



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110601524 B

(45) 授权公告日 2021.10.22

(21) 申请号 201910796806.9

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

(22) 申请日 2015.11.20

代理人 王艳娇

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 110601524 A

(51) Int.CI.

H02M 1/36 (2007.01)

(43) 申请公布日 2019.12.20

H02M 3/335 (2006.01)

(30) 优先权数据

62/082,317 2014.11.20 US

(56) 对比文件

14/945,729 2015.11.19 US

CN 104038066 A, 2014.09.10

(62) 分案原申请数据

US 6504267 B1, 2003.01.07

201580062068.5 2015.11.20

US 2011305043 A1, 2011.12.15

(73) 专利权人 密克罗奇普技术公司

CN 102812627 A, 2012.12.05

地址 美国亚利桑那州

CN 101847932 A, 2010.09.29

(72) 发明人 T·奎格利

审查员 孙建萍

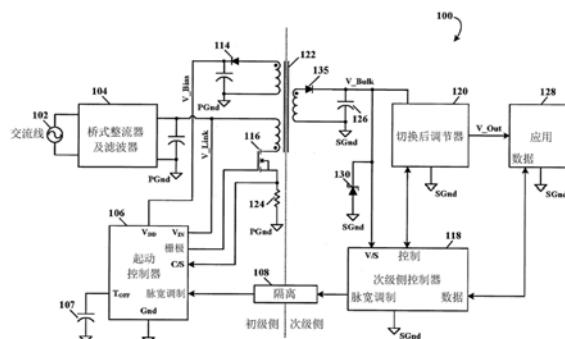
权利要求书3页 说明书10页 附图4页

## (54) 发明名称

用于功率转换器的起动控制器

## (57) 摘要

本申请涉及用于功率转换器的起动控制器。功率转换器通常具有用于恰当平稳的起动及形成正确操作电压偏压的独特电路。通常将此独特电路并入到初级侧控制器中。初级侧控制器还可以是一旦起动功率转换器便控制其的主要构件。然而，通常需要次级侧控制器以更准确输出电压调节，从而复制已存在初级侧控制器中的电路。两个控制器之间跨隔离障壁的线性通信通常增加复杂性。可预见简化的初级侧起动控制器提供最小电路以加电给转换器，直到次级侧控制器启动且通过跨隔离障壁发送离散脉宽调制命令而非线性信号来取得控制。如果次级侧控制器失效，那起动控制器可提供电压及电流保护。次级侧控制器可为用于精密转换器控制的模拟及/或数字设计。



1.一种功率转换器,其包括:

起动控制器,其包括:

高压调节器,其具有输入及输出;

内部偏压电压电路,其耦合到所述高压调节器输出;

欠电压及过电压锁断电路,其耦合到所述高压调节器输出;

电流调节器;

逻辑电路,其用于产生脉宽调制PWM控制信号;

固定关断时间电路,其耦合到所述逻辑电路;

功率驱动器,其耦合到所述逻辑电路且提供所述PWM控制信号以用于控制外部功率开关;

外部栅极命令检测电路,其耦合到所述逻辑电路,且适用于接收外部PWM控制信号,其中当检测到所述外部PWM控制信号时,所述外部栅极命令检测电路使得对所述外部功率开关的控制从所述逻辑电路变更为所述外部PWM控制信号;及

第一电压比较器及第二电压比较器,其具有耦合到所述内部电流调节器的输出及耦合到电流感测输入的输入;及

次级控制器;

其中所述外部PWM控制信号被配置为从所述次级控制器接收。

2.根据权利要求1所述的功率转换器,其进一步包括耦合在所述电流感测输入与所述第一电压比较器输入及第二电压比较器输入之间的消隐电路。

3.根据权利要求1所述的功率转换器,其中由电容器的电容值确定所述固定关断时间电路时间周期。

4.一种功率转换器,其包括:

起动控制器,其经配置以在第一操作模式和第二操作模式下操作,其包括:

电源供应连接,其经配置以耦合到第一DC电压;

电流测量输入连接,其经配置以提供测量电流到所述起动控制器;

脉宽调制PWM输入连接;

功率开关控制输出连接,其由所述起动控制器控制;

其中所述起动控制器经配置以在所述第一操作模式下操作来接收所述第一DC电压并在所述功率开关控制输出连接处提供控制信号,其中固定关断时间电路适用于在所述起动控制器已关断所述功率开关之后的特定时间周期内保持所述控制信号为连接的功率开关提供关断状态,且其中由与所述起动控制器耦合的外部电容器设置所述特定时间周期,及

其中所述起动控制器经配置以切换为在所述第二操作模式下操作,其中:

所述起动控制器通过所述脉宽调制PWM输入连接接收PWM信号;及

在所述起动控制器内部的开关被控制为馈送所述PWM信号到所述功率开关控制输出连接;及

次级控制器;

其中所述PWM信号经配置为从次级控制器接收。

5.一种功率转换器,其包括:

起动控制器,其包括:

高压调节器,其具有输入及输出;  
内部偏压电压电路,其耦合到所述高压调节器输出;  
欠电压及过电压锁断电路,其耦合到所述高压调节器输出;  
电流调节器;  
供应电压输入连接,其与所述高压调节器耦合;  
逻辑电路,其用于在栅极控制输出连接处产生脉宽调制PWM控制信号;  
脉宽调制输入连接;  
固定关断时间电路,其耦合到所述逻辑电路;  
功率驱动器电路,其经配置以向所述PWM控制信号提供固定关断时间周期;及  
脉宽调制检测电路,其耦合到所述逻辑电路和所述脉宽调制输入连接且适用于通过所述脉宽调制输入连接来接收外部PWM控制信号,其中当检测到所述外部PWM控制信号时,所述外部栅极命令检测电路使得对在所述栅极控制输出连接处的信号的控制从所述逻辑电路变更为所述外部PWM控制信号;  
次级控制器;  
其中所述PWM控制信号经配置为从次级控制器接收。

6.根据权利要求5所述的功率转换器,其中所述起动控制器进一步包括开关,其将所述栅极控制输出连接与所述逻辑电路或所述脉宽调制输入连接耦合。

7.根据权利要求6所述的功率转换器,其中所述起动控制器进一步包括缓冲器,所述缓冲器耦合在所述开关和所述脉宽调制输入连接之间。

8.根据权利要求5所述的功率转换器,其中所述起动控制器进一步包括第一电压比较器及第二电压比较器,其具有耦合在所述电流调节器的输出及耦合到电流感测输入的输入。

9.根据权利要求8所述功率转换器,其中所述起动控制器进一步包括耦合在在所述电流感测输入与所述第一电压比较器输入及第二电压比较器输入之间的消隐电路。

10.根据权利要求5所述的功率转换器,其中所述功率驱动器电路耦合到所述逻辑电路并进一步经配置以提供PWM控制信号以用于控制外部功率开关。

11.根据权利要求5所述功率转换器,其中由电容器的电容值确定所述固定关断时间周期。

12.一种操作功率转换器的方法,其包括:  
在次级控制器处,产生外部脉宽调制PWM控制信号;  
在起动控制器处:  
在由电压调节器耦合的输入连接处接收供应电压;  
在栅极控制输出连接处产生具有固定关断时间周期的PWM控制信号以用于控制外部功率开关;  
通过脉宽调整输入连接来接收所述外部PWM控制信号;  
用所述PWM控制信号控制所述栅极控制输出连接直到检测到所述外部PWM控制信号,于是所述外部栅极命令检测电路使得对在所述栅极控制输出连接处的信号的控制从由内部逻辑电路产生的所述PWM控制信号变更为所述外部PWM控制信号;

调节电压;

调节电流；  
操作电压锁断电路；及  
通过接收所述PWM控制信号和所述外部PWM控制信号的开关执行所述变更；其中由电容器的电容值确定所述固定关断时间周期。

13. 一种起动控制器，其包括：  
高压调节器，其具有输入及输出；  
内部偏压电压电路，其耦合到所述高压调节器输出；  
欠电压及过电压锁断电路，其耦合到所述高压调节器输出；  
电流调节器；  
逻辑电路，其用于产生脉宽调制PWM控制信号；  
固定关断时间电路，其耦合到所述逻辑电路；  
功率驱动器，其耦合到所述逻辑电路并提供PWM控制信号以用于控制外部功率开关；  
外部栅极命令检测电路，其耦合到所述逻辑电路且适用于接收外部PWM控制信号，其中当检测到所述外部PWM控制信号时，所述外部栅极命令检测电路使得对所述外部功率开关的控制从所述逻辑电路变更为所述外部PWM控制信号；  
第一电压比较器及第二电压比较器，其具有耦合到所述内部电流调节器的输出及耦合到电流感测输入的输入；及  
消隐电路，其耦合在在所述电流感测输入与所述第一电压比较器输入及第二电压比较器输入之间；  
其中：  
由电容器的电容值确定所述固定关断时间周期；及  
所述外部PWM控制信号经配置为从PWM输入连接而接收并通过缓冲器和开关在所述起动控制器内部路由。

## 用于功率转换器的起动控制器

[0001] 本申请是申请日为2015年11月20日，申请号为“201580062068.5”，而发明名称为“用于功率转换器的起动控制器”的发明专利申请的分案申请。

[0002] 相关专利申请案

[0003] 本申请案主张Thomas Quigley在2014年11月20日申请的共同拥有的名为“起动AC/DC转换器(Start-Up AC/DC Converter)”的第62/082,317号美国临时专利申请案的优先权，所述案出于所有目的以引用的方式并入本文中。

### 技术领域

[0004] 本发明涉及功率转换器，且特定地说，涉及用于DC/DC及AC/DC功率转换器的起动控制器方法及设备。

### 背景技术

[0005] 功率转换器(例如DC/DC及AC/DC)通常具有用于合适平稳的起动(软起动)且形成正确操作电压偏压的独特电路。此独特电路可能需要自定义集成电路及/或专属设计，这可增大此类功率转换器的成本及交货日程。图3说明现有技术反激式转换器的示意图。展示变压器T1具有初级侧偏压绕组302。这用于经由初级侧控制器装置301的VDD端口加偏压于初级侧控制器装置301。VDD处的电压经由变压器耦合被交叉调节为输出电压Vo。因此，有可能通过控制器301监测其VDD端口处的电压来调节Vo的电压。通常，对于大多数应用，使用到控制器301的变压耦合来调节Vo是不够精确的，因此需要从反激式转换器300的次级侧到其初级侧的额外反馈路径。电压参考304(U3)是提供精准参考(比较Vo与所述精准参考)、电压误差放大器(及其用于稳定的补偿组件)及用于驱动光学隔离耦合器(光耦合器)303的驱动器的装置。控制器301还含有精准参考及电压放大器，但当包含额外反馈路径时不使用这些电路。光耦合器303以线性方式驱动。因此光耦合器303的电流转移比率(CTR)是成问题的。CTR将增益增加到额外反馈路径。此增益在不同装置中可为不同的，且装置的CTR可随着其老化而改变。

[0006] 控制器301定位于反激式转换器300的初级侧上。反激式转换器300的次级侧是负载(应用)的耦合之处。应用装置(未展示)通常含有具有可编程能力的微处理器。控制器301不具有经编程可提供更精密的反激式转换器控制技术的优点。功率MOSFET开关Q1是外部装置，电阻器R6是按比例调整电压(其类似于通过MOSFET开关Q1的电流)的外部电阻器且由控制器301用于电流感测。

### 发明内容

[0007] 因此，需要低成本解决方案以在初级侧使用常规低成本集成电路(IC)解决方案来起动功率转换器，所述低成本解决方案不复制次级侧控制器的资源，且最小化初级侧电子装置上的离散组件。

[0008] 根据实施例，一种用于起动功率转换器的方法可包括以下步骤：将第一DC电压施

加到起动控制器；利用所述起动控制器接通及关断功率开关，其中所述第一DC电压及功率开关可耦合到变压器的初级绕组，从而可在所述变压器的次级绕组上产生AC电压；利用第二整流器整流来自变压器的次级绕组的AC电压以提供第二DC电压来供电给次级侧控制器及负载；及当所述第二DC电压可为所需电压值时，将功率开关的控制从起动控制器传递到次级侧控制器。

[0009] 根据所述方法的进一步实施例，可最初直接从第一DC电压供电给起动控制器，且接着从变压器的三级绕组供电给起动控制器。根据所述方法的进一步实施例，利用起动控制器接通及关断功率开关的步骤可包括以下步骤：接通功率开关直到可达到通过变压器的初级绕组的最大电流；及随后在固定时间周期内关断所述功率开关。根据所述方法的进一步实施例，可由耦合到起动控制器的电容器的电容值确定所述固定时间周期。

[0010] 根据所述方法的进一步实施例，使负载从第二DC电压解耦直到被请求将所述负载耦合到所述第二DC电压。根据所述方法的进一步实施例，在所述次级侧控制器开始控制所述功率开关之后，所述负载可耦合到所述第二DC电压。根据所述方法的进一步实施例，可通过跨第二DC电压耦合电压分路提供防止第二DC电压的过电压。根据所述方法的进一步实施例，所述电压分路可为具有比第二DC电压的所需值更高的击穿电压的齐纳(Zener)二极管。

[0011] 根据所述方法的进一步实施例，将功率开关的控制从起动控制器传递到次级侧控制器的步骤可包括以下步骤：当第二DC电压可为所需电压值时，将PWM信号从次级侧控制器发送到起动控制器；利用所述起动控制器检测来自次级侧控制器的PWM信号；及利用来自次级侧控制器的所检测的PWM信号接通及关断功率开关。

[0012] 根据所述方法的进一步实施例，在所述起动控制器检测来自所述次级侧控制器的所述PWM信号之后，可由所述次级侧控制器调节第二DC电压。根据所述方法的进一步实施例，控制功率开关的步骤进一步包括以下步骤：利用起动控制器以低频率接通及关断功率开关以节约电力；及利用次级侧控制器以较高频率接通及关断功率开关。

[0013] 根据所述方法的进一步实施例，将PWM信号从所述次级侧控制器发送到所述起动控制器的步骤进一步包括通过电压隔离电路发送PWM信号的步骤。根据所述方法的进一步实施例，所述电压隔离电路可为光耦合器。根据所述方法的进一步实施例，所述电压隔离电路可为脉冲变压器。根据所述方法的进一步实施例，AC/DC功率转换器可包括AC/DC反激式功率转换器。根据所述方法的进一步实施例，AC/DC功率转换器可包括AC/DC正激式功率转换器。

[0014] 根据所述方法的进一步实施例，起动控制器可保护功率开关驱动器以防欠电压及过电压。根据所述方法的进一步实施例，可提供利用所述起动控制器来限制最大允许变压器初级绕组电流的步骤。根据所述方法的进一步实施例，可提供利用电流感测比较器来防止反激式功率转换器进入持续导电模式太深的步骤，从而可保护所述反激式功率转换器以防过电流故障。

[0015] 根据所述方法的进一步实施例，其可包括以下步骤：将偏压电压从所述变压器的初级侧三级绕组提供到所述起动控制器，其中所述偏压电压可耦合到第二DC电压且提供其电压反馈；当所述次级侧控制器无法适当操作时，检测来自偏压电压的过电压状况；及当可检测到过电压状况时，锁断所述起动控制器。

[0016] 根据所述方法的进一步实施例，在变压器的初级侧三级绕组的输出与所述起动控

制器的偏压输入之间提供线性调节器。根据所述方法的进一步实施例，对所述变压器的次级侧复位绕组进行箝位以提供变压器复位。根据所述方法的进一步实施例，从有源箝位电路提供用于所述次级侧控制器的初始偏压，直到可建立来自输出滤波器电感器的三级绕组的偏压。根据所述方法的进一步实施例，将AC功率施加到第一整流器，以提供第一DC电压。

[0017] 根据另一实施例，一种功率转换器可包括：起动控制器，其耦合到第一DC电压；变压器，其具有初级及次级绕组，其中所述变压器初级绕组可耦合到第一DC电压；电流测量电路，其用于测量通过所述变压器的初级绕组的电流，且将所测量的初级绕组电流提供到所述起动控制器；功率开关，其耦合到所述变压器初级绕组，且耦合到所述起动控制器，且由所述起动控制器控制；次级侧整流器，其耦合到所述变压器次级绕组以提供第二DC电压；次级侧控制器，其耦合到所述起动控制器及所述次级侧整流器；其中当所述起动控制器接收第一DC电压时，其开始控制所述功率开关的接通及关断，从而使电流流动通过所述变压器初级绕组，跨变压器次级绕组形成AC电压，来自所述次级侧整流器的DC电压加电给所述次级侧控制器，且当所述第二DC电压达到所需电压电平时，所述次级侧控制器从所述起动控制器取得对所述功率开关的控制。

[0018] 根据进一步实施例，所述功率转换器可包括反激式功率转换器。根据进一步实施例，所述功率转换器可包括正激式功率转换器。根据进一步实施例，切换后调节器可耦合于所述次级侧整流器与负载之间，其中可由所述次级侧控制器控制所述切换后调节器。根据进一步实施例，所述功率开关可为功率金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)。

[0019] 根据进一步实施例，所述次级侧控制器可通过隔离电路耦合到所述起动控制器且控制所述起动控制器。根据进一步实施例，所述隔离电路可为光耦合器。根据进一步实施例，所述隔离电路可为脉冲变压器。

[0020] 根据进一步实施例，可提供固定关断时间电路，用于在起动控制器已关断功率开关之后的特定时间周期内保持所述功率开关关断。根据进一步实施例，可由经耦合到所述固定关断时间电路的电容器的电容值确定所述特定时间周期。根据进一步实施例，AC/DC整流器及滤波器适用于耦合到AC电源，且用于提供第一DC电压。根据进一步实施例，一种微控制器集成电路可包括所述功率转换器。

[0021] 根据另一实施例，一种起动控制器可包括：高压调节器，其具有输入及输出；内部偏压电压电路，其耦合到所述高压调节器输出；欠电压及过电压锁断电路，其耦合到所述高压调节器输出；电流调节器；逻辑电路，其用于产生脉宽调制(PWM)控制信号；固定关断时间电路，其耦合到所述逻辑电路；功率驱动器，其耦合到所述逻辑电路且提供PWM控制信号以用于控制外部功率开关；外部栅极命令检测电路，其耦合到所述逻辑电路且适用于接收外部PWM控制信号，其中当可检测到所述外部PWM控制信号时，所述外部栅极命令检测电路使得对所述外部功率开关的控制从所述逻辑电路变更为所述外部PWM控制信号；及第一电压比较器及第二电压比较器，其具有耦合到内部电流调节器的输出及耦合到电流感测输入的输入。

[0022] 根据进一步实施例，消隐电路可耦合在电流感测输入与第一及第二电压比较器输入之间。根据进一步实施例，可由电容器的电容值确定固定关断时间电路时间周期。

## 附图说明

- [0023] 可通过参考结合附图的下列描述获取对本发明的更完整的理解,附图中:
- [0024] 图1说明根据本发明的特定实例实施例的包括初级侧起动技术的反激式功率转换器的示意框图;
- [0025] 图2说明根据本发明的特定实例实施例的起动控制器的示意框图;
- [0026] 图3说明现有技术反激式转换器的示意图;及
- [0027] 图4说明根据本发明的另一特定实例实施例的包括初级侧起动技术的正激式功率转换器的示意框图。
- [0028] 虽然本发明接受各种修改及替代形式,但已经在图式中展示且在本文中详细描述本发明的特定实例实施例。然而应了解,本文中特定实例实施例的描述不意欲将本发明限制于本文中所揭示的特定形式。

## 具体实施方式

[0029] 电源供应器(尤其是DC/DC及AC/DC功率转换器)通常具有起动它们的独特电路。根据本发明的各种实施例,一种功率转换器可包括起动控制器及次级侧控制器,其中当电力(电压)首先施加到功率转换器的初级侧时,所述起动控制器用于将电力发送到所述次级侧控制器。此提供使用初级侧上的常规装置起动功率转换器的低成本集成电路(IC)解决方案,所述解决方案不复制次级侧控制器的资源,且最小化初级侧上的离散组件。

[0030] 起动控制器经特别设计用于起动功率转换器,其中所述起动控制器定位于所述功率转换器的初级侧上,且次级侧控制器定位于功率转换器(变压器)的电隔离次级侧上。起动控制器可具有两种操作模式:1)起动控制器操作为开环电流调节器;及2)所述起动控制器从次级侧控制器接收外部PWM命令以控制功率开关。在开环电流调节器模式中,最初直接从DC源电压(例如,电池或整流AC线)供电给起动控制器。在将DC或整流AC线电压耦合到变压器的功率开关的接通期间,允许变压器的初级绕组中的电流上升到由起动控制器监测的最大电流电平。由外部电容器设置功率开关的关断时间,使得功率转换器仅输出额定功率容量的小分率。额定输出功率的此小分率为功率转换器的输出电容器充电且给次级侧控制器加电。在此时间期间可断接功率转换器上的负载。

[0031] 当功率转换器的输出充电到充足电压电平时,次级侧控制器将启动,且从起动控制器取得对功率开关的控制。当功率转换器加电时,起动控制器可从变压器的初级侧三级绕组接收偏压。由于输出功率仅是功率转换器的额定功率的小分率,其中如果次级侧控制器无法操作,那么可通过简单电压分路技术(例如功率齐纳二极管)轻易保护所述输出电压以防过电压。

[0032] 当起动控制器从次级侧控制器接收外部PWM命令(信号)时,在检测到来自次级侧控制器的外部PWM命令时,所述起动控制器切换到外部PWM命令模式。其中由次级侧控制器确定功率开关的接通及关断时间,使得功率转换器可将其额定功率或调节输出电压所需的功率递送到负载。在常态操作中,次级侧控制器调节从功率转换器到负载的输出电压。次级侧控制器可将负载连接到功率转换器(经由开关或经由切换后调节器)。

[0033] 经由隔离电路(例如,光耦合器或脉冲变压器)将来自次级侧控制器的PWM命令发送到起动控制器。如果使用线性控制,那么隔离电路不需要线性地操作,由此缓解由光耦合

器的电流转移比率(CTR)问题所引起的问题。次级侧控制器可利用位于功率转换器供电的负载(应用)中的微控制器资源,使得可采用精密功率转换器控制技术。

[0034] 如果起动控制器停止接收外部PWM命令,那么其将恢复到开环电流调节器模式。在任一模式中,起动控制器保护功率开关驱动器以防欠电压及过电压。起动控制器限制最大允许变压器初级电流。起动控制器可用于起动反激式功率转换器或正激式功率转换器。当用于反激式功率转换器应用中时,起动控制器具有一些额外特征,例如(但不限制于)防止反激式功率转换器进入持续导电操作模式太深的额外电流感测比较器,由此保护反激式功率转换器的输出以防过电流故障状况。

[0035] 用于加偏压于起动控制器的来自变压器的初级侧三级绕组的电压可被耦合到反激式转换器的输出电压。因此,所述三级绕组上的电压可用作为输出电压反馈机制,如果次级侧控制器无法适当操作,那么起动控制器的过电压锁断(OVLO)电路将所述机制用作为额外级过电压保护。

[0036] 当用于正激式转换器应用中时,正激式转换器设计可需要:在变压器的初级侧三级绕组的输出与起动控制器的偏压输入之间需要线性调节器。这是由于三级绕组耦合到整流AC电压而非转换器的输出电压的事实。正激式转换器的变压器的复位绕组定位于功率转换器的次级侧上,且经有源箝位以提供变压器复位。此外,所述有源箝位可经设计以提供用于次级侧控制器的初始偏压,直到从正激式转换器的输出滤波器电感器的三级绕组建立用于次级侧控制器的主偏压源。

[0037] 现在参考图式,其示意地说明实例实施例的细节。将由相同编号表示图式中的相同元件,且由具有不同小写字母后缀的相同编号表示类似元件。

[0038] 现在参考图1,其描绘根据本发明的特定实例实施例的包括初级侧起动技术的反激式功率转换器的示意框图。反激式功率转换器(通常由数字100表示)可包括耦合到AC线电源102的初级侧功率整流器及滤波器104、起动控制器106、电容器107、变压器122、MOSFET开关116、电流感测电阻器124、偏压电压整流器114、功率整流器135、齐纳二极管130、次级侧控制器118、切换后调节器120及隔离电路108。反激式功率转换器100在起动后将经调节的电压提供到应用负载128。AC线电源102可在从大约47Hz到大约63Hz的频率的从大约85到265伏特交流电(AC)的通用范围中。应考虑,在本发明的范围内,本文所揭示的实施例可适用于其它电压及频率。可使用DC源而非使用耦合到AC源的初级侧功率整流器及滤波器104。

[0039] 当将AC线功率102施加到初级侧功率整流器及滤波器104时,产生DC电压V\_Link。此DC电压V\_Link耦合到变压器122的初级绕组及起动控制器106的V<sub>IN</sub>输入。当电压V\_Link达到用于其合适操作的充足电压时,起动控制器106变为在作用中。一旦启动,起动控制器106开始从其栅极节点(输出接脚)驱动MOSFET开关116。起动控制器106基于对通过MOSFET开关116的峰值电流的调节以开环方式控制MOSFET开关116的切换。跨与MOSFET开关116及变压器122的初级绕组串联的电阻器124形成电压,所述电压与通过其峰值电流成比例。此电压耦合到起动控制器106的C/S(电流感测)输入,起动控制器106感测所述电压且调整MOSFET开关116的接通时间以将峰值电流限制于特定设计值。起动控制器106中的内部线性调节器(见图2,调节器230)(其输入是DC电压V\_Link)调节可由起动转换器106的内部电路使用的电压V<sub>DD</sub>。V<sub>DD</sub>是起动控制器106的栅极节点处的峰值电压。最初,内部线性调节器供应用于操作起动控制器106的V<sub>DD</sub>,但一旦从变压器122的初级侧三级绕组通过功率二极管114提供DC

电压,此内部线性调节器即停止将电流供应到起动控制器106的内部电路。此允许减少起动控制器106中的内部热耗散。

[0040] 驱动MOSFET开关116接通及关断将引起变压器122通过整流器135将电容器126充电到电压V\_Bulk。关断切换后调节器120,因此没有从其而来的输出电压V\_Out。因此,应用负载128与变压器122的输出隔离。随着电压V\_Bulk增加,次级侧控制器118变为作用中。当次级侧控制器118的V/S输入处的电压V\_Bulk达到所需值时,次级侧控制器118将通过将脉宽调制(PWM)命令经由隔离电路108发送到起动控制器106的PWM输入而开始控制来自起动控制器106的栅极输出。现在,次级侧控制器118控制MOSFET开关116。

[0041] 变压器122还经由二极管114提供偏压电压V-Bias。V-Bias可通过变压器耦合而交叉调节到起动控制器106。变压器122的绕组匝数比率使得V-Bias高于起动控制器106的内部线性电压调节器230(图2)的输出电压设置点,由此有效地关断此内部线性电压调节器230且减少其内部热耗散。一旦V\_Bulk已经上升到其设计电压,次级侧控制器118将控制切换后调节器120,将V\_Out提供到应用负载128,由此功率加载反激式转换器100。

[0042] 现在参考图2,其描绘根据本发明的特定实例实施例的起动控制器的示意框图。起动控制器106可包括高压调节器230、内部偏压电压电路232、第一电压比较器234、第二电压比较器238、固定消隐时间电路240、内部电流调节器及逻辑电路236、外部栅极命令检测电路242、信号缓冲器244、由逻辑电路236控制的开关246、MOSFET驱动器248、固定关断时间定时器250以及欠电压及过电压锁断电路252。

[0043]  $V_{IN}$ 输入耦合到从桥式整流器及滤波器104(图1)提供的电压且用作为取决于AC线电压102的到高压调节器230的输入电压。高压调节器230可为提供用于供电给MOSFET驱动器248的较欠电压 $V_{DD}$ 及其它内部偏压电压(偏压电路232)的线性调节器。还可从外部源提供 $V_{DD}$ (例如,来自变压器122(图1)的V-Bias),使得可关断内部高压调节器230,由此节省起动控制器106内的内部功率耗散。可由过电压及欠电压锁断电路252监测电压 $V_{DD}$ 以保护起动控制器106内的电路以防超出设计规格电压。可由内部偏压电压电路232提供内部偏压及电压参考,内部偏压电压电路232可从高压调节器230或用于 $V_{DD}$ 的外部源(例如变压器122)接收其输入操作电压。

[0044] 到栅极驱动器248的栅极驱动命令可使用可由逻辑电路236控制的开关246在两个源之间切换。第一源可为内部电流调节器及逻辑电路236,且第二源可为来自耦合到PWM输入且由信号缓冲器244内部缓冲的外部源。

[0045] 可由跨电阻器124(其耦合到起动控制器106的电流感测(C/S)输入)形成的模拟电压监测流动通过MOSFET开关116的电流。所述MOSFET电流与变压器的主要电流相同。当栅极驱动器248开始驱动MOSFET开关时,逻辑电路236起动固定消隐时间电路240,接着固定消隐时间电路240瞬间在电流感测(C/S)节点处消隐信号,以防到达内部电流调节器及逻辑电路236,使得此处的内部电流调节器可忽略通过MOSFET开关116的初始接通电流尖波。第一比较器234及第二比较器238监测电流感测(C/S)输入处的电压。第一比较器234在已完成固定消隐时间电路240的消隐时间周期之后的短暂停时间间隔内监测C/S节点处的电压。如果C/S节点处的电压在此短暂停时间间隔期间超过第一电压参考( $V_{REF1}$ ),那么终止栅极驱动。第二比较器238设置在电流感测(C/S)输入处允许的最大电压(通过MOSFET开关116的电流)。如果电流感测(C/S)输入处的电压大于第二电压参考( $V_{REF2}$ ),那么也终止栅极驱动。当终止所

述栅极驱动时,其在由固定关断时间电路250确定的时间周期内维持关断。可由在起动控制器106的 $T_{OFF}$ 节点处的电容器107的电容值外部选择此关断时间周期。

[0046] 当外部信号施加到脉宽调制(PWM)输入节点时,其可由外部栅极命令检测电路242检测。当如此检测到外部PWM信号时,逻辑电路236内的逻辑使得开关246耦合此外部PWM信号从而驱动MOSFET驱动器248,由此从起动控制器106外部的PWM源控制功率MOSFET开关116。PWM信号频率可为(例如但不限制于)从大约20kHz到大约65kHz。如果PWM输入节点处的PWM信号在大于特定数个切换时段(例如,20kHz的5个切换时段(250微秒))内停止切换(例如,维持在高或低状态),那么逻辑电路236内的逻辑使得开关246切换回逻辑电路236的PWM输出,从而接着从逻辑电路236的PWM输出驱动MOSFET驱动器248。接地节点(Gnd)是用于起动控制器106中的电路的电路接地或共同点。此接地节点可提供返回点,用于到外部MOSFET开关116的PWM驱动电流及用于在 $V_{IN}$ 及 $V_{DD}$ 节点处的电压的偏压返回电流两者。

[0047] 返回参考图1,起动控制器106并非可经由变压器耦合线性地调节反激式功率转换器的输出的初级侧电源供应控制器。起动控制器106不复制次级侧控制器118的精准参考及电压误差放大器。起动控制器106基本上具有两种操作模式:在第一模式中,在反激式功率转换器100的起动期间,起动控制器106充当开环电流调节器,其驱动MOSFET开关116直到次级侧控制器118控制(命令)驱动MOSFET开关116的PWM信号。在第二模式中,一旦次级侧控制器118完全进入操作,其开始通过隔离电路108将PWM信号命令发送到起动控制器106。一旦由起动控制器106接收来自次级侧控制器118(经由隔离电路108)的外部PWM信号命令,则其内部栅极驱动器248可耦合到外部PWM信号,从而次级侧控制器118现在控制MOSFET开关116。

[0048] 次级侧控制器118可为模拟控制器或数字控制器(或模拟/数字混合)。可由次级侧控制器118使用十分精密的控制方法,只要此类控制方法的输出提供PWM信号(其为典型的)。次级侧控制器118可与应用负载128(经由切换后调节器120加载反激式功率转换器100)通信以用于额外控制精密性。

[0049] 由于来自次级侧控制器118的PWM信号命令(PWM脉冲)驱动隔离电路108(例如,光耦合器、脉冲变压器)接通或关断,且不需要任何电路线性,根据本发明的教示,光耦合器CTR顾虑不成问题。包括起动控制器106的开环电流调节器经设计以在高度断续操作模式中操作反激式功率转换器100,所述高度断续操作模式将少量起动功率提供到变压器122的次级绕组,从而为输出电容器126充电且将操作电压供应到次级侧控制器118。

[0050] 通常由起动控制器106的C/S节点处的PWM信号从0伏斜升到第二比较器238的 $V_{REF2}$ 电压所需的时间量确定接通时间(驱动外部MOSFET开关116接通的时间)。可由固定关断时间定时器250确定关断时间(驱动外部MOSFET开关116关断的时间)。可由耦合到起动控制器106的 $T_{OFF}$ 节点的电容器107的值确定固定关断时间定时器250的持续时间。例如,额定20瓦特功率的反激式转换器可经制造以使用开环电流调节器技术及由耦合到 $T_{OFF}$ 节点的电容器107设置的足够长的关断时间递送大约一(1)瓦特输出功率。

[0051] 当外部PWM信号施加到起动控制器106的PWM节点且由外部栅极命令检测电路242检测时,开关246将从内部电流调节器及逻辑电路236到栅极驱动器248的输入变更为外部源(从PWM节点经由信号缓冲器244)。此允许次级侧控制器118以合适频率及PWM工作循环驱动反激式转换器112以实现额定输出功率及输出电压调节。在此模式中,起动控制器106仅

仅是初级侧加偏压的栅极驱动器。然而，起动控制器106仍然提供由第一电压比较器234及第二电压比较器238给予的电流保护。如果第一电压比较器234或第二电压比较器238跳脱(改变输出状态)，那么开关246接着将变更回其从内部电流调节器及逻辑电路236获得其命令的位置，其中由固定关断时间定时器250设置关断时间。其中开关246直到由固定关断时间定时器250设置的时间周期结束时才可改变位置返回到经由信号缓冲器244接收命令。当来自次级侧控制器118经由隔离电路108的外部PWM信号停止(维持在高状态或低状态)(不再由外部栅极命令检测电路242检测)超过250μs的时间周期时，开关246将变回其从内部电流调节器及逻辑电路236获得其命令的位置。

[0052] 欠电压及过电压锁断电路252保证栅极节点处的峰值电压在反激式转换器112的外部功率MOSFET开关116的合适范围内。欠电压锁断(UVLO)电路保证可得到足够电压以恰当增强MOSFET 116的栅极。过电压锁断(OVLO)电路保证电压不超过功率MOSFET116的典型额定栅极电压。OVLO电路252还提供另一重要功能：其必须防止次级侧控制器118起动及调节的失效。如果次级侧控制器118不接受命令，那么起动控制器106将继续为输出电容器126充电直到其达到过电压阈值。输出电容器126上的此电压经由变压器122绕组耦合而被反射回起动控制器106的 $V_{DD}$ 节点且将使起动控制器106中的OVLO电路跳脱。当电路252的OVLO部分的高压限制超过MOSFET驱动器248时，将禁止输出。OVLO电路252可具有(例如但不限制于)两(2)伏磁滞带。因此，暂停MOSFET开关116的闸控直到起动控制器106的 $V_{DD}$ 节点处的电压衰减到低于OVLO电路252磁滞带的下限。为了一层额外过电压保护(万一次级侧控制器118失效)，功率齐纳二极管130(或有源分路调节器的一些其它形式)可跨变压器122的输出(例如，跨电容器126)放置。由于可通过结合起动控制器106的 $T_{OFF}$ 节点上的电容器107选择长的关断时间，而将反激式功率转换器100的输出功率设置为低，其中可通过使用分路的跨变压器122的DC输出的功率齐纳二极管130而合理地保护经由整流器135的变压器122的输出以防过电压。

[0053] 现在参考图4，其描绘根据本发明的另一特定实例实施例的包括初级侧起动技术的正激式功率转换器的示意框图。正激式功率转换器(通常由数字400表示)可包括耦合到AC线电源402的初级侧功率整流器及滤波器404、起动控制器106、电容器107、调节器430、MOSFET开关416、用于电流感测的电阻器424、偏压电压整流器414、变压器422、次级侧控制器418、功率整流器435及436、有源箝位电路440、电流感测变压器445、电感器450、二极管455、箝位齐纳二极管465、开关460、隔离电路408及应用负载428。可使用DC源，而非使用耦合到AC源的初级侧功率整流器及滤波器404。

[0054] 变压器422可包括四个(4)绕组：1)耦合到 $V_{Link}$ 的初级绕组；2)耦合到功率整流器435及436的次级绕组；3)耦合到有源箝位电路440的复位绕组；及4)耦合到整流器414的三级绕组。AC线402可在从大约47Hz到大约63Hz的频率的从大约85到265伏交流电流(AC)的通用范围内。可设想且在本发明的范围内，本文所揭示的实施例可适用于其它电压及频率。当将AC线电源102施加到初级侧功率整流器及滤波器404时，产生DC电压 $V_{Link}$ 。此DC电压 $V_{Link}$ 耦合到变压器422的初级绕组及起动控制器106的 $V_{IN}$ 输入。在施加AC线电源402后，最初通过 $V_{Link}$ (经由其 $V_{IN}$ 节点)加偏压于起动控制器106。当电压 $V_{Link}$ 达到用于其合适操作的充足电压时，起动控制器106变为在作用中。一旦如此加偏压，起动控制器106闸控MOSFET开关416接通及关断。起动控制器106通过监测跨耦合到其C/S节点的电流感测电阻

器424形成的电压而提供通过变压器422的初级绕组的电流的开环调节。

[0055] 当MOSFET开关416经闸控接通时,变压器422绕组的点侧(定相(phasing))是允许电流流动通过初级绕组、次级绕组及三级绕组的正极。电流流动通过整流器414且通过电压调节器430,以将偏压提供到起动控制器106的 $V_{DD}$ 端口。电流还流动通过整流器435、电流感测变压器445、电感器450的主要绕组,且为电容器426充电。此时,应用负载428被隔离,因为开关460是断开的。当MOSFET 416开关经闸控关断时,电流流动通过复位绕组到有源箝位电路440。有源箝位电路440通过其PNP晶体管的栅极上的齐纳二极管对复位绕组电压进行箝位。PNP晶体管的集极上的齐纳二极管箝制电压 $V_{CCS}$ 。 $V_{CCS}$ 是用于次级侧控制器418的偏压电压。来自变压器422的复位的磁化能量可用于帮助加偏压于次级侧控制器418。当MOSFET开关416经闸控关断时,电流流动通过耦合到二极管455的电感器450的三级绕组。这还允许能量流动以提供电压 $V_{CCS}$ 。一旦正激式功率转换器400进入操作,经由二极管455流动到电压 $V_{CCS}$ 的电流将是次级侧控制器418的操作功率的主要源。

[0056] 当 $V_{CCS}$ 达到充足电压时,次级侧控制器418可经由隔离电路408将闸控命令发送到起动控制器106。现在由次级侧控制器418控制MOSFET开关416的闸控。次级侧控制器418接着可调节电压 $V_{OUT}$ 、关断开关460且将功率施加到应用负载428。

[0057] 当使用起动控制器106起动反激式功率转换器100或正激式功率转换器400时存在一些关键差异。例如,变压器422的三级绕组上的电压不耦合到正激式转换器400的输出电压。而是,变压器422的三级绕组上的电压耦合到 $V_{Link}$ 。因此,没有经由变压器耦合的第二电压信息。这是需要电压调节器430来调节起动控制器106的 $V_{DD}$ 端口上的电压的原因。另外,因为缺少经由变压器422三级绕组的电压信息,所以假使次级侧控制器418失效,过电压保护策略是不同的。在起动期间,运用耦合到起动控制器106的 $T_{OFF}$ 节点(端口)(见图2)的电容器107的所选择值,递送到输出的功率被设置为低。有源箝位电路440的PNP晶体管的集极上的齐纳二极管对 $V_{CCS}$ 上的电压进行箝位且保护次级侧控制器418以防过电压。可由齐纳二极管465保护跨正激式转换器400的输出的组件。这两个齐纳二极管充当保护分路调节器。在正激式功率转换器400设计中,无需图2中展示的比较器234。比较器234的目的是使得反激式功率转换器100免于进入连续导电操作模式。然而,正激式功率转换器400的电感器450的主要绕组通常保持在连续导电模式中。

[0058] 功率齐纳二极管130/465可与电容器126/426并联放置,其中齐纳二极管130/465的阴极耦合到电容器126/426的正极侧,且齐纳二极管130/465的阳极可耦合到电容器126/426的负极侧。在此配置中,齐纳二极管130/465经分路横跨反激式功率转换器100或正激式功率转换器400的输出。齐纳二极管130/465击穿电压高于电容器126/426上的标准电压输出。如果发生次级侧控制器118失效且导致过电压,那么输出电压降将上升直到齐纳二极管130/465折转(break over)且对所述过电压进行箝位。齐纳二极管130/465将分别耗散反激式功率转换器100或正激式功率转换器400的输出功率,此由起动控制器106的 $T_{OFF}$ 接脚处的电容器107的电容值确定。齐纳二极管130/465应至少针对所述功率耗散进行额定。可设想且在本发明的范围内,可由执行此分路箝位功能的有源电路替代齐纳二极管130/465的功能。如果需要更精确的击穿电压时通常可进行此替代。

[0059] 基本上,起动控制器106的目的是通过具有开环电流调节器来起动功率转换器100/400,所述开环电流调节器具有短的接通时间(MOSFET开关116/416经闸控接通)及十分

长的关断时间(由图2中放置于起动控制器106的T-off节点上的电容器值确定所述关断时间)。依此方式,具有从大约20瓦特到60瓦特范围的额定功率的功率转换器100/400可具有大约一(1)瓦特的起动功率。所以,依开环方式,一(1)瓦特的功率可递送到次级绕组以为转换器的输出电容器126/426充电且起动次级侧控制器118/418。通常,次级侧控制器118/418将及时起动以防止输出电容器126/426过度充电(过电压)。然而,如果次级侧控制器118/418无法起动,那么开环起动控制器106接着将继续为输出电容器126/426充电(其开环意谓其不获得电压反馈)。所以,有必要将跨电容器126/426的输出的电压箝位到标准额定输出电压的大约125%的电压以用于保护。这可简单地使用具有合适击穿电压的齐纳二极管130/465完成。此齐纳二极管130/465需要被额定以处置起动功率。例如,额定为两(2)瓦特的齐纳二极管将易于处置一(1)瓦特起动功率。具有失效次级侧控制器118/418的功率转换器100/400将维持在此齐纳箝位状态中,直到移除AC线电源102/402。对于正激式转换器400,如果次级侧控制器418无法起动,那么这是防止过电压的唯一方式。对于反激式转换器100,假使次级侧控制器118失效,还可采用起动控制器106的OVLO锁断电路252来防止过电压。在此情况中,齐纳130箝位提供一层额外保护。

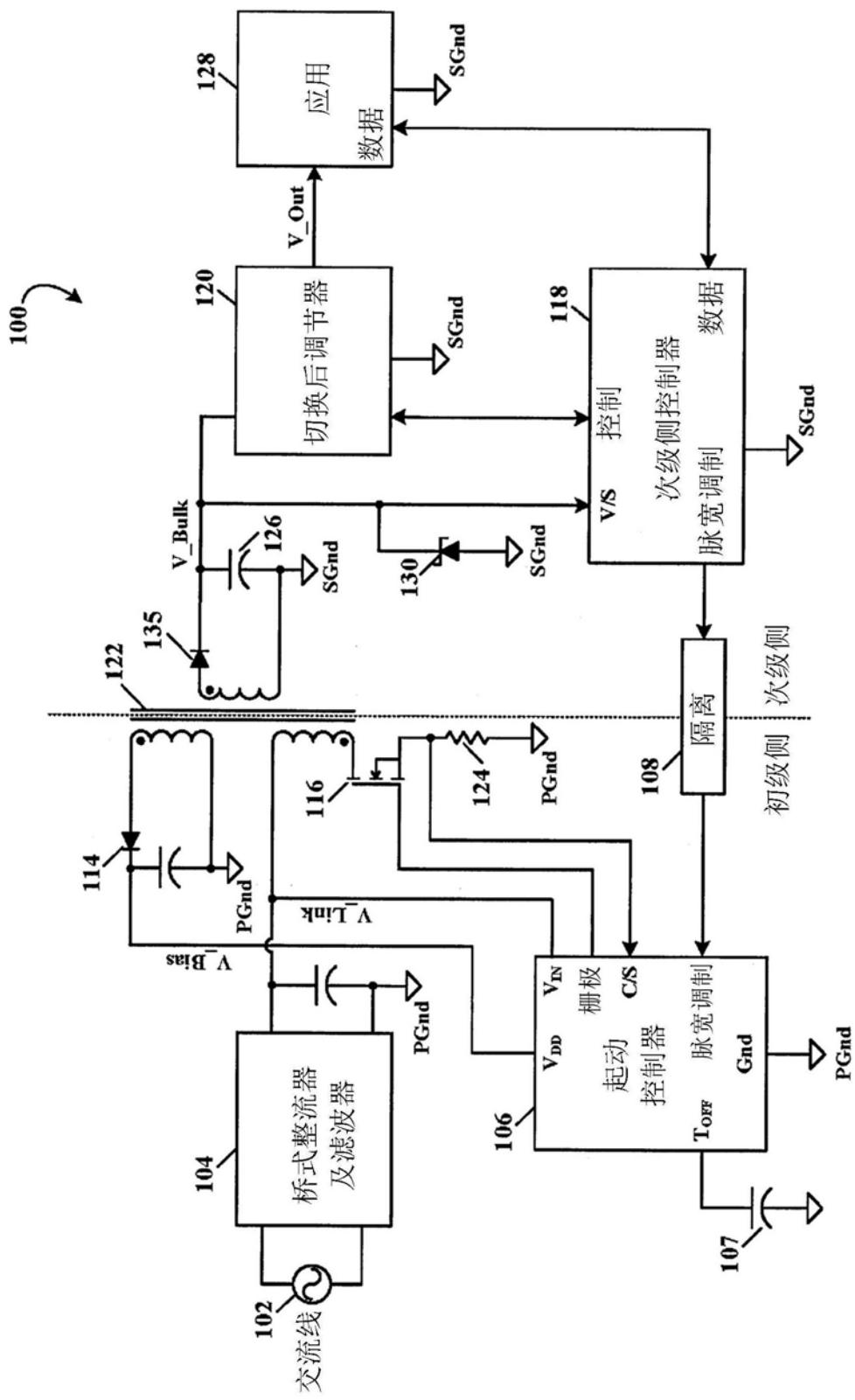


图1

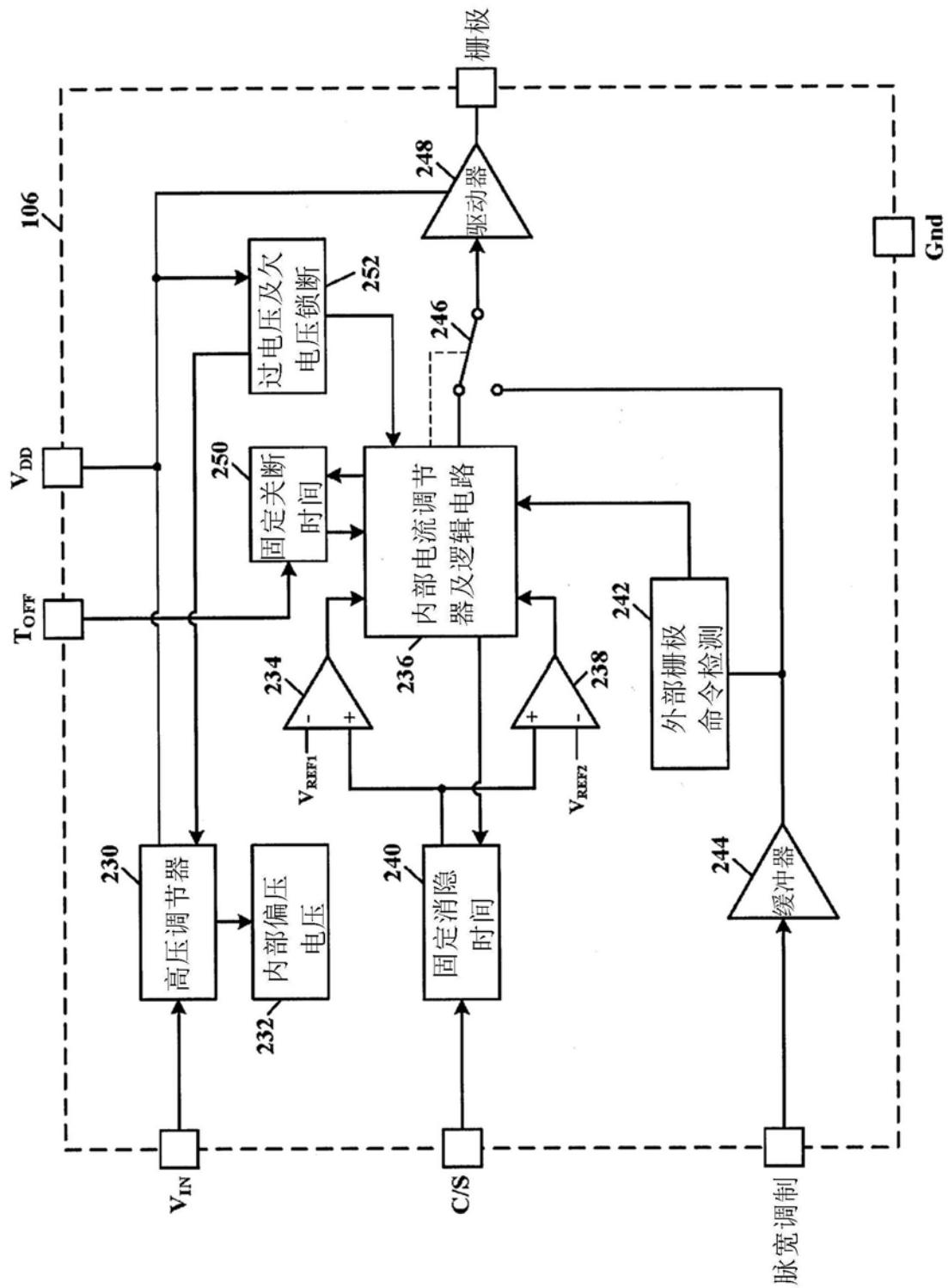


图2

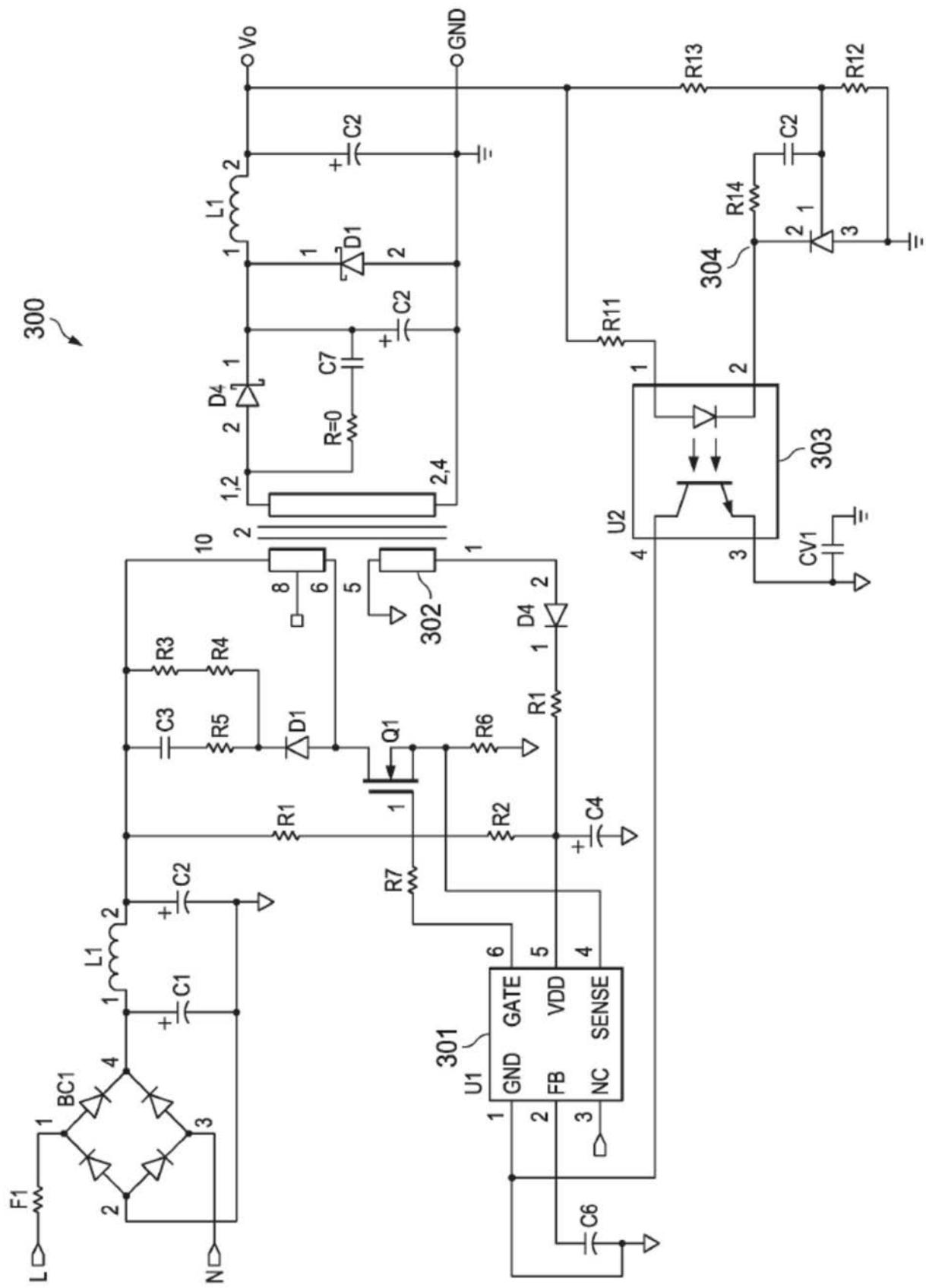


图3(现有技术)

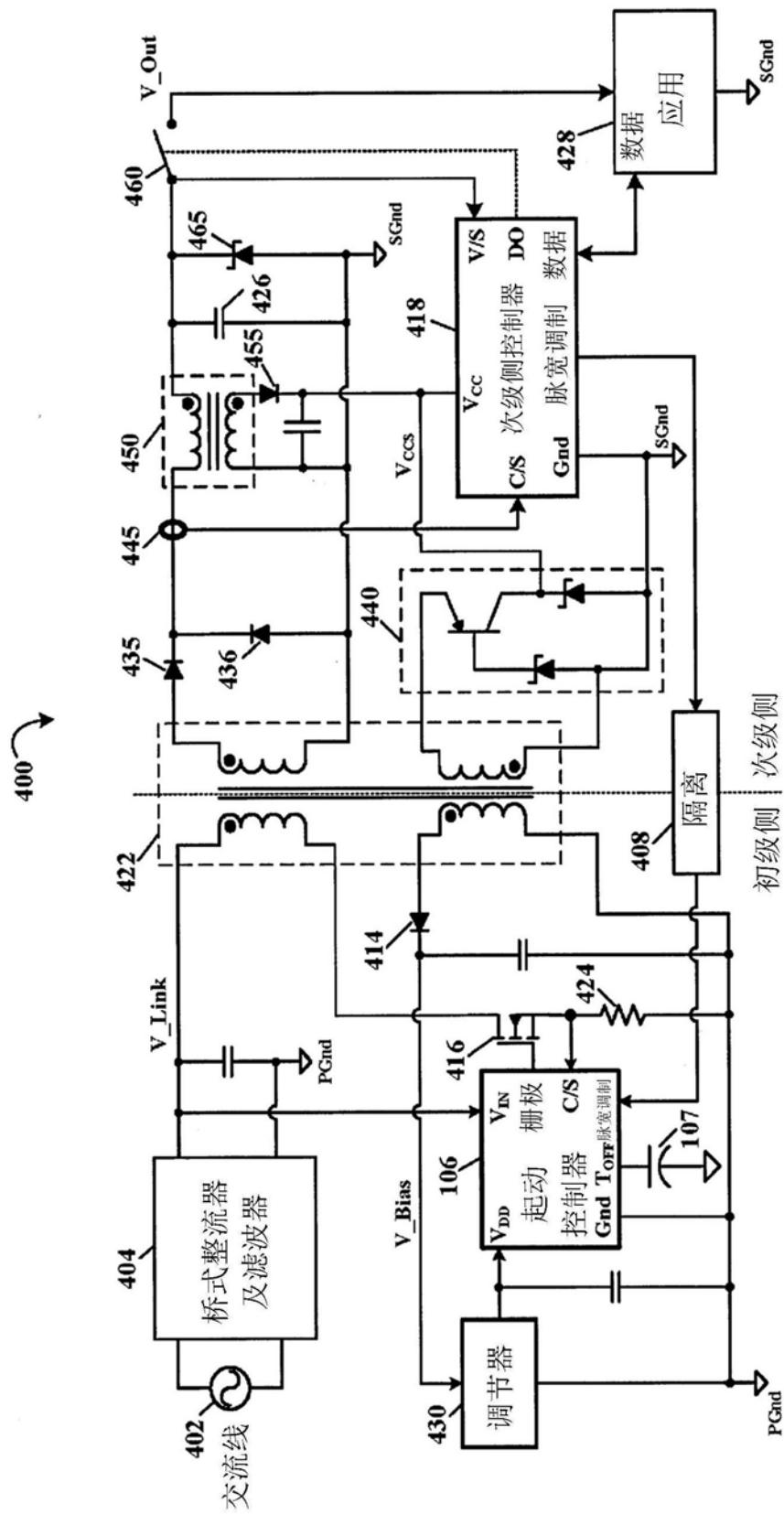


图4