



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 00812029.3

[45] 授权公告日 2008年1月23日

[11] 授权公告号 CN 100364222C

[22] 申请日 2000.6.23 [21] 申请号 00812029.3

[30] 优先权

[32] 1999.6.25 [33] US [31] 60/141,119

[86] 国际申请 PCT/US2000/017272 2000.6.23

[87] 国际公布 WO2001/001553 英 2001.1.4

[85] 进入国家阶段日期 2002.2.25

[73] 专利权人 伊利诺伊大学评议会

地址 美国伊利诺伊州

[72] 发明人 D·D·尼布里吉克 V·加特斯坦

[56] 参考文献

DE 29605699U1 1996.9.12

EP 653798A1 1995.5.17

DE 3608082A1 1987.9.10

审查员 张 洁

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 陈景峻 傅 康

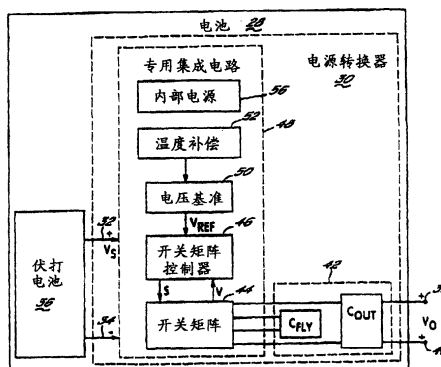
权利要求书 2 页 说明书 16 页 附图 16 页

[54] 发明名称

电池和电源管理电路

[57] 摘要

有效地转换 DC/DC 电源转换器以便当负载设备要求时通过负载电容产生预定输出电压。特别是，在所需的充电和放电状态之间转换容性和/或感性元件以维持输出电压。对于单独容性电源转换器或充电泵来说，输出电压与基准电压的比较有效地转换了充电和放电状态之间的一个飞点电容。而且，当获得预定的输出电压时，通过滞后比较输出电压与停止脉冲宽度调制(PWM)的预定门限，根据带有同步整流器和开关的一个感性元件的转换以便对负载电容充电的电源转换器被制作得更加高效。阐述的电源转换器适于集成电路实现并且可与电池的其他元件组合以便产生更有效的电池，获得更长的电池寿命和稳定的输出电压。



1. 一种电池, 包含:

一个伏打电池, 包括正极电极和负极电极, 该电池存储电荷, 结果形成跨接正负电极的电极电压;

一个外壳, 充分地包围该伏打电池, 该外壳包括正极端子和负极端子; 其特征在于所述电池进一步包括:

动态转换的电容充电泵, 电插入在这些电极和端子之间, 该充电泵被外壳充分包围, 并且其中所述动态转换的电容充电泵包括一个跨所述端子电耦合的负载电容器、飞点电容以及一个集成电路, 该集成电路包括:

在充电模式和放电模式之间电开关的开关矩阵, 其中在充电模式中的开关矩阵包括被构造为通过将飞点电容与伏打电池串联电耦合来对飞点电容进行充电, 并且其中在放电模式中的开关矩阵包括被构造为通过将飞点电容与负载电容器串联电耦合来对飞点电容进行放电; 和

一个开关矩阵控制器, 可操作地耦合到该开关矩阵以便选择充电和放电模式, 但是仅需要保持输出电压在一个期望值。

2. 根据权利要求1所述的电池, 其中开关矩阵控制器包括一个比较器, 响应降到预定门限值之下的输出电压以便命令开关矩阵到放电模式和响应高于预定门限值的输出电压以便命令开关矩阵到充电模式, 并且其中比较器包括滞后电路以便防止当输出电压接近预定门限值时迅速振荡, 或比较器包括含有一个放大器和滞后设备的输出级。

3. 根据权利要求1所述的电池, 进一步包括:

一个内部电源, 电耦合到伏打电池电压电源, 内部电源电偏置开关矩阵控制器; 和

一个电压基准电路, 提供电压基准给开关矩阵控制器, 所述电压基准电路包括用于该电压基准电路的一个温度补偿电路。

4. 根据权利要求1所述的电池, 其中该开关矩阵包含第一开关, 电开关地耦合正电极到飞点电容的第一端; 第二开关, 电开关地耦合飞点电容的第一端到该电池的正极端子; 第三开关, 电开关地耦合负极到飞点电容的第二端; 和第四开关, 电开关地耦合飞点电容的第二端

到正电极，其中第一开关、第二开关、第三开关和第四开关分别由场效应集成电路组成，其中第一和第三开关闭合，第二和第四开关打开以便影响充电模式和反之影响放电模式。

5. 根据权利要求1所述的电池，其中该伏打电池包含选取的锂电化学电池和碱电化学电池之一。

6. 根据权利要求1所述的电池，其中飞点电容包括一个高效电容器。

7. 配置为调整电池正负端子的输出电压的电源管理电路，该电池进一步包括具有正和负电极的一个伏打电池、一个能量存储设备，和跨端子电耦合的负载电容器，该电源管理电路包含：

一个开关矩阵，在充电模式和放电模式电可开关，其中该开关矩阵在充电模式包含被配置为通过将能量存储设备与伏打电池串联电耦合来对能量存储设备进行充电，并且其中该开关矩阵放电模式包含被配置为通过将能量存储设备与负载电容器串联电耦合来对能量存储设备进行放电；和

一个开关矩阵控制器，可操作地耦合到该开关矩阵以便选取充电放电模式，但是仅需要保持输出电压在一个期望值。

8. 根据权利要求7所述的电源管理电路，其中该开关矩阵包含以下之一：

一个非反相的开关电容设备、一个反相开关电容设备。

电池和电源管理电路

技术领域

本发明涉及DC/DC电源控制器，更特别涉及用于综合电源管理系统的可调的单独电容的-或电容的/电感的电源变换器。

背景技术

电子技术的发展已经能以低成本和高效率构造便携式电子设备。因此，便携式电子设备的应用正如其产品数目和类型一样不断增加。例如宽频谱便携式电子设备包括寻呼机、蜂窝电话，音乐游戏机、计算器、膝上型计算机和个人数字助理以及其它。

便携式电子设备中的电子设备通常需要直流(DC)电源。通常，使用一个或多个电池作为能源以便为提供此DC电源。理论上，诸如标准形状的AAA、AA、A、C D和棱形的(prismatic) 9v的消费电池将完美地与便携式电子设备的能量需求相配。诸如碱性和锂电化电池的电极化学成分的改进已经满足了具有增加的贮藏寿命、增加的存储电荷和高峰容量电池的有限度需求。即使具有这些改变，但仍存在多个不足之处。

例如，许多便携式设备包括集成电路，具有最小电压电平以便操作。诸如电化学电池的伏打电池的输出电压电平通常下降到该电池的使用寿命以下。通常，绝大部分的电池使用寿命在电池的输出电压下降到设备的最小电压电平之后出现。在有些情况下，浪费的使用寿命达80%之多。

此外，往往来自电池的电压和电流不适合用于直接向便携式电子设备的电子设备供电。例如，根据电池决定的电压电平可能不同于电子学意义上设备所需的电压电平。此外，电子设备的某些部分可能比其他部分操作在不同的电压电平上，从而需要不同的能源电压电平。更进一步，电池常常不能很快地响应设备在电流要求方面的急剧波动。

图1表示一个便携式电子设备 10的典型方案，包括能源12(诸如一个或多个电池)、和负载器件 14(诸如需要电源的内部电子设备)。插入在能源12和负载器件之间的是电源16，可以执行多种功能。例如，

被描述为与电源 16 整体部分的电源变换器 20 从向该电源提供必要的电源转换以便使适合于该负载器件 14。

就所需的能量变换类型而言，电源变换器 20 可以"提升" (即加速) 或"降低"电压。也就是说，变换器 20 可以在一对输入端 24、25 上将来自能源 12 的输入电压 V_s 增减到在一对输出端子 26、27 上配备在负载器件 14 的输出电压 V_o 。电源变换器 20 能够同时存储适量的能量以满足在能源 12 不能提供时负载需要的简短的峰值或增加。

电源变换器 20 也可以调整输出电压 V_o ，以保持接近于期望的输出电压电平和降低可能引起有害噪音或引起负载器件 14 不希望的性能的急剧波动。这种波动可能由于负荷的需求变动、来自外部电磁源的感应噪声、能源 12 的特性和/或来自电源 16 中的其他组件的噪音而出现。

按照惯例，由于电源变换器 20 的适当尺寸和成本被用于便携式设备中。然而，单独电容的充电泵或电感的/电容开关电源变换器 20 通常依赖充电和放电状态之间的振动转换以便将电源从诸如电化学伏打电池 12 的能源传送到负载器件 14。每个状态的转换招致极大能量消耗，降低了该伏打电池的贮存寿命。

此外，虽然这种电源变换器 20 通常适用于便携式的，但其仍然不利地影响该便携式设备的尺寸、重量和成本。

此外，电源变换器通常不能作为有效类型的电化学伏打电池 12 (例如锂、碱性的) 的广泛组合之最佳选择。从而，这种电源变换器 20 通常只能在认为效率降低或提高来自未调整的方式的电池 12 的电压时来稳压。

因此，对于为便携式电子设备更高效地提供有效的、调整的输出电压的电源转换器来说，存在极大的需求。

发明内容

本发明旨在为便携式电子设备提供有效的、调整的输出电压的电源转换器。

为此，本发明一方面提供一种电池，包含：

一个伏打电池，包括正极电极和负极电极，该电池存储电荷，结果形成跨接正负电极的电极电压；

一个外壳，充分地包围该伏打电池，该外壳包括正极端子和负极端子；其特征在于所述电池进一步包括：

动态转换的电容充电泵，电插入在这些电极和端子之间，该充电泵被外壳充分包围，并且其中所述动态转换的电容充电泵包括一个跨所述端子电耦合的负载电容器、飞点电容以及一个集成电路，该集成电路包括：

在充电模式和放电模式之间电开关的开关矩阵，其中在充电模式中的开关矩阵包括被构造为通过将飞点电容与伏打电池串联电耦合来对飞点电容进行充电，并且其中在放电模式中的开关矩阵包括被构造为通过将飞点电容与负载电容器串联电耦合来对飞点电容进行放电；和

一个开关矩阵控制器，可操作地耦合到该开关矩阵以便选择充电和放电模式，但是仅需要保持输出电压在一个期望值。

本发明另一方面提供配置为调整电池正负端子的输出电压的电源管理电路，该电路进一步包括具有正和负电极的一个伏打电池、一个能量存储设备，和跨端子电耦合的负载电容器，该电源管理电路包含：

一个开关矩阵，在充电模式和放电模式电可开关，其中该开关矩阵在充电模式包含被配置为通过将能量存储设备与伏打电池串联电耦合来对能量存储设备进行充电，并且其中该开关矩阵放电模式包含被配置为通过将能量存储设备与负载电容器串联电耦合来对能量存储设备进行放电；和

一个开关矩阵控制器，可操作地耦合到该开关矩阵以便选取充电放电模式，但是仅需要保持输出电压在一个期望值。

本发明通过提供动态控制电感DC / DC 电源变换器的装置和方法来克服上述和先有技术的其他不足之处，有效地按负载器件需求量从一个能源处转换电能。

本发明通过提供具有内置的动态转换的电容设备的电池来满足这些和其他需求。更特别是，使用有效的转换方案动态地根据电负载来提供电源转换器以便调整电池的正极和负极端子之间的输出电压 (V_o)，电源变换器和转换方法最佳结合在电池容器之内。此外，电源变换器将适合于多种电池类型。

在我们以前的某些发明中，展示了在电池组尤其是标准尺寸的消耗电池容器之内引入电子线路以提供多种优点，诸如调整输出电压。具体地说，以下待审和拥有的普通申请全部在1998 4月2日提交：

美国系列号09 / 054,192, 由Vladimir Gartstein和Dragan D. Nebrigic提交的题目为具有内置控制器以延伸电池运行时间的原电池 (PRIMARY BATTERY); 美国系列号09 / 054,191, 由Vladimir Gartstein和Dragan D. Nebrigic提交的题目为具有内置控制器以延伸电池服务运行时间的原电池 (PRIMARY BATTERY); 美国系列号09 / 054,087, 由Vladimir Gartstein和Dragan D. Nebrigic提交的题目为具有内置控制器电池; 和美国临时申请系列号60 / 080,427, 由Dragan D. Nebrigic和Vladimir Gartstein提交的题目为具有内置控制器以延伸电池服务运行时间的电池。所有上述申请在此合并以其整体作参考。

在我们的另一个发明中, 我们展示合并电子线路的附加优点, 诸如提供该电池的充电状态增强指示。具体地说, 以下待审和拥有的普通申请全部在1999 4月23日提交: 美国系列号09 / 298,804, 由 dragan D. Nebrigic和Vladimir Gartstein提交的题目为具有内置指示符的电池, 其中上述的申请在此合并以作全面参考。还讨论了有益地增加电池输出电压的电感-电容电源变换器。

由于我们已经发现基于充电泵的单独的电容电源变换器对于需要增大电池输出电压的应用具有多种可取的属性, 尤其对于提供电池组尺寸和能量需要的如下所述版本。

此外, 在一个说明性版本中, 电源变换器使用一个负载电容器接收来自飞点电容 (fly capacitor) 的电荷传送。更特别是, 该飞点电容动态地进行转换以便调节负载电容器上的可变负载从而有效地转移电荷。具体地说, 电源变换器包含含有控制飞点电容的开关矩阵的一个充电泵, 其中该飞点电容和该电池的伏打电池并联被转到电充电模式。此后, 开关矩阵转到放电模式, 其中飞点电容的电势还与伏打电池串联放置。该组合通过负载电容器电耦合以对负载电容器之内的飞点电容中的存储电荷放电。

作为另一方面, 为了增加负载电容器的输出电流容量, 通过开关矩阵控制器动态地执行飞点电容的转换, 而不仅仅是考虑电负载而振动开关矩阵的状态。动态控制考虑了电池低功率需求周期期间的能量保存。

另一个方面是通过将比较器合并到开关矩阵控制器之内来动态地控制开关矩阵。在某些版本中, 还对比较器提供了一个电压基准和温

度补偿以便在比较输出电压与预定门限值时使用。

在另外一个方面，提供一个内部电源以便向该电源变换器偏置，尤其对于具有相对低标称电压的伏打电池来说。

为了获得低功耗和在小容量的某些电池之内操作，电源变换器大量地被作为专用集成电路(ASIC)进行制造。此外，场效应晶体管(FET)被描述为具有峰值电池电流的能力仍提供低功耗。

更特别是，连同其它优势一道，我们发现按照电池组负载的需要动态地控制电源转换器提供附加峰值容量和/或增加的功率系数。此外，这种动态转换有助于导致其本身大范围的伏打电池(例如电化学电池诸如锂，锌酸、碱等；电机械电池，太阳能电池；等等)。

按照本发明的另一方面，电感电容DC / DC电源转换器的动态控制通过输出端子感知负载电容器的适当的充电状态并停止电感元件、同步整流机和转换的脉宽调制转换控制，以便通过电源变换器降低功耗。

在以下讨论中本发明的这些和其他优点将变得显而易见。

附图说明

并入说明书组成部分的附图解释本发明的实施例，连同以上给出的总体描述和如下实施例的详细说明用来说明本发明的原理。

图1是电源与电源转换器合并的一个便携式电子设备的顶层方框图。

图2是在伏打电池和电池端子之间插入电源转换器的电池电路方框图。

图3是包括由专用集成电路(ASIC)和输出电容器和飞点电容组成的电源转换器的电池电路框图。

图4是用于图3的非反相的开关矩阵、飞点电容和输出电容的一个电路图。

图4A是用于图3的反相开关矩阵、飞点电容和输出电容的一个电路图。

图5与源电压(V_s)和飞点电容的容量(C_F)有关的飞点电容中的存储电荷的三维图。

图6A和6B是表示与高效电容的频率有关的复数阻抗图表，具体地说是Maxwell作为模型Ultra PC223出售的8 F ultra -电容。

图7是用于表明图4开关矩阵控制器方法的第一比较器的说明性电

路的一个电路图。

图8是表示在输出电容器充电需要的时间间隔期间，通过图7的第一比较器响应在该输出电容器感知的图表输出电压产生的图4之开关矩阵的转换信号电压图表。

图9是图8电压图表的更长时段以表示电源变换器的稳态运行。

图10是用于开关矩阵控制器的电路图，该开关矩阵控制器利用由分压器偏置预定门限值的一个比较器。

图10A是图10的开关矩阵控制器超时时的典型电压图表，表示当输出电压在预定门限值附近改变时在开关矩阵的开关命令中的一个希望的滞后。

图11是用于图10的开关矩阵控制器的第二比较器的电路框图。

图11A是用于图11的第二比较器滞后判定放大器之后的第一对差动放大器。

图11B是用于图11的第二比较器滞后判定放大器之后的第二对差动放大器。

图11C是用于图11的第二比较器的一个自偏压放大器。

图11D是用于图11的第二比较器的一对倒相器。

图12A - 12D是代表图11、11A - 11D所示的第二比较器的电压图表，具体地说图12A包括第一差动放大器、滞后判定放大器对，图12B包括第二差动放大器、滞后判定放大器对，图12C包括一个自偏压放大器、和图12D包含一对倒相器。

图13是用于输出电容器的初充电周期的图12B - 12D的电压图表。

图14是用于图10的开关矩阵控制器的第三比较器比较器的电路框图。

图14A是具有图14比较器的内置滞后的一对差动放大器。

图14B是用于图12的比较器的高增益轨至轨 (high gain rail to rail) 的施密特触发器。

图14C是用于图14比较器的三各倒相器以便使开关点对准 (square)。

图15A是对于图14、14A - C的电路结合图15B所示的开关矩阵状态的电流吸入 (drawn)。

图16是用于图3的专用集成电路 (ASIC) 的单一级升压链内部电源

的一个电路图，图16A描述该电路的时钟信号的适当序列。

图17是用于图3的专用集成电路电路(ASIC)的多级升压链内部电源的一个电路图，图17A描述该电路的时钟信号的适当序列。

图18是图17的多级升压链内部电源的每个级超时的电压图表。

图19A是用于反向电源变换器的一个输出级的顶层示意图。

图19B是用于升压电源变换器的一个输出级的顶层示意图。

图20是用于图19B的升压电源变换器起止控制器的一个电路版本。

图21是用于图20起止控制器的一个定时图。

具体实施方式

电源变换器的动态控制

参考图2，电池28的电路框图包括电源变换器30，插入在伏打电池36的输入端32、34和该电池28的正极输出端38和负极输出端40之间。该电源变换器30包含一个开关电容设备42，跨越在正极和负输出端38、40之间，开关电容模式被一个开关矩阵44进行转换。开关矩阵44受来自开关矩阵控制器46的信号S的控制，开关矩阵控制器46产生该信号S以响应从开关矩阵44接收的一个度量M。

图3是表示本发明另一方面的图2之电池28的电路框图。例如，电源变换器30可以以跨越端子38、40的输出电容器 C_{OUT} 和飞点电容 C_{FLY} 的形式使用开关电容设备42。该输出电容器 C_{OUT} 和飞点电容 C_{FLY} 通过开关矩阵44的相应部分进行电耦合。电源变换器30的一部分可以包括合并为开关矩阵44和开关矩阵控制器46的一个专用集成电路(ASIC)48。对于某些应用具有相对低标称源电压 V_s 的伏打电池14的应用来说，ASIC48可以进一步包括电压基准50，最好有优良的稳定性并功率消耗非常低，从而提供基准电压(V_{REF})信号给开关矩阵控制器46。由于某些电压基准50可以随半导体温度函数的变化而变化，则还可以包括对电压基准50的温度补偿52，诸如一个成比例的绝对温度电路。伏打电池14比如锂电化学电池具有可以利用的固有带隙电压基准。正如以下将更详细表示的，ASIC48可以进一步包括一个内部电源56，它允许ASIC48的其他部分在源电压 V_s 的相对低电压电平下进行有效的操作。单独电容电源变换器(充电泵)

图4是用于图3的非反相的开关矩阵44、飞点电容 C_{FLY} 和电容 C_{OUT} 的电路图，并描述一个简化的倍压器。在充电模式的第一个半周期期间，

开关信号S₁命令开关Q1和开关Q3关闭, 开关信号S₂命令开关Q2和开关Q4关闭, 电容C_{FLY}充电到V_S。在充电模式的下半个周期期间, 开关信号S₁命令开关Q1和开关Q3开启, 开关信号S₂命令开关Q2和开关Q4关闭, 电容C_{FLY}电平向上移动至V_S伏特。这连接飞点电容C_{FLY}到输出电容器C_{OUT}, 从而允许根据需要将会能量送给输出端。由于开关Q1 - Q4具有消耗来自C_{OUT}电荷的阻抗, 实际电压比2 x V_S稍低。

开关电容42的功率系数受三个因素的影响: ASIC 48中的内部损失、电容C_{FLY}、C_{OUT}的损耗和在电荷在电容C_{FLY}、C_{OUT}之间转移期间的转换损耗。

功率损耗总数是:

$$P_{\text{损耗}} = P_{\text{内部损耗}} + P_{\text{泵电容损耗}} + P_{\text{转换损耗}}$$

其中(1)内部损失与IC的内部功能诸如驱动开关等等有关。(这些损耗受工作条件诸如输入电压、温度和频率的影响); (2)开关损耗的出现是由于IC中MOSFET(金属氧化物半导体场效应晶体管)开关的导通阻抗影响; 和(3)充电泵电容损耗的出现是由于飞点电容和负载电容器的等效串联电阻(ESR)所致。

这些损耗和输出电阻之间的关系如下:

$$P_{\text{泵电容损耗}} + P_{\text{开关损耗}} = i_o^2 \times R_{\text{OUT}}$$

$$R_{\text{OUT}} \cong (1 / (f_{\text{OSC}} \times C_{\text{FLY}})) + 2 R_{\text{SWITCHES}} + 4 ESR_{\text{CFLY}} + ESR_{\text{COUT}}$$

其中f_{osc}是振荡器频率。第一项R_{OUT}是理想开关电容电源变换器 30 的有效电阻。

当输出电流i_o增加时, 电池 28的输出电压V_o减少。电压降V_{DRPOOP}等于电池 28提取的输出电流i_o乘电池的输出电阻R_{OUT}, 如同下述:

$$V_{\text{DRPOOP}} = i_o \times R_{\text{OUT}}$$

$$V_o = 2 \times V_s - V_{\text{DRPOOP}}$$

在电荷从飞点电容C_{FLY}到负载电容器C_{OUT}期间转移存在电压差时出现转换损耗。

能量损耗总数是:

$$P_{\text{CONVERSION}} = [(C_{\text{FLY}}/2) \times (4V_{2S} - V_{2O}) + (C_{\text{OUT}}/2) \times (2V_o \times V_{\text{RIPPLE}} - V_{\text{RIPPLE}}^2)] \times f_{\text{OSC}}$$

其中 V_{RIPPLE} 是受输出电容器 C_{out} 和负荷电流 i_o 确定的峰峰输出电压脉动。

为维持最低输出电阻 R_{OUT} ，应该使用具有低ESR的电容 C_{FLV} 、 C_{out} 。充电泵输出电阻 R_{OUT} 是飞点电容 C_{FLV} 的ESR和负载电容器 C_{out} 和内部开关电阻的函数，如以下等式所示。负载电容器 C_{out} 减到最小的ESR最小化了阻抗 R_{OUT} 的总数。使用较大的回描电容器 C_{FLV} 降低了输出阻抗并提高了效率。在这一点上，飞点电容 C_{FLV} 的容量增加具有微不足道的效果，因为输出电阻 R_{OUT} 变成受该内部开关阻抗和容量支配。但是当空间受约束正如大多数电池那样，为了小电容尺寸起见有必要换成一个可达到的低输出电阻 R_{OUT} 。

大约10 uF或更高的飞点电容 C_{FLV} 电容值足以提供额定负荷电流。在此容量范围内的表面安装陶瓷电容器由于其小尺寸、低成本和低等效串联电阻(ESR)适合于飞点电容 C_{FLV} 的多种应用。为确保在整个温度范围的正确操作，可以有利地使用具有XTR(或等效物)低温度系数电介质的陶瓷电容器。输出电容器 C_{out} 的输出电容值的增加降低了输出脉动电压 V_{RIPPLE} 。其ESR的减少降低了输出电阻 R_{OUT} 和波动 V_{RIPPLE} 。输出电容器 C_{out} 的输出电容值的增加降低了输出脉动电压。其ESR的减少降低了输出电阻和波动。更小的电容值能被使用于轻负荷。

以下等式为计算峰峰值波动：

$$V_{\text{RIPPLE}} = i_o / (f_{\text{OSC}} \times C_{\text{OUT}}) + 2 \times i_o \times \text{ESR}_{\text{COUT}}$$

输出电容器 C_{out} 存储来自飞点电容 C_{FLV} 的电荷转移并供给充电/放电循环间的导线。优良的通则是使输出电容 C_{out} 至少大于飞点电容容量的十倍。

在起止模式，电源变换器30仅当需要时转换以便保持输出电压在期望值。而在轻负载和超过下阈输出电压的电压情况下，开关矩阵44完全关闭。在电源变换器30具有高效电容情况下此模式是可支配的，因为较大电容值可作为二次电池。在此模式，波动 V_{RIPPLE} 大概取决于两个参数：电荷在 C_{FLV} 和 C_{out} 的电容值间和 C_{out} 的ESR之间转移。

高效电容是这些类型的电容：具有相对低的充电漏泄，例如双层电解电容器(例如被称为超super电容、ultra电容和电力电容器的电

容)；伪电容。

ESR波动作用在输出电容器 C_{out} 充电时出现。充电电流对当的ESR输出电容器 C_{out} 充电时降低的输出电容器 C_{out} 产生负电压脉冲。在平衡状态中，当飞点电容 C_{FLV} 上的电压接近输出电容器 C_{out} 上的电压时，没有充电电流流过。此效果在高效电容情况下更被断定。当电荷流向输出电容器 C_{out} 时由于电荷在电容 C_{FLV} 、 C_{out} 之间转移，则波动作用产生一个脉冲。加上这两项没有解决峰-峰波动，因为其峰值不同时出现。最好使用主要项。用于 C_{out} 的ESR导致的脉动成分之表达式是：

$$V_{RIPPLE(ESR)} = 8 \times [(V_s - 2V_o)^2 / f_{osc}] \times [ESR_{COUT} / (R_o^2 \times C_{FLY})]$$

用于主要由电荷转移导致的脉动成分的表达式是：

$$V_{RIPPLE(ESR)} = 2 \times [(V_s - 2V_o)^2 / f_{osc}] \times [1 / (R_{OUT} \times (C_{FLY} + C_{OUT}))]$$

其中 C_{out} 是开路环路输出阻抗。如果输出电容器 C_{out} 的ESR非常小，当使用陶瓷电容器时是可能的，则 V_{RIPPLE} (传送)占优势。如果ESR相对大，就象低成本钽电容，则 V_{RIPPLE} 波动占优势。

当充电泵电源变换器30继续工作时连续模式是恒定频率模式。用于占优势波动的表达式因此是：

$$V_{RIPPLE} = i_o / (f_{osc} \times C_{OUT}) + 2 \times i_o \times ESR_{COUT}$$

在一个高效电容情况下，输出电压是准线性的因此波动几乎是一个不相关的参数。在起动模式，开关Q1和Q2可以有利地预置到"on"状态以便提供起始电荷到输出电容器 C_{out} 从而防止ASIC 48的寄生锁定，特别是对于具有大约1.2 V大约1.5 V标称电压的电压打电池。开关矩阵控制器46由内部电源(未示出)加载之后并且飞点电容 C_{FLY} 被充电之后，接着执行正常操作。

图4A是反相开关矩阵44"、图4的飞点电容 C_{FLY} 和电容 C_{out} 的电路图，说明电容性的电源变换器30的动态交换优点以便获得一个反相输出。在图4A所示的后者中，不是向上调整正极端子38的正压电势，而

是通过有选择地转换开关SW0和SW1来降低负极端子40的负压电势。

图5是与源电压 V_s 和飞点电容 C_{FLY} 的容量有关的飞点电容 C_{FLY} 中存储电荷的三维图。

图6A和6B是表示与ultra-电容的频率有关的典型复数阻抗图表，具体地说是Maxwell作为模型Ultra PC223出售的8 F ultra-电容，以说明其有益的低阻抗。

图7是用于表明图4开关矩阵控制器46方法的第一比较器的示意性电路的一个电路图。

当如下所示地用于动态地转换开关矩阵44时提供这样一种比较器53的能力。简而言之，只有在闭合环路方法需要时，而不是根据开环振荡器方法，应该有利地开关飞点电容 C_{FLY} 开关。基本思想是当输出电容器 C_{OUT} 达到某一预定门限值电压(V_1)时将飞点电容 C_{FLY} 转换到放电模式。在这一点上，飞点电容 C_{FLY} 将为输出电容器 C_{OUT} 充电。当输出电容器 C_{OUT} 达到某一电压(V_2)时，飞点电容 C_{FLY} 断开并回到伏打电池36以便被充电。此时关键是仅根据这些电压进行开关。

比较器53使用M1 / M2作为此开关的测量点。重要的是要注意这仅是根据理想模型的说明性表述。普通的比较器53用来论证动态交换矩阵控制器46的一般操作。

图8是在输出电容器 C_{OUT} 充电需要的时间间隔期间的一个电压图表。假定这些零件参数按如下选择： $R_2 = 6 \text{ k}\Omega$ ； $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ ； $R_4 = 6 \text{ k}\Omega$ ； $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$ ； $R_6 = 100 \text{ k}\Omega$ ； $R_7 = R_8 = R_g = 10 \text{ k}\Omega$ ； $R_{10} = R_{11} = 25 \text{ k}\Omega$ ； $C_3 = 10 \text{ pF}$ ； $C_4 = C_5 = 1 \text{ pF}$ 。描述的是图4的开关矩阵44开关Q1和Q3的开关信号SI的电压图表，此信号SI是通过图7的第一比较器53产生的。而且绘制的是在输出电容器 C_{OUT} 感知的输出电压 V_o 并回到第一比较器53作为测量信号M2。显然来自图8比较器53之操作的一个方面是开关速率是怎样根据电池28的加载改变的。

图9是图8电压图表的更长时段以表示电源变换器30的稳态运行，从而加强比较器53对负荷需要量之动态操作。

图10是用于开关矩阵控制器46的电路图，该开关矩阵控制器利用由分压器54偏置预定门限值的一个比较器。

图10A是图10的开关矩阵控制器超时时的典型电压图表，表示当输出电压在预定门限值附近改变时在开关矩阵的开关命令中的一个希

望的滞后。假定图10的零件参数按如下选定： $R22 = 1\text{ M}\Omega$ ； $R23 = 40\text{ k}\Omega$ ； $R24 = 10\text{ M}\Omega$ ； $R27 = 1\text{ M}\Omega$ ； $R28 = 200\text{ k}\Omega$ ； $C21 = 22\text{ pF}$ 。

图11是用于图10的开关矩阵控制器46的第二比较器53的电路框图。具体地说，差动放大器55、差动放大器56、判定放大器57、滞后判定放大器58自偏压放大器59、倒相器60和倒相器61被描述为串联联接。

图11A是用于图11的第二比较器48的滞后判定放大器56之后的第一对差动放大器55。

图11B是用于图11的第二比较器48的滞后判定放大器58之后的第二对差动放大器57。

图11C是用于图11的第二比较器48的自偏压放大器59。

图11D是用于的图11的第二比较器48的一对倒相器60、61。

图12A - 12D示出代表图11、11A - D所示的第二比较器48'的电压图表，具体地说图12A包括第一差动放大器、滞后判定放大器65对，图12B包括第二差动放大器66、滞后判定放大器67，图12c包括自偏置放大器68，和图12D包含一对换流器69，70。

图13是用于输出电容器 C_{OUT} 的初充电周期的图12B和12D的电压图表。

图14是用于图10的开关矩阵控制器46的第三比较器48的电路框图。特别是，具有内置滞后的第一和第二差动放大器72、73、高增益 rail to rail 74和第一、第二和第三倒相器75、76和77。

图14A是用于图14比较器48"的具有内置滞后72、73的一对差动放大器。

图14B是用于图14的比较器48"的高增益轨至轨 (high gain rail to rail) 施密特触发器74a。

图14C是用于图14的比较器48"的三个倒相器75、76、77以便对准开关点。

图15A是表示图15B所示的对于图14、14A - C的比较器48"的电流吸入 (drawn) 连同开关矩阵状态。

图16是用于图2的专用集成电路电路 (ASIC) 48的单一级升压链内部电源56a的一个电路图，图16A描述该电路的时钟信号的适当序列。

图17是用于图2的专用集成电路电路 (ASIC) 48的多级升压链内

部电源56b的一个电路图,图17A描述该电路的时钟信号的适当序列。多级升压链内部电源56b由两个单级升压链内部电源56a'、56a"的串联组合形成。

图18是图 17的多级升压链内部电源56b的每个级56a'、56a "超时的电压图表。

本领域技术人员应该意识到这种公开的益处,虽然电容性的开关矩阵 44示出具有一个负载电容器 C_{OUT} 和一个飞点电容 C_{FLY} ,但可以采用两个以上的电容以便获得期望的电容。此外,虽然示出一电容性的充电泵26但可以采用多级充电泵以便进一步调整电池 28的端子38, 40处的电压电势(V_0)。另外,具有内置动态开关电容电源变换器 30的28可以包括一个或多个伏打电池36。此外,虽然电源变换器 30被示意性地作为有益地合并到电池28中,但按照本发明各方面的各种版本可以是分离部件和/或应用其他类型的能源12

此外,虽然显示一个比较器53提供有益动态交换控制的闭环控制功能,但本领域技术人员将承认可以以执行某种比较形式的闭环方案来代替,或者坚固地调整或者不调节电压门限。例如这允许消除振荡器开环控制功能。

电感-电容电源变换器的PWM控制

参考图19A,描述了用于电源变换器82a的反向功率输出级80a的顶层的示意图,作为降压电源变换器的一个例子,提供小于输入电压 V_s 的一个输出电压 V_0 。反向输出级80a在输入端24、25耦合到能源12和在输出端子26、27耦合到负载器件14以便从能源12向负载器件14传递能量。电源12提供输入电压 V_s 和输入电流 i_s 。负载器件 14接收电流 i_0 和输出电压 V_0 。

反向输出级80a包括开关MS、整流元件MR、电感元件诸如电感L和电容元件诸如 C_{OUT} 。 C_{OUT} 使其正极端子84耦合到正输出端子 26,使负极端子 86耦合到负输出端子 27,还耦合到形成接地参考点的负输入端25。负载电容器 C_{OUT} 因此被充电为输出电压 V_0 。电感L使其正极端88耦合到具有反馈电压 V_F 的一个节点。反馈电压 V_F 与通过电感L的电压 V_F 有关。电感L使其负端 90耦合到正输出端子26。

作为同步整流器配置的MOSFET实施的整流元件MR使其正极端子(源极) 92耦合到反馈电压节点VF并使其负极端子(漏极) 94耦合到负

输入和输出端子25, 27。整流元件MR响应控制信号S1而关闭。整流元件MR的MOSFET具有反向导通电流的一个沟道, 从而通过使源极和漏极与MOSFET开关MS反向比较而类似于一个二极管工作。开关MS使其正极端(漏极) 96耦合到正极输入端24并使其负极端(源极) 98耦合到反馈电压节点 V_t 。开关MS响应接通控制信号S2而关闭。

在放电状态期间, 控制信号S1接通以便关闭整流元件MR使得它导通并且控制信号S2断开以便开启开关MS, 从而允许电感L放电给负载电容器 C_{out} 。在充电状态期间, 控制信号S1断开以便开启整流元件或使得其不导通MR并且控制信号S2接通以便关闭开关MS, 从而允许此电感被来自于电源12的输入电流供给能量。

参考图19B, 用于电源变换器82b的一个升压功率输出级80b说明相对于此输入电压 V_s 来说适用于增加(升压)输出电压 V_o 的一个配置。负载电容器 C_{out} 使其正极端子84耦合到正输出端子26, 使负极端子86耦合到负输出端子27, 还耦合到形成地面参照物的25。负载电容器 C_{out} 因此被充电为输出电压 V_o 。电感L使其负极端90耦合到具有反馈电压 V_F 的节点并且使其正极端88耦合到正极输入端24。电感电压 V_L 被定义在输入端24和反馈电压节点 V_s 之间。电感电压 V_L 因此等于反馈电压 V_F 减去输入电压 V_s 。

整流元件MR使其负极端94耦合到节点 V_L , 负载电容器 C_{out} 的正极端子84还耦合到正输出26。整流元件MR使其正极端92耦合到反馈电压节点 V_p 。MOSFET开关MS使其正极端(漏极) 96耦合到反馈电压节点 V_F 并且使其负极端(源极) 98耦合到负输入和输出端子25, 27。

在放电状态期间, MOSFET开关MS响应关闭控制信号S2而开启并且整流元件MR响应接通控制信号S1而关闭, 从而将电源12和电感L到负载电容 C_L 。因此, 输入电压 V_L 和电感电压 V_L 被加入以便提高给予该引线电容 C_L 的输出电压 V_o 。在充电状态期间, MOSFET开关MS响应接通控制信号S2而关闭, 从而通过电源12耦合电感L。整流元件MR响应断开控制信号S1而开启, 从而断开负载电容 C_{out} 与电源12和电感L。

根据本发明的一个方面, 图19A的反向功率输出级80a和图19B的升压功率输出级80b两个都有利地效率高并以低输入电压(例如小于一伏特)可操作, 这是要由利用能够低门限(例如低于一伏特)控制的MOSFET晶体管开关在0.35微米双salicide工艺中制造的(两种金属, 两种poly

salicide) 集成电路设备实现的, 在以下待审和普通拥有的申请中加以描述, 这些申请文件全部在 2000 年 3 月 22 日由 Ying Xu 等人提交, 美国系列号为 09 / 532, 761, 题目为 "不对称轻掺杂耗尽 MOSFET' (Lateral Asymmetric Lightly Doped Drain MOSFET')。 (PG 案例 No. 7992), 在此合并以作参考。与具有低门限控制不同, 该公开的 MOSFET 设备具有低通导电阻, 直接提高了用于本发明的功率输出级 80a 和 80b 的效率。

参考图 20, 起止电源变换器 82b 使用起止控制器 100 来可开关地控制图 1913 的功率输出 80b。通已知的电源变换器, 包括电感电源变换器, 即使当负载设备 14 要求很低时也不断振荡, 使电源变换器无效振荡。因此, 当对引线电容 C_{out} 充分充电时起止控制器 100 有利地停止脉宽调制 (PWM) 输出的振荡。

具体地说, 升压功率输出级 80b 如图 19B 所述, 除了通过输入端 24 25 耦合的附加 $C1$ 之外, 附加电容 $C1$ 用来增强输入电压 V_s 的稳定性。

起止控制器 100 通过在放电状态期间关闭整流元件 MR 和在充电状态期间开启整流元件有选择地产生控制信号 S_1 , 和在放电状态期间开启开关 MS 和在充电状态期间关闭 MS 来有选择地产生控制信号 S_2 , 来响应脉宽调制 (PWM) 输入信号。起止控制器 100 感知根据来自电压基准 104 的基准电压 V_{REF} 与输出电压 V_o 的比较所示的低要求以便滞后地停止振荡控制信号使得输出级 80b 保持在放电状态。起止控制器 100 包括一个滞后比较器 106, 响应基准电压 V_{REF} 、输出电压 V_o 和反馈电压 V_f 以便产生一个工作循环信号, 并滞后的响应输出电压 V_o 与基准电压 V_{REF} 以便产生一个停止信号。调制器 108 产生具有来自固定频率振荡器 110 的预定频率的一个振荡信号。SR 触发器 112 被设定循环工作信号设定并被信号复位以便产生确定充电状态和放电状态的一个开关信号。多路器 114 响应此开关信号以便产生控制信号 S_1 和 S_2 。多路器 114 具有一个预定状态开关延迟以便调节功率输出级 80h 的交叉传导。多路器 114 还通过断开控制信号 S_2 开启开关 MS 和通过接通控制信号 S_1 关闭整流元件 MIL 来响应停止信号以便停止振荡直至需要更多的能量。

此外, 启动电路 116 当在功率输出级 80b 放电时偏置此起止控制器 100, 而且为此 CL 提供起始电荷。

参考图 21, 以定时图表示起止电源变换器 82a 的操作。在许多应用

诸如由电化学伏打电池组成的电源14中源电压 V_s 倾向于超时衰减，最后低于电源类12的标称电压 V_{NOM} 。

输出电压 V_o 起初低于两个电压门限 V_{OFF} 和 V_o 。开关在充电和放电间的工作循环是一个预定值，考虑了该元件的电容和电感值和期望输出电压 F_o ，此工作循环响应源电压的下降以便维持输出电压 V_o 。开关工作循环的操作继续进行直至输出电压 V_o 大于电压门限 V_{ow} 为止，因此滞后比较器70发送信号给多路器114以便停止输出开关信号 S_1 和 S_2 ，从而开启整流元件MR和开关MS。负载器件14从输出电容器 C_{out} 汲取储存能量，使输出电压 I_{lo} 下降 I_{lo} 直至下降到低于电压门限 V_{OFF} 。然而，当输出电压 V_o 降低到电压门限 V_{ON} 以下时，在发送信号给多路器114之前，比较器70滞后时间 B 响应以便重新开始转换信号 S_1 和 S_2 。

本发明在其更宽方面不局限于示出描述的细节、典型和方法以及说明的例子。从而，从此细节中可以形成一些变更，而不脱离申请人一般发明概念的精神和范畴。

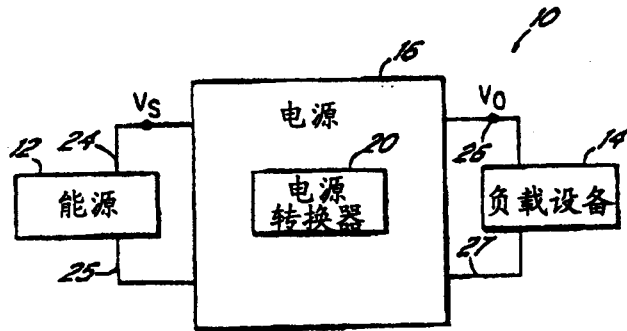


图 1
现有技术

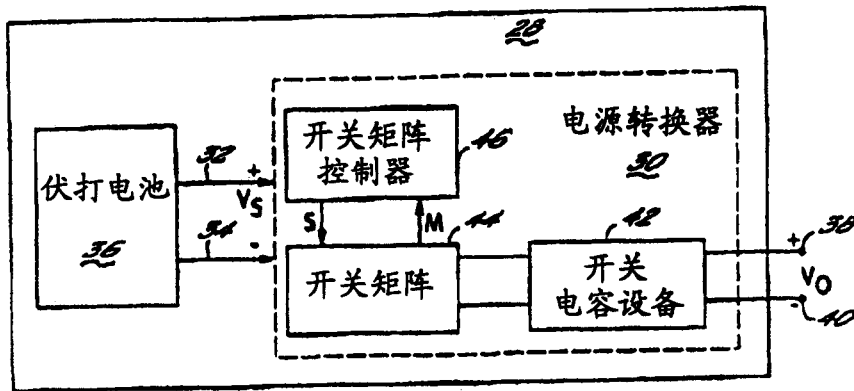


图 2

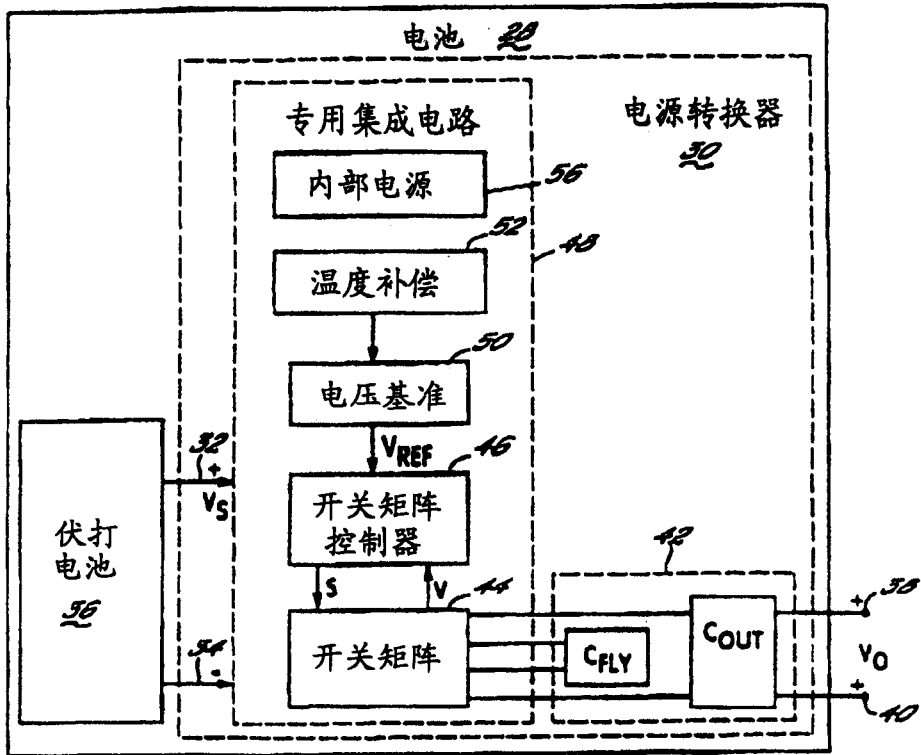


图 3

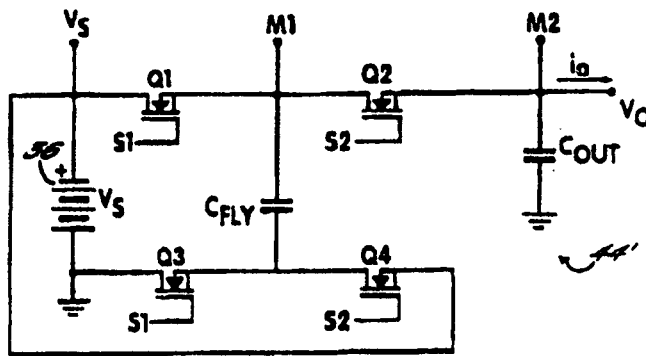


图 4

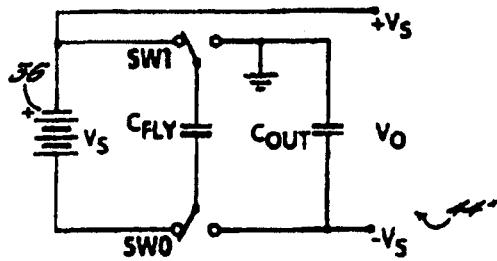


图 4A

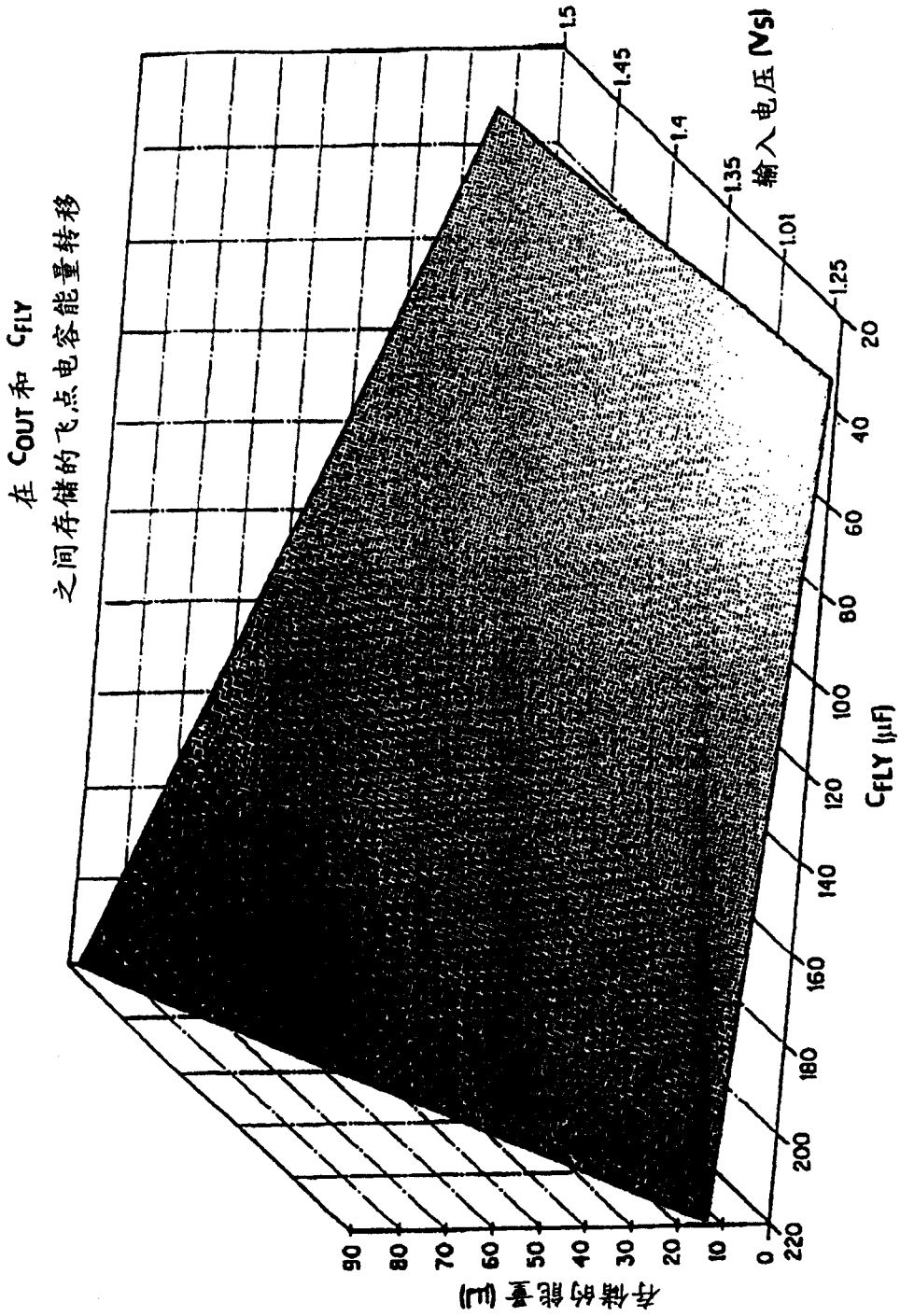


图 5

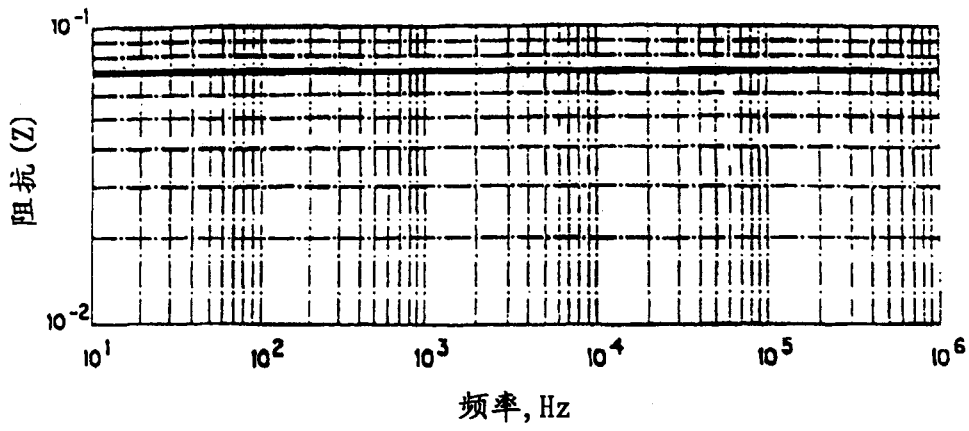


图 6A

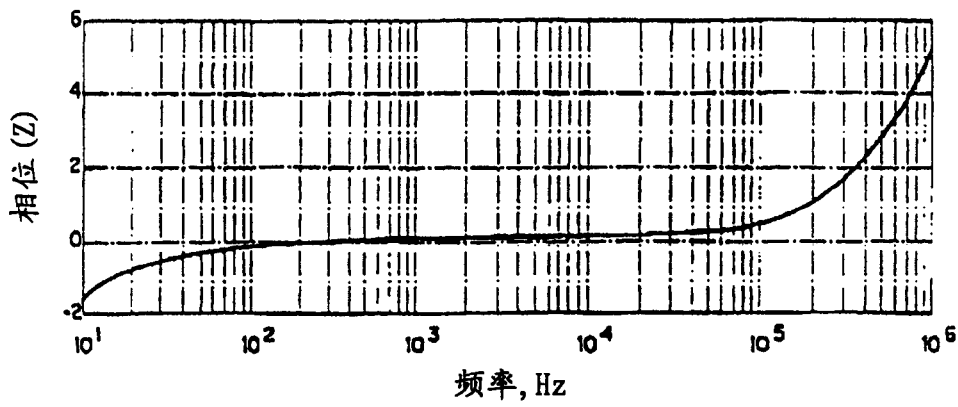


图 6B

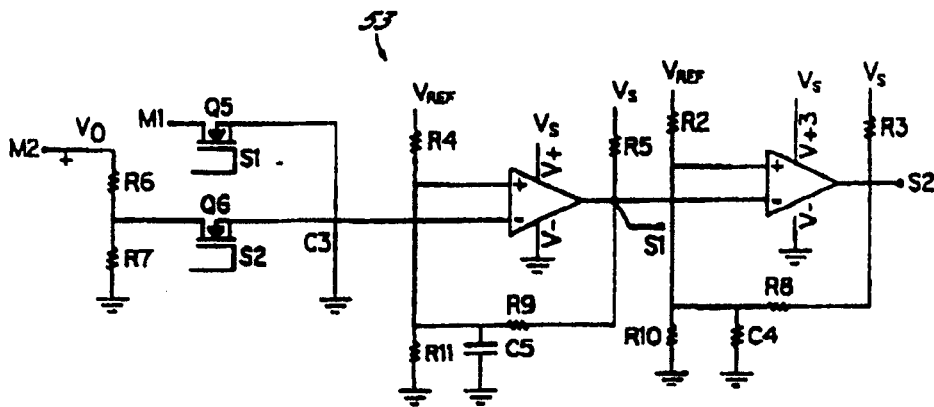


图 7

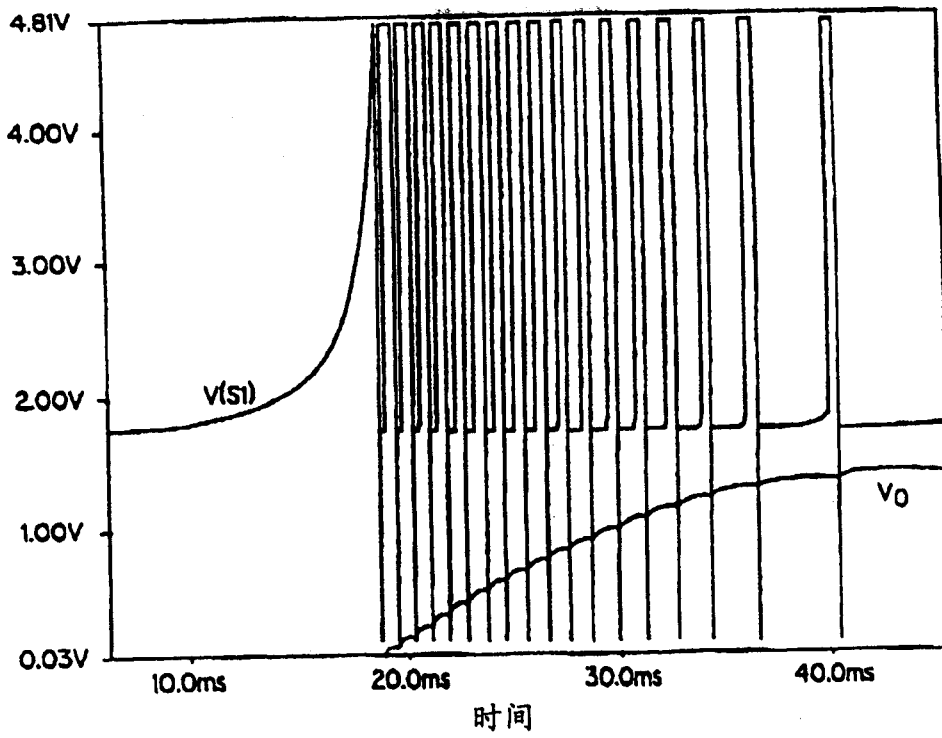


图 8

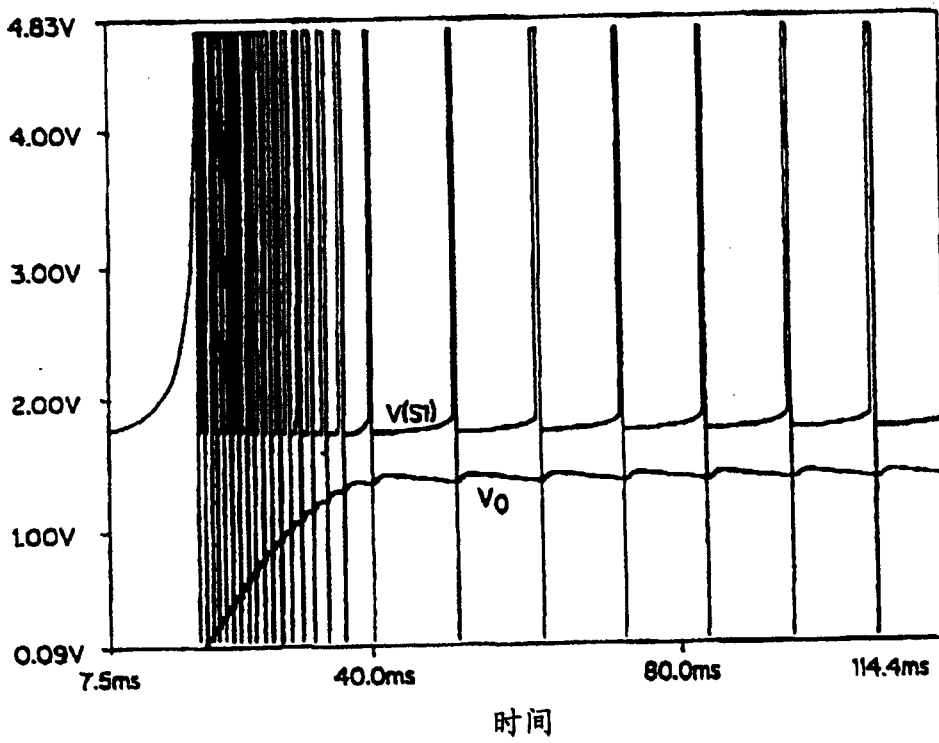


图 9

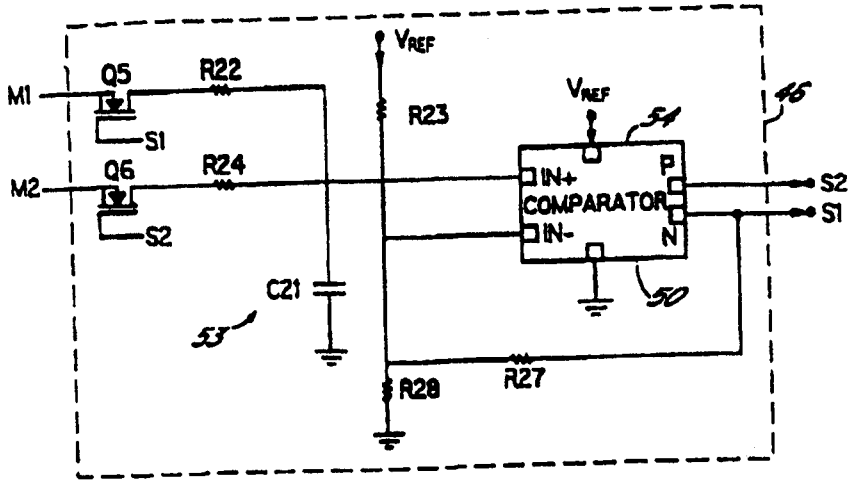


图 10

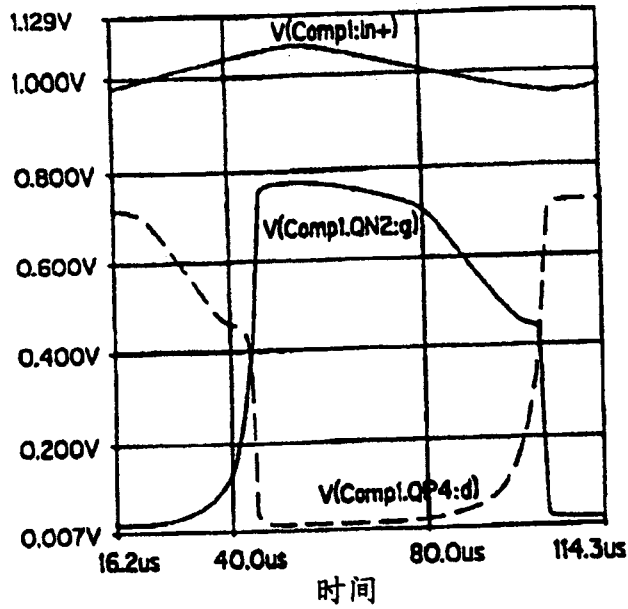


图 10A

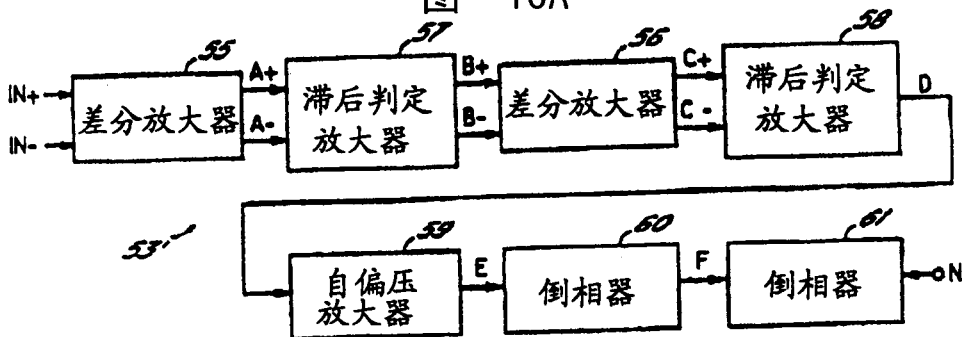


图 11

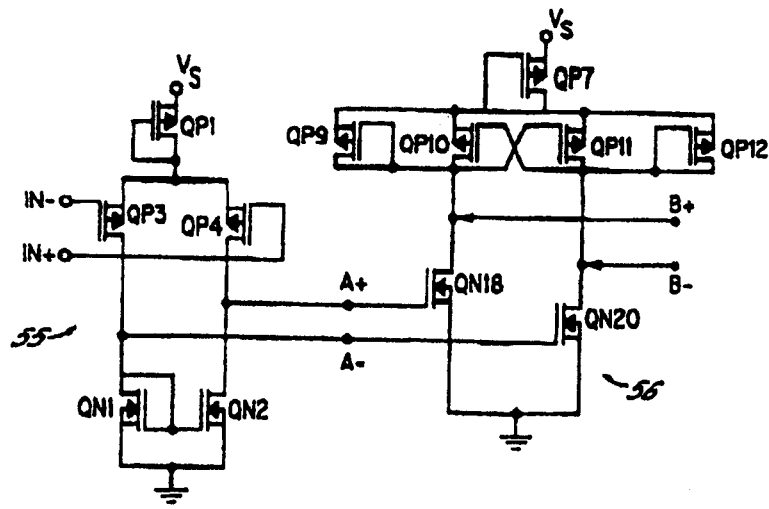


图 11A

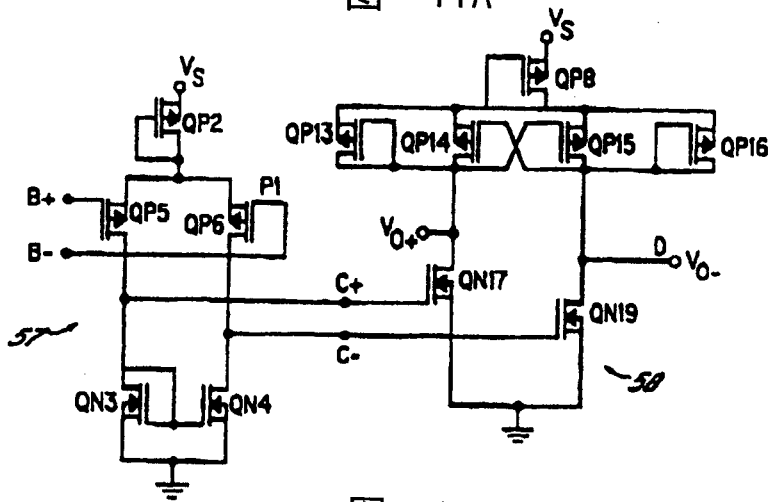


图 11B

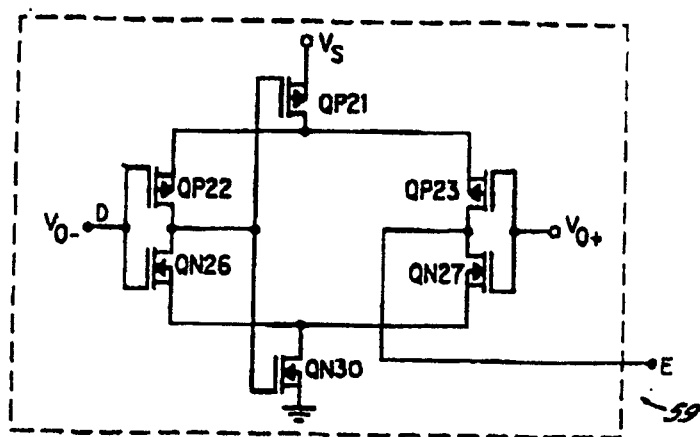


图 11C

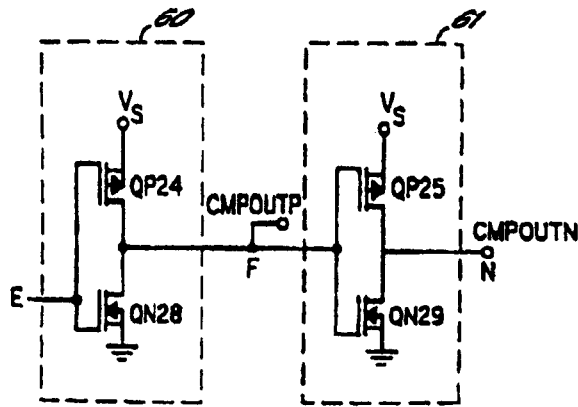


图 11D

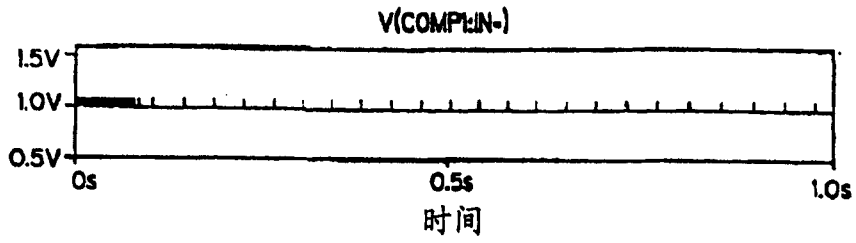


图 12A

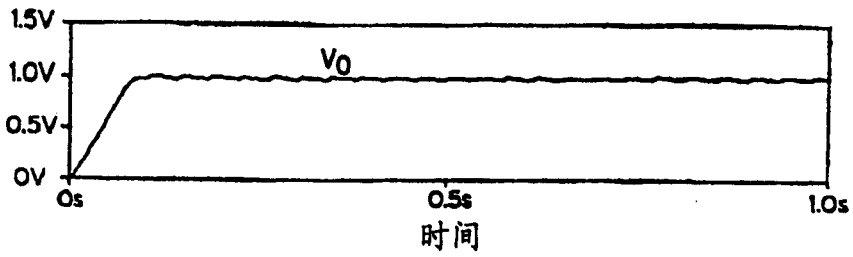


图 12B

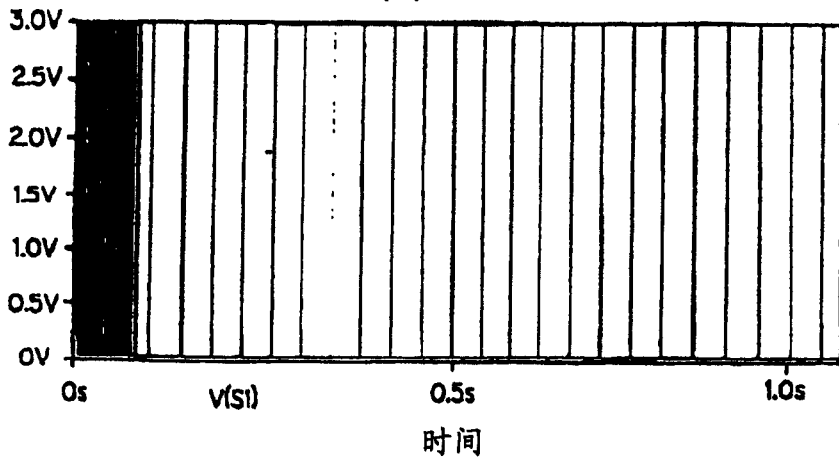


图 12C

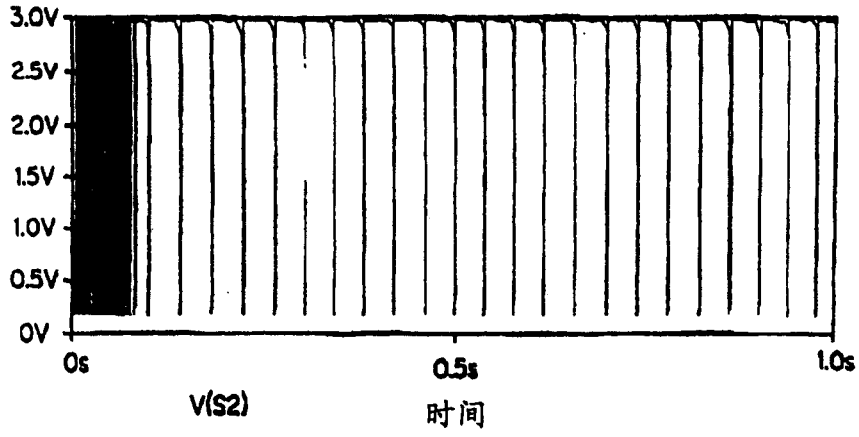


图 12D

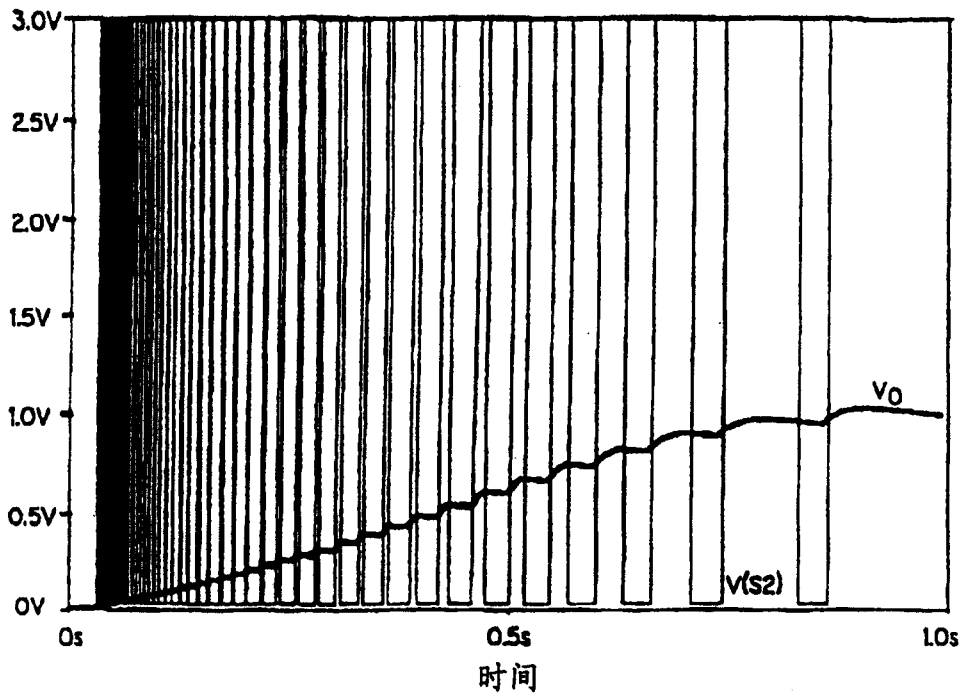


图 13

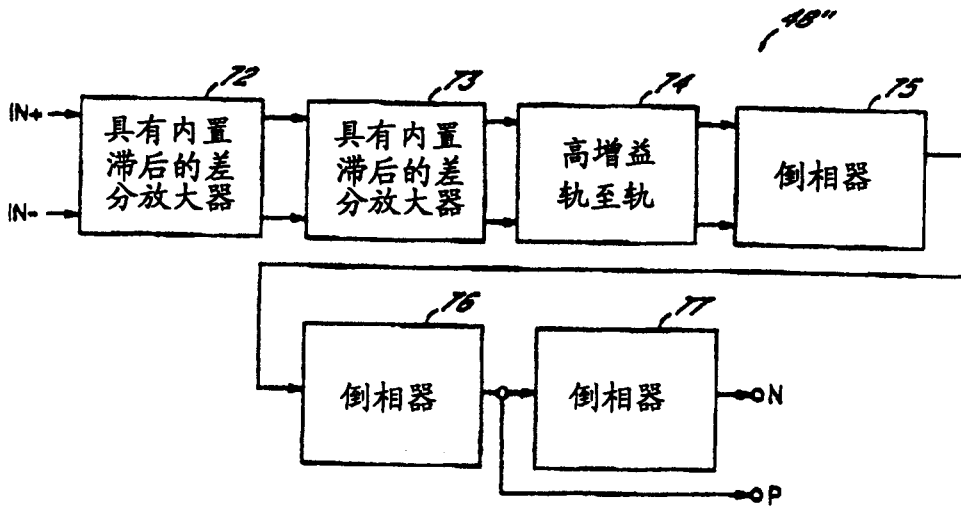


图 14

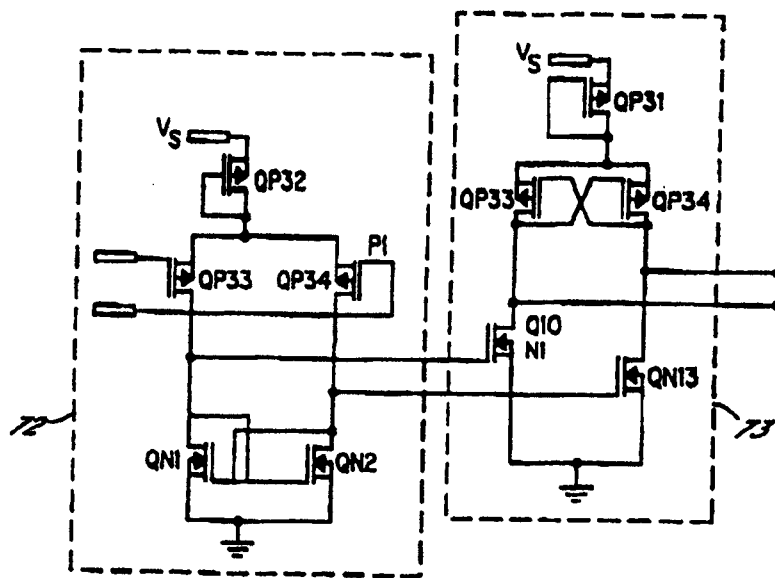


图 14A

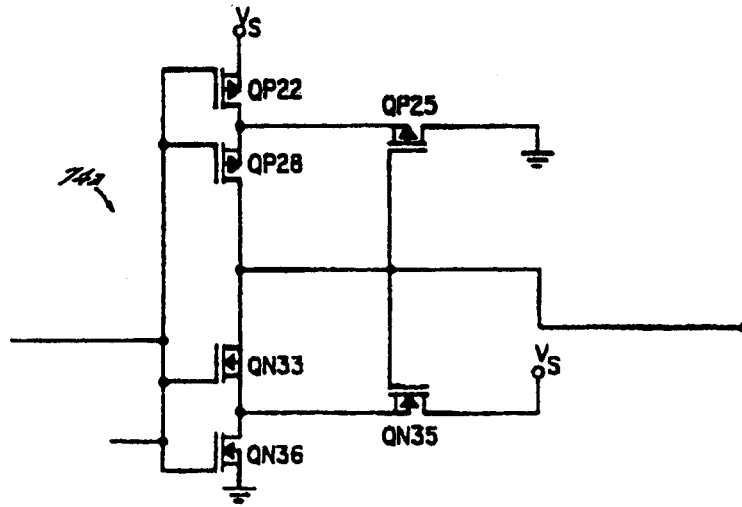


图 14B

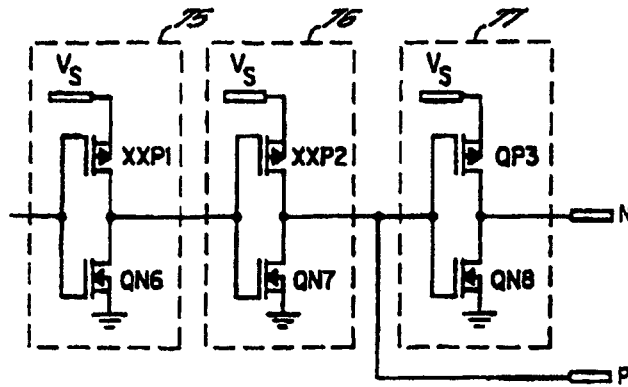


图 14C

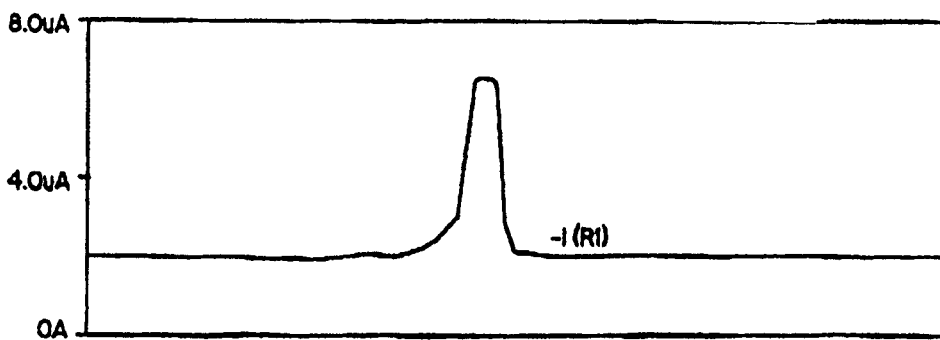


图 15A

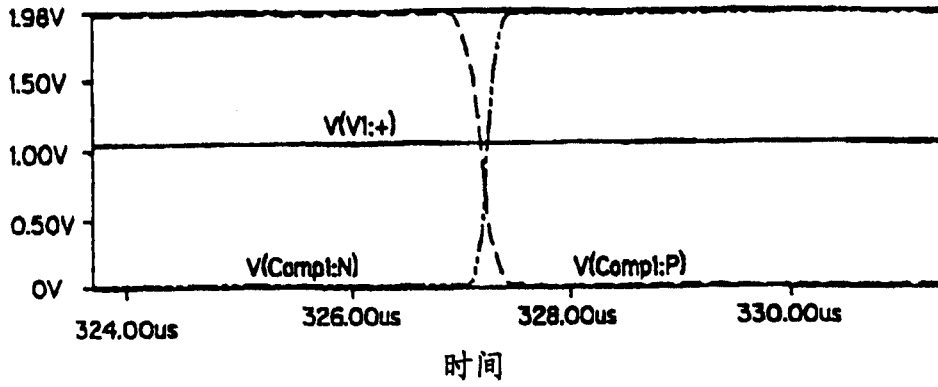


图 15B

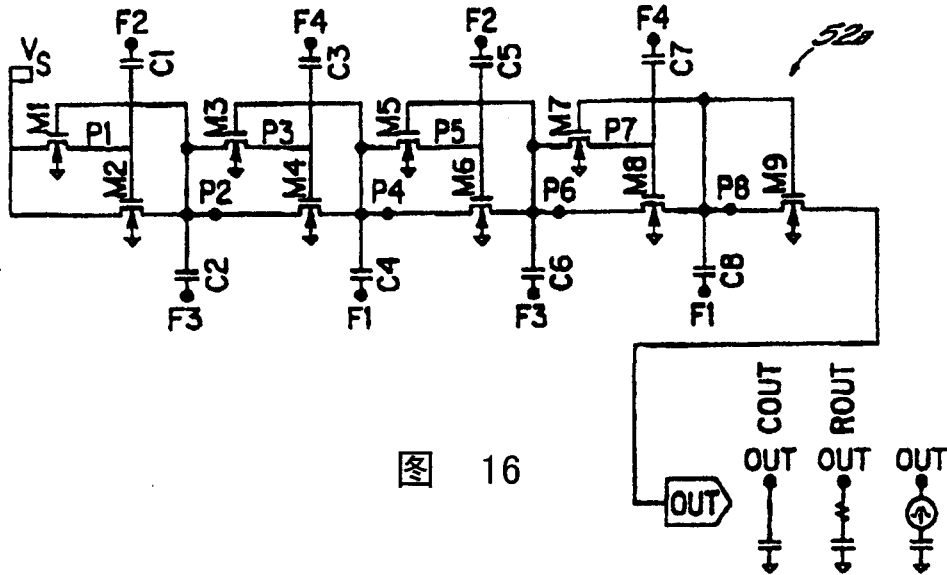


图 16

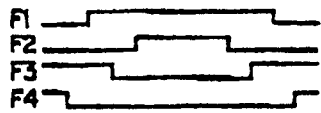


图 16A

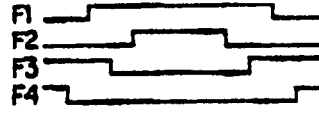


图 17A

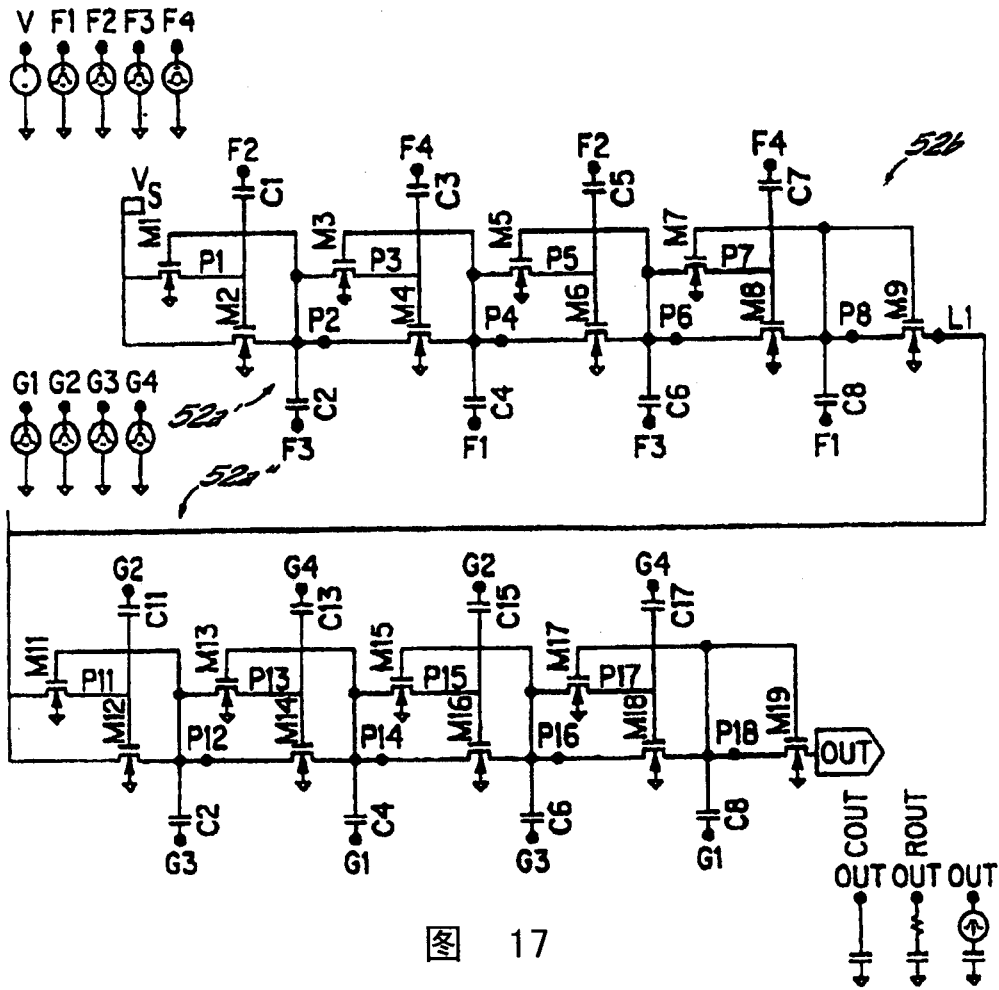


图 17

SC相位控制的充电泵级

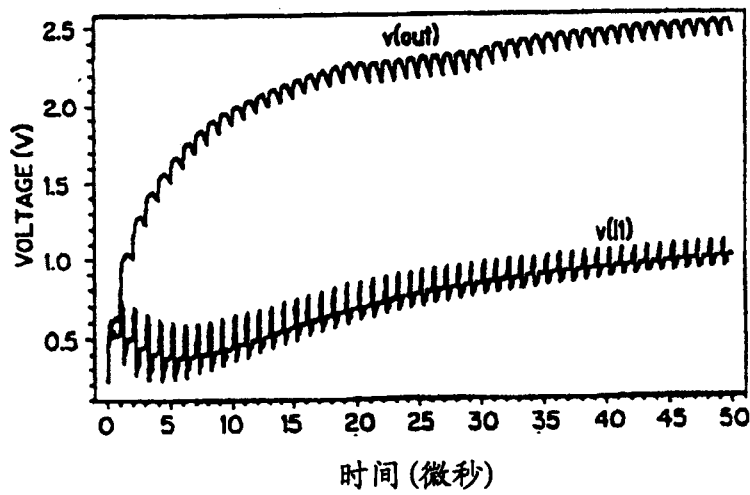


图 18

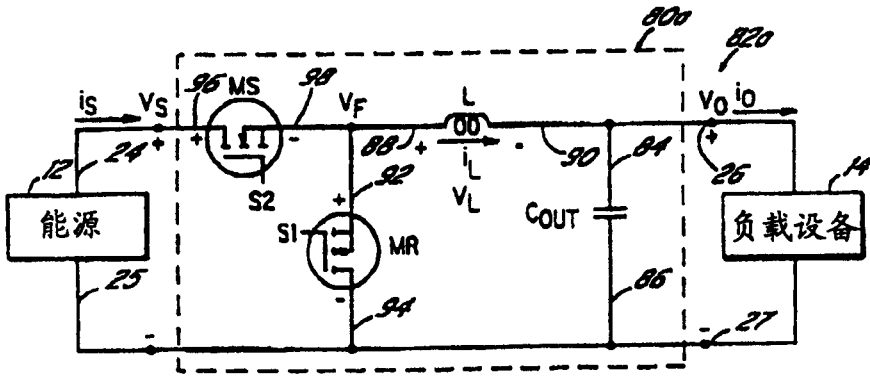


图 19A

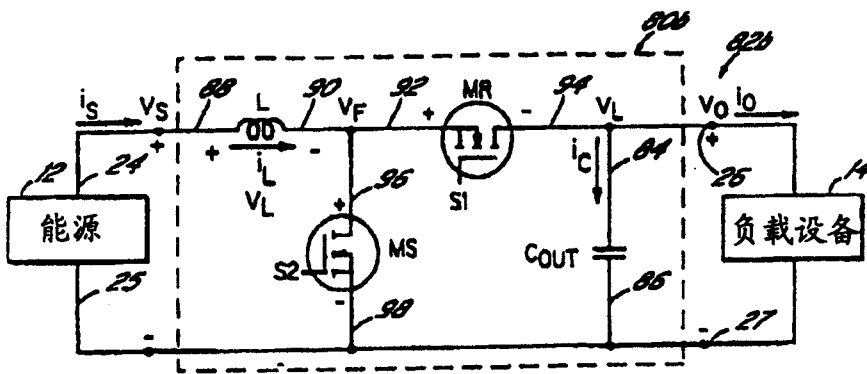


图 19B

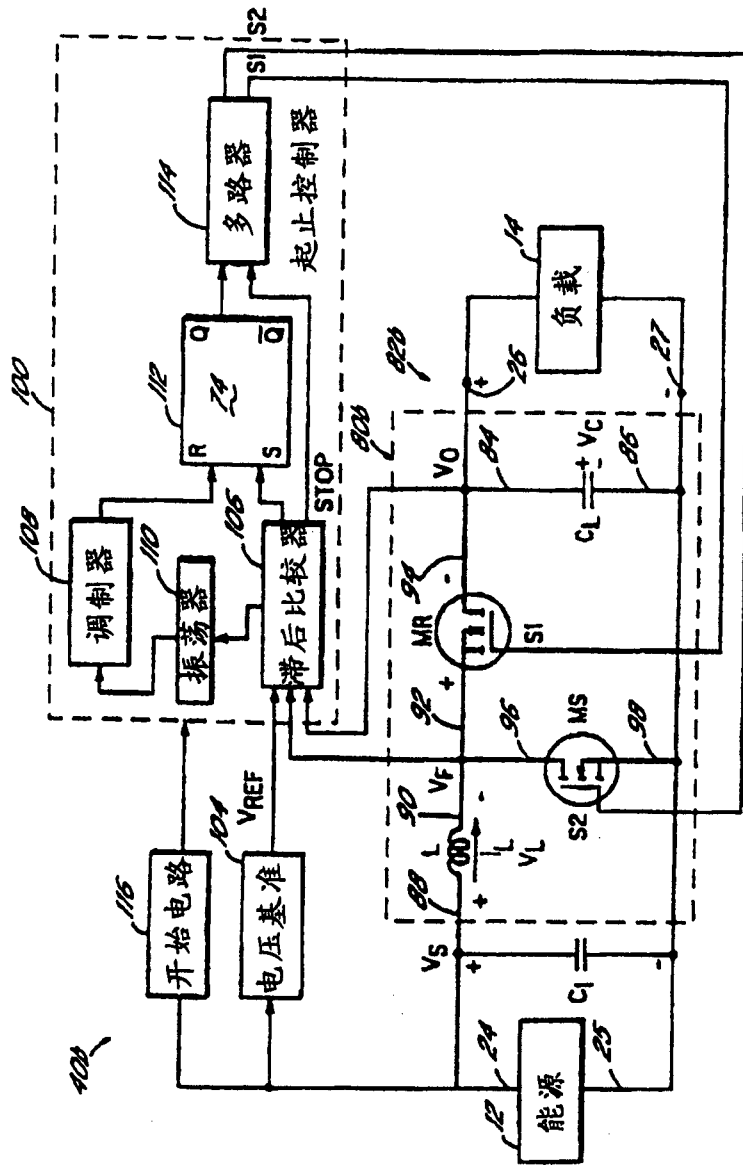


图 20

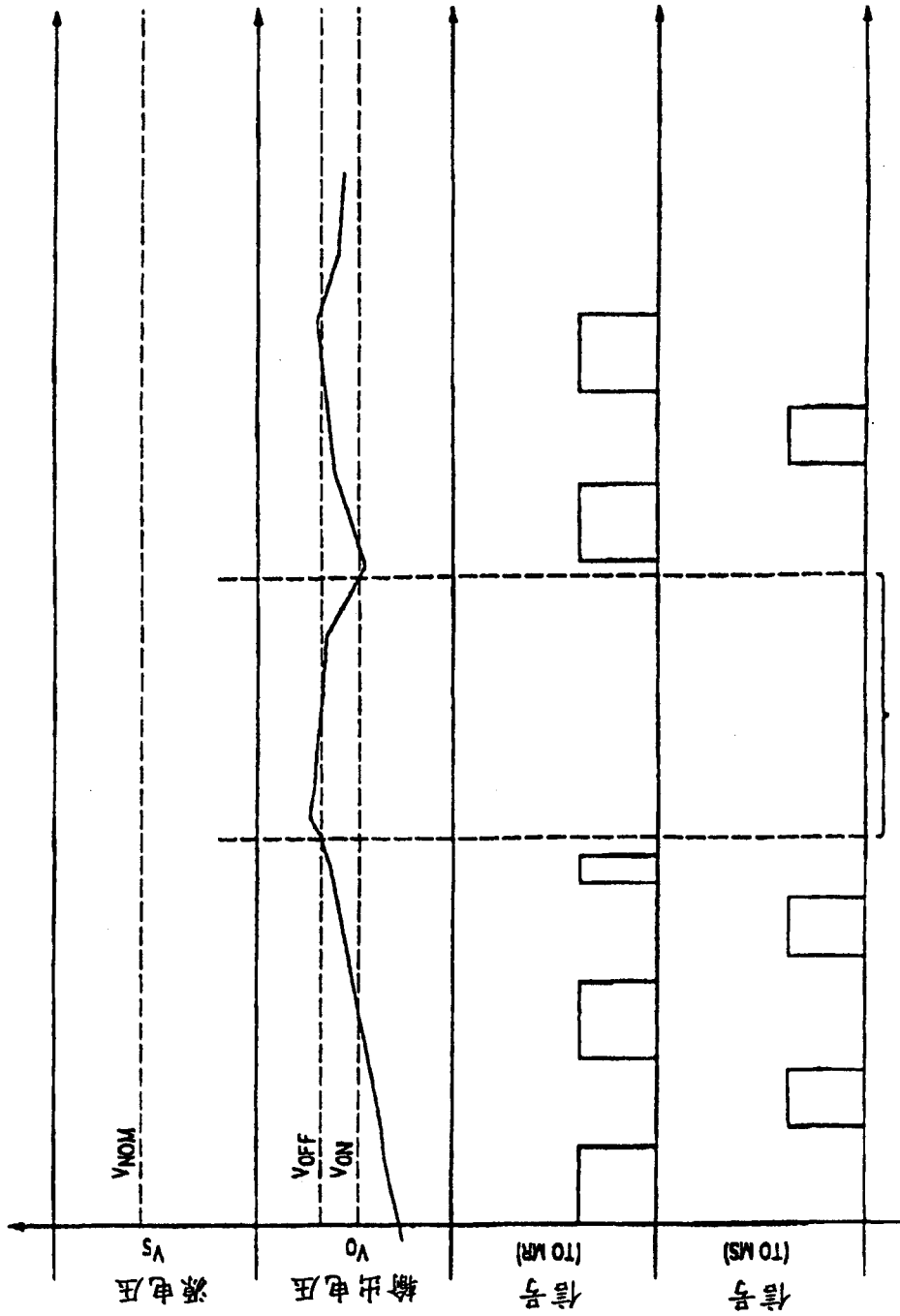


图 21