



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 221728155 U

(45) 授权公告日 2024. 09. 17

(21) 申请号 202323445176.1

(22) 申请日 2023.12.15

(73) 专利权人 深圳市图拉斯科技有限公司

地址 518131 广东省深圳市龙华区民治街道新牛社区民治大道与工业东路交汇处展滔科技大厦C座C1215

(72) 发明人 黄祖斌

(74) 专利代理机构 深圳市正未来知识产权代理有限公司 44998

专利代理师 彭姣平

(51) Int. Cl.

H02M 1/08 (2006.01)

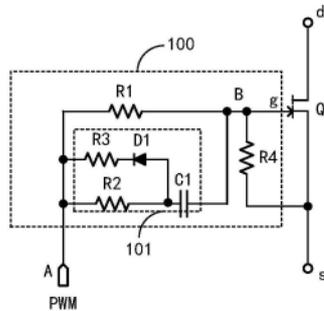
权利要求书1页 说明书7页 附图2页

(54) 实用新型名称

开关驱动电路、功率变换器和充电器

(57) 摘要

本申请提供了一种开关驱动电路、功率变换器和充电器,属于电力电子技术领域。所述开关驱动电路包括控制信号输入端、驱动输出端以及并联连接在所述控制信号输入端与所述驱动输出端之间的限流电阻和加速单元,所述驱动输出端与功率开关的栅极端连接,所述加速单元包括串联连接的加速导通电阻和加速电容,所述加速导通电阻的阻值小于所述限流电阻的阻值。所述开关驱动电路基于加速单元实现快速导通,有利于提高功率开关的开关频率,降低开关损耗。所述开关驱动电路应用于功率变换器中时,有利于降低功率变换器中变压器的体积,有利于包含所述功率变换器的充电器体积小型化发展需求,提高了充电器的便携性。



1. 一种开关驱动电路,其特征在于,包括控制信号输入端、驱动输出端以及并联连接在所述控制信号输入端与所述驱动输出端之间的限流电阻和加速单元,所述驱动输出端与功率开关的栅极端连接;

所述加速单元包括串联连接的加速导通电阻和加速电容,所述加速导通电阻的阻值小于所述限流电阻的阻值。

2. 根据权利要求1所述的开关驱动电路,其特征在于,所述加速导通电阻连接在所述控制信号输入端和所述加速电容的第一端之间,所述加速电容的第二端与所述驱动输出端连接。

3. 根据权利要求1所述的开关驱动电路,其特征在于,所述加速单元还包括连接在所述控制信号输入端和所述驱动输出端之间的加速关断二极管,由所述栅极端流出的电流经由所述加速关断二极管流向所述控制信号输入端。

4. 根据权利要求3所述的开关驱动电路,其特征在于,所述加速关断二极管的阳极端与所述加速电容的第一端连接,所述加速关断二极管的阴极端与所述控制信号输入端连接,或所述加速关断二极管的阳极端与所述驱动输出端连接,阴极端与所述控制信号输入端连接。

5. 根据权利要求3至4中任意一项所述的开关驱动电路,其特征在于,所述加速单元还包括与所述加速关断二极管串联连接在所述控制信号输入端和所述驱动输出端之间的加速关断电阻。

6. 根据权利要求5所述的开关驱动电路,其特征在于,所述加速关断电阻的阻值小于所述加速导通电阻的阻值。

7. 根据权利要求1所述的开关驱动电路,其特征在于,还包括连接在所述驱动输出端和所述功率开关的源极端之间的泄放电阻。

8. 一种功率变换器,其特征在于,包括功率开关、如权利要求1至7中任意一项所述的开关驱动电路和开关控制电路;

所述开关驱动电路的控制信号输入端与所述开关控制电路的控制信号输出端连接,所述开关驱动电路的驱动输出端与所述功率开关连接。

9. 根据权利要求8所述的功率变换器,其特征在于,所述功率开关为氮化镓开关。

10. 一种充电器,其特征在于,包括如权利要求8或9所述的功率变换器。

开关驱动电路、功率变换器和充电器

技术领域

[0001] 本申请涉及电力电子技术领域,尤其是涉及一种开关驱动电路、开关电源和充电器。

背景技术

[0002] 随着笔记本与手机对充电的需求越来越频繁,考虑到便携,越来越多的年轻人追求小体积充电器。提高功率变换器中功率开关的开关频率来缩小功率变变压器体积,是充电器小型化的一种可实现途径。

[0003] 然而,现有的开关驱动电路为解决EMC (Electro Magnetic Compatibility,电磁兼容性)问题,一般会把连接在控制信号输入端和功率开关的栅极端的限流电阻设置得很大,而较大阻值的限流电阻会降低功率开关的开关频率,增加开关损耗,不利于实现充电器等功率变换产品的小型化发展。

实用新型内容

[0004] 为解决现有存在的技术问题,本申请提供一种可有效提高开关频率,降低开关损耗的开关驱动电路、包含所述开关驱动电路的功率变换器和包含所述功率变换器的充电器。

[0005] 依据本实施例的第一方面,提供了一种开关驱动电路,包括控制信号输入端、驱动输出端以及并联连接在所述控制信号输入端与所述驱动输出端之间的限流电阻和加速单元,所述驱动输出端与功率开关的栅极端连接;

[0006] 所述加速单元包括串联连接的加速导通电阻和加速电容,所述加速导通电阻的阻值小于所述限流电阻的阻值。

[0007] 在一些实施例中,所述加速单元还包括连接在所述控制信号输入端和所述驱动输出端之间的加速关断二极管,由所述栅极端流出的电流经由所述加速关断二极管流向所述控制信号输入端。

[0008] 在一些实施例中,所述加速导通电阻连接在所述控制信号输入端和所述加速电容的第一端之间,所述加速电容的第二端与所述驱动输出端连接。

[0009] 在一些实施例中,所述加速关断二极管的阳极端与所述加速电容的第一端连接,所述加速关断二极管的阴极端与所述控制信号输入端连接,或所述加速关断二极管的阳极端与所述驱动输出端连接,阴极端与所述控制信号输入端连接。

[0010] 在一些实施例中,所述加速单元还包括与所述加速关断二极管串联连接在所述控制信号输入端和所述驱动输出端之间的加速关断电阻。

[0011] 在一些实施例中,所述加速关断电阻的阻值小于所述加速导通电阻的阻值。

[0012] 在一些实施例中,所述开关驱动电路还包括连接在所述驱动输出端和所述功率开关的源极端之间的泄放电阻。

[0013] 依据本申请实施例的第二方面,提供了一种功率变换器,包括功率开关、如上述任

意一项所述的开关驱动电路和开关控制电路；

[0014] 所述开关驱动电路的控制信号输入端与所述开关控制电路的控制信号输出端连接,所述开关驱动电路的驱动输出端与所述功率开关连接。

[0015] 在一些实施例中,所述功率开关为氮化镓开关。

[0016] 依据本申请实施例的第二方面,提供了一种充电器,包括所述的功率变换器。

[0017] 由上可见,本申请实施例提供的开关驱动电路包括由加速导通电阻和加速电容形成的加速单元,在通过加速单元快速将功率开关的栅源电压拉升至使功率开关完全导通的状态,有效的降低了功率开关的米勒平台时间,加速了功率开关的导通速度,使得功率开关的开关频率高,开关损耗低。由本申请实施例提供的开关驱动电路所驱动的功率开关在应用于功率变换产品时,有利于降低功率变换产品中变压器的体积,从而有利于功率变换产品小型化的发展。

附图说明

[0018] 图1为现有的功率开关在驱动过程中的栅源电压变化示意图；

[0019] 图2为依据本申请一些实施例提供的可以驱动功率开关快速导通的开关驱动电路的电路结构示意图；

[0020] 图3为依据本申请另一些实施例提供的可以驱动功率开关快速导通的开关驱动电路的电路结构示意图；

[0021] 图4为依据本申请一些实施例提供的开关驱动电路所驱动的功率开关的栅源电压变换示意图；

[0022] 图5为依据本申请一些实施例中提供的功率变换器的电路结构示意图。

具体实施方式

[0023] 以下结合说明书附图及具体实施例对本申请技术方案做进一步的详细阐述。

[0024] 除非另有定义,本文所使用的所有的技术和科学术语与属于本申请的技术领域的技术人员通常理解的含义相同。本文中在本申请的说明书中所使用的术语只是为了描述具体的实施例的目的,不是旨在于限制本申请的实现方式。本文所使用的术语“及/或”包括一个或多个相关的所列项目的任意的和所有的组合。在本申请的描述中,除非另有说明,“多个”的含义是两个或两个以上。

[0025] 在本申请的描述中,需要说明的是,除非另有明确的规定和限定,术语“相连”、“连接”应做广义理解,例如,可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通。对于本领域的普通技术人员而言,可以根据具体情况理解上述术语在本申请中的具体含义。

[0026] 请参阅图1所示,其为现有的功率开关在驱动过程中的栅源电压变化示意图。其中, V_{gs} 表示功率开关的栅极端和源极端之间的栅源电压, V_{sp} 为功率开关的在米勒平台时的栅源电压, V_{th} 为导通阈值电压。在开关驱动电路接收的开关控制信号切换为高电平时,功率开关的栅源电压 V_{gs} 开始上升,在上升至达到导通阈值电压 V_{th} 的 t_a 时刻时,功率开关开始导通,直至米勒平台结束的 t_b 时刻,功率开关才完全导通。因此,为了提高功率开关的开关频率,需要尽可能的减少米勒平台的时间,以加快功率开关的开启,即使功率开关从开

始导通到完全导通的这段时间尽可能的短。

[0027] 为了降低功率开关到达米勒平台时间,需要让功率开关的栅源电压上升沿更陡峭,即在开关控制信号开始切换为高电平时,功率开关的栅源电压需尽快上升至使功率开关完全导通时的电压。为此,请参阅图2所示,其为依据本申请一些实施例提供的可以驱动功率开关Q1快速导通的开关驱动电路100的电路结构示意图。其中,基于功率开关Q1的形成材料,其可以为氮化镓开关、碳化硅开关和传统的硅基开关等。基于功率开关Q1的结构类型,其可以为MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor,金属氧化物场效应晶体管)。开关驱动电路100包括控制信号输入端A、驱动输出端B、限流电阻R1和加速单元101。限流电阻R1和加速单元101并联连接在控制信号输入端A和驱动输出端B之间。控制信号输入端A用于与功率开关Q1的开关控制电路连接,以接收该开关控制电路200输出的开关控制信号,该开关控信号用于控制功率开关Q1在导通和关断之间进行切换。驱动输出端B用于与功率开关Q1的栅极端g连接,用于向功率开关Q1的栅极g提供驱动电压Vg,从而使得在功率开关Q1的栅源电压Vgs达到对应的开启条件和关断条件。具体的,在功率开关Q1导通时,开关电流由功率开关Q1漏极端d流向功率开关Q1的源极端s。限流电阻R1用于限制功率开关Q1导通期间的栅极电流,以提高功率开关Q1的电磁兼容性能。加速单元101包括串联连接在控制信号输入端A和驱动输出端B之间的加速导通电阻R2和加速电容C1,其中,加速导通电阻R2的阻值小于限流电阻R1的阻值。

[0028] 依据本申请实施例提供的开关驱动电路100,通过在限流电阻R1两端并联连接由阻值小于限流电阻R1的加速导通电阻R2和加速电容串联形成的加速单元101,从而可以使得的控制信号输入端A输入的PWM(Pulse Width Modulation,脉宽调制信号)开关控制信号在开始向第一状态切换后,可以快速的经由加速导通电阻R2给加速电容C1充电,以将功率开关Q1的栅源电压Vgs快速的拉升至使功率开关Q1完全导通的状态。PWM开关控制信号的第一状态是指可控制功率开关Q1导通的状态,如高电平状态。在PWM开关控制信号完全切换至第一状态后,PWM开关控制信号停止经由加速导通电阻R2给加速电容C1充电。在PWM开关控制信号维持为第一状态的期间,PWM开关控制信号通过限流电阻R1转换成对应的栅极电流输入至功率开关Q1的栅极端g。通过选择合适阻值的限流电阻R1,将功率开关Q1的栅极电流限制在一定范围内,以避免大的栅极电流对功率开关Q1造成的损害。

[0029] 因此,本申请一些实施例提供的开关驱动电路100降低了功率开关Q1的米勒平台时间,加速了功率开关Q1的导通速度,使得的功率开关Q1的开关频率高,开关损耗低。由本申请一些实施例提供的开关驱动电路100所驱动的功率开关Q1在应用于功率变换产品时,有利于降低功率变换产品中变压器的体积,有利于功率变换产品小型化的发展。

[0030] 在一些实施例中,开关驱动电路100还进一步包括连接在控制信号输入端A和驱动输出端B之间的加速关断二极管,由栅极端g流出的电流经由加速关断二极管流向控制信号输入端,以快速将栅极端g的电荷泄放掉,从而快速将功率开关Q1的栅压降低至满足功率开关Q1完全关断的条件,实现了功率开关Q1的快速关断。具体的,在PWM开关控制信号开始切换至第二状态时,功率开关Q1的栅极端g的电流经快速关断二极管流向控制信号输入端A。PWM开关控制信号的第二状态是指可控制功率开关Q1关断的状态,如低电平状态。因此,在一些实施例中,依据本申请另一些实施例提供的开关驱动电路100中的加速单元100在PWM开关控制信号开始切换至可以控制功率开关Q1导通的第一状态后,可以快速的将功率开关

Q1的栅极端g的电压快速充电拉高,以加速功率开关Q1的导通速度,而在PWM开关控制信号开始切换至可以控制功率开关Q1关断的第二状态后,可以快速的将功率开关Q1的栅极端g的电压泄放拉低,以加速功率开关Q1的关断速度。因此,基于本申请另一些实施例提供的开关驱动电路100驱动功率开关Q1既具有较快的导通速度,又具有较快的关断速度,进一步提高了开关频率。

[0031] 请参阅图3,其为依据本申请另一些实施例提供的开关驱动电路100的电路结构示意图。在另一些实施例中,加速导通电阻R2的连接在控制信号输入A端和加速电容C1的第一端之间,加速电容C1的第二端与驱动输出端B连接。上述加速关断二极管在本实施例中为二极管D1。二极管D1的阳极端与加速电容C1的第一端连接,二极管D1的阴极端与控制信号输入端A连接。在另一些实施例中,二极管D1并联在加速导通电阻R2两端,以在PWM开关控制信号开始切换至第二状态后,功率开关Q1的栅极端g流出的电流经由加速电容C1、加速关断二极管D1形成的快速泄放路径快速泄放,以快速将功率开关Q1的栅极端g的电压拉低至一个负压,从而使得功率开关Q1被快速关断。此外,由于功率开关Q1的栅极端g的电压被拉低至负压,有效的提高了驱动电路的抗干扰性。因此,依据本申请另一些实施例提供的开关驱动电路100在提高功率开关Q1的开关频率的同时,还不会带来电磁兼容性差的问题,可进一步降低以功率开关Q1为主功率管的功率变换产品中变压器的体积,从而进一步满足功率变换产品的小型化的发展需求。

[0032] 请继续参阅图3所示,在另一些实施例中,开关驱动电路100中的加速单元101还进一步包括加速关断电阻R3。加速关断电阻R3与二极管D1串联连接在控制信号输入端A和加速电容C1的第一端之间。通过在栅极端g输出的电流的泄放路径中增加快速关断电阻R3,有利于对功率开关Q1的关断时间进行灵活调节。具体的,加速关断电阻R3的阻值可以设置成小于加速导通电阻R2的阻值,以有利于对栅极端g的电流的泄放。

[0033] 在其它实施例中,上述加速关断二极管的阳极端与驱动输出端B连接,阴极端与控制信号输入端A连接。加速关断二极管并联在限流电阻R1的两端,以作为加速单元101中的加速关断单元,而加速单元101中的加速导通电阻R2和加速电容C1构成加速导通单元。加速导通单元和加速关断单元并联连接,加速电容C1无需兼顾对栅极端g的电流的泄放,有利于电路参数的优化,以尽可能快的分别加快功率开关Q1的导通时间和关断时间。具体的,在加速关断二极管并联在限流电阻R1的两端这一实施例中,也可增加一个与加速关断二极管串联的加速关断电阻,即该加速关断电阻和该加速关断二极管串联后与限流电阻R1并联,以有利于通过该加速关断电阻调节功率开关Q1的关断时间。

[0034] 请继续参阅图3所示,开关驱动电路100还进一步包括连接在驱动输出端B和功率开关Q1的源极端s之间的泄放电阻R4。通过在功率开关Q1的栅源之间连接泄放电阻R4,有利于释放栅源之间的静电,避免对功率开关Q1的误触发操作,从而保护功率开关Q1的栅极端g和源极端s不会受静电损坏。

[0035] 请参阅图4所示,其为依据本申请一些实施例提供的开关驱动电路100所驱动的功率开关Q1的栅源电压 V_{gs} 变换示意图。 V_{dd} 为功率开关Q1漏极端d端的直流电源电压, V_F 为功率开关Q1在完全导通期间,其栅源电压 V_{gs} 的值, $-V_N$ 为功率开关Q1在刚进入完全关断状态时,其栅源电压 V_{gs} 对应的值, $-V_{NF}$ 为功率开关Q1栅源电压 V_{gs} 在PWM开关控制信号开始由第二状态向第一状态切换时的值。显然,依据本申请实施例提供的功率开关Q1的栅源电压 V_{gs}

的上升沿和下降沿都很陡,功率开关Q1的导通时间和关断时间均较快。此外,在功率开关Q1处于关断期间,其栅源电压V_{gs}均处于负电压(-V_N至-V_{Nf})状态,不容易受到干扰,而误触发功率开关Q1。显然,本申请一些实施例提供的驱动开关电路在增加开关速度的同时,不会带来EMC问题,尤其适用于对驱动电压较小的氮化镓开关的驱动。

[0036] 在一些实施例中,功率开关Q1为MOSFET,如氮化镓MOSFET。现基于MOSFET的工作原理和相关参数,来辅助说明一下依据本申请实施提供的开关驱动电路的驱动性能。以功率开关Q1为氮化镓MOSFET为例,该氮化镓MOSFET的参数为:V_{th}=1.2V;V_{sp}=1.8V;R_{ds_on}=0.19Ω;Q_g=3.2nC;C_{gs}=157pf;VF=3.5V;V_{dd}=10V。再假设依据本申请实施例提供的开关驱动电路对功率开关Q1进行驱动所对应的驱动参数为:R_{ss}=1.5kΩ;R_{off}=47Ω;C_c=3.3nF。依据本申请实施例提供的开关驱动电路结合MOSFET的工作原理,可以得到如下计算公式:

$$[0037] \quad C_{gs_off} = C_c + C_{gs} = 3.457 \times 10^{-9} \text{ (F)} ;$$

$$[0038] \quad Q_{gs_off} = C_c * (V_{dd} - VF) - Q_g = 1.825 \times 10^{-8} \text{ (C)} ;$$

$$[0039] \quad V_N = \frac{Q_{gs_off}}{C_{gs_off}} = 5.279 \text{ (V)} ;$$

$$[0040] \quad i_{gs_off} = \frac{(V_{th} + V_N) * (R_{off} + R_{tr})}{(R_{off} * R_{tr})} = 275.708 \text{ (mA)} ;$$

$$[0041] \quad t_{off} = \frac{Q_g}{i_{gs_off}} = 11.606 \text{ (ns)} ;$$

$$[0042] \quad I_{p2} = I_{mos_rms} = 1.783 \text{ (A)} ;$$

$$[0043] \quad I_{off} (t) = I_{p2} - \frac{I_{p2}}{t_{off}} * t ;$$

$$[0044] \quad V_{ds_off} (t) = \frac{V_{ds1}}{t_{off}} * t ;$$

$$[0045] \quad \epsilon_{sw} = \int_0^{t_{off}} I_{off}(t) * V_{ds_off}(t) dt = 1.766 \times 10^{-6} \text{ (J)} ;$$

$$[0046] \quad P_{off} = \epsilon_{sw} * f_{sw_min} = 0.132 \text{ (W)} ;$$

[0047] 其中,上述公式中,V_{th}为功率开关Q1形成沟道所需的栅压电源,即导通阈值电压;V_{sp}为功率开关Q1处于米勒平台时的栅压电压;R_{ds_on}为功率开关Q1的导通电阻,Q_g为功率开关Q1的栅极总电荷量;C_{gs}为功率开关Q1的寄生栅源结电容;VF为功率开关Q1完全导通时的栅源电压,即正向直流栅源电压;V_{dd}为功率开关Q1的漏极直流电源电压;R_{ss}为限流电阻R1的阻值;R_{off}为加速关断电阻R3的阻值;R_{tr}为加速导通电阻R2的阻值;C_{gs_off}为功率开关Q1关断时的栅源总电容;Q_{gs_off}为功率开关Q1关断时的栅源总电荷;V_N为功率开关Q1完全关断时的栅源电压值;i_{gs_off}为功率开关Q1完全关闭时栅极端的驱动电流;t_{off}为功率开关完全关闭时,其驱动电流(i_{gs_off})和驱动电压(V_{gs})相交越的交越时间段总时间;I_{p2}和I_{mos_rms}为功率开关Q1导通时由其漏极端流向源极端的电流,即导通电流;I_{off}(t)为功率开关Q1在上述交越时间段内t时刻的漏源电流(由漏极端流向源极端的电流);t为上述交越时间段内的任意一个时刻;V_{ds_off}(t)为上述交越时间段内t时刻的漏源电压;ε_{sw}为功率开关Q1完全关断时的损耗能量;P_{off}为功率开关Q1完全关断时的功耗;V_{ds1}为功率开关Q1完全关闭时漏源电压的实际测量值;f_{sw_min}为功率开关Q1的最小开关频率。

[0048] 基于上述实施例可以看出,本申请提供的开关驱动电路100可以驱动功率开关Q1快速导通和关断,有效的提高了功率开关Q1的开关频率,降低了开关功耗。同时,以较低的负压将功率开关Q1快速关断,并在关断期间维持为负压,有利于提高功率开关Q1开关过程中的EMC性能。

[0049] 请参阅图5所示,其为依据本申请一些实施例中提供的功率变换器的电路结构示意图。依据本申请一些实施例提供的功率变换器括功率开关Q1、依据本申请任意一实施例提供的开关驱动电路100和开关控制电路200。开关驱动电路100的控制信号输入端A与开关控制电路200的控制信号输出端连接,开关驱动电路100的驱动输出端B与功率开关Q1连接。其中,开关控制电路200的控制信号信号输出端输出用于控制功率开关Q1导通和关断的PWM开关控制信号。开关控制电路200输出的PWM开关控制信号控制经由开关驱动电路100控制功率开关Q1执行相应的开关和关断动作,以将输入功率变换器输入端的能量转换成相应的能量输出。功率变换器如交流转直流变换器或直流转直流变换器,功率变换器可以为隔离式变换器也可以为非隔离式变换器,功率变换器可以为常规的开关电源也可以为PFC电路的开关电源。功率开关Q1为功率变换器的功率级电路中用于功率变换的主功率开关。功率变换器中包括但不限于PFC电路、AHB(Asymmetrical Half-Bridge,不对称半桥)拓扑结构的开关电源电路和正激式开关电源电路等。PFC电路、AHB拓扑结构的开关电源电路和正激式开关电源电路中的主功率开关均可采用依据本申请实施例提供的开关驱动电路100进行驱动。依据本申请实施例提供的功率变换器与本申请实施例提供的开关驱动电路可以到的相同的技术效果,在此不再累述。

[0050] 在一些实施例中,功率开关Q1为氮化镓开关,具体为氮化镓MOSFET。开关驱动电路100通过加速导通电阻R2和加速电容C1快速将氮化镓MOSFET的栅源电压拉升至使氮化镓MOSFET完全导通的电压,以及通过加速电容C1、加速关断二极管D1和加速关断电阻R3快速将氮化镓MOSFET的栅源电压拉低至负压,以在负压下快速关断氮化镓MOSFET,有效的提高了氮化镓MOSFET的开关频率和EMC性能。

[0051] 具体的,请继续参阅图5所示,在一些实施例中,本申请提供的功率变换器为PFC功率变换器,其还进一步包括连接功率开关Q1的源极端s和参考地端之间的电流采样电阻R5。开关控制电路200根据该采样电阻R5所采样的功率开关Q1的导通电流,输出对应的PWM开关控制信号。具体的,功率变换器还包括储能电感L1、续流二极管D2和输出电容C2,储能电感L1的第一端与功率开关Q1的漏极端d连接,第二端接收PFC功率变换器的输入电压 V_{in} 。储能电感L1的第一端还与续流二极管D2的阳极端连接,续流二极管D2的阴极端与功率变换器的输出端连接,输出电容C2连接在功率变换器的输出端和接地端之间,功率变换器的输出端用于输出电压 V_{OUT} 。进一步的,该功率变换器还包括与储能电感L1连接的变压器(图5中未示意出),交流市电经整流滤波后,输入至该变压器,并经该变压器将能量传输至储能电感L1。在其它实施例中,功率开关Q1的漏极端d也可以直接与变压器的原边绕组连接。由于功率开关Q1具有较高的开关频率,功率变换器中的变压器的体积可以做得较小,从而使得功率变换器具有较小的体积,满足人民对功率变换产品小型化的需求。

[0052] 在一些实施例中,本申请还提供了一种充电器,该充电器包括依据本申请任意一实施例提供的功率变换器。本申请实施例提供的充电器可用于为手机和笔记本等便携式电子产品进行充电,由于其内的功率开关的开关频率较高,功率损耗低且EMC性能佳,其内的

变压器体积可以有效的得到缩小。因此,本申请实施例提供的充电器具有较小的体积,便于携带。

[0053] 以上,仅为本申请的具体实施方式,但本申请的保护范围并不局限于此,任何熟悉本技术领域的技术人员在本申请揭露的技术范围之内,可轻易想到变化或替换,都应涵盖在本申请的保护范围之内。因此,本申请的保护范围应以权利要求的保护范围为准。

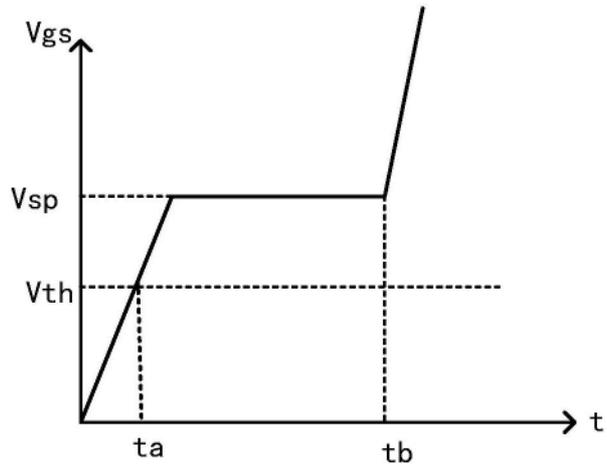


图1

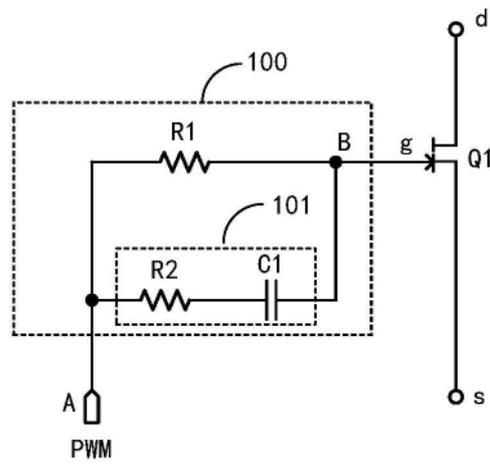


图2

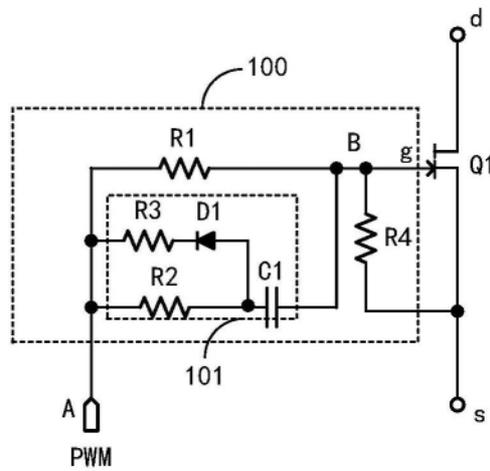


图3

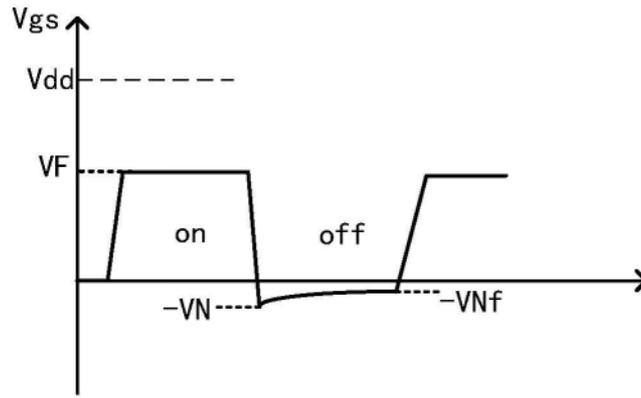


图4

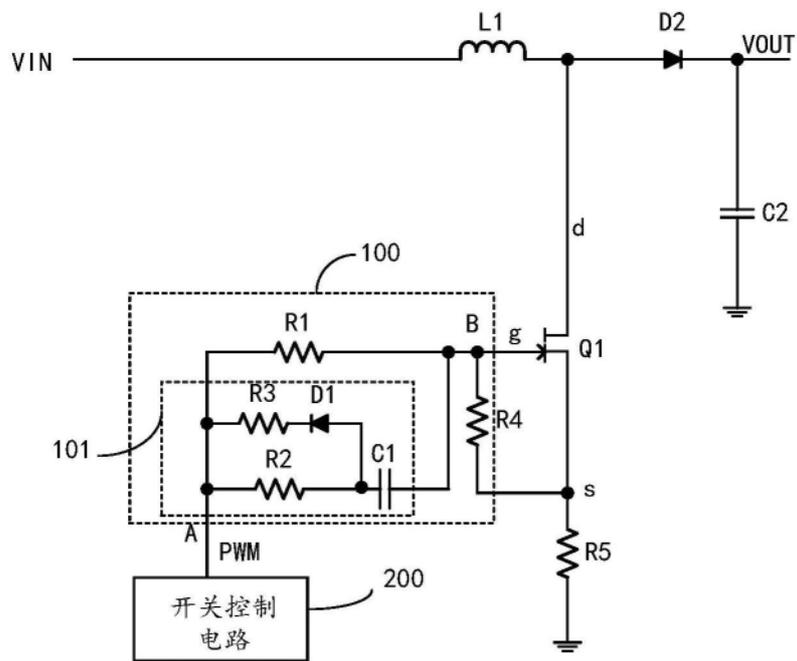


图5