

采用 FPS 的隔离式正激 AC-DC 开关电源设计指南

Hang-Seok Choi 博士

飞兆半导体 FPS 应用小组

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

电邮: hschoi@fairchildsemi.co.kr

[摘要] 本文介绍了针对采用 FPS (Fairchild 电源开关) 的隔离式正激 AC-DC 开关电源的实用设计准则。开关模式电源 (SMPS) 设计本质上就是一项费时的工作, 需要做出许多 权衡取舍并采用大量的设计变量进行迭代运算。本文所描述的 步进式设计程序能够帮助工程师们轻松完成 SMPS 的设计。为了使设计过程效率更高, 还提供了一个包含本文所述全部 公式的软件设计工具——FPS 设计助手 (FPS design assistant)。

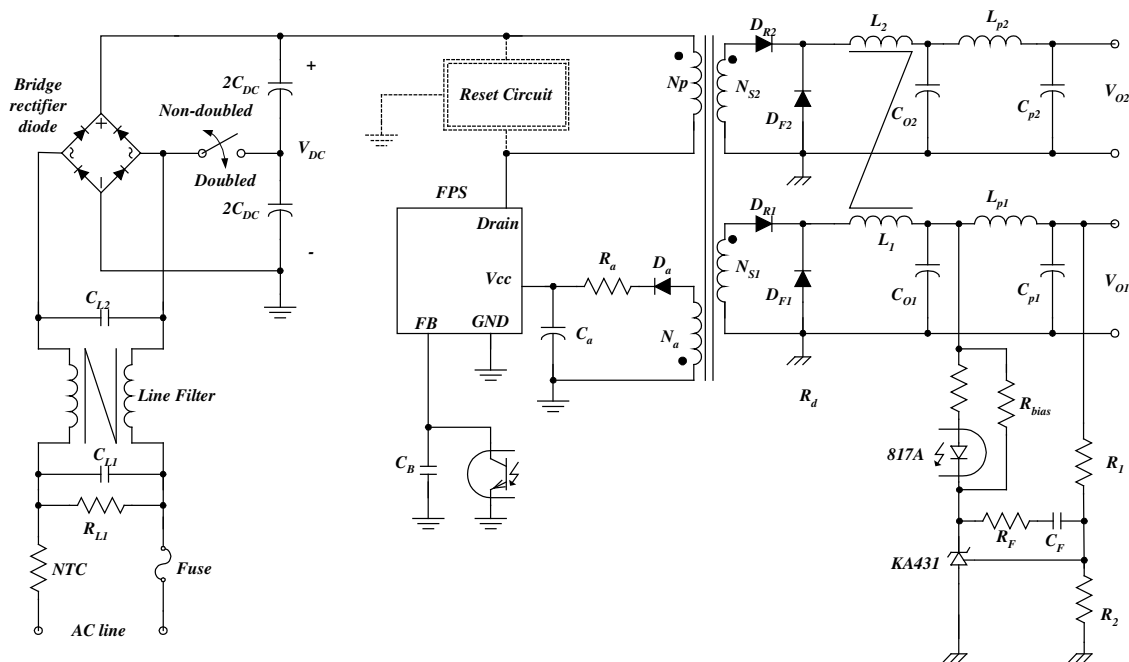


图 1: 采用 FPS 的基本隔离式正激 AC-DC 开关电源

一、引言

正激式电源因为电路简单的缘故而在中低功率转换应用中得到了广泛的使用。图 1 示出了采用 FPS 的基本隔离式正激 AC-DC 开关电源的原理图, 它同时也是本文所描述的设计程序的参考电路。由于 MOSFET 和 PWM 控制器以及各种附加电路都被集成在了一个封装中, 因此, SMPS 的设计比分立型的 MOSFET 和 PWM 控制器解决方案要容易得多。

本文提供了针对基于 FPS 的隔离式正激 AC-DC 开关电源的步进式设计程序, 包括变压器设计、复位电路设计、输出滤波器设计、元件选择和反馈环路设计。这里描述的设计

程序具有足够的通用性, 可适用于不同的应用。本文介绍的设计程序还可以由一个软件设计工具 (FPS 设计助手 FPS design assistant) 来实现, 从而使得设计师能够在很短的时间内完成 SMPS 设计。本文的附录给出了一个采用软件工具的步进式设计实例。

二、步进式设计程序

在这一节中, 我们以图 1 所示的原理图作为参考来介绍设计程序。一般而言, 如图 1 所示, 大多数 FPS 从引脚 1 到引脚 4 的引脚配置都是相同的。

(1) 第一步：确定系统规格

— 输入电压范围 (V_{line}^{min} 和 V_{line}^{max})：图 1 中所示的倍压电路通常是用于通用型输入的。于是，最小线路电压是实际最小线路电压的倍数。

— 输入电压频率 (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。如果没有参考数据可供使用，则对于低压输出应用和高压输出应用，应分别将 E_{ff} 设定为 0.7~0.75 和 0.8~0.85。

利用估计效率，可由下式求出最大输入功率：

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

根据最大输入功率来选择合适的 FPS。由于对正激式转换器而言 MOSFET 上的电压应力约为输入电压的两倍，因此，对于通用型输入电压，建议采用具有额定电压为 800V 的 MOSFET 的 FPS。具有合适额定功率的 FPS 系列产品也包含于软件设计工具中供选用。

(2) 第二步：确定输入整流滤波电容 (C_{DC}) 和 DC 电压范围

最大 DC 电压纹波由下式得出：

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

式中， D_{ch} 为规定的输入整流滤波电容充电占空比（如图 2 所示），其典型值为 0.2。

一般将 ΔV_{DC}^{max} 设定为 $\sqrt{2} V_{line}^{min}$ 的 10~15%。对于倍压电路，采用了两个串联电容器，它们的电容值均由 (2) 式所决定的电容值的两倍。

利用求得的最大电压纹波，可由下式来计算最小和最大 DC 电压：

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

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

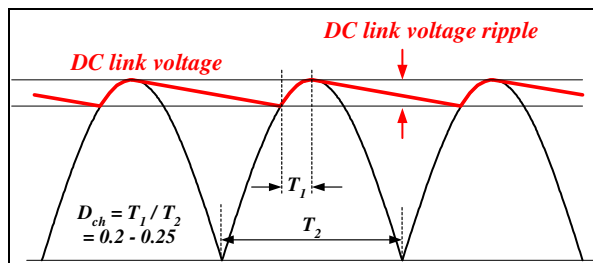


图 2：DC 耦合线电压波形

(3) 第三步：确定变压器复位方法和最大占空比 (D_{max})

正激式转换器的一个固有局限是必须在 MOSFET 关断期间对变压器进行复位。因此应采用附加复位方案。两种最常用的复位方案是辅助绕组复位和 RCD 复位。根据复位方案的不同，设计程序可稍做改动。

(a) 辅助绕组复位：图 3 示出了采用辅助绕组复位的正向转换器的基本电路图。

该方案在效率方面具有优势，原因是存储在磁化电感器中的能量返回到输入端。不过，变压器的构造由于复位绕组的增加而变得更加复杂。

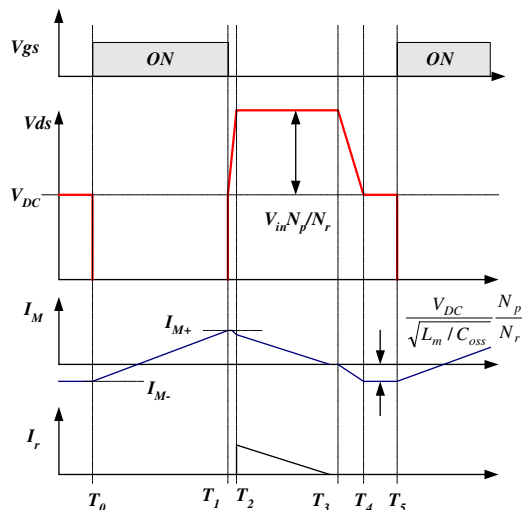
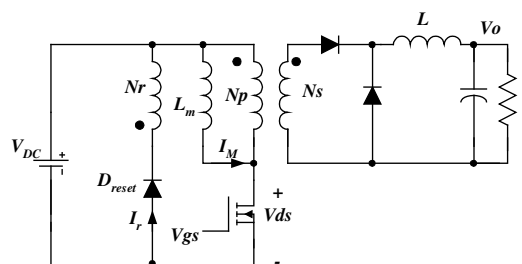


图 3：采用辅助绕组复位的正激式转换器

MOSFET 上的最大电压以及最大占空比由下式给出：

$$V_{ds}^{\max} = V_{DC}^{\max} \left(1 + \frac{N_p}{N_r}\right) \quad (5)$$

$$D_{\max} \leq \frac{N_p}{N_p + N_r} \quad (6)$$

式中, N_p 和 N_r 分别为初级绕组和复位绕组的匝数。

由(5)式和(6)式可见, 可通过减小 D_{\max} 的方法来降低 MOSFET 上的最大电压。然而, 减小 D_{\max} 会导致次级侧上的电压应力增大。因此, 正确的设置是 $D_{\max} = 0.45$ 且 $N_p = N_r$ 。对于辅助绕组复位, 建议采用其占空比在内部被限制于 50% 以下的 FPS, 以防止在瞬变过程中发生磁芯饱和。

(b) RCD 复位：图 4 示出了采用 RCD 复位的正向转换器的基本电路图。该方案的一个缺点是存储在磁化电感器中的能量在 RCD 缓冲器中被消耗掉了, 这一点与采用复位绕组法的场合是不同的。但是, 它却因为简单而被广泛应用于许多对成本敏感的 SMPS。

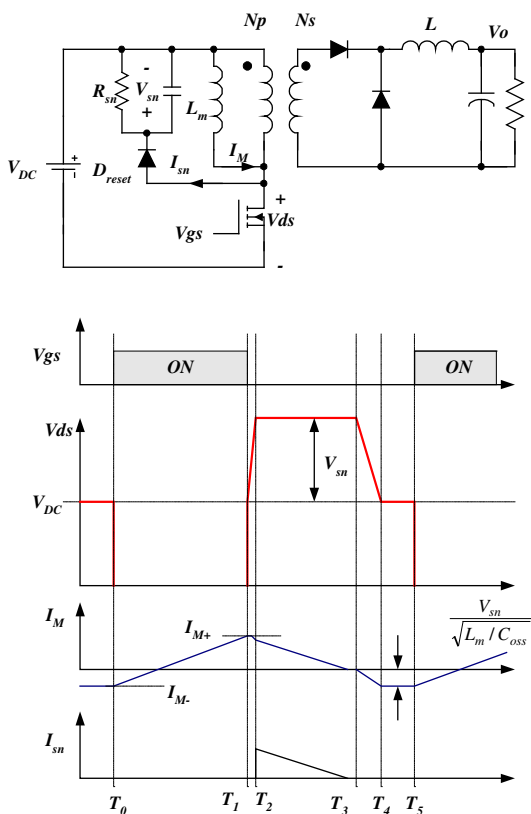


图 4：采用 RCD 复位的正向转换器

最大电压应力和缓冲电容器标称电压由下式得出：

$$V_{ds}^{\max} = V_{DC}^{\max} + V_{sn} \quad (7)$$

$$V_{sn} > \frac{V_{DC}^{\min} \cdot D_{\max}}{(1 - D_{\max})} \quad (8)$$

由于缓冲电容器电压是固定的且几乎与输入电压无关, 因而与复位绕组法 (此时转换器工作于一个很宽的输入电压范围内) 相比, MOSFET 电压应力减小了。

为了避免发生谐波振荡, 建议将 D_{\max} 设定在 0.5 以下。考虑到初级侧和次级侧的电压应力, 正确的做法是将 D_{\max} 设定为 0.45。

(4) 第四步：确定输出电感器电流的纹波因数

图 5 示出了输出电感器的电流波形。纹波因数被定义为：

$$K_{RF} = \frac{\Delta I}{2I_o} \quad (9)$$

式中, I_o 为最大输出电流。

对于大多数实际设计来说, 将 K_{RF} 设定为 0.1~0.2 是合理的。

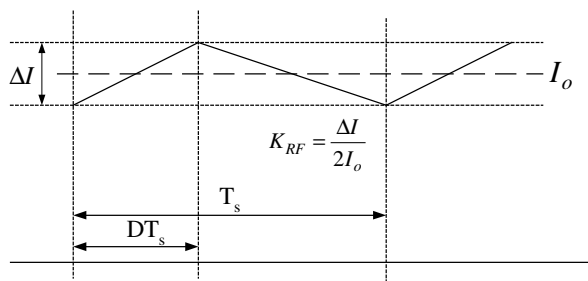


图 5：输出电感器电流和纹波因数

一旦确定了纹波因数, 则可由下式求得 MOSFET 的峰值电流和 rms (均方根) 电流：

$$I_{ds}^{\text{peak}} = I_{EDC} (1 + K_{RF}) \quad (10)$$

$$I_{ds}^{\text{rms}} = I_{EDC} \sqrt{(3 + K_{RF}^2) \frac{D_{\max}}{3}} \quad (11)$$

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

检查一下 MOSFET 最大峰值电流 (I_{ds}^{peak}) 是否低于 FPS 的内置的逐个周期的漏极电流量限制值 (I_{lim})。

(5) 第五步：确定变压器的合适磁芯和初级线圈的最少匝数以防止磁芯饱和

实际上，磁芯的初始选择肯定是很粗略的，因为变量太多了。选择合适磁芯的方法之一是查阅制造商提供的磁芯选择指南。如果没有合适的参考资料，可采用下面的公式作为一个起点。

$$A_p = A_w A_e = \left[\frac{11.1 \times P_{in}}{0.141 \cdot \Delta B \cdot f_s} \right]^{1.31} \times 10^4 \quad (mm^4) \quad (13)$$

式中， A_w 为窗口面积， A_e 为磁芯的截面积（单位： mm^2 ），如图 6 所示。 f_s 为开关频率， ΔB 为正常操作状态下的最大磁通密度增量（单位：特斯拉）。如果是正激式转换器，则对于大多数功率铁氧体磁芯来说 ΔB 通常为 0.2~0.3T。可以注意到：由于剩余磁通量密度的缘故，其最大磁通量密度摆幅要比反激式转换器的小。

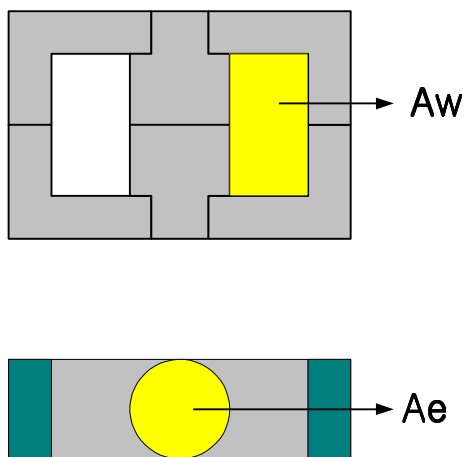


图 6：窗口面积和截面积

确定了磁芯之后，即可由下式得出变压器初级侧为避免磁芯饱和而应具有的最少匝数：

$$N_p^{\min} = \frac{V_{DC}^{\min} \cdot D_{\max}}{A_e \cdot f_s \cdot \Delta B} \times 10^6 \quad (turns) \quad (14)$$

(6) 第六步：确定变压器每个绕组的匝数

首先确定初级侧绕组与受反馈控制的次级侧绕组（主输出绕组）之间的匝数比作为一个参考值。

$$n = \frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{V_{DC}^{\min} \cdot D_{\max}}{V_{o1} + V_{F1}} \quad (15)$$

式中， N_p 和 N_{s1} 分别为初级侧绕组和次级侧基准输出绕组（主输出绕组）的匝数。 V_{o1} 为输出电压， V_{F1} 为基准输出的二极管正向压降。

然后确定正确的 N_{s1} 整数值，使得最终的 N_p 大于由(14)式获得的 N_p^{\min} 。初级侧的磁化电感由下式得出：

$$L_m = A_L \times N_p^2 \times 10^{-9} \quad (H) \quad (16)$$

式中， A_L 为无间隙的 AL 值（单位： $nH/匝数^2$ ）。

另一个输出（第二输出）的匝数由下式来决定：

$$N_{s2} = \frac{V_{o2} + V_{F2}}{V_{o1} + V_{F1}} \cdot N_{s1} \quad (turns) \quad (17)$$

式中， V_{o2} 为输出电压， V_{F2} 为第二输出的二极管正向压降。

下一步是确定 V_{CC} 绕组的匝数。 V_{CC} 绕组匝数的确定因复位方法的不同而不同。

(a) **辅助绕组复位**：对于辅助绕组复位， V_{CC} 绕组的匝数由下式获得：

$$N_a = \frac{V_{CC}^* + V_{Fa}}{V_{DC}^{\min}} \cdot N_r \quad (turns) \quad (18)$$

式中， V_{CC}^* 为 V_{CC} 的标称电压， V_{Fa} 为二极管正向压降。由于 V_{CC} 与输入电压成正比，因此，正确的做法是将 V_{CC}^* 设定为 V_{CC} 起始电压以避免在正常操作期间出现过压保护。

(b) **RCD 复位**：对于 RCD 复位， V_{CC} 绕组的匝数由下式获得：

$$N_a = \frac{V_{CC}^* + V_{Fa}}{V_{sn}} \cdot N_p \quad (turns) \quad (19)$$

式中， V_{CC}^* 为 V_{CC} 的标称电压。由于 V_{CC} 在正常操作中几乎是恒定的，所以，正确的做法是将 V_{CC}^* 设定得比 V_{CC} 起始电压高 2~3V。

(7) 第七步：根据 rms 电流来确定每个变压器绕组的导线直径

第 n 个绕组的 rms 电流由公式求出：

$$I_{\text{sec}(n)}^{\text{rms}} = I_{o(n)} \sqrt{(3 + K_{RF}^2) \frac{D_{\text{max}}}{3}} \quad (20)$$

式中， $I_{o(n)}$ 为第 n 个输出的最大电流。

当采用辅助绕组复位时，复位绕组的 rms 电流如下：

$$I_{\text{Reset}}^{\text{rms}} = \frac{V_{DC} \min D_{\text{max}}}{L_m f_s} \sqrt{\frac{D_{\text{max}}}{3}} \quad (21)$$

当导线很长时（超过 1m），电流密度通常为 5A/mm²。当导线较短且匝数较少时，6~10A/mm² 的电流密度也是可以接受的。应避免使用直径大于 1mm 的导线，以防产生严重的涡电流损耗并使卷绕更加容易。对于大电流输出，最好采用由多股较细的导线组成的并联绕组，以便最大限度地减轻集肤效应。

检查一下磁芯的绕组窗口面积是否足以容纳导线。所需的窗口面积由下式给出：

$$A_w = A_c / K_F \quad (22)$$

式中， A_c 为实际的导体面积， K_F 为填充系数。在使用骨架的场合，填充系数通常为 0.2~0.3。

(8) 第八步：确定输出电感器的合适磁芯和匝数

如图 7 所示，当正向转换器具有一个以上的输出时，将采用耦合电感器以改善交叉电压调节，这是通过将其各自的线圈缠绕于一个共用磁芯上来实现的。

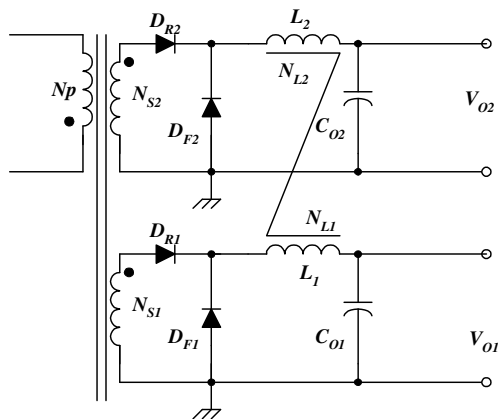


图 7：耦合输出电感器

首先，确定该耦合电感器的两个绕组之间的匝数比。该匝数比应与变压器的两个输出绕组的匝数比相同，如下式所示：

$$\frac{N_{s2}}{N_{s1}} = \frac{N_{L2}}{N_{L1}} \quad (23)$$

然后，按下式计算主输出电感器的电感：

$$L_1 = \frac{V_{o1}(V_{o1} + V_{F1})}{2K_{RF} \cdot P_o} (1 - D_{\min}) T_s \quad (24)$$

式中，

$$D_{\min} = D_{\max} \cdot \frac{V_{DC}^{\min}}{V_{DC}^{\max}} \quad (25)$$

L_1 为避免发生磁芯饱和而需具有的最少匝数，由下式得出：

$$N_{L1}^{\min} = \frac{L_1 P_o (1 + K_{RF})}{V_{o1} B_{\text{sat}} A_e} \times 10^4 \quad (\text{turns}) \quad (26)$$

其中， I_{lim} 为 FPS 内置的漏极电流限制值， A_e 为磁芯的截面积（单位：mm²）， B_{sat} 为饱和磁通量密度（单位：特斯拉）。如果没有参考数据，则采用 $B_{\text{sat}} = 0.35 \sim 0.4\text{T}$ 。一旦确定了 N_{L1} ，就可由(23)式求出 N_{L2} 。

(9) 第九步：根据 rms 电流来确定每个电感器绕组的导线直径

第 n 个电感器绕组的 rms 电流由下式获得：

$$I_{L(n)}^{\text{rms}} = I_{o(n)} \sqrt{\frac{(3 + K_{RF}^2)}{3}} \quad (27)$$

当导线很长时（超过 1m），电流密度通常为 5A/mm²。当导线较短且匝数较少时，6~10A/mm² 的电流密度也是可以接受的。应避免使用直径大于 1mm 的导线，以防产生严重的涡电流损耗并使卷绕更加容易。对于大电流输出，最好采用由多股较细的导线组成的并联绕组，以便最大限度地减轻集肤效应。

(10) 第十步：根据额定电压和额定电流来确定次级侧中的二极管

第 n 个输出的整流二极管的最大电压和 rms 电流由下式获得：

$$V_{D(n)} = V_{DC} \max \frac{N_{s(n)}}{N_p} \quad (28)$$

$$I_{D(n)}^{rms} = I_{o(n)} \sqrt{(3 + K_{RF}^2) \frac{D_{max}}{3}} \quad (29)$$

$$I_{DR}^{rms} = \frac{V_{DC}^{min} D_{max}}{L_m f_s} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (35)$$

(11) 第十一步：根据电压和电流纹波来确定输出电容器

第 n 个输出电容器的纹波电流由下式得出：

$$I_{C(n)}^{rms} = \frac{K_{RF} I_{o(n)}}{\sqrt{3}} \quad (30)$$

该纹波电流值应等于或小于电容器的纹波电流规格值。

第 n 个输出上的电压纹波由下式获得：

$$\Delta V_{o(n)} = \frac{I_{o(n)} K_{RF}}{4 C_{o(n)} f_s} + 2 K_{RF} I_{o(n)} R_{c(n)} \quad (31)$$

式中， $C_{o(n)}$ 和 $R_{c(n)}$ 分别为第 n 个输出电容器的电容值和有效串联电阻 (ESR)。

由于电解电容器具有较高的 ESR，所以有的时候只采用一个输出电容器是不可能满足纹波规格要求的。因而可以使用附加 LC 滤波器（后置滤波器）。在使用附加 LC 滤波器时，请当心不要把转折频率设置得过低。转折频率过低有可能导致系统不稳定或限制控制带宽。正确的做法是将滤波器的转折频率设定为开关频率的 1/10~1/5 左右。

(12) 第十二步：设计复位电路

(a) 辅助绕组复位：对于辅助绕组复位，复位二极管的最大电压和 rms 电流由下式给出：

$$V_{D_{reset}} = V_{DC}^{max} \left(1 + \frac{N_r}{N_p}\right) \quad (32)$$

$$I_{D_{reset}}^{rms} = \frac{V_{DC}^{min} D_{max}}{L_m f_s} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (33)$$

(b) RCD 复位：对于 RCD 复位，复位二极管的最大电压和 rms 电流由下式给出：

$$V_{DR} = V_{DC}^{max} + V_{sn} \quad (34)$$

正常操作状态下缓冲网络的功耗由下式获得：

$$Loss_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{R_{sn}} = \frac{1}{2} \left[\frac{(nV_{o1})^2}{L_m f_s} - \frac{2nV_{o1}V_{sn}}{\sqrt{L_m / C_{oss}}} \right] \quad (36)$$

式中， V_{sn} 为正常操作状态下的缓冲电容器电压， R_{sn} 为缓冲电阻器，n 为 N_p/N_{s1} ， C_{oss} 为 MOSFET 的输出电容。应根据功耗选择具有合适额定瓦特数的缓冲电阻器。正常操作状态下的缓冲电容器电压纹波由下式获得：

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn} D_{max}}{C_{sn} R_{sn} f_s} \quad (37)$$

一般而言，5~10%的纹波在实际情况下是合理的。

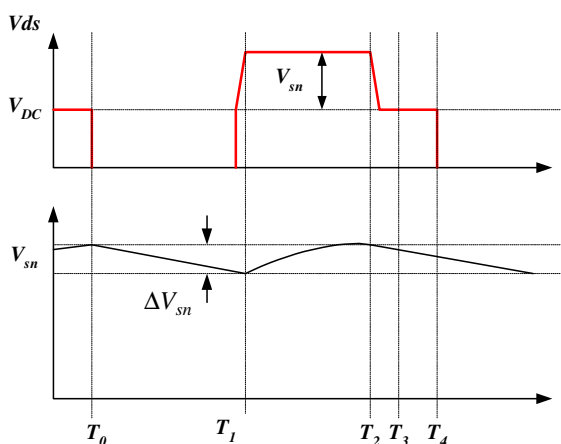


图 8：缓冲电容器电压

(13) 第十三步：设计反馈环路。

如图 9 所示，鉴于 FPS 采用的是电流模式控制，因此反馈环路只需采用一个单极点和单零点补偿电路即可实现。

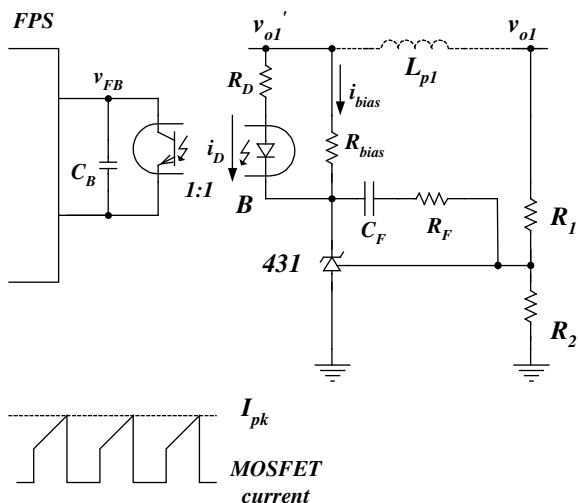


图 9：控制方框图

对于连续导通模式 (CCM) 操作, 采用 FPS 的正激式转换器的控制-输出传递函数由下式给出:

$$G_{vc} = \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{v}_{FB}} = K \cdot R_L \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{1 + s/w_z}{1 + s/w_p} \quad (38)$$

$$\text{式中, } w_z = \frac{1}{R_{c1}C_{o1}}, \quad w_p = \frac{1}{R_L C_{o1}}$$

式中, $w_z = 1/(R_{c1}C_{o1})$, $w_p = 1/(R_L C_{o1})$

而且, R_L 为受控输出的总有效负载电阻, 被定义为 V_{o1}^2/P_o 。

当转换器具有一个以上的输出时, DC 和低频控制-输出传递函数与全部负载电阻的并联值成正比 (由匝数比的平方来调节)。于是, 在(38)式中用总有效负载电阻替代了 V_{o1} 的实际负载电阻。

FPS 的电压-电流转换比 K 被定义为:

$$K = \frac{I_{pk}}{V_{FB}} = \frac{I_{lim}}{3} \quad (39)$$

式中, I_{pk} 为峰值漏电流, V_{FB} 为某一给定工作条件下的反馈电压。

图 10 示出了 CCM 正激式转换器的控制-输出传递函数随负载的变化情况。由于 CCM 正激式转换器先天具有良好的线路电压调节性能, 因此传递函数与输入电压的变化无关。不过, 系统极点以及 DC 增益则随负载条件而改变。

图 9 的反馈补偿网络转换函数由下式获得:

$$\frac{\hat{v}_{FB}}{\hat{v}_{o1}} = -\frac{w_i}{s} \cdot \frac{1 + s/w_{zc}}{1 + 1/w_{pc}} \quad (40)$$

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

由图 10 可见, 在为 CCM 正激式转换器设计反馈环路过程中, 最坏情况发生在满载条件。因此, 通过设计在低线路电压和满载条件下具有正确的相位和增益余量的反馈环路即可保证整个工作范围内的稳定性。

反馈环路的设计程序如下:

- 确定穿越频率 (f_c)。当采用附加 LC 滤波器 (后级滤波器) 时, 应将穿越频率设定在低于三分之一后级滤波器转折频率的地方, 因为它会招致 -180° 的相位差。绝对不要把穿越频率设定得高于后级滤波器的转折频率。如果穿越频率过于靠近转折频率, 那么, 为了抵消后级滤波器的影响, 就应当把控制器设计得具有约 90° 以上的足够相位余量。
- 确定校正电路的直流增益 (w/w_{zc}) 以抵消 f_c 频率上的控制-输出增益。
- 将校正电路零点 (f_{zc}) 设置在 $f_c/3$ 附近。
- 将校正电路极点 (f_{pc}) 设置在 $3f_c$ 以上。

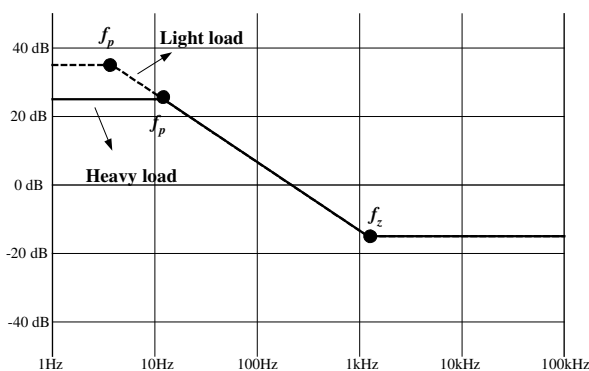


图 10：CCM 正激式转换器控制-输出转移函数随负载的变化情况

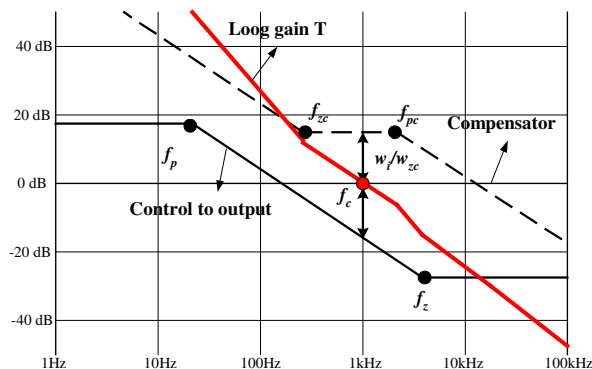


图 11：补偿器设计

在确定反馈电路元件时，有如下一些限制条件：

(a) 连接至反馈引脚的电容器 (C_B) 与过载条件下的保护延迟时间的关系式如下：

$$T_{delay} = (V_{SD} - 3) \cdot C_B / I_{delay} \quad (41)$$

式中， V_{SD} 为保护反馈电压， I_{delay} 为保护延迟电流。这些数值在产品数据表里都有提供。一般来说，对于大多数实际应用，10 ~ 100ms 的延迟时间是合适的。在某些场合，带宽有可能因为过载保护的延迟时间要求而受到限制。

(b) 与光耦合器和 KA431 一道使用的电阻器 R_{bias} 和 R_D 应被设计成能够为 KA431 提供合适的工作电流并确保 FPS 反馈电压的完整工作变化范围。一般而言，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 的设计应能满足以下条件：

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

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

式中， V_{OP} 为光二极管正向压降（通常为 1V）， I_{FB} 为 FPS 的反馈电流（通常为 1mA）。例如，当 $V_{o1} = 5V$ 时， $R_{bias} < 1k\Omega$ 且 $R_D < 1.5k\Omega$ 。

- 文中符号一览 -

A_w :	磁芯的窗口面积 (单位: mm^2)
A_e :	磁芯的截面积 (单位: mm^2)
B_{sat} :	饱和磁通密度 (单位: 特斯拉)
ΔB :	正常操作状态下的最大磁通密度增量 (单位: 特斯拉)
C_o :	输出电容器的电容值
D_{max} :	最大占空比
E_{ff} :	估计效率
f_L :	输入电压频率
f_s :	开关频率
I_{ds}^{peak} :	MOSFET 的最大峰值电流
I_{ds}^{rms} :	MOSFET 的 RMS 电流
I_{lim} :	FPS 内置的漏极电流限制值
I_{sec}^{rms} :	每个次级绕组的 RMS 电流
I_D^{rms} :	整流二极管的最大 RMS 电流
I_{cap}^{rms} :	输出电容器的 RMS 纹波电流
I_O :	输出负载电流
$K_{L(n)}$:	第 n 个输出的负载比重
K_{RF} :	电流纹波因数
L_m :	变压器初级电感量
$Loss_{sn}$:	正常操作状态下缓冲网络的功耗
N_p^{min} :	变压器初级侧为避免发生磁芯饱和而需具有的最少匝数
N_p :	初级侧的匝数
N_r :	复位绕组的匝数
N_{sl} :	基准输出 (主输出绕组) 的匝数
P_o :	最大输出功率
P_{in} :	最大输入功率
R_c :	输出电容器的等效串联电阻 (ESR)
R_{sn} :	缓冲电阻器
R_L :	输出负载电阻
V_{line}^{min} :	最小输入电压
V_{line}^{max} :	最大输入电压
V_{DC}^{min} :	最小 DC 电压 (输入交流整流得到的直流电压)
V_{DC}^{max} :	最大 DC 电压 (输入交流整流得到的直流电压)
V_{ds}^{nom} :	最大标称 MOSFET 电压
V_{ol} :	基准输出的输出电压
V_{FI} :	基准输出的二极管正向压降
V_{cc}^* :	V_{CC} 的标称电压
V_{Fa} :	V_{CC} 绕组的二极管正向压降
ΔV_{DC}^{max} :	最大 DC 线路电压纹波
V_D :	整流二极管的最大电压
ΔV_o :	输出电压纹波
V_{sn} :	正常操作状态下的缓冲电容器电压
ΔV_{sn} :	缓冲电容器电压纹波
V_{sn}^{max} :	瞬变或过载条件下的最大缓冲电容器电压
V_{ds}^{max} :	MOSFET 的最大电压应力

附录：采用 FPS 设计助手的设计实例

目标系统：PC 电源

- 输入：带倍压器的通用型输入 (90V ~ 265Vrms)
- 输出：5V/15A、3.3V/10A、12V/6A



FPS 设计助手 1.0 版
针对采用复位绕组的正向转换器

Choi 编写

蓝色单元格为输入参数
红色单元格为输出参数

1、定义 SMPS 的规格

最小输入电压 (V_line.min)	180	V.rms
最大输入电压 (V_line.max)	265	V.rms
输入电压频率 (fL)	60	Hz

	Vo	Io	Po	KL	
用于反馈控制的第一输出	5	15	75	42	%
第二输出	3.3	10	33	18	%
第三输出	12	6	72	40	%
第四输出	0	0	0	0	%
最大输出功率 (Po) =	180.0	W			
估计效率 (Eff)	70	%			
最大输入功率 (Pin) =	257.1	W			

2、确定 DC 耦合线电容器和 DC 电压范围

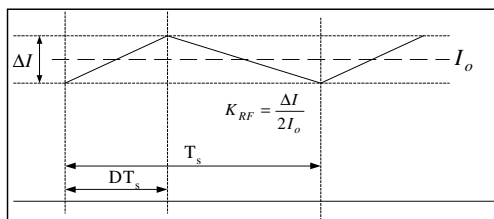
DC 电容器	235	uF
DC 电压纹波 =	29	V
最小 DC 电压 =	226	V
最大 DC 电压 =	375	V

3、确定最大占空比 (Dmax)

最大占空比	0.4	
匝数比 (Np/Nr)	1	> 0.67
最大标称 MOSFET 电压 =	750	V

4、确定输出电感器电流的纹波因数

输出电感器电流纹波因数	0.15	
最大峰值漏电流 =	3.27	A
RMS 漏电流 =	1.81	A
FPS 内置的漏极电流限制值	4	A



5、确定变压器的合适磁芯和最少初级匝数

FPS 的开关频率 (kHz)	67	kHz	
最大磁通密度增量	0.32	T	--> EER2834
磁芯的 AP 估计值 =	9275	mm ⁴	AP=12470
磁芯的截面积 (Ae)	86	mm ²	Ae=86
最少初级匝数 =	49.0	T	Aw=145

6、确定每个输出的匝数

	Vo		VF		匝数
Vcc (采用 Vcc 起始电压)	15 V		1.2 V		3.6 => 4 T
用于反馈的第一输出	5 V		0.4 V		3 => 3 T
第二输出	3.3 V		0.4 V		2.056 => 2 T
第三输出	12 V		0.5 V		6.944 => 7 T
第四输出	0 V		0 V		0 => 0 T
VF: 整流二极管的正向压降					复位绕组 = 50 T
					初级匝数 = 50 T
					->足够的匝数
AL 值 (无间隙)	2490	nH/T ²			
变压器磁化电感 =	6.2749902	mH			--> EER2834

7、确定每个变压器绕组的导线直径

	直径	并联	I _{rms}	(A/mm ²)
初级绕组 (N _p)	0.68 mm	1 T	1.81 A	4.98
复位绕组 (N _r)	0.31 mm	1 T	0.08 A	1.04
Vcc 绕组	0.31 mm	1 T	0.10 A	1.33
第一输出绕组	0.68 mm	4 T	9.5 A	6.56
第二输出绕组	0.68 mm	3 T	6.3 A	5.83
第三输出绕组	0.68 mm	2 T	3.8 A	5.25
第四输出绕组	0 mm	0 T	0.0 A	#DIV/0!
铜面积 =	33.92621	mm ²		
填充系数	0.25			
所需的窗口面积	135.70484	mm ²		--> EER2834 (Aw=145)

8、确定电感器 (耦合电感器) 的合适磁芯和匝数

电感器磁芯的截面积	86	mm ²	--> EER2834
饱和磁通量密度	0.42	T	
第一输出的电感 (L1) =	5.7	uH	
L1 的最少匝数 =	6.5	T	
L1 的实际匝数	6	=>	6 T
L2 的匝数=	4	=>	4 T
L3 的匝数=	14	=>	14 T
L4 的匝数 =	0	=>	0 T

9、确定每个电感器绕组的导线直径

	直径	并联	I _{rms}	(A/mm ²)
L1 用绕组	0.68 mm	5 T	15.1 A	8.30
L2 用绕组	0.68 mm	3 T	10.0 A	9.22
L3 用绕组	0.68 mm	2 T	6.0 A	8.30
L4 用绕组	0 mm	0 T	0.0 A	#DIV/0!
铜面积 =	25.40888	mm ²		
占空因数	0.25			
所需的窗口面积	101.63552	mm ²		--> EER2834(Aw=145)

10、确定次级侧中的整流二极管

	反向电压		Rms 电流
Vcc 二极管	55	V	0.10 A -->UF4003
第一输出二极管	22	V	9.5 A -->MBR3060PT
第二输出二极管	15	V	6.3 A -->MBR3045PT
第三输出二极管	52	V	3.81 A -->MBR20H100CT
第四输出二极管	0	V	0.00 A

11、确定输出电容器

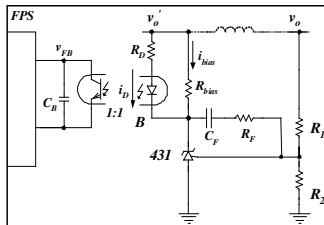
	电容值	ESR	电流纹波	电压纹波
第一输出电容器	4400 uF	20 m?	1.3 V	0.09 V
第二输出电容器	4400 uF	20 m?	0.9 V	0.06 V
第三输出电容器	2000 uF	60 m?	0.5 V	0.11 V
第四输出电容器	0 uF	0 m?	0.0 V	#DIV/0!

12、设计复位电路

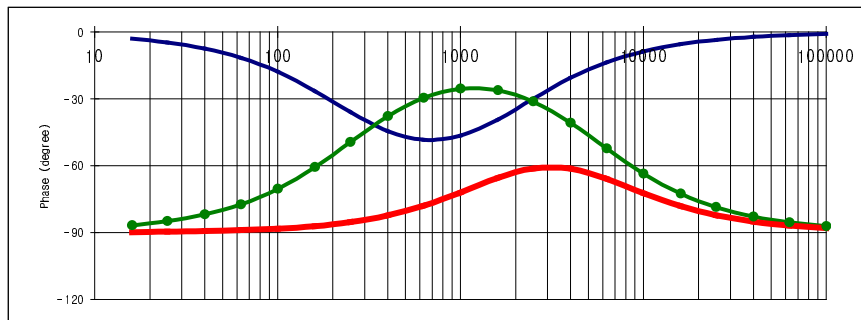
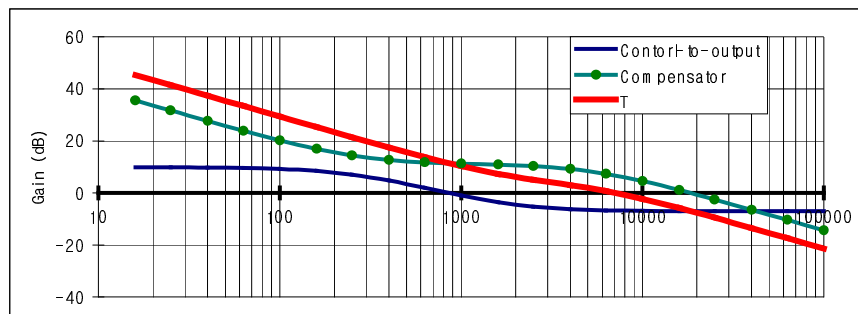
复位二极管rms电流	0.08 A	
复位二极管的最大电压	750 V	-->UF4007

13、设计反馈控制环路

控制-输出DC增益 =	3
控制-输出零点 =	1,809 Hz
控制-输出极点 =	261 Hz
分压器电阻 (R1)	5 kΩ
分压器电阻 (R2)	5 kΩ
光耦合器二极管电阻 (RD)	1 kΩ
431 偏压电阻 (Rbias)	1.2 kΩ
反馈引脚电容器 (CB) =	10 nF
反馈电容器 (CF) =	100 nF
反馈电阻器 (RF) =	1 kΩ



反馈积分器增益 (fi) =	955 Hz
反馈零点 (fz) =	265.39278 Hz
反馈极点 (fp) =	5307.8556 Hz



设计总结

- ▲ 对于 FPS，选择 FS7M0880。该器件具有 67kHz 的固定开关频率。
- ▲ 为了限制电流，采用了与 V_{CC} 二极管串联的 10Ω 电阻器 (R_a)。
- ▲ 控制带宽为 6kHz。由于穿越频率过于靠近后置滤波器（附加 LC 滤波器）的转折频率，因此，为了抵消后置滤波器的影响，控制器被设计成具有 120° 的足够相位余量。

图 11 示出了采用 *FPS 设计助手* 所设计的正向转换器的最终电路示意图。

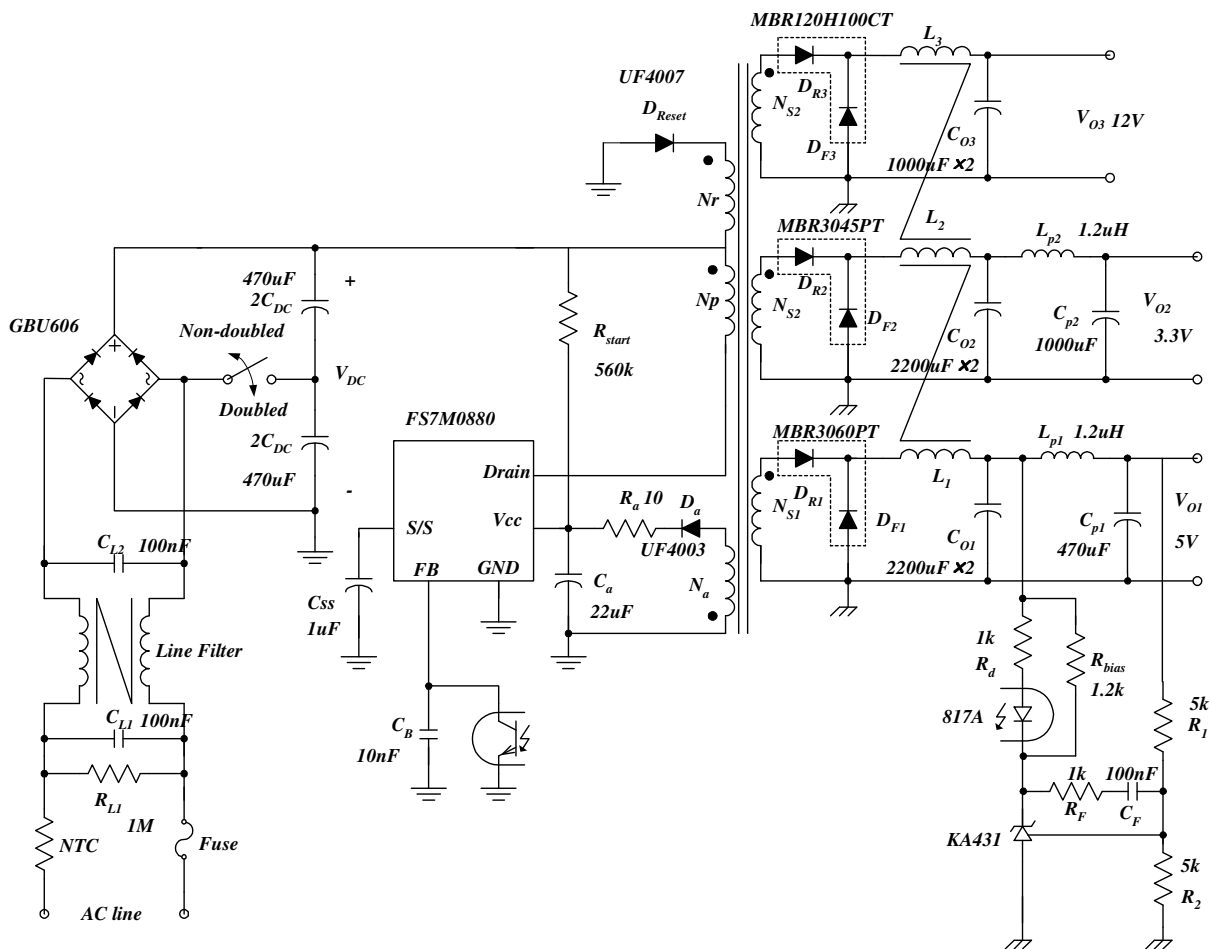


图 11：正向转换器的最终电路图