



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-6747

应用 FAN6747 控制配有峰值电流输出的反激式电源供应器

1. 引言

FAN6747是一款高度集成的PWM控制器，针对打印机和扫描仪等具有电机负载的应用而优化，这类应用在加速模式下本身具有一定程度的电源过载条件。FAN6747提供两级OCP功能，允许SMPS在电机加速期间稳定地提供峰值功率而不会过早关断，同时保护SMPS不受过载条件影响。

具有低工作电流的绿色模式和突发模式功能可最大限度提高轻负载效率，因此电源能够满足苛刻的待机功率法规。

抖频功能可将电能分布在更宽的频率范围内从而减少电源的电磁干扰 (EMI)。恒定功率限制功能可最大限度减少异常条件下的元件应力, 同时有助于优化功率级。FAN6747 完全集成 OCP、OLP、OVP 和 OTP 等保护功能, 可在不增加系统成本的情况下提高 SMPS 的可靠性。

本应用指南介绍将FAN6747应用于具有峰值负载电流曲线的反激式电源的设计依据。其内容涵盖变压器设计、元器件选择和反馈环路闭合。图1显示的是采用FAN6747的典型应用电路。

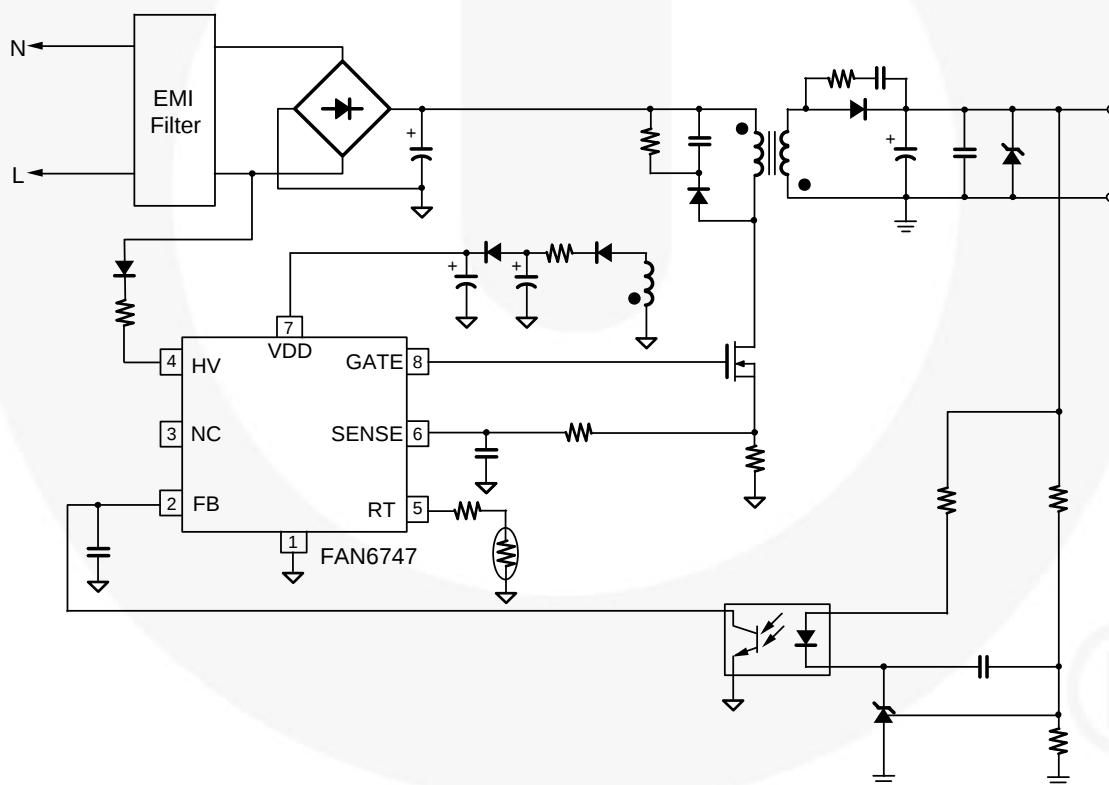


图 1. 典型应用

2. 设计思路

反激式转换器具具有两种工作模式：连续导通模式 (CCM) 和非连续导通模式 (DCM)。CCM和DCM各自有其利弊。一般而言，DCM可针对整流二极管提供更好的开关条件，因为二极管在其反向偏置之前就在零电流状态下工作，反向恢复损耗为最少。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RMS电流，在低压线路条件下严重增加MOSFET的通态损耗。因此，尤其是针对打印机和扫描仪等具有峰值负载曲线的应用，通常将转换器设计为在低压线路和峰值负载条件下以CCM模式工作，从而实现最高效率。

本节以图 1 原理图作为参考，介绍设计步骤。选择具有20W/32V标称输出功率和70W/32V峰值输出功率的离线SMPS作为设计示例。

[[STEP-1] 确定系统的各项指标

设计具有峰值负载电流曲线的电源时，应首先确定下列规格：

- 线路电压范围 (V_{LINE}^{MIN} 和 V_{LINE}^{MAX})
- 线路频率 (f_L)
- 标称输出功率 (P_{NO})
- 峰值输出功率 (P_{PO}) 和其饱和值 (t_{PO})
- 标称负载的估计效率 (η_N) 和峰值负载 (η_P)。

必须首先估算功率转换效率，才能计算每一条件下的输入功率。通常，峰值负载条件下的效率低于标称负载，因为电源的大部分元件都针对标称负载条件选择。如果没有可用的参考数据，对于低压输出应用可设置 $\eta_N = 0.7 \sim 0.75$ 和 $\eta_P = 0.65 \sim 0.7$ ；而对于高压输出应用则设置 $\eta_N = 0.8 \sim 0.85$ 和 $\eta_P = 0.75 \sim 0.8$ 。

给定估算效率后，可得峰值负载条件下的输入功率为：

$$P_{INP} = \frac{P_{PO}}{\eta_P} \quad (1)$$

标称负载条件下的输入功率由下式给出：

$$P_{INN} = \frac{P_{NO}}{\eta_N} \quad (2)$$

(设计范例) 目标系统的指标为：

$$V_{LINE}^{MIN} = 90V_{RMS}, V_{LINE}^{MAX} = 264V_{RMS}$$

$$\text{线路频率 } (f_L) = 60\text{Hz}$$

$$\text{标称输出功率 } (P_{NO}) = 20\text{W } (32\text{V}/0.625\text{A})$$

$$\text{峰值输出功率 } (P_{PO}) = 70\text{W } (32\text{V}/2.187\text{A})$$

$$\text{峰值负载持续时间 } (t_{PO}) < 100\text{ms}$$

$$\text{估计效率: } \eta_N = 0.87 \text{ 和 } \eta_P = 0.83$$

$$P_{INP} = \frac{P_{PO}}{\eta_P} = \frac{70}{0.83} = 84\text{W}$$

$$P_{INN} = \frac{P_{NO}}{\eta_N} = \frac{20}{0.87} = 23\text{W}$$

FAN6747可用于该应用，因为峰值负载持续时间低于OCP延迟时间(220ms)。

[步骤-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，按照 $1.5 \sim 2\mu\text{F}/\text{W}$ （对于通用输入范围：85~265V_{RMS}）选择输入电容；按照 $0.7 \sim 0.8\mu\text{F}/\text{W}$ （对于欧洲输入范围：195V~265V_{RMS}）选择输入电容。选定输入电容后，峰值负载条件下的最小输入电容电压可由下式获得：

$$V_{INP}^{MIN} = \sqrt{2 \cdot (V_{LINE}^{MIN})^2 - \frac{P_{INP} \cdot (1 - D_{CH})}{C_{IN} \cdot f_L}} \quad (3)$$

标称负载条件下的最小输入电容电压可由下式获得：

$$V_{INN}^{MIN} = \sqrt{2 \cdot (V_{LINE}^{MIN})^2 - \frac{P_{INN} \cdot (1 - D_{CH})}{C_{IN} \cdot f_L}} \quad (4)$$

其中， D_{CH} 是输入电容的充电占空比，其定义如图 2所示，通常约为0.2。

最大输入电容电压为：

$$V_{IN}^{MAX} = \sqrt{2} V_{LINE}^{MAX} \quad (5)$$

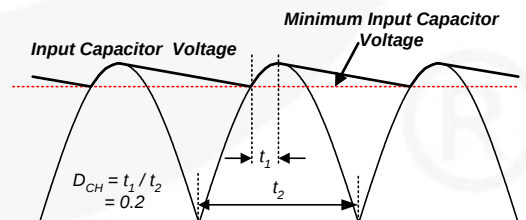


图 2. 输入电容电压波形

(设计示例) 通过选择120μF电容作为输入电容，峰值和标称负载条件下的最小输入电压可分别由下式获得：

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

$$= \sqrt{2 \cdot (90)^2 - \frac{84 \cdot (1 - 0.2)}{120 \times 10^{-6} \cdot 60}} = 83V$$

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

$$= \sqrt{2 \cdot (90)^2 - \frac{23 \cdot (1 - 0.2)}{120 \times 10^{-6} \cdot 60}} = 117V$$

最大输入电压可由下式获得：

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

[步骤-3] 确定反映输出电压 (V_{RO})

MOSFET关断时，输入电压 (V_{IN}) 以及反映到初级端的输出电压 (V_{RO}) 将施加在整个MOSFET上，如图 3所示。给定 V_{RO} 后，最大占空比 (D_{MAX}) 以及最大标称MOSFET电压 (V_{DS}^{NOM}) 可由下式获得：

$$D_{MAX} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{INP}^{MIN}} \quad (6)$$

$$V_{DS}^{NOM} = V_{IN}^{MAX} + V_{RO} \quad (7)$$

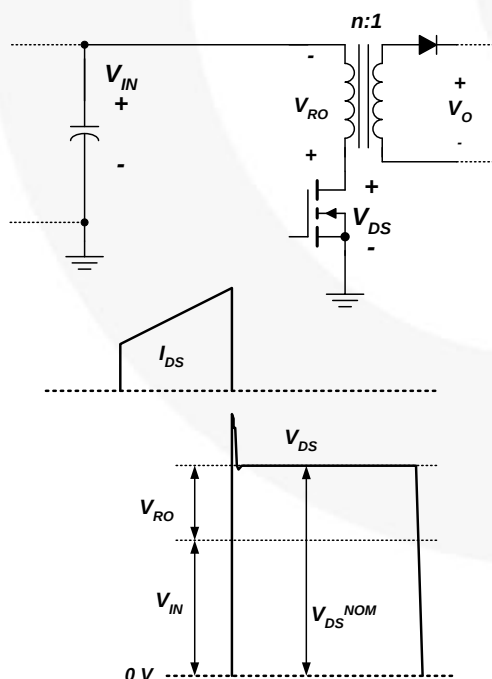


图 3. 反射到初级的输出电压

如等式 (7) 所示，MOSFET上的电压应力可通过减少 V_{RO} 而降低；然而，这会增大次级端的整流二极管电压应力。因此，确定 V_{RO} 时，应在MOSFET的电压应力和二极管之间作出权衡。由于实际漏极电压因变压器存在漏电感而上升超过MOSFET标称电压（如图 3所示），因此通常可将 V_{RO} 设为 70~100V 左右，这样 V_{DS}^{NOM} 在 600V MOSFET（73~78% MOSFET 电压额定值）条件下的值就能为 430~450V。

(设计示例) V_{RO} 确定为 100V：

$$D_{MAX} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{INP}^{MIN}} = \frac{100}{100 + 83} = 0.55$$

$$V_{DS}^{NOM} = V_{IN}^{MAX} + V_{RO} = 373 + 100 = 473V$$

[步骤-4] 确定变压器初级端电感 (L_M)

变压器初级端电感根据最小输入电压和峰值负载条件确定。根据步骤3中的 D_{MAX} ，变压器初级端电感 (L_M) 可由下式获得：

$$L_M = \frac{(V_{INP}^{MIN} \cdot D_{MAX})^2}{2P_{INP}f_{SW}K_{RF}} \quad (8)$$

其中， f_{SW} 是开关频率， K_{RF} 是峰值负载和最小输入电压条件下的纹波系数，如图 4所示。

纹波系数与变压器尺寸和MOSFET电流的RMS值密切相关。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。出于实际考虑，对于通用范围，合理的 K_{RF} 值为 0.3~0.6；对于欧洲输入范围，合理的 K_{RF} 值为 0.4~0.8。

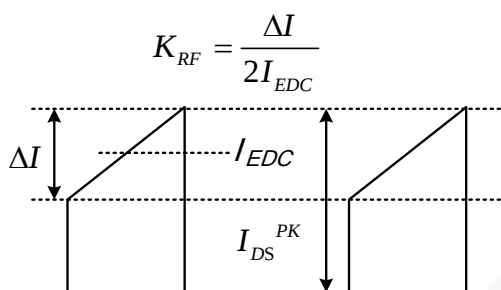
一旦 L_M 通过确定 K_{RF} 的值并由等式 (8) 计算得到，用于最小输入电压和峰值负载条件的MOSFET峰值电流和RMS电流即可由下式获得：

$$I_{DS}^{PK} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (9)$$

$$I_{DS}^{RMS} = \sqrt{\left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2} \right)^2 \right] \frac{D_{MAX}}{3}} \quad (10)$$

$$\text{其中 } I_{EDC} = \frac{P_{INP}}{V_{INP}^{MIN} \cdot D_{MAX}} \quad (11)$$

$$\text{和 } \Delta I = \frac{V_{INP}^{MIN} D_{MAX}}{L_M f_{SW}} \quad (12)$$

图 4. MOSFET电流和纹波系数(K_{RF})

(设计示例) 确定纹波系数为0.375:

$$L_M = \frac{(V_{IN}^{MIN} \cdot D_{MAX})^2}{2P_{INP} f_{SW} K_{RF}} = \frac{(83 \cdot 0.55)^2}{2 \cdot 84 \cdot 65 \times 10^3 \cdot 0.375} = 508 \mu H$$

$$I_{EDC} = \frac{P_{INP}}{V_{IN}^{MIN} \cdot D_{MAX}} = \frac{84}{83 \cdot 0.55} = 1.84 A$$

$$\Delta I = \frac{V_{IN}^{MIN} D_{MAX}}{L_M f_{SW}} = \frac{83 \cdot 0.55}{508 \times 10^{-6} \cdot 65 \times 10^3} = 1.38 A$$

$$I_{DS}^{PK} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} = 1.84 + 0.69 = 2.53$$

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

$$= \sqrt{3(1.84)^2 + (0.69)^2} \frac{0.55}{3} = 1.4 A$$

[步骤-5] 确定感测电阻值

确定电流感测电阻值时, 应当考虑过流保护阈值和逐脉冲限流阈值, 如图 5 所示。峰值负载条件下, 电流感测电压峰值(V_{CS})应低于逐脉冲限流电平。在标称负载条件下, 该值应低于OCP阈值, 以避免正常工作期间误触发OCP保护。

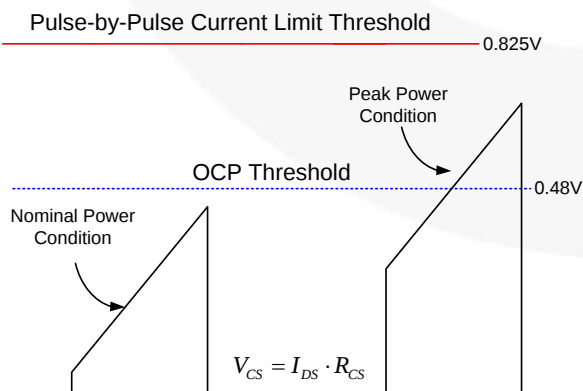


图 5. 确定电流感测电阻

最小输入电压和峰值负载条件下的峰值漏电流可由步骤4中的等式(9)获得。最小输入电压和标称负载条件下的峰值漏电流由下式给出:

CCM:

$$I_{DS,N}^{PK} = \frac{P_{INN} \cdot (V_{IN}^{MIN} + V_{RO})}{V_{IN}^{MIN} \cdot V_{RO}} + \frac{V_{IN}^{MIN} \cdot V_{RO}}{2L_M f_{SW} \cdot (V_{IN}^{MIN} + V_{RO})} \quad (13)$$

DCM:

$$I_{DS,N}^{PK} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{INN}}{f_{SW} \cdot L_M}} \quad (14)$$

在最小输入电压和标称负载条件下, 转换器是在CCM下还是在DCM下工作由下式确定:

$$\text{CCM: } \sqrt{2P_{INN} L_M f_{SW}} \cdot \frac{(V_{IN}^{MIN} + V_{RO})}{V_{IN}^{MIN} \cdot V_{RO}} > 1 \quad (15)$$

$$\text{DCM: } \sqrt{2P_{INN} L_M f_{SW}} \cdot \frac{(V_{IN}^{MIN} + V_{RO})}{V_{IN}^{MIN} \cdot V_{RO}} < 1 \quad (16)$$

感测电阻条件由下式给出:

$$R_{CS} < \frac{0.48}{I_{DS,N}^{PK}} \quad (17)$$

$$R_{CS} < \frac{0.825}{I_{DS,N}^{PK}} \quad (18)$$

(设计示例) 对于最小输入电压和标称负载条件, 工作模式为DCM:

$$\sqrt{2P_{INN} L_M f_{SW}} \cdot \frac{(V_{IN}^{MIN} + V_{RO})}{V_{IN}^{MIN} \cdot V_{RO}}$$

$$= \sqrt{2 \cdot 23 \cdot 508 \times 10^{-6} \cdot 65 \times 10^3} \cdot \frac{(117 + 100)}{117 \cdot 100} < 1$$

最小输入电压和标称功率条件下的峰值漏电流由下式给出:

$$I_{DS,N}^{PK} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{INN}}{f_{SW} \cdot L_M}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 23}{65 \times 10^3 \cdot 508 \times 10^{-6}}} = 1.18 A$$

感测电阻条件由下式给出:

$$R_{CS} < \frac{0.48}{I_{DS,N}^{PK}} = \frac{0.48}{1.18} = 0.41 \Omega$$

$$R_{CS} < \frac{0.825}{I_{DS,N}^{PK}} = \frac{0.825}{2.53} = 0.33 \Omega$$

电流感测电阻选用0.33Ω。

[STEP-6] 确定最低初级匝数

磁芯给定情况下，变压器初级端的最小匝数（为避免磁芯饱和）可由下式给出：

$$N_P^{MIN} = \frac{L_M I_{LIM}}{B_{SAT} A_e} \times 10^6 = \frac{L_M \cdot 0.825 / R_{CS}}{B_{SAT} A_e} \times 10^6 \quad (19)$$

其中， A_e 为磁芯横截面积（单位： mm^2 ）， I_{LIM} 为0.825V阈值限定的逐脉冲限流电平， R_{CS} 为电流感测电阻，并且 B_{SAT} 为饱和通量密度（单位：特斯拉）。

等式(19)包括逐脉冲限流电平，因为电感电流在负载瞬变或过载条件下达到逐脉冲限流电平。图6显示TDK (PC40) 铁氧体磁芯的典型特性。由于饱和通量密度(B_{SAT})随温度升高而减小，因此应当考虑高温特性。如果没有参考数据，请使用 $B_{MAX} = 0.3\text{T}$ 。

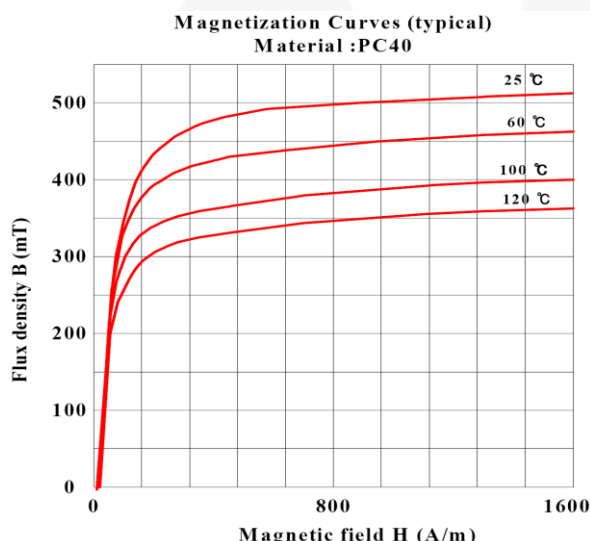


图 6. 铁氧体磁芯 (TDK/PC40) 的典型B-H特性

（设计示例）选择An EF25/13/11磁芯（有效横截面积为 78mm^2 ）。选择饱和通量密度为0.27T，则初级端最小匝数可由下式获得：

$$N_P^{MIN} = \frac{L_M \cdot 0.825 / R_{CS}}{B_{SAT} A_e} \times 10^6 = \frac{508 \times 10^{-6} \cdot 0.825 / 0.33}{0.27 \cdot 78} \times 10^6 = 60$$

[步骤-7] 确定每绕组的匝数

图7显示的是变压器的简化原理图。首先，根据步骤3中确定的反映输出电压计算初级端和次级端之间的匝数比(n)：

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{RO}}{V_O + V_F} \quad (20)$$

其中， N_P 和 N_S 分别为初级端和次级端的匝数， V_O 为输出

电压， V_F 为二极管(D_O)正向压降。

确定 N_S 的正确整数，以便 N_S 的结果大于由等式(19)所得的 N_P^{min} 。

V_{DD} 电源的辅助绕组匝数可由下式确定：

$$N_A = \frac{V_{DD}^* + V_{FA}}{V_O + V_F} \cdot N_S \quad (21)$$

其中， V_{DD} 是电源电压的标称值， V_{FA} 是 D_{DD} 的正向压降，在图7中定义。由于 V_{DD} 随输出负载的增加而增大，正确的做法是将 V_{DD} 设为高于 V_{DD} UVLO电平(9V) 3~5V，避免峰值负载工作时出现过压保护条件。

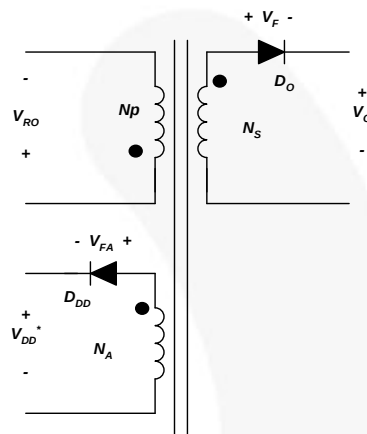


图 7. 变压器简图

（设计示例）假定二极管正向压降为1V，则匝数比可由下式获得：

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{RO}}{V_O + V_F} = \frac{100}{32 + 1} = 3.03$$

然后，确定 N_S 的正确整数，以便 N_S 的结果大于 N_P^{min} ：

$$N_S = 20, N_P = n \cdot N_S = 61 > N_P^{MIN}$$

将 V_{DD}^* 设为13V，则辅助绕组的匝数可由下式获得：

$$N_A = \frac{V_{DD}^* + V_{FA}}{V_O + V_F} \cdot N_S = \frac{13 + 1}{32 + 1} \cdot 20 = 9$$

[步骤-8] 根据绕组RMS电流确定每个绕组的导线直径
次级绕组的最大RMS电流可由下式获得：

$$I_{SEC}^{RMS} = n \cdot I_{DS}^{RMS} \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}} \quad (22)$$

导线较长（大于1米）时，电流密度典型值为 $6\sim 10\text{A}/\text{mm}^2$ 。导线较短且匝数较少时， $8\sim 14\text{A}/\text{mm}^2$ 的电流密度也是可以接受的。这些电流密度基于峰值负载条件得到，因此几乎是传统电源设计的两倍。避免采用直径大于1mm的导线，防止出现严重的涡流损耗，还可以使绕制更加容易。对于高电流输出，应采用并联绕组，使用多股细线，最大限度降低集肤效应。

(设计示例) 初级端绕组RMS电流由步骤4获得, 数值为1.4A。次级端绕组RMS电流可由下式计算得出:

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

$$= 3.03 \cdot 1.4 \sqrt{\frac{1 - 0.55}{0.55}} = 3.84A$$

分别针对初级端和次级端绕组选用 0.45mm ($8\text{A}/\text{mm}^2$)和 0.55mm ($12\text{A}/\text{mm}^2$)直径导线。

[步骤-9] 根据电压和电流额定值选择整流二极管

整流器二极管的最大反向电压和RMS电流可分别由下式获得：

$$V_{DO} = V_O + \frac{V_{IN}^{MAX}}{n} \quad (23)$$

$$I_{DO}^{RMS} = n \bullet I_{DS}^{RMS} \sqrt{\frac{1-D_{MAX}}{D_{MAX}}} \quad (24)$$

整流二极管的典型电压和电流裕量为:

$$V_{RRM} > 1.3 \cdot V_{DO} \quad (25)$$

$$I_F > 1.5 \bullet I_{DQ}^{RMS} \quad (26)$$

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。

(设计示例) 二极管电压和电流可由下式计算得出:

$$V_{DO} = V_O + \frac{V_{IN}^{MAX}}{n} = 32 + \frac{373}{3.03} = 155V$$

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

$$= 3.03 \cdot 1.4 \cdot \sqrt{\frac{1 - 0.55}{0.55}} = 3.84A$$

假设对二极管使用极小的散热片，则选用10A和200V二极管。

[STEP-10] 反馈电路配置

FAN6747采用峰值电流模式控制，如图 8所示。通过电流感测电阻 R_{CS} 可在外部实现电流-电压转换。正常工作条件下，FB串平可控制峰值电感电流：

$$I_{DS} \cdot R_{CS} + V_{SLOPE} = I_{DS} \cdot R_{CS} + 0.35 \cdot D = \frac{V_{FB} - 0.6}{4} \quad (27)$$

其中， V_{FB} 是FB引脚电压， V_{SLOPE} 是同步正向斜坡，D是占空比。

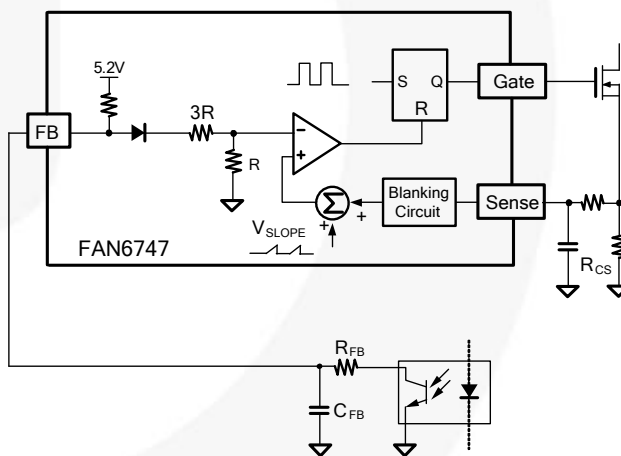


图 8. 峰值电流模式电路

图 9 是一种典型的反馈电路，主要由分流稳压器和光电耦合器组成。R1和R2构成了一个分压电路，用于输出电压调节。R_F和C_F针对控制环路补偿调节。将小数值RC滤波器（如R_{FB}= 100Ω，C_{FB}= 1nF）放置在FB引脚和GND之间，可大幅提高稳定性。FB引脚的最大源电流为325 μA。该光电晶体管必须能够灌入该电流，才能在空载时拉低FB 电平。偏置电阻R_{BIAS}的电阻值可由下式确定：

$$\frac{V_O - V_{OPD} - V_{KA}}{R_{BIAS}} \bullet CTR > 325 \times 10^{-6} \quad (28)$$

其中, V_{OPD} 是光电二极管的压降, 数值约为 1.2V; V_{KA} 是分流调节器的最小阴极-阳极电压 (2.5V); CTR 是光电耦合器的电流转换速率。

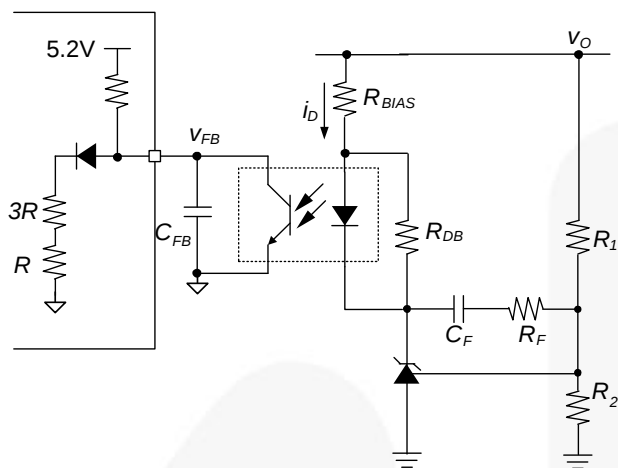


图 9. 反馈电路

反馈补偿网络的传递函数图 9 可由下式获得:

$$\frac{\hat{v}_{FB}}{\hat{v}_O} = -\frac{\omega_l}{s} \bullet \frac{1+s/\omega_{ZC}}{1+s/\omega_{PC}} \quad (29)$$

其中， $\omega_1 = \frac{R_B}{R_1 R_{DB} C_F}$ ； $\omega_{ZC} = \frac{1}{(R_F + R_1) C_O}$ ； $\omega_{PC} = \frac{1}{R_B C_{FB}}$ 。 R_B 是内部反馈偏置电阻； R_1 、 R_O 、 R_F 、 C_F 和 C_{FB} 如图 9 所示。

(设计示例) 假设CTR为100%:

$$\frac{V_O - V_{OPD} - V_{KA}}{R_{BIAS}} \cdot CTR > 325 \times 10^{-6}$$

$$R_{BIAS} < \frac{V_O - V_{OPD} - V_{KA}}{325 \times 10^{-6}} = \frac{32 - 1.2 - 2.5}{325 \times 10^{-6}} = 87k\Omega$$

选择5. $1\text{k}\Omega$ 电阻用作 R_{DB} 。

用于 V_0 感测的分压器电阻选为 $120\text{k}\Omega$ 和 $10\text{k}\Omega$ 。

[步骤-11]设计启动电路

图 10 显示的是采用 FAN6747 的典型启动电路。高压引脚具有内部高压启动电路, 当 V_{HO} 达到其开启阈值时便禁用。由于高压引脚还可用于获取掉电保护和功率限制线路补偿所需的线路电压信息, 因此通常通过电阻和二极管连接高压引脚与交流线路。

通常采用两级保持电容配置 (C_{DD1} 和 C_{DD2}) 增加保持时间，同时最小化启动时间。起初，FAN6747 高压启动电路在其开始正常开关操作前使能。因此，高压引脚提供的

电流可对电容 C_{OD1} 充电，同时为FAN6747提供启动电流。 V_{DD} 达到16.5V (V_{DD-ON}) 的开启电压时，FAN6747会开始开关操作且高压启动电路会被禁用。随后，变压器辅助绕组提供FAN6747所需的电流。

通常针对高压引脚采用150~250k Ω 电阻，以增强线路抵抗浪涌的能力。

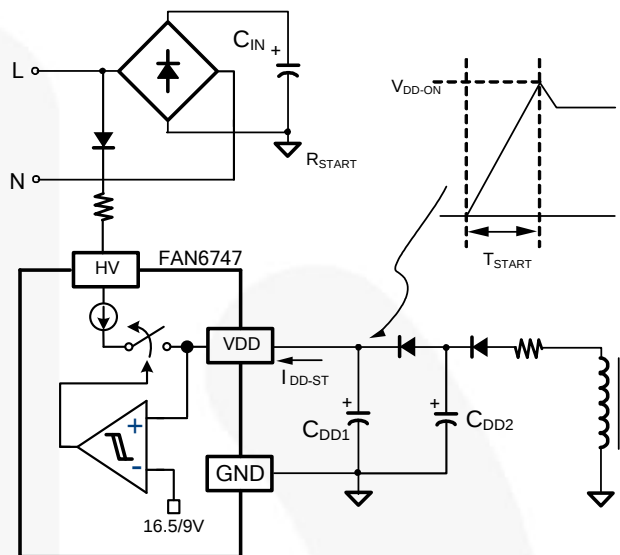


图 10. 启动电路

前沿消隱 (LEB)

每次开启功率MOSFET，整个感测电阻上都会出现开启尖峰，这是由初级端电容和次级端整流器的反向恢复造成的。为避免开关脉冲提前结束，内置了一段前沿消隐时间。在该消隐时间(270ns)内，PWM比较器禁用，且无法关断栅极驱动器。因此，具有较小RC时间常数的RC滤波器足以进行电流感测（例如：100Ω+470pF）。建议针对R_{CS}采用非感性电阻。

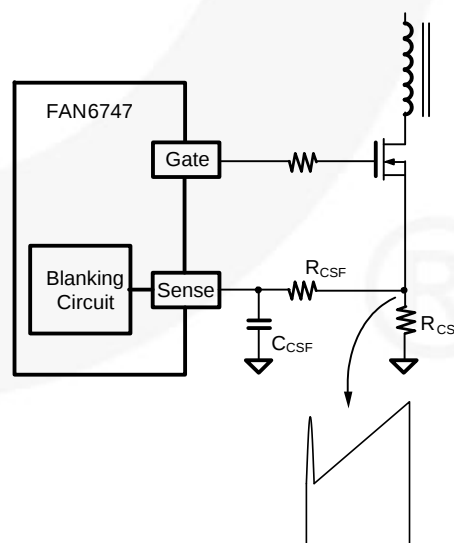


图 11. 电流感测

热保护

图 12显示的是热保护的内部框图。RT引脚提供常数 I_{RT} (100 μ A)。为实现过温保护，NTC热敏电阻与某个电阻的串联组合可连接RT和GND引脚。随着温度升高，NTC热敏电阻的阻抗下降，RT引脚电压下降。RT引脚电压低于1.05V但高于0.7V时，PWM会在16ms后关断 ($t_{D_OTP-LATCH}$)。RT引脚电压低于0.7V时，OTP会在185 μ s去抖时间 ($t_{D_OTP2-LATCH}$) 之后触发。

若RT引脚未连接NTC电阻以实现过温保护，则建议使用100K Ω 电阻接地，以防噪声干扰。该引脚受限于内部箝位电路。

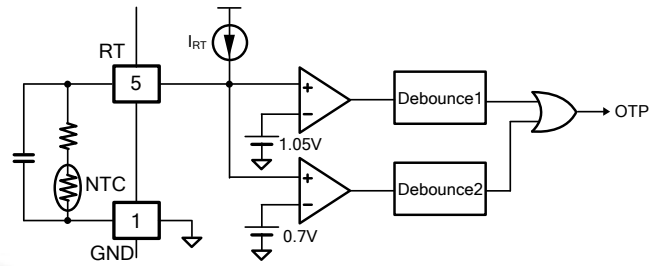


图 12. 热保护电路

印刷电路板 (PCB) 布局

PCB布局对于高频开关电流/电压应用而言是非常重要的设计依据。良好的PCB布局可最大限度减少过多的EMI，并有助于电源耐受浪涌/ESD测试。

布局指南:

- 要获得最佳的EMI性能并减少线路频率纹波，桥式整流器的输出应该首先连接到电容C1，然后连接到开关电路。
- 高频电流环路为：**C1 - 变压器 - MOSFET - R_s - C1**。该电流环路包围的面积应尽可能的小。保持走线（特别是**4→1**）尽量短、直、宽。与MOSFET漏极与RCD缓冲器有关的高压走线应远离控制电路，以防止不必要的干扰。如果散热片用于MOSFET，则将此散热片连接到地线。
- 如**3**所示，控制电路的地线应先连在一起，然后再连接到其他电路。
- 如**2**所示，由**变压器辅助绕组、D1、C2、D2和C3**封闭的区域也应当尽可能的小。靠近FAN6747放置C3，以实现良好去耦。

针对接地连接有两种各有利弊的建议：

- **GND3 → 2 → 4 → 1**: 这有助于避免常见的感测信号阻抗干扰。
- **GND3 → 2 → 1 → 4**: ESD测试时，若电源无法接地，则该路径更好。对于ESD放电路径，电荷首先自次级端通过变压器杂散电容到达**GND2**。电荷随后从**GND2到达GND1**，再返回市电电源处。控制电路不可放置在放电路径上。针对共模扼流圈进行尖端放电可降低高频阻抗，增加ESD抗扰度。
- 如果需要一个Y电容连接初级端和次级端，可将此Y电容连接至**C1**的正极。如果该Y电容连接初级端**GND**，则应将其直接连接**C1 (GND1)**的负极。Y-电容的尖端放电也有利于抑制ESD。然而，两尖端之间的爬电距离应足够大，满足适用标准。

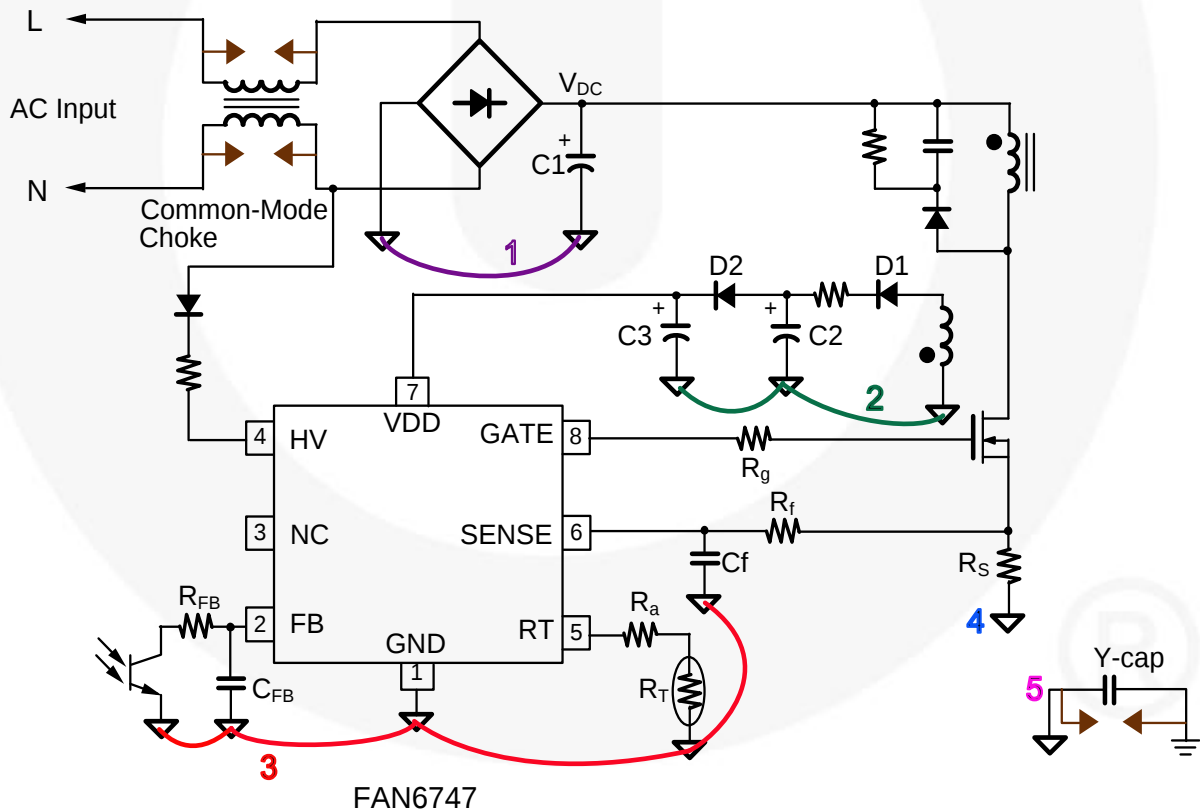


图 13. 布局思路

设计总结

图 14 显示的是 20W（70W 峰值）电源设计示例的最终原理图。

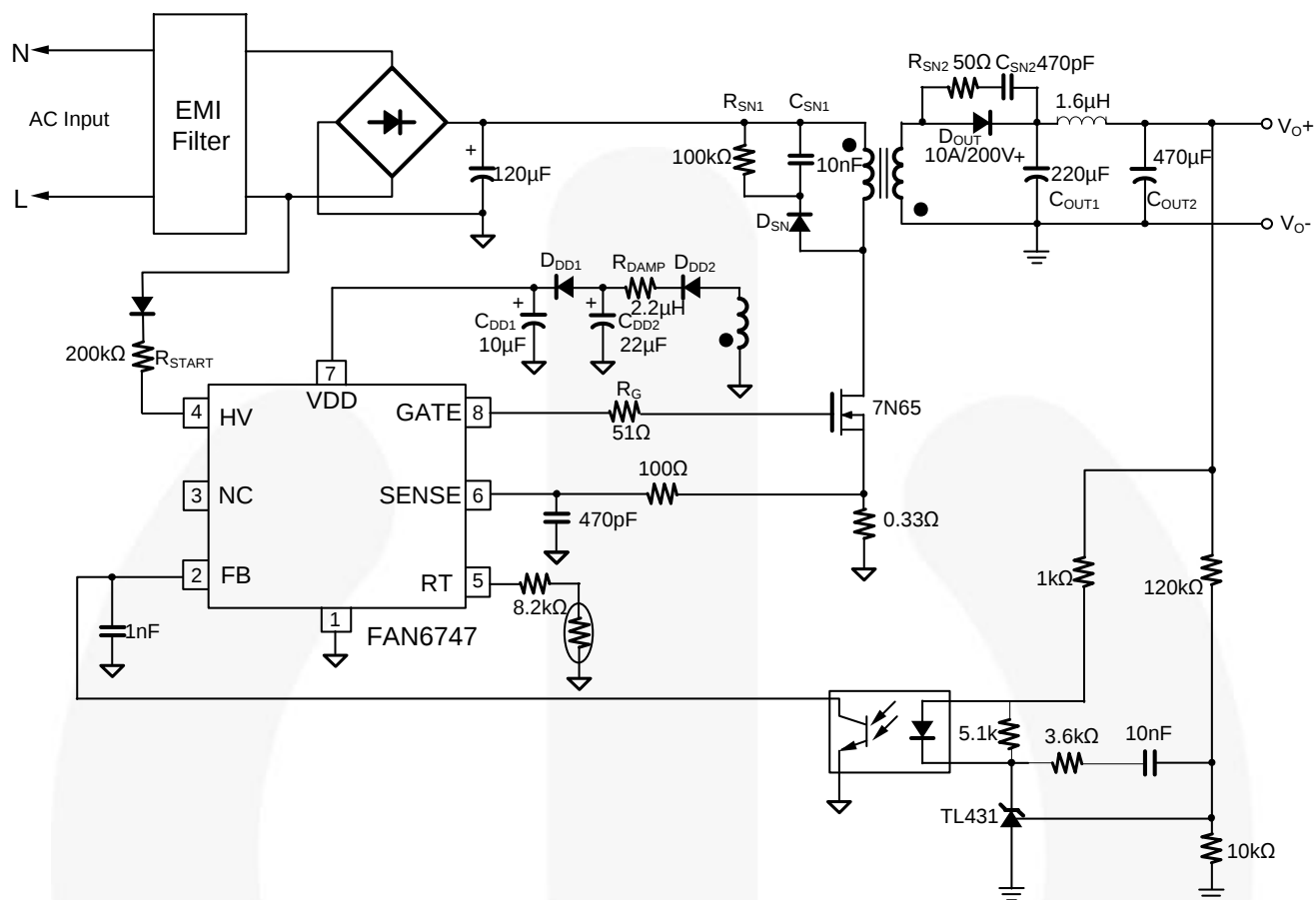


图 14. 最终设计范例的原理图

变压器规格

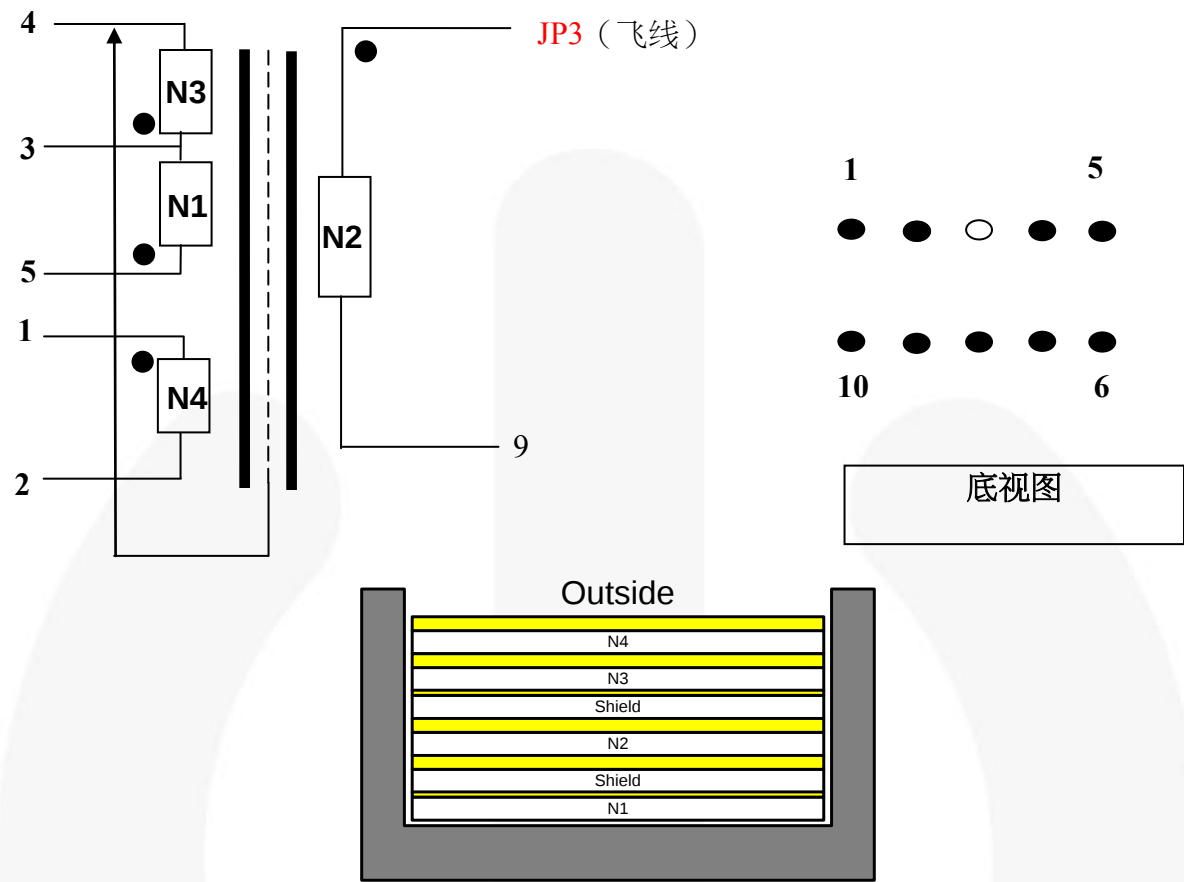


图 15. 变压器规格

绕组规格

	引脚	线径/厚度	匝数
N1	5 → 3	0.45mm	30
绝缘带			3
屏蔽引线至引脚4			65
绝缘带			3
N2	JP3 → 9	0.55mm	20
绝缘带			3
屏蔽引线至引脚4			65
绝缘带			3
N3	3 → 4	0.45mm	30
绝缘带			6
N4	1 → 2	0.2mm	9
绝缘带			3

磁芯: EF25/13/11 ($A_e=78\text{ mm}^2$)

Bobbin: EF25/13/11

电感: 508μH

相关数据表

[FAN6747 - 高度集成的绿色模式PWM控制器，用于峰值功率管理](#)

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