



Is Now Part of



ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

应用指南 AN4138

电池充电器的设计考虑因素绿色模式飞兆电源开关 (FPS™)

摘要

本应用指南介绍采用绿色模式 FPS（飞兆功率开关）的电池充电器的实用设计考虑因素。这包括设计变压器和输出滤波器、选择组件以及实施恒流 / 恒压控制。本文中描述的逐步设计步骤将帮助工程师更轻松的设计电池充

电器。为了使设计过程更高效，还提供了包含本文中所述的所有等式的软件设计工具：**FPS 设计助手**。设计步骤已通过实验原型转换器进行了验证。

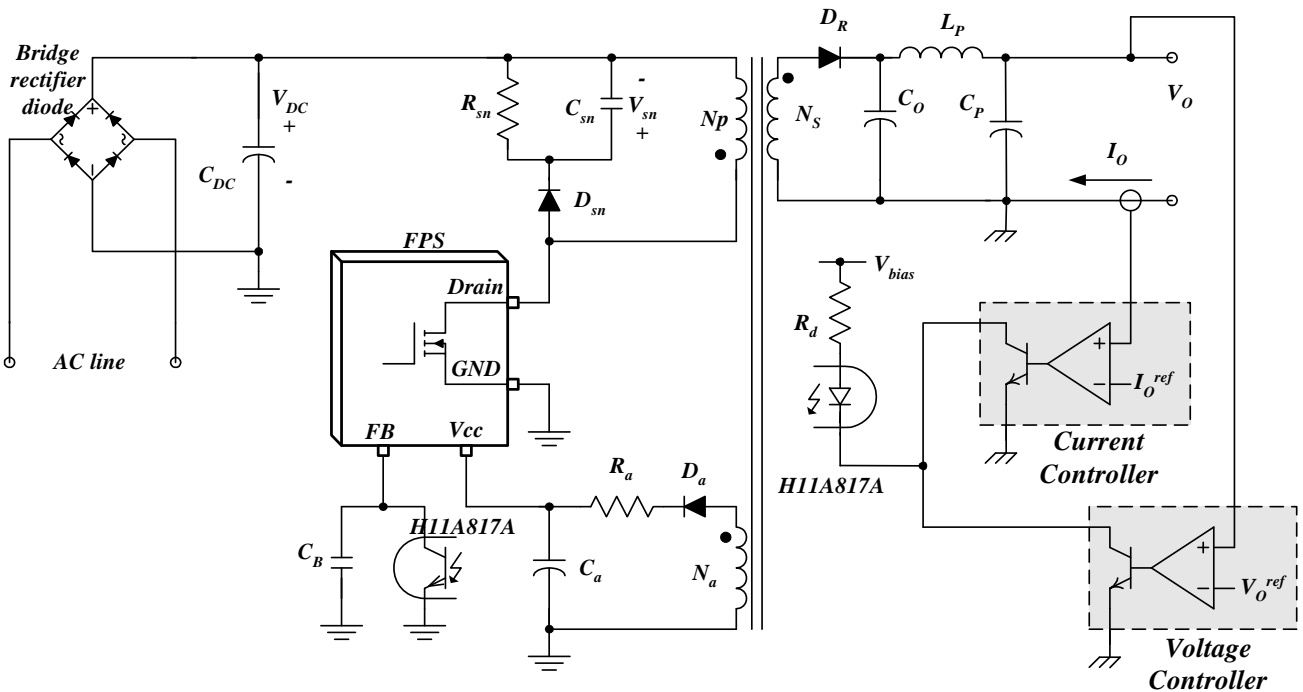


图 1. 使用 FPS 的基本电池充电器

1. 引言

由于蜂巢手机、数码相机或 PDA 等便携式电子设备的穿透速率显著提高，目前低成本电池充电器的需求也在增长。与分立式 MOSFET 和控制器或 RCC 开关转换器解决方案相比，飞兆功率开关 (FPS) 减少了总组件数，减小了设计尺寸和重量，同时提高了效率、生产力和系统可靠性。表 1 显示电池充电器应用的 FPS 系列。图 1 显示使用 FPS 的基本电池充电器的原理图，也是本文中所述的设计流程的参考电路。已从设计范例构建并测试实验反激式转换器以体现设计步骤的有效性。

设备	开关频率	电流限制	Rdson (典型值)
FSDH0165	100 kHz	0.35 A	15.6 W
FSD311	67 kHz	0.55 A	14 W
FSD200	134 kHz	0.32 A	28 W
FSD210	134 kHz	0.32 A	28 W

表 1. FPS 电池充电器系列

2. 按步设计过程

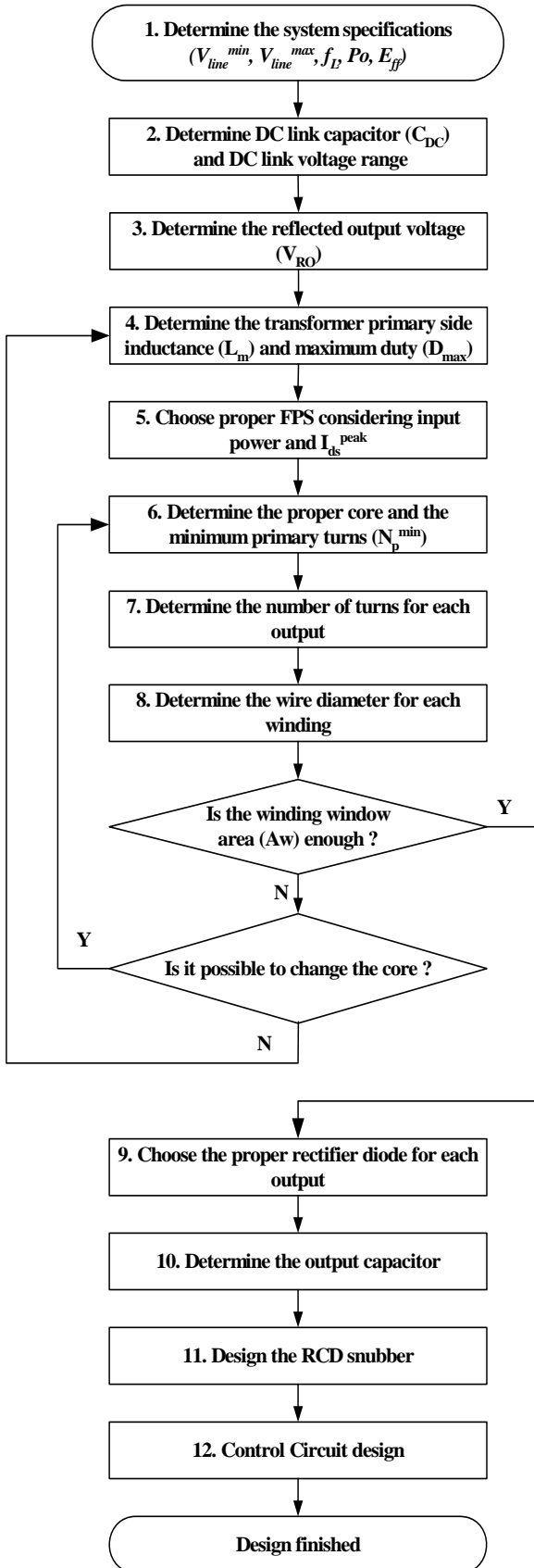


图 2. 设计步骤的流程图

在本节中，使用图 1 的原理图作为参考来介绍设计步骤。图 2 说明了设计流程图。详细设计步骤如下所示：

(1) 步骤 1：定义系统规格

- 线路电压范围 (V_{line}^{min} 和 V_{line}^{max})。
- 线路频率 (f_L)。
- 最大输出功率 (P_o)。
- 估计效率 (E_{ff}): 需要估计功率转换效率以计算最大输入功率。对于电池充电器，由于低输出电压和输出电流感测电阻中的损耗，效率相对较低。典型效率约为 0.65-0.7。

利用估计的效率，得到最大输入功率

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (1)$$

(2) 步骤 2：确定 DC 母线电容 (C_{DC}) 和 DC 母线电压范围。

通常选择 DC 母线电容作为通用输入范围 (85-265Vrms) 下的每瓦特输入功率需要 2-3uF 容量，欧洲输入范围 (195V-265Vrms) 的每瓦特输入功率需要 1uF。选择了 DC 母线电容后，最小母线电压可由下式获得

$$V_{DC}^{min} = \sqrt{2 \cdot (V_{line}^{min})^2 - \frac{P_{in} \cdot (1 - D_{ch})}{C_{DC} \cdot f_L}} \quad (2)$$

其中 D_{ch} 为 DC 母线电容充电占空比，如图 3 中所定义，通常约为 0.2， P_{in} 、 V_{line}^{min} 和 f_L 在步骤 1 中指定。

最大 DC 母线电压可由下式给出

$$V_{DC}^{max} = \sqrt{2} V_{line}^{max} \quad (3)$$

其中 V_{line}^{max} 在步骤 1 中指定。

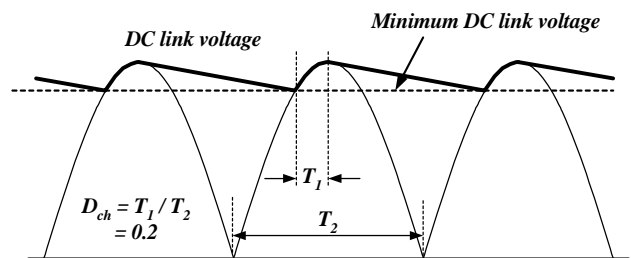


图 3. DC 母线电压波形

(3) 步骤 3：确定反射输出电压 (V_{RO})。

当 FPS 中的 MOSFET 关断时，输入电压 (V_{DC}) 连同反射到初级端 (V_{RO}) 的输出电压一起施加在 MOSFET 上，如图 4 所示。确定 V_{RO} 后，最大标称 MOSFET 电压 (V_{ds^{nom}}) 可由下式获得

$$V_{ds}^{nom} = V_{DC}^{max} + V_{RO} \quad (4)$$

其中 V_{DC^{max}} 在等式 (3) 中指定。V_{RO} 的典型值为 65-85V。

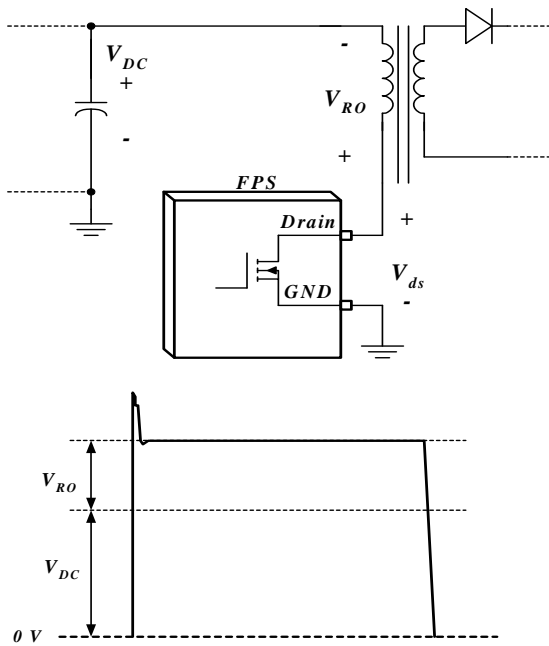


图 4. 反射到初级端的输出电压

(4) 步骤 4：确定变压器初级电感 (L_m) 和最大占空比 (D_{max})。

反激式转换器有两种操作模式：连续导通模式 (CCM) 和非连续导通模式 (DCM)。由于负载条件和输入电压不同，并且每个工作模式各自有其自己的优劣势，因此工作情况在 CCM 和 DCM 之间变化。由于存储的平均电能比 CCM 低，因此可使用 DCM 减小变压器的大小。但是，DCM 本身会使 RMS 电流更高，这就会增加 MOSFET 的传导损耗和输出电容上的电流压力。

对于 MOSFET 传导损耗不太严重的 10W 以下低功率应用，通常设计转换器在整个工作范围内以 DCM 操作，或仅在低输入电压条件下以 CCM 操作，以最大限度地减小变压器大小。

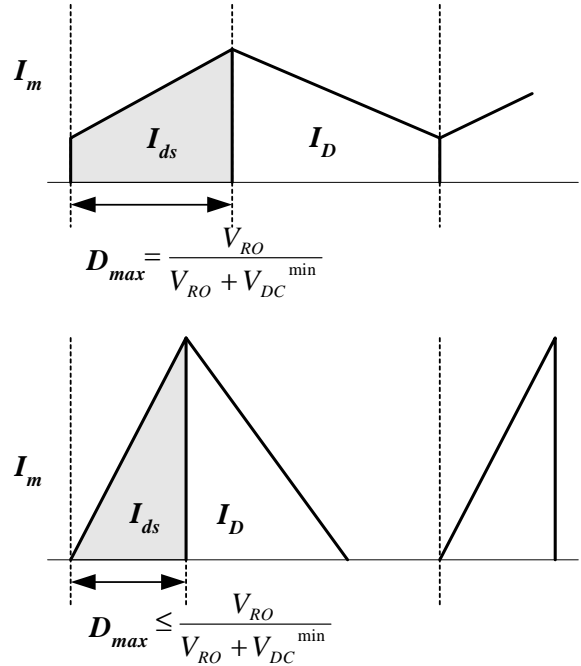
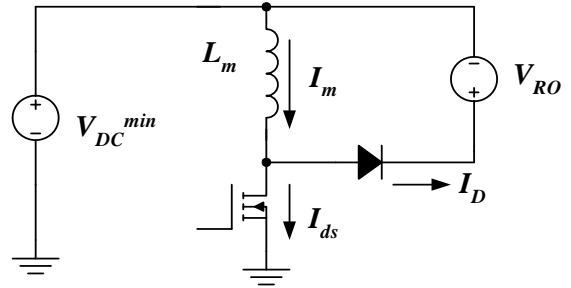


图 5. 简化的反激式转换器

CCM 和 DCM 的设计步骤稍有不同。一旦在步骤 3 中确定了反射输出电压 (V_{RO})，就可忽略 MOSFET 和二极管中的压降，从而简化反激式转换器，如图 5 所示。

对于 CCM 操作，最大占空比可由下式给出

$$D_{max} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{DC}^{min}} \quad (5)$$

其中 V_{DC^{min}} 和 V_{RO} 分别在等式 (2) 和步骤 3 中指定。

对于 DCM 操作，最大占空比应确定为小于用等式 (5) 获取的值。通过减小 D_{max}，可减小变压器大小。但是，这会增加 MOSFET 漏电流的 RMS 值，并且 D_{max} 取决于变压器大小和 MOSFET 传导损耗之间的取舍。

通过最大占空比，可获取变压器的初级电感 (L_m)。设计 L_m 最糟的情况是满载和最小输入电压条件。因此，L_m 在此条件下由下式得出

$$L_m = \frac{(V_{DC}^{min} \cdot D_{max})^2}{2P_{in}f_sK_{RF}} \quad (6)$$

其中 V_{DC}^{min} 在等式 (2) 中指定, D_{max} 在等式 (5) 中指定, P_{in} 在步骤 1 中指定, f_s 是 FPS 器件的开关频率, K_{RF} 是满载时的纹波系数和最小输入电压条件, 如图 6 中所定义。对于 DCM 操作, $K_{RF} = 1$, 而对于 CCM 操作, $K_{RF} < 1$ 。纹波系数与变压器大小和 MOSFET 电流的 RMS 值密切相关。在电池充电器等低功率应用中, 使用相对较大的纹波系数以便最大限度地减小变压器大小。针对通用输入范围, 通常设置 $K_{RF} = 0.5-0.7$, 而对于欧洲输入范围, 通常设置 $K_{RF} = 1.0$ 。

一旦确定了 L_m , 即可由下式得出正常操作中的最大峰值电流和 MOSFET 的 RMS 电流

$$I_{ds}^{peak} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (7)$$

$$I_{ds}^{rms} = \sqrt{\left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2\right] \frac{D_{max}}{3}} \quad (8)$$

$$I_{EDC} = \frac{P_{in}}{V_{DC}^{min} \cdot D_{max}} \quad (9)$$

$$\Delta I = \frac{V_{DC}^{min} D_{max}}{L_m f_s} \quad (10)$$

其中 P_{in} 、 V_{DC}^{min} 、 D_{max} 和 L_m 分别在等式 (1)、(2)、(5) 和 (6) 中指定, 并且 f_s 为 FPS 开关频率。

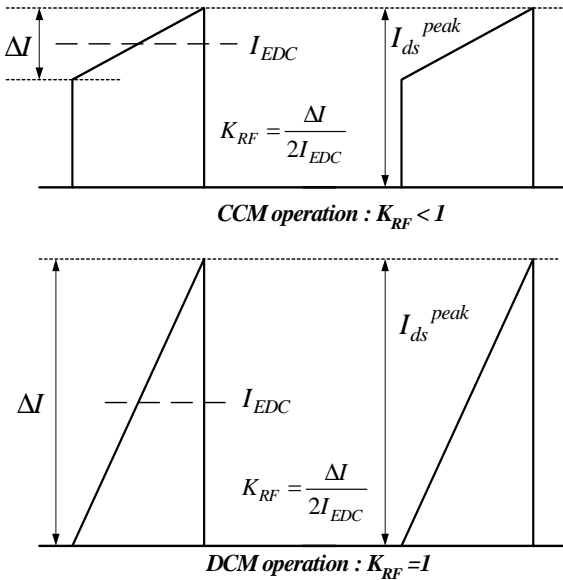


图 6. MOSFET 漏电流和纹波系数 (K_{RF})

(5) 步骤 5: 考虑输入功率和峰值漏电流, 选择合适的 FPS。

通过等式 (7) 中的 MOSFET (I_{ds}^{peak}) 的最大峰值漏电流, 选择合适的 FPS, 其中逐脉冲限流电平 (I_{over}) 高于 I_{ds}^{peak} 。由于 FPS 具有 $\pm 12\%$ 的 I_{over} 容差, 在选择合适的 FPS 器件时应有一些容限。

(6) 步骤 6: 确定合适的磁芯和最小初级匝数。

表 2 所示为用于电池充电器的输出功率低于 10W 的常用磁芯。表 2 中推荐的磁芯通常用于通用输入范围和 100kHz 开关频率。

通过使用所选的磁芯, 变压器初级端的最小匝数 (为避免磁心饱和) 可由下式给出

$$N_p^{min} = \frac{L_m I_{over}}{B_{sat} A_e} \times 10^6 \quad (turns) \quad (11)$$

其中 L_m 在等式 (6) 中指定, I_{over} 为 FPS 逐脉冲限流电平, A_e 为图 7 所示的磁芯的横截面积, 以及 B_{sat} 为饱和通量密度 (以特斯拉为单位)。图 8 显示了 TDK (PC40) 铁氧体磁心的典型特性。由于饱和通量密度 (B_{sat}) 随温度上升而减小, 应考虑高温特性。

如果没有参考数据, 则使用 $B_{sat} = 0.3-0.35$ T。由于 MOSFET 漏极电流超过 I_{ds}^{peak} 并在转换或故障条件下达到 I_{over} , 等式 (11) 中使用了 I_{over} 而非 I_{ds}^{peak} 以避免在转换过程中磁芯饱和。

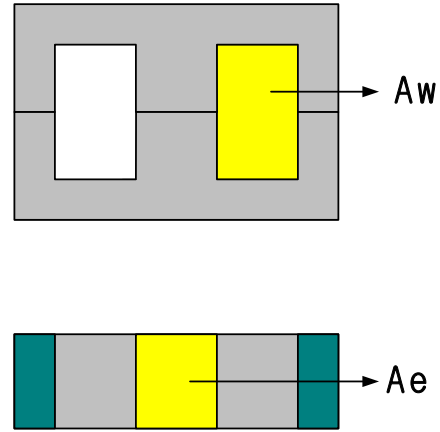


图 7. 窗口面积和横截面积

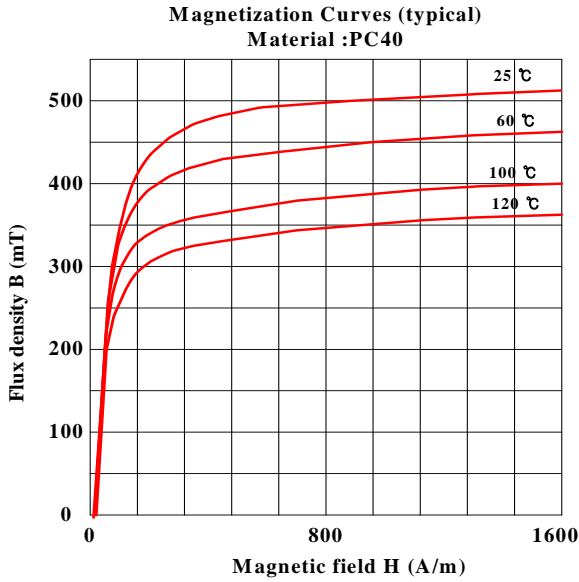


图 8. 铁氧体磁芯的典型 B-H 特性 (TDK/PC40)

其中 V_{cc}^* 是 FPS 器件的电源电压的标称值, V_{Fa} 是 D_a 的正向压降, 如图 9 中所定义。由于 V_{cc} 随输出负载增大而增大, 适合将 V_{cc}^* 设置为 V_{cc} 起始电压 (请参阅数据表) 以避免在正常操作时触发过压保护。

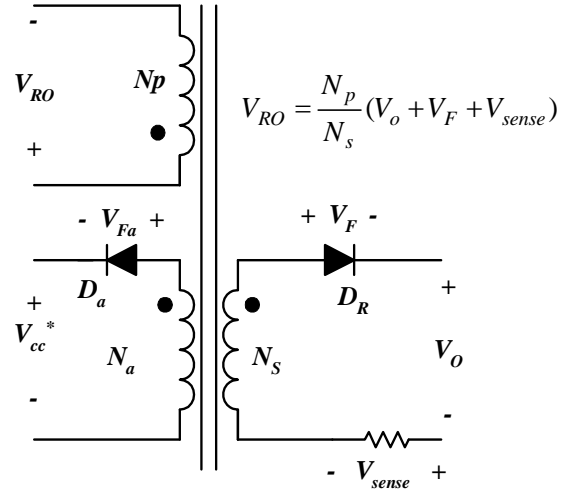


图 9. 变压器的简化图

磁芯	横截面积	窗口面积	输出功率范围
EE13-Z	17.1 mm ²	33.4 mm ²	3-5W
EI16-Z	19.8 mm ²	38.8 mm ²	3-5W
EE16-Z	21.7 mm ²	51.3 mm ²	5-10W
EI19-Z	24.0 mm ²	54.4 mm ²	5-10W

表 2. 电池充电器的典型磁芯 (对于通用输入范围, 5V 输出和 fs=100kHz)

利用已经确定的初级匝数, 可得磁芯的气隙长度为

$$G = 40\pi A_e \left(\frac{N_p^2}{1000L_m} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (mm) \quad (14)$$

其中 A_L 是 nH/匝数中无间隙的 AL 值², A_e 是图 8 中所示的磁芯的横截面积, L_m 在等式 (6) 中指定, 以及 N_p 是变压器初级端的匝数

(7) 步骤 7: 确定每个输出的匝数

图 9 显示变压器的简化图。首先, 确定初级端和次级端之间的匝数比 (n)。

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{RO}}{V_o + V_F + V_{sense}} \quad (12)$$

其中 N_p 和 N_s 分别是初级端和参考输出的匝数, V_o 是输出电压, V_F 是二极管 (D_R) 正向压降, 以及 V_{sense} 是输出电流感测电阻的最大压降。

然后, 确定 N_s 的正确整数, 以便 N_p 的结果大于等式 (11) 中得出的 N_p^{min} 。

V_{cc} 线圈的圈数可由下式求得

$$N_a = \frac{V_{cc}^* + V_{Fa}}{V_o + V_F} \cdot N_{s1} \quad (turns) \quad (13)$$

(8) 步骤 8: 根据每个输出的 RMS 电流确定每个绕组的导线直径。

n-th 次级绕组的 RMS 电流可由下式获得

$$I_s^{rms} = I_{ds}^{rms} \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{D_{max}}} \cdot \frac{V_{RO}}{(V_o + V_F)} \quad (15)$$

其中 V_{RO} 和 I_{ds}^{rms} 在步骤 3 和等式 (8) 中指定, V_o 是输出电压, V_F 是二极管 (D_R) 正向压降, 以及 D_{max} 在等式 (5) 中指定。

当导线较长 (1m) 时, 电流密度通常为 $5A/mm^2$ 。如果导线短且匝数小, 则 $6-10 A/mm^2$ 的电流密度也可接受。避免使用线径大于 1mm 的绕线, 以防出现严重的涡流损耗, 方便缠绕线圈。

对于高电流输出, 最好采用并联线圈, 使用多股细线, 以将集肤效应最小化。

检查磁芯的绕组窗口面积 A_w (请参阅图 8) 是否足以容纳导线。由于线筒、绝缘胶带和导线之间的间隙, 导线无法填充整个绕组窗口面积。通常, 电池充电器的填充系数约为 0.15-0.2。如果采用其他假绕组用于 EMI 屏蔽, 填充系数将更小。所需绕组窗口面积 (A_{wr}) 可由下式给出

$$A_{wr} = A_c / K_F \quad (16)$$

其中 A_c 是实际导体面积, K_F 为填充系数。

如果所需窗口 (A_{wr}) 大于实际窗口面积 (A_w), 则返回步骤 6 并将磁芯更换为更大的磁芯。有时由于成本或大小受限原因而无法更换磁芯。如果是这样, 则返回步骤 4, 并通过增大纹波系数 (K_{RF}) 或减小最大占空比来减小 L_m 。然后, 等式 (11) 的初级端 (N_p^{min}) 的最小匝数将减少, 从而导致所需绕组窗口面积 (A_{wr}) 减小。

(9) 步骤 9: 根据电压和电流额定值选择次级端的整流二极管。

最大反向电压和输出整流二极管的 RMS 电流 (I_D) 可由下式获得

$$V_D = V_o + \frac{V_{DC}^{max} \cdot (V_o + V_F + V_{sense})}{V_{RO}} \quad (17)$$

$$I_D^{rms} = I_{ds}^{rms} \sqrt{\frac{V_{DC}^{min}}{V_{RO}}} \cdot \frac{V_{RO}}{(V_o + V_F + V_{sense})} \quad (18)$$

其中 V_{DC}^{max} 、 D_{max} 和 I_{ds}^{rms} 分别在等式 (3)、(5) 和 (8) 中指定, V_o 为输出电压, V_F 为二极管 (D_R) 正向电压, 以及 V_{sense} 为输出电流感测电阻中的最大压降。

整流二极管的典型电压和电流容限如下所示

$$V_{RRM} > 1.3 \cdot V_D \quad (19)$$

$$I_F > 1.5 \cdot I_D^{rms} \quad (20)$$

其中 V_{RRM} 是最大反向电压, I_F 是二极管的平均正向电流。

表 3 中提供了飞兆半导体整流二极管的快速选择指南。

肖特基势垒二极管			
产品	V_{RRM}	I_F	封装
SB340	40 V	3 A	TO-210AD
SB350	50 V	3 A	TO-210AD
SB360	60 V	3 A	TO-210AD

表 3. 飞兆二极管快速选择表

(10) 步骤 10: 考虑电压和电流纹波来确定输出电容。

输出电容的纹波电流 (I_{cap}) 可由下式获得

$$I_{cap}^{rms} = \sqrt{(I_D^{rms})^2 - I_o^2} \quad (21)$$

其中 I_o 为负载电流, I_D^{rms} 在等式 (18) 中指定。纹波电流应小于电容的纹波电流规格。n-th 输出上的电压纹波可由下式给出

$$\Delta V_o = \frac{I_o D_{max}}{C_o f_s} + \frac{I_{ds}^{peak} V_{RO} R_C}{(V_o + V_F + V_{sense})} \quad (22)$$

其中 C_o 为输出电容, R_C 为输出电容的有效串联电阻 (ESR), D_{max} 和 I_{ds}^{peak} 分别在等式 (5) 和 (7) 中指定, I_o 和 V_o 分别为负载电流和输出电压, V_F 为二极管 (D_R) 正向电压, 以及 V_{sense} 为输出电流感测电阻中的最大压降。有些时候, 由于电解电容具有较高的 ESR, 采用单只输出电容不能够满足纹波指标。然后, 可以使用附加 LC 滤波级 (后置滤波器)。使用后置滤波器时, 小心请勿将转折频率设置得过低。转折频率过低可能会造成系统不稳定或限制控制带宽。通常将后置滤波器的转折频率设置在开关频率的 1/10~1/5 左右。

(11) 步骤 11: 设计 RCD 缓冲器。

关闭功率 MOSFET 时, 由于变压器漏电感而在漏极上有高电压尖峰。MOSFET 上这种过大的电压可能导致雪崩击穿, 并最终导致 FPS 出现故障。因此, 有必要使用其他网络来箝位电压。

RCD 缓冲电路和 MOSFET 漏电压波形分别如图 10 和 11 中所示。当 MOSFET 漏电压超过节点 X 的电压时, 如图 10 所示, RCD 缓冲网络通过开启缓冲器二极管 (D_{sn}) 吸收漏电感中的电流。分析缓冲器网络时, 假定缓冲器电容足够大, 使得其电压在一个开关周期内不会发生太大变化。使用的缓冲器电容应为陶瓷材料或能够提供低 ESR 的材料。由于这些原因, 电解电容或钽电容不可接受。

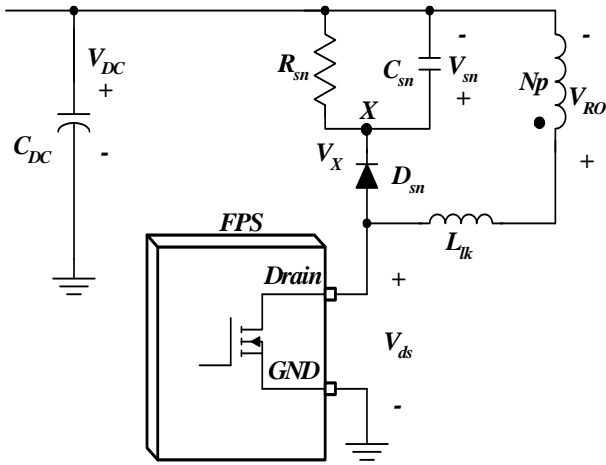


图 10. 缓冲器网络的电路图

设计缓冲电路的第一步是确定最小输入电压和满载条件下的缓冲器电容电压 (V_{sn}) 下的缓冲器电容电压。确定 V_{sn} 后，缓冲器网络中在最小输入电压和满载条件下消耗的功率可由下式获得

$$P_{sn} = \frac{(V_{sn})^2}{R_{sn}} = \frac{1}{2} f_s L_{lk} (I_{ds}^{peak})^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - V_{RO}} \quad (23)$$

其中 I_{ds}^{peak} 在等式 (8) 中指定， f_s 为 FPS 开关频率， L_{lk} 为漏电感， V_{sn} 为最小输入电压和满载条件下的缓冲器电容电压， V_{RO} 为反射输出电压，而 R_{sn} 为缓冲器电阻。 V_{sn} 应大于 V_{RO} ，通常将 V_{sn} 设置为 V_{RO} 的 2~2.5 倍。 V_{sn} 太小会导致缓冲器网络的损耗严重，如等式 (23) 中所示。漏电感是在所有其他绕组短路的初级绕组上的开关频率下测得。

然后，应根据功耗选择正确额定功率的缓冲器电阻。缓冲器电容电压的最大纹波可由下式获得

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} R_{sn} f_s} \quad (24)$$

其中 f_s 为 FPS 开关频率。一般而言，所选电容电压 5~10% 的纹波是合理的。

等式 (26) 的缓冲器电容电压 (V_{sn}) 针对最小输入电压和满载条件。当转换器设计为在此条件下以 CCM 操作时，峰值漏电流连同缓冲器电容电压一起随输入电压的增大而减小，如图 11 中所示。最大输入电压和满载条件下的峰值漏电流 (I_{ds2}^{peak}) 可由下式获得

$$I_{ds2}^{peak} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{in}}{f_s \cdot L_m}} \quad (25)$$

其中 P_{in} 和 L_m 分别在等式 (1) 和 (6) 中指定， f_s 为 FPS 开关频率。

最大输入电压和满载条件下的缓冲器电容电压可由下式获得

$$V_{sn2} = \frac{V_{RO} + \sqrt{(V_{RO})^2 + 2R_{sn}L_{lk}f_s(I_{ds2}^{peak})^2}}{2} \quad (26)$$

其中 f_s 为 FPS 开关频率， L_{lk} 为初级端漏电感， V_{RO} 为反射输出电压，而 R_{sn} 为缓冲器电阻。

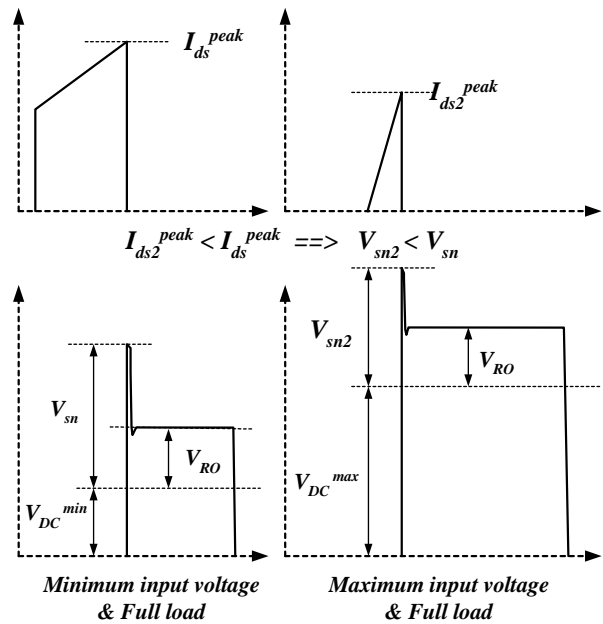


图 11. MOSFET 漏电压和缓冲电容电压

通过等式 (26)，内部 MOSFET 上的最大电压应力可由下式给出

$$V_{ds}^{max} = V_{DC}^{max} + V_{sn2} \quad (27)$$

其中 V_{DC}^{max} 在等式 (3) 中指定。

检查 V_{ds}^{max} 是否在 MOSFET (BV_{dss}) 的额定电压的 85% 以下，如图 12 中所示。缓冲二极管的电压额定值应高于 BV_{dss} 。通常，具有 1A 电流额定值的超快速二极管用于缓冲器网络。

在本节的缓冲器设计中，既未考虑电感的损耗放电，也未考虑杂散电容。在实际转换器中，由于这点影响，缓冲器网络中的损耗小于设计值。

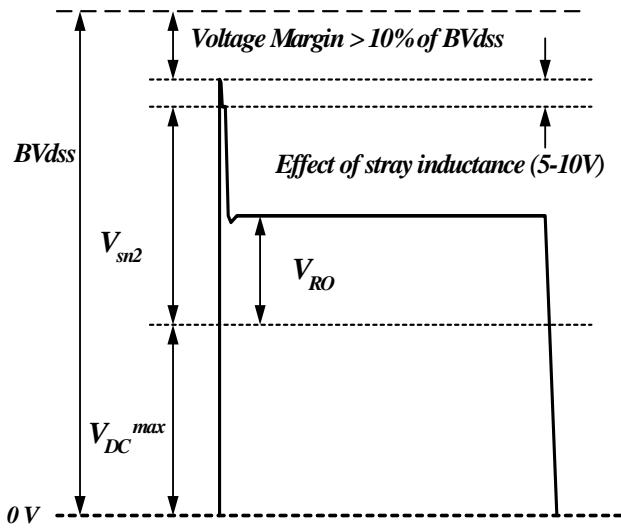


图 12. MOSFET 漏电压和缓冲器电容电压

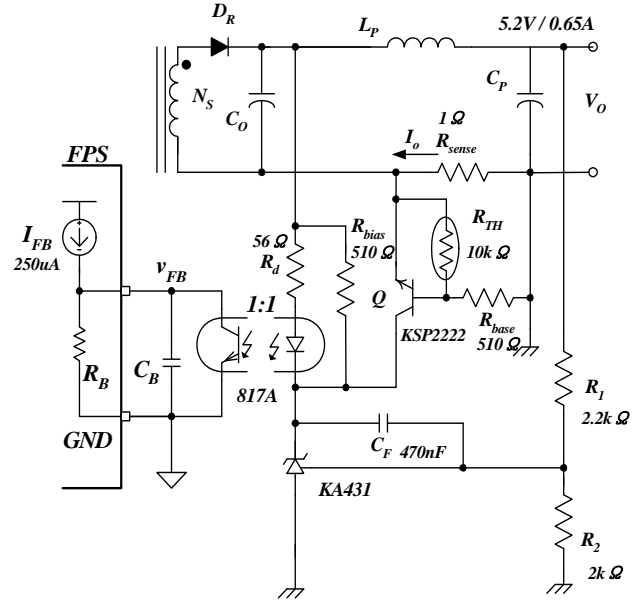


图 13. 晶体管和 KA431 CC/CV 控制

(12) 步骤 12: 设计控制电路。

通常，电池充电器采用恒定电流 (CC)/ 恒定电压 (CV) 控制电路以实现最佳电池充电。本设计指南介绍了 FPS 反激式转换器的两种基本 CC/CV 控制电路。首先介绍一种简单、低成本的电路，使用晶体管和分流稳压器 (KA431)。第二种电路采用运算放大器和分流稳压器 (KA431) 以及次级偏置绕组，因此具有高度精确的电流控制。在电路分析中，假定光电耦合器的 CTR 为 100%。

(a) 晶体管和稳压器 (KA431) 方案

图 13 显示使用晶体管的 CC/CV 控制电路和用于 5.2V/0.65A 输出应用的 KA431。当主要关注低成本和简洁性时，广泛使用此电路。由于晶体管基极 - 发射极压降取决于温度，为获得温度稳定性需要使用温度补偿电路。要开启晶体管 (Q)，感测电阻 (Rsense) 上需要约 0.7V 压降，并且由于电流感测电阻中消耗的功率，此电流控制电路应用于低于 1A 的输出电流。对于大于 1A 的输出电流，或如果输出电流准确度和温度稳定性是关键因素，则应使用图 15 中所示的运算放大器电流控制电路。

恒定电压 (CV) 控制: R₁ 和 R₂ 的分压网络应设计为向 KA431 的参考引脚提供 2.5V 的电压。R₁ 和 R₂ 之间的关系可由下式给出

$$R_2 = \frac{2.5 \cdot R_1}{V_o - 2.5} \tag{28}$$

其中 V_o 为输出电压。
通过选择 R₁ 为 2.2kΩ，R₂ 可由下式获得

$$R_2 = \frac{2.5 \cdot 2.2k\Omega}{5.2V - 2.5V} = 2k\Omega$$

反馈电容 (C_F) 引入一个积分器用于 CV 控制。为保证稳定操作，选择 470nF 的 C_F。

电阻 R_{bias} 和 R_d 应设计为向 KA431 提供正确的工作电流，并保证所选 FPS 器件的反馈电压以全摆幅工作。通常，KA431 的最小阴极电压和电流分别为 2.5V 和 1mA。因此，R_{bias} 和 R_d 应设计为满足以下条件。

$$\frac{V_o - V_{OP} - 2.5}{R_d} > I_{FB} \tag{29}$$

$$\frac{V_{OP}}{R_{bias}} > 1mA \tag{30}$$

其中 V_o 为输出电压, V_{OP} 为光电二极管正向电压 (通常为 1V), 而 I_{FB} 为 FPS 的反馈电流。通过 $I_{FB}=0.25\text{mA}$ (FSD210), R_d 和 R_{bias} 分别确定为 56W 和 510W。

恒定电流 (CC) 控制: 电流控制电路如图 14 中所详示。CC 控制使用晶体管实现。由于晶体管基极 - 发射极压降因温度而异, 负温度系数 (NTC) 热敏电阻用于温度补偿。

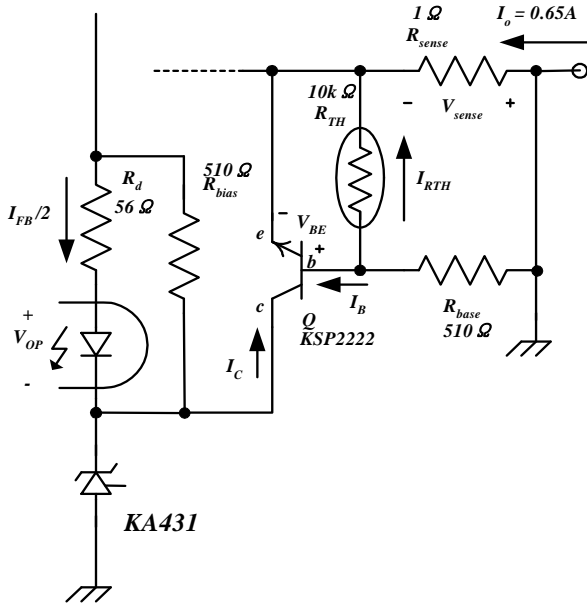


图 14. 详细电流控制电路

当感测电阻上的电压足以打开晶体管时, 将启用 CC 控制器而禁用 CV 控制器。这样, KA431 仅消耗极少电流, 通过 R_d 和 R_{bias} 的大部分电流流入晶体管 Q 的集电极。通过假定 FPS (V_{FB}) 的反馈电压处于其工作范围的中部, 一半 FPS 反馈电流 (I_{FB}) 吸入光电耦合器晶体管。由于还假定光电耦合器的 CTR 为 100%, 晶体管集电极电流可由下式给出

$$I_C = \frac{(I_{FB} \cdot R_d)/2 + V_{op}}{R_{bias}} + \frac{1}{2} \beta I_{FB} \quad (31)$$

其中 I_{FB} 为 FPS 的反馈电流, V_{OP} 为光电二极管正向压降 (通常为 1V)。

从图 14 中的电路中, I_C 可由下式获得

$$I_C = \frac{(250\mu\text{A} \cdot 56\Omega)/2 + 1\text{V}}{510\Omega} + \frac{1}{2} \beta 250\mu\text{A} = 2.1\text{mA}$$

通过假定 Q 的电流增益 (β) 为 100, 晶体管基极电流可由下式获得

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2.1\text{mA}}{100} = 21\mu\text{A} \quad (32)$$

感测电阻的压降 (V_{sense}) 应设置为 40-100mV, 其高于室温 (25°C) 下的晶体管基极 - 发射极电压 (V_{BE})。实际晶体管基极 - 发射极电压 (V_{BE}) 温度在室温下测得为 0.608V, I_C 为 2.1mA, 而 V_{sense} 确定为 0.650V。

选择 V_{sense} 后, 感测电阻 (R_{sense}) 可由下式获得

$$R_{sense} = \frac{V_{sense}}{I_o} = \frac{0.65\text{V}}{0.65\text{A}} = 1\Omega \quad (33)$$

其中 I_o 为 SMPS 输出电流。

通常设计 NTC 热敏电阻使通过热敏电阻的电流约为室温下晶体管基极电流的 3-6 倍。室温下热敏电阻的电阻 (R_{TH}) 确定为 10kW。通过热敏电阻的电流可由下式获得

$$I_{RTH} = \frac{V_{BE}}{R_{TH}} = \frac{0.608\text{V}}{10\text{k}\Omega} = 61\mu\text{A} \quad (34)$$

基极电阻可由下式确定

$$R_{base} = \frac{V_{sense} - V_{BE}}{\frac{V_{BE}}{R_{TH}} + I_B} = \frac{0.65\text{V} - 0.608\text{V}}{\frac{0.608\text{V}}{10\text{k}\Omega} + 21\mu\text{A}} = 513\Omega \quad (35)$$

Q 的结温变化将导致控制的输出电流的值 (I_o) 变化。基极 - 发射极电压随温度上升而下降, 速率约为 $2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。当基极 - 发射极电压随温度变为 $T \times C$ 而变为 V_{BE}^T 时, $T \times C$ 时补偿此变化所需的热敏电阻可由下式给出

$$R_{TH}^T = \frac{V_{BE}^T}{\frac{V_{sense} - V_{BE}^T}{R_{base}} - I_B} \quad (36)$$

采用 $-2\text{mV}/\times\text{C}$ 时, V_{BE} 从 0.608V 减至 0.508V , 因为温度从 $25\times\text{C}$ 上升到 $75\times\text{C}$ 。通过等式 (36), $75\times\text{C}$ 时要保留相同输出电流所需的热敏电阻可由下式给出

$$\frac{0.508\text{V}}{\frac{0.65\text{V}-0.508\text{V}}{513}-21\mu\text{A}} = 1.99\text{k}$$

DSC 的 NTC 热敏电阻 103C2 选择用于补偿, 其电阻在 $25\times\text{C}$ 时为 $10\text{k}\Omega$, 在 $75\times\text{C}$ 时为 $1.92\text{k}\Omega$ 。

(b) 运算放大器和分流稳压器 (KA431) 方案

图 15 显示使用 LM358 双运算放大器分流稳压器 (KA431) 的 4.2V 、 0.8A CC/CV 控制电路。此电路提供比简单晶体管电路更高的精确度。由于较小的电阻值可用于感测电阻 R_{sense} , 因此功耗更低, 效率更佳。分流稳压器 (KA431) 电压参考以实现准确控制。

恒定电压 (CV) 控制: 输出电压由 R_1 和 R_2 感测, 然后由运算放大器 LM358B 与 2.5V 的参考值做比较。运算放大器的输出将通过 D_2 和 R_d 的电流驱动到光电耦合器的 LED。 R_1 和 R_2 的分压网络应设计为向 KA431 的参考引脚提供 2.5V 的电压。 R_1 和 R_2 之间的关系可由下式给出

$$R_2 = \frac{2.5 \cdot R_1}{V_o - 2.5} \quad (37)$$

其中 V_o 为输出电压。

通过选择 R_1 为 680Ω , R_2 可由下式获得

$$R_2 = \frac{2.5 \cdot 680}{4.2\text{V} - 2.5\text{V}} = 1\text{k}\Omega$$

C_{F2} 、 R_{F2} 和 R_6 补偿电压控制环路。

恒定电流 (CC) 控制: 感测电阻 (R_{sense}) 上的压降由下式给出

$$V_{\text{sense}} = I_o R_{\text{sense}} \quad (38)$$

通常将 V_{sense} 设置为 0.1V - 0.2V 。

由于运算放大器的反相输入端几乎接地, R_4 和 R_5 之间的关系由下式给出

$$R_4 = \frac{V_{\text{sense}} \cdot R_5}{2.5} \quad (39)$$

通过选择 $33\text{k}\Omega$ 的 R_5 , 获得 $2.1\text{k}\Omega$ 的 R_4 。 C_{F2} 、 R_{F2} 和 R_6 补偿电流控制环路。

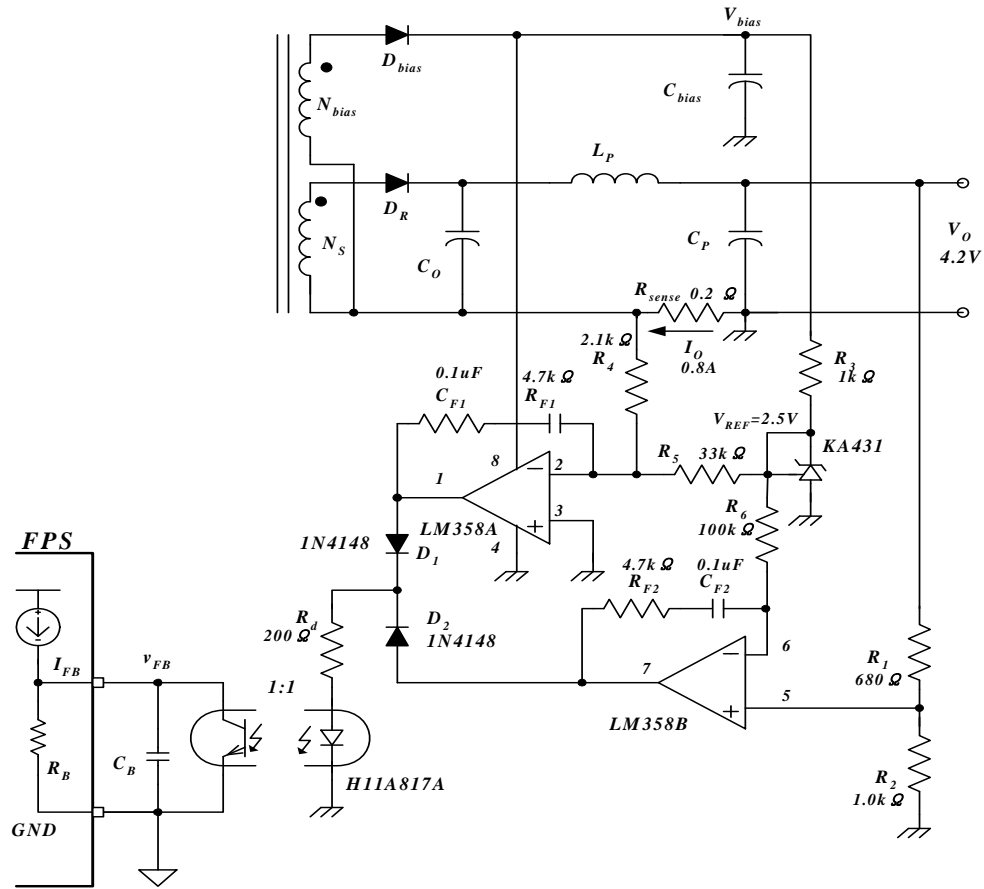


图 15. 使用运算放大器和分流稳压器的 CC/CV 控制

- 符号简介 -

A_w	: 磁芯的绕组窗口面积 (单位: mm) ²
A_e	: 磁芯的横截面积 (单位: mm) ²
B_{sat}	: 饱和通量密度, 以特斯拉为单位。
C_o	: 输出电容
D_{max}	: 最大占空比
E_{ff}	: 估计效率
f_L	: 线路频率
f_s	: FPS 的开关频率
I_{ds}^{peak}	: 最小输入电压条件下通过 MOSFET 的峰值电流的最大值
I_{ds2}^{peak}	: 最大输入电压条件下通过 MOSFET 的峰值电流的最大值
I_{ds}^{rms}	: MOSFET 的 RMS 电流
I_{ds2}	: 最大输入电压条件下的最大峰值漏电流。
I_{over}	: FPS 限流电平。
I_{se}^{rms}	: 次级绕组的 RMS 电流
I_D^{rms}	: 输出整流二极管的最大 rms 电流
I_{cap}^{rms}	: 输出电容的 RMS 纹波电流
I_o	: 输出负载电流
K_{RF}	: 电流纹波系数
L_m	: 变压器初级端电感
L_{lk}	: 变压器初级端漏电感
$Loss_{sn}$: 正常操作下缓冲器网络的最大功耗
N_p^{min}	: 变压器初级端为避免饱和的最小匝数
N_p	: 初级端绕组匝数
N_s	: 输出绕组匝数
N_a	: Vcc 绕组匝数
P_o	: 最大输出功率
P_{in}	: 最大输入功率
R_c	: 输出电容的有效串联电阻 (ESR)。
R_{sn}	: 缓冲器电阻
R_L	: 控制输出的有效总输出负载电阻
V_{line}^{min}	: 最小线路电压
V_{line}^{max}	: 最大线路电压
V_{DC}^{min}	: 最小 DC 母线电压
V_{DC}^{max}	: 最大 DC 线路电压
V_{ds}^{nom}	: 最大标称 MOSFET 电压
V_o	: 输出电压
V_F	: 输出整流二极管的正向压降。
V_{cc}^*	: Vcc 的标称电压
V_{Fa}	: Vcc 绕组的二极管正向压降
V_D	: 输出整流二极管的最大电压
V_{RO}	: 反射到初级端的输出电压
V_{sn}	: 最小输入电压和满载条件下的缓冲器电容电压
V_{sn2}	: 最大输入电压和满载条件下的缓冲器电容电压
V_{ds}^{max}	: MOSFET 的最大电压应力

Design example using FPS Design Assistant

Application	Device	Output Power	Input voltage	Output voltage (Max Current)	Ripple spec
Battery charger	FSD210	3.4W	85V-265VAC	5.2V (0.65A)	± 5%

1. Define the system specifications

Minimum Line voltage (V_{line}^{min})	85 V.m.s
Maximum Line voltage (V_{line}^{max})	265 V.m.s
Line frequency (f_L)	60 Hz

	$V_{o(n)}$	$I_{o(n)}$	$P_{o(n)}$
Output	5.2 V	0.65 A	3 W
Maximum output power (P_o) =	3.4 W		
Estimated efficiency (E_{ff})	65 %		
Maximum input power (P_n) =	5.2 W		

⚠ The estimated efficiency (E_{ff}) is set to be 0.65, considering the low output voltage and the loss in the current sensing resistor.

2. Determine DC link capacitor and DC link voltage range

DC link capacitor (C_{DC})	9.4 μ F
Minimum DC link voltage (V_{DC}^{min}) =	84 V
Maximum DC link voltage (V_{DC}^{max}) =	375 V

⚠ Since the input power is 5.2 W, the DC link capacitor is set to be 9.4 μ F by 2 μ F/Watt. (4.7 μ F \times 2)

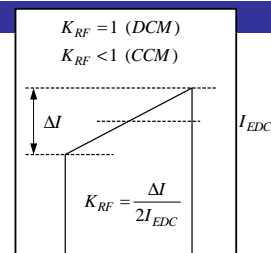
3. Determine Maximum duty ratio (D_{max})

Output voltage reflected to primary (V_{RO}) =	70 V
Maximum duty ratio (D_{max})	0.456
Maximum nominal MOSFET voltage (V_{ds}^{nom}) =	445 V

⚠ V_{RO} is set to be 70V so that V_{ds}^{nom} would be about 70% of 650V.

4. Determine transformer primary inductance (L_m)

Switching frequency of FPS (f_s)	134 kHz
Ripple factor (K_{RF})	0.66
Primary side inductance (L_m) =	1597 μ H
Maximum peak drain current (I_{ds}^{peak}) =	0.23 A
RMS drain current (I_{ds}^{rms}) =	0.10 A
Maximum DC link voltage in CCM (V_{DC}^{CCM})	143 V



5. Choose the proper FPS considering the input power and current limit

Typical current limit of FPS (I_{over})	0.32 A		
Minimum I_{over} considering tolerance of 12%	0.28 A	>	0.23 A

->0.K.

6. Determine the proper core and the minimum primary turns

Saturation flux density (B_{sat})	0.30 T
Cross sectional area of core (A_e)	19.4 mm ²
Minimum primary turns (N_p^{min})=	87.8 T

Ferrite core EE1616 is chosen ($A_e=19.4 \text{ mm}^2$)

7. Determine the number of turns for each output

	$V_{o(n)}$	$V_{F(n)}$	# of turns
Vcc (Use Vcc start voltage)	12 V	0.8 V	18.0 => 18 T
1st output for feedback	5.2 V	1.2 V	9 => 9 T

VF : Forward voltage drop of rectifier diode Primary turns (N_p)= 99 T
 ---->enough turns

Ungapped AL value (AL) 1150 nH/T²
 Gap length (G) ; center pole gap = 0.13 mm

The voltage drop in the sensing resistor (0.7V) is included in the diode voltage drop of the output diode.
 (0.7V + 0.5V = 1.2V)

8. Determine the wire diameter for each winding

	Diameter	Parallel	$b_{(n)}^{rms}$	(A/mm ²)
Primary winding	0.16 mm	1 T	0.1 A	4.9
Vcc winding	0.16 mm	2 T	0.1 A	2.5
Output winding	0.4 mm	1 T	1.2 A	9.4

Copper area (A_c) = 3.84 mm²
 Fill factor (K_f) = 0.15
 Required window area (A_{wr}) = 25.62 mm²

Since the winding for 5.2V is short with small number of turns, relatively large current density (> 5A/mm²) is allowed.

9. Choose the rectifier diode in the secondary side

	$V_{D(n)}$	$b_{(n)}^{rms}$
Vcc diode	80 V	0.10 A
1st output diode	39 V	1.18 A

Vcc winding	UF4003 (200V /1A, VF=1V)	Ultra Fast Recovery Diode
output (5.2V)	SB260 (60V/2A, VF=0.55V)	Schottky Barrier Diode

10. Determine the output capacitor

	$C_{o(n)}$	$R_{C(n)}$	$I_{cap(n)}$	$\Delta V_{o(n)}$
1st output capacitor	330 μ F	200 m Ω	1.0 A	0.50 V

Since the output voltage ripple exceeds the ripple spec of $\pm 5\%$, additional LC filter stage should be used. 330 μ F capacitor together with 3.9 μ H inductor are used for the post filter.

11. Design RCD snubber

Primary side leakage inductance (L_k)	50 μ H
Maximum Voltage of snubber capacitor (V_{sn})	170 V
Maximum snubber capacitor voltage ripple	9 %
Snubber resistor (R_{sn})=	99.6 k Ω
Snubber capacitor (C_{sn})=	0.8 nF
Power loss in snubber resistor (P_{sn})=	0.3 W (In Normal operation)
Peak drain current at V_{DC}^{max} (I_{ds2}) =	0.22 A
Max Voltage of C_{sn} at V_{DC}^{max} (V_{sn2})=	167 V
Max Voltage stress of MOSFET (V_{ds}^{max})=	542 V

The snubber capacitor and snubber resistor are chosen as 1nF and 94k Ω (47k Ω ×2), respectively. The maximum voltage stress on the MOSFET is below 80% of BV_{dss} (700V)

设计总结

特性

- 高效率（通用输入时 >60%）
- 无负载下低功耗（240Vac 时 <100mW）
- 低组件数量
- 通过各种保护功能增强系统可靠性
- 内部软启动 (3ms)
- 提供频率调制功能，可减少 EMI 辐射

关键设计说明

- 恒定电压 (CV) 模式控制使用电阻、R8、R9、R10 和 R12、分流稳压器、U2、反馈电容、C9 和光电耦合器、U3 实现。
- 即使 FSD210 有内部软启动，也可采用 C10 提供更长的软启动时间。由于 C10 减小了反馈增益，因此对 R9 使用相对较小的电阻来进行补偿。
- 恒定电流 (CC) 模式控制使用电阻、R8、R9、R15、R16、R17 和 R19、npn 晶体管、Q1 和 NTC、TH1 来实现。当电流感测电阻 R15、R16 和 R17 上的电压为 0.7V 时，npn 晶体管打开并且通过光电耦合器 LED 的电流增大。这将减小反馈电压和占空比。因此，输出电压下降而输出电流保持恒定。
- NTC（负温度系数）用于补偿晶体管 Q1 的温度特性。

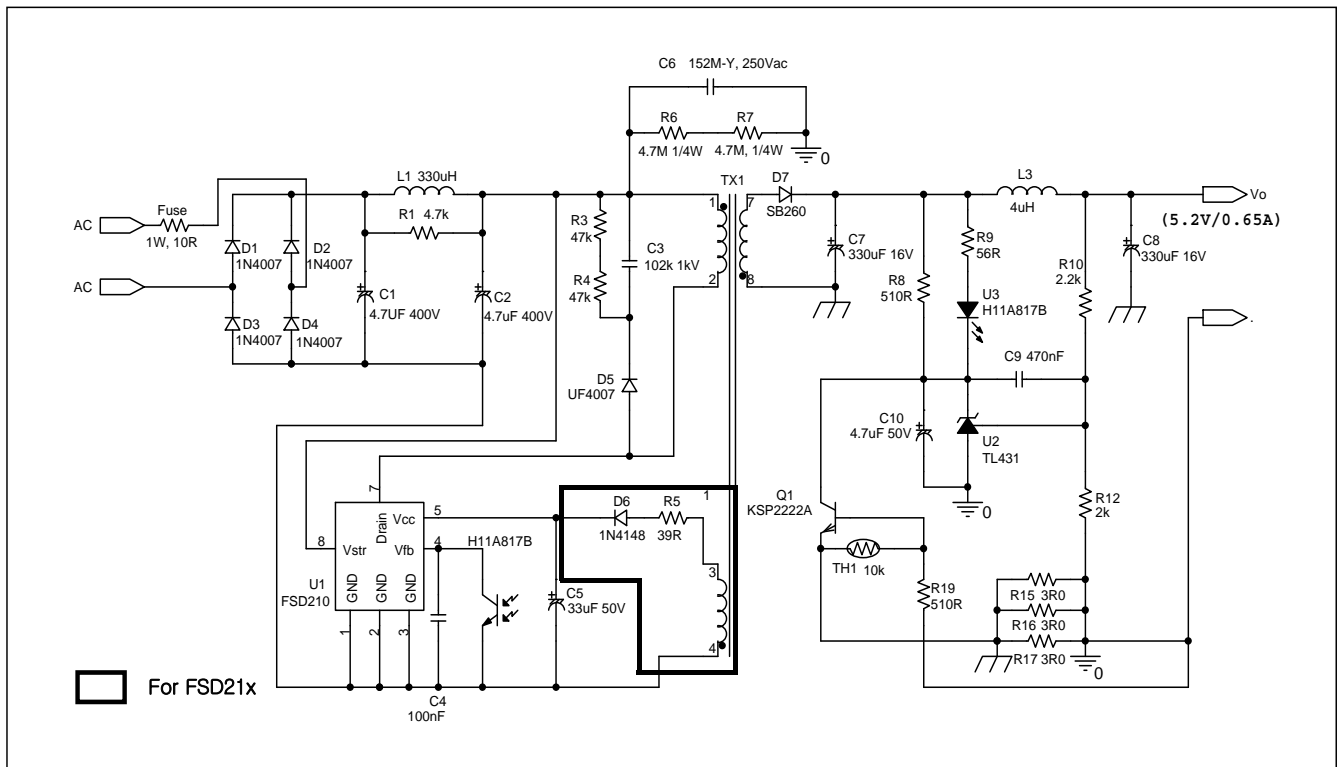


图 16. 反激式转换器的最终原理图

实验验证

为了展示本文中介绍的设计步骤的有效性，已构建并测试设计示例转换器。所有电路组件均按设计示例中的设计使用，详细变压器结构如图 17 中所示。绕组规格和测量的变压器特性分别在表 4 和表 5 中显示。假绕组 (W3) 用作 EMI 屏蔽。此绕组通过屏蔽初级绕组产生的辐射噪声来改进 EMI 特性。

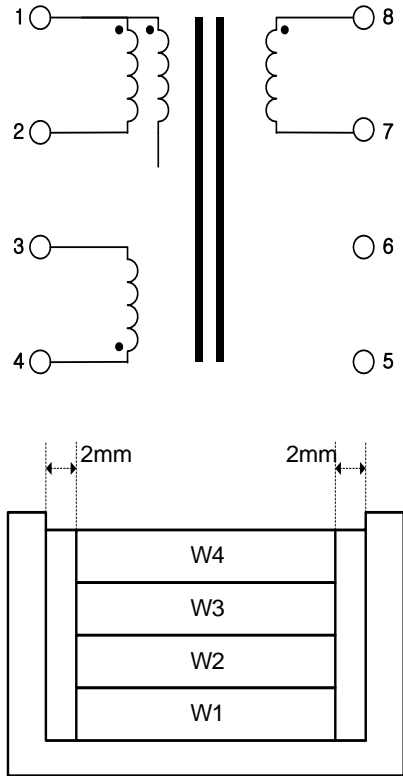


图 17. 变压器结构

No.	Pin (S → F)	Wire	Turns	Winding Method
W1	1 → 2	0.16Φ X 1	99 Ts	SOLENOID WINDING
INSULATION : POLYESTER TAPE t=0.025mm / 10mm, 2Ts				
W2	4 → 3	0.16Φ X 1	18 Ts	CENTER SOLENOID WINDING
INSULATION : POLYESTER TAPE t=0.025mm / 10mm, 2Ts				
W3	1 → open	0.16Φ X 1	50 Ts	SOLENOID WINDING
INSULATION : POLYESTER TAPE t=0.025mm / 10mm, 3Ts				
W4	8 → 7	0.40Φ X 1	9 Ts	SOLENOID WINDING
INSULATION : POLYESTER TAPE t=0.025mm / 10mm, 3Ts				

表 4. 绕组规格

磁芯	EE1616 (ISU 陶瓷)
初级端电感	1.6 mH @ 100kHz
漏电感	50 uH @ 100kHz, 所有其他绕组短路

表 5. 测量的变压器特性

图 18 显示最小输入电压和满载条件下的 FPS 漏电流和电压波形。根据设计，最大峰值漏电流 (I_{ds}^{peak}) 约为 0.23A。图 19 显示最大输入电压和满载条件下的 FPS 漏电流和电压波形。MOSFET 上的最大电压应力约为 520V，低于指定值 (542V)。这是因为电感的损耗放电或杂散电容。不同输入电压在满载下测量的效率如图 20 所示。265V 输入电压时最低效率为 61%。由于输出中电流感测电阻中的功耗，效率较低。

CC/CV 控制电路的组件根据设计步骤的步骤 12 中的设计选择。图 21 和 22 分别显示 25×C 和 75×C 时的输出电压和输出电流特性。根据设计，输出电压为 5.2V，输出电流为 0.65A。由于热敏电阻的温度补偿电路，输出电流温度变化极小。

表 6 显示待机模式中的功耗。通过突发模式操作，可最大限度地减少功耗。240V 输入时的功耗在 100 mW 以下。详细突发操作波形如图 23 和 24 所示。根据反馈电压禁用和启用开关操作后，降低了有效开关频率，同时也降低了待机模式中的功耗。

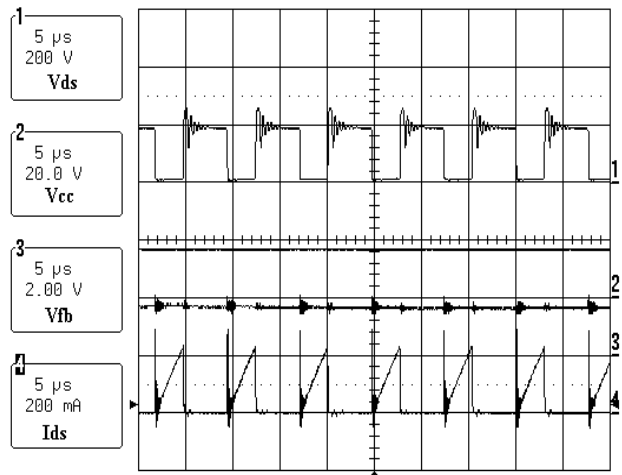


图 18. 漏电流和电压的波形在 85Vac 和满载条件下

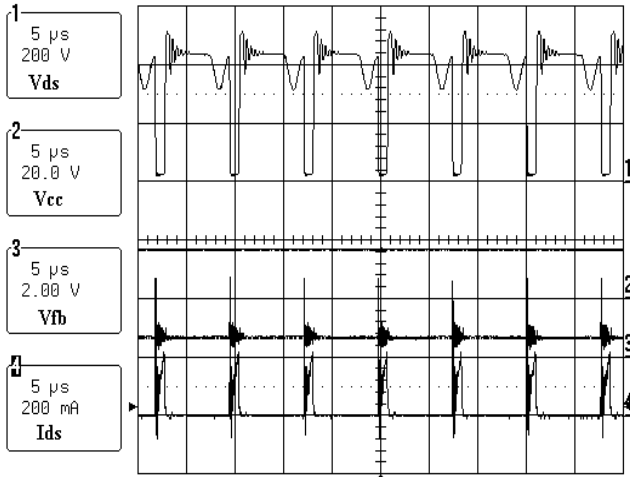


图 19. 漏电流和电压的波形在 265Vac 和满载条件下

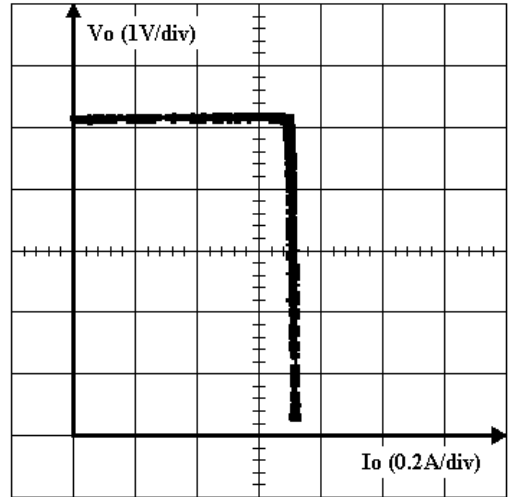


图 22. 输出电压 (Vo) 与 输出电流 (Io) 特性 @ 75 °C

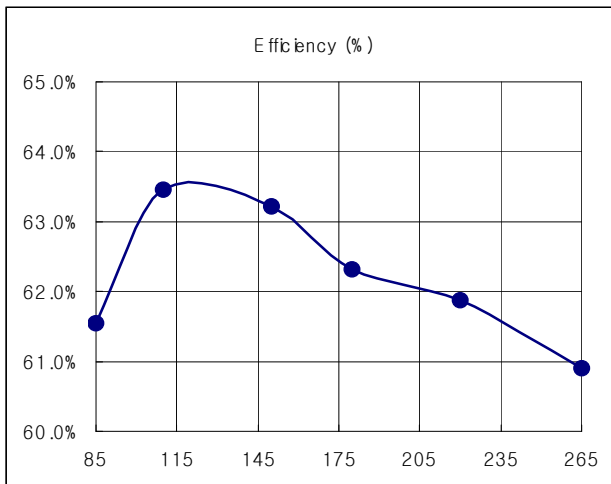


图 20. 不同输入电压在满载条件下测量的效率

输入电压	输入功率
85Vac	54 mW
240Vac	92 mW
265Vac	110 mW

表 6. 待机功耗

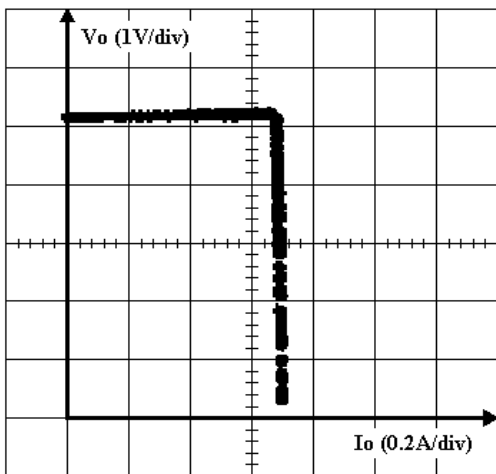


图 21. 输出电压 (Vo) 与 输出电流 (Io) 特性 @ 25 °C

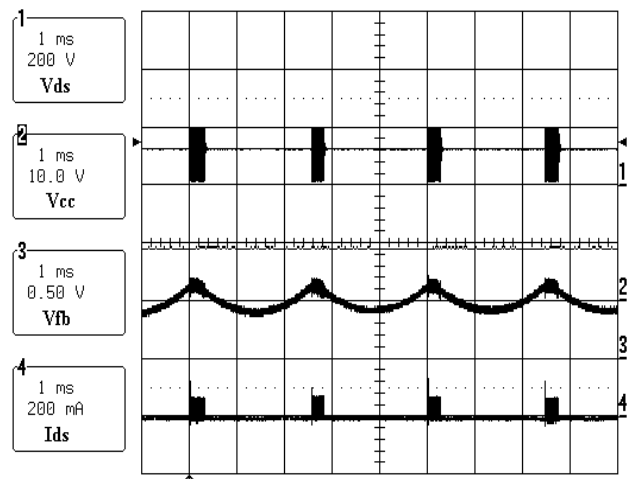


图 23. 突发模式波形在 85Vac 和满载条件下

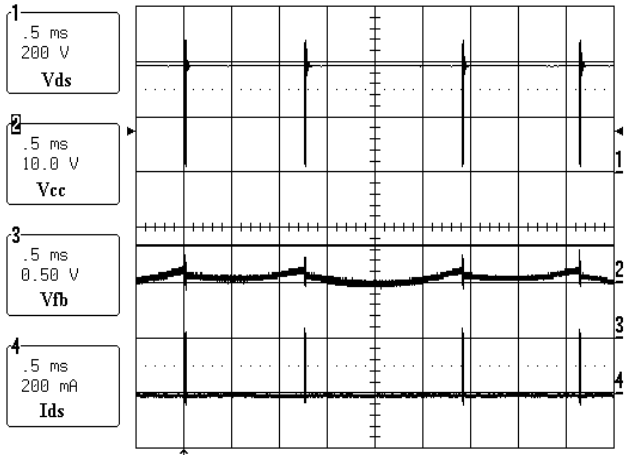


图 24. 突发模式波形在 265Vac 和满载条件下

作者 Hang-Seok Choi /D

飞兆半导体公司 / 电源小组

电话: +82-32-680-1383 传真: +82-32-680-1317

电子邮件: hschoi@fairchildsemi.co.kr

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local
Sales Representative