

使用 NCP1623A 设计紧凑高效的 PFC 级的关键步骤

AND90156CN/D

描述

本文介绍了快速设计由 NCP1623 驱动的 CrM/DCM PFC 级的关键步骤，并以实际的 100-W 通用电源应用为例进行说明：

- 最大输出功率：100 W
- Rms 线路电压范围：90 V – 264 V
- 调节输出电压：
 - ◆ 低压为 250 V（115-V 电源）
 - ◆ 高压为 390 V（230-V 电源）

简介

NCP1623 具有多个选项。本应用笔记侧重于 A 版本（NCP1623A），它与其他版本的主要不同点在于输入电压跟随升压 (follower boost)。

NCP1623A 采用 SOIC-8 或 TSOP-6 封装，是一款极为紧凑的 PFC 控制器，可在整个负载范围内优化 PFC 级的效率。此外，它还集成了保护功能，以确保安全可靠地运行。一般而言，NCP1623A 适用于那些对成本效益、可靠性、高功率因数和效率比有着较高要求的系统：

• 谷底同步频率折返：

NCP1623A 通常在临界导通模式 (CrM) 下运行，直到功率降至阈值水平以下。此时，PFC 级进入非连续导通模式 (DCM)，死区时间会随着负载的进一步衰减而延长（频率折返）。不仅如此，这项创新技术还提供了稳定的谷底打开功能，以实现最大效率。此外，最小频率钳位（通常为 33 kHz）还可防止声频，并对导通时间进行调制，以确保 CrM 和 DCM 操作中的功率因数接近 1。

• 紧凑性：

NCP1623A 采用了创新的 CS/ZCD 多功能引脚，该引脚可在具有少量外部组件的小型 TSOP6（或 SOIC8）封装中提供用于增强控制和保护的输入信号。此外，NCP1623A 在低压条件下会强制降低输出调节电平，以最大程度提高 PFC 级效率并减小其尺寸。这种 2 级输入电压跟随升压 (follower boost) 最适合那些下游转换器（如反激电源）能够以经济高效的方式承受输入电压变化的应用。

• 低 VCC 启动阈值：

依照设计，NCP1623A 通常会在其 VCC 电压超过 10.5 V 时启动，这使其非常适合那些控制器由外部电源（源自辅助电源或下游转换器）供电的应用。它的最大启动电压（11.25 V）设置得足够低，可以从传统的 12 V 导轨供电。启动后，较高的 VCC 最大额定值允许较大的工作范围（9.5 V – 30 V），从而方便电路供电。

• 快速线路/负载瞬变补偿：

由于 PFC 级的调节环路带宽必须较低，因此负载或输入电压的突然变化（例如启动时）可能会导致过压或欠压。当输出电压过高时，过压保护会中断供电。当输出电压低于低检测阈值（动态响应增强器 (DRE)）时，该电路会显著加快调节环路。此功能仅在 PFC 级启动后启用，以允许进行正常的软启动操作。

• 安全保护：

系统会永久监控输入和输出电压、MOSFET 电流和芯片温度，以保护系统免受可能出现的过载，从而使 PFC 级不仅稳健，而且可靠。除 OVP 保护外，还提供了以下保护方法：

- ◆ **最大电流限制：**电路会检测 MOSFET 电流。如果检测到的电流超过了设定的电流限值，则将其关断。此外，由于电感器饱和或旁路二极管短路等原因，当电流达到限值的 150% 时，电路将进入低占空比操作模式。

- ◆ **欠压保护：**当反馈引脚电压 (V_{FB}) 降至 300 mV 以下时，该电路将关断，并且在 V_{FB} 超过 530 mV 之前一直保持关断状态。当在低压下启用输入电压跟随升压 (follower boost) 时，FB 引脚拉动 25 μ A 电流 ($I_{FB(LL)}$) 以调低输出电压，而 UVP 迟滞阈值则增大至 1.2/1.3 V。如果启动时交流线路过低或反馈网络出现故障（例如反馈引脚发生意外接地短路故障），此功能可保护 PFC 级。

- ◆ **冗余过压保护 (OVP2)：**CS/ZCD 多功能引脚用于检测过高的输出电压电平，并在反馈网络发生错误（电阻值错误、老化效应...）时防止破坏性输出电压失控。

- ◆ **热关断：**当结温超过 150°C（典型值）时，内部热电路会禁用栅极驱动。一旦温度降至约 100°C（50°C 迟滞）以下，电路将恢复工作。

• 便于制造和安全测试：

PFC 级的元件可能会因制造或处理事故、过大的操作应力或其他故障而导致意外短路、焊接不良或损坏。特别地，控制器的相邻引脚可能会短路、接地或连接不良。通常要求这种导通/关断的情况不会引起火灾、烟雾或噪音。NCP1623A 集成了增强功能，可协助在诸如引脚连接不当（包括 GND）或是升压或旁路二极管短路的情况下满足上述要求。

与 TSOP-6 版本相比，SOIC-8 选项还带有由 DIS 引脚控制的睡眠模式。该引脚上的高电平或开路会禁用控制器，并将 ICC 偏置电流降至 20 μ A 以下（典型值）。此功能有助于满足苛刻的待机功耗要求。

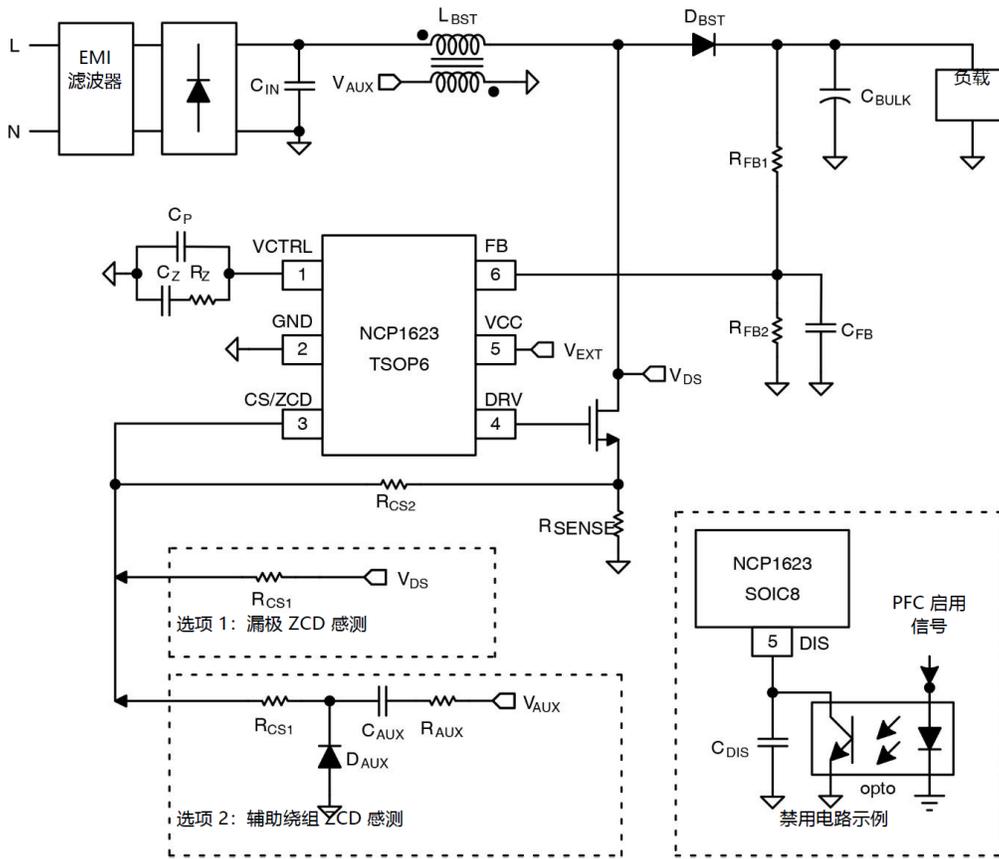


图 1. 系统板的电路图

步骤 1: 定义关键规格

- 线路频率 f_{line} :

面向 50 Hz/60 Hz 应用。实际上，通常是在 47–63 Hz 的范围内指定该值。对于“保持时间”等的计算，必须考虑指定最低值。

- 最低线路电压 $(V_{line,rms})_{LL}$:

这是 PFC 级必须运行的最小 rms 输入电压。该值通常比最小典型电压（许多国家为 100 V）低 10–12%。我们将取： $(V_{line,rms})_{LL}$ 90 V。

- 最高线路电压 $(V_{line,rms})_{HL}$:

这是最大 rms 输入电压。它通常比最大典型电压（许多国家为 240 V）高 10%。我们选择： $(V_{line,rms})_{HL}$ 264 V。

- 标称电压 $V_{out,nom}$:

这是高压线调节电压。 $V_{out,nom}$ 必须高于 $(\sqrt{2} \cdot (V_{line,rms})_{HL})$ 。我们的目标值是 390 V。

- 低压线输出电压 $V_{out,LL}$:

NCP1623A 输入电压跟随升压 (follower boost) 功能提供了在低压下选择较低调节电压的能力，以实现 PFC 级的尺寸和效率优化。该值通常被设置为略高于高压检测阈值。我们的目标值是 250 V。

- 磁峰-峰值输出电压纹波 $(\delta V_{out})_{pk-pk}$:

此参数通常以输出电压的百分比来指定。必须选择等于或低于 6% V_{FB} 磁峰-峰值纹波，以免在正常操作中触发动态响应增强器 (DRE)。

- 保持时间 $t_{HOLD-UP}$:

此参数指定在线路压降期间输出保持有效的的时间。通常指定单线周期。此要求需要了解 PFC 级输出上为确保应用正常运行所需的最小电压 ($V_{out,min}$)。我们已经假设 ($V_{out,min} = 180 V$) 足够高，可以向下游转换器提供足够的输入电压。

- 输出功率 P_{out} :

这是 PFC 负载的功耗。

- 最大输出功率 $P_{out,max}$:

这是最大输出功率，在我们的应用中为 150 W。

- 最大输入功率 $(P_{in,avg})_{max}$:

这是在正常运行时可以从电源获取的最大功率。该值是在满载、低压条件下获得的。假设在这些条件下的效率为 95%，我们将使用：

$$(P_{in,avg})_{max} = \frac{100}{95\%} \cong 105 W \quad (\text{公式 1})$$

步骤 2: 功率级设计

在重载条件下, NCP1623A 将于临界导通模式 (CrM) 下运行。因此, 电感器、大容量电容和功率硅器件的尺寸通常与其他 CrM PFC 的相同。本章不会详细说明这一过程, 而是强调几个关键点。

PFC 电感器

电路的导通时间受到内部限制。PFC 级可以提供的功率取决于电感器, 因为 L 值将确定给定导通时间的电流上升。具体而言, 以下公式给出了 PFC 级的功率能力:

$$(P_{in,avg})_{max} = \frac{V_{line,rms}^2}{2L} \cdot T_{on,max} \quad (公式 2)$$

电感器越小, PFC 级的功率能力就越高。因此, L 必须足够低, 以便可以在最低线路电平下提供全功率:

$$L \leq \frac{(V_{line,rms})_{LL}^2}{2 \cdot (P_{in,avg})_{max}} \cdot T_{on,max} \quad (公式 3)$$

与传统的 CrM 应用一样, 以下公式给出了其他重要参数:

- 最大峰值电流:

$$(I_{L,pk})_{max} = 2\sqrt{2} \frac{(P_{in,avg})_{max}}{(V_{line,rms})_{LL}} \quad (公式 4)$$

- 最大 rms 电流:

$$(I_{L,rms})_{max} = \frac{(I_{L,pk})_{max}}{\sqrt{6}} \quad (公式 5)$$

在我们的应用中, 电感器必须满足以下要求:

$$L \leq \frac{90^2}{2 \cdot 105} \cdot 10.8 \mu \cong 417 \mu H$$

$$(I_{L,pk})_{max} = 2\sqrt{2} \frac{105}{90} \cong 3.3 A$$

$$(I_{L,rms})_{max} = \frac{3.3}{\sqrt{6}} \cong 1.35 A \quad (公式 6)$$

$T_{on,max}$ (典型值为 12.5 μs) 的最小值为 10.8 μs , 将用在公式 6 中, 因为这是计算 L 时的最坏情况。建议选择比公式 6 返回的电感值至少小 25% 的电感值, 以获得充足的裕量。为了系统的紧凑性, 选择的是 200 μH 电感器。它由用于零电流检测的 10:1 辅助绕组组成。可以看到, CrM 操作中的开关频率取决于电感器值:

$$f_{sw} = \frac{V_{line}(t)^2 \cdot (V_{out} - V_{line}(t))}{4 \cdot P_{in,avg} \cdot V_{out} \cdot L} \quad (公式 7)$$

例如, 在低压、满载 (正弦曲线顶部) 条件下, 开关频率为:

$$f_{sw} = \frac{(\sqrt{2} \cdot 90)^2 \cdot (250 - \sqrt{2} \cdot 90)}{4 \cdot 105 \cdot 250 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} \cong 95 \text{ kHz} \quad (公式 8)$$

上述计算对应的低压调节电压为 250 V。

在实际设计中, PFC 输出功率在输入电压过零点时不理想, 因此实际导通时间将延长, 以调节所需的负载。与公式 4、公式 5 和公式 7 中的计算结果相比, 随着导通时间的延长, 电感器峰值和 rms 电流会升高, 而开关频率则降低。因此, 建议在公式中增加至少 20% 的裕量。

功率器件

一般而言, 二极管桥和功率开关被置于同一散热器上。根据经验, 可以估算散热器必须满足如下散热目标:

- 在多电源应用中, 约为输出功率的 4% (95% 通常是目标最低效率)

- 在单电源应用中, 约为输出功率的 2%。

在我们的多电源应用中, 大约需要消散 4 W 的热能。

在该热能的损失源中, 可以列出:

- 二极管桥的导通损耗可通过以下公式来估算:

$$(P_{bridge})_{max} = 2 \cdot V_f \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot \frac{P_{out,max}}{\eta}}{(V_{line,rms})_{LL}} \\ \cong \frac{1.8 \cdot V_f \cdot P_{out,max}}{(V_{line,rms})_{LL} \cdot \eta} \quad (公式 9)$$

其中 V_f 是桥式二极管的正向电压。

- MOSFET 导通损耗由下式给出:

$$(P_{on})_{max} = \frac{4}{3} \cdot R_{DS(on)} \cdot \left(\frac{P_{out,max}}{\eta \cdot (V_{line,rms})_{LL}} \right)^2 \\ \cdot \left(1 - \frac{8\sqrt{2} \cdot (V_{line,rms})_{LL}}{3\pi \cdot V_{out,LL}} \right) \quad (公式 10)$$

在我们的应用中, 采用的是:

- $P_{bridge} = 2.1 \text{ W}$ (假设 V_f 为 1 V)。

- $(P_{on})_{max} = 1.03 \cdot R_{DS(on)} \text{ W}$ 。假设 $R_{DS(on)}$ 在高温下加倍, 因此最大导通损耗约为 $2.6 \cdot R_{DS(on)} \text{ W}$ 。

开关损耗不易计算, 我们不作预测。相反, 根据经验, 我们会假设损耗预算等于 MOSFET 导通的损耗预算。实验测试将检验它们是否低于估算值。

升压二极管是以下导通损耗的来源: $I_{OUT} \cdot V_f$, 其中 I_{OUT} 是负载电流, 而 V_f 是二极管正向电压。在低压条件下 (调节电平设置为 250 V 时), 最大输出电流为 0.4 A, 二极管导通损耗在 0.4 W 范围内 (假设 $V_f = 1 \text{ V}$)。 $P_{DIODE} = 0.4 \text{ W}$ 。

PFC 输出大容量电容

在定义大容量电容时, 通常主要有三个标准/约束:

- 磁峰-峰值输出电压纹波:

$$(\delta V_{out})_{pk-pk} = \frac{P_{out,max}}{C_{BULK} \cdot \omega \cdot V_{out,LL}} \quad (公式 11)$$

其中 ($\omega = 2\pi \cdot f_{line}$) 是线路频率。

磁峰-峰值 FB 引脚电压纹波 $(\delta V_{FB})_{pk-pk}$ 通常低于 FB 参考电压 ($V_{REF} = 2.5 \text{ V}$) 的 $\pm 3\%$ (6% 磁峰-峰值), 以免在正常操作中在良好的裕量下触发 OVP 和 DRE 功能。反馈电阻分压比由下式给出:

$$\frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} = \frac{V_{REF}}{V_{out,nom}} \quad (\text{公式 12})$$

因此, 磁峰-峰值 FB 电压为:

$$\begin{aligned} (\delta V_{FB})_{pk-pk} &= (\delta V_{out})_{pk-pk} \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \\ &= (\delta V_{out})_{pk-pk} \frac{V_{REF}}{V_{out,nom}} \end{aligned} \quad (\text{公式 13})$$

由此, 在 47 Hz 线路频率下, 将 V_{FB} 纹波限制在 6% 的最小 C_{BULK} 为:

$$\begin{aligned} C_{BULK} &\geq \frac{P_{out,max}}{6\% \cdot V_{out,nom} \cdot \omega \cdot V_{out,LL}} \\ &= \frac{100}{6\% \cdot 390 \cdot 2\pi \cdot 47 \cdot 250} \cong 50 \mu\text{F} \end{aligned} \quad (\text{公式 14})$$

- 保持时间的规格:

$$\begin{aligned} C_{BULK} &\geq \frac{2 \cdot P_{out,max} \cdot t_{HOLD-UP}}{V_{out,LL}^2 - V_{out,min}^2} \\ &= \frac{2 \cdot 100 \cdot 10\text{m}}{250^2 - 180^2} \cong 66 \mu\text{F} \end{aligned} \quad (\text{公式 15})$$

其中, 保持时间为 10 ms

- Rms 电容器电流:

Rms 电流取决于负载特性。假设知道电阻负载, 我们可以推导出其大小的以下近似表达式:

$$(I_{c,rms})_{max} \cong \sqrt{\frac{32\sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{(P_{in,avg})_{max}^2}{(V_{line,rms})_{LL} \cdot V_{out,LL}} - \left(\frac{P_{out,max}}{V_{out,LL}}\right)^2} \quad (\text{公式 16})$$

在我们的应用中, 采用的是:

$$(I_{c,rms})_{max} \cong \sqrt{\frac{32\sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{105^2}{90 \cdot 250} - \left(\frac{100}{250}\right)^2} \cong 0.79 \text{ A} \quad (\text{公式 17})$$

步骤 3: IC 控制电路设计

FB 引脚电路

如图 1 所示, 反馈配置包括:

- 一个电阻分压器, 用于降低体电压, 以向 FB 引脚提供反馈信号。出于安全考虑, 分压器的上层电阻通常由两个或三个电阻构成。否则, R_{FB1} 的任何意外短接都会将输出高电压施加到控制器上并将其破坏。
- 一个滤波电容器, 通常置于 FB 引脚与接地之间, 以防开关噪声令反馈信号失真。通常使用的是 1-nF

电容。一般来说, 与线路电阻相比, 它与反馈电阻形成的极点必须保持在非常高的频率上。实际上,

$$C_{FB} \leq \frac{1}{150 \cdot (R_{FB1} \parallel R_{FB2}) \cdot f_{line}} \quad (\text{公式 18})$$

通常会得到较好的结果。

- 一个 2 型补偿网络。该电路由两个电容和一个电阻构成, 用于设置交越频率和环路特性。

A 版本 (NCP1623A) 具有输入电压跟随升压 (follower boost) 功能。该技术涉及到降低输出电压, 以优化 PFC 级效率并显著压缩其尺寸和成本。特别地, 它可以显著降低升压电感和 MOSFET 损耗。由于输出电压必须要高于线路电压, 因此只有在低压下输出电压才会降低, 而在高压条件下, 输出电压将调节至默认标称电压 ($V_{out,nom}$ 通常设置为 400 V 左右)。实际上, NCP1623A 通过反馈引脚控制这一 2 级输入电压跟随升压 (follower boost) 操作, 而反馈引脚会拉动仅在低压下启用的电流 $I_{FB(LL)}$ (通常为 25 μA)。

如数据表中所述, 这将产生以下调节电压:

- 高压线输出电压 $V_{out,HL} = V_{out,nom}$:

$$V_{out,nom} = V_{REF} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \quad (\text{公式 19})$$

- 低压线输出电压 $V_{out,LL}$:

$$V_{out,LL} = V_{out,nom} - R_{FB1} \cdot I_{FB(LL)} \quad (\text{公式 20})$$

根据应用中高低压线的输出电压规格, 反馈电阻值可通过下式获得:

- 上层反馈电阻 R_{FB1}

$$R_{FB1} = \frac{V_{out,nom} - V_{out,LL}}{I_{FB(LL)}} = \frac{390 - 250}{25 \mu} = 5.6 \text{ M}\Omega \quad (\text{公式 21})$$

- 下层反馈电阻 R_{FB2}

$$R_{FB2} = \frac{R_{FB1} \cdot V_{REF}}{V_{out,nom} - V_{REF}} = \frac{5.6 \text{ M} \cdot 2.5}{390 - 2.5} = 36 \text{ k}\Omega \quad (\text{公式 22})$$

选择 R_{FB1} 和 R_{FB2} 后, FB 引脚的相关功能在我们的应用中将定义如下:

- 反馈电阻比 K_{FB} :

$$K_{FB} = \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} = \frac{5.6 \text{ M}\Omega + 36 \text{ k}\Omega}{36 \text{ k}\Omega} \approx 157 \quad (\text{公式 23})$$

- 输入电压跟随升压 (follower boost) 失调电压 $V_{OFF(LL)}$:

$$V_{OFF(LL)} = R_{FB1} \cdot I_{FB(LL)} = 5.6 \text{ M}\Omega \cdot 25 \mu = 140 \text{ V} \quad (\text{公式 24})$$

- 高压下的 DRE 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(DRE-EN/EX-HL)} = V_{REF} \cdot K_{FB(DRE-XX)} \cdot K_{FB} \quad (\text{公式 25})$$

进入: $2.5 \cdot 95.5\% \cdot 157 \approx 375 \text{ V}$

退出: $2.5 \cdot 97.5\% \cdot 157 \approx 383 \text{ V}$

- 低压下的 DRE 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(DRE-EN/EX-LL)} = V_{REF} \cdot K_{FB(DRE-XX)} \cdot K_{FB} - V_{OFF(LL)} \quad (\text{公式 26})$$



进入：2.5 · 95.5% · 157 - 140 ≈ 235 V

退出：2.5 · 97.5% · 157 - 140 ≈ 243 V

- 高压下的 SOVP 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(SOVP-EN/EX-HL)} = V_{REF} \cdot K_{FB(SOVP-XX)} \cdot K_{FB} \quad (公式 27)$$

进入：2.5 V · 105% · 157 ≈ 412 V

退出：2.5 V · 103% · 157 ≈ 404 V

- 低压下的 SOVP 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(SOVP-EN/EX-LL)} = V_{REF} \cdot K_{FB(SOVP-XX-LL)} \cdot K_{FB} - V_{OFF(LL)} \quad (公式 28)$$

进入：2.5 V · 110% · 157 - 140 ≈ 292 V

退出：2.5 V · 108% · 157 - 140 ≈ 284 V

- 高压下的 FOVP 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(FOVP-EN/EX-HL)} = V_{REF} \cdot K_{FB(FOVP-XX)} \cdot K_{FB} \quad (公式 29)$$

进入：2.5 V · 107% · 157 ≈ 420 V

退出：2.5 V · 105% · 157 ≈ 412 V

- 低压下的 FOVP 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(FOVP-EN/EX-LL)} = V_{REF} \cdot K_{FB(FOVP-XX-LL)} \cdot K_{FB} - V_{OFF(LL)} \quad (公式 30)$$

进入：2.5 V · 114% · 157 - 140 ≈ 307 V

退出：2.5 V · 112% · 157 - 140 ≈ 300 V

- 高压下的 UVP 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(UVP-EN/EX-HL)} = V_{FB(UVP-XX)} \cdot K_{FB} \quad (公式 31)$$

进入：0.3 V · 157 ≈ 47 V

退出：0.53 V · 157 ≈ 83 V

- 低压下的 UVP 进入/退出 V_{OUT} :

$$V_{OUT(UVP-EN/EX-LL)} = V_{FB(UVP-XX)} \cdot K_{FB} - V_{OFF(LL)} \quad (公式 32)$$

进入：1.2 V · 157 - 140 ≈ 48 V

退出：1.3 V · 157 - 140 ≈ 64 V

VCTRL 引脚电路

为了找到“控制到输出”传递函数，输出电压将用输出电流和输出阻抗的乘积来定义。使用公式 2 并假设效率为 100%，输出电流由下式给出：

$$i_{out}(v_{ctrl}, v_{out}) = \frac{p_{in}}{v_{out}} = \frac{V_{line,rms}^2 \cdot t_{on}}{2 \cdot L \cdot v_{out}} = \frac{V_{line,rms}^2 \cdot T_{on,max} \cdot (v_{ctrl} - 0.5)}{8 \cdot L \cdot v_{out}} \quad (公式 33)$$

基于以下公式，输出电压与输出电流的偏微分等效于输出负载电阻 R_{load} ：

$$\frac{\delta i_{out}}{\delta v_{out}} = -\frac{V_{line,rms}^2 \cdot T_{on,max} \cdot (v_{ctrl} - 0.5)}{8 \cdot L \cdot v_{out}^2} = -\frac{i_{out}}{v_{out}} = -\frac{1}{R_{load}} \quad (公式 34)$$

因此，输出阻抗中可以包括 $\delta i_{out} / \delta v_{out}$ ，而总输出阻抗为：

$$z_{out}(s) = R_{load} \parallel R_{load} \parallel \frac{1}{s \cdot C_{BULK}} \quad (公式 35)$$

控制电压与输出电流的偏微分为：

$$\frac{\delta i_{out}}{\delta v_{ctrl}} = -\frac{V_{line,rms}^2 \cdot T_{on,max}}{8 \cdot L \cdot v_{out}} \quad (公式 36)$$

因此，“控制到输出”传递函数的定义如下：

$$\frac{\delta v_{out}(s)}{\delta v_{ctrl}(s)} = \frac{\delta i_{out}}{\delta v_{ctrl}} \cdot z_{out}(s) = \frac{V_{line,rms}^2 \cdot T_{on,max} \cdot R_{load}}{16 \cdot L \cdot v_{out}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot R_{load} \cdot C_{BULK} / 2} = G_0 \cdot \frac{1}{1 + s \cdot R_{load} \cdot C_{BULK} / 2} \quad (公式 37)$$

其中，在 A 版本中， $T_{on,max}$ 在低压下为 12.5 μ s，在高压下为 5 μ s，而 G_0 为静态增益。

通过 FB 电阻网络比、OTA 跨导和 VCTRL 补偿网络获得“输出到控制”传递函数，如下所示：

$$v_{ctrl} = i_{ctrl} \cdot z_{ctrl}(s) \quad (公式 38)$$

其中 i_{ctrl} 是 OTA 输出电流，而 $z_{ctrl}(s)$ 是 VCTRL 补偿电路阻抗。

OTA 输出电流定义如下：

$$i_{ctrl} = (V_{REF} - v_{FB}) \cdot G_{EA} = \left(V_{REF} - \frac{V_{REF}}{V_{out}} \cdot v_{out} \right) \cdot G_{EA} \quad (公式 39)$$

其中 G_{EA} 是 OTA 跨导增益，而 v_{out} 是直流输出电压。

使用公式 38 和公式 39，“控制到输出”传递函数可通过下式获得：

$$\frac{\delta v_{ctrl}(s)}{\delta v_{out}(s)} = -\frac{V_{REF}}{V_{out}} \cdot G_{EA} \cdot z_{ctrl}(s) \approx -\frac{1}{s \cdot R_0 \cdot C_Z} \cdot \frac{1 + s \cdot R_Z \cdot C_Z}{1 + s \cdot R_Z \cdot C_P} \quad (公式 40)$$

其中 $R_0 = V_{out} / (V_{REF} \cdot G_{EA})$ ，而补偿网络电路是 C_Z 、 R_Z 和 C_P ($\ll C_Z$)，如图 2 所示。

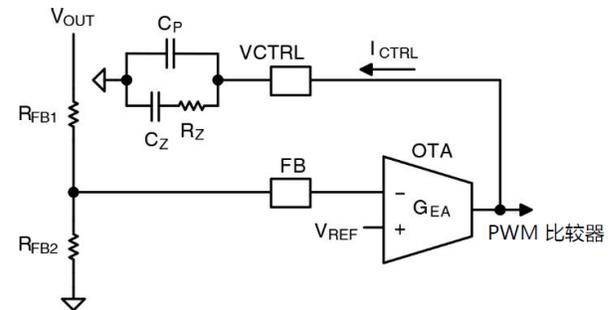


图 2. FB 和 VCTRL 电路

公式 37 中的极点和公式 40 中的零点位置相近，穿越频率 f_c 位于公式 40 中零点和第二极点之间。相位

裕量 ϕ_m (弧度) 由 C_P 调整。由此, 我们得到以下公式:

- 反馈零电容 C_Z :

$$C_Z = \frac{G_0}{2\pi f_C \cdot R_0} \quad (\text{公式 41})$$

- 反馈零电阻 R_Z :

$$R_Z = \frac{R_{load} \cdot C_{BULK}}{2 \cdot C_Z} \quad (\text{公式 42})$$

- 反馈极点电容 C_P :

$$C_P = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_m\right)}{2\pi f_C \cdot R_Z} \quad (\text{公式 43})$$

负载电阻 R_{load} 通过下式计算:

$$R_{load} = \frac{V_{out,nom}^2}{P_{out,max}} = \frac{390 \text{ V}^2}{100 \text{ W}} = 1.52 \text{ k}\Omega \quad (\text{公式 44})$$

交越频率 f_C 应高于 PFC 升压级极点 f_P :

$$f_P = \frac{1}{\pi \cdot R_{load} \cdot C_{BULK}} = \frac{1}{\pi \cdot 1.52 \text{ k}\Omega \cdot 68 \mu\text{F}} = 3.1 \text{ Hz} \quad (\text{公式 45})$$

最高交越频率的条件是相位裕量的最坏情况, 其中线路电压为高值, 以增大“控制到输出”传递函数的带宽。如果应用中的目标是 25-Hz 的交越频率和 60° 的相位裕量 ($\pi/3$ 弧度), 则采用的是:

$$R_0 = \frac{390 \text{ V}}{2.5 \text{ V} \cdot 20 \mu\text{S}} = 780 \text{ k}\Omega$$

$$G_0 = \frac{264 \text{ V}^2 \cdot 5 \mu\text{s} \cdot 1.52 \text{ k}\Omega}{16 \cdot 200 \mu\text{H} \cdot 390 \text{ V}} = 424$$

$$C_Z = \frac{424}{2\pi \cdot 25 \text{ Hz} \cdot 780 \text{ k}\Omega} = 3.46 \mu\text{F} \approx 3.3 \mu\text{F}$$

$$R_Z = \frac{1.52 \text{ k}\Omega \cdot 68 \mu\text{F}}{2 \cdot 3.3 \mu\text{F}} = 15.6 \text{ k}\Omega \approx 15 \text{ k}\Omega$$

$$C_P = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3}\right)}{2\pi \cdot 25 \text{ Hz} \cdot 15 \text{ k}\Omega} = 245 \text{ nF} \approx 220 \text{ pF} \quad (\text{公式 46})$$

CS/ZCD 引脚电路

如果电流检测电阻两端的电压超过 0.5 V, 电路就会检测到过流情况。因此:

$$R_{SENSE} = \frac{0.5 \text{ V}}{(I_{L,pk})_{max}} \quad (\text{公式 47})$$

将公式 6 中的结果合并, 得到:

$$R_{SENSE} = \frac{0.5 \text{ V}}{3.3 \text{ A}} = 0.15 \Omega \quad (\text{公式 48})$$

在实际情况下, 将选择 0.12Ω 电阻以保持一定的裕量。 R_{SENSE} 损耗可使用公式 10 进行计算 (用 R_{SENSE} 取代 $R_{DS(on)}$), 由此得到 MOSFET 导通损耗:

$$(P_{RSENSE})_{max} = \frac{4}{3} \cdot R_{SENSE} \cdot \left(\frac{P_{out,max}}{\eta \cdot (V_{line,rms})_{LL}} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{8\sqrt{2} \cdot (V_{line,rms})_{LL}}{3\pi \cdot V_{out,LL}} \right) \quad (\text{公式 49})$$

可以看到, 0.12Ω 的电流检测电阻在满载、低压条件下将消耗约 124 mW。

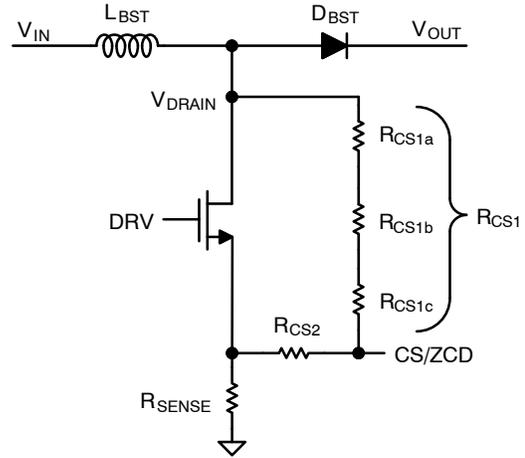


图 3. ZCD 漏极感测

基于漏极感测的 ZCD 电路如图 3 所示。漏电压由 CS 电阻网络进行感测, 并由 K_{CS} 按比例降低:

$$K_{CS} = \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{R_{CS2}} \quad (\text{公式 50})$$

其中 K_{CS} 为 133, 而 R_{CS2} 一般为 $62 \text{ k}\Omega$ 。

R_{CS1} 和 R_{CS2} 的值必须选择高值, 以免在待机期间的功耗过高。在待机期间没有开关, R_{CS1} 与 R_{CS2} 串联的电压为恒定电压, 等于 $V_{mains,rms} \cdot \sqrt{2}$ 。待机功耗由下式给出:

$$P_{CS,STBY} = \frac{(V_{mains,rms} \cdot \sqrt{2})^2}{R_{CS1} + R_{CS2}} \quad (\text{公式 51})$$

NCP1623 在 CS/ZCD 引脚上集成了前沿消隐, 从而免除了滤波电容器。CS/ZCD 电路中不允许有电容器, 因为这会造成 CS/ZCD 信号失真, 从而导致错误或无法进行 ZCD 检测。使用示波器探针来探测 CS/ZCD 信号时必须要小心, 因为示波器探针通常会增加 10-pF 的电容。

在升压转换器中, 升压电感器一个引脚的平均漏电压等于升压电感器另一个引脚上的 V_{in} 电压, 这是因为: 如果忽略电感器的串联电阻, 电感器两端的平均电压降在伏秒平衡中为零伏特。因此, 要计算 $V_{CS/ZCD}$ 的平均值来获得输入电压信息。

平均 $V_{CS/ZCD}$ 、 V_{SNS} 被用在 ZCD、线路检测、OVP2 (仅限 C 版本) 和掉电检测 (在 A 和 C 版本中禁用) 中, 如下所示:

- 线路检测阈值:

$$(V_{\text{line,rms}})_{\text{HL}} = \frac{K_{\text{CS}} \cdot V_{\text{CS/ZCD(HL)}}}{\sqrt{2}} = \frac{133 \cdot 1.8 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 169 \text{ V} \quad (\text{公式 52})$$

$$(V_{\text{line,rms}})_{\text{LL}} = \frac{K_{\text{CS}} \cdot V_{\text{CS/ZCD(LL)}}}{\sqrt{2}} = \frac{133 \cdot 1.55 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 146 \text{ V} \quad (\text{公式 53})$$

- OVP2 阈值 (仅限 C 版本):

$$V_{\text{OUT(OVP2)}} = K_{\text{CS}} \cdot V_{\text{ZCD(OVP2-EN)}} = 133 \cdot 3.77 \text{ V} = 501 \text{ V} \quad (\text{公式 54})$$

- 掉电阈值 (在 A 和 C 版本中禁用):

$$(V_{\text{line,rms}})_{\text{BO-EN}} = \frac{K_{\text{CS}} \cdot V_{\text{CS/ZCD(BO-EN)}}}{\sqrt{2}} = \frac{133 \cdot 0.79 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 74 \text{ V} \quad (\text{公式 55})$$

$$(V_{\text{line,rms}})_{\text{BO-EX}} = \frac{K_{\text{CS}} \cdot V_{\text{CS/ZCD(BO-EX)}}}{\sqrt{2}} = \frac{133 \cdot 0.94 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 88 \text{ V} \quad (\text{公式 56})$$

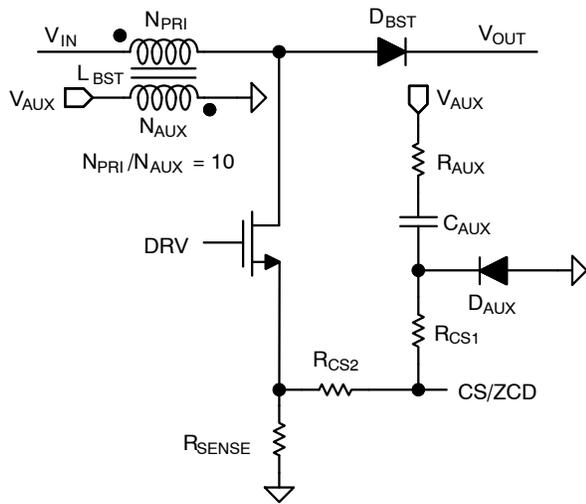


图 4. 辅助 ZCD 绕组感测

可以使用图 4 所示的电路图来生成 CS/ZCD 引脚的信号。借助辅助绕组电压电容 C_{AUX} 、 R_{AUX} 和 D_{AUX} ，可以在 D_{AUX} 的阴极生成一个电压，其大小为功率 MOSFET 漏电压乘以辅助 (N_{AUX}) 与初级 (N_{PRI}) 变压器匝数比之积。之前所述的参数 K_{CS} 现在定义如下:

$$K_{\text{CS}} = \frac{N_{\text{PRI}}}{N_{\text{AUX}}} \cdot \frac{R_{\text{CS1}} + R_{\text{CS2}}}{R_{\text{CS2}}} \quad (\text{公式 57})$$

其中 K_{CS} 为 133， $N_{\text{PRI}}/N_{\text{AUX}}$ 为 10，而 R_{CS2} 一般为 22 k Ω 。

通过这种方法可以传递较低的电压，并且低 R_{CS1} 值也降低了对寄生电容的灵敏度。

该电路的另一个优点是在待机期间没有电流消耗 (没有开关活动，因此也就没有 V_{aux} 电压)。

必须提请注意的是，激活了掉电功能的产品版本无法使用此电路。当功率 MOSFET 漏电压用于 ZCD 时，其他所有情况均与所述的完全相同。

CSZCD 电阻器设计指南

当 R_{CS} 电阻桥在漏极感测电路 (如图 3) 处的总电阻位于 M 范围内时，它对低至几百 fF 的寄生电容非常敏感。寄生电容可以从 R_{CS} 电阻器节点到 GND 或功率 MOSFET 漏极。这些寄生电容效应可导致永久性错误故障检测事件: OCP、OVS 或 OVP2 的触发，从而使控制器无法正常运行。

避免寄生电容效应的一种简单方法是减小电阻器的值，同时让分频比 K_{CS} 保持在 133 左右。降低 CS/ZCD 桥电阻值 ($R_{\text{CS1}} + R_{\text{CS2}}$) 是以高待机功耗为代价的。

如果图 3 中的 $R_{\text{CS1a}} + R_{\text{CS1b}} + R_{\text{CS1c}}$ 应高于 5 M Ω ，建议在漏极侧设置一个 500-V SMD 高值电阻器 (如 $R_{\text{CS1a}} = 5.1 \text{ M}\Omega$)，并串联两个低值 200-V SMD 电阻器 (如 $R_{\text{CS1b}} = R_{\text{CS1c}} = 240 \text{ k}\Omega$)。这是为了避免连接到 GND 的电阻器间电容在 FET 导通周期之前难以放电。根据经验，不建议使用 3 个等值电阻器来平衡漏电压。

测试台上的实验已证明，SMD1206 和 0805 在寄生电容方面要优于槽孔电阻器。

R_{CS1} 和 R_{CS2} 必须尽可能靠近 CS/ZCD 引脚。连接 R_{CS} 电阻器的 PCB 走线必须尽可能短，且走线的宽度要尽可能小 (最小寄生电容)。最好在 R_{CS} 电阻器和 DRV、 V_{IN} 、 V_{DRAIN} 铜走线之间保持 1 cm 的安全距离，以避免耦合。

布局和抗扰度注意事项

NCP1623 对噪声不是特别敏感。

不过，常规电源设计布局规则还是适用的。请注意以下几点:

- 必须最大程度降低功率传输回路的环路面积。
- 电源接地 (用于提供电流回路路径) 的星形配置。
- 电路接地的星形配置。
- 电路接地和电源接地应通过一条单独的路径进行连接，不允许有环路。
- 该路径最好满足以下条件: 在非常靠近电流检测电阻 (R_{SENSE}) 的接地端子的位置将电路接地连接到电源接地。
- 应在电路 VCC 和 GND 引脚之间放置一个 100 或 220-nF 的电容，并确保连接长度最小。
- R_{CS} 电阻器必须尽可能靠近 CS/ZCD 引脚，且必须避免与 GND 或任何其他信号有电容耦合。
- 建议在 FB 引脚上放置一个滤波电容器，以保护引脚免受周围噪声的影响。不过，该电容必须要很小，不能让 FB 引脚检测到的电压出现失真。

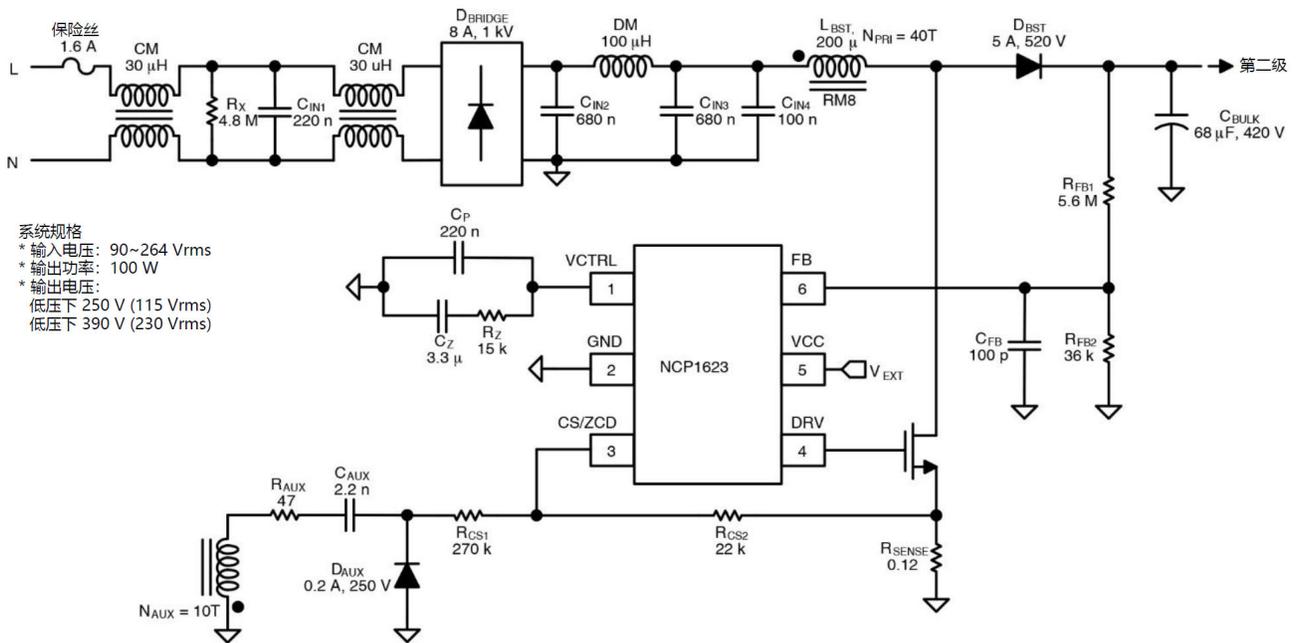
总结

表 1. 主要公式

步骤	元件	公式	备注
步骤 1: 关键规格		<p>f_{line}: 线路频率。对于 50 Hz/60 Hz 应用, 通常规定在 47–63 Hz 的范围内。</p> <p>$(V_{line,rms})_{HL}$: 线路电压的最低电平, 例如 90 V。</p> <p>$(V_{line,rms})_{LL}$: 线路电压的电平, 例如 264 V。</p> <p>$V_{out,nom}$: 高压下的标称输出电压, 例如 390 V。</p> <p>$V_{out,LL}$: 低压下的输出电压 (借助输入电压跟随升压 (follower boost)), 例如 250 V。</p> <p>$(\delta V_{out})_{pk-pk}$: 线路频率下的峰值-峰值输出电压纹波。</p> <p>$t_{HOLD-UP}$: 保持时间, 即在线路压降期间输出保持有效的的时间, 例如 10 ms。</p> <p>$V_{out,min}$: 允许下游转换器工作的最小输出电压, 例如 180 V。</p> <p>$P_{out,max}$: PFC 允许下游转换器工作的最小输出电压, 例如 100 W。</p> <p>η: 系统效率, 例如 95%。</p> <p>$(P_{in,avg})_{max}$: 满载和低压条件下, 电源的最大输入功率, 例如 105 W (假设效率为 95%)。</p>	
步骤 2: 功率级设计	PFC 电感器	$L \leq \frac{(V_{line,rms})_{LL}^2}{2 \cdot (P_{in,avg})_{max}} \cdot T_{on,max}$	最大电感 $T_{on,max}$: 最大导通时间
		$(I_{L,pk})_{max} = 2\sqrt{2} \frac{(P_{in,avg})_{max}}{(V_{line,rms})_{LL}}$	最大峰值电流
		$(I_{L,rms})_{max} = 2\sqrt{2} \frac{(I_{L,pk})_{max}}{\sqrt{6}}$	最大 rms 电流
	桥式二极管	$(P_{bridge})_{max} \approx \frac{1.8 \cdot V_f \cdot P_{out,max}}{(V_{line,rms})_{LL} \cdot \eta}$	最大功率损耗 V_f : 桥式二极管正向电压
	MOSFET	$(P_{on})_{max} = \frac{4}{3} \cdot R_{DS(on)} \cdot \left(\frac{P_{out,max}}{\eta \cdot (V_{line,rms})_{LL}} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{8\sqrt{2} \cdot (V_{line,rms})_{LL}}{3\pi \cdot V_{out,LL}} \right)$	最大导通损耗 $R_{DS(on)}$: FET 导通电阻
	升压二极管	$(P_{diode})_{max} = V_f \cdot \frac{P_{out,max}}{V_{out,LL}}$	最大导通损耗
	大容量电容	$C_{BULK} \geq \frac{P_{out,max}}{(\delta V_{out})_{pk-pk} \cdot \omega \cdot V_{out,LL}}$	满足输出纹波规格的最小电容
	$C_{BULK} \geq \frac{2 \cdot P_{out,max} \cdot t_{HOLD-UP}}{V_{out,LL}^2 - V_{out,min}^2}$	满足保持时间规格的最小电容	
	$(I_{c,rms})_{max} \cong \sqrt{\frac{32\sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{(P_{in,avg})_{max}^2}{(V_{line,rms})_{LL} \cdot V_{out,LL}} - \left(\frac{P_{out,max}}{V_{out,LL}} \right)^2}$	最大 rms 电流	

表 1. 主要公式

步骤	元件	公式	备注
步骤 3: IC 控制电路设计	FB 引脚电路	$R_{FB1} = \frac{V_{out,nom} - V_{out,LL}}{I_{FB(LL)}}$	FB1 电阻 $I_{FB(LL)}$: 输入电压跟随升压 (follower boost) FB 电流
		$R_{FB2} = \frac{R_{FB1} \cdot V_{REF}}{V_{out,nom} - V_{REF}}$	FB2 电阻 V_{REF} : FB 参考电压, 2.5 V。
		$C_{FB} \leq \frac{1}{150 \cdot (R_{FB1} \parallel R_{FB2}) \cdot f_{line}}$	最大 FB 电容
	VCTRL 引脚电路	$R_0 = \frac{V_{out,nom}}{V_{REF} \cdot G_{EA}}$	V_{out}/i_{ctrl} 电阻 i_{CTRL} : OTA 输出电流 G_{EA} : OTA 增益
		$R_{load} = \frac{V_{out,nom}^2}{P_{out,max}}$	满载和高压条件下的负载电阻
		$G_0 = \frac{(V_{line,rms})_{HL}^2 \cdot T_{on,max} \cdot R_{load}}{16 \cdot L \cdot V_{out}}$	“控制到输出” 传递函数中的直流增益
		$C_Z = \frac{G_0}{2\pi f_C \cdot R_0}$	零点电容 f_C : 交越频率
		$R_Z = \frac{R_{load} \cdot C_{BULK}}{2 \cdot C_Z}$	零电阻
		$C_P = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2} - \phi_m\right)}{2\pi f_C \cdot R_Z}$	极点电容 ϕ_m : 相位裕量 (弧度)
	CS/ZCD 引脚电路	$R_{SENSE} = \frac{0.5 V}{(I_{L,pk})_{max}}$	检测电阻
		$(P_{RSENSE})_{max} = \frac{4}{3} \cdot R_{SENSE} \cdot \left(\frac{P_{out,max}}{\eta \cdot (V_{line,rms})_{LL}}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{8\sqrt{2} \cdot (V_{line,rms})_{LL}}{3\pi \cdot V_{out,LL}}\right)$	最大导通损耗
		$K_{CS} = \frac{N_{PRI}}{N_{AUX}} \cdot \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{R_{CS2}} = 133$	CS 电阻比 $N_{PRI}/N_{AUX} = 1$ (图 3), 10 (图 4) $R_{CS2} = 62 \text{ k}\Omega$ (图 3), 22 k Ω (图 4)
		$R_{CS1} = R_{CS2} \cdot \left(133 \cdot \frac{N_{AUX}}{N_{PRI}} - 1\right)$	CS1 电阻 $N_{PRI}/N_{AUX} = 1$ (图 3), 10 (图 4) $R_{CS2} = 62 \text{ k}\Omega$ (图 3), 22 k Ω (图 4)



系统规格
 * 输入电压: 90~264 Vrms
 * 输出功率: 100 W
 * 输出电压:
 低压下 250 V (115 Vrms)
 低压下 390 V (230 Vrms)

图 5. 100 W 设计的系统电路图

onsemi, Onsemi, and other names, marks, and brands are registered and/or common law trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba "onsemi" or its affiliates and/or subsidiaries in the United States and/or other countries. onsemi owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of onsemi's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. onsemi reserves the right to make changes at any time to any products or information herein, without notice. The information herein is provided "as-is" and onsemi makes no warranty, representation or guarantee regarding the accuracy of the information, product features, availability, functionality, or suitability of its products for any particular purpose, nor does onsemi assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using onsemi products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by onsemi. "Typical" parameters which may be provided in onsemi data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. onsemi does not convey any license under any of its intellectual property rights nor the rights of others. onsemi products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use onsemi products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold onsemi and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that onsemi was negligent regarding the design or manufacture of the part. onsemi is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

ADDITIONAL INFORMATION

TECHNICAL PUBLICATIONS:
 Technical Library: www.onsemi.com/design/resources/technical-documentation
 onsemi Website: www.onsemi.com

ONLINE SUPPORT: www.onsemi.com/support
 For additional information, please contact your local Sales Representative at www.onsemi.com/support/sales