



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 AN-4150

采用 FSQ 系列飞兆电源开关 (FPS™) 的反激式转换器设计指南

1. 引言

与采用固定开关频率的传统硬开关转换器相比，准谐振转换器 (QRC) 拓扑是电源设计人员非常喜欢的替代方案。QRC 方案之所以越来越受欢迎是因为它不仅能够减少电磁干扰 (EMI)，还能提高功率转换效率。

FSQ 系列 FPS™ (飞兆电源开关) 包含了集成式脉宽调制 (PWM) 控制器和 SenseFET，专门设计用于外部元件最少的准谐振离线开关模式电源 (SMPS)。图 1 显示了 FSQ 系列产品的内部框图。与分立式 MOSFET 和 PWM 控制器解决方案相比，它能够降低总成本、元件数量、尺寸和重量，而同时可提高效率、生产力和系统可靠性。

FSQ 系列产品采用先进的控制技术，允许转换器在较小的频率波动范围内运行，同时又能保持准谐振运行。当转换器在不连续传导模式 (DCM) 下运行时，控制器找到漏极电压波谷并在最低漏极电压处导通 MOSFET。同时，转换器也可以在连续传导模式 (CCM) 下以固定频率运行，从而使转换器设计跟传统 PWM 转换器一样简单。

该应用指南介绍了采用 FSQ 系列 FPS™ 的反激式转换器实际设计考虑因素。包括变压器、输出滤波器和同步电路的设计，元件的选择，以及反馈回路的闭环。

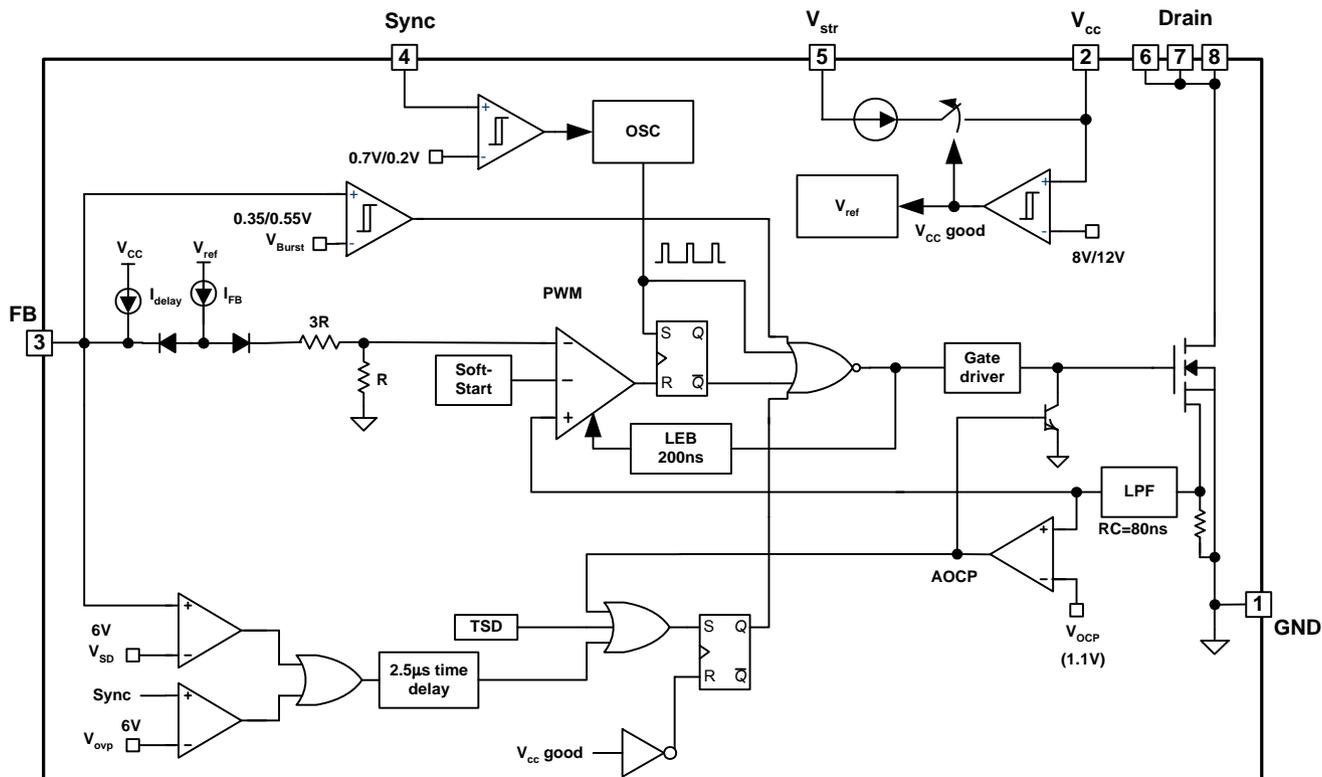


图 1. FSQ 系列产品框图

2. 准谐振反激式转换器工作原理

准谐振反激式转换器拓扑可由传统方波、脉宽调制 (PWM) 反激式转换器衍生而来, 无需添加其它元件。图 2 显示了准谐振反激转换器的简易电路图及其典型波形。基本工作原理如下:

- 在 MOSFET 导通期间 (t_{ON}), 输入电压 (V_{IN}) 被施加到初级端电感 (L_m) 两端。然后, MOSFET 电流 (I_{ds}) 由零至峰值 (I_{pk}) 线性增加。在此期间, 从输入获取并且存储到电感中的能量为 $L_m \times I_{pk}^2 / 2$ 。

- 当 MOSFET 关断时, 电感中存储的能量迫使整流二极管 (D) 导通。在该二极管导通时间 (t_D) 内, 输出电压 (V_o) 施加在次级电感两端, 二极管电流 (I_D) 从峰值 ($I_{pk} \times N_p / N_s$) 到零线性下降。在 T_D 结束时, 存储在电感中的所有能量都被传递到输出端。在此期间, 输出电压反射到初级端, 即 $V_o \times N_p / N_s$ 。输入电压 (V_{IN}) 和反射输出电压 ($V_o \times N_p / N_s$) 的总和被施加到 MOSFET 上。

- 当二极管电流达到零时, 漏源极电压 (V_{ds}) 开始根据初级端电感 (L_m) 和 MOSFET 输出电容 (C_{oss}) 之间的谐振进行振荡, 振幅为 $V_o \times N_p / N_s$ (在 V_{IN} 偏移基础上), 如图 2 所示。当 V_{ds} 达到最小值时, 导通 MOSFET, 从而实现准谐振开关。这样就降低了由 MOSFET 的漏极-源极之间电容负荷引起的导通损耗。如果变压器的设计允许通过增加匝比 N_p / N_s 使得谐振振幅大于 V_{IN} , 那么可以实现 MOSFET 的“零电压开关 (ZVS)”。

准谐振转换器不是在最低漏源极电压处导通 MOSFET, 而是为开关器件提供“软”开关条件。MOSFET 在电流为零时导通, 而二极管则在电流为零时关断。这种软开关不仅能够减少开关损耗, 而且能够减少由二极管反向恢复产生的开关噪声。

应用准谐振转换器拓扑的主要缺点在于当负载减小和/或输入电压增大时, 开关频率会增加。当负载减小和/或输入电压增大时, MOSFET 导通时间 (t_{ON}) 会减少, 因此开关频率会提高。这会导致严重的开关损耗, 以及间歇开关和声频噪声。由于存在这些问题, 传统的准谐振转换器拓扑在输入和负载范围较大的应用中具有局限性。

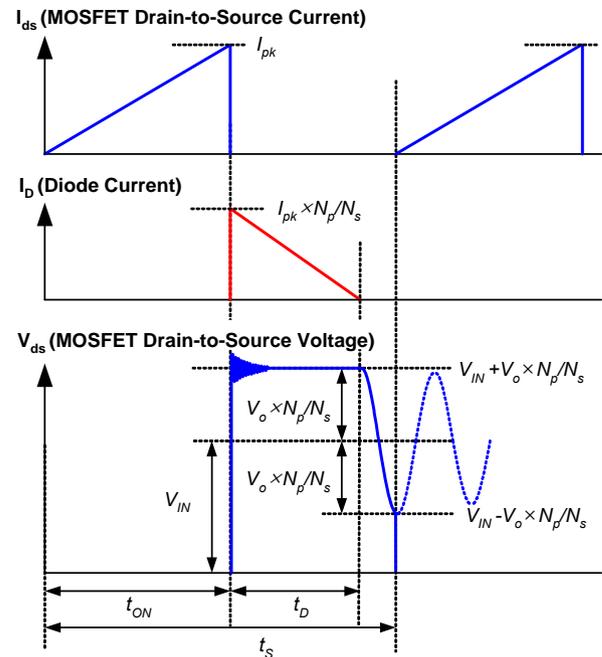
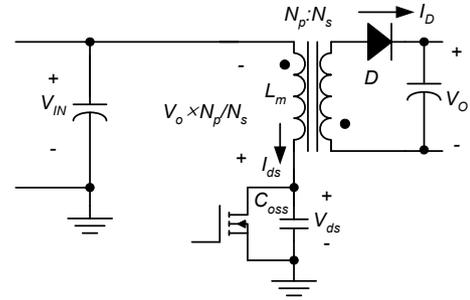


图 2. 准谐振反激式转换器的典型波形

3. FSQ 系列控制方法

为了克服轻载时频率增加的问题, FSQ 系列采用一种先进的控制技术如图 3 所示及其典型开关波形。一旦 MOSFET 导通, 就会在消隐时间内 (t_B) 禁止下一次导通。消隐时间过后, 控制器在检测时间窗内 (t_W) 寻找波谷, 并导通 MOSFET (B 和 C 两种情况)。若 t_W 时间内未找到波谷, MOSFET 在 t_W 时间结束时被强制导通 (情况 A)。因此, 转换器可以在连续传导模式 (CCM) 下, 以固定的频率运行。同时, 当转换器在不连续传导模式 (DCM) 下运行时, 控制器在 t_W 时间内的波谷导通 MOSFET。相应地, 开关频率限制在 55 kHz 与 67 kHz 之间, 如图 3 和 4 所示。这样转换器的设计就如传统 PWM 转换器一样简单。

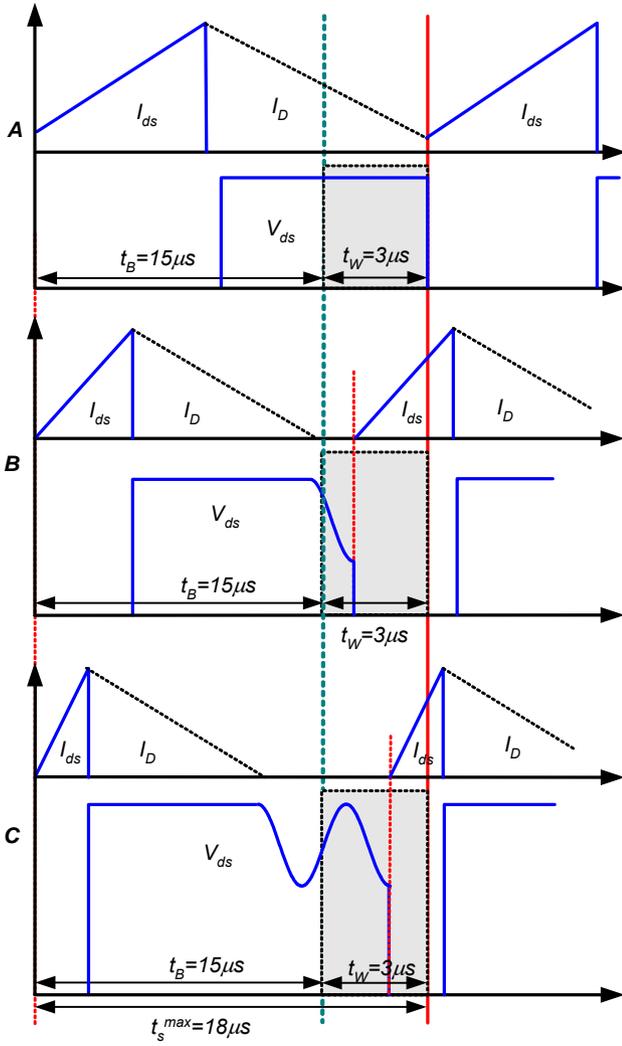


图 3. 不同输入电压下的 FSQ 系列开关波形

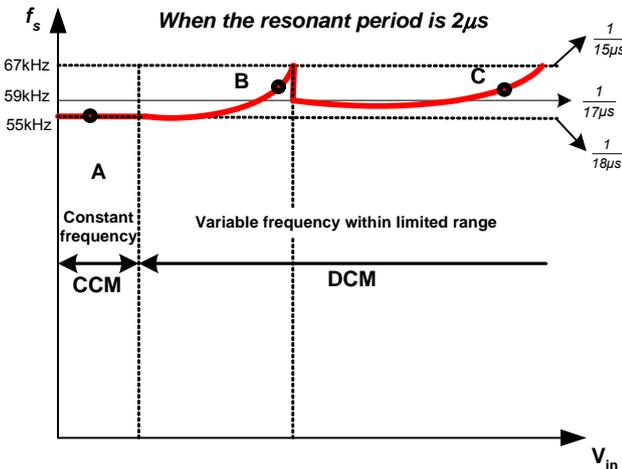


图 4. 随输入电压变化出现的频率波动

4. 逐步设计过程

本节介绍逐步设计过程，如图 5 设计流程图所示。图 6 显示采用 FSQ 系列准谐振反激式转换器的基本原理图，也可以用作所述设计过程的参考电路。

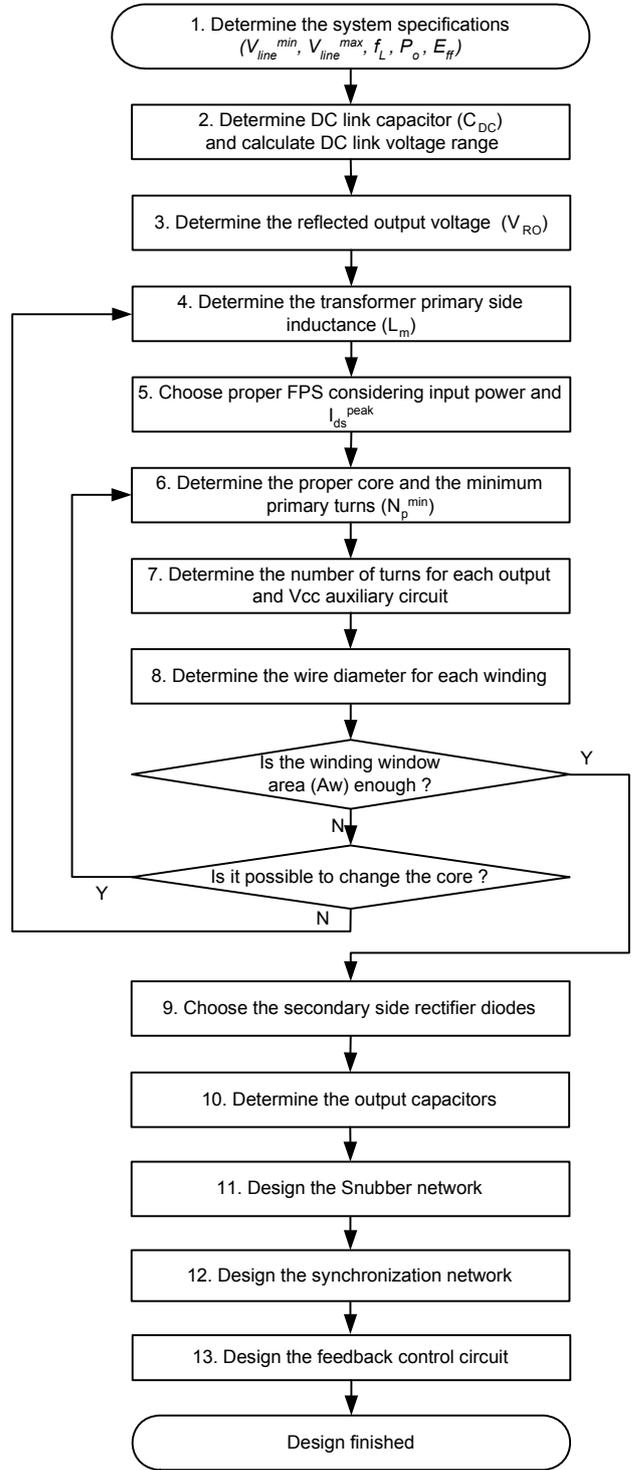


图 5. 设计步骤流程图

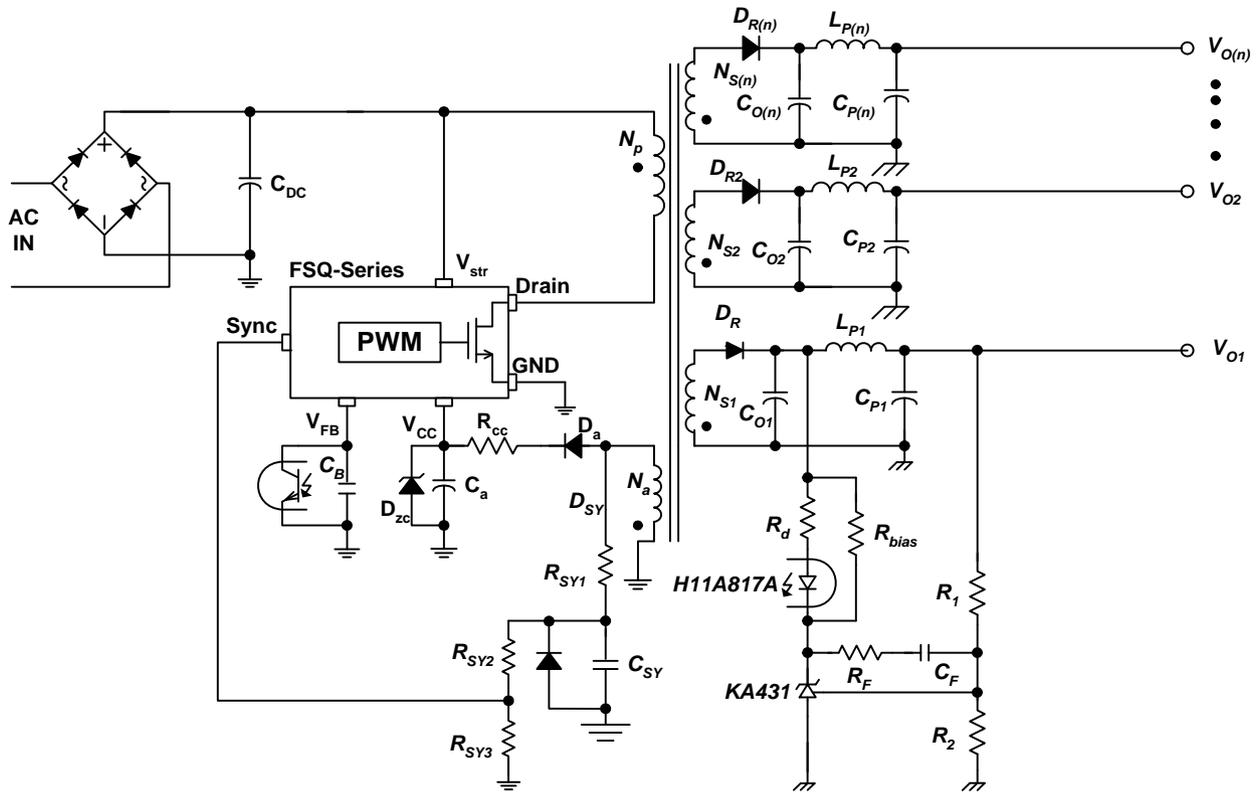


图 6. 采用 FSQ 系列的基本准谐振转换器 (QRC)

[第 1 步] 确定系统的各项指标

在设计电源时，应首先确定以下技术指标：

- 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)。
- 估计频率 (E_{ff})：必须估计功率转换效率，从而计算最大输入功率。如果没有参考数据可用，对于低压输出应用场合，可设置 $E_{ff} = 0.7 \sim 0.75$ 。对于高压输出应用场合，可设置 $E_{ff} = 0.8 \sim 0.85$ 。利用估计的效率，得到最大输入功率为：

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

对于多路输出的 SMPS，每路输出的负载占比系数定义为：

$$K_{L(n)} = \frac{P_{o(n)}}{P_o} \quad (\text{EQ 2})$$

其中， $P_{o(n)}$ 指第 n 路的最大输出功率。对于单输出 SMPS， $K_{L(1)} = 1$ 。假定 V_{o1} 为正常运行中反馈控制调节的参考输出，如图 6 所示。

[第 2 步] 确定直流链路电容值 (C_{DC}) 并计算直流链路电压范围

在离线 SMPS 应用中，可首先通过整流交流电源，在直流链路电容 (C_{DC}) 获得粗糙的直流电压 (V_{DC})。然后，粗糙的直流电压被转换为纯粹的直流输出。通常来说，针对通用输入范围 ($85 \sim 265 V_{rms}$)，直流链路电容选用每瓦输入功率 $2 \sim 3 \mu F$ ，针对欧洲输入范围 ($195 \sim 265 V_{rms}$)，直流链路电容选用每瓦输入功率 $1 \mu F$ 。选择了直流链路电容后，最小直流链路电压可由下式得出：

$$V_{DC}^{min} = \sqrt{2 \cdot (V_{line}^{min})^2 - \frac{P_{in} \cdot (1 - D_{ch})}{C_{DC} \cdot f_L}} \quad (\text{EQ 3})$$

其中， C_{DC} 指直流链路电容值； D_{ch} 指带充电 C_{DC} 的占空比（参见图 7 中的定义），通常为 0.2； P_{in} 、 V_{line}^{min} 和 f_L 在第 1 步中指定。

最大直流链路电压可由下式得出：

$$V_{DC}^{max} = \sqrt{2} V_{line}^{max} \quad (\text{EQ 4})$$

其中， V_{line}^{max} 在第 1 步中指定。

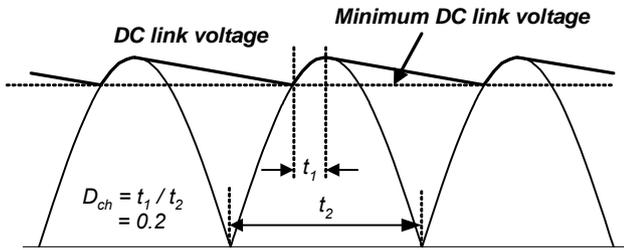


图 7. 直流链路电压波形

[第 3 步] 确定反射输出电压 (V_{RO})

图 8 显示准谐振反激式转换器漏极电压的典型波形。当 MOSFET 关断时，直流链路电压 (V_{DC}) 以及初级反射输出电压 (V_{RO}) 被施加到 MOSFET 上。MOSFET 两端的最大标称电压 (V_{ds}^{nom}) 为：

$$V_{ds}^{nom} = V_{DC}^{max} + V_{RO} \quad (\text{EQ 5})$$

其中， V_{DC}^{max} 可通过方程式 4 确定。如图 8 所示，可通过增大 V_{RO} ，减少 MOSFET 的容性开关损耗。然而，这会增大 MOSFET 上的电压应力。因此，应通过 MOSFET 电压裕量与效率之间的平衡，确定 V_{RO} 。通常将 V_{RO} 设置为 60~90 V，这样， V_{ds}^{nom} 为 430~460 V（MOSFET 额定电压的 65~70%）。

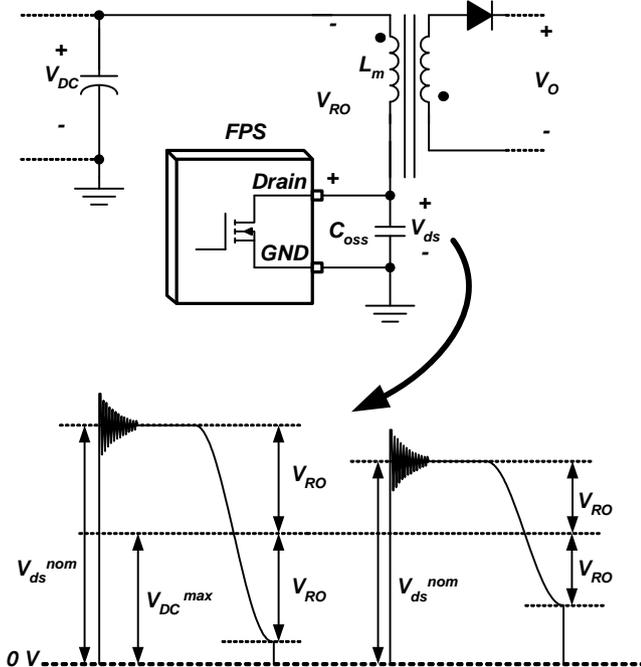


图 8. 准谐振转换器 MOSFET 漏极电压的典型波形

[第 4 步] 确定变压器初级电感 (L_m)

传统准谐振转换器采用变频控制，因此很难实现磁性元件的最佳设计。然而由于采用了先进的控制技术，FSQ 系列在 CCM 和 DCM 模式下都能以近似恒定开关频率运行，因此工程师可以采用传统 PWM 转换器的变压器设计步骤。

就 EMI 而言，优先选用 DCM 运行模式，因为在此模式下 MOSFET 以最小漏极电压导通 MOSFET，并且次级端二极管实现软关断。相比 CCM 模式，平均储能减少，使得变压器尺寸可以减小。然而，DCM 本身会导致较高的 RMS 电流，会增加 MOSFET 的导通损耗以及输出电容的电流应力。在综合考虑效率和磁性元件的尺寸后，通常将转换器设计为在低输入电压条件下，以 CCM 模式运行，在高输入电压条件下，以 DCM 模式运行。

变压器初级电感是在最低输入电压和满载条件下确定的。在第 3 步中确定了反射输出电压 (V_{RO}) 后，就可以通过忽略 MOSFET 和二极管上的压降简化反激式转换器，如图 9 所示。CCM 和 DCM 模式下的设计规则稍有不同。

CCM 设计：在设计满载和最小输入电压条件下以 CCM 模式运行的转换器时，最大占空比计算如下：

$$D_{max} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{DC}^{min}} \quad (\text{EQ 6})$$

其中， V_{DC}^{min} 和 V_{RO} 分别在方程式 3 和第 3 步中计算得到。

确定 D_{max} 后，变压器初级端电感 (L_m) 可由下式得出：

$$L_m = \frac{(V_{DC}^{min} \cdot D_{max})^2}{2P_{in}f_s K_{RF}} \quad (\text{EQ 7})$$

其中， V_{DC}^{min} 由方程式 3 确定， P_{in} 在第 1 步中确定， f_s 指 FPS 器件的自激开关频率，而 K_{RF} 指纹波系数，如图 9 所示。纹波系数与变压器大小和 MOSFET 电流的有效值紧密相关。对于通用输入范围，通常将 K_{RF} 设置为 0.5-0.7。

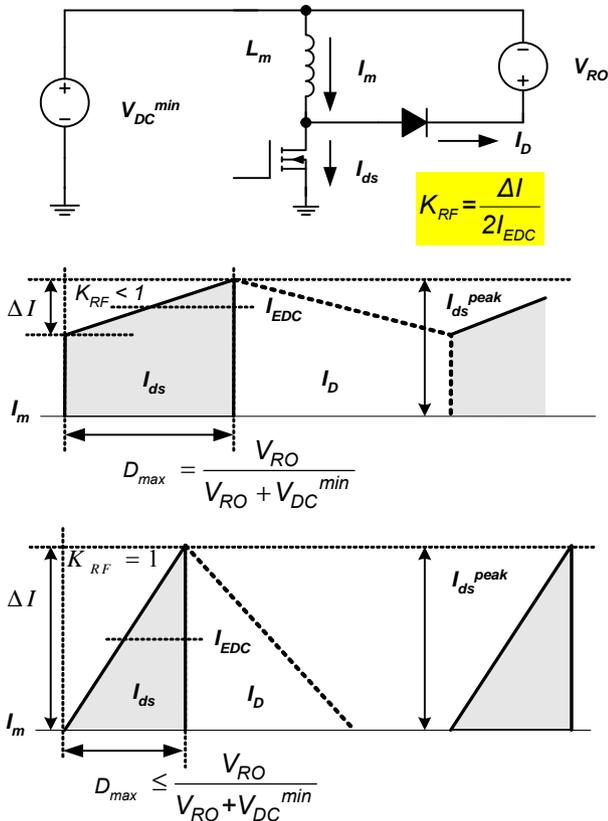
DCM 设计：在设计满载和最小输入电压条件下以 DCM 模式运行的转换器时，所选最大占空比应该比方程式 6 所得数值小，如图 9 所示：

$$D_{max} < \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{DC}^{min}} \quad (\text{EQ 8})$$

由于减小 D_{max} 会增加 MOSFET 的导通损耗，应该避免使用过小的 D_{max} 值。确定 D_{max} 后，变压器初级端电感 (L_m) 计算如下：

$$L_m = \frac{(V_{DC}^{min} \cdot D_{max})^2}{2P_{in}f_s} \quad (\text{EQ 9})$$

其中， V_{DC}^{min} 由方程式 3 确定， P_{in} 在第 1 步中指定，而 f_s 指 FPS 器件的自激开关频率。

图 9. MOSFET 漏极电流和纹波系数 (K_{RF})

确定 L_m 后，最小输入电压和满载条件下 MOSFET 的最大峰值电流和有效电流分别为：

$$I_{ds}^{peak} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{EQ } 10)$$

$$I_{ds}^{rms} = \sqrt{\left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2 \right] \frac{D_{max}}{3}} \quad (\text{EQ } 11)$$

$$I_{EDC} = \frac{P_{in}}{V_{DC}^{min} \cdot D_{max}} \quad (\text{EQ } 12)$$

$$\Delta I = \frac{V_{DC}^{min} D_{max}}{L_m f_s} \quad (\text{EQ } 13)$$

其中， P_{in} 、 V_{DC}^{min} 、 D_{max} 和 L_m 分别由方程 1、3、6 和 7 确定，而 f_s 为 FPS 器件的自激开关频率。

[第 5 步] 根据输入功率和峰值漏极电流选择合适的 FPS

根据方程 10 得到的 MOSFET 最大峰值漏极电流 (I_{ds}^{peak})，选择合适的 FPS，使得逐脉冲限流值 (I_{LIM}) 高于 I_{ds}^{peak} 。鉴于 FPS 具有 $\pm 12\%$ 的 I_{LIM} 容差，选择 FPS 器件时应有一定裕量。

[第 6 步] 确定合适的磁芯和最低初级匝数

实际上，鉴于变量太多，初始磁芯选择一定是粗糙的。选择合适磁芯的一个方法是参照制造商的磁芯选择指南。如果没有合适的参照，可以以表 1 为出发点。对于 55 kHz 开关频率、单一输出应用的通用输入范围，通常推荐使用表 1 中的磁芯。当输入电压范围为 195-265 V_{AC} 或开关频率高于 55 kHz 时，可以使用较小的磁芯。对于具有多个输出的应用，通常使用比建议尺寸大的磁芯。

选定磁芯后，计算能够避免磁芯饱和的变压器初级端最小匝数：

$$N_P^{min} = \frac{L_m I_{LIM}}{B_{sat} A_e} \approx 10^6 \quad (\text{turns}) \quad (\text{EQ } 14)$$

其中， L_m 由方程式 7 中确定， I_{LIM} 指 FPS 逐脉冲限流值， A_e 指磁芯横截面积，单位是 mm^2 ，如图 10 所示， B_{sat} 指饱和磁通密度，单位为特斯拉。图 11 显示了铁氧体磁芯 TDK (PC40) 的典型特性。随着温度的升高，饱和磁通密度 (B_{sat}) 会下降，因此，应该考虑到其高温特性。同时，应考虑 $\pm 12\%$ 的 I_{LIM} 容差。

若无参考数据可用，采用 $B_{sat} = 0.3 \sim 0.35 \text{ T}$ 。由于在过渡或故障情况下，MOSFET 漏极电流超过 I_{ds}^{peak} 并达到 I_{LIM} ，方程式 14 采用 I_{LIM} ，而非 I_{ds}^{peak} ，用于防止过渡期间磁芯饱和。

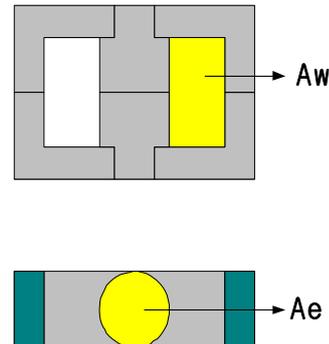


图 10. 窗口面积和横截面积

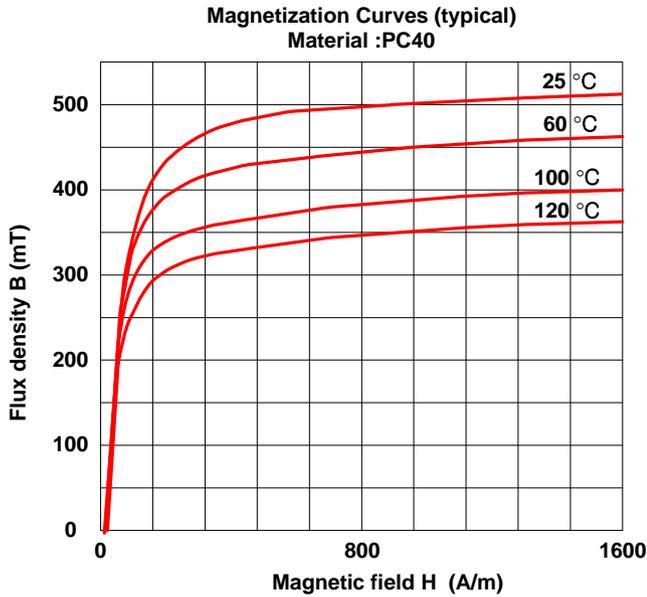


图 11. 铁氧体的典型 B-H 特性 (TDK/PC40)

然后, 为 N_{s1} 确定一个合适整数, 保证 N_p 数值比方程式 14 中得到的 N_p^{min} 数值大。其它输出 (第 n 个输出) 的匝数计算如下:

$$N_{s(n)} = \frac{V_{O(n)} + V_{F(n)}}{V_{O1} + V_{F1}} \cdot N_{s1} \quad (\text{turns}) \quad (\text{EQ 16})$$

V_{cc} 绕组匝数计算如下:

$$N_a = \frac{V_{cc}^* + V_{Fa}}{V_{O1} + V_{F1}} \cdot N_{s1} \quad (\text{turns}) \quad (\text{EQ 17})$$

其中, V_{cc}^* 为 FPS 器件电源电压标称值, V_{Fa} 为 D_a 正向压降, 如图 12 所示。通常, V_{cc}^* 的设置值比 V_{cc} 最大额定值低 3~4 V (参见数据表)。

输出电源	EI 磁芯	EE 磁芯	EPC 磁芯	EER 磁芯
0-10W	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10-20W	EI22	EE19	EPC19	
20-30W	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30-50W	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50-70W	EI35	EE30		EER28L

表 1 磁芯快速选择表 (用于通用输入范围, $f_s = 55 \text{ kHz}$ 和单输出)

[第 7 步] 确定每个输出的匝数

图 12 显示了变压器的简易原理图。首先, 确定初级端和反馈控制下的次级端的圈数比 (n), 用作参考。

$$n = \frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{V_{RO}}{V_{O1} + V_{F1}} \quad (\text{EQ 15})$$

其中, N_p 和 N_{s1} 分别指初级端和基准输出的匝数, V_{O1} 指输出电压, V_{F1} 指基准输出的二极管 (D_{R1}) 的正向压降。

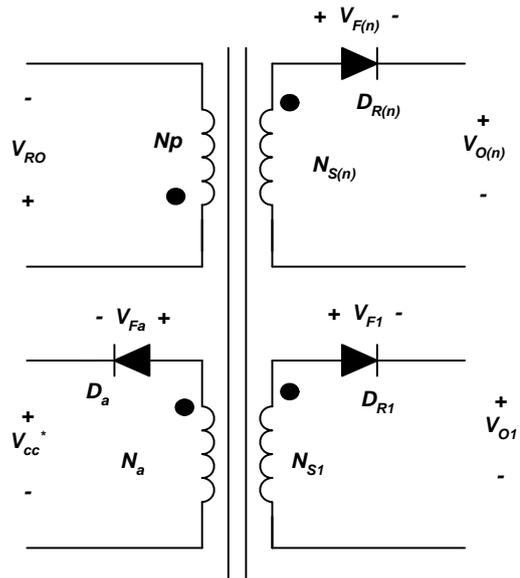


图 12. 变压器简易框图

利用已经确定的初级匝数, 可得磁芯的气隙长度为:

$$G = 0.4 \times \pi A_e \left(\frac{N_p^2}{10^9 L_m} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (\text{mm}) \quad (\text{EQ 18})$$

其中, A_L 指无气隙 AL 值, 单位为 nH/匝²; A_e 指磁芯横截面积, 单位是 mm², 如图 10 所示。 L_m 由方程式 7 确定; N_p 指变压器初级端的匝数。

[第 8 步] 根据每个输出有效电流值确定每个绕组的线径
可得第 n 个次级绕组的电流有效值为：

$$I_{sec(n)}^{rms} = I_{ds}^{rms} \sqrt{\frac{1-D_{max}}{D_{max}}} \cdot \frac{V_{RO} \cdot K_{L(n)}}{(V_{o(n)} + V_{F(n)})} \quad (\text{EQ 19})$$

其中, V_{RO} 和 I_{ds}^{rms} 分别在第 3 步和方程式 11 确定; $V_{o(n)}$ 指第 n 个输出的电压, $V_{F(n)}$ 指二极管 ($D_{R(n)}$) 正向压降, D_{max} 由方程式 6 确定; $K_{L(n)}$ 指方程式 2 中定义的第 n 个输出的负载占比系数。

导线长于 1 m 时, 电流密度通常为 5 A/mm²。当绕线很短、匝数很少时, 6-10 A/mm² 的电流密度也是可以接受的。避免采用直径大于 1 mm 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, 最好采用并联线圈, 使用多股细线, 以将集肤效应最小化。

验证磁芯的绕组窗口面积 A_{wr} 是否足够容纳导线 (参见图 10)。所需的绕组窗口面积 (A_{wr}) 计算如下：

$$A_{wr} = A_c / K_F \quad (\text{EQ 20})$$

其中, A_c 指实际导线面积, K_F 指填充系数。通常来说, 针对单输出应用, 填充系数为 0.2~0.25, 而对于多输出应用, 填充系数为 0.15~0.2。

如果所需的窗口面积 (A_{wr}) 大于实际的窗口面积 (A_w), 返回第 6 步增大磁芯。如果由于成本或尺寸限制无法更改磁芯, 转换器设计用于 CCM 模式且绕组窗口面积 (A_w) 只是稍有不足, 返回第 4 步, 通过增加纹波系数 (K_{RF}) 减小 L_m 。方程式 14 中的初级最小匝数 (N_p^{min}) 减小, 导致所需的绕组窗口面积 (A_{wr}) 减小。

[第 9 步] 根据电压与电流额定值选择次级整流二极管。

第 n 路输出整流二极管 ($D_{R(n)}$) 的最大反向电压和电流有效值为：

$$V_{D(n)} = V_{o(n)} + \frac{V_{DC}^{max} \cdot (V_{o(n)} + V_{F(n)})}{V_{RO}} \quad (\text{EQ 21})$$

$$I_{D(n)}^{rms} = I_{ds}^{rms} \sqrt{\frac{V_{DC}^{min}}{V_{RO}}} \cdot \frac{V_{RO} K_{L(n)}}{(V_{o(n)} + V_{F(n)})} \quad (\text{EQ 22})$$

其中, $K_{L(n)}$ 、 V_{DC}^{max} 、 V_{RO} 和 I_{ds}^{rms} 分别在方程式 2 和 4、第 3 步和方程式 11 中确定; D_{max} 由方程式 6 确定; $V_{o(n)}$ 指第 n 个输出的电压; $V_{F(n)}$ 指二极管 ($D_{R(n)}$) 正向电压。整流二极管的典型电压和电流裕量如下：

$$V_{RRM} > 1.3 \cdot V_{D(n)} \quad (\text{EQ 23})$$

$$I_F > 1.5 \cdot I_{D(n)}^{rms} \quad (\text{EQ 24})$$

其中, V_{RRM} 指二极管的最大反向电压, I_F 指二极管的平均正向电流。

[第 10 步] 考虑电压与电流纹波确定输出电容。

第 n 路输出电容的纹波电流 ($C_{o(n)}$) 为：

$$I_{cap(n)}^{rms} = \sqrt{(I_{D(n)}^{rms})^2 - I_{o(n)}^2} \quad (\text{EQ 25})$$

其中, $I_{o(n)}$ 为第 n 路输出的负载电流, 且 $I_{D(n)}^{rms}$ 由方程式 22 确定。纹波电流应该比电容纹波电流规格小。第 n 路输出的电压纹波计算如下：

$$\Delta V_{o(n)} = \frac{I_{o(n)} D_{max}}{C_{o(n)} f_s} + \frac{I_{ds}^{peak} V_{RO} R_{C(n)} K_{L(n)}}{(V_{o(n)} + V_{F(n)})} \quad (\text{EQ 26})$$

其中, $C_{o(n)}$ 指电容; $R_{C(n)}$ 指第 n 路输出电容的有效串联电阻 (ESR); $K_{L(n)}$ 、 V_{RO} 和 I_{ds}^{peak} 分别在方程式 2、第 3 步和方程式 10 中确定。 D_{max} 由方程式 6 确定; $I_{o(n)}$ 和 $V_{o(n)}$ 分别指第 n 路输出的负载电流和输出电压; $V_{F(n)}$ 指二极管 ($D_{R(n)}$) 正向电压。

若因为电解电容的 ESR 较高而无法通过单个输出电容满足纹波规格, 可使用额外 LC 滤波器级 (后级滤波器)。采用后级滤波器时, 需要非常小心, 不要使转折频率过低。转折频率过低, 容易使系统不稳定, 或者限制控制带宽。通常将后级滤波器转折频率设置为开关频率的 10-20% 左右。

[第 11 步] 设计 RCD 缓冲电路

当功率 MOSFET 关断时, 由于存在变压器漏电感, 漏极会有很高的电压尖峰。MOSFET 上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, 需要使用一个额外的电路来箝位电压。

RCD 缓冲电路和 MOSFET 漏极电压波形分别如图 13 和 14 所示。一旦 MOSFET 漏极电压超过 X 节点电压, RCD 缓冲电路就通过导通缓冲二极管 (D_{sn}) 吸收漏电感中的电流, 如图 13 所示。在缓冲电路的分析中, 假定缓冲电容足够大, 足以确保电压在一个开关周期内变化不大。缓冲电容应为陶瓷材料或能够提供低 ESR 的材料。由于这些原因, 不可使用电解质或钽电容。

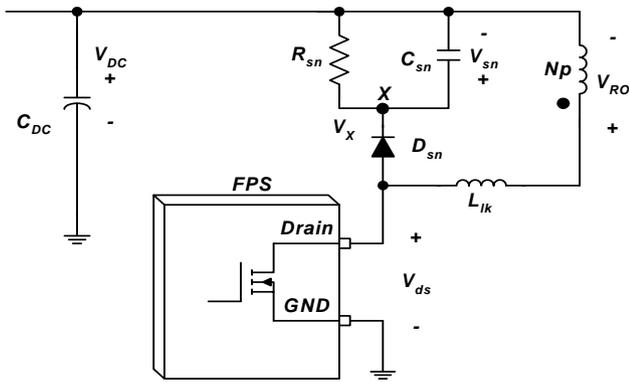


图 13. 缓冲网络电路图

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电容电压 (V_{sn})。确定完 V_{sn} 后，最小输入电压和满载条件下缓冲电路消耗的功率计算如下：

$$P_{sn} = \frac{(V_{sn})^2}{R_{sn}} = \frac{1}{2} f_s L_{lk} (I_{ds}^{peak})^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - V_{RO}} \quad (\text{EQ 27})$$

其中， I_{ds}^{peak} 由方程式 10 确定， f_s 为 FPS 自激开关频率， L_{lk} 为漏电感， V_{sn} 为最小输入电压和满载条件下的缓冲电容电压， V_{RO} 为反射输出电压，而 R_{sn} 为缓冲电阻。 V_{sn} 应该大于 V_{RO} ，通常将 V_{sn} 设定为 V_{RO} 的 2-2.5 倍。若 V_{sn} 过小，会导致缓冲电路产生严重的损耗，如方程式 27 所示。漏电感是在初级绕组上（所有其它绕组都被短路），开关频率下测得的。

应该根据功耗来选择具有合适额定功率缓冲电阻。缓冲电容电压的最大纹波可由下式得出：

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} R_{sn} f_s} \quad (\text{EQ 28})$$

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

方程式 27 中的缓冲电容电压 (V_{sn}) 是针对最小输入电压和满载条件。当转换器设计为在该条件下以 CCM 模式运行时，峰值漏极电流以及缓冲电容电压随输入电压增大而减小，如图 14 所示。最大输入电压和满载条件下的峰值漏极电流 (I_{ds2}^{peak}) 由下式得出：

$$I_{ds2}^{peak} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{in}}{f_s \cdot L_m}} \quad (\text{EQ 29})$$

其中， P_{in} 和 L_m 分别由方程式 1 和 7 确定，而 f_s 为 FPS 自激开关频率。

最大输入电压和满载条件下的缓冲电容电压由下式得出：

$$V_{sn2} = \frac{V_{RO} + \sqrt{(V_{RO})^2 + 2R_{sn}L_{lk}f_s(I_{ds2}^{peak})^2}}{2} \quad (\text{EQ 30})$$

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

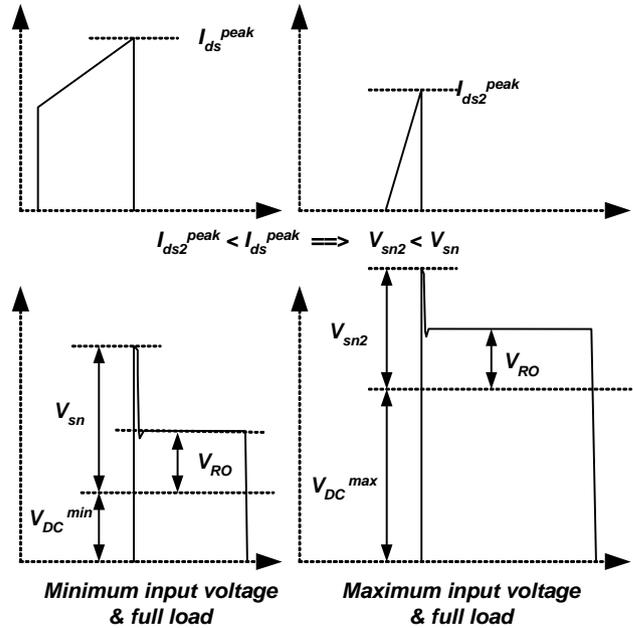


图 14. MOSFET 漏极电压和缓冲器电容电压

根据方程式 30，内部 MOSFET 最大电压应力计算如下：

$$V_{ds}^{max} = V_{DC}^{max} + V_{sn2} \quad (\text{EQ 31})$$

其中， V_{DC}^{max} 由方程式 4 确定。

验证 V_{ds}^{max} 低于 MOSFET 额定电压 (BV_{dss}) 的 90%，如图 15 所示。缓冲二极管的额定电压应高于 BV_{dss} 。通常情况下，额定电流为 1 A 的超快速二极管被用于缓冲电路。

在本节的缓冲器设计中，电感器的损耗放电和杂散电容尚未考虑。在实际转换器中，缓冲电路的损耗通常小于设计值。

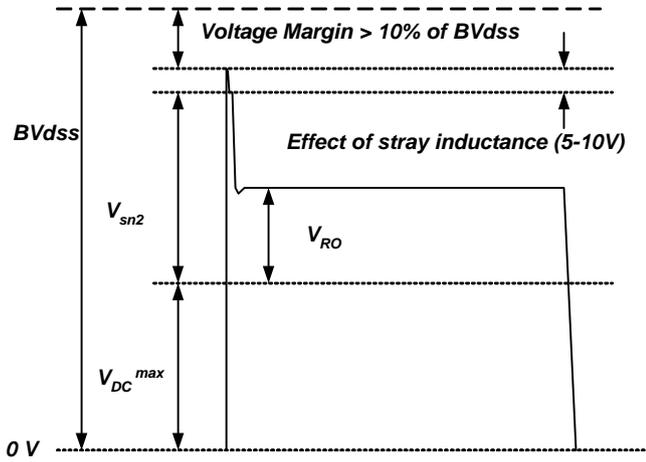


图 15. MOSFET 漏极电压和缓冲电容电压

[第 12 步] 设计同步电路

最佳 MOSFET 导通点可通过监控 V_{cc} 绕组电压间接检测到，如图 16 和 17 所示。同步检测比较器 (CO) 的输出在同步电压 (V_{sync}) 上升至高于 0.7 V 时变为高电平，在 V_{sync} 降低至低于 0.2 V 时变为低电平。MOSFET 在同步检测比较器输出 (CO) 的下降边缘导通。

为了实现 V_{sync} 与 MOSFET 漏极电压的同步，应该选择同步电容 (C_{SY}) 使得 T_Q 等于谐振周期 ($T_R/4$) 的四分之一，如图 17 所示。 $T_R/4$ 和 T_Q 计算如下：

$$\frac{T_R}{4} = \frac{\pi \cdot \sqrt{L_m \cdot C_{eo}}}{2} \quad (EQ 32)$$

$$T_Q = \frac{R_{SY1} \cdot (R_{SY2} + R_{SY3})}{R_{SY1} + R_{SY2} + R_{SY3}} \cdot C_{SY} + 200ns \quad (EQ 33)$$

其中， L_m 指变压器的初级端电感， C_{eo} 指有效 MOSFET 输出电容，而 200 ns 为内部延迟时间。

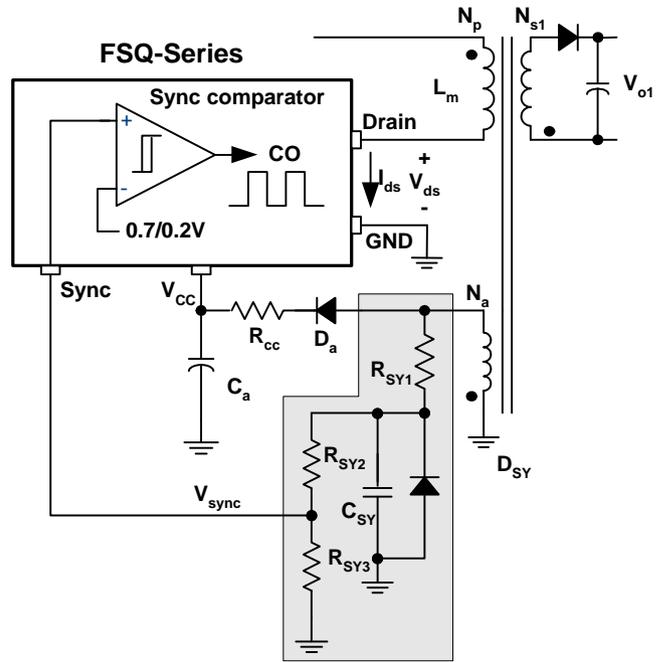


图 16. 同步电路

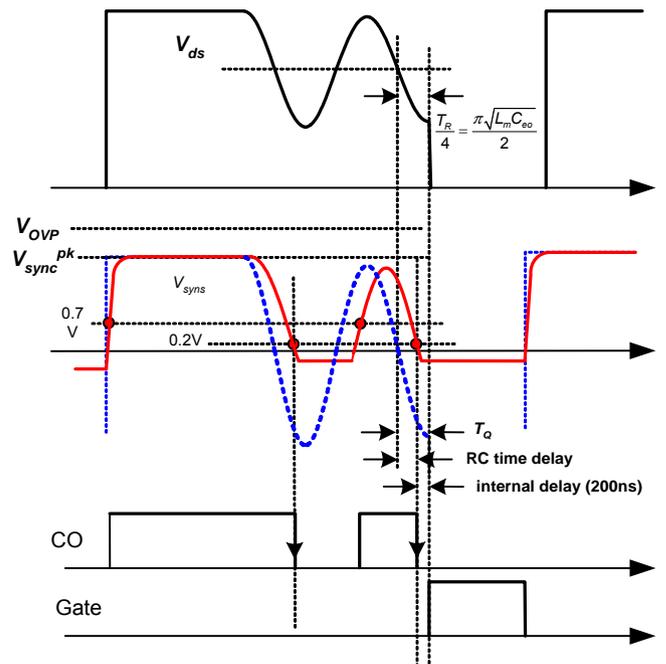


图 17. 同步波形

同步信号的峰值由分压电路 R_{SY1} 、 R_{SY2} 和 R_{SY3} 确定如下：

$$V_{sync}^{pk} = \frac{R_{SY3}}{R_{SY1} + R_{SY2} + R_{SY3}} \cdot \frac{N_a}{N_{s1}} \cdot (V_{O1} + V_{F1}) \quad (EQ 34)$$

其中, N_a 和 N_{s1} 分别为 V_{cc} 绕组和 V_{o1} 的匝数, 而 V_{F1} 为 D_1 的正向压降。

选择分压电阻 R_{SY1} 、 R_{SY2} 和 R_{SY3} , 保证同步电压峰值 (V_{sync}^{pk}) 低于过压保护阈值电压 (6 V), 从而避免在正常运行中触发 OVP。通常将 V_{sync}^{pk} 设置为 4~5 V。

[第 13 步] 设计反馈回路

由于 FSQ 系列采用电流模式控制, 反馈回路通过一个单极点和单零点补偿电路即可简单地实现, 如图 18 所示。在反馈电路的分析中, 假定光耦的电流传输比 (CTR) 为 100%。

FPS 的电流控制系数 K 定义为:

$$K = \frac{I_{pk}}{V_{FB}} = \frac{I_{LIM}}{V_{FBsat}} \quad (\text{EQ 35})$$

其中, I_{pk} 指特定工作条件下的漏极电流峰值, V_{FB} 指特定工作条件下的反馈电压; I_{LIM} 指 FPS 的限流值, V_{FBsat} 指反馈饱和电压, 典型值为 2.5 V。

为了表示小信号交流传递函数, 反馈电压 (v_{FB}) 和受控输出电压 (v_{o1}) 的小信号变化计作 \hat{v}_{FB} 和 \hat{v}_{o1} 。

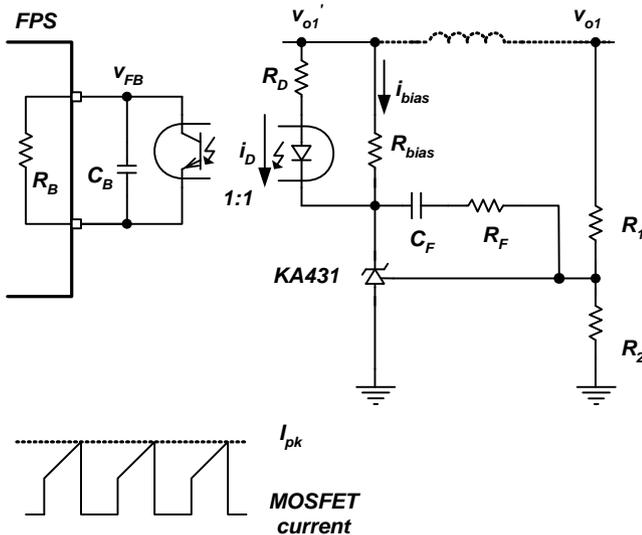


图 18. 控制框图

对于 CCM 工作模式, 采用电流模式控制时, 反激转换器的控制到输出传递函数为:

$$G_{vc} = \frac{\hat{v}_{o1}}{V_{FB}} \quad (\text{EQ 36})$$

$$= \frac{K \cdot R_L V_{DC} (N_p / N_{s1}) \cdot (1 + s/w_z)(1 - s/w_{rz})}{2V_{RO} + V_{DC}} \cdot \frac{1}{1 + s/w_p}$$

其中, V_{DC} 指直流输入电压; R_L 指受控输出的有效全部负载电阻, 定义为 V_{o1}^2/P_o ; N_p 和 N_{s1} 在第 7 步中确定; V_{RO} 在第 3 步中确定; V_{o1} 为基准输出电压, P_o 在第 1 步中确定; 而 K 由方程式 35 中确定。方程式 36 中的极点和零点定义如下:

$$w_z = \frac{1}{R_{c1}C_{o1}}, w_{rz} = \frac{R_L(1-D)^2}{DL_m(N_{s1} \& N_p)^2} \text{ and } w_p = \frac{(1+D)}{R_L C_{o1}} \quad (\text{EQ37})$$

其中, L_m 由方程式 7 确定, D 为 FPS 占空比, C_{o1} 指基准输出的电容, R_{C1} 指 C_{o1} 的 ESR。

当转换器具有不止一路输出时, 低频的控制 - 输出传递函数与全部负载电阻的并联组合成正比, 按照匝比的平方进行调节。因此, 有效负载电阻被用于方程式 36, 而不是 V_{o1} 的实际负载电阻。

值得注意的是, 在方程式 36 的“由控制到输出”传递函数中, 有一个右半平面 (RHP) 零点 (w_{rz})。鉴于 RHP 零点会减少相位 90°, 因此交越频率的放置应该低于该 RHP 零点。

图 19 显示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 20 显示了不同负载条件下 CCM 反激转换器“由控制到输出”传递函数的变化情况。该图反映了不同负载时低频率增益不会发生变化, 且满载条件下 RHP 零点最低。

对于 DCM 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”传递函数如下:

$$G_{vc} = \frac{\hat{v}_{o1}}{V_{FB}} = \frac{V_{o1}}{V_{FB}} \cdot \frac{(1 + s/w_z)}{(1 + s/w_p)} \quad (\text{EQ 38})$$

$$\text{where } w_z = \frac{1}{R_{c1}C_{o1}}, w_p = 2/R_L C_{o1},$$

V_{o1} 指基准输出电压, V_{FB} 指特定条件下的反馈电压, R_L 指受控输出的有效全部电阻, C_{o1} 指受控输出的电容, 而 R_{c1} 指 C_{o1} 的 ESR。

图 21 显示反激式转换器在 DCM 工作模式下其“由控制到输出”传递函数随负载情况的变化。与 CCM 模式中的反激式转换器相反, 不存在 RHP 零点, 且直流增益不会随着输入电压的变化而变化。可见, 在满载条件下, 除直流增益之外的总增益最高。

可得图 18 的反馈补偿电路传递函数为:

$$\frac{\hat{v}_{FB}}{V_{o1}} = -\frac{w_i}{s} \cdot \frac{1 + s/w_{zc}}{1 + 1/w_{pc}} \quad (\text{EQ 39})$$

$$\text{where } w_i = \frac{R_B}{R_1 R_D C_F}; w_{zc} = \frac{1}{(R_F + R_1) C_F}; w_{pc} = \frac{1}{R_B C_B}$$

R_B 为 FPS 内部反馈偏置电阻，通常为 2.8 kW；而 R_1 、 R_D 、 R_F 、 C_F 和 C_B 如图 18 所示。

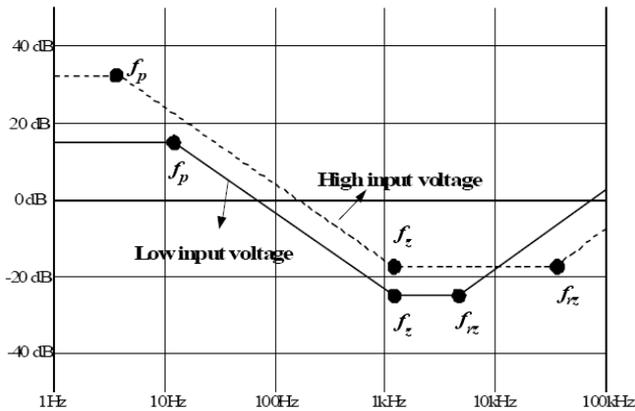


图 19. 不同输入电压时 CCM 反激转换器“由控制到输出”传递函数的变化

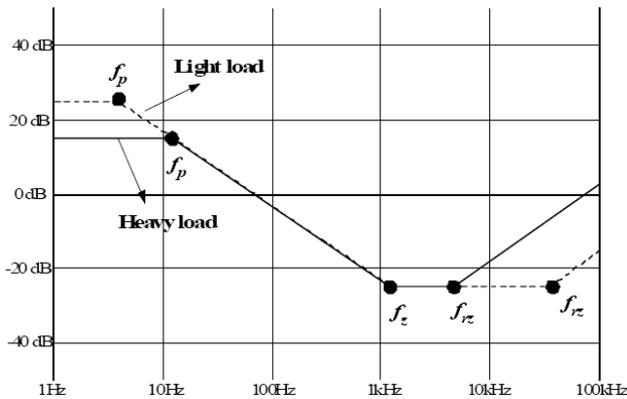


图 20. 不同负载时 CCM 反激转换器“由控制到输出”传递函数的变化

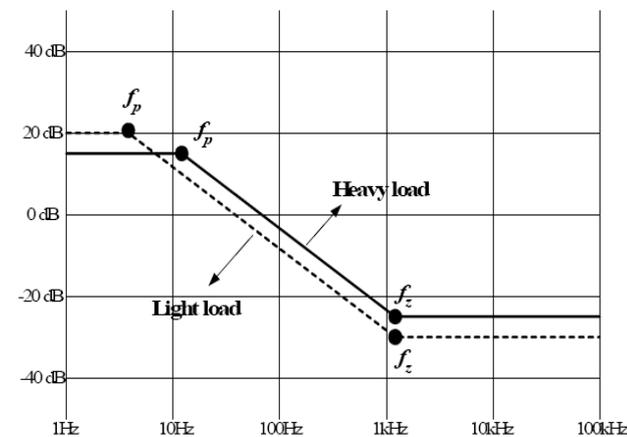


图 21. 不同负载时 DCM 反激转换器“由控制到输出”传递函数的变化

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。在最小输入电压和满载条件下，虽然反激转换器设计工作在 CCM 模式或 DCM 与 CCM 临界模式，但随着负载电流的降低和 / 或输入电压的上升，反激转换器进入 DCM 模式，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的方法是，在低输入电压和满载条件下设计反馈环路，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时，工作条件的改变仅使增益增加约为 6 dB。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° 的相位裕量，在整个工作范围内的稳定性都可以得到保证。

反馈环路的设计过程如下：

- 确定交越频率 (f_c)。对于 CCM 反激式转换器，设置 f_c 低于 1/3 的右半平面 (RHP) 零点，可以把 RHP 零点的影响减到最小。对于 DCM 反激式转换器，由于不存在 RHP 零点，可以设置较高的 f_c 。
- 当采用附加 LC 滤波器时，设置交越频率低于 LC 滤波器转折频率的 1/3，因为 LC 滤波器引入了一个 -180° 的相位跌落。切勿设置交越频率超过 LC 滤波器的转折频率。如果交越频率十分接近转折频率，在忽略该后级滤波器的影响情况下，应该设计控制器使之具有一个大于 90° 的相位裕量。
- 确定补偿器的直流增益 (w_i/w_{zc})，消除 f_c 处的控制 - 输出增益。
- 放置补偿零点 (f_{zc})，使之位于 $f_c/3$ 附近。
- 放置补偿极点 (f_{pc})，使之高于 $3f_c$ 。

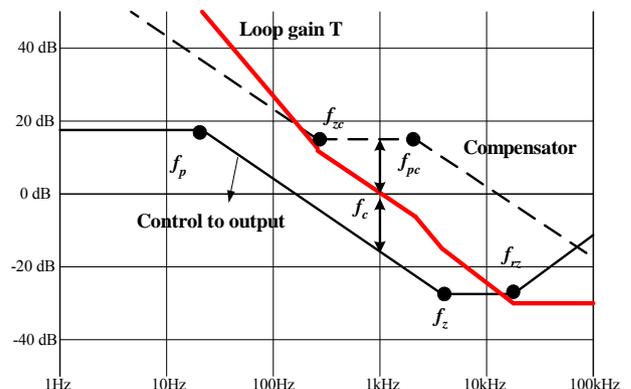


图 22. 补偿器设计

在确定反馈电路的元件时，有如下限制：

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

$$R_2 = \frac{2.5 \cdot R_1}{V_{O1} - 2.5} \quad (\text{EQ 40})$$

其中， V_{O1} 为参考输出电压。

- 连接反馈引脚的电容 (C_B) 与过载条件下停机延时有关：

$$t_{\text{delay}} = (V_{SD} - 2.5) \cdot C_B / I_{\text{delay}} \quad (\text{EQ 41})$$

其中， V_{SD} 为停机反馈电压， I_{delay} 为停机延时电流。相关数值请查看数据表。通常多数应用延时时间为 10 ~ 50 ms。因为 C_B 还决定这补偿器传递函数的高频极点 (w_{pc})，如方程式 39 所示，因此如果 C_B 太大， w_{pc} 的频率可能太低，从而限制控制带宽。 C_B 典型值为 10-50 nF。

- 电阻 R_{bias} 和 R_D ，与光耦 H11A817A 和分流调节器 KA431 同时使用，其设计应该为 KA431 提供合适的工作电流，确保所选 FPS 能够得到满幅反馈电压。一般而言，KA431 的最小阴极电压和电流分别为 2.5 V 和 1 mA。因此， R_{bias} 和 R_D 的设计应该满足下列条件：

$$\frac{V_{O1} - V_{OP} - 2.5}{R_D} > I_{FB} \quad (\text{EQ 42})$$

$$\frac{V_{OP}}{R_{\text{bias}}} > 1 \text{mA} \quad (\text{EQ 43})$$

其中， V_{O1} 指参考输出电压； V_{OP} 指光耦二极管正向压降，典型值为 1 V； I_{FB} 指 FPS 的反馈电流，典型值为 1 mA。例如， $R_{\text{bias}} < 1\text{k}\Omega$ 和 $R_D < 1.5\text{k}\Omega$ （针对 $V_{O1} = 5\text{V}$ ）。

其它注意事项

- V_{CC} 电容 (C_a) C_a 典型值为 10-50 μF ，对于多数应用已足够。小于该值的电容可能在 FPS 启动期间导致欠压闭锁。容值太大，可能增加启动时间。
- V_{CC} 电阻 (R_a) R_a 典型值为 5-20W。对于多输出反激式转换器，由于变压器耦合不完美，轻载输出的电压如 V_{CC} ，随其它输出的负载电流变化而变化。 R_a 能够降低 V_{CC} 对其它输出的敏感性，从而改善 V_{CC} 的调节。

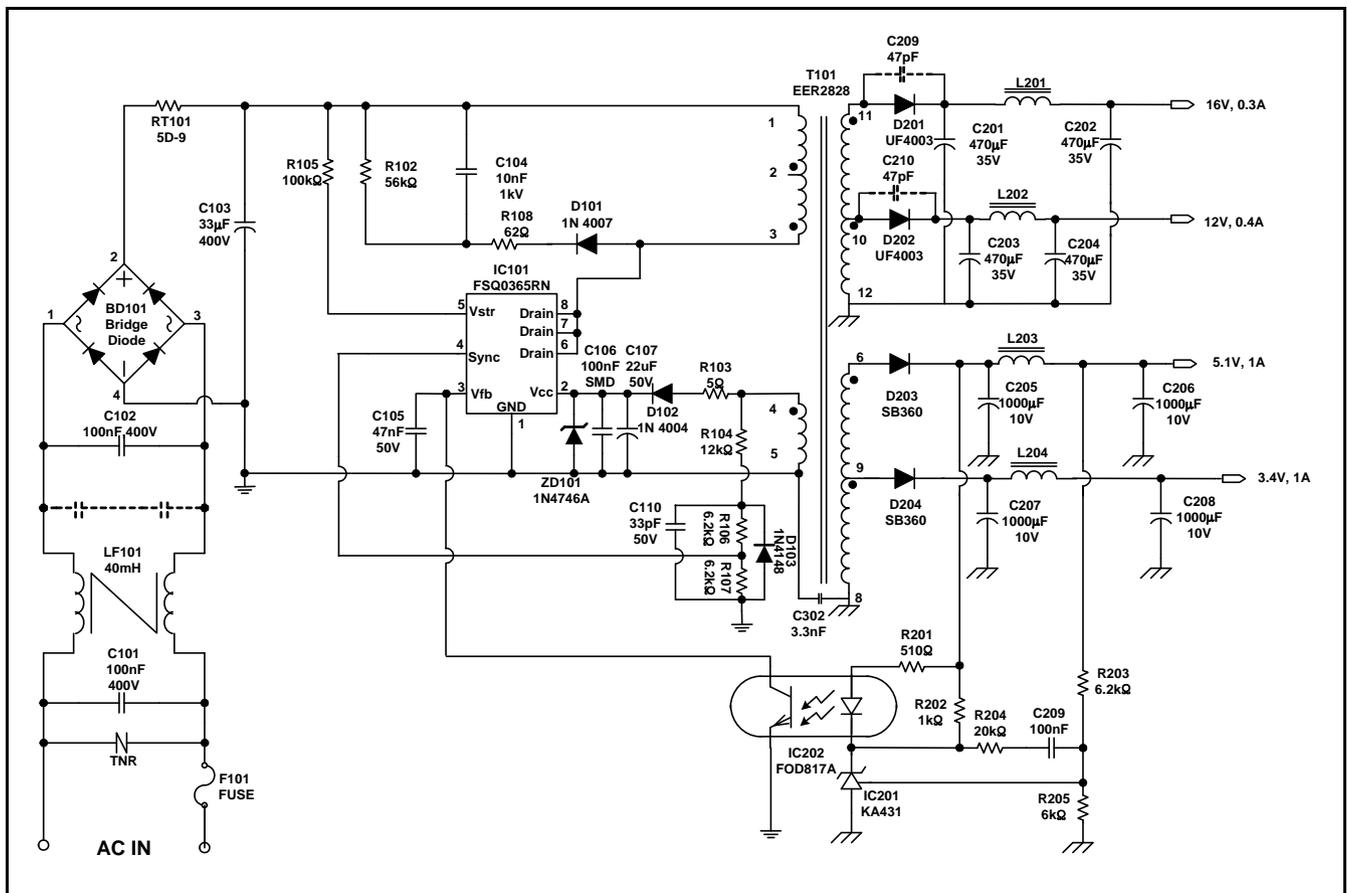
设计范例

应用	设备	输入电压	输出功率	输出电压 (额定电流)
DVD 播放器	FSQ0365RN	85-265VAC (60Hz)	18.1W	5.1V (1.0A) 3.4V (1.0A) 12V (0.4A) 16V (0.3A)

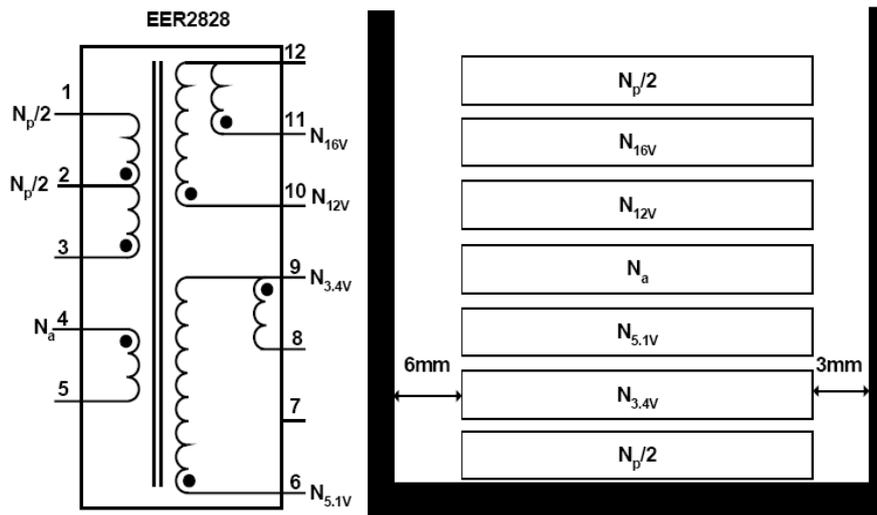
重点设计说明

为了最大限度地提高效率，电源设计为在最小输入电压和满载条件下以 CCM 模式运行，在高输入电压条件下以 DCM 模式运行。

1. 原理图



2. 变压器规格



No	Pin (s→f)	Wire	Turns	Winding Method
$N_p/2$	3 → 2	0.25 ^φ 1	50	中心螺线管绕组
绝缘: 聚酯胶带, 厚度 t = 0.050 mm, 2 层				
$N_{3.4V}$	9 → 8	0.33 ^φ 2	4	中心螺线管绕组
绝缘: 聚酯胶带, 厚度 t = 0.050 mm, 2 层				
N_{5V}	6 → 9	0.33 ^φ 1	2	中心螺线管绕组
绝缘: 聚酯胶带, 厚度 t = 0.050 mm, 2 层				
N_a	4 → 5	0.25 ^φ 1	16	中心螺线管绕组
绝缘: 聚酯胶带, 厚度 t = 0.050 mm, 2 层				
N_{12V}	10 → 12	0.33 ^φ 3	14	中心螺线管绕组
绝缘: 聚酯胶带, 厚度 t = 0.050 mm, 2 层				
N_{16V}	11 → 12	0.33 ^φ 3	18	中心螺线管绕组
绝缘: 聚酯胶带, 厚度 t = 0.050 mm, 2 层				
$N_p/2$	2 → 1	0.25 ^φ 1	50	中心螺线管绕组
绝缘: 聚酯胶带, 厚度 t = 0.050 mm, 2 层				

磁芯: EER2828 ($A_e=86.7\text{mm}^2$)

骨架: EER2828

电气特性

	引脚	技术规格	评论
电感量	1 - 3	1.4mH ± 10%	100kHz, 1V
漏感量	1 - 3	最大 25μH	短接全部其它引脚

Hang-Seok Choi 博士

功率转换 / 飞兆半导体公司

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

电子邮件地址: hangseok.choi@fairchildsemi.com**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