



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.

AN-9719

飞兆电源开关 (FPS™) FSL1x7 在 小功率电源中的应用

1. 简介

高度集成的 FSL1x7

系列产品由集成电流模式脉宽调制解调器 (PWM)

和耐雪崩的 700V SenseFET 器件组成。

它专为高性能离线式开关电源 (SMPS) 而设计，采用最少的外部组件。

这种集成的PWM控制器拥有专属的绿色模式功能，能够在轻载条件下通过调制关断时间来线性地降低开关频率，从而降低待机功耗。

PWM 控制器采用BiCMOS工艺制造，

可进一步降低功耗。

该绿色模式和间歇工作模式功能，

只需较低的工作电流 (绿色模式下2mA)，最大程度地提高了轻载下的效率，使得电源容易满足严格的待机功耗规范。

FSL系列产品具有内置斜率补偿功能，可以获得稳定的峰值电流模式控制。

在较宽的交流输入电压范围内，如90V_{AC}到264V_{AC}，专属的外部输入电压补偿功能可以确保输出功率恒定，非常有利于优化功率电路。

很多保护功能，如开环/过载保护 (OLP)、过压保护 (OVP)、过温保护 (OTP) 都完全集成到 FSL 系列中。这些特性提高了开关电源的可靠性，并且没有增加系统成本。

与分立MOSFET和控制器或RCC开关转换器的解决方案相比，FSL系列功率开关降低了器件总数、减少了转换器尺寸和重量，

同时提升了效率、可生产性和系统可靠性。

这些元件提供了一个基本的平台，用于设计高性价比的反激转换器。

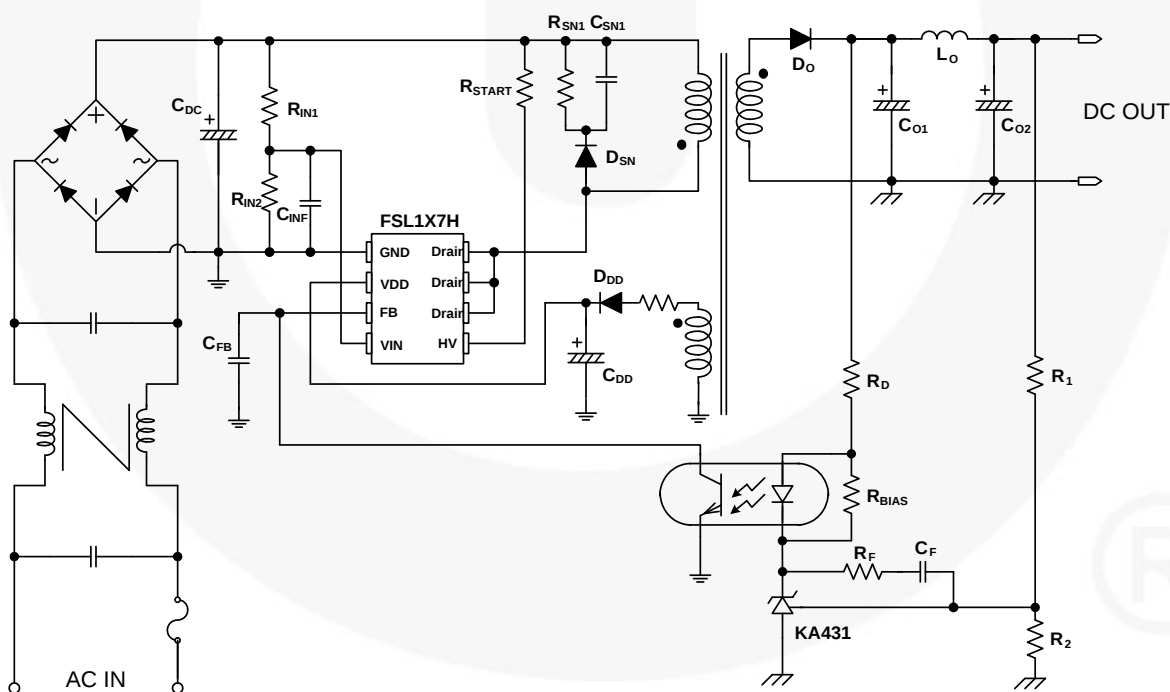


图 1. 典型应用电路

2. 器件功能描述

2.1 启动电路

启动时, HV 引脚需要通过外部电阻 R_{HV} 连接至电源输入端或母线电容, 如图 2 所示。典型的启动电流为 3.5mA, 需要通过电阻 R_{HV} 向 V_{DD} 电容 (C_{DD}) 充电。

当 V_{DD} 电容电压达到 V_{DD-ON} 时, 启动电流关断。

V_{DD} 电容维持 V_{DD} 电压, 直到变压器辅助绕组提供工作电流为止。

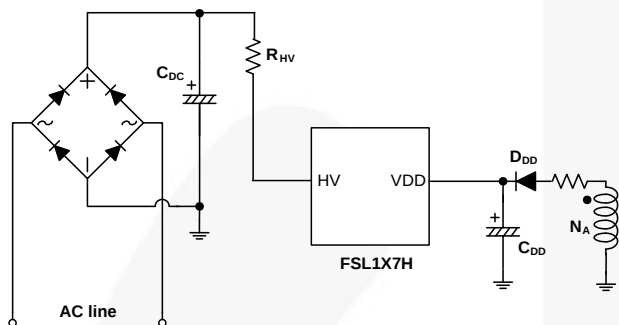


图 2. 启动电路

2.2 软启动

FSL 系列产品具有内部软启动电路, 在启动过程中能够缓慢增加 SenseFET 的电流。典型的软启动时间为 5ms, 在此期间, V_{Limit} 电平分六步增加, 平稳地建立所需的输出电压, 如图 3 所示。软启动还有助于防止变压器饱和, 降低启动过程中次级二极管承受的电力。

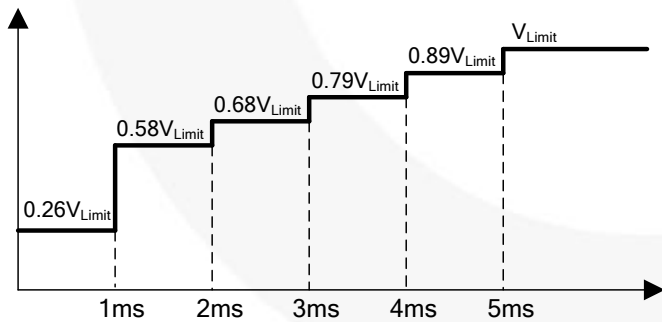


图 3. 软启动功能

2.3 绿色模式工作

FSL 系列产品采用反馈电压 (V_{FB}) 作为输出负载的指示, 调制 PWM 的频率, 如图 4 所示, 使开关频率随着负载的降低而降低。在重载条件下, 开关频率为 100kHz。一旦 V_{FB} 跌落低于 V_{FB-N} (2.5V), PWM 频率开始从 100 kHz 向 18 kHz 线性下降, 以降低开关损耗。当 V_{FB} 跌落低于 V_{FB-G} (2.4V) 时, 开关频率固定在 18kHz, FSL 系列产品进入“深度”绿色模式, 可以降低待机功耗。如果 V_{FB} 跌落低于 V_{FB-ZDC} (2.1V), FSL 系列产品进入间歇模式工作。当 V_{FB} 跌落低于 V_{FB-ZDC} , FSL 系列产品停止开关动作, 输出电压开始下降, 从而引起反馈电压上升。一旦 V_{FB} 上升高于 V_{FB-ZDC} , 开关动作恢复。间歇工作模式下开关开通和关断交替工作, 因此可以降低开关损耗, 降低待机功耗, 如图所示图 5。

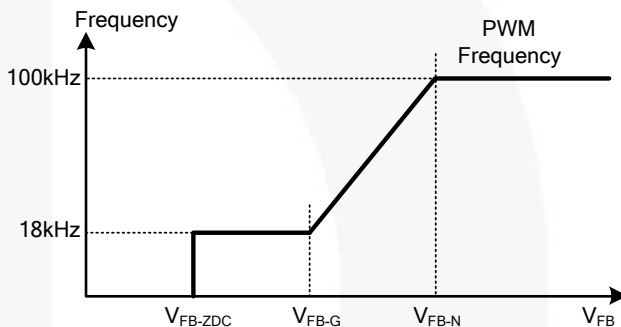


图 4. PWM 频率

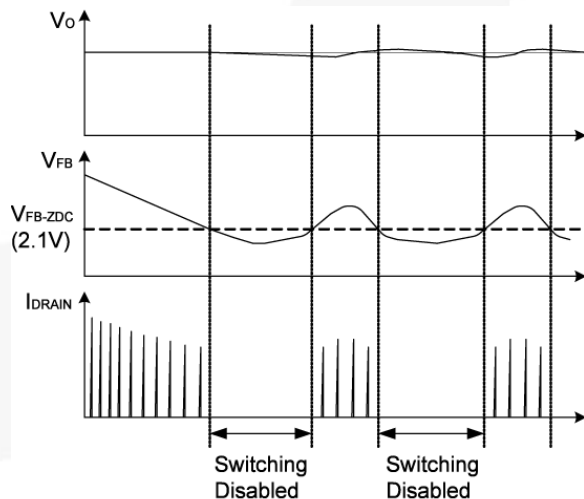


图 5. 间歇模式工作

2.4 恒功率控制

为了恒定地限制转换器的输出功率，采取了高/低压补偿功能。通过检测 VIN 管脚的输入电压变化，高/低压补偿功能能够产生根据电源电压高低变化的峰值电流限制阈值，用于恒定功率控制，如图所示图 6。

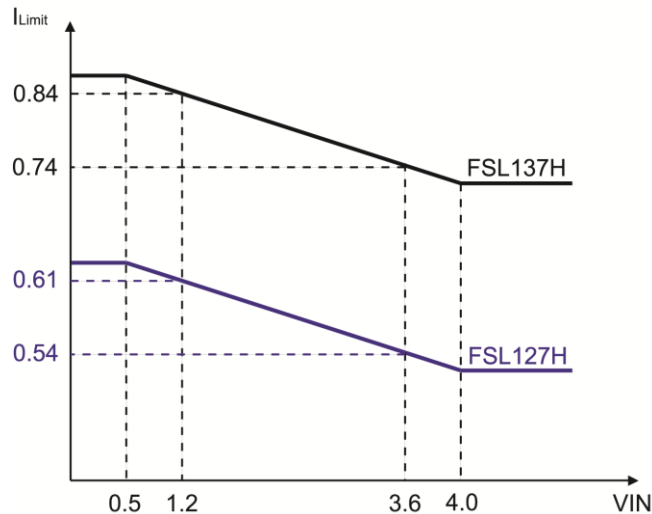


图 6. 恒功率控制

2.5 保护功能

FSL 系列产品提供有完全保护功能，可以防止电源和负载受到损坏。保护特征如表 1 所示。

表 1. 保护功能

	FSL127H	FSL137H
OVP	闭锁	闭锁
OTP	闭锁	闭锁
OLP	自动重启	自动重启
VIN-H	闭锁	闭锁
VIN-L	自动重启	自动重启

2.5.1 V_{DD} 过压保护 (OVP)

V_{DD} 过压保护可以防止 IC 因 V_{DD} 引脚过电压而损坏。当 V_{DD} 达到 28V 时，过压保护被触发。设置有延迟时间（典型值 130μs），防止开关噪声引起误动作。

2.5.2 过温保护 (OTP)

SenseFET 与控制 IC 集成于一体，方便了对 SenseFET 温度测量。一旦结温超过大约 142°C 时，过温保护功能被启动。

2.5.3 过载保护 (OLP)

如果分压器图 7 所示为的高端电阻处于开路，如图所示，或输出过流或短路发生，则不会出现电流流过光耦极管。V_{FB}（反馈电压）上拉至 6V。当反馈电压高于 4.6V 且持续时间大于 56ms，OLP 动作。当 SMPS 输出因过载跌落低于标称值且持续时间大于 56ms，该保护也会动作。

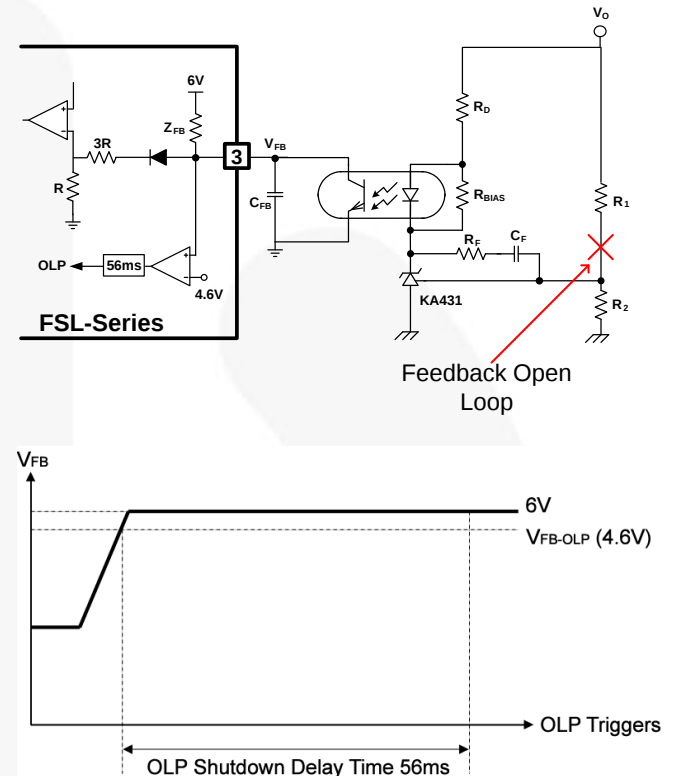


图 7. OLP 工作原理

3. 设计范例

反激转换器具有两种工作模式：连续导通模式 (CCM) 和断续导通模式 (DCM)。每种模式都有各自的优势和劣势。一般而言，DCM 模式时，整流器二极管承受较低应力，因为就在反向偏置之前，二极管工作在零电流状态下，反向恢复损耗最小。相比 CCM 模式，平均储能减少，使得变压器尺寸可以降低。但是 DCM 模式会引起较高的电流有效值，在低压供电时，严重地增加 MOSFET 的通态损耗。对于采用较低输出电压和使用具有较短反向恢复时间肖特基二极管的待机辅助电源应用，一般来讲，应该设计反激转换器工作在 CCM 模式，以便获得最高效率。

本节以图 1 所示原理图作为参考介绍设计流程。我们选用一个标称输出功率 12W 的开关电源作为设计范例。

[STEP-1] 确定电源系统的各项指标

在设计电源时，应首先确定以下技术指标：

- 电源电压范围 ($V_{LINE\ MIN}$ 和 $V_{LINE\ MAX}$)
- 电压频率 (f_L)
- 标称输出功率 (P_O)
- 估算标称负载时的效率 (η)。首先需要估算功率转换效率，才能计算标称负载条件下的输入功率。如果没有参考数据可用，对于低压输出应用场合，可设置 $\eta = 0.7 \sim 0.75$ ，对于高压输出应用场合，可设置 $\eta = 0.8 \sim 0.85$ 。

给定估算效率后，可得峰值负载条件下的输入功率为：

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} \quad (1)$$

(设计范例) 目标系统的指标为：

- $V_{LINE\ MIN} = 90V_{RMS}$ $V_{LINE\ MAX} = 264V_{RMS}$
- 电压频率 (f_L) 为 60 Hz
- 标称输出功率 (P_O) 为 12W (12V/1A)
- 估算效率 (η) 为 0.8

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} = \frac{12}{0.8} = 15W$$

[STEP-2] 确定输入电容 (C_{IN}) 和输入电压范围

一般来说，在峰值输入功率条件下，对于通用输入电压范围 (85~265V_{RMS})，按照 2~3 $\mu F/W$ 选择输入电容，对于欧洲电压输入电压范围 (195V~265V_{RMS})，按照 1 $\mu F/W$ 选择输入电容。选定输入电容后，在标称负载条件下，可得最小输入电容电压为：

$$V_{IN\ MIN} = \sqrt{2 \cdot (V_{LINE\ MIN})^2 - \frac{P_{IN} \cdot (1 - D_{CH})}{C_{IN} \cdot f_L}} \quad (2)$$

式中， D_{CH} 指输入电容的充电占空比，可根据图 8 确定，典型值约为 0.2。

最大输入电容电压为：

$$V_{IN\ MAX} = \sqrt{2} \cdot V_{LINE\ MAX} \quad (3)$$

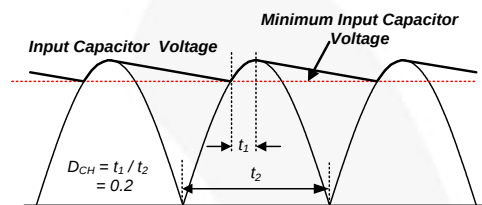


图 8. 输入电容电压波形

(设计范例) 选择 20 μF 的输入电容，则标称负载时的最低输入电压为：

$$\begin{aligned} V_{IN\ MIN} &= \sqrt{2 \cdot (V_{LINE\ MIN})^2 - \frac{P_{IN} \cdot (1 - D_{CH})}{C_{IN} \cdot f_L}} \\ &= \sqrt{2 \cdot (90)^2 - \frac{15 \cdot (1 - 0.2)}{20 \cdot 10^{-6} \cdot 60}} = 79V \end{aligned}$$

可得最高输入电压为：

$$V_{IN\ MAX} = \sqrt{2} \cdot V_{LINE\ MAX} = \sqrt{2} \cdot 264 = 373V$$

[STEP-3] 确定反射输出电压 (V_{RO})

当 MOSFET 关断时，输入电压 (V_{IN}) 以及反射到初级的输出电压 (V_{RO}) 将施加在 MOSFET 的两端，如图 9 所示。给定 V_{RO} 后，可得最大占空比 (D_{MAX}) 和标称 MOSFET 电压 (V_{DS}^{NOM}) 分别为：

$$D_{MAX} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{IN\ MIN}} \quad (4)$$

$$V_{DS\ NOM} = V_{IN\ MAX} + V_{RO} \quad (5)$$

$$V_{DO\ NOM} = \frac{V_{IN\ MAX} \cdot (V_O + V_F)}{V_{RO}} + V_O \quad (6)$$

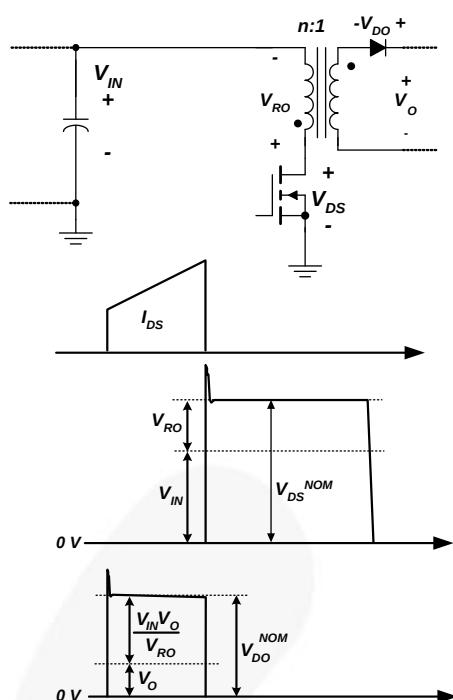


图 9. 输出电压反射到初级

由式5可知，通过降低 V_{RO} ，可以减少MOSFET两端的电压应力。但是这将增加次级整流二极管的电压应力，如式 6 所示。因此，确定 V_{RO} 时，应该在 MOSFET 电压应力与二极管电压应力之间做出权衡。尤其对于低输出电压应用，整流器二极管正向压降成为决定电源效率的主要因素。因此，反射输出电压的确定应该确保整流二极管正向压降最小。表 2显示为不同额定电压的肖特基二极管的正向压降。

实际漏极电压和二极管电压上升高于标称电压，这是由于存在变压器的漏感作用，如图 9所示。典型地，设置 V_{RO} ，使得 V_{DS}^{NOM} 和 V_{DO}^{NOM} 分别为 MOSFET 和二极管额定电压的 70~80%。

表 2. 不同额定电压的二极管正向压降
(3A 肖特基二极管)

元件名称	V_{RRM}	V_F
SB320	20V	0.5V
SB330	30V	
SB340	40V	
SB350	50V	0.74V
SB360	60V	
SB380	80V	0.85V
SB3100	100V	

(设计范例) 如表 2所示，建议采用额定电压为 100V 的整流二极管，获得最高效率。假定，MOSFET和二极管的标称电压低于各自额定电压的 80%，则反射输出电压为：

$$V_{DO}^{NOM} = \frac{V_{IN}^{MAX} \cdot (V_O + V_F)}{V_{RO}} + V_O$$

$$= \frac{373 \cdot (12 + 0.85)}{V_{RO}} + 12 < 0.8 \cdot 100 = 80$$

$$\Rightarrow V_{RO} > \frac{373 \cdot (12 + 0.85)}{68} = 70.5V$$

$$V_{DS}^{NOM} = V_{IN}^{MAX} + V_{RO} < 0.8 \cdot 700 = 560$$

$$\Rightarrow V_{RO} < 560 - 373 < 187V$$

确定 V_{RO} 为 74V，

$$D_{MAX} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{IN}^{MIN}} = \frac{74}{74 + 79} = 0.48$$

$$V_{DS}^{NOM} = V_{IN}^{MAX} + V_{RO} = 373 + 74 = 447V$$

$$V_{DO}^{NOM} = \frac{V_{IN}^{MAX} \cdot (V_O + V_F)}{V_{RO}} + V_O$$

$$= \frac{373 \cdot (12 + 0.85)}{74} + 12 = 76.8V$$

[STEP-4] 确定变压器初级电感 (L_M)

变压器初级电感的确定应该考虑最低输入电压和标称负载条件。根据步骤 3 确定 D_{MAX} 后，可得变压器初级端电感 (L_M)：

$$L_M = \frac{(V_{IN}^{MIN} \cdot D_{MAX})^2}{2 \cdot P_{IN} \cdot f_{SW} \cdot K_{RF}} \quad (7)$$

式中， f_{SW} 指开关频率， K_{RF} 指最小输入电压和标称负载条件下的纹波系数，如所示图 10。对于 DCM 工作模式， $K_{RF} = 1$ 。对于 CCM 工作模式， $K_{RF} < 1$ 。纹波系数与变压器尺寸和 MOSFET 电流的 RMS 值均密切相关。

虽然通过降低纹波系数，可以降低MOSFET的导通损耗，但是纹波系数过小会迫使变压器的尺寸增加。

在设计 CCM 工作模式下的反激转换器时，对于通用输入范围，

可设置 $K_{RF} = 0.25-0.5$ ，对于欧洲输入范围，可设置 $K_{RF} = 0.4-0.8$ 。

一旦选定 K_{RF} 并根据式7计算得到 L_M ，在最低输入电压和标称负载条件下，可得MOSFET的峰值电流和有效值电流分别为：

$$I_{DS^{PK}} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (8)$$

$$I_{DS^{RMS}} = \sqrt{\left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2 \right] \frac{D_{MAX}}{3}} \quad (9)$$

式中：

$$I_{EDC} = \frac{P_{IN}}{V_{IN^{MIN}} \cdot D_{MAX}} \quad (10)$$

和

$$\Delta I = \frac{V_{IN^{MIN}} \cdot D_{MAX}}{L_M \cdot f_{SW}} \quad (11)$$

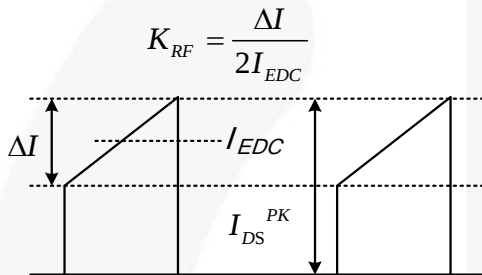


图 10. MOSFET电流和纹波系数 (K_{RF})

(设计范例) 选择纹波系数为 0.88，则

$$L_M = \frac{(V_{IN^{MIN}} \cdot D_{MAX})^2}{2 \cdot P_{IN} \cdot f_{SW} \cdot K_{RF}} = \frac{(79 \cdot 0.48)^2}{2 \cdot 15 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.88} \approx 540 \mu H$$

$$I_{EDC} = \frac{P_{IN}}{V_{IN^{MIN}} \cdot D_{MAX}} = \frac{15}{79 \cdot 0.48} = 0.4 A$$

$$\Delta I = \frac{V_{IN^{MIN}} \cdot D_{MAX}}{L_M \cdot f_{SW}} = \frac{79 \cdot 0.48}{540 \times 10^{-6} \cdot 100 \times 10^3} = 0.7 A$$

$$I_{DS^{PK}} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} = 0.4 + 0.35 = 0.75 A$$

$$I_{DS^{RMS}} = \sqrt{\left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2 \right] \frac{D_{MAX}}{3}} = \sqrt{\left[3(0.4)^2 + (0.35)^2 \right] \frac{0.48}{3}} = 0.31 A$$

[STEP-5] 根据输入功率和峰值漏电流选择合适的FPS

根据式8得到的MOSFET最大峰值漏电流($I_{DS^{PK}}$)，选择合适的FPS，使得逐脉冲限流值(I_{LIM})高于 $I_{DS^{PK}}$ 。鉴于FPS具有±10%的 I_{LIM} 容差，选择FPS元件时应留足余量。具有合适额定功率的FSL系列产品汇总如表3所示。

表 3. MOSFET电流和纹波系数(KRF)

产品	I_{LIM} , 条件是 $V_{IN} = 1.2V$			85-265V _{AC} 开放结构
	最小值	典型值	最大值	
FSL127H	0.51A	0.61A	0.71A	16W
FSL137H	0.74A	0.84A	0.94A	19W

(设计实例)

$I_{DS^{PK}} = 0.75 A < 0.84 A (I_{LIM} \text{ Typ.})$
选择 FSL137H。

[STEP-6] 确定最低初级匝数

给定磁芯后，可得能够避免变压器磁芯饱和的初级最小匝数为：

$$N_{P^{MIN}} = \frac{L_M \cdot I_{LM}}{B_{SAT} \cdot A_e} \times 10^6 \quad (12)$$

式中， A_e 指磁芯的截面积，单位为 mm^2 。 I_{LM} 为逐周限流电平。 B_{SAT} 指饱和磁通密度，单位为 Tesla。

逐周限流电平出现在式12中，这是因为在负载瞬态或过载条件下，电感电流会达到逐周限流值。图11显示为铁氧体磁芯 TDK (PC40) 的典型特性。由于饱和磁通密度(B_{SAT})随着温度上升而下降，所以应考虑到其高温特性。如果没有参考数据，可采用 $B_{SAT} = 0.3 T$ 。

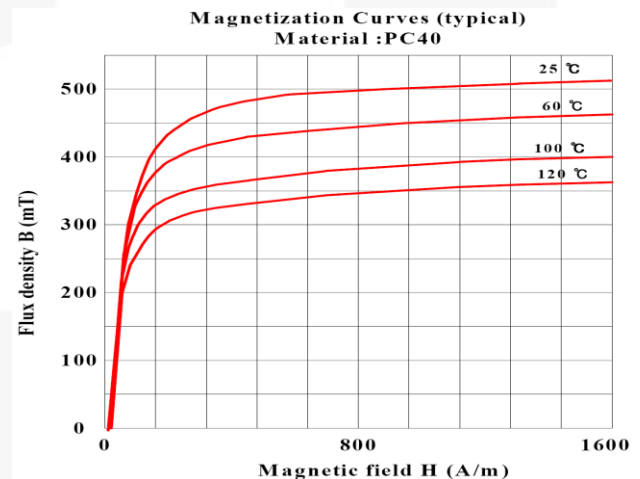


图 11. 铁氧体磁芯 (TDK/PC40) 的典型 B-H 特性

(设计范例) 选择 EE-16 磁芯, 其有效截面积为 19.2mm^2 。选择饱和磁通密度为 0.3T , 可得变压器初级最小匝数为:

$$N_{P\text{MIN}} = \frac{L_M \cdot I_{LM}}{B_{SAT} \cdot A_e} \times 10^6$$

$$= \frac{540 \times 10^{-6} \cdot 0.8}{0.3 \cdot 19.2} \times 10^6 = 75$$

[STEP-7] 确定每一绕组的匝数

图 12 给出了变压器的简图。首先根据Step-3中确定的反射输出电压, 计算初级绕组与次级绕组之间的匝比 (n) 为:

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{RO}}{V_O + V_F} \quad (13)$$

式中, N_P 和 N_S 分别指初级和次级匝数,

V_O 指输出电压, V_F 指输出二极管 (D_O) 的正向压降。

接着, 确定 N_S 的合适整数, 以使得到的 N_P 大于由式 12 所得的 $N_{P\text{MIN}}$ 。

V_{DD} 电源的辅助绕组的匝数为

$$N_A = \frac{V_{DD^*} + V_{FA}}{V_O + V_F} \cdot N_{S1} \quad (14)$$

式中, V_{DD} 指供电电压标称值, V_{FA} 指 D_{DD} 整流二极管的正向压降, 其定义如图 12 所示。

鉴于 V_{DD} 随着输出负载的增加而增加, 设置 V_{DD} 比 $V_{DD\text{UVLO}}$ 值 (8V) 高 5~8 V, 以避免在峰值负载工作时出现过压保护条件。

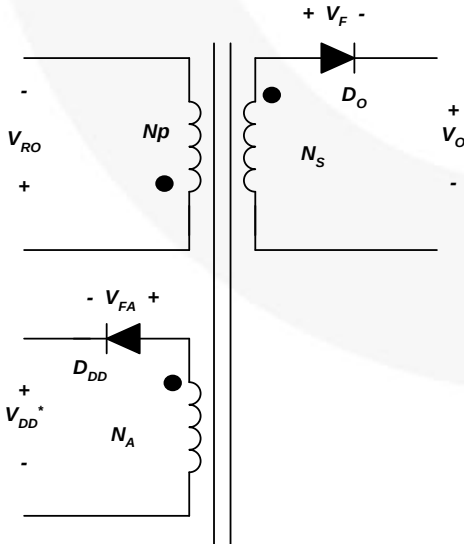


图 12. 变压器简图

(设计范例) 假定, 二极管正向压降为 0.85V , 可得匝比为:

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{RO}}{V_O + V_F} = \frac{74}{12 + 0.85} = 5.8$$

然后, 确定 N_S 的合适整数, 以使得到的 N_P 大于 $N_{P\text{MIN}}$:

$$N_S = 13, N_P = n \cdot N_S = 75 \geq N_{P\text{MIN}}$$

设置 V_{DD^*} 为 12V , 可得辅助绕组的匝数为:

$$N_A = \frac{V_{DD^*} + V_{FA}}{V_O + V_F} \cdot N_{S1} = \frac{12 + 0.85}{12 + 0.5} \cdot 13 \approx 13$$

[STEP-8] 基于绕组电流有效值确定每一绕组的线径

可得次级绕组的最大电流有效值为:

$$I_{SEC\text{RMS}} = n \cdot I_{DS\text{RMS}} \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}} \quad (15)$$

当导线较长时 (大于 1m), 电流密度的典型值为 $3\sim 5\text{A/mm}^2$ 。当匝数较少, 即导线较短时, 可接受的电流密度为 $5\sim 10\text{A/mm}^2$ 。避免采用线径大于 1mm 的导线, 防止出现严重的涡流或交流损耗。对于大电流输出, 最好采用多股细线的并联绕组, 以便降低趋肤效应。

(设计范例) 根据第四步, 可得初级绕组的电流RMS为 0.31A 。次级绕组的电流有效值计算公式为:

$$I_{SEC\text{RMS}} = n \cdot I_{DS\text{RMS}} \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}}$$

$$= 5.8 \cdot 0.31 \sqrt{\frac{1 - 0.48}{0.48}} = 1.87\text{A}$$

选择初级与次级绕组的导线直径分别为 0.3mm (5A/mm^2) 和 0.4mm (8A/mm^2)。

[STEP-9] 根据电压与电流额定值选择次级整流器二极管

可得整流器二极管的最大反向电压和电流有效值分别为

$$V_{DO} = V_O + \frac{V_{IN\text{MAX}}}{n} \quad (16)$$

$$I_{DO\text{RMS}} = n \cdot I_{DS\text{RMS}} \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}} \quad (17)$$

整流二极管的典型电压和电流裕量如下:

$$V_{RRM} > 1.2 \cdot V_{DO} \quad (18)$$

$$I_F > 1.8 \cdot I_{DO\text{RMS}} \quad (19)$$

式中, V_{RRM} 指二极管的最大反向电压,

I_F 指二极管的额定电流。

(设计范例) 二极管的电压与电流计算公式为:

$$V_{DO} = V_O + \frac{V_{INMAX}}{n} = 12 + \frac{373}{5.8} = 76.3V$$

$$I_{DO_{RMS}} = n \cdot I_{DS_{RMS}} \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}} \\ = 5.8 \cdot 0.31 \sqrt{\frac{1 - 0.48}{0.48}} = 1.87A$$

选择5A /100V的整流器二极管, 两只并联。

[STEP-10] 反馈电路配置

鉴于FSL-系列功率开关采用了电流模式控制, 因此可以采用一个单极点和单零点补偿电路进行反馈环设计。

FPS 的电流控制系数 K 定义为:

$$K = \frac{I_{LIM}}{V_{FB}^{SAT}} = \frac{I_{LIM}}{2.5} \quad (20)$$

式中, I_{LIM} 指逐脉冲限流值, V_{FB}^{SAT} 指反馈饱和电压, 典型值为2.5V。

根据Step-4, 一般地, 在重载条件下反激转换器设计成CCM模式。对于CCM工作模式, 采用电流模式控制时, 反激转换器的"由控制到输出"传递函数为:

$$G_{VC} = \frac{\hat{V}_O}{\hat{V}_{FB}} \\ = \frac{K \cdot R_L \cdot V_{IN}(N_P/N_S) \cdot (1 + s/\omega_Z)(1 - s/\omega_{RZ})}{2V_{RO} + V_{IN}} \cdot \frac{(1 + s/\omega_Z)(1 - s/\omega_{RZ})}{(1 + s/\omega_P)} \quad (21)$$

式中, R_L 指负载电阻。

可得式21的极点和各零点分别为:

$$\omega_Z = \frac{1}{R_C C_O}, \omega_{RZ} = \frac{R_L(1 - D)^2}{D L_M (N_S/N_P)^2} \text{ and } \omega_P \\ = \frac{(1 + D)}{R_L C_O} \quad (22)$$

式中, D 指 FPS 的占空比, R_C 指 C_O 的ESR。

值得注意的是, 在式 21 的“由控制到输出”传递函数中, 有一个右半平面 (RHP) 零点 (ω_{RZ})。鉴于 RHP 零点会减少相位 90 度, 因此交越频率的放置应该低于该 RHP 零点。

图 13 给出了不同输入电压条件下CCM反激转换器"由

控制到输出"传递函数的变化情况。该图反映了不同输入电压时系统的零点和极点以及直流增益变化。在高输入电压条件下, 该增益最高。

在低输入电压条件下, RHP零点最低。

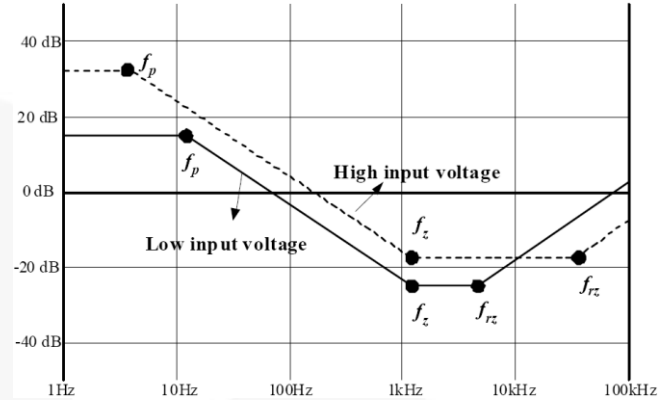


图 13. 不同输入电压时CCM反激转换器 "由控制到输出"传递函数的变化

图 14 给出了不同负载条件下CCM反激转换器"由控制到输出"传递函数的变化情况。说明: 不同负载时直流增益均变化, 满载条件时该RHP零点最低。

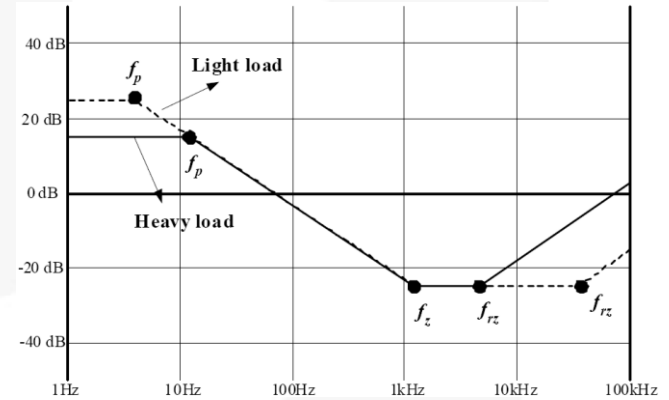


图 14. 不同负载时CCM反激转换器 "由控制到输出"传递函数的变化

当输入电压和负载电流宽范围变化时, 确定反馈环设计的最坏条件是一件难事。增益以及零点和极点随着工作条件的变化而变化。在最小输入电压或满载条件下, 即使反激转换器设计工作在CCM模式或DCM与CCM临界模式, 反激转换器进入DCM模式, 随着负载电流的降低和输入电压的上升, 系统的传递函数将发生改变。

解决该问题的一种简单和实用方法是: 在低输入电压和满载条件下设计反馈闭环, 需要保留足够的相位和增益裕量。当转换器工作在CCM模式时, 在低输入电压和满载条件下, 该RHP零点最低。在通用输入电压条件下, 当由最低输入电压改变为最高输入电压, 工作条件的改变仅使增益增加约为6dB。当工作模式由CCM切换为DCM时, 该RHP零点消失, 使得该系统非常稳定。因此, 设计反馈环时, 使之在低输入电压和满载条件下, 具有超

过45度的相位裕量，在整个工作范围内的稳定性都可以得到保证。

图 15 中给出了一种典型的反馈电路，主要由一只电压基准源和一只光电耦合器构成。 R_1 和 R_2 构成了一个分压电路，用于输出电压调节。 R_F 和 C_F 用于控制环路补偿。 FB 引脚的最大源电流大约为 1mA。 该光电晶体管必须能够在空载时灌入电流，才能拉低FB 电平。 R_D 的值确定为：

$$\frac{V_O - V_{OPD} - V_{KA}}{R_D} \cdot CTR > I_{FB} \quad (23)$$

式中， V_{OPD} 指发光二极管的正向压降(约为1.2V)， V_{KA} 指KA431的最小"阴极到阳极"电压(2.5V)，CTR指光耦的电流变比。

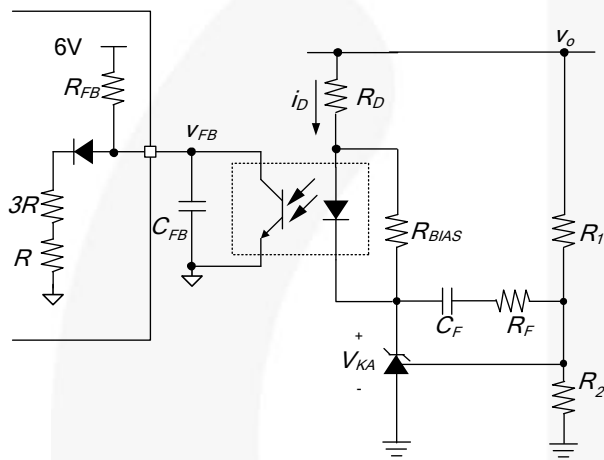


图 15. 反馈电路

可得图 15的反馈补偿网络传递函数为：

$$\frac{\hat{V}_{FB}}{\hat{V}_O} = -\frac{\omega_I}{s} \cdot \frac{1 + s/\omega_{ZC}}{1 + s/\omega_{PC}} \quad (24)$$

其中，

$$\omega_I = \frac{R_{FB}}{R_1 R_D C_F}, \omega_{ZC} = \frac{1}{(R_F + R_1) C_F} \text{ and } \omega_{PC} = \frac{1}{R_{FB} C_{FB}} \quad (25)$$

(设计范例) 假定 CTR 为 100%，则

$$\frac{V_O - V_{OPD} - V_{KA}}{R_D} \cdot CTR > 1 \times 10^{-3}$$

$$R_D < \frac{V_O - V_{OPD} - V_{KA}}{1 \times 10^{-3}} = \frac{12 - 1.2 - 2.5}{1 \times 10^{-3}} = 8.3k\Omega$$

KA431 最小阴极电流为 1mA。

$$R_{BIAS} < \frac{V_{OPD}}{1 \times 10^{-3}} = 1.2k\Omega$$

选择 1k Ω 作为 R_{BIAS} 的阻值。

分压电阻 R_1 和 R_2 的设计需要为 KA431 的参考管脚提供 2.5V 分压。可得 R_1 和 R_2 的关系式为：

$$R_2 = \frac{2.5 \cdot R_1}{V_O - 2.5} = \frac{2.5 \cdot R_1}{12 - 2.5} = \frac{R_1}{3.8}$$

选择38.2k Ω 和 10k Ω 分别作为 R_1 和 R_2 的阻值。

[STEP-11]设计输入电压检测电路

图 16 给出了带有低通滤波器的阻性分压电路，可以对 V_{IN} 引脚的电压进行滤波。当 V_{IN} 电压达到 1.03V 时，FSL系列产品启动并允许闭锁功能。如果闭锁保护发生动作，当 V_{IN} 跌落低于 0.7V 时，该 V_{IN} 电压可用于释放闭锁功能。一般地， V_{IN} 电平检测可采取 100:1 的分压电路。

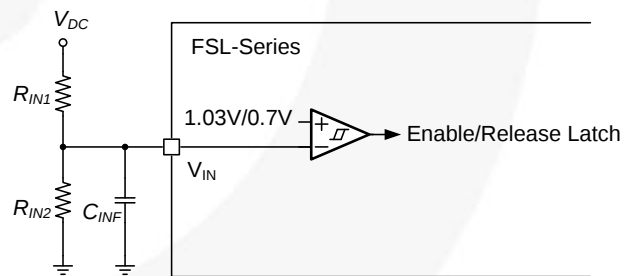


图 16. 输入电压检测

5. 设计总结

5.1 原理图

图 18 给出了设计范例一12W 电源的最终原理图。

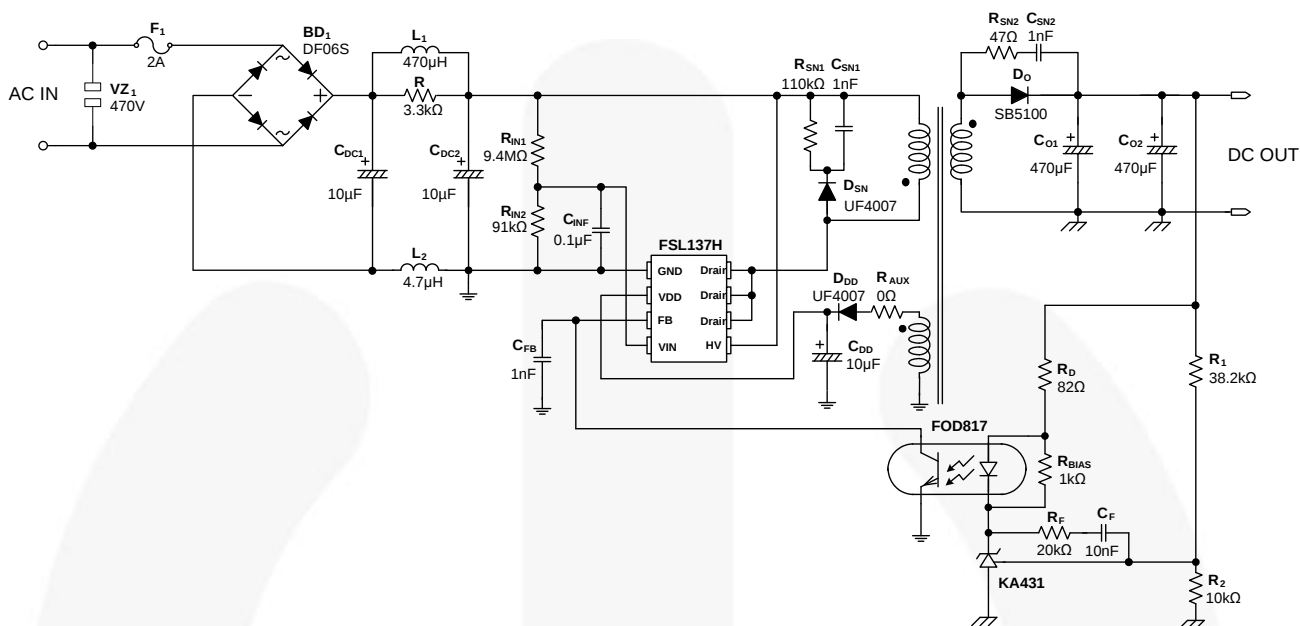


图 18. 设计范例

5.2 变压器规格

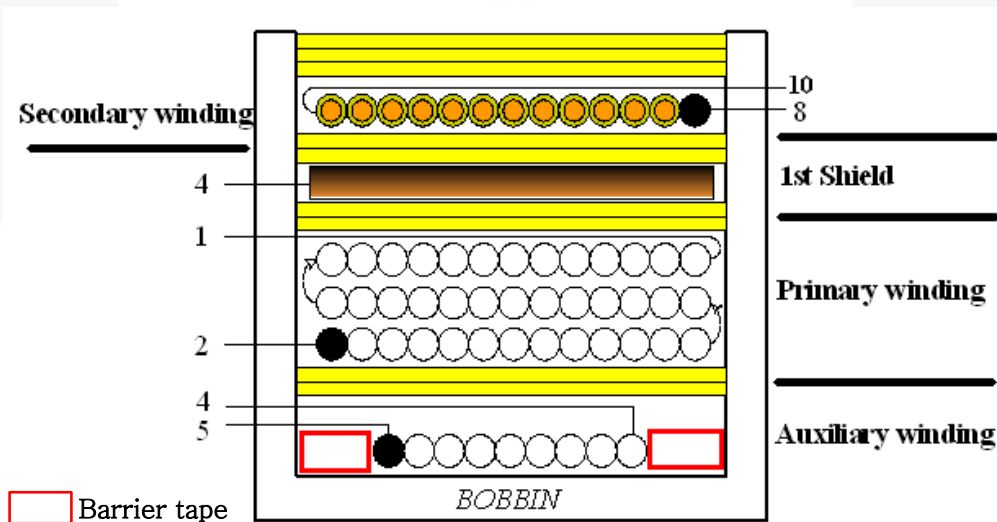


图 19. 变压器规格

- 磁芯: EEL-16 ($A_e=19.2\text{mm}^2$)
- 骨架: EEL-16

	引脚 (S → F)	绕线	匝数
N _a	5 → 4	0.3 ϕ × 1	13
绝缘: 聚乙烯胶带, 厚度 t = 0.025 mm, 2 层			
N _b	2 → 1	0.26 ϕ × 1	75
绝缘: 聚乙烯胶带, 厚度 t = 0.025 mm, 2 层			
-	4 → -	铜屏蔽	1.2
绝缘: 聚乙烯胶带, 厚度 t = 0.025 mm, 2 层			
N _s	8 → 10	0.35 ϕ × 1	13
绝缘: 聚乙烯胶带, 厚度 t = 0.025 mm, 3 层			

	引脚	技术规格	备注
电感量	1—2	600 μ H $\pm$ 10%	100kHz, 1V
漏感量	1—2	最大 < 30 μ H	短接全部其它引脚

相关资源

[FSL127H — 绿色模式飞兆电源开关 \(FPS™\)](#)

[FSL137H — 绿色模式飞兆电源开关 \(FPS™\)](#)

免责声明

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