102的输出以将其输出的量化器103、在其中包括如在下文中描述的校正表106的校正电路104、和延迟校正电路104的输出信号S4一个时钟(量化器103的操作时钟)以将它作为延迟信号输入到减法器101的延迟电路107。例如, 输入声频信号是具有24位和768千赫兹(=48千赫兹 \times 16)的采样频率的数字声频数据, 输出声频信号是具有6位和768千赫兹的采样频率的数字信号。

开关模块12是通过开关操作放大信号的放大器。开关模块12是接通(ON)和切断(OFF)电源的开关电路。在开关模块12接通时, 输送最大的功率。在开关模块切断时, 电源停止。在以相同的间隔重复接通和切断操作时, 获得一半的平均输出。如果接通时间较长, 则提供更大的输出。如果接通时间较短, 则提供较小的输出。开关模块12是利用通过接通和切断之间的比率获得平均输出的变化的放大器。注意, 开关模块12根据从脉冲宽度调制器11中输入的信号的脉冲宽度的幅值控制开关的接通和切断之间的比率。

此外, 由于开关模块12在比输入信号更高的电源电压下普通的操作, 因此在输出信号中产生了失真。此外, LPF13也产生了失真。在本发明中, 在 $\Delta - \Sigma$ 调制器10中安装(提供)包括校正表106的校正电路104以校正 $\Delta - \Sigma$ 调制输出以事先校正 $\Delta - \Sigma$ 调制器10的后续级中发生的失真, 从而消除在脉冲宽度调制器11和开关模块中实施放大所产生的失真, 在该校正表106中考虑了产生失真的开关模块12

和 LPF 13 的特性。下文结合校正电路 104 所具有的校正表 106 进行解释。

如附图 5 所示，校正电路 104 包括转换电路 105 和校正表 106。校正表 106 是这样的表：在脉冲信号 S2 的脉冲宽度 T0 和信号 S3 的脉冲宽度 T1 彼此相差在开关模块 12 或 LPF 13 中产生的失真（在附图 3 中所示并如前文在通过脉冲宽度调制器 11 在量化器 103 中将调制信号 S1 量化为脉冲信号 S2 以通过开关模块 12 将脉冲信号 S2 放大为预定幅值的信号 S3 的过程中所述）的情况下，信号 S1 转换为信号 S4，在该转换中考虑在开关模块 12 和 LPF 13 中产生的失真以使信号 S3 的脉冲宽度 T1 产生脉冲宽度 T0。

根据校正电路 104 的校正表 106 将量化器 103 的输出信号 S1 校正为信号 S4，并将其反馈回输入侧。例如，如附图 6 所示，在量化器 103 的输出信号 S1 是对应于脉冲宽度调制器 11 的输出信号 S2 的脉冲宽度 t_0 的值 y_0 的情况下，校正电路 104 的输出信号 S4 反馈回输入侧作为对应于通过开关模块 12 放大为具有预定幅值的信号 S3 的脉冲宽度 t_1 的值 y_1 。即，在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 10 中，在输出对应于脉冲宽度 t_0 的值的值的同时假设在量化噪声的下一操作上输出对应于脉冲宽度 t_1 的值的值的前提下实施操作。

注意，校正电路 104 用于相对于某些输入信号确定预定的输出信号，并通过组合的逻辑电路或存储器实现。在信号 S1 是 6 位的情况下，校正表以 64 个字的存储器实现，转换电路 105 可以具有将信号 S1 的值转换为这个存储器的参考地址的功能。在输入信号是模拟信号的情况下，这个转换电路 105 可以由 D/A 转换构成。

比如扬声器 14 或者环境温度等因素也可能产生失真。由于从开关模块 12 输出的信号也受到这种失真的影响，因此校正电路 104 可以包括考虑比如扬声器 14 或者环境温度的情况的多个校正表以根据所使用的环境实施在校正表之间的切换。附图 5 所示为从控制单元（未示）中输送的控制信号 SS 以便通过该控制信号 SS 选择校正表的结构。

如附图 7 所示，作为另一实例，校正电路 204 可以安装（提供）

在量化器 103 和脉冲宽度调制器 11 之间。在这种情况下，由 $\Delta - \Sigma$ 调制器 210 的减法器 101、积分器 102、量化器 103 和延迟电路 107 构成的部分是普通的 $\Delta - \Sigma$ 调制电路。在校正电路 204 中提供的校正表 206 与前文描述的校正表 106 的结构相同，但与输出信号 S1 对应的输出信号 S4 的值不同。例如，在量化器 103 的输出信号 S1 是对应于脉冲宽度调制器 11 的输出信号 S2 的脉冲宽度 t_0 的值 y_0 情况下，校正电路 204 的输出信号 S4 作为这样的值输出：使通过开关模块 12 放大到预定的幅值的信号 S3 的脉冲宽度 t_1 等于 t_0 。即，在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 210 中，在内部量化器 103 输出对应于脉冲宽度 t_0 的值的的同时，通过校正电路 204 校正输出值以使开关模块 12 的输出信号 S3 的脉冲宽度通过其后续的脉冲宽度调制器 11 变为 t_0 。转换电路 205 与前述的转换电路 105 类似地作用。类似地，还可以使用这样的结构：从控制单元（未示）输送控制信号 SS 以通过控制信号 SS 选择多个控制表中的一个。

如上文所述的 D 类功率放大设备 1 将考虑了在开关模块 12 或 LPF 13 中产生的失真的校正电路 104 或 204 安装（提供）在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 10 的量化器 103 和延迟电路 107 之间或者在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 210 和脉冲宽度调制器 11 之间，以通过校正电路在对从 $\Delta - \Sigma$ 调制器 10 或 210 中输出的信号的脉冲宽度调制的过程中消除在校正电路中考虑的在开关模块 12 或 LPF 13 中产生的失真，以通过开关模块 12 将脉冲宽度调制的信号放大为预定幅值的信号，由此可以防止声频特性质量降低。

在 D 类功率放大设备 1 中，由于在开关模块 12、LPF 13 和扬声器 14 中产生的失真的影响受到了预期的控制，因此不需要插入检测电路等，这种检测电路构成了在开关模块 12、LPF 13 和扬声器 14 之间的噪声混合的原因。因此，可以容易地构造该系统。在 D 类功率放大设备 1 中，由于开关模块 12 的失真通过数字信号处理通过预期的控制进行补偿，因此不存在噪声比如电源波动等的影响。此外，因为通过校正表进行预期控制，因此即使在较大的功率输出时进行校正的情况下，仍然可以事先选择值以使 $\Delta - \Sigma$ 调制器 10 或 210 不振荡。

虽然在上文描述的第一实施例中已经描述了使用一阶 $\Delta - \Sigma$ 调制器的实例，但是也可以使用更高阶的 $\Delta - \Sigma$ 调制器。本发明可以应用于这种结构的 $\Delta - \Sigma$ 调制器中以在如下所描述的实例的情况下将量化器的输入信号和输出信号之差（即量化误差）反馈回输入侧，这就能够对量化器的输出信号或量化误差进行非常类似地校正。

然后，下文参考本发明的第二实施例结合附图进行详细地解释。

在本实例中，如附图8所示，本发明应用于通过BTL（桥路连接负载）连接的D类功率放大设备2。

在此，解释功率放大器的连接形式。在功率放大器中，已有立体声模式使用两个声道的普通的连接和单声道模式使用两个声道的BTL连接。在BTL连接中，相位反相的信号输入到两个放大器以通过扬声器合成它们。此外，在BTL连接中，仅仅分别使用扬声器端子的+侧。通过使用BTL连接，极大地增加了输出信号以改善声音质量。

通过具有如上特征的BTL连接实现的D类功率放大设备2包括实施声频信号的 $\Delta - \Sigma$ 调制的 $\Delta - \Sigma$ 调制器20、实施 $\Delta - \Sigma$ 调制信号的脉冲宽度调制的脉冲宽度调制器21、放大脉冲宽度调制信号以使其具有预定的幅值的第一开关模块22、对通过第一开关模块22放大为预定幅值的信号进行滤波处理以消除更高频带的频率分量的第一LPF23、放大脉冲宽度调制信号以使其具有预定的幅值的第二开关模块24、和对通过第二开关模块24放大为预定幅值的信号进行滤波处理的第二LPF25。通过LPF23和LPF25已经消除了更高频带的频率分量的信号输送给扬声器26，在扬声器26中实施信号的合成。

由于 $\Delta - \Sigma$ 调制方法是在前文所述的第一实施例中已经解释的方法，因此省去了对其的详细描述。

如附图9所示， $\Delta - \Sigma$ 调制器20包括向其输入声频信号的输入端110、实施在声频信号和延迟信号之间的减法的减法器111、对减法器111的输出进行积分的积分器112、量化积分器112的输出以将其输出的量化器113、在其中包括如在下文中描述的校正表116的校正电路114、和延迟校正电路114的输出信号一个时钟（量化器113的

操作时钟) 以将它作为延迟信号输入到减法器 111 的延迟电路 117。

由于第一开关模块 22 和第二开关模块 24 的操作类似于在前文描述的第一实施例中已经解释的开关模块 12 的操作, 因此在此省去了对它们的详细描述。

由于 D 类功率放大设备 2 具有的第一开关模块 22 和第二开关模块 24 在比输入信号更高的电源电压下普通地运行, 因此在输出信号中产生了失真。由于通过第一 LPF 23 和第二 LPF 25 线圈产生的反电动势的影响在输出信号中产生了失真。在本发明中, 包括校正表 116 的校正电路 114 安装(提供)在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 20 以便实施这种校正以事先消除第一和第二开关模块 22 和 24 和第一和第二 LPF 23 和 LPF 25 的失真, 在该校正表 116 中考虑了产生失真的第一和第二开关模块 22 和 24 和第一和第二 LPF 23 和 LPF 25 的特性。下文描述校正电路 114 所具有的校正表。

在通过脉冲宽度调制器 21 在量化器 113 中量化的信号 S5 调制为脉冲信号 S6 和脉冲信号 S7 以通过第一开关模块 22 将脉冲信号 S6 放大为预定幅值的信号 S8 以通过第二开关模块 24 将脉冲信号 S7 放大为预定幅值的信号 S9 的情况下, 例如在信号 S9 中产生衰减振荡, 如附图 10 所示, 通过这种衰减振荡影响第一开关模块 22 的操作。结果, 如附图 10 所示, 改变下降时序以使脉冲宽度变化。由于脉冲宽度不同于所需的值的缘故, 除此上文所述之外, 当然还存在这样的事实: 在前文参考附图 3 已经描述的相应的开关模块中的上升时间 T_{rise} 和下降时间 T_{fall} 分别彼此不同。在通过 BTL 连接形成的结构中, 通过两个开关模块的输出信号 S8 和 S9 的差动输出驱动扬声器 26。即使在相应的开关模块 22、24 的输出中产生了失真, 结果也足够校正第一开关模块 22 和第二开关模块 24 之间的差动输出中的失真。考虑到上述情况, 校正电路 114 包括所考虑的将信号 S5 转换为信号 S10 的校正表 116, 以使不会由于在这些开关模块 22、24 的输出信号 S8 和 S9 之间的差动输出而产生失真。校正电路 114 用于相对于输入信号确定预定的输出信号, 并通过组合的电路或存储器实现它。例如, 在输出信号是 6 位

的情况下，通过 64 个字的存储器实现校正表，并且转换电路 115 可以具有将信号 S5 的值转换为这个存储器的参考地址的功能。在输入信号是模拟信号的情况下，这种转换电路 115 可以由 D/A 转换器构成。

比如扬声器 26 或者环境温度等因素也可能产生失真。由于从第一和第二开关模块 22 和 24 中输出的信号也受到这种失真的影响，因此校正电路 114 可以包括多个校正表，在该校正表中考虑比如扬声器 26 或者环境温度等的情况以根据所使用的环境实现在校正表之间的切换。附图 9 所示为从控制单元（未示）中输送控制信号 SS 以便通过该控制信号 SS 选择校正表的结构。

如附图 11 所示，作为进一步的实例，校正电路 214 可以安装（提供）在量化器 113 和脉冲宽度调制器 21 之间。在这种情况下，由 $\Delta - \Sigma$ 调制器 220 的减法器 111、积分器 112、量化器 113 和延迟电路 117 构成的部分是普通的 $\Delta - \Sigma$ 调制电路。在校正电路 214 中提供的校正表 216 与前文描述的校正表 116 的结构相同，但与输出信号 S5 对应的输出信号 S10 的值不同。例如，在量化器 113 的输出信号 S5 是对应于脉冲宽度调制器 21 的输出信号 S6 和 S7 之间的差动输出脉冲宽度 t_0 的值 y_0 的情况下，校正电路 214 的输出信号 S10 作为这样的值 y_2 输出：使通过开关模块 22、24 放大使其具有预定的幅值的信号 S8 和 S9 之间的差动输出脉冲宽度 t_1 等于 t_0 。即，通过校正电路 214 $\Delta - \Sigma$ 调制器 220 校正输出值，以使在内部量化器 113 输出对应于脉冲宽度 t_0 的值的的同时，开关模块 22、24 的输出信号 S8 和 S9 之间的差动输出脉冲宽度通过其后续的脉冲宽度调制器 21 变为 t_0 。转换电路 215 与前述的转换电路 115 类似地作用。此外，类似地，还可以使用这样的结构：从控制单元（未示）输送控制信号 SS 以通过该控制信号 SS 选择多个控制表中的一个。

如上文所述的 D 类功率放大设备 2 适合于将考虑了在第一和第二开关模块 22 和 24 或第一和第二 LPF 23 和 25 中产生的失真的校正电路 114 或 214 安装（提供）在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 20 的量化器 113 和延迟电路 117 之间或者在 $\Delta - \Sigma$ 调制器 220 和脉冲宽度调制器 21 之间，以便

在通过脉冲宽度调制器 21 对从 $\Delta - \Sigma$ 调制器 20 或 220 中输出的信号实施脉冲宽度调制以通过第一和第二开关模块 22 和 24 分别将脉冲宽度调制信号放大为预定幅值的信号的过程中通过校正电路 114 或 214 消除在所考虑的第一和第二开关模块 22 和 24 或第一和第二 LPF 23 和 25 中产生的失真，由此使其能够防止声频特性质量降低。

在本实例的 D 类功率放大设备 2 中，由于在第一和第二开关模块 22 和 24、第一和第二 LPF 23 和 25 和扬声器 26 中产生的失真的影响受到了预期的控制，因此不需要插入检测电路等，这种检测电路构成了在第一和第二开关模块 22 和 24、第一和第二 LPF 23 和 25 和扬声器 26 之间噪声混合的原因。为此，可以容易地构造该系统。在 D 类功率放大设备 2 中，由于第一和第二开关模块 22 和 24 的失真通过数字信号处理通过预期的控制进行补偿，因此不存在噪声比如电源波动等的影响。此外，因为通过校正表进行预期控制，因此即使在较大的功率输出时进行校正的情况下，仍然可以事先选择值以使 $\Delta - \Sigma$ 调制器 20 或 220 不振荡。

虽然在上文描述的第二实施例中已经描述了使用一阶 $\Delta - \Sigma$ 调制器的实例，但是也可以使用更高阶的 $\Delta - \Sigma$ 调制器。本发明也可以应用于这种结构的 $\Delta - \Sigma$ 调制器中以将量化器的输入信号和输出信号之差（即量化误差）反馈回输入侧，如在下文所描述的实例的情况那样。

然后，下文参考本发明的第三实施例结合附图进行详细地解释。注意，相同的参考标号分别应用于与在前文描述的实施例中已经解释的功能块具有类似的功能的功能块，并且省去对它们的详细描述。

本发明应用于例如在附图 12 中所示的 D 类功率放大设备 3。

D 类功率放大设备 3 包括实施声频信号的 $\Delta - \Sigma$ 调制的 $\Delta - \Sigma$ 调制器 30、实施 $\Delta - \Sigma$ 调制信号的脉冲宽度调制的脉冲宽度调制器 31、将脉冲宽度调制信号 S2 放大为预定的幅值的信号 S3 的开关模块 32、将脉冲宽度调制信号 S2 转换为预定的幅值的电压的第一电平转换器 33、将通过开关模块 32 放大使其具有预定幅值的信号 S3 转换为预定

幅值的电压的第二电平转换器 34、检测第一电平转换器 33 的输出信号 S21 和第二电平转换器 34 的输出信号 S31 的上升部分的时间差的上升检测器 35、检测第一电平转换器 33 的输出信号 S21 和第二电平转换器 34 的输出信号 S31 的下降部分的时间差的下降检测器 36、从上升检测器 35 的输出信号 S41 和下降检测器 36 的输出信号 S51 中计算失真量的计算单元 37、和对通过开关模块 32 放大为预定幅值的信号 S3 进行滤波处理以消除更高频带的频率分量的 LPF 38。通过 LPF 38 已经消除了高频带的频率分量的信号输送给扬声器 39。因此，再现可听的频带的声频信号。

如附图 13 所示，通过 $\Delta - \Sigma$ 调制方法对信号实施 $\Delta - \Sigma$ 调制的 $\Delta - \Sigma$ 调制器 30 包括向其输入声频信号的输入端 100、实施在声频信号和延迟信号之间的减法的减法器 101、对减法器 101 的输出进行积分的积分器 102、量化积分器 102 的输出以将其输出的量化器 103、将量化器 103 的输出信号 S1 和计算单元 37 的输出信号 SC 相加的加法器 108、和将加法器 108 的输出信号延迟一个时钟（量化器 103 的操作时钟）以将它作为延迟信号输入到减法器 101 的延迟电路 107。注意，在需要将计算单元 37 的输出信号 SC 转换为相对于量化器 103 的输出信号适合的值的情况下，设想在计算单元 37 和加法器 108 之间安装（提供）校正电路，该校正电路校正计算单元 37 的输出信号 SC 以使它改变为相对于量化器 103 的输出信号适合的值。

作为进一步的实例，如附图 14 所示，可以使 $\Delta - \Sigma$ 调制器 230 具有如下的结构：包括向其输送声频信号的输入端 110、在声频信号和延迟信号之间进行减法运算的减法器 111、对减法器 111 的输出进行量化的量化器 113、实施减法器 111 的输出信号、量化器 113 的输出信号和计算单元 37 的输出信号的加和/或减的加法器 118、和将加法器 118 的输出信号延迟一个时钟（量化器 113 的操作时钟）以将它作为延迟信号输入给减法器 111 的延迟电路 117。在这种加法器 118 中，实施这种操作以根据量化器 113 的输入信号和输出信号之间的差值（即量化误差）校正计算单元 37 的输出信号 SC 以将它输出给延迟电

路 117。注意，在需要将计算单元 37 的输出信号 SC 转换为相对于量化器 113 的输出信号适合的值的的情况下，在计算单元 37 和加法器 118 之间提供将计算单元 37 的输出信号 SC 校正为相对于量化器 113 的输出信号适合的值的校正电路。

开关模块 32 是通过与前文在附图 4 中描述的开关模块 12 类似地开关操作放大信号的放大器。由于开关模块 32 在相对于输入信号更高的电源电压上普通地运行，因此在输出信号中产生了失真。此外，可以认为如参考附图 3 所解释在开关模块中的上升时间 T_{rise} 和下降时间 T_{fall} 不同的事实也构成了脉冲宽度不同于所需的值的原因。比如 LPF 38、扬声器 39 和环境温度等因素也可能产生失真。在 D 类功率放大器 3 中，从脉冲宽度调制器 31 的输出信号 S2 的脉冲宽度和通过上述原因使其产生失真的开关模块 32 的输出信号 S3 的脉冲宽度中检测脉冲宽度差值以将校正信号 SC 反馈回 $\Delta - \Sigma$ 调制器 30 以实施校正以在开关模块 32 实施放大中实现取消，在校正信号 SC 中考虑了比如开关模块 32、LPF 38、扬声器 39 和环境温度等的特性产生的上述的脉冲宽度差值。

下文参考附图 15 描述反馈操作。

第一电平转换器 33 将脉冲宽度调制器 31 的输出信号 S2 转换为适合于上升检测器 35 和下降检测器 36 的信号 S21。第二电平转换器 34 将开关模块 32 的输出信号 S3 转换为适合于上升检测器 35 和下降检测器 36 的信号 S31。上升检测器 35 比较信号 S21 的上升时间点和信号 S31 的下降时间点以检测该差值（时间差）。如附图 15 所示，上升检测器 35 从所检测的差值中产生信号 S41 以将它输送给计算单元 37。此外，下降检测器 36 比较信号 S21 的下降时间点和信号 S31 的下降时间点以检测该差值（时间差）。下降检测器 36 从所检测的差值中产生信号 S51 以将它输送给计算单元 37。计算单元 37 基于从上升检测器 35 输送的信号 S41 和从下降检测器 36 输送的信号 S51 的预定的时钟信号产生计数器信号 SC。该计数器信号 SC 指示对应于通过开关模块 32 和 LPF 38 等的特性产生的失真量的值。计算单元 37 将计数器

信号 SC 输送给 $\Delta - \Sigma$ 调制器 30 的加法器 108 或者加法器 118 作为校正信号。注意，在检测到如附图 15 所示的清除信号的情况下，使计数器信号 SC 恢复为零。使输出清除信号的时序与 $\Delta - \Sigma$ 调制器 30 的操作周期相同。

这样构造的 D 类功率放大设备 3 将由开关模块 32、LPF 38 和扬声器 39 等的特性产生的失真量通过第一电平转换器 33、第二电平转换器 34、上升检测器 35、下降检测器 36 和计算单元 37 反馈给 $\Delta - \Sigma$ 调制器 30 的加法器 108 或加法器 118，以在通过脉冲宽度调制器 31 对从 $\Delta - \Sigma$ 调制器 30 中输出的信号的脉冲宽度调制的过程中消除通过反馈输入的由开关模块 32、LPF 38 和扬声器 39 等的特性产生的失真量，以通过开关模块 32 将脉冲宽度调制信号放大为预定的幅值的信号，由此可以防止声频特性的质量变差并不降低 $\Delta - \Sigma$ 调制处理的 S/N 比。

注意，上升检测器 35 和下降检测器 36 可以直接处理脉冲宽度调制器 31 的输出信号 S2 和开关模块 32 的输出信号 S3，因此就不需要第一和第二电平转换器 33 和 34，延迟电路可以安装（提供）在第一和第二电平转换器 33 和 34 的位置上以实现在信号 S2 和信号 S3 之间的时序。

虽然在上文描述的第三实施例中已经描述了使用一阶 $\Delta - \Sigma$ 调制器的实例，但是也可以使用更高阶的 $\Delta - \Sigma$ 调制器。

然后，参考附图结合本发明的第四实施例更详细地解释。

在本实例中，本发明应用于如在附图 16 中所示的 D 类功率放大设备 4。

D 类功率放大设备 4 包括实施声频信号的 $\Delta - \Sigma$ 调制的 $\Delta - \Sigma$ 调制器 40、实施 $\Delta - \Sigma$ 调制信号和计算单元 48 的输出信号 SC 之间的减法的减法器 41、实施减法器 41 的输出信号的脉冲宽度调制的脉冲宽度调制器 42、将脉冲宽度调制信号 S2 放大为预定的幅值的信号 S3 的开关模块 43、将脉冲宽度调制信号 S2 转换为预定的幅值的电压的第一电平转换器 44、将通过开关模块 43 放大使其具有预定幅值的信号

S3 转换为预定幅值的电压的第二电平转换器 45、检测第一电平转换器 44 的输出信号 S21 和第二电平转换器 45 的输出信号 S31 的相应的上升时间点的差值（时间差）的上升检测器 46、检测第一电平转换器 44 的输出信号 S21 和第二电平转换器 45 的输出信号 S31 的下降时间点的差值（时间差）的下降检测器 47、从上升检测器 46 的输出信号 S41 和下降检测器 47 的输出信号 S51 中计算对应于失真量的值的计算单元 48、和对通过开关模块 43 放大为预定幅值的信号 S3 进行滤波处理以消除更高频带的频率分量的 LPF 49。此外，通过 LPF 49 已经消除了高频带的频率分量的信号输送给扬声器 50。因此，再现可听的频带的声频信号。

由于 $\Delta - \Sigma$ 调制方法是在前文所述的第一实施例中已经解释的方法，因此省去了对其的详细描述。

如附图 17 所示， $\Delta - \Sigma$ 调制器 40 包括向其输入声频信号的输入端 120、实施在声频信号和延迟信号之间的减法的减法器 121、对减法器 121 的输出进行积分的积分器 122、量化积分器 122 的输出以将其输出的量化器 123、和延迟量化器 123 的输出信号 S1 一个时钟（量化器 123 的操作时钟）以将它输入到减法器 121 作为延迟信号的延迟电路 124。量化器 123 的输出信号 S1 输送给减法器 41。

注意，在需要将计算单元 48 的输出信号 SC 转换为相对于量化器 123 的输出信号适合的值的情况下，在计算单元 48 和减法器 41 之间安装（提供）校正电路，该校正电路将计算单元 48 的输出信号 SC 校正为相对于量化器 123 的输出信号适合的值。

作为进一步的实例，如附图 18 所示，可以使 $\Delta - \Sigma$ 调制器 240 具有如下的结构：包括向其输送声频信号的输入端 130、在声频信号和延迟信号之间进行减法运算的减法器 131、对减法器 131 的输出进行量化的量化器 132、将减法器 131 的输出信号和量化器 132 的输出信号相加的加法器 133、和使加法器 133 的输出信号延迟一个时钟（量化器 132 的操作时钟）以将它作为延迟信号输入给减法器 131 的延迟

电路 134.

也是在本实例中,在需要将计算单元 48 的输出信号 SC 转换为相对于量化器 132 的输出信号适合的值的的情况下,在计算单元 48 和减法器 41 之间安装(提供)校正电路,该校正电路将计算单元 48 的输出信号 SC 校正为相对于量化器 132 的输出信号适合的值。

由于开关模块 43 的操作类似于在前文描述的第一实施例中解释的开关模块 12 的操作,因此在此省去详细的解释。

由于 D 类功率放大设备 4 具有的开关模块 43 在相对于输入信号更高的电源电压上普通地运行,因此在输出信号中产生了失真。此外,可以认为如参考附图 3 所解释在开关模块中的上升时间 T_{rise} 和下降时间 T_{fall} 彼此不同的事实也构成了脉冲宽度不同于所需的值的原因。比如 LPF 49、扬声器 50 和环境温度等因素也可能产生失真。在 D 类功率放大设备 4 中,从脉冲宽度调制器 42 的输出信号 S2 的脉冲宽度和通过上述因素产生失真的开关模块 43 的输出信号 S3 的脉冲宽度中检测这些脉冲宽度之间的差值(时间差)以将校正信号 SC 反馈回 $\Delta - \Sigma$ 调制器 40 以实施在开关模块 43 实施放大中取消的校正,在校正信号 SC 中考虑了比如开关模块 43 和 LPF 49 等的特性产生的上述的脉冲宽度差值。下文描述反馈操作。

第一电平转换器 44 将脉冲宽度调制器 42 的输出信号 S2 转换为适合于上升检测器 46 和下降检测器 47 的信号 S21。第二电平转换器 45 将开关模块 43 的输出信号 S3 转换为适合于上升检测器 46 和下降检测器 47 的信号 S31。上升检测器 46 比较信号 S21 的上升时间点和信号 S31 的下降时间点以检测该差值(时间差)。上升检测器 46 从所检测的差值中产生信号 S41 以将它输送给计算单元 48。此外,下降检测器 47 比较信号 S21 的下降时间点和信号 S31 的下降时间点以检测该差值(时间差)。下降检测器 47 从所检测的差值中产生信号 S51 以将它输送给计算单元 48。计算单元 48 基于从已经输送的信号 S41 和 S51 中的预定时钟信号产生计数器信号 SC。该计数器信号 SC 指示对应于

通过开关模块 43 和 LPF 49 等的特性产生的失真量的值。计算单元 48 将计数器信号 SC 输送给减法器 41 作为校正信号。注意，在计算单元 48 检测到清除信号的情况下，使计数器信号 SC 恢复为零。使输出清除信号的时序与 $\Delta - \Sigma$ 调制器 40 的操作周期相同。

这样构造的 D 类功率放大设备 4 将由开关模块 43、LPF 39 和扬声器 40 等产生的失真量通过第一电平转换器 44、第二电平转换器 45、上升检测器 46、下降检测器 47 和计算单元 48 反馈给减法器 41，以在通过脉冲宽度调制器 42 对从减法器 41 中输出的信号的脉冲宽度调制的过程中消除通过反馈已经输入的由开关模块 43、LPF 39 等中产生的失真量，以通过开关模块 43 将脉冲宽度调制信号放大为预定的幅值的信号，由此可以防止声频特性的质量变差并不降低 $\Delta - \Sigma$ 调制处理的 S/N 比。

在上升检测器 46 和下降检测器 47 可以直接处理脉冲宽度调制器 42 的输出信号 S2 和开关模块 43 的输出信号的情况下，就不需要第一和第二电平转换器 44 和 45。此外，延迟电路可以安装（提供）在第一和第二电平转换器 44 和 45 的位置上以实现在信号 S2 和信号 S3 之间的时序。

虽然在上文描述的第四实施例中已经描述了使用一阶 $\Delta - \Sigma$ 调制器的实例，但是也可以使用更高阶的 $\Delta - \Sigma$ 调制器。

工业实用性

如上文详细地解释，在根据本发明的 $\Delta - \Sigma$ 调制装置中，包括考虑了放大器和/或滤波器的特性的校正表的校正电路提供在 $\Delta - \Sigma$ 调制器的量化器和延迟电路之间或在 $\Delta - \Sigma$ 调制器和脉冲宽度调制器之间，由此在通过放大器将通过 $\Delta - \Sigma$ 调制器和脉冲宽度调制器调制的信号放大为预定幅值的信号的过程中通过校正电路消除在所考虑的放大器和/或滤波器中产生的失真以便能够防止声频特性的质量变差。

在根据本发明的信号放大设备中，使用这种方法从放大器的输入信号和输出信号之间的差值中检测通过连接到脉冲宽度调制器的后续

级的电路的特性产生的失真，以将所检测的失真量反馈给 $\Delta - \Sigma$ 调制器或减法器以在通过放大器将由 $\Delta - \Sigma$ 调制器和脉冲宽度调制器调制的信号放大为预定幅值的信号的过程中消除已经反馈回的失真量。因此，可以防止声频特性的质量变差且不降低 $\Delta - \Sigma$ 调制处理的S/N比。

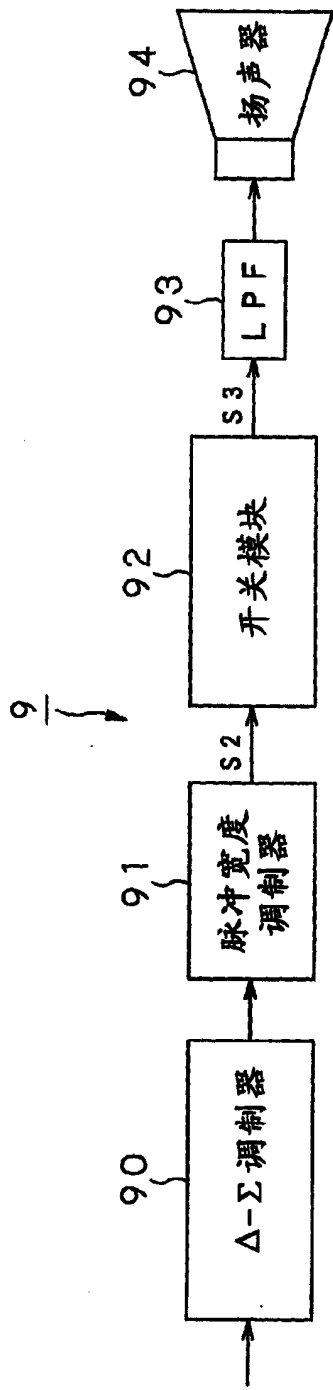


图1

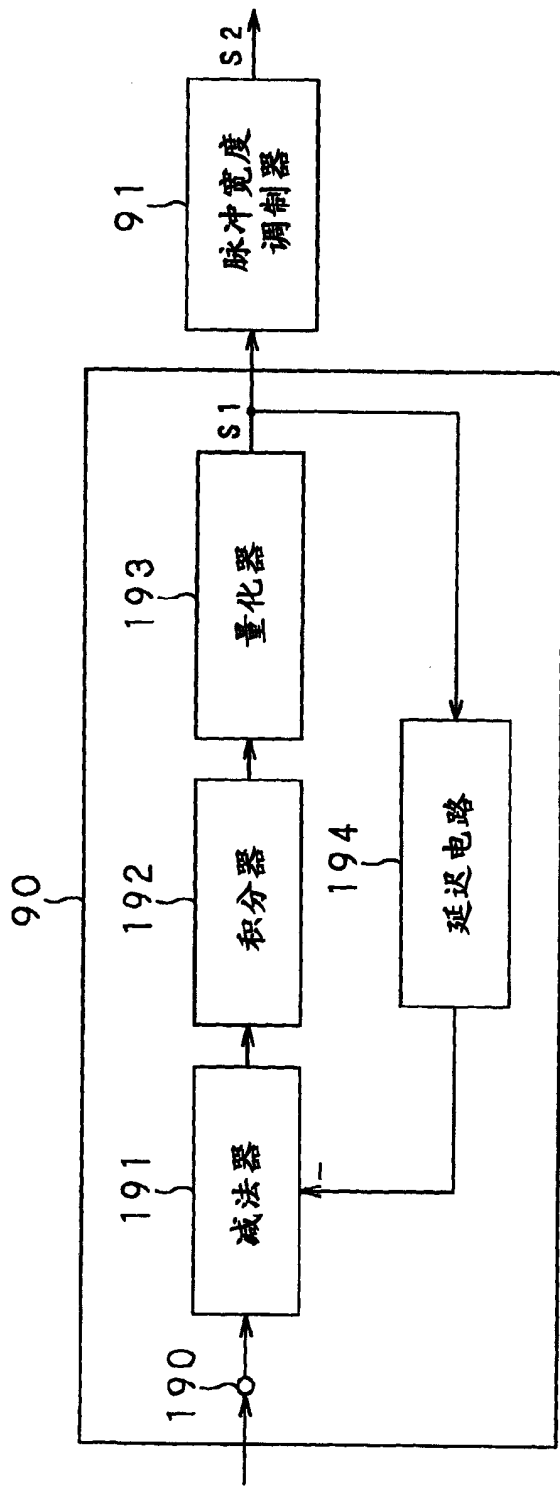


图2

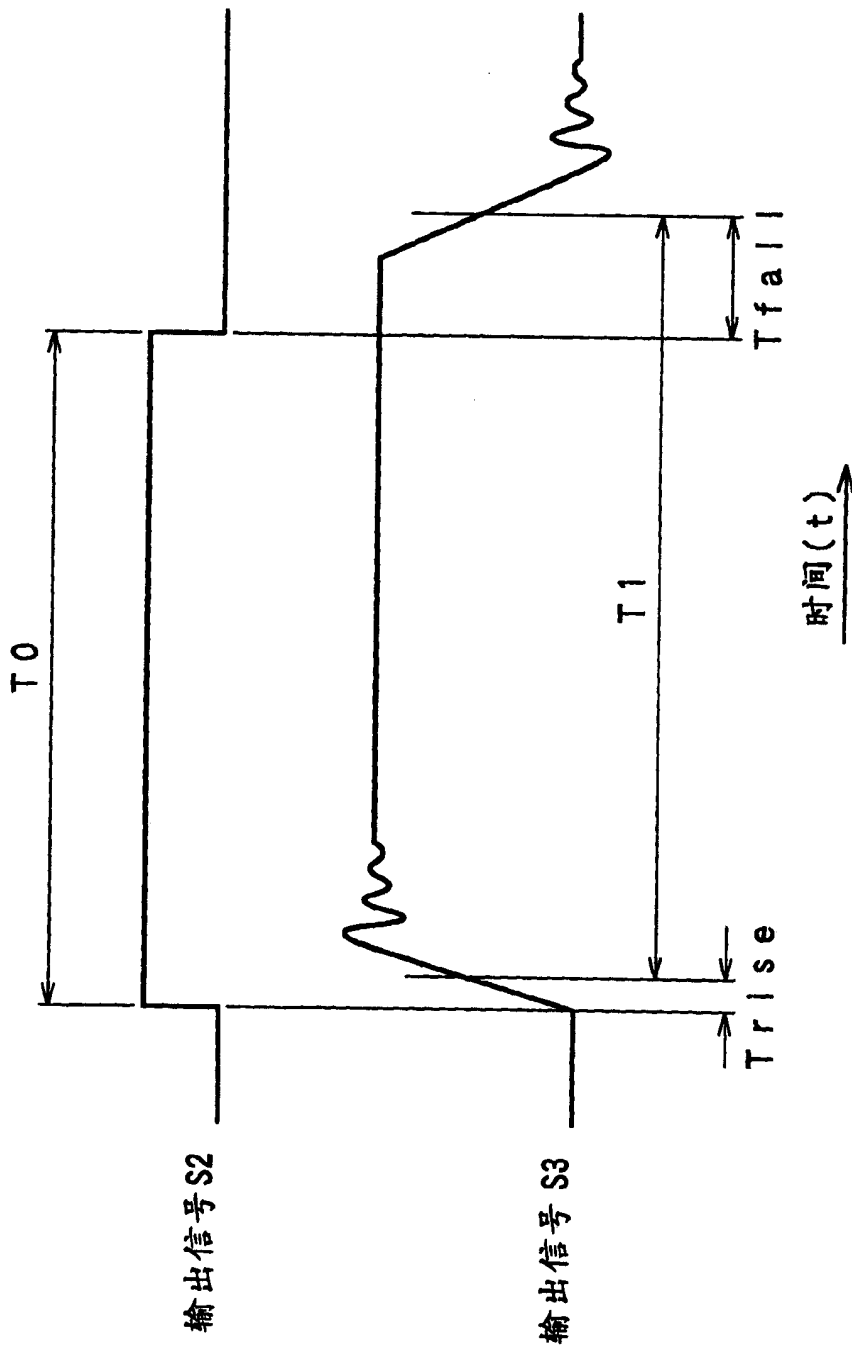


图3

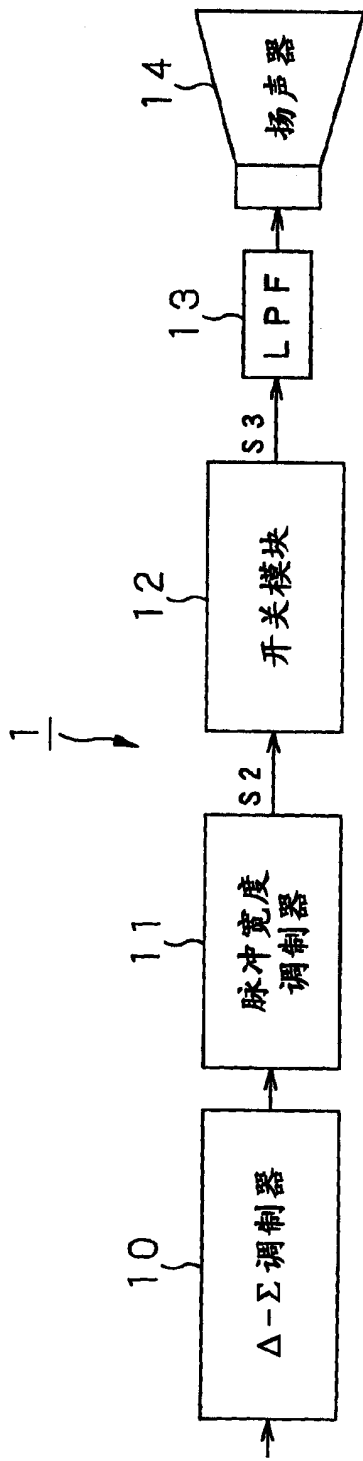


图4

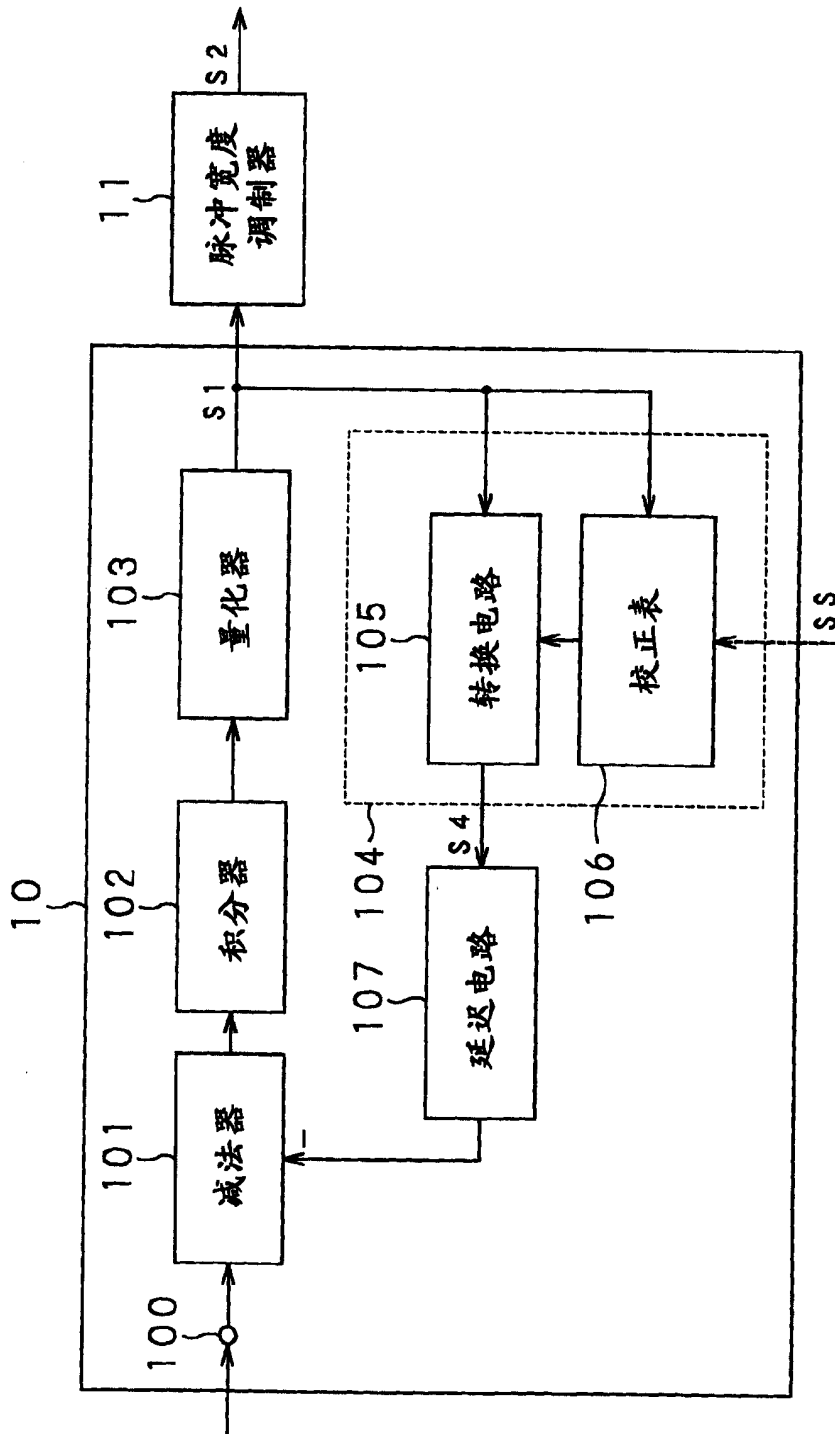


图5

输出信号S1	输出信号S4	输出信号S2 的脉冲宽度T0	输出信号S3 的脉冲宽度T1
⋮	⋮	⋮	⋮
y 0	y 1	t 0	t 1
⋮	⋮	⋮	⋮

校正表

图6

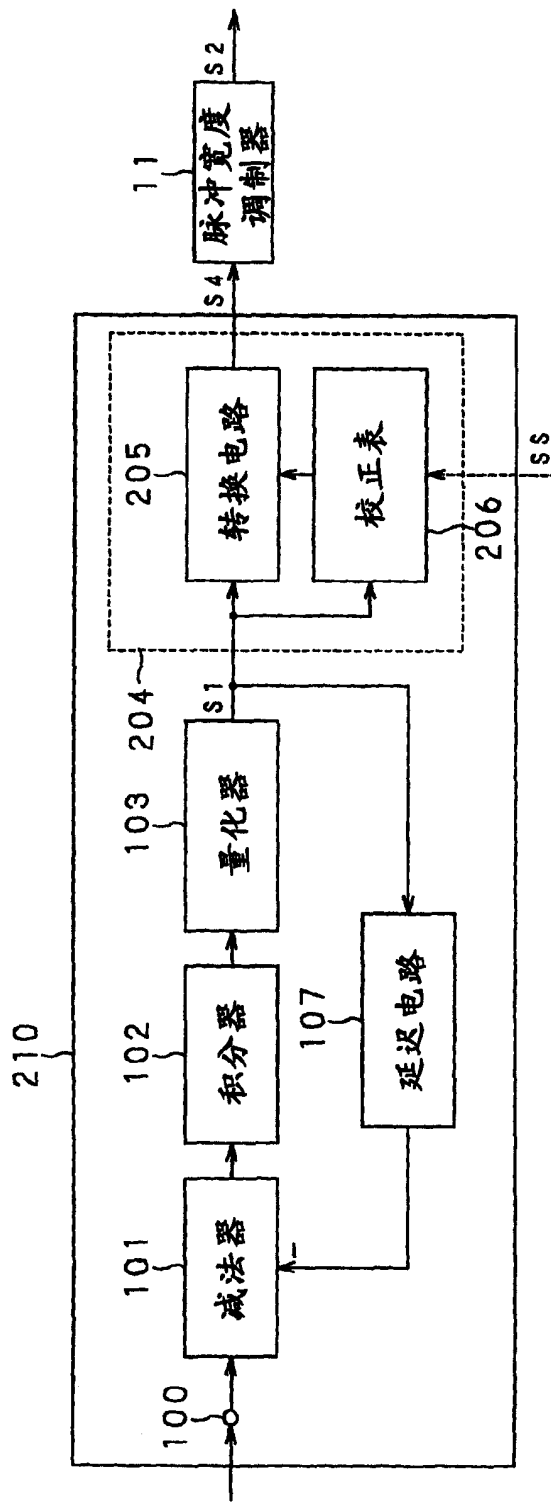


图7

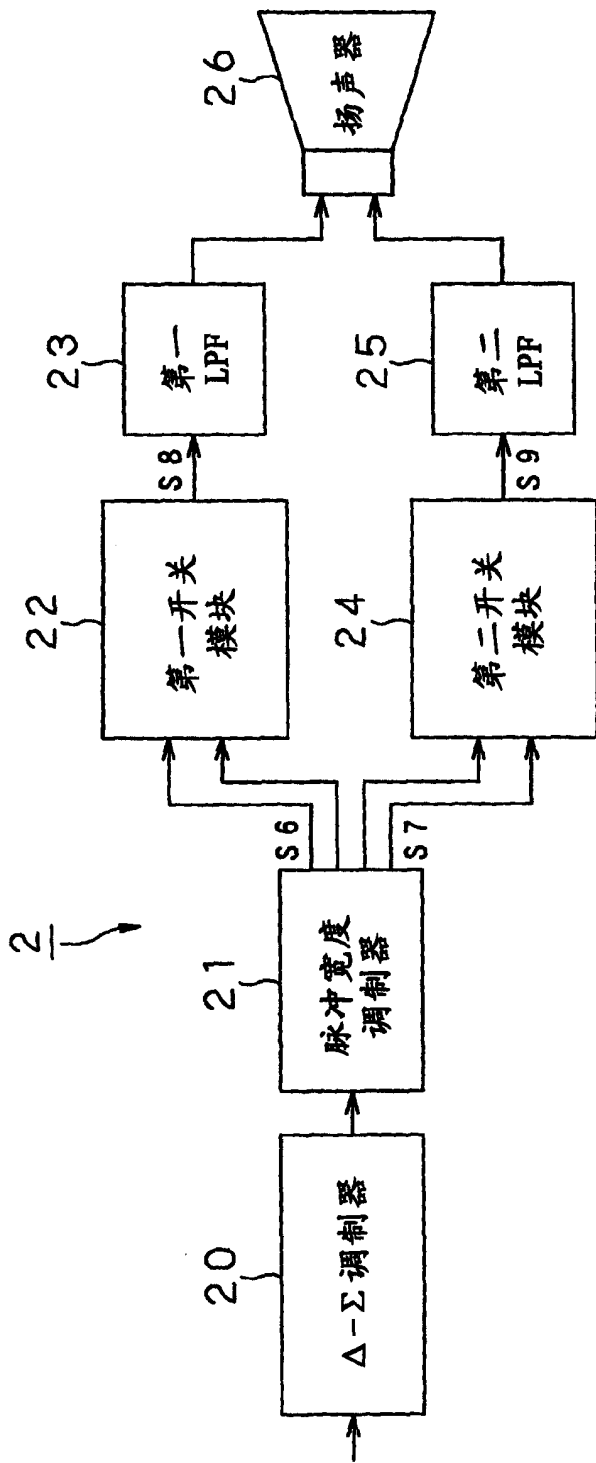


图8

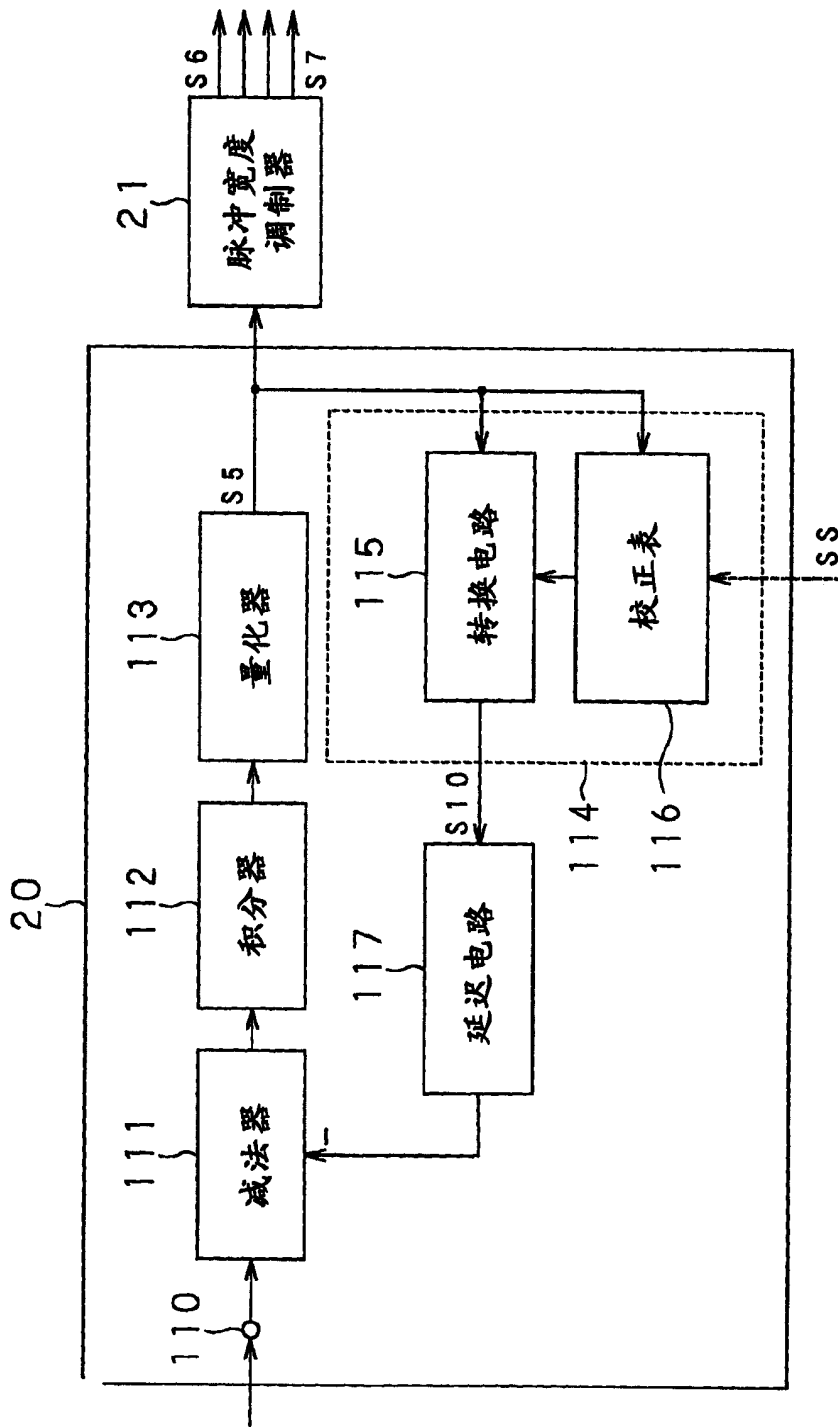


图9

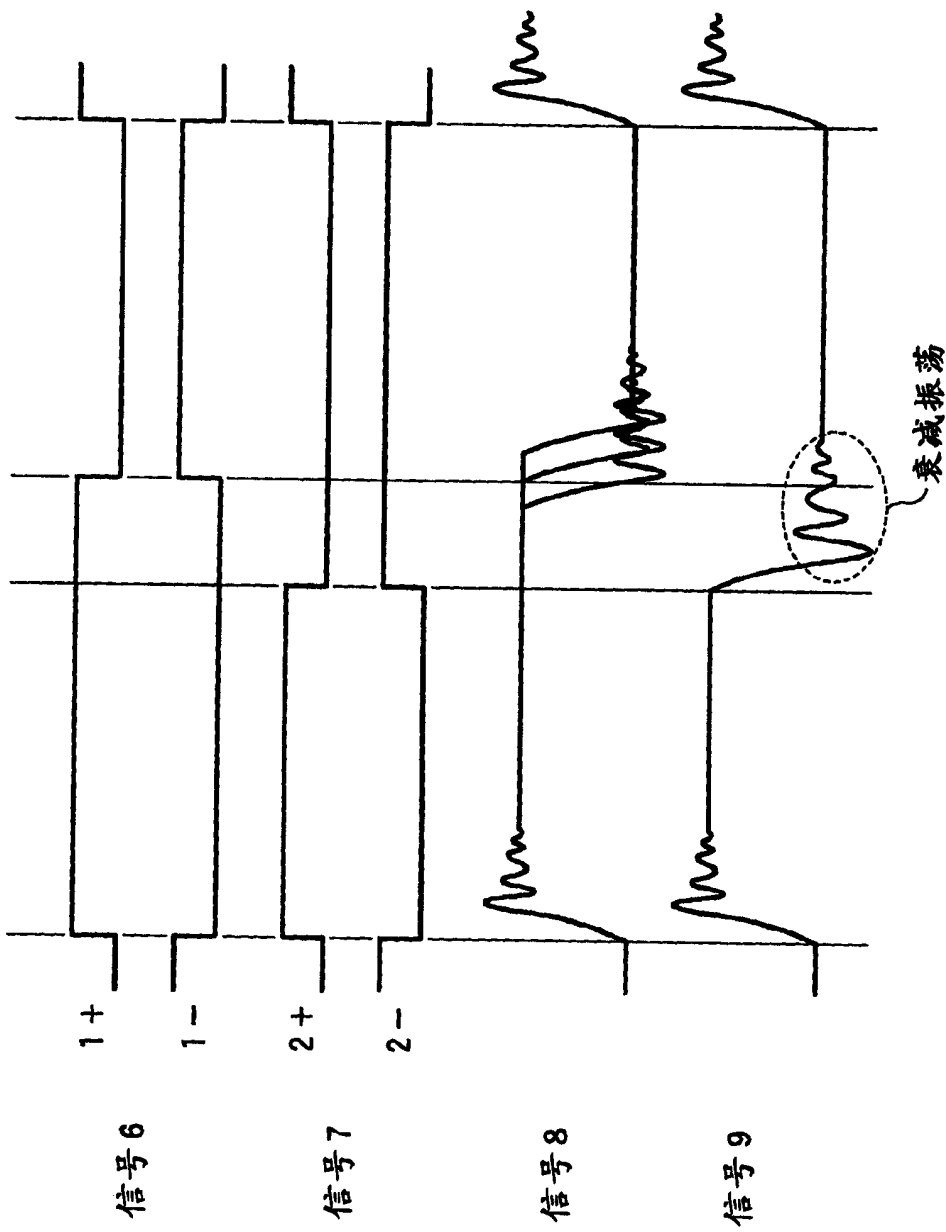


图10

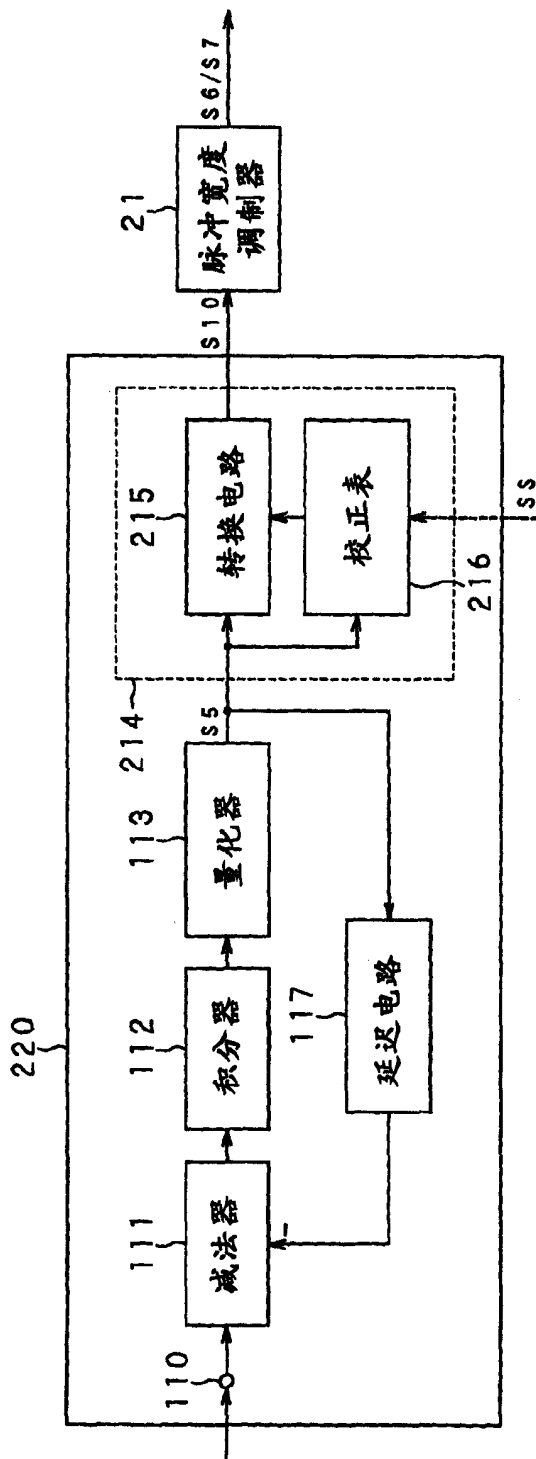
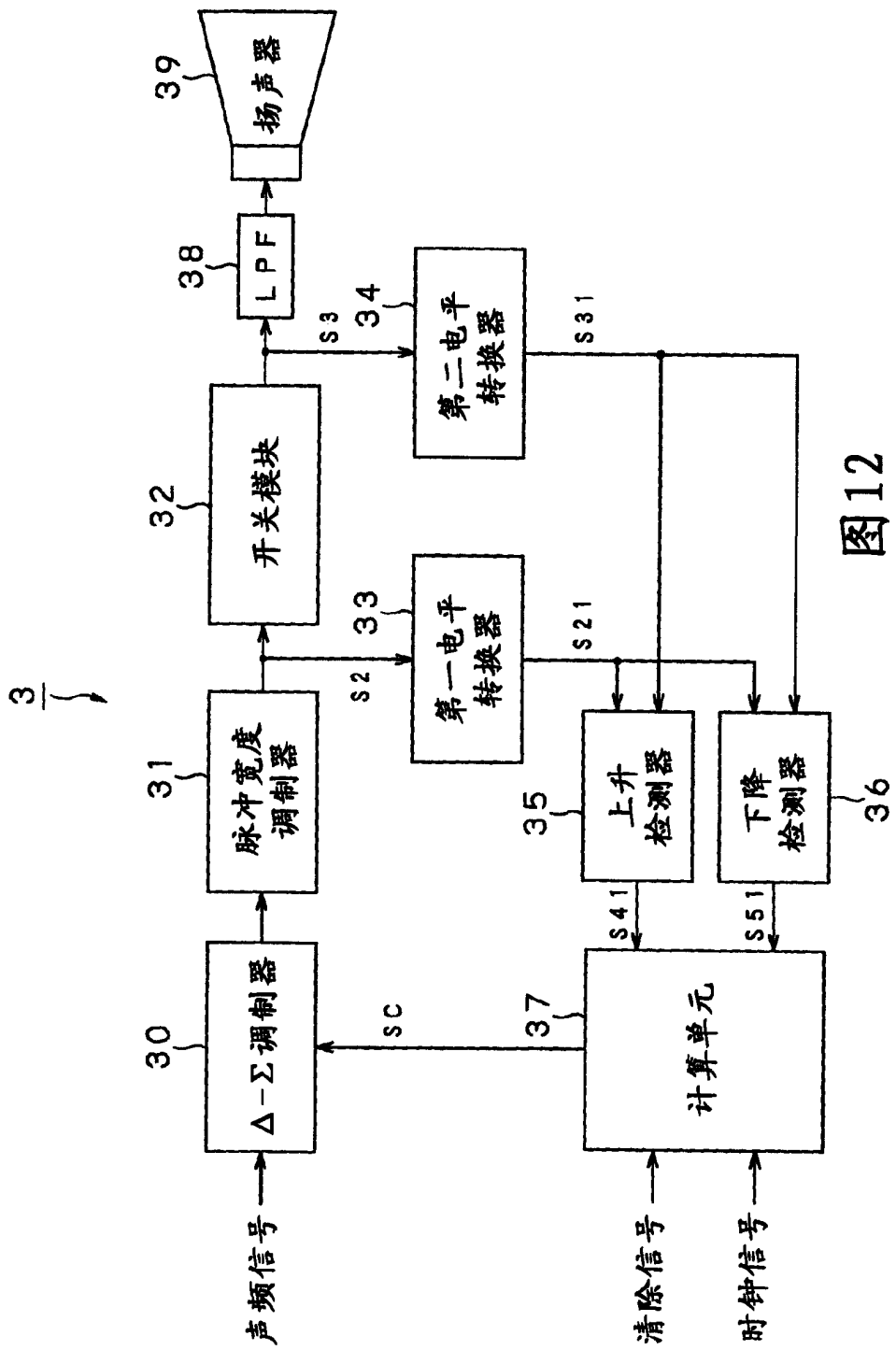


图11



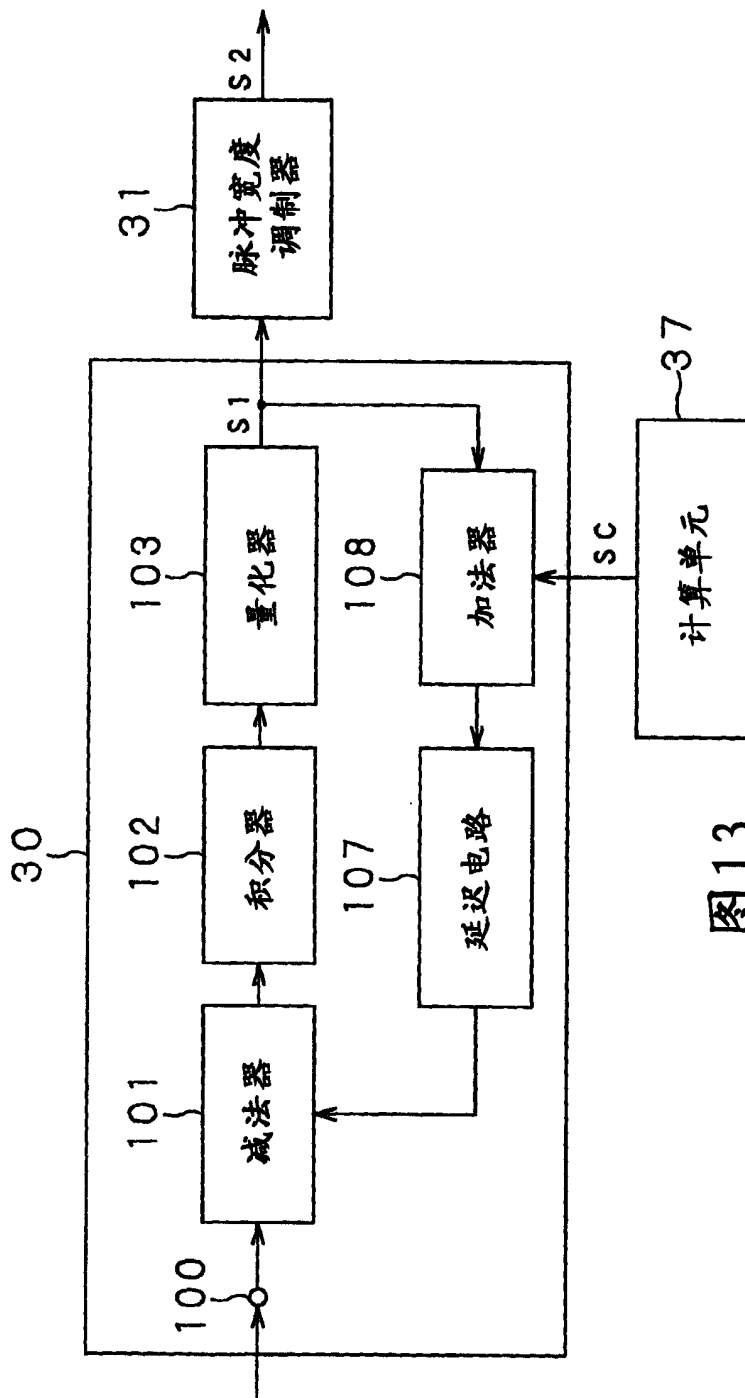


图13

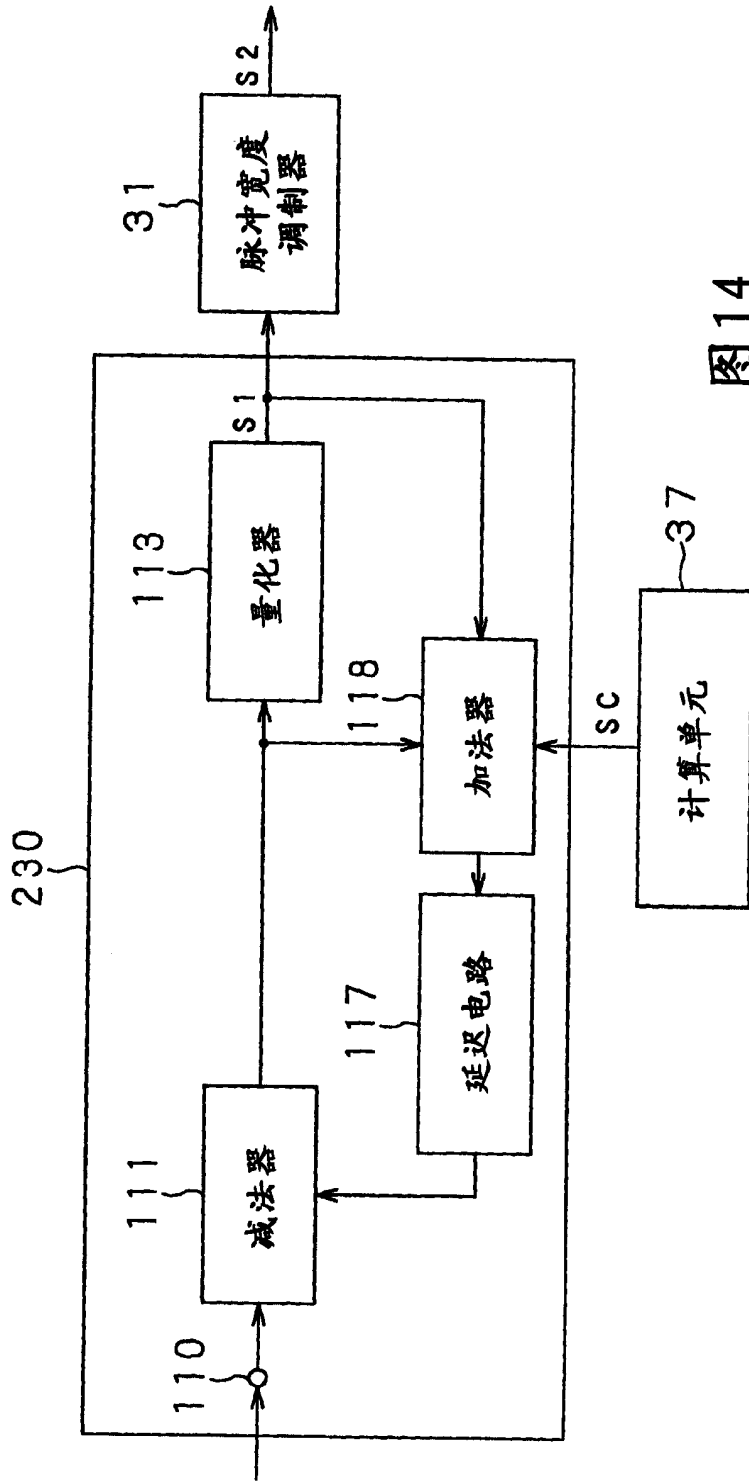


图14

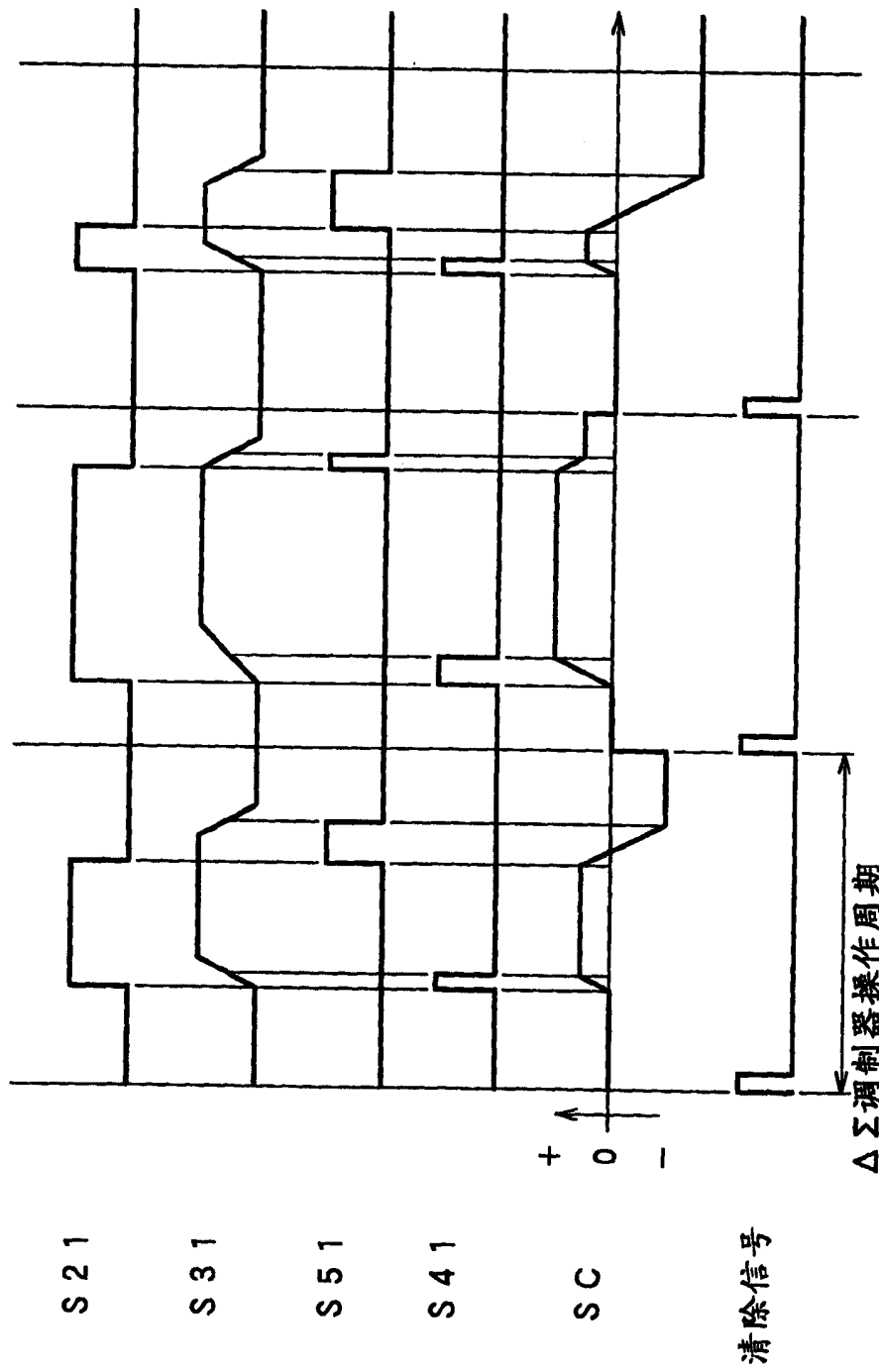


图15

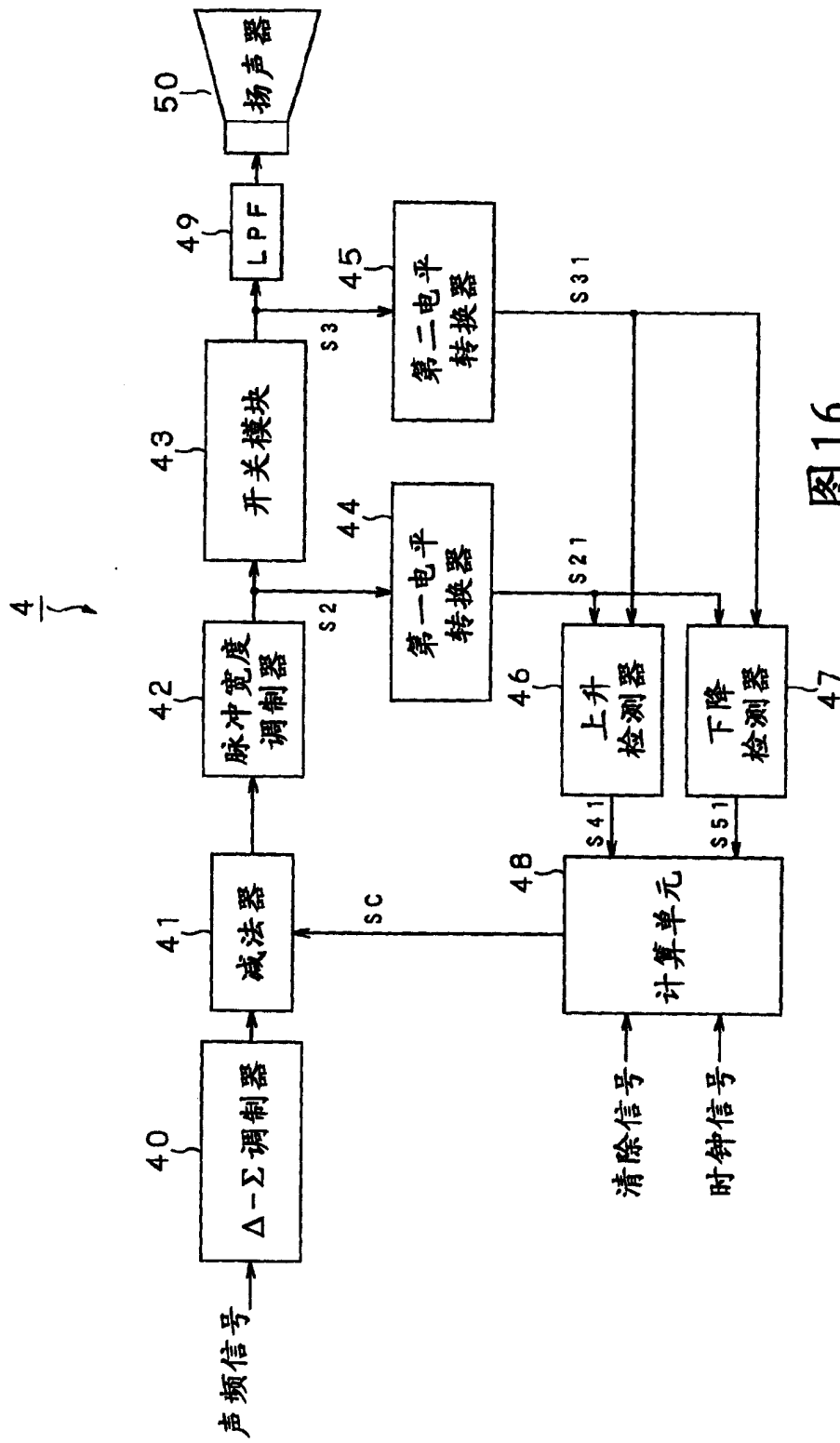


图16

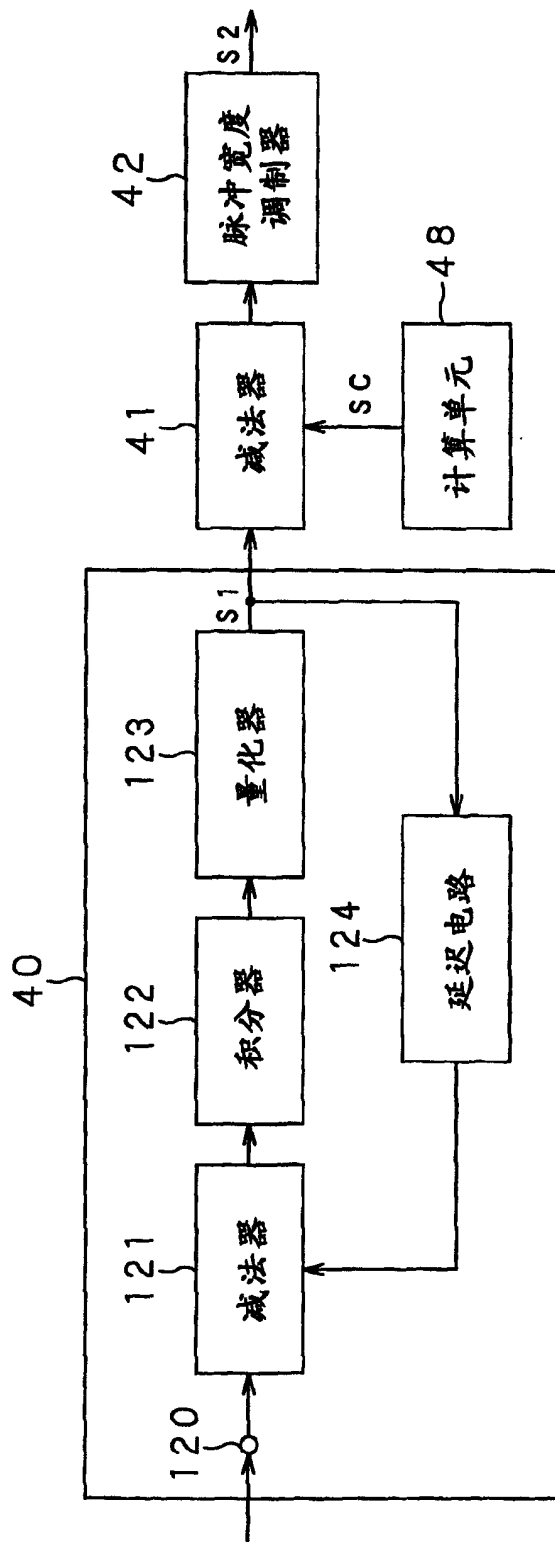


图17

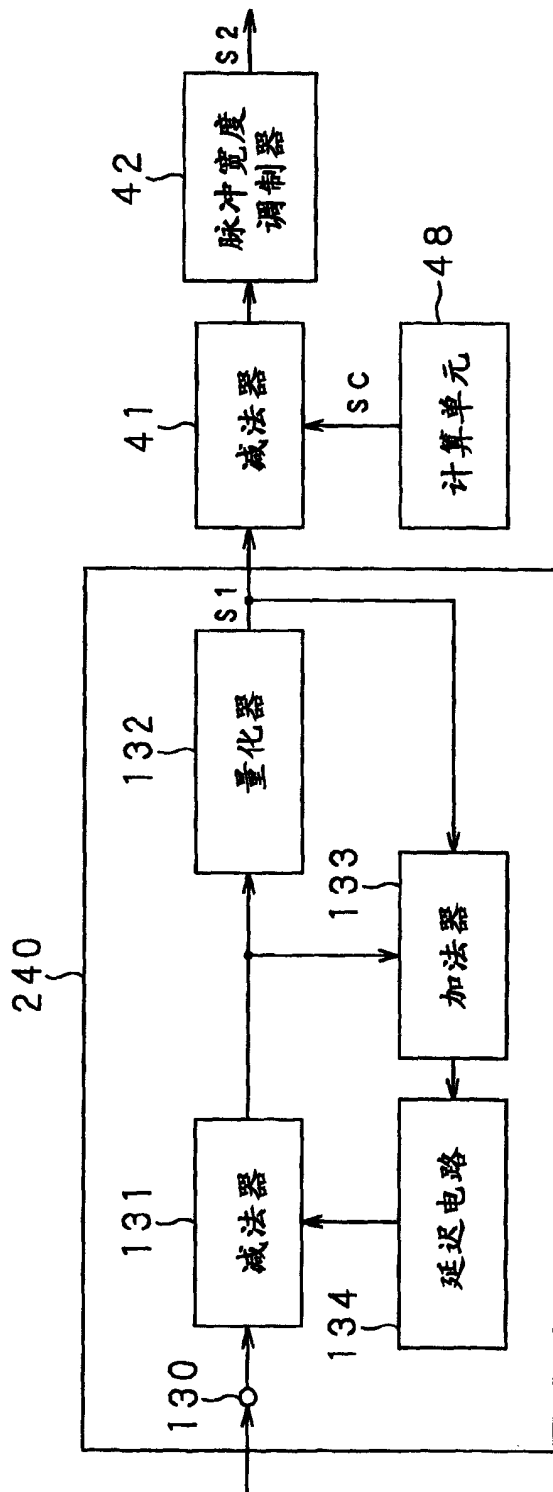


图18