



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107346936 B

(45)授权公告日 2019.08.09

(21)申请号 201710306286.X

(22)申请日 2017.05.03

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 107346936 A

(43)申请公布日 2017.11.14

(30)优先权数据  
15/148,302 2016.05.06 US

(73)专利权人 百富(澳门离岸商业服务)有限公司  
地址 中国澳门

(72)发明人 马克·朱彻斯

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任  
公司 11021

代理人 倪斌

(51)Int.Cl.

H02M 1/36(2007.01)

(56)对比文件

CN 104767370 A,2015.07.08,  
US 7443702 B2,2008.10.28,  
US 2006196757 A1,2006.09.07,  
CN 103915999 A,2014.07.09,

审查员 冯昊

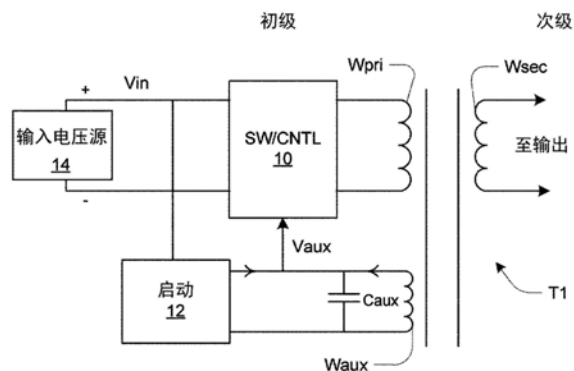
权利要求书2页 说明书5页 附图6页

(54)发明名称

具有提供启动充电电流的常通器件的开关电源启动电路

(57)摘要

一种功率转换器启动电路在启动期间为控制电路建立工作电压,并且之后被禁用,以减少空载功率耗散。该启动电路具有常通特性,以自动提供用于启动电容器的启动充电电流。当启动电容器电压达到工作值时,控制电路开始工作,并产生禁用启动电路的抑制信号,以停止该启动充电电流并减少功率耗散。通过采用常通器件(例如,耗尽型J-FET)的发射极开关电流源来实现常通特性。电阻分压器网络在稳态操作期间提供用于启动电流源的偏置和监测电源输入电压的点。电荷泵提供足够高于辅助电压的抑制控制信号的电压,以使常通开关晶体管截止。



1. 一种开关电源,包括:

存储电容器,其耦合到功率磁性元件(power magnetic element),以在开关电源的稳态操作期间维持辅助电压的稳态值,所述稳态操作之前是启动时段,在所述启动时段中开关电源的输入侧DC电压从零上升到稳态操作值;

开关和控制电路,其被配置为在稳态操作期间将能量从输入侧DC电压耦合到功率磁性元件,所述开关和控制电路包括由辅助电压供电的控制电路;以及

启动电路,其在启动时段期间被配置和操作为产生辅助电压的启动值,以使得控制电路能够建立稳态操作,所述启动电路包括:(i)耦合在输入侧DC电压和存储电容器之间的启动电流源,以基于不存在抑制控制信号而向存储电容器提供充电电流,所述启动电流源包括具有与存储电容器串联的常通晶体管的发射极开关电流源,所述常通晶体管在不存在抑制控制信号的情况下传导充电电流,并且在存在抑制控制信号的情况下不传导充电电流;以及(ii)抑制控制信号的发生器,所述发生器在启动时段期间被配置和操作为响应于通过启动电流源的充电行为从而辅助电压到达启动值而产生抑制控制信号,并且在后续稳态操作期间保持抑制控制信号,所述发生器包括电荷泵,所述电荷泵提供抑制控制信号的电压,该电压比辅助电压高到足以使常通晶体管截止。

2. 根据权利要求1所述的开关电源,其中所述电荷泵包括电容器二极管网络以及方波时钟源,并且操作为:(1)在时钟信号的截止时间期间,将电容器充电到大约等于辅助电压减去正向二极管电压降的电压,以及(2)在时钟信号的导通时间期间,对电容器的一个端子施加电压,以相应地升高在电容器另一端子处的电压,所述另一端子被二极管连接到常通晶体管的栅极以向其施加栅极电压。

3. 根据权利要求1所述的开关电源,包括:驱动器,其被配置并响应于来自控制器的输入时钟信号而操作,以将时钟信号传送到电容器二极管网络,并且所述开关电源还包括:线性调节器电路,以降低传送到控制器的电压,同时通过直接从辅助电压对驱动器供电来保持在辅助电压和返回之间切换的时钟信号。

4. 根据权利要求1所述的开关电源,包括:PWM控制器,其具有用作驱动电荷泵的时钟源的PWM输出,所述PWM输出是用于控制所述开关和控制电路中的开关器件的相同PWM输出,以及其中(1)当供电时,常通晶体管最初是导通的,从而建立电流流动的路径以对辅助电容器进行充电从而产生辅助电压,以及(2)当辅助电容器两端的电压足以使PWM控制器操作并开始传送PWM脉冲时,PWM脉冲用作用于产生使常通晶体管截止所需的栅极电压的时钟源。

5. 根据权利要求1所述的开关电源,其中,所述发射极开关电流源包括具有与常通晶体管串联的发射极的双极晶体管,所述双极晶体管在常通晶体管也导通时将充电电流作为集电极电流进行传导。

6. 根据权利要求5所述的开关电源,其中所述启动电路包括电阻分压器网络,其具有耦合到双极晶体管的基极的中间节点以控制对充电电流的传导,所述电阻分压器连接在输入电压和参考节点之间,并在所述中间节点上产生电压感测信号,并且其中所述控制电路被配置和操作为在控制所述开关和控制电路的操作时使用所述电压感测信号来表示输入侧DC电压。

7. 根据权利要求1所述的开关电源,其中所述常通晶体管是耗尽型场效应晶体管。

8. 根据权利要求1所述的开关电源,其中所述发生器是有源电路,其被配置和操作为产

生二进制电压信号,所述二进制电压信号在启动时段结束时转换为作为抑制控制信号的第一二进制电压。

9. 根据权利要求8所述的开关电源,其中,所述有源电路包括微控制器。

10. 根据权利要求1所述的开关电源,还包括整流电路,所述整流电路被配置和操作为根据所提供的AC电源电压产生输入侧DC电压。

11. 根据权利要求1所述的开关电源,还包括具有初级绕组和次级绕组的变压器,所述初级绕组被耦合以接收输入侧DC电压,所述次级绕组耦合到所述电源的输出以在DC输出电压下提供输出功率,并且其中功率磁性元件包括所述变压器的辅助绕组。

12. 根据权利要求1所述的开关电源,其中,所述发生器实现为微控制器,所述微控制器执行负责在启动时段期间产生抑制控制信号的处理例程。

13. 根据权利要求1所述的开关电源,其中,所述开关和控制电路产生用于设置工作占空比以维持所期望的输出电压的误差电压,所述误差电压在输出电压降到预定参考值以下的过载状态下增加到饱和电平,并且其中将所述发射极开关电流源控制为(a) 保持在非导通状态下,直到在开关电源由于过载状态而断开之后到达辅助电压的期望波谷为止,(b) 在所述期望波谷处变为导通,使得辅助电容器中的能量被补充,并且开关电源尝试正常启动。

14. 根据权利要求13所述的开关电源,其中,在打嗝操作模式下重复多次所述电源的断开和尝试启动,所述打嗝操作模式是由微控制器选择的一种模式,所述微控制器通过在启动时段期间执行处理例程来产生抑制控制信号,并且其中所述微控制器能够单独地选择非打嗝模式,在所述非打嗝模式下,在需要所述电源维持其输出电压的情况下防止辅助电压达到所期望的波谷值,其中通过重复脉冲驱动启动电流源以将辅助电压维持在预定阈值以上来实现所述非打嗝模式,并且基于误差电压是否处于饱和电平来选择所述非打嗝模式。

## 具有提供启动充电电流的常通器件的开关电源启动电路

### 技术领域

[0001] 本公开涉及一种具有提供启动充电电流的常通器件的开关电源启动电路。

### 背景技术

[0002] 当最初将输入功率施加到开关电源时,为了启动操作的目的,需要向控制电路输送能量。用于此目的的电路通常被称为“启动电路”。因为电源在启动期间还没有产生输出功率,所以启动电路以某种方式从输入端获得电力。开关电源中的挑战之一是当针对控制器件的工作电压限制远低于电源的输入电压范围时,提供初始能量来为控制电路供电。例如,从24V或48V额定直流源接收输入功率的DC/DC转换器就存在这个问题。这也是AC/DC电源中考虑的因素,其中AC/DC电源工作于可高达305VAC的输入电压,且输入电压的典型应用范围为90VAC至264VAC。

[0003] 为了在输入电压相对于初级侧参考控制电路的正常工作电压较大时启动开关电源,可以通过电阻器或电流源从输入源对电容器充电。一电路监测电容器电压,并且当电容器电压近乎达到该电路的上限工作电压时,接通控制电路。控制电路一旦被启用就可以从充电的电容器汲取能量。当启动完成并且正常操作开始时,功率转换器的正常操作电路可以提供用于将该启动电容器两端的电压维持为控制电路的操作限制内的值所需的能量。

[0004] 监测启动电容器电压并接通控制电路的电路可以在启动期间仅需要较小电流(例如,500uA至1mA),且对启动电容器进行馈送的电阻器或电流源的规格被调整为以在启动期间呈现的最小输入电压来提供该电流。该大小调整可以由于在正常操作期间出现的更大最大输入电压下的电路而导致更高功率耗散。此外,不管功率转换器的输出负载如何,即,不论转换器是在线并向负载提供电力,还是离线或“待机”而不向负载提供电力,均发生这种更高的功率耗散。

[0005] 离线电源受对空载功率损耗进行限制的市场或法规要求的影响。因此,期望的是尽可能多地减少空载功率损耗,包括归因于如上所述的启动电路的损耗。

### 发明内容

[0006] 所公开的功率转换器包括启动电路,其在提供在启动时段期间为控制电路建立工作电压的所需功能的同时实现减少的空载功率损耗。所述启动电路具有常通特性,使得一旦输入电压已经上升到足够高,则其自动提供用于启动电容器的启动充电电流,而不需要任何单独供电的控制电路的操作。当启动电容器电压达到工作值时,控制电路开始工作,并产生禁用启动电路的抑制信号,从而停止启动充电电流的流动,并将启动电路的功率耗散降低到期望的低值。通过使用采用常通开关器件(例如,耗尽型结型场效应晶体管(J-FET))的发射极开关电流源来实现常通特性。这种器件具有源-漏沟道,所述源漏沟道在该器件的栅极上没有控制电压的情况下传导电流,并且当控制电路尚未工作时,该特征被用于在启动期间使用。另外,可以通过对器件的栅极施加足够高的控制或偏置电压来切断源漏通道,并且该特征被用于在启动之后使用以防止电流流动并且减少启动电路在后续正常操作

期间的功率耗散。

[0007] 因此, J-FET是作为启动电流源的一部分使用的开关器件的良好候选。当最初施加电力并且没有来自功率转换器的偏置电压时, 可以使用J-FET器件来建立启动电容器充电电流的流动。当控制电路激活并且功率转换器工作时, 来自控制电路的电压可以被施加到J-FET的栅极以使其截止并且禁用充电电流。然而, 易用的J-FET的一个问题在于相对较低的额定电压(例如, 小于50V), 其远低于对于许多启动电流源应用而言需要进行切换的典型电压。因此, 在所公开的启动电路中, 使用J-FET作为将双极晶体管用作主电流控制元件的发射极开关电流源中的开关。这种配置降低了J-FET所经历的电压, 即使在更高电压的应用中也是如此。

[0008] 在所公开的启动电流源中, 常通晶体管(the normally on transistor)与用于保持辅助电压的启动电容器串联布置, 因此需要将该晶体管的栅极电压驱动为足够高以在启动之外的正常操作开始时使该晶体管截止。电荷泵电路布置在产生时钟信号的控制器和常通晶体管之间, 并且包括通过向常通晶体管的栅极提供较高电压信号来对时钟信号进行响应的电容器二极管网络。

### 附图说明

[0009] 根据对如附图所示的本发明的特定实施例的以下描述, 上述及其他目的、特征和优点将是显而易见的, 贯穿不同视图, 相同的附图标记用于表示相同的部件。

[0010] 图1是电源的示意性框图;

[0011] 图2至图4是启动电路的备选实施方式的示意图; 以及

[0012] 图5至图7是在启动期间电源中的信号的波形图。

### 具体实施方式

[0013] 图1是开关电源的一部分的示意性框图。它包括开关和控制(SW/CNTL)电路10、电力变压器T1、启动电路12以及可选地输入电压源14。变压器T1具有主初级绕组Wpri和次级绕组Wsec以及连接到电容器Caux的第三或“辅助”绕组Waux。开关和控制电路10接收直流(DC)电压Vin以及在电容器Caux上产生的电压Vaux。电压Vin由输入电压源14(如果存在的话)提供, 否则其可以是来自单独电压源的输入。

[0014] 电源的相关操作分为两个时段, 即, Vin从零上升到正常工作值的初始启动时段以及Vin处于其正常工作值并且电源正向分别供电的电路(未示出)提供稳定DC输出电压的后续稳态操作时段。开关和控制电路10包括从Vaux输入端接收其工作电力的电路(图1中未示出); 示例在下面进行描述。在稳态操作期间, 绕组Waux和电容器Caux的组合充当该电路的简单电源。至少在启动时段的初始部分期间, 向主初级绕组Wpri提供很少的电流或不提供电流, 因此, 没有电流或很少的电力可通过绕组Waux使用。启动电路12在该时段期间与Caux一起作为电源操作, 直到操作进行到采用绕组Waux的正常稳态机制为可用的并变得可操作的时刻为止。

[0015] 图2示出了根据一个实施例的启动电路12。其主要目的是在建立所有正常工作电压之前的操作初始启动时段期间产生开关和控制电路10(图1)可使用的未调节电源电压Vaux。通过向电容器Caux提供充电电流Ic(Q2)来产生Vaux, 该电流由通过晶体管Q2和Q1实

现的发射极开关电流源提供。Q1是常通晶体管,并且例如可以实现为耗尽型结型FET(J-FET)。它在启动期间导通以向Caux提供充电电流Ic(Q2),并且在启动结束时,通过施加正栅极电压Vg(Q1)形式的抑制控制信号而使其不导通。这样有效地禁用了启动电路12,从而降低其功率耗散并相应地提高了电源的整体效率。具体操作如下所述。

[0016] 在图2的电路中,包括控制器U1、电阻器R2、二极管D1和D2以及电容器C1、C2的组件集合用作栅极电压Vg(Q1)的发生器。由于Q1的常通特性,产生Vg(Q1),以使Q1截止,即,抑制充电电流Ic(Q2)的传导,因此,可以将Vg(Q1)视为抑制控制信号。该电路具有两个不同方面的操作,即,控制和电平转换。主要由控制器U1提供控制。电平转换是指根据控制器U1的低电压输出Q产生高电压信号Vg(Q1),并由实现为包括U1的组件集合的电荷泵来提供电平转换。

[0017] 在图示的布置中,晶体管Q1是P沟道耗尽型J-FET。当向耗尽型FET的栅极施加零电压时,耗尽型FET导通(接通),并且当将超过截止电压的电压施加到其栅极时,耗尽型FET截止。当在Vin等于零的启动操作刚开始时,向Vg(Q1)施加零伏,且Q1的作用就像从Q2的发射极连接到返回电位的电阻一样。一旦Q2基极上的电压变得高到足以建立流经Q2的基极-发射极结的电流,Q2开始导通。其集电极电流与R1两端的电压成比例。Q2集电极电流Ic(Q2)沿通过Q1的路径流动,这样允许它对Caux进行充电。

[0018] 当Caux被充电到允许启动功率转换器的足够高的电压时,开关/控制电路(图1)开始工作,从而导致电流在初级绕组Wpri中流动并还通过磁耦合在辅助绕组Waux中流动。该电流将Caux两端的电压Vaux保持为电源稳态操作的一部分。此外,此时启动电路12产生非零栅极电压Vg(Q1)形式的抑制控制信号,其被提供给Q1的栅极以使Q1截止。当Q1截止时,终止用于对Caux充电的启动电流。在启动电流被禁用的情况下,不存在来自启动电路的功率损耗,除了来自输入电压监测分压器Ra、Rb和Rc的较小损耗之外。

[0019] 一旦建立了稳态操作,就需要将Q1的栅极提升到Vaux以上以夹断Q1并终止充电电流Ic(Q2)。由包括C1、C2、D1和D2的电荷泵电路连同方波时钟源根据控制器U1的输出Q提供足够的电压。该方波时钟源被定义为以固定或可变频率从大约VDD切换到大约VSS的信号。注意,在所示的布置中,VDD等于Vaux,并且VSS可以取为零。Q输出处于VDD的时间被定义为导通时间,而Q输出处于VSS的时间被定义为截止时间。在截止时间期间,电容器C1被充电到大约等于Vaux减去D1的正向电压降的电压。在导通时间期间,该电容器电压实质上向上偏移大约VDD,使得电容器Caux的上节点处的电压大致等于VDD+Vaux-Vfwd(D1)-Vfwd(D2),其中“Vfwd”是指二极管两端的正向偏置电压降。假设VDD=Vaux且Vfwd=0.6V,则相对于电路回路,Q1的栅极处的电压将约为 $2 \times Vaux - 1.2V$ 。电荷从C1转移到C2,并且在若干切换周期之后,Q1的栅极到源极两端的稳态电压降将大约为Vaux-1.2V。对于典型的Vaux值,Q1的栅极的电压被提升为足够高于Q1的源极,以使Q1截止并终止充电电流Ic(Q2)。在截止时间期间,R2将放出C2的一些电荷,然后C2将在下一导通时间周期期间得到补充。只要控制器U1的Q输出上存在时钟,Q1就将保持截止,并且由Q2(CE)、R1和Q1(DS)的串联组合组成的电路的分支将不耗散功率。如果所描述的时钟信号停止切换(定义为持续地在导通状态或截止状态下),则没有电荷将转移到C2,R2将最终把C2两端的电压放至零,并且Q1将返回导通并重新建立电流路径以对Caux充电。

[0020] 图2的电路采用发射极开关配置,其中JFET Q1直接对Caux充电。由于实际JFET器

件的较低的额定VDS,发射极开关配置是期望的;Q2有效地吸收了电压差 $V_{in}-V_{aux}$ 的大部分。当期望工作功率耗散益处并且可以容忍随施加的输入电压而变化的启动 $C_{aux}$ 充电电流时,图2中的启动电路的实现方案可以是有用的。

[0021] 如所描述的,控制器U1是在数字输出引脚上产生所描述的时钟信号的微控制器设备。它还监测信号以便于各种控制功能,例如启动和停止启动电流路径,以控制 $C_{aux}$ 两端的启动电压。

[0022] 启动电路12的另一个特征是通过感测电阻分压器电路的结处的电压来测量输入电压 $V_{in}$ 的能力,其中所述电阻分压器电路由提供两个分压电压(divided down voltages)的电阻器 $R_a$ 、 $R_b$ 和 $R_c$ 形成。忽略基极电流可忽略不计的情况,Q2基极处的电压将大约等于 $V_{in} \times (R_b+R_c) / (R_a+R_b+R_c)$ 。与 $V_{in}$ 成正比且用于监测 $V_{in}$ 的被示出为 $K \times V_{in}$ 的电压将大约等于 $V_{in} \times R_c / (R_a+R_b+R_c)$ 。当启用启动电流路径时,启动电流幅值取决于 $V_{in}$ 的瞬时电压以及 $C_{aux}$ 两端的瞬时电压。该启动电流将大约等于 $C_{aux}$ 两端的瞬时电压,其等于从Q2基极的电压减去Q2的 $V_{BE}$ 除以 $R_1$ 。

[0023] 所公开的启动电路的一个优点是能够向诸如控制器U1的微控制器提供启动能量的能力。微控制器提供产生对截止信号的最佳控制的能力,并且可以被配置用于此目的,如图2所示。当电压 $V_{aux}$ 达到为微控制器建立工作电压的值时,微控制器可以管理针对Q1的截止。由微控制器内的模数转换器或比较器监测与启动电压成正比的电压 $K \times V_{in}$ 。然后,使用软件算法来决定何时通过产生导致向Q1的栅极施加电压的数字输出以终止启动电流源。

[0024] 图3示出了其中控制器U1不被 $V_{aux}$ 直接供电的替代方案。在许多应用中, $V_{aux}$ 可以约为12V,而在这种应用中使用的的大多数微控制器或DSP器件的最大电源电压限制为5V或3.3V。因此,采用较小线性的调节器U3来从较大的 $V_{aux}$ 提供约5伏的VDD至U1。在这种情况下,Q输出的幅度被限制为约5伏,其不足以实现 $V_g(Q1)$ 的期望电平。因此,由 $V_{aux}$ 供电的栅极驱动器U2用于缓冲该信号,从而向电荷泵提供 $V_{aux}$ 的幅度,以将 $V_g(Q1)$ 驱动到如上所述的适当高电平。

[0025] 在诸如图3的电路中,电压 $V_{aux}$ 可以主要用作针对电源中可能存在的其他开关器件的栅极驱动电平。被传递到驱动器U2的输入端的来自微控制器U1的数字输出可以是仅用于产生电荷泵时钟的单独信号。该数字输出还可以是同样用作开关器件的PWM控制信号的PWM输出,如下面参考图4所述。

[0026] 此外在图3中,包括电阻器 $R_d$ 和 $R_e$ 的电阻分压器提供 $V_{aux}$ 的分压表示,使得将不超过输入额定值的该信号的标定值连接到微控制器设备U1。

[0027] 图4示出了控制器器件U10是诸如UCC3842的PWM控制器并且PWM输出被用作驱动电荷泵电路的时钟源的另一替代方案。这是用于控制开关/控制电路10(图1)中的开关器件的相同PWM输出。在该实现方案中,当向电路供电时,Q1最初是导通的,从而建立用于电流流动的路径,以对 $C_{aux}$ 充电。当 $C_{aux}$ 两端的电压足以使PWM控制器接通并开始传送PWM脉冲时,PWM脉冲变为用于产生使Q1截止所需的栅极电压 $V_g(Q1)$ 的时钟源,如上所述。

[0028] 图5描述了在开关电源的正常工作期间 $C_{aux}$ 两端的电压 $V_{aux}$ 。从时间 $t=0$ 处施加固定输入电压起,随着用恒定电流对 $C_{aux}$ 进行充电,电压 $V_{aux}$ 上升。在时间 $T_1$ ,控制Q1的 $V_g$ 发生器确定 $V_{aux}$ 已经达到其期望值,因此 $V_g(Q1)$ 被驱动到能够使Q1截止的电压。此时,启动电源的控制电路,并且控制电路从 $C_{aux}$ 汲取能量,以使 $V_{aux}$ 随着能量移除而开始减小。在时

间T2,  $V_{aux}$ 没有降低到低于针对控制电路的最小工作电压 $V_{min}$ , 并且辅助绕组 $W_{aux}$ 已变得能够向控制电路提供能量。此时, 传递的能量使 $V_{aux}$ 达到其标定工作值以维持所述电源的连续工作。

[0029] 图6描述了当在通过由 $V_{aux}$ 供电的电路控制的开关电源的输出之一上发生过载故障时启动电路的操作。在该图上绘制了附加信号 $V_{error}$ 。 $V_{error}$ 是针对开关电源的误差电压, 并且用于设置工作占空比以维持所期望的输出电压。如果对电源的控制是数字的而不是模拟的, 则存在等效操作参数, 所述等效操作参数存在于类似行为可能需要的控制软件中。在模拟控制方法中, 通过将受控输出电压与具有足够大增益的放大器的参考值进行比较而产生该信号。在数字控制方法中, 它是所计算的参数。在具有模拟控制的隔离电源的情况下, 该信号通过诸如光耦合器的隔离器件被耦合到初级侧。在过载条件的情况下, 输出电压将下降到参考值以下, 并且 $V_{error}$ 信号将增加到其饱和电平, 被表示为 $V_{e\_sat}$ 。如果这些条件都存在, 则将对Q1的栅极的控制设计为使得Q1保持截止直到达到期望的波谷 (trough) 为止。在此之前, 开关电源将关断。在该波谷时刻, 允许Q1导通, 以使得可以补充 $C_{aux}$ 中的能量。电源将尝试正常启动。如果故障条件消除, 则电源将重新启动并重新建立正常工作。如果故障持续, 则电源将继续接通和断开模式, 该模式旨在减小在故障条件期间的平均应力。这种保护模式通常被称为打嗝 (hiccup)。该电路允许打嗝模式, 其中可以通过控制Q1的栅极来管理所述打嗝模式。

[0030] 使用所公开的启动电路的一个优点在于, 当不需要启动电流源时, 易于接通和断开启动电流源以减少功率耗散。当利用微控制器控制Q1时, 接通和断开启动电流源的方便性可以用作解决在用稳压电源通常发生的问题时的优点, 其中所述稳压电源在稳态操作期间采用辅助绕组产生 $V_{aux}$ 。该辅助绕组不受调节, 而是耦合到产生调节电压的绕组。由于辅助绕组在初级侧, 并且调节绕组通常在次级侧, 因此安全需求迫使变压器 (或耦合电感器) 构造为使得这些绕组之间的耦合折衷。在轻负载下, 不良耦合可以使得辅助绕组不能提供将 $V_{aux}$ 保持在控制电路的最小工作电压以上所需的能量。当由同样监测用于设置调节的误差电压的微控制器进行控制时, 上述问题可以通过图2的电路来解决。

[0031] 图7示出了可以由微控制器执行的操作的模式。微控制器可以运行软件, 该软件基于 $V_{err}$ 和 $V_{aux}$ 之间的关系, 在允许图6所示的操作模式或强制图7所示的操作模式之间进行区分。当电源应保持其输出时图7中的操作模式防止 $V_{aux}$ 降至最小值以下。可以通过将 $V_{error}$ 用作关于调节输出是否处于 $V_{aux}$ 不在其饱和电平的情况下的调节的代理来对此进行确定。微控制器可以控制图2的电路作为重复脉冲电流源, 以使 $V_{aux}$ 保持在最小阈值以上。这是所公开的启动电路的另一种可能的操作模式。

[0032] 尽管已详细地示出和描述了本发明的各种实施例, 然而本领域技术人员将理解, 在不脱离所附权利要求限定的本发明的范围的前提下, 可以进行形式和细节上的各种改变。



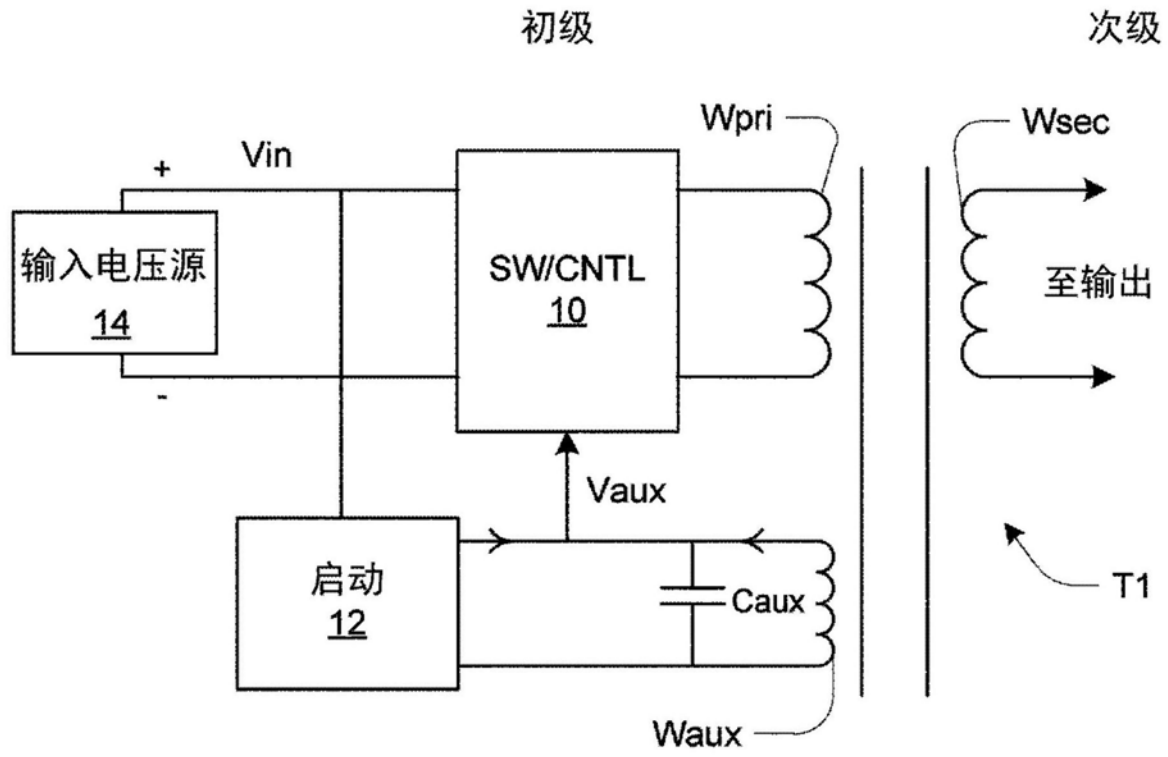


图1

12

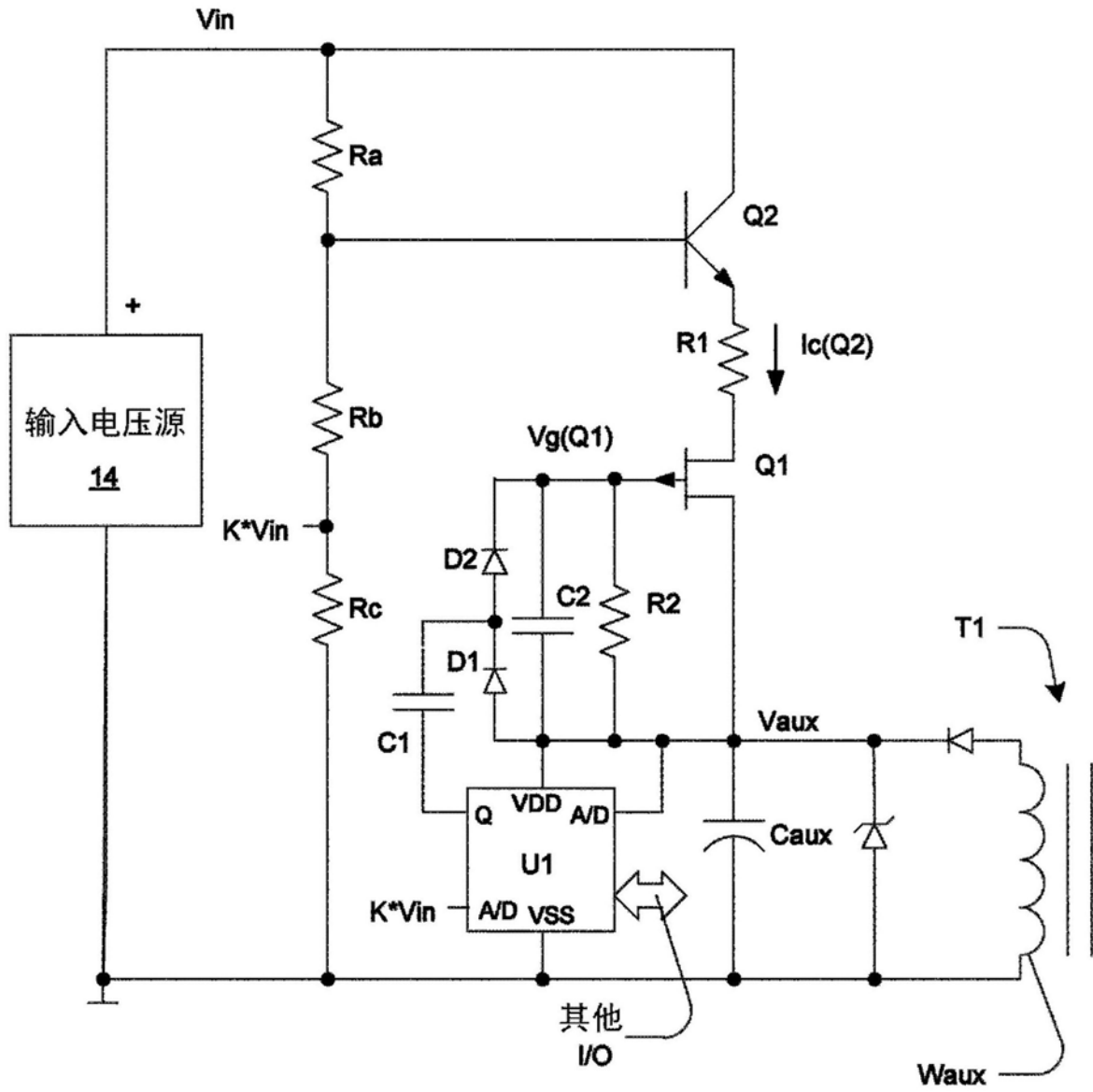


图2

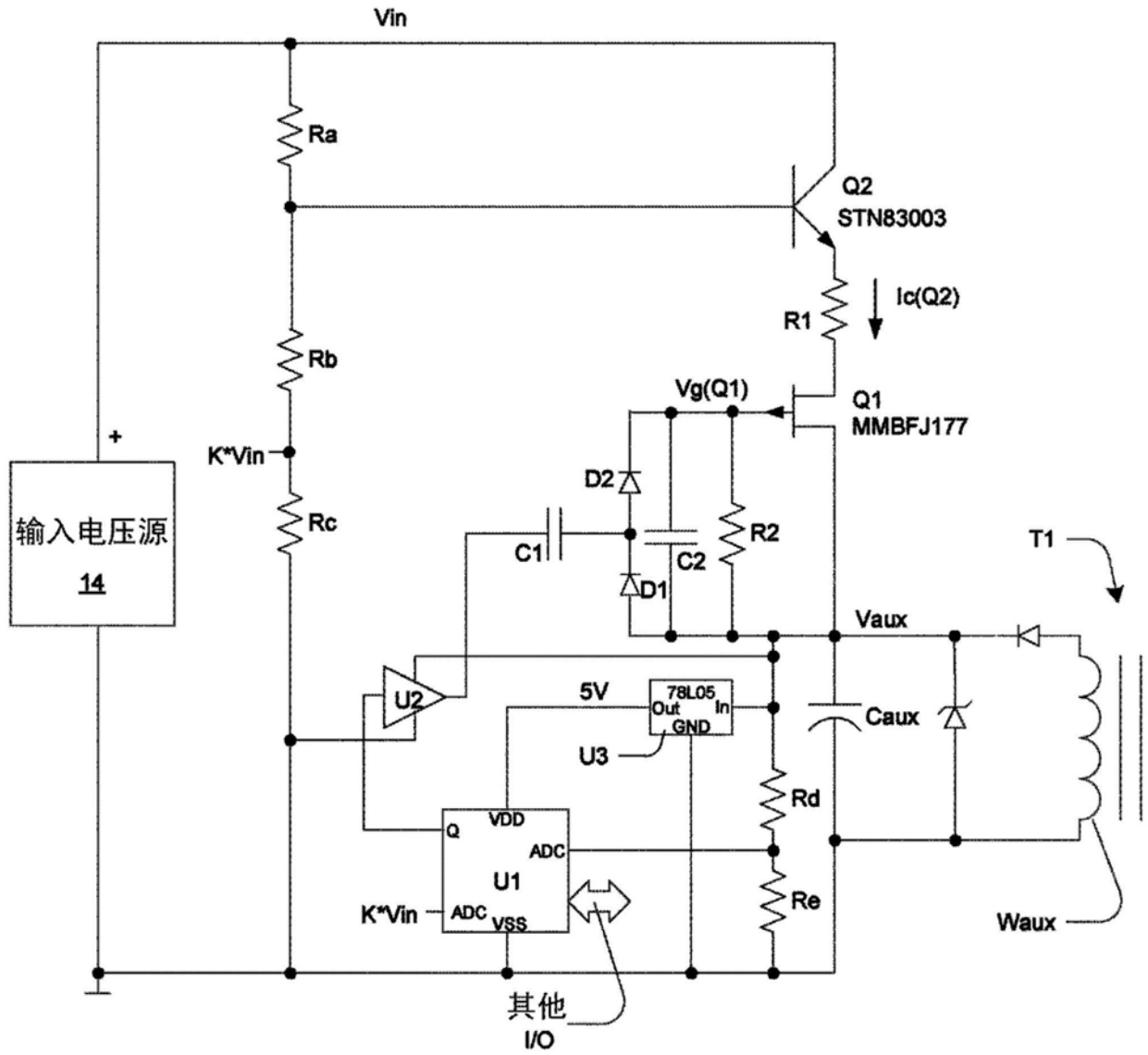


图3

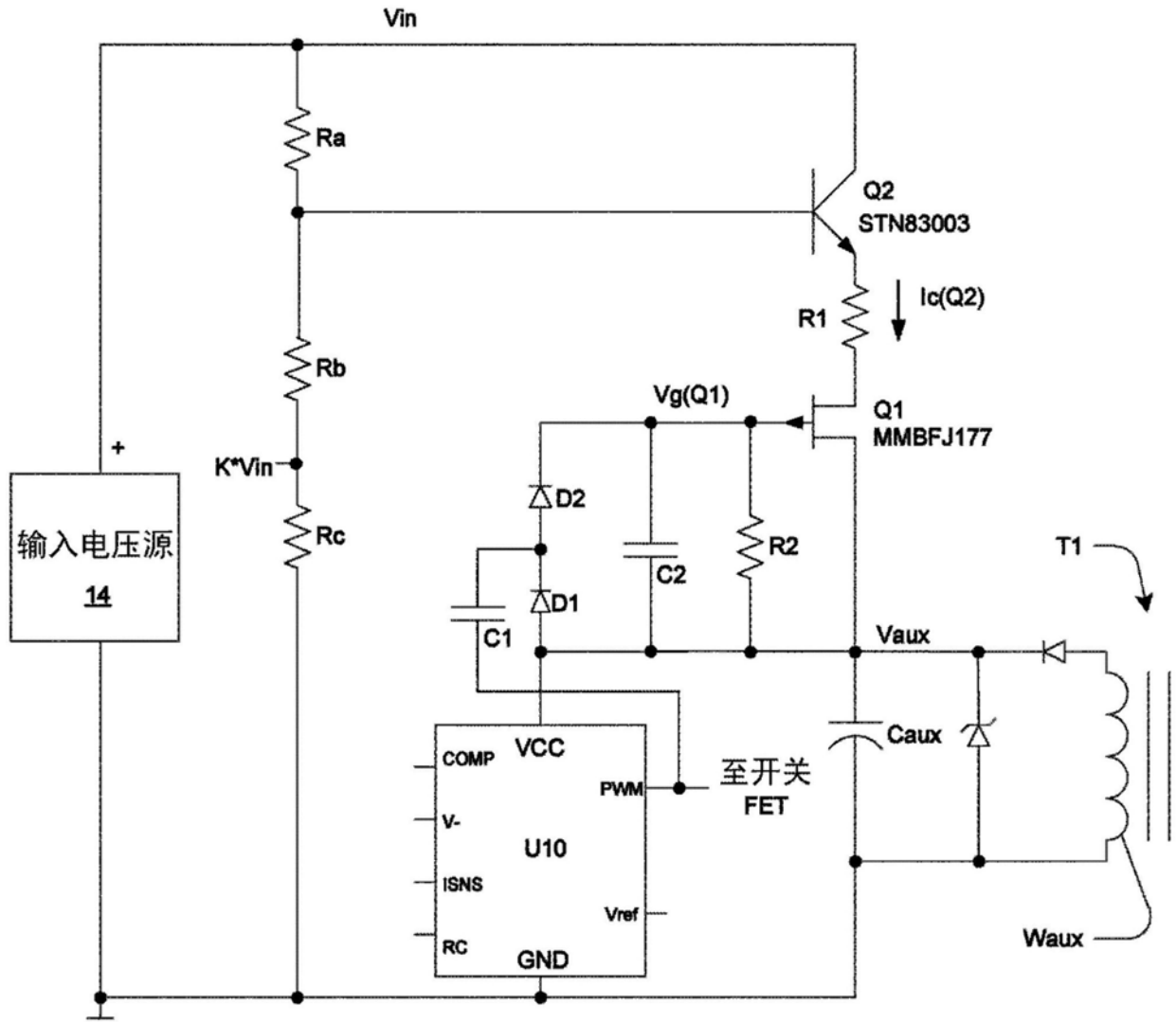


图4

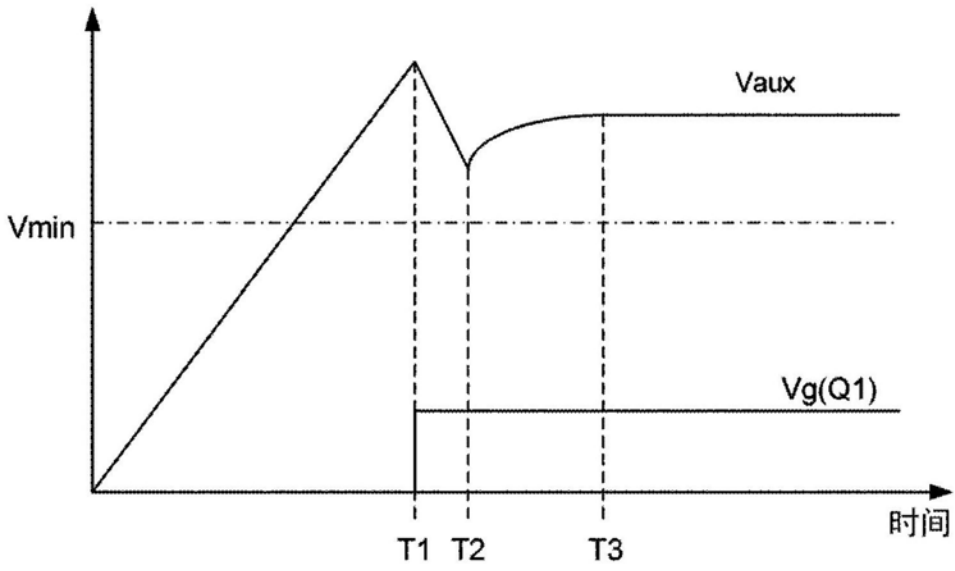


图5

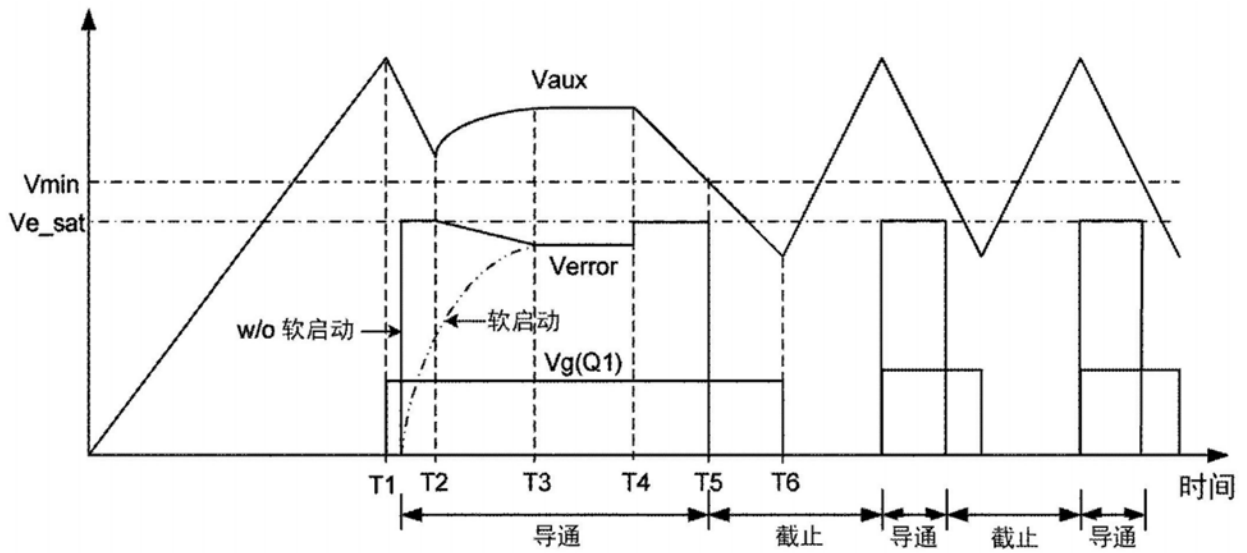


图6

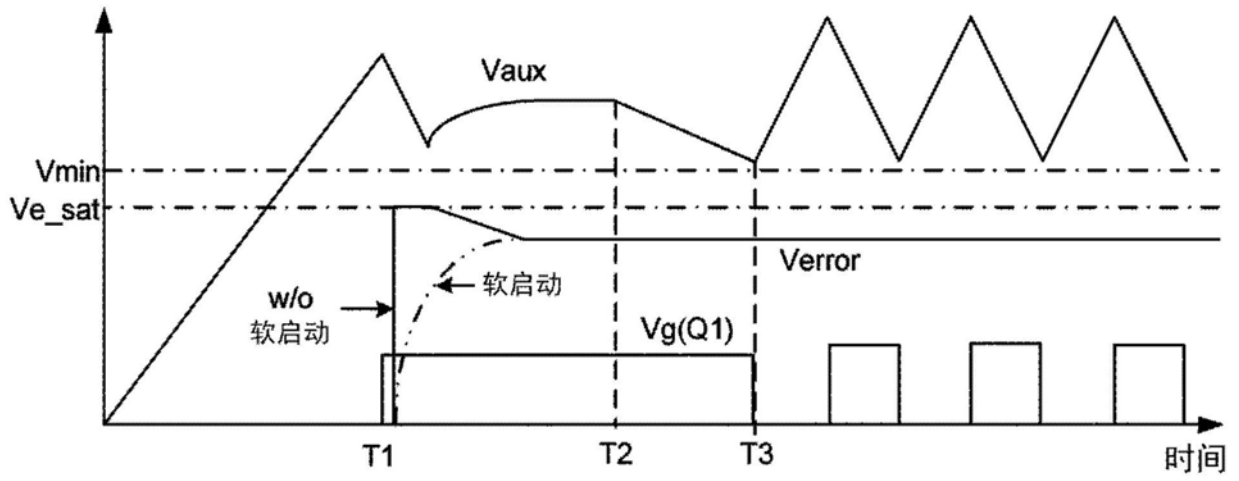


图7