

# 在离线应用中采用UCC28056来优化效率和待机功耗

## 摘要

现代产品法规要求更低的待机功耗和更高的效率。满足这些要求的策略可能是使用复杂的电源时序控制关闭部分电源系统以提高轻载效率。此外，关闭如PFC等电源系统的部分需要将下游功率转换器设计用于宽输入电压范围。UCC28056架构和突发模式等功能使设计能够满足这些现代电源要求，使PFC级在所有电源模式下保持开启状态。

## 目录

1	前言 .....	2
2	功耗标准 .....	2
3	优化效率和待机功耗 .....	3
4	突发模式运行 .....	4
5	限制静态损耗 .....	4
6	待机功耗测量技巧 .....	8
7	总结 .....	11
8	参考文献 .....	11

## 图片列表

图 1.	UCC28056 设计示例 .....	3
图 2.	UCC28056 和 UCC25630x 的结合高压分压器 .....	5
图 3.	待机功耗测量连接 .....	9
图 4.	AC 功率表连接 .....	10
图 5.	效率与输出功率 .....	11

## 表格列表

表 1.	DOE VI 级 (50 W 至 249 W) .....	2
表 2.	DOE VI 级 (>250 W) .....	2
表 3.	CoC II 级功耗要求 .....	2
表 4.	X 电容器放电标准 .....	7
表 5.	待机功耗测量 .....	10

## 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 前言

随着产品法规持续要求在这些关键领域提高性能，效率和待机功耗已成为离线应用中关注的重点。这种关注需要采用复杂的功率策略以满足这些要求，例如在低功耗模式下关闭 PFC。这种策略虽然有效，但极大地增加了系统设计的复杂性，也增加了 PFC 下游的 DC/DC 转换器设计的负担，使其无法处理更宽的输入电压范围。UCC28056 器件专为解决此问题而设计，可在整个负载范围内保持高效率，使设计人员即使在低功率模式下也能保持 PFC 开启状态。本应用指南介绍了使用 UCC28056 优化过渡模式 PFC 设计以提高效率和待机功耗的设计决策。

## 2 功耗标准

表 1 和表 2 总结了美国能源部 (DOE) VI 级对铭牌输出功率为 50 mW 及以上的应用的功耗要求。

表 1. DOE VI 级 (50 W 至 249 W)

DOE VI 级 (50 W 至 249 W)	
待机功耗	< 210 mW
在以下范围规范效率性能:	25%、50%、75%、100% 负载
最低 4 点效率平均值	88%

表 2. DOE VI 级 (>250 W)

DOE VI 级 (>25 W)	
待机功耗	< 210 mW
在以下范围规范效率性能:	25%、50%、75%、100% 负载
最低 4 点效率平均值	88%

表 3 总结了《欧盟行为准则》(CoC) II 级对铭牌输出功率为 50 W 至 250 W 的应用的功耗要求。在撰写本文时，未获知铭牌输出功率大于 250 W 的要求。

表 3. CoC II 级功耗要求

CoC II 级 (50 W 至 249 W)	
待机功耗	< 150 mW
在以下范围规范效率性能:	10%、25%、50%、75%、100% 负载
最低 4 点效率平均值	89%

应该注意的是，CoC II 级考虑了 10% 负载下的轻载效率点，该负载下的效率通常因静态损耗和较低的输出功率而受到影响。在 10% 负载下效率较低，因此在其他四个调节效率点上需要更高的效率以满足最小平均效率。



## 4 突发模式运行

UCC28056 实现了突发模式功能，进一步改善了轻载效率和待机功耗。此外，在进入突发模式后，导通时间脉冲宽度在前 4 个开关周期内斜坡上升。此外，在退出突发模式之前，导通时间脉冲宽度在最后 4 个开关周期内斜坡下降。这种软导通和软关断策略在进入突发模式后在前 4 个周期内增加线路电流，并在最后 4 个周期内降低线电流。此功能可在轻载条件下限制可听噪声和对 EMI 滤波器的干扰。

进入和退出突发模式通过应用于 COMP 引脚电压的两个比较器阈值实现。两个比较器阈值的平均电压约为  $V_{COMP\_Max}$  的 11%，这意味着在每个突发周期期间传递的功率约为最大输出功率的 11%。

在突发开启期间，PFC 级的效率大约等于 PFC 转换器在 11% 负载下的效率。在突发关闭期间，UCC28056 的电流消耗降至  $125 \mu A$ 。在没有转换动作发生的突发关闭期间的功率损耗主要由 PFC 级内的静态功率损耗决定。等式 1 提供了待机功耗性能的近似值

$$P_{Standby} \approx \frac{P_{INBurst} \cdot t_{BurstON\_time} + P_{StaticLoss} \cdot t_{BurstOFF\_time}}{t_{BurstON\_time} + t_{BurstOFF\_time}} \quad (1)$$

当 PFC 级上的负载降低到 10% 以下时，突发期间的频率也会降低，以保持轻负载的高效率。

## 5 限制静态损耗

电路内器件的静态损耗会提高待机功耗。例如桥式整流器、升压二极管和 MOSFET 中的传导损耗，本节为选择合适的值以降低 PFC 级中的功率损耗提供了指导。

### 5.1 分压器

VOSNS 引脚连接到内部跨导放大器的反相输入，用于通过电阻分压器设置 PFC 级输出调节点。由于典型的 PFC 输出电压约为 400 V，因此反馈分压器中的静态功率损耗可能很大，并且是导致高待机功耗的主要原因之一。等式 2 是 VOSNS 分压器中的静态功耗：

$$P_{VOSNS} = \frac{V_{BLK}^2}{R_{OS1} + R_{OS2}} \quad (2)$$

其中  $V_{BLK}$  是 PFC 级的输出电压， $R_{OS1}$  是分压器的顶部电阻， $R_{OS2}$  是分压器的底部电阻。对于 400 V 的输出电压和  $1M\Omega$  的总反馈电阻，反馈分压器的静态损耗为 160 mW。因此，使用尽可能大的反馈电阻是有利的。但是，由于  $V_{OSNS}$  偏置电流  $I_{OSNSBias}$  的影响，较大的  $R_{OS1}$  值会导致调节精度下降。等式 3 显示了调节精度与  $R_{OS1}$  电阻之间的关系：

$$\frac{\Delta V_{BLKReg}}{V_{BLKReg}} = \frac{I_{OSNBias} \cdot R_{OS1}}{V_{BLKReg}} \quad (3)$$

其中  $I_{OSNBias}$  是  $V_{OSNS}$  引脚的偏置电流。最大  $I_{OSNSBias}$  电流为 100 nA。等式 4 确保由于  $I_{OSNSBias}$  造成的输出电压调节降低不到 1%：

$$R_{OS1} \leq 1\% \cdot \frac{V_{BLKReg}}{I_{OSNBias\_max}} \quad (4)$$

1 对于 390 V 的输出电压， $R_{OS1}$  的最大值为  $39M\Omega$ 。可以使用等式 5 计算  $R_{OS2}$  的相应值，其中  $V_{OSReg}$  是基准电压，2.5 V：

$$\frac{R_{OS1}}{\left(\frac{V_{BLKReg}}{V_{OSReg}} - 1\right)} = R_{OS2} \quad (5)$$

如果使用  $3 \times 10\text{-}M\Omega$  电阻作为  $R_{OS1}$ ，使用  $100k\Omega + 93.1k\Omega$  作为  $R_{OS2}$ ，则  $V_{OSNS}$  分压器的总待机功耗为 5 mW。

## 5.2 UCC28056 + UCC25630x 反馈/BLK 分压器

对于在 PFC 级下游使用 LLC 转换器的 AC/DC 系统，可以将  $V_{OSNS}$  电阻分压器配置为用作过渡模式升压 PFC 级的反馈分压器和 LLC 控制器 UCC25630x 的 BLK 引脚分压器，如图 2 所示。这种方法通过消除整个 AC/DC 系统解决方案中的额外高压分压器，大大降低了静态功耗。

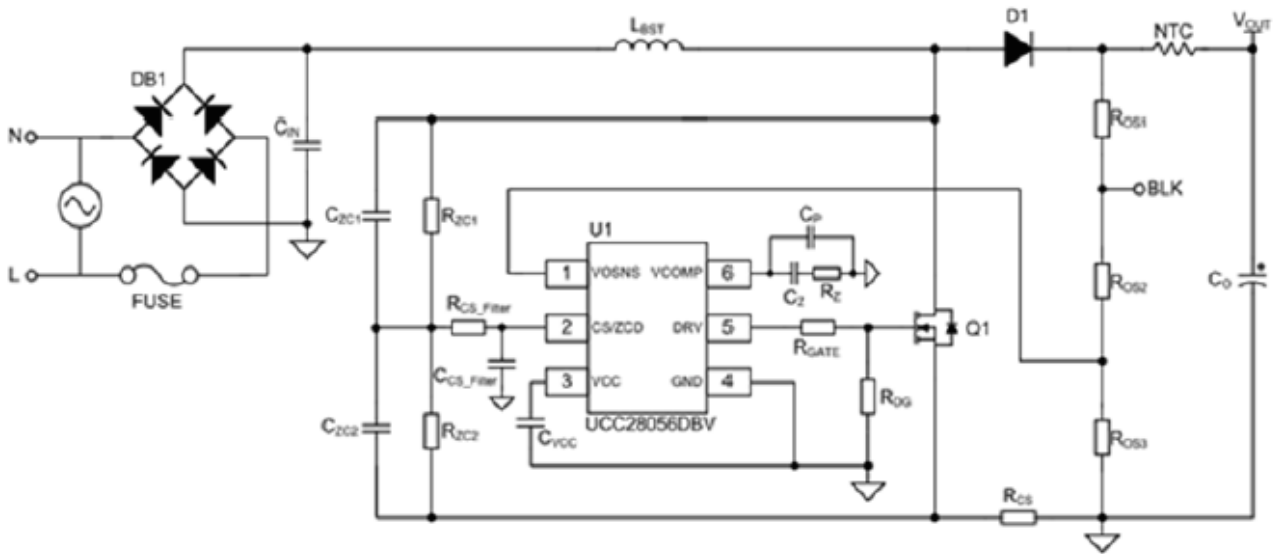


图 2.UCC28056 和 UCC25630x 的结合高压分压器

为了适应 UCC28056 和 UCC25630x 的不同电阻分压比，需要两个电阻抽头。将 PFC 储能电压设置为 390 V 时， $V_{OSNS}$  分压比  $K_{OS}$  等于 156，如等式 6 所示。 $K_{BLK}$  由 LLC 预期打开时的最小 PFC 储能电压决定。当储能导通阈值为 3.05 V，所需的导通阈值为 340 V 时，BLK 分压比  $K_{BLK}$  等于 111.5，如等式 7 所示：

$$K_{OS} = \frac{V_{BLKReg}}{V_{OSReg}} = \frac{R_{OS11} + R_{OS12} + R_{OS2}}{R_{OS2}} = 156 \quad (6)$$

$$K_{BLK} = \frac{V_{ON\_LLC}}{V_{BLKTh}} = \frac{340V}{3.05V} = \frac{R_{OS11} + R_{OS12} + R_{OS2}}{R_{OS12} + R_{OS2}} = 111.5 \quad (7)$$

在本例中，选择上分压电阻  $R_{OS11}$ ，由 3 个串联的  $3.24 M\Omega$ ，1206 SMT 电阻组成，如等式 8 所示：

$$R_{OS11} = 3 \cdot 3.24M\Omega = 9.72M\Omega \quad (8)$$

同时求解等式 6 和等式 7，得到等式 9：

$$R_{OS12} = \frac{R_{OS11}}{K_{OS}} \cdot \left(\frac{K_{OS} - 1}{K_{BLK} - 1} - 1\right) = 25.092k\Omega \quad (9)$$

然后使用以下等式找到相应的  $R_{OS2}$ ：

$$R_{OS2} = \frac{R_{OS11} + R_{OS12}}{K_{OS} - 1} = 62.87k\Omega \quad (10)$$

这两个电阻可以使用标准电阻值实现，如等式 11 和等式 12 所示：

$$R_{OS12} = 47.5k\Omega // 52.3k\Omega = 25.183k\Omega \quad (11)$$

$$R_{OS2} = 124k\Omega // 127k\Omega = 62.74k\Omega \quad (12)$$

该组合电阻分压器的总功耗为 15.5 mW。

### 5.3 ZCD/CS 分压器

在突发关闭条件下，ZCD/CS 分压器的功耗最高。在这种状态下，漏极电压近似于等于线路电压峰值的 DC 电压。ZCD/CS 分压器的峰值功耗如等式 13 所示：

$$P_{ZCMax} = \frac{2 \cdot V_{LineRMSMax}^2}{R_{ZC1} + R_{ZC2}} \quad (13)$$

其中  $R_{ZC1}$  是 ZCD/CS 分压器顶部电阻的电阻， $R_{ZC2}$  是 ZCD/CS 分压器底部电阻的电阻。与  $V_{OSNS}$  分压器非常相似，可以通过 ZCD 引脚检测精度的小幅折衷增加  $R_{ZC1}$  和  $R_{ZC2}$  的电阻。等式 14 将 ZCD 偏置电流引起的精度下降限制在 1% 以下：

$$R_{ZC1} \leq Error\% \cdot \frac{K_{ZC} \cdot V_{ZCBoRise}}{I_{ZCBias}} = 1\% \cdot \frac{401 \cdot 0.3V}{100nA} = 12.03M\Omega \quad (14)$$

分压器链中的上部电阻  $R_{ZC1}$  必须在浪涌测试下承受峰值输出电压。对于耐用的解决方案，此位置的电阻应具有高于升压 MOSFET 雪崩额定值的额定电压。3 个 1206 SMT， $3.24M\Omega$  的串联链满足精度要求，并提供高于 600 V 的耐压能力。使用等式 15 和等式 16 确定  $R_{ZC1}$  和  $R_{ZC2}$  的适当值：

$$R_{ZC1} = 3 \cdot 3.24M\Omega = 9.72M\Omega \quad (15)$$

$$R_{ZC2} = \frac{R_{ZC1}}{R_{ZC1} - 1} = 24.3k\Omega \quad (16)$$

最大输入电压为 265 Vrms 时，半个周期内的峰值功耗为 14.41 mW。

### 5.4 X 电容选择

X 电容器是 EMI 滤波器的关键组件，并且逐线连接以抑制 EMI 噪声。当电容器充电和放电时，在电容器的等效串联电阻上消耗功率，如等式 17 所示：

$$P_{XCap} = I_{XCap}^2 \cdot R_{ESR\_XCap} \quad (17)$$

流过电容器的均方根电容器电流取决于线路均方根电压、线路频率和 X 电容器配置中的总电容。忽略寄生电感，x 电容带给线路的阻抗可以如等式 18 所示计算：

$$Z_{XCap} = \sqrt{\left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot C}\right)^2 + (R_{ESR\_XCap})^2} \quad (18)$$

可以使用等式 19 计算 X 电容的功率损耗：

$$P_{XCapMax} = \left( \frac{\sqrt{2} \cdot V_{LineRMSMax}}{Z_{XCap}} \right)^2 \cdot R_{ESR\_XCap} \quad (19)$$

对于并联最大线路电压 265 Vrms 和 0.33  $\mu$ F，每个的损耗因子为 0.00022，X 电容消耗的功率为 6.4 mW。

## 5.5 有源 X 电容放电

某些应用需要一种方法将 EMI 滤波器中使用的线间电容器在指定时间内放电到合理电压。这是为了确保 AC 插头上的高压不会无限期地保留。有几种控制放电时间的标准，如 IEC60950、IEC60065 和 IEC62368，总结在表 4 中。

表 4.X 电容器放电标准 4

标准	从 AC 拔出的放电时间常数（秒）
IEC60950	1s
IEC60065	1s
IEC62368	2s

一种流行的做法是将泄放电阻与 X 电容器并联放置。一般准则是每 100 nF 的电容需要并联添加 10M  $\Omega$  的最大泄放电阻。对于 330 nF 的 X 电容，需要至少 3.3M  $\Omega$  的泄放电阻。

虽然这是一种经济有效的方法，但它会导致系统中额外的静态功率损耗，增加待机功耗。对于 85 VAC 至 265 VAC 的输入电压范围，3.3M  $\Omega$  泄放电阻分压器的功率损耗为 21.2 mW。更有效的方法是使用有源 X 电容放电功能，该功能仅在检测到 AC 断开时才启用。对于使用下游 LLC 级的 AC/DC 系统，此功能集成在 UCC256301 和 UCC256304 谐振控制器中。UCC256301 和 UCC256304 能够通过高压引脚检测 AC 线路，当检测到 AC 断开事件时，放电 X 电容。在稳定状态下，HV 引脚的最大漏电流为 7.55  $\mu$ A。每隔 720 ms，UCC25630x 转换器将一个测试电流阶梯应用于线路，检查过零以确定 AC 拔插事件。假设施加到 HV 引脚的电压是等于 AC 线电压的整流正弦波，则可以使用等式 20 计算最坏情况下的功耗：

$$P_{XCapDischarge} = V_{HVPin} \cdot I_{HVPin\_leakageMax} + P_{TestCurrent} = 265V \cdot 7.55\mu A + 9mW = 11mW \quad (20)$$

## 5.6 桥式整流器

桥式整流器中的功率损耗是导通期间的正向电压和每个二极管的寄生电阻的结果。每个二极管的总功率损耗用等式 21 表示：

$$P_{Diode} = V_F \cdot I_{Diode\_avg} + R_{Diode} \cdot I_{Diode\_RMS}^2 \quad (21)$$

最坏情况下的功率损耗发生在最小线电压和最大负载时。对于 2.1 A 的峰值输入电流、1 V 的正向电压和 80m  $\Omega$  的寄生电阻，可以使用等式 22 计算每个二极管的总功率损耗：

$$P_{Diode} = 1V \cdot 1.34A + 0.08\Omega \cdot 1.48A^2 = 1.515W \quad (22)$$

桥式整流器的总损耗如等式 23 所示：

$$P_{Rectifier} = 4 \cdot P_{Diode} = 6.06W \quad (23)$$

二极管的正向电压取决于温度，其中正向电压随着二极管的结温度的增加而降低。因此，在桥式整流器中，可以对结温升高和导通损耗降低进行权衡。

## 5.7 MOSFET 选择

升压开关元件中的总功率损耗可以通过由开关的导通电阻引起的导通损耗和驱动 MOSFET 的栅极的开关损耗来描述。可以用等式 24 计算导通损耗：

$$P_{\text{Cond}} = I_{\text{Mos\_RMS}}^2 \cdot R_{\text{DS\_on}} \cdot C_{\text{O\_temp}} \quad (24)$$

其中， $I_{\text{MOS\_RMS}}$  是 MOSFET 的均方根电流， $R_{\text{DS\_on}}$  是 MOSFET 的导通电阻， $C_{\text{O\_temp}}$  是与导通电阻相关的温度系数。开关中的最大电流出现在满载和最小输入电压时：

$$I_{\text{Mos\_RMSMax}} = \frac{110\% \cdot P_{\text{loadmax}}}{V_{\text{LineRMSMin}}} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} - \frac{32 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\text{LineRMSMin}}}{9 \cdot \pi \cdot V_{\text{BLK}}}} \quad (25)$$

导通电阻随着 MOSFET 结温的增加而增加，在传导损耗等式中由  $C_{\text{O\_temp}}$  表示。在工作期间降低 MOSFET 的温升可以降低传导损耗。MOSFET 中的开关损耗总结如下：

$$t_{\text{rise}} = \frac{(Q_{\text{gs}} - Q_{\text{g(th)}}) \cdot R_{\text{gate\_total}}}{V_{\text{gs}} - \frac{V_{\text{miller}}}{2} - \frac{V_{\text{gs(th)}}}{2}} + \frac{Q_{\text{gd}} \cdot R_{\text{gate\_total}}}{V_{\text{gs}} - V_{\text{miller}}} \quad (26)$$

$$t_{\text{fall}} = \frac{Q_{\text{gd}} \cdot R_{\text{gate\_total}}}{V_{\text{miller}}} + \frac{(Q_{\text{gs}} - Q_{\text{g(th)}}) \cdot R_{\text{gate\_total}}}{\frac{V_{\text{miller}}}{2} + \frac{V_{\text{gs(th)}}}{2}} \quad (27)$$

$$P_{\text{switching}} = V_{\text{DS}} \cdot \frac{F_{\text{SW}}}{2} \cdot (t_{\text{rise}} \cdot I_{\text{FET,min}} + t_{\text{fall}} \cdot I_{\text{FET,max}}) \quad (28)$$

减少 MOSFET 的栅极电荷以降低上升和下降转换时间是有利的。然而，对于 600V MOSFET，在这方面的选择有限。

## 6 待机功耗测量技巧

可以使用等式 29 计算 PFC 级消耗的实际功率：

$$P_{\text{real}} = V_{\text{Line}} \cdot I_{\text{Line}} \cdot \text{PF} \quad (29)$$

由于 UCC28056 的突发模式特性，输入功率变化通常非常高，并且难以从瞬时功率测量进行精确测量。使用具有积分功能的功率计可以让用户在设定的时间间隔内积分 mWh，然后执行简单计算以获得 PFC 级消耗的平均输入功率。图 3 显示了 UCC28056EVM-296 上待机功耗测量的正确连接。





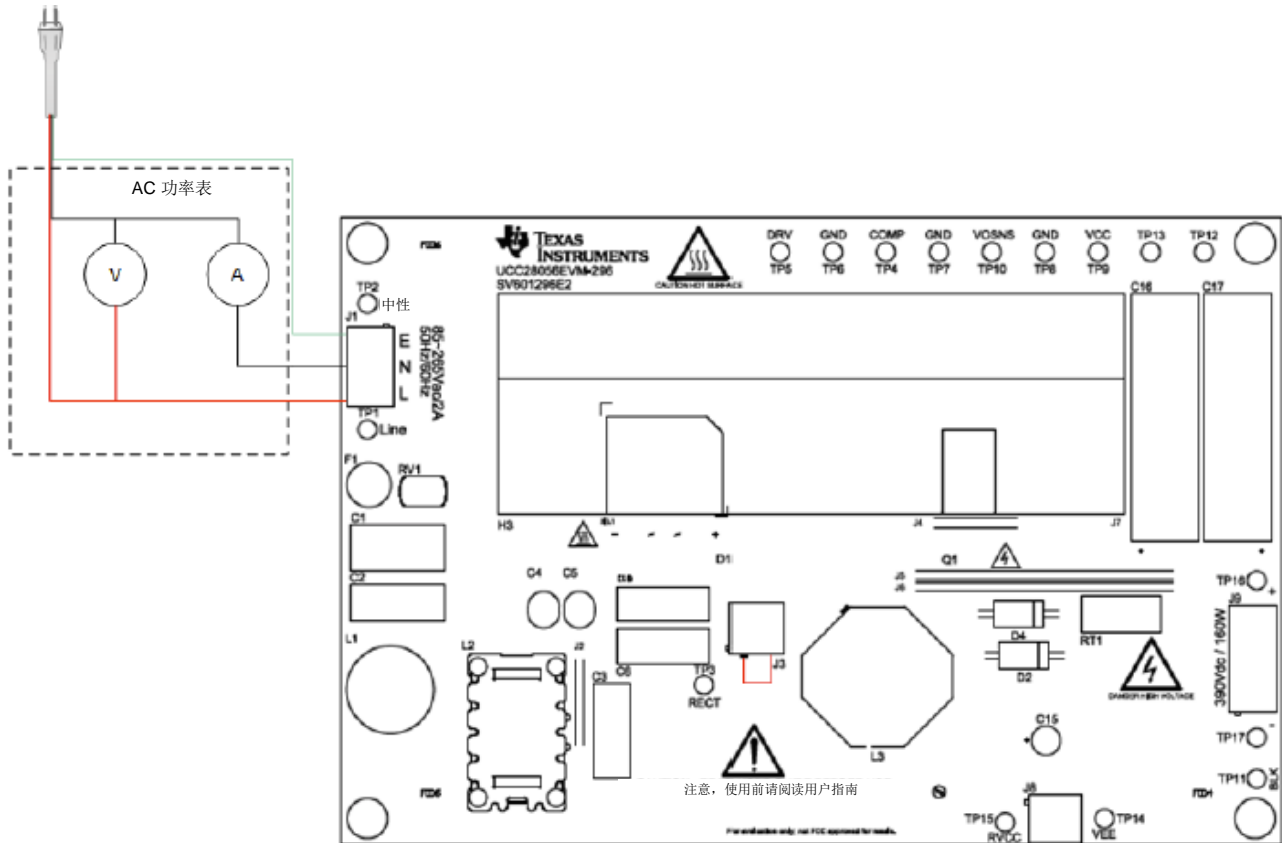


图 4.AC 功率表连接

线电压和线电流测量的更高精度可降低测量的噪声基底，并减少测量间隔内积分的误差量。建议使用尽可能低的电压范围。电流范围必须足够大，以测量突发期间的峰值线电流。建议使用电流探头测量峰值线电流，并选择恰好高于最大测量线电流的电流范围。

### 6.2 平均输入功率计算

在积分模式下，功率表计算 PFC 级在测量间隔期间消耗的功率量 (mWh)。然后可以使用等式 30 计算平均输入功率：

$$P_{avg} = \frac{mWh_{measured} \cdot 60 \text{ minutes}}{t_{interval}(\text{minutes})} \tag{30}$$

### 6.3 待机功耗和效率测量

表 5 总结了 PFC 设计从 85 VAC 到 265 VAC 的待机功耗测量。

表 5.待机功耗测量

输入电压(Vrms)	输入功率(mW)	VCC 电压	VCC 电流 (μA)	总待机功耗 (mW)
85	23	12.0074	104.034	24.249
115	24	12.0101	107.022	25.285
230	39	12.0632	105.630	40.268
265	45	12.0630	105.902	46.272

图 5 总结了线路和负载的效率性能。

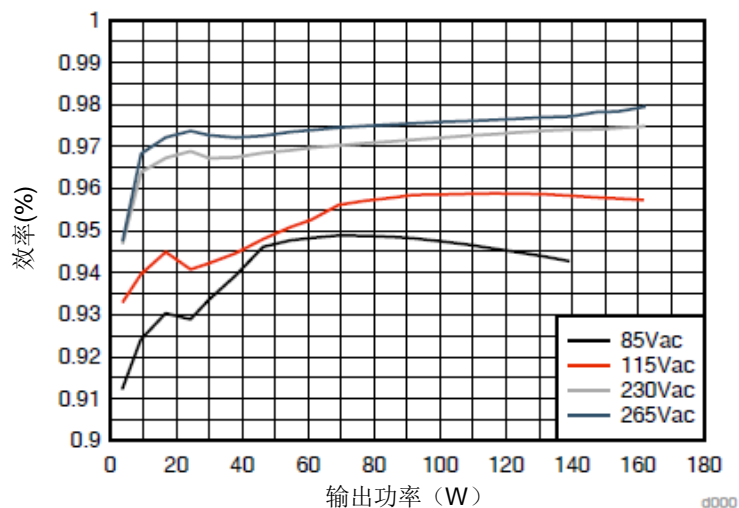


图 5.效率与输出功率

## 7 总结

UCC28056 可在整个负载范围内提供卓越的待机功耗和效率性能，使设计能够满足最新的功耗标准。UCC28056 的突发模式运行可实现高轻载效率，使设计即使在低功耗模式下也能保持 PFC 开启。通过使 PFC 持续开启，可实现更窄的输入电压范围，简化整体系统复杂性以及下游转换器的设计。

## 8 参考文献

1. Texas Instruments, [A Design Review of a Full-Featured 350-W Offline Power Converter](#)
2. Texas Instruments, [Power Stage Designer™ User's Guide](#)

## 重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的TI 产品；(2) 设计、验证并测试您的应用；(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及ti.com.cn上或随附TI产品提供的其他可适用条款的约束。TI提供所述资源并不扩展或以其他方式更改TI 针对TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122  
Copyright © 2019 德州仪器半导体技术（上海）有限公司