

Technical Article

如何降低 PFC 的 THD



Bosheng Sun

总计谐波失真 (THD) 是信号中存在的谐波失真，定义为一组较高谐波频率的均方根 (RMS) 振幅与一次谐波或基频的 RMS 振幅之比。公式 1 将 THD 表示为：

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \tag{1}$$

其中 V_n 是 n 次谐波的 RMS 值， V_1 是基波分量的 RMS 值。

在电力系统中，这些谐波会导致从电话传输干扰到导体性能下降等各种问题；因此，控制总 THD 非常重要。THD 越低，电机中的峰值电流越低、发热越少、电磁辐射越低、磁芯损耗越小。

降低 THD 需要功率因数校正 (PFC)，这是输入功率大于 75W 的交流/直流电源所必需的。PFC 会强制输入电流跟随输入电压，以便电子负载生成包含超小谐波的正弦电流波形。

THD 要求越来越严格，在服务器应用中尤其如此。模块化硬件系统通用冗余电源 (M-CRPS) 规范 [1] 在整个负载范围内定义了非常严格的 THD 要求，如表 1 中所示。这比之前的 CRPS THD 规范更为严格。

表 1. M-CRPS THD 规范。来源：德州仪器 (TI)

Output power	< 5%	5%≤In≤10%	10%<In≤20%	20%<In≤50%	50%<In≤100%
Current THD (240VAC) Capacity Levels ≥ 1400W	< 20%	< 8.5%	< 7.5%	< 5%	< 3.5%
Current THD (240VAC) Capacity Levels < 1400W	< 25%	< 10%	< 10%	< 7.5%	< 4%
Current THD (120VAC)	< 25%	< 10%	< 7.5%	< 5%	< 4%

在传统的环路调优可能无法满足要求的 PFC 设计中，满足此类严格的 THD 规范是一项巨大的挑战。本文将提供几种额外的方法来帮助降低 THD。

确保检测到的信号干净

PFC 控制器可检测交流输入电压、电感器电流和 PFC 输出电压。这些检测到的信号必须干净，否则会影响 THD。例如，由于交流输入电压信号生成正弦电流基准，因此检测到的信号上的任何尖峰都会导致电流基准失真并影响 THD。

尽管输出电压 (V_{OUT}) 信号不用于生成电流基准，但它也可能会影响 THD，因为 V_{OUT} 上的尖峰会在电压环路输出上产生纹波，这会影响电流环路基准并最终影响 THD。如果尖峰的幅度足够大，则可能会触发电压环路非线性增益，从而显著提高 THD。

一种常见的做法是去耦电容器放置在靠近控制器检测引脚的位置。您必须仔细选择电容，以便有效降低噪声，但不引起过多延迟。使用一个数字无限脉冲响应滤波器来处理检测到的 V_{OUT} 信号可进一步减少噪声；由于 PFC 电压环路比较慢，由该数字滤波器导致的额外延迟是可以接受的。

不过，对于交流电压检测，不建议添加数字滤波器，因为它会导致电流基准出现延迟。在这种情况下，您可以使用固件锁相环 (PLL) 来生成与交流电压同相的内部正弦波信号，然后使用生成的正弦波信号来调制电流基准。由于 PLL 生成的正弦波是干净的，即使检测到的交流电压上有一些噪声，电流环路基准也是干净的。

降低交流过零点处的电流尖峰

交流过零点处的电流尖峰是图腾柱无桥 PFC 的固有问题。这些尖峰可能会非常大，以至于无法符合 M-CRPS THD 规范要求。通过分析这些尖峰 [2] 的根本原因，发现脉宽调制 (PWM) 软启动算法 (如 图 1 中所示) 可有效地减少尖峰。

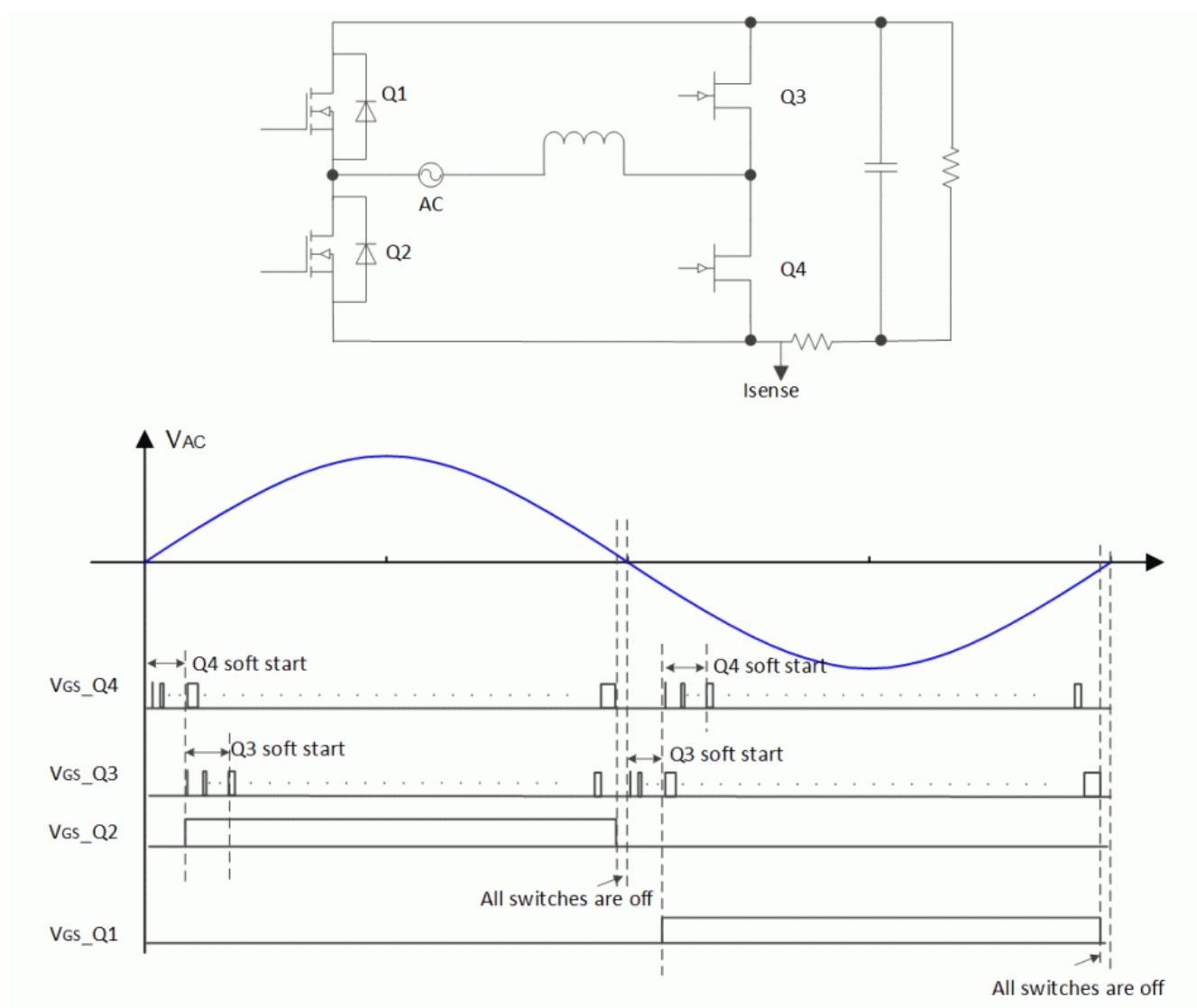


图 1. 交流过零点处的栅极信号时序。来源：德州仪器 (TI)

在此解决方案中，当 V_{AC} 在交流过零点后从负周期变为正周期时，有源开关 Q4 首先以非常小的脉冲宽度导通，然后逐渐增加到由控制环路生成的占空比 (D)。Q4 上的软启动会逐渐将开关节点漏源电压 (V_{DS}) 放电至零。一旦 Q4 的软启动完成，同步晶体管 Q3 开始导通。它从很小的脉冲宽度开始，然后逐渐增加，直到脉冲宽度达到 $1-D$ 。当 Q4 的软启动完成且 Q3 的软启动开始时，低频开关 Q2 导通。

过零检测可能会被噪声错误地触发。出于安全考虑，在半个交流周期结束时，关断所有开关。这样会形成一个较小的死区，从而防止输入交流短路。从交流正周期到负周期的转换是相同的。图 2 展示了测试结果。

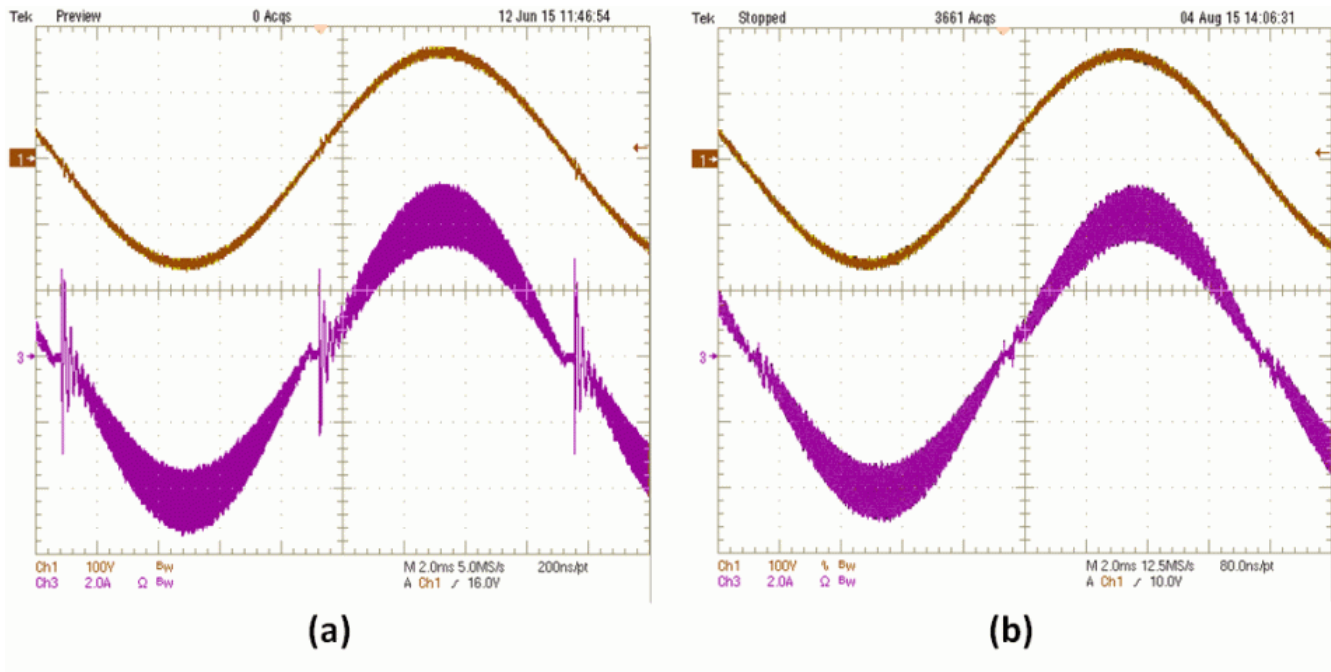


图 2. 不使用和使用 PWM 软启动功能时的电流波形：传统控制方法 (a) 和 PWM 软启动 (b)。来源：德州仪器 (TI)

降低电压环路影响

电压环路输出上的双倍工频纹波会影响电流基准，从而影响 THD。为尽可能减少这种频率纹波的影响，同时又不影响负载瞬态响应，您可以在 V_{OUT} 检测信号和电压环路之间添加一个数字陷波（带阻）滤波器。该陷波滤波器可以有效地衰减双倍工频纹波，同时仍能传递所有其他频率信号，包括负载瞬态导致的 V_{OUT} 突变。负载瞬态不会受到影响。

另一种方法是在交流过零实例处检测 V_{OUT} 。由于交流过零实例 $V_{out_zc}(t)$ 处的 V_{OUT} 的值等于其平均值，并且在稳态下是一个“常量”，因此它是用于电压环路控制的理想反馈信号。若要处理负载瞬态，请使用以下电压环路控制律：

```

If ((Vref - Vout(t) < Threshold)
{
Error = Vref - Vout_zc(t);
VoltageLoop_output = Gv(Error, Kp, Ki);
}
Else
{
Error = Vref - Vout(t);
VoltageLoop_output = Gv(Error, Kp_nl, Ki_nl);
}

```

如果瞬时 V_{OUT} 误差很小，请使用交流过零实例 $V_{out_zc}(t)$ 处的 V_{OUT} 值和小比例积分 (PI) 环路增益 K_p 、 K_i 计算电压环路补偿器 G_v 。当发生导致瞬时 V_{OUT} 误差大于阈值的负载瞬态时，为 G_v 使用瞬时 $V_{out}(t)$ 值和 PI 环路增益 K_{p_nl} 、 K_{i_nl} 可将 V_{OUT} 迅速恢复至其标称值。

过采样

PFC 电感器电流是在每个开关周期中具有直流偏移的锯齿波；该电流随后进入运算放大器等信号调节电路，使信号适合 PFC 控制电路。不过，该信号调节电路无法充分衰减输入电流纹波。电流纹波仍出现在放大器的输出端。如果该信号在每个开关周期内仅采样一次，则不存在该信号始终代表平均电流的理想固定位置。因此，使用单个样本时，很难实现良好的 THD。

为了获得更准确的反馈信号，建议使用过采样机制。图 3 展示了可在每个开关周期内对电流反馈信号进行八次平均采样，对结果求平均值，然后将其发送至控制环路。过采样有效地计算电流纹波平均值，以便测量的电流信号更接近平均电流值。此外，控制器对噪声（包括信号噪声和测量噪声）的敏感度会降低。过采样是减少电流波形失真的有效方法之一。

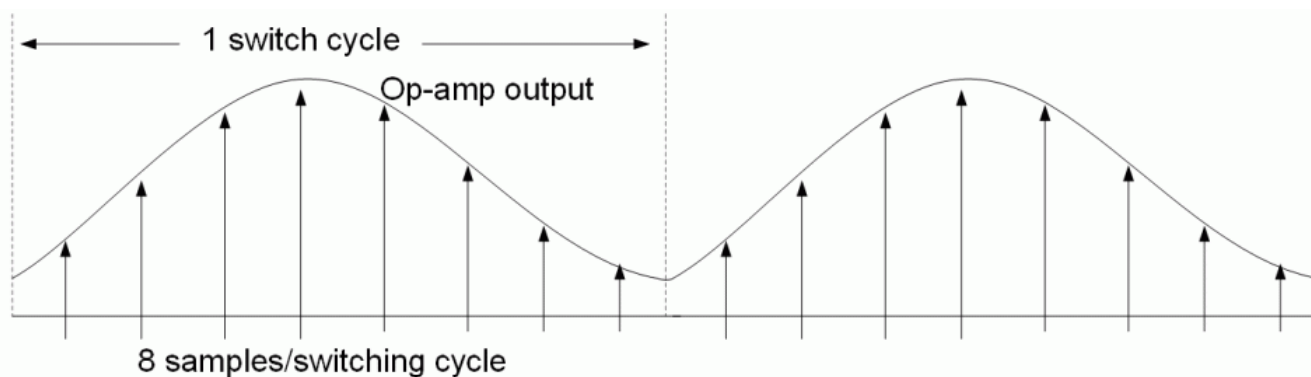


图 3. 在每个开关周期中进行八次过采样。来源：德州仪器 (TI)

占空比前馈

占空比前馈控制 [3] 的基本原理是预先计算占空比，然后将此占空比添加到反馈控制器中。对于在连续导通模式下运行的升压拓扑，公式 2 可用于计算占空比 (d_{FF})：

$$d_{FF} = \frac{v_{OUT} - v_{IN}}{v_{OUT}} \quad (2)$$

该占空比形式可在开关上有效地生成一个电压，此电压在一个开关周期内的平均值等于整流输入电压。常规电流环路补偿器会根据计算出的该占空比来更改占空比。

图 4 展示了最终形成的控制方案。使用公式 2 计算 d_{FF} 后，将其与传统的平均电流模式控制输出 (d_i) 相加。然后，可以使用最终得到的占空比 (d) 生成 PWM 波形以控制 PFC。

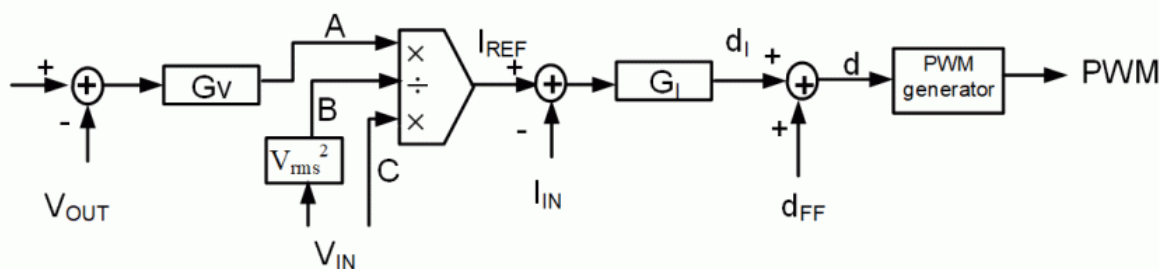


图 4. 平均电流模式控制和 d_{FF} 。来源：德州仪器 (TI)

鉴于占空比的大部分是由占空比前馈生成的，控制环路仅对计算出的占空比进行略微调整。这项技术可以帮助改善控制器环路带宽受限型应用中的 THD。

交流周期跳跃

通常，满足轻负载 THD 要求比满足重负载 THD 要求更困难；特别是在满足 M-CRPS 规范中的 5% 负载 THD 要求时，尤其如此。如果 PFC 满足除 5% 负载时以外的所有其他 THD 要求，那么即使您已尝试到目前为止提到的所有方法，交流周期跳跃方法也会有所帮助。

将交流周期跳跃想象成一个特殊的突发模式：当负载小于预定义阈值时，PFC 进入此模式，并根据负载跳过一个或多个交流周期。换句话说，PFC 在一个或多个交流周期内关断，然后在下一个交流周期重新导通。导通和关断发生在交流过零点处，以便跳过整个交流周期。由于 PFC 在电流为零时导通和关断，因此应力和电磁干扰较小。交流周期跳跃与传统的 PWM 脉冲跳跃突发模式（随机跳过 PWM 脉冲）不同。

要跳过的交流周期数与负载成反比；负载越小，跳过的交流周期就越多。图 5 展示了跳过一个交流周期。通道 1 是交流电压，通道 4 是交流电流。

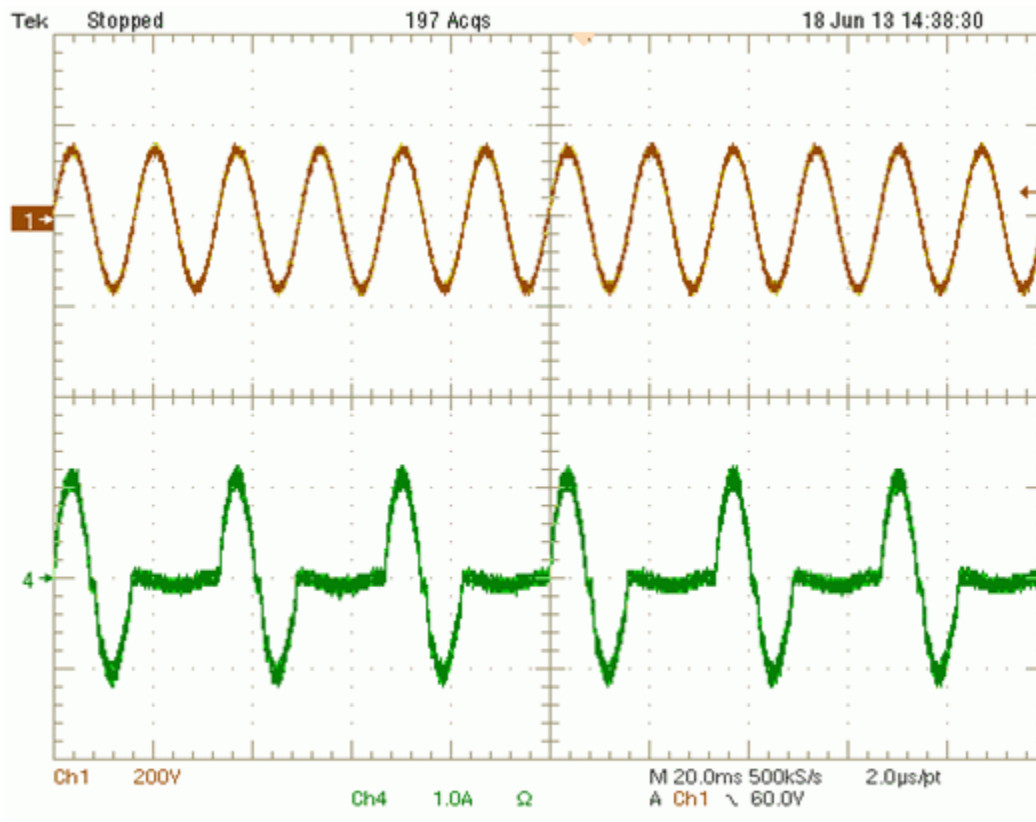


图 5. 轻负载下的交流周期跳跃。来源：德州仪器 (TI)

当 PFC 由于电流为零而关断时，THD 为零。由于 PFC 需要补偿关断周期，因此它在导通时会提供大于平均值的大功率。实际上，这会在中等负载下运行 PFC，或者完全关断。鉴于中等负载时的 THD 远低于轻负载时的 THD，轻负载 THD 有所降低。

测试结果

我在通过德州仪器 (TI) C2000™ 微控制器控制的 3kW 图腾柱无桥 PFC [5] 上实施了本文所述的方法。图 6 展示了 240V_{AC} 时的 THD 测试结果。

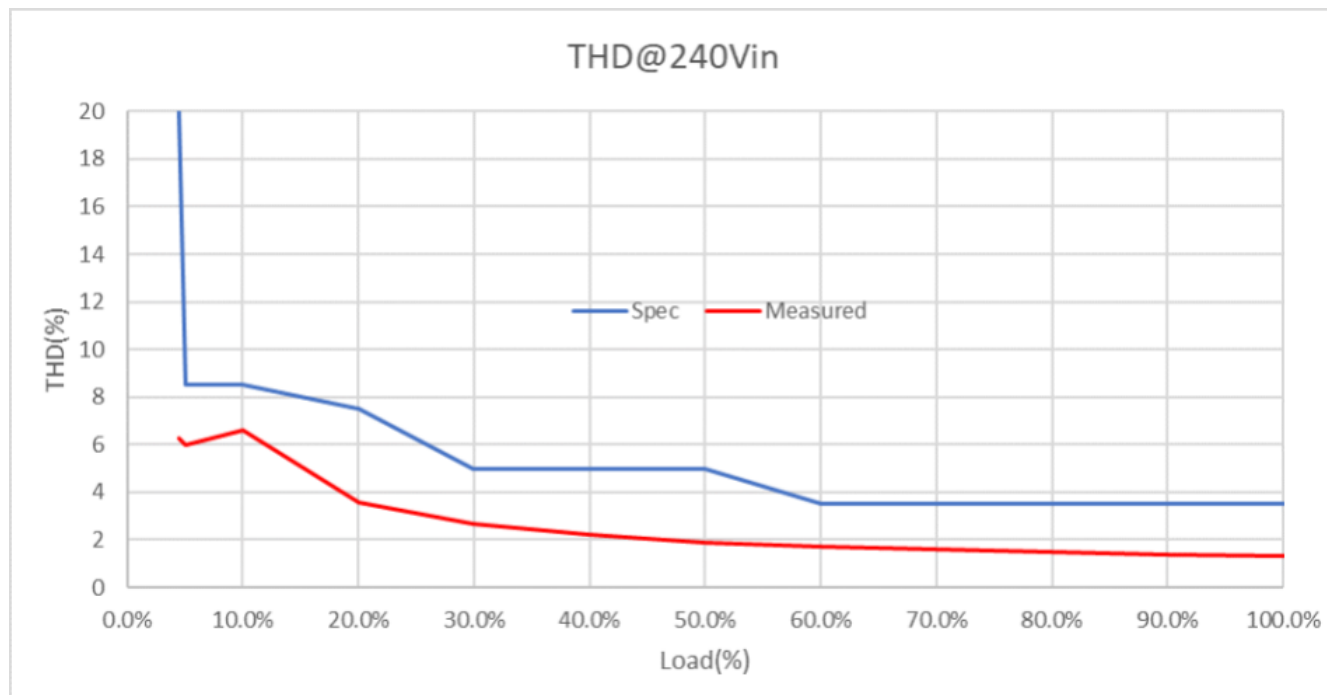


图 6. THD 测试结果。来源：德州仪器 (TI)

THD 不仅符合最新的 M-CRPS THD 规范，而且还具有足够的裕量，可确保 PFC 即使在具有硬件容差的情况下也能在大规模生产期间满足规范要求。

相关内容

- 电源技巧 115：GaN 开关集成如何在 PFC 中实现低 THD 和高效率
- 电源技巧 114：潜在的固件错误可能会导致控制不稳定
- 电源技巧 113：两个可实现 8W 或更低功率的简单隔离式电源选项
- 电源技巧 112：用于故障测试的板载装置

参考资料

1. The Open Compute Project. n.d. [Open Possibilities](#). Accessed April 10, 2023.
2. Sun, Bosheng. “如何降低图腾柱 PFC 交流过零点处的电流尖峰。”德州仪器 (TI) 模拟设计期刊文章，文献编号 SLYT650，2015 年第 4 季度。
3. Van de Syde, D.M., Koen De Gussemme, A.P.M. Van den Bossche, and J.A. Melkebeek. “Duty-Ratio Feedforward for Digitally Controlled Boost PFC Converters.” 发表于 IEEE 工业电子学汇刊，第 52 卷，第 1 期 (2005 年 2 月)：第 108-115 页。
4. Sun, Bosheng. “交流周期跳跃改善 PFC 轻负载效率。”德州仪器 (TI) 模拟设计期刊文章，文献编号 SLYT585，2014 年第 3 季度。
5. 德州仪器 (TI) (日期不详) “具有 16A 最大输入的 3kW、180W/in³ 单相图腾柱无桥 PFC 参考设计。”德州仪器 (TI) 参考设计编号 PMP23069。2023 年 4 月 10 日。

先前已发布于 EDN.com 上。

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（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，不保证没有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、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(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、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月