



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103618460 A

(43) 申请公布日 2014. 03. 05

(21) 申请号 201310613135. 0

(22) 申请日 2013. 11. 27

(71) 申请人 苏州贝克微电子有限公司
地址 215011 江苏省苏州市高新区竹园路
209 号 3 号楼 1404 室

(72) 发明人 不公告发明人

(51) Int. Cl.
H02M 3/335 (2006. 01)

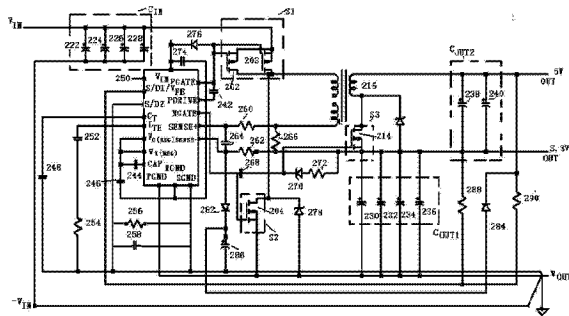
权利要求书2页 说明书8页 附图4页

(54) 发明名称

一种同步整流降压 - 反激的直流到直流电源转换器

(57) 摘要

一种同步整流降压 - 反激的直流到直流电源转换器, 可以提供多个同步控制输出端。该转换器提供主输出端和一个同步转换器, 利用降压转换器的初级电感提供第二级输出。该转换器利用一个分离的反馈信号需要输出电平和负载, 其中每个控制输出端提供该信号的一个部分, 一个开关控制器根据反馈信号同步使整流交换机激活或失效。这些开关被同步控制, 这样电源输入开关为每个控制输出端在反相时变成控制开关。



1. 一种同步整流降压-反激的直流到直流电源转换器,其特征是:上述电路包括:串联耦合在电源电势之间的第一个和第二个开关;第一个感应元件,耦合在上述第一个和第二个开关之间的结点的第一个末端,第二个末端被耦合提供第一个输出端;第二个感应元件,拥有的第一个末端被耦合来提供第二个输出端,并且外加上述第一个感应元件;第三个开关,与上述第二个感应元件串联使上述流过第二个感应元件的电流开启或关闭;该控制电路被耦合来同步控制上述第一个、第二个和第三个开关的占空比,这样上述第二个、第三个开关和另一个开关工作在正相状态下,同时上述第一个开关工作在反相状态下。

2. 根据权利要求1所述的一种同步整流降压-反激的直流到直流电源转换器,其特征是:上述控制电路还包括:被耦合的第一个反馈电路,来提供第一个反馈信号说明上述第一个输出端的量级;被耦合的第二个反馈电路,来提供第二个反馈信号说明上述第二个输出端的量级,其中上述第一个和第二个反馈信号被耦合到上述控制电路来改变上述开关的占空比。

3. 根据权利要求2所述的一种同步整流降压-反激的直流到直流电源转换器,其特征是:上述电源电势在电源电压和零、正电源电压和负电源电压、负电源电压和零或正负电源之间;上述第一个输出端产生在第一个输出端口上,上述第二个输出端产生在第二个输出端口上,上述电源电势是第一个输入端和第二个输入端之间的电压;上述第三个开关耦合在第一个和第二个电感元件之间;上述第三个开关耦合在上述第二个电感元件和第二个输出端口之间;上述第三个开关耦合在上述第二个电感元件和第二个输出端口之间。

4. 根据权利要求3所述的一种同步整流降压-反激的直流到直流电源转换器,其特征是:上述电路还包括:第一个输出电容耦合在上述第一个输出端;第二个输出电容耦合在上述第二个输出端;上述第二个输出电容耦合在上述第一个和第二个输出端之间。

5. 根据权利要求1所述的一种同步整流降压-反激的直流到直流电源转换器,其特征是:在该电路中可以耦合第一个和第二个端子来提供电源电势,有一种方法可以调节第一个和第二个输出端电压,该方法包括以下几个步骤:在上述第一个端口和第一个输出端之间通过第一个开关和第一个电感元件形成一个电路通路;在上述第二个端口和第一个输出端之间通过第二个开关和第一个电感元件形成一个电路通路;在上述第二个端口和第二个输出端之间通过第三个开关和第二个电感元件形成一个电路通路,其中上述第三个开关控制电流是否可以流过第二个电感元件;并与上述第一个和第二个电感元件相连;并同步控制上述第一个、第二个和第三个开关的占空比,这样上述第二个、第三个开关和另一个开关工作在正相状态下,上述第一个装置工作在反相状态下,使第一个和第二个输出端得到控制。

6. 根据权利要求5所述的一种同步整流降压-反激的直流到直流电源转换器,其特征是:该方法还包括:提供第一个和第二个反馈信号分别表明上述第一个和第二个输出端,可以改变上述开关的占空比;该方法还包括:把上述第一个和第二个反馈信号变为单反馈信号;结合这个单反馈信号,上述步骤就可以改变上述开关的占空比;该方法还包括:分别耦合和不耦合第一个和第二个输出电容到第一个和第二个输出端;其中上述第二个输出电容耦合在上述第一个和第二个输出端之间。

7. 根据权利要求6所述的一种同步整流降压-反激的直流到直流电源转换器,其特征是:在该电路中可以耦合第一个和第二个端子来提供电源电势,有一种方法可以调节第一

个和第二个输出端电压,该方法包括以下几个步骤:在上述第一个端口和第一个输出端之间通过第一个开关和第一个电感元件形成一个电路通路;在上述第二个端口和第一个输出端之间通过第二个开关和第一个电感元件形成一个电路通路;在上述第二个端口和第二个输出端之间通过第三个开关和第二个电感元件形成一个电路通路,其中上述第三个开关控制电流是否可以流过第二个电感元件;并与上述第一个和第二个电感元件相连;并同步控制上述第一个、第二个和第三个开关的占空比,使第一个和第二个输出端得到控制。

一种同步整流降压 - 反激的直流到直流电源转换器

技术领域：

[0001] 本发明涉及直流到直流的电源转换器。更特别的是，本发明还涉及用单反馈或控制回路提供电压调制电路给两个或更多输出端。这个电路结合降压 - 反激转换器用同步检波技术来提供高效电源转换和调节功能。

背景技术：

[0002] 由于便携式电子器件的诞生，对于高效率的电源转换电路的需求越来越多。在大多数情况下，这些器件主要由电池供电，它需要电池供电的时间越长越好。因此，各个元件的工作电压（如微处理器和内存）变得越来越低，来延长电池的寿命。以前的 5 伏标准被 3.3 伏取代，很快又被 2.7 伏取代。随着调制电压的降低，难以提供一个以有效方式增加的调制输出电压，部分是因为传统部件上的电压降低产生重要影响（如在二极管上 0.4 到 0.7V 的电压降）。

[0003] 电压调制器使用不同的技术已经得到实现。在一个开关调节器中，负载上的电源通过控制耦合在负载上的一个或多个电源开关的频宽比得到调节（开关可能是串联或并联）。

[0004] 开关调制器通常被分为不同的配置或“拓扑”。一个拓扑 - 一个单端电感电路包括一个相对简单的电路，这个电路里的开关决定电感器上的电压是输入电压还是零。通过这种方式，输出电压是电感上平均电压的函数。

[0005] 输出电压的变化取决于单个组件的配置和单端电感电路的分类。比如，将开关串联在输入端和输出端会导致输出电压比输入电压低。这样的电路通常被称为降压转换器。通过将开关与输出端并联，这样输出电压会比输入电压大。这样的电路通常被称为升压转换器。降压和升压电路可以组成“降压 - 升压”调节器来提供一个极性反转的输出端。这些电路的一个不利因素是它们被单调制电路限制。当有多个输出端时，使用多个调节器需要多个反馈或控制回路作为适当的操作，从而增加了部分技术复杂性和成本。

[0006] 另一个调制拓扑结构是变压耦合开关调制器。这种拓扑结构提供一种增强的能力来实现电流或电压增益，以及在由变压器提供的输入端和输出端之间分离的可能性。这种情况下，单端电感调制器、变压耦合调制器也被分类。所谓的“反激转换器”用变压器来把能量从输入端传送到输出端。通过调节主变压器和辅变压器之间匝数比(N)，该调制器可能会造成提供给输出端的电压比输入端的高或低。反激转换器的一个不利因素是很高的能量必须在变压其中得到储存来提供适当的操作。这需要相当大的磁核，可能会降低整个电路的效率。

[0007] 这个“反激转换器”是变压耦合调制器的另一种形式。在一个前进的转换器中，伴随着其他元件额外的线圈需要被提供，比如二极管和电阻，这基本上消除了变压器铁心中大能量储能的问题了。额外的绕组通常有一个 1:1 的初级绕组，当初级开关关闭时来帮助定义开关电压。不幸的是，匝数比会限制设备的频宽为最大频宽的 50%，在难以控制的方式下上面这个开关电流会上升。如果匝数在充值绕组时被减少来增加频宽比，一般只有一

个相应的提高程度的开关电压。

[0008] 提供其他组合配置也是可以的,比如“压降-反激”转换器,以试图利用不同拓扑结构的最好性质。之前所致压降-反激转换器通过产生主输出端利用降压转换器添加一个辅助绕组(这个绕组作为次级输出的反激转换器)提供多个调节输出端。这些转换器的一个缺点在于实际上辅助绕组的输出功率被主输出端的功率限制。此外,当辅助输出端的负载很多时,由于辅助绕组的变压器作用,该降压转换器将观察增加的输出电压脉动。这些和其他缺点会严重限制这些装置输入端和输出端的操作范围。同样,该转换器的反击变化会导致整体电路的效率严重降低。

[0009] 解决这些问题的一个方法已经被利用,迄今为止采用同步检波可以增加电压调节器的操作效率。在同步整流中,一对开关被串联耦合在输入电压和地之间,它们都是同步的,即输入电压或地被应用在电感的输入端。这些开关的同步控制和传统电路相比在效率上有一个很好的改善。这些同步电路的不足在于,在实际运用中它们是同一的,即每个被控制的输出端都需要一个反馈/控制回路。因此,调节器需要控制回路提供 5.5 伏和 3.3 伏的输出。

[0010] 鉴于上述,应该提供一个有多个调节输出的电压调节器,在用户可选择的电压水平上,使用单一控制回路。

[0011] 也应该提供有多个调节输出的电压调节器,可以工作在超过输入电压和输出功率需求的范围之外。

[0012] 另外也应该提供有多个调节输出的电压调节器,可以给任意一个调节输出提供全功率,而不管其他输出端的负载。

发明内容:

[0013] 本发明的目的是提供一个有多个调节输出的电压调节器,在用户可选择的电压水平上,使用单一控制回路。

[0014] 本发明的另一个目的是提供有多个调节输出的电压调节器,可以工作在超过输入电压和输出功率需求的范围之外。

[0015] 本发明的另一个目的是提供有多个调节输出的电压调节器,可以给任意一个调节输出提供全功率,而不管其他输出端的负载。

[0016] 本发明的技术解决方案:

[0017] 按照本发明的上述和其他目的,描述了一个有多个同步调节输出的开关电压调节器。该电压调节器利用同步整流技术提供改善的超过普通调节器的效率,同时在输出端提供良好的交叉调节,一个降压转换器提供主输出端而辅助反激提供一个或多个调节输出端。每个输出端都有一个开关,都同步操作在输入电压开关的相反状态下。每个输出端信号提供一个反馈信号的一个部分,这些反馈信号反馈到一个控制器上来决定上述开关的排序,从而保持高效率 and 交叉调节。不同的输出可能通过电感元件耦合在一起,或者输出电路可能实质上与唯一连在磁耦合的元件和一个开关控制信号之间的输出电路是独立的。本发明还介绍了各种供选择的调节器,其中其他二次函数(如软启动、过载保护、欠压锁定)被提供。

[0018] 对比专利文献:CN201075822Y 一种直流电源转换器 200720170131.X,

CN201674389U 一种可编程交流和直流电源的直流转直流转换器 201020183638.0

附图说明：

[0019] 本发明的上述和其他目的在参考下面详细的描述和附图时会更加明显，在这些图中：

[0020] 图 1A 到 1F 是上述开关电源调节器的原理框图；

[0021] 图 2 是多个输出降压 - 反激开关电压调节器的原理框图，该调解器依照本发明的原则给每个输出端提供同步开关；

[0022] 图 3 是本发明的一个原理框图，展现了多个输出降压 - 反激同步开关电压调节器；

[0023] 图 4 是多个输出降压 - 反激开关电压调节器的原理框图，该调节器有一个独立的输出端，该调解器依照本发明的原则给每个输出端提供同步开关。

具体实施方式：

[0024] 图 1A-1D 显示了各种已知的拓扑，这些拓扑用来实现基本的开关稳压器。传统降压调节器提供的输出电压比输入电压少，该简化示意图如图 1A 所示。降压转换器 10 包括开关 12 (S1)、二极管 14 (D1)、电感 16 (L1) 和电容 18 (C1)。在降压转换器配置下，开关 12 通常耦合在输入结点 V_{IN} 和电感 16 的一端之间。电感 16 的另一端耦合在输出结点 V_{OUT} 上。二极管 14 耦合在地和一个形成在开关 12 和电感 16 的结点之间，而电容 18 耦合在 V_{OUT} 和地之间。

[0025] 该输出电压是电感 16 通过开关 12 上的平均电压。当开关 12 闭合时，二极管 14 是反向偏置的，当开关 12 打开时，二极管 14 是正向偏置的。打开和闭合的顺序是通过开关 12 调节电压控制的，这样开关 12 被闭合，调节电压越高(因为流过电感 16 的电流越高)，因此，开关的频宽比(即开关 12 闭合的时间与总时间的比率)是决定调节器输出电压的一个重要因素。

[0026] 图 1B 显示了一个已知传统升压开关调节器，该调节器提供的输出电压比输入电压高。升压调节器 20 包括开关 22 (S1)，二极管 24 (D1)，电感 26 (L1) 和电容 28 (C1)。在该调节器配置下电感 26 通常耦合在输入结点 V_{IN} 和二极管 24 阳极之间，二极管 24 的阴极耦合在输出结点 V_{OUT} 上。开关 22 耦合在地和形成在电感 26 和二极管 24 之间的结点之间，二电容 28 耦合在 V_{OUT} 和地之间。

[0027] 如下所示调节器 20 的输出电压由输入端电压调节。当开关 22 闭合时，二极管 24 反向偏置，电容 26 充电。当开关打开时，二极管 24 正向偏置，电感 26 放电。如果开关 22 保持打开， V_{OUT} 会和 V_{IN} 相等，因为电感 26 上的电荷被完全放光，作为唯一一个直流短路。因此，直到电感 26 上的电荷被完全放光，它提供比来自输入端能量高的能量给输出端。该开关的频宽比(在本例中，控制了储存在电感 26 的大量电荷)在确定调节器输出电压时会很重要。

[0028] 图 1C 显示了反激调节器的拓扑结构。反激调节器 30 包括许多和降压调节器 10 和调节器 20 相同的组件(开关 S1，二极管 D1 和电容 C1)。一个不同点是降压和升压电路中的电感器在反激电路中的 T1 代替。变压器形成于一个初级绕组 36 (LPRI)，变压器的一端

耦合在正向 V_{IN} 上,另一端通过开关 32 耦合到负向 V_{IN} 上,二次绕组 37 (LSEC) 一端耦合在负向 V_{OUT} 上,另一端耦合在二极管 34 的阳极上。二极管 34 的阴极耦合在电容 38 的一端,电容 38 的另一端耦合在负向 V_{OUT} 上。

[0029] LPRI 和 LSEC 之间的比率通常表示成 1:N (其中 N 是次级绕组的匝数和初级绕组的比值) 可能会调整为在输入和输出之间的最佳功率传输。通过改变匝数比和开关的频宽比,该反激调节器能够提供比输入电压低或高的输出电压。当和降压、升压电路比较时,该调节器提供了更多的灵活性,但这样做的缺点是需要变压器铁心上存储很高的能量,因此降低了工作效率。

[0030] 如图 1D 中的正激转换器 40 避免了在变压器铁心中存储大量能量这个问题。该正激转换器的变压器 40 包括:(1)初级绕组 56 (LPTR),该绕组耦合在正向 V_{IN} 上和通过开关 42 (S1) 耦合在负向 V_{IN} 上,(2)次级绕组 58 (LSEC) 耦合通过 V_{IN} 的是变压器 T1 的辅助绕组并和二极管 52 (D3) 串联(二极管的阳极耦合在负向 V_{IN} 端)。次级绕组 58 的一端耦合在负向 V_{OUT} 端,另一端耦合在二极管 44 (D1) 的阳极。二极管 44 的阴极通过一系列连接穿过滤波电感器 46 (L1) 耦合在正向 V_{OUT} 端。附加的二极管 50 (D2) 的阳极耦合在负向 V_{OUT} 端,而二极管 50 (D2) 阴极耦合在二极管 44 和电感 46 之间。如前面所述的电路,电容 48 (C1) 耦合在输出端。

[0031] 在图 1D 的正激转换器中,当开关 42 闭合时功率通过二极管 44 从输入端被转移到负载。当开关 42 打开时,二极管 44 反向偏置,电流从电感 46 流过二极管 50。输出电压的变化与开关 42 的频宽比有关,也与次级绕组 58 的匝数有关。当开关 42 打开时辅助绕组 LAUX 和二极管 52 在零平均水平下在变压器铁心中设法夹住开关电压并保持磁通量。绕组 LAUX 和绕组 LPTI 的比值一般是 1:1,这限制了频宽比为最大值的 50%。如果 LAUX 的匝数减少,可能会超过 50%,但是这也导致高的开关电压,该正激转换器比反激转换器提供更多的输出纹波,但也面临着输入纹波电流的增加(由于低的频宽比)。

[0032] 先前已知的多个输出开关调节器都在图 1E 的降压-反激转换器 60 中体现。该转换器结合降压转换器和反激转换器的一些优点,即每个组件提供一个调节输出(即该降压电流组件提供一个调节输出,该反激组件提供另一个调节器输出)。该降压组件和降压转换器 19 的电路元件以同样的方式配置,其中开关 62 (S1) 耦合在 V_{IN} 和输出 V1 之间并与电感 66 串联(开关 62 耦合在 V_{IN} 上,电感 66 耦合在 V1 上),二极管 64 (最好是肖特基二极管) 耦合在地和在开关 62 和电感 66 之间的结点之间,电容 68 (C2) 耦合在 V1 和地之间。

[0033] 反激元件包括次级绕组 76 (LSEC),与电容 66 相互作用,和二极管 74 串联耦合在输出 V2 上。电阻 70 (R1) 和电阻 72 (C2) 的组合和二极管 74 并联。输出电容 78 (C3) 耦合在 V2 和地之间。输出检测电容 80 和 82 (R2 和 R3),分别耦合在输出 V2 和 V1 上,与电阻 84 (R4) 来提供反馈信号,用于确定开关 62 何时闭合何时打开。尽管图 1E 的混合电路从单个输入提供多个输出,但它的拓扑有固有的缺陷,这个缺陷出现在低输出电压时(例如反激组件的低效输出,由于二极管上的电压降,取得低电平输出是有难度的)。此外,反激组件具有有限的输入输出范围,它可以有效地提供体格调节的次级输出而以相对低的效率限制了电路,该电路在变化的负载上会出现交叉调节问题。

[0034] 对于给定的输入和输出电压范围,改善整体能源效率的已知方法是同步整流。图 1F 显示了一个传统的同步降压转换器 90,该转换器已经被改进包括同步整流。降压转换器

90 包括从 V_{IN} 通过晶体管开关 92 (S1) 和电感 96 (L1) 耦合到 V_{OUT} 上。同步整流通过刺激晶体管开关 94 (S2) 加到电路上,耦合在地和开关 92 和电感 96 之间的结点之间,开关控制 100 控制开关 92 和 94 工作于反向(“反向”意味着在同一时间只有一个开关工作)。开关 92 和 94 都是理想的场效应管(来处理必要的电流和消除任何导通状态下的电压降)。这些开关通过开关控制 100 来工作,所以电感 96 的一端在 V_{IN} 和地之间。这个操作大大消除了发生在先前描述二极管 98 的降压和升压电路中的电压降。

[0035] 图 1F 的同步降压转换器还包括:一个肖特基二极管 98(D1),该二极管被耦合在地和开关 92 和 94 之间的结点之间,来防止开关 94 开启,电阻 102 (RESENSE) 串联耦合在电感 96 和 V_{OUT} 之前来给开关控制器 100 提供反馈信号,一个电容 104 (C1) 在连接在 RSENSE 的导线之间进行微分去耦,一个输入电容 106 (C_{IN}) 耦合在 V_{IN} 上来防止大的电压跳变并提供交流纹波电路路径(如果必要可以高频去耦),一个输出电容 108 (C_{OUT}) 耦合在 V_{OUT} 上。

[0036] 在一个典型的同步调节器应用中,开关控制 100 在 RSENSE 的一端显示输出电压,该输出电压耦合在 C_{OUT} 上并当作参考电压(例如 1.25 伏)。开关控制器 100 同步控制开关 92 和 94 反向来调节输出作为期望输出电压的函数并控制负载电流。尽管这些调节器取得了相当高的功率转换效率,它们只提供一个单端调节输出。提供多个同步调节输出之前需要给每个输出一个反馈回路——一个单一的导线和比较器电路。

[0037] 一个改进的开关调制器提供了多个输出端,该调制器提供了同步整流开关控制。在本发明的优先的体验中,第一个开关的频宽比与第二个和第三个开关是反向的。这些开关被用于控制第一个和第二个输出电压。该调节器的主要输出使用了降压转换器而通过耦合次级绕组到降压电感上提供了附加的输出,在反激配置下,第一个开关调节电流从输入流到降压电感线圈中。第二个开关和第三个开关,两者工作于同相,交替(反相)第一个开关来使电感线圈放电。

[0038] 多个输出开关调节器结合本发明的原则如图 2 所示。图 2 电路的多个调节输出的任意一个在不考虑其他输出的负载时可以满载(取决于电路总输出功率限制)。这种性能使电路在没有任何最小负载需要任何输出时工作。

[0039] 同步开关调制器 110 包括开关 112 (S1),耦合在输入 V_{IN} 和初级绕组 116 的一端之间。初级绕组的另一端耦合在输出 V_{OUT1} 上。第二个开关 114 (S2),耦合在地(它应该是明显的,因为其他的是潜在的,比如 $-V_{IN}$ 用来取代地)和在开关 112 和初级绕组 116 之间的结点之间。一个输入电容 120 (C_{IN}),耦合在 V_{IN} 上。第一个输出电容 118 (C_{OUT1}),耦合在 V_{OUT1} 上。次级变压器绕组 126 和初级绕组 116 绕上同样的线圈形成变压器 122 (T1),次级绕组 126 通过第三个开关 124 (S3) 耦合到第二个输出 V_{OUT2} 上。第二个输出电容 128 (C_{OUT2}) 耦合在 V_{OUT1} 和 V_{OUT2} 之间。(尽管电容 C_{OUT2} 不需要连接到 V_{OUT1} 上,电路通常在如图所示的在堆叠配置下用两个输出电容会有更高的效率)。开关 112、114 和 124 被开关控制器 130 控制,这样开关 114 和 124 都工作在同相,112 工作在反相。

[0040] 同步开关调节器 110 包括一个降压部件(包括电路驱动器 112、114、116、118 和 130)和一个反激部件(包括电路驱动器 112、124、126、128 和 130)。开关控制器 130 由正向输入电压提供能量。它应该是很明显的,然而,通过给开关控制器 130 使用单独的电源,调节器的输入电压和输出电压无论是规模还是符号两者都是完全独立的(如图 4)。比如,一个反向 V_{IN} 可以用来调节两个正向输出端或一个正向输出端和一个反向输出端。

[0041] 开关调节器 110 通过开关控制器 130 发生命令闭合开关 S1 得以工作,相应的,打开开关 S2 和 S3。开关闭合和打开的频宽比根据需要可以通过 130 来改变从而调节输出电压。当开关改变时,在开关 S1 和 S2 之间的结点上的电压比 V_{OUT1} 上的电压高并且电流会流进 T1 的初级绕组 116 里,因此增加了储存在初级绕组里的能量。同时,电流通过初级绕组给 C_{OUT1} 充电。在一个给定的时间间隔,基于所需的输出电压和负载(除非 V_{OUT1} 与 V_{IN} 相等,在这种情况下开关 S1 保持闭合),开关 S1 打开,开关 S2 和开关 S3 闭合,因此停止增加电流到初级绕组里。

[0042] 停止增加电流会导致变压器 T1 的初级扭转其电压极性。开关 S2 将初级注入 116 的一端耦合到地,从而耦合到电容 C_{OUT1} 的接地端。这给初级绕组通过了一个电路路径使电容放电。在另一个给定的时间间隔后,开关控制器 130 改变开关 S1, S2 和 S3 的状态并重新开始循环。如果开关 S2 闭合足够长的时间,初级绕组会在一个方向上完全放电在另一个方向上充电(通过 V_{OUT1} , C_{OUT1} 和开关 S2)。这确保电容 C_{OUT1} 作为“能源水库”当反激输出超负载而降压输出没有超负载时给反激部件提供能量。

[0043] 上述事件的顺序影响变压器 T1 的次级绕组。当开关 S1 打开时,初级上的电压固定在 $-V_{OUT1}$ (因为 C_{OUT1} 连着初级 V_{OUT1} 的一端,开关 S2 连着初级地的一端)。开关 S3 闭合而开关 S1 打开,允许次级电压给电容 C_{OUT2} 充电(该电压取决于匝数比和 V_{OUT1})。次级电流通路通过开关 S3 和电容 C_{OUT2} 形成一个同步整流反激转换器,其中给次级一个已知电压,这样次级电流从零变成一个定值。

[0044] 电容 C_{OUT2} 平均电流脉冲并过滤掉高频能量较少在 V_{OUT2} 上的纹波。尽管流过次级和电容 C_{OUT2} 上的电流必须最终流回次级,如图所示电容 C_{OUT2} 不需要连在 V_{OUT1} 上。比如,电容 C_{OUT2} 可以耦合在地上来代替 V_{OUT1} 。电流将会通过 C_{OUT1} 流回次级。在次级输出的同步整流的使用通过消除结合传统二极管整流器的电压降增加了反激转换器的效率。此配置的一个优点当只有反激输出负载很高时会很明显。在如此配置下,电容 C_{OUT1} 可以在次级中最为电源。 C_{OUT1} 里储存的能量在接下来的一个周期会闭合开关 S1。此外,输出信号的反馈通过单一的反馈导线或结合反馈信号用于控制 130 (如图 2 所示)。

[0045] 一个电路的详细电路图在本发明中得到体现,如图 3 所示使用了反馈信号。在开关调节器 200 中,一对并联的 P 沟道场效应管 202 和 203 形成了开关 S1。根据当前负载需求,利用单功率场效应管作为开关 S1 也是可能的。开关 S2 和 S3 分别是 N 沟道场效应管 204 和 214。尽管开关 S1, S2 和 S3 使用了 N 沟道和 P 沟道场效应管的混合,其他开关的配置也是可能的。比如,开关可以都是道场效应管或都是 N 沟道场效应管或是 NPN/PNP 双极型晶体管。输入电容为四个电容 222、224、226 和 228 的组合,提供了该进的空间和考虑到单一电容的可靠性。输出电容 C_{OUT1} 和 C_{OUT2} 如图由多个并联电容组成 (C_{OUT1} 包括电容 230、232、234 和 236, C_{OUT2} 包括电容 238 和 240)。

[0046] 对于图 3,特别是为了产生 3.3 伏和 5 伏电压,变压器 T1 三端变压器(其中三个绕组同时绕在同一个铁心上)。初级绕组 206 是由也串联连在三股绕组其中两个之间,次级绕组 216 是剩下的那个绕组。这三股绕组产生了极好的磁耦合改善了交叉控制和效率。这三股绕组提供了 2:1 的匝比(因为串联连在一起的绕组和单一的绕组是同样长的),因此提供 3.3 伏和 5 伏的输出,如下: $V_{OUT2}=N(\text{匝比}) * V_{OUT1} + V_{OUT1} V_{OUT2}=0.5 * 3.3 + 3.3 = 4.95$ 伏。

[0047] 还应该指出的是,电路的磁场需要能够承受没有饱和的高峰电流。尽管三股绕组

是有限的,本发明的电路通过没有多绕组的变压器也可以实现。额外的注意事项必须由磁芯组成,因为一旦磁芯浸透,竟会在初级绕组上有严重的电感损失——一个不好的情况。因此,最好在磁芯里加入铁元素、磁粉或库尔 M_μ (注册的磁学股份有限公司),或有缺口的铁素体。铁粉芯通常提供了可接受的饱和特性,由于其交流损耗特性通常会降低电路效率。

[0048] 调节器 200 的开关 202、203、204 和 214 的控制是由开关控制器 250 来实现的。开关控制器 250 最好是一个高效的同步开关调制器来改变频宽比。开关控制器 250 最好由 LTC1149 高效同步开关调节器组成,可以利用来自加利福尼亚的线性公司。详细的技术信息结合 LTC1149 可以在“LTC1149/LTC1149-3.3/LTC1149-5”数据表 1-20 页中找到。

[0049] 图 3 的电路通常工作如下。该开关控制器给开关建立了一个频宽比调节输出。频宽比的基础在某种程度上是反馈信号 S/D1/V_{FB} 接口的输入端(反馈信号由调节输出端驱动)。开关控制器在反馈信号中设置了一个内部阈值。接口 SENSE+ 和 SENSE- 检测外部电阻的电压(这个电压与流过电阻的电路成正比,因而象征着电流)。这个电压是外部阈值。当该阈值被超过,开关控制器触发开关改变状态。其余单个周期由接在接口 CT 的电容器放电的时间决定(当 CT 放电时,开关控制器触发开关回到他们之前的状态并且新的一个周期开始)。该开关控制器通过改变内部阈值可以改变输出信号或输出负载。

[0050] 更具体地说,在图 3 的电路中,电容 242 用于引导电路 250 的 PGATE 端口到 V_{IN} 上,而二极管 276 夹在 PGATE 和 V_{IN} 之间。电容 244 被耦合在电荷补偿端(CAP)和 V_{I(REG)} 端(都属于电路 250)之间,在电源转换期间来提供电荷给电容 242。另外,电容 246 耦合在 V_{I(REG)} 和电源地线(PGND)之间,电容 248 是用来设置开关控制器 250 的控制频率的。电容 252 和电阻 254 串联连在 I_{TH} 端和地之间,主要用来给开关控制器提供补偿控制循环频率(从而构成转换器整体)。

[0051] 电容 258 噪音抑制反馈端(S/D1/V_{FB})。电阻 260、262 和电容 264 与检测端(SENSE+ 和 SENSE-)相互连接,而电阻 266 用于检测比较器内部的电流。电容 268,二极管 270 和电阻 272 串联提供交流电平转换给开关 214。电感 274 提供高频去耦信号给 V_{IN}。二极管 278 和 280 分别防止开关 204 和 214 固有的耗尽二极管当所有开关被命令打开时(防止效率损失)闭合。

[0052] 开关调节器 200 在分别由在通过电阻 288 和 290 的输出之间提供的降压输出(3.3V)和反激输出(5V)提供交叉控制。该信号用于控制 250 (通过 S/D1/V_{FB}),这样电阻 256 上的电压降是 1.25V (参考电压)。通过这种方式,尽管一个结合反馈信号的信号被使用,但每个输出都为该信号做出了贡献。该分离的反馈引进了潜在的开启困难,比如过度的可能,但这些问题通过下述的描述可以得到解决。此外,该高效率调节器包括的回路在输出负载低于预先的水平时会将所有开关打开,从而进一步节约电力并提高效率。

[0053] 开关调节器 200 包括软件启动电路,包括二极管 282 和 284、电容 286 和电阻 262,该电路在初始启动时保护电子设备。在没有软件启动电路时,调节器 200 启动时频宽比会变成 100%,因为输出电容没有充电完全,反激输出没有产生(该反激输出直到开关 S1 打开开关 S3 闭合时才会产生)。这样会导致在人为的高电压(超过 3.3V 输出)被调节并潜在地破坏负载回路。这个软件启动 200 在输出电容得到充分的充电时才会工作。软启动电路如图 3 所示,其他电路配置也可用于减轻启动过度。

[0054] 图 3 的调节电路在使用商用部件时可以得到实现。比如,在使用以下部件和电源

时电路可以搭建并工作:P 沟道 FET:Si9435DY(来自于加利福尼亚州,圣克拉拉的开关 202 和 203 硅尼克斯);N 沟道 FET:Si9435DY(来自于加利福尼亚州,圣克拉拉的开关 204 和 203 硅尼克斯);变压器 T1:HL-8700(来自犹他州电子飓风实验室(绕组 206 和 216));电容 222、224、226 和 228:22 微法拉;电容 230、232、234、236、238 和 240:220 微法拉;电容 242:0.047 微法拉;电容 244:0.068 微法拉;电容 246:2.2 微法拉;电容 248:1000 皮法拉;电容 252:2200 皮法拉;电阻 254:1K 欧姆;电阻 256:24.9K 欧姆(1% 的金属薄膜);电容 258:56 皮法拉;电阻 260 和 262:100 欧姆;电容 264:1000 皮法拉;电阻 266:0.02 欧姆;电容 268:1 微法拉;二极管 270、276:BAS16(来自德罗岛州离散半导体公司的飞利浦 282 和 284 部件);电阻 272:33K 欧姆;电容 274:0.1 微法拉;二极管 278 和 280:MBRS140(来自利亚桑纳州凤凰城的摩托罗拉半岛以产品);电容 286:10 微法拉;电阻 288:102 欧姆;电阻 290:124 欧姆。

[0055] 图 4 中的多个输出同步开关调节器 300 结合了本发明的原则。开关调节器 300 不同于图 2 中的开关调节器 110,因为电路 300 的输出端不依赖于另一个电器件。如前面所述本发明的开关调节器,开关调节器 300 包括一个开关 312 (S1),与变压器 T1 的绕组 316 (L_{PRI})串联,316 连在 V_{IN} 和 V_{OUT1} 之间。 V_{IN} 也用来提供能量给开关控制器电路 130,或者开关控制器 130 可能是独立供电的。这该所有电路提供了额外的灵活性因为 V_{IN} 可以是正向也可以是反向。主输出 V_{OUT1} 还包括第二个开关 314 (S2)耦合在地和在开关 312 和初级绕组 316 之间的结点之间,输出电容 318 (C_{OUT1})耦合在地和 V_{OUT1} 之间。反馈通过电阻 320 (R1)被提供给开关控制器 130。

[0056] 开关调节器 300 的第二个输出 (V_{OUT2}),是被电从主输出隔离出来的,是通过变压器 T1 的次级绕组 326 (L_{SEC})耦合在主输出上的,次级绕组的磁芯和初级绕组 316 的绕组是一样的。开关 324 (S3)被耦合在次级绕组的一端和地之间,二次级 326 的另一端提供输出信号 V_{OUT2} ,输出电容 328 (C_{OUT2})被耦合在 V_{OUT2} 和地之间,并且反馈通过电阻 322 (R2)被提供给开关控制器 130。

[0057] 开关调节器 300 的整个操作和前面描述的开关调节器 110 基本上是一样的。当开关 S1 闭合时,电流流进初级绕组来增加储存在绕组中的电量(输出电容)。当 S1 打开、开关 S2 和 S3 闭合时,初级绕组放电(通过开关到地的路径),次级绕组上出现电压(因为初级上的电压是固定的)给电容 C_{OUT2} 充电。当开关在切换一次这个循环逆转,但在这种情况下,调节输出彼此完全独立。

[0058] 开关 S1、S2 和 S3 的频宽比都是通过开关控制器控制的,其中开关 S2 和 S3 工作在同相,而 S1 工作在反相。尽管调节器的目的是上述开关基本上能够 180 度反相工作,在这种配置中,如前所述,输出 V_{OUT1} 和 V_{OUT2} 本质上是彼此电隔离的。此外,来自每个输出的反馈信号被结合形成单个反馈信号(无论在开关控制之内或之外的)都代表两个信号的一部分。

[0059] 尽管本发明已通过具体的例子体现,但是上述例子只是为了说明本发明而不应限制本发明。应当指出,只要没有脱离本发明的实质并且符合权利要求中的定义,在上述例子上做适当修改仍属本发明的范畴。

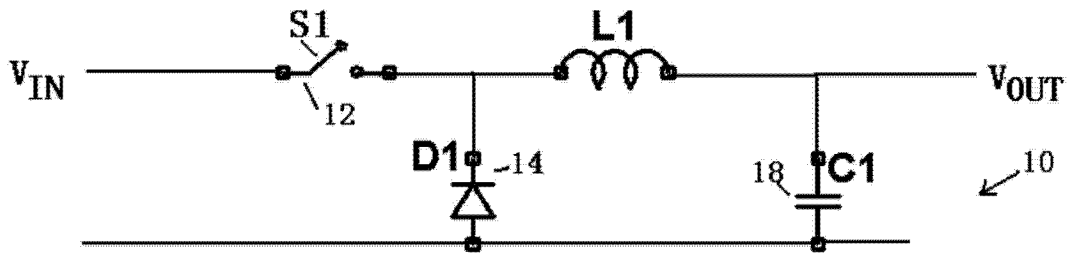


图 1A

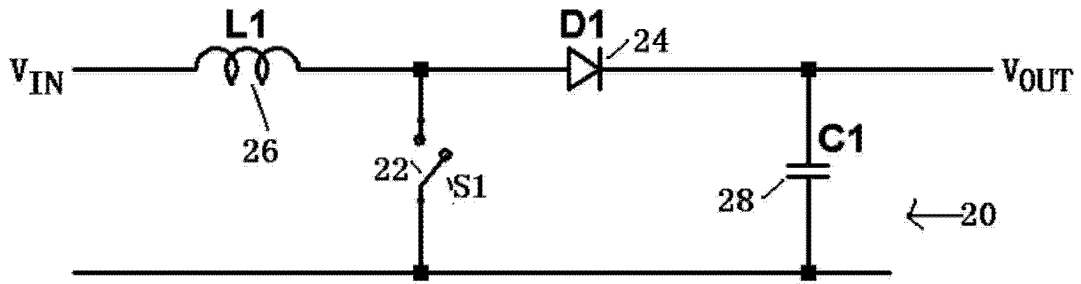


图 1B

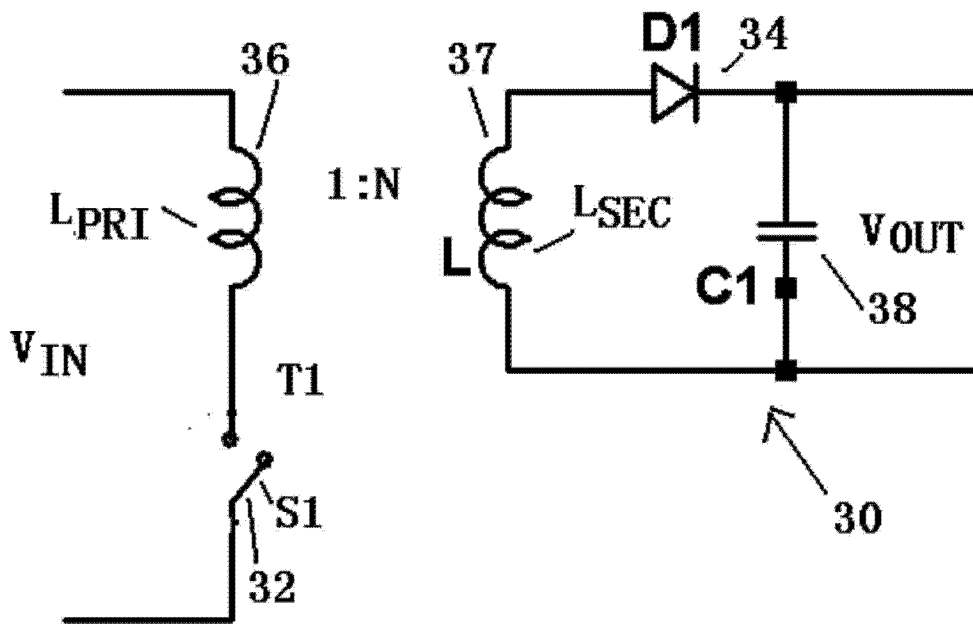


图 1C

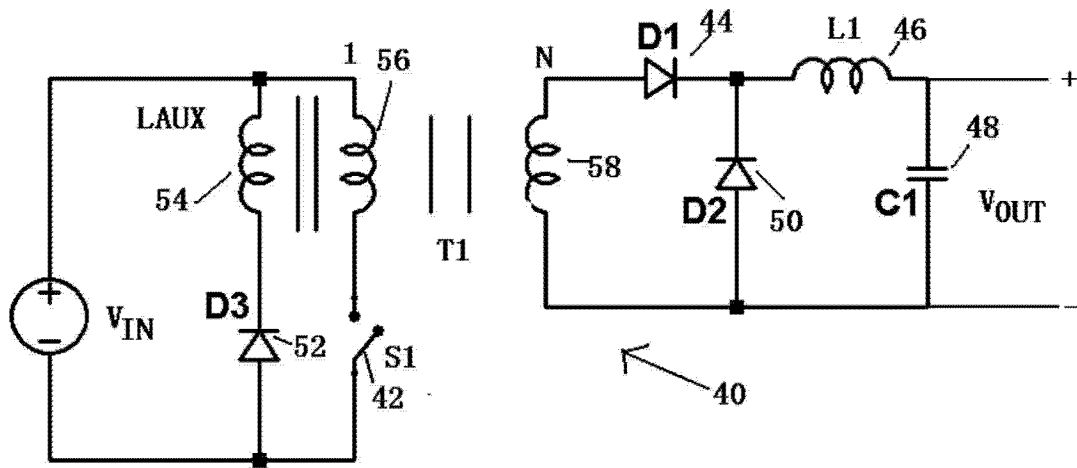


图 1D

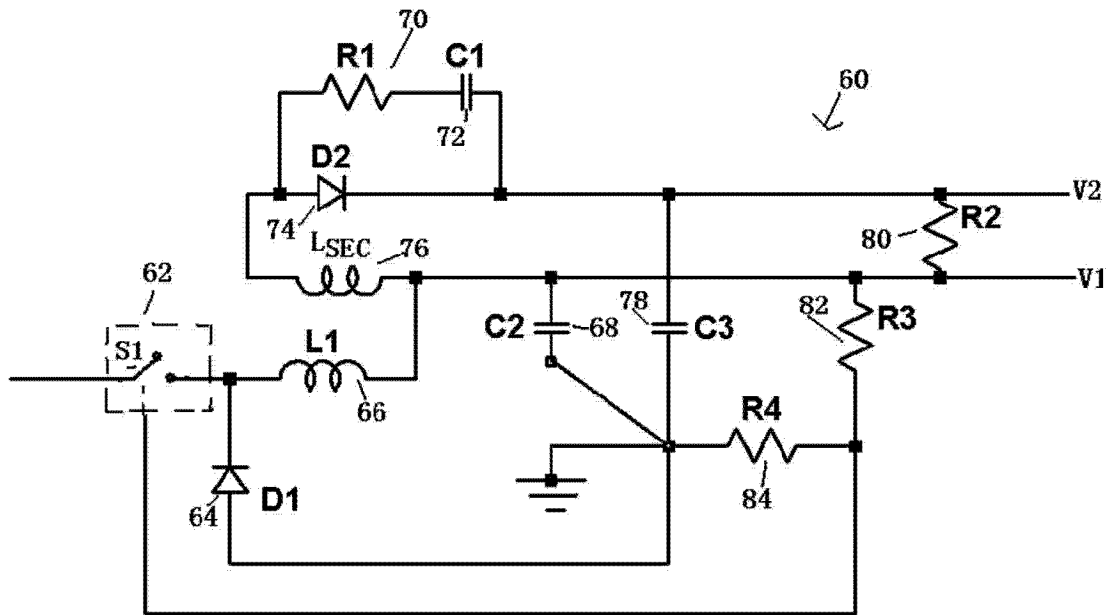


图 1E

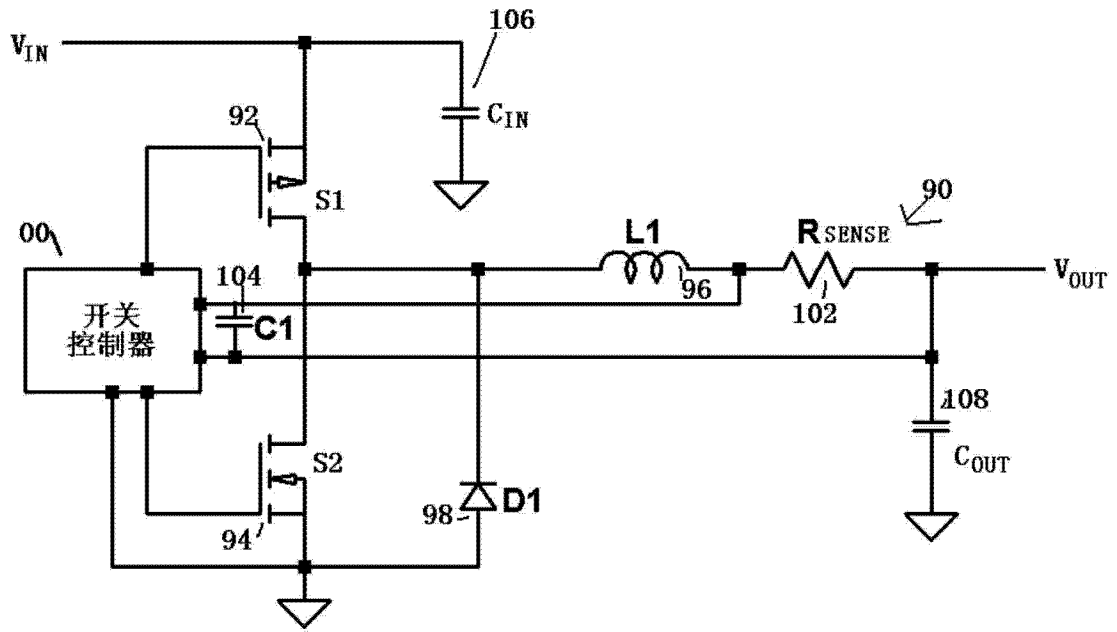


图 1F

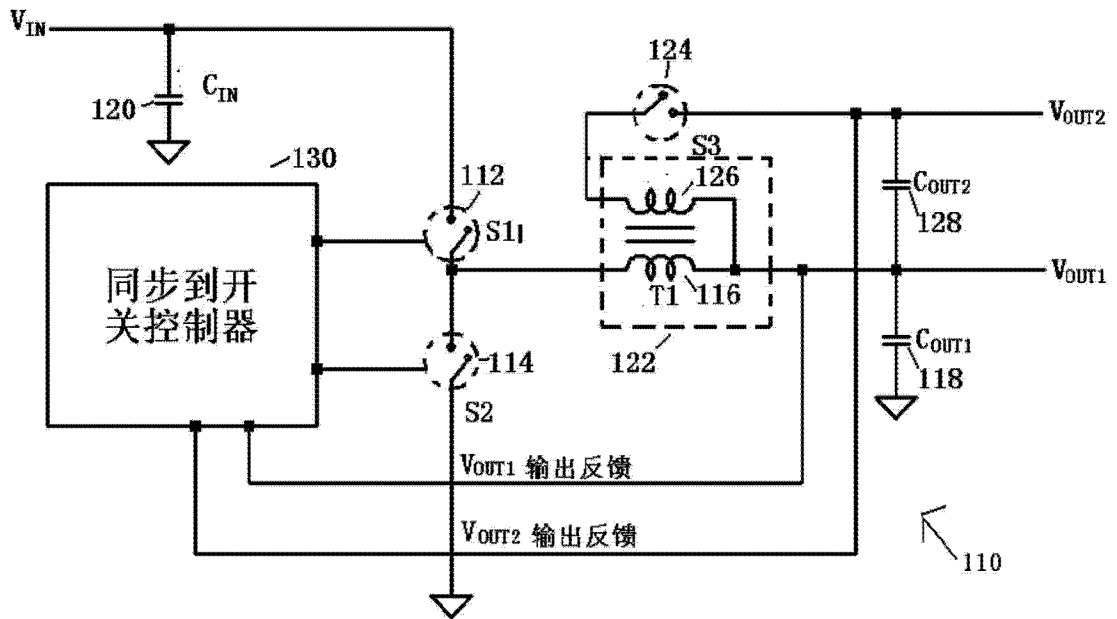


图 2

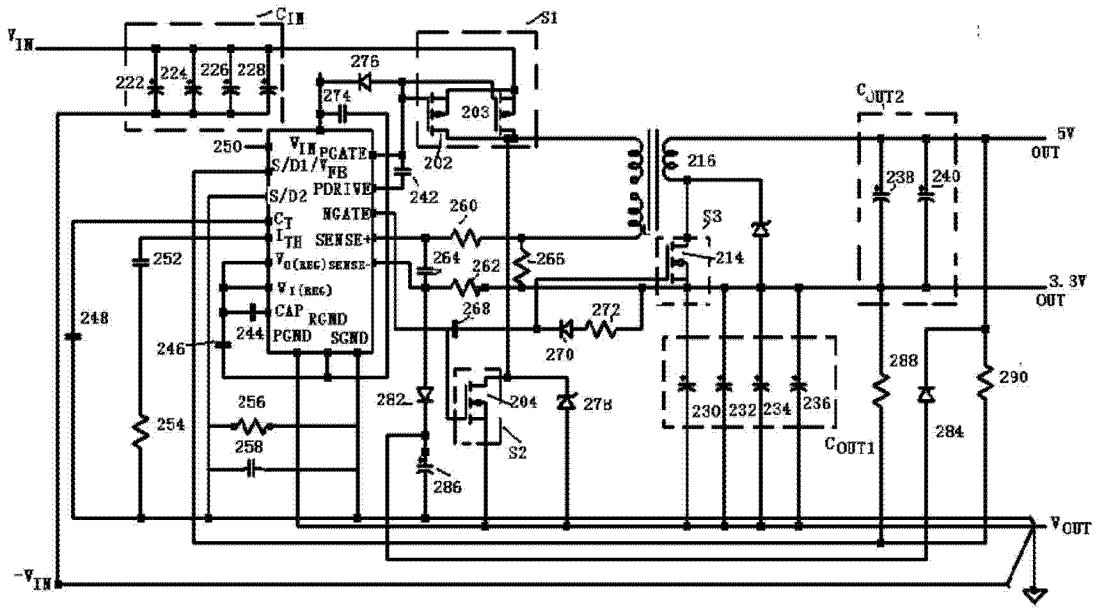


图 3

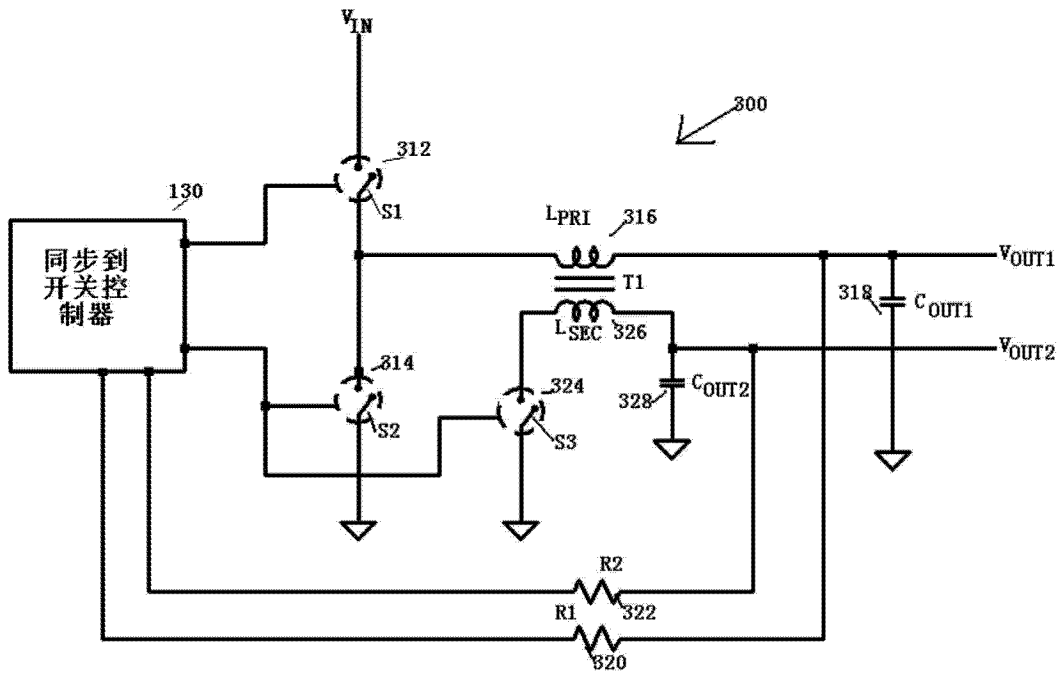


图 4