

Technical Article

闭合图腾柱无桥 PFC 控制环路的三种方法



Bosheng Sun

简介

在所有功率因数校正 (PFC) 拓扑中,图腾柱无桥 PFC 具备出色效率,因而在服务器与数据中心中得到广泛应用。然而,闭合连续导通模式 (CCM) 图腾柱无桥 PFC 的电流控制环路并不像传统 PFC 那样简单直接。在 CCM 下运行的传统 PFC 采用平均电流模式控制器 [1], 如图 1 所示, 其中 V_{REF} 是电压环路基准, V_{OUT} 是检测到的 PFC 输出电压, G_V 是电压环路, V_{IN} 是检测到的 PFC 输入电压, I_{REF} 是电流环路基准, I_{IN} 是检测到的 PFC 电感器电流, G_I 是电流环路, d 是脉宽调制占空比 (PWM)。由于传统 PFC 采用桥式整流, 所有这些数值均为正, 且电流反馈信号 I_{IN} 是整流后的输入电流信号。

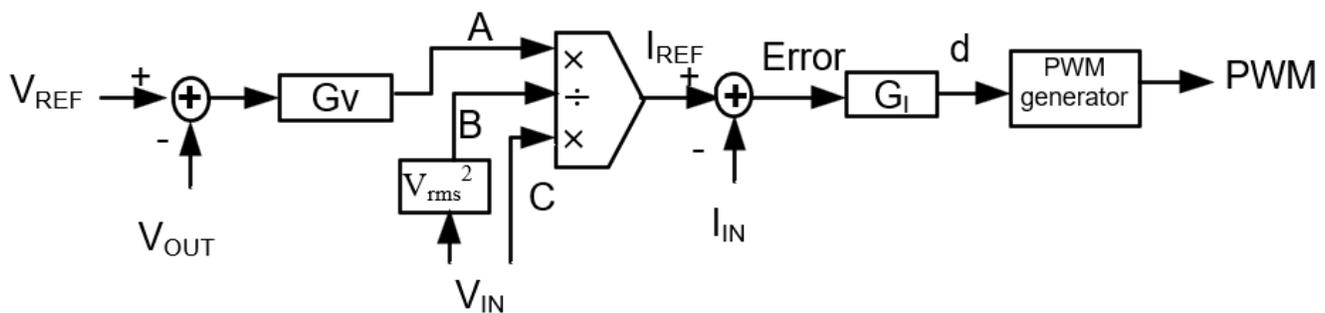


图 1. PFC 的平均电流模式控制器, 其中所列全部参数均为正值, 且 I_{IN} 是整流后的输入电流信号。来源: 德州仪器 (TI)

新的反馈信号

由于图腾柱无桥 PFC 中的电感器电流为双向电流, 传统 PFC 所用的电流检测方法不再适用。而是, 需采用如霍尔效应传感器这类双向电流传感器, 来检测双向电感电流并为控制环路提供反馈信号。

不过, 霍尔效应传感器的输出不会与检测到的电流 100% 匹配。举例而言, 若检测电流为正弦波, 霍尔效应传感器的输出则会带有直流失调的正弦波, 如图 2 所示。因此, 无法直接将其用作图 1 所示电流模式控制器的反馈信号, 需对控制器进行调整, 以适配这种新的反馈信号。在本期电源设计小贴士中, 我将介绍使用这种新的反馈信号来闭合电流控制环路的三种方法。

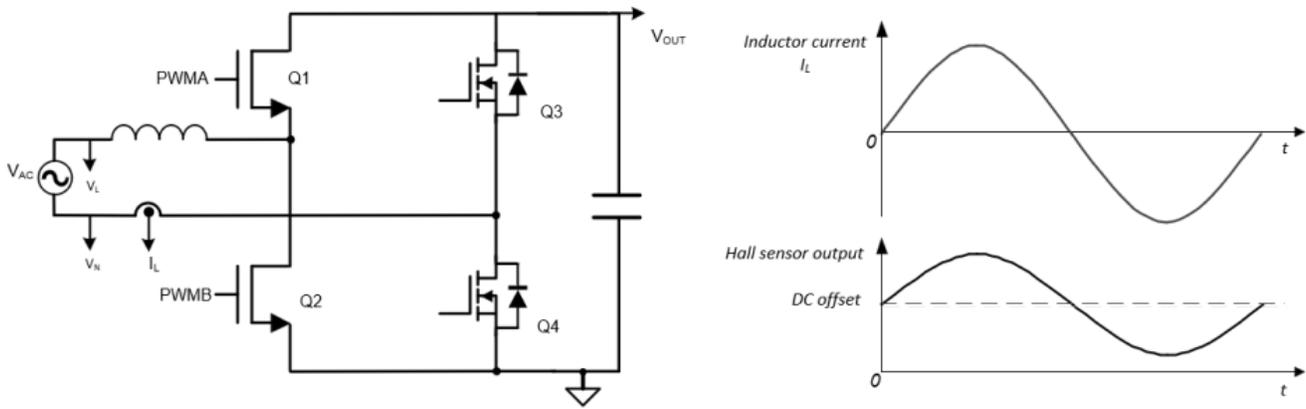


图 2. 图腾柱无桥 PFC 及其电流检测信号，显示霍尔效应传感器输出不会与检测到的电流 100% 匹配。来源：德州仪器 (TI)

方法 1：无负环路基准的控制器

某些数字控制器（例如德州仪器 (TI) 的 [UCD3138](#)）采用硬件状态机实现控制环路；因此，状态机的所有输入信号必须大于或等于零。在此类情况下，按以下步骤闭合电流控制环路：

1. 通过两个模数转换器 (ADC) 分别检测交流线和交流中性线电压。
2. 使用固件对检测到的 V_{AC} 信号进行整流，如公式 1 和图 3 所示。

$$\begin{aligned} \text{if } (V_L > V_N) * V_{IN} &= V_L - V_N \\ \text{else } V_{IN} &= V_N - V_L \end{aligned} \quad (1)$$

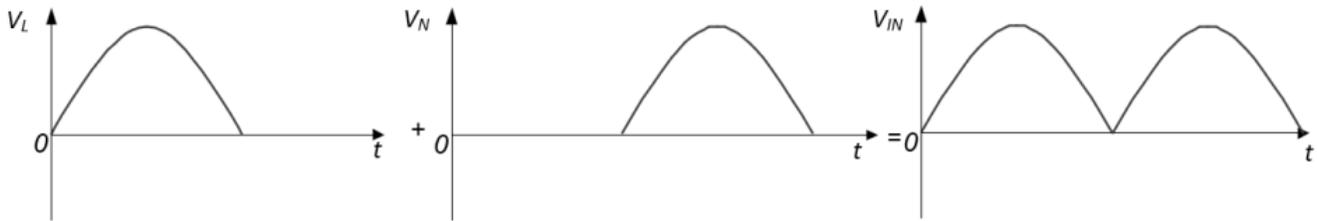


图 3. 使用公式 1 中所示固件对检测到的输入电压 V_{AC} 进行整流。来源：德州仪器 (TI)

3. 采用与计算传统 PFC 中的 I_{REF} 时相同的方法计算正弦基准 V_{SINE} ，如公式 2 和图 4 所示。

$$V_{SINE} = \frac{G_V \times V_{IN}}{V_{IN_RMS}^2} \quad (2)$$

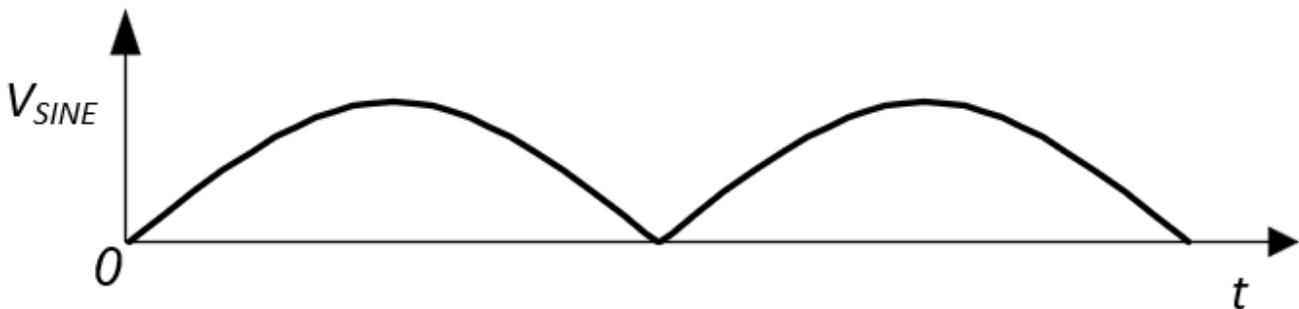


图 4. 采用与计算传统 PFC 中的 I_{REF} 时相同的方法计算正弦基准 V_{SINE} 。来源：德州仪器 (TI)

4. 直接使用霍尔效应传感器输出作为电流反馈信号 I_{IN} （公式 3）。

$$I_{IN} = \text{Hall-effect sensor output} \quad (3)$$

5. 在正交流周期内，对比 V_{SINE} 波形与霍尔效应传感器输出波形，二者形状相同。唯一的区别是存在直流失调。使用公式 4 计算电流环路基准 I_{REF} 。

$$I_{REF} = V_{SINE} + DC \text{ offset} \quad (4)$$

6. 控制环路具有标准负反馈控制。使用公式 5 来计算进入控制环路的误差：

$$Error = I_{REF} - I_{IN} \quad (5)$$

7. 在负交流周期内，对比 V_{SINE} 波形与霍尔效应传感器输出波形，二者不同之处不仅为直流失调，波形走向也相反。使用公式 6 计算电流环路基准 I_{REF} 。

$$I_{REF} = DC \text{ offset} - V_{SINE} \quad (6)$$

8. 在负交流周期内，电感器电流越高，霍尔效应传感器输出的值越低。控制环路需要从负反馈变为正反馈。使用公式 7 来计算进入控制环路的误差。

$$Error = I_{IN} - I_{REF} \quad (7)$$

方法 2：纯固件型控制器

对于 TI C2000 微控制器这类纯固件数字控制器，控制环路由固件实现，这意味着内部计算参数可正可负。在此类情况下，按以下步骤闭合电流控制环路：

1. 通过两个 ADC 检测交流线和交流中性线电压。然后使用线电压减去中性线电压以获得 V_{IN} ，如公式 8 和图 5 所示。

$$V_{IN} = V_L - V_N \quad (8)$$

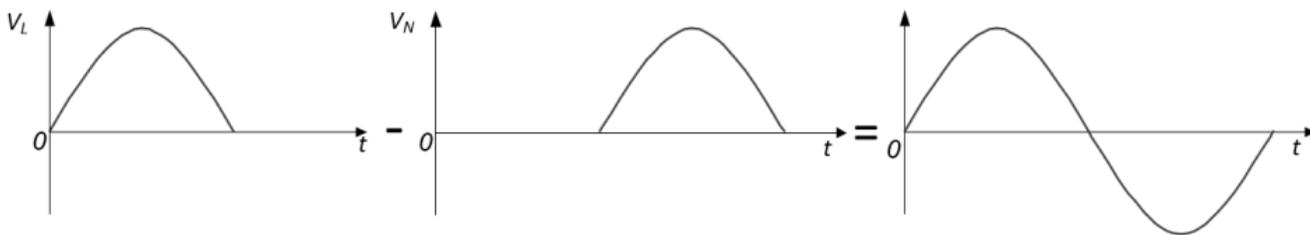


图 5. 使用线电压减去中性点电压后，计算 V_{IN} 。来源：德州仪器 (TI)

2. 采用与传统 PFC 相同的方法，计算正弦电流环基准 I_{REF} ，如公式 9 和图 6 所示。

$$I_{REF} = \frac{G_V \times V_{IN}}{V_{IN_RMS}^2} \quad (9)$$

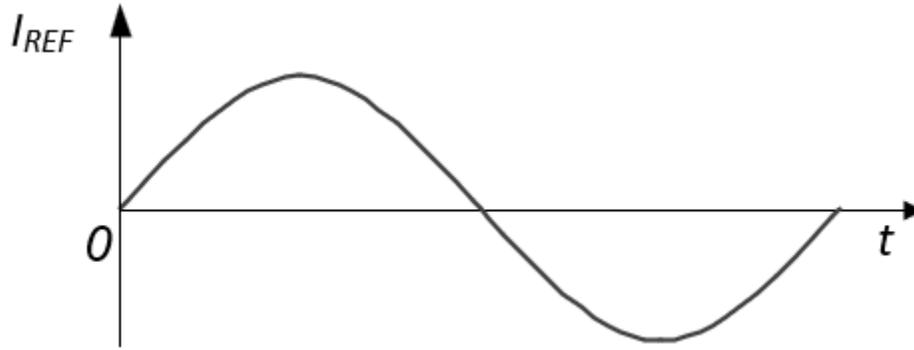


图 6. 采用与传统 PFC 相同的方法计算 I_{REF} 。来源：德州仪器 (TI)

3. 对比 I_{REF} 波形与霍尔效应传感器输出波形，二者形状一致，唯一不同的是直流失调。使用公式 10 计算输入电流反馈信号 I_{IN} 。图 7 显示了波形。

$$I_{IN} = \text{Hall sensor output} - \text{DC offset} \quad (10)$$



图 7. 使用霍尔传感器输出的波形和直流失调计算 I_{IN} 。来源：德州仪器 (TI)

4. 在正交流周期内，控制环路具有标准的负反馈控制。使用公式 11 来计算进入控制环路的误差：

$$\text{Error} = I_{REF} - I_{IN} \quad (11)$$

5. 在负交流周期内，电感器电流越高，霍尔效应传感器输出的值越低；因此，控制环路需从负反馈切换为正反馈。使用公式 12 来计算进入控制环路的误差。

$$\text{Error} = I_{IN} - I_{REF} \quad (12)$$

方法 3：占空比前馈控制

总谐波失真 (THD) 要求愈发严格，尤其在服务器和数据中心应用中。降低 THD 需不断提高控制环路带宽。高带宽会减小相位裕度，导致环路不稳定。有限的 PFC 开关频率也限制了带宽提升。为解决此问题，可在控制环路中加入预计算的占空比来生成 PWM，即占空比前馈控制 (d_{FF}) [2], [3]。

对于 CCM 模式下的升压拓扑，公式 13 对 d_{FF} 的计算方式如下：

$$d_{FF} = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (13)$$

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。由于升压电感器在线路频率下的阻抗非常低，占空比的微小变化即可在电感器上产生足够的电压，以生成所需的正弦电流波形，因此电流环路补偿器无需具有高带宽。

图 8 展示了最终形成的控制方案。将计算出的 d_{FF} 与传统的平均电流模式控制输出 d_I 相加，得到最终的占空比 d ，用于生成控制 PFC 的 PWM 波形。

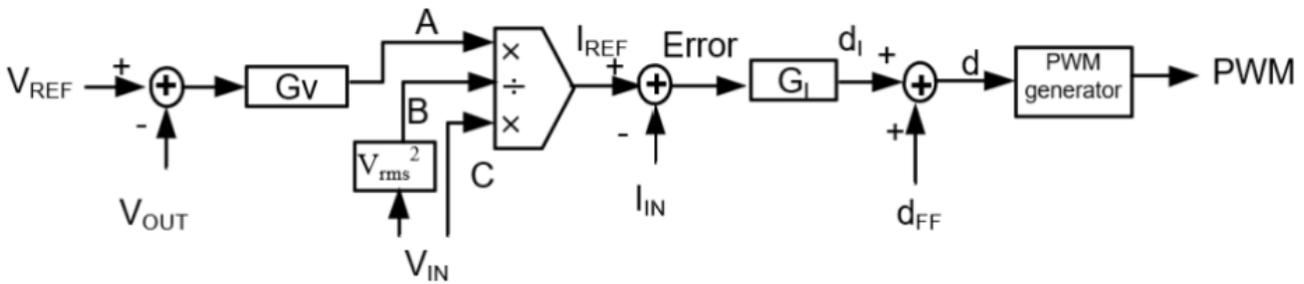


图 8. PFC 的占空比前馈控制，其中将计算出的 d_{FF} 与传统的平均电流模式控制输出 d_I 相加，将得到最终占空比 d ，以此生成 PWM 波形来控制 PFC。来源：德州仪器 (TI)

若要在图腾柱无桥 PFC 中发挥 d_{FF} 的优势，可按以下步骤闭合电流环路：

1. 执行方法 2 中的步骤 1、2、3、4 和 5。
2. 计算 d_{FF} ，如公式 14 中所示。由于 V_{IN} 是正弦波，且在负交流周期时为负值，计算时需取其绝对值。

$$d_{FF} = \frac{V_{OUT} - |V_{IN}|}{V_{OUT}} \quad (14)$$

3. 使用公式 15 将 d_{FF} 与 G_I 的输出 d_I 相加，得到最终占空比 d 。

$$d = d_I + d_{FF} \quad (15)$$

此外，您还可以对基于硬件状态机的控制器使用 d_{FF} 控制；有关详细信息，请参阅参考资料 [2]。

闭合电流环路

闭合图腾柱无桥 PFC 的电流环路不像传统 PFC 那样简单直接，且不同控制器的实现方式可能存在差异。此电源设计小贴士可帮您理清图腾柱无桥 PFC 控制环路实现过程中的困惑，为您的设计选择合适的方法。

相关内容

- 电源技巧 108：无桥图腾柱 PFC 中的电流检测注意事项
- 交错式升压与图腾柱 PFC 拓扑对比
- 电源技巧 116：如何降低 PFC 的 THD
- 电源技巧 132：低成本、高精度的电表解决方案

参考资料

1. Dixon, Lloyd. “用于离线电源的高功率因数前置稳压器。”德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM600，文献编号 SLUP087，1988 年。
2. Sun, Bosheng. “Duty Ratio Feedforward Control of Digitally Controlled PFC.” Power Systems Design，2014 年 12 月 3 日。
3. Van de Sype、David M.、Koen De Gussemé、Alex P.M. Van den Bossche 和 Jan 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。

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、某特定用途方面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功能安全、信息安全、监管或其他要求。

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。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/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。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司