

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 99801055.3

[43]公开日 2000 年 11 月 15 日

[11]公开号 CN 1273648A

[22]申请日 1999.6.25 [21]申请号 99801055.3

[30]优先权

[32]1998.6.29 [33]US [31]09/106,475

[86]国际申请 PCT/US99/14443 1999.6.25

[87]国际公布 WO00/00876 英 2000.1.6

[85]进入国家阶段日期 2000.2.29

[71]申请人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯州

[72]发明人 劳伦斯·埃德温·康奈尔

帕特里克·李·雷克斯

蒂莫西·詹姆斯·柯林斯

小唐纳德·伯纳德·勒默萨

[74]专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司

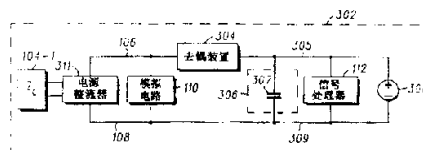
代理人 李 辉 谷慧敏

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图页数 2 页

[54]发明名称 用于减小便携数据装置中的电能波动的装置和方法

[57]摘要

一种便携数据装置,其采用的集成电路具有用于通过电源节点从外部信号源(308)接收能量信号的信号处理器(112)。而在该电源节点与信号处理器(112)之间设置有一个去耦装置(304)。同时与该信号处理器(112)并联地设置有一个蓄能器(307),其与去耦装置(304)一起用于将信号处理器(112)的影响与该集成电路的其它部分隔离开。



ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1.一种集成电路，包括：

5 用于通过电源节点接收来自外部信号源的能量信号的数字信号处理器；

置于电源节点与该数字信号处理器之间的去耦装置；以及

与该数字信号处理器并联并可操作地耦合到去耦装置上的蓄能器。

10 2.如权利要求 1 所述的集成电路，其特征在于该电源节点包括一个阻抗网络，而且该集成电路另外包括一个可操作地耦合到该阻抗网络上的电源整流器。

15 3.如权利要求 1 所述的集成电路，其特征在于该去耦电路包括用作电流源的晶体管。

4.如权利要求 3 所述的集成电路，其特征在于该电流源包括一个串联耦合到参考电流电路上的电流镜电路。

20 5.如权利要求 1 所述的集成电路，其特征在于蓄能器包括电容。

25 6.如权利要求 1 所述的集成电路，其特征在于到该集成电路的能量是通过振幅移位键控法（ASK）调制输入能量信号来提供的，而该去耦装置的特征在于其阻抗按照实质上小于该 ASK 调制输入能量信号的输入数据边沿速率的速率来变化。

7.一种便携数据装置，包括：

用于接收来自外部信号源的能量信号的电源节点；以及
集成电路，包括：

30 数字处理器；



置于电源节点与数字处理器之间的去耦装置；以及
与该数字处理器并联并可操作地耦合到该去耦装置上的蓄能器。

5 8.如权利要求 7 所述的便携数据装置，其特征在于该电源节点另外包括一个阻抗网络，而该阻抗网络另外包括一个耦合到该去耦装置上的电容电路。

10 9.如权利要求 7 所述的便携数据装置，其特征在于该去耦电路包括一个可变电流量源。

10.如权利要求 9 所述的便携数据装置，其特征在于该可变电流量源包括用作电流量源的晶体管。
耦合到去耦装置。

15 11.一种便携数据装置，包括：
包含有数字处理器的集成电路；
可操作地耦合到该数字处理器上的阻抗网络；
置于该阻抗网络与该数字处理器之间的可变电流量源；以及
20 与该数字处理器并联的蓄能器；其中该阻抗网络包含有一个电容电路。

12.如权利要求 11 所述的便携数据装置，其特征在于该可变电流量源包括一个串联耦合到参考电流量电路上的电流量镜电路。

25 13.如权利要求 11 所述的便携数据装置，其特征在于该蓄能器为电容。



说明书

用于减小便携数据装置中的电能波动 的装置和方法

5

本发明一般涉及便携数据装置，或智能卡，具体地说，其涉及用于调控便携数据装置上电路所产生的电能波动的方法和装置。

10

众所周知便携数据载体（即智能卡或芯片卡）一般均包含有一个塑料基片，其内部放置有用于处理数字数据的半导体器件（即集成电路—IC）。该种数字数据可以是程序指令，用户信息，或其任一类型的组合。通常，这些装置是以接触式模式来进行操作的，即通过形成于塑料基片上并与半导体器件互连的接触点阵列在便携数据载体与外部读卡器或数据通信终端之间交换电信号。类似地，也有以非接触式模式进行操作的智能卡，其中利用射频（RF）接收电路在卡片与卡片终端之间互换数据。即，不需将卡片与卡片终端实际接触，而只需简单地将卡片放置在该终端的预定距离范围之内，便可以与其互换数据。另外，还存在能以接触式或非接触式任一模式进行操作的智能卡。此类智能卡通常均配备有 RF 接收电路（用于非接触式操作）以及接触点阵列（用于接触式操作），并被统称为双模式智能卡。

15

20

25

无论是以接触式模式还是以非接触式模式进行操作，均存在一直困扰智能卡设计者的多种问题。其中的一个问题与由智能卡上的集成电路所产生的电能波动有关。这些可能是由来自数字信号处理器的普通开关噪声或由反映处理行为的电流尖脉冲所引起的电能波动，将会使正常智能卡操作过程中出现两种特殊的问题；即，接收器对开关噪声的敏感性以及安全性漏洞，具体情况如下所述。

30

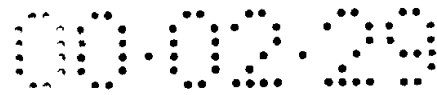
开关噪声的问题是非接触式操作中最为显著的问题，其中敏感模拟电路与信号处理单元共用一条公共电源线。参照图 1，智能卡装置



100 包括一个用于容放智能卡电路的基片 102。而电源节点 104 则用于通过电源线 106 和 108 (V_{DD} 和 V_{SS}) 向可选模拟电路 110 和信号处理器 112 提供电能。其所应注意的是，在接触式操作中，由于信号处理器 112 从外部数据通信终端（未示出）直接接收电能，因此其并不需要模拟电路。然而，在非接触式操作中，则需要使用模拟电路 110，其中可以包括其性能将会由于信号处理器 112 所产生的开关噪声而变差的敏感电路。具体地说，模拟电路 110 可以是一种用于从被利用 10 % 振幅移位键控法 (ASK) 进行调制的能量信号中恢复数据信号的数据恢复电路。如果由信号处理器 112 所产生的开关噪声被耦合到该 ASK 调制能量信号上，则数据信号可能将会变差而无法使用。因此，为了提高非接触式操作的性能，必需先要解决开关噪声的问题。

接触式模式和非接触式模式操作中均存在的另一个问题，源于由信号处理器 112 所产生的数字签名 (signature)，其中每次数据传输和指令执行通常均将汲取不同数量的电能（例如电流）。通过监测与这些事件相关的输入能量波动，则将能够确定指令执行和数据传输的顺序，由此将增加出现安全性漏洞的可能性。例如，通过监测由数字信号处理器 112 所进行的数据传输来提取密码，尽管也许比较费劲，但其原理却十分简单。因此，由于接触式或非接触式模式中正常操作过程中所出现的电能波动可能会受到监测，因此其将导致安全性较为脆弱的问题。

其所应注意的是，在接触式模式或非接触式模式中均会出现上述的问题。图 2 所示为图 1 中所示电源节点的详细示意图，通过其重点例示了能量提取的不同模式。具体地说，在非接触式模式中可以利用通常是磁性/感应线圈或静电/电容电路的阻抗网络 104-1，来产生电源线 106、108。其应被注意的是，此类装置通常均符合 ISO 标准 14443。类似地，连接点 (terminal pad) 104-2 构成了通过其来提供电源线 106、108 的接触设备。其所应注意的是这些连接点，与所示的其它连接点 (201-203, 205-207) 一起，均与 ISO 标准 7816 相一致。其还应注意



的是，在便携数据装置上可以单独使用部件 104-1 或 104-2，或者也可以将其合在一起用于双模式智能卡。而正是由于这些机构，才使安全性漏洞的问题变得更为严重。

5 标题为“Method and Apparatus for a Regulated Supply on an Integrated Circuit”的美国专利 No.5,563,779，试图解决上文中所述的数字开关噪声的问题。其具体方法是，感测来自某电路的输出电压电平，并改变某可变电容的值，由此改变了电源电压并校正了不断变化的输出电平。遗憾的是，上述方法中所用的电路对以数字方式产生的开关噪声的响应速度不是很快，因此其对诸如当今便携数据装置中所需使用的高速、混合模式的集成电路并不十分有效。

10

因此，目前需要有一种用于减小由智能卡上的信号处理器所产生的开关噪声的有害效果的装置和方法。具体地说，需要改进现有技术的方法，使其可用于高速、混合模式的集成电路。另外，任何能够通过减小正常操作过程中的电能波动而增强安全性的装置或方法，均是对现有技术的有利改进。

15

图 1 所示为现有技术中的常见便携数据装置的示意图；

20 图 2 所示为图 1 所示的电源节点在非接触式和接触式两种模式下操作的详细示意图；

图 3 所示为根据本发明的一种包含有去耦装置和蓄能器的便携数据装置的示意图；以及

图 4 所示为图 3 中所示去耦装置和旁路稳压器的详细示意图。

25 本发明涉及便携数据装置，即智能卡，其包含有用于改变到信号处理器（其在操作过程中会产生电能波动）的导入电能路径的特性的电路。提供了与这些电能波动无关的导入电能波形，并生成与导入电能波形实质上幅值相等而方向相反的导出电能波形。以此方式，本发明在增强了便携数据装置的安全特性的同时，克服了与数字开关噪声

30

有关的问题。

图 3 所示为便携数据载体 302，其包括到信号处理器 112 的导入电能路径 305 上的去耦装置 304。该去耦装置 304 的输出上另外还耦合有一个与信号处理器 112 并联的蓄能器 306。在优选实施例中，该蓄能器如图所示包括一个电容电路 307。如图所示，在导入电能路径 305 与导出电能路径 309 之间，还与信号处理器 112 并联有一个稳压器 308。

在如图 3 所示的非接触式实施例中，电能通过电源整流器 311 由阻抗网络 104-1 提供给模拟电路 110 和信号处理器 112。信号处理器 112 通常代表了任何在正常操作过程中表现出较大动态阻抗变化的部件。这些变化的形式可能是与数字电路、离散时间模拟电路，或其它诸如振荡器、比较器或甲乙类放大器等类型模拟电路相关的开关噪声。模拟电路 110 同样代表了任何对由上述有害类型的阻抗变化所引起的电压波动较为敏感的电路。

根据本发明，去耦装置 304 用于将模拟电路 110 与信号处理器 112 的阻抗变化隔离开。其结果是，由模拟电路 110 所“看到”的阻抗将由去耦装置 304 确定，而与信号处理器 112 无关。为了确保信号处理器 112 能够正常工作，其利用稳压器 308 和电容 307 将信号处理器 112 两端的电压维持在所需工作电压范围之内。具体地说，电容 307 起到了蓄能器的作用并被用来提供每次信号处理器开关事件中所需的瞬时电流，而同时稳压器 308 则被用于调控信号处理器 112 两端的平均电压。

通常情况下，去耦装置 304 用于将模拟电路 110 所“看到”的阻抗维持在大致固定的值上。然而，对于其它类型的应用，去耦装置 304 可被设计成能够允许此阻抗以不至于严重降低模拟电路 110 的性能的速率来进行变化。例如，在智能卡应用中，可以按照其速率与卡片通



过读卡器磁场的速率相当的方式来改变该阻抗的数值。随着卡片越来越靠近读卡器，可获得的输入能量也将越来越大，而该阻抗则将随之减小，从而使更多的能量能够被提供给信号处理器 112。以此方式，其将总能够把最大的可用输入能量传送给信号处理器 112。在优选实施例中，模拟电路 110 是一种数据恢复电路，并被用来从被利用 10% 振幅移位键控法（ASK）进行调制的输入能量信号中恢复出数据信号。根据本发明，去耦装置 304 的阻抗将按照实质上小于调制数据的输入数据边沿速率（edge rate）的速率来变化。因而，利用一个单极高通滤波器（未示出），便可以很容易地去除掉由于去耦装置 304 的阻抗变化所引起的任何低频调制失真。

图 4 所示为便携数据装置 401 的示意图，其中包括去耦装置 304 和稳压器 308 的详细示意图。所应注意的是，此实施例中的电源节点包括多个接触式连接点 104-2，但其应理解的是这样一种结构可以依赖于图 3 所示的阻抗网络 104-1，以及其它的模拟专用电路。

去耦装置 304 由 p 沟道 MOSFET403 和 404，n 沟道 MOSFET405 和 406，以及恒流源 409 构成。n 沟道 MOSFET405 和 406 构成了一种常见的用于行使电流导引功能的差分对。NFET405 和 406 的相对栅电压将决定来自电流源 409 的电流是如何在 NFET405 与 406 之间进行分配。其中具有较大栅电压的器件将具有较大的源电流。PFET403 和 404 构成了一个电流镜电路，在优选实施例中，其规格被设计为能够使 PFET403 中的漏电流大约为 PFET404 中漏电流的 100 倍。PFET404 的漏电流大致等于 NFET406 的漏电流，因此 PFET403 中的漏电流将是 NFET406 的漏电流的 100 倍。加载到节点 407 上的 V_{ref} 电压为固定值。NFET406 的栅电压是加载到节点 106 上的电源电压 V_{dd} 的固定分数 X。对于 $X \cdot V_{dd}$ 远小于 V_{ref} 的情况，在 NFET406 中将不会流过来自电流源 409 的电流，并因此使得 PFET403 中将不会有电流流过。当电压 $X \cdot V_{dd}$ 增大时，一些来自电流源 409 的电流将流进 NFET406 中，而 PFET403 中则将流过 100 倍于 NFET406 中电流的电流。当电压 $X \cdot V_{dd}$

等于 V_{ref} 时，PFET403 的漏电流将是电流源 409 中的电流的 50 倍，而对于 $X \cdot V_{dd}$ 远大于 V_{ref} 的情况，所有来自电流源 409 的电流均将流过 NFET406，而流过 PFET403 的电流则将达到其最大值，即电流源电流的 100 倍。而 PFET403 的漏电流则受加载到差分对器件 405 和 406 上的差分电压控制。如图所示，其实质上与由于信号处理器 112 的处理行为而出现的电压波动无关。

公知的电子学原理表明，流进电容 307、信号处理器 112 和稳压器 308 中的电流总和必然与从 PFET403 中流出的电流相等。同样，流出电容 307、信号处理器 112 和稳压器 308 的电流则应与流进这些元件的电流完全相同。其结果是，流出电容 307、信号处理器 112 和稳压器 308 的电流总和也将与流出 PFET403 的电流量完全相等，而因此与信号处理器 112 的处理行为无关。与 PFET403 的栅极相连的 RC 滤波器决定了 PFET403 的漏电流以何种速率来变化。而根据本发明的优选实施例，该速率实质上小于 ASK 调制输入能量信号的输入数据边沿速率。

在本优选实施例中，稳压器 308 是一种有源旁路稳压器。其由一个运放 413 和旁路 NFET411 构成。运放 413 的高增益特性和通过电阻分配器所得到的负反馈迫使运放 413 的负输入等于 V_{ref} 电压 407。这使得信号处理器 112 的电源电压将被固定在所需的电平上。由于稳压器 308 只能吸收电流，因此去耦装置 304 所提供的电流应大于信号处理器 112 所需要的电流。由于运放 413 的带宽有限，所以电容 307 应能提供信号处理器 112 所需的高频电流，并能防止信号处理器 112 的电源电压中出现较大的高频波动。

以上述方式，通过衰减所接收信号上由于数字干扰所产生的电压波动，本发明改善了接收器的敏感度。此外，本发明通过减小接触式或非接触式接口上可见的、由于数字切换所产生的电流波动的大小，还使其安全性得到了提高。本发明的有益特性是由于去耦电路的输入

00:02:29

阻抗大致恒定而得到的。此输入阻抗与信号处理元件的时变负载阻抗无关。

说明书附图

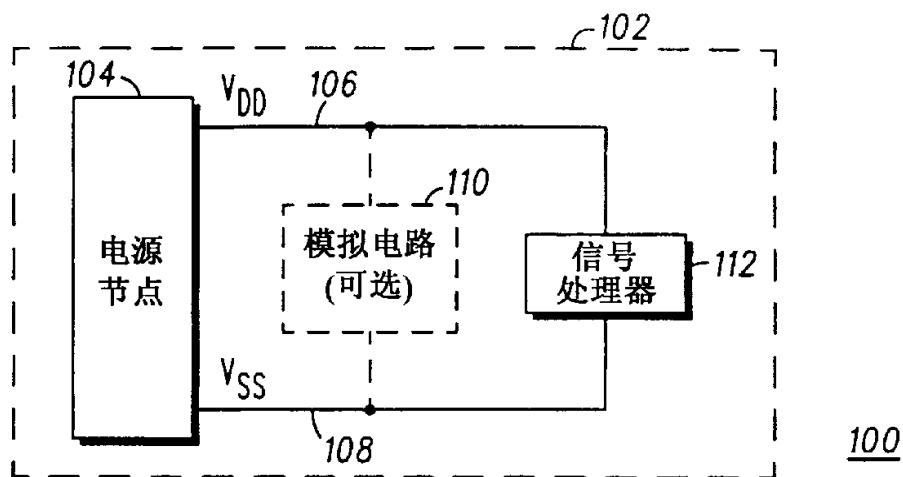


图1
现有技术

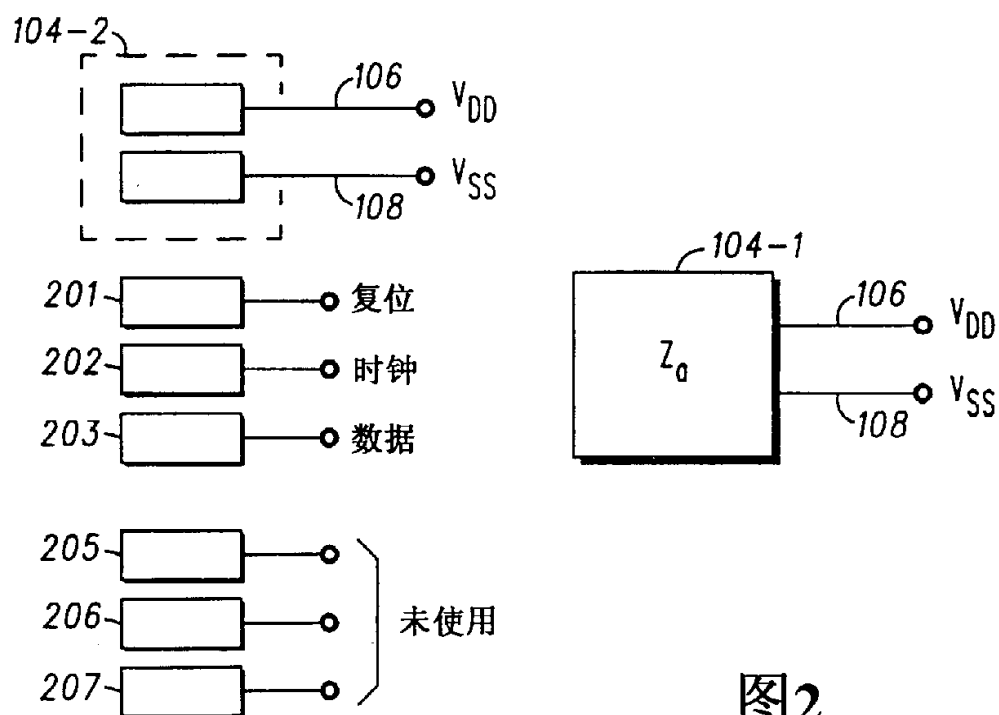


图2
现有技术

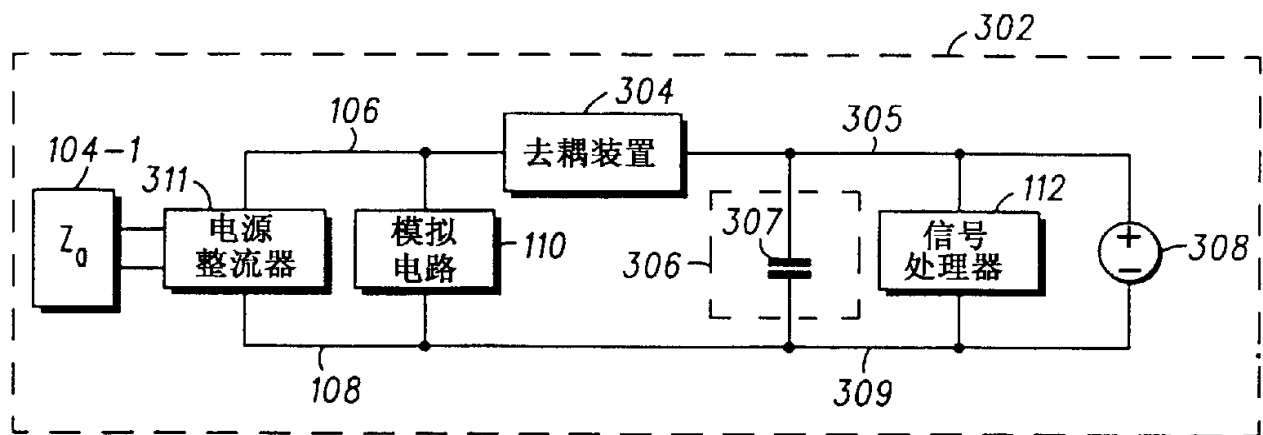


图3

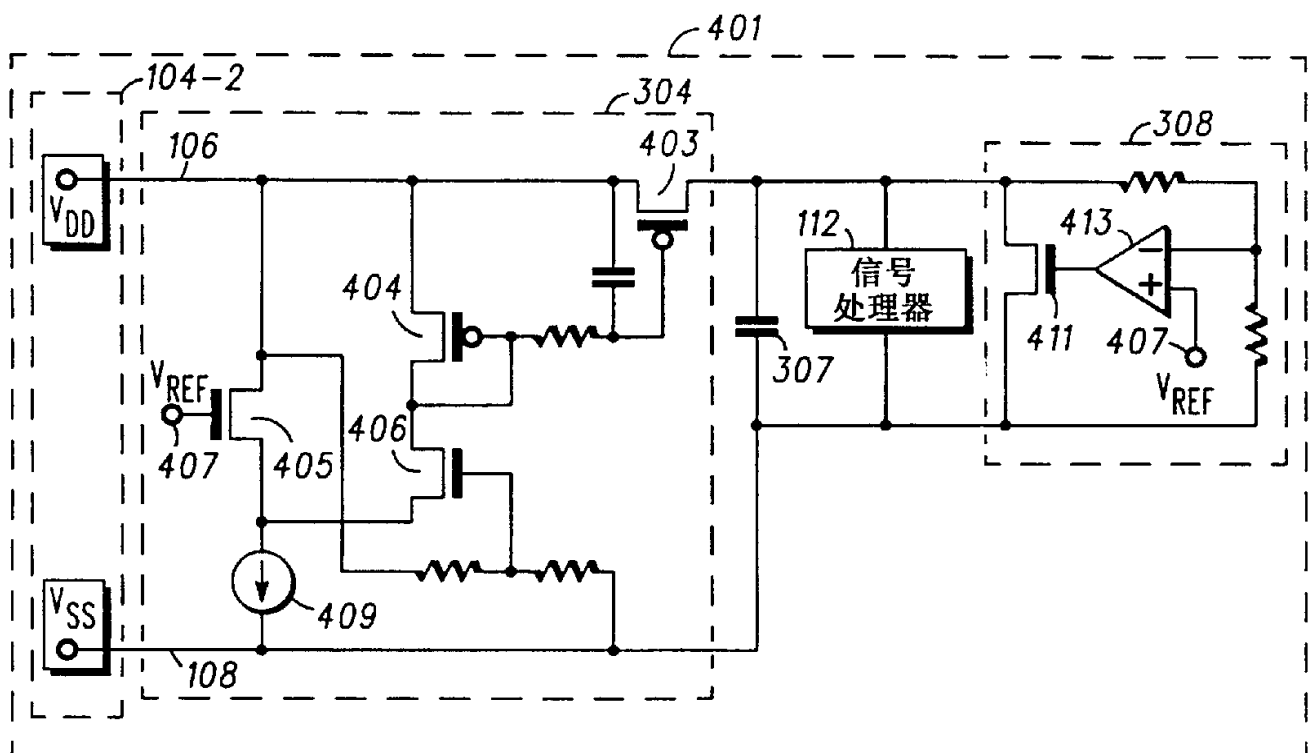


图4