



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-6104

使用 FAN7688 设计 LLC 谐振转换器

简介

在众多谐振转换器中，LLC 谐振转换器是最常用于高功率密度应用的拓扑，因为与其他谐振拓扑相比，该拓扑具有很多优势。它能够以相对较小的开关频率变化在整个负载范围内调节输出，可以实现初级端开关的零电压开关 (ZVS) 和次级端整流器的零电流开关 (ZCS)，并且谐振电感器可以集成到变压器中。FAN7688 是一款先进的脉冲频率调制 (PFM) 控制器，用于带同步整流 (SR) 功能的 LLC 谐振转换器，为隔离式 DC/DC 转换器提供业界最佳效率。与市场上的传统 PFM 控制器相比，FAN7688 提供几项独特功能，能够最大效率、可靠性和性能。

1. 充电电流控制：电压模式控制通常用于误差放大器输出电压直接控制开关频率的 LLC 谐振转换器。然而，LLC 谐振转换器补偿网络设计相对较难，因为采用电压模式控制的 LLC 谐振转换器的频率响应应具有非常

复杂的特性，带有四个极点并且这四个极点的位置随输入电压和负载条件变化。FAN7688 的电流模式控制基于电荷控制技术，提供了更佳功率级控制到输出传递函数，在简化反馈回路设计的同时真正实现了输入功率限制功能和固有线路前馈。

2. 双边缘跟踪 SR 控制：FAN7688 采用双边缘跟踪自适应栅极驱动方式，针对两种不同的时间基准预期 SR 电流过零瞬间。这种技术不仅最小化了正常运行期间的死区时间，并且在任何瞬态和模式变换期间提供稳定的 SR 控制。

本应用指南给出了采用 FAN7688 的 LLC 谐振半桥转换器的设计考虑事项。包括 LLC 谐振转换器工作原理的解释、变压器与谐振网络的设计、元器件的选型。给出设计实例，逐条地解释设计过程，有助于进行 LLC 谐振转换器的设计。

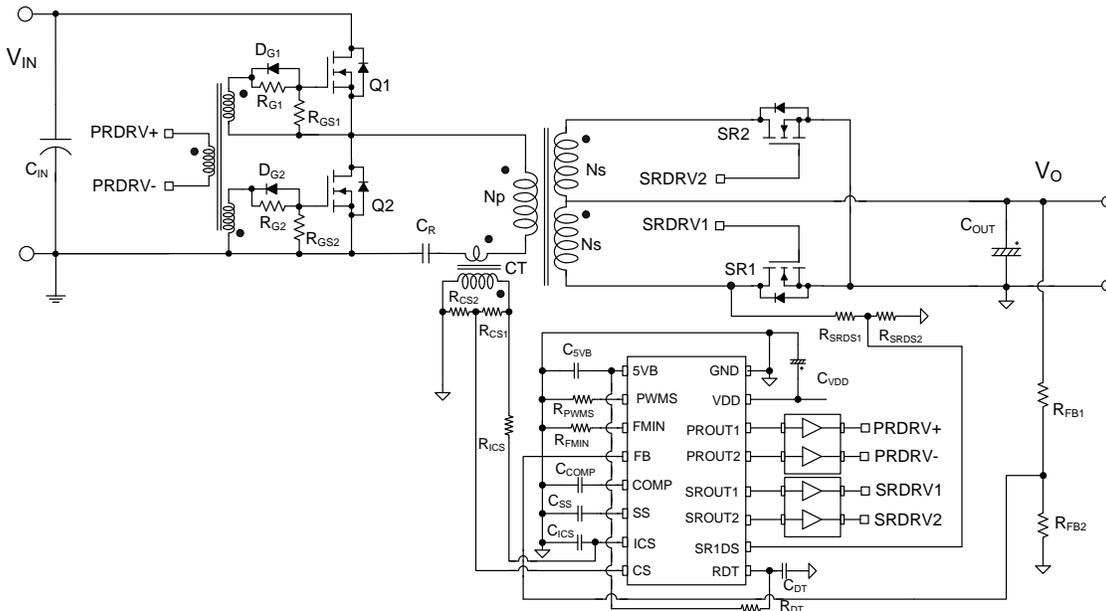


图 1. 半桥 LLC 谐振转换器的原理图

LLC 谐振转换器与基波近似

图 2 给出了简化后半桥 LLC 谐振转换器的原理图，图中 L_m 指作为 shunt 电感的励磁电感， L_r 指串联谐振电感， C_r 指谐振电容。图 3 列出 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，形成相当量的励磁电流 (I_m)，在初级侧续流，并不参与电能的传输。初级侧电流 (I_p) 为励磁电流与次级侧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 部分电路，如图 2 所示，即方波发生器、谐振网络和整流器网络。

1. 方波发生器负责产生方波电压 V_d ，通过每个开关的 50% 占空比交替驱动开关 Q_1 和 Q_2 来实现。通常，在连续切换中会引入一个较小的死区时间。方波发生器可以构成全桥或半桥类型。
2. 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 3 所示，MOSFET 开通时，通过使反并联二极管流过电流，使得 MOSFET 端电压为零。
3. 整流器网络产生直流电压，采用整流器二极管和电容对交流电进行整流。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。

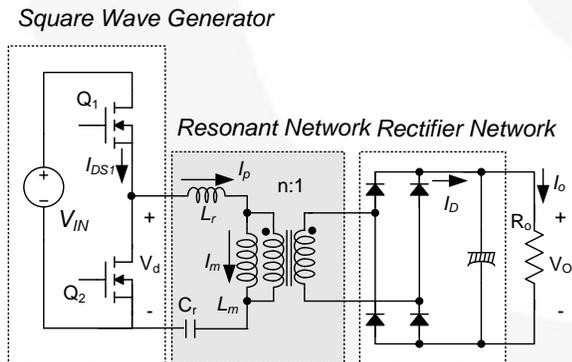


图 2. 半桥 LLC 谐振转换器的原理图

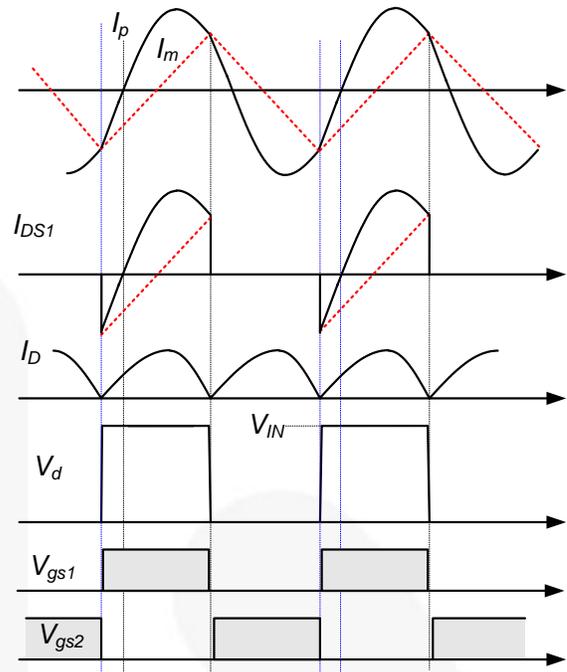


图 3. 半桥 LLC 谐振转换器的典型波形

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。由于次级侧的整流器电路作为阻抗变压器，等效负载电阻不同于实际负载电阻。图 4 显示如何获得该等效负载电阻。初级侧电路由正弦电流源 I_{ac} 代替，方波电压 V_{RI} 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：

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

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 除以 I_{ac} 计算为：

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

考虑到变压器匝比 ($n = N_p/N_s$)，则初级侧等效负载电阻可以描述为：

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

采用等效负载电阻，可以得到交流等效电路，如图 5 所示，图中 V_d^F 和 V_{RO}^F 分别指驱动电压 V_d 、反射输出电压 V_{RO} (nV_{RI}) 的基波分量。

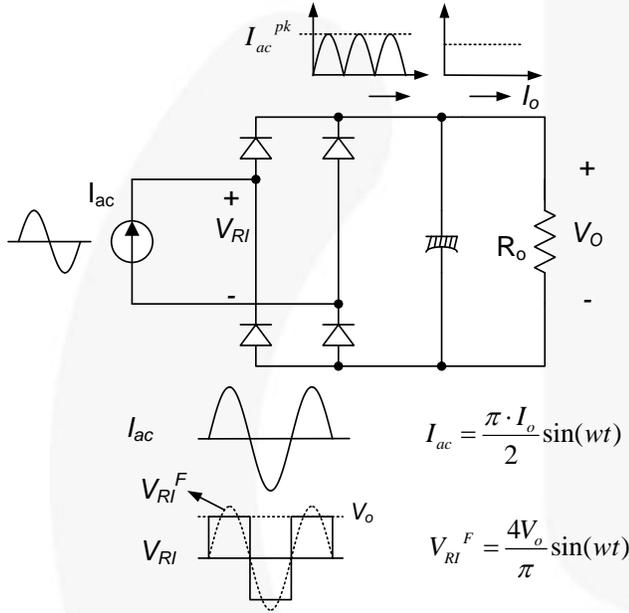


图 4. 等效负载电阻 R_{ac} 的推导

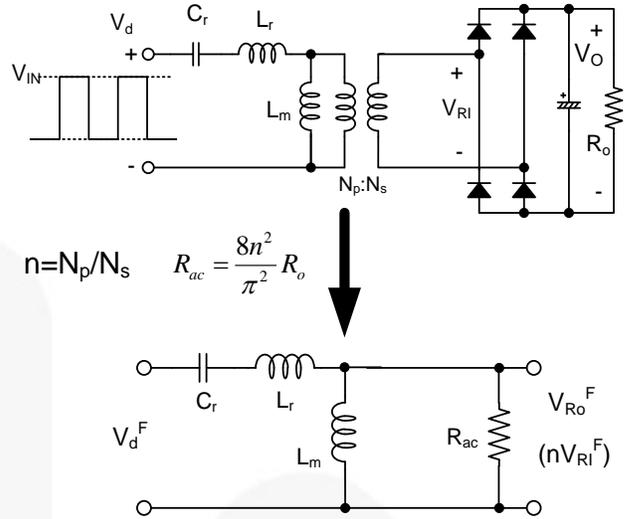


图 5. LLC 谐振转换器的交流等效电路

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。采用图 5 中的交流等效电路，可以得到电压增益 M ：

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

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

其中：

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

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

如等式 (6) 所示，存在两个谐振频率。一个由 L_r 和 C_r 确定，另一个由 L_p 和 C_r 确定。

式 (6) 给出，在谐振频率 (ω_o) 下，增益为 1，且与负载波动无关，该增益可以描述为：

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

当 $m = 3$ 、 f_o (6) = 100 kHz 图 6、且 $f_p = 57$ kHz，不同 Q 值时，式表达的增益绘制成图，如图所示。由图 6 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，使转换器运行在谐振频率附近，降低开关频率波动是很自然的事情。

LLC 谐振转换器的工作范围受制于峰值增益（可达最大增益），该增益在中标示有“*”。图 6 需要说明的是，峰值电压增益不会出现在 f_o 或 f_p 附近。获得峰值增益时对应的峰值增益频率存在于 f_p 与 f_o 之间，如图 6 所示。随着负载变轻，Q 值下降，峰值增益频率移向 f_p ，峰值增益随之增加。同时，随着负载增加，Q 值增大，峰值增益频率移向 f_o ，峰值增益随之下降；因此，全负载状况对于谐振电路设计是最差的情况。

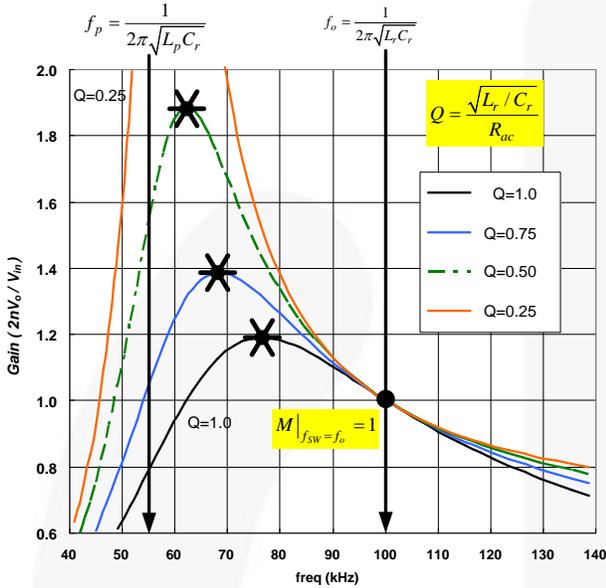


图 6. LLC 谐振转换器的典型增益曲线 ($m=3$)

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性器件（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性元件时，需要将图 5 中的等效电路图 5 改进成图 7，这是因为不仅在初级，而且在次级都存在有漏感。不考虑变压器次级的漏感时往往会导致设计出错。

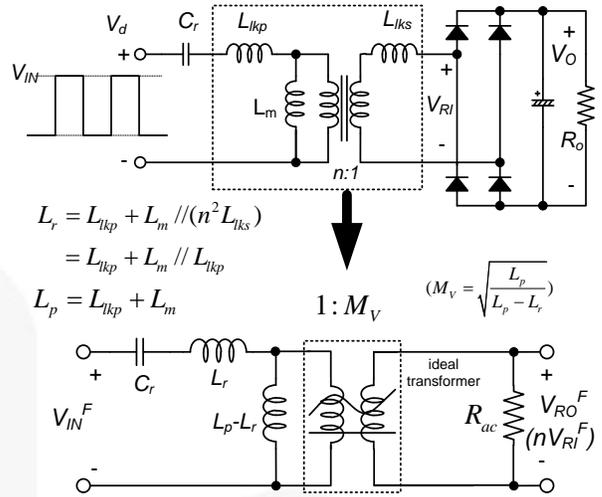


图 7. 考虑次级漏感后的改进等效电路

图 8 中，假定 $n^2 L_{lks} = L_{lkp}$ ，将次级漏感折算到初级，可以得到有效串联电感 (L_p) 与并联电感 ($L_p - L_r$)：

$$L_p = L_m + L_{lkp} \tag{8}$$

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

在处理实际变压器时，提倡采用具有 L_p 和 L_r 的等效电路，因为使用给定的变压器很容易测得这些值。在实际变压器中， L_p 和 L_r 可分别通过次级-端绕组开路 and 短路在初级端测得。

图 8 中，该注意的是，引入了虚拟增益 M_V ，它由次级漏感引起。采用的改进后等效电路，调整 (6) 等式图 8 的增益表达式，可以得到集成变压器的增益表达式：

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{IN}} = \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 \cdot (m-1) \cdot M_V}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) \cdot \left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1\right) \cdot (m-1) \cdot Q^e} \right| \tag{9}$$

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

其中：

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

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

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:

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

当采用独立磁芯设计串联电感时, 谐振频率 (ω_o) 处的增益为 1, 如等式 (7) 所示。然而, 当采用集成变压器概念设计磁性元件时, 由于存在变压器次级漏感引起的虚拟增益, 谐振频率 (ω_o) 处的增益将大于 1。

当 (9) 图 8 $m = 3$ 、 $f_o = 100 \text{ kHz}$ 和 $f_p = 57 \text{ kHz}$ 时, 不同 Q^e 值时, 等式表达的增益绘制成图, 如图所示。由图 8 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。

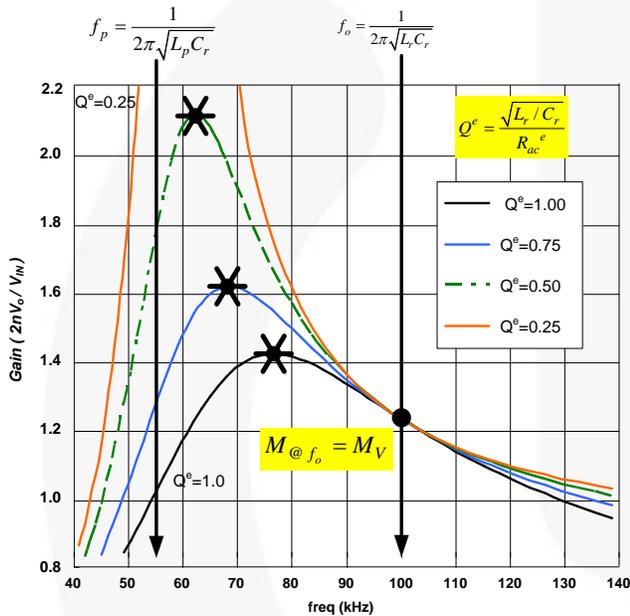


图 8. 采用集成变压器时 LLC 谐振转换器 ($m=3$) 的典型增益曲线

可获得的最大增益

在某一给定的条件下, 即使采用增益等式 (6) 得到峰值增益, 也是难以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 9 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 或 Q 值, 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。自然地, 应在可用增益范围与导通损耗之间作出权衡。

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 10 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。进入容性区间的另外一个问题是, 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。

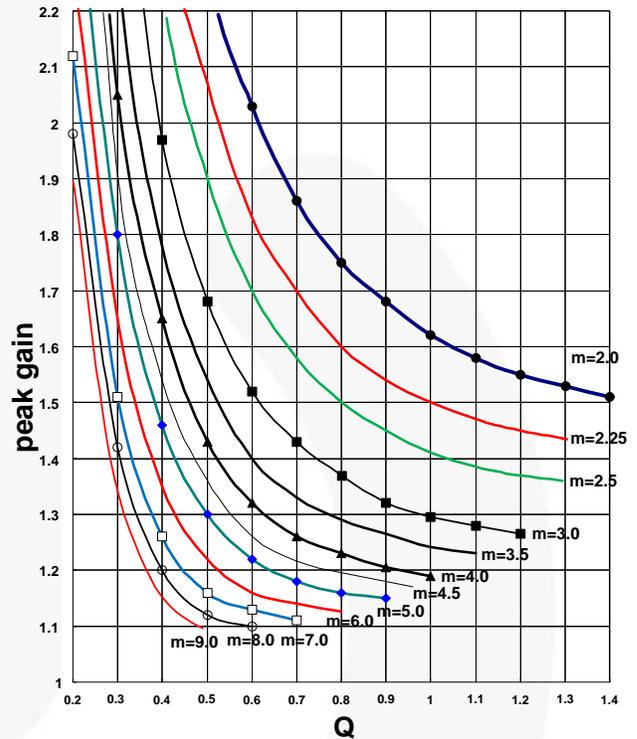


图 9. 不同 m 取值时峰值增益 (可达最大增益) 与 Q 的关系

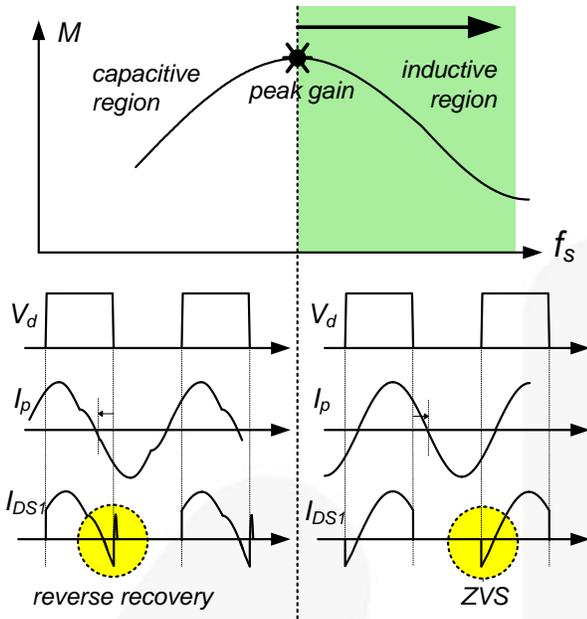


图 10. 容性与感性区间的工作波形

FAN9688 特性

FAN9688 是一款先进的脉冲频率调制 (PFM) 控制器，用于带有同步整流 (SR) 功能的 LLC 谐振转换器，为隔离式 DC/DC 转换器提供业界最佳效率。它采用基于电荷控制的电流模式控制技术，其中振荡器的三角波形结合集成式开关电流信息，确定开关频率。该控制器提供了更好的功率级控制-输出传输函数，简化了反馈回路的设计并真正实现输入功率限制能力。闭环软启动防止误差放大器饱和，允许任何负载条件下输出电压的单调上升。双边缘跟踪自适应死区时间控制功能最小化了体二极管的传导时间，因而实现了效率最大化。

表 1 显示 FAN7688 的引脚说明，图 11 显示采用 FAN7688 的 LLC 谐振转换器的典型应用示意图。

表 1. FAN7688 的引脚说明

引脚编号	名称	引脚描述
1	5VB	5 V REF
2	PWMS	PWM 模式入门设置
3	FMIN	最小频率设定引脚
4	FB	用于反馈控制的输出电压检测
5	COMP	误差放大器的输出
6	SS	软启动时间编程引脚
7	ICS	电流信息集成引脚，用于电流模式控制
8	CS	电流检测，用于过流保护
9	RDT	死区时间设置引脚，用于初级端开关和初级端 SR 开关
10	SR1DS	SR1 漏源极电压检测
11	SROUT2	次级端 SR MOSFET2 的栅极驱动输出
12	SROUT1	次级端 SR MOSFET 1 的栅极驱动输出
13	PROUT2	初级端开关的栅极驱动输出 2
14	PROUT1	初级端开关的栅极驱动输出 1
15	VDD	IC 电源电压
16	GND	接地

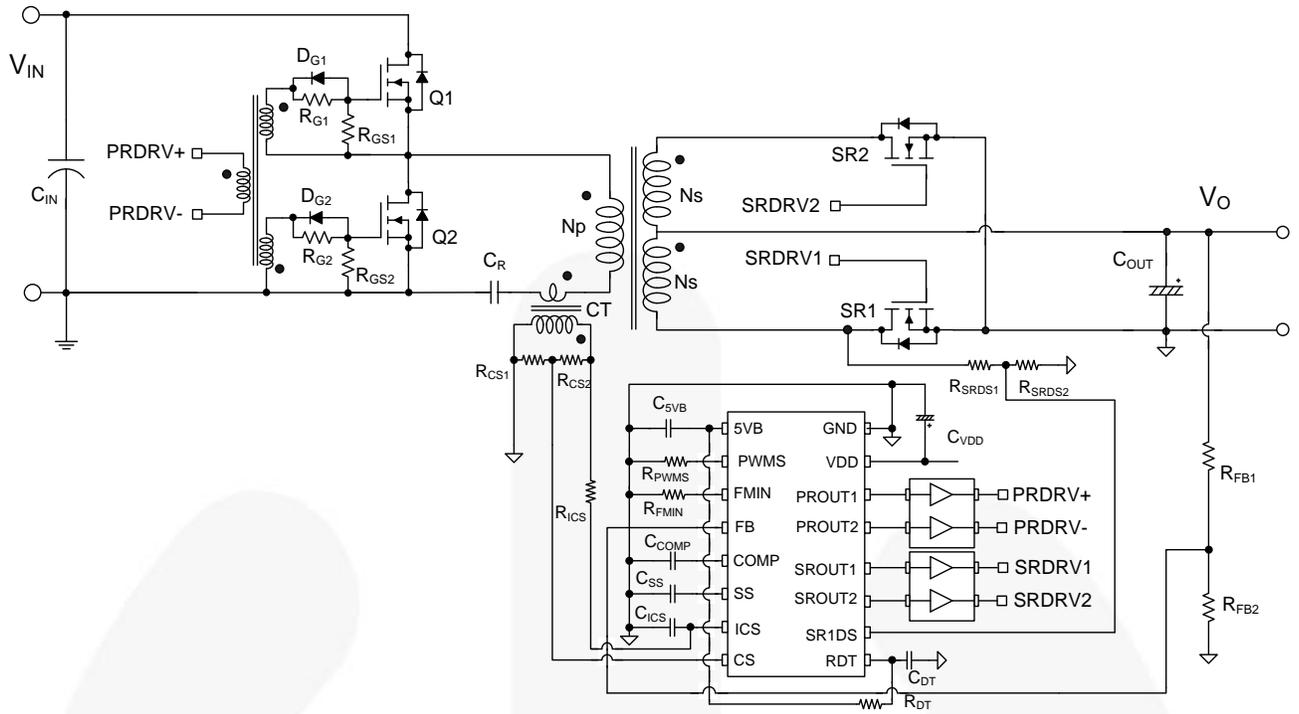


图 11. 半桥 LLC 谐振转换器的原理图

设计步骤

本小节介绍设计步骤，使用图 11 中的示意图作为参考，其中，使用漏电感实现谐振电感。带有 250 W / 12.5 V 输出的 dc-dc 转换器被选中作为设计实例。设计规格如下所示：

- 标称输入电压：400 V_{DC} (PFC 级的输出)
- 输出：12.5 V / 20 A (250 W)
- 保持时间要求：20 ms
- PFC 输出的直流母线电容：150 μF

[第一步] 确定系统的各项指标

作为第一步，需要明确下列设计规格。

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前提下，计算最大输入功率。确定估计效率后，最大输入功率可以描述为

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{E_{ff}} \quad (11)$$

保持期间的最小输入电压：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：

$$V_{IN}^{\min} = \sqrt{V_{O,PFC}^2 - \frac{2P_{IN}T_{HLD}}{C_{BLK}}} \quad (13)$$

式中， $V_{O,PFC}$ 指 PFC 标称输出电压， T_{HLD} 指保持时间， C_{BLK} 指直流母线大电容。

(设计示例) 假定效率为 92%，

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{E_{ff}} = \frac{250}{0.92} = 260.4W$$

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

保持时间为 20 ms 时，最小输入电压表达为：

$$V_{IN}^{\min} = \sqrt{V_{O,PFC}^2 - \frac{2P_{IN}T_{HLD}}{C_{BLK}}} = 301V$$

[第二步] 确定谐振网络的电压增益范围

在 [第一步] 中确定了 LLC 谐振转换器的最小和最大输入电压后，就可以确定最小和最大增益。

确定额定输入电压需要最小增益。为了最小化开关频率随负载的变化，通常在谐振频率附近运行 LLC 谐振转换器。谐振频率的增益 ($2nV_o/V_{IN}$) 表达为：

$$M_V = \frac{2nV_o}{V_{IN}} \Big|_{f_{sw}=f_o} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad (14)$$

在保持期间，PFC 输出电压 (LLC 谐振转换器) PFC 输出电压下降，并需要较高的增益来调节输出电压。最大电压增益可以描述为：

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

尽管 m 取值较小时，可以得到峰值增益，但是过小的 m 取值会导致变压器的耦合恶化和效率下降。通常将 m 设置为 3~7。

(设计示例) 选择 L_p 与 L_r 之间的比值 (m) 为 4.75。最小增益表达为：

$$M_{@f_o} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{4.75}{4.75-1}} = 1.13$$

选择最大输入电压下的最小增益为 1.1。然后，得到最小输入电压下的最大增益为：

$$M^{\max} = \frac{V_{in}^{\max}}{V_{in}^{\min}} M^{\min} = \frac{400}{300} \cdot 1.1 = 1.46$$

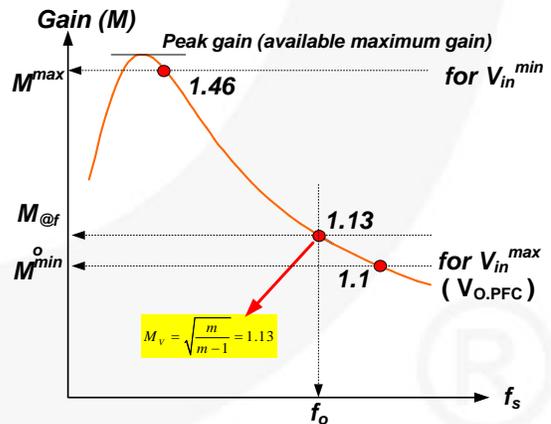


图 12. 最大增益/最小增益

[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。

(设计示例) 由于 SR 用在整流器中，假设 V_F 为 0 V，SR MOSFET 具有较低的 $R_{DS,ON}$ 。然后，变压器匝比可以表达为：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{IN}^{\max}}{2(V_O + V_F)} \cdot M^{\min} = 17.6$$

[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：

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

(设计示例)

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o} = 157\Omega$$

[第五步] 设计谐振网络

根据第二步中选取的 m 值，从图 9 中峰值增益曲线读出合适的 Q 值，留出足够的峰值增益。由于峰值增益曲线是使用基波近似法生成的，低频谐振处的实际增益大约比使用基本近似法预测的增益高出 10~15%。

一旦选定 Q 值，可得谐振参数为：

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

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

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

(设计示例)

第二步中计算出，最小电压下 (V_{IN}^{\min}) 的最大电压增益 (M^{\max}) 是 1.46。在第二步中，已选择 m 为 4.75，根据中的峰值增益曲线，得到 Q 图 13 为 0.42。

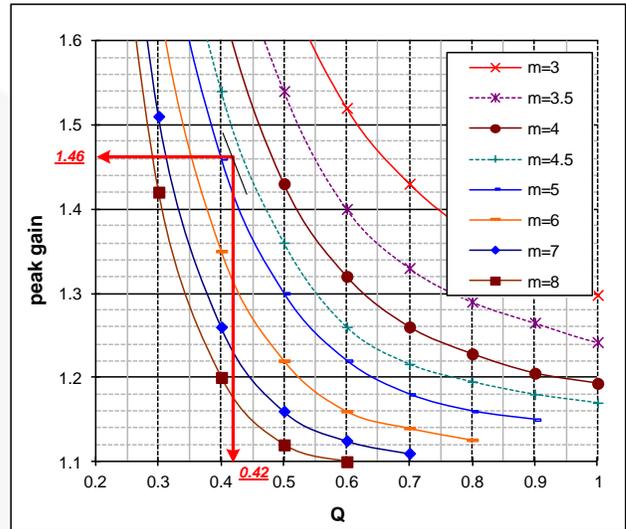


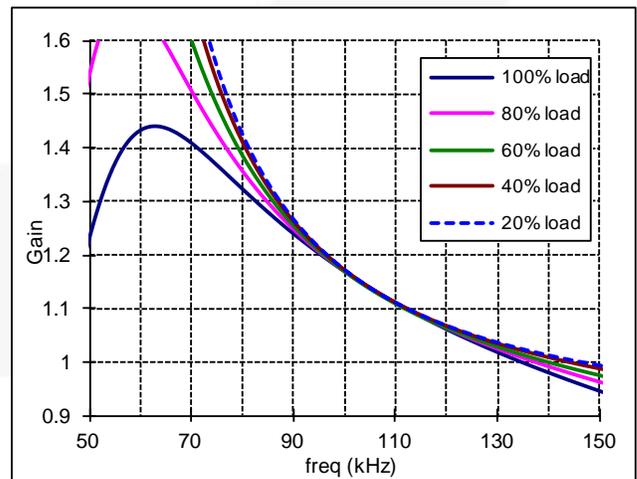
图 13. 采用峰值增益 (可达最大增益) 的谐振网络设计
选择谐振频率为 106 kHz，谐振器件定参如下：

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} = 22.8nF, \quad L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = 99\mu H$$

$$L_p = m \cdot L_r = 471\mu H$$

在构建变压器时，对实际参数进行如下调整，以满足标准元件值为 $C_r = 22 \text{ nF}$ 、 $L_r = 100 \mu\text{H}$ 、 $L_p = 475 \mu\text{H}$ 和 $f_o = 107 \text{ kHz}$ 。

使用基波近似法得到的最终谐振网络设计增益曲线如下所示。



由于在低频谐振运行中，基波近似法会产生比实际峰值增益低 10~15% 的峰值增益，进行了如下 SIMPLIS 仿真来检查实际增益。仿真结果显示，在 75 kHz 下得到 300 V 输入所需的最大增益。仿真结果还显示额定输入电压和全负载条件下的开关频率是 110 kHz。

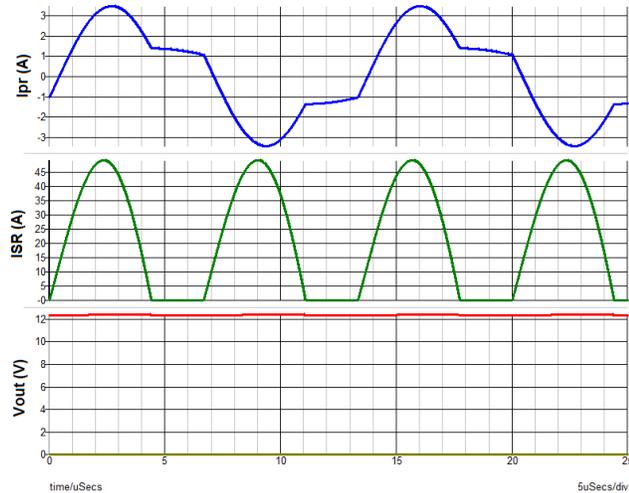


图 14. $V_{IN}=300\text{ V}$ 、 $f_s=75\text{ kHz}$ 、 $P_O=250\text{ W}$ 仿真

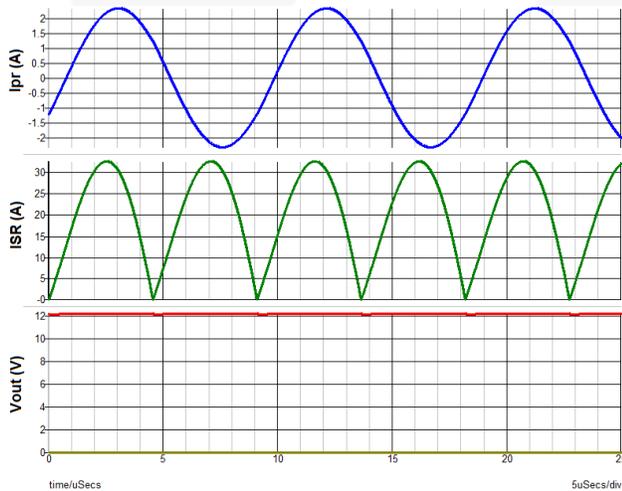


图 15. $V_{IN}=400\text{ V}$ 、 $f_s=110\text{ kHz}$ 、 $P_O=250\text{ W}$ 仿真

[第六步] 设计变压器

图 16 显示 LLC 谐振转换器中变压器的励磁电流。为了将最大磁通量限制在 B_{\max} 以下，需要的初级端绕组最小匝数可以表达为：

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_o + V_F)}{4f_o \cdot M_V \cdot B_{\max} \cdot A_e} \quad (21)$$

式中， A_e 指变压器磁芯的截面积，单位是 m^2 ， ΔB 指磁通密度最大振幅，单位是 Tesla，如图 16 所示。若不存在基准数据，使用 $\Delta B = 0.2\sim 0.3\text{ T}$ 来减少磁芯损耗。该注意的是，引入了虚拟增益 M_V ，它由次级漏感引起（参见图 8）。

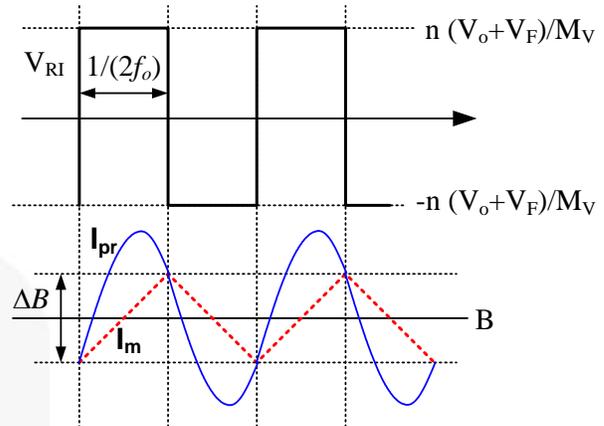


图 16. 磁通密度摆幅

为次级选择合适的匝数，使得初级匝数大于 N_p^{\min} ，描述为：

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

初级和次级绕组的线规应该根据额定输入电压下的 RMS 电路确定，描述为：

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

$$I_{SEC}^{RMS} \cong \frac{\pi I_o}{4} \quad (\text{每个绕组}) \quad (24)$$

(设计示例) 选择 ETD44 ($A_e = 172\text{ mm}^2$) 为变压器磁芯。为了减少变压器的磁芯损耗，选择 B_{\max} 为 0.1 T。变压器的最小初级匝数为：

$$N_p^{\min} = N_p^{\min} = \frac{n(V_o + V_F)}{4f_o \cdot M_V \cdot B_{\max} \cdot A_e} = 26.2\text{ turns}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 2 \times 17.5 = 35 > N_p^{\min}$$

标称输入电压下的变压器绕组 RMS 电流可以描述为：

$$I_{PR}^{RMS} \cong \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + V_F)}{4\sqrt{2}f_o M_V (L_p - L_r)}\right]^2} = 1.53\text{ A}$$

$$I_{SEC}^{RMS} \cong \frac{\pi I_o}{4} = 15.7\text{ A}$$

[第七步] 选择谐振电容

图 17 显示不同运行条件下初级电流（谐振电容电流）的波形。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。额定输入电压下，通过谐振电容的 RMS 电流可通过等式 (23) 获得。

额定输入电压和额定负载条件下的最大谐振电容电压可描述为：

$$V_{CR.NRM}^{\max} \cong \frac{V_{IN}^{\max}}{2} + \frac{I_O}{4f_{SW}n \cdot C_R} \quad (25)$$

谐振电容的电压额定值应该根据每个角条件下的最大电压确定。

额定输入电压和输出过流条件下的最大谐振电容电压可以描述为：

$$V_{CR.OPC}^{\max} \cong \frac{V_{IN}^{\max}}{2} + \frac{I_{O.OPC}}{4f_{SW}n \cdot C_R} \quad (26)$$

最小输入电压和额定负载条件下的最大谐振电容电压可以描述为：

$$V_{CR.VINMIN}^{\max} \cong \frac{V_{IN}^{\min}}{2} + \left[\frac{I_O}{4f_{SW}n} + n \frac{(V_O + V_F)}{4M_V L_m f_O} \cdot \left(\frac{1}{2f_{SW}} - \frac{1}{2f_O} \right) \right] \frac{1}{C_R} \quad (27)$$

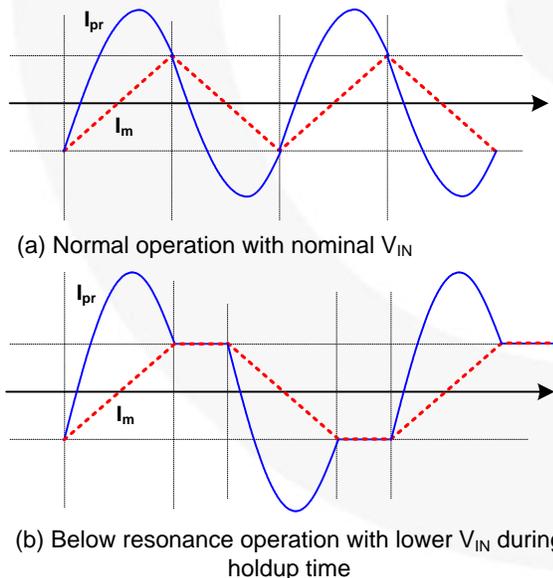


图 17. 不同运行模式下，LLC 谐振转换器的初级电流波形

(设计示例)

在 [第七步] 中，谐振电容的 RMS 电流可计算为：

$$I_{PR}^{RMS} = 1.53A$$

额定输入电压和额定负载条件下的最大谐振电容电压可描述为

$$V_{CR.NRM}^{\max} \cong \frac{V_{IN}^{\max}}{2} + \frac{I_O}{4f_{SW}n \cdot C_R} = 317V$$

通过设置 150% 的额定输出电流下的 OCP 点，额定输入电压和输出过流条件下的最大谐振电容电压可以描述为：

$$V_{CR.OPC}^{\max} \cong \frac{V_{IN}^{\max}}{2} + \frac{I_{O.OPC}}{4f_{SW}n} = 376V$$

通过将最小频率设置为 75 kHz，最小输入电压和额定负载条件下的最大谐振电容电压可以描述为：

$$V_{CR}^{\max} \cong \left[\frac{I_O}{2f_{SW}n} + n \frac{(V_O + V_F)}{4M_V f_O (L_p - L_r)} \cdot \left(\frac{1}{2f_{SW}} - \frac{1}{2f_O} \right) \right] \frac{1}{C_R} + \frac{V_{IN}^{\min}}{2} = 434V$$

800 VDC 额定低 ESR 的薄膜电容选为谐振电容。

[第八步] 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，可以描述为：

$$V_D = 2(V_O + V_F) \quad (28)$$

通过每只整流器二极管的电流有效值为：

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_O \quad (29)$$

通过输出电容的纹波电流为：

$$I_{Co}^{RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_O}{2\sqrt{2}} \right)^2 - I_O^2} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} I_O \quad (30)$$

输出电容的电压纹波可以描述如下：

$$\Delta V_O \cong \frac{\pi}{2} I_O \cdot R_C + \frac{\frac{\pi}{2} I_O}{f_{SW} C_O} \times 0.067 \quad (31)$$

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：

(设计示例) 整流器二极管的电压与电流应力为:

$$V_{DS.SR} = 2(V_o + V_F) = 25V$$

$$I_{DS.SR}^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_o = 15.7A$$

考虑由杂散电感引起的电压过冲后, 选择 100 V/20 A 肖特基二极管为整流器二极管。

输出电容的电流有效值为:

$$I_{Co}^{RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} I_o = 9.64A$$

四个 1800 μ F 电容并联, 用作输出电容。每个电容的电流额定值和 ESR 分别是 3.1 Arms 和 9 m Ω 。

输出电容纹波计算如下:

$$\Delta V_o \cong \frac{\pi}{2} I_o \cdot R_C + \frac{\pi}{2} \frac{I_o}{f_{sw} C_o} \times 0.067 = 73mV$$

[第九步] 电流检测电路配置

FAN7688 检测瞬时开关电流和开关电流的积分, 如图 18 所示。由于 FAN7688 位于次级端, 通常使用电流变压器来检测初级电流。当 PROUT1 为低电平时, ICS 引脚通过内部重置 MOSFET 被箝位在 0 V。相反地, 当 PROUT1 为高电平时, ICS 引脚未被箝位, 积分电容 (C_{ICS}) 根据电阻 R_{ICS} 两端的电压差充电和放电。由于 FAN7688 使用 RC 滤波器拟积分, 电流检测电阻和电流变压器匝比的设计应该确保电流检测电阻两端的电压 (V_{SENSE}) 总是大于 V_{ICS} , 从而保证 V_{ICS} 是单调上升的, 如图 19 所示。图 21 显示拟积分电路误差如何随 PROUT1 (V_{CM}) 下降沿上 V_{ICS} 峰值电压与 V_{SENSE} 之间的比值进行变化。为了获得准确的积分, 电流充电 C_{ICS} 应该与 V_{SENSE} 成正比, 当 V_{SENSE} 比 V_{ICS} 大得多并且整个 V_{SENSE} 都被施加在 R_{ICS} 两侧时是可能的。如图所示, 当 PROUT1 (V_{CM}) 下降沿上 V_{ICS} 峰值电压与 V_{SENSE} 之间的比值较小时, 可以获得更准确的积分。

当 V_{ICS} 峰值电压与 V_{CM} 之间的比值小于 0.5 时, 可以得到具有可接受误差 (大约 10%) 的拟积分。由于正常运行中 V_{ICS} 峰值电压低于 1.2 V, R_{CS1} 和 R_{CS2} 的选择应该确保 V_{CM} 大于 2.4 V, 表达为:

$$V_{CM} = \frac{n(V_o + V_F)}{M_V(L_P - L_r)} \cdot \frac{1}{4f_o} \cdot \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT}} > 2.4V \quad (32)$$

额定输入电压和全负载下初级端电流的峰值可描述为:

$$I_{PR}^{PK} \cong \sqrt{2} I_{PR}^{RMS} \quad (33)$$

R_{CS1} 与 R_{CS2} 之间的比值选择可以根据初级端过流保护 (OCP) 跳闸点进行。

$$I_{PR.OCP} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times R_{CS1} = 3.5V \quad (34)$$

假设理想积分下, 高频谐振下 V_{ICS} 的峰值电压可以描述为:

$$V_{ICS}^{PK} = \left[\frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{I_o}{2f_{sw}} \right] \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT} \cdot R_{ICS}} \cdot \frac{1}{C_{ICS}} \quad (f_{sw} \geq f_o) \quad (35)$$

假设理想积分下, 低频谐振下 V_{ICS} 的峰值电压可以描述为:

$$V_{ICS}^{PK} = \left[\frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{I_o}{2f_{sw}} + n \frac{(V_o + V_F)}{4M_V L_m f_o} \cdot \left(\frac{1}{2f_{sw}} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT} \cdot R_{ICS}} \cdot \frac{1}{C_{ICS}} \quad (when f_{sw} \leq f_o) \quad (36)$$

考虑到 ICS 引脚的内部放电晶体管, C_{ICS} 的典型值为 1 nF。对于准确的积分, 推荐采用容差为 1% 的电容。

当 V_{ICS} 峰值电压与 V_{CM} 之间的比值足够小时, 图 21 的削减因数应该考虑在等式 (35) 与 (36) 中。

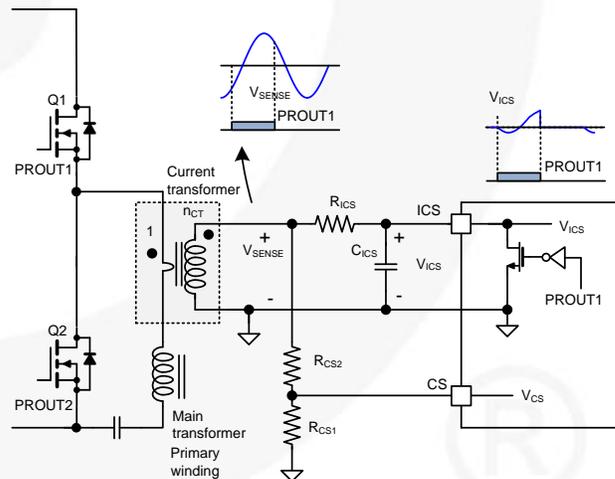


图 18. 典型电流检测配置

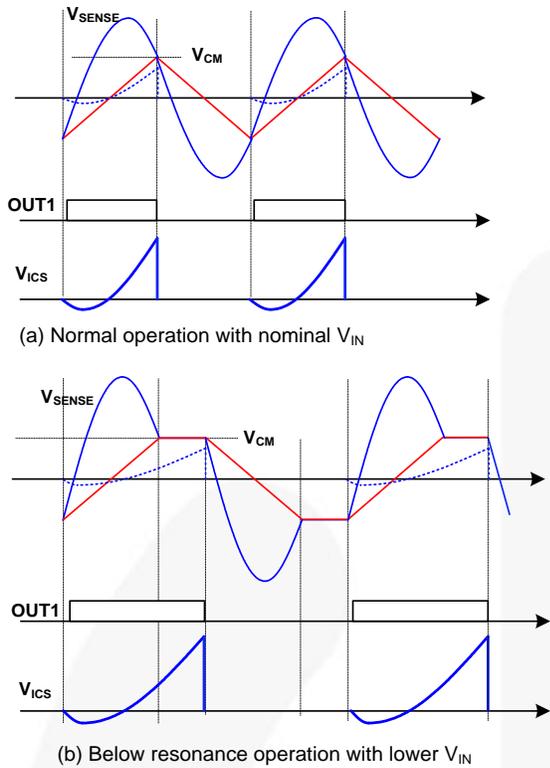


图 19. ICS 引脚波形

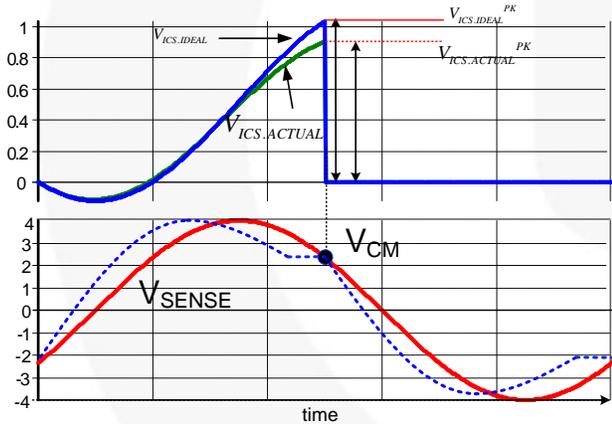


图 20. $V_{ICS.IDEAL}^{PK}$ 和 $V_{ICS.ACTUAL}^{PK}$ 定义

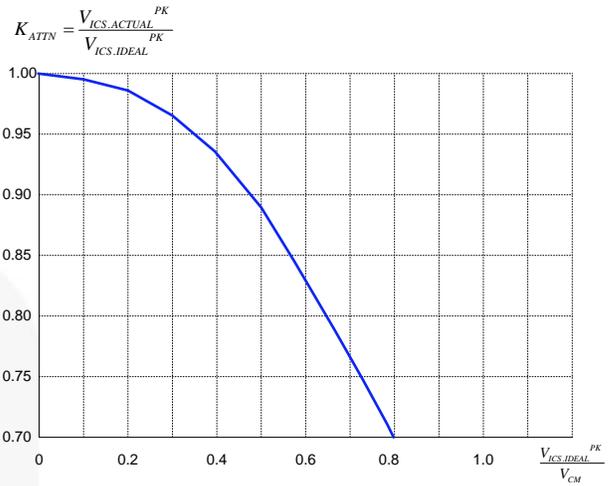


图 21. ICS 引脚电压削减与 $V_{ICS.IDEAL}^{PK}/V_{CM}$ 之间的关系
 电流检测电压 (V_{ICS}) 的积分峰值与 LLC 谐振转换器的平均输入电流成正比，如图 22 所示。因此，根据额定功率对应输入电流限制阈值的百分比，确定 SR 启用/禁用的负载条件为全负载条件的一个百分比。通常来说，120% 的标称负载条件用于过流限制跳闸点；SR 分别在标称负载的 15% 和 7.5% 时启用和禁用。如果 140% 的标称负载条件用于过流限制跳闸点，SR 分别在标称负载的 17.5% 和 8.75% 时启用和禁用。还可以应用 ICS 引脚电压的其他斜率，从而在不增加 SR 启用/禁用点的情况下获得更高的过流限制。该技术通常用于较长的保持时间。在采用特定的斜率补偿电阻时，为 ICS 引脚电压增加的其它斜率可以描述为：

$$V_{ICS.SLP} = \frac{5V}{R_{SLP} C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2f_{SW}} \quad (37)$$

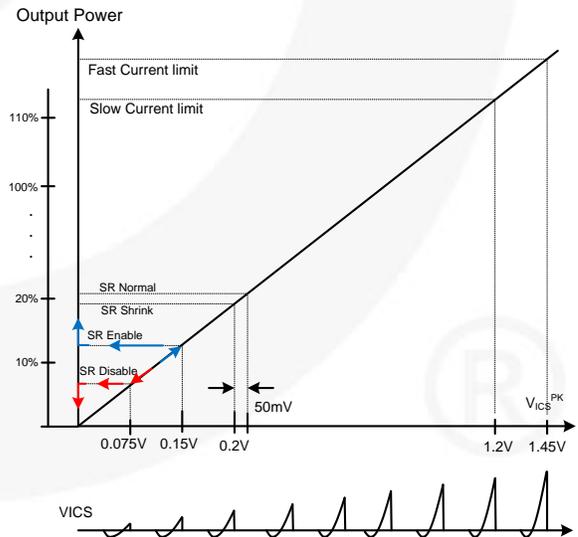


图 22. 负载条件和 ICS 引脚电压

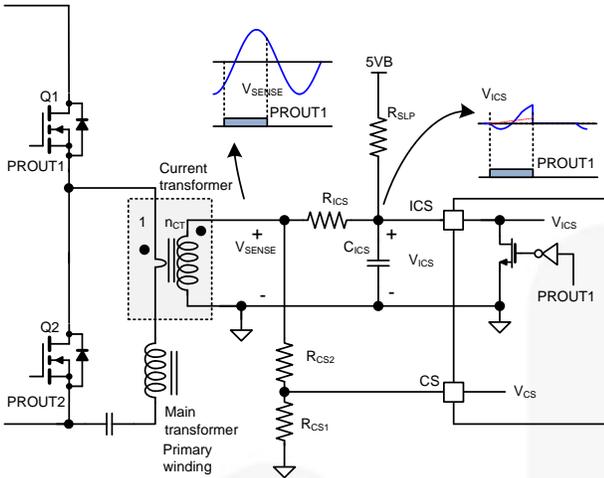


图 23. 带有斜率补偿的电流检测配置

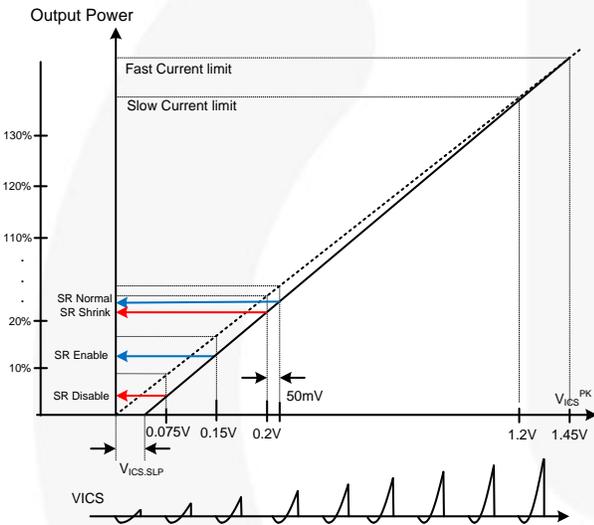


图 24. 增加斜率补偿后的负载条件和 ICS 引脚电压

(设计示例) 对于匝比为 50 (n_{CT}) 的电流变压器, 推荐 R_{CS1} 与 R_{CS2} 之和的最小值为:

$$R_{CS1} + R_{CS2} > \frac{2.4 \cdot M_V (L_p - L_r) \cdot 4 f_o n_{CT}}{n(V_o + V_F)} = 99\Omega$$

因此, R_{CS1} 与 R_{CS2} 之和选为 100 Ω 。

标称输入电压和全负载条件下的初级电流峰值可以描述为:

$$I_{PR}^{PK} \cong \sqrt{2} I_{PR}^{RMS} = 2.16A$$

通过设置 5.5 A 的初级 OCP 点,

$$R_{CS1} = 3.5V \frac{n_{CT}}{I_{PR, OCP}} = 31.8\Omega$$

在采用 200 k Ω 斜率补偿电阻时, ICS 引脚电压增加的额外斜率为:

$$\frac{5V}{R_{SLP} C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2 f_{SW}} V_{ICS, SLP} = \frac{5V}{R_{SLP} C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2 f_{SW}} = 0.11V$$

假设 1.2 V 时 V_{ICS} 的削减因数为 0.9 ($x = 1.2/2.43$ 时从图 21 中读取), 在标称输入电压下具有 30 A 过载保护的恰当 R_{ICS} 电阻是:

$$R_{ICS} = \left[\frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{I_{O, OLP}}{2 f_{SW}} \right] \times \frac{(R_{CS1} + R_{CS2}) \cdot 0.90}{n_{CT} \cdot (1.2 - V_{ICS, SLP}) C_{ICS}} \cdot \frac{1}{1} = 12.8k\Omega$$

假设 1.45 V 下 V_{ICS} 的削减因数是 0.82 ($x = 1.45/2.43 = 0.588$ 时从图 21 读取 Y 轴), 保持期间最小输入电压下的 V_{ICS} 峰值电压可以描述为:

$$V_{ICS}^{PK} = \left[\frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{I_o}{2 f_{SW}} + n \frac{(V_o + V_F)}{4 M_V L_m f_o} \cdot \left(\frac{1}{2 f_{SW}} - \frac{1}{2 f_o} \right) \right] \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT} \cdot R_{ICS}} \cdot \frac{0.82}{C_{ICS}} + \frac{5V}{R_{SLP} C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2 f_{SW}} = 1.45V$$

[第十步] 软启动电容

使用软启动电容时，软启动时间可以设置为：

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} \quad (38)$$

太短的软启动时间会强制 LLC 谐振转换器从输入电压中抽取过多电流，导致启动期间触发过载保护。因此，软启动时间应该与输出电容的可用上升时间完美匹配，表现为：

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} > \frac{C_{OUT} \cdot V_O}{I_{O,OLP} - I_O} \quad (39)$$

(设计示例) 输出电容共计为 7200 μ F。那么，软启动时间应该为：

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} > \frac{C_{OUT} \cdot V_O}{I_{O,OLP} - I_O} = 9ms$$

选择 50 ms 软启动时间，软启动电容可以描述为：

$$C_{SS} = \frac{T_{SS} I_{SS}}{2.4} = 833nF$$

最终设计选择 820 nF 的标准电容值。

[第十一步] 最小频率设置

通过比较时间电容电压 (V_{CT}) 与内部 3 V 基准电压，限制最小频率，如图 25 所示。由于时间电容电压的上升斜率由连接至 FMIN 引脚的电阻 (R_{FMIN}) 确定，最小开关频率可以描述为：

$$f_{SW,MIN} = 100kHz \times \frac{10k\Omega}{R_{FMIN}} \quad (40)$$

最小可编程开关频率受到运行在内部 40 MHz 时钟上的数字计数器的限制。由于使用 10 位计数器，数字振荡器指定的最小开关频率是 39 kHz (40 MHz/1024 = 39 kHz)。因此， R_{FMIN} 允许的最大值是 25.5 k Ω 。

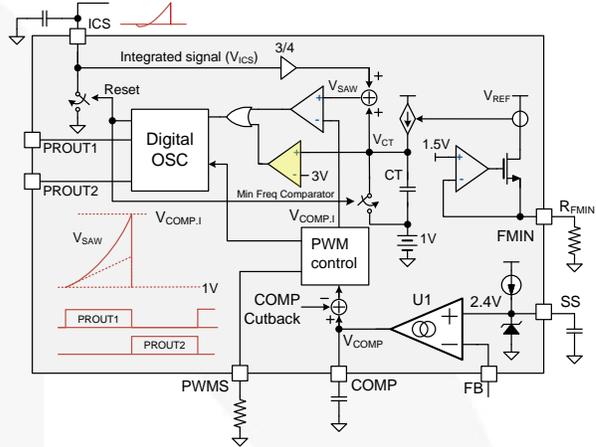
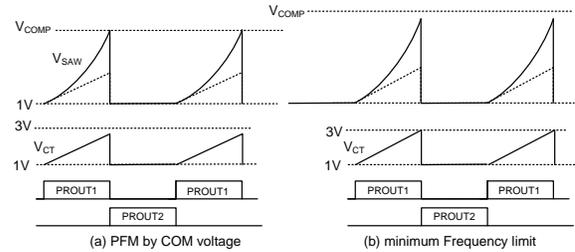


图 25. 最小开关频率设置

(设计示例) 根据 [第五步] 中的 SIMPLIS 仿真结果，保持期间最小输入电压和全负载条件下的频率是 75 kHz。预留一些裕量，FAN7688 的最小频率选为 67 kHz。因此， R_{FMIN} 可以描述为：

$$R_{FMIN} = 100kHz \times \frac{10k\Omega}{f_{SW,MIN}} = 14.9k\Omega$$

最终设计选择 15 k Ω 为标准电阻值。

[第十二步] PWM 模式进入设置

FAN7688 采用混合控制，其中 PFM 在轻载时切换到脉宽调制 (PWM) 模式，如图 26 所示。当误差放大器电压 (V_{COMP}) 低于 PWM 模式阈值时，内部 COMP 信号被箝位在阈值，并且 PFM 运行切换到 PWM 模式。在 PWM 模式下，由被箝位的内部 COMP 电压固定开关频率，然后，占空比由 COMP 电压和 PWM 模式阈值电压之间的差值确定。因此，占空比在 V_{COMP} 降至低于 PWM 模式阈值时减小，因此会限制轻载条件下的开关频率，如图 26 所示。PWM 模式阈值 ($V_{COMP,PWM}$) 可以通过 PWMS 引脚上的电阻在 1.5 V 与 1.9 V 之间进行编程。

一旦确定了 PWM 模式阈值电压，PWM 模式的开关频率就可以描述为：

$$f_{SW,PWM} \cong \frac{2}{V_{COMP,PWM} - 1} \cdot f_{MIN} \quad (41)$$

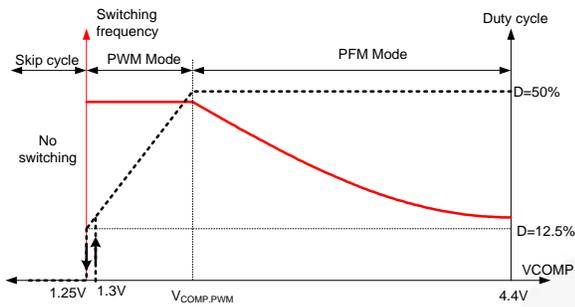


图 26. COMP 电压带来模式变化

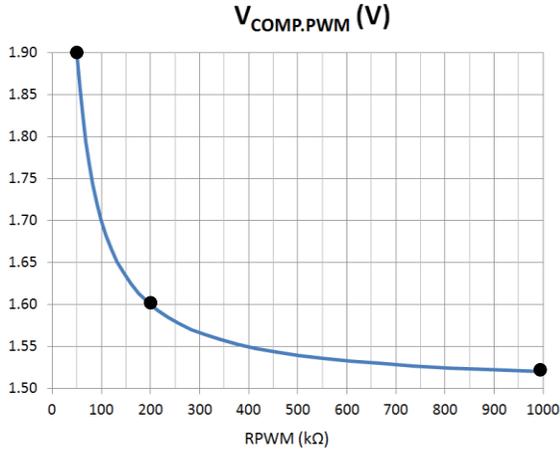


图 27. PWM 模式进入设置

(设计示例) $V_{COMP.PWM} = 1.5\text{ V}$ 时, PWM 模式下的开关频率可以表达为:

$$f_{SW.PWM} \cong \frac{2}{V_{COMP.PWM} - 1} \cdot f_{MIN} = 268\text{ kHz}$$

R_{PWM} 选为 $1\text{ M}\Omega$ 。

[第十三步] 死区时间设置

在采用单个引脚 (RDT pin) 时, 初级端栅极驱动信号 (PROUT1 与 PROUT2) 与初级端 SR 栅极驱动信号 (SROUT1 和 SROUT2) 可使用开关电流源进行编程, 如图 28 和图 29 所示。一旦启用了 5 V 偏压, RDT 引脚电压就被拉高。当 RDT 引脚电压达到 1.4 V 时, C_{DT} 两端的电压就会被内部电流源 I_{DT} 放电至 1 V 。 I_{DT} 就会被禁用, RDT 引脚电压就会被 RDT 电阻充电。如图 29 中高亮显示的部分, RDT 引脚电压从 1 V 上升到 3 V 所需时间 (T_{SET1}) 的 $1/64$ 确定次级 SR 栅极驱动信号之间的死区时间。

然后会启用开关电流源 I_{DT} , RDT 引脚电压会被放电。RDT 引脚电压从 3 V 下降至 1 V 所需时间 (T_{SET2}) 的 $1/32$ 确定初级栅极驱动信号之间的死区时间。当 RDT 电压降至 1 V 后, 电流源 I_{DT} 就被再次禁用, 允许 RDT 电压被充电至 5 V 。

表 1 显示 SROUT 和 PROUT 的死区时间, 它们是使用推荐的 R_{DT} 和 C_{DT} 元件值进行设定。由于时间是由内部 40 MHz 时钟信号测得, 死区时间设置的分辨率是 25 ns 。因此, 最小和最大死区时间分别限制为 75 ns 和 375 ns 。为了确保 SR 稳定运行同时考虑到电路参数容差, 不推荐小于 75 ns 的死区时间, 尤其是 SR 死区时间。

初级 MOSFET 需要的死区时间可以描述如下:

$$T_{D.PROUT} > \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{IN}^{max} \cdot 2C_{OSS}}{I_{CM}} \quad (42)$$

其中, 初级端 MOSFET 与 I_{CM} 的漏源极两侧的 C_{OSS} 有效电容是励磁电流峰值, 可以描述为:

$$I_{CM} = \frac{N_p \cdot V_o + V_F}{N_s \cdot (L_p - L_r)} \cdot \frac{1}{4f_o} \quad (43)$$

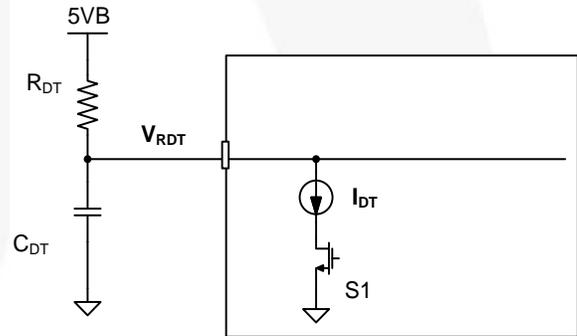


图 28. RDT 引脚的内部电流源

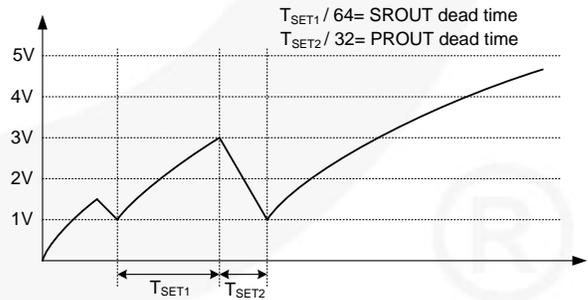


图 29. RDT 引脚多功能运行

表 2. PROUT 和 SROUT 的死区时间设置

R _{DT}	C _{DT} =180 pF		C _{DT} =220 pF		C _{DT} =270 pF		C _{DT} =330 pF		C _{DT} =390 pF		C _{DT} =470 pF		C _{DT} =560 pF	
	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)												
28k	75	375	75	375	75	375	100	375	125	375	150	375	175	375
30k	75	250	75	325	100	375	100	375	125	375	150	375	175	375
33k	75	200	75	250	100	300	125	375	150	375	175	375	200	375
36k	75	175	75	200	100	250	125	325	150	375	175	375	225	375
40k	75	150	100	175	125	225	150	275	175	325	200	375	250	375
44k	75	125	100	150	125	200	150	250	175	300	225	350	275	375
48k	100	125	125	150	150	175	175	225	200	275	250	325	300	375
53k	100	100	125	125	150	175	200	200	225	250	275	300	325	375
58k	125	100	150	125	175	150	200	200	250	250	300	300	350	350
64k	125	100	150	125	175	150	225	200	275	225	325	275	375	325
71k	150	100	175	125	200	150	250	175	300	225	350	250	375	325
78k	150	100	175	100	225	150	275	175	325	200	375	250	375	300
86k	175	75	200	100	250	125	300	175	375	200	375	250	375	300
94k	175	75	225	100	275	125	325	175	375	200	375	225	375	275
104k	200	75	250	100	300	125	375	150	375	200	375	225	375	275
114k	225	75	275	100	325	125	375	150	375	175	375	225	375	275
126k	250	75	300	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	275
138k	275	75	325	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	250
152k	300	75	350	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	250

(设计示例) 励磁电流峰值可以描述为:

$$I_{CM} = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_o + V_F}{(L_p - L_r)M_V} \cdot \frac{1}{4f_o} = 1.21A$$

假设 FCB20N60 用于初级端, 有效输出电容是 165 pF。那么, 初级端 MOSFET 的最小死区时间可以描述为:

$$T_{D,PROUT} > \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{IN}^{max} \cdot 2C_{OSS}}{I_{CM}} = 170ns$$

为了确保存在负载波动和杂散电容时的 ZVS 稳定运行, 选择 350 ns 为初级端 MOSFET 的死区时间。

对于次级端 SR, 选择 200 ns 死区时间。

通过选择 C_{DT}=470 pF, 选择 RDT 为 43 kΩ。

[第十四步] SR 漏极电压检测

每个开关周期中 SR1 和 SR2 的 SR 传导时间是通过使用单个引脚 (SR1DS 引脚) 测得的。由 100 ns RC 时间常数产生的 SR1DS 电压及其延迟信号比较如图 30 所示。当 SR 导通时, SR1DS 电压要么被箝位至地, 要么被箝位至高电压导轨 (输出电压的 2 倍), 如图 31 所示。另外, 当存在开关过渡时, SR1DS 电压变化很快。当 SR MOSFET 都被关掉时, SR1DS 电压就会振荡。当 SR1DS 电压变化速度在上升沿超过 0.25 V / 100 ns、在下降沿超过 0.2 V / 100 ns 时, 就会检测到 SR 导通状态的开关转换。根据检测到的开关转换, FAN7688 会预测下一个开关周期的 SR 电流过零瞬间。RC 时间常数引起的 100 ns 检测延迟在内部时间检测电路中得到补偿, 实现 SR 的正确栅极驱动。

图 31 图 32 显示 SR1DS 引脚电压的典型波形及其它关键波形。由于 SR1DS 引脚的额定电压是 4 V, 应该合理设计分压器, 以便确保没有为该引脚应用过电压:

$$R_{DS2} > \left(\frac{2V_o}{4} - 1\right) \cdot R_{DS1} \quad (44)$$

其它旁路电容 (C_{DS}) 可以连接至 SR1DS 引脚, 以提高抗噪能力。然而, 旁通电容和分压电阻产生的等效时间常数应该小于检测电路的内部 RC 时间常数 (100 ns), 以进行合理的 SR 电流过零检测。

$$C_{DS} < \frac{100ns}{(R_{DS1} // R_{DS2})} \quad (45)$$

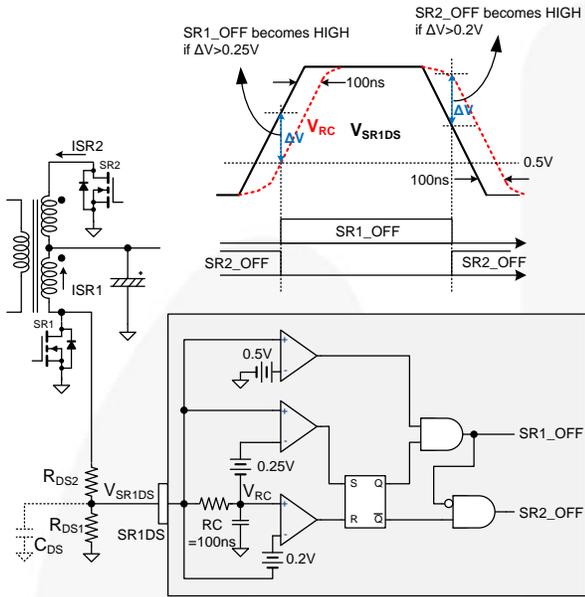


图 30. 使用单个引脚 (SR1DS 引脚) 进行 SR 传导检测

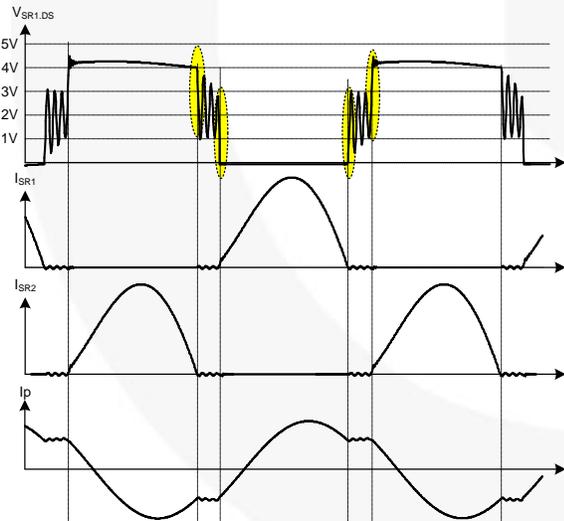


图 31. 低频率谐振运行中的 SR 传导检测波形

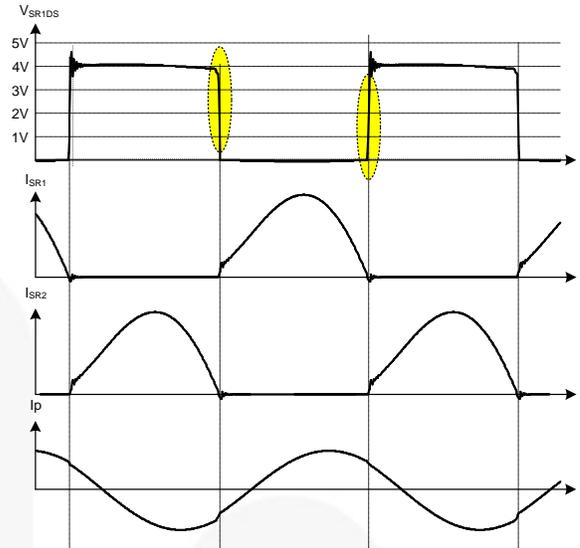


图 32. 高频率谐振运行中的 SR 传导检测波形

(设计示例) 通过选择 R_{DS1} 值为 2.7 kΩ, 最小 R_{DS2} 可以描述为:

$$R_{DS2} > \left(\frac{2V_o}{4} - 1\right) \cdot R_{DS1} = 14.2k\Omega$$

在选择 $R_{DS2} = 15 k\Omega$ 后, C_{DS} 上的最大滤波电容可以描述为:

$$C_{DS} < \frac{100ns}{(R_{DS1} // R_{DS2})} = 44pF$$

因此, 为 C_{DS} 选择 33 pF。

设计总结

图 33 显示设计示例的最终原理图。ETD44 用于变压器，谐振电感通过漏电感实现。

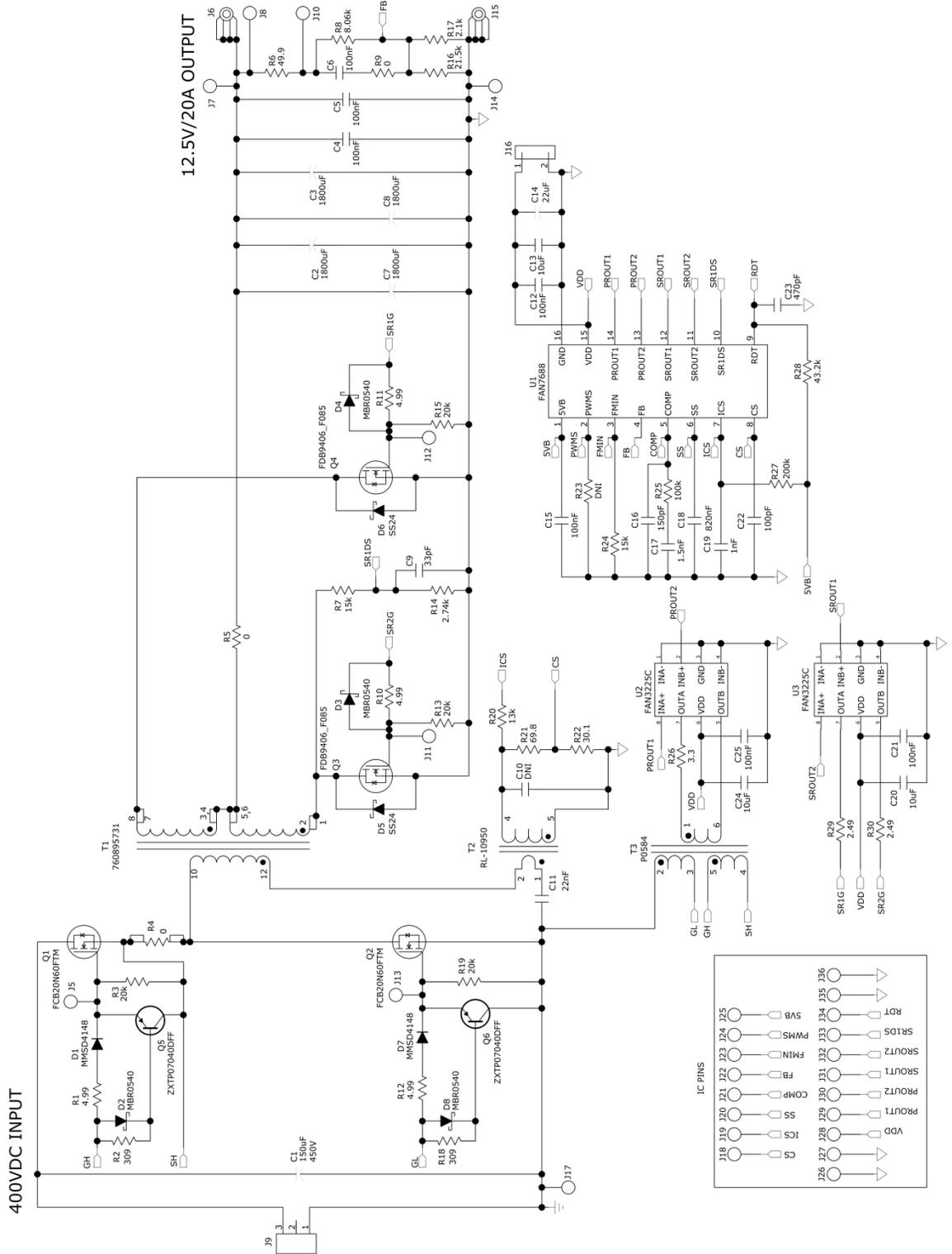


图 33. 使用 FAN7688 的半桥式 LLC 谐振转换器最终示意图

Würth Elektronik (www.we-online.com) 的 760895731 是从 Digikey 订购的 LLC 变压器。分裂线架用于将谐振电感（漏电感）和励磁电感融入到单个磁性元件中。

- 磁芯：ETD44 ($A_e=172 \text{ mm}^2$)
- 骨架：16 引脚 TH
- 励磁电感：475 μH , $\pm 10\%$
- 漏电感：100 μH , $\pm 10\%$

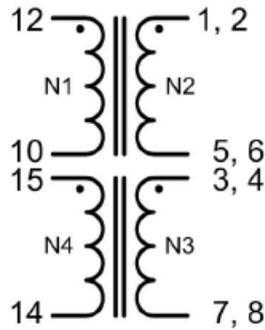


图 34. 评估板中的 LLC 功率变压器 (T1)

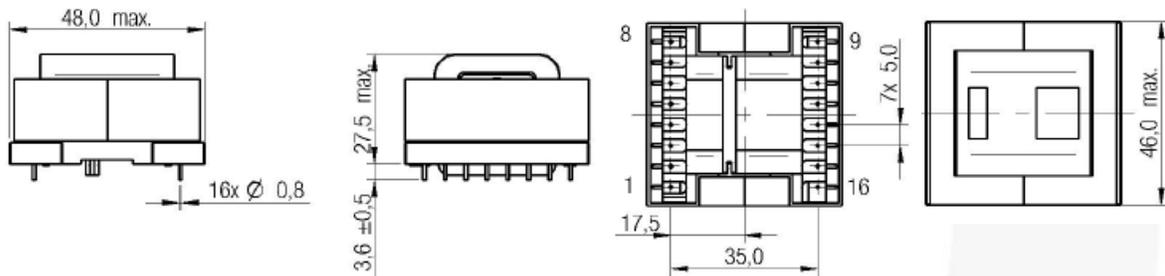


图 35. Würth 760895731 机械制图（尺寸单位是 mm）

表 3. Würth 760895731 变压器电气规格

Properties	Test conditions		Value	Unit	Tol.
Inductance	100 kHz/ 100 mV	L	475	μH	$\pm 10\%$
Turns ratio		n	35 : 2 : 2 : 3		$\pm 3\%$
Saturation current	$ \Delta L/L < 20\%$	I_{sat}	5.0	A	typ.
DC Resistance 1	@ 20°C	R_{DC1}	128	$\text{m}\Omega$	max.
DC Resistance 2	@ 20°C	R_{DC2}	4.0	$\text{m}\Omega$	max.
DC Resistance 3	@ 20°C	R_{DC3}	4.0	$\text{m}\Omega$	max.
DC Resistance 4	@ 20°C	R_{DC4}	192	$\text{m}\Omega$	max.
Leakage inductance	100 kHz/ 100 mV	L_S	100	μH	$\pm 10\%$
Insulation test voltage	W1,4 => W2,3	U_T	4000	V (AC)	

声明

飞兆半导体公司为提高产品的可靠性、功能或设计，保留对其作出变动的权利，恕不另行通知。对于本文描述的任何产品和电路在应用中所出现的问题，飞兆半导体公司不承担任何责任；不转让其专利权下的任何许可证，也不转让其他权利。

LIFE SUPPORT POLICY

若无飞兆半导体公司总裁正式的书面授权，其产品不可作为生命支持设备或系统中的关键器件。

具体如下：

1. 生命支持器件或系统是指如下的设备或系统：(a) 用于外科植入人体，或 (b) 支持或维持生命，以及 (c) 即使依照标示中的使用说明进行正确操作，但若操作失败，仍将对使用者造成严重的伤害。
2. 关键器件是指生命支持设备或系统中，由于该器件的失效会导致整个生命支持设备或系统的失效，或是影响其安全性及使用效果。

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