



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03825707.6

[43] 公开日 2006年1月4日

[11] 公开号 CN 1717854A

[22] 申请日 2003.1.22 [21] 申请号 03825707.6
 [30] 优先权
 [32] 2002.10.24 [33] US [31] 10/279,521
 [86] 国际申请 PCT/CN2003/000054 2003.1.22
 [87] 国际公布 WO2004/038903 英 2004.5.6
 [85] 进入国家阶段日期 2005.6.23
 [71] 申请人 香港大学
 地址 中国香港特别行政区薄扶林道
 [72] 发明人 潘毅杰 庞敏熙 廖柱帮

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
 代理人 程天正 王忠忠

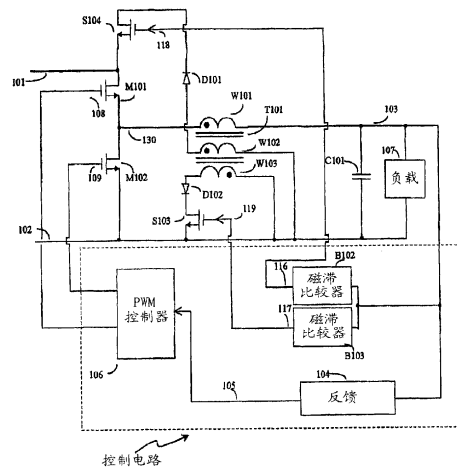
权利要求书 3 页 说明书 15 页 附图 11 页

[54] 发明名称

用于开关变换器快速瞬态响应的分级电感器

[57] 摘要

公开了一种快速瞬态响应变换器，它利用开关变换器中的分级电感器在快速瞬变条件下加速输出电压的响应。开关变换器中的电感元件被两个串联或并联的电感元件代替，其中一个电感器元件的电感量小于另一个电感元件的电感量。在快速瞬变期间，电感量较大的电感器被短接到电压源。总电感量将大大减小，从而在瞬态变化期间允许快速的电流变化。



1. 一种功率变换器，它包括：

输入端，用来接收输入功率；

输出端，用来提供稳定的输出功率；

5 连接到所述输入端的一个或多个开关器件，所述一个或多个开关器件产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列，用以调节所述输出，并且所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平；

10 变压器，它包括多个绕组，第一绕组连接在所述一个或多个开关器件和所述输出端之间、用于导通稳态电流，第二绕组在输出功率瞬态上升时耦合到所述输入端，第三绕组在输出功率的瞬态降低时耦合到低阻抗；以及

控制电路，它可以用于感测所述输出端的电压，还可以用于在输出功率瞬态变化时连接所述变压器的所述各绕组。

15 2. 如权利要求1所述的功率变换器，其特征在于还包括所述变压器第二和第三绕组中的一个或多个串联元件，以便促进瞬态变化期间的电流变化。

3. 如权利要求2所述的功率变换器，其特征在于还包括与所述变压器第二和第三绕组串联的开关，用于连接到输入端和低阻抗元件。

20 4. 如权利要求1, 2或3所述的功率变换器，其特征在于还包括各控制电路，它们操作连接到所述输入端的一个或多个开关器件，以便在输出功率瞬态上升时产生高电压电平，而在输出功率瞬态降低时产生低电压电平。

5. 一种功率变换器，它包括：

输入端，用来接收输入功率；

25 输出端，用来提供稳定的输出功率；

连接到所述输入端的一个或多个开关器件，它们产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列、用以调节所述输出，所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平；

30 电感器，它连接在所述一个或多个开关器件和所述输出端之间，用于导通稳态电流；

变压器，它具有多个绕组，第一绕组连接在所述多个开关器件和所述输出端之间，第二绕组在输出功率瞬态上升时耦合到所述输入

端, 第三绕组在输出功率瞬态降低时耦合到低阻抗; 以及

控制电路, 它可以用于感测输出端的电压, 还可以用于在输出功率瞬态变化时连接所述变压器的所述各绕组。

5 6. 如权利要求 5 所述的功率变换器, 其特征在于还包括在所述变压器第二和第三绕组中的一个或多个串联元件, 以便促进瞬态变化时的电流变化。

7. 如权利要求 6 所述的功率变换器, 其特征在于还包括与所述变压器第二和第三绕组串联的开关, 用于连接到输入端和低阻抗元件。

10 8. 如权利要求 5, 6 或 7 所述的功率变换器, 其特征在于还包括各附加控制电路, 它们操作连接到所述输入端的一个或多个开关器件, 在输出功率瞬态上升时产生高电压电平, 而在输出功率瞬态降低时产生低电压电平。

9. 一种功率变换器, 它包括:

输入端, 用来接收输入功率;

15 输出端, 用来提供稳定的输出功率;

隔离的 DC-AC 变换器, 它产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列, 用以调节输出, 所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平;

20 变压器, 它具有多个绕组, 第一绕组连接在所述 DC-AC 变换器输出端之间、用于导通稳态电流, 第二绕组在输出功率瞬态上升时耦合到低阻抗元件, 第三绕组在输出功率瞬态降低时耦合到低阻抗元件; 以及

控制电路, 它可以用于感测输出端的电压, 还可以用于在输出功率瞬态变化时连接所述变压器的所述各绕组。

25 10. 如权利要求 9 所述的功率变换器, 其特征在于还包括在所述第二和第三绕组中的一个或多个串联元件, 以便促进瞬态变化时的电流变化。

11. 如权利要求 9 所述的功率变换器, 其特征在于还包括与所述第二和第三绕组串联的一个或多个开关, 用于连接到所述低阻抗元件。

30 12. 如权利要求 11 所述的功率变换器, 其特征在于还包括各附加控制电路, 使得在输出功率瞬态上升的情况下当 DC-AC 变换器产生高电压脉冲时, 所述各串联开关被同时接通, 而在输出功率瞬态降低的

情况下当所述 DC-AC 变换器产生低电压脉冲时、所述串联开关被同时接通。

13. 一种功率变换器，它包括：

输入端，用来接收输入功率；

5 输出端，用来提供稳定的输出功率；

5 连接到所述输入端的一个或多个开关器件，它们产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列、用以调节输出，所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平；

10 第一电感器，它连接在所述一个或多个开关器件和所述输出端之间，用于导通稳态电流；

第二电感器，它具有与所述第一电感器并联的串联开关，所述第二电感器的电感量比所述第一电感器的电感量小得多；

控制电路，它可以用于感测输出端的电压，还可以用于在输出功率瞬态变化时操作所述双向开关；以及

15 各保护电路，它们俘获所述第二电感器在瞬态变化期间产生的电压过冲。

20 14. 如权利要求 13 所述的功率变换器，其特征在于还包括各附加控制电路，它们操作连接到所述输入端的功率变换器开关器件，在输出功率瞬态上升时产生高电压电平，而在输出功率瞬态降低时产生低电压电平。

用于开关变换器快速瞬态响应的分级电感器

发明领域

5 本发明涉及开关方式功率变换器领域，具体地说，涉及功率变换器的快速动态响应。

发明背景

10 开关变换器广泛用于提供高效轻便的电源，但对快速负载变化的瞬态输出响应却受到大多数开关功率变换器中都存在的输出电感器的内在限制。典型的现有技术的降压型变换器包括具有多个开关的功率级、电感-电容滤波器和反馈电路。该反馈电路监控变换器的输出电压并控制开关的脉冲宽度调制(PWM)。当有快速动态负载变化时，变换器的响应受到变换器两个部分：即反馈电路和功率级的限制。利用传统的线性方法或非线性方法可以将反馈电路设计成非常快速。但变换器
15 的固有响应受到主要决定于输出电感值的输出滤波器的限制。

所述领域的许多研究人员试图通过数种不同的方法实现快速响应，但所有提出的解决方案都有局限性。有些研究人员试图利用小电感值的电感器来加速功率变换器的动态响应。这种方法似乎可以解决问题，因为电流通过小电感器的传送可以快得多。但所述方法引起的问题
20 是正常工作时电流波纹过高，在变换器开关和无源元件中就引入了高的均方根电流，从而增加了功率损耗。其他研究人员试图利用并联的多相变换器来分担电流以减小磁损耗，但结果是增加了成本和复杂性。还有其他研究人员试图通过提高开关频率来解决这个问题。但这又引起了开关中过高的开关损耗和电感器芯子的损耗问题。并且，
25 高频工作需要高性能的驱动电路，这进一步增加了成本。

因此迫切需要一种既能提供快速响应，又能保持变换器的低损耗并且以低成本用于计算机应用场合的方法。

美国发明专利号 No. 6188209 提供了本发明的基础。本发明进一步降低了复杂性，并提供了可供选择的方法以实现快速瞬态响应。

30 发明概述

因此，本发明的一个目的是提供开关功率变换器的快速动态响应。

本发明的另一个目的是维持低的输出电感器波纹电流。

本发明的另一个目的是在不需工作于非常高的频率的情况下改善功率变换器的动态响应。

本发明的另一个目的是维持高的变换器效率。

5 本发明的另一个目的是使用一种简单的控制方法。

根据本发明的一个方面，功率变换器包括：

输入端，用来接收输入功率；

输出端，用来提供稳定的输出功率；

10 连接到所述输入端的一个或多个开关器件，所述一个或多个开关器件产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列，用以调节所述输出，并且所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平；

15 变压器，它包括多个绕组，第一绕组连接在所述一个或多个开关器件和所述输出端之间，用于导通稳态电流，第二绕组在输出功率瞬态增高时耦合到所述输入端，第三绕组在输出功率瞬态降低时耦合到低阻抗；

控制电路，可用于检测输出端的电压，还可用于在输出功率瞬态变化时连接所述变压器的所述各绕组。

根据本发明的另一个方面，功率变换器包括：

输入端，用来接收输入功率；

20 输出端，用来提供稳定的输出功率；

连接到所述输入端的一个或多个开关器件，它们产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列，用以调节输出，所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平；

25 电感器，它连接在所述一个或多个开关器件和所述输出端之间，用于导通稳态电流；

变压器，它具有多个绕组，第一绕组连接在所述一个或多个开关器件和所述输出端之间，第二绕组在输出功率瞬态增高时耦合到所述输入端，第三绕组在输出功率瞬态降低时耦合到低阻抗；和

30 控制电路，可用于检测输出端的电压，还可用于在输出功率瞬态变化时连接所述变压器的所述各绕组。

根据本发明的又一个方面，功率变换器包括：

输入端，用来接收输入功率；

输出端，用来提供稳定的输出功率；

隔离的 DC-AC 变换器，它产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列，用以调节输出，所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平；

5 变压器，它具有多个绕组，第一绕组连接在所述 DC-AC 变换器输出端之间，用于导通稳态电流，第二绕组在输出功率瞬态增高时耦合到低阻抗元件，第三绕组在输出功率瞬态降低时耦合到低阻抗元件；
和

控制电路，可用于检测输出端的电压，还可用于在输出功率瞬态变化时连接所述变压器的所述各绕组。

10 根据本发明的再一个方面，功率变换器包括：

输入端，用来接收输入功率；

输出端，用来提供稳定的输出功率；

15 连接到所述输入端的一个或多个开关器件，它们产生具有可变脉冲宽度的电压脉冲序列，用以调节输出，所述电压脉冲序列还具有高电压电平和低电压电平；

第一电感器，连接在所述一个或多个开关器件和所述端输出之间，用于导通稳态电流；

第二电感器，它具有与所述第一电感器并联的串联开关，所述第二电感器的电感量比第一电感器的电感量小得多；

20 控制电路，可用于检测输出端的电压，还可在输出功率瞬态变化时用于操作所述双向开关；

保护电路，它俘获所述第二电感器在瞬态变化时产生的电压过冲。

25 本发明公开一种具有许多突出特征的装置和方法的不同实施例，所述装置和方法提供开关功率变换器的快速瞬态响应。本发明显著地提高了瞬变期间变换器中通过输出电感器的电流的变化速率，同时保持了正常负载下的低电流波纹。由于不需要在高频下实现本发明，因此将变换器的损耗保持在最小值。但是申请人并不排除在高频下工作的可能性。此处公开的装置可以使用在大多数具有输出电感器的功率
30 变换器中。

所公开的方法的基本途径是用一个或多个在稳定负载条件下工作的具有较高电感量的电感器来代替开关变换器中的电感器、以及在快

速瞬变负载条件下切换到具有低电感量的一个或多个电感器的能力。通过用至少两个串联的电感器(其中一个的电感量很小,而另一个的电感量高得多)代替传统的降压型开关变换器的输出电感器来实现这一点。将具有较高电感量的电感器的两个端子编程以在瞬变状态期间连接到电压源。在所述电感器已短接到所述电压源的同时,所述电压源在具有较高电感量的电感器中可以提供电流的快速变化。与所述电压源的所述连接把两个串联电感器的总的等效串联电感量降低到电感量小的电感器的电感量,并且实现了输出负载电流的高速变化。

用来短接所述电感器的电压源可以是变换器中的任何电压,例如,输入电压、输出电压或开关或二极管的电压降。

本发明在稳态下产生低的电感器波纹电流。在具体实施例中,在稳态工作期间,串联电感器的等效串联电感量是两个电感器的电感量之和。具有高电感量的电感器要设计成足够大以维持非常小的波纹电流,并减小流经开关元件和其它元件的均方根电流(RMS)。具有小电感量的电感器要设计成足够小,以便当具有较高电感量的电感器在瞬变状态期间被电压源短接时提供必要的电流变化速率。瞬变状态仅仅存在很短一段时间,而变换器的大部分工作时间处于稳定状态。因此变换器承载高波纹电流也只是很短一段时间,因而效率不会受到严重影响。本发明用途广泛,适用于大部分具有输出电感器的开关变换器。

在另一个实施例中,也可以用类似上述的方法使用两个并联的电感器(其中一个的电感量很高,而另一个的电感量低得多),在稳态负载条件期间提供大电感量,而在快速瞬态负载变化时切换到较低的电感量。

对于本专业技术人员来说,本发明的这些以及其他目的通过以下的详细说明和附图就可一目了然。

附图简要说明

图 1(现有技术) 示出现有技术的降压型变换器的简化等效电路图。

图 2A-2D 示出图 1 所示的现有技术的降压型变换器在负载瞬变时的波形图。

图 3 示出本发明第一实施例的基本操作。

图 4A-4H 示出本发明第一实施例在瞬态负载电流增加时的波形

图。

图 5A-5H 示出本发明第一实施例在瞬态负载电流减小时的波形图。

图 6 示出本发明的第二实施例。

5 图 7 示出本发明的第三实施例。

图 8 示出本发明第四实施例的隔离变换器。

图 9 示出本发明的第五实施例。

图 10A-10H 示出本发明第五实施例在瞬态负载电流增加时的波形图。

10 图 11A-11H 示出本发明第五实施例在瞬态负载电流减小时的波形图。

优选实施例详细说明

已相对于现有技术的降压型变换器对本发明作了详细的说明。但对于本专业技术人员来说，显然本发明不限于降压型变换器，而同样可应用于其它变换器。图 1 示出具有两个开关和一个输出电感电容滤波器的现有技术的降压型变换器。图 2 示出，当负载电流阶梯形上升时，如图 2C 所示，假定图 1 所示的反馈电路 4 和脉冲宽度调制控制器 6 能足够快地改变变换器开关的占空比而使电感器电流上升到新的平均值(图 2D)。电流上升的速率仍然受到输出电感器的电感量的限制。小电感量将允许快的电流变化速率，但变换器仍然要经受高的波纹电感器电流。大电感量可以降低波纹电流，但电感器电流会变化得很慢。本发明提供了解决此问题的数个新颖的实施例，既允许有快速的电感器电流变化速率，又同时提供了降低波纹电流的方法。

25 第一实施例

图 3 示出本发明第一实施例的基本电路，它包括电源电路和控制电路。电源电路包括一对输入端 101 和 102，以用来连接到 DC 电压源。它还包括一对开关，用 MOSFET M101 和 M102 代表，它们在节点 130 处产生一系列交变电压脉冲。这对开关连接到变压器 T101 以及输出电
30 容器 C101，变压器 T101 包括绕组 W101，W102 和 W103，如图 3 所示。负载连接到输出电容器 C101。绕组 W101 直接连接到电容器 C101。绕组 W102 连接到输入电压源和由 MOSFET S104 和二极管 D101 的电压降

产生的电压。绕组 W103 连接到输入电压源和由 MOSFET S103 和二极管 D102 的电压降产生的电压源。两个 MOSFET S103 和 S104 分别控制绕组 W103 和 W102 两端的电压源的连接。两个二极管 D101 和 D102 截断 MOSFET S103 和 S104 两端的反向电压，并且这些二极管还提供附加电压。

5 连接到变换器的大多数功率器件都是低压器件。MOSFET S104 在断开时保持较低电压，后者等于在 MOSFET M101 接通时输入电压和由绕组 W102 产生的电压之差。MOSFET S103 在断开时也保持低电压，因为绕组 W103 两端的电压决定于绕组比和输出电压，并且当 MOSFET M102 接通时输出电压总是低于输入电压。因此可以使用低压 MOSFET。同理，二极管 D101 保持较低的反向电压，因为绕组 W1021 两端的电压由绕组比和输出电压决定，并且当 MOSFET M102 接通时输出电压总是低于输入电压。同理，二极管 D101 保持较低的反向电压，因为绕组 W102 10 的电压由绕组比和输出电压决定，并且当 MOSFET M102 接通时输出电压总是低于输入电压。二极管 D102 保持较低的反向电压，因为当 MOSFET M101 接通时没有加上额外的电压源来增加反向电压。因此所有这些附加的低压器件不会显著增加产品的成本。

第一实施例的控制电路包括反馈块 104，它连接到脉冲宽度调制 (PWM) 块 106，由它向电源电路中的开关提供驱动脉冲。这样在节点 130 20 和 102 之间产生多个脉冲。然后，所述多个脉冲由绕组 W101 两端的电感器和输出电容器 C101 滤波，产生稳压 DC 输出。

反馈电路监控变换器的负载电压，而 PWM 块驱动闭合回路中的功率开关 M101 和 M102。存在多个形成第二回路的装置，它监控变换器的负载电压并产生电源电路中开关 S103 和 S104 的驱动信号。这些装置包括两个磁滞比较器 B102 和 B103，它们形成监控变换器负载电压 25 的感测电路并分别连接到开关 S104 和 S103。

工作时，反馈电路 104 监控变换器的输出电压并产生信号来控制 PWM 控制器 106，PWM 控制器 106 又产生栅极脉冲来驱动 MOSFET M101 和 M102，并维持负载 107 两端的稳定的输出电压。在稳态工作时，两个开关 S103 和 S104 都是开路，因此 W101 的电感量提供了高的电感量 30 以保持低的波纹电流。

图 4 的波形示出当负载电流快速瞬变上升时本发明的工作情况。

在 t_{10} 到 t_{11} 期间, 变换器工作在稳态。在时间 t_{11} 负载电流阶梯形上升, 如图 4C 所示。这导致如图 4D 所示的输出电压下降。当电压下降到低于阈值电平 V_1 时, 开关 S104 被装置 B102 接通。绕组 W101 的电感量减小, 并且等效电感量下降到漏感等级。这使电流能够迅速上升, 如图 4D 所示。在 t_{12} 到 t_{13} 期间电流也流过绕组 W102。所述电流由绕组 W101 的反射电流和由输入电压源激励的磁化电流组成。该电流的大小取决于绕组 W101 和 W102 之匝数比。在此期间, 变压器 T101 的磁化电流由于加在绕组 W102 两端的输入电压而上升。电流的上升提高了输出电压, 直到在时间 t_{13} 达到第二电压电平 V_2 , 并且开关 S104 断开。

在瞬变加载状态期间, 输入电压源不一定是加在绕组 W102 或 W103 两端的唯一电压, 变换器中具有的任何电压源都可使用, 例如开关 S104 或 S103 两端的电压降。

输出电压恢复并达到预设的参考电平 V_2 。在时间 t_{13} , 开关 S104 断开, 通过绕组 W102 的电流在 t_{13} 到 t_{14} 期间下降到零。当开关 S104 断开时, 变压器 T101 的磁化电流将耦合到绕组 W101。在时间 t_{13} , 通过 T101 的漏感的电流和通过 W101 的磁化电流不一定相同。电流差会对开关 S104 的寄生电容充电, 在 t_{13} 到 t_{14} 期间造成电压尖脉冲, 如图 4H 所示。可以使用诸如缓冲电路等的能量吸收电路来避免绕组 W101 过压。这种能量吸收电路可以连接到绕组 W103、W102, 变压器 T101, 开关 S103 或开关 S104。

在快速瞬变之后, 变换器很快恢复正常工作。在时间 t_{14} , 通过绕组 W102 的电流降到零。在时间 t_{14} 之后, 等效串联输出电感恢复成 W101 的电感。输出电感器电流现以较小的斜率改变。如果电感器电流与所需负载电流相适应, 输出电压就升高, 直到反馈电路工作恢复正常的脉冲宽度调制。但是, 有可能电感器电流在时间 t_{14} 下降到低于所需负载电流并且在 t_{14} 时 S104 断开后输出电压下降。在此情况下, 电压电平可能降回到电平 V_1 , 触发开关 S104 接通的整个过程又将重复。如果开关 S104 又被触发接通, 则通过 W101 的电感器电流就会上升, 直到足以维持负载电流。因此, 输出电压最终将上升到能恢复正常脉冲宽度调制的电平。

图 5 的波形示出当负载电流快速瞬变下降时本发明的工作情况。

在 t_{20} 到 t_{21} 期间，变换器以稳定的负载电流工作。在时间 t_{21} ，负载电流经历阶梯形的下降，如图 5C 所示。这导致输出电压上升，如图 5E 所示。假定反馈电路 104 和 PWM 控制器 106 都能足够快地断开 MOSFET M101 和接通 MOSFET M102，由于 W101 的高电感量、W101 中的电流减小依然很慢。在时间 t_{22} ，输出电压达到电平 V3，它通过 B103 触发开关 S103 接通。开关 S103 和二极管 D102 有效地将绕组 W103 短路，W101 的电感消失，绕组 W103 中的电流开始快速下降。在绕组 W103 中还建立了磁化电流，这是由开关 S103 和 D102 的压降引起的。电流减少的结果是，输出电压下降直到在时间 t_{23} 达到另一电压电平 V4。这触发了开关 S103，并且磁化电流转移到绕组 W101。该磁化电流不一定与漏感中的电流流动相一致。这就引起了在 t_{23} 到 t_{24} 期间的绕组 W103 上的电压尖峰，如图 5H 所示。可以使用诸如缓冲电路等的能量吸收电路来避免绕组 W101 过压。这种能量吸收电路可以连接到绕组 W103，变压器 T101，开关 S103 或开关 S104。

在 t_{24} 之后的时段内，输出电压逐渐降到适当的电平，使得正常的反馈回路和 PWM 控制器恢复正常工作。但是，仍然有这样的可能性：通过漏感 L101 的电流的下降不足以防止输出电压在时间 t_{24} 之后达到电压阈值电平 V3。在这种情况下，输出电压将最终达到电压触发电平 V3，此过程被重复，直到输出电压达到稳定状态。

本发明提供了保持变换器的输出电压在一定限度内的装置并能对突然的负载电流变化提供快速瞬态响应。

第二实施例

图 6 示出本发明的第二实施例，它使开关 M201，N202，S203 和 S204 的接通和断开时间同步，以获得更快的响应。所述实施例还包括电源电路和控制电路，与第一实施例类似。

电源电路包括一对输入端 201 和 202，用来连接到 DC 电压源，它还包括一对开关，用 MOSFET M201 和 M202 代表，它们在节点 230 处产生一系列交变电压脉冲。这对开关连接到变压器 T201 以及输出电容器 C201，变压器 T201 包括绕组 W201，W202 和 W203，如图 6 所示。负载连接到输出电容器 C201，绕组 W201 直接连接到电容器 C201。绕组 W202 连接到输入电压源和由 MOSFET S204 和二极管 D201 的电压降产生的电

压源。绕组 W203 连接到 MOSFET S203 和二极管 D202 的电压降产生的电压源。两个 MOSFET S203 和 S204 分别控制绕组 W203 和 W202 两端的电压源的连接。两个二极管 D201 和 D202 截断 MOSFET S203 和 S204 两端的反向电压，并且这些二极管还提供交变电压源以便将所述各绕组短路。

5 连接到功率变换器的大多数器件都是低压器件。MOSFET S204 在断开时保持低于输入的低电压，后者等于在 MOSFET S201 接通时输入电压和绕组 W202 产生的电压之差。MOSFET S203 在断开时也保持低电压，因为绕组 W203 两端的电压由绕组的比值决定，并且当 MOSFET S202 10 接通时输出电压总是低于输入电压。因此可以使用低压 MOSFET。同理，二极管 D201 保持较低的反向电压，因为绕组 W202 两端的电压由绕组比和输出电压决定，并且当 MOSFET M202 接通时输出电压总是低于输入电压。二极管 D202 保持较低的反向电压，因为当 MOSFET M201 接通时没有加上额外的电压源来提高反向电压。所有这些都是低压器件，15 它们不会显著增加产品的成本。

第二实施例的控制电路包括反馈块 204，它连接到脉冲宽度调制 (PWM) 块 206，由它向电源电路中的开关提供驱动脉冲。这样，在节点 230 和 202 之间产生多个脉冲。然后，所述多个脉冲由绕组 W201 两端的电感和输出电容器 C201 滤波，产生稳压 DC 输出。

20 反馈块监控变换器的负载电压，而 PWM 块驱动闭合回路中的功率开关 M201 和 M202。存在多个形成第二回路的装置，所述第二回路监控变换器的负载电压并产生用于电源电路中的开关 S203 和 S204 的驱动信号。这些装置包括两个磁滞比较器 B202 和 B203，它们形成感测电路用以监控变换器的负载电压。这些比较器分别连接到开关 S204 和 25 S203。

为了使变换器有最快速的瞬态响应，提供包括 IC201，IC202，IC203，IC204，IC205 和 IC206 的逻辑电路，用以确保当辅助开关 S204 由 B202 触发接通时 MOSFET M201 在任何条件下都会接通。这就补偿了较慢的反馈电路 204 和 PWM 控制器 206。所述逻辑电路确保当辅助开关 S203 由 B203 触发接通时 MOSFET M202 在任何条件下都会接通。如 30 果 S203 和 S204 都未被 B203 和 B202 触发，则 MOSFET M201 和 MOSFET M202 将由来自 PWM 控制器 206 的信号驱动。

所述实施例的稳态和瞬态工作与第一实施例的情况相同。使用变压器 T201 中各绕组的适当的匝数比。

第三实施例

5 图 7 示出本发明的第三实施例，它不需要用变压器来承载稳态输出电流和瞬态电流。稳态电流由并联电感器来处理，而瞬态电流由单独的变压器来处理。这增加了构成电感器的灵活性并且允许更好的参数控制。所述实施例也包括电源电路和控制电路，与第一实施例类似。

10 电源电路包括一对输入端 301 和 302、用来连接到 DC 电压源，它还包括一对开关、用 MOSFET M301 和 M302 代表、它们在节点 330 处产生一系列交变电压脉冲。这对开关连接到变压器 T301 以及输出电容器 C301，变压器 T301 包括绕组 W301，W302 和 W303，如图 7 所示。负载连接到输出电容器 C301，绕组 W301 和电感器 L301 直接连接到电容器 C301。绕组 W302 连接到输入电压源和由 MOSFET S304 和二极管 D301
15 的电压降产生的电压。绕组 W303 连接到由 MOSFET S303 和二极管 D302 的电压降产生的电压源。两个 MOSFET S303 和 S304 分别控制绕组 W303 和 W302 两端的电压源的连接。两个二极管 D301 和 D302 截断 MOSFET S303 和 S304 两端的反向电压，并且这些二极管还提供交变电压源以便将所述各绕组短路。

20 连接到变换器的大多数功率器件都是低压器件。MOSFET S304 在断开时保持较低的电压，后者等于在 MOSFET M301 接通时输入电压和绕组 W302 产生的电压之差。MOSFET S303 在断开时也保持低电压，因为绕组 W303 两端的电压由绕组比和输出电压决定，并且当 MOSFET M302 接通时输出电压总是低于输入电压。因此可以使用低压 MOSFET。
25 同理，二极管 D301 保持较低的反向电压，因为绕组 W302 两端的电压由绕组比和输出电压决定，并且当 MOSFET M302 接通时输出电压总是低于输入电压。二极管 D302 保持较低的反向电压，因为当 MOSFET M301 接通时没有加上额外的电压源来提高反向电压。所有这些都是低压器件，它们不会显著增加产品的成本。

30 控制电路包括反馈块 304，它连接到脉冲宽度调制 (PWM) 块 306，由它向电源电路中的开关提供驱动脉冲。这样，在节点 330 和 302 之间形成多个脉冲。然后，所述多个脉冲由电感器 L301 两端的电感和输

出电容器 C301 滤波, 形成稳压 DC 输出。

反馈块监控变换器的负载电压, 而 PWM 块 306 以闭合回路方式驱动功率开关 M301 和 M302。存在多个形成第二回路的装置, 所述第二回路监控变换器的负载电压, 并产生用于电源电路中的开关 S303 和 S304 的驱动信号。这些装置包括两个磁滞比较器 B302 和 B303, 它们形成感测电路用以监控变换器的负载电压。这些比较器分别连接到开关 S304 和 S303。

为了使变换器有最快速的瞬态响应, 包括 IC301, IC302, IC303, IC304, IC305 和 IC306 的逻辑电路确保当辅助开关 S304 由 B302 触发接通时 MOSFET M301 在任何条件下都会接通, 或者确保当辅助开关 S303 由 B303 触发接通时 MOSFET M302 在任何条件下都会接通。如果 S303 和 S304 都未被 B303 和 B302 触发, 则 MOSFET M301 和 MOSFET M302 将由来自 PWM 控制器 306 的信号驱动。

所述实施例的工作与第二实施例相同, 但稳态输出电流是在外部电感器 L301 中流动, 而不是在磁化电感中、例如在绕组 W303 中流动。因此可以使变压器 T301 比较小, 因为它用于瞬态负载条件下。使用变压器 T201 的各绕组的适当的匝数比。

电感器 L301 可以用磁性元件的单一绕组构成, 或者可以是并联的或串联的几个单独较小的电感器的组合, 在高电流应用中便于制造。

20

第四实施例

本发明也可适用于隔离的功率变换器。本发明的第四隔离变换器实施例示于图 8。多个脉冲来自输出绕组及其相应的整流电路。所述实施例大致类似于前述的实施例, 即它也包括电源电路和控制电路。但是它还包括隔离和整流电路。

电源电路包括一对输入端 401 和 402, 用来连接到隔离 DC-AC 变换器和输出整流单元。隔离 DC-AC 变换器和输出整流单元的输出连接到节点 430 和节点 409, 并在节点 430 处产生一系列交变电压脉冲。所述多个脉冲连接到变压器 T401 以及输出电容器 C401, 前者包括绕组 W401, W402 和 W403, 如图 8 所示。负载连接到输出电容器 C401, 而绕组 W401 直接连接到电容器 C401。绕组 W402 连接到由 MOSFET S404 和二极管 D401 的电压降产生的电压。绕组 W403 连接到输入电压源和

30

由 MOSFET S403 和二极管 D402 的电压降产生的电压源。两个 MOSFET S403 和 S404 分别控制绕组 W403 和 W402 两端的电压源的连接。两个二极管 D401 和 D402 截断 MOSFET S403 和 S404 两端的反向电压，并且这些二极管还提供交变电压源以便将所述各绕组短路。

5 控制电路包括反馈块 404，后者连接到脉冲宽度调制 (PWM) 块 406 并且它向电源电路中的各开关提供驱动脉冲。这样，在节点 430 和 402 之间形成多个脉冲。然后，所述多个脉冲由绕组 W401 两端的电感和输出电容器 C401 滤波，形成稳压 DC 输出。

10 反馈和隔离块 404 监控变换器的负载电压，而 PWM 块 406 给出信号以控制在节点 430 处产生的占空比。存在多个形成第二回路的装置，所述第二回路监控变换器的负载电压并产生用于电源电路中的开关 S403 和 S404 的驱动信号。这些装置包括两个磁滞比较器 B402 和 B403，它们形成感测电路用以监控变换器的负载电压。这些比较器分别连接到开关 S404 和 S403。

15 所述变换器没有稳态电压源，因此需要施加适当的控制。为了使变换器具有最快速的瞬态响应，包括 IC401，IC402 和 IC403 的逻辑电路确保当节点 430 的脉冲电压高时辅助开关 S404 由 B402 触发接通，或者确保当节点 430 的脉冲电压低时辅助开关 S403 由 B403 触发接通。

20 所述实施例的工作与第二实施例相同，但节点 430 的多个脉冲不是由串联的 MOSFET 产生，而是来自隔离的 DC-AC 变换器和输出整流。

第五实施例

25 本发明的第五实施例示于图 9。在所述实施例中，分级电感的原理不同于上述所有实施例。将小电感器和大电感器并联设置并且将开关与所述小电感器串联。此开关通常开路以隔离所述小电感器。当负载电压有瞬态变化时，将所述开关接通，使小电感器和大电感器并联，于是启动快速的电流变化。图 9 示出所述实施例，它也包括电源电路和控制电路。

30 电源电路包括一对输入端 501 和 502，用来连接到 DC 电压源，还包括开关，用 MOSFET M501 和 M502 代表，它们产生一系列交变电压脉冲。这对开关连接到电感器 L502，后者又连接到输出电容器 C501，如

图 9 所示。电感器 L501 与由两个单向开关 S503 和 S504 组成的串联开关串联、并与电感器 L502 并联。两个二极管 D503 和 D504 连接到连接开关 S503、S504 和电感器 L501 的节点、用于电压箝位目的并且保护开关 S503 和 S504。负载连接到接至输出电容器 C501 的输出端。

5 控制电路包括反馈块 504，它连接到脉冲宽度调制 (PWM) 块 506，由它向电源电路中的各开关提供驱动脉冲。反馈块监控变换器的负载电压，而 PWM 块 506 以闭合回路方式驱动功率开关 M501 和 M502。存在多个形成第二回路的装置，它监控变换器的负载电压并产生用于电源电路中的开关 S503 和 S504 的驱动信号。这些装置包括高通滤波器
10 B501，它监控变换器的负载电压并连接到两个磁滞比较器 B502 和 B503。这些比较器连接到“与”门 IC504 和 IC503。用于 MOSFET M501 和 M502 的驱动信号也是这些“与”门的输入信号。这些“与”门的输出馈入“或”门 IC505，后者相应地驱动开关 S503 的接通和断开。

现说明稳态工作。反馈块 504 产生信号控制 PWM 控制器 506，PWM
15 控制器 506 产生栅极脉冲驱动 MOSFET M501 和 M502，并在负载 507 上维持稳定的电压。其工作与具有输出电感器 L502 和输出电容器 C501 的传统的变换器相同。在稳态工作时，开关 S503 和 S504 开路，因此电感器 L502 不参与功率变换。电感器 L502 具有足够高的电感量来抑制过大的波纹电流。这就维持了稳定负载条件时的高效率。电感器 L501
20 的电感量比电感器 L502 的小得多。

当存在负载电流的快速瞬态增加时，所述变换器处理由图 10 所示的波形说明的瞬变。在 t_{30} 到 t_{31} 期间，变换器工作在稳态。在时间 t_{31} 负载电流有阶梯形上升，如图 10C 所示。这导致输出电压下降，如图 10E 所示。即使假定反馈电路 504 和 PWM 控制器 506 足够快地接通
25 MOSFET M501 和断开 MOSFET M502，L502 中的电流增加仍然很慢，因为其电感量很高。当电压下降到低于阈值电平 V_{11} 时，开关 S503 和 S504 由装置 B501，B502，IC504 和 IC505 接通。具有较小电感量的电感器 L501 与电感器 L502 并联。这就降低了总变换器电感量，电流可以迅速上升，如图 10D 所示。在 t_{32} 到 t_{33} 期间，通过电感器 L501 的电流
30 上升。这种电流上升提高了输出电压，直到其达到另一电压电平 V_{12} ，如在图 10E 的时间 t_{33} 所示。一旦达到电压电平 V_{12} ，开关 S503 和 S504 就由装置 B501，B502，IC504 和 IC505 断开。电感器 L501 中的电流

转向通过二极管 D504 并下降直到时间 t_{34} 。在时间 t_{34} ，二极管 D504 断开，通过电感器 L501 的电流减少到零。在 t_{32} 到 t_{34} 期间，电感器 L502 中的电流也增加到新的数值。如果所述新的电流值能够从时间 t_{34} 以后一直维持着输出电压，那么变换器就将利用开关 M501 和 M502 恢复正常的脉冲宽度调制。如果此新的电流值不足以维持输出电压，那么输出电压就会下降回到电压电平 V11，于是整个过程再次触发，以升高输出电压。上述机制提供了快速电流上升以解决开关功率变换器中瞬态负载电流上升的问题。

现以图 11 所示的波形图来说明负载电流快速瞬变下降时的电路操作。在 t_{40} 到 t_{41} 期间，变换器以稳定负载电流工作。在时间 t_{41} 负载电流阶跃式地降低到低值，如图 11C 所示。这导致输出电压上升，如图 11E 所示。即使假定反馈电路 504 和 PWM 控制器 506 足够快地断开 MOSFET M501 和接通 MOSFET M502，L502 中的电流减小仍然很慢，因为其电感量很高。在时间 t_{42} ，输出电压上升，达到电平 V13，开关 S503 和 S504 通过装置 B501，B503，IC503 和 IC505 触发接通。电感量小得多的电感器 L501 与电感器 L502 并联。这就降低了总变换器电感量，电流可以迅速变化，如图 11D 所示。在 t_{42} 到 t_{43} 期间，从负的意义来说，通过电感器 L501 的电流增加。所述电流降低了输出电压，直到时间 t_{43} 其达到另一电压电平 V14，如图 11E 所示。一旦达到电压电平 V14，开关 S503 和 S504 就由装置 B501，B503，IC503 和 IC505 断开。电感器 L501 中的电流转向通过二极管 D503 并下降直到时间 t_{44} 。在时间 t_{44} ，二极管 D503 断开，通过电感器 L501 的电流减小到零。在 t_{42} 到 t_{44} 期间，电感器 L502 中的电流也下降到新的数值。如果所述新的电流值能够从时间 t_{34} 以后一直维持着输出电压，那么变换器就将利用开关 M501 和 M502 恢复正常的脉冲宽度调制。如果此新的电流值不够低，不能维持输出电压，那么输出电压就会上升，回到电压电平 V13，于是再次触发整个过程、以降低输出电压。上述机制提供了快速电流减小以处理开关功率变换器中瞬态负载电流减小。

为了使变换器有最快速的瞬态响应，包括 IC501，IC502，IC503，IC504，IC505 和 IC506 的逻辑电路确保当辅助开关 S504 由 B502 触发接通时 MOSFET M501 在任何条件下都会接通，或者确保当辅助开关 S503 由 B503 触发接通时 MOSFET M502 在任何条件下都会接通。如果

开关 S503 和 S504 都未被 B503 和 B502 触发,则 MODFET M501 和 MOSFET M502 将由来自 PWM 控制器 506 的信号驱动。

以上已经参考降压型变换器布局说明了本发明。但对本专业的技术人员而言,很显然可在不背离本发明精神的条件下将本发明应用于其它变换器布局,所述变换器布局包括(但不限于)升压型变换器、回扫电压变换器、正向变换器、推挽变换器、谐振变换器、全桥式变换器、Cuk 变换器、单端初级电感 Sepic 变换器、半桥式变换器以及其它变换器布局。以上描述了具体应用于开关功率变换器中快速瞬态应用的许多实施例。但对于本专业技术人员而言,根据所提出的分级电感器原理可以预见更多的实施例,而此处说明的实施例只不过是本专业技术人员利用所述发明产生的少数几个实施例。以上详细描述了本发明的不同实施例,但应理解本发明可用不同的元件和步骤实现。这些实施例只是作为实例提出,而决不是为了限制本发明的范围,本发明的范围由以下权利要求书限定。

15

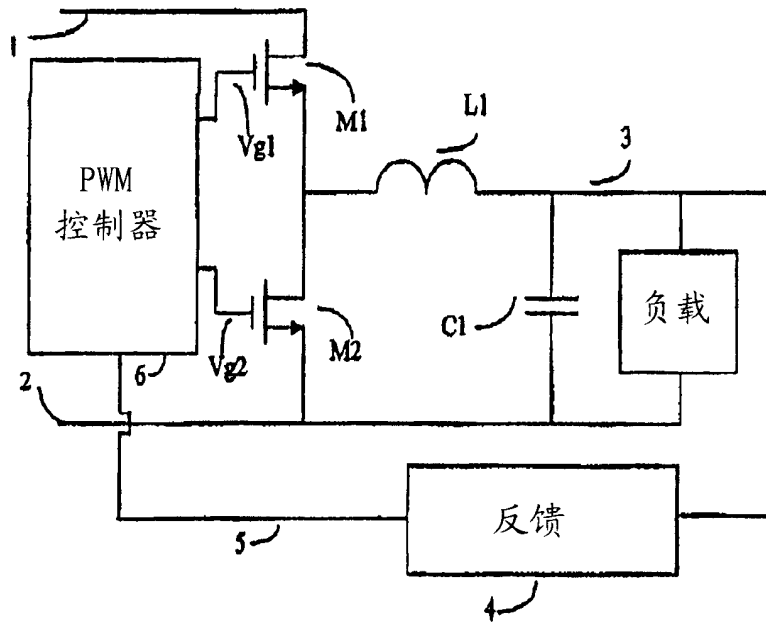


图 1
(现有技术)

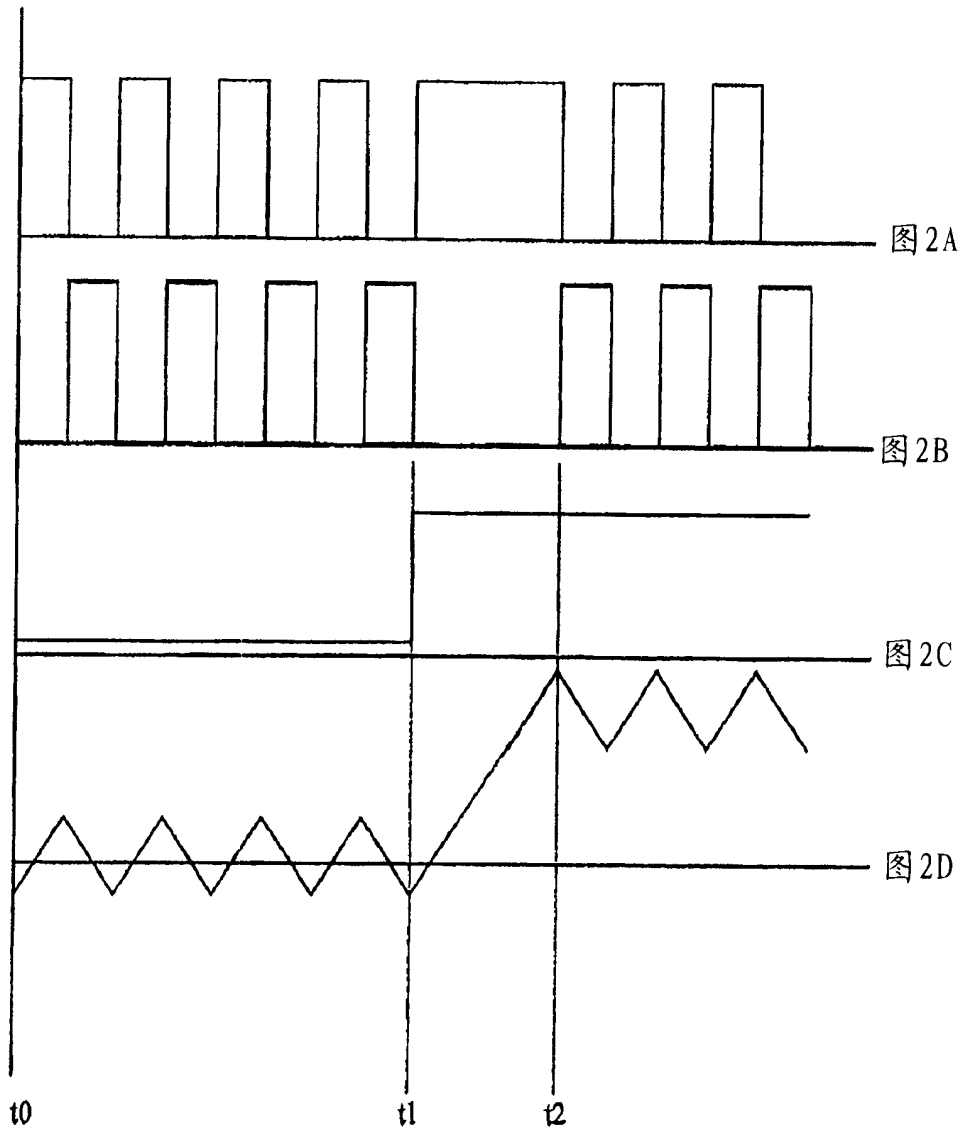


图 2

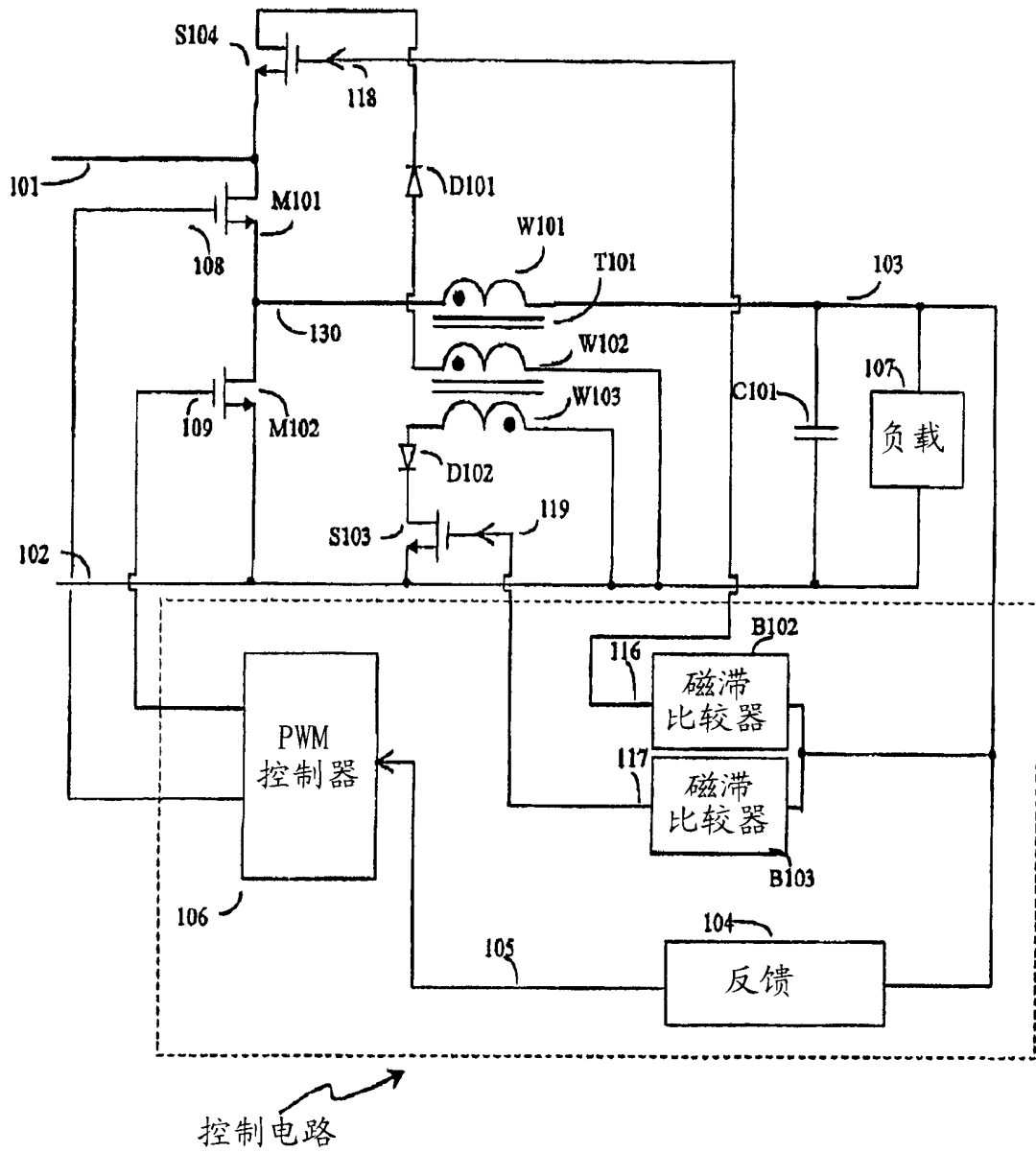


图 3

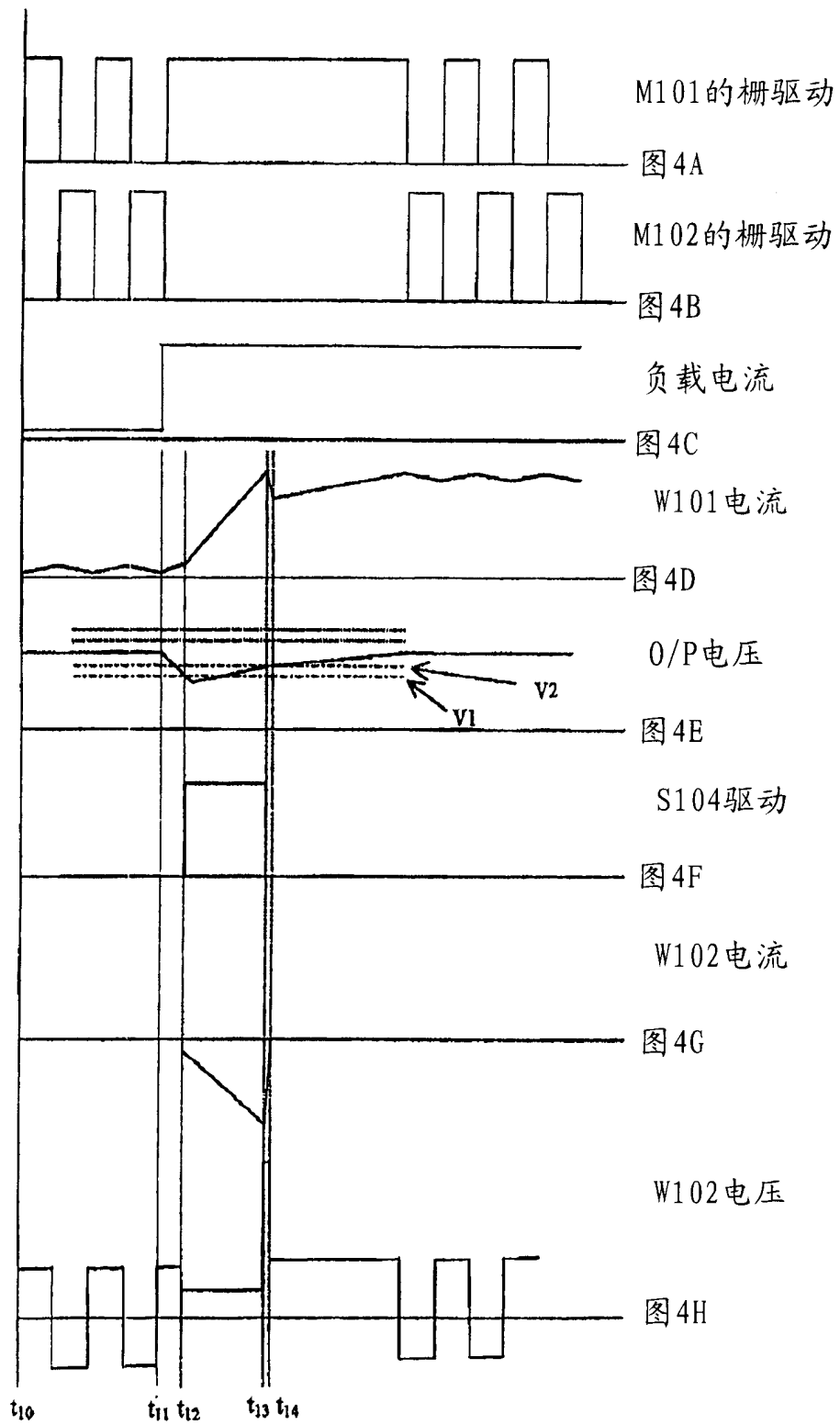


图 4

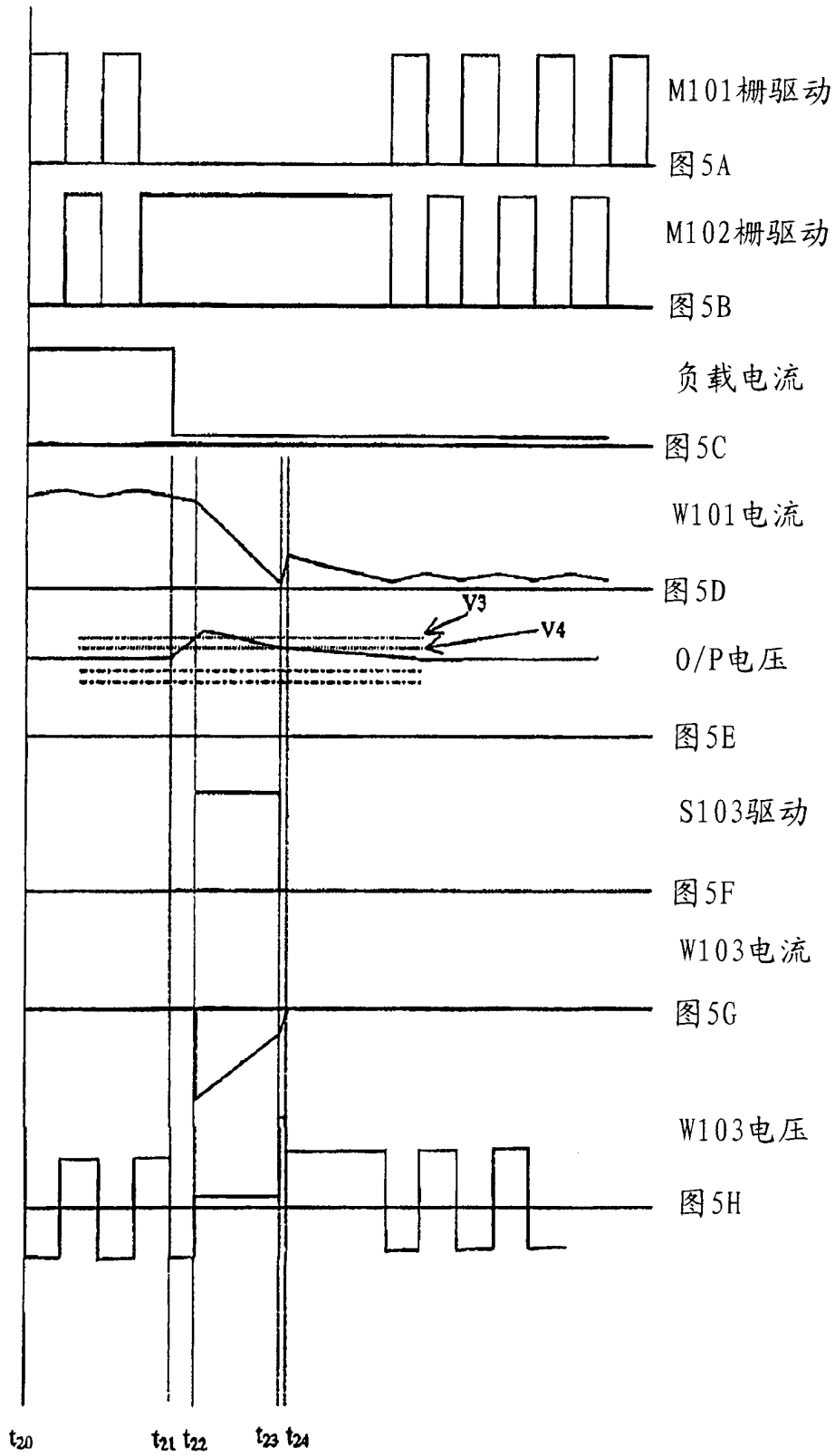


图 5

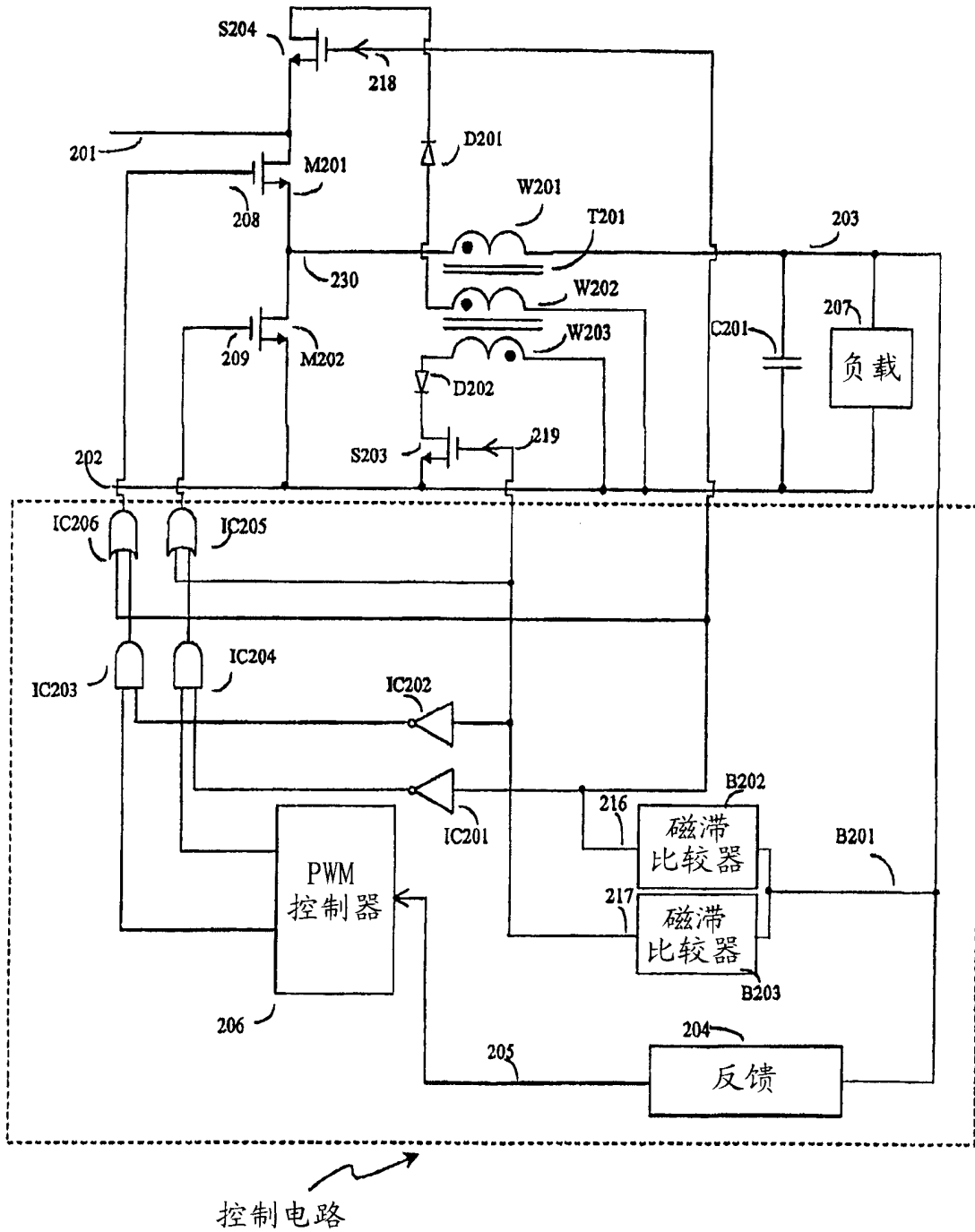


图 6

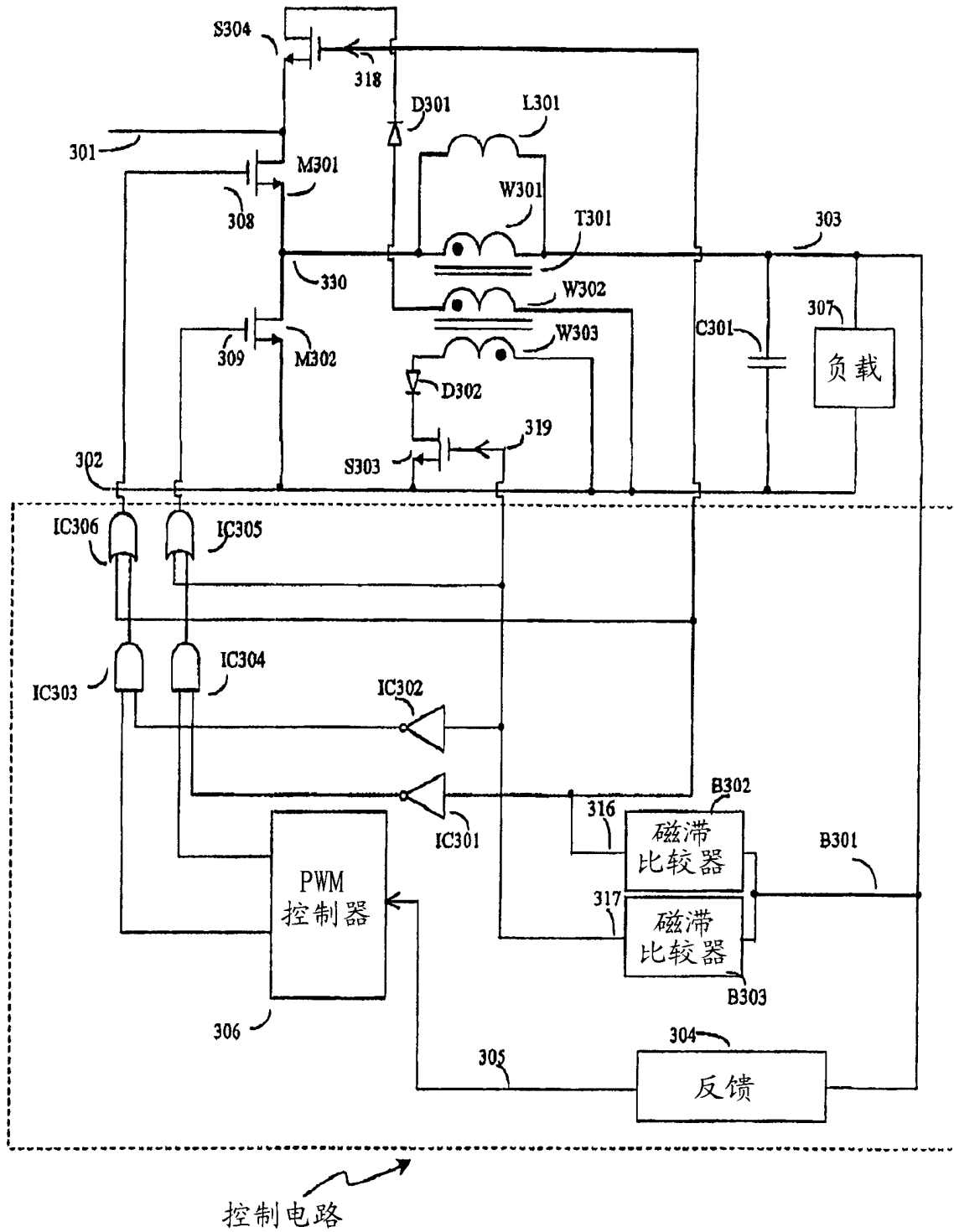


图 7

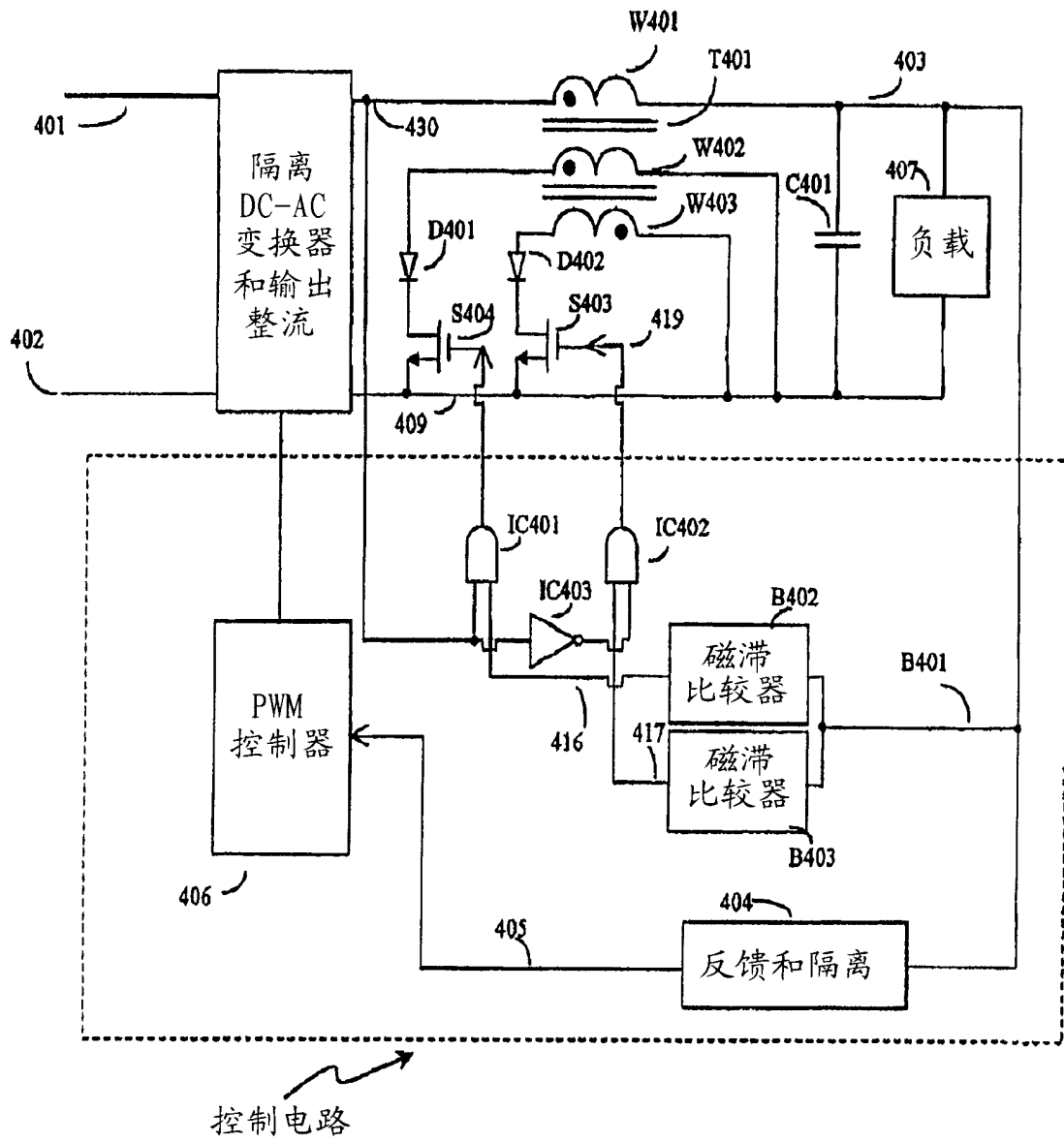


图 8

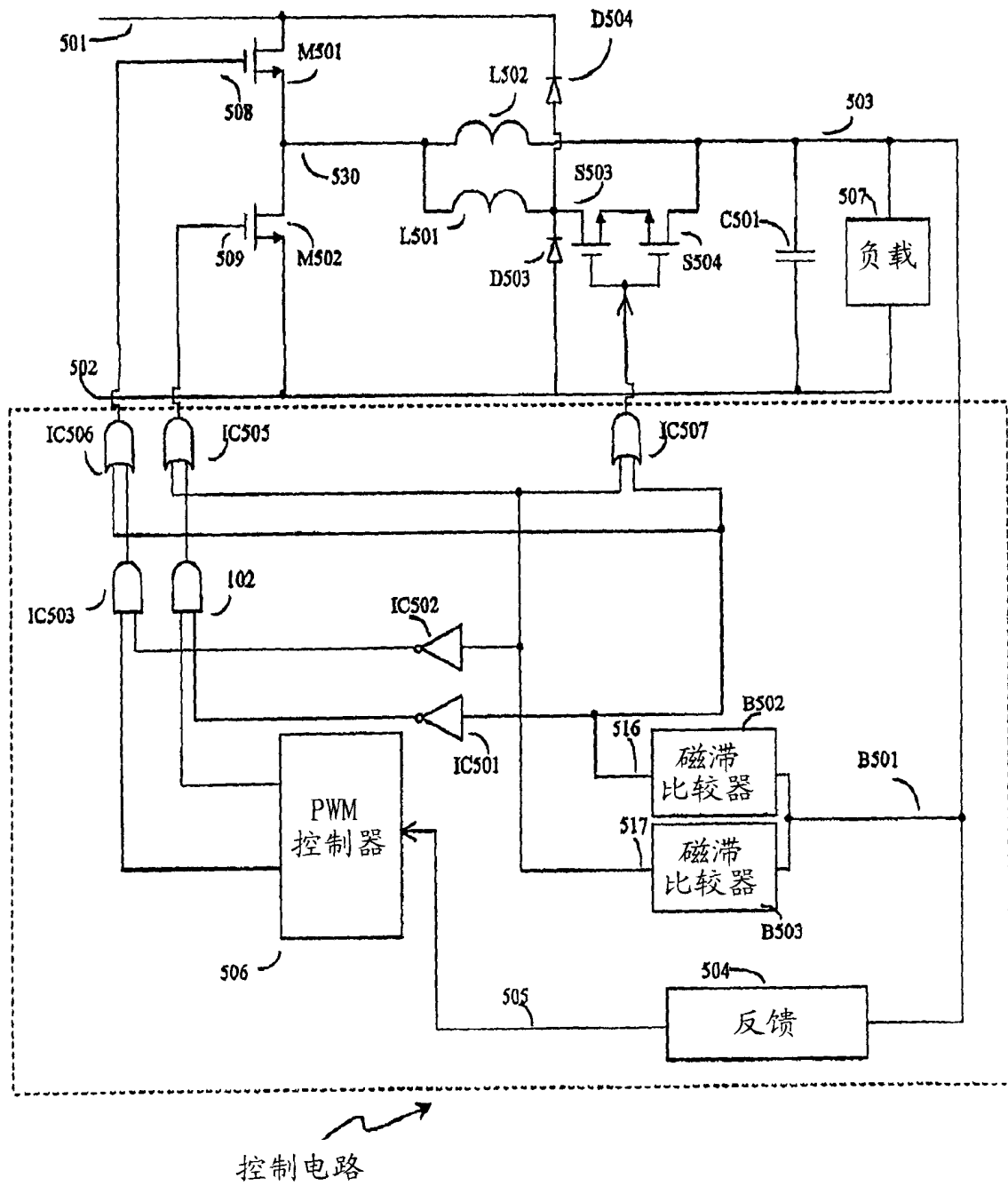


图 9

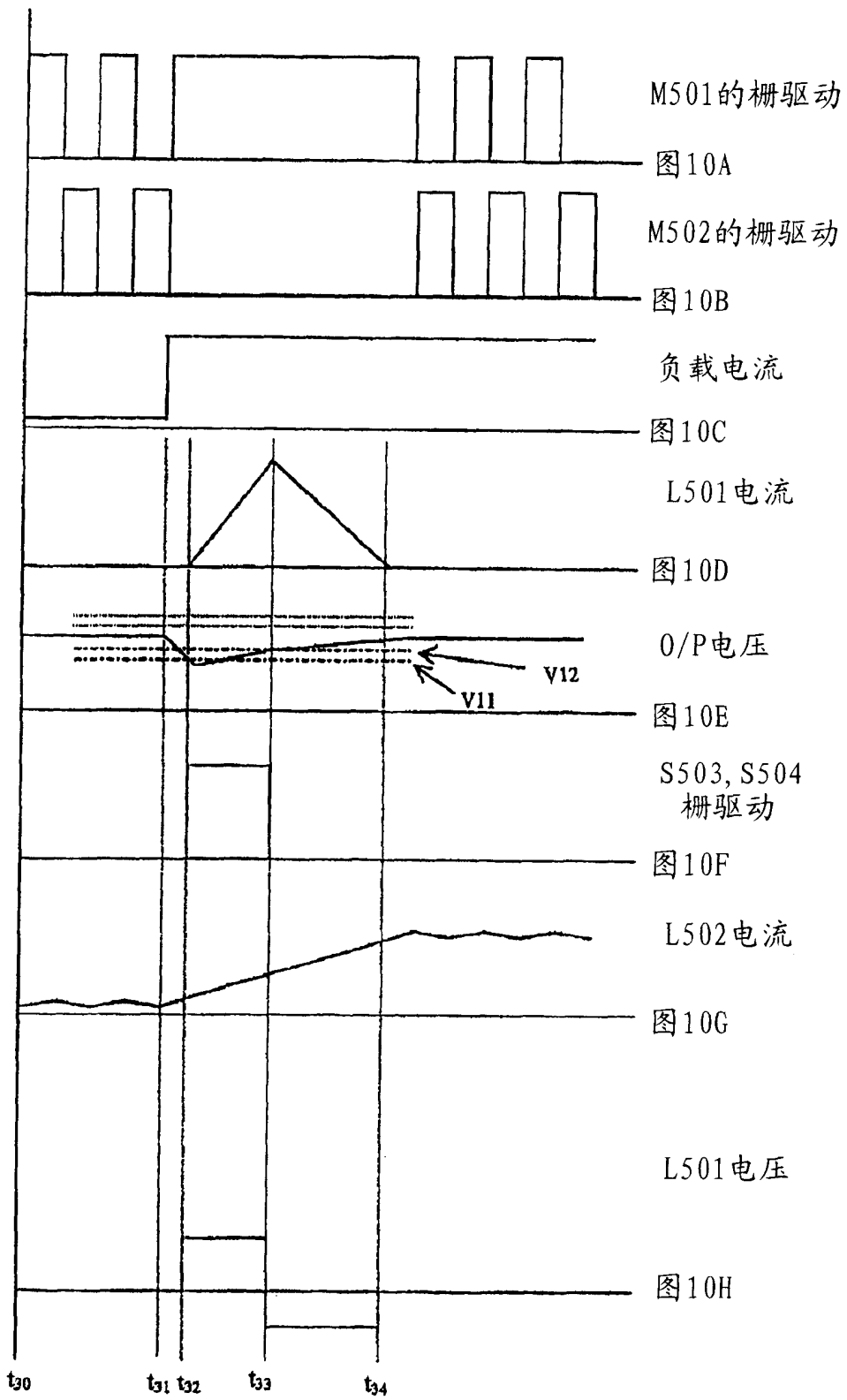


图 10

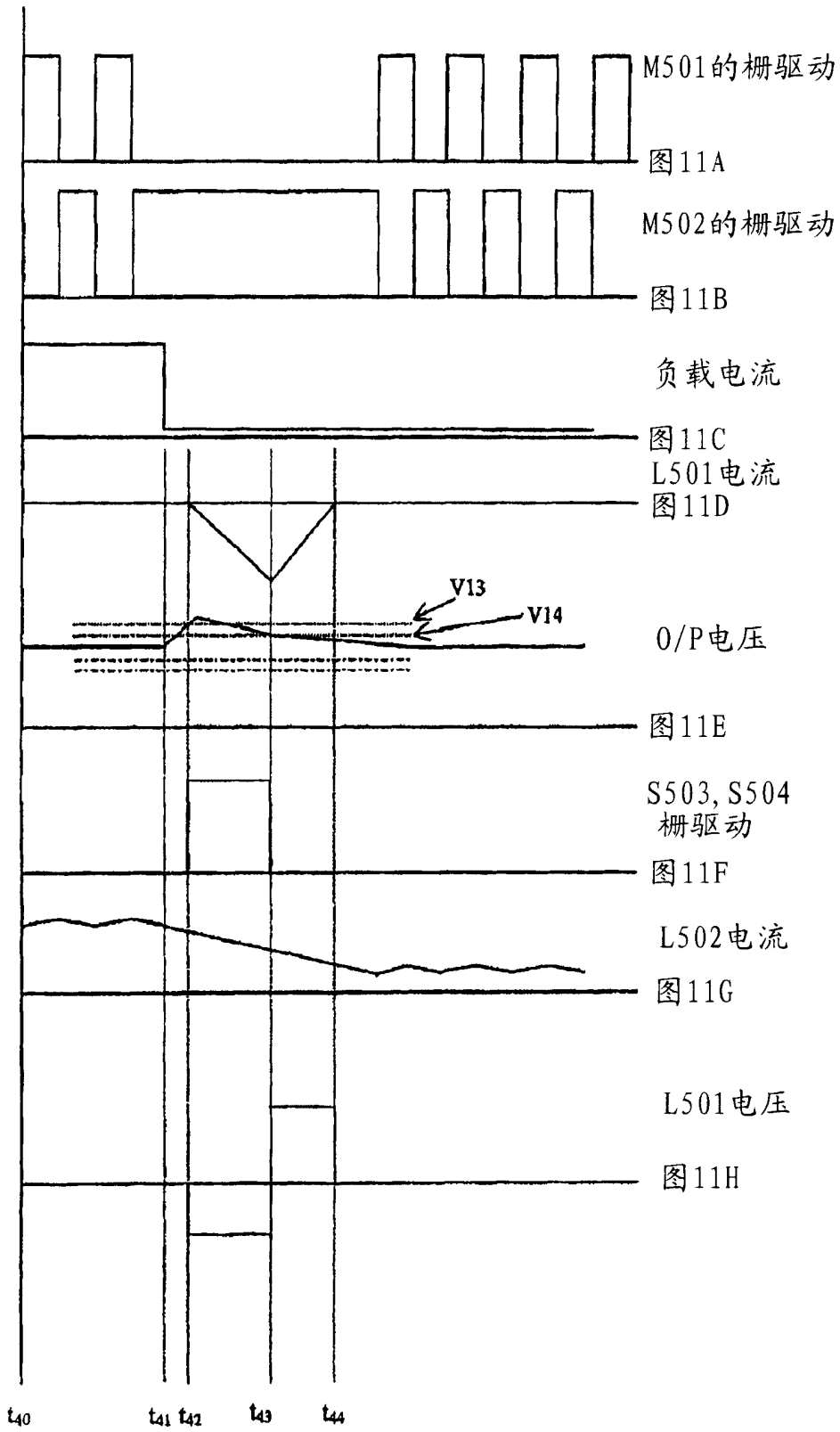


图 11