



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-9729

使用 100W 路灯照明的半桥 LLC 谐振转换器 LED 应用设计指南

简介

本应用指南介绍用于大功率 LED 照明应用（如户外照明或路灯照明）的 LED 驱动系统，该系统采用半桥 LLC 谐振转换器。对于传统 PWM DC-DC 转换器而言，采用非隔离型 DC-DC 转换器控制 LED 的电流和光强会导致其功率转换效率降低。而半桥 LLC 谐振转换器不仅可以控制 LED 电流，而且可以大幅提升功率转换效率。此外，整个 LED 驱动系统的成本和体积也得到了降低。

关于 LED 驱动

如今，LED 照明正在快速取代传统照明光源，如白炽灯，荧光灯和卤素灯等，因为 LED 照明可降低功耗。相对传统照明光源，LED 照明寿命更长（约为荧光灯和白炽灯的 5~20 倍），且不含毒性物质和有害紫外线。包括紧凑型荧光灯 CFL 在内的所有的卤素灯和荧光灯几乎都含有有害元素汞。

LED 的输出光强取决于流经 LED 电流的大小。LED 的特性决定所需电流大小所必需的正向电压。根据 LED 电压与电流特性的关系，控制 LED 两端的正向电压会导致不同的输出光强的大小。因此，大多数 LED 驱动均通过调节电流来进行亮度控制，改变 LED 电流的大小可直接控制亮度。

关于 LLC 谐振转换器

无源器件的尺寸限制了开关电源功率密度的不断增加。采取高频运行，可以大大降低无源器件，如变压器和滤波器的尺寸。但是过高的开关损耗势必成为高频运行的一大障碍。为了降低开关损耗和容许高频运行，谐振开关技术已经得到了发展。这些技术采用正弦方式处理电力，开关器件能够实现软换流。使得开关损耗与噪声大为降低^[1-7]。

在各种类型的谐振转换器中，最简单和最普遍的谐振转换器为 LC 串联谐振转换器，其中整流器-负载网络与 LC 谐振网络串联，如图 1^[2-4]所示。在该电路结构中，LC 谐振网络与负载一起形成分压器。通过改变驱动电压 V_d 的频率，可以改变该谐振网络的阻抗。输入电压在谐振网络阻抗与反射负载之间进行分压。由于

LC 串联谐振转换器等效于一个分压器，因此其直流增益始终小于 1。在轻载条件下，相比谐振网络的阻抗，负载阻抗较大，这样，输入电压几乎全部施加在负载上。这使得轻载下很难调节输出。在空载时，为了能够调节输出，理论上谐振频率应该为无限大。

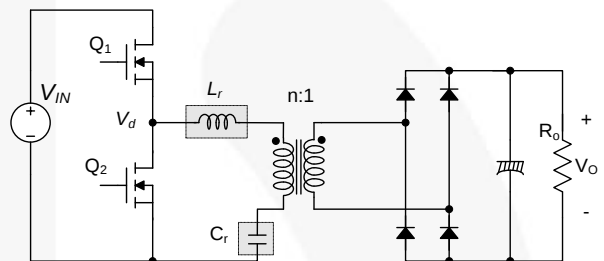


图 1. 半桥 LC 串联谐振转换器

为了克服串联谐振变换器的限制，提出了 LLC 谐振变换器^[8-12]。LLC 谐振转换器为一种改进型 LC 串联谐振转换器，区别是变压器初级绕组并联了一个电感，如图 2 所示。采用并联电感可以增加初级绕组的环流，有利于电路运行。由于这个概念不直观，在该拓扑首次提出时没有受到足够的重视。但是，对于高输入电压的应用场合，与导通损耗相比，变换器的开关损耗占主导地位，此时该谐振变换器在提升效率方面就显得十分突出。

在多数实际设计中，该分流电感往往通过变压器励磁电感来实现。LLC 谐振转换器的电路图与 LC 串联谐振转换器的电路图十分相似。唯一的差别在于：励磁电感的取值不同。LLC 谐振转换器的励磁电感远远大于 LC 串联谐振转换器的励磁电感 (L_r)，LLC 谐振转换器中的励磁电感为 L_r 的 3~8 倍，通常通过在变压器中设置气隙来实现。

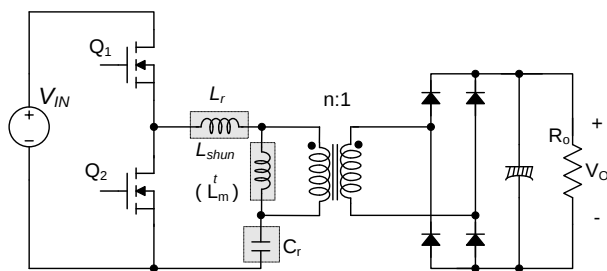


图 2. 半桥LLC谐振转换器

LLC 谐振转换器相对于串联谐振转换器具有众多优势。它能在较宽范围内和较大负荷变化下对输出电压进行调节，并且保持开关频率变化相对较小。在整个工作范围内，能够获得零电压开关（ZVS）。全部固有的寄生参数均可以用于实现软开关，包括所有半导体器件的结电容、变压器漏感与励磁电感。

本应用指南提供了采用飞兆 FLS-XS 系列芯片设计半桥 LLC 谐振转换器的注意事项，包括 LLC 谐振转换器的工作原理、变压器与谐振网络的设计、器件的选型。配合设计实例，循序渐进的设计步骤可以帮助设计人员更好地设计 LLC 谐振转换器。

LLC谐振转换器与基波近似

图 3所示为半桥 LLC 谐振变换器的原理图，其中， L_m 为励磁电感，用作分流电感， L_r 为串联谐振电感， C_r 为谐振电容。图 4为 LLC 谐振转换器的典型波形。假定：工作频率与谐振频率相同，后者决定于 L_r 与 C_r 之间的谐振。由于励磁电感相对较小，会产生高幅值的励磁电流（ I_m ），该电流在初级进行续流与功率传输无关。初级电流（ I_p ）为励磁电流与次级电流反射到初级的电流之和。

一般情况下，LLC 谐振拓扑包括 3 级电路，如图 3 所示，即方波发生器、谐振网络和整流器网络。

- 方波发生器负载产生方波电压 V_d ，采用占空比 50% 的控制脉冲交错驱动开关 Q_1 和 Q_2 实现。通常，在连续切换中会引入一个较小的死区时间。方波发生器可以由全桥或半桥类型构成。
- 谐振网络包括一只电容、变压器漏感和励磁电感。谐振网络滤除高次谐波电流。在本质上，即使方波电压施加到谐振网络上，也只有正弦电流容许流过该谐振网络。电流（ I_p ）滞后于施加到谐振网络上的电压（即方波电压（ V_d ）的基波分量被施加到半桥的图腾柱上），容许 MOSFET 零电压开通。如图 4 所示，当 MOSFET 电压为零时 MOSFET 开通，此时电流流经反并联二极管。
- 整流器网络由整流二极管和电容组成，它对谐振网络输出的交流电流进行整流，输出直流电压。整流器网络可以设计成带有容性输出滤波器的全波整流器桥或中心抽头配置。

Square-Wave Generator

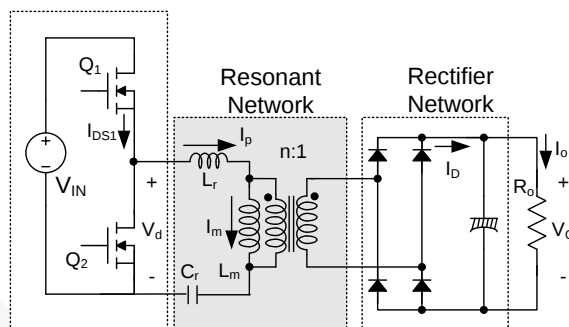


图 3. 半桥LLC谐振转换器的原理图

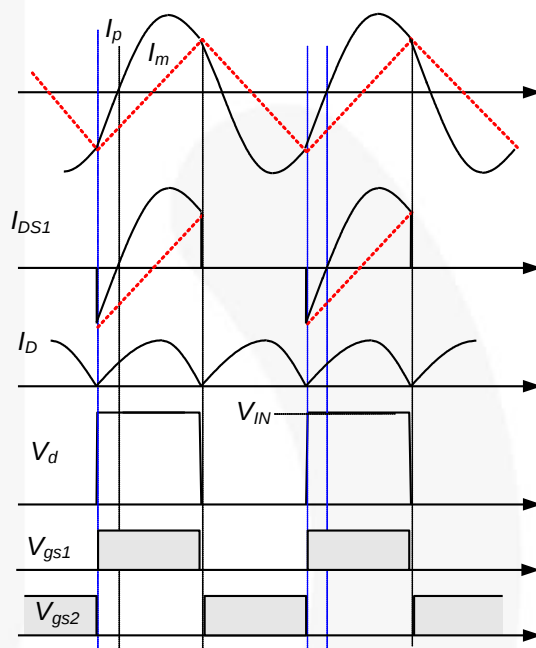


图 4. 半桥LLC谐振转换器的典型波形

谐振网络的滤波作用可以采用基波近似原理，获得谐振转换器的电压增益，这需要假定方波电压的基波分量输入到谐振网络，并传输电能至输出端。由于次级端整流电路可作为阻抗变压器，所以其等效负载电阻与实际负载电阻并不相同。图 5所示为该等效负载电阻的推导方式。初级电路由正弦电流源 I_{ac} 代替，方波电压 V_d 出现在整流器的输入端。由于 $|I_{ac}|$ 的平均值为输出电流 I_o ，则 I_{ac} 可以描述为

$$I_{ac} = \frac{\pi \cdot I_o}{2} \sin(\omega t) \quad (1)$$

V_{RI} 可以描述为

$$\begin{aligned} V_{RI} &= +V_o \quad \text{if } \sin(\omega t) > 0 \\ V_{RI} &= -V_o \quad \text{if } \sin(\omega t) < 0 \end{aligned} \quad (2)$$

式中， V_o 指输出电压。

V_{RI} 的基波分量可以描述为

$$V_{RI}^F = \frac{4V_o}{\pi} \sin(\omega t) \quad (3)$$

由于 V_{RI} 的各次谐波分量不涉及功率传输，交流等效负载电阻可以采用 (V_{RI}^F / I_{ac}) 计算：

$$R_{ac} = \frac{V_{RI}^F}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (4)$$

考虑到变压器匝比 ($n=N_p/N_s$)，则初级等效负载电阻可以描述为

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (5)$$

利用等效负载电阻可得到 LLC 谐振转换器的交流等效电阻，如图 6 所示。其中， V_d^F 和 V_{RO}^F 分别为驱动电压 V_d 和折算输出电压 V_{RO} (nV_{RI}) 的基础分量。

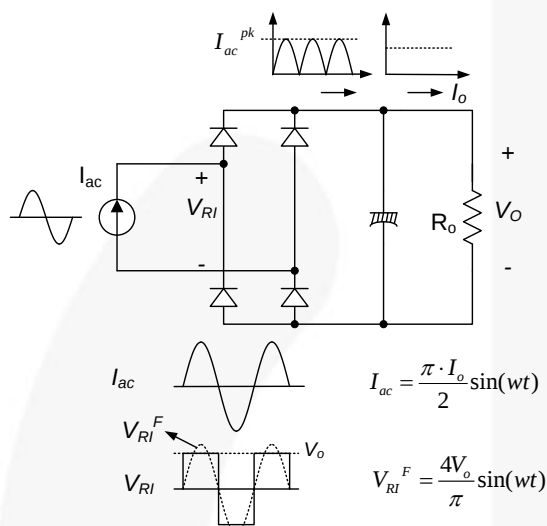


图 5. 等效负载电阻 R_{ac} 的推导

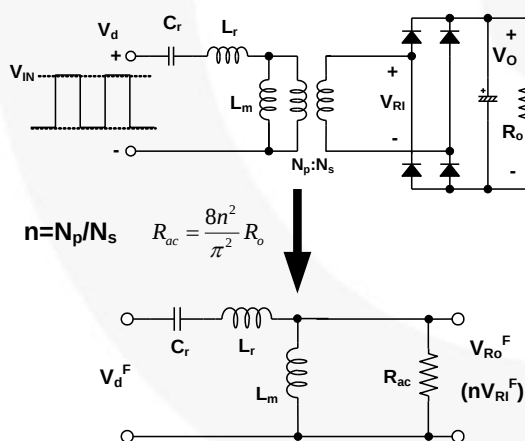


图 6. LLC 谐振转换器的交流等效电路

利用式 5 中得到的等效负载电阻，可以推导出 LLC 谐振转换器的特性。利用图 6 所示的交流等效电路，可得电压增益 M 的计算公式：

$$M = \frac{V_{RO}^F}{V_d^F} = \frac{n \cdot V_{RI}^F}{V_d^F} = \frac{4n \cdot V_o \sin(\omega t)}{\frac{\pi}{2} \frac{V_{in} \sin(\omega t)}{\pi}} = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} \quad (6)$$

$$= \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 (m-1)}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j \frac{\omega}{\omega_o} \left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1\right) (m-1) Q} \right|$$

其中：

$$L_p = L_m + L_r, \quad R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o, \quad m = \frac{L_p}{L_r}$$

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}}$$

从式 (6) 中可以看出，有两个谐振频率。一个由 L_r 和 C_r 确定，另外一个由 L_p 和 C_r 确定。

式 (6) 显示，无论负载如何变化，谐振频率 (ω_o) 下的电压增益为 1，为：

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} = \frac{(m-1) \cdot \omega_p^2}{\omega_o^2 - \omega_p^2} = 1 \quad \text{at } \omega = \omega_o \quad (7)$$

不同 Q 值对应的电压增益（通过式 (6) 所得）曲线如图 7 所示，其中， $m=3$ ， $f_o=100\text{kHz}$ ， $f_p=57\text{kHz}$ 。由图 7 可见，当开关频率处于谐振频率 f_o 附近时，LLC 谐振转换器显示的电压增益特性几乎独立于负载。这是 LLC 型的谐振转换器超出传统串联谐振转换器非常突出的优势。因此，想当然地使得转换器运行在谐振频率附近，降低开关频率波动。

LLC 谐振转换器的工作范围受限于峰值增益（可达最大增益），该增益在图 7 中标示有 ‘*’。注意，峰值电压增益并不在 f_o 或 f_p 处出现。获得峰值电压增益的频率位于 f_p 和 f_o 之间，如图 7 所示。随着负载变轻， Q 值下降，峰值增益频率移向 f_p ，峰值增益随之下降。相反，随着负载变重， Q 值升高，峰值电压增益频率逐渐接近 f_o ，峰值增益随之下降。满载条件是最不利于谐振转换器设计的条件。

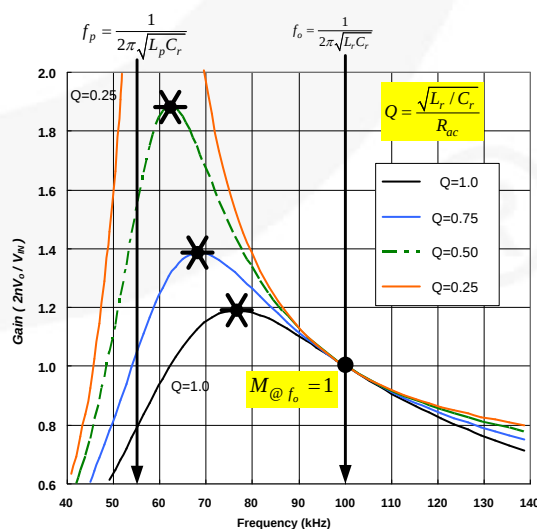


图 7. LLC 谐振转换器的典型增益曲线 ($m=3$)

集成变压器的考虑事项

对于实际设计，通常需要采用集成变压器的概念设计实现磁器件（串联电感与并联电感），其中将漏感用作串联电感，励磁电感用作并联电感。当采用这种方法构造磁元件时，需要将图 6 中的等效电路改写成图 8，这是因为不仅在初级端，而且在次级端都存在有漏感。若不考虑变压器次级端漏感，往往会导致设计失败。

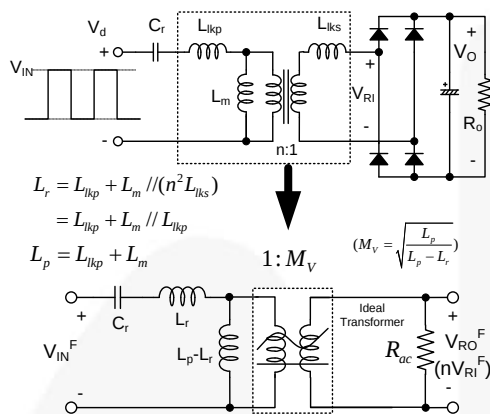


图 8. 考虑次级漏感后的改进等效电路

在图 8 中，假设 $n^2 L_{lks} = L / k_p$ ，并将次级端漏电感折算至初级侧，可得有效串联电感 (L_p) 和分流电感 (L_r) 的计算公式如下：

$$L_p = L_m + L_{lkp} \quad (8)$$

$$L_r = L_{lkp} + L_m / (n^2 L_{lks}) = L_{lkp} + L_m / L_{lks}$$

实际设计变压器时，最好采用带有 L_p 和 L_r 的等效电路进行分析，这两个参数的值可以通过一个给定的变压器来测量。在实际变压器中， L_p 和 L_r 可分别在次级端绕组开路 and 短路的条件下在初级侧测得。

在图 9 中，引入了一个虚拟增益 M_v ，这个增益是由次级端漏电感导致的。通过 (6) 所示的改进等效电路调整电压增益公式图 9，可以得到集成变压器的增益公式：

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 \cdot (m-1) \cdot M_v}{\left(\frac{\omega_p^2}{\omega_o^2} - 1 \right) + j \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right) \cdot \left(\frac{\omega_p^2}{\omega_o^2} - 1 \right) \cdot (m-1) Q^e}$$

$$= \frac{\left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} \right) \sqrt{m(m-1)}}{\left(\frac{\omega_p^2}{\omega_o^2} - 1 \right) + j \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right) \cdot \left(\frac{\omega_p^2}{\omega_o^2} - 1 \right) \cdot (m-1) \cdot Q^e}$$

其中： (9)

$$R_{ac}^e = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2 M_v^2}, \quad m = \frac{L_p}{L_r}$$

$$Q^e = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}^e}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}}$$

谐振频率 (ω_o) 处的增益是固定的，与负载波动无关，可以描述为

$$M = M_v = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad \text{at } \omega = \omega_o \quad (10)$$

如果串联电感采用单独的磁芯，谐振频率 (ω_o) 处的电压增益为 1，如式 7 所示。但是，采用集成变压器生成磁性元件的方法会使得谐振频率 (ω_o) 处的电压增益大于 1，这是由变压器次级端漏感引起的虚电压增益导致的。

(9) 所示为不同 Q 图 10e 值对应的电压增益 (式) 曲线，其中， $m=3$ ， $f_o=100\text{kHz}$ ， $f_p=57\text{kHz}$ 。由图 9 可观察到，当开关频率处于谐振频率 f_o 附近时，LLC 谐振转换器表现的增益特性几乎独立于负载。

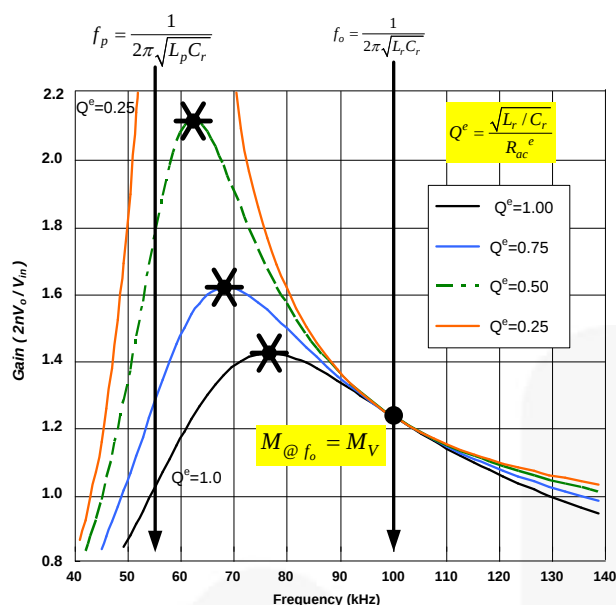


图 9. 采用集成变压器时LLC谐振转换器的典型增益曲线 ($n=3$)

工作模式与可达最大增益考虑事项

工作模式

LLC 谐振转换器的工作频率可低于或高于谐振频率 (f_o)，如图 10所示。图 11所示为不同工作模式下变压器初级端和次级端的电流波形。在低于谐振频率下 (情况 I) 工作，容许次级整流器二极管实现软换流，尽管此时环流比较大。随着工作频率降低，偏离谐振频率，环流大大增加。尽管在高于谐振频率下 (情况 II) 工作，容许环流降低，但是整流器二极管不能实现软换流。对于高输出电压应用中，例如街道 LED 照明系统，提倡采用下谐振工作模式，因为这类应用场合中整流器二极管的反向恢复损耗相当严重。下谐振工作模式，对于负载波动而言，还具有较窄的频率范围，因为甚至在空载条件下运行，其工作频率受限低于谐振频率。

另一方面，在上谐振工作时，相比在下谐振工作时，通态损耗较小。对于低输出电压的应用场合，例如液晶显示器 (LCD) TV或膝上适配器，表现出良好的效率。因为这类应用场合中，次级整流器二极管适合采用肖特基二极管，此时反向恢复问题已无关重要。然而，在上谐振频率工作时，在轻载下工作频率会大幅升高。上谐振工作时，需要采用频率跳跃功能，防止开关频率剧烈上升。

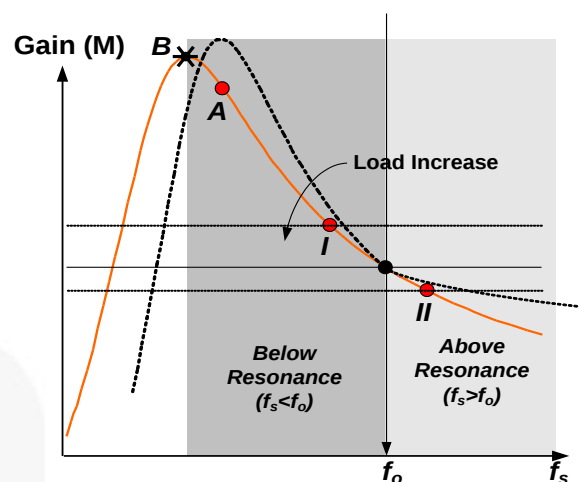


图 10. 依据工作频率决定工作模式

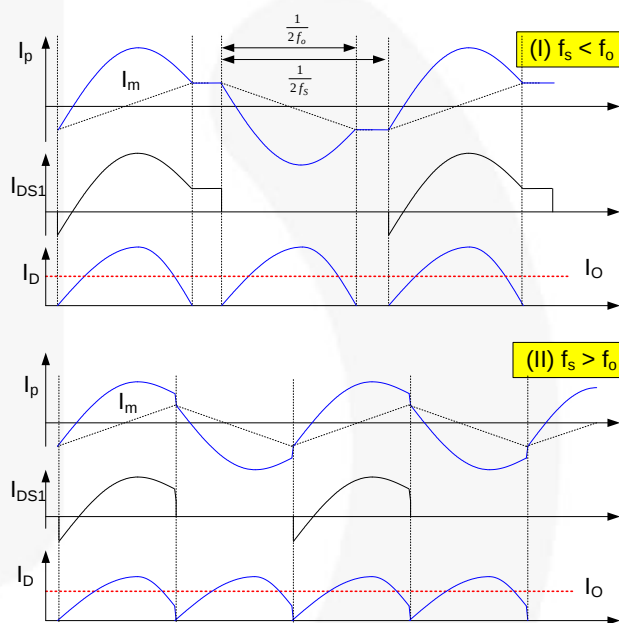


图 11. 各种工作模式下的波形

最大增益与峰值增益需求

高于峰值增益频率下，谐振网络的输入阻抗呈感性，谐振网络的输入电流 (I_p) 滞后于施加在谐振网络的电压 (V_d)。这样 MOSFET 可以实现零电压开通 (ZVS)，如图 12所示。低于峰值增益频率下，谐振网络的输入阻抗呈容性， I_p 超前 V_d 。当工作在容性区间，在开关切换过程中，MOSFET的体二极管反向恢复，引起严重的噪声。进入容性区间的另一个问题是，由于增益斜率出现反向，输出电压失控。最小开关频率应该适当地高于峰值增益频率。

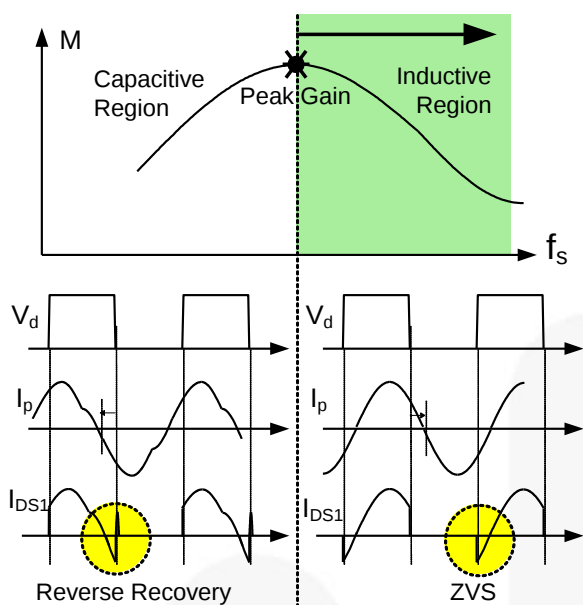


图 12. 容性
与感性区间的工作波形

LLC谐振转换器的合适输入电压范围决定于峰值电压增益。因此，谐振网络的设计应确保增益曲线具有足够的峰值增益，并能够覆盖整个输入电压范围。但是，低于峰值增益点，ZVS 条件会丢失，如图 12 所示。因此当确定最大增益点时，要求保留一些裕量，在负载瞬态变化和启动阶段，确保获得稳定的 ZVS 工作。通常使用最大电压增益的 10~20% 作为最大电压的增益裕量，如图 13 所示。

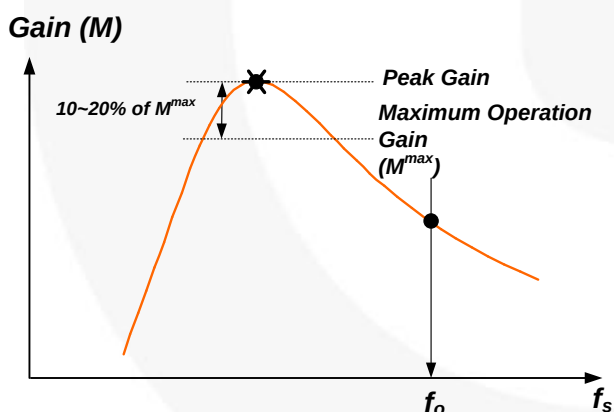


图 13. 最大增益的确定

在某一给定的条件下，即使采用增益 (6) 得到峰值增益，也是很难以明确形式表达出峰值增益。为了简化分析与设计，可以采用仿真工具获得峰值增益，如图 14 所示。图中给出了不同 m 取值时，随着 Q 值变化的峰值增益（可达最大增益）。可见，通过减少 m 和 Q 值，可以获得较高的峰值增益。对于给定的谐振频率 (f_o) 和 Q 值，降低 m 意味着励磁电感减少，将导致环流增加。应在可用增益范围与导通损耗之间作出权衡。

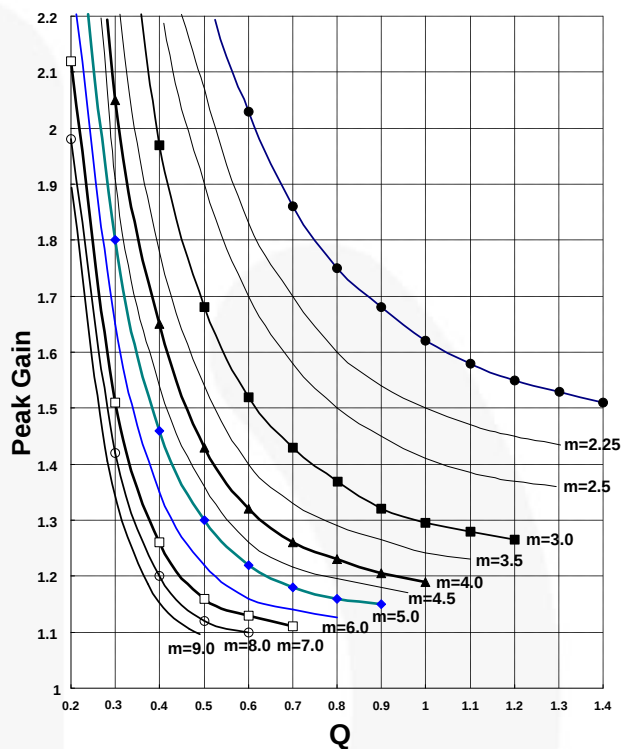


图 14. 不同
 m 值时，峰值电压增益（可取最大增益）与 Q 因子的关系曲线

FLS-XS 系列的特征

FLS-XS 系列产品集成有脉冲频率调制 (PFM) 控制器以及专门设计用于零电压开关 (ZVS) 半桥转换器的 MOSFET，外部元件用量最少。内部控制器包括一个欠压闭锁、优化的高端/低端栅极驱动器、温度补偿的精密电流控制振荡器以及自保护电路。与分立 MOSFET 和 PWM 控制器方案相比，FLS-XS 系列产品减少了总成本、元件数量、尺寸和重量，与此同时却提高了效率、生产率和系统可靠性。

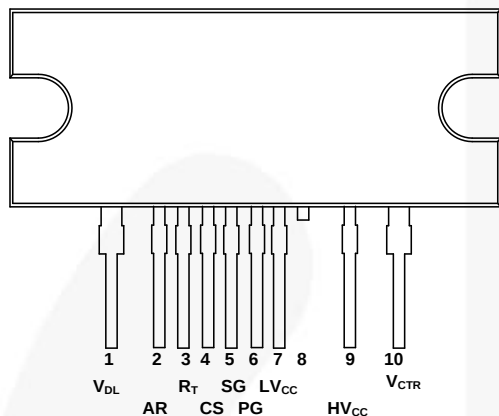


图 15. 封装图

表 1. 引脚描述

引脚号	名称	说明
1	V_{DL}	该引脚为高端MOSFET的漏极，典型地，需要连接到输入直流环节电压。
2	AR	此引脚用于在任何保护机制被触发时对外部软启动电容放电。如果该引脚电压降至 0.2 V，所有保护机制重新启动并且控制器重新开始工作。
3	R_T	该引脚用于编程开关频率。一般地，需要光耦和电阻连接到该引脚，用来调节输出电压。
4	CS	该引脚用于检测流过低端MOSFET的电流。典型地，负电压被施加到该引脚。
5	SG	该引脚为 控制地。
6	PG	该引脚为电源地。该引脚连接到低端 MOSFET 的源极。
7	LV_{CC}	该引脚为控制 IC 的供电电压。
8	NC	无连接。
9	HV_{CC}	该引脚为高端MOSFET的供电电压。
10	V_{CTR}	该引脚为低端MOSFET的漏极。典型地，变压器连接到该引脚。

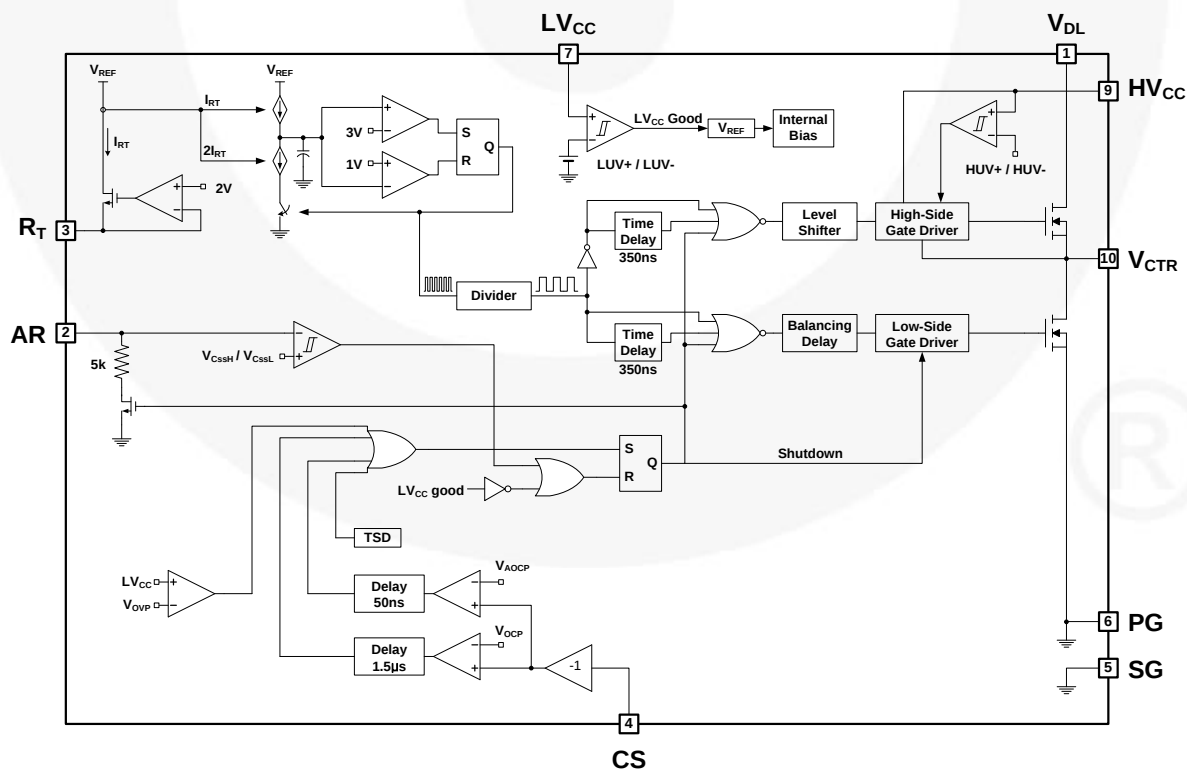


图 16. FSFR系列产品的功能框图

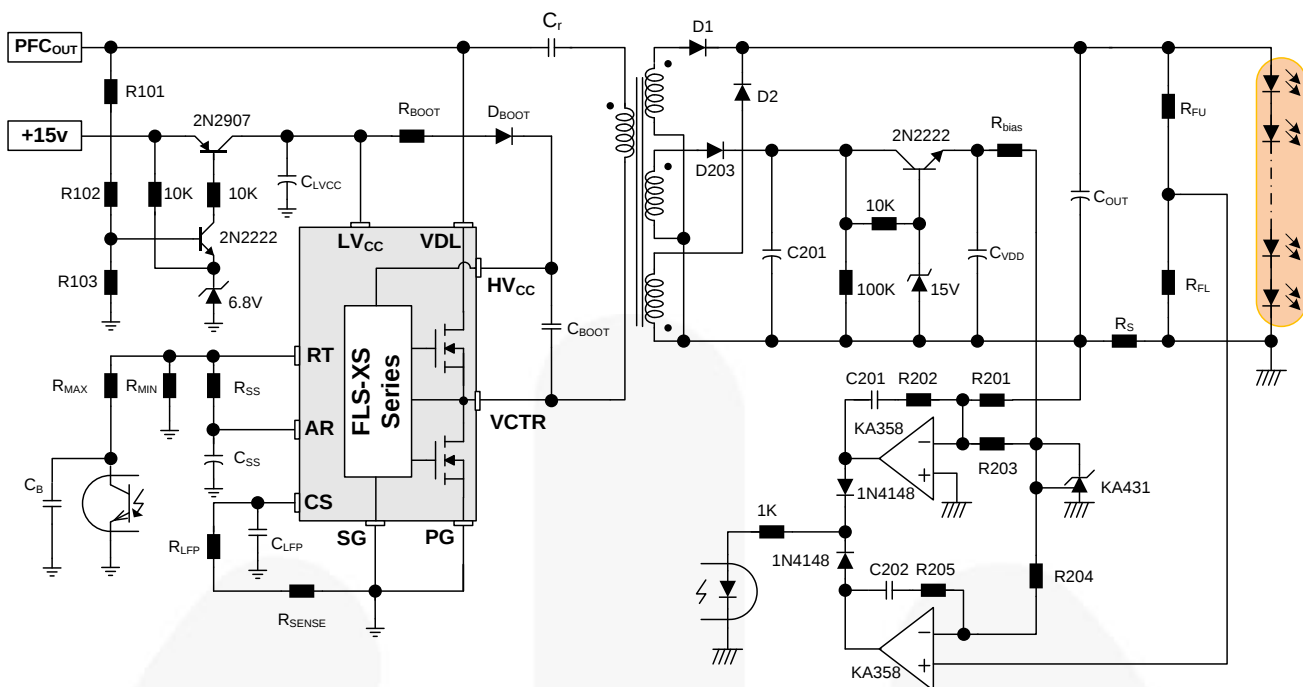


图 17. LLC谐振半桥转换器设计实例的参考电路

设计步骤

本节提供了基于图 17所示原理图的设计步骤。集成变压器具有中心抽头，输入电压来自预调节器—功率因数校正器 (PFC)。选择了一个 100W/100V 输出的 DC-DC 转换器作为设计实例。设计规格如下：

- 标称输入电压：400V_{DC} (PFC 级的输出)
- 输出：100V/1A (100W)
- 保持时间要求：30 毫秒 (50 Hz 电源频率)
- PFC 输出的直流连接电容：240μF

[第一步] 定义系统指标

估计效率 (E_{ff})：需要估计功率转换效率，以便在给定的最大输出功率功率前提下，计算最大输入功率。如果没有可用的参考数据，对于低压输出场合，采用 $E_{ff} = 0.88 \sim 0.92$ 。对于高压输出场合，采用 $E_{ff} = 0.92 \sim 0.96$ 。确定估计效率后，最大输入功率可以描述为

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (11)$$

输入电压范围 (V_{in}^{min} 与 V_{in}^{max})：最大输入电压应为 PFC 标称输出电压，

$$V_{in}^{max} = V_{O,PFC} \quad (12)$$

即使在 PFC 预调节器作用下，该输入电压为受控恒压，但是在保持时间内也会发生跌落。考虑保持时间要求后，最小输入电压可以描述为：

$$V_{in}^{min} = \sqrt{V_{O,PFC}^2 - \frac{2P_{in}T_{HU}}{C_{DL}}} \quad (13)$$

式中， $V_{O,PFC}$ 指 PFC 标称输出电压， T_{HU} 指保持时间， C_{DL} 指直流环节高量电容。

(设计实例) 假设效率为 92%，

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} = \frac{100}{0.92} = 109W$$

$$V_{in}^{max} = V_{O,PFC} = 400V$$

$$V_{in}^{min} = \sqrt{V_{O,PFC}^2 - \frac{2P_{in}T_{HU}}{C_{DL}}} = \sqrt{400^2 - \frac{2 \cdot 109 \cdot 30 \times 10^{-3}}{240 \times 10^{-6}}} = 364V$$

[第二步] 确定谐振网络的最大与最小电压增益

根据上节讨论，为了减少开关频率波动，典型地，LLC 谐振网络应设计工作在谐振频率 (f_o) 附近。鉴于 LLC 谐振转换器由 PFC 输出电压供电，为使该转换器的工作频率设计在 f_o ，应该适应 PFC 标称输出电压。

从式(10)可以看出, f_o 处的增益为 m ($m = L_p/L_r$) 的函数。 f_o 处的增益决定于 m 值的选取。尽管 m 取值较小时, 可以得到高的峰值增益, 但是过小的 m 取值会导致变压器的耦合恶化和效率下降。典型地, 设置 m 位于 3~7, 可使谐振频率处 (f_o) 的电压增益为 1.1~1.2。

m 取值选择后, PFC 标称输出电压时的电压增益可以描述为:

$$M^{\min} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad @f=f_o \quad (14)$$

$M^{\min}$ 为最小电压增益, 因为 PFC 标称输出电压为最大输入电压 ($V_{in}^{\max}$)。

最大电压增益可以描述为:

$$M^{\max} = \frac{V_{in}^{\max}}{V_{in}^{\min}} M^{\min} \quad (15)$$

(设计实例) L_p 和 L_r 的比值 (m) 取为 5。最小和最大增益为:

$$M^{\min} = \frac{V_{RO}}{V_{in}^{\max}/2} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{5}{5-1}} = 1.12$$

$$M^{\max} = \frac{V_{in}^{\max}}{V_{in}^{\min}} M^{\min} = \frac{400}{364} \cdot 1.12 = 1.23$$

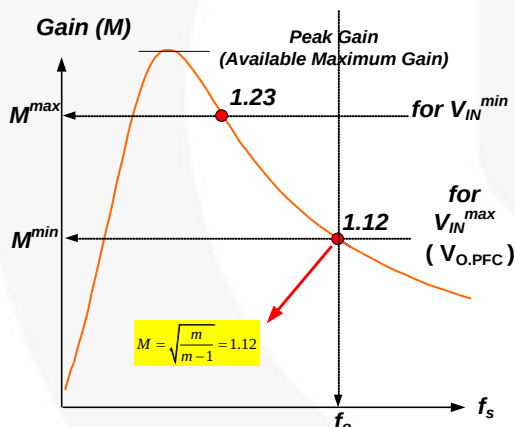


图 18. 最大增益/最小增益

[第三步] 确定变压器匝比 ($n=N_p/N_s$)

根据第二步得到的最小电压增益 ($M^{\min}$), 变压器匝比可以描述为:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{\max}}{2(V_o + V_F)} \cdot M^{\min} \quad (16)$$

式中, V_F 指次级整流器二极管的压降。

(设计实例) 假设 V_F 为 0.9 V,

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{\max}}{2(V_o + V_F)} \cdot M^{\min} = \frac{400}{2(100 + 0.9)} \cdot 1.12 = 2.22$$

[第四步] 计算等效负载电阻

根据式(16)得到的变压器匝比, 可得等效负载电阻为:

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o} \quad (17)$$

(设计实例)

$$R_{ac} = \frac{8n^2 (V_o + V_F)^2}{\pi^2 P_o} = \frac{8 \cdot 2.22^2 \cdot 100.9^2}{\pi^2 \cdot 100} = 405 \Omega$$

[第五步] 设计谐振网络

根据第二步中选取的 m , 从中峰值增益曲线读出合适的 Q 图 14 值, 留出足够的峰值增益。考虑到负载瞬态与确保零电压开关 (ZVS) 稳定工作, 在确定峰值增益时, 最大增益应保留 10~20% 的裕量。一旦选定 Q 值, 可得谐振参数为:

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} \quad (18)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} \quad (19)$$

$$L_p = m \cdot L_r \quad (20)$$

(设计实例)

由第二步可知, 最小输入电压 ($V_{in}^{\min}$) 对应的最大电压增益 ($M^{\max}$) 为 1.23。考虑到 15% 的裕量, 需要峰值增益为 1.41。在第二步中, 选取 m 为 5, 根据的峰值增益曲线, 可得 Q 图 19 值为 0.42。选择谐振频率为 100 kHz, 谐振器件定参如下:

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.42 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 405} = 9.35 \text{ nF}$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = \frac{1}{(2\pi \times 100 \times 10^3)^2 \cdot 9.35 \times 10^{-9}} = 271 \mu\text{H}$$

$$L_p = m \cdot L_r = 1355 \mu\text{H}$$

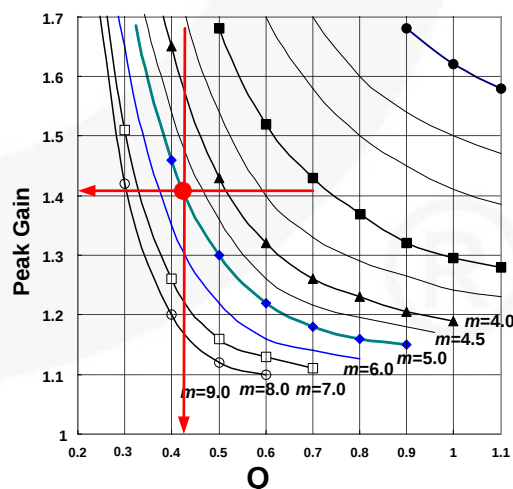


图 19. 采用峰值增益 (可达最大增益) 的谐振网络设计 $m=5$ 的曲线

[第六步] 设计变压器

最小开关频率条件是变压器设计的最坏情况，出现在最小输入电压和满载条件下。为了得到最小开关频率，需要采用增益式9，绘制增益曲线，读取最小开关频率。可得变压器初级的最少匝数为

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_o + V_F)}{2f_s^{\min} \cdot M_V \cdot \Delta B \cdot A_e} \quad (21)$$

式中， A_e 指变压器磁芯的截面积，单位 m^2 ， B 指磁通密度最大振幅，单位 Tesla，如图 20所示。如果没有可供参考数据，可以采用 $B = 0.3 \sim 0.4 \text{ T}$ 。

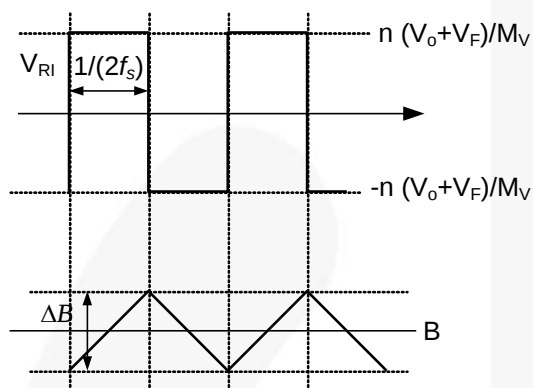


图 20. 磁通密度振幅

为次级选择合适的匝数，使得初级匝数大于 $N_p^{\min}$ ， N_p 描述为

$$N_p = n \cdot N_s > N_p^{\min} \quad (22)$$

(设计实例) 选择 EER3542 磁芯 ($A_e = 107 \text{ mm}^2$) 用于变压器。根据图 21 的增益曲线，可得最小开关频率为 70kHz。变压器的最小初级匝数为：

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_o + V_F)}{2f_s^{\min} \Delta B \cdot 1.11 \cdot A_e} = \frac{2.22 \times 100.9}{2 \times 80 \times 10^3 \cdot 0.4 \cdot 1.11 \cdot 107 \times 10^{-6}} = 30 \text{ turns}$$

选择 N_s ，使所得 N_p 大于 $N_p^{\min}$ ：

$$N_p = n \cdot N_s = 2.22 \times 13 = 29 < N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 2.22 \times 14 = 31 > N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 2.22 \times 15 = 33 > N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 2.22 \times 16 = 36 > N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 2.22 \times 17 = 38 > N_p^{\min}$$

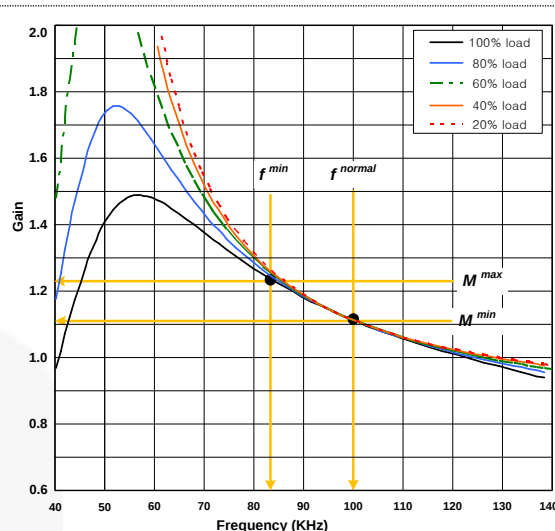


图 21. 增益曲线

[第七步] 变压器制作

由第五步确定变压器的参数 L_p 与 L_r 。通过分别使次级绕组开路 and 短路，可以在初级测得 L_p 与 L_r 。由于 LLC 转换器要求采用较大的 L_r ，故可采用分段骨架（如图 22所示）来实现期望的 L_r 值。对于分段骨架，匝数与绕组的配置成为决定 L_r 取值的主要因素，磁芯的气隙长度影响 L_r 并不明显。可以通过调节气隙长度来控制 L_p 值。表 2 为不同气隙时测得的 L_p 和 L_r 的值。气隙长度为 0.05 mm 时，可以得到与设计参数最接近的 L_p 和 L_r 的值。

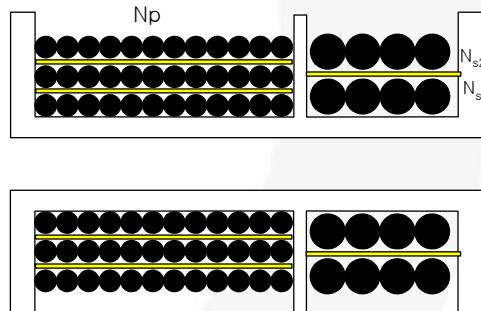


图 22. 分段骨架

表 2. 不同气隙长度时测得的 L_p 与 L_r 值

气隙长度	L_p	L_r
0.0mm	2,295 μH	123 μH
0.05mm	943 μH	122 μH
0.10mm	630 μH	118 μH
0.15mm	488 μH	117 μH
0.20mm	419 μH	115 μH
0.25mm	366 μH	114 μH

(设计实例)

最终谐振网络设计

在LLC谐振变压器设计中,即使集成变压器方法能够实现磁元件,采用单一磁芯,省去一个磁元件,在实际变压器设计中,很难控制 L_r 的取值。变压器制作完成后,谐振网络设计通常需要利用所得的 L_r 进行迭代验算。谐振电容取值也会发生改变,因为它需要在大量生产的电容中挑选。最后的谐振网络设计汇总在表3中,所得新的增益曲线如图23所示。

表 3. 最终谐振网络设计参数

参数	初始设计	最终设计
L_p	1365 μ H	850 μ H
L_r	273H	170 μ H
C_r	9.3nF	15nF
f_o	100kHz	99.7kHz
m	5	5
Q	0.42	0.26
$M@f_o$	1.12	1.12
最低频率	80kHz	80kHz

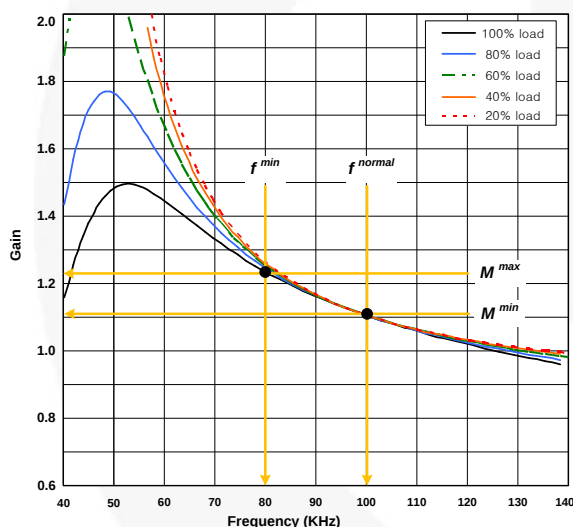


图 23. 最后谐振网络设计的增益曲线

[第八步] 选择谐振电容

选择谐振电容时,需要考虑电流等级,这是因为会有相当可观的电流通过该电容。该电流有效值可以描述为

$$I_{C_r}^{RMS} \cong \frac{1}{E_{ff}} \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + V_F)}{4\sqrt{2}f_o M_V (L_p - L_r)}\right]^2} \quad (23)$$

在正常工作中,谐振电容的标称电压为:

$$V_{C_r}^{nom} \cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \quad (24)$$

然而,在过载或负载瞬态时,谐振电容电压将会急剧升高。实际中,应该基于过流保护(OCP)动作点来选择电容。根据(OCP)等级 I_{OCP} ,最大谐振电容电压可以描述为

$$V_{C_r}^{nom} \cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{I_{OCP}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \quad (25)$$

(设计实例)

$$\begin{aligned} I_{C_r}^{RMS} &\cong \frac{1}{E_{ff}} \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + V_F)}{4\sqrt{2}f_o M_V (L_p - L_r)}\right]^2} \\ &= \frac{1}{0.92} \sqrt{\left[\frac{\pi \cdot 1}{2\sqrt{2} \cdot 2.22}\right]^2 + \left[\frac{2.22(100+0.9)}{4\sqrt{2} \cdot 99 \times 10^3 \cdot 1.12 \cdot 680 \times 10^{-6}}\right]^2} \\ &= 0.78A \end{aligned}$$

在正常工作中,初级的峰值电流为:

$$I_{C_r}^{peak} = \sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{rms} = 1.103A$$

OCP等级设置为1.75A,在 $I_{C_r}^{peak}$ 基础上考虑了50%的裕量:

$$\begin{aligned} V_{C_r}^{nom} &\cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \\ &= \frac{400}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot 0.78}{2 \cdot \pi \cdot 99 \times 10^3 \cdot 15 \times 10^{-9}} = 318V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{C_r}^{max} &\cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{I_{OCP}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \\ &= \frac{400}{2} + \frac{1.75}{2 \cdot \pi \cdot 99 \times 10^3 \cdot 15 \times 10^{-9}} = 387.7V \end{aligned}$$

630V低ESR的薄膜电容选为谐振电容。

[第九步] 整流器网络设计

当变压器次级采用中心抽头时,二极管的电压应力应为输出电压的两倍:

$$V_D = 2(V_o + V_F) \quad (26)$$

通过每只整流器二极管的电流有效值为:

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_o \quad (27)$$

通过输出电容的纹波电流为:

$$I_{C_o}^{RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} I_o \quad (28)$$

输出电容的电压纹波为：

$$\Delta V_o = \frac{\pi}{2} I_o \cdot R_C \quad (29)$$

式中， R_C 指输出电容的有效串联电阻 (ESR)。该输出电容的功率耗散为：

$$P_{Loss,Co} = (I_{Co}^{RMS})^2 \cdot R_C \quad (30)$$

（设计实例）整流器二极管的电压与电流应力为：

$$V_D = 2(V_o + V_F) = 2(100 + 0.9) = 201.8V$$

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_o = 0.785A$$

考虑由杂散电感引起的电压过冲，选择 600V/8A 超快速恢复二极管作为整流器二极管。

输出电容的电流有效值为：

$$I_{Co}^{RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} I_o = 0.48A$$

当选择两只 ESR 为 100 mΩ 的电解电容并联使用时，输出电压纹波为：

$$\Delta V_o = \frac{\pi}{2} I_o \cdot R_C = \frac{\pi}{2} \cdot 1 \cdot \left(\frac{0.1}{2}\right) = 0.079V$$

电解电容的损耗为：

$$P_{Loss,Co} = (I_{Co}^{RMS})^2 \cdot R_C = 0.48^2 \cdot 0.05 = 0.01W$$

【第十步】控制电路的配置

图 24 给出了 FLS-XS 系列产品的 RT 引脚的一种典型电路配置，图中光耦晶体管连接到 RT 引脚，用于控制开关频率。光耦晶体管完全关断时，得到最小开关频率，描述如下：

$$f_{min} = \frac{5.2k\Omega}{R_{min}} \times 100(kHz) \quad (31)$$

假定光耦晶体管的饱和电压为 0.2V，则最大开关频率决定于：

$$f_{max} = \left(\frac{5.2k\Omega}{R_{min}} + \frac{4.68k\Omega}{R_{max}}\right) \times 100(kHz) \quad (32)$$

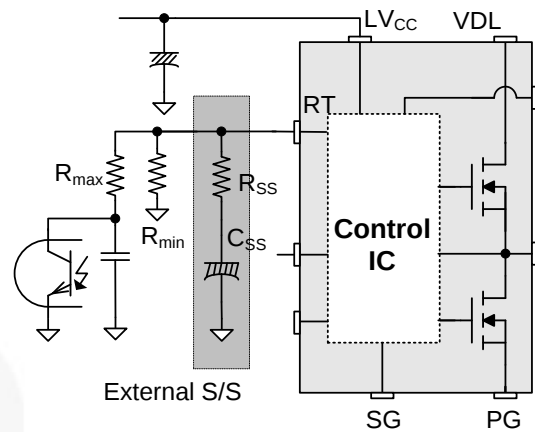


图 24. 典型的RT引脚电路配置

软启动 为了防止在启动阶段，冲击电流过大，输出电压过冲，需要逐渐增加该谐振转换器的电压增益。鉴于谐振转换器的电压增益与开关频率成反比，为实现软启动，应从初始高频 (f^{ISS}) 向下扫描开关频率，直至输出电压建立为止，如图 25 所示。在 RT 引脚上连接 RC 串联网路，即可建立软启动电路，如图 24 所示。FLS-XS 系列产品还设有 3ms 的内部软启动，能够再给外部软启动电路的初始频率增加 40kHz，在启动之初的几个开关周期中，可以降低电流过冲，如图 25 所示。这样软启动的实际初始频率为：

$$f^{ISS} = \left(\frac{5.2k\Omega}{R_{min}} + \frac{5.2k\Omega}{R_{SS}}\right) \times 100 + 40 (kHz) \quad (33)$$

典型地，设置软启动的初始频率 (f^{ISS}) 为谐振频率 (f_o) 的 2~3 倍。

软启动时间决定于 RC 的时间常数：

$$T_{SS} = 3 \sim 4 \text{ times of } R_{SS} \cdot C_{SS} \quad (34)$$

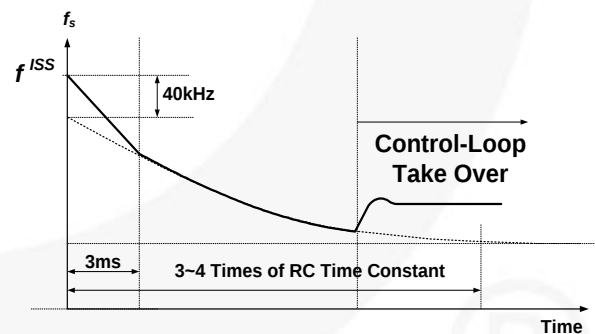


图 25. 软启动中频率扫描

（设计实例）根据第六步，最小频率为 80kHz，则 $R_{\min}$ 确定为：

$$R_{\min} = \frac{100\text{KHz}}{f_{\min}} \times 5.2\text{K}\Omega = 6.5\text{K}\Omega$$

考虑负载瞬态时输出电压过冲（10%）以及反馈环的可控性，设置最大频率为 140kHz，则 $R_{\max}$ 确定为：

$$R_{\max} = \frac{4.68\text{K}\Omega}{\left(\frac{f_o \times 1.40}{100\text{KHz}} - \frac{5.2\text{K}\Omega}{R_{\min}}\right)}$$

$$= \frac{4.68\text{K}\Omega}{\left(\frac{99\text{KHz} \times 1.40}{100\text{KHz}} - \frac{5.2\text{K}\Omega}{6.5\text{K}\Omega}\right)} = 7.8\text{K}\Omega$$

设置软启动初始频率为 250kHz，为谐振频率的 2.5 倍，则软启动电阻 R_{SS} 为：

$$R_{\text{SS}} = \frac{5.2\text{K}\Omega}{\left(\frac{f_{\text{ISS}} - 40\text{KHz}}{100\text{KHz}} - \frac{5.2\text{K}\Omega}{R_{\min}}\right)}$$

$$= \frac{5.2\text{K}\Omega}{\left(\frac{250\text{KHz} - 40\text{KHz}}{100\text{KHz}} - \frac{5.2\text{K}\Omega}{6.5\text{K}\Omega}\right)} = 4\text{K}\Omega$$

【第十一步】电流感测与保护

FLS-XS 系列产品检测低端 MOSFET 漏极电流，并以此产生一个负电压，如图 26 和图 27 所示。半波检测方式允许检测电阻产生低功耗，但是全波检测方式的检测信号具有较低开关噪声。通常采用 RC 低通滤波器，用于滤除检测信号中的开关噪声。低通滤波器的 RC 时间常数应该为开关周期的 1/100~1/20。

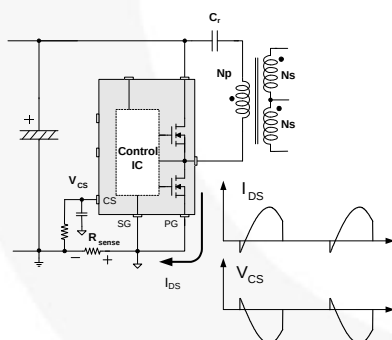


图 26. 半波检测

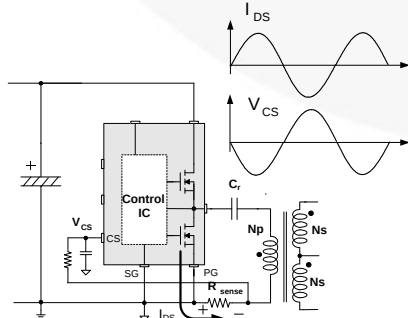


图 27. 全波检测

（设计实例）在第八步中，由于 OCP 等级确定为 1.75A，OCP 阈值电压为 -0.6V，采用检测电阻为 0.33。RC 时间常数设为 100ns（开关周期的 1/100），带 1kΩ 电阻和 100pF 电容。

【第十二步】电压和电流反馈

LED 照明电源必须由恒流（CC）模式和恒压（CV）模式控制。这是因为 LED 的正向压降会随着结温的变化而变化，并会导致电流急剧上升，损毁器件。

图 28 为单输出 LED 电源在恒流和恒压模式下的反馈电路实例。在电路正常运行期间，恒流模式占主导地位，而恒压控制电路只有在反馈电压低于参考电压时才被激活。这意味着恒压控制电路仅用于异常模式下的过流保护。

（设计实例）输出电压 (V_o) 的设计目标为 100V。 V_o 确定为：

$$V_o = 2.5 \left(1 + \frac{R_{FU}}{R_{FL}}\right)$$

设置上侧反馈电阻 (R_{FU}) 为 330K。 R_{FL} 确定为：

$$R_{FL} = \frac{2.5 \times R_{FU}}{(V_o - 2.5)} = \frac{2.5 \times 330\text{K}\Omega}{(100 - 2.5)} = 8.46\text{K}\Omega$$

运放的输出电压为：

$$0 = \frac{\frac{V_{\text{sense}}}{R_{201}} + \frac{V_{\text{REF}}}{R_{203}} + sC_{201} \cdot V_{\text{OC}}}{\frac{1}{R_{201}} + \frac{1}{R_{203}} + sC_{201}}$$

$$V_{\text{OC}} = -\frac{1}{sC_{201}} \left(\frac{V_{\text{sense}}}{R_{201}} + \frac{V_{\text{REF}}}{R_{203}} \right)$$

实际上， V_{sense} 为负值，并且为了简化分析，假设所有的电阻阻值相等。

$$V_{\text{OC}} = -\frac{1}{sC_{201} \times R} (V_{\text{sense}} - V_{\text{REF}})$$

恒流模式控制时，只要检测电压低于参考电压，运放的输出电压始终保持为 0。

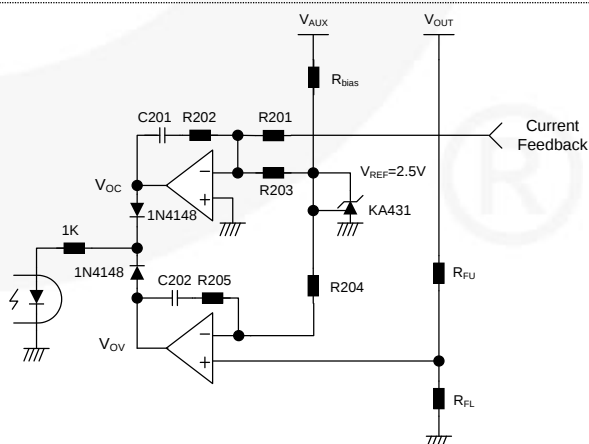


图 28. 恒流和恒压反馈电路实例

图 29 为另一个多路输出 LED 电源的恒流模式和过压调节 (OVR) 模式反馈电路实例。FAN7346 是一种 LED 均流控制器, 可控制 4 个 LED 阵列以维持均等的 LED 电流。为防止 LED 驱动电压超过元件的耐压值, FAN7346 须对 LED 驱动电压进行控制。当 ENA 引脚置为高电平时, 过压调节控制电路被激活。如果 OVR 引脚电压低于 1.5 V, 反馈控制 (FB) 引脚电压跟随余量控制, 以保持最小漏极电压为 1 V。如果 OVR 引脚电压高于 1.5 V, FAN7346 通过 FB 调节控制 FB 引脚 (FB 被拉低), 使 OVR 引脚电压不超过 1.5 V。

LED 电流大小由 FBx 引脚电压控制。外部均流开关工作在线性区, 以此控制 LED 电流的大小。FBx 引脚的检测电压与内部参考电压进行比较, 然后控制器可为外部均流开关提供栅极 (或基极) 信号。内部参考电压产生于 ADIM 电压。LED 电流确定为:

$$I_{LED} = \frac{V_{ADIM}}{10 \times R_{SENSE}} \quad (35)$$

ADIM 电压被内部箝位于 0.5V 至 4V 之间。保护种类包括 LED 开路保护 (OLP)、LED 短路保护 (SLP) 以及过流保护 (OCP), 提高了系统可靠性, 已经应用于 LED 单串保护方法中。

为检测 LED 短路条件, FAN7346 须检测漏极电压的等级。如果 LED 短路, LED 正向电压会低于其它 LED 灯串, 因此其外部均流开关的漏极电压高于其它开关的漏极电压。SLP 条件检测阈值电压可通过 SLPR 电压编程。内部短路 LED 保护参考电压确定为:

$$V_{SLP_TH} = 10 \times V_{SLPR} \quad (36)$$

最小 SLP 保护阈值电压为 0V, 最大为 45V。如果任意 LED 灯串处于 SLP 状态下, 该 SLP 灯串会被关断, 而其它灯串依然保持正常工作。如果测得漏极电压 (CHx 电压) 高于可编程阈值电压的时间超过 20 μs, CHx 进入 LED 短路保护。一旦遇到 SLP 模式, 对应的通道就会被强行关断。

为检测 LED 开路状况, FAN7346 须检测漏极电压的等级。当 LED 灯串开路时, 外部均流开关的漏极接地, 此时 FAN7346 可检测出 LED 开路状况。检测阈值电压为 0.3V。如果 CHx 电压低于 0.3V 的时间达到 20 μs, 其漏极电压反馈被拉高为 5V。这意味着开路的 LED 灯串被移除漏极反馈环。在没有 OLP 保护的情况下, 如果最小漏极电压为 0V, 漏极电压反馈会强制 FB 信号提高输出功率。这会在其它通道引起 SLP 或热应力问题。LED 开路保护功能具有自动恢复能力: 只要漏极电压高于 0.3V, OLP 保护结束, 并且漏极电压反馈系统得到恢复。

为检测过流状况, FAN7346 须监视 FBx 引脚电压。如果 FBx 电压高于 1V 的时间达到 20 μs, 就认为 CHx 引脚处于过流状况下。检测完过流保护状况后, 单个通道开关关闭。因此, 即使某个通道处于过流保护状态中, 其它通道可依然保持工作。UVLO 重置之后所有的 OCP 通道均被重启。

(设计实例) 输出电压 (V_o) 的设计目标为 100V。 V_o 确定为:

$$V_o = 1.5 \left(1 + \frac{R8}{R10} \right)$$

设置上侧反馈电阻 (R8) 为 1M。R10 确定为:

$$R10 = \frac{1.5 \times R8}{(V_o - 1.5)} = \frac{1.5 \times 1M\Omega}{(100 - 1.5)} = 15.23K\Omega$$

输出通道电流 (I_{LED}) 的设计目标为 250mA。设置 V_{ADIM} 的值高于 4V, 电流检测电阻 R_{SENSE} 确定为:

$$R_{SENSE} = \frac{V_{ADIM}}{10 \times I_{LED}} = \frac{4V}{10 \times 250mA} = 1.6\Omega$$

为检测电阻 (R29、R30、R31 和 R32) 取值为 1.5 Ω, 过流保护等级确定为:

$$I_{OCP} = \frac{V_{OCP_TH}}{R_{SENSE}} = \frac{1V}{1.5\Omega} = 666mA$$

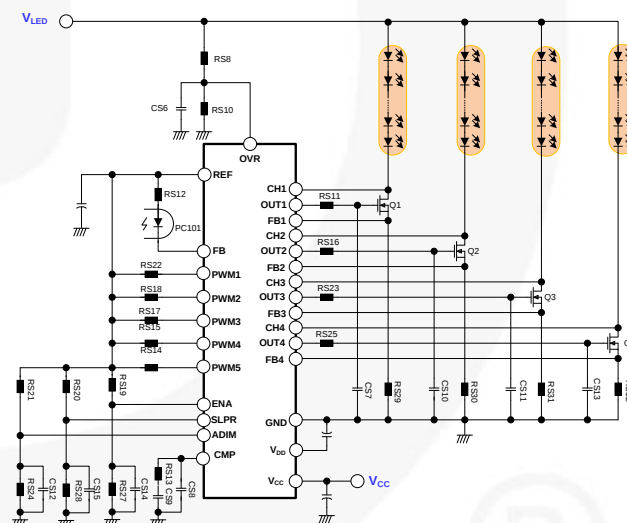


图 29. 恒流和过压调节反馈电路实例

设计总结

图 30和图 31为 LED 照明设计实例的半桥 LLC 谐振变换器的最终原理图。变压器采用了带有分段骨架的磁芯 EER3543。满载时效率约为 94%。

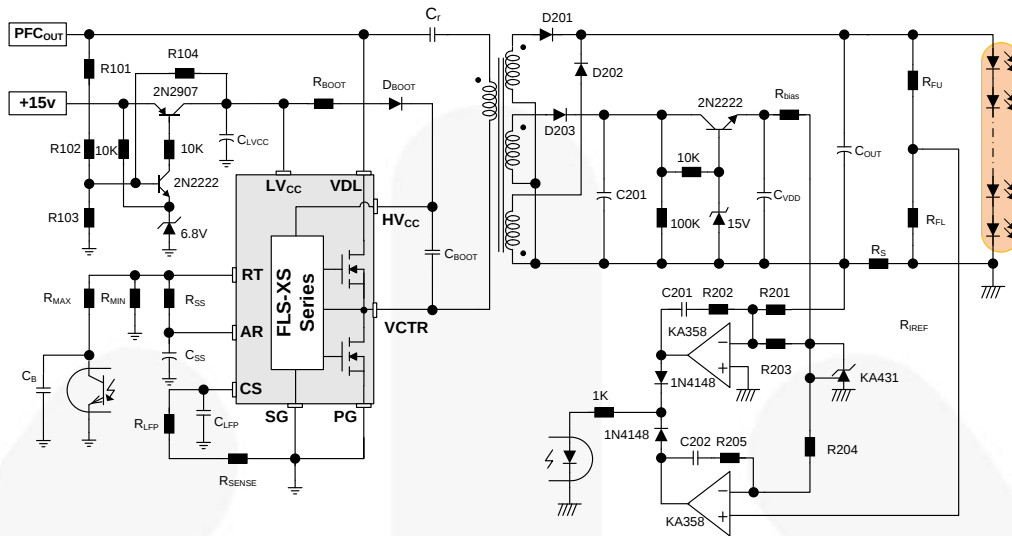


图 30. 单通道半桥 LLC 谐振转换器的最终原理图

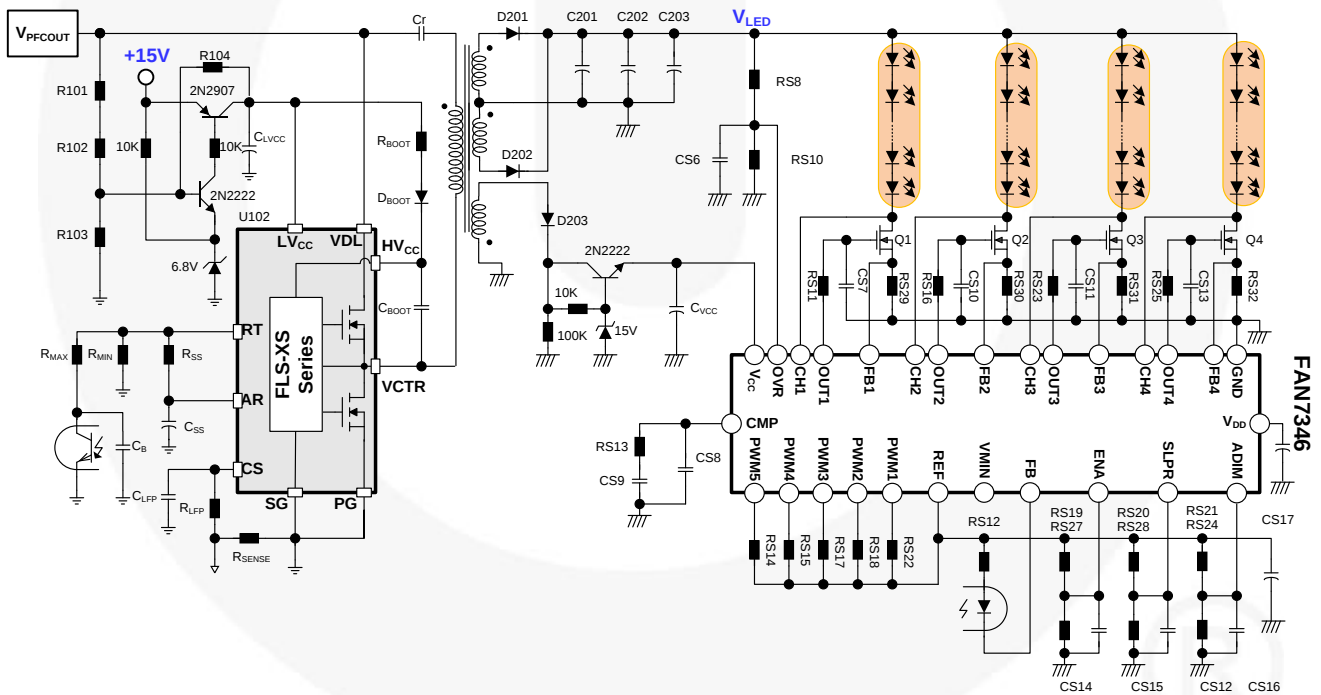


图 31. 多通道半桥 LLC 谐振转换器的最终原理图

实验验证

为证明该应用说明书提出的设计过程的正确性，制作了设计范例中的转换器，并进行测试。设计实例中涉及的全部电路元件都得到了采用。

图 32和图 33给出了标称输入电压时满载与空载下的工作波形。可见，由于谐振作用，在开通前，MOSFET的漏源电压 (V_{DS}) 下降至零，实现了零电压切换。

图 34给出了满载条件下谐振电容电压和初级电流波形。谐振电容电压与初级电流的峰值分别为 300V 与 1.1A，这与设计过程一节中第八步的计算值非常匹配。

图 35给出了满载条件下整流器二极管电压与电流波形。由于杂散电感引起的电压过冲，电压应力略高于第九步中的计算值。

图 36 所示为 t_0 时输出负载由 140mA 跃变至 1000mA 的情况下，输出负载电流与恒流控制的运放输出电压波形。

图 37 所示为 LED 灯串开路和恢复条件下的工作波形。

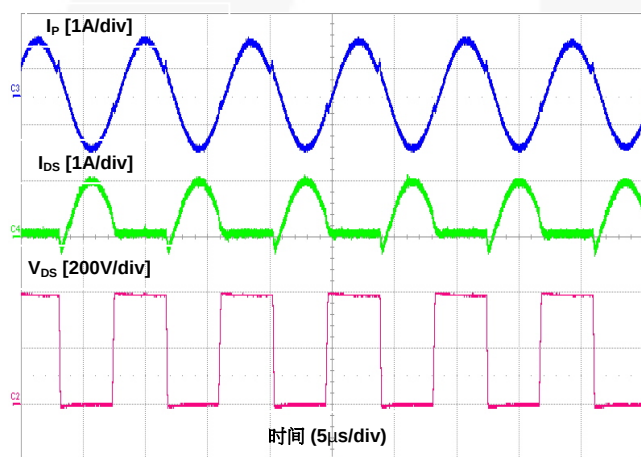


图 32. 满载条件下的工作波形

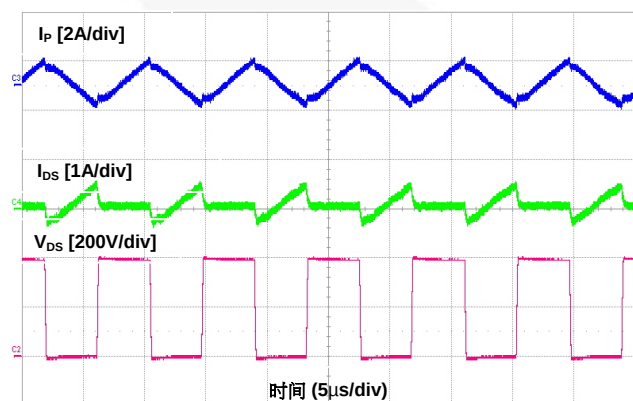


图 33. 空载条件下的工作波形

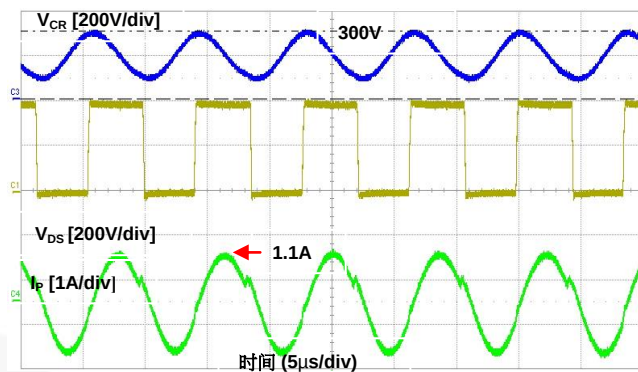


图 34. 满载条件下的谐振电容电压与初级电流波形

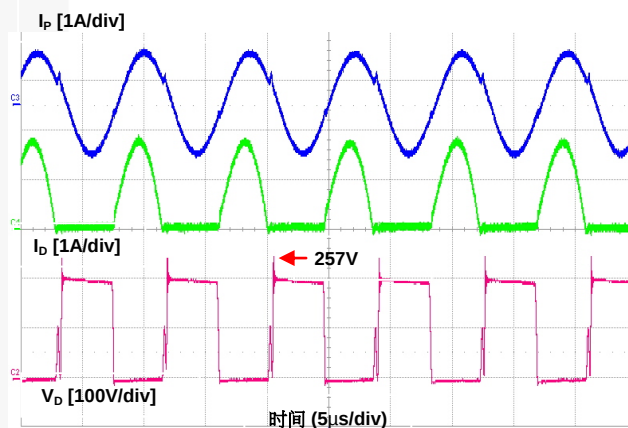


图 35. 满载条件下整流器二极管电压与电流波形

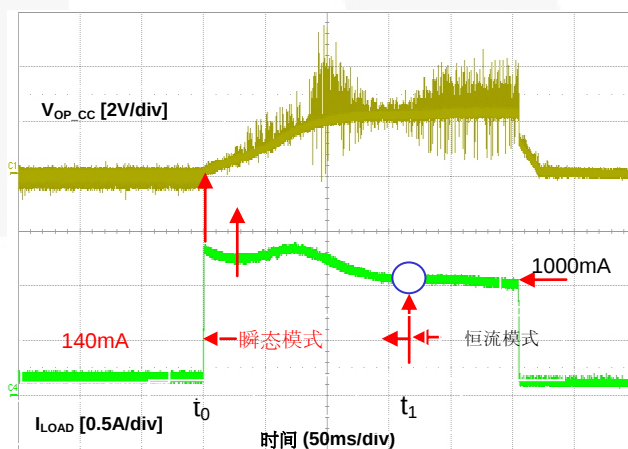


图 36. 软启动波形

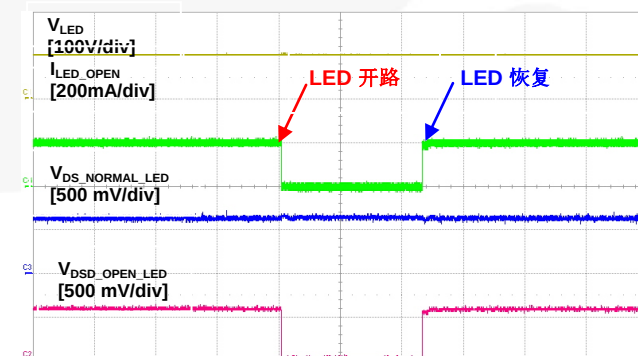


图 37. LED 开路保护工作

参考文献

- [1] Robert L. Steigerwald, 半桥谐振转换器拓扑的比较, *IEEE 电力电子学汇刊*, 第 3 卷, 第 2 期, 1988 年 4 月。
- [2] A. F. Witulski 和 R. W. Erickson, 最小应力串联谐振转换器的设计, *IEEE 航空航天与电子系统汇刊*, 卷 AES-22, 页数 356-363, 1986 年 7 月。
- [3] R. Oruganti, J. Yang 和 F.C. Lee, 串联谐振转换器最优轨迹控制的实现, *Proc. IEEE PESC ' 87*, 1987.
- [4] V. Vorperian 和 S. Cuk, 串联谐振转换器的全面直流分析, *Proc. IEEE PESC' 82*, 1982.
- [5] Y. G. Kang, A. K. Upadhyay, D. L. Stephens, 上谐振工作时半桥并联谐振转换器的分析与设计, *IEEE 工业应用汇刊*, 第 27 卷, 1991 年 3 月-4 月, 页数 386 - 395.
- [6] R. Oruganti, J. Yang 和 F.C. Lee, 并联谐振转换器的状态平面分析, *Proc. IEEE PESC ' 85*, 1985.
- [7] M. Emsermann, 上谐振工作的并联谐振转换器的近似稳态与小信号分析, *Proc. 电力电子与变速驱动器* 91, 1991 年, 页数 9-14.
- [8] Yan Liang, Wenduo Liu, Bing Lu, van Wyk, J.D, 1 MHz 1 kW 半桥 LLC 谐振转换器中集成无源器件的设计, *IAS* 2005, 页数 2223-2228.
- [9] B. Yang, F.C. Lee, M. Concannon, LLC 谐振转换器的过流保护方法, *APEC2003*, 页数 605 - 609.
- [10] Yilei Gu, Zhengyu Lu, Lijun Hang, Zhaoming Qian, Guisong Huang, 三电平 LLC 串联谐振 DC/DC 转换器, *IEEE 电力电子学汇刊*, 第 20 卷, 2005 年 7 月, 页数 781 - 789.
- [11] Bo Yang, Lee, F.C, A. J Zhang, Guisong Huang, 前端 DC/DC 转换 — LLC 谐振转换器, *APEC* 2002, 页数 1108 - 1112.
- [12] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Fred C. Lee, Jacobus D. Van Wyk, LLC 谐振转换器的优化设计方法, *APEC2006*, 页数 533-538.

本应用指南基于飞兆半导体应用指南 AN-4137。

相关数据表

[FLS1800XS — 照明用半桥 LLC 谐振控制 IC](#)

[FAN7346 — 4 通道 LED 均流控制 IC](#)

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