



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200410003881.9

[43] 公开日 2004年8月18日

[11] 公开号 CN 1521928A

[22] 申请日 2004.2.10

[21] 申请号 200410003881.9

[30] 优先权

[32] 2003.2.10 [33] US [31] 10/364, 846

[71] 申请人 艾斯泰克国际公司

地址 中国香港

[72] 发明人 维贾伊·甘加达尔·帕敦科

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

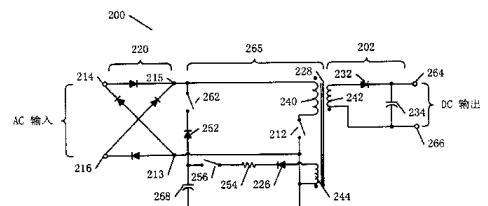
代理人 王英

权利要求书4页 说明书12页 附图5页

[54] 发明名称 具有保持时间的单转换电源转换器

[57] 摘要

提供一种电源转换器，该电源转换器工作在较宽范围输入上，并且利用较小的、较低成本的保持电容来提供所需的保持时间。提供一种充电电路，以通过辅助线圈对一个电容充电。电源转换器包括用于将能量从电容引导到转换器的电路，以在输入电压丧失期间提供保持时间，同时能够良好地利用存储的能量。本发明的电源转换器还使用比现有技术设备更少和更低成本的元件来提供这些功能。



ISSN 1008-4274

1、一种具有第一和第二输入端和两个输出端的 DC-DC 转换器，其中，输入 DC 电压耦合至该第一和第二输入端，输出 DC 电源由该两个输出端提供，包括：

一个变压器，一个包括初级线圈、一个次级线圈和一个辅助线圈，每个线圈具有第一和第二端子；所述次级线圈耦合至所述输出端；

一个第一开关，与所述初级线圈串联跨接在所述第一和第二输入端子之间，所述第一开关作为控制信号的函数交替地导通和断开；

一个电容，与第一二极管和第二开关串联连接在所述第一和第二输入端子之间；和

一个充电电路，用于经由所述辅助线圈向所述电容充电，以充至一个预定的值；

其中，当所述输入 DC 电压处于或者低于一个预定阈值时，所述第二开关导通，以使得所述电容为所述转换器提供保持时间。

2、如权利要求 1 所述的转换器，其中，输入 DC 电压是由输入来自 AC 电源的整流器产生的非稳压电压。

3、如权利要求 1 所述的转换器，其中，所述充电电路包括一个第二二极管，与一个电阻串联在所述辅助线圈的第一端和所述电容的第一端之间，所述电容的第一终端位于所述第一二极管和所述电容的连接点上；其中，所述辅助线圈的第二端连接在所述电容的另一终端上。

4、如权利要求 1 所述的转换器，所述充电电路进一步包括一个第三开关，串联连接在所述电阻和所述电容的所述第一端子之间；其中，当所述第二开关导通时，所述第三开关断开，以使得当所述电容为所述转换器提供保持时间时，所述电容没有被所述充电电路充电。

5、如权利要求 1 所述的转换器，其中，所述第一二极管具有阳极和阴极，所述第二开关串联连接在所述第一输入端和所述第一二极管的阴极之间，所述第一二极管的所述阳极与所述电容的第一端子连接，所述电容的另一端子与所述辅助线圈的所述第二端子连接。

6、如权利要求 1 所述的转换器，其中，所述第二开关串联连接在所述第二输入端和所述电容的第二端子之间。

7、如权利要求 5 所述的转换器，其中，所述第一二极管具有连接在所述电容的第一端子的阳极和连接至所述第一输入端的阴极，所述电容的所述另一端子连接至所述辅助线圈的第二端。

8、如权利要求 1 所述的转换器，进一步包括耦合在所述次级线圈和所述两个输出端之间的整流和滤波电路。

9、如权利要求 1 所述的转换器，其中，所述第一和第二开关是 MOSFET。

10、如权利要求 1 所述的转换器，其中控制所述第一开关的状态以提供功率因数校正。

11、如权利要求 1 所述的转换器，其中，所述第一开关的状态由脉冲宽度调制信号控制。

12、如权利要求 1 所述的转换器，其中，所述转换器是逆向转换器。

13、一种具有单级 DC 至 DC 转换的 AC 至 DC 电源转换器，该 AC-DC 转换器具有两个 AC 输入端和用于提供输出 DC 电源的两个输出端，其中 AC 电源耦合至该两个 AC 输入端，包括：

一个桥式整流器，连接至所述 AC 输入端，用于从所述 AC 电源中产生一个整流的 AC 输入电压；

一个具有第一和第二输入端和两个输出端的 DC-DC 转换器，所述整流 AC 电压耦合至第一和第二输入端，DC-DC 转换器的输出耦合至两个输出端，以提供输出 DC 电源，包括：

一个变压器，包括一个初级线圈、一个次级线圈和一个辅助线圈，每个线圈具有第一和第二端子；所述次级线圈耦合至所述输出端；

一个第一开关，与所述初级线圈串联跨接在所述第一和第二输入端子之间，所述第一开关作为控制信号的函数交替地导通和断开；

一个电容，与第一二极管和第二开关串联连接在所述第一和第二输入端子之间；和

一个充电电路，用于经由所述辅助线圈向所述电容充电，以充至一个预定的值；

其中，当所述输入 DC 电压处于或者低于一个预定阈值时，所述第二开关导通，以使得所述电容为所述转换器提供保持时间。

14、一种具有第一和第二输入端和两个输出端的 DC-DC 转换器，其中输入 DC 电源耦合至所述第一和第二输入终端，输出 DC 电源在所述两个输出端处提供，包括：

一个变压器，包括一个初级线圈、一个次级线圈和一个辅助线圈，每个线圈具有第一和第二端子；

一个整流和滤波电路，并联连接在所述次级线圈和所述两个输出端之间；

一个第一二极管，串联连接在所述第一输入端和一个第一节点之间；

一个电源驱动电路，具有跨接在所述初级线圈上的第一和第二输出，以及连接至所述第一节点的第一输入和连接至所述第二输入端的第二输入；

一个第一电容，与第一二极管和第二开关串联连接在所述第一节点和所述第二输入端之间；所述第一电容和第一二极管在第二节点处连接；

一个第二电容，并联连接在所述第一节点和所述第二输入端之间；

一个充电电路，用于通过所述辅助线圈对所述第一电容进行充电以充至预定的值；

其中，当所述输入 DC 电压处于或者低于预定阈值时，所述第二开关导通，从而所述第一电容为所述转换器提供保持时间。

15、一种在 DC-DC 电源转换器中提供保持时间的方法，所述 DC-DC 转换器具有第一和第二输入端以及两个输出端，其中输入 DC 电压耦合至所述第一和第二输入端，输出 DC 电源在所述两个输出端处提供；并且具有包括一个初级、次级和辅助线圈的变压器；一个第一开关，与所述初级线圈串联跨接在所述第一和第二输入端之间；一个电容，与第一二极管和第二开关串联连接在所述第一和第二输入端之间；一个充电电路，用于经由所述辅助线圈向所述电容充电以达到一个预定的值；所述方法包括步骤：

a) 导通和断开作为控制信号函数的所述第一开关；

b) 监视所述输入 DC 电压的电压电平；

c) 经由所述充电电路，所述辅助线圈对所述第一电容充电以达到一个预定的值；

d) 当所述输入 DC 电压的电压电平处于或者低于一个预定阈值的时候，将所述第二开关切换至导通状态；

e) 当所述第二开关处于导通状态时，所述电容为所述转换器提供保持时间。

## 具有保持时间的单转换电源转换器

### 发明领域:

本发明涉及电源转换器,尤其涉及在电源输电线故障期间有效地提供所需保持(hold-up)时间的电源转换器。

### 背景技术:

许多电子设备需要一个或更多的稳压的(regulated)直流(DC)电压。这些电子设备的电源通常由一个将输入电压转换为设备所需的稳压的 DC 电压的电源转换器来提供。许多类型的电源转换器都能够在宽输入电压范围内工作。如果输入电源下降至最小许可电压以下,并且对转换器工作产生了不利影响,则依靠电源转换器来提供电源的电子设备可能经历致命的损失,例如丢失数据。电源转换器在缺少输电线电压的情况下能够持续工作的时间的长度被视为保持(hold-up)时间。转换器解决这个问题的一种已有方法是将一个体电容(bulk capacitor)与输入电源并联连接。在正常工作期间,能量可以存储在该体电容中以提供该保持时间。保持时间取决于体电容的大小和转换器可用占空比(duty cycle)的大小。

图 1 示出一种现有技术的 AC-DC 电源转换器 10,该 AC-DC 电源转换器 10 包括一个用于获得保持时间的体电容。电源转换器 10 包括位于前端的 AC 至 DC 升压转换器 8,该升压转换器后面跟有 DC 至 DC 转换器级 30。一个桥式整流器 20 用于将施加在 AC 输入端 14 和 16 上的 AC 电压转换为在端子 15 和 13 之间的非稳压的整流 DC 脉冲。这个非稳压的 DC,可以是非平滑的 DC,开关 12 经由升压电感 24 对这个非稳压的 DC 进行切换。开关 12 典型地是一个具有输入到其栅极的控制信号的 MOSFET。用于驱动输入给开关 12 的控制信号的信号可以是变化频率型,也可以是固定频率型,这样输入电流也是具有最小谐波失真的正弦波。在本领域中,用于提供这种驱动的各种集

成控制电路是已知的（如，L4981，UC3854，和 L6561）。升压转换器 8 可以作为连续电流模式类型，也可作为非连续电流模式类型转换器工作。升压转换器 8 获得跨接在体电容 18 上的稳压 DC 体电压(bulk voltage)。升压转换器 8 提供升压比，以使得该 DC 体电压比输入的 AC 电压的最高峰值稍微高一些。DC 体电压由升压转换器 8 的装置进行稳压。转换器 30 直接对这个 DC 体电压进行操作，以提供所需的隔离和在 DC 输出端 36 和 38 上的次级稳定电压。

当输电线输入的 AC 电压失效时，在输入电源中断之后，存储在体电容 18 中的能量将保持 DC 至 DC 转换器 30 继续处于工作状态一段时间，即保持 (hold-up) 时间。对于转换器 10，该保持时间依赖于体电容 18 的大小和转换器可用占空比的大小。由于升压转换器 8 可以工作在大约 100% 的占空比下，典型地升压转换器 8 具有宽的稳压范围。DC 至 DC 转换器 30 只有有限的工作占空比范围，并且不能工作在很宽的输入电压范围内。因而，需要较大的体电容 18 以满足为了保持转换器的 DC 输出所需的保持时间在可接受的限制之内。

目前，电源转换器 10 使用普遍，并且可提供高性能特性。提供的输出电压具有线性频率纹波抑制 (line frequency ripple rejection)。然而，在低电源电平下，电源转换器 10 是昂贵的，并且具有高的元件成本。由于负载特性或者在转换器 10 的输出端存在快速后稳压器，因而存在许多不需要快速瞬时响应的低电源应用。所以，对于低电源应用需要较低成本和的较少元件的解决方法。

图 2A 示出一种现有技术 AC-DC 电源转换器 100 的电路图。电源转换器 100 包括一个功率因数校正的逆向(flyback)转换器，该逆向转换器对整流的 AC 输入脉冲直接进行切换。AC 输入电源施加在端子 114、116 上，并通常用于通过使用传统的桥式整流器 20 在端子 113、115 上产生非平滑 DC。一个电容 118 与二极管 152 串联跨接在端子 113、115 之间。电源转换器 100 包括一个变压器 128，该变压器具有初级线圈 140、次级线圈 142 和辅助线圈 144，每个线圈都包括第一和第二端子。在电源转换器 100 中，辅助线圈 144 在每个逆向转换器 100 的逆向周期期间，提供电容 118 再次充电的能量。

通常，第一开关 112 以预定频率使得初级线圈 140 导通和断开。第一开关 112 典型地是一个在其栅极具有控制信号输入的 MOSFET。典型的输入至开关 112 的控制信号是一传统的脉冲宽度调制 (PWM) 型或功率因数校正 (PFC) 型驱动信号 (细节未示出)。次级线圈 142 连接至包括有二极管 132 和电容 134 的整流滤波电路，以在端子 136 和 138 上产生额定的 DC 输出电压。

由电路控制对电容 118 的充电以充至预定的电压，该电路包括辅助线圈 144、一个电阻 154，与二极管 126 串行连接在辅助线圈 144 的一端和电容 118 的一端之间，和一个第二开关 156，连接在辅助线圈 144 的第二端和电容 118 的另一端之间。

工作中，当转换器 100 的开关 112 闭合时，电流流入变压器初级 140 中，并将能量存储在其中。当第一开关 112 在转换器 100 的逆向周期期间断开时，变压器 128 线圈上的极性改变，并且整流二极管 132 变为正向偏置。二极管 132 向连接在 DC 输出端 136、138 的负载提供电源，并且在输出电容 134 中存储能量。在第一开关 112 断开的这个逆向周期期间，开关 156 导通，且电容 118 被充电至预定电压，该预定电压由在初级线圈 140 和辅助线圈 144 之间的匝数比决定。

通常，电容 118 上的电压选择较低值 (大约 50V 左右)。在正常工作下，当跨在端子 115、113 之间的整流 AC 脉冲的瞬时电压高于电容 118 上所充电的电压时，二极管 152 反向偏置。电容 118 在这个期间将持续保持它的电荷。当这个瞬时电压下降至电容 118 电压以下的整流 AC 脉冲“谷点”附近时，二极管 152 正向偏置。因而，电容 118 向变压器 128 提供能量，以使得变压器 128 在这期间继续工作。这样，电容 118 在此期间提供保持时间。为了减小变压器 128 中的峰值电流，在电容 118 上的电荷被转换器 100 使用的时候，开关 156 也可以保持断开。

图 2A 中的电路的缺点在于，在大多数应用中，电容 118 不能够提供所需的较长的保持时间。而且，由于在整流的 AC 脉冲的底部附近不能得到电流，也会影响功率因数。如果电容 118 将提供很长的保持时间，那么由于在电容 118 上的充电电压非常接近整流脉冲底部存

在的电压，则需要巨大的电容。因而，能量利用不足。

图 2B 示出另一现有技术的可以提供线谐波校正的逆向电源转换器的电路图。电源转换器 110 包括一个逆向转换器，该逆向转换器直接对整流脉冲进行切换，并提供具有谐波校正的 DC 输出电压。开关 SW1 由典型的功率因数校正控制器驱动（未示出）。在工作中，开关 SW1 的一端上的切换电压由 D1 进行整流，并通过电阻 R1 对电容 C1 充电。当输电线输入 AC 电压失效时，开关 SW2 闭合，并且 C1 上的电压施加在转换器 110 的输入上。在缺少 AC 输入期间，C1 上的电荷使得转换器继续工作，以提供所需的保持期间。

图 2B 电路的一个缺点是，忽略了由于变压器 TRF1 的电感泄漏而出现的任何尖峰，位于 SW1 和变压器 TRF1 的初级线圈的连接点的峰值电压是在变压器初级线圈的另一端的输入整流电压的峰值，加上折算（reflected）的次级电压之和。选择适当的变压器 TRF1 的匝数比可以控制该折算的电压。因此，在保持电容 C1 上的电荷可由变压器 TRF1 的匝数比和峰值 AC 电压来确定。图 2B 所示的转换器类型被设计为在较宽的输入 AC 范围上工作，典型地从 90V AC(RMS)到 265V AC(RMS)。相应的正弦波形峰值电压的范围是 125V 到 375V。因此，虽然可以通过选择适当的匝数比来控制折算的次级电压，但峰值整流电压变化仍然很大。因此，在 C1 上的电荷大小由输入的 AC 电压控制。因而，对于变换器 110 而言，为了提供所需的保持时间，必须基于最低输入电压来选择电容 C1 的值。

对于转换器 110 在 265V 最高线输入电压的情况，在电容 C1 上的电压可能非常高，典型地高于 500V。这样，图 2B 中的转换器 110 的缺点是要求电容 C1 使用非标准的高电压电容或要求使用电容串联组合。虽然这种情况下，电容 C1 可能提供较长的保持时间，由较大电容提供的保持时间可能比所需要的保持时间长很多。可以跨接在 C1 上插入一个齐纳稳压二极管箝位以限定电压，但是在高输入 AC 条件下依然可能导致不良的较高功率损耗。在低线输入电压条件下，典型的 125V 折算电压可将电容 C1 充电达到 250V。对于转换器 110，在 250V 启动电压下用于提供所需保持（hold-up）的所需电容量值可

能没有希望得那么小。

典型的输电线掉电 (dropout) 测试要求, 需要电源在 10% 的占空比下为一个丢失周期提供保持。换句话说, 对于这种测试要求, 每九个正常 AC 周期之后将有一个丢失周期。为了满足这种测试要求, 转换器 110 中的电容 C1 必须在九个正常 AC 周期期间充回所需的电压。由于在变压器 SW1 端的电压是依赖输电线的, 固定电阻 R1 将在不同输入线电压条件下为电容 C1 提供不同的充电时间。因此, 电源转换器 110 的另一个缺点是, 当电阻 R1 的阻值选为用于在低输电线电压的最差情况下时, 这个电阻在高输电线电压条件下将消耗较高的功率。

因此, 存在一种需要, 以在输入电源丧失的情况下提供所需的保持时间, 同时可以较好地利用存储的能量。还需要一种利用较少和较低成本的器件来提供这些功能的电路。

发明概述:

本发明通过提供一种采用较小的、成本低的保持电容以有效地提供所需保持时间的电源转换器, 来解决现有技术设备存在的问题。在优选实施例中, 本发明提供一种逆向转换器, 该转换器直接对具有不同脉宽/频率的输入整流 AC 脉冲进行切换, 以实现谐波校正。一个电容通过独立线圈充电, 并连接至转换器, 以仅在输入电压失效之后提供所需的保持时间。本发明同样也适合于工作在较宽输入范围并需要保持时间的其他任何类型的 AC 至 DC 或者 DC 至 DC 转换器。

因此, 本发明的电路和相应的方法与现有技术设备相比具有需要更低成本和更少数元件的优点。现有的单转换功率因数校正逆向转换器不提供所需的保持时间。现有的单级功率因数校正技术提供一些保持时间, 但是体电容中电压的变化普遍依赖于输入线电压。所以, 需要较大的体电容, 这将增加电源转换器的成本和体积。由于本发明的电源转换器工作在固有的宽范围输入上, 因而需要非常小的体电容就可以满足保持要求。

总体来说,本发明提供一种具有第一和第二输入端和两个输出端的 DC-DC 转换器,其中输入 DC 电压耦合至所述第一和第二输入端,输出 DC 电源由所述两个输出端提供,该 DC-DC 转换器包括一个变压器,该变压器包括初级线圈,次级线圈和辅助级线圈,每个线圈具有第一和第二端子;次级线圈耦合至所述输出端;一个第一开关,与初级线圈串联跨接在第一和第二输入端上;第一开关作为一个控制信号的函数交替地导通和关闭;一个电容,与第一二极管和第二开关串联在第一和第二输入端之间;以及一个由辅助线圈将所述电容充至预定值的充电电路;其中,当输入 DC 电压处于或者低于预定阈值的时候,第二开关导通,以至于电容可以为所述转换器提供保持时间。

#### 附图简述:

结合附图,通过参照下列详细描述,本发明的前述方面和附属优点将变得更容易理解。

图 1 示出一种在前端具有 AC-DC 升压转换器的现有技术的电源转换器,该升压转换器后面跟有 DC-DC 逆向转换器级;

图 2A 描述现有技术的提供线谐波校正的逆向电源转换器;

图 2B 示出另一种现有技术的提供线谐波校正的逆向电源转换器;

图 3A 示出根据本发明的一种 AC-DC 电源转换器的优选实施例;

图 3B 示出图 3 的 AC-DC 电源转换器的一个可选实施例;

图 4 示出图 3 的 AC-DC 电源转换器的另一个可选实施例;

图 5 示出根据本发明的一种 DC-DC 电源转换器的一个实施例;

图 6 示出一个快速 AC 失效检测电路示例的电路图。

#### 发明详述:

本发明包括一个提供保持时间的电源转换电路及相应的方法,这样,电源转换器能够在缺少所需输入线电压的情况下继续工作。一个电容通过独立线圈充电,并仅在输入电压失效的之后,控制该电容以提供能量至转换器。本发明工作在较宽输入电压范围内,并采用比已

有转换器更小，成本更少的保持电容来提供所需的保持时间。

本发明克服了已有电路和方法的缺点。参照图 3A 至 5 解释本发明。图 3A 示出根据本发明的电源转换器 200 的优选实施例。对于 AC-DC 电源转换器 200，输入 AC 由整流器 120 整流，优选地该整流器为一种桥式整流器，以在正极端 215 和负极端 213 之间产生非平滑 DC。根据本发明的 DC-DC 转换器耦合在端子 215、213 和 DC 输出端 264、266 之间。

AC-DC 电源转换器 200 中的 DC-DC 转换器包括一个变压器 228，该变压器具有初级线圈 240、辅助线圈 244 以及次级线圈 242，每个线圈具有第一和第二端子。第一开关 212 串联连接在初级线圈 240 的第二端子和辅助线圈 244 的第二端子之间。辅助线圈 244 的第二端子连接在端子 213 和体电容 268 的第一端子的连接点上。第二开关 262 与第二二极管 252 串联连接在端子 215 和电容 268 的第二端子之间。电容 268 被充电至预定电压，该预定电压由次级线圈 242 和辅助线圈 244 之间的匝数比决定。辅助线圈 244 为电容 268 的再充电提供能量。由电路控制电容 268 充至预定电压，该电路包括辅助线圈 244、一个与电阻 254 和第三转换开关 256 串联连接在辅助线圈 244 的第一端子和电容 268 的第二端子之间的二极管 226。在线输入 AC 电压失效时，存储在体电容 268 的能量将保持 DC 至 DC 转换器 265 继续处于工作状态一段时间，即保持 (hold-up) 时间。

一个整流和滤波电路 202 耦合在次级线圈 242 和 DC 输出端 264、266 之间。在图 3A 所示优选实施例中，整流和滤波电路 202 包括一个跨接在 DC 输出端 264、266 的电容 234，以及一个连接在次级线圈 242 的第一端和第一输出端 264 之间的第三二极管 232。优选地，第三二极管 232 的阳极连接至次级线圈 242 的第一端而阴极连接至第一 DC 输出端 264。

可以是非平滑 DC 的 DC 输入电压，直接由第一开关 212 通过变压器 228 的初级线圈 240 进行切换。根据本发明 DC-DC 电源转换器 265 优选地是一个逆向转换器，该逆向转换器可以以连续电流模式也可以以非连续电流模式工作。转换器 265 可由一个固定频率信号或变

频信号来驱动。第一开关 212 具有输入控制信号,并优选为 MOSFET。为了驱动第一开关 212,耦合至该控制信号输入端的信号可以是变频类型或者固定频率类型,以使得输入电流也是具有最小谐波失真的正弦波。任何适合的已知集成控制电路都可以用于提供这个驱动信号。例如,耦合至第一开关 212 的驱动信号可以被控制,以提供具有最小谐波失真的正弦输入电流波形的功率因数校正。标准功率因数校正集成电路可以用于这一目的(如, L4981, US3856,和 L6561)。由于第一开关 212 的驱动脉冲能够近似达到 95%的占空比,转换器 265 能够提供宽范围的线稳压。

正常工作期间,辅助线圈 244 通过第一二极管 226、电阻 254 和第二开关 256 的串联组合将体电容 268 充电达到预定值。优选地,辅助线圈 244 是一个逆向线圈,这样在体电容 268 上可得到预知的稳压电压。在工作中,当转换器 200 的开关 212 闭合时,电流流入变压器初级 240 并将能量存储在其中。对于逆向转换器实施例来说,当第一开关 212 在转换器 200 的逆向周期期间断开的时候,变压器 228 线圈的极性改变,整流二极管 232 变为正向偏置。二极管 232 向连接在 DC 输出端 264、266 上的负载提供电源并在输出电容 234 中存储能量。

现在,描述输入 AC 电压失效期间的工作。采用适合的快速检测电路可检测出输入 AC 下降至预定电平一下,该快速检测电路对于本领域普通技术人员来说是公知。图 6 示出一个快速 AC 失效检测电路示例的电路图。如图 6 可见,桥式整流器用来将施加在 AC 输入端的正弦 AC 电压转换为标识为“DC 脉冲”信号的脉动 DC 输出。该 DC 脉冲信号由串联电阻 R7 和 R2 形成的电压分压器进行分压,以产生一个施加在比较器 CO1 反相输入端的瞬时电压采样。内部的辅助转换器(未示出)为图 6 所示的转换器产生一个偏置偏压 VCC。VCC 被由串联电阻 R3 和 R4 形成的分压器分压,以产生施加于比较器 CO1 的同相输入端的参考电压。这个参考电压被设置为一个预定值,以使得只要瞬时 AC 输入电压近似为 15V,则比较器 CO1 的反相输入就等于该参考电压。因此,比较器 CO1 被连接成在瞬时 AC 输入电压超过 15V 的条件下输出为低。

比较器 CO1 的输出施加在一个比较器 CO2 的同相输入端。由串联电阻 R6 和 R8 形成的分压器对 VCC 进行分压，以产生施加于比较器 CO2 的反相输入端的参考电压。电阻 R5 串联连接在 VCC 和比较器 CO1 的输出端之间，电容 C2 与电阻 R5 串联连接，其中这两个元件之间的交叉点是比较器 CO1 的输出端。工作中，如果 AC 输入电压在一毫秒内未达到 15V 的电平，电容 C2 充电达到比较器 CO2 的阈值，导致比较器 CO2 的输出（标识为“AC 失效”信号）为高以指示 AC 失效。电阻 R9 和二极管 D4 为两个比较器提供必要的滞后。这样，图 6 所示的快速检测电路示例提供了用于高速检测 AC 失效的电路。本发明不局限于使用图 6 所示的快速检测电路示例，任何适合的快速检测电路都可以使用。

返回参照图 3A，适合的快速检测电路提供控制信号，以在断开第二开关 256 的同时闭合第三开关 262。因此，跨在体电容 268 上的电压施加在变压器 228 的输入端。逆向转换器持续切换这个由体电容 268 提供的输入电压源，直到该电压源跌落到一个很低的电平。由于转换器具有很宽的可工作占空比范围，因而这种工作是可能的。例如，将跨在体电容 268 上的正常电压选择为典型的 350V 电压电平，因此，使用低成本的 400V 电解电容成为可能。对于这个示例，电源转换器 200 持续工作直到体电容 268 提供的电压下降至大约 50V 电平或者更低的电平。因此，对于图 3A 所示的根据本发明的 AC-DC 电源转换器的实施例，由于良好地利用了存储能量，小的体电容 268 也可提供长的保持时间。

电阻 254 的阻值可被选择为使得该电阻不会在充电时从变压器 228 中得到大量的能量，同时，该电阻阻值设计为在小于 9 个 AC 线电压周期中充分地体电容 268 进行充电。为了使得电源转换器能够满足在占空比为 10% 的测试条件下对一个丢失周期正常工作的测试，必须对用来为电容 268 充电的电阻 254 提出要求。

如图 3A 所示根据本发明，开关 256 在丢失周期的工作中断开，以使得转换器从体电容 268 得到的能量没有再一次用于对电容 268 充电。在图 3B 所示 AC-DC 电源转换器的可选实施例中，省去了第二

开关 256 以导致电路简化, 虽然这也可能导致需要体电容 268 的值稍微高一些 (典型地为 10%)。第二开关 256 和第三开关 262 优选为 MOSFET。用于这两个开关的高侧驱动可以利用光耦合器 (未示出) 产生。

对于图 3A 至 4 所示的本发明的实施例, 体电容 268 不需要处理在正常工作期间的纹波电流的压力。因此, 可以为体电容 268 选择低成本电容。然而, 由于慢控制环设计为忽略掉两倍线频率纹波, 输出 DC 电压将表现为低频率纹波。本发明适于许多应用, 例如能够容忍该低频率纹波的电池充电器。可选的, 如果需要, 适合的后置稳压器能够与本发明电路一起使用, 以提供较佳的瞬时响应和低频率抑制。

图 4 示出图 3 的 AC-DC 电源转换器的另一个可选实施例, 其中第三开关 262 在电路中位于可选位置。在该实施例中, 电源转换器 400 具有串联连接在端子 213 和电容 268 与辅助线圈 244 的第二端子的交叉点之间的第三开关 262。

本发明也能够被用于 DC-DC 电源转换器。不同的 DC 至 DC 转换器被设计用于工作在宽范围的输入电压上。例如, 用于通信应用中的 DC 至 DC 转换器典型地设计为工作在 72V 至 36V DC 的 DC 输入范围上。当特殊应用要求具有保持时间, 以使得转换器, 甚至在输入电压下降到 36V 电平以下时仍继续工作, 对于公知的转换器而言, 使用合理大小的输入保持电容来满足这一要求是非常困难的。由于在该电容上的电压将开始跌落, 使用合理大小电容将要求转换器工作在比正常情况更宽的工作范围上。因此, 对于合理大小电容而言, 已知的转换器将被要求工作在如 20V DC 一样低的输入电压上。如果强迫工作有这样宽范围的输入电压上, 已知的转换器将表现出许多不良的侧面影响, 例如高峰值电流, 从而导致性能较低。

图 5 示出根据本发明的 DC-DC 电源转换器的一个实施例。电源转换器 500 具有施加在正极端 515 和负极端 513 之间的 DC 输入电源, 并在端子 564、566 上产生稳压的 DC 输出。电源转换器 500 包括具有初级线圈 540、次级线圈 542 和辅助线圈 544 的变压器 528, 每个线圈有第一和第二端子。一个用于控制初级线圈 540 的电源驱动电路

512(未详细示出)并行连接在初级线圈 540 和 DC 输入端子 515、513 之间。DC-DC 转换器的电源驱动电路 512 对于本领域普通的技术人员而言是公知的。电源驱动电路 512 优选地包括一个在栅极上有控制输入的开关和为该控制信号输入提供驱动力的电路。

第一电容 518 并联跨接在第一节点 581 和负极输入端 513 之间的电源驱动电路 512 上以提供输入滤波。第一二极管 598 串联连接在正极 DC 输入端 515 和第一节点 581 之间。电源转换器 500 还包括一个第一开关 562, 与第二二极管 552 和第二(体)电容 568 串联连接的第一节点 581 和负极输入端 513 之间。体电容 568 和第二二极管 552 在节点 583 上耦合。第二开关 556 与电阻 554 串联连接在第三节点 585 和第二节点 583 之间。第一和第二开关优选为 MOSFET, 每个 MOSFET 具有控制信号输入到其栅极。一个整流器 526 并联在辅助线圈 544 和第三节点 585 与负极输入端 513 之间。已知整流和滤波电路 522(细节未示出)耦合在次级线圈 542 和 DC 输出端 564、566 之间, 以提供对来自变压器 528 的 DC 电压的平滑和滤波。

体电容 568 由包括初级线圈 544、整流器 526、和电阻 554, 以及第二开关 556 的电路进行充电达到预定值。例如, 为了使得电源转换器 500 工作, 体电容 568 能够充电达到 72V DC。检测电路/控制器(未示出)检测输入电压下降到预定阈值以下的条件, 该阈值由转换器的输入允许范围所确定。例如, 对于电源转换器 500, 阈值电平可能被设置为 36V DC。为了响应在输入端 515、513 的 DC 输入电源丢失的检测, 电路设置第一开关 562 导通, 同时第二开关 566 断开。因此, 在线输入 AC 电压的失效时, 存储在体电容 568 中的能量将在输入电源中断之后保持 DC 至 DC 转换器继续处于在工作状态一段时间, 即保持时间。在这个保持时间期间, 电源转换器 500 持续工作直到体电容 568 上的电压下降至 36V DC 电平。因而, 本发明具有为 DC 至 DC 转换器提供保持时间的特点, 而没有使转换器过度承受压力。

因此, 本发明在采用与已知转换器相比较少元件和较低成本元件的同时, 具有提供所需保持时间的优点。本发明工作在固有的宽范围输入上, 并需要单个、比较小的体电容以满足保持的要求。

---

出于说明和描述的目的，已经提供了本发明前面详细的描述。虽然在这里已经参照附图详细描述了本发明实施例，但应该理解本发明不局限于所公开的确切实施例，并且根据以上讲述本发明的各种变化和修改是可能的。

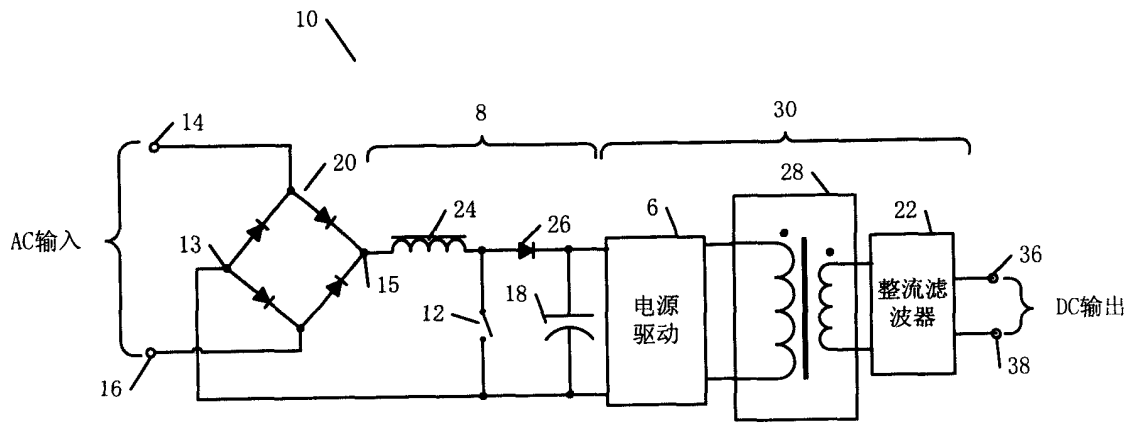


图 1

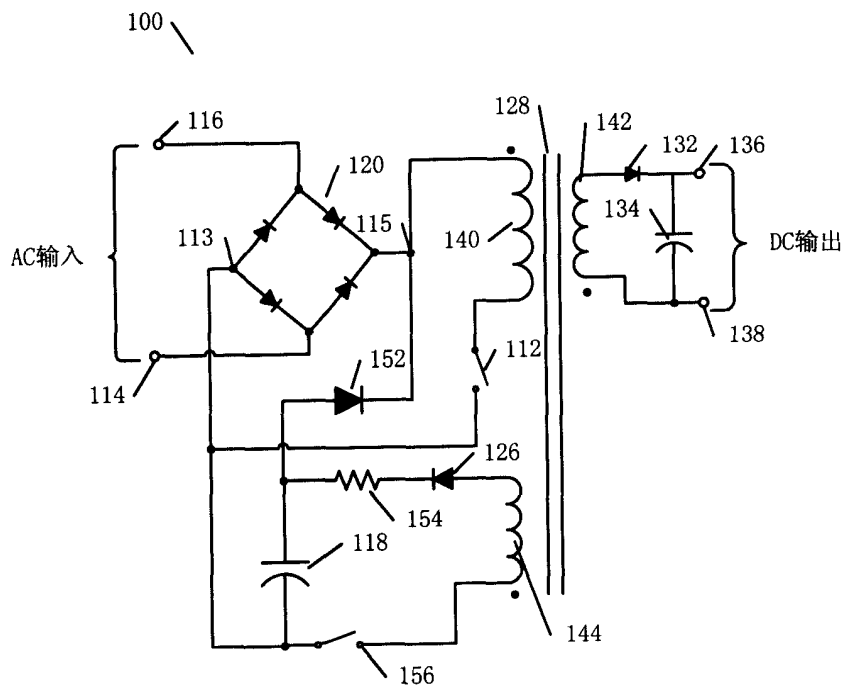


图 2A

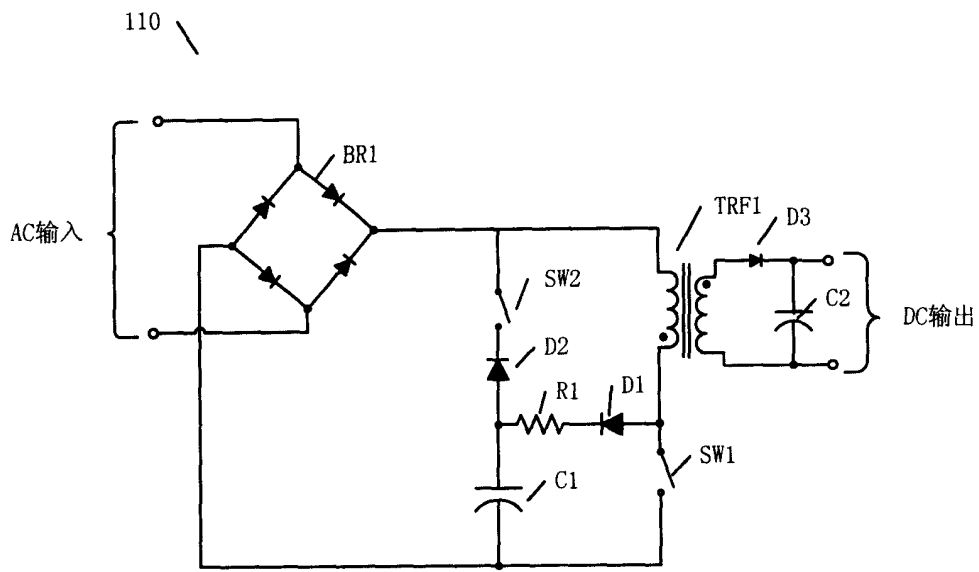


图 2B

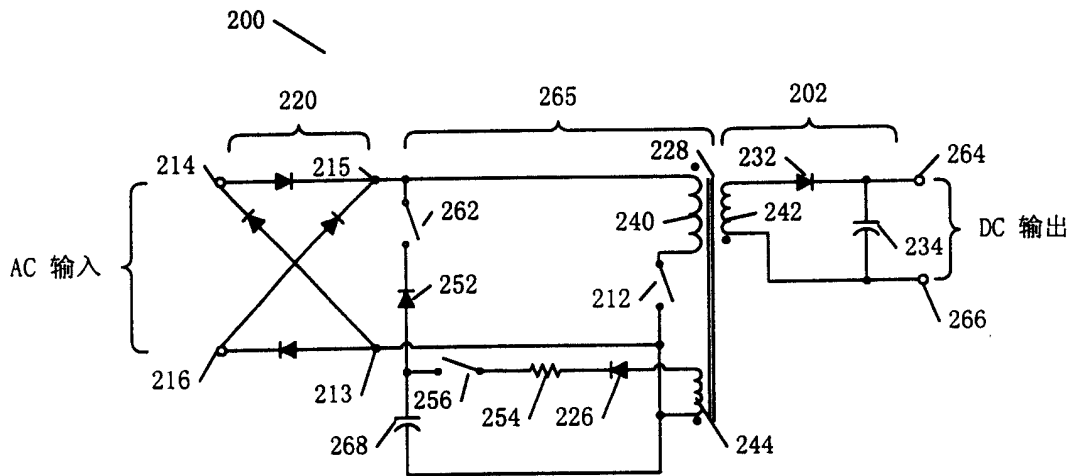


图 3A

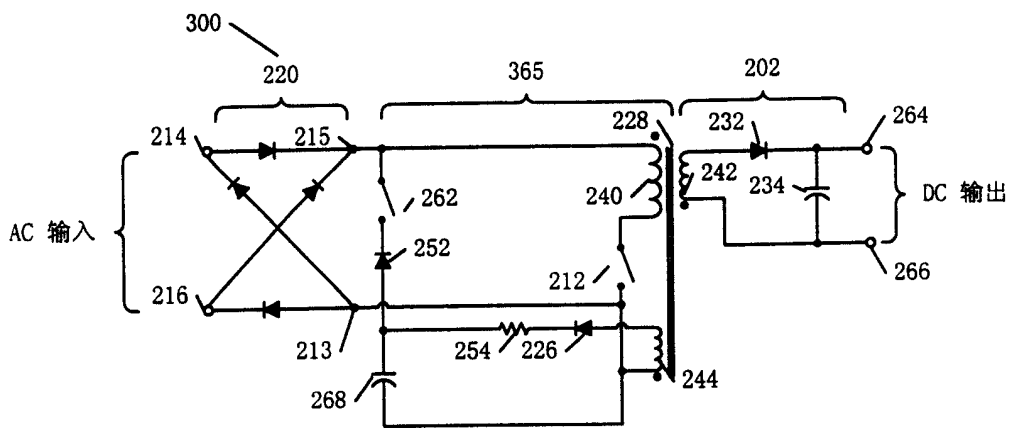


图 3B

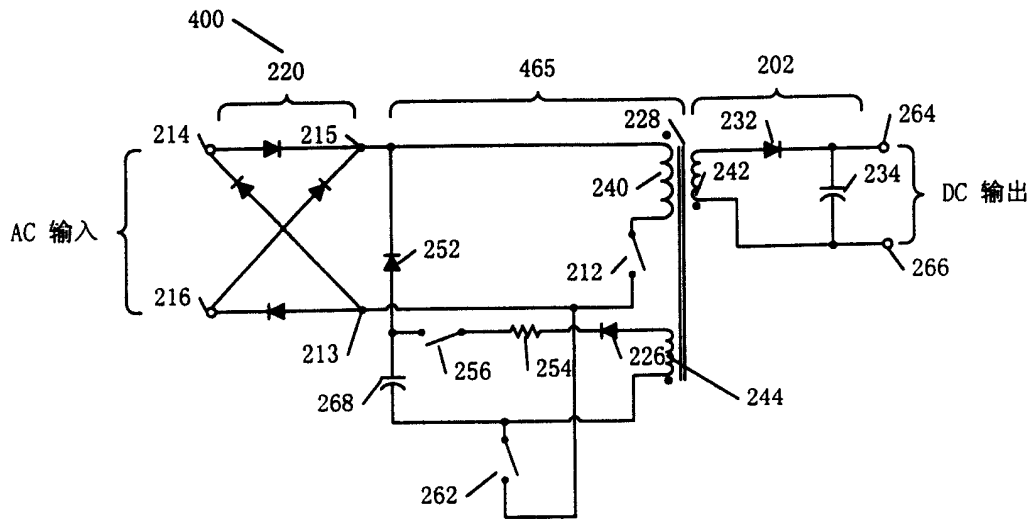


图 4

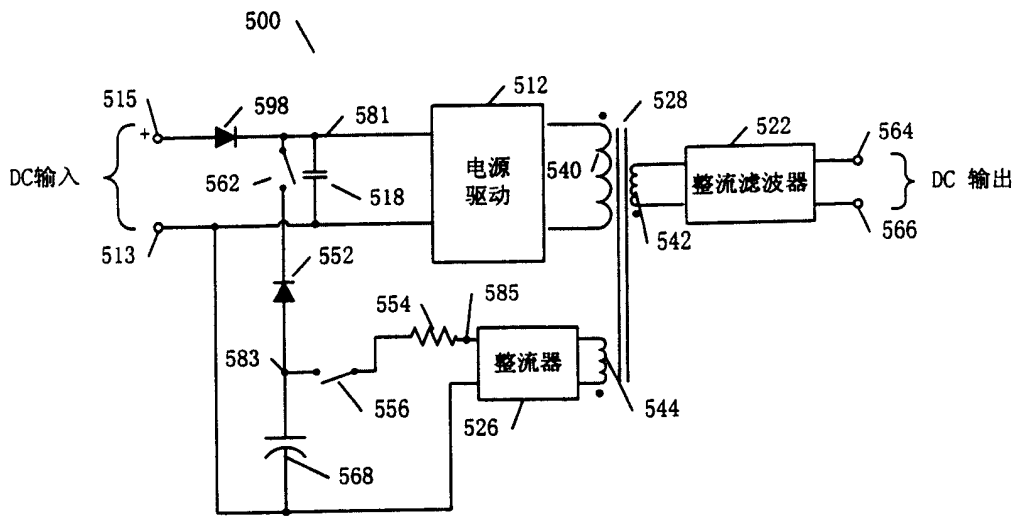


图 5

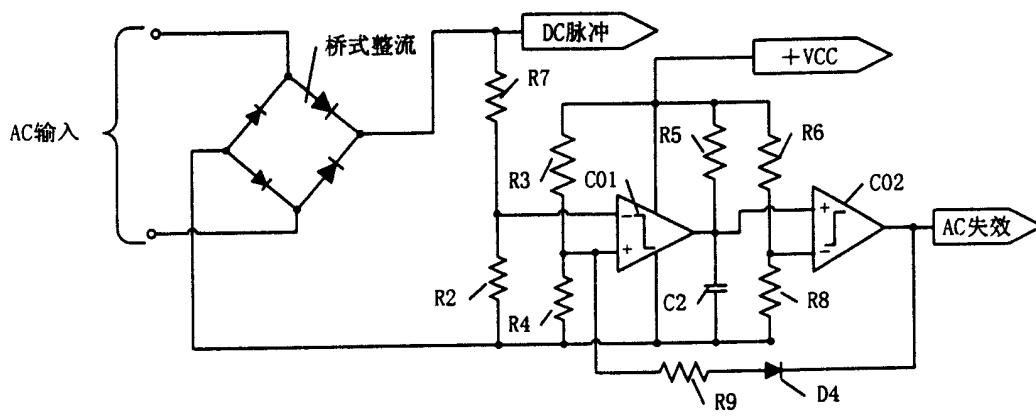


图 6