

## Technical Article

## 如何提高 PFC 的功率因数



Bosheng Sun

## 简介

在[电源设计小贴士 116](#)中，我谈到了如何降低功率因数校正 (PFC) 的总谐波失真 (THD)。在本期电源设计小贴士中，我将讨论评估 PFC 性能的另一个重要标准：功率因数，其定义为有功功率（以瓦为单位）与视在功率之比，后者为均方根 (RMS) 电流与 RMS 电压的乘积（以伏安为单位），如公式 1 所示：

$$PF = \frac{\text{Real power}}{\text{Apparent power}} \quad (1)$$

功率因数表示从交流电源获取能量的效率。若功率因数较差，公用事业产生的电流需要大于电气负载的实际需求，这会导致断路器和变压器等元件过热，进而缩短其使用寿命并增加公共电气基础设施的维护成本。

理想情况下，功率因数应为 1；此时负载对交流电源呈现纯电阻特性。然而，在现实世界中，电气负载不仅会导致交流电流波形失真，还会使交流电流相对于交流电压出现超前或滞后，从而导致功率因数较差。因此，可以通过将失真功率因数乘以位移功率因数来计算功率因数：

$$PF = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (2)$$

其中  $\phi$  是电流和电压之间的相位角，THD 是电流的总谐波失真。

随着 THD 要求不断降低，功率因数要求逐渐提高。[表 1](#) 列出了最近发布的 [Modular Hardware System-Common Redundant Power Supply \(M-CRPS\) base specification](#)（模块化硬件系统 - 通用冗余电源 (M-CRPS) 基本规格）中的功率因数要求。

表 1. M-CRPS 功率因数要求

输出功率	10% 负载	20% 负载	50% 负载	100% 负载
功率因数	>0.92	>0.96	>0.98	>0.99

公式 2 表明，为了提高功率因数，首先要做的降低 THD（我在电源设计小贴士 116 中讨论过这一点）。不过，THD 较低并不一定意味着功率因数较高。如果 PFC 交流输入电流和交流输入电压不同相，即使电流是理想的正弦波（低 THD），相位角  $\phi$  也会导致功率因数小于 1。

输入电流与输入电压之间的相位差主要由 PFC 中使用的电磁干扰 (EMI) 滤波器引起。[图 1](#) 展示了一个典型的 PFC 电路图，该电路图由三个主要部分组成：EMI 滤波器、二极管桥式整流器和升压转换器。

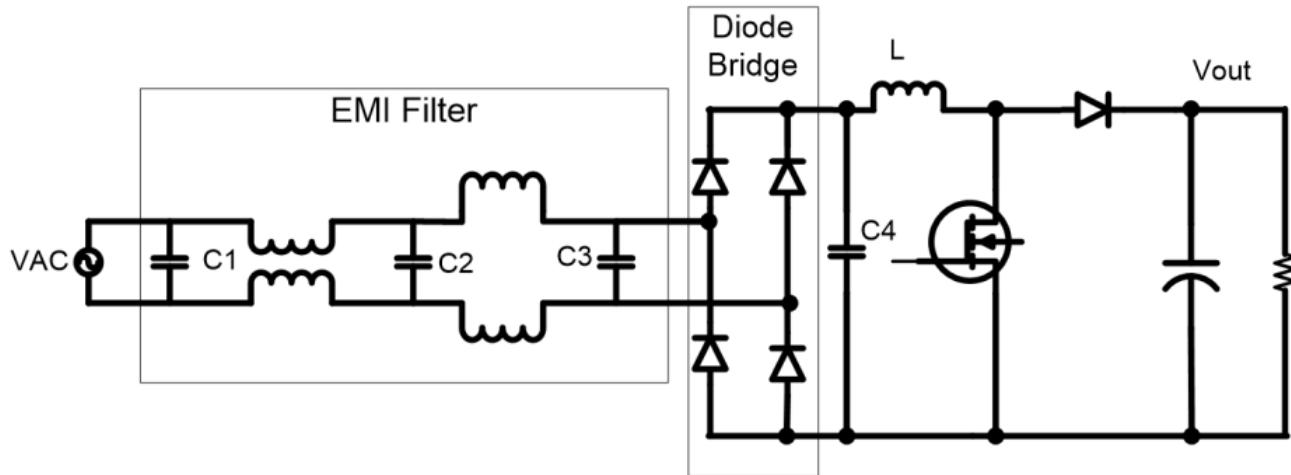


图 1. 典型 PFC 的电路图，由 EMI 滤波器，二极管桥式整流器和升压转换器组成。来源：德州仪器 (TI)

在图 1 中， $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  和  $C_4$  是 EMI X 电容器。EMI 滤波器中的电感器不会改变 PFC 输入电流的相位；因此，可以将图 1 简化为图 2，其中  $C$  现在是  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  和  $C_4$  的组合。

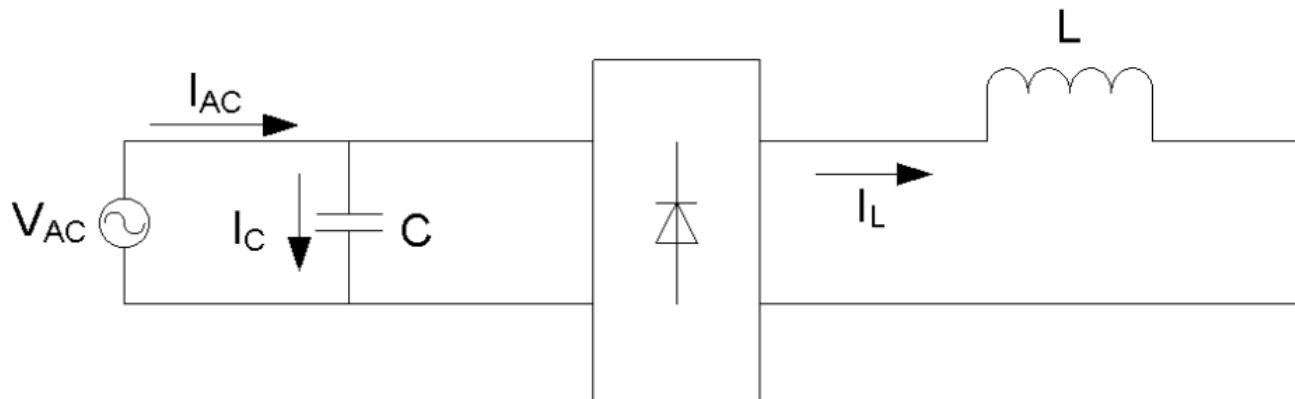
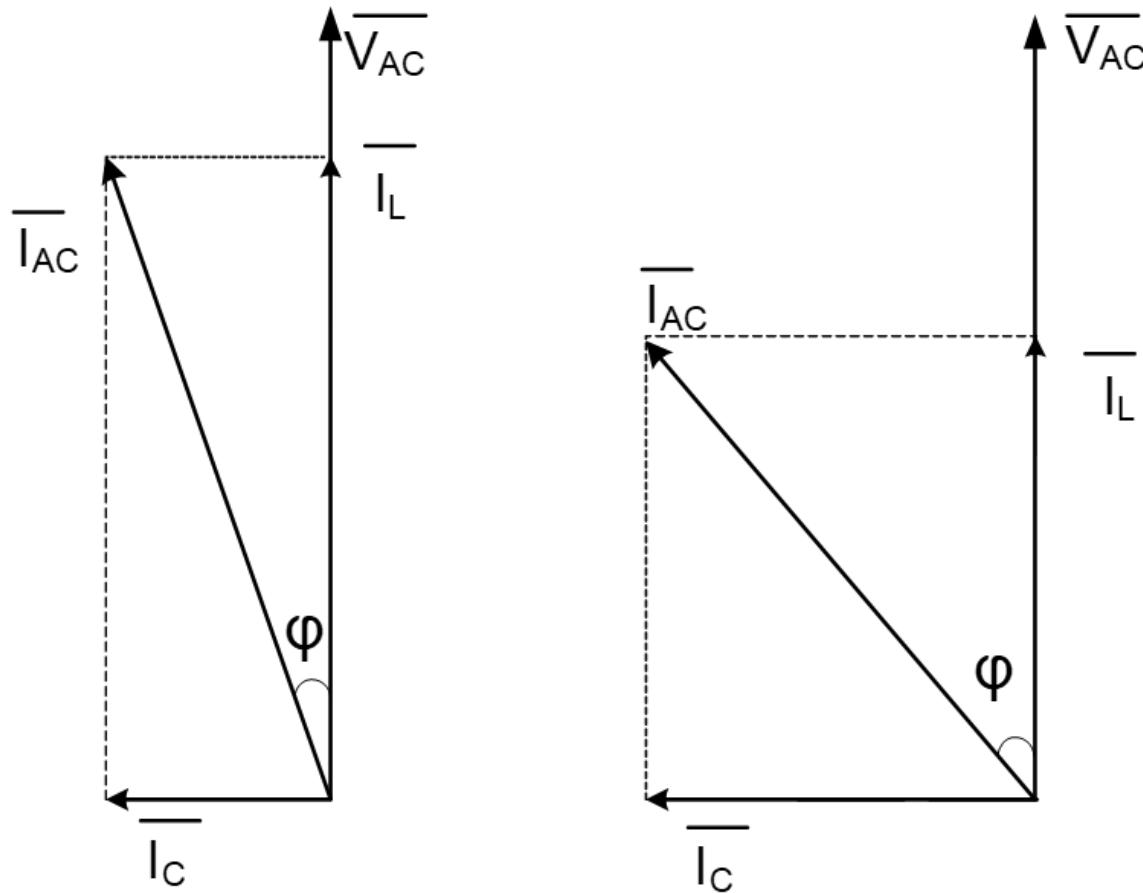


图 2. 简化的 EMI 滤波器，其中  $C$  是  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  的组合。来源：德州仪器 (TI)

如图 3 所示，X 电容器使交流输入电流超前于交流电压。PFC 电感器电流为  $\vec{I}_L$ ，输入电压为  $\vec{V}_{AC}$ ，X 电容器无功电流为  $\vec{I}_C$ 。总 PFC 输入电流为  $\vec{I}_{AC}$ ，也是用于测量功率因数的电流。虽然 PFC 电流控制环路强制  $\vec{I}_L$  跟随  $\vec{V}_{AC}$ ，但  $\vec{I}_C$  的无功电流仍超前于  $\vec{V}_{AC}$  90 度，这会导致  $\vec{I}_{AC}$  超前于  $\vec{V}_{AC}$ 。最终会得到较差的功率因数。

这种效应在轻负载和高压线条件下会放大，因为  $\vec{I}_C$  在总电流中占比更大。因此，功率因数很难满足严格的规范，如 M-CRPS 规范等。



Heavy-load and low-line

Light-load and high-line

图 3. X 电容器  $\vec{I}_C$  使交流电流超前于交流电压。来源：德州仪器 (TI)

幸运的是，使用数字控制器，您可以通过以下方法之一来解决此问题。

#### 方法 1

由于  $\vec{I}_C$  使总电流超前于输入电压（如果您可以强制  $\vec{I}_L$  滞后于  $\vec{V}_{AC}$  一定角度，如图 4 所示），然后总电流  $\vec{I}_{AC}$  将与输入电压同相，从而提高功率因数。

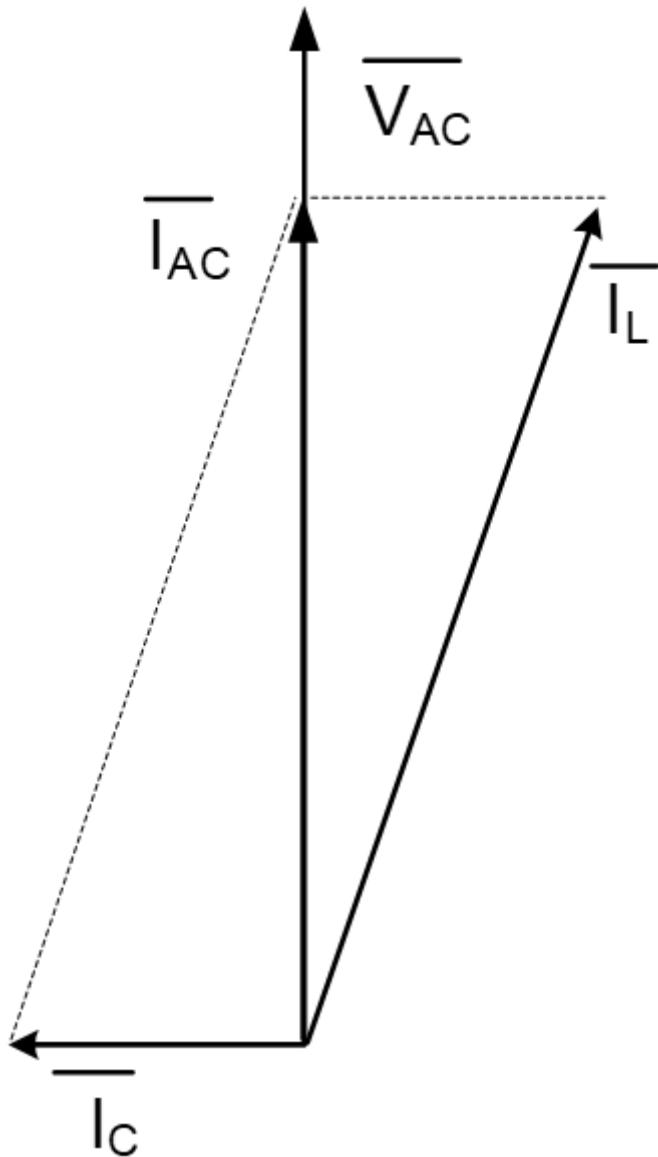


图 4. 强制  $\overrightarrow{I_L}$  滞后于  $\overrightarrow{V_{AC}}$ ，从而使总电流  $\overrightarrow{I_{AC}}$  与输入电压同相。来源：德州仪器 (TI)

由于电流环路会强制电感器电流跟随其基准，因此，要让  $\overrightarrow{I_L}$  滞后于  $\overrightarrow{V_{AC}}$ ，当前基准需要滞后于  $\overrightarrow{V_{AC}}$ 。对于具有传统平均电流模式控制的 PFC，电流基准由公式 3 生成：

$$I_{REF} = A * B * C \quad (3)$$

其中 A 为电压环路输出，B 等于  $1/V_{AC\_RMS}^2$ ，C 为检测到的输入电压  $V_{AC}(t)$ 。

为了延迟电流基准，模数转换器 (ADC) 会测量  $\overrightarrow{V_{AC}}$ ，测量结果存储在循环缓冲区中。然后，公式 3 不使用最新的输入电压 ( $V_{IN}$ ) 数据，而是使用先前存储的  $V_{IN}$  数据来计算当下的电流基准。电流基准将滞后于  $\overrightarrow{V_{AC}}$ ，然后电流回路将使  $\overrightarrow{I_L}$  滞后于  $\overrightarrow{V_{AC}}$ 。这可以补偿超前的 x 电容器  $\overrightarrow{I_C}$  并提高功率因数。

延迟周期需要根据输入电压和输出负载进行动态调整。输入电压越低，负载越重，所需的延迟越短。否则  $\overrightarrow{I_L}$  将会过度延迟，从而使功率因数比完全没有延迟时更差。要解决此问题，请使用查询表根据运行条件精确动态地调整延迟时间。

## 方法 2

由于较差的功率因数主要是由 EMI X 电容器  $\vec{I}_C$  引起的，如果根据给定的 X 电容器值和输入电压计算  $\vec{I}_C$ ，然后从总理想输入电流中减去  $\vec{I}_C$ ，为 PFC 电流环路形成新的电流基准，您将获得与输入电压同相的更好的总输入电流，并可以实现良好的功率因数。

为了详细说明这一点，对于单位功率因数为 1 的 PFC， $\vec{I}_{AC}$  与同相  $\vec{V}_{AC}$ 。公式 4 表示输入电压：

$$v_{AC}(t) = V_{AC} \sin(2\pi ft) \quad (4)$$

其中  $V_{AC}$  为  $V_{IN}$  峰值， $f$  为  $V_{IN}$  频率。然后，理想的输入电流需要与输入电压完全同相，如公式 5 所示：

$$i_{AC}(t) = I_{AC} \sin(2\pi ft) \quad (5)$$

其中  $I_{AC}$  为输入电流峰值。

由于电容器电流为  $i_C(t) = C \frac{dv_{AC}(t)}{dt}$ ，请参见公式 6：

$$i_C(t) = 2\pi f C V_{AC} \cos(2\pi ft) \quad (6)$$

公式 7 来自 图 2：

$$i_L(t) = i_{AC}(t) - i_C(t) \quad (7)$$

将公式 5、6 和 7 结合起来，得到公式 8：

$$i_L(t) = I_{AC} \sin(2\pi ft) - 2\pi f C V_{AC} \cos(2\pi ft) \quad (8)$$

如果使用公式 8 作为 PFC 电流环路的电流基准，则可以完全补偿 EMI X 电容器  $\vec{I}_C$ ，实现单位功率因数。在图 5 中，蓝色曲线是首选输入电流  $i_{AC}(t)$  的波形，与同相  $\vec{V}_{AC}$ 。绿色曲线是电容器电流  $i_C(t)$ ，超前于  $\vec{V}_{AC}$  90 度。黑色虚线曲线是  $i_{AC}(t) - i_C(t)$ 。红色曲线是整流后的  $i_{AC}(t) - i_C(t)$ 。理论上，如果 PFC 电流环路使用此红色曲线作为其基准，则可以完全补偿 EMI X 电容器  $\vec{I}_C$  并提高功率因数。

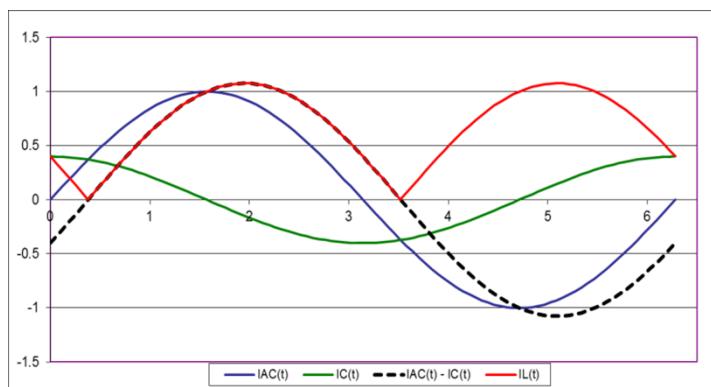


图 5. 包含  $i_{AC}(t)$  (蓝色)、 $i_C(t)$  (绿色)、 $i_{AC}(t) - i_C(t)$  (红色) 和整流后的  $i_{AC}(t) - i_C(t)$  (红色) 的新电流基准。  
 来源：德州仪器 (TI)

要生成公式 8 中所示的电流基准，您首先需要计算 EMI X 电容器无功电流  $i_C(t)$ 。ADC 使用数字控制器对输入交流电压进行采样，然后 CPU 以固定速率在中断环路例程中读取该电压。通过计算两次连续交流过零中有多少个 ADC 样本，公式 9 确定了输入交流电压的频率：

$$f = \frac{f_{isr}}{2 * N} \quad (9)$$

其中， $f_{isr}$  为中断环路的频率， $N$  为两次连续交流过零中的 ADC 样本总数。

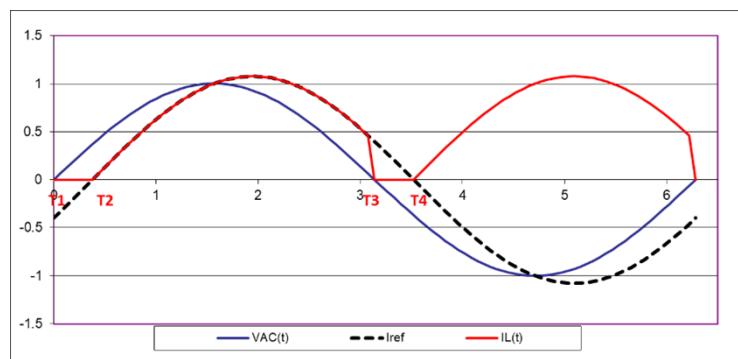
为了得到余弦波形  $\cos(2\pi ft)$ ，[软件锁相环](#)会生成一个与输入电压同步的内部正弦波，从而可以获得余弦波形。使用公式 6 计算  $i_C(t)$ ，然后从公式 7 中减去以获得新的电流基准。

### 重塑交流过零区域的电流基准

这两种方法让  $\vec{I}_L$  滞后于  $\vec{V_{AC}}$ ，以便提高功率因数，但可能会在交流过零点处导致额外的电流失真。请参阅[图 6](#)。

由于 PFC 功率级中使用了二极管桥式整流器，二极管将阻断任何反向电流。参考[图 6](#)，在 T1 和 T2 期间， $V_{AC}(t)$  处于正半周期，但预期的  $i_L(t)$ （黑色虚线）为负值。但是，这是无法实现的，因为二极管将阻止负电流，因此实际  $i_L(t)$  在此期间保持为零。同样，在 T3 和 T4 期间， $V_{AC}(t)$  变为负值，但预期的  $i_L(t)$  仍为正值。 $i_L(t)$  也将被二极管阻断，并保持为零。

相应地，在这两个周期内，电流基准需要为零，否则控制环路中的积分器将产生累积效应。当两个周期结束且电流开始导通时，控制环路会生成大于所需值的 PWM 占空比，从而导致电流尖峰。[图 6](#) 中的红色曲线显示了采用二极管桥式整流器时的实际  $i_L(t)$  波形，该红色曲线应用作 PFC 电流环路的电流基准。



**图 6. 最终电流基准曲线，其中红色曲线显示采用二极管桥式整流器时的实际  $i_L(t)$  波形，应用作 PFC 电流环路的电流基准。来源：德州仪器 (TI)**

### 优化功率因数

较差的功率因数主要是由 PFC EMI 滤波器中使用的 X 电容器引起的，但可以通过延迟电感器电流来补偿 X 电容器无功电流的影响。现在，您可以使用两种方法之一来延迟电感器电流，接下来可以将它们与“电源设计小贴士 116”中的指导相结合，以同时满足高功率因数和低 THD 要求。

### 相关内容

- [电源设计小贴士 116：如何降低 PFC 的 THD](#)
- [电源技巧 123：使用双升压转换器扩展高转换比设计的功率范围](#)
- [电源技巧 122：1kW 高密度 LLC 电源模块中使用的平面变压器概述](#)
- [电源技巧 121：使用有源缓冲器提高相移全桥效率](#)

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出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