

LED 驱动电路设计

功率因数改善探讨以及 NCP1014 解决方案

本参考设计将分析现有照明 LED 驱动电路设计功率因数低的原因，探讨改善功率因数的技术及解决方案，以 NCP1014 为例，介绍相关设计过程、元器件选择依据、测试数据分享，显示这参考设计如何轻松符合“能源之星”固态照明标准的功率因数要求，非常适合低成本、低功率 LED 照明应用。

无源 PFC 与有源 PFC 方案比较

典型离线反激电源转换器在开关稳压器前面采用全波桥整流器及大电容，选择这种配置的原因是每 2 个线路周期内线路功率降低，直到零，然后上升至下一个峰值。大电容作为储能元件，填补相应所缺失的功率，为开关稳压器提供更加恒定的输入，维持电能流向负载。这种配置的功率利用率或输入线路波形的功率因数较低。线路电流在接近电压波形峰值的大幅度窄脉冲处消耗，引入了干扰性的高频谐波。

业界有关无源(Passive)功率因数校正(PFC)的方案众多，这些方案通常都使用较多的额外元器件，其中的一种方案就是谷底填充(valley-fill)整流器，其中采用的电解电容和二极组合增大了线路频率导电角，从而改善功率因数。实际上，这个过程从高线路电压处以低电流给串联电容充电，然后在较低电压时以较大电流让电容放电给开关稳压器。典型应用使用 2 个电容和 3 个二极管，而要进一步增强功率因数性能，则使用 3 颗电容和 6 个二极管。

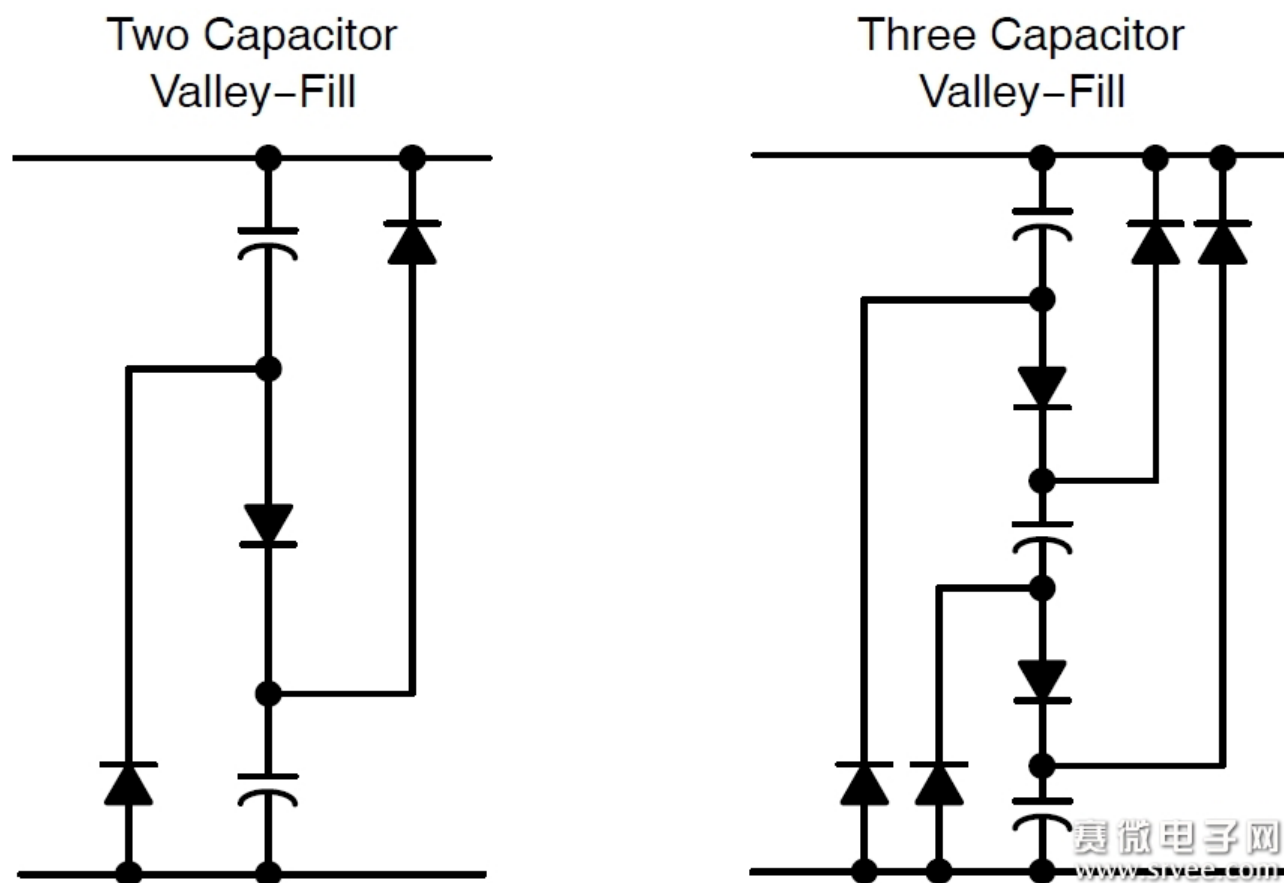


图 1：典型谷底填充电路。

虽然谷底填充整流器提高了线路电流的利用率，但并未给开关稳压器提供恒定的输入。提供给负载的功率拥有较大纹波，达线路电源频率的 2 倍。需要指出的是，仍然需要 4 个二极管来对线路电源整流，使这种方案所用的二极管数量达到 7 个或 10 个。这些二极管及多个电解电容增加了方案成本，降低了可靠性，并占用了可观的电路板面积。

另外一种方案是在反激转换器前采用有源(Active) PFC 段，如 NCP1607B。这种方案提供典型性能高于 0.98 的优异功率因数，但增加了元件数量、降低了效率及增加了复杂性，最适用的功率电平远高于本应用的功率电平。

解决方案

高功率因数通常需要正弦线路电流，且要求线路电流及电流之间的相位差极小。修改设计的第一步就是在开关段前获得极低的电容，从而支持更贴近正弦波形的输入电流。这使整流电压跟随线路电压，产生更合意的正弦输入电流。这样，反激转换器的输入电压就以线路频率的 2 倍跟随整流正弦电压波形。如果输入电流保持在相同波形，功率因数就高。提供给负载的能量就是电压与电流的乘积，是正弦平方(sine-squared)波形。由于这种正弦平方波形的能量传递，负载将遭遇线路频率 2 倍的纹波，本质上类似于谷底填充电路中出现的纹波。

如上所述，输入电流必须保持在几近正弦的波形，从而提供高功率因数。提供高功率因数的关键在于通过将反馈输入维持在与线路频率相关的恒定电平，不允许控制环路针对输出纹波来校正。一种选择是大幅增加输出电流从而减小 120 Hz 纹波总量，某些应用可能要求使用这种方案。如果频率高于可见光感知范围，通用照明应用的 LED 更能容忍纹波。更为紧凑及廉价的方案是滤除返回至 PWM 转换器的反馈信号，确立接近恒定的电平。这个电平固定了电源开关中的最大电流。电源开关的电流由施加的瞬态输入电压除以变压器初级电感再乘以电源开关导电的时间长度所确定。

安森美半导体的 NCP1014LEDGTGEVB 评估板经过了优化，可以驱动 1 到 8 颗大功率高亮度 LED，如 Cree XLAMP XR-E/XP-E、Luxeon Rebel、Seoul Semiconductor Z-POWER 或 OSRAM Golden Dragon。这设计基于集成了带内部限流功能的高压电源开关的紧凑型固定频率脉宽调制(PWM)转换器 NCP1014 构建。由于 NCP1014 采用固定频率工作，电流不能上升到高于某个特定点；这个点由输入电压及开关周期或导电时间结束前的初级电感来确定。由于导电时间的限制，输入电流将跟随输入电压的波形，从而提供更高的功率因数。相关电路图见图 2。

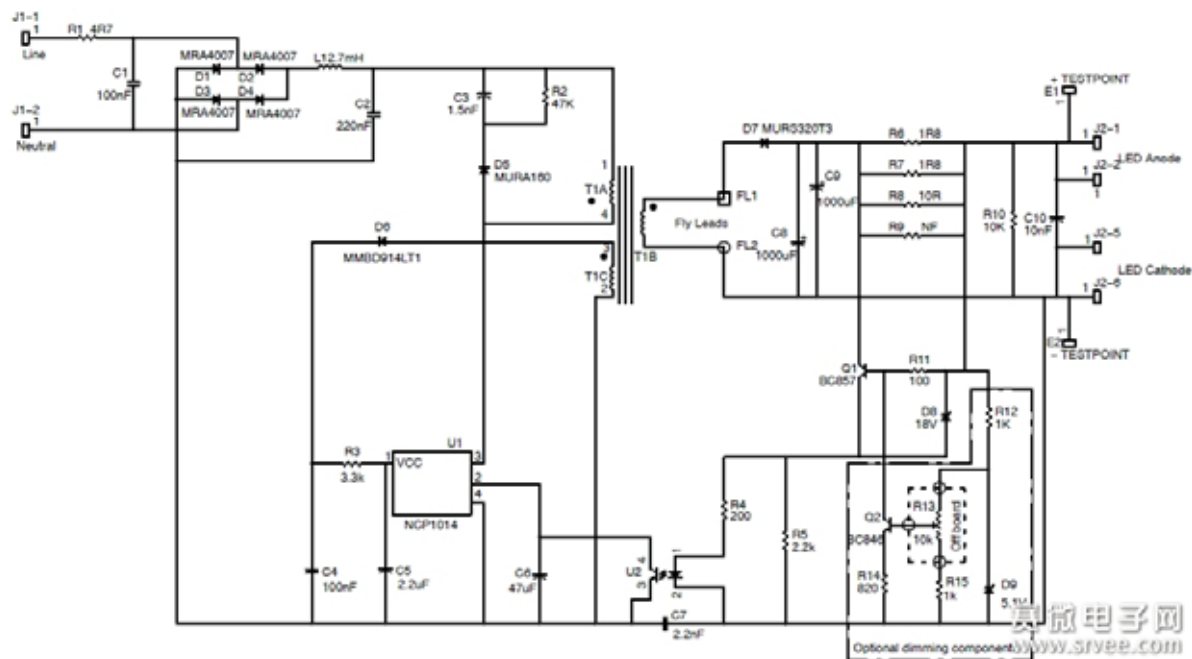


图 2: NCP1014LEDGTGEVB 电路图。

设计过程

较高的开关频率可以减小变压器尺寸，但同时会增加开关损耗。本参考设计选择了 100 kHz 版本的 NCP1014 作为平衡点。这个单芯片转换器的能效预计为约 75%，因此，要提供 8 W 输出功率，预计需要 10.6 W 的输入功率。输入功率范围是 90 到 265 Vac。NCP1014 包含安森美半导体的动态自供电 (DSS) 电路，藉减少元件数量简化了启动。这集成控制器的散热考虑因素决定了最大输出功率。电路板上的铜区域会散热并降温。当转换器工作时，反激变压器上的偏置绕组会关闭 DSS，降低转换器功率耗散。较低的工作温度使更多的电能可以提供给负载。

下文简单介绍本参考设计各电源段所选择的元器件及部分相关选择依据。详细的设计过程参见安森美半导体的《用于“能源之星”LED 照明应用的离线 LED 驱动器参考设计文档套件》。

1) 电磁干扰 (EMI) 滤波器

开关稳压器从输入源消耗电流。有关谐波含量的要求限制了电源输入电流的高频分量。通常滤波器由电容和电感组成，可以削弱不想要的信号。输入线路上连接的电容以与输入电压 90° 的异相导电电流，这种改变的电流使输入电压与电流之间出现相差，降低了功率因数，故需要在滤波需求与维持高功率因数之间取得平衡。

根据电磁干扰的属性及滤波器元件的复杂特性，电容 C1 和 C2 起始选择了 100 nF 电容。选择的差分电感 L1 用于提供 L-C 滤波器频率，约为开关频率的 1/10。所使用的电感值是：

$$L = \frac{(1/2\pi * 0.1 * f_{SW})^2}{C} = \frac{(1/2\pi * 0.1 * 100000)^2}{100 \text{ nF}} = 2.5 \text{ mH}$$

实际设计中选择的是 2.7 mH 电感，这是一个标准电感值。基于这个起点，根据经验来调节滤波器以符合导电放射限制。电容 C2 增加到了 220 nF，从而提供放射限制余量。电阻 R1 限制浪涌电流，并在故障事件中提供可熔元件。根据应用环境的不同，可能需要熔丝来符合安全要求。注意在初级总电容较小的情况下浪涌电流较小。

2) 初级钳位

二极管 D5、电容 C3 和电阻 R2 组成钳位网络，控制由反激变压器泄漏电感造成的电压尖峰。D5 应当是快速恢复器件，额定用于应对峰值输入电压及反射到变压器初级上的输出电压。600 V 额定电流为 1 A 的 MURA160 快速恢复二极管是二极管 D5 的适宜选择。电容 C3 必须吸收泄漏的能量，同时电压只有极小的增加，1.5 nF 的电容足以用于这类低功率应用。电阻 R2 必须耗散泄漏的能量，但并不必须会降低能效。电阻 R2 根据经验选择 47 kΩ。需要注意的是，电阻 R2 和电容 C3 必须额定用于 125.5 V 电压。

3) 偏置电源

二极管 D6 对偏置绕组提供的电源整流。200 mA 电流时额定电压为 100 V 的 MMBD914 二极管是 D6 的适宜选择。初级偏置由电容 C4、电阻 R3 和电容 C5 来滤波。选择的 C5 为 2.2 μF，C4 为 0.1 μF，R3 为 1.5 kΩ。

4) 输出整流器

输出整流器必须承受远高于 630 mA 平均输出电流的峰值电流。最大输出电压为 22 V，整流器峰值电压为 93.2 V。所选择的输出整流器是 3 A、200 V、35 nS 的 MURS320，提供低正向压降及快开关时间。2,000 μF 的电容将输出纹波电流限制在 25%，或是峰-峰值 144 mA。

5) 电流控制

通过监测与输出串联的感测电阻 RSENSE 的压降，维持恒定的电流输出。电阻 R11 连接感测电阻至通用 PNP 晶体管 Q1 的基极-射极结。当感测电阻上的压降约为 0.6 V 时，流过 R11 的电流偏置 Q1，使其导通。Q1 决定了流过光耦合器 U2 的 LED 的电流，并受电阻 R4 限制。光耦合器 U2 的晶体管为 NCP1014 提供反馈电流，控制着输出电流。

设定输出电流 I_{out}=630 mA 则要求感测电阻 RSENSE=0.85 Ω。感测电阻由 4 颗并联的元件 R6、R7、R8 和 R9 组成，选择 R6 和 R7 的阻值为 1.8 Ω，选择 R8 的阻值为 10 Ω，而让 R9 开路，从而产生约 0.83 Ω 的总感测电阻。

如电路使用 1W 大功率 LED，电流为 350mA，则要求感测电阻：R=U/I=0.6V/0.35A=1.8 Ω

6) 功率因数控制

在本电路中维持高功率因数有赖于缓慢的反馈响应时间，仅支持给定输入电源半周期内反馈电平略微改变。对于这种电流模式的控制器件而言，最大峰值电流在半周期内几乎保持恒定。与传统反馈系统相比，这就改善了功率因数。电容 C6 提供慢速的环路响应，抑制 NCP1014 的内部 18 kΩ 上拉电阻及从反馈光耦合器晶体管消耗的电流。从经验来看，电容 C6 确定在 22 μF 至 47 μF 的范围之间。

7) 变压器

本 LED 驱动器要求的最低输入电压为 90 Vac，相应的峰值为 126 Vac，在输出功率 P_o=8 W、效率(η)=0.75 及 V_{in}=126 V 的条件下，计算出的峰值电流 I_{pk}=0.339 A。再使用 100 kHz 的开关频率(f_{SW})值，计算出初级电感(I_p)=1858 μH。

这个功率等级适合选择窗口面积(A_c)为 0.2 cm² 的 E16 磁芯。最大磁通密度设定为 3 kG，可以计算出的初级匝数为 105 匝(T)。输出电压限制为 22 V，用于开路事件下的保护。为了提供一些输出电压余量及降低占空比，输出电压值增加 50%，达到 33 V。次级最小匝数(N_s)将是约 20 匝。

NCP1014 需要最低 8.1 V 的电压，使转换器工作时 DSS 功能免于激活。最低 LED 电压设计为 12.5 V，初级偏置绕组匝数(Nb)为约 13 匝。

8) 开路保护

齐纳二极管提供开路保护。开路电压由二极管 D8 电压、电阻 R4 压降及光耦合器 LED 电压之和确定。所选择的齐纳二极管 D8 的额定电压为 18 V。

9) 泄漏电阻器及滤波器

电阻 R10 及电容 C10 提供小型的放电通道，并为输出滤波。

10) 模拟调光

本参考设计包含一个可选的控制部分，这部分电路以模拟电流调节来调光。出于这个目的，可以增加电阻 R12、R14、R15、二极管 D9、晶体管 Q2 等元器件从及接往电位计 R13 的连接。本设计所选择的电阻 R12 的阻值为 1 k Ω ，调光电位计 R13 为 10 k Ω ，R14 为 820 Ω ，R15 为 1 k Ω 。

11) 电容寿命

LED 照明的其中一项考虑因素是驱动器与 LED 应当具有相当的工作寿命。虽然影响电源可靠性的因素众多，但电解电容对任何电子电路的整体可靠性至关重要。有必要分析本应用中的电容，并选择恰当电解电容，从而提供较长的工作寿命。电解电容的可用寿命在很大程度上受环境温度及内部温升影响。本参考设计选择的电容是松下的 ECA-1EM102，额定值为 1000 μ F、25 V、850 mA、2,000 小时及 85 $^{\circ}$ C。在假定 50 $^{\circ}$ C 环境温度条件下，这电容的可用寿命超过 12 万小时。

测试结果

相关测试数据是 NCP1014LEDGTGEVB 评估板在负载为 4 颗 LED、工作电流约为 630 mA 条件下测得的，除非另行有申明。图 3 及图 4 是不同条件下的能效测量数据。图 5 显示的是不同线路电压条件下的功率因数。需要指出的是，输入电压在 90 Vac 至 135 Vac 范围内时，功率因数高于 0.8，远高于“能源之星”的 LED 住宅照明应用功率因数要求。

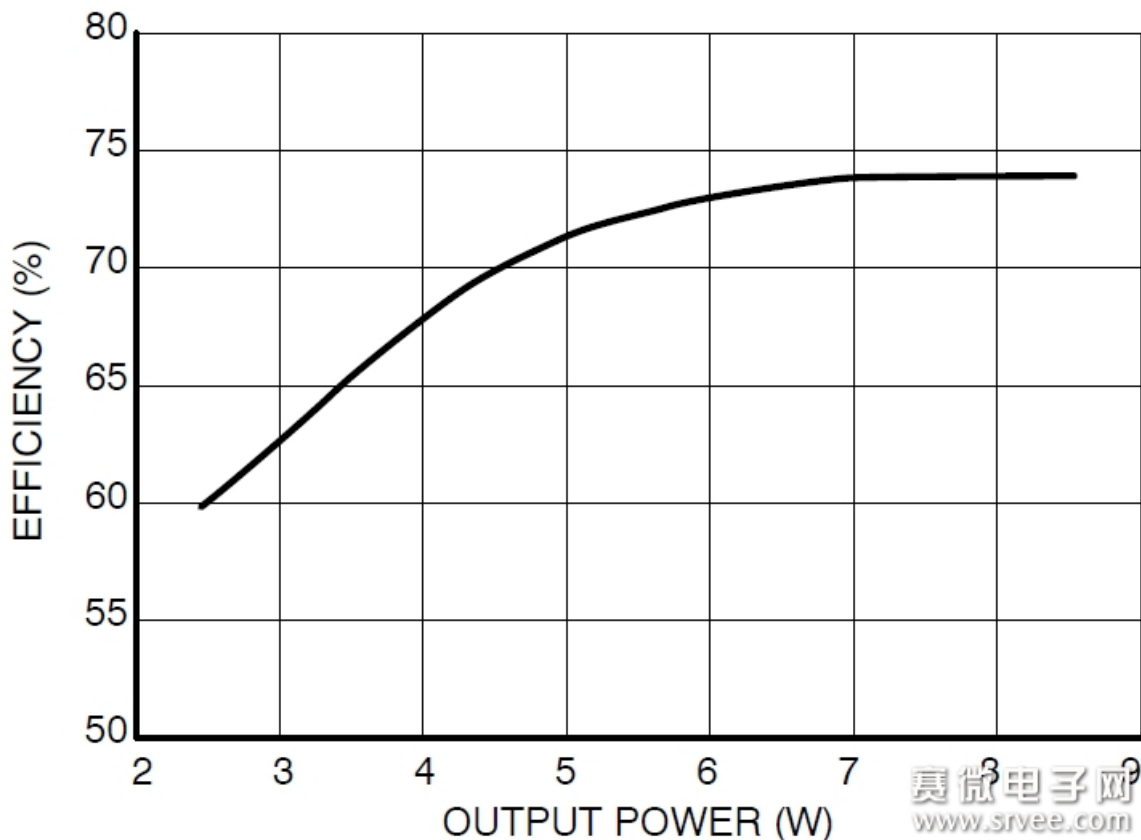


图 3: Vin=115 Vac、不同输出负载时的能效

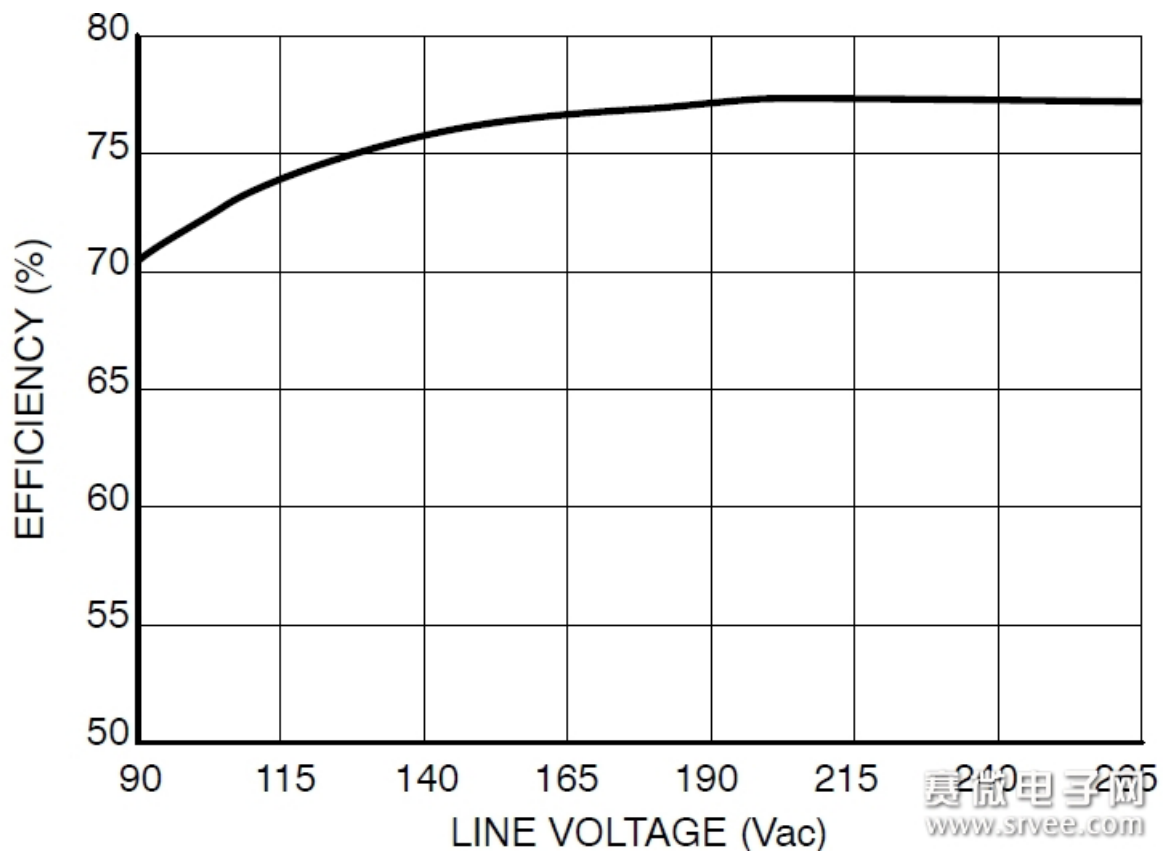


图 4: Pout=8.5 W、不同线路电压时的能效

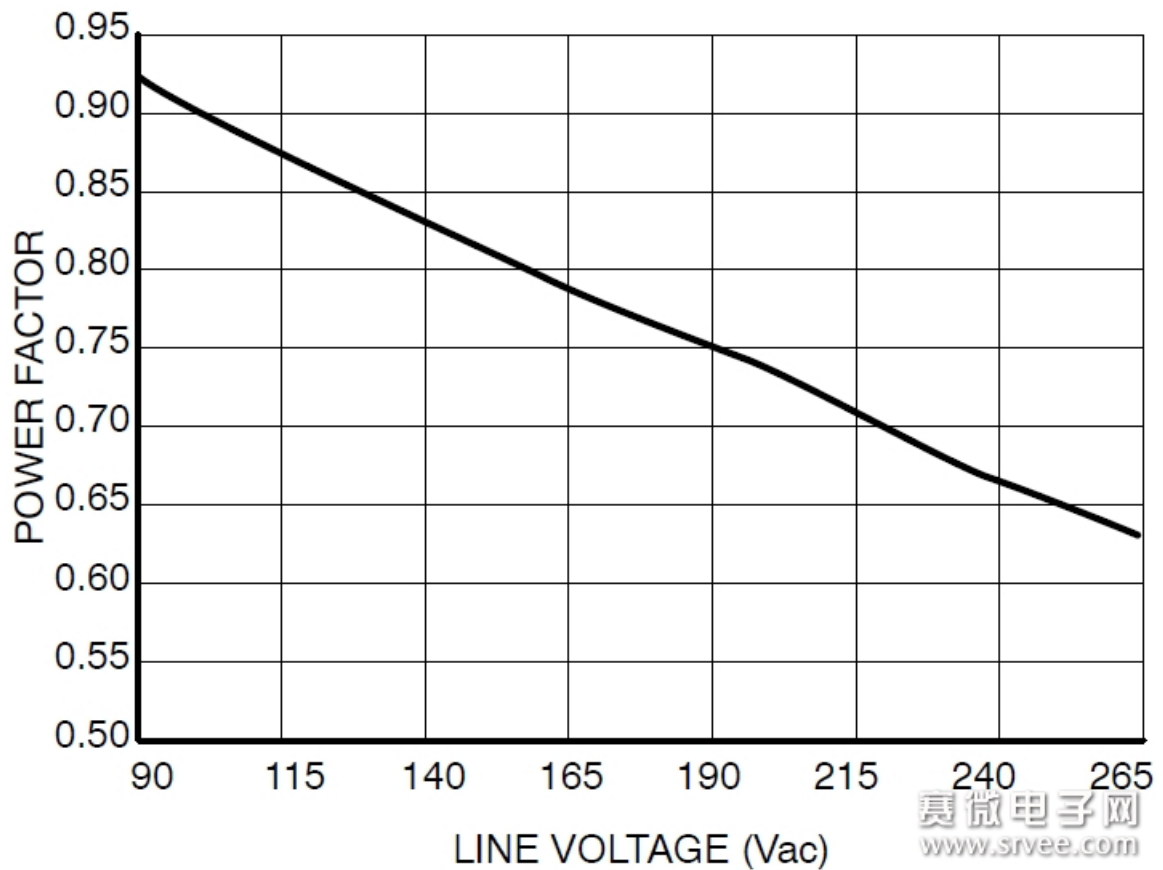


图 5: 不同线路电压时的功率因数。

总结:

“能源之星”标准为固态照明提供了量化要求，使 LED 驱动器面临一些新的要求，如功率因数校正。这就要求新颖的解决方案来满足这些要求，同时还不会增加电路复杂性及成本。本文结合优化的 NCP1014LEDGTGEVB 评估板，介绍了安森美半导体的离线型 8 W LED 驱动器参考设计的设计背景、解决方案及设计过程，并分享了相关能效及功率因数测试结果，显示这参考设计提供较高的能效，符合“能源之星”固态照明标准的功率因数要求，非常适合这类低功率 LED 照明应用。