



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 218733345 U

(45) 授权公告日 2023. 03. 24

(21) 申请号 202222888739.3

(22) 申请日 2022.11.01

(73) 专利权人 浙江亚能能源科技有限公司

地址 313000 浙江省湖州市安吉县递铺街道阳光工业园3幢2、3楼(科技创业园)

(72) 发明人 姚晓武

(74) 专利代理机构 浙江千克知识产权代理有限公司 33246

专利代理师 汪丹琪

(51) Int. Cl.

H02J 7/00 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 3/335 (2006.01)

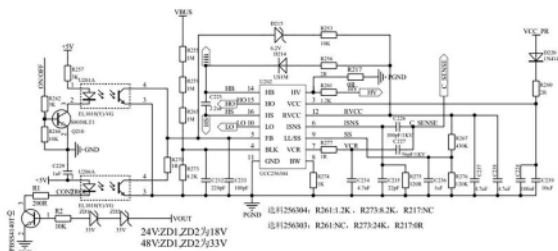
权利要求书1页 说明书5页 附图3页

(54) 实用新型名称

一种用于内置充电机的稳压充电电路

(57) 摘要

一种用于内置充电机的稳压充电电路,属于直流/直流变换技术领域。本实用新型包括半桥LLC驱动电路、半桥LLC谐振电路、PFC驱动电路、PFC功率电路;半桥LLC驱动电路中,控制芯片的BLK引脚感测PFC功率电路的输出电压电平;FB引脚感测LLC级控制反馈输入;HV引脚为PFC和LLC级提供启动电源;ISNS引脚用于测量谐振电流;VCR引脚用于谐振电容器电压感应;半桥LLC谐振电路包括由两根MOS管、变压器、两个谐振电容;PFC驱动电路的控制芯片中,VM引脚用于调整占空比;CS引脚用于电流检测;BO引脚用于检测电压;CTR引脚用于调节芯片内部的环路;FB引脚用于检测VBUS母线电压;DRV引脚用于驱动PFC功率电路的MOS管。本实用新型通过半桥模式保障了输出电压的稳定性。



1. 一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,包括半桥LLC驱动电路、半桥LLC谐振电路、PFC驱动电路、PFC功率电路;

所述半桥LLC驱动电路中,控制芯片的BLK引脚感测所述PFC功率电路的输出电压电平;FB引脚感测LLC级控制反馈输入,用于控制LLC输入功率电平;HV引脚为PFC和LLC级提供启动电源;ISNS引脚用于与一阶滤波器进行差分,测量谐振电流;VCR引脚用于谐振电容器电压感应;

所述半桥LLC谐振电路包括由两根MOS管构成的两个桥臂、变压器、接于桥臂和变压器之间的两个并联的谐振电容,变压器内集成有谐振电感和激磁电感,两个谐振电容、谐振电感及激磁电感构成谐振网络;

所述PFC驱动电路的控制芯片中,VM引脚用于调整占空比;CS引脚用于电流检测;BO引脚用于检测电压;CTR引脚用于调节芯片内部的环路;FB引脚用于检测VBUS母线电压,和BO引脚共同控制芯片的开启和关闭;DRV引脚用于驱动所述PFC功率电路的MOS管。

2. 根据权利要求1所述的一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,所述半桥LLC驱动电路的控制芯片的BW引脚感测经过偏置绕组的输出电压,用于提供输出过压保护。

3. 根据权利要求1所述的一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,所述半桥LLC驱动电路的控制芯片的LL/SS引脚用于控制软启动周期的持续时间。

4. 根据权利要求1所述的一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,所述半桥LLC驱动电路的控制芯片的HB引脚感测高侧栅极驱动浮动电源电压,与HS引脚之间连接自举电容器;HS引脚用于高侧栅极驱动电流回流;HO引脚感测高侧浮动栅极驱动输出;LO引脚用于低侧栅极驱动输出。

5. 根据权利要求1所述的一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,所述PFC驱动电路的控制芯片的VM引脚通过并联的电阻和电容来调整占空比。

6. 根据权利要求1所述的一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,所述PFC驱动电路的控制芯片的CTR引脚通过并联的电阻和电容来调节芯片内部的环路。

7. 根据权利要求1所述的一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,所述半桥LLC驱动电路采用的控制芯片为UCC256304芯片。

8. 根据权利要求1所述的一种用于内置充电机的稳压充电电路,其特征在于,所述PFC驱动电路采用的控制芯片为NCP1654芯片。

一种用于内置充电机的稳压充电电路

技术领域

[0001] 本实用新型涉及直流/直流变换技术领域,尤其涉及一种用于内置充电机的稳压充电电路。

背景技术

[0002] LLC半桥谐振型的其本身的特性相比较传统的串联、并联转换器而言,有明显的改进提升。LLC半桥谐振式的变换器在工作过程中具有拓扑结构简单、产热小、开关关断损耗小等优势,在工业系统中非常受欢迎。尤其是其高稳定性、高效率、高转换效率等优势占据很大市场份额。

[0003] LLC半桥谐振变换器的拓扑结构核心在于两个电感+一个谐振电容。其主要作用是把交流变成直流。因为LLC使用的是软开关,可以做到零电压开通,所以效率高,开通损耗小。电池低电流的时候打开假负载,提高转换效率。采用LLC驱动芯片UCC256304驱动芯片,可以相应提高转化效率。

[0004] 内置充电机一般是指充电机固定装在车辆里面,作为车辆整体内的一部分来使用。具有使用时间长,拆卸繁琐等特性。因此为了保证车辆和充电机的长期稳定的使用,必须要求充电机具备高防护的特点。48v系列车载充电机,一般很难做到600w,功率越大热量越多。而且在给电池充电的时候,充电后期电流很低。但是由于轻载(或者空载)在高频开关频率下,磁芯元件和开关元件的限值,会导致轻载很难实现输出电压的稳定。

实用新型内容

[0005] 本实用新型的目的是为了解决上述现有技术存在的问题,提供一种用于内置充电机的稳压充电电路,其通过半桥模式保障了输出电压的稳定性。

[0006] 本实用新型的目的是通过以下技术方案实现的:

[0007] 一种用于内置充电机的稳压充电电路,包括半桥LLC驱动电路、半桥LLC谐振电路、PFC驱动电路、PFC功率电路;

[0008] 所述半桥LLC驱动电路中,控制芯片的BLK引脚感测所述PFC功率电路的输出电压电平;FB引脚感测LLC级控制反馈输入,用于控制LLC输入功率电平;HV引脚为PFC和LLC级提供启动电源;ISNS引脚用于与一阶滤波器进行差分,测量谐振电流;VCR引脚用于谐振电容器电压感应;

[0009] 所述半桥LLC谐振电路包括由两根MOS管构成的两个桥臂、变压器、接于桥臂和变压器之间的两个并联的谐振电容,变压器内集成有谐振电感和激磁电感,两个谐振电容、谐振电感及激磁电感构成谐振网络;

[0010] 所述PFC驱动电路的控制芯片中,VM引脚用于调整占空比;CS引脚用于电流检测;BO引脚用于检测电压;CTR引脚用于调节芯片内部的环路;FB引脚用于检测VBUS母线电压,和BO引脚共同控制芯片的开启和关闭;DRV引脚用于驱动所述PFC功率电路的MOS管。

[0011] 作为本实用新型优选,所述半桥LLC驱动电路的控制芯片的BW引脚感测经过偏置

绕组的输出电压,用于提供输出过压保护。

[0012] 作为本实用新型优选,所述半桥LLC驱动电路的控制芯片的LL/SS引脚用于控制软启动周期的持续时间。

[0013] 作为本实用新型优选,所述半桥LLC驱动电路的控制芯片的HB引脚感测高侧栅极驱动浮动电源电压,与HS引脚之间连接自举电容器;HS引脚用于高侧栅极驱动电流回流;HO引脚感测高侧浮动栅极驱动输出;LO引脚用于低侧栅极驱动输出。

[0014] 作为本实用新型优选,所述PFC驱动电路的控制芯片的VM引脚通过并联的电阻和电容来调整占空比。

[0015] 作为本实用新型优选,所述PFC驱动电路的控制芯片的CTR引脚通过并联的电阻和电容来调节芯片内部的环路。

[0016] 作为本实用新型优选,所述半桥LLC驱动电路采用的控制芯片为UCC256304芯片。

[0017] 作为本实用新型优选,所述PFC驱动电路采用的控制芯片为NCP1654芯片。

[0018] 本实用新型的优点是:通过半桥LLC电路与PFC电路的有效配合,保障了充电电路输出电压的稳定性。

附图说明

[0019] 图1为本实用新型中半桥LLC驱动电路的示意图;

[0020] 图2为本实用新型中LLC工作模式下MOS管的驱动波形示意图;

[0021] 图3为本实用新型中半桥LLC谐振变换器拓扑原理图;

[0022] 图4为PFC控制器的控制框图;

[0023] 图5为PFC功率电路部分的示意图;

[0024] 图6为PFC驱动MOS管的驱动波形示意图。

具体实施方式

[0025] 下面将结合附图和具体实施方式对本实用新型做进一步的详细说明。

[0026] 本实用新型提供一种用于内置充电机的稳压充电电路,包括半桥LLC驱动电路、半桥LLC谐振电路、PFC驱动电路、PFC功率电路,主要通过半桥模式能实现输出电压的稳定性。

[0027] 具体的,如图1所示,所述半桥LLC驱动电路采用的控制芯片为UCC256304,该芯片的BLK引脚主要用于感测PFC输出电压电平。BW引脚此引脚用于感测经过偏置绕组的输出电压,感测到的电压用于提供输出过压保护。FB引脚用于感测LLC级控制反馈输入,来自该引脚的电流大小将决定LLC输入功率电平。HB引脚用于感测高侧栅极驱动浮动电源电压,需与HS引脚之间连接自举电容器。HO引脚用于感测高侧浮动栅极驱动输出。HS引脚主要是用于感测高侧栅极驱动电流回流。HV引脚为PFC和LLC级提供启动电源。ISNS引脚主要用于与一阶滤波器进行差分,测量谐振电流。LL/SS引脚外围电路主要将决定软启动周期的持续时间。LO引脚用于低侧栅极驱动输出。VCR引脚用于谐振电容器电压感应。

[0028] 在UCC256304中,为了使LLC控制器适应非常宽的直流输入电压范围,同时仍然保持合适的BLK关断,需要设置合适的过压触发值。以120V的启动阈值为例,可按如下公式进行计算:

$$[0029] \quad k_{BLK} = \frac{120V}{1.06V} = 113.2$$

[0030] 对于相同的BLK电阻器分压比,恒压关闭电压为:

$$[0031] \quad V_{BulkStop} = BLKStopTh \times k_{BLK} = 0.9V \times 113.2 = 102V$$

[0032] 恒压电压大于或等于 V_{OVRise} 时会触发过压保护:

$$[0033] \quad V_{OVRise} = BLKOVRiseTh \times k_{BLK} = 5V \times 113.2 = 566V$$

[0034] 这种宽直流输入范围带来了许多系统级优势。当 UCC256304与PFC级配对时,LLC转换器能够在不启用PFC的条件下启动并进入低功耗待机模式。另外,宽直流输入范围使交流/直流系统能够与广泛的通用交流输入兼容。

[0035] 在设计前,首先确定LLC功率级组件值。对使用的各个等式的来源的完整解释。下方的等式是基于分析 LLC拓扑时常用的方法:

[0036] 先计算LLC增益,可以通过标称输入和输出电压确定变压器匝数比,然后确定LLC增益范围 $M_{g(min)}$ 和 $M_{g(max)}$ 。假设二极管等其他损耗 V_{loss} ,而进一步降压0.5V。

$$[0037] \quad n = \frac{V_{IN(nom)} / 2}{V_{OUT(nom)}} = \frac{390 / 2}{12} = 16.25 \Rightarrow 16$$

$$M_{g(min)} = n \frac{V_{OUT(min)} + V_f}{V_{IN(max)} / 2} = 16 \frac{12 + 0.5}{410 / 2} = 0.976$$

$$[0038] \quad M_{g(max)} = n \frac{V_{OUT(max)} + V_f + V_{loss}}{V_{IN(min)} / 2} = 16 \frac{12 + 0.5 + 0.5}{340 / 2} = 1.224$$

[0039] 要确定谐振回路组件参数之前,应选择标称开关频率(谐振频率)。在此设计中,选择 100kHz 作为谐振频率。谐振回路参数的计算方式如下:

$$[0040] \quad f_0 = 100 \text{ kHz}$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi \times Q_e \times f_0 \times R_e} = \frac{1}{2\pi \times 0.15 \times 100 \text{ kHz} \times 249 \Omega} = 42.6$$

$$[0041] \quad L_r = \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 C_r} = \frac{1}{(2\pi \times 100 \text{ kHz})^2 \times 42.6 \text{ nF}} = 59.5 \mu H$$

$$L_m = L_n \times L_r = 13.5 \times 59.5 \mu H = 803 \mu H$$

[0042] 选择初步参数后,找到可用的最接近的实际组件值,使用选择的参数再次校验增益曲线,然后运行时间域仿真以验证电路运行。

[0043] 以下谐振回路参数为:

$$C_r = 44 \text{ nF}$$

$$[0044] \quad L_r = 61.5 \mu H$$

$$L_m = 830 \mu H$$

[0045] 基于最终谐振回路参数,可以计算谐振频率:

$$[0046] \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{44\text{ nF} \times 61.5\text{ }\mu\text{H}}} = 96.8\text{ kHz}$$

[0047] 则可以推断出最大和最小开关频率为:

$$[0048] \quad \begin{aligned} f_{SW(Mgmax)} &= 50.3\text{ kHz} \\ f_{SW(Mgmin)} &= 111.3\text{ kHz} \end{aligned}$$

[0049] 这在满载的时候也运行于高频状态。否则变换器只在轻载的时候运行于高频,半桥MOS管子流过的电流更低,因此导通电阻的上升一般不是问题,自举电路的压降可通过公式计算:

$$[0050] \quad V_{\text{Drop}} = I_{\text{charge}} r_{(DS)ON} + V_F = \frac{Q_g}{T_{\text{charge}}} R_{(DS)ON} + V_F$$

[0051] 其中, Q_g 是外部功率MOS的充电电荷, $R_{(DS)ON}$ 是自举MOS的导通电阻(典型值150欧), T_{charge} 是自举驱动的导通时间加上半桥开关期间的死区时间Td.D214为超快恢复二极管,用来补偿内部MOS管的导通压降.LLC其驱动MOS管的波形图,如附图2所示。

[0052] 如图3所示为半桥LLC谐振电路,其中:MOS管Q203,Q208构成半桥变换器的两个桥臂, L_r 为谐振电感, L_m 为激磁电感,都集成在变压器T200的里面,C220和C207为谐振电容 C_r 。 C_r 、 L_r 和 L_m 组成了半桥LLC谐振变换器的谐振网络。具体的工作原理如下:

[0053] 第一阶段:Q203导通,Q208截止,输入电源 V_{in} 经过谐振电感 L_r 给谐振电容C219进行充电,C219电容电压上升;同时C205电容放电,C205电容电压下降。

[0054] 第二阶段:Q203截止,Q208截止。由于谐振电感电流不能突变, L_r 电流依然为正,只是逐渐减小,C219充电电流也逐渐减小,C219电压依然增加,C205电容依然处于放电状态。此时Q208管的体二极管导通,其正向导通电压小,为Q208实现ZVS(零电压开关)提供条件。

[0055] 第三阶段:Q208截止,Q208导通。由于之前Q208二极管导通,经过死区时间后Q208实现了ZVS(零电压开关)。此时谐振电容C219等效为一个电压源,上正下负,与谐振电感 L_r 产生谐振。 L_r 电流减小至零后反相逐渐增大。C219电容处于放电状态,所以C208电容处于充电。

[0056] 如图4所示为PFC驱动电路,采用的控制芯片为NCP1654,其中:VM引脚通过电阻R234和电容C215来调整占空比。电阻R222主要用于电流检测,接到芯片的CS引脚,用于过流的判断。芯片的B0引脚检测电压,用来判断芯片内部是开启还是关闭。电阻R236和电容C214接到芯片的CTR的引脚,用于调节芯片内部的环路。芯片的FB引脚用于检测VBUS母线电压,和B0引脚一样用于控制芯片的开启还是关断,只有当两个引脚都满足条件之后,芯片才开启工作。芯片的DRV引脚主要用作驱动PFC的MOS管,图5为PFC的功率部分,其驱动MOS管的波形如图6所示。

[0057] 经测试,本方案在输入电压在176v的时候,输出电压53.5v带满载的时候,效率值是92.67%;在输入电压在220v的时候,输出电压53.5v带满载的时候,效率值是93.19%;在输入电压在250v的时候,输出电压53.5v带满载的时候,效率值是93.26%。

[0058] 以上所述,仅为本实用新型较佳的具体实施方式,该具体实施方式是基于本实用

新型整体构思下的一种实现方式,而且本实用新型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实用新型揭露的技术范围内,可轻易想到的变化或替换,都应涵盖在本实用新型的保护范围之内。因此,本实用新型的保护范围应该以权利要求书的保护范围为准。

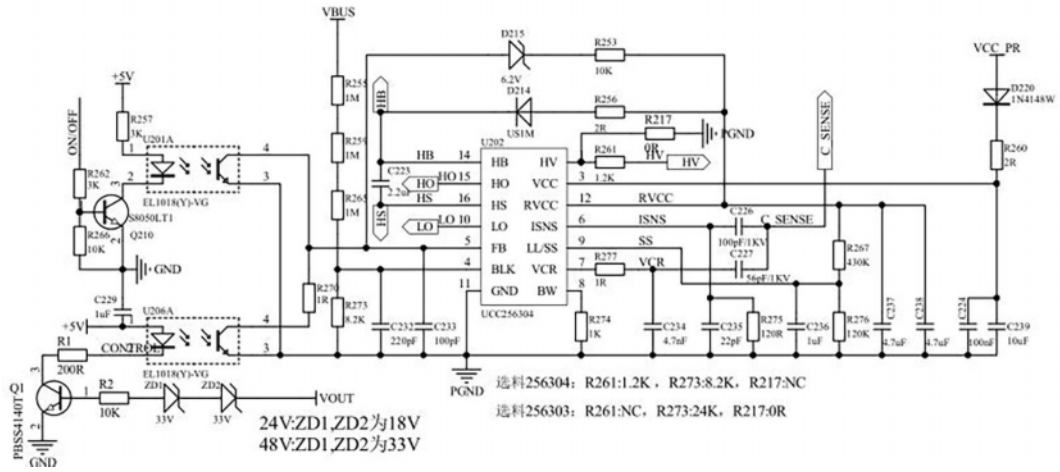


图1

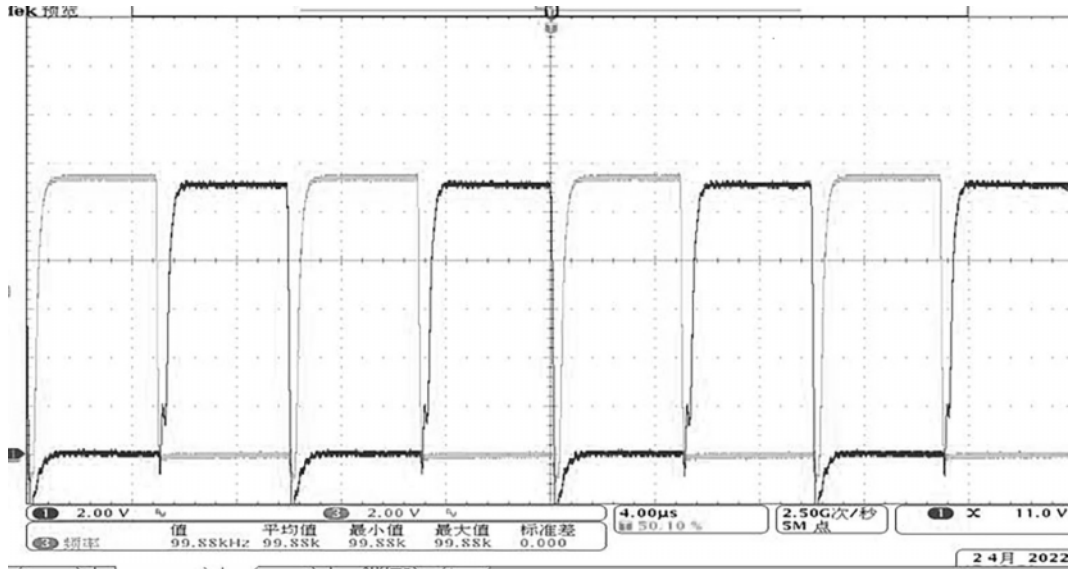


图2

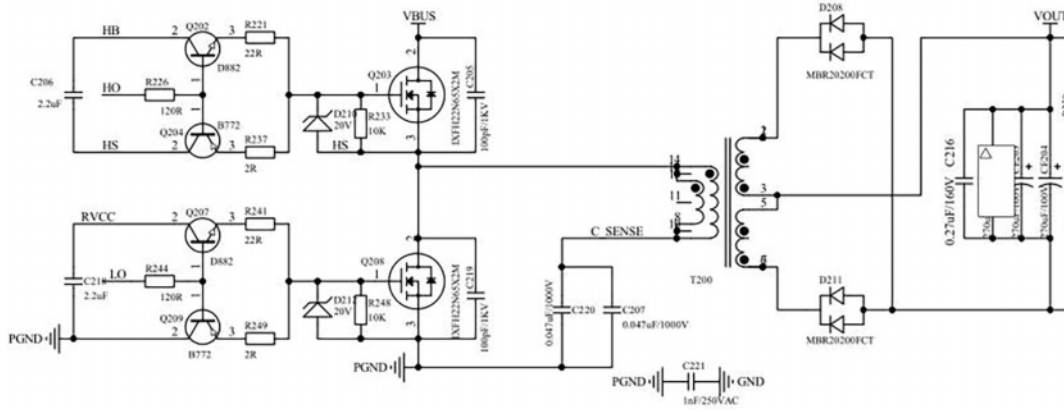


图3

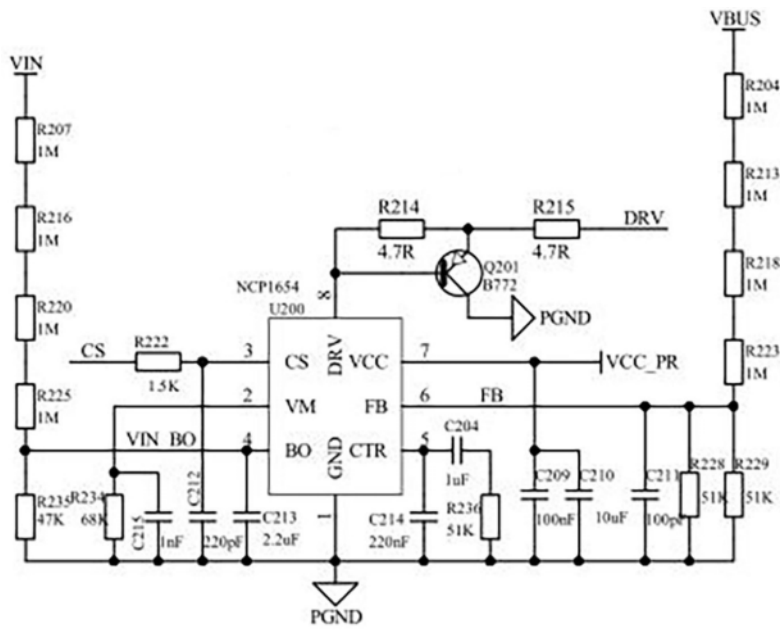


图4

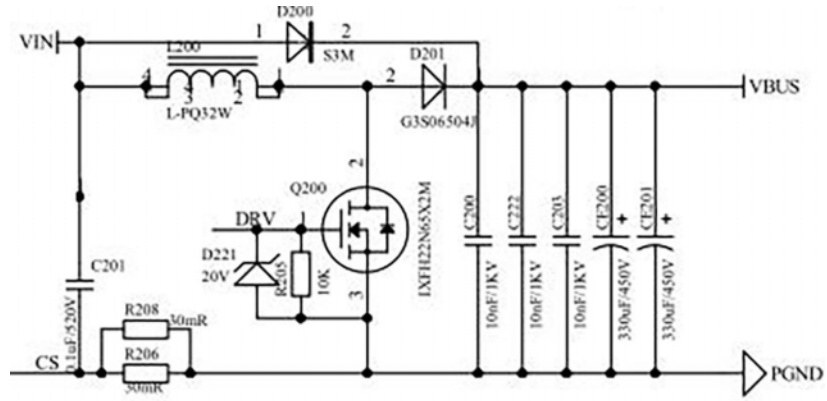


图5

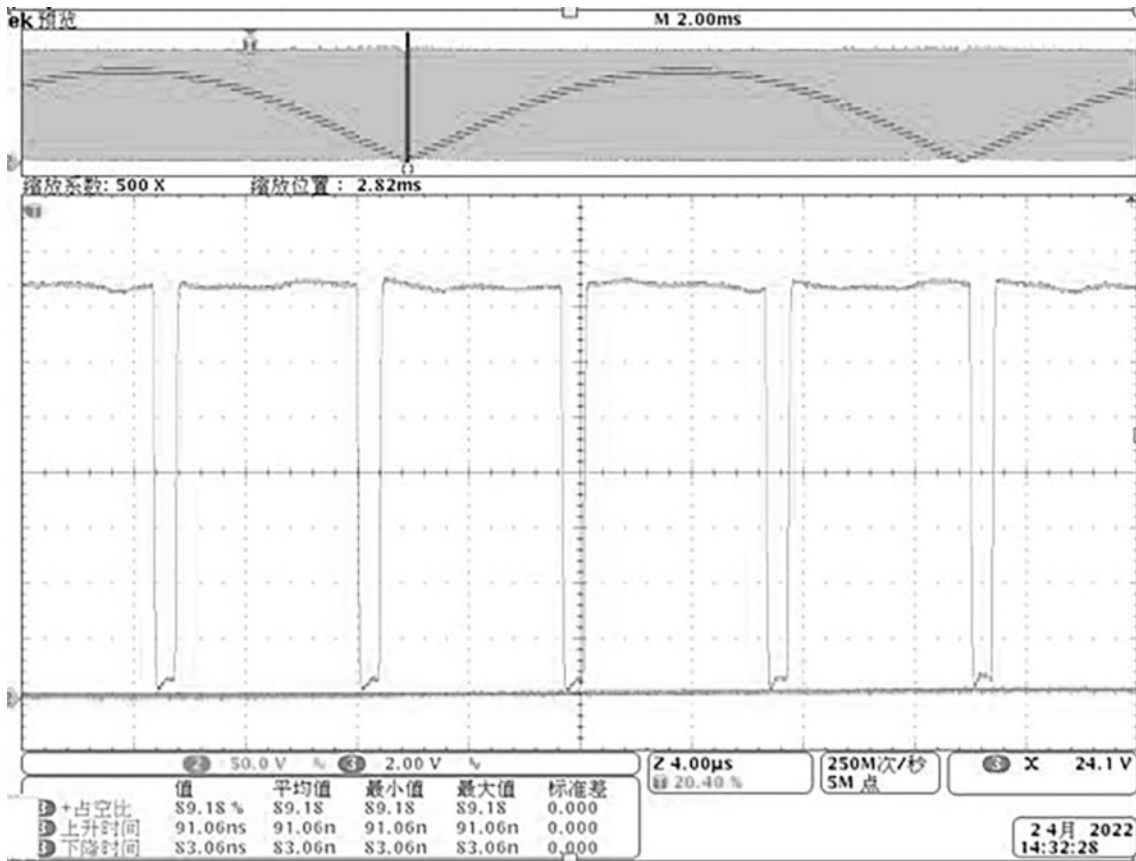


图6