

带有 PFC 的高效率 200W LED 镇流器

引言

目前，大功率 LED 的运用已不再局限于特定环境，而越来越频繁地用于‘主流’照明应用中，比如需要 100W 或以上功率级的街灯及类似应用。因此，镇流器必须具有低线路谐波电流、高能效和小尺寸等特性。

本文将探讨的镇流器就是这样的示例，其输出功率高达 200W。该镇流器主要由截然不同的三级组成：首先是带前置 EMI 滤波器和整流的功率因数控制器，其次是基于 LLC 拓扑的直流-直流 (DC-DC) 转换器，最后是一个开关模式电流源。

这个设计如下所述，能够驱动大约 105 个功率 LED，总体效率达 90%。PFC 和 DC-DC 的效率更是接近 95%。

功率因数校正

PFC 预调节器一般以升压拓扑来实现，并采用工作在临界传导模式(critical conduction mode，也称为边界或转移模式)下的 FAN7529 PFC 控制器。对于最大 150 到 200W 的功率点，这被视为最高性价比的解决方案。在临界模式下，流经升压电感的峰值电流与瞬间整流输入电压成正比，以这种方式来得到控制。不过，在关断时间内，该电流降为零；当检测到这个过零点(即电感去磁)时，下一个开关周期启动。正如所见，平均电感电流与输入电压变化成正比，这正是我们需要的结果。

FAN7529 工作在所谓的电压模式下，MOSFET 的传导时间至少在一个工频电源半周期内保持不变。导通时间保持不变，利用基本差分公式 $di/dt = V/L$ ，与输入电压变化成正比的峰值开关电流很容易求得，于是升压转换器的输出电压可被感测，并可通过调节 MOSFET 的导通时间来予以调整。电压模式的优点与电流模式的相反，前者无需为产生参考信号而感测整流输入电压，这样就简化了控制器本身，并减少了组件数目。临界模式的一大优势是，能够在下一个开关周期开始之前感测升压电感的去磁，使 MOSFET 零电流导通。因此，开关损耗相当低，效率很高，尤其是因为整流二极管的反向恢复不成其为问题。

另一方面，峰值输入电流比连续传导模式(CCM) PFC 的为高，并可能致使 EMI 滤波器更复杂。

PFC 及输入级的示意图如图 1 所示。当应用设备上电时，C96 经由 R93a 和 R93b 充电。一旦 IC91 的启动电压达到，正常工作就开始。这时，MOSFET 的栅极通过网络 R96、D98 和 R99 被驱动，实现后者的快速关断和较慢导通。升压电感包含两个不同的电感，因为在通用输入条件下需要大电流和大电感器件，而这无法利用单个小尺寸磁芯来实现。为了获得逐脉冲过流保护，在控制器的 CS 输入端对经过 MOSFET 的电流进行监控。输出电压被分压器 R910a & b 及 R911 调节，并馈入芯片的误差放大器，后者通过与 COM 引脚相连的网络进行频率补偿。误差放大器的输出因此就决定了 MOSFET 的导通时间。通过监控电感之一的次级线圈上的电压 (馈入 ZCD 输入) 来检测电感的去磁。在正常工作期间，控制器的电源也来自次级线圈，并被网络 R94、C913、ZD91 和 D90 所整流及限制。电阻 91 决定 MOSFET 的最大导通时间，使其小于满负载和最小输入电压下的所需时间。R92 的用途是利用输入电压对导通时间作进一步调节，以改善总体谐波失真 (THD)。

如上所述，PFC 预调节器产生 400V 的 DC 输出电压，然后馈入 DC-DC 控制器。

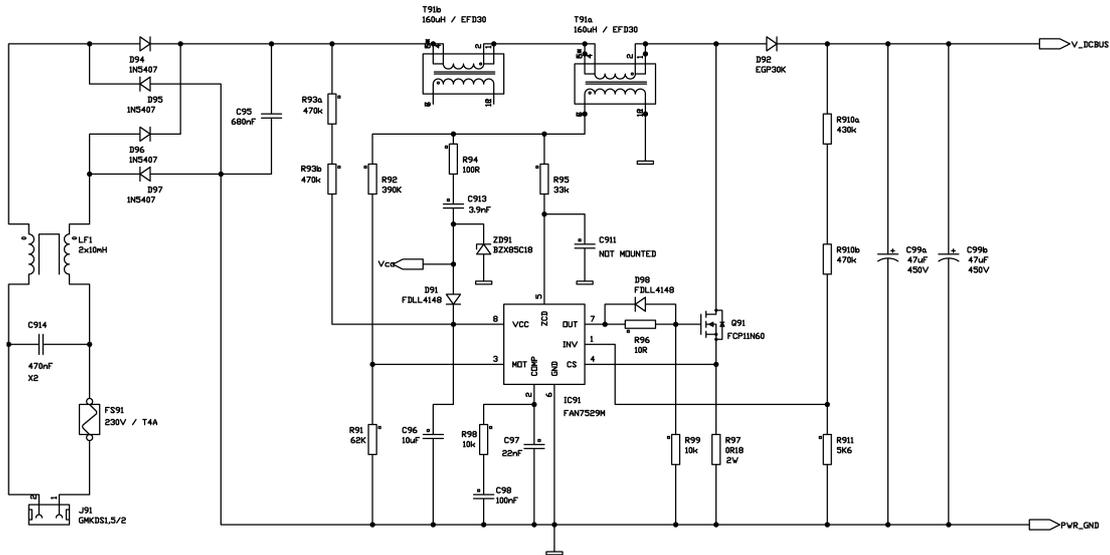


图 1: 200W DCM 电压模式 PFC 的示意图

隔离 DC-DC 转换器

如前所述，获得高效率的一个好方法是减小开关损耗。因此，如果这一目标还包括高功率密度，就应该选择磁性阻件双向磁化的拓扑(如半桥或全桥拓扑)。降低开关损耗通常通过零电流和/或零电压开关来实现，而零电流和/或零电压开

关可利用谐振网络完成。这种带“简单”LC 谐振回路的转换器存在一些缺点，下面会详细阐述。故而，更好的选择是一种被称为 LLC 串联谐振转换器的结构。图 2 左边就是这类转换器的简单示意图。

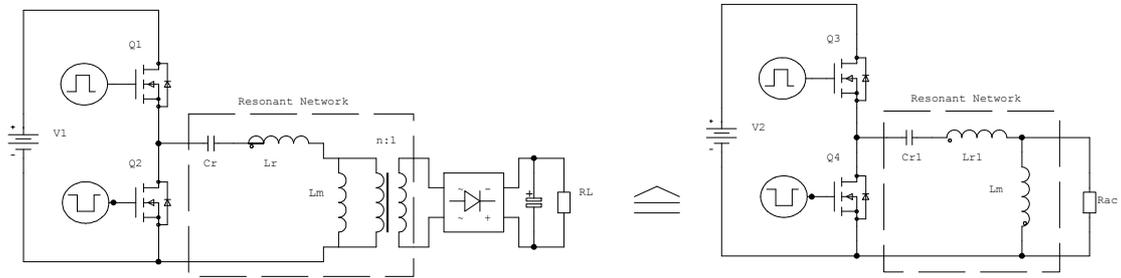


图 2: LLC 转换器 (左) 的简单示意图及其等效电路

MOSFET Q1 和 Q2 被两个占空比几乎达 50%、频率可变的互补方波信号所驱动。半桥拓扑中，在低端和高端栅极信号之间必须有一个很小的死区时间，以防止交叉传导。这样产生的方波信号被馈入到由 L_r 、 C_r 和变压器激磁电感 L_m 组成的谐振网络中。如下所示， L_m 上的电压几乎是正弦曲线。该电压被变换、整流、滤波，再馈入负载 R_L 。到目前为止，该转换器看起来很像标准 LC 谐振转换器。然而，在 LLC 转换器中， L_m 比通常情况下小得多，与 L_r 在相同数量级，因而把谐振网络的特性从原来的第二阶变为第三阶。为了简化谐振回路特性的深入分析，可把负载和整流器转换为变压器初级端的等效负载阻抗 R_{ac} 。从图 2 右边的等效原理图可见，等效负载与变压器的激磁电感并联。网络分析最后给出了一个三阶带通传递函数，由下面三个参数表示。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{(L_m + L_r) \cdot C_r}} \quad \text{and} \quad Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}}$$

图 3 所示为增益与频率的典型关系图，网络参数如下： $C_r = 22\text{nF}$ ， $L_r = 100\mu\text{H}$ ， $L_m = 500\mu\text{H}$ ， R_{ac} 取 200 (绿色) 和 2k (黄色) 之间的不同值，即 $Q = 0.033 \dots 0.33$ 。

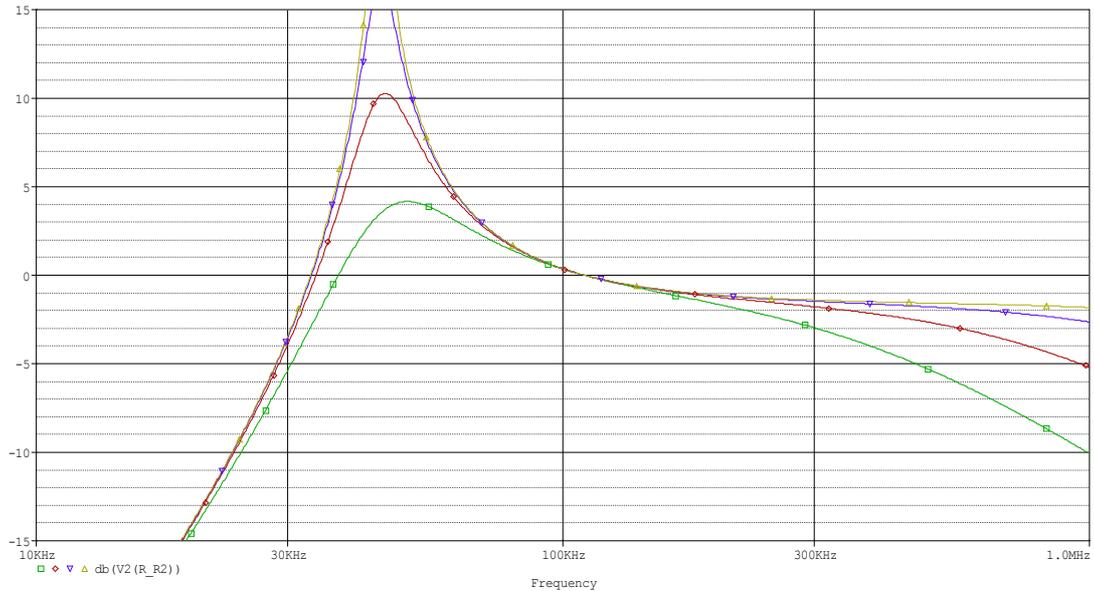


图 3: LLC 网络在不同 R_{ac} 值下的增益 [dB]

该图强调 LLC 网络的两个重要特性:

- ω_0 时的网络增益总是一致的
- ω_0 附近相当大的频率范围内负载相关性很小。

上面提到的第二点很重要, 表明在这里负载阻抗的改变不会象传统 LC 串联谐振转换器那样造成开关频率的大变化。当从满载到轻载时, 后者可能出现 10 倍甚至更多的频率变化。这么大的频率范围很可能导致 EMI 问题。

实际波形的时域分析显示, 当工作频率大于 ω_p 时, MOSFET 导通时可实现零电流开关。即使满载时 Q 值在 0.2 – 1 之间, 这种传递的频带也相当窄, 足以假设电流以基波为主。因此, 在 LLC 转换器的分析和计算中, 一般用基频正弦分量取代驱动方波。非常有趣的是, 两个 MOSFET 不得不处理的电流量中, 相当大一部分是无源的, 这使得这些电流负载远远高于硬开关转换器中的。此外, 在谐振转换器中首选带快速恢复体二极管的 MOSFET [注 1]。

R204、C202、R207 等，及 OC1，构成反馈回路，使输出电压稳定。光耦合器的 BJT 连同 R104 组成一个与 R105 并联的可变电阻，这个电阻值决定最小工作频率，并调节频率。

D105、R108、C105 和 D102 在正常工作期间为 IC1 通过供电电流。半桥的高端驱动器的供电电压由 bootstrap 电路产生，后者由 R106、D101 和 C106 组成。

流经下方 MOSFET 的电流由 R101 测量，网络 R102/C102 对信号进行滤波，并馈入 ‘CS’ 引脚。该引脚接收到的信号相对芯片的接地引脚为负。如果该引脚的电平达到 -0.6V，半桥被关断直到下一个周期来临。如果达到 -0.9V，器件被关断 (AOCP)。后一种模式被门锁，只有在芯片的 Vcc 降至 5V 以下后才复位。

电流源

通常，DC-DC 转换器涉及的这三种同类电源都采用降压拓扑，并基于电流模式 PWM 控制器 SG6859。图 5 所示为这些电源中之一的原理示意图。电感 L102 的峰值电流通过分流电阻 R13 被转换为电压。这个电压被输入到控制器的电流感测引脚，使控制器保持峰值电感电流恒定。R10 决定电流感测电平，R7 决定工作频率，在该应用中大约为 70kHz。

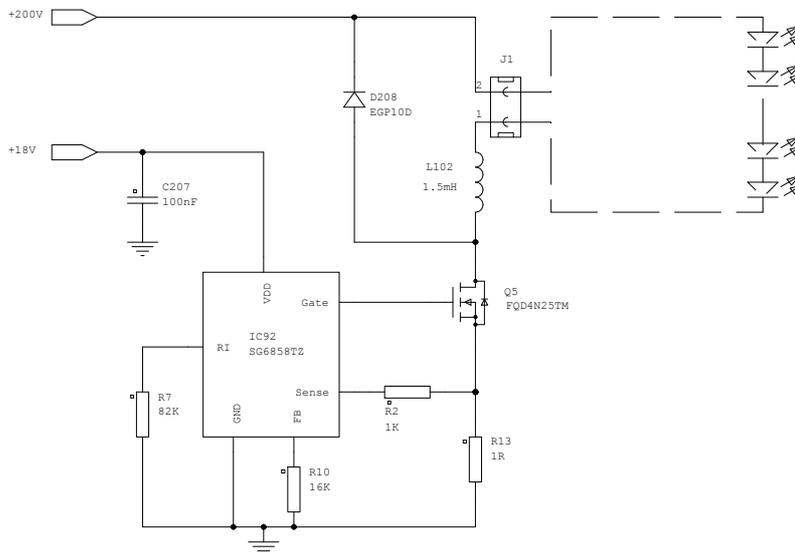


图 5：保持 LED 电流稳定的电源示意图

在实际中，如果输出连接有不同数量的 LED，LED 电流并不是完全固定不变的，因为占空比和平均电流随输出电压在轻微变化。但转换器越是采用 CCM 模式工作，即 L102 值越高，电流就越稳定。在大多数应用中，连接的 LED 数

量根本没有什么变化。二极管输出电压 (也被称为正向电压) 的变化比较小, 电流相当稳定。在最坏情况下, 70%的最大占空比时每个电流源最多可以驱动大约 35 个 LED。