[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
G05F 1/00 (2006.01)
G05F 1/656 (2006.01)
G05F 3/00 (2006.01)

[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200680041864.1

[43] 公开日 2008 年 11 月 12 日

[11] 公开号 CN 101305332A

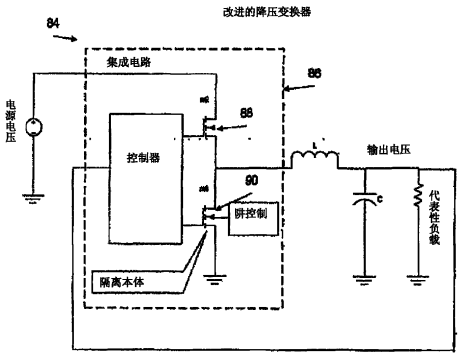
[22] 申请日 2006.11.10
[21] 申请号 200680041864.1
[30] 优先权
[32] 2005.11.11 [33] US [31] 60/735,679
[86] 国际申请 PCT/US2006/060806 2006.11.10
[87] 国际公布 WO2007/059450 英 2007.5.24
[85] 进入国家阶段日期 2008.5.9
[71] 申请人 L&L 工程公司
地址 美国新罕布什尔州
[72] 发明人 莱瑟姆·保罗 肯利·斯图亚特
[74] 专利代理机构 北京连和连知识产权代理有限公司
代理人 张春媛
权利要求书 5 页 说明书 10 页 附图 10 页

[54] 发明名称

降压型直流－直流变换器及方法

[57] 摘要

一种用于将直流电压变换到更低的直流电压的方法和装置，其从输入端传导电流，通过电感器来给连接到输出端的电感器的电容器充电，并从输出端提供变化范围的负载电流；在电源电压和地电位之间交替开关输入端，在输出端产生低于电源电压的所需电压，同时提供负载电流的变化范围；以及从电源电压和地电位分离输入端，以减少由负载电流实质减少所引起的输出端电压的增加，同时通过电感器的电流响应减少的负载电流进行调节。



1.一种直流－直流降压型变换器，包含：连接在输入端和电容器的一个端部之间的电感器，其用以将电感电流传导到电容器以产生通过电容器的输出电压并提供负载电流的变化范围；

第一开关，其用于将输入端连接到电压电源；

第二开关，其用于将输入端接地；以及

控制电路，其用于响应输出电压控制第一和第二开关来提供正常工作顺序，将输入端选择连接到电压电源或者接地，以提供负载电流的变化范围，

其中控制电路用于同时打开第一和第二开关以减少因负载电流的实质减少所引起的输出电压增加。

2. 根据权利要求 1 所述的变换器，其特征在于控制电路用于保持第一开关断开以及调节第二开关，以减少由于负载电流的实质减少所引起的输出电压增加。

3. 根据权利要求 1 所述的变换器，其特征在于还包含反向偏压支路电路，其连接在第二开关两端，并用于在输入端显示反向的或负电压、而通过电感器的电流调节成负载电流实质减小时限制第二开关两端的电压。

4. 根据权利要求 3 所述的变换器，其特征在于支路电路包括串联对置的二极管和稳压二极管，其中所述二极管在正常工作顺序时反向偏压，当所述电感器终端显示出相反或负电压、同时通过电感器的电流调节成负载电流实质减少时其正向偏压到反向偏压稳压二极管。

5. 根据权利要求 1 所述的变换器，其特征在于第二开关是具有隔离本体的 MOSFET。

6. 根据权利要求 5 所述的变换器，其特征在于还包含将 MOSFET 的每个源极和漏极连接到本体电介质、并用于防止 MOSFET 中的本体半导体结的正向偏压的独立的二极管。

7. 根据权利要求 6 所述的变换器，其特征在于每个独立的二极管是肖特基二极管。

8. 根据权利要求 5 所述的变换器，其特征在于第二开关是具有 n-阱隔离本体区域的 p-本体 MOSFET。

9. 根据权利要求 1 所述的变换器，其特征在于所述第一和第二开关以及控制电路是构建为与同一集成电路的一部分。

10. 根据权利要求 1 所述的变换器，其特征在于第二开关构建为与控制电路独立的集成电路部分，以加强从第二开关的热散。

11. 根据权利要求 1 所述的变换器，其特征在于第二开关包括一对串联的具有共连接源极和 p-阱终端的 N-阱 MOSFET。

12. 一种用于将直流电压变换到更低的直流电压的方法，包含以下步骤：

从输入端传导电流，通过电感器来给连接到输出端的电感器的电容器充电，并从输出端提供变化范围的负载电流；

在电源电压和地电位之间交替开关输入端，在输出端产生低于电源电压的所需电压，同时提供负载电流的变化范围；以及

从电源电压和地电位分离输入端，以减少由负载电流实质减少所引起的输出端电压的增加。

13. 根据权利要求 12 所述的方法，其特征在于还包含保持电源电压从输入端分离，以及在电感电流响应减少的负载电流进行调节时调制连接至地电位的步骤。

14. 根据权利要求 12 所述的方法，其特征在于还包含限制电感电流响应负载电流的实质度减少而进行调节时可在输入端产生的反向电压的量。

15. 根据权利要求 14 所述的方法，其特征在于交替开关的步骤包括使用半导体装置，所述的半导体装置在具有用于产生具有半导体装置的交替开关的控制电路的单个的半导体衬底中生成。

16. 根据权利要求 15 所述的方法，其特征在于还包含使半导体开关装

置形成支路的步骤，其中该开关装置用于通过一个或多个元件将输入端连接到地电位，所述的元件用来限制在输入端产生的相对于地电位的反向电压。

17. 根据权利要求 12 所述的方法，其特征在于交替开关的步骤包含使用 MOSFET 将输入端转换到接地的步骤，所述的 MOSFET 具有隔离的本体，并且通过 MOSFET 内隔离的本体保护半导体结不会因为输入端的反向电压而变得正向偏压，包括使用比隔离主体的半导体结具有更低正向偏压阈电压的单独肖特基二极管分流半导体结。

18. 直流－直流降压型变换器，包含：

耦接在输入端和电容器一个端部之间的电感器，其用来将电感电流传导到电容器，以产生电容器两端的输出电压，并且提供负载电流的变化范围；

第一开关，其用于将输入端连接到电压电源；

第二开关，其用于将输入端接地；以及

控制电路，其用于响应输出电压控制第一和第二开关来提供正常工作顺序，将输入端选择连接到电压电源或者接地，以提供负载电流的变化范围，

其中控制电路用于在输入端上允许形成负的或反向的电压以减少因负载电流实质减少而引起的输出电压增加。

19. 根据权利要求 18 所述的变换器，其特征在于控制电路用于打开第一和第二开关，以减少由于负载电流实质减少所引起的输出电压的增加。

20. 根据权利要求 19 所述的变换器，其特征在于还包含反向偏压支路电路，其连接在第二开关两端，并用于在输入端显示反向的或负电压时限制第二开关两端的反向电压。

21. 根据权利要求 20 所述的变换器，其特征在于支路电路包括串联对置的二极管和稳压二极管，其中所述二极管在正常工作顺序时反向偏压，

当所述电感器终端显示出相反或负电压时其正向偏压到反向偏压稳压二极管。

22. 根据权利要求 18 所述的变换器，其特征在于第二开关是具有隔离本体的 MOSFET。

23. 根据权利要求 18 所述的变换器，其特征在于第二开关是具有隔离本体的 MOSFET。

24. 根据权利要求 22 所述的变换器，其特征在于第二开关是具有 n-阱隔离本体区域的 p-本体 MOSFET。

25. 根据权利要求 18 所述的变换器，其特征在于所述的第一和第二开关以及控制电路构建为同一集成电路的一部分。

26. 根据权利要求 18 所述的变换器，其特征在于第二开关构建为与控制电路独立的集成电路部分，以加强从第二开关的热散。

27. 根据权利要求 18 所述的变换器，其特征在于第二开关包括一对串联的具有共连接源极和 p-阱终端的 N-阱 MOSFET。

28. 一种将直流电压变换为更低的直流电压的方法，包含以下步骤：

从输入端传导电流，通过电感器来给连接到输出端的电感器的电容器充电，并从输出端提供变化范围的负载电流；

在电源电压和地电位之间交替开关输入端，在输出端产生低于电源电压的所需电压，同时提供负载电流的变化范围，包括在输入端上允许形成反向电压以减少由负载电流实质减少所引起的输出端电压的增加的步骤。

29. 根据权利要求 28 所述的方法，其特征在于还包含保持输入端从电源电压分离，同时电感电流响应负载电流的实质减少进行调节的步骤。

30. 根据权利要求 28 所述的方法，其特征在于还包含限制电感电流响应负载电流的实质度减少而进行调节时可在输入端产生的反向电压的量。

31. 根据权利要求 31 所述的方法，其特征在于还包含使半导体开关装置形成支路的步骤，其中该半导体开关装置用于通过一个或多个元件将输入端连接到地电位，所述元件用来限制在输入端产生的相对于地电位的反

向电压。

32. 根据权利要求 28 所述的方法，其特征在于交替开关的步骤包括使用 MOSFET 将输入端转换到接地的步骤，所述的 MOSFET 具有隔离的本体，并且通过 MOSFET 内隔离的本体保护半导体结不会因为输入端的反向电压而变得正向偏压，包括使用比隔离主体的半导体结具有更低正向偏压阈电压的单独肖特基二极管分流半导体结。

降压型直流－直流变换器及方法

技术领域

本教导涉及开关式电源（开关变换器）。这些装置用于有效地将一个水平的电压和电流转换到不同水平的电压和电流。当高电源或电池的工作要求高效时，开关变换器尤为重要。开关变换器现已普及到例如手提电话、PDA、个人电脑等的各种消费品中。开关式电源的关键特征是其小体积及低成本，其可通过有效设计实现。

背景技术

改进开关变换器大小和成本的一种方法是优化外部无源元件的大小。这通过优化电源装置的布局来实现。

随着深亚微米 CMOS 的出现，需要具有非常低的电压、高容差（tolerance）以及高电流的电源。所以，无源滤波组件必须设计成非常低的阻抗，具体说是输出电容器选择高品质和大数值。这种电容器主导着用于深亚微米 CMOS 的开关变换器的大小和成本。通常，更小的电容器意味着更低的成本。

需要一种电源装置布局，其允许输出电容器减小。

降压型直流－直流变换器（Buck DC-to-DC converter）常用于向使用集成电路的不同装置提供其所需要的低工作电压。典型地，更大的电源电压用于与窄占空比一起通过电感器来给输出电容器充电，当该电感器在占空比的断开部分期间未连接到更高的电压源时，累积的电感电流维持输出电压。

使用较高电源电压来给电感电流充电，以及使用较小输出电压来给电感电流放电的安排导致阶跃负载恢复不对称。当负载电流从很小的值向接

近其最大值变动时，电感器两端的电压为电源电压减去输出电压。在此情况下，相对大的电源电压允许电感器快速充电，并且相应的输出电压压降被最小化。

当负载电流是从接近其最大值向接近其最小值变动时，电感器两端的电压正好是输出电压。这种相对小的电压使电感器缓慢放电。这具有能使大输出电压过冲的不良后果。这是基本的降压型变换器结构的固有限制。

避免这个问题的一种方法是使用离散的 MOSFETs 来允许同步整流器 FET 的体效应二极管在短时间内打开。该方法通过打开体效应二极管的电压来增加放电电压。遗憾的是，这种方法的缺点是不能以典型的集成电路的形式提供。在集成电路电源装置中，因为闩锁效应（latch-up）的原因，需要不打开体效应二极管。闩锁效应在多数集成电路中是自我毁灭性的并且是应努力避免的。此外，放电速度的改进仅通过增加二极管的正向压降增加。

由于以上原因，当变换器经受负载电流实质下降时，提供改进的方法和和装置对降压型变换器中建立的电感电流放电，而不使用较大的电容器来存储额外电荷是非常有益的。

发明内容

本发明前面所述的需求，进一步的和其他的需求以及本发明优势通过下述本发明的具体实施例得以实现。

在一个具体实施例中，直流－直流降压型变换器包含连接在输入端和电容器的一个端部之间的电感器，用以将电感电流传导到电容器以产生通过电容器的输出电压并且提供负载电流的变化范围；第一开关，其用于将输入端连接至电压电源；第二开关，其用于将输入端接地；以及控制电路，其用于响应输出电压控制第一和第二开关来提供正常工作顺序，将输入端选择连接到电压电源或者接地，以提供负载电流的变化范围，其中控制电路用于同时打开第一和第二开关以减少因负载电流的实质减少所引起的输出电压增加。

控制电路可用于保持第一开关断开以及调节第二开关，以减少由于负载电流的实质减少所引起的输出电压增加。

变换器还可包含连接在第二开关两端，并用于在输入端显示反向的或负电压、而通过电感器的电流调节成负载电流实质减小时限制第二开关两端的电压。支路电路可包括串联对置的二极管和稳压（齐纳）二极管（zener diode），其中所述二极管在正常工作顺序时反向偏压，当所述电感器终端显示出相反或负电压、同时通过电感器的电流调节成负载电流实质减少时其正向偏压到反向偏压稳压二极管。

第二开关可以是具有隔离本体(bulk)的 MOSEET。变换器可进一步包含将MOSFET的每个源极和漏极连接到本体电介质、并用于防止MOSFET中的本体半导体结的正向偏压的独立的二极管。每个独立的二极管可以是肖特基二极管（Schottky diode）。第二开关可以是具有 n-阱隔离本体区域的 p-本体 MOSFET。

第一和第二开关以及控制电路可以构建为同一集成电路的一部分。第二开关可以构建为与控制电路独立的集成电路部分，以加强从第二开关的热散。第二开关可包括一对串联的具有共连接源极和 p-阱终端的 N-阱 MOSFET。

在另一个具体实施例中，将直流电压变换为更低的直流电压的方法包含以下步骤：从输入端传导电流，通过电感器来给连接到输出端的电感器的电容器充电，并从输出端提供变化范围的负载电流；在电源电压和地电位之间交替开关输入端，在输出端产生低于电源电压的所需电压，同时提供负载电流的变化范围；以及从电源电压和地电位分离输入端，以减少由负载电流实质减少所引起的输出端电压的增加。

该方法可进一步包含保持电源电压从输入端分离，以及在电感电流响应减少的负载电流进行调节时调制连接至地电位的步骤。

该方法还可进一步包含限制电感电流响应负载电流的实质减少而进行调节时可在输入端产生的反向电压的量。交替开关的步骤可包括使用半导体装置，所述的半导体装置在具有用于产生具有半导体装置的交替开关

的控制电路的单个的半导体衬底中生成。该方法还可包含使半导体开关装置形成支路的步骤，其中该开关装置用于通过一个或多个元件将输入端连接到地电位，所述的元件用来限制在输入端产生的相对于地电位的反向电压。

交替开关的步骤可包括使用 MOSFET 将输入端转换到接地的步骤，所述的 MOSFET 具有隔离的本体，并且通过 MOSFET 内隔离的本体保护半导体结不会因为输入端的反向电压而变得正向偏压，包括使用比隔离主体的半导体结具有更低正向偏压阈电压的单独肖特基二极管分流半导体结。

在另一个实施例中，直流－直流降压型变换器包含：耦接在输入端和电容器一个端部之间的电感器，其用来将电感电流传导到电容器，以产生电容器两端的输出电压，并且提供负载电流的变化范围；第一开关，其用于将输入端连接到电压电源；第二开关，其用于将输入端接地；以及控制电路，其用于响应输出电压控制第一和第二开关来提供正常工作顺序，将输入端选择连接到电压电源或者接地，以提供负载电流的变化范围，其中控制电路用于在输入端上允许形成负的或反向的电压以减少因负载电流实质减少而引起的输出电压增加。

控制电路可用于打开第一和第二开关，以减少由于负载电流实质减少所引起的输出电压的增加。变换器还可包含反向偏压支路电路，其连接在第二开关两端，并用于在输入端显示反向的或负电压时限制第二开关两端的反向电压。支路电路可包括串联对置的二极管和稳压二极管，其中所述二极管在正常工作顺序时反向偏压，当所述电感器终端显示出相反或负电压时其正向偏压到反向偏压稳压二极管。

第二开关可以是具有隔离本体(bulk)的 MOSEET。变换器可进一步包含将MOSFET的每个源极和漏极连接到本体电介质、并用于防止MOSFET中的本体半导体结的正向偏压的独立的二极管。第二开关可以是具有 n-阱隔离本体区域的 p-本体 MOSFET。

第一和第二开关以及控制电路可以构建为同一集成电路的一部分。第

二开关可以构建为与控制电路独立的集成电路部分，以加强从第二开关的热散。第二开关可包括一对串联的具有共连接源极和 p-阱终端的 N-阱 MOSFET。

在另一个具体实施例中，将直流电压变换为更低的直流电压的方法包含以下步骤：从输入端传导电流，通过电感器来给连接到输出端的电感器的电容器充电，并从输出端提供变化范围的负载电流；在电源电压和地电位之间交替开关输入端，在输出端产生低于电源电压的所需电压，同时提供负载电流的变化范围，包括在输入端上允许形成反向电压以减少由负载电流实质减少所引起的输出端电压的增加的步骤。

该方法可进一步包含保持输入端从电源电压分离，同时电感电流响应负载电流的实质减少进行调节的步骤。

该方法可进一步包含限制电感电流响应负载电流的实质度减少而进行调节时可在输入端产生的反向电压的量。该方法还可包含使半导体开关装置形成支路的步骤，其中该半导体开关装置用于通过一个或多个元件将输入端连接到地电位，所述元件用来限制在输入端产生的相对于地电位的反向电压。

交替开关的步骤可包括使用 MOSFET 将输入端转换到接地的步骤，所述的 MOSFET 具有隔离的本体，并且通过 MOSFET 内隔离的本体保护半导体结不会因为输入端的反向电压而变得正向偏压，包括使用比隔离主体的半导体结具有更低正向偏压阈电压的单独肖特基二极管分流半导体结。

附图说明

为了更好地理解本发明，以及与本发明相关的其他和进一步的目的，请参照附图和详细说明，其保护范围在所附权利要求书中予以阐明。

图 1 是根据现有技术构建的直流－直流降压型变换器的电路示意图；

图 2 是图 1 中降压型变换器在正常模式工作期间和负载电流实质减少期间出现的不同电压和电感电流的图表；

图3是根据本发明的一个具体实施例在降压型变换器运行中不同电压和电感电流的图表；

图4是负载电流经过两个周期的实质减少输出电压相对电感电流的图表，在第一周期内未实施本发明，在第二周期内实施了本发明的具体实施例，并显示了比第一循环更少的电压过冲；

图5是表示本发明的一个具体实施例的示意图；

图6是表示本发明的另一个具体实施例的示意图；

图7是表示本发明的又一个具体实施例的示意图；

图8是表示图7的具体实施例的变化型的示意图；

图9是根据图5的具体实施例构建的MOSFET开关的示意性截面图；

图10图7的具体实施例的另一个变化型的示意图。

具体实施方式

图1表示在先技术中经典的降压型变换器10，其总体上包括在输入端14和输出端15之间连接的电感器12、在输出端15和接地18之间连接的的电容器16以及控制器集成电路20。图1还表示了电源电压源22和标称代表性负载24。集成电路20包括一对开关26、28和开关控制器29。开关26连接到选择性将输入端14耦接到电源电压22，并且在这里称为电源电压或电源开关26 。开关28连接到选择性地将输入端14耦接到接地18，并且在这里称为同步整流器开关28。开关26、28是MOSFETS，其具有大量的连接到其各源极端子的接头。开关控制器29响应终端15的输出电压确定用于控制开关26、28的占空比。各种不同的开关控制布局和方法为了这个目的而存在。可依据变换器的负载电流需量而使用不同的方法，例如相对于相当大负载电流范围的稳态负载电流，其中实际电流可以快速改变。

图2通过绘制不同电压和电感电流表示降压型变换器10的工作。不同的图表30包括时帧31、输出端电压32、电感电流34、电源开关调制36、同步整流器开关调制38和占空比40。图表30表示成随着时间包括

变换器 10 的不同运转状况。时间段 42 表示用于变换器 10 的正常模式工作条件，电源开关调制 36 和整流器开关调制 38 表示电源电压 22 和接地 18 之间的输入端 14 的交替开关。相应地，电感电流 34 在电源电压开关 26 导电时暂时上升 42a、在整流器开关 28 导电时降低 42b。

时间点 43 表示由负载 24 引起的负载电流的实质下降，其导致在从电感器 12 的存储电量的输出端 15 产生的电压实质增大。电感电流 34 在时间段 44 上逐渐下降，整流器开关 28 保持闭合 44a 和输出端电压 32 保持高电流 44b。占空比图表 40 表示正常占空比控制器的工作和在时间间隔期间 44 实质上的直线，同时电感电流仍旧缓慢调节成负载电流的实质减少。

图 3 表示根据本发明的一个具体实施例的直流－直流降压型变换器 10 的运转图表 50。该运转方法编程在控制器 29 中。显示的图表包括时间 52、输出电压 54、电感电流 56、电源开关调制 58、同步整流器开关调制 60 和占空比 62。时间段 64 表示正常模式整流器的运转，调制图表 58、60 指示输入端 14 在电源电压 22 和接地 18 间交替转换。电感电流图表 56 表示了如前所述的在正常模式变换器工作期间的相同变化。

时间点 65 表示负载电流响应电感电流开始下降和输出端电压的增加出现的实质减少。同步整流器调制图表 60 表示开关 28 在周期 66、67 期间被打开以将输入端 14 接地 18。在时间点 67a，开关 28 被关闭并保持关闭，允许输入端 14 的电压成为负值，导致开关 28 的反向传导，从而在终端 14 和接地 18 之间出现增加的电压下降。负电压或反向电压引起负传感电流明显增大，并使输出端 15 的电压更快速地下降。这降低了输出端电压的最大值，从而向负载 24 提供某些过电压保护。整流器开关调制图表 60 还表示在开关 28 其时间 67b 的调制。这类附加的调制可根据变换器预期负载的已知电感电流下降特征编程在控制器 29 中。一旦图表 56 中的电感电流响应减少的负载电流下降到适当的水平 68，开关 26、28 的正常模式调制就可以在周期 70 开始。占空比图表 62 表示当电感电流调整到减少的负载电流时产生的主动占空比控制。

图 4 表示时间 78 上的输出电压 74、电感电流 76 和占空比行为 75 的

图表 72，时间 78 包括两条使用不同控制方法的连续时间周期 79、80。周期 79 表示负载电流 79a 的急剧增加，随后是负载电流 79b 的实质下降。在点 79c，由于负载电流的减少，图表 74 中的输出电压或输出端电压呈现出明显的过冲。时间周期 80 在时间点 80a 也表现出负载电流的增加，随后在点 80b 出现负载电流的实质减少。然而在时间周期 80 中，使用参照图 3 说明的开关方法引起图表 74 的输出端电压更小的增加 80c。占空比图表 75 在点 75a 处显示出为零的数学饱和度。占空比图表 75 还表示了在 75b 产生负数的控制器，从而当使用本发明的方法时命令开关 28 进行新的行为。

负载电流的实质下降可以通过任意合适的方法来确定。总体上来说，因为这种电路设计用于极其多样的负载电流需量，所以有很多不同的已知方法来来控制降压型变换器的的占空比，其通常包括监控经时输出电压。由于这个原因，确定什么时候存在负载电流的实质下降具有不同的具体定义。本发明不限于任何负载电流实质下降的具体定义。

图 5 表示另一种具有不同开关和控制半导体 86 的直流－直流降压型变换器 84。半导体 86 包括一对 MOSFET 开关 88、90，其用于在电源电压和接地之间交替连接输入端 92。然而，MOSFET 开关 88、90 具有 P-降压终端 88a、90a，其能够浮动或者以其它方式被控制，以使当输入端 92 的电压由其正常模式操作值反向变化或变为负时，与每个 MOSFET 内的本体（bulk）使半导体结维持在偏压状态。在负载电流较大减小的极端情况下，当根据本发明一个具体实施例终端 92 未连接到接地时，电感器中聚集的能量或电流可引起输入端 92 出现明显的负电压或反向电压。该电压可与 MOSFET 开关 28 本体正向偏压半导体结，并引起整流器开关 28 的明显正向偏压。这会导致集成电路 86 过热并损坏。控制本体端 88a、90a 的偏压时避免 MOSFET 本体结正向偏压，从而导致过热的一种方法。

图 6 表示与图 5 所示的变换器 84 具有相同基本元件的改进变换器的示意图 84a，其添加了连接在输出端 92 和接地 97 之间的正偏压支路电路 96。支路电路 96 包括串联的稳压（齐纳）二极管（Zener diode）97 和二极管 98，其具有反向极性并且耦接接到输入端 92 上，当在变换器 84a 正

常模式工作期间，其被反向偏压且是不导电，当在输入端 92 产生负的或反向电压时，其被正向偏压且以预定的电压降导电。预定的电压降通过将反偏压齐纳电压与正向偏压正常二极管电压降相加来设定，并且通过降低传感电流限制能在输入端 92 形成的最大负电压或反向电压。这个预定的电压被用于与浮动 P-主体终端连接，通过输入端 92 上的负电压或反向电压来防止 MOSFET90 的正向偏压。当预定的负电压或反向电压到达输入端 92 时，支路电路从输入端 92 向接地 97 传导电流，从而在输入端 92 提供负电压或反向偏压来减少输出端电压以及支路开关 90，并且避免集成电路 86 的过热。

图 7 表示另一种降压型变换器 100 的构造，其具有响应控制器 106 开关输入端 104 的半导体 MOSFETS102、103。MOSFETS102、103 构建在与控制器 106 独立的半导体衬底，从而防止正向偏压本体结电流使控制器 106 过热。在这种情形下，本体端 102a、103a 被连接到它们各自的电源端，允许通过输入端 104 上的负电压或反向电压使本体结出现正向偏压。在该构造中，输入端 104 上的负电压或反向电压限于本体结正向偏压电压降。

图 8 表示变换器 106 的另一种变化型，其使用与控制器 110 独立的衬底 108 中构建的 MOSFETS102、103。MOSFET103 进一步包括支路二极管 112、114。二极管 112、114 是具有比包括 MOSFET 103 本体结的普通二极管结更快的开关和更低的正偏压降的肖特基（Shottky）二极管。它们被连接到 MOSFET103 ，在变换器 100 正常模式工作期间为反向偏压，并且被出现在输入端 104 的负电压或反向电压正向偏压。它们更低的正向偏压降使本体结形成支路，并防止 MOSFET 103 过热。

图 9 表示图 8 具体实施例中使用的 MOSFET103 的示意性截面图。如图所示，肖特基二极管 112、114 与 MOSFET103 连接，用于偏压隔离的 P-阱 116，其内构建了栅极、源极和漏极元件。当漏极端 118 通过图 8 的输入端 104 变成负向偏压时，肖特基二极管 112 变成正向偏压，同时肖特基二极管 114 变成反向偏压，从而推动 P-阱 116 低于接地 124，并且防止 N+材料 120 和 P 阱 116 之间的自然正向偏压。在正常模式工作期间，源极端 122 被连接到接地 124，并且 P 阱上正电荷的累积限制到肖特基二极

管 114 的正向电压降。电容器 126 可在瞬时事件中可选地用来保持 P-阱 116 接近接地。

图 10 表示代表图 7 的变换器 100 的变化型的变换器 130 的示意图。如图所示，附加的 MOSFET 132 连接在 MOSFET 103 的源极 P-阱端 103a 和接地 134 之间。这种 MOSFETs103 和 132 的串联允许当电感放电电流朝 MOSFETs 103 和 132 流入输入端 136 时，终端 136 的电压变成更负的电压。这导致产生更快放电时间的更高放电电流。该结果明显地减少了图 7 中单独的同步整流器开关 103 的输出电压过冲。

本领域技术人员可对上述实施例进行各种改进和变化，而不会偏离如权利要求书中所限定的本发明的保护范围。

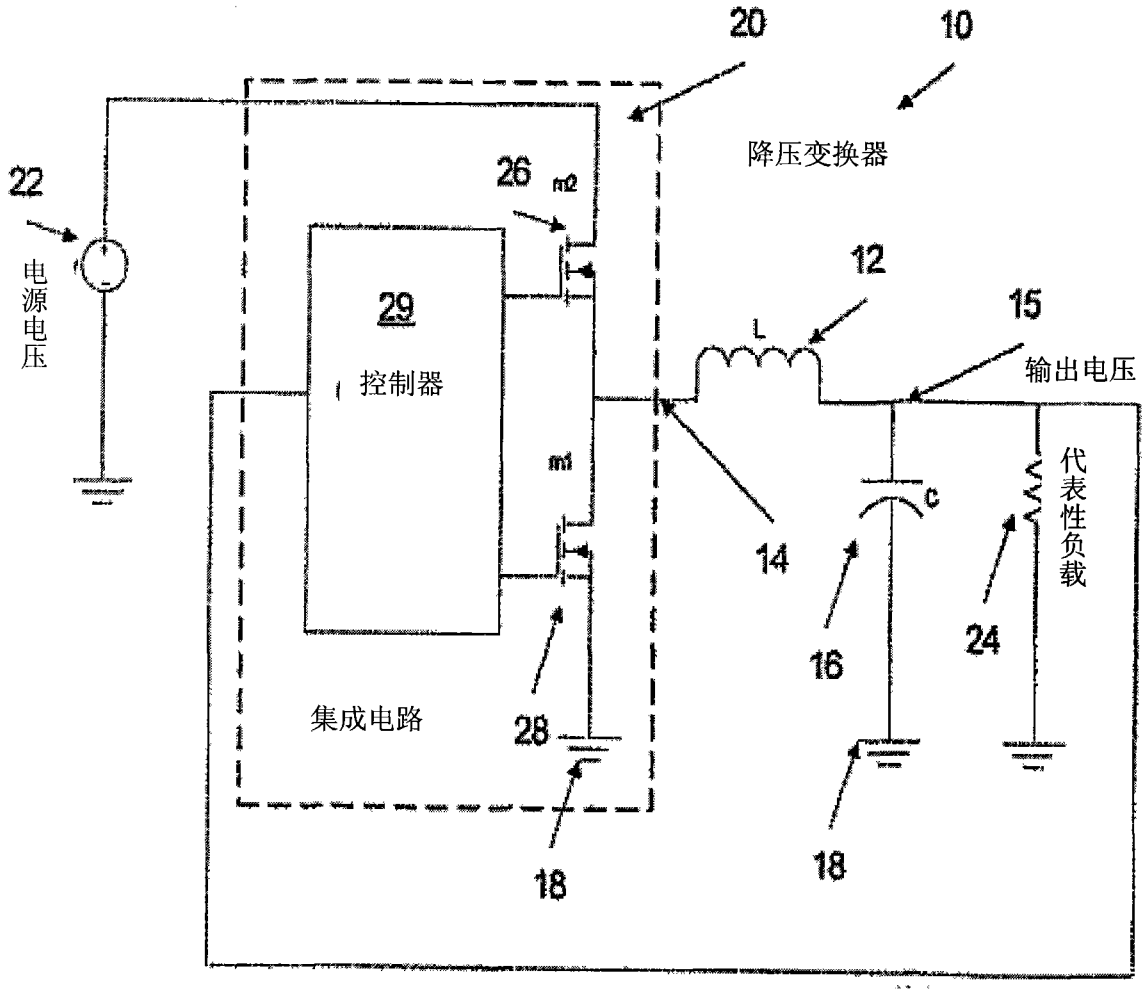

20
10
降压变换器
22
电源电压
26
m2
29
控制器
m1
12
L
15
输出电压
14
C
代表性负载
24
16
集成电路
28
18
18

Figure 1

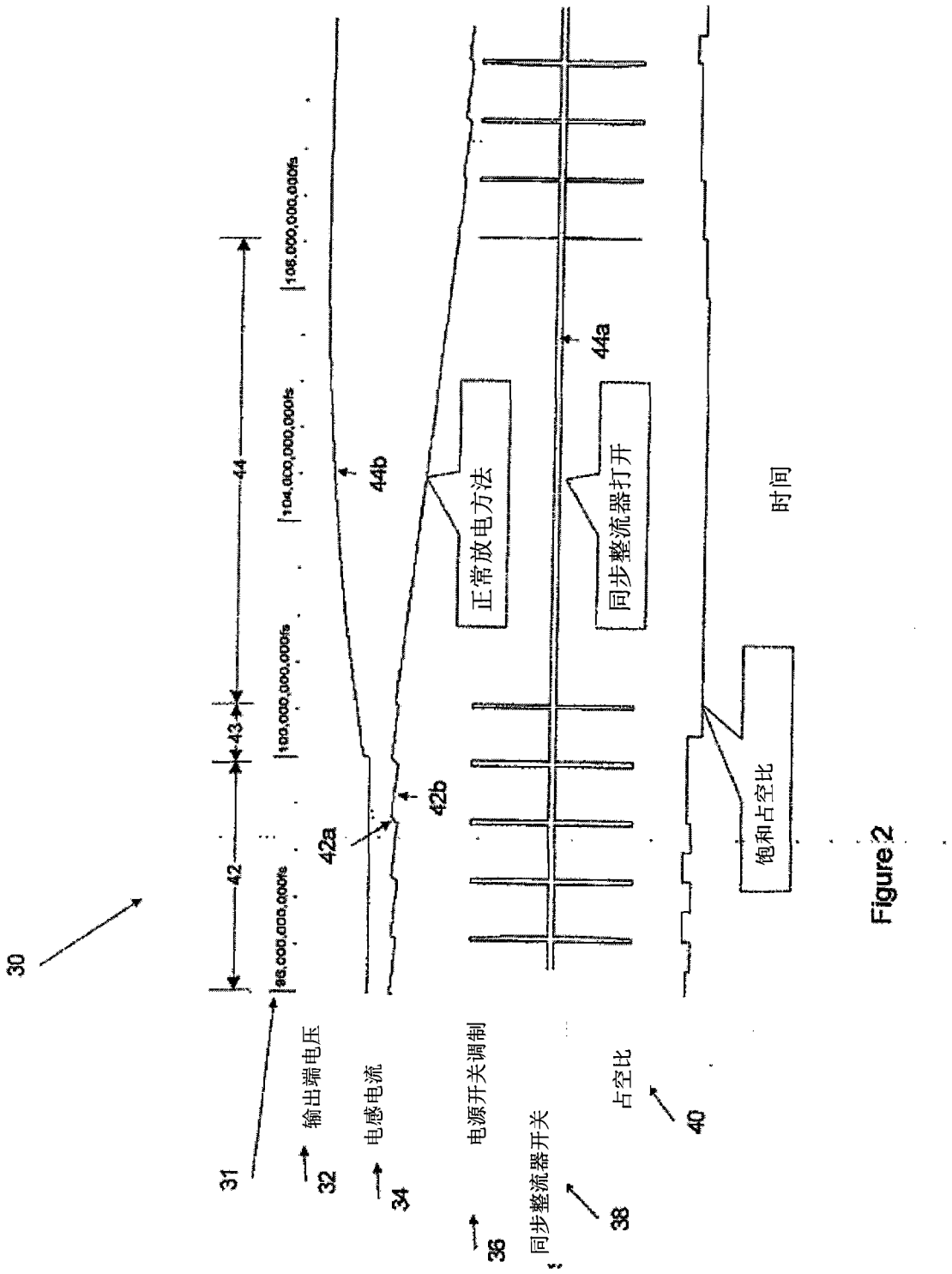

30
31
32
输出端电压
34
电感电流
36
电源开关调制
38
同步整流器开关
40
占空比
42
43
44
42a
42b
44a
44b
正常放电方法
同步整流器打开
饱和占空比
时间

Figure 2

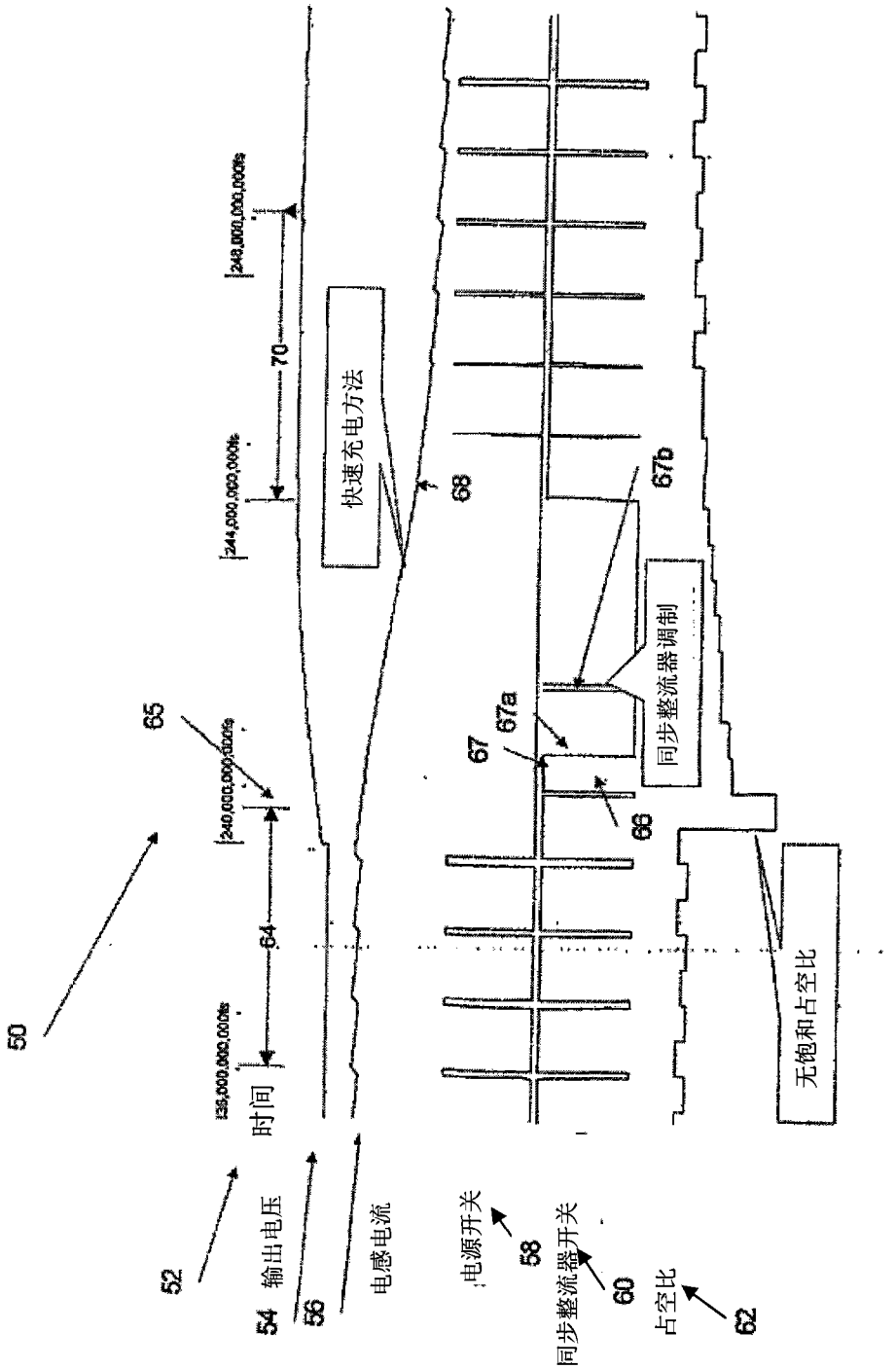

50
52
54 输出电压
56
电感电流
时间
64
65
70
240,000,000,000s
244,000,000,000s
248,000,000,000s
快速充电方法
68
67
67a
67b
66
同步整流器调制
无饱和占空比
电源开关
58
同步整流器开关
60
占空比
62

Figure 3

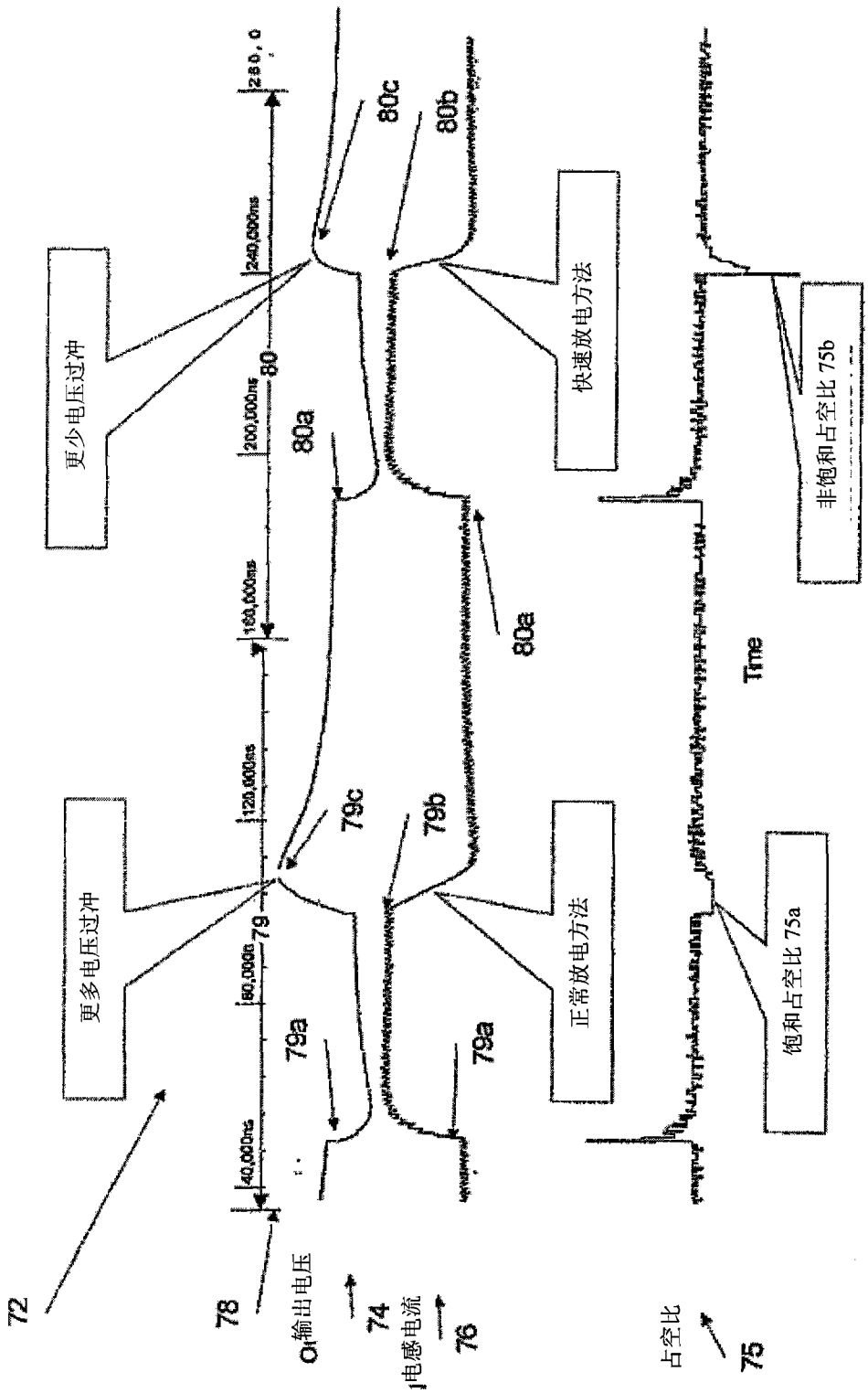

更少电压过冲
更多电压过冲
快速放电方法
正常放电方法
非饱和占空比 75b
饱和占空比 75a
Time
72
78
74
输出电压
76
电感电流
75
占空比
80
80a
80b
80c
79
79a
79b
79c
240,000ns
200,000ns
160,000ns
120,000ns
80,000ns
40,000ns

Figure 4

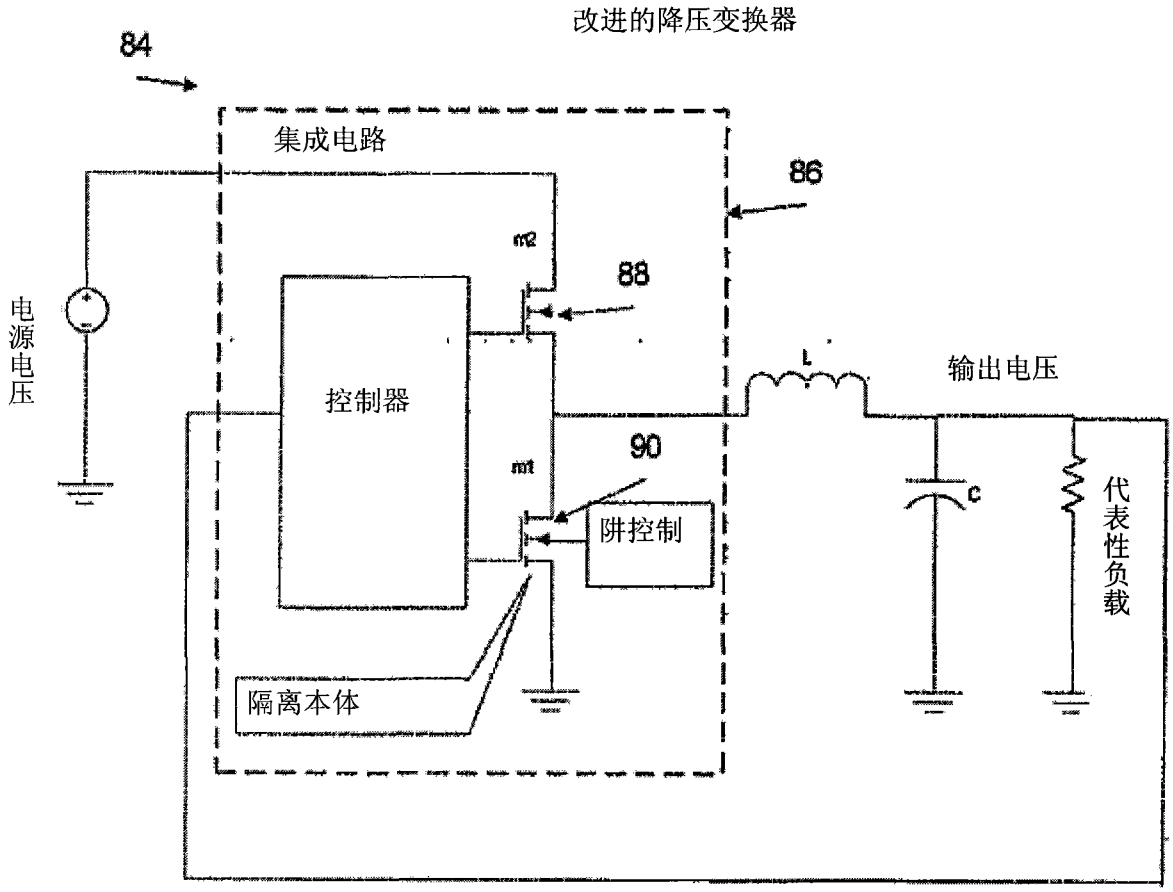


Figure 5

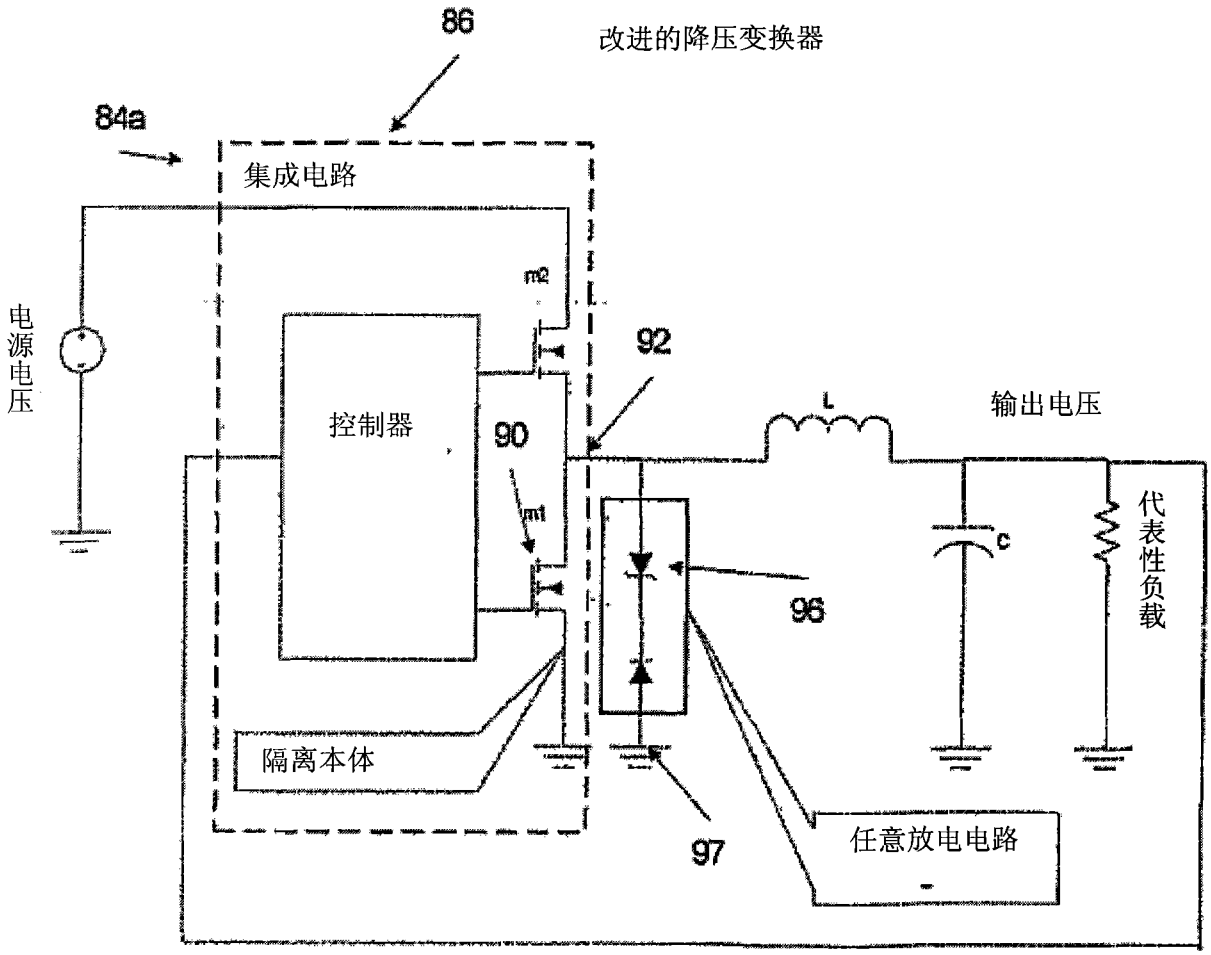

86
改进的降压变换器
84a
集成电路
电源电压
m2
92
控制器
90
m1
L
输出电压
C
代表性负载
96
隔离本体
97
任意放电电路

Figure 6

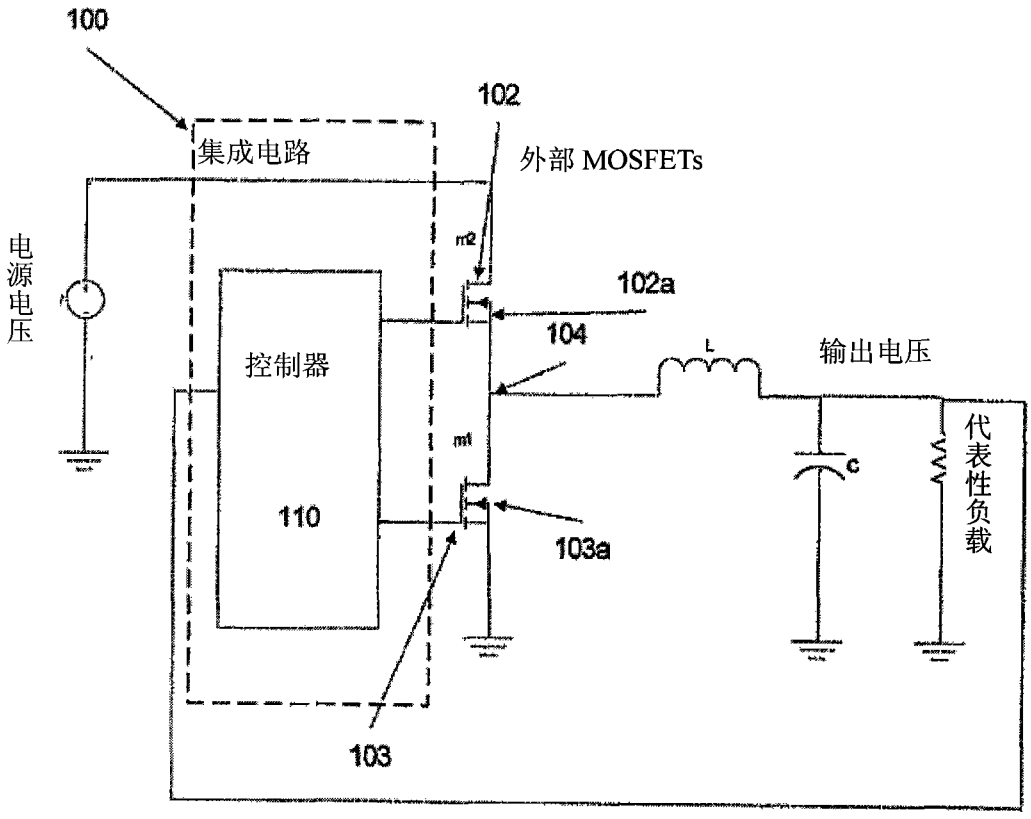

100
102
集成电路
外部 MOSFETs
电源电压
m2
102a
104
控制器
L
输出电压
m1
C
代表性负载
110
103a
103

Figure 7

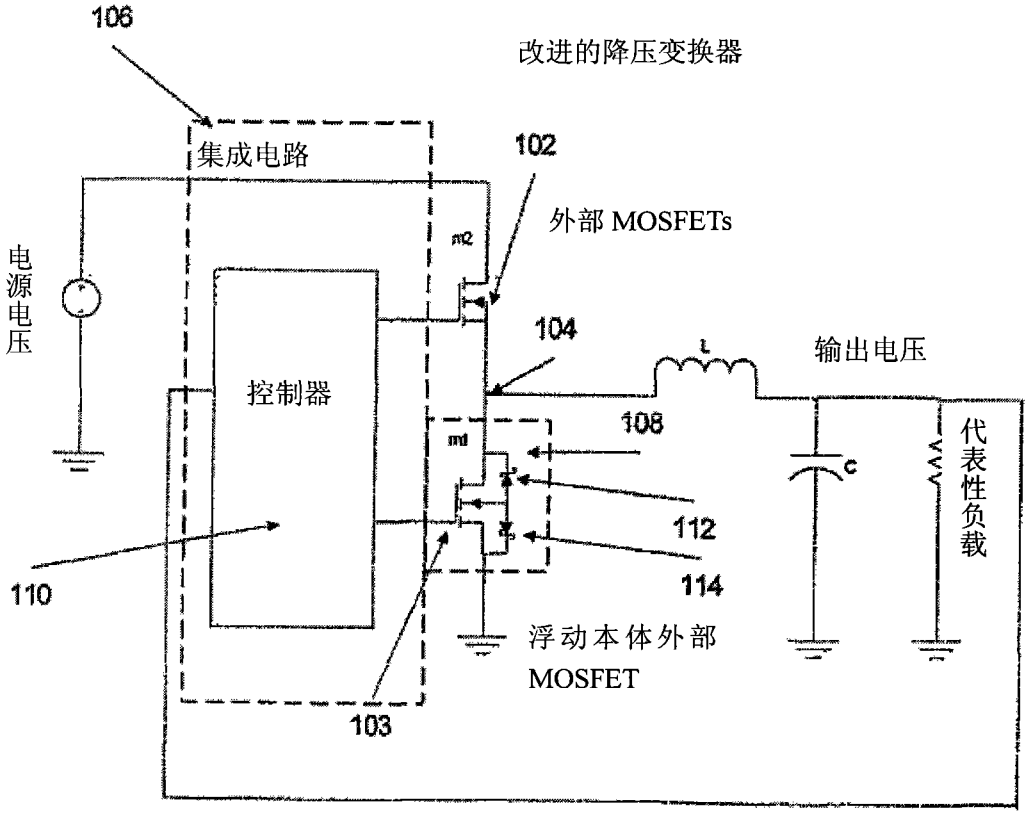

106
改进的降压变换器
集成电路
102
外部 MOSFETs
电源电压
m2
104
L
输出电压
控制器
108
m1
C
代表性负载
112
110
114
浮动本体外部 MOSFET
103

Figure 8

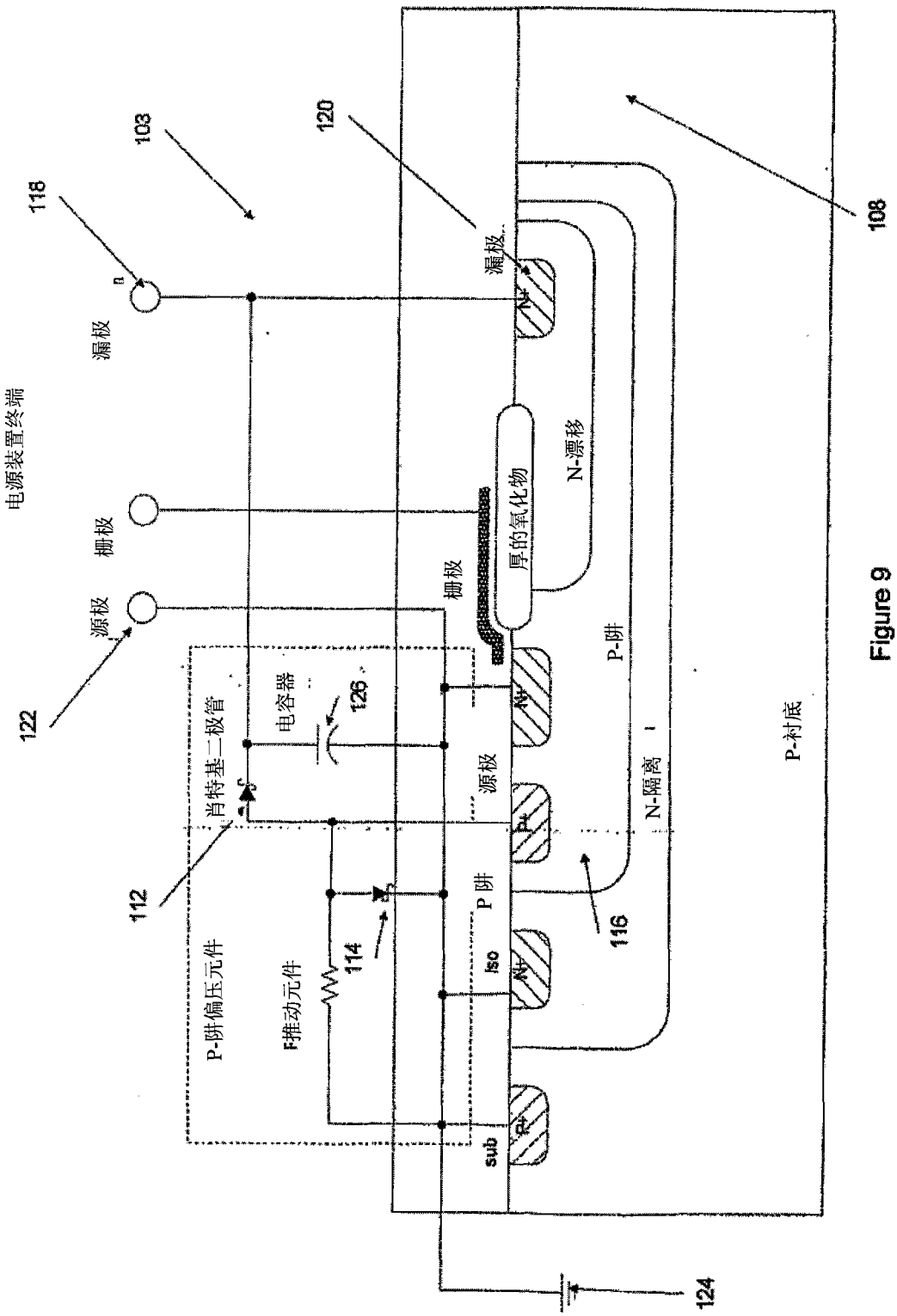

电源装置终端
漏极
栅极
源极
118
103
120
108
122
112
114
116
124
126
肖特基二极管
电容器
P-阱偏压元件
F推动元件
栅极
厚的氧化物
N-漂移
P-阱
N-隔离
P-衬底
源极
P 阱
iso
sub

Figure 9

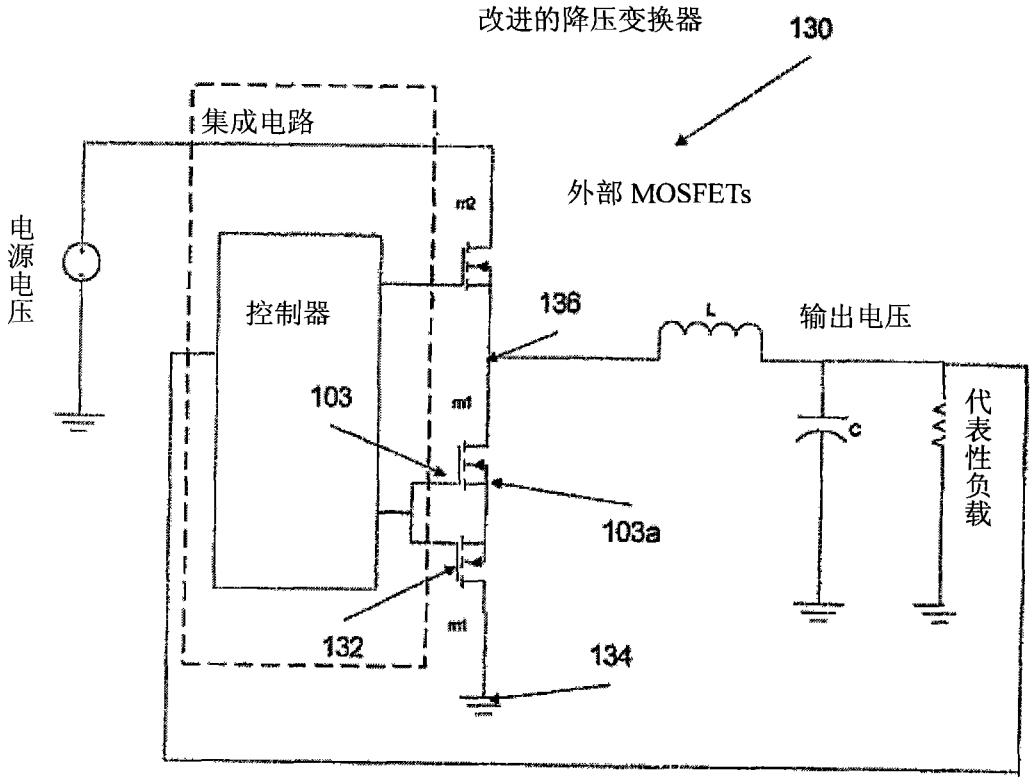

改进的降压变换器
130
集成电路
外部 MOSFETs
电源电压
控制器
136
L
输出电压
103
C
代表性负载
103a
132
134

Figure 10