



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-9738

使用 FL7930B 和 FAN7621S 的150 W LED 路灯电源设计指南

引言

该应用指南介绍额定功率150 W的 LED 路灯设计准则。该应用设计包括采用 FL7930B 和 FAN7621S 具有高功率因数和高功率转换效率的 CRM PFC 和 LLC SRC。为了验证应用电路和方案的有效性，本应用指南中采用了一个 150 W (103 V/1.46 A) AC-DC 转换器演示板作为实例并演示了结果。在 CRM 有源 PFC 中，最受欢迎的拓扑是升压转换器。这是因为升压转换器具有连续的输入电流，能够通过峰值电流模式控制技术进行控制，从而迫使峰值电流跟踪线路电压的变化。FAN7930B 是一款有源功率因数校正 (PFC) 控制器，用于在临界传导模式 (CRM) 下运行的升压 PFC 应用。自从二十世纪九十年早期首次引入后，LLC-SRC (串联谐振转换器) 已成为最受欢迎的拓扑结构，这是因为它具有很多卓越的性能表现，如开关频率调节、整个负载范围的 ZVS 性能、低关断电流、采用集成变压器的小型谐振元件、零电流开关 (ZCS)、并且次级整流器上没有反向恢复损耗。图1显示典型的应用电路，其中 CRM PFC 转换器位于

前端，LLC SRC DC-DC 转换器位于后端。FL7930B 和 FAN7621S 可在中等功率范围实现较高的效率，适用于 150 W 额定功率应用，其中两级 CRM 和 LLC SRC 运行表现出最佳性能。相比连续导通模式 (CCM) 升压 PFC 转换器，CRM 升压 PFC 能够在中低额定功率获得较高的效率。这些优势的取得是因为消除了升压二极管的反向恢复损耗和零电流开关 (ZCS)。与传统硬开关转换器相比，LLC SRC DC-DC 转换器能够实现较高的效率。FL7930B 提供受控导通时间来调节输出直流电压，实现自然功率因数校正。FAN7621S 包括高端栅极驱动电路、精确的电流控制振荡器、频率限制电路、软启动和内置保护功能。高端栅极驱动电路具有共模噪声消除能力，通过卓越的抗噪能力确保运行稳定。使用零电压开关 (ZVS) 可大幅减少开关损耗，显著提高效率。ZVS还可显著降低开关噪声，允许使用小尺寸的电磁干扰 (EMI) 滤波器。

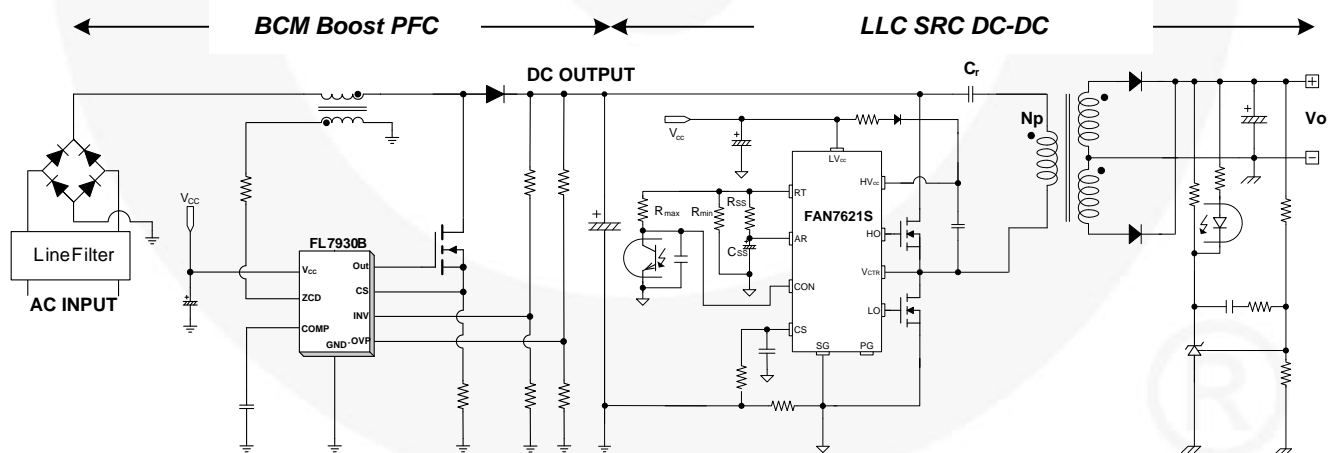


图1. 典型应用电路

1. BCM PFC 预调节器的基本工作原理

对于升压转换器而言，最常用的工作模式为连续导通模式（CCM）和临界导通模式（BCM）。这两种描述性名称与流过升压转换器储能电感的电流相关，如图2

所示。顾名思义，在CCM

模式下电感电流为连续，但是在BCM

模式下，新的开关周期起始于电感电流回零时刻，处于连续导通和断续导通工作模式的临界状态。即使BCM工作下电感和功率开关具有较高的电流有效值，但是BCM能够允许MOSFET

和二极管具有较好的开关条件。如图2所示，二极管不存在反向恢复过程，无需使用快速恢复二极管。MOSFET也因过零电流导通，可降低开关损耗。

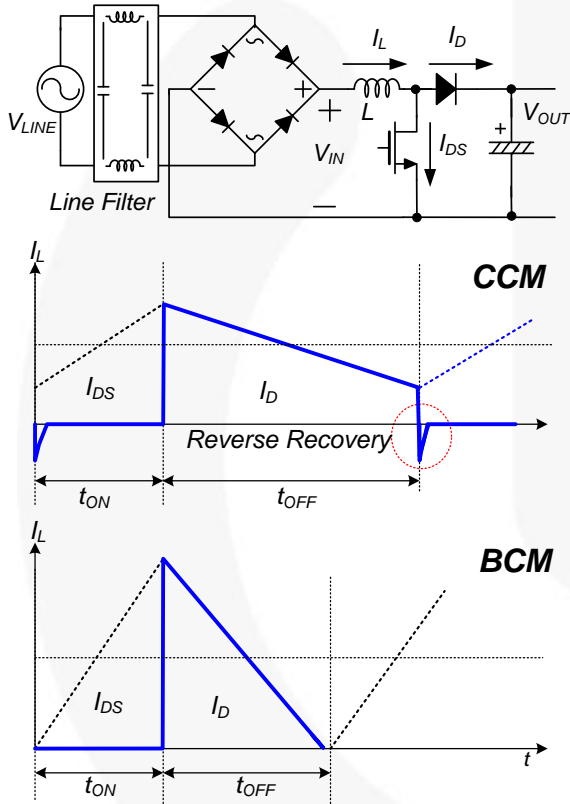


图2. CCM 与 BCM控制

BCM PFC

基本概念是在每个开关周期电感电流从零开始，如图3所示。当升压转换器的功率晶体管导通时间固定时，电感电流峰值与输入电压成正比。由于电流波形为三角波，一个开关周期内的平均值则与输入电压成正比。对于正弦输入电压，转换器的输入电流能够非常精确地跟踪输入电压波形，获得正弦输入电流波形。

该性能使得工作在 BCM

模式下的升压转换器成为功率因数校正的理想备选方案。

BCM 工作模式的一个附带结果是：升压转换器在变化的开关频率下运行，而且开关频率主要取决于设定的输出电压、输入电压的瞬态值、升压电感的感值和传输至负

载的输出功率。当输入电流遵循正弦输入电压波形时工作频率改变，如图3中所示。最低频率出现在正弦输入电压峰值处。

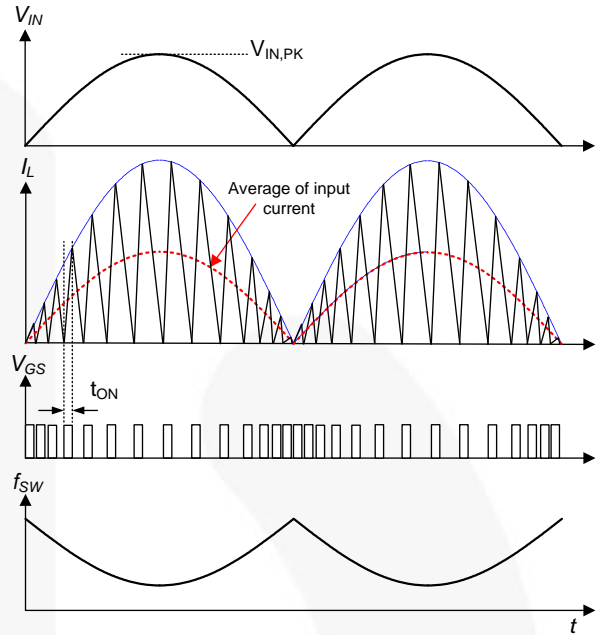


图3. BCM PFC的工作波形

升压电感的伏-秒平衡方程为：

$$V_{IN}(t) \cdot t_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN}(t)) \cdot t_{OFF} \quad (1)$$

其中， $V_{IN}(t)$ 指整流后的线路电压， V_{OUT} 指输出电压。

BCM 升压 PFC 的开关频率为：

$$\begin{aligned} f_{SW} &= \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{t_{ON}} \cdot \frac{V_{OUT} - V_{IN}(t)}{V_{OUT}} \\ &= \frac{1}{t_{ON}} \cdot \frac{V_{OUT} - V_{IN,PK} \cdot |\sin(2\pi \cdot f_{LINE} \cdot t)|}{V_{OUT}} \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $V_{IN,PK}$ 指线路电压的峰值， f_{LINE} 指线路频率。

图4显示了随着输出功率下降，MOSFET 导通时间和开关频率的变化趋势。当负载降低时，在图4右半部分，随着 MOSFET 导通时间的减少，电感电流峰值相应降低，结果开关频率大大提高。在轻载情况下，将导致严重的开关损耗。在启动阶段，会出现过高的开关频率。

FL7930B 的最大开关频率限度为 300 kHz。

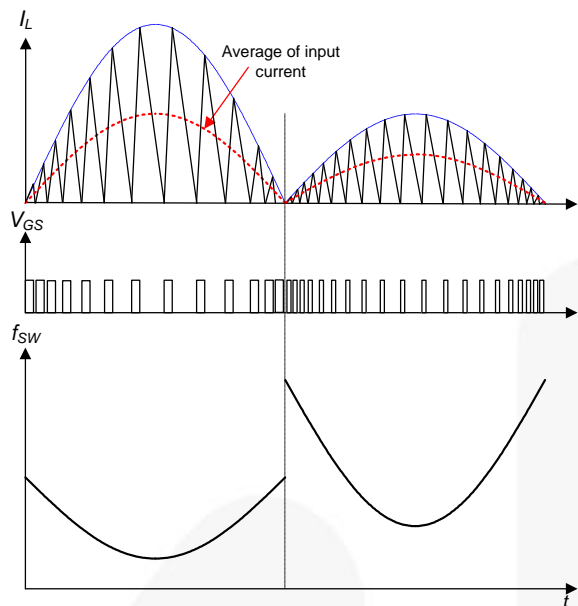


图4. BCM PFC的频率变化

对于开关频率变化的BCM PFC转换器，其滤波器和电感设计应该考虑最低频率。因此，有必要研究BCM PFC转换器的最小工作频率是如何随着工作状况而变化的。

2. 关于 LLC 谐振转换器

无源元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切换。因此，开关损耗与噪声显著降低。

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-负载电路与 LC 谐振电路串联，如图5所示。在该电路结构中，LC 谐振电路与负载一起形成分压器。通过改变驱动电压 V_d 的频率，可以改变该谐振电路的阻抗。输入电压在谐振电路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，相比谐振电路的阻抗，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。

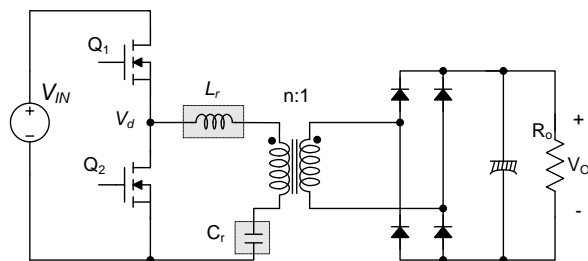


图5. 半桥 LC 串联谐振转换器

为了克服串联谐振转换器的限制，提出了 LLC 谐振转换器。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6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。串联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。

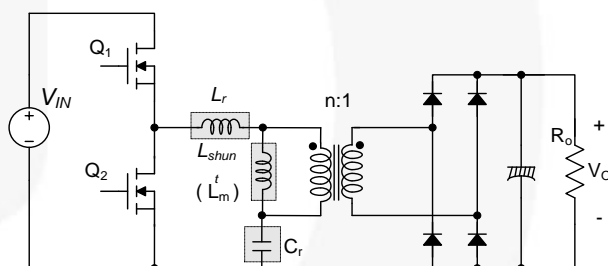


图6. 半桥 LLC 谐振转换器

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。

本应用指南讲述了采用飞兆 FAN7621S 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、变压器与谐振电路的设计、器件的选型。结合设计实例介绍的逐步的设计步骤，对于设计 LLC 谐振转换器有所帮助。图 0 显示半桥 LLC 谐振转换器的简易原理图，其中 L_m 指用作分流电感的励磁电感， L_r 指串联谐振电感， C_r 指谐振电容。图 8 指谐振电容。显示 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 和 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)，该电流在初级端进行循环与功率传输无关。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 0 所示，即方波发生器、谐振电路和整流器电路。

- 方波发生器负责产生方波电压 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形式构成。
- 谐振电路包括一只电容、变压器漏感和励磁电感。谐振电路滤除高次谐波电流。在本质上，即使方波电压施加到谐振电路上，也只有正弦电流容许流过该谐振电路。电流 (I_p) 滞后于施加到谐振电路上的电压（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 零电压导通。如图 8 所示，当 MOSFET 电压为零时 MOSFET 导通，此时电流流经反并联二极管。
- 整流器电路由整流二极管和电容组成，它对谐振电路输出的交流电流进行整流，输出直流电压。整流器电路可以设计成全波整流桥或者带有中心抽头的全波整流器以及由电容构成的输出滤波器。

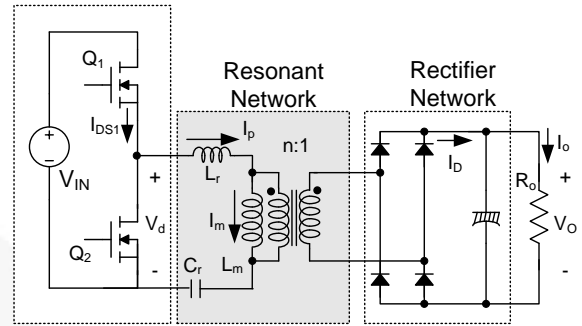


图7. 半桥 LLC 谐振转换器的原理图

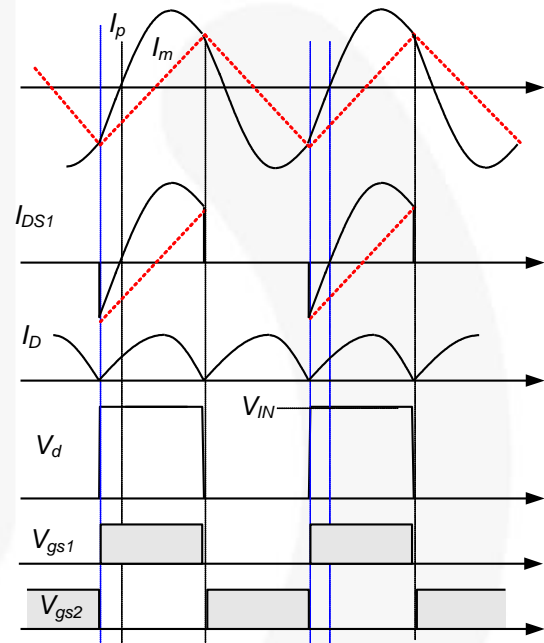


图8. 半桥 LLC 谐振转换器的典型波形

谐振电路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电路，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 9 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_{R1} 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} 可由下式得出：

$$I_{ac} = \frac{\pi \cdot I_o}{2} \sin(\omega t) \quad (3)$$

V_{RI} 可以描述为:

$$\begin{aligned} V_{RI} &= +V_o \quad \text{if } \sin(\omega t) > 0 \\ V_{RI} &= -V_o \quad \text{if } \sin(\omega t) < 0 \end{aligned} \quad (4)$$

其中, V_o 指输出电压。

V_{RI} 的基波分量计算如下:

$$V_{RI}^F = \frac{4V_o}{\pi} \sin(\omega t) \quad (5)$$

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:

$$R_{ac} = \frac{V_{RI}^F}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (6)$$

考虑到变压器匝比 ($n = N_p/N_s$), 则初级等效负载电阻由下式得出:

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (7)$$

采用等效负载电阻, 可以得到交流等效电路, 如图10所示, 其中, V_d^F 和 V_{Ro}^F 分别是驱动电压基波分量 V_d 和反射输出电压 V_{Ro} (nV_{RI})。

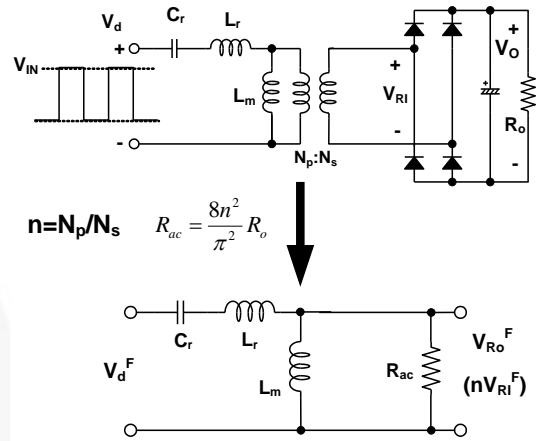


图10. LLC 谐振转换器的交流等效电路

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10所示的交流等效电路, 电压增益 M 由下式得出:

$$\begin{aligned} M &= \frac{V_{Ro}^F}{V_d^F} = \frac{n \cdot V_{RI}^F}{V_d^F} = \frac{4n \cdot V_o \sin(\omega t)}{4 \frac{V_{in}}{\pi} \sin(\omega t)} = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} \\ &= \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 (m-1)}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j \frac{\omega}{\omega_o} \left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1\right) (m-1) Q} \right| \end{aligned} \quad (8)$$

其中:

$$\begin{aligned} L_p &= L_m + L_r, \quad R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o, \quad m = \frac{L_p}{L_r} \\ Q &= \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \frac{1}{R_{ac}}}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} \end{aligned}$$

从式(8)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。

方程式(8)显示, 在谐振频率 (ω_o) 下, 增益为 1, 且与负载波动无关, 该增益计算如下:

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} = \frac{(m-1) \cdot \omega_p^2}{\omega_o^2 - \omega_p^2} = 1 \quad \text{at } \omega = \omega_o \quad (9)$$

不同 Q 值对应的电压增益 (通过方程式(8)所得) 曲线如图11所示, 其中, $m = 3$, $f_o = 100 \text{ kHz}$, $f_p = 57 \text{ kHz}$ 。由图11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, 自然会想到使转换器运行在谐振频率附近, 以降低开关频率波动。

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11中标示有“Q”。注意, 峰值电

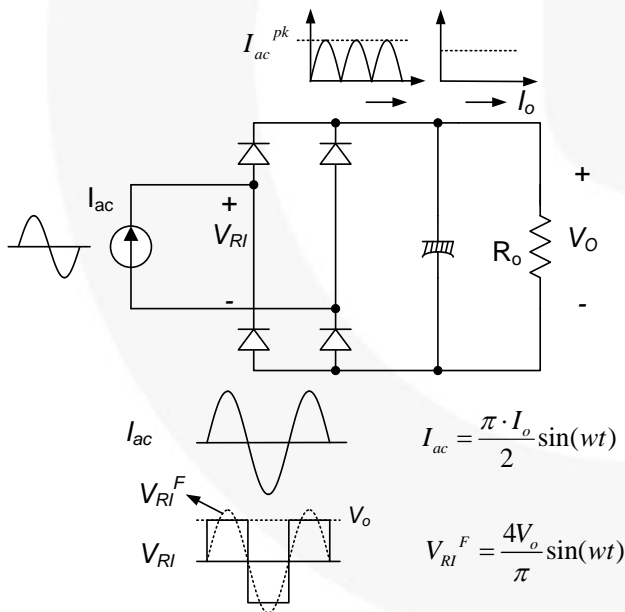


图9. 等效负载电阻 R_{ac} 的推导

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_o 和 f_p 之间，如图所示。随着负载变轻，Q 值下降，峰值增益频率移向 f_p ，峰值增益随之提高。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变换器设计的条件。

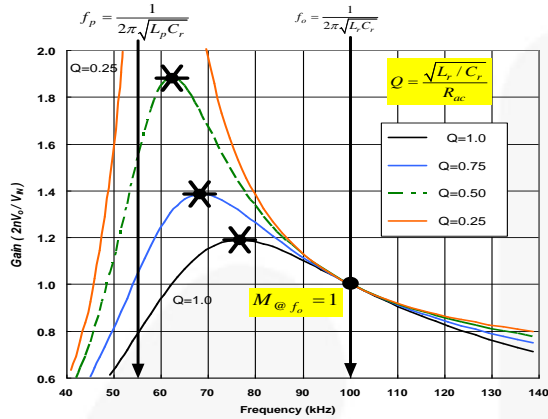


图11. LLC 谐振转换器的典型增益曲线 ($m=3$)

3. 设计思路

此设计步骤使用图1中的原理图作为参考。设计实例为一个 150 W 的路灯应用，适合通用输入电压范围。设计指标如下：

- 线路电压范围：85V_{AC}~277V_{AC} (50Hz)
- 转换器输出：103 V/1.46 A (150 W)
- PFC输出电压：430V
- 总体效率：90% (PFC: 95%, LLC: 95%)

3.1 PFC 部分

[[第 1 步] 定义系统指标

- 输入电压范围 ($V_{LINE,MIN}$ 和 $V_{LINE,MAX}$)
- 输入频率 (f_{LINE})
- 输出电压 (V_{OUT})
- 输出负载电流 (I_{OUT})
- 输出功率 ($P_{OUT} = V_{OUT} \times I_{OUT}$)
- 估计效率 (η)

为了计算最大输入功率，需要估算功率转换器的效率。在宽输入范围内，推荐效率为0.9；当输入电压较高时，推荐效率为0.93~0.95。相比高压下，传输相同的功率，输入电压为最小值时输入电流最大。升压电感的最大电流可在最小电压的峰值处测得。如图图12所示，电感电流分为两部分：一是 MOSFET 导通时的上升电流，二是 MOSFET 关断时的输出二极管电流。

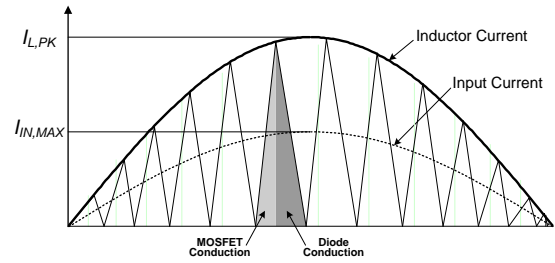


图12. 电感电流和输入电流

鉴于开关频率远远高于线路频率，在一个开关周期内输入电流可视作常数，如图13所示。

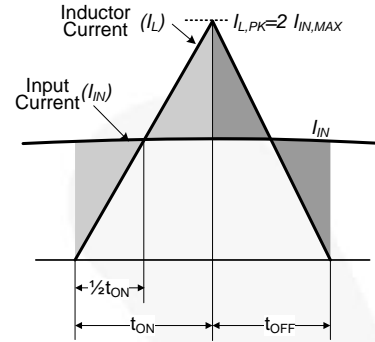


图13. 电感电流和输入电流

如图12和图13所示，根据估算的效率，电感电流峰值 ($I_{L,PK}$)、最大输入电流 ($I_{IN,MAX}$) 和输入均方根 (RMS) 电流 ($I_{IN,MAXRMS}$) 计算如下：

$$I_{L,PK} = \frac{4 \cdot P_{OUT}}{\eta \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LINE,MIN}} \quad [A] \quad (10)$$

$$I_{IN,MAX} = I_{L,PK} / 2 \quad [A] \quad (11)$$

$$I_{IN,MAXRMS} = I_{IN,MAX} / \sqrt{2} \quad [A] \quad (12)$$

(设计实例) 输入电压为宽电压输入，输出负载为 465 mA，选定估算效率为 0.9。

$$V_{LINE,MIN} = 85V_{AC}, V_{LINE,MAX} = 277V_{AC}$$

$$f_{LINE} = 50Hz$$

$$V_{OUT} = 430V, I_{OUT} = 465mA$$

$$\eta = 0.9$$

$$I_{L,PK} = \frac{4 \cdot P_{OUT}}{\eta \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LINE,MIN}} = \frac{4 \cdot 430V \cdot 0.465A}{0.9 \cdot \sqrt{2} \cdot 85} = 7.392A$$

$$I_{IN,MAX} = \frac{I_{L,PK}}{2} = \frac{7.392A}{2} = 3.696A$$

$$I_{IN,MAXRMS} = \frac{I_{IN,MAX}}{\sqrt{2}} = \frac{3.696A}{\sqrt{2}} = 2.613A$$

[第 2 步] 设计升压电感

升压电感的感值决定于输出功率和最低开关频率。最小开关频率需要高于最大音频噪声带宽20kHz。最小频率接近20kHz可以降低开关损耗，其代价是增大了电感和线路滤波器的尺寸。最小频率过高会增大开关损耗，使系统易受杂波干扰。一般最小频率选择 30~60 kHz，对于 FL7930B，推荐 40~50 kHz。

最小开关频率出现在最小输入电压或最大输入电压处，它决定于输出电压等级。若 PFC 输出电压小于 430 V，最小开关频率出现在最大输入电压处（参见飞兆半导体应用指南 AN-6086）。采用最低开关频率由下式计算电感：

$$L = \frac{\eta \cdot (\sqrt{2V_{LINE}})^2}{4 \cdot f_{SW,MIN} \cdot P_{OUT} \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{2V_{LINE}}}{V_{OUT} - \sqrt{2V_{LINE}}}\right)} [H] \quad (13)$$

其中，L 指升压电感的感值， $f_{SW,MIN}$ 指最小开关频率。需要承载峰值电感电流的最大导通时间计算如下：

$$t_{ON,MAX} = L \cdot \frac{I_{L,PK}}{\sqrt{2} \cdot V_{LINE,MIN}} [s] \quad (14)$$

计算了感值和最大电感电流后，确定升压电感的匝数时需要考虑磁芯饱和。最小匝数计算为：

$$N_{BOOST} \geq \frac{I_{L,PK} \cdot L [\mu H]}{A_e [mm^2] \cdot \Delta B} [Turns] \quad (15)$$

其中， A_e 指磁心横截面积，B 指磁心最大磁通量摆幅，以特斯拉为单位。 ΔB 的设置应该低于饱和磁通密度。

图14显示了 TDK (PC45) 铁氧体磁芯的典型 B-H 特性曲线。随着温度的升高，饱和磁通密度 (ΔB) 会下降，因此，应该考虑到其高温特性。

RMS 电感电流 ($I_{L,RMS}$) 和磁芯电流密度 ($I_{L,DENSITY}$) 可计算如下：

$$I_{L,RMS} = \frac{I_{L,PK}}{\sqrt{6}} [A] \quad (16)$$

$$I_{L,DENSITY} = \frac{I_{L,RMS}}{\pi \cdot \left(\frac{d_{wire}}{2}\right)^2 \cdot N_{wire}} [A/mm^2] \quad (17)$$

其中， d_{wire} 指绕线的直径， N_{wire} 指绕线的股数。

选定绕线直径和股数后，应该考虑电流密度、磁芯窗口面积 (A_w 参考图14) 和填充系数。与 DC-DC 转换器相比，升压电感的绕线相对简单，所以填充系数可选定为 0.2~0.3。

在线圈中，各层之间会引起集肤效应和邻近效应，因此实际电流密度应高于预期值。

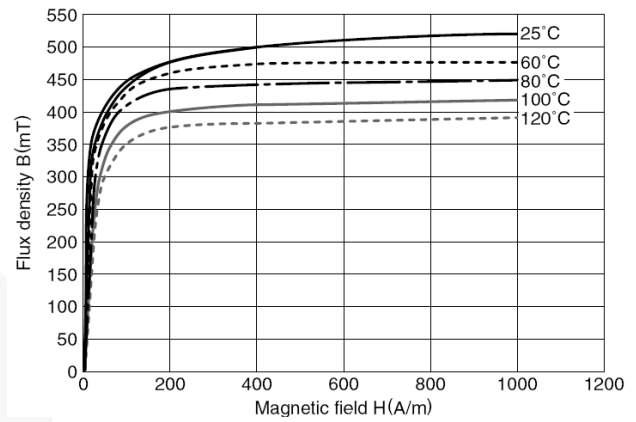


图14. 铁氧体磁芯的典型B-H曲线

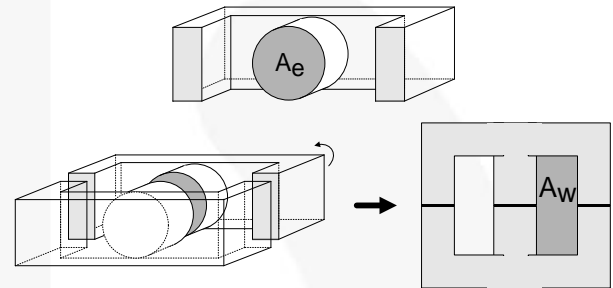


图15. A_e 和 A_w

(设计实例) 由于输出电压为 430 V，所以在高压线路 (277 V_{AC}) 上且为满载条件下发生最小频率。假设效率为 90%，选择最小频率为 50 kHz，则电感值计算如下：

$$L = \frac{\eta \cdot (\sqrt{2V_{LINE}})^2}{4 \cdot f_{SW,MIN} \cdot P_{OUT} \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{2V_{LINE}}}{V_{OUT} - \sqrt{2V_{LINE}}}\right)} = \frac{0.9 \cdot (\sqrt{2} \times 277)^2}{4 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{2} \cdot 277}{430 - \sqrt{2} \cdot 277}\right)} = 307.2 [\mu H]$$

假定采用 EER3019N 磁芯 (PL-7, $A_e = 137 \text{ mm}^2$) 并设定 ΔB 为 0.3 T，初级绕组计算如下：

$$N_{BOOST} \geq \frac{I_{L,PK} \cdot L [\mu H]}{A_e [mm^2] \cdot \Delta B} = \frac{7.392 \cdot 307}{137 \cdot 0.3} = 55 [T]$$

确定升压电感绕线匝数 (N_{BOOST}) 为 55 匝。

当线径为 0.10mm 且采用 50 股绕线时，电感线圈的电流有效值和电流密度计算公式如下：

$$I_{L,RMS} = \frac{I_{L,PK}}{\sqrt{6}} = \frac{7.392}{\sqrt{6}} = 3.017 [A]$$

$$I_{L,DENSITY} = \frac{I_{L,RMS}}{\pi \cdot \left(\frac{d_{wire}}{2}\right)^2 \cdot N_{wire}} = \frac{3.017}{\pi \cdot (0.1/2)^2 \cdot 50} = 7.68 [A/mm^2]$$

[第 3 步]设计电感辅助绕组

图16显示了位于 ZCD 引脚附近、来自辅助绕组的应用电路。

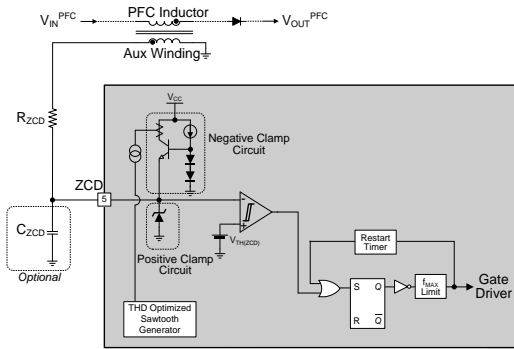


图16. ZCD 引脚应用电路

ZCD 绕组的一个作用是检测升压电感的电流过零点。当升压电感电流变为零，MOSFET 漏极引脚的等效电容 (C_{eff})与升压电感共同谐振。为了使恒定导通时间的劣化和导通损耗最小，当 MOSFET 漏源极电压 (V_{DS})达到谷值点时，栅极再次导通，如图17所示。当输入电压低于输出电压一半时，如果在谷值点触发 MOSFET 导通，就可能实现零电压开关 (ZVS)。

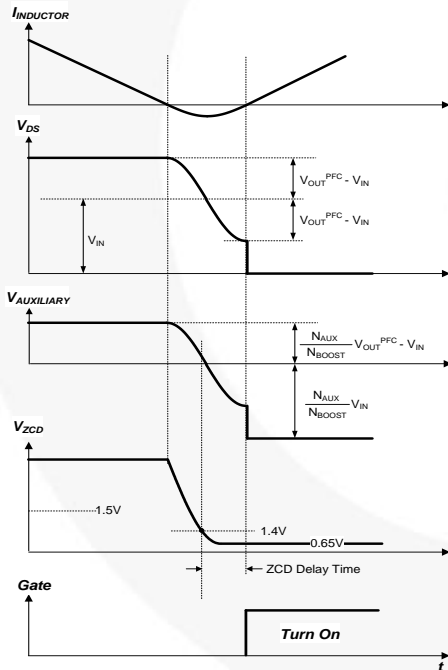


图17. ZCD 检测波形

辅助绕组必须提供足够的能量，才能触发 ZCD 阈值电压开启零电流感测。最小辅助绕组匝数计算如下：

$$N_{AUX} \geq \frac{1.5V \cdot N_{BOOST}}{V_{OUT} - \sqrt{2}V_{LINE,MAX}} \quad [Turns] \quad (18)$$

其中，1.5V 指 ZCD 引脚的正阈值电压。

为了确保稳定运行，建议在方程式 (18) 计算的辅助绕组匝数之上再添加 2~3 匝。但是，辅助绕组匝数过多会在高线路电压时增加负箝位损耗，低线路电压则增加正箝位损耗。

(设计实例) 确定升压电感绕组匝数为 55 匝，则辅助绕组匝数计算如下：

$$N_{AUX} \geq \frac{1.5V \cdot N_{BOOST}}{V_{OUT} - \sqrt{2}V_{LINE,MAX}} = \frac{1.5 \cdot 55}{430 - \sqrt{2} \cdot 277} = 2.15 [Turns]$$

增加 2~3 匝后，所选匝数大约为 4~5 匝。

[第 4 步] 设计 ZCD 电路

当 $V_{AUXILIARY}$ 图17从 1.4 V 跌落到 0 V 时 (如所示)，如果忽略过渡时间，就需要额外增加一个四分之一谐振周期的延时，该延时由外部电阻和电容提供。ZCD 电阻与电容产生的时间常数应该等于四分之一谐振周期。

$$R_{ZCD} \cdot C_{ZCD} = \frac{2\pi\sqrt{C_{eff} \cdot L}}{4} \quad (19)$$

其中， C_{eff} 指 MOSFET 漏极有效电容； C_{ZCD} 指 ZCD 引脚的外接电容； R_{ZCD} 指 ZCD 引脚的外接电阻。

由于 MOSFET 的导通，辅助电压会跌落到负值。此时， R_{ZCD} 的第二个作用是限制内部负箝位电路的电流。ZCD 电压被箝位于 0.65 V， R_{ZCD} 的最小值计算表达式如下：

$$R_{ZCD} \geq \frac{\left(\frac{N_{AUX}}{N_{BOOST}} \sqrt{2}V_{LINE,MAX} - 0.65V \right)}{3mA} \quad [\Omega] \quad (20)$$

其中，3mA 指 ZCD 引脚的箝位电流。

方程式 (20) 的计算结果通常高于 15 k Ω 。若假定 20 k Ω 为 R_{ZCD} 的阻值并且电场其它元件都使用传统值， C_{ZCD} (19) 值大约为 10 pF，由方程式计算得出。因为大部分 IC 引脚都有几个 pF 的寄生电容，当 R_{ZCD} 大于 30 k Ω 时，可以省略 C_{ZCD} 。当然，一个较小的电容对缓解辅助绕组遭受的运行干扰仍有所帮助。

PFC 控制环路有两个互相冲突的目标：调节输出电压、使输入电流波形与输入电压波形相同。如图18所示，如果控制环路致力于响应输出电压使其平滑，控制电压会随着输入电压的变化发生很大的变化。输入电流会跟随控制环路响应而无法得到正弦输入电流波形。这就是大部分 PFC 环路响应非常慢以及整个交流周期内开通时间保持不变的原因。也是为什么输出电压纹波决定于输入和输出功率的关系而不是控制环性能的原因。

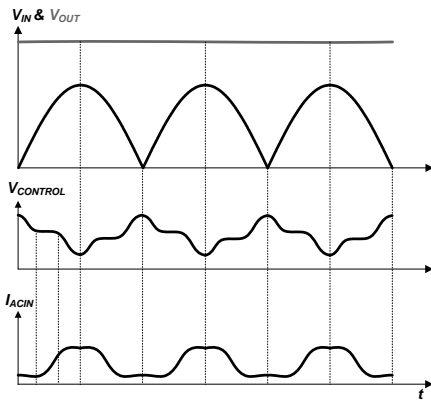


图18. 快速控制的输入电流波形畸变

如果一个交流周期内，导通时间保持不变，电感峰值电流跟随交流输入电压波形，则可以获得较好的功率因数。鉴于边界导通模式，关断时间就是电感电流归零时间，决定于输入电压和输出电压的差值。当输入电压处于它的峰值处，输入电压和输出电压差值很小，关断时间需要较长。当输入电压接近于零，关断时间非常短，如图19和图20所示。如上所述，尽管电感电流下降到零，仍然存在一个较小的延时。当交流输入电压为峰值或零时，这个延时可以认为是固定的。在交流电压峰值附近，以及在 ZCD 延时过程中，电感电流下降斜率均较小。负电流值稍稍高于电感电流峰值。在交流电压过零点附近，电感电流下降斜率很大。由于输入电压几乎为零，电感电流负值远高于正电感电流峰值。

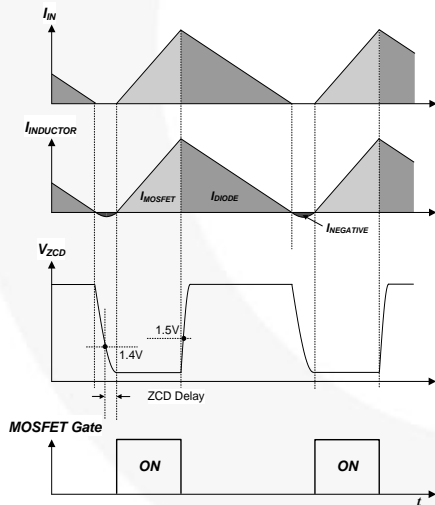


图19. 交流电压峰值处电感电流

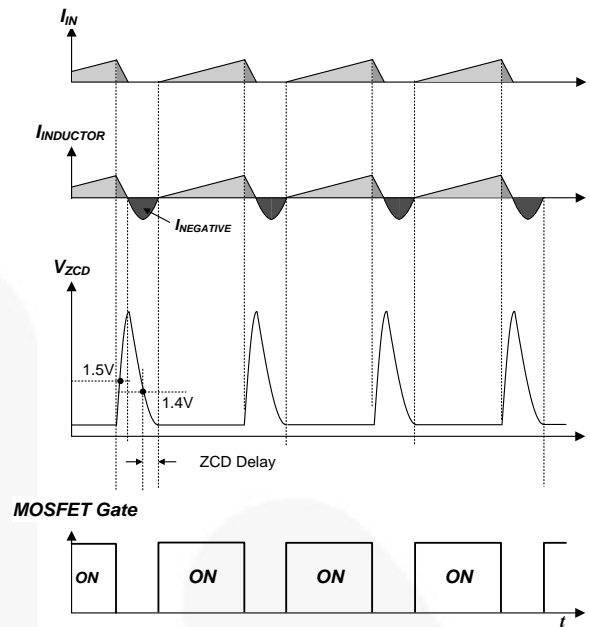


图20. 交流电压过零点电感电流

负电感电流使电流产生畸变，降低了功率因数。通过增加交流线路过零点附近的开通时间，可以改善这种情况。

当 MOSFET 导通时，辅助绕组负电压线性正比于输入电压。内部负偏位电路产生的电流源也是正比于正弦输入电压。内部检测出该电流，并添加到内部锯齿波发生器，如图21所示。

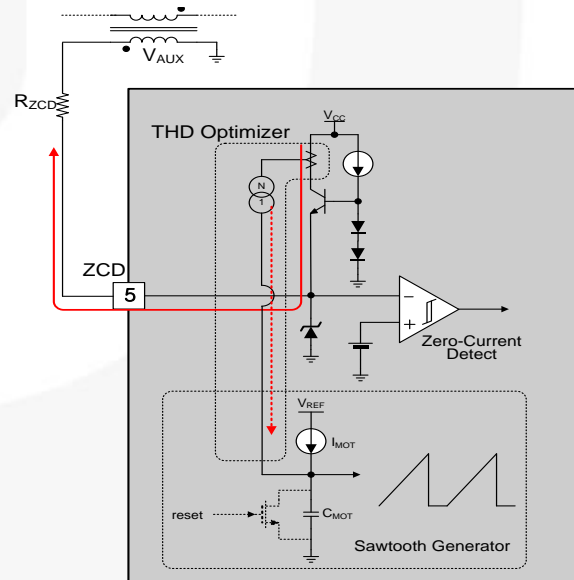


图21. ZCD 电流和锯齿波发生器

当交流输入电压接近零时，内部不产生负电流。但是当输入电压为高电平时，电流源被用来提升锯齿波的斜率，导通时间缩短。如图22所示，相比交流电压峰值处，在交流电压过零点附近，导通时间较长。

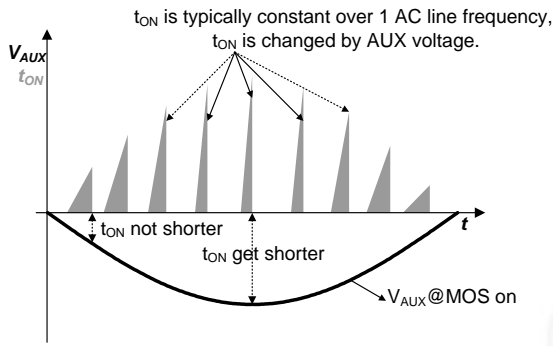


图22. THD改善

当辅助电压为负时，ZCD 引脚流出的电流由 R_{ZCD} 决定。 R_{ZCD} 的第二个作用是改善总谐波失真度 (THD)。

R_{ZCD} 的第三个作用是调节最大导通时间。最大导通时间由 ZCD 引脚流出电流决定，图23为其变化曲线。

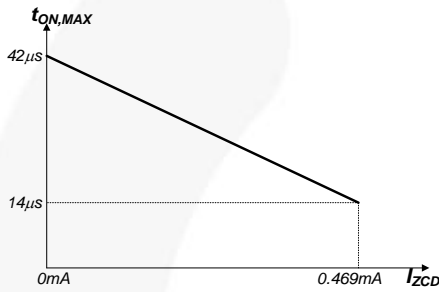


图23. 最大导通时间相对 I_{ZCD} 的曲线

在 I_{ZCD} 图24作用下，内部锯齿波发生器的斜率也发生变化，导通时间也发生变化，如所示。

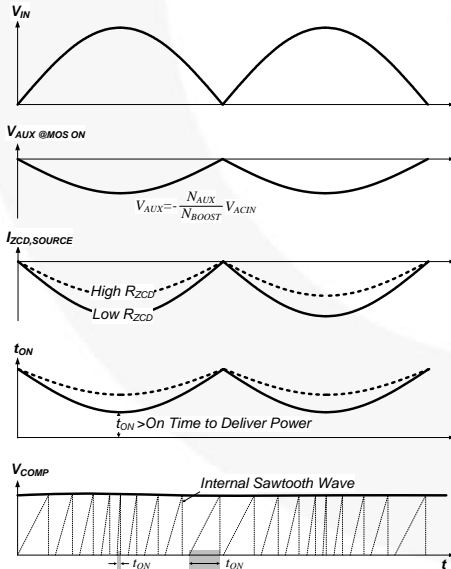


图24. 内部锯齿波斜率变化

R_{ZCD} 同样影响着控制范围。因为 FL7930B 不检测输入电压，电压模式控制值取决于导通时间，传送所需的电流来升高输出电压。当输入电压增加，控制电压快速降低。例如，当输入电压增加一倍后，控制电压变为原来的四分之一。为了在余下的电压条件下充分利用控制范围

，当输入电压低且满载时，控制电压应该达到最大值。低电压条件下，最大导通时间可根据方程式 (14) 来计算。导通时间可以由 R_{ZCD} 调节，确保其可以利用整个控制范围。优化控制范围时， R_{ZCD} 计算如下：

$$R_{ZCD} \geq \frac{28\mu s}{t_{ON,MAX1} - t_{ON,MAX}} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{LINE,MIN} \cdot N_{AUX}}{0.469mA \cdot N_{BOOST}} [\Omega] \quad (21)$$

其中，

$t_{ON,MAX}$ 由方程式 (14) 计算得出；

$t_{ON,MAX1}$ 表示可编程最大导通时间 1；

N_{BOOST} 表示升压电感绕组匝数；以及

N_{AUX} 表示辅助绕组匝数。

由方程式 (21) 计算得出的 R_{ZCD} 值通常比方程式 (21) 的计算值小。为了保证升压电感有足够的导通时间来传输额定功率，由方程式 (21) 计算得出的 R_{ZCD} 值通常不合适。当输出电压由于线路低压而跌落时， R_{ZCD} 值应比方程式 (21) 的计算值大。

当输入电压高并且负载较轻时，无需较大的输入电流，控制电压 V_{COMP} 即可达到开关关断电平。对于FAN7930，该值为 1 V。然而，在某些应用场合中，PFC模块需要在轻载下工作。为了正确补偿控制范围，有必要检测输入电压，比如飞兆半导体的交错式 PFC 控制器 FAN9612，或需要特别注意锯齿波发射器。为了确保电源高压时有足够的控制范围，在最低输入条件下将输出电压箱位于比额定电压低的值会有所帮助。

(设计实例) 实现箱位能力的最小 R_{ZCD} 计算如下：

$$R_{ZCD} \geq \frac{\left(\frac{N_{AUX}}{N_{BOOST}} \sqrt{2} V_{LINE,MAX} - 0.65V \right)}{3mA} = \frac{\left(\frac{5}{34} \sqrt{2} \cdot 277 - 0.65V \right)}{3mA} = 18.9k\Omega$$

实现控制范围的最小 R_{ZCD} 计算如下：

$$R_{ZCD} \geq \frac{28\mu s}{t_{ON,MAX1} - t_{ON,MAX}} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{LINE,MIN} \cdot N_{AUX}}{0.469mA \cdot N_{BOOST}} = \frac{28\mu s}{42\mu s - 10.9\mu s} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 85 \cdot 5}{0.469mA \cdot 55} = 20.97k\Omega$$

建议选取接近控制范围的电阻值。本例中选用 39k Ω 。

[第 5 步] 选择输出电容

选择输出电容时应考虑输出电压纹波。图25中给出了输出电压的线路频率纹波。考虑到输出纹波的特性，输出电容值可由下式得出：

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT}}{2\pi \cdot f_{LINE} \cdot \Delta V_{OUT, RIPPLE}} [f] \quad (22)$$

其中， $V_{OUT, RIPPLE}$ 指输出电压纹波峰峰值。

由电解电容 ESR 引起的输出电压纹波，不像其它功率转换器那样严重，因为输出电压高且负载电流小。但电压纹波太高，会在正常工作中引起OVP保护，所以纹波峰值应小于额定输出电压的15%。

在确定输出电容时，也需要考虑保持时间：

$$C_{OUT} \geq \frac{2 \cdot P_{OUT} \cdot t_{HOLD}}{(V_{OUT} - 0.5 \cdot \Delta V_{OUT, RIPPLE})^2 - V_{OUT, MIN}^2} [f] \quad (23)$$

其中， t_{HOLD} 指需要的保持时间， $V_{OUT, MIN}$ 指保持时间内最小输出电压。

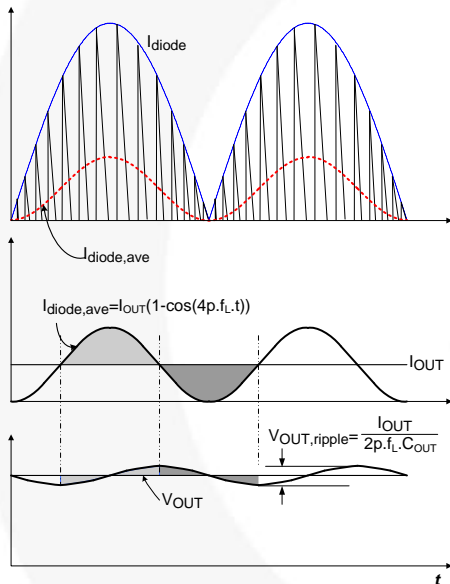


图25. 输出电压纹波

电容的额定电压可由下式计算：

$$V_{ST, COUT} = \frac{V_{OVP, MAX}}{V_{REF}} \cdot V_{OUT} [V] \quad (24)$$

其中， $V_{OVP, MAX}$ 和 V_{REF} 分别指触发过压保护的最大容限电压和误差放大器的参考电压。

(设计实例) 考虑纹波峰峰值为 $8 V_{p-p}$ ，则电容取值为

$$C_O \geq \frac{I_{OUT}}{2\pi \cdot f_{LINE} \cdot \Delta V_{OUT, ripple}} = \frac{0.465}{2\pi \cdot 50 \cdot 8} = 185 [\mu F]$$

鉴于线路掉电一个周期 (20ms) 内，最小允许输出电压为330V，电容取值应为：

$$C_O \geq \frac{2 \times P_{OUT} \cdot t_{HOLD}}{(V_{OUT} - 0.5 \cdot \Delta V_{OUT, ripple})^2 - V_{OUT, MIN}^2} = \frac{2 \cdot 200 \cdot 20 \times 10^{-3}}{(430 - 0.5 \cdot 8)^2 - 330^2} = 110 [\mu F]$$

为了满足这两个条件，输出电容应该大于 $140 \mu F$ ，本例中选用输出电容为 $240 \mu F$ 。

所选电容的电压应力为：

$$V_{ST, COUT} = \frac{V_{OVP, MAX}}{V_{REF}} \cdot V_{OUT} = \frac{2730}{2500} \cdot 430 = 469.5 [V]$$

[第 6 步] 选择 MOSFET 和二极管

就损耗机理而言，选择 MOSFET 和二极管需要更多的相关知识和计算量。如果涵盖正确选择散热器，计算会更加复杂。有时，损耗计算本身是基于各种假设的，与真实值相差甚远。关于这些主题，可以参考其他行业资源。本说明书给出了基于线性逼近的额定电压和开关损耗的计算方法。

MOSFET 的电压应力为：

$$V_{ST, Q} = \frac{V_{OVP, MAX}}{V_{REF}} \cdot V_{OUT} + V_{DROP, DOUT} [V] \quad (25)$$

其中， $V_{DROP, DOUT}$ 指输出二极管的最大正向压降。

MOSFET 关断后，输出二极管导通，其漏极引脚即出现一个大容量输出电解电容，因此其它拓扑所需要的漏极电压箝位电路在 PFC 中并不需要。关断瞬间，升压电感电流的路径由 MOSFET 改变至输出二极管。在输出二极管导通前，漏极引脚处出现一个较小的电压峰值，与 MOSFET 关断速度成正比。

MOSFET 损耗可以分为三部分：导通损耗、关断损耗和放电损耗。临界模式确保了 MOSFET 能够零电流开通 (ZCS)，因此开通损耗可以忽略不计。

MOSFET 的电流有效值和导通损耗计算如下：

$$I_{Q, RMS} = I_{L, PK} \cdot \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} \cdot V_{LINE}}{9\pi \cdot V_{OUT}}} [A] \quad (26)$$

$$P_{Q, CON} = (I_{Q, RMS})^2 \cdot R_{DS, ON} [W] \quad (27)$$

其中, $I_{Q,RMS}$ 指 MOSFET 的电流有效值, $P_{Q,CON}$ 指 MOSFET 电流引起的传导损耗, $R_{DS,ON}$ 指 MOSFET 的导通电阻。

导通电阻可以描述为“静态导通电阻”, 随着结温的变化而变化。一般情况下, 数据表中将这种变化信息绘制成图形, 而且随生产商的不同而有所不同。当计算导通损耗时, 为了得到更加精确的估算, 一般将 $R_{DS,ON}$ 乘以 3。

精确地计算关断损耗是非常困难的, 因为 MOSFET 关断具有非线性特性。假定在关断时, MOSFET 的电流和电压可以分段线性化, 且负载为感性, 则 MOSFET 关断损耗计算如下:

$$P_{Q,SWOFF} = \frac{1}{2} \cdot V_{OUT} \cdot I_L \cdot t_{OFF} \cdot f_{SW} [W] \quad (28)$$

其中, t_{OFF} 指关断时间, f_{SW} 指开关频率。

临界模式 PFC 电感电流和开关频率在每一个开关时刻都是变化的。可以采用一个交流周期内的电感电流有效值和平均开关频率, 代替它们的瞬态值。

其各自的损耗部分随着输入电压的变化而变化。最大导通损耗出现在低压时, 因为此时输入电流较大。最大的关断损耗出现在高压时, 因为此时开关频率较高。因此, 实际中总损耗会比上述计算的两种损耗之和还要小。

由漏极和源极之间的有效电容引起的电容放电损耗, 包括 MOSFET 的 C_{OSS} 即用来减小 dv/dt 的外部附加电容以及漏极引脚的寄生电容, 都是在 MOSFET 上耗散的。这部分损耗为:

$$P_{Q,DISCHG} = \frac{1}{2} (C_{OSS} + C_{EXT} + C_{PAR}) \cdot V_{OUT}^2 \cdot f_{SW} [W] \quad (29)$$

其中, C_{OSS} 指 MOSFET 的输出电容, C_{EXT} 指 MOSFET 漏源极的外部添加电容;
 C_{PAR} 指漏极引脚处的寄生电容。

因为 C_{OSS} 是漏源极电压的函数, 计算时需要参考 C_{OSS} 与电压关系图。

将三项损耗相加, 估算的 MOSFET 总功率损耗为:

$$P_Q = P_{Q,CON} + P_{Q,SWOFF} + P_{Q,DISCHG} [W] \quad (30)$$

二极管电压应力和输出电容的电压应力一样, 可由方程式 (24) 计算得出。

二极管平均电流和功率损耗计算如下:

$$I_{DOUT,AVE} = \frac{I_{OUT}}{\eta} [A] \quad (31)$$

$$P_{DOUT} = V_{DROD,DOUT} \cdot I_{DOUT,AVE} [W] \quad (32)$$

其中, $V_{DROD,DOUT}$ 指二极管正向压降。

(设计实例) 反馈引脚内部参考值为 2.5 V, OVP 触发电压最大容限为 2.730 V。如果采用飞兆的 FDPF17N60NT MOSFET 和 FFPF08H60S 二极管, 在 25°C, 8 A 时, $V_{D,FOR}$ 为 2.1 V。漏极电流为 17 A 时, 最大 $R_{DS,ON}$ 为 0.34。漏源极电压为 480 V 时, 最大 C_{OSS} 为 32 pF。

$$V_{ST,Q} = \frac{V_{OVP,MAX}}{V_{REF}} \cdot V_{OUT} + V_{DROD,DIODE}$$

$$= \frac{2.73}{2.50} \cdot 430 + 2.1 = 471.6 [V]$$

$$P_{Q,CON} = \left(I_{L,PK} \cdot \sqrt{\frac{1}{6} \cdot \frac{4\sqrt{2} \cdot V_{LINE}}{9\pi \cdot V_{OUT}}} \right)^2 \cdot (R_{DS,ON})$$

$$= \left(7.392 \cdot \sqrt{\frac{1}{6} \cdot \frac{4\sqrt{2} \cdot 85}{9\pi \cdot 430}} \right)^2 \cdot (0.34) = 2.23 [W]$$

$$P_{Q,SWOFF} = \frac{1}{2} \cdot V_{OUT} \cdot I_L \cdot t_{OFF} \cdot f_{SW}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 430 \cdot 2.613 \cdot 50ns \cdot (50k / 0.8) = 1.755 [W]$$

$$P_{Q,DISCHG} = \frac{1}{2} \cdot (C_{OSS} + C_{EXT} + C_{PAR}) \cdot V_{OUT}^2 \cdot f_{SW}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 32p \cdot 430^2 \cdot (50k / 0.8) = 0.184 [W]$$

二极管平均电流和正向导通压降损耗为:

$$I_{DOUT,AVE} = \frac{I_{OUT}}{\eta} = \frac{0.5}{0.9} = 0.56 [A]$$

$$P_{DOUT,LOSS} = V_{DOUT,FOR} \cdot I_{DOUT,AVE} = 2.1 \cdot 0.56 = 1.176 [W]$$

【第 7 步】确定电流感测电阻

在典型情况下, 应设置逐脉冲限流限度略高于由方程式 (10) 计算所得的最大电感电流。保留 10% 的裕量, 电流检测电阻计算如下:

$$R_{CS} = \frac{V_{CS,LIM}}{I_{L,PK} \cdot 1.1} [\Omega] \quad (33)$$

计算电阻后, 可得低线路电压情况下的功耗为:

$$P_{RCS} = I_{Q,RMS}^2 \cdot R_{CS} [W] \quad (34)$$

推荐按照由方程式 (34) 计算所得功率的两倍来选取检测电阻的额定功率。

(设计范例) 最大电感电流为 4.889 A, 检测电阻计算如下:

$$R_{CS} = \frac{V_{CS,LM}}{I_{ind}^{pk} \cdot 1.1} = \frac{0.8}{7.392 \cdot 1.1} = 0.098[\Omega]$$

选择 0.1Ω 为 R_{CS} , 功耗计算如下:

$$P_{RCS,LOSS} = I_{Q,RMS}^2 \cdot R_{CS} = 2.436^2 \cdot 0.098 = 0.58[W]$$

推荐检测电阻的额定功率为 1.19 W。

[第 8 步] 设计补偿电路

升压 PFC 功率级可以模拟成如图26所示。MOSFET 和二极管可以更改为无损耗电阻模型, 然后再模拟成电压控制电流源供给RC 网络。

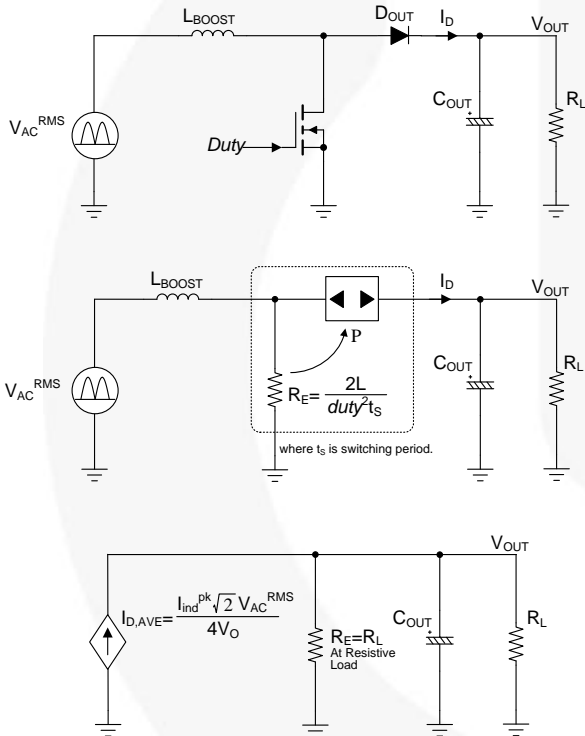


图26. 功率电路的小信号模型

求取半个线路周期内二极管电流的平均值, 图26 中电压控制电流源的低频特性为:

$$I_{DOUT,AVE} = K_{SAW} \cdot \frac{\sqrt{2}V_{LINE}}{4V_{OUT}} \cdot \frac{\sqrt{2}V_{LINE}}{L} [A] \quad (35)$$

其中,

L 指升压电感;

V_{OUT} 指输出电压,

K_{SAW} 指锯齿波发生器内部增益(对于 FL7930B, 为 $8.496 \cdot 10^{-6}$)。

则低频、小信号、控制至输出的传递函数为:

$$\frac{\hat{v}_{OUT}}{\hat{v}_{COMP}} = K_{SAW} \cdot \frac{(V_{LINE})^2 R_L}{4V_{OUT} \cdot L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_p}} \quad (36)$$

其中, $f_p = \frac{2}{2\pi \cdot R_L C_{OUT}}$ 和 R_L 指给定负载情况下的输出负载电阻。

图27和图28显示了不同的输入电压和负载情况下, 控制至输出的传递函数。输入电压的增加会使DC增益和交越频率增加, 负载减轻会使DC增益增加。因此, 反馈环路的设计应该考虑输入电压高和负载轻的最差条件。

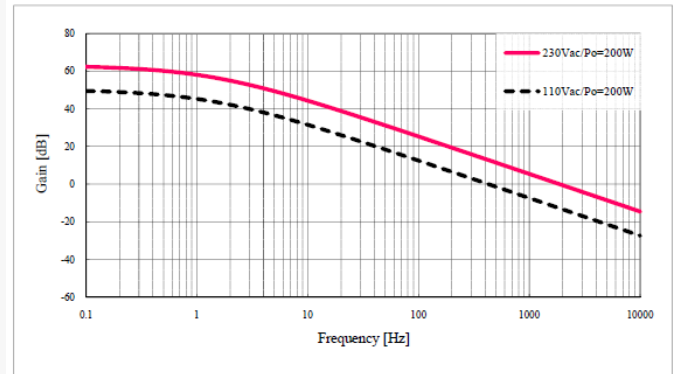


图27. 不同输入电压下控制至输出的传递函数

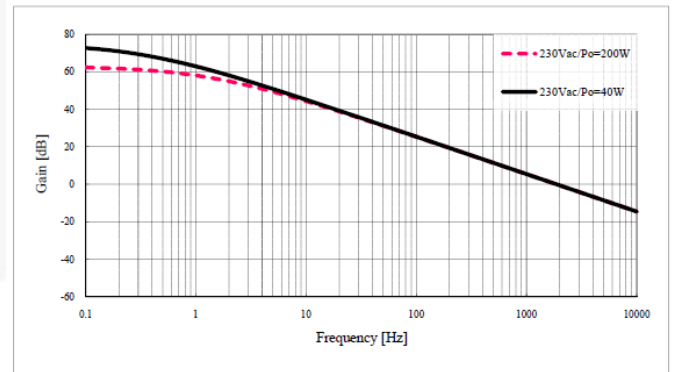


图28. 不同负载下控制至输出的传递函数

如图29所示, 通常选用具有高频极点的比例积分 (PI) 控制进行补偿。补偿的零点 (f_{cz}) 带来相位增加, 高频的补偿极点 (f_{cp}) 令开关纹波衰减。

补偿电路的传递函数为:

$$\frac{\hat{v}_{COMP}}{\hat{v}_{OUT}} = \frac{2\pi f_I}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi f_{CZ}}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{CP}}} \quad (37)$$

$$f_I = \frac{2.5}{V_{OUT}} \cdot \frac{115 \mu\text{mho}}{2\pi \cdot (C_{COMP,LF} + C_{COMP,HF})}$$

其中, $f_{CZ} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{COMP} \cdot C_{COMP,LF}}$

$$f_{CP} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{COMP} \cdot \left(\frac{C_{COMP,LF} \cdot C_{COMP,HF}}{C_{COMP,LF} + C_{COMP,HF}} \right)}$$

如果 $C_{COMP,LF}$ 远大于 $C_{COMP,HF}$, f_I 和 f_{CP} 可以简化为:

$$f_I \cong \frac{2.5}{V_{OUT}} \cdot \frac{115 \mu\text{mho}}{2\pi \cdot C_{COMP,LF}} \text{ [Hz]}$$

$$f_{CP} \cong \frac{1}{2\pi \cdot R_{COMP} \cdot C_{COMP,HF}} \text{ [Hz]}$$

(38)

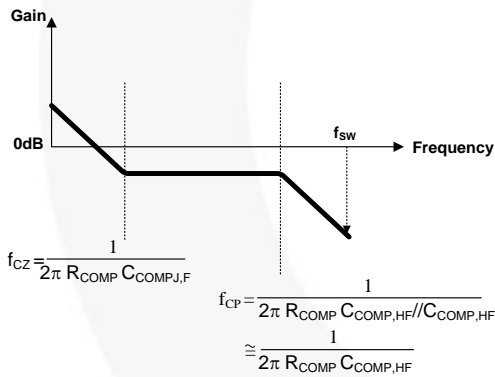
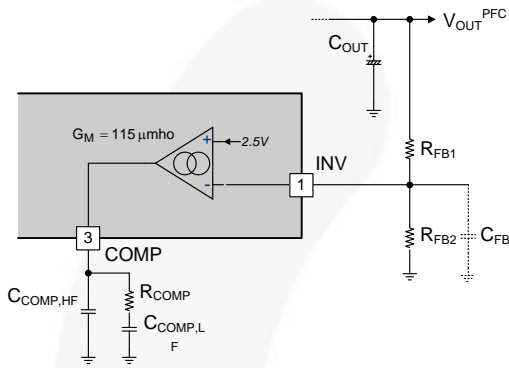


图29. 补偿电路

选择反馈电阻对输出电压分压, 使其满足内部参考电压:

:

$$\frac{R_{FB1}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \cdot V_{OUT} = 2.5V \quad (39)$$

通常来说, 选取阻值较大的 R_{FB1} 来减少功耗, 同时可增加 C_{FB} 来提供抗噪声能力。目前, C_{FB} 最大值为几个 nF。反馈环路增加一个电容, 则引入一个极点:

$$f_{FP} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_{FB1} // R_{FB2}) \cdot C_{FB}} \cong \frac{1}{2\pi \cdot R_{FB2} \cdot C_{FB}} \text{ [Hz]} \quad (40)$$

其中, $(R_{FB1} // R_{FB2}) = \frac{R_{FB1} \cdot R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}}$

尽管 R_{FB1} 非常高, 极点频率由总电阻值和几个 nF 的电容合成, 其值为数 kHz, 对控制环路响应的影响很小。

反馈环的设计过程如下:

- a. 确定截止频率 (f_c) 大约为线路频率的 1/10~1/5。由于功率级控制至输出传递函数在交越频率处为 -20dB/dec 斜率和 -90°的相位。因此要求在交越频率处设置一个零点补偿电路 (f_{CZ}), 获得 45°相角裕量。电容 $C_{COMP,LF}$ 取值为:

$$C_{COMP,LF} \cong \frac{K_{SAW}(V_{LINE})^2 \cdot 2.5 \cdot 115 \mu\text{mho}}{2 \cdot V_{OUT}^2 \cdot L \cdot C_{OUT} (2\pi f_c)^2} \text{ [f]} \quad (41)$$

在交越频率处设置补偿零点, 补偿电阻为:

$$R_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_{COMP,LF}} \text{ [\Omega]} \quad (42)$$

- b. 设置补偿器的高频极点 (f_{CP}) 至少比 f_c 高 10 倍, 以保证它不会干扰交越频率处电压调节环路的相角裕量。而且应足够低于转换器的开关频率, 保证有效地衰减噪声。电容 $C_{COMP,HF}$ 的容值为:

$$C_{COMP,HF} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{CP} \cdot R_{COMP}} \text{ [\Omega]} \quad (43)$$

(设计实例) 若 R_{FB1} 为 $11.7 \text{ M}\Omega$, 则 R_{FB2} 为:

$$R_{FB2} = \frac{2.5V}{V_{OUT} - 2.5V} R_{FB1} = \frac{2.5}{430 - 2.5} 11.7 \times 10^6 = 68k\Omega$$

选择交越频率 (控制带宽) 为 15 Hz , 电容 $C_{COMP, LF}$ 取值为:

$$C_{COMP, LF} \cong \frac{K_{SAW}(V_{LINE})^2 2.5 \cdot 115 \mu\text{mho}}{2 \cdot V_{OUT}^2 \cdot L \cdot C_{OUT} (2\pi f_C)^2}$$

$$= \frac{8.496 \times 10^{-6} (230)^2 2.5 \cdot 115 \times 10^{-6}}{2 \cdot 430^2 \cdot 199 \times 10^{-6} \cdot 240 \times 10^{-6} (2\pi 15)^2} = 823nF$$

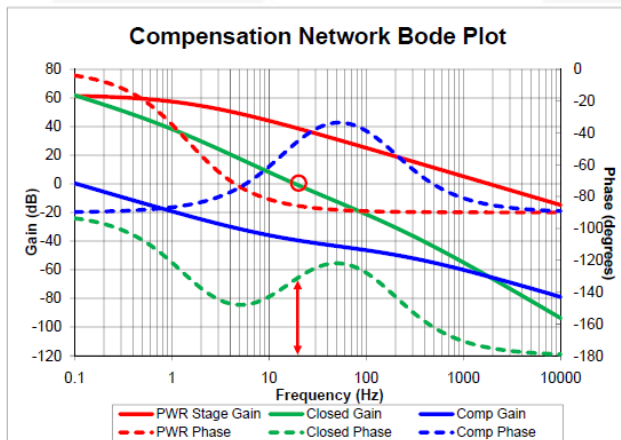
实际 $C_{COMP, LF}$ 确定为 1000 nF , 因为在成品电容中, 该值最近接计算值。 R_{COMP} 阻值计算如下:

$$R_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot f_C \cdot C_{COMP, LF}} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot 823 \times 10^{-9}} = 12.8k\Omega$$

选定高频极点为 150 Hz , 电容 $C_{COMP, HF}$ 由下式得出:

$$C_{COMP, HF} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{CP} \cdot R_{COMP}} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 12.8 \times 10^3} = 82nF$$

这些元件使控制环路的带宽为 19.5 Hz , 相角裕量为 45.6° 。实际带宽略大于渐进设计。



[第 9 步] 选择线路滤波电容

一般采用小型旁路电容, 连接在桥式整流器输出级, 来滤除开关电流纹波, 如图30所示。由于线路频率下的线路滤波器电感阻抗与电容阻抗相比可以忽略, 所以线路滤波器级的线路频率行为可以等效为图中的模型, 如图30所示。虽然旁路电容吸收开关纹波电流, 但也会产生容性环流, 该电流超前线路电压 90° 图31, 如所示。容性环流附加到负载电流中, 引起电压与电流之间的相移/位移。

该位移角为:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\eta \cdot (V_{LINE})^2 \cdot 2\pi \cdot f_{LINE} \cdot C_{EQ}}{P_{OUT}} \right) \quad (44)$$

其中, C_{EQ} 指交流线路等效电容 ($C_{EQ} = C_{F1} + C_{F2} + C_{HF}$)。

最终位移因数为:

$$DF = \cos(\theta) \quad (45)$$

鉴于位移因数与功率因数有关, 应认真选取线路侧滤波器的电容。在满载情况下, 考虑最小位移因数 (DF_{MIN}), 允许的有效输入电容为:

$$C_{EA} < \frac{P_{OUT}}{\eta \cdot (V_{LINE})^2 \cdot 2\pi \cdot f_{LINE}} \cdot \tan(\cos^{-1}(DF_{MN})) [F] \quad (46)$$

确定输入电容是否过大或者 PFC 控制程序是否存在问题的一种办法是检查功率因数 (PF) 和总谐波失真 (THD)。PF 为位移因数与 THD 的乘积, 反映了输入能量有效地传递到负载的程度。THD 反映了输入电流波形失真度程度。PFC 控制环几乎与位移因数没关系, 而输入电容也几乎对输入电流波形没有影响。如果 PF 很低 (理想为高), 但是 THD 相当低 (理想为低), 可以得出结论: 输入电容过高和 PFC 控制器运行正常。

(设计实例) 假定满载时最小位移因数为 0.98 , 等效输入电容容值计算如下:

$$C_{EA} < \frac{P_{OUT}}{\eta \cdot (V_{LINE})^2 \cdot 2\pi \cdot f_{LINE}} \cdot \tan(\cos^{-1}(DF_{MN}))$$

$$< \frac{200}{0.9 \cdot (277)^2 \cdot 2\pi \cdot 50} \cdot \tan(\cos^{-1}(0.98)) = 1.6 \mu F$$

所以输入侧电容总量应小于 $2.0 \mu F$ 。

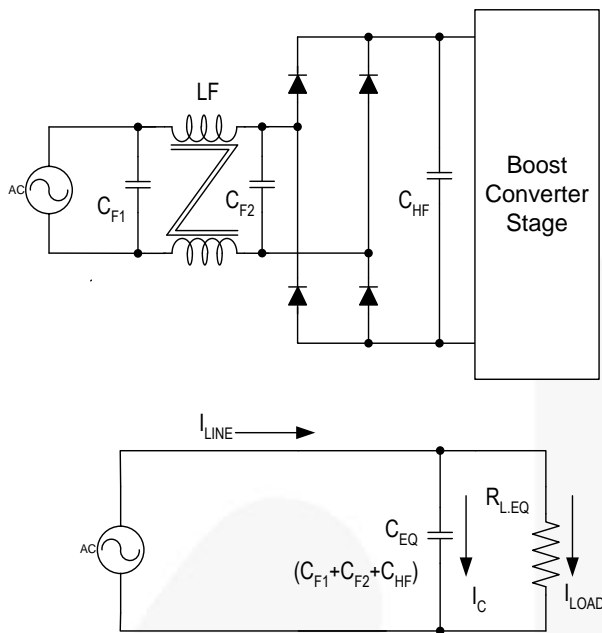


图30. 线路滤波器等效电路

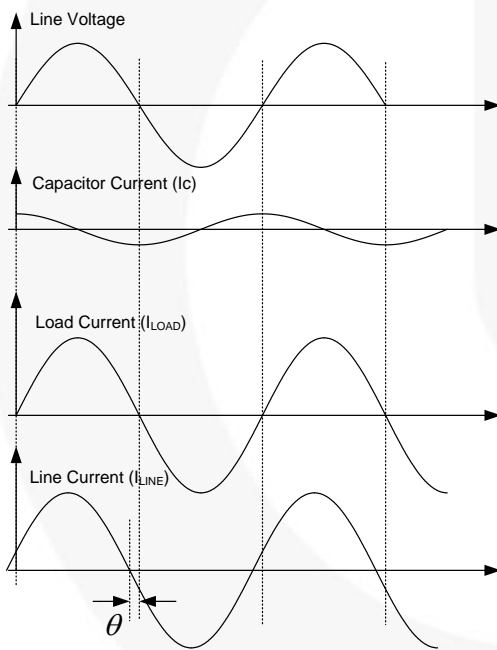


图31. 线路电流位移

3.2 LLC SRC 部分

本节提供了基于图1所示原理图的设计步骤。采用具有中心抽头的次级端集成变压器，输入电压由功率因数校正 (PFC) 器提供。选择了一个带有 150 W/103 V 输出的DC-DC转换器作为设计实例。设计指标如下：

- 标称输入电压：400V_{DC} (PFC 级的输出)
- 输出：103V/1.46A (150W)
- 保持时间要求：30 毫秒 (50 Hz 电源频率)
- PFC 输出的直流母线电容：240μF

[第 10 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，对于低压输出应用，采用 $E_{ff} = 0.88 \sim 0.92$ 。对于高压输出应用，采用 $E_{ff} = 0.92 \sim 0.96$ 。估计效率后，最大输入功率计算如下：

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} \quad (47)$$

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：

$$V_{in}^{max} = V_{O.PFC} \quad (48)$$

即使在 PFC 预调节器作用下，该输入电压被调节为恒压，但是在保持时间内也会发生跌落。考虑保持时间要求后，最小输入电压计算如下：

$$V_{in}^{min} = \sqrt{V_{O.PFC}^2 - \frac{2P_m T_{HU}}{C_{DL}}} \quad (49)$$

其中， $V_{O.PFC}$ 指 PFC 标称输出电压， T_{HU} 指保持时间， C_{DL} 指直流母线大电容。

(设计实例) 假设效率为 92%，

$$P_{in} = \frac{P_o}{E_{ff}} = \frac{150}{0.92} = 163W$$

$$V_{in}^{min} = \sqrt{V_{O.PFC}^2 - \frac{2P_m T_{HU}}{C_{DL}}}$$

$$= \sqrt{430^2 - \frac{2 \cdot 163 \cdot 30 \times 10^{-3}}{240 \times 10^{-6}}} = 379V$$

[第 11 步] 确定谐振电路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，通常将 LLC 谐振转换器设计工作在谐振频率 (f_r) 附近。鉴于 LLC 谐振转换器由 PFC 输出电压供电，应该使转换器设计在 PFC 标称输出电压下工作频率为 f_o 。

由方程式 (9) 可见， f_o 处的增益为 m ($m=L_s/L_r$) 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，可以得到较高的峰值增益，但是过小的 m 取值会导致变压器的耦合恶化和效率下降。通常将 m 设置为 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：

$$M^{\min} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad @f=f_o \quad (50)$$

其为最小电压增益，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：

$$M^{\max} = \frac{V_{in}^{\max}}{V_{in}^{\min}} M^{\min} \quad (51)$$

(设计实例) L_p 与 L_r 之间的比值 (m) 选定为 5。最小和最大增益计算如下：

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

$$M^{\max} = \frac{V_{in}^{\max}}{V_{in}^{\min}} m^{\min} = \frac{400}{341} \cdot 1.12 = 1.31$$

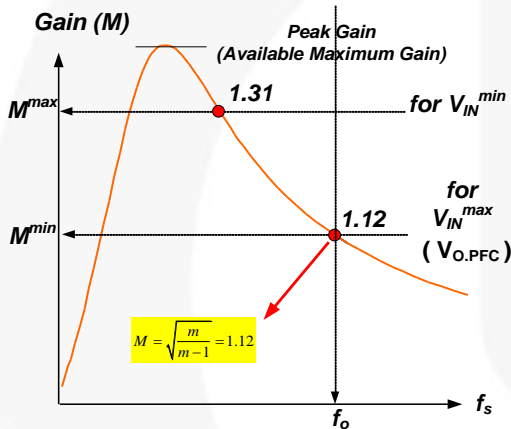


图32. 最大增益/最小增益

[第 12 步] 确定变压器匝比 ($n = N_p/N_s$)

根据第 11 步得到的最小电压增益 (M^{\min})，变压器匝比计算如下：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{\max}}{2(V_o + V_F)} \cdot M^{\min} \quad (52)$$

其中， V_F 指次级整流二极管的压降。

(设计实例) 假定 V_F 为 0.9 V：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{\max}}{2(V_o + V_F)} \cdot M^{\min} = \frac{430}{2(103 + 0.9)} \cdot 1.12 = 2.06$$

[第 13 步] 计算等效负载电阻

根据式 (52) 得到的变压器匝比，可得等效负载电阻为：

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o} \quad (53)$$

(设计实例)

$$R_{ac} = \frac{8n^2 (V_o + V_F)^2}{\pi^2 P_o} = \frac{8 \cdot 1.93^2 \cdot 103.9^2}{\pi^2 \cdot 150} = 217\Omega$$

[第 14 步] 设计谐振电路

根据第 11 步中选取的 m 值图 33，从中峰值增益曲线读出合适的 Q 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：

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} \quad (54)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} \quad (55)$$

$$L_p = m \cdot L_r \quad (56)$$

(设计实例)

根据第 11 步的计算，最小输入电压 (V_{in}^{\min}) 条件下最大电压增益 (M^{\max}) 为 1.31。考虑到 15% 的裕量，需要峰值增益为 1.51。在第 11 步中，选取 m 为 5，根据图 33

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.38 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 217} = 19\text{nF}$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = \frac{1}{(2\pi \times 100 \times 10^3)^2 \cdot 19 \times 10^{-9}} = 133\ \mu\text{H}$$

$$L_p = m \cdot L_r = 665\ \mu\text{H}$$

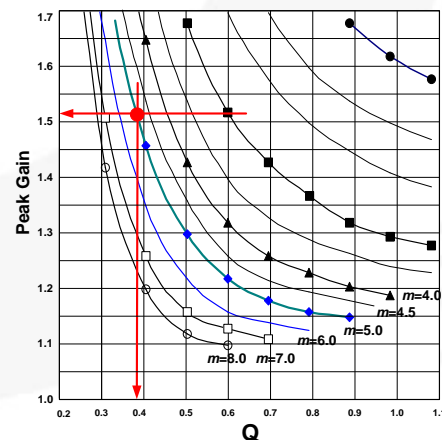


图33.

采用峰值增益 (可达最大增益) 的谐振电路设计 $m=5$ 的曲线

[第 15 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，需要采用增益公式 (8)，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

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_o + V_F)}{2f_s^{\min} \cdot M_V \cdot \Delta B \cdot A_e} \quad (57)$$

其中， A_e 为变压器磁芯横截面积，单位是 m^2 ， ΔB 图 34 为最大磁通量密度摆幅，单位为特斯拉，如所示。如果没有可供参考数据，可以采用 $\Delta B = 0.3 \sim 0.4 \text{ T}$ 。

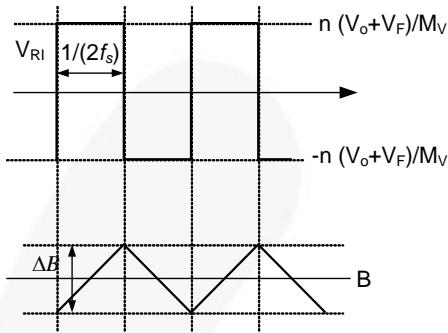


图34. 磁通密度振幅

为次级选择合适的匝数，使得初级匝数大于 N_p^{\min} 如下所示：

$$N_p = n \cdot N_s > N_p^{\min} \quad (58)$$

(设计实例) 选择 EER3542 磁芯 ($A_e = 107 \text{ mm}^2$) 用作变压器。根据图 35 中的增益曲线，可得最小开关频率为 82 KHz。变压器的最小初级匝数为：

$$\begin{aligned} N_p^{\min} &= \frac{n(V_o + V_F)}{2f_s^{\min} \Delta B \cdot 1.11 \cdot A_e} \\ &= \frac{1.93 \times 103.9}{2 \times 82 \times 10^3 \cdot 0.4 \cdot 1.11 \cdot 107 \times 10^{-6}} = 26 \text{ turns} \end{aligned}$$

选择 N_s ，使所得 N_p 大于 N_p^{\min} ：

$$N_p = n \cdot N_s = 1.93 \times 14 = 27 < N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 1.93 \times 15 = 29 < N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 1.93 \times 16 = 31 > N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 1.93 \times 17 = 33 > N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 1.93 \times 18 = 35 > N_p^{\min}$$

$$N_p = n \cdot N_s = 1.93 \times 19 = 37 > N_p^{\min}$$

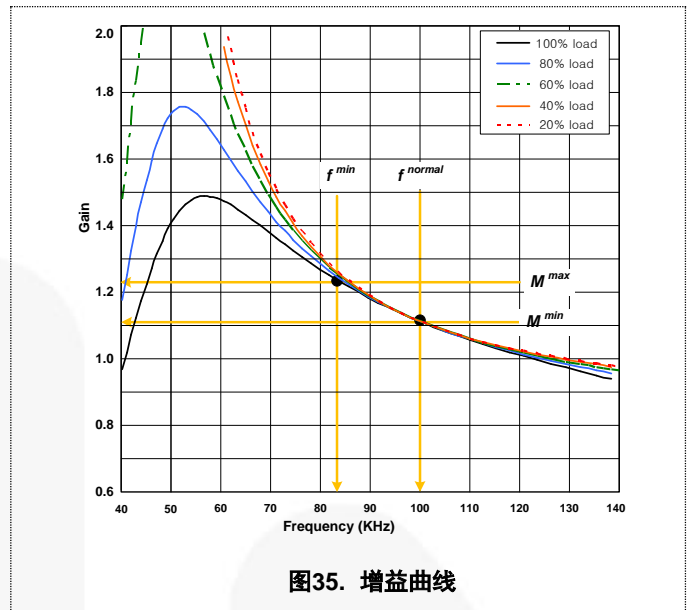


图35. 增益曲线

[第 16 步] 制作变压器

由第 14 步确定变压器的参数 L_p 和 L_r 。通过分别使次级绕组开路和短路，可以在初级测得 L_p 和 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 36 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，磁芯的气隙长度对 L_r 的影响并不明显。 L_p 可通过调整气隙长度进行调整。表 1 显示不同气隙长度时，测得的 L_p 和 L_r 。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。

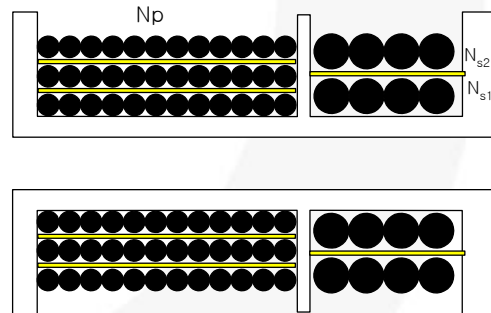


图36. 分段骨架

表1. 不同气隙长度时测得的 L_p 和 L_r 值

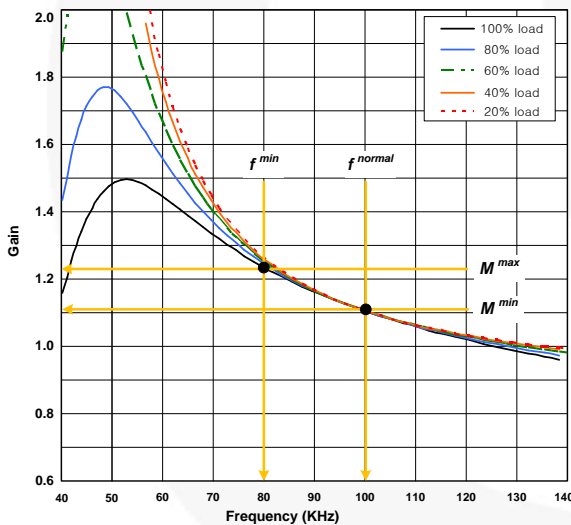
气隙长度	L_p	L_r
0.0mm	2,295 μH	123 μH
0.05mm	943 μH	122 μH
0.10mm	630 μH	118 μH
0.15mm	488 μH	117 μH
0.20mm	419 μH	115 μH
0.25mm	366 μH	114 μH

(设计实例)**最终谐振电路设计**

在 LLC 谐振转换器设计中，即使集成变压器方法能够采用单一磁芯制作磁元件，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，谐振电路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，因为它需要在常规系列中挑选。最后的谐振电路设计汇总在表2中，所得新的增益曲线如图37所示。

表2. 最终谐振电路设计参数

参数	初始设计	最终设计
L_p	665 μ H	691 μ H
L_r	133H	122 μ H
C_r	19nF	22nF
f_o	100kHz	96kHz
m	5	5
Q	0.38	0.3
f_o 处的 M	1.12	1.12
最低频率	75kHz	74.4kHz

**图37. 最终谐振电路设计的增益曲线****[第 17 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

$$I_{C_r}^{RMS} \cong \frac{1}{E_{ff}} \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + V_F)}{4\sqrt{2}f_o M_v (L_p - L_r)}\right]^2} \quad (59)$$

在正常工作中，谐振电容的标称电压为：

$$V_{C_r}^{nom} \cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \quad (60)$$

然而，在过载或负载瞬变时，谐振电容的电压会远远高出该标称电压。实际中，应该基于过流保护 (OCP) 动作点来选择电容。根据 OCP 电流等级 I_{OCP} ，最大谐振电容电压可以描述为：

$$V_{C_r}^{nom} \cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{I_{OCP}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \quad (61)$$

(设计实例)

$$\begin{aligned} I_{C_r}^{RMS} &\cong \frac{1}{E_{ff}} \sqrt{\left[\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}n}\right]^2 + \left[\frac{n(V_o + V_F)}{4\sqrt{2}f_o M_v (L_p - L_r)}\right]^2} \\ &= \frac{1}{0.92} \sqrt{\left[\frac{\pi \cdot 1.4}{2\sqrt{2} \cdot 1.93}\right]^2 + \left[\frac{1.93(103 + 0.9)}{4\sqrt{2} \cdot 96 \times 10^3 \cdot 1.12 \cdot 500 \times 10^{-6}}\right]^2} \\ &= 1.12A \end{aligned}$$

在正常工作中，初级的峰值电流为：

$$I_{C_r}^{peak} = \sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{rms} = 1.58A$$

OCP 等级设定为 2.5 A， $I_{C_r}^{peak}$ 带有 50% 的裕量：

$$\begin{aligned} V_{C_r}^{nom} &\cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{C_r}^{RMS}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \\ &= \frac{430}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot 1.18}{2 \cdot \pi \cdot 96 \times 10^3 \cdot 22 \times 10^{-9}} = 340V \\ V_{C_r}^{max} &\cong \frac{V_{in}^{max}}{2} + \frac{I_{OCP}}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C_r} \\ &= \frac{430}{2} + \frac{2.5}{2 \cdot \pi \cdot 96 \times 10^3 \cdot 22 \times 10^{-9}} = 403.3V \end{aligned}$$

选630V低ESR的薄膜电容为谐振电容。

[第 18 步] 整流器电路设计

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：

$$V_D = 2(V_o + V_F) \quad (62)$$

通过每只整流器二极管的电流有效值为：

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_o \quad (63)$$

通过输出电容的纹波电流为:

$$I_{Co}^{RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} I_o \quad (64)$$

输出电容的电压纹波为:

$$\Delta V_o = \frac{\pi}{2} I_o \cdot R_C \quad (65)$$

其中, R_C 指输出电容的有效串联电阻 (ESR)。该输出电容的耗散功率为:

$$P_{Loss,Co} = (I_{Co}^{RMS})^2 \cdot R_C \quad (66)$$

(设计实例) 整流器二极管的电压与电流应力为:

$$V_D = 2(V_o + V_f) = 2(103 + 0.9) = 207.8V$$

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_o = 1.14A$$

考虑由杂散电感引起的击穿电压, 选择 600 V/8 A 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:

$$I_{Co}^{RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} I_o = 0.584A$$

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

$$\Delta V_o = \frac{\pi}{2} I_o \cdot R_C = \frac{\pi}{2} \cdot 1.46 \cdot \left(\frac{0.1}{2}\right) = 0.114V$$

电解电容的损耗为:

$$P_{Loss,Co} = (I_{Co}^{RMS})^2 \cdot R_C = 0.584^2 \cdot 0.05 = 0.017W$$

[第 19 步] 配置控制电路

图38显示了 FAN7621S RT 引脚的一种典型电路配置, 其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:

$$f_{min} = \frac{5.2k\Omega}{R_{min}} \times 100(kHz) \quad (67)$$

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:

$$f_{max} = \left(\frac{5.2k\Omega}{R_{min}} + \frac{4.68k\Omega}{R_{max}}\right) \times 100(kHz) \quad (68)$$

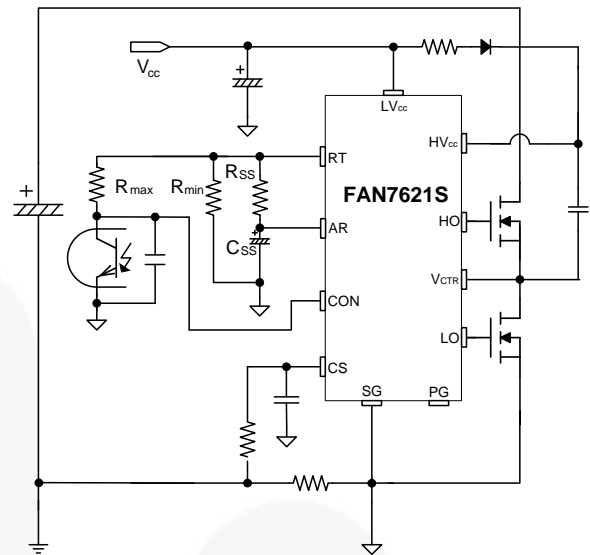


图38. 典型的RT引脚电路配置

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} 图39) 向下扫描开关频率, 直至输出电压建立为止, 如所示。在 RT 引脚上连接 RC 串联电路, 即可建立软启动电路, 如图38所示。FAN7621S 还设有 3 ms 的内部软启动, 能够再给外部软启动电路的初始频率增加 40 kHz, 在启动之初的几个开关周期中, 可以降低电流过冲, 如图39所示。这样软启动的实际初始频率为:

$$f^{ISS} = \left(\frac{5.2k\Omega}{R_{min}} + \frac{5.2k\Omega}{R_{SS}}\right) \times 100 + 40(kHz) \quad (69)$$

通常来说, 设置软启动的初始频率 (f^{ISS}) 为谐振频率 (f_r) 的 2~3 倍。

软启动时间决定于RC的时间常数:

$$t_{SS} = 3 \sim 4(R_{SS} \cdot C_{SS}) \quad (70)$$

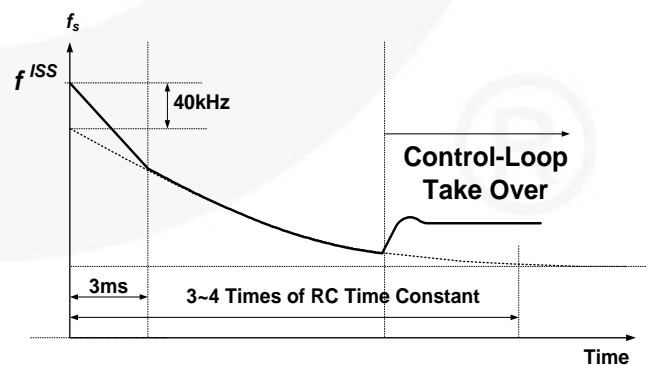


图39. 软启动中频率变化

(设计实例) 第 15 步中最低频率为 75 kHz。R_{min} 计算如下：

$$R_{\min} = \frac{100\text{KHz}}{f_{\min}} \times 5.2\text{K}\Omega = 6.93\text{K}\Omega$$

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：

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

$$= \frac{4.68\text{K}\Omega}{\left(\frac{96\text{KHz} \times 1.40}{100\text{KHz}} - \frac{5.2\text{K}\Omega}{6.93\text{K}\Omega}\right)} = 7.88\text{K}\Omega$$

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

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

$$= \frac{5.2\text{K}\Omega}{\left(\frac{250\text{KHz} - 40\text{KHz}}{100\text{KHz}} - \frac{5.2\text{K}\Omega}{6.93\text{K}\Omega}\right)} = 3.85\text{K}\Omega$$

[第 20 步] 电流检测与保护

FAN7621S 以负电压形式检测低端 MOSFET 漏极电流，如图40和图41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。

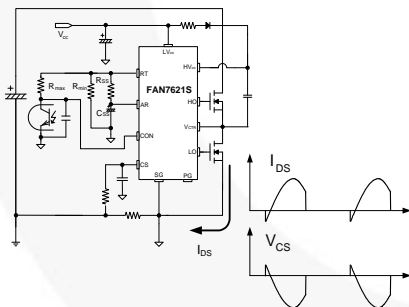


图40. 半波检测

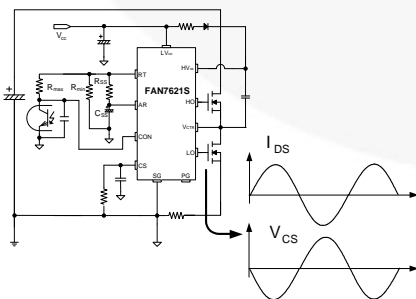


图41. 全波检测

(设计实例) 在第 17 步中，由于 OCP 等级确定为 2.5 A，OCP 阈值电压为 -0.6 V，采用检测电阻为 0.24Ω。RC 时间常数设为 100 ns (开关周期的 1/100)，带 1 kΩ 电阻和 100 pF 电容。

[第 21 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42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压保护。

(设计实例) 设计目标是输出电压 (V_o) 为 103 V。V_o 确定为：

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

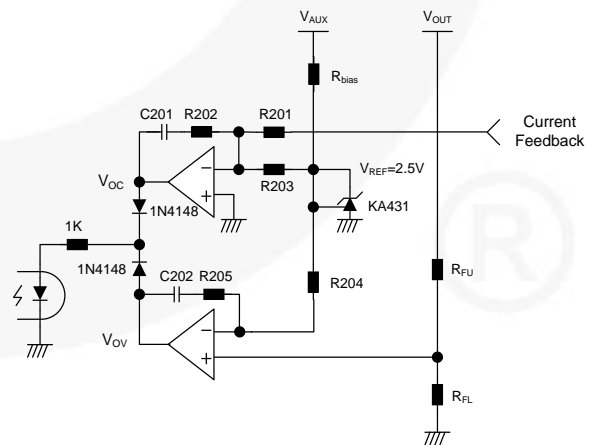
设置上侧反馈电阻 (R_{FU}) 为 330 KΩ。R_{FL} 确定为：

$$R_{FL} = \frac{2.5 \times R_{FU}}{(V_o - 2.5)} = \frac{2.5 \times 330\text{K}\Omega}{(103 - 2.5)} = 8.2\text{K}\Omega$$

输出通道电流 (I_{LED}) 的设计目标为 1.46 A。假定采用 0.1 Ω 的检测电阻 (R_{SENSE}) 和 47k Ω 的反馈电阻 (R202)，输入电阻 R203 计算如下：

$$R203 = \frac{V_{SENSE} \times R202}{0.36} = \frac{(R_{SENSE} \times I_{LED}) \times R202}{0.36}$$

$$= \frac{(0.1 \times 1.46) \times 47\text{K}\Omega}{0.36} = 19\text{K}\Omega$$



4. 评测板原理图

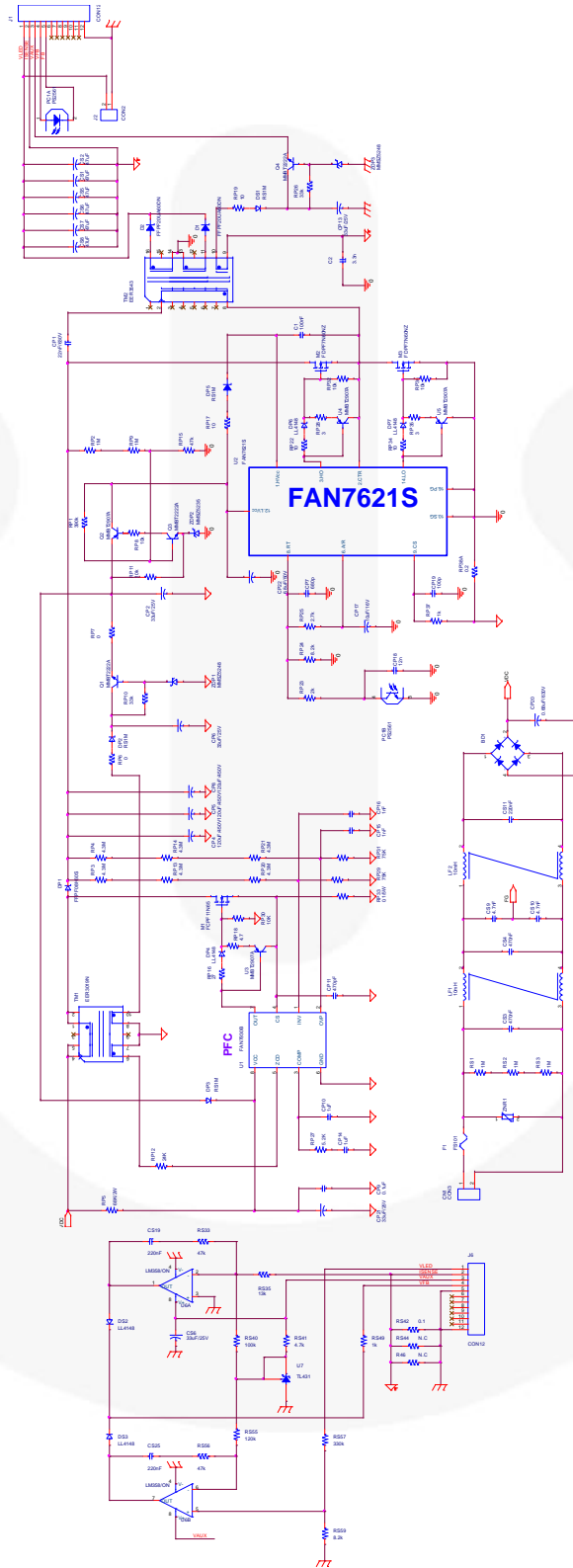


图43. 评测板原理图

尺寸： 240 (W) × 80 (H) [mm]

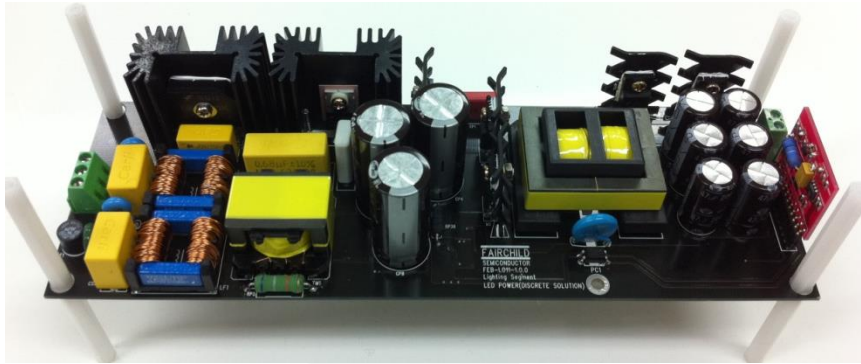


图44. 评测板俯视图

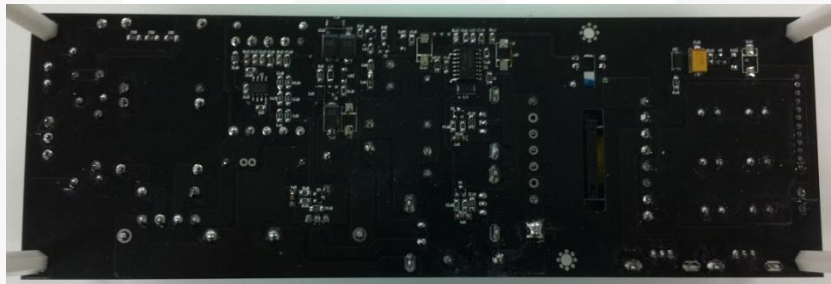


图45. 评测板仰视图

5. 材料单

项目编号	数量	标号	器件参数	描述 (制造商)
1	1	BD1	600V/8A	桥式二极管 (飞兆半导体)
2	1	CN1	3PIN	连接器
3	1	CP1	630V22nF	薄膜电容
4	5	CP2, CP6, CP13, CP21	33 μ F/25V	SMD 钽电容
5	3	CP4, CP5, CP8	120 μ F/450V	电解电容
6	1	CP7	680p/25V	SMD 电容 2012
7	1	CP9	0.1 μ F/25V	SMD 电容 2012
8	2	CP10, CP14	1 μ F/25V	SMD 电容 2012
9	1	CP11	470pF/25V	SMD 电容 2012
10	2	CP15, CP16	33 μ F/25V	SMD 电容 2012
11	1	CP17	10 μ F/16V	电解电容
12	1	CP18	12nF/25V	SMD 电容 2012
13	1	CP19	100pF/26V	SMD 电容 2012
14	1	CP20	0.68 μ F/630V	薄膜电容
15	1	CP22	100p/25V	SMD 电容 2012
16	6	CS1, CS2, CS5, CS6, CS7, CS8	47 μ F/200V	电解电容
17	2	CS3, CS4	470nF/400V	薄膜电容

项目编号	数量	标号	器件参数	描述 (制造商)
		CS19, CS25	220nF/25V	SMD 电容 2012
18	2	CS9, CS10	220p/400V	陶瓷电容
19	3	CS11	220nF/400V	薄膜电容
20	1	C1	100nF/50V	SMD 电容 3216
21	1	C2	4.7 μ F/400V	陶瓷电容
22	1	DP1	600V/8A	超高速2二极管
23	4	DS1, DP2, DP3, DP5	1000V/1A	快速整流二极管
24	5	DS2, DS3, DP4, DP6, DP7	100V/200mA	SMD 通用二极管
25	2	D1, D2	600V/20A	超快速二极管
26	1	F1	FS101	保险丝
27	2	J1, J6	12PIN	连接器
28	1	J2	2PIN	连接器
29	2	LF1, LF2	10mH/2.3A	共模滤波器
30	1	M1	650V/11A	MOSFET
31	2	M2, M3	600V/7A	MOSFET
32	1	PC1	光耦合器	光耦合器
33	3	Q1, Q3, Q4	40V/1A	SMD NPN 晶体管
34	4	Q2, U3, U4, U5	40V/200mA	SMD PNP 晶体管
35	1	RP1	390k Ω /25V	SMD 电阻 2012
36	5	RS1, RS2, RP2, RS3, RP9	1M/ Ω 50V	SMD 电阻 3216
37	6	RP3, RP4, RP13, RP14, RP20, RP21	4.3M Ω /50V	SMD 电阻 3216
38	1	RP5	68K Ω /2W	瓦特电阻
39	2	RP6, RP7	0 Ω /50V	SMD 电阻 3216
40	5	RP8, RP11	10k Ω /25V	SMD 电阻 2012
		RP30, RP32, RP36	10k Ω /50V	SMD 电阻 3216
41	2	RP10, RP26	33k Ω /25V	SMD 电阻 2012
42	1	RP12	24k Ω /50V	SMD 电阻 3216
43	3	RP15, RS33, RS56	47k Ω /25V	SMD 电阻 2012
44	1	RP16	2.7 Ω /25V	SMD 电阻 2012
45	4	RP17, RP19	10 Ω /50V	SMD 电阻 3216
		RP22, RP34	10 Ω /25V	SMD 电阻 2012
46	1	RP18	4.7 Ω /25V	SMD 电阻 2012
47	1	RP23	10k Ω /25V	SMD 电阻 2012
48	2	RP24, RS59	8.2k Ω /25V	SMD 电阻 2012
49	1	RP25	1.8K Ω /25V	SMD 电阻 2012
50	1	RP27	5.1k Ω /25V	SMD 电阻 2012
51	2	RP28, RP35	3 Ω /25V	SMD 电阻 2012
52	2	RP29, RP31	75k Ω /50V	SMD 电阻 3216
53	1	RP33	0.1 Ω /5W	瓦特电阻
54	2	RP37, RS49	1k Ω /50V	SMD 电阻 3216
55	1	RP38A	0.1 Ω /1W	瓦特电阻

项目编号	数量	标号	器件参数	描述 (制造商)
56	1	RS35	13k Ω /25V	SMD 电阻 2012
57	1	RS40	100k Ω /25V	SMD 电阻 2012
58	1	RS41	4.7k Ω /25V	SMD 电阻 2013
59	1	RS42	0.1 Ω /2W	瓦特电阻
60	2	RS44, R46	NC	NC
61	1	RS55	120k Ω /25V	SMD 电阻 2012
62	1	RS57	330k Ω /25V	SMD 电阻 2012
63	1	TM1	EER3019N-10	PFC 电感
64	1	TM2	EER3543-16	LLC 变压器
65	1	U1	FL7930B	CRM PFC 控制器
66	1	U2	FAN7621S	LLC 谐振控制器
67	1	U6	LM358	OP-AMP
68	1	U7	KA431	并联稳压器
69	2	ZDP1, ZDP3	MMSZ5248	齐纳二极管 18 V
70	1	ZDP2	MMSZ5235	齐纳二极管 6.8 V
71	1	ZNR1	10D471	压敏电阻器 470 V

相关数据表

[FL7930B — 照明用单级反激式和边界模式 PFC 控制器](#)

[FAN7621S — 谐振半桥式控制器](#)

[DFPF17N60NT — 600 V N 沟道 MOSFET, UniFET™2](#)

[DFPF7N60NZ — 600 V N 沟道 MOSFET, UniFET™2](#)

作者

WonSeok, Kang

韩国功率转换

高级系统和应用工程师

Wonseok.kang@fairchildsemi.com

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

- 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.
- 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