



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00100222.8

[45] 授权公告日 2004 年 9 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 1166065C

[22] 申请日 2000.1.7 [21] 申请号 00100222.8

[30] 优先权

[32] 1999. 1. 8 [33] JP [31] 2828/1999

[71] 专利权人 恩益禧电子股份有限公司

地址 日本神奈川

[72] 发明人 吉永亲史

审查员 李晴晖

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责  
任公司

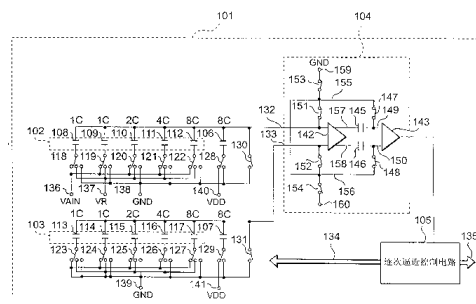
代理人 穆德骏 方挺

权利要求书 3 页 说明书 35 页 附图 9 页

[54] 发明名称 具有节能电路的模数转换器及其控制方法

[57] 摘要

本发明提供一种 AD 转换器，在该 AD 转换器中第一电容器阵列与比较器的一个输入端连接、第二电容器阵列与比较器的另一个输入端连接，并且与模拟输入电平 VAIN 成比例的电荷聚积在第一电容器阵列中。该 AD 转换器包括：电平调节电容器，其一端和与第一电容器阵列连接的比较器的一个输入端连接，以将该比较器的这个输入端的电压调节为预定电压；切换装置，用于将电平调节电容器另一端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。



1. 一种模数转换器，在该模数转换器中，第一电容器阵列与比较器的一个输入端连接、第二电容器阵列与该比较器的另一个输入端连接，而且与输入模拟信号电平成比例的电荷在第一电容器阵列中聚积，所述模数转换器的特征在于包括：

电平调节电容器，其一端和与所述第一电容器阵列连接的所述比较器的一个输入端连接，以将所述比较器的输入端的电压调节为预定电压值；以及

切换装置，用于将所述电平调节电容器另一端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

2. 一种模数转换器，在该模数转换器中，在对输入信号采样的方式中，聚积有与输入模拟信号电平成比例的电荷的第一参考电容器与比较器的一个输入端连接，第二参考电容器与所述比较器的另一个输入端连接，并且在比较方式中，电阻阵列给所述第一参考电容提供预定电压，所述模数转换器的特征在于包括：

电平调节电容器，其一端和与所述第一参考电容器连接的所述比较器的一个输入端连接，以将所述比较器的该输入端的电压调节为预定电压值；以及

切换装置，用于将所述电平调节电容器另一端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的模数转换器，在该模数转换器中，在对输入信号采样的方式中，将所述切换装置进行切换，将所述比较器输入侧的电位充电至电源电位。

4. 根据权利要求 3 所述的模数转换器，其中所述电源电位是地电位。

5 5. 根据权利要求 1 所述的模数转换器，其中所述比较器包括一前置放大器、一输出级放大器和连接所述前置放大器及输出级放大器的电容器，用于消除比较器偏移的开关被串联在两级中，使第一级中的前置放大器的偏置电位等于第二级中的输出级放大器的偏置电位，并且在比较方式中，将所述串联的开关元件之间的节点电位固定为预定电位。

10 6. 根据权利要求 5 所述的模数转换器，其中所述开关元件中的一个开关元件使所述比较器的两个输入端的电位等于比较器中所述放大器的偏置电位。

7. 根据权利要求 1 所述的模数转换器，其中所述切换装置使所述电容器的另一端的电位成为电源电位，以使所述比较器的一个输入端为预定电位，并在该电位上消除比较器的偏移。

15 8. 模数转换器的控制方法，其中第一电容器阵列与比较器的一个输入端连接、第二电容器阵列与比较器的另一个输入端连接，并且与输入模拟信号成比例的电荷聚积在所述第一电容器阵列中，所述模数转换器的控制方法包括如下步骤：

20 提供电平调节电容器，其一端与和所述第一电容器阵列连接的所述比较器的一个输入端连接，以将所述比较器的这个输入端的电压调节至预定电压；

将所述电平调节电容器另一个输入端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

25 9. 模数转换器的控制方法，其中在对输入信号进行采样的方式中，聚积有与输入模拟信号电平成比例的电荷的第一参考电容器和比较器的一个输入端连接、第二参考电容器和所述比较器的另一个输入端连接，并且在比较方式中，电阻阵列给所述第一参考电容器提供预定电压，所述模数转换器控制方法包括步骤：

---

提供电平调节电容器，其一端与和所述第一参考电容器连接的所述比较器的一个输入端连接，以将所述比较器的这个输入端的电压调节至预定电压；和

5 将所述电平调节电容器的另一端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

10. 根据权利要求 8 或 9 的模数转换器的控制方法，其中所述比较器的偏移被消除在所述电平调节电容器产生的电压上。

## 具有节能电路的模数转换器及其控制方法

5 本发明涉及 AD（模数）转换器及其控制方法，尤其涉及使用节能电路的 AD 转换器及其控制方法。

图 5 是说明具有采样电容器的常规 AD 转换器结构的例子。

10 AD 转换器 501 包括模拟输入侧电容器阵列 502、参考侧电容器阵列 503、比较器 504、和一个逐次逼近控制电路 505。模拟输入侧电容器阵列 502 包括 4 位加权电容器 508、509、510、511 和 512。电容器 508 和 509 的参考电容值为 C，电容器 510 的电容值为 2C，电容器 511 的电容值为 4C，电容器 512 的电容值为 8C。上述各电容器的一端分别与选择器 518、519、520、521 或 522 连接，并且根据逐次逼近控制电路 505 的控制信号 534 的控制，与模拟输入端 536、参考电源端 537 或接地端 538 连接。

20 参考侧电容器阵列 503 也包括 4 位加权电容器 513、514、515、516 和 517。电容器 513 和 514 的参考电容值为 C，电容器 515 的电容值为 2C，电容器 516 的电容值为 4C，电容器 517 的电容值为 8C。上述各电容的一端分别与选择器 523、524、525、526 或 527 连接，并且根据逐次逼近控制电路 505 的控制信号 534 的控制与接地端 539 连接。

25 比较器 504 包括输出级放大器 543 和前置放大器 542，前置放大器 542 降低输出级放大器 543 的偏移。输出级放大器 543 通过偏移消除电容器 545 和 546 和前置放大器 542 相连，模拟开关 547 和 548 用于确定输出级放大器 543 的工作点以及消除前置放大器 542 的偏移，  
30 在消除偏移期间闭合。

当采样模拟输入电压时，开关 530 和 531 分别将模拟输入侧电容器阵列 502 的公共电极 532 以及参考侧电容器阵列 503 的公共电极 533 的电位固定为偏置电路 540 输出的中间电位 541。

5

以下将说明图 5 所示的常规 AD 转换器的转换操作。

首先，在采样方式中，开关 530 和 531 导通，则模拟输入侧电容器阵列 502 的公共电极 532 以及参考侧电容器阵列 503 的公共电极 533 与偏置电路 540 输出的中间电位 541 连接，电容器 508—512 通过选择器 518—522 与模拟输入电压  $V_{AIN}$  连接，电容器 513—517 通过选择器 523—527 与地电位 GND 连接。使开关 547 和 548 导通，将输出级放大器 543 的输入端 549 和 550 置为偏置电路 540 输出的中间电位 541，与此同时在偏移消除电容器 545 和 546 中存储前置放大器的输出偏移。这时，用  $V_S$  表示偏置电路 540 输出的中间电位 541，则在模拟输入侧电容器阵列 502 中聚积的总电荷  $Q_{13}$  可计算为：

10

15

$$Q_{13} = 16C \times (V_{AIN} - V_S) \quad (25)$$

20

在参考侧电容器阵列 503 中聚积的总电荷  $Q_{14}$  可计算为：

$$Q_{14} = 16C \times (-V_S) \quad (26)$$

25

接着，当将采样方式变为比较方式时，开关 530 和 531 断开。电容器 508—511 通过选择器 518—521 与地电位 GND 连接，电容器 512 通过选择器 522 与参考电位  $V_R$  连接，电容器 513—517 通过选择器 523—527 与地电位 GND 连接。这时，用  $V_{CM1}$  表示公共电极 532 的电位，则在模拟输入侧电容器阵列 502 中聚积的总电荷  $Q_{15}$  可计算为：

30

$$Q_{15} = 8C \times (V_R - V_{CM1}) - 8C \times V_{CM1} \quad (27)$$

用  $V_{CM2}$  表示公共电极 533 的电位，则在参考侧电容器阵列 503 中聚积的总电荷  $Q_{16}$  可计算为：

$$5 \quad Q_{16} = 16C \times (-V_{CM2}) \quad (28)$$

这里，根据电荷守恒定律

$$Q_{13} = Q_{15} \quad (29)$$

$$10 \quad Q_{14} = Q_{16} \quad (30)$$

用等式 (25) — (28) 代入等式 (29) 和 (30)，得到

$$V_{CM1} = 1/2 \times V_R - V_{AIN} + V_S \quad (31)$$

$$15 \quad V_{CM2} = V_S \quad (32)$$

比较器 504 把由等式 (31) 表示的公共电极 532 的电位  $V_{CM1}$  和由等式 (32) 表示的公共电极 533 的电位进行比较，输出比较结果“1”或“0”。如等式 (31) 和 (32) 所示，当模拟输入电压  $V_{AIN}$  等于模拟输入侧电容器阵列的输出电压时（这里是  $1/2 \times V_R$ ），比较器一侧公共电极的电位  $V_{CM1}$  和电位  $V_{CM2}$  都变为  $V_S$ ，似乎消除了前置放大器 542 的偏移。当输入到前置放大器 542 的公共电极 532 和 533 的电位为  $V_S$  时，前置放大器 542 产生的输出偏移在偏移消除电容器 545 和 546 中聚积，因此，输出级放大器 543 的输入端 549 和 550 的电位也变为  $V_S$ ，从而前置放大器的 542 的输出偏移可以忽略，输出级放大器 543 的输入偏移降至该偏移除以前置放大器 542 的放大倍数所得到的值。

逐次逼近电路 505 根据比较器 505 的输出确定转换结果最高有效位的值，并且给选择器 518—522 提供控制信号 534，以在下一个位置

中执行对应于该位的比较操作。

5 如果模拟输入电压  $V_{AIN}$  高于  $1/2 \times V_R$ ，则比较器 504 输出“1”，以输出控制信号 534，使次高位对应的电容器 511 与参考电压  $V_R$  连接，而最高有效位对应的电容器 512 仍然与参考电压  $V_R$  连接，即在第二次比较中，模拟输入电压  $V_{AIN}$  与  $3/4 \times V_R$  进行比较。反之，如果模拟输入电压低于  $1/2 \times V_R$ ，比较器 504 输出“0”，以输出控制信号 534，使最高有效位对应的电容器 512 与地电位 GND 连接，而使次高位对应的电容器 511 与参考电压  $V_R$  连接，在第二次比较中，模拟输入电压  $V_{AIN}$  与  $1/4 \times V_R$  进行比较。用这种方法，通过按规定的次数（此例中为四次）重复如下操作，即逐次逼近控制电路 505 输出逐次逼近控制信号 534、然后根据比较器 504 的输出确定该位的值，模拟输入电压  $V_{AIN}$  被转换成数字输出信号 535。

15 可是这个现有技术存在下列问题：

第一个问题是对偏置电路的输出电压有一些限制，以下将说明原因。在上述的 AD 转换器中执行一般的 AD 转换操作，在比较方式中需要保存公共电极 532 的电荷，在这种情况下，如果输入阻抗与在输入级使用 MOS 晶体管的比较器一样很高，则不存在问题，然而与公共电极 532 连接的开关 530 造成的电荷泄漏问题。现在考虑 CMOS 模拟开关，其 N-沟道晶体管 601 和 P-沟道晶体管 602 并联，并将互补开关控制信号 603 和 604 送到它们的栅极，如图 6 所示。

图 7 是图 6 所示 CMOS 模拟开关的等效电路。

25 如图 7 所示，CMOS 模拟开关有寄生二极管，二极管 703 和 704 是 N-沟道晶体管 601 的漏/源扩散层和 P-阱或 P-衬底之间的寄生二极管，由于 P-阱或 P-衬底通常为地电位 GND，所以各二极管 703 和 704 的一端与地电位 GND 连接。二极管 701 和 702 是 P-沟道晶体管 602 的漏/源扩散层和 N-阱或 N-衬底之间的寄生二极管。由于 N-阱或 N-

30

衬底通常为电源电位 VDD，所以各二极管 701 和 702 的一端连接电源电位 VDD。另外，电阻 709 是该开关导通时的一个等效电阻，电容 705 和 706 是 P-沟道晶体管 602 的栅极和源极之间以及栅极和漏极的寄生电容，而电容 707 和 708 是 N-沟道晶体管 601 的栅极和源极之间以及栅极和漏极的寄生电容。

当 AD 转换器 501 处于最高有效位的比较方式时，公共电极 532 的电位 VCM1 用等式 (31) 表示。因此，当模拟输入电压 VAIN 接近电源电位或地电位时，公共电极 532 的电位 VCM1 有时高于电源电位或低于地电位。当公共电极 532 的电位 VCM1 超出电源电压范围时，开关 530 中的寄生二极管 701—704 中的一个导通，聚积在公共电极 532 中的电荷通过导通的二极管泄漏，阻碍正常的 AD 转换操作。为防止这种现象的发生，从等式 (31) 中可知，等式 (33) 是必要的：

$$V_S = 1/2 \times V_{DD} \quad (33)$$

如上所述，常规 AD 转换器对于偏置电路输出电压有限制。

第二个问题是难于在低电压下工作。

其原因是，模拟开关当在电压接近  $1/2 \times V_{DD}$  导通时的导通电阻非常高，当电压下降时这个条件变得非常重要。图 8 说明 CMOS 模拟开关的导通电阻 709 的阻值怎样随着电压变化的，图 8 (a) 说明电源电压高时的导通电阻，而图 8 (b) 说明电源电压低时的导通电阻。如图 8 所示，当 CMOS 模拟开关在接近  $1/2 \times V_{DD}$  电压导通时，其导通电阻非常高，并且当电源电压下降时这个条件变得更重要。和在第一个问题中指出的一样，由于偏置电路 540 的输出电压必须是  $1/2 \times V_{DD}$ ，所以开关 530 必须在导通电阻很高的条件下使用。在采样方式中，从转换开关 530 导通时刻起至公共电极 532 的电位 VCM1 变到等于偏置电路 540 的输出电压 VS 那一时刻所需要的时间，取决于电容

器阵列 502 总容量、开关 530 的导通电阻以及偏置电路 540 的输出电阻的总阻值所决定的时间常数。因此，当开关 530 的导通电阻很高时，采样方式操作变得很长，结果 AD 转换时间变得很长而不实用。

5 第三个问题是难于实现低功耗工作。

其原因是，常规的 AD 转换器需要偏置电源。与在第二个问题中指出的一样，采样方式的时间取决于电容器阵列 502 总容量、开关 530 的导通电阻以及偏置电路 540 的输出电阻的总阻值所决定的时间常  
10 数。因此，为减少采样方式所需的时间以加速 AD 转换，必须降低偏置电路 540 的输出电阻，降低偏置电路 540 的输出电阻将会增加偏置电路 540 的电流，这将使偏置电路 540 的功率消耗上升。

另外，当把比较器配置成前置放大器在前、通过为减小比较器 504  
15 偏移的电容与输出级放大器 543 连接时，将偏移消除电容器 545 和 546 的电位偏置为中间电位的偏置源是必不可少的。由于前置放大器 542 的输出与偏移消除电容的另一端连接，用电源电位给偏移消除电容器施加偏置，前置放大器 542 的输出端使得输出级放大器 543 的输入端  
20 549 和 550 的电位提高（或降低）很多，以至超出电源电压范围，这样使得一个寄生二极管导通，同时使偏移消除电容器 545 和 546 中聚积的电荷通过导通的二极管泄漏，因此阻碍了正常 AD 转换操作的执行。

日本未决专利公布 No. Hei 1—13818 号公开的一种 AD 转换器可  
25 防止 CMOS 模拟开关的电荷泄漏，以执行正常的 AD 转换操作。图 9 说明日本未决专利公布 No. Hei 1—13818 号公开的一种 AD 转换器。AD 转换器 901 包括模拟输入侧电容器阵列 902、参考侧电容器阵列 903、比较器 904 和逐次逼近控制电路 905。模拟输入侧电容器阵列 902 包括 4 位加权电容器 908、909、910、911 和 912。即电容器 908 和 909  
30 的参考电容值为  $C$ ，电容器 910 的电容值为  $2C$ ，电容器 911 的电容

值为  $4C$ ，电容器 912 的电容值为  $8C$ 。上述各电容器的一端分别与转换开关 918、919、920、921 或 922 连接，并且根据逐次逼近控制电路 905 的控制信号 934 的控制，与模拟输入端 936、参考电源端 937 或接地端 938 连接。

5

参考侧电容器阵列 903 也包括 4 位负载电容器 913、914、915、916 和 917。即电容器 913 和 914 的参考电容值为  $C$ ，电容器 915 的电容值为  $2C$ ，电容器 916 的电容值为  $4C$ ，电容器 917 的电容值为  $8C$ 。上述各电容器的一端分别与选择器 923、924、925、926 或 927 连接。并且根据逐次逼近控制电路 905 的控制信号 934 的控制，经上述选择器与接地端 939 连接。

10

当采样模拟输入电压时，开关 930 和 931 分别将模拟输入电容器阵列 902 的公共电极的电位和参考侧电容器阵列 903 的公共电极的电位置为偏置电路 940 输出的中间电位 941。

15

图 9 所示的 AD 转换器与图 5 所示的 AD 转换器的不同点是，将电容器 906 和 907 分别加入电容器阵列，它们的电容值各为  $8C$ ，等于最高有效位的电容值。电容器 906 和 907 的一端分别固定到接地端 938 和 939。

20

下面将说明日本未决专利公布 No. Hei 1—13818 号公开的并示于图 9 的 AD 转换器的 AD 转换操作。

25

首先，在采样方式中，开关 930 和 931 导通，然后模拟输入侧电容器阵列 902 的公共电极 932 以及参考侧电容器阵列 903 的公共电极 933 与偏置电路 940 输出的中间电位 941 接通，电容器 908—912 通过选择器 918—922 与模拟输入电压  $V_{AIN}$  连接，电容器 913—917 通过选择器 923—927 与地电位  $GND$  连接。这时，设  $V_S$  为偏置电路 940 输出的中间电位 941，则在模拟输入侧电容器阵列 902 中聚积的总电

30

荷  $Q_{17}$  可计算为：

$$Q_{17} = 16C \times (V_{AIN} - V_S) - 8C \times V_S \quad (34)$$

5 在参考侧电容器阵列 903 中聚积的总电荷  $Q_{18}$  可计算为：

$$Q_{18} = 24C \times (-V_S) \quad (35)$$

接着，当采样方式变为比较方式时，开关 930 和 931 断开，然后  
10 电容器 908—911 通过选择器 918—921 与地电位 GND 连接，电容器 912  
通过选择器 922 与参考电位  $V_R$  连接，电容器 913—917 通过选择器 923  
—927 与地电位 GND 连接。这时，用  $V_{CM1}$  表示公共电极 932 的电  
位，则在模拟输入侧电容器阵列 902 中聚积的总电荷  $Q_{19}$  可计算为：

$$15 \quad Q_{19} = 8C \times (V_R - V_{CM1}) - 16C \times V_{CM1} \quad (36)$$

用  $V_{CM2}$  表示公共电极 933 的电位，则在参考侧电容器阵列 903  
中聚积的总电荷  $Q_{20}$  可计算为：

$$20 \quad Q_{20} = 24C \times (-V_{CM2}) \quad (37)$$

这里，根据电荷守恒定律

$$Q_{17} = Q_{19} \quad (38)$$

$$25 \quad Q_{18} = Q_{20} \quad (39)$$

用等式 (34) — (37) 代入等式 (38) 和 (39)，得到

$$V_{CM1} = 2/3 \times (1/2 \times V_R - V_{AIN}) + V_S \quad (40)$$

$$30 \quad V_{CM2} = V_S \quad (41)$$

比较器 904 把由等式 (40) 表示的公共电极 932 的电位  $V_{CM1}$  与由等式 (41) 表示的公共电极 933 的电位进行比较, 输出比较结果 “1” 或 “0”。逐次逼近控制电路 905 根据上述比较器 904 的输出确定转换结果最高有效位的值, 并将控制信号 934 提供给选择器 918—922, 以在下一个位置对应位上执行比较操作。用这种方法通过按规定的次数 (此例中为四次) 重复如下操作, 即逐次逼近控制电路 905 输出逐次逼近控制信号 934、然后根据比较器 904 的输出对于确定该位的值。从而将模拟输入电压  $V_{AIN}$  转换成数字输出信号 935。

5

可是这项现有技术存在下列问题:

第一个问题是对偏置电路的输出电压有一些限制, 以下将说明其原因。为了在上述的 AD 转换器中执行正常的 AD 转换操作, 在比较方式中需要保存公共电极 932 的电荷, 在这种情况下, 如果输入阻抗与在输入级使用 MOS 晶体管的比较器一样非常高, 则不存在问题。然而存在着与公共电极 932 连接的开关 930 产生电荷泄漏的问题。现在考虑 CMOS 模拟开关, 其 N-沟道晶体管 601 和 P-沟道晶体管 602 并联, 并且互补开关控制信号 603 和 604 送到它们的栅极, 如图 6 所示。

15

和常规 AD 转换器一样, 当 AD 转换器 901 处于最高有效位的比较方式时, 公共电极 932 的电位  $V_{CM1}$  用等式 (40) 表示。因此, 当模拟输入电压  $V_{AIN}$  接近电源电位或地电位时, 公共电极 932 的电位  $V_{CM1}$  有时高于电源电位或低于地电位。

20

当公共电极 932 的电位  $V_{CM1}$  超出电源电压范围时, 开关 930 中的寄生二极管 701—704 中的一个导通, 聚积在公共电极 932 中的电荷通过导通的二极管泄漏, 阻碍正常的 AD 转换操作。

25

为防止这个现象，从等式（40）可见，等式（42）是必要的：

$$V_S = 1/3 \times V_{DD} \text{ 至 } 2/3 \times V_{DD} \quad (42)$$

5            如上所述，常规 AD 转换器利用偏置电路输出电压的限幅实现 AD 转换。

第二个问题是难以在低电压下工作。

10           其原因如下，和常规 AD 转换器一样，当 CMOS 模拟开关在接近  $1/2 \times V_{DD}$  电压导通时，其导通电阻非常高，当电压下降时这个条件变得非常重要。如图 8 所示，当 CMOS 模拟开关在接近  $1/2 \times V_{DD}$  电压导通时的导通电阻非常高，并且当电源电压下降时这个条件变得更重要。和在第一个问题中指出的一样，由于偏置电路 940 的输出电压  
15           必须是  $1/3 \times V_{DD}$  至  $2/3 \times V_{DD}$ ，所以开关 930 必须在导通电阻很高的条件下使用。在采样方式中，从开关 930 导通时刻起至电位  $V_{CM1}$  变到等于偏置电路 940 的输出电压  $V_S$  那一时刻所需要的时间，取决于电容器阵列 902 总容量、开关 930 的导通电阻以及偏置电路 940 的输出电阻的总的阻值所形成的时间常数。因此，当开关 930 的导通电阻很高时，采样方式操作变得很长，结果 AD 转换时间变得很长而不实用。  
20

第三个问题是难以在低功耗下工作。

25           其原因如下，与常规的 AD 转换器一样，该 AD 转换器也需要偏置电源。与在第二个问题中指出的一样，采样方式的时间取决于电容器阵列 902 总容量、开关 930 的导通电阻以及偏置电路 940 的输出电阻的总的阻值所形成的时间常数。因此，为减少采样方式所需的时间以加速 AD 转换，必须降低偏置电路 940 的输出电阻。降低偏置电路  
30           940 的输出电阻就提高了偏置电路 940 的电流提供量，这将使偏置电

路 940 的功率消耗上升。

图 10 是说明常规比较器的一个例子。在该比较器中，放大器经过消除比较器偏移的多个电容器连接，并且在消除偏移的操作期间将放大器的输入电位设置为相等。比较器 1001 包括输出级放大器 1003 和减小输出级放大器 1003 偏移的前置放大器 1002，输出级放大器 1003 和前置放大器 1002 通过偏移消除电容 1004 和 1005 连接。模拟开关 1012 和 1013 在消除偏移的操作期间导通，提供的 1012 和 1013 将输出级放大器 1003 的工作点设置成和前置放大器 1002 工作点相等，并消除前置放大器 1002 的偏移。模拟开关 1015 和 1016 与比较器 1001 的两个输入端 1006 和 1007 连接。偏移消除偏置电路 1014 与模拟开关 1015 和 1016 的另一端连接。

下面将说明图 10 所示比较器的操作。

在消除偏移的操作期间，模拟开关 1015 和 1016 导通，比较器 1001 的两个输入端 1006 和 1007 被设置成偏置电路 1014 的输出电位 1017。另外，偏移消除开关 1012 和 1013 导通，输出级放大器的输入端 1010 和 1011 也被置成偏置电路 1014 的输出电位 1017，同时，将前置放大器 1002 的输出偏移存入偏移消除电容 1004 和 1005 中。在比较操作期间，偏移消除开关 1012、1013 和模拟开关 1015 和 1016 断开，对比较器 1001 的两个输入端 1006 和 1007 的电位进行比较，并输出比较结果 1018。如果两个输入端 1006 和 1007 的电位相等，则将前置放大器 1002 的输出偏移存入偏移消除电容 1004 和 1005 中。因此，输出级放大器 1003 的输入端 1012 和 1013 的电位变为等于偏置电路 1014 的输出电位 1017，从而可忽略前置放大器 1002 的输出偏移。输出级放大器 1003 的输入偏移被降至该偏移除以前置放大器 1002 的放大倍数所得到的值。

然而这种现有技术存在下述问题。

第一个问题是，当为提高比较器的集成度而将比较器的元件互相之间排列的很紧密时，比较器的工作将有可能变得不稳定。

5 以下将说明其原因。

通常，为降低产品的成本，半导体集成电路的布局尽可能紧凑以提高其集成度，图 11 示意性地说明图 10 所示的比较器布局，其包括前置放大器 1002、输出级放大器 1003、偏移消除电容 1005 和偏移消除开关 1013。如图 11 所示，为提高集成度，前置放大器 1002、输出级放大器 1003、偏移消除电容 1005 和偏移消除开关 1013 互相之间排列的很紧密。当它们按照图 11 的所示排列时，与前置放大器的输出 1009 连接的偏移消除电容 1005 的底部电极，不可避免地与和偏移消除开关 1013 连接的比较器 1001 的输入 1007 放得很近，在这种状态下，在前置放大器的输入端 1007 和输出端 1009 之间存在着不可忽略的寄生电容，这个电容 1101 给前置放大器 1002 提供一个反馈，该反馈在比较器工作期间有时使前置放大器 1002 工作不稳定或者振荡，为提高集成度将比较器的元件彼此之间安排得紧密所产生的问题是比较器工作不稳定。

20

本发明的一个目的是提供一种克服上述现有技术的缺点、降低偏置电路功耗、能够在低压下高速工作的 AD 转换器及其控制方法。

25 本发明的另一个目的是提供一种 AD 转换器及其控制方法，即使当元件以高集成度布局时也能够稳定工作而不产生振荡。

为达到上述目的，根据本发明的 AD 转换器主要使用下述技术结构。

30 即，根据本发明的 AD 转换器的第一方式是：在 AD 转换器中，

第一电容器阵列与比较器的一个输入端连接、第二电容器阵列与比较器的另一个输入端连接、与输入模拟电平成比例的电荷聚积在第一电容器阵列中，该 AD 转换器包括：

5 电平调节电容器，其一端与和第一电容器阵列连接的比较器的一个输入端连接，以将比较器的这个输入端的电压调节至预定电压；

切换装置，用于将电平调节电容器另一个输入端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

10 第二方式是，在 AD 转换器对输入信号进行采样的方式下，内部聚积的电荷与输入模拟信号电平成比例的第一参考电容器与比较器的一个输入端连接，第二参考电容器与比较器的另一个输入端连接。而在比较方式中，电阻阵列给第一参考电容器提供预定电压。该 AD 转换器包括：

15 电平调节电容器，其一端与和第一参考电容连接的比较器的一个输入端连接，以将比较器的这个输入端的电压调节至预定电压；以及

切换装置，用于将电平调节电容器另一个输入端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

20 第三方式是，在 AD 转换器对输入信号进行采样的方式下，切换上述切换装置，将比较器输入侧的电位充电至电源电位。

第四方式是，AD 转换器中的电源电位是地电位。

25 第五方式是，AD 转换器中的比较器包括一前置放大器、一输出级放大器和连接前置放大器和输出级放大器的电容器。其中，用于消除比较器偏移的开关被串联在两级中，使第一级中的前置放大器的偏置电位和第二级中的输出级放大器的偏置电位相等。并且至少在比较方式中，以串联方式连接的开关器件之间节点的电位被固定为预定电位。

30

第六方式是，AD 转换器中一个开关器件使比较器两个输入端的电位等于比较器中放大器的偏置电位。

5 第七方式是，AD 转换器中的切换装置使所述电容器的另一端的电位成为电源电位，以使所述比较器的一个输入端为预定电位，并在该电位上消除比较器的偏移。

10 根据本发明的 AD 转换器控制方法的第一方式是这样的控制方法：使第一电容器阵列与比较器的一个输入端连接、第二电容器阵列与比较器的另一个输入端连接，而且与输入模拟信号电平成比例的电荷在第一电容器阵列中聚积。该 AD 转换器控制方法包括步骤：

提供电平调节电容器，该电容的一端和与第一电容器阵列连接的比较器的一个输入端连接，以将该比较器的该输入端的电压调节为预定电压值；以及

15 将该电平调节电容器另一端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

20 第二方式是这样的一种 AD 转换控制方法：在对输入信号采样的方式中，电荷与输入模拟信号电平成比例聚积的第一参考电容和比较器的一个输入端连接、第二参考电容器和比较器的另一个输入端连接；在比较方式中，电阻阵列给第一参考电容器提供预定电压。该 AD 转换器控制方法包括步骤：

25 提供电平调节电容，该电容的一端和与第一参考电容连接的比较器的一个输入端连接，以将该比较器的该输入端的电压调节为预定电压值；以及

将该电平调节电容另一端的电位切换为采样方式或比较方式的不同的电位。

30 第三方式是这样的一种 AD 转换控制方法：在电平调节电容产生的电压上消除比较器的偏移。

图 1 是根据本发明第一实施例的 AD 转换器第一实施例的电路图；

图 2 是图 1 中所示比较器的简图；

图 3 是本发明第二实施例的电路图；

5 图 4 是本发明第三实施例的电路图；

图 5 是说明常规 AD 转换器的电路图；

图 6 是模拟开关的电路图；

图 7 是图 6 中所示模拟开关的等效图；

10 图 8 (a) 和图 8 (b) 是图 6 中所示的模拟开关的导通电阻状态的图；

图 9 是说明另一个常规 AD 转换器的电路图；

图 10 是说明图 9 中所示的比较器的电路图；

图 11 是图 10 中所示的比较器布局的示意图；

15 当将模拟输入电压采样到采样电容器中时，根据本发明的 AD 转换器将比较器输入侧的电极电位固定在电源电位（电源电位或地电位）。这样减少了 MOS 模拟开关的导通（ON）电阻，使其能够在低电压下执行高速操作。此外，将电平调节电容器加到采样电容器上以进行电容器分压。这种结构防止了在比较运算期间，由于比较器输入

20 侧电极电位超过电源电压范围而造成的泄漏所导致的 AD 转换失败。此外，该 AD 转换器也不再需要偏置电路来将比较器输入侧电极电位固定在中间电位；同时，它使用由电容器分压（由增加的电平调节电容器执行）产生的中间电位，作为消除比较器偏移的电压，以消除为消除比较器偏移所需要的偏置电路。此外，将开关串联在两级中来消除比较器的偏移，并将串联连接的开关之间的节点连接，消除了由于

25 电容器电容值的变化而造成的作为电容器分压结果的电位差。在比较操作过程中，串联连接的开关之间的节点被固定在电源电平。这种结构防止了在比较过程中比较器操作的不稳定性，以及由寄生电容器产生的到比较器的反馈所造成的振荡。

30

参考图 1，当将模拟输入电压 VAIN 采样进模拟输入侧电容器阵列 102 中时，模拟输入电压 VAIN 被作为模拟输入侧电容器阵列 102 的模拟输入侧电极的选择器 118、119、120、121 和 122 选择，一电平调节电容器 106 通过选择器 128 与地电位 GND 连接，模拟输入侧电容器阵列 102 的公共电极 132 被开关 130 设置为地电位 GND。

在与比较器 104 的另一输入端连接的参考侧电容器阵列 103 中，地电位 GND 由选择器 123、124、125、126 和 127 选择，一电平调节电容器 107 通过选择器 129 与地电位 GND 连接，公共电极 133 被开关 131 设置为地电位 GND。即使开关 130 和 131 是 MOS 模拟开关，它们的导通电阻也是非常低的，因为导通电位是地电位 GND，就是说即使在低电压下也可以进行高速采样。

与常规的 AD 转换器中公共电极 132 和 133 被设为中间电位（例如等于电源电位的 1/2）不同，根据本发明的 AD 转换器不要求偏置源来产生中间电位。相反，在比较操作期间，通过选择器 128 和 129 将电平调节电容器 106 的电位由地电位 GND 切换至电源电位 VDD，即使当模拟输入电压 VAIN 的电压范围等于电源电压范围，电容器分压也由增加的电平调节电容器 106 和 107 实现。这样就防止了在比较过程中，由于公共电极 132 和 133 的电位超过电源电压的范围而使开关 130 和 131 泄漏造成不正确的转换结果。

另外，在放大器通过多个电容器连接以消除比较器的偏移的电路中，消除偏移的中间电压可以通过选择器 128 和 129 将电平调节电容器 106 和 107 的电位由地电位 GND 切换至电源电位 VDD 而由电容器分压来产生。因此，用于产生消除偏移的中间电位的偏置电路就不需要了。

对于比较器的偏移消除开关，开关 147 和 151 串联，类似地开关 148 和 152 串联，在比较操作中，串联开关之间的节点 155 和 156 被

开关 153 和 154 设置为地电位 GND。这种结构防止了由公共电极 132 和 133 之间产生的寄生电容器向前置放大器 142 的反馈所造成的不稳定操作和振荡。这些公共电极 132 和 133 分别是前置放大器 142 的输入和前置放大器 142 的输出 157, 158。

5

此外, 通过连接位于串联的偏移消除开关之间的节点 156 和 157, 作为比较器输入的公共电极 132 和 133 的电位可以设置为相等, 而且即使输入侧电容器阵列 102、参考侧电容器阵列 103、以及电平调节电容器 106 和 107 的电容值不同、并因此使得由各电容器阵列的电容器分压所产生的中间电位不同时, 比较器的偏移也可以被正确地消除。

10

#### [实例]

下面将参考附图详细描述根据本发明的 AD 转换器及其控制方法的一些实施例。

15

#### (第一实施例)

图 1 是根据本发明的 AD 转换器及其控制方法的第一实施例的构造的示意图。

20

参考图 1, 其中设置了一个 AD 转换器, 在该 AD 转换器中第一电容器阵列 102 与比较器 104 的一个输入端 132 连接, 而第二电容器阵列 103 则与比较器 104 的另一个输入端 133 连接, 并且其中与输入模拟信号电平  $V_{AIN}$  成比例的电荷聚积在第一电容器阵列 102 中。AD 转换器包括一个电平调节电容器 106, 其一端与比较器 104 的一个输入端 132 连接, 用于将与第一电容器阵列 102 连接的比较器 104 的一个输入端 132 的电压调节至预定电压; 以及一切换装置 128, 用于将电容器 106 另一端的电位切换于采样方式和比较方式的不同电位之间。

25  
30

下面将更详细地说明本发明。

图 1 显示了一个 4 位逐次逼近式 AD 转换器，用于本发明的第一实施例。

5

AD 转换器 101 包括模拟输入侧电容器阵列 102、参考侧电容器阵列 103、逐次逼近控制电路 105、模拟输入侧电平调节电容器 106 和参考侧电平调节电容器 107。

10

模拟输入侧电容器阵列 102 是一个由 4 位加权的电容器 108、109、110、111 和 112 组成的阵列。也就是说，电容器 108、109 是具有参考电容值  $C$  的电容器，电容器 110 是具有参考电容值  $2C$  的电容器，电容器 111 是具有参考电容值  $4C$  的电容器，电容器 112 是具有参考电容值  $8C$  的电容器。上述电容器的每一个的一端分别与选择器 118、119、120、121 和 122 连接，并且响应于来自逐次逼近控制电路 105 的控制信号，分别与模拟输入端 136、参考电源端 137 或接地端 138 相连。参考电源端 137 是电源端，在将模拟输入信号电压  $V_{AIN}$  转换为数字值时用作基准。一般而言，参考电源的电压范围等于或小于电源电压的范围。

15

20

参考侧电容器阵列 103 也是一个由 4 位加权的电容器 113、114、115、116 和 117 组成的阵列。也就是说，电容器 113 和 114 是具有参考电容值  $C$  的电容器，电容器 115 是具有参考电容值  $2C$  的电容器，电容器 116 是具有参考电容值  $4C$  的电容器，电容器 117 是具有参考电容值  $8C$  的电容器。上述电容器的每一个的一端分别与选择器 123、124、125、126 或 127 连接，并且响应于来自逐次逼近控制电路 105 的控制信号 134，通过选择器 123、124、125、126 或 127 与接地端 139 相连。

25

30

比较器 104 包括一输出级放大器 143 和一前置放大器 142，前置

放大器 142 减少了输出级放大器 143 的偏移。输出级放大器 143 和前置放大器 142 通过偏移消除电容器 145 和 146 连接。为确定输出级放大器 143 工作点以及为消除前置放大器 142 偏移而设置的模拟开关 147、148、151 和 152 在偏移消除期间被导通。

5

前置放大器 142 的公共电极 132 可以通过模拟开关 151 与节点 155 连接。类似地，前置放大器 142 的公共电极 133 可以通过模拟开关 152 与节点 156 连接。介于模拟开关 147 和 151 之间的节点 155 和介于模拟开关 148 和 152 之间的节点 156 被连接。这些节点连接到开关 153 和 154，这两个开关在比较操作期间用于将节点 155 和 156 连接到接地端 159 和 160。

10

电容器 106 和 107 各具有 8C 的电容值，它们分别是模拟输入侧电平调节电容器和参考侧电平调节电容器。每个电平调节电容器 106 和 107 的一端分别与选择器 128 或 129 连接。响应于来自逐次逼近控制电路 105 的控制信号 134，电容器 106 的一端要么与电源端 140 连接，要么与接地端 138 连接，而电容器 107 的一端同样要么与电源端 141 连接，要么与接地端 139 连接。

15

当采样模拟输入电压时，开关 130 和 131 将模拟输入侧电容器阵列 102 的公共电极 132 和参考侧电容器阵列 103 的公共电极 133 分别与接地端 138 和 139 连接。

20

图 2 示意性地显示了比较器 104 的一个布局，其包括前置放大器 142、输出级放大器 143、偏移消除电容器 146 以及偏移消除开关 148 和 152。

25

下面将对图 1 中所示的 AD 转换器的转换操作加以说明。

首先，在电荷清除方式中，开关 130 和 131 被导通。模拟输入侧

30

5 电容器阵列 102 的公共电极 132 和参考侧电容器阵列 103 的公共电极 133 与地电位 GND 连接，电容器 108-112 通过选择器 118-122 与地电位 GND 连接，电容器 113-117 通过选择器 123-127 与地电位 GND 连接，而电平调节电容器 106 和 107 则通过选择器 128 和 129 与地电位 GND 连接。

偏移消除开关 147、148、151 和 152 被导通，而开关 153 和 154 被断开。在这种方式下，聚积在所有的电容器和节点上的过量的电荷将被清除。

10

接下来，在偏移消除方式中，开关 130 和 131 被断开，而电平调节电容器 106 和 107 被选择器 128 和 129 连接到电源电位 VDD。在这种方式中，模拟输入侧电容器阵列 102 的公共电极 132 的电位、参考侧电容器阵列 103 的公共电极 133 的电位、以及输出级放大器 143 的输入端 149 和 150 的电位是电容器分压的电位。如果电容器阵列 102 和 103 以及电平调节电容器 106 和 107 总的电容值大于在偏移消除电容器阵列 145 和 146 以及输出级放大器 143 的输入端 149 和 150 中产生的寄生电容，则电位为  $1/3 \times VDD$ 。在这种情况下，当前置放大器 142 的输入大约为  $1/3 \times VDD$  时与输出偏移相等的电荷聚积在偏移消除电容器 145 和 146 上。如果模拟输入侧电容器阵列 102、参考侧电容器阵列 103、电平调节电容器 106 和 107 由于制造上的问题而具有不同的电容值，预计在由模拟输入侧电容器阵列 102 产生的大约  $1/3 \times VDD$  的电位与由参考侧电容器阵列 103 产生的大约  $1/3 \times VDD$  的电位之间的存在差别。但是，在图 1 中所示的 AD 转换器中，偏移消除开关 147、148、151 和 152 被串联在两级中以使在开关间设置的节点 155 和 156 短路。因此，作为前置放大器 142 输入的公共电极 132 的电位与公共电极 133 的电位一直是相等的。并且，与前置放大器 142 的输出偏移相应的电荷总是聚积在偏移消除电容器 145 和 146 上。当完成偏移消除方式时，偏移消除开关 147、148、151 和 152 被断开。在偏移消除开关 147、148、151 和 152 断开后，开关 153 和 154 被导通以将设置

30

在偏移消除开关 147、148、151 和 152 之间的节点 155 和 156 的电位固定在地电位 GND。

5 在采样方式中，开关 130 和 131 被导通。然后，模拟输入侧电容器阵列 102 的公共电极 132 和参考侧电容器阵列 103 的公共电极 133 被连接到地电位 GND。电容器 108-112 通过选择器 118-122 与模拟输入电压 VAIN 连接。

10 电容器 113-117 通过选择器 123-127 与地电位 GND 连接。而电平调节电容器 106 和 107 则通过选择器 128 和 129 与地电位 GND 连接。这时，聚积在模拟输入侧电容器阵列 102 的总电荷 Q1 计算为：

$$Q1=16C \times VAIN \quad (1)$$

15 聚积在参考侧电容器阵列 103 的总电荷 Q2 计算为：

$$Q2=0 \quad (2)$$

20 接下来，当变为比较方式时，开关 130 和 131 断开。然后，电容器 108-111 通过选择器 118-121 与地电位 GND 连接。电容器 112 通过选择器 122 与参考电位 VR 连接。电容器 113-117 通过选择器 123-127 与地电位 GND 连接。电平调节电容器 106 和 107 连接到电源电位 VDD。这时，设公共电极 132 的电位是 VCM1，则聚积在模拟输入侧电容器阵列 102 的总电荷 Q3 计算为：

$$25 \quad Q3=8C \times (VR-VCM1) + 8C \times (VDD-VCM1) - 8C \times VCM1 \quad (3)$$

设公共电极 133 的电位是 VCM2，则聚积在参考侧电容器阵列 103 的总电荷 Q4 计算为：

30

$$Q4=8C \times (VDD-VCM2) -16C \times VCM2 \quad (4)$$

这里，按照电荷守恒定律，

$$Q1=Q3 \quad (5)$$

$$5 \quad Q2=Q4 \quad (6)$$

下面是通过将等式 (1) - (4) 代入 (5) 和 (6) 而得到的：

$$VCM1=2/3 \times (1/2 \times VR-VAIN+1/2 \times VDD) \quad (7)$$

$$10 \quad VCM2=1/3 \times VS \quad (8)$$

比较器 104 通过比较由等式(7)表示的公共电极 132 的电位 VCM1 与由等式 (8) 表示的公共电极 133 的电位 VCM2，输出比较结果 “1” 或 “0”。如等式 (7) 和 (8) 所示，当模拟输入电压 VAIN 等于模拟输入侧电容器阵列的输出电压（这里是  $1/2 \times VR$ ），公共电极的电位 VCM1 和 VCM2 变为  $1/3 \times VDD$ ，好象是在偏移消除方式中一样。当作为前置放大器 142 的输入的公共电极 132 和 133 是的电位是  $1/3 \times VDD$  时，所产生的前置放大器 142 的输出偏移累积在偏移消除电容器 145 和 146 上。因此，输出级放大器 143 的输入 149 和 150 的电位也变为  $1/3 \times VDD$ ，从而前置放大器 142 的输出偏移可忽略。输出级放大器 143 的输入偏移被减小至通过将其除以前置放大器 142 的放大倍数所产生的值。逐次逼近控制电路 105 根据比较器 104 的输出确定转换结果最高有效位的值，并向选择器 118-122 提供控制信号 134，以执行与下一位置的位对应的比较操作。

如果模拟输入电压 VAIN 高于  $1/2 \times VR$ ，比较器 104 输出 “1” 以输出控制信号 134 来将与下一位置的位对应的电容器 111 连接至参考电压 VR，而与最高有效位对应的电容器 112 则仍然与参考电压 VR 连接。也就是说，在第二次比较中，模拟输入电压 VAIN 与  $3/4 \times VR$  比较。相反，如果模拟输入电压 VAIN 低于  $1/2 \times VR$ ，比较器 104 输出

“0”以输出控制信号 134 来将与最高有效位对应的电容器 112 连接至地电位 GND，并将与下一位置的位对应的电容器 111 连接至参考电压 VR。在第二次比较中，模拟输入电压 VAIN 与  $1/4 \times VR$  比较。按这种方式，通过按规定的次数（在本例中为 4 次）重复如下操作，即  
 5 逐次逼近控制电路 105 根据比较器 104 的输出，输出逐次逼近控制信号 134，然后确定该位的值，模拟输入电压 VAIN 就被转换成数字输出信号 135。

下面将说明图 2 所示的布局图。

10

一般而言，为了降低产品成本，半导体集成电路要尽可能地布局紧凑以增加其集成度。对图 1 中的 AD 转换器也是如此。为了增加集成度，如图 2 所示，前置放大器 142、输出级放大器 143、偏移消除电容器 146、以及偏移消除开关 148 和 152 彼此安排得很近。当它们  
 15 如图 2 所示进行安排时，与前置放大器 142 的输出 158 连接的偏移消除电容器 146 的下电极被不可避免地靠近偏移消除开关 148 和 152 之间的节点 156。在这种状态下，在前置放大器 142 的输出 158 和节点 156 之间的寄生电容 201 产生了从该寄生电容 201 至前置放大器 142 的反馈。但是，在根据本发明的 AD 转换器中，因为偏移消除开关 148  
 20 和 152 之间的节点 156 的电位在比较操作期间被开关 154 固定在地电位 GND，不会产生对前置放大器 142 的反馈，从而比较器 104 可以进行稳定的比较操作。

（第二实施例）

25

在上面所描述的第一实施例中，电平调节电容器的电容值与最高有效位的相同。

设 XC 是电平调节电容器的电容值。那么，等式 (3) 和 (7) 如下：

30

$$Q3=8C \times (VR-VCM1)+XC \times (VDD-VCM1)-8C \times VCM1 \quad (3)'$$

$$V_{CM1} = 16 / (16 + X) \times (1/2 \times V_R - V_{AIN} + X/16 \times V_{DD}) \quad (7)'$$

5 为了执行正常的 AD 操作，需要使等式 (7)' 所表示的公共电极的电位  $V_{CM1}$  在电源电压范围内 ( $V_{DD} \geq V_{CM1}$ )。因此，可以说只要电平调节电容器的电容值等于或大于最高有效位的电容值（在上面的例子中为  $8C$  或更大），那么对电平调节电容器的电容值就没有限制。

(第三实施例)

10 下面将参考图 3 说明根据本发明的第三实施例。

图 3 展示了在本发明第三实施例中使用的 4 位逐次逼近式 AD 转换器。

15 一 AD 转换器 301 包括模拟输入侧电容器阵列 302、参考侧电容器阵列 303、逐次逼近控制电路 305、模拟输入侧电平调节电容器 306 和参考侧电平调节电容器 307。

20 模拟输入侧电容器阵列 302 是一个由 4 位加权的电容器 308、309、310、311 和 312 组成的阵列。也就是说，电容器 308、309 是具有参考电容值  $C$  的电容器，电容器 310 是具有参考电容值  $2C$  的电容器，电容器 311 是具有参考电容值  $4C$  的电容器，电容器 312 是具有参考电容值  $8C$  的电容器。上述电容器的每一个的一端分别与选择器 318、319、320、321 或 322 连接，并且响应于来自逐次逼近控制电路 305 的控制信号，分别与模拟输入端 336、参考电源端 337 或接地端 338 25 相连。参考电源端 337 是电源端，在将模拟输入信号电压  $V_{AIN}$  转换为数字值时用作基准。一般而言，参考电源的电压范围等于或小于电源电压的范围。

30 参考侧电容器阵列 303 也是一个由 4 位加权的电容器 313、314、

315、316 和 317 组成的阵列。也就是说，电容器 313 和 314 是具有参考电容值  $C$  的电容器，电容器 315 是具有参考电容值  $2C$  的电容器，电容器 316 是具有参考电容值  $4C$  的电容器，电容器 317 是具有参考电容值  $8C$  的电容器。上述电容器的每一个的一端分别与选择器 323、  
5 324、325、326 或 327 连接，并且响应于来自逐次逼近控制电路 305 的控制信号 334，通过选择器 323、324、325、326 或 327 与接地端 339 相连。

比较器 304 包括一输出级放大器 343 和一前置放大器 342，其减少了输出级放大器 343 的偏移。输出级放大器 343 和前置放大器 342 通过偏移消除电容器 345 和 346 连接。为确定输出级放大器 343 工作点以及为消除前置放大器 342 偏移而设置的模拟开关 347、348、351 和 352 在偏移消除期间被导通。设置在模拟开关 347 和 351 之间的节点 355 和设置在模拟开关 348 和 352 之间的节点 356 被连接。这些节点  
10 被连接到开关 353 和 354 上，用于在比较操作期间将节点 355 和 356 连接到接地端 359 和 360。

电容器 306 和 307 各具有  $8C$  的电容值，它们分别是模拟输入侧电平调节电容器和参考侧电平调节电容器。每个电平调节电容器 306 和 307 的一端分别与选择器 328 或 329 连接。响应于来自逐次逼近控制电路 305 的控制信号 334，电容器 306 的一端要么与电源端 340 连接，要么与接地端 338 连接，而电容器 307 的一端同样要么与电源端  
20 341 连接，要么与接地端 339 连接。

当对模拟输入电压采样时，开关 330 和 331 将模拟输入侧电容器阵列 302 的公共电极 332 和参考侧电容器阵列 303 的公共电极 333 分别与接地端 340 和 341 连接。  
25

下面将对图 1 中所示的 AD 转换器的转换操作加以说明。

30

首先，在电荷清除方式中，开关 330 和 331 被导通。模拟输入侧电容器阵列 302 的公共电极 332 和参考侧电容器阵列 303 的公共电极 333 与电源 VDD 连接，电容器 308-312 通过选择器 318-322 与电源 VDD 连接，电容器 313-317 通过选择器 323-327 与电源 VDD 连接，而电平调节电容器 306 和 307 则通过选择器 328-329 与电源 VDD 连接。另外，偏移消除开关 347、348、351 和 352 被导通，而开关 353 和 354 被关闭。在这种方式下，聚积在所有的电容器和节点上的过量的电荷将被清除。

接下来，在偏移消除方式中，开关 330 和 331 被断开，而电平调节电容器 306 和 307 被选择器 328 和 329 连接到地电位 GND。在这种方式中，模拟输入侧电容器阵列 302 的公共电极 332 的电位、参考侧电容器阵列 303 的公共电极 333 的电位、以及输出级放大器 343 的输入端 349 和 350 的电位是电容器分压的电位。如果电容器阵列 302 和 303 以及电平调节电容器 306 和 307 总的电容值大于在偏移消除电容器阵列 345 和 346 以及输出级放大器 343 的输入端 349 和 350 中产生的寄生电容，则电位为约  $2/3 \times VDD$ 。在这种情况下，当前置放大器 342 的输入大约为  $2/3 \times VDD$  时，与输出偏移相等的电荷聚积在偏移消除电容器阵列 345 和 346 上。如果模拟输入侧电容器阵列 302、参考侧电容器阵列 303、电平调节电容器 306 和 307 由于制造上的问题而具有不同的电容值，预计由模拟输入侧电容器阵列 302 产生的大约  $1/3 \times VDD$  的电位与由参考侧电容器阵列 303 产生的大约  $1/3 \times VDD$  的电位之间会存在差别。但是，在图 3 所示的 AD 转换器中，偏移消除开关 347、348、351 和 352 被串联在两级中以便在开关间设置的节点 355 和 356 短路。因此，作为前置放大器 342 输入的公共电极 332 的电位与公共电极 333 的电位一直是相等的。并且，与前置放大器 342 的输出偏移相应的电荷总是聚积在偏移消除电容器 345 和 346 上。当完成偏移消除方式时，偏移消除开关 347、348、351 和 352 被断开。在偏移消除开关 347、348、351 和 352 断开后，开关 353 和 354 被导通以将设置在偏移消除开关 347、348、351 和 352 之间的节点 355 和

356 的电位固定在地电位 GND。

5 接下来，在采样方式中，开关 330 和 331 被导通。然后，模拟输入侧电容器阵列 302 的公共电极 332 和参考侧电容器阵列 303 的公共电极 333 被连接到电源电位 VDD。电容器 308-312 通过选择器 318-322 与模拟输入电压 VAIN 连接。电容器 313-317 通过选择器 323-327 与地电位 GND 连接。而电平调节电容器 306 和 307 则通过选择器 328 和 329 与电源电位 VDD 连接。这时，聚积在模拟输入侧电容器阵列 302 的总电荷 Q5 计算为：

10

$$Q5=16C \times (VAIN-VDD) \quad (9)$$

聚积在参考侧电容器阵列 303 的总电荷 Q6 计算为：

15

$$Q6=16C \times (-VDD) \quad (10)$$

20 接下来，当变为比较方式时，开关 330 和 331 断开。然后，电容器 308-311 通过选择器 318-321 与地电位 GND 连接。电容器 312 通过选择器 322 与参考电位 VR 连接。电容器 313-317 通过选择器 323-327 与地电位 GND 连接。电平调节电容器 306 和 307 连接到地电位 GND。这时，设公共电极 332 的电位是 VCM1。然后，聚积在模拟输入侧电容器阵列 302 的总电荷 Q7 计算为：

25

$$Q7=8C \times (VR-VCM1) -8C \times VCM1 -8C \times VCM1 \quad (11)$$

设公共电极 333 的电位是 VCM2，则聚积在参考侧电容器阵列 303 的总电荷 Q8 计算为：

30

$$Q8=16C \times (-VCM2) -8C \times VCM2 \quad (12)$$

这里，按照电荷守恒定律，

$$Q5=Q7 \quad (13)$$

$$Q6=Q8 \quad (14)$$

5

下面是通过将等式 (9) - (12) 代入 (13) 和 (14) 而得到的：

$$VCM1=2/3 \times (1/2 \times VR-VAIN+ VDD) \quad (15)$$

$$VCM2=2/3 \times VDD \quad (16)$$

10

比较器 304 通过比较由等式 (15) 表示的公共电极 332 的电位 VCM1 与由等式 (16) 表示的公共电极 333 的电位 VCM2，输出比较结果“1”或“0”。如等式 (15) 和 (16) 所示，当模拟输入电压 VAIN 等于模拟输入侧电容器阵列的输出电压（这里是  $3/2 \times VR$ ），公共电极的电位 VCM1 和 VCM2 变为  $2/3 \times VDD$ ，好象是在偏移消除方式中一样。当作为前置放大器 342 输入端的公共电极 332 和 333 的电位是  $2/3 \times VDD$  时，所产生的前置放大器 342 的输出偏移聚积在偏移消除电容器 345 和 346 中。因此，输出级放大器 343 的输入 349 和 350 的电位也变为  $2/3 \times VDD$ ，从而前置放大器 342 的输出偏移可忽略。输出级放大器 343 的输入偏移被减小至通过将其除以前置放大器 342 的放大倍数所产生的值。逐次逼近控制电路 305 根据比较器 304 的输出确定转换结果最高有效位的值，并向选择器 318-322 提供控制信号 334，以执行与下一位置的位对应的比较操作。

15

20

25

30

如果模拟输入电压 VAIN 高于  $1/2 \times VR$ ，比较器 304 输出“1”以输出控制信号 334 来将与下一位置的位对应的电容器 311 连接至参考电压 VR，而对应于最高有效位的电容器 312 则仍然与参考电压 VR 连接。也就是说，在第二次比较中，模拟输入电压 VAIN 与  $3/4 \times VR$  比较。相反，如果模拟输入电压 VAIN 低于  $1/2 \times VR$ ，比较器 304 输出“0”以输出控制信号 334 来将与最高有效位对应的电容器 312 连

接至地电位 GND，并将与下一位置的位对应的电容器 311 连接至参考电压 VR。在第二次比较中，模拟输入电压 VAIN 与  $1/4 \times VR$  比较。按这种方式，通过按规定的次数（在本例中为 4 次）重复如下操作，即逐次逼近控制电路 305 输出逐次逼近控制信号 334、然后根据比较器 304 的输出确定该位的值，模拟输入电压 VAIN 就被转换成数字输出信号 335。

#### （第四实施例）

下面，将说明根据本发明的第四实施例。

10

图 4 显示了 3 位逐次逼近式 AD 转换器的电路图，其在参考 DA 转换器中具有一电阻串。

15

AD 转换器 401 包括电阻串 402、模拟输入侧采样电容器 423、参考侧采样电容器 424、比较器 403、逐次逼近控制电路 404、模拟输入侧电平调节电容器 425 和参考侧电平调节电容器 426。

20

电容器 423 的电容值为  $2C$ 。该电容器的一端与模拟开关 421 和 422 连接，并且响应逐次逼近控制电路 404 的控制信号 433，要么与模拟输入端 439 连接，要么与电阻串的输出 440 连接。电容器 424 的电容值为  $2C$ 。该电容器的一端与接地端 438 连接，其另一端 432 与比较器 403 连接。

25

电阻串 402 包括 8 个参考电阻 405、406、407、408、409、410、411 和 412，它们串联在参考电源端 435 和接地端 436 之间，还包括模拟开关 413、414、415、416、417、418、419 和 420，它们得到由参考电阻 405-412 的分压。响应于逐次逼近控制电路 404 的控制信号 433，模拟开关 413-420 之一被选择并导通，以向输出端 440 输出由电阻所分成的中间电位。模拟开关 421 和 422 在采样侧与模拟输入电压 VAIN 连接。在比较方式中，这些开关用于将响应于逐次逼近控制电

30

路 404 的控制信号 433，将从电阻串选择的电位 440 与模拟输入侧电容器 423 相连。

5 比较器 403 包括一输出级放大器 442 和一前置放大器 441，其用于减少输出级放大器 442 的偏移。输出级放大器 442 和前置放大器 441 通过偏移消除电容器 443 和 444 连接。为确定输出级放大器 442 工作点并为消除前置放大器 443 的偏移而设置的模拟开关 445、446、449 和 450 在偏移消除期间被导通。

10 在模拟开关 445 和 449 之间的节点 453 和模拟开关 446 和 450 之间的节点 454 被短路。这些节点在比较操作期间将节点 453 和 454 与接地端 457 和 458 连接。

15 电容器 425 和 426 各自的电容值为  $C$ ，它们分别是模拟输入侧电平调节电容器和参考侧电平调节电容器。电容器 425 和 426 各自的一端分别选择器 427 或 428 连接，另一端分别与电极 431 或 432 连接。响应于来自逐次逼近控制电路 404 的控制信号 433，要么与电源端 437 连接，要么与接地端 438 连接。

20 开关 429 和 430 是当采样模拟输入电压时，用于将模拟输入侧采样电容器 423 的比较器侧电极 431 与参考侧电容器 424 的比较器侧电极 432 与接地端 438 连接的开关。

下面，将对图 4 所示的 AD 转换器的转换操作加以说明。

25

首先，在电荷清除方式中，开关 429 和 430 被导通。模拟输入侧采样电容器 423 的比较器侧电极 431 和参考侧采样电容器 424 的比较器侧电极 432 与地电位 GND 连接，模拟输入侧采样电容器 423 的另一端通过开关 420 和 422 与地电位 GND 连接，而电平调节电容器 425 和 426 则通过选择器 427 和 428 与地电位 GND 连接。另外，偏移消

30

除开关 445、446、449 和 450 被导通。在这种方式下，聚积在所有的电容器和触点上的过量电荷将被清除。

5 接下来，在偏移消除方式中，开关 429 和 430 被断开，而电平调节电容器 425 和 426 被选择器 427 和 428 连接到电源电位 VDD。在这种方式中，模拟输入侧采样电容器 423 的比较器侧电极 431 的电位、参考侧采样电容器 424 的比较器侧电极 432 的电位、以及输出级放大器 442 的输入端 447 和 448 的电位是电容器分压的电位。如果采样电容器 423 和 424 以及电平调节电容器 425 和 426 总的电容值远远大于在偏移消除电容器 443 和 444 中以及输出级放大器 442 的输入端 447 和 448 中产生的寄生电容，则电位为  $1/3 \times VDD$ 。在这种情况下，当前置放大器 441 的输入大约为  $1/3 \times VDD$  时，与输出偏移相当的电荷聚积在偏移消除电容器 443 和 444 上。如果模拟输入侧采样电容器 423、参考侧采样电容器 424、电平调节电容器 425 和 426 由于制造上的问题而具有不同的电容值，则预计在由模拟输入侧采样电容器 423 产生的大约  $1/3 \times VDD$  的电位与由参考侧采样电容器 424 产生的大约  $1/3 \times VDD$  的电位之间会存在差别。但是，在图 4 中所示的 AD 转换器中，偏移消除开关 445、446、449 和 450 被串联在两级中以使在开关间设置的节点 453 和 454 短路。因此，作为前置放大器 441 的输入 431 的电位与前置放大器 441 的输入 432 的电位一直是相等的。并且，与前置放大器 442 的输出偏移相应的电荷总是聚积在偏移消除电容器 443 和 444 上。当完成偏移消除方式时，偏移消除开关 445、446、449 和 450 被断开。在偏移消除开关 445、446、449 和 450 断开后，开关 451 和 452 被导通，以将设置在偏移消除开关 445、446、449 和 450 之间的节点 453 和 454 的电位固定在地电位 GND。

30 在采样方式中，开关 429 和 430 被导通。然后，模拟输入侧采样电容器 423 的比较器侧电极 431 和参考侧采样电容器 424 的比较器侧电极 432 被连接到地电位 GND。采样电容器 423 通过开关 421 与模拟输入电压 VAIN 连接。

电平调节电容器 425 和 426 通过选择器 427 和 428 与地电位 GND 连接。这时，聚积在模拟输入侧采样电容器 423 的总电荷 Q9 计算为：

$$5 \quad Q9=2C \times VAIN \quad (17)$$

聚积在参考侧采样电容器 424 的总电荷 Q10 计算为：

$$10 \quad Q10=0 \quad (18)$$

接下来，当变为比较方式时，开关 429 和 430 断开，开关 421 断开，开关 422 导通。在电阻串 402 中，只有开关 416 被导通。电平调节电容器 425 和 426 通过选择器 427 和 428 分别与电源电位 VDD 连接。这时，设比较器侧电极 431 的电位是 VCM1，则聚积在模拟输入侧采样电容器 423 的总电荷 Q11 计算为：

$$15 \quad Q11=2C \times (1/2 \times VR-VCM1) + C \times (VDD-VCM1) \quad (19)$$

设比较器侧电极 432 的电位是 VCM2，则聚积在参考侧采样电容器 424 的总电荷 Q12 计算为：

$$20 \quad Q12=2C \times (-VCM2) + C \times (VDD-VCM2) \quad (20)$$

这里，按照电荷守恒定律，

$$25 \quad Q9=Q11 \quad (21)$$

$$Q10=Q12 \quad (22)$$

下面是通过将等式 (17) - (20) 代入 (21) 和 (22) 而得到的：

30

$$V_{CM1} = 2/3 \times (1/2 \times V_R - V_{AIN} + 1/2 \times V_{DD}) \quad (23)$$

$$V_{CM2} = 1/3 \times V_{DD} \quad (24)$$

5 比较器 104 通过比较由等式 (23) 表示的比较器侧电极 431 的电位  $V_{CM1}$  与由等式 (24) 表示的比较器侧电极 432 的电位  $V_{CM2}$ , 输出比较结果“1”或“0”。如等式 (23) 和 (24) 所示, 当模拟输入电压  $V_{AIN}$  等于电阻串的输出电压 (这里是  $1/2 \times V_R$ ), 公共电极的电位  $V_{CM1}$  和  $V_{CM2}$  都变为  $1/3 \times V_{DD}$ , 好象是在偏移消除方式中一样。

10

当作为前置放大器 441 的输入的比较器侧电极 431 和 432 的电位是  $1/3 \times V_{DD}$  时, 所产生的前置放大器 441 的输出偏移聚积在偏移消除电容器 443 和 444 上。因此, 输出级放大器 442 的输入 447 和 448 的电位也变为  $1/3 \times V_{DD}$ , 从而前置放大器 441 的输出偏移可忽略。  
15 输出级放大器 442 的输入偏移被减小至通过将其除以前置放大器 441 的放大率所产生的值。

20 逐次逼近控制电路 404 根据上述比较器 403 的输出确定转换结果最高有效位的值, 并向选择器 413-420 提供控制信号 433, 以执行与下一位置的位对应的比较操作。

25 如果模拟输入电压  $V_{AIN}$  高于  $1/2 \times V_R$ , 比较器 403 输出“1”以输出控制信号 433, 从而只有开关 414 导通。在第二次比较中, 模拟输入电压  $V_{AIN}$  与  $3/4 \times V_R$  比较。相反, 如果模拟输入电压  $V_{AIN}$  低于  $1/2 \times V_R$ , 比较器 403 输出“0”以输出控制信号 433, 从而只有开关 418 导通。在第二次比较中, 模拟输入电压  $V_{AIN}$  与  $1/4 \times V_R$  比较。按这种方式, 通过按规定的次数 (在本例中为 4 次) 重复如下操作, 即逐次逼近控制电路 404 输出逐次逼近控制信号 433, 然后根据比较器 403 的输出, 确定位的值, 模拟输入电压  $V_{AIN}$  就被转换成数字输出信号 434。  
30

根据本发明的如上述构成的 AD 转换器及其控制方法具有下面的效果：

5 第一个效果是，即使参考电源电压（即模拟输入电压范围）等于电源范围，根据本发明的 AD 转换器防止由于公共电极的电位超过电源电压范围而造成的聚积在电容器阵列中的电荷泄漏，从而正确地执行转换操作。

10 其原因在于在电容器阵列中加入了比较器阵列。当由采样方式转变到比较方式中时，电平调节电容器的连接被切换，以防止公共电极电位超过电源电压范围。

第二个效果是，即使电源电压低，AD 转换器也可以高速地操作。

15 其原因在于，如果电源电压低，当电源电压的中间电位例如  $1/2$  的电源电压导通时，MOS 模拟开关的导通（ON）电阻非常高，而当电源电位或地电位导通时，其导通电阻就不那么高。在根据本发明的 AD 转换器中，在采样方式中，公共电极的电位固定在电源电位（也就是，电源电位或地电位）。这意味着当模拟开关的导通电阻低时，  
20 采样可以被执行，从而缩短采样时间。

第三个效果是降低了 AD 转换器的功耗。

25 其原因在于，因为在采样方式中，公共电极的电位固定在电源电位，所以不再需要用偏置电路来产生当电位固定在中间电位时那样的中间电位。另外，有多个放大器通过电容器连接以减小比较器的偏移的电路使得由电平调节电容器的电容器分压产生的中间电位可被用于偏移消除电容器的偏移的电荷聚积。该结构还避免了对偏置电路的需求。

30

第四个效果是即使当比较器的部件彼此靠近地设置以增加集成密度时，比较器的操作也是稳定的。

5 其原因在于，即使当前置放大器、输出级放大器、偏移消除电容器以及偏移消除开关设置得彼此靠近以增加集成密度时，用于消除比较器偏移的开关被串联在两级中，并且串联连接的开关之间的节点的电位在比较操作期间固定在地电位。这种结构减轻了在与偏移消除电容器连接的前置放大器的输出端与同偏移消除开关连接的输出级放大器的输出端之间产生的寄生电容的影响从而防止对比较器的前置放大器产生反馈。

10

第五个效果是比较器的偏移消除操作被可靠地执行，且没有在该比较器两个输入端之间增加开关。

15 其原因是，即使当模拟输入侧模拟输入侧电容器阵列、参考侧电容器阵列、电平调节电容器的电容值由于制造上的问题而变化，并且预计在两个电容器阵列之间的中间电位存在差异，将偏移消除开关串联连接在两级之间，以使开关之间节点短路。因此，比较器两个输入端的电位始终是相等的。

20

图1

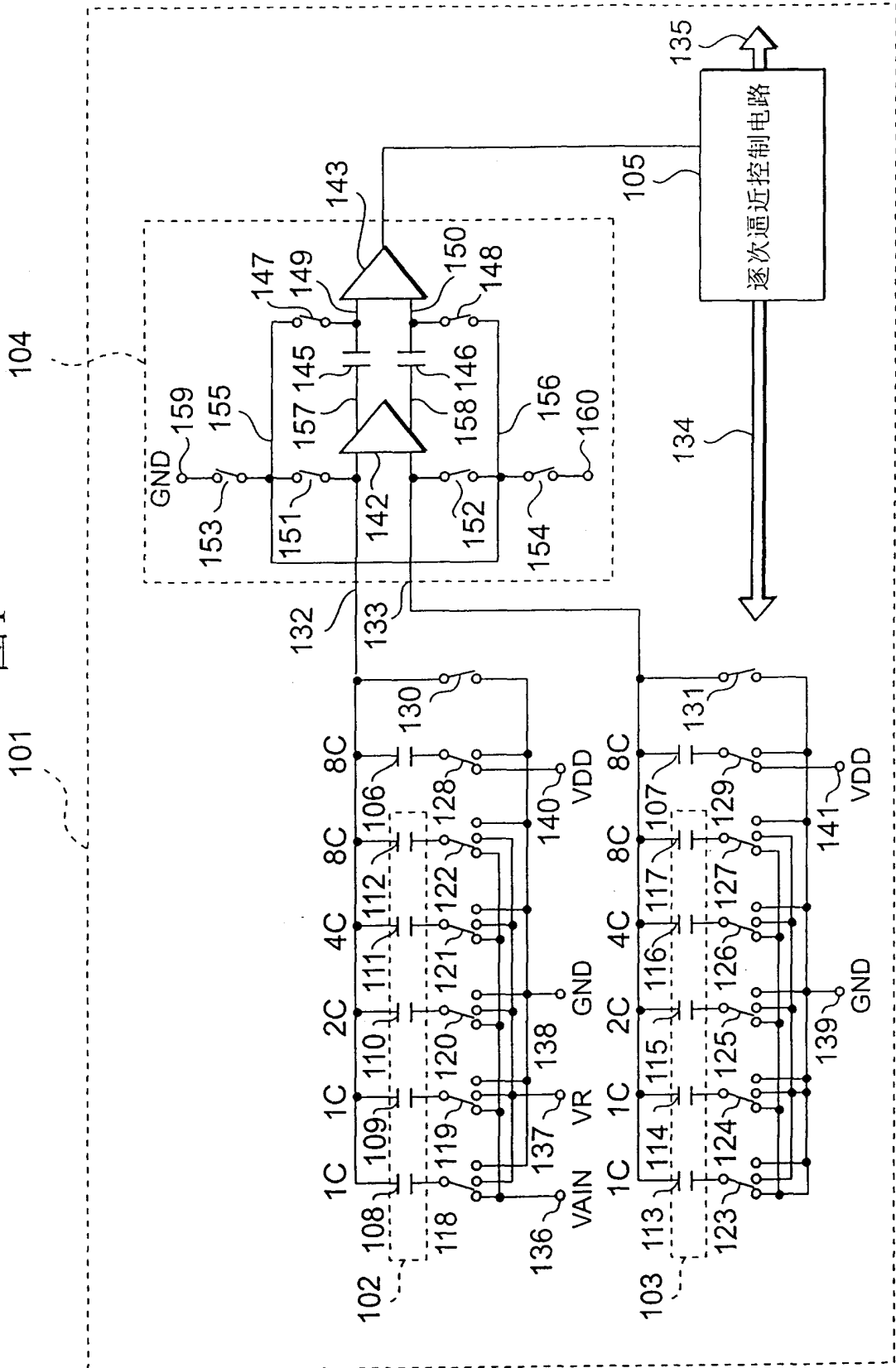


图2

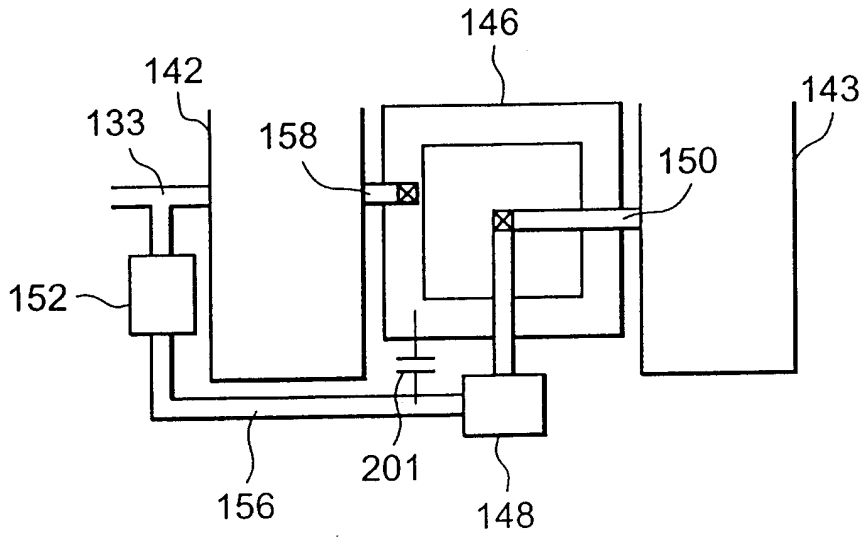


图3

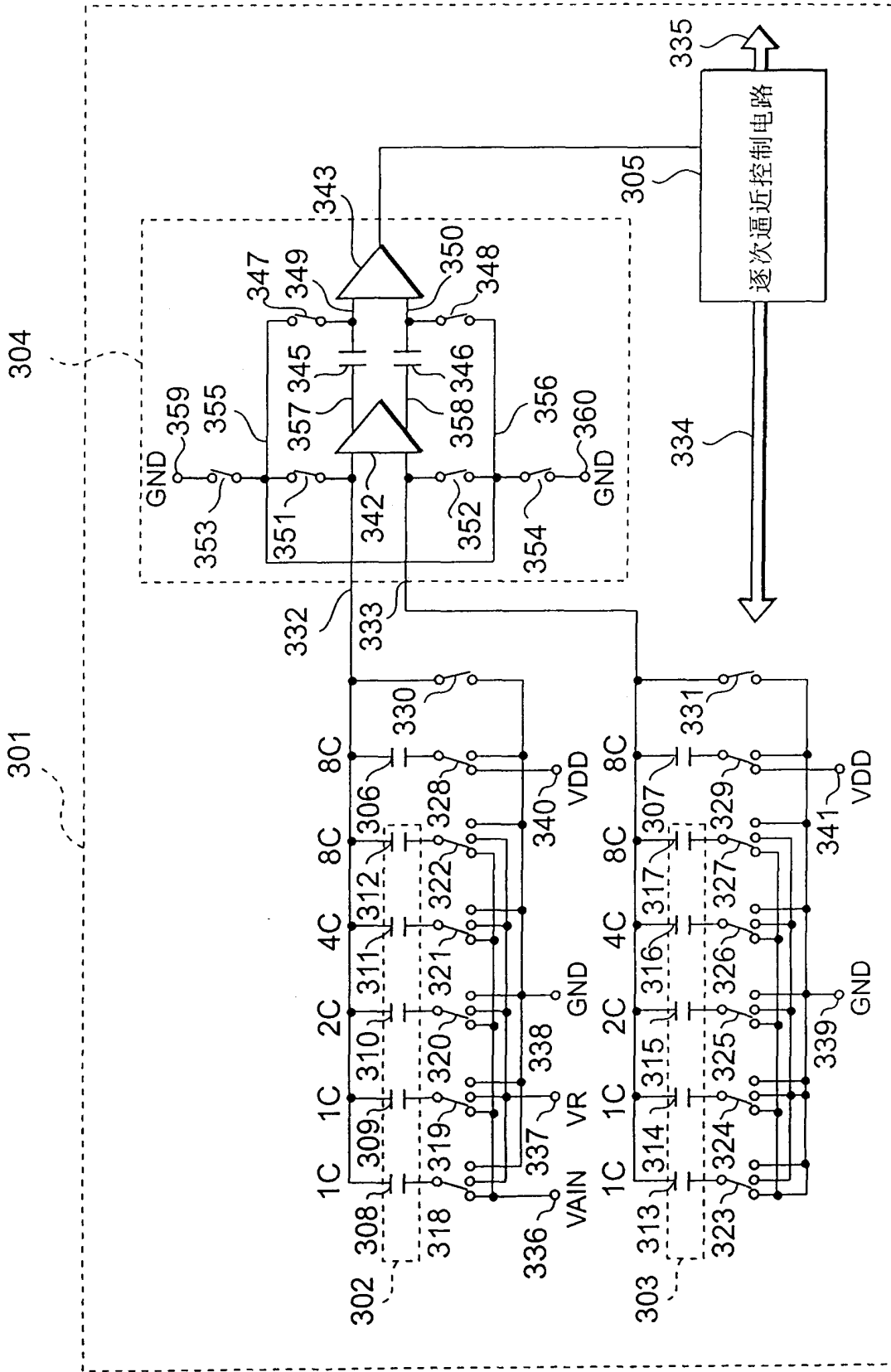


图4

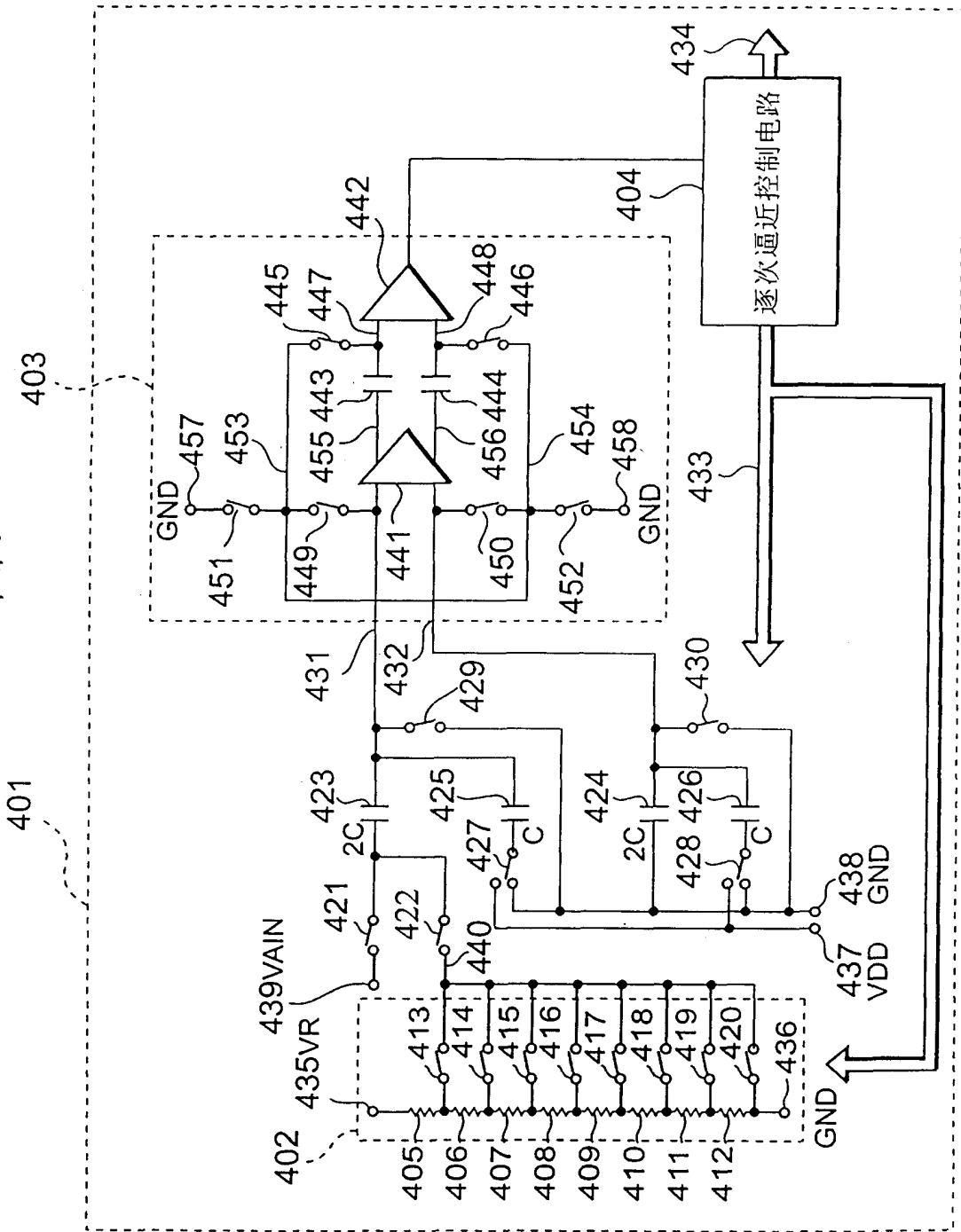


图5

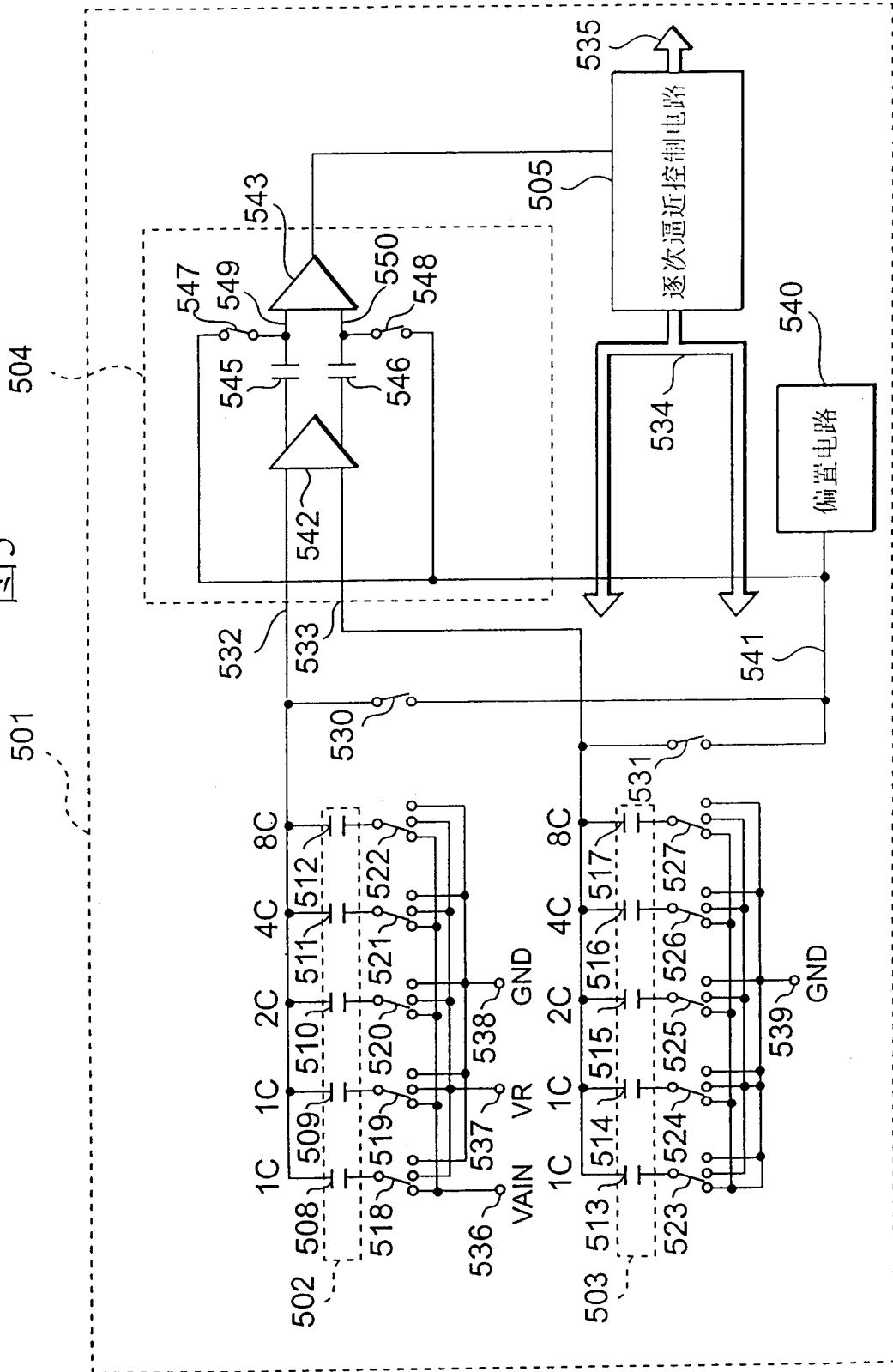




图8(b)

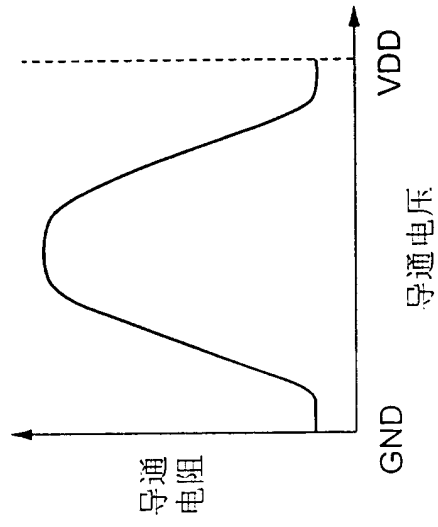


图8(a)

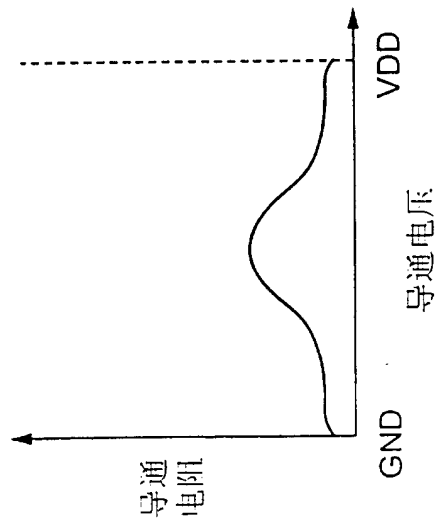


图9

