

应用指南AN-92

MinE-CAP产品系列

设计指南

简介

MinE-CAP IC产品系列可实现通用输入AC/DC功率变换器，并使功率密度超过 $25\text{W}/\text{in}^3$ 。它通过大幅缩小通常是离线式电源中最大元件之一的输入大电容的物理尺寸来实现这一目标。使用MinE-CAP IC，可将大电容的体积减少高达50%。此外，MinE-CAP IC可管理交流上电时的浪涌电流，无需在输入级中使用NTC热敏电阻和大型慢熔保险丝，从而进一步节省空间。

图1所示的离线式电源通常使用滤波电容来“平滑”整流后的市电电压，并在每个工频周期内整流二极管关断时提供电流。对于通用交流输入设计，滤波电容的容量大小应支持最低交流输入，而电压额定值则取决于最高交流输入电压。然而，电容的物理尺寸会随着容量的增加而增大，更会随着电压额定值的提高而增大。因此典型的设计将采用物理尺寸较大的电容，这些电容具有以下特点：

- A. 容量足够大，但对低压输入情况时额定电压显得过高
- B. 电压额定值适合，但对于高输入电压应用而言容量过大，显得不必要

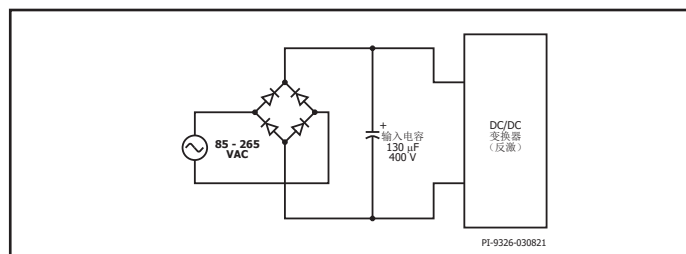


图 1. 典型离线式AC-DC变换器的输入级

如图2所示，MinE-CAP IC通过在 C_{HV} （高压）和 C_{LV} （低压）两个电容之间分配输入电容容量来解决问题(A)和(B)。在高压输入工作时，MinE-CAP IC会断开 C_{LV} ，使 C_{HV} 成为唯一的输入电容。低压输入时，MinE-CAP IC将 C_{LV} 添加到系统中，以增加输入电容容量并将输入电压纹波保持在适当水平。这种方案允许设计人员将低压输入条件下所需的大部分电容容量分配给 C_{LV} ，而将低容量、高压电容用于 C_{HV} 。因此，与传统设计相比，大电容的体积更小，外形更小巧。

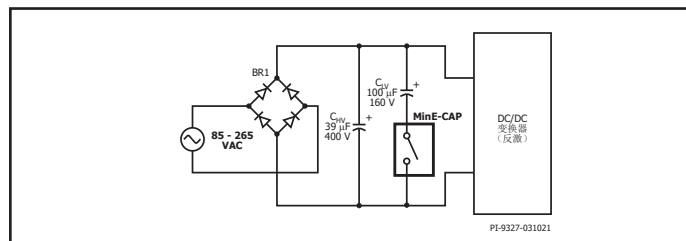


图 2. 使用MinE-CAP的离线式AC-DC变换器

设计实例比较

表1和图3显示了MinE-CAP IC在60W USB-C PD电源设计中可实现的体积减小。DER-803是一款60W USB-C PD电源，采用了一个InnoSwitch3-Pro (INN3379C) IC和一个100μF输入电容。DER-822的规格与DER-803相同，但单个输入电容被基于MinE-CAP IC的电路取代，该电路采用了一个160V 68μF低压(LV)电容和一个400V 33μF高压(HV)电容。

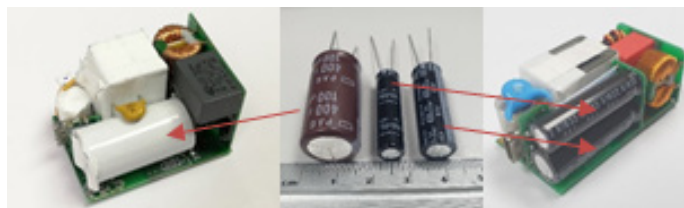


图 3. 采用单个400V 100μF电容的设计（DER-803 - 左）与采用160V 68μF和400V 33μF电容组合的设计（DER-822 - 右）之间的尺寸比较

所示两个DER的电路图相似，主要区别在于输入大电容电路。两种设计的电气性能也相似。由于使用了MinE-CAP IC，DER-822的体积比DER-803减少了40%。

DER-803		DER-822
(1) 400V 100μF Rubycon BXW系列	输入电容	(1) 68μF 160V Rubycon TXV系列 (低压电容) 和 (1) 33μF 400V Rubycon BXW系列 (高压电容)
47mm x 35mm x 29mm	电源外形尺寸 (长x宽x高)	52mm x 26mm x 22mm
20.62	功率密度 (W/in ³) (不含壳体)	33.15
EQ25	变压器磁芯	ATQ23.7/16

表 1. DER-803与DER-822比较

范围

本应用指南旨在为使用MinE-CAP系列器件设计AC-DC单级隔离反激式电源的工程师提供设计指南。本文档介绍了如何正确选择元件，特别是输入大电容。假定设计人员将MinE-CAP与InnoSwitch3系列功率变换IC搭配使用。不过，所示设计方程可用于本文档范围之外的应用。



MinE-CAP是一款12引脚器件，采用Power Integration特有的MinSOP-16封装（参见图5）。每个引脚的功能详述如下：

通过电阻连接到电容 C_{LV} 的负极的高压引脚。VBOT引脚与VTOP引脚一起用于确定 C_{LV} 两端的电压。该引脚还用于对 C_{LV} 进行涓流充电。

必须悬空。不得连接到任何其他节点或走线。

内部数字控制器的接地节点。必须从外部连接到S引脚。

IC内部稳压器的外部旁路电容的连接点。还用作IC的偏置供电引脚，必须连接到外部电源或InnoSwitch3器件的BPP引脚。建议的旁路电容值介于10nF和100nF之间。

直接连接到InnoSwitch3 IC的V引脚,当MinE-CAP与其他控制器搭配使用时,该引脚用于传递大电容电压、启动和故障信息。该引脚可以接地,也可以连接外围故障检测电路。

通过电阻连接C_{LV}的正极的高压引脚。V_{TOP}引脚用于监测体电压以及C_{LV}两端的电压。

这些引脚必须连接到源极引脚。

典型应用示例

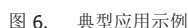


图6所示为MinE-CAP与InnoSwitch3系列控制器搭配使用时的电路原理图。每个分立元件的描述如下:

1. **R_{TOP}**和**R_{BOT}** – MinE-CAP使用流过这些电阻的电流来确定C_{HY}和C_{LV}输入电容两端的电压。这些电阻还可对C_{LV}上的稳压电压和纹波以及InnoSwitch3 IC的过压/欠压电平进行设定。
2. **R_{BLEED}** – 与C_{LV}并联的泄放电阻。当MinE-CAP开关关断时，该电阻用于对C_{LV}进行放电或分流电流，以帮助维持低压电容的稳压。推荐使用4MΩ的1206贴片式电阻。
3. **C_{HY}**和**C_{LV}** – 高压和低压输入大电容。

R_{TOP} 和 R_{BOT} 的选择

与InnoSwitch3系列控制器搭配使用时, R_{TOP} 和 R_{BOT} 的推荐值为:

$$R_{TOP} = 3.8M\Omega \text{ 和 } R_{BOT} = 931k\Omega$$

该组合将对MinE-CAP进行设定，以将C_{LV}两端的电压调整至最大约140V，最大电压纹波为16.9V。该R_{TOP}值还会将InnoSwitch3 IC的欠压过压额定阈值设定为：

$$\begin{aligned} V_{\text{InnoSwitch,OV}} &= 261\text{VAC} \\ V_{\text{InnoSwitch,Brown-In}} &= 57\text{VAC} \\ V_{\text{InnoSwitch,Brown-Out}} &= 50\text{VAC} \end{aligned}$$

所有电阻的公差必须为**1%**或更优，且具有足够的额定电压。对于宽范围或高压输入设计，建议采用**1206**贴片式电阻封装。

如果需要不同的InnoSwitch3欠压过压阈值，请使用所需阈值计算 R_{TOP} 。应使用以下公式重新计算 R_{BOT} 的值：

$$V_{LV\text{CAP}(\text{MAX})} = V_{TOP} - \left(\frac{R_{BOT}}{R_{BOT(\text{BASE})}} \right) \times \left(V_{TOP} \left(\frac{R_{TOP(\text{BASE})}}{R_{TOP}} \right) - V_{TRKLCHRG(\text{MAX})} \right)$$

$$V_{LV\text{CAP}(\text{MIN})} = V_{TOP} - \left(\frac{R_{BOT}}{R_{BOT(\text{BASE})}} \right) \times \left(V_{TOP} \left(\frac{R_{TOP(\text{BASE})}}{R_{TOP}} \right) - V_{TRKLCHRG(\text{MIN})} \right)$$

$V_{LV\text{CAP}(\text{MAX})}$ = 最大允许 C_{LV} 电压（典型值140V）

$R_{BOT(\text{BASE})} = 1.0\text{M}\Omega$; $R_{TOP(\text{BASE})} = 4.0\text{M}\Omega$

$V_{TRKLCHG(\text{MAX})} = 140\text{V}$; $V_{TRKLCHG(\text{MIN})} = 130\text{V}$

V_{TOP} = 峰值电压 = $\sqrt{2} V_{IN(\text{RMS})}$

*请参阅InnoSwitch3产品系列数据手册

选 R_{TOP} 和 R_{BOT} 值时要特别注意。请务必检查确认，在交流输入范围内的任何电压下，低压电容的最大电压都不会超过电容的电压额定值。图7和图8所示为在 R_{TOP} 或 R_{BOT} 固定的情况下，通用交流输入范围内低压电容的最大电压。

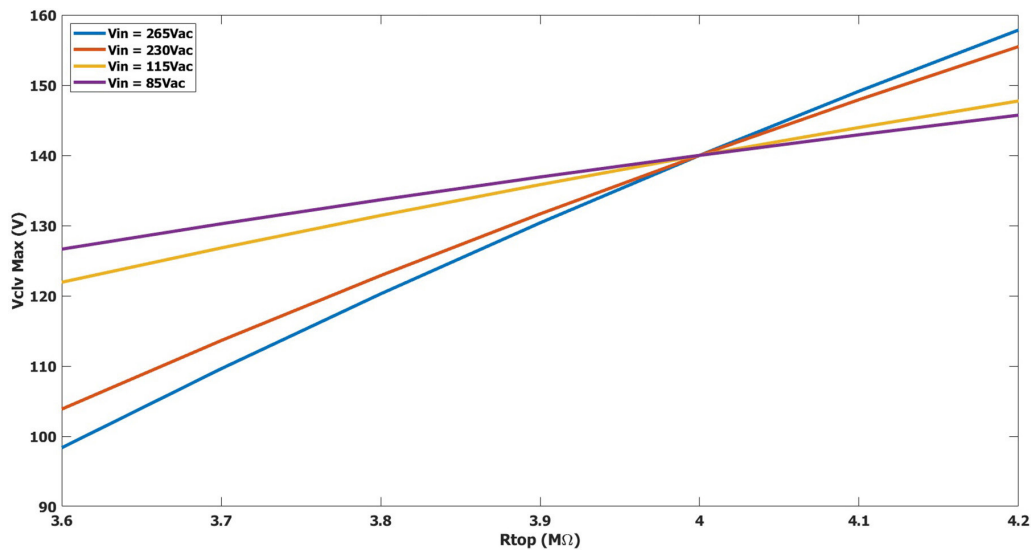


图 7. C_{LV} 的最大电压相对于不同 R_{TOP} 值的变化； $R_{BOT} = 1.0\text{M}\Omega$

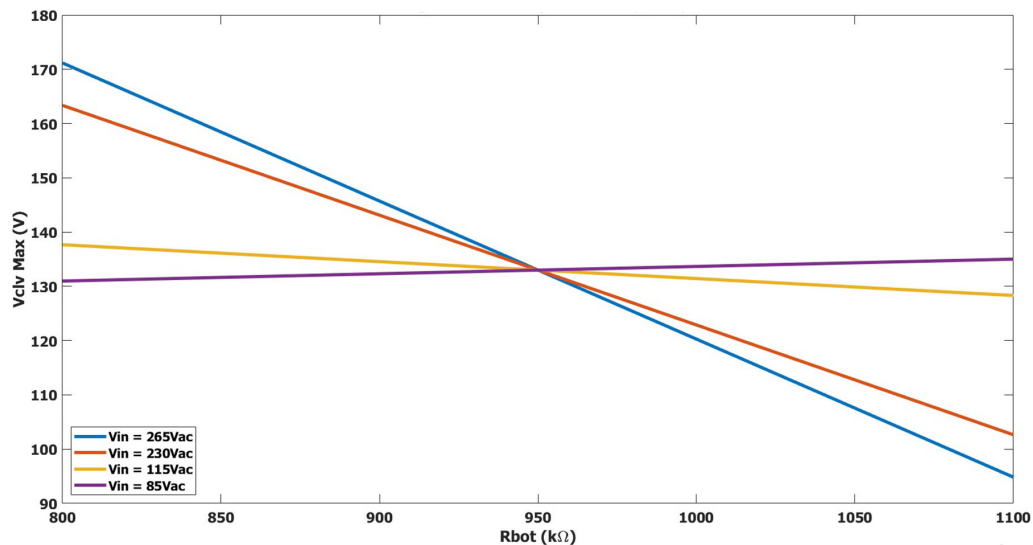


图 8. C_{LV} 的最大电压相对于不同 R_{BOT} 值的变化； $R_{TOP} = 3.8\text{M}\Omega$

输入电容详细选择指南

本节概述了计算大电容的值所需的步骤。相关公式的推导见本文档末尾的附录A。

- 确定关键设计参数：
 - 最大输出功率(P_{OUT})
 - 预估效率(η)
 - 大电容最小允许电压($V_{DC(MIN)}$)
 - 交流输入范围。典型电压为85VAC至265VAC。
- 求解最小交流输入时所需的最小电容。该电容值是设计所需的最小总电容值, $C_{TOTAL(MIN)}$ 。
- 求解所需的最小高压电容(HV-Cap), $C_{HV(MIN)}$ 。确定高压输入偏下限时的高压电容值。在为高压电容设置限制条件时没有硬性规定, 但必须考虑以下几点：
 - 在高压输入下工作时, MinE-CAP IC会断开 C_{LV} 与系统的连接。由于输入电容ESR突然增加, 这将导致EMI辐射大幅增加, 因此必须使用低ESR的高压电容。
 - 如果我们使用 $V_{DC(MIN)}$ 计算 C_{HV} , 则得到的容值将非常低, 这意味着二极管整流器的导通时间也将显著增加。这将对EMI产生不利影响, 并可能降低效率。
 - 理论上, 高压电容可以使用非常低的容值。然而, 这可能会导致设计在雷击浪涌测试期间失败, 特别是在 C_{LV} 与电路断开时的高压输入测试中。
 - 考虑到上述问题, 使用新的最小直流母线电压 $V_{HVD(MIN)}$ 计算 $C_{HV(MIN)}$, 该电压明显高于 $V_{DC(MIN)}$ 。
 - 一般而言, 在尺寸允许的情况下, 选择容量最大、ESR最低的 C_{HV} 。
- 计算出 $C_{HV(MIN)}$ 后, 选择下一个更高标准值的电容。确保所选电容满足温升要求。这将是 $C_{HV(ACT)}$ 实际使用的电容容值。
- 从第2步中计算出的最小总值中减去 $C_{HV(ACT)}$, 即 $(C_{TOTAL(MIN)} - C_{HV(ACT)})$ 。结果为 $C_{LV(MIN)}$ 。
- 实际低压电容将是 $C_{LV(MIN)}$ 数值接近的更高标准值电容。然后将其用作实际的低压电容 $C_{LV(ACT)}$ 。
- 使用 $C_{TOTAL(ACT)} = C_{HV(ACT)} + C_{LV(ACT)}$ 计算所有输入电压、整流管以及电容电压和电流参数。这些值将用于为设计选择合适的整流管EMI滤波元件。

注: 如上所述, 可以选择容量极低的高压电容, 并将所需输入电容的大部分分配给低压电容。不过, 低高压电容值可能会对效率、EMI和抗浪涌性能产生负面影响。

设计范例

找到充电器设计所需的电容, 其规格如下:

- 通用交流输入 (85至265VAC)
- 低压输入时60Hz, 高压输入时50Hz
- 65W输出功率, 预估效率92%
- $V_{MIN} = 85VDC$
- 外形尺寸: 82mm (长) × 51mm (宽) × 12mm (高)

第1步: 计算 $C_{TOTAL(MIN)}$

使用 $V_{IN} = 85 V_{AC(VMIN)} = 85VDC$ 和给定的输出功率和效率。所需的总输入电容为:

$$C_{TOTAL(MIN)} = 128.92\mu F$$

第2步: 找到 $C_{HV(MIN)}$ 和 $C_{HV(ACT)}$

假设最小的高压输入为180VAC。为了减少高压输入时的损耗, 我们需要体电压始终大于180VDC。高压电容的直径不得超过10mm, 以符合外形尺寸要求。

计算 $C_{HV(MIN)}$, 得到

$$C_{HV(MIN)} = 33.11\mu F$$

$V_{IN} = 265VAC$ 时的峰值电压为375V。

下一个更高值的电容是39 μF , 因此高压电容应具备以下规格:

$$C_{HV(ACT)} = 39\mu F \text{ 400V}$$

第3步: 找到 $C_{HV(MIN)}$ 和 $C_{LV(ACT)}$

$$C_{LV(MIN)} = C_{TOTAL(MIN)} - C_{HV(ACT)} = 89.92\mu F$$

下一个更高的标准值是100 μF 。MinE-CAP将低压电容的电压调节至约140V, 因此低压电容的规格应为:

$$C_{LV(ACT)} = 100\mu F \text{ 160V}$$

第4步: 使用 $C_{TOTAL(ACT)}$ 求解85VAC输入时的最大输入电压、整流管和电容电流

$$C_{TOTAL(ACT)} = 139\mu F$$

$$I_{LINE(RMS)} = 1.52A$$

$$I_{LINE(PEAK)} = I_{RECTIFIER(PEAK)} = 4.98A$$

$$I_{RECTIFIER(RMS)} = 1.07A \text{ (每个二极管)}$$

$$I_{RECTIFIER(AVERAGE)} = 0.34A \text{ (每个二极管)}$$

$$I_{CAPACITOR(RMS)} = 1.35A$$

$$I_{CAPACITOR(RIPPLE)} = 4.98 A_{pk-pk}$$

第5步: 求解最小高压输入时的电容电流 (本例中输入电压为 180V, $V_{\text{MIN}} = 180\text{VDC}$)

$$I_{\text{CAPACITOR}} R_{\text{MS(HL)}} = 0.64\text{A}$$

$$I_{\text{CAPACITOR}} \text{ RIPPLE(HL)} = 2.4 \text{ A}_{\text{PK-PK}}$$

第6步: 确定电容规格

低压输入时, 电容电流在高压和低压电容之间分配。使用电容分流并求解电容电流, 我们得到:

$$I_{\text{CLV(RMS)}} = 0.97\text{A}$$

$$I_{\text{CLV(RIPPLE)}} = 3.58 \text{ A}_{\text{PK-PK}}$$

$$I_{\text{CHV(RMS)}} = 0.39\text{A}$$

$$I_{\text{CHV(RIPPLE)}} = 1.4 \text{ A}_{\text{PK-PK}}$$

比较高压输入和低压输入电流, 并在指定所需电容时使用最大值。

完整规格如下:

低压电容: 100 μF , 160V, 3.58A纹波额定值

高压电容: 39 μF , 400V, 2.4A纹波额定值

两个电容的最大直径必须为10mm, 长度为40mm, 才能放入PCB中的电容焊位。

请注意, 纹波额定值基于120Hz。

第7步: 使用计算值指定整流管和EMI元件

整流管要求

- 整流管的平均电流额定值必须大于 $I_{\text{RECTIFIER(AVERAGE)}}$ 。
- 使用 $I_{\text{RECTIFIER(RMS)}}$ 和 $I_{\text{RECTIFIER(AVERAGE)}}$ 估算与温升管理相关的功率损耗, 以及元件功率额定值。
- 电压额定值必须大于 $\sqrt{2}V_{\text{IN,AC(MAX)}}$, 其中 $V_{\text{IN,AC(MAX)}}$ 是最大交流输入电压。

EMI元件要求

- 使用 $I_{\text{LINE(RMS)}}$ 计算共模和差模电感的损耗。过多的损耗可能导致高温和饱和。
- 使用 $I_{\text{LINE(PEAK)}}$ 确定滤波电感的最大磁通密度。当使用独立的差模电感时 (不同于利用共模电感的漏感), 这一点极为重要。

其他输入元件

- 使用计算出的电流来适当调整导线和PCB走线的大小, 以尽量减少损耗并确定正确的慢熔保险丝规格。

MinE-CAP的启动

在初始交流上电期间, MinE-CAP IC控制大容量低电压电容的充电电流, 从而有效控制总浪涌电流。MinE-CAP将根据电源是在高压输入还是低压输入时启动, 采用下述充电方法之一。完整的启动顺序如图9流程图所示。

主动充电

- 当 $V_{\text{BULK}} \leq V_{\text{HL(START-UP)}}$ 时触发
- 恒功率充电限制为 $P_{\text{ACTV(CHG)}}$
- 启动时只进行一次主动充电
- 完成后, 低压电容的后续再充电将采用涓流充电
- 通过MinE-CAP开关, 使用周期为 $t_{\text{ACTV(CHG)PRD}}$ 、占空比为3–39%的电流脉冲对电容进行充电
- 充电电流限制为 $I_{\text{ACTV(CHG)}}$
- 主动充电时间小于或等于 $t_{\text{ACTV(CHG)MAX}}$

涓流充电

- 当 $V_{\text{BULK}} > V_{\text{HL(START-UP)}}$ 时触发
- 内部开关导通, 通过电阻 R_{BOT} 为低压电容充电。
- 启动后, 当MinE-CAP开关关闭时发生涓流充电, 且
 - 低压电容的电压低于 $V_{\text{LVCAP(MIN)}}$
- 当MinE-CAP开关关闭时, 涓流充电将被禁止, 且
 - 低压电容的电压达到 $V_{\text{LVCAP(MAX)}}$

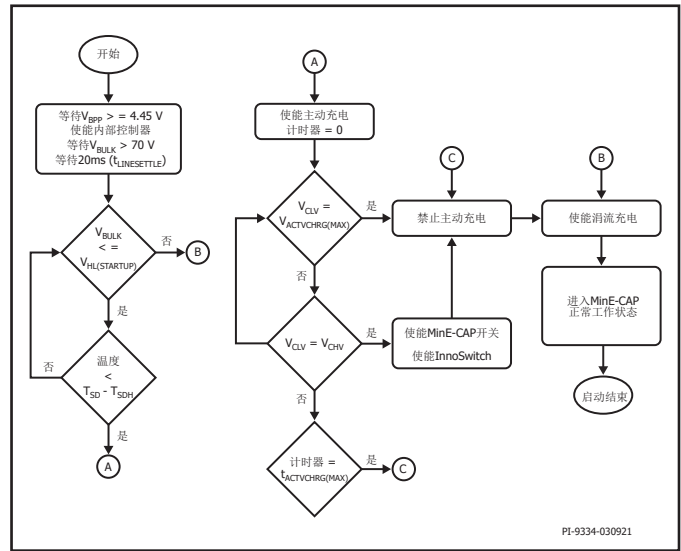


图 9. MinE-CAP启动流程图

参数	符号	额定值
高压输入启动阈值	$V_{\text{HL(STARTUP)}}$	214VDC
输入电压稳定时间	$t_{\text{LINESETTLE}}$	20ms
最大主动充电电压	$V_{\text{ACTVCHRG(MAX)}}$	114VDC
最大涓流充电电压	$V_{\text{TRKLCRG(MAX)}}$	134VDC
主动充电恒功率	$P_{\text{ACTV(CHRG)}}$	10W
最大主动充电时间	$t_{\text{ACTVCHRG(MAX)}}$	173.3ms
主动充电脉冲周期	$t_{\text{ACTVCHRG(PRD)}}$	1.365ms
主动充电最大电流	$I_{\text{ACTV(CHRG)}}$	1.2A
过温关断	T_{SD}	140°C
过温关断滞回	$T_{\text{SD(H)}}$	70°C

表 2. 影响MinE-CAP启动的参数

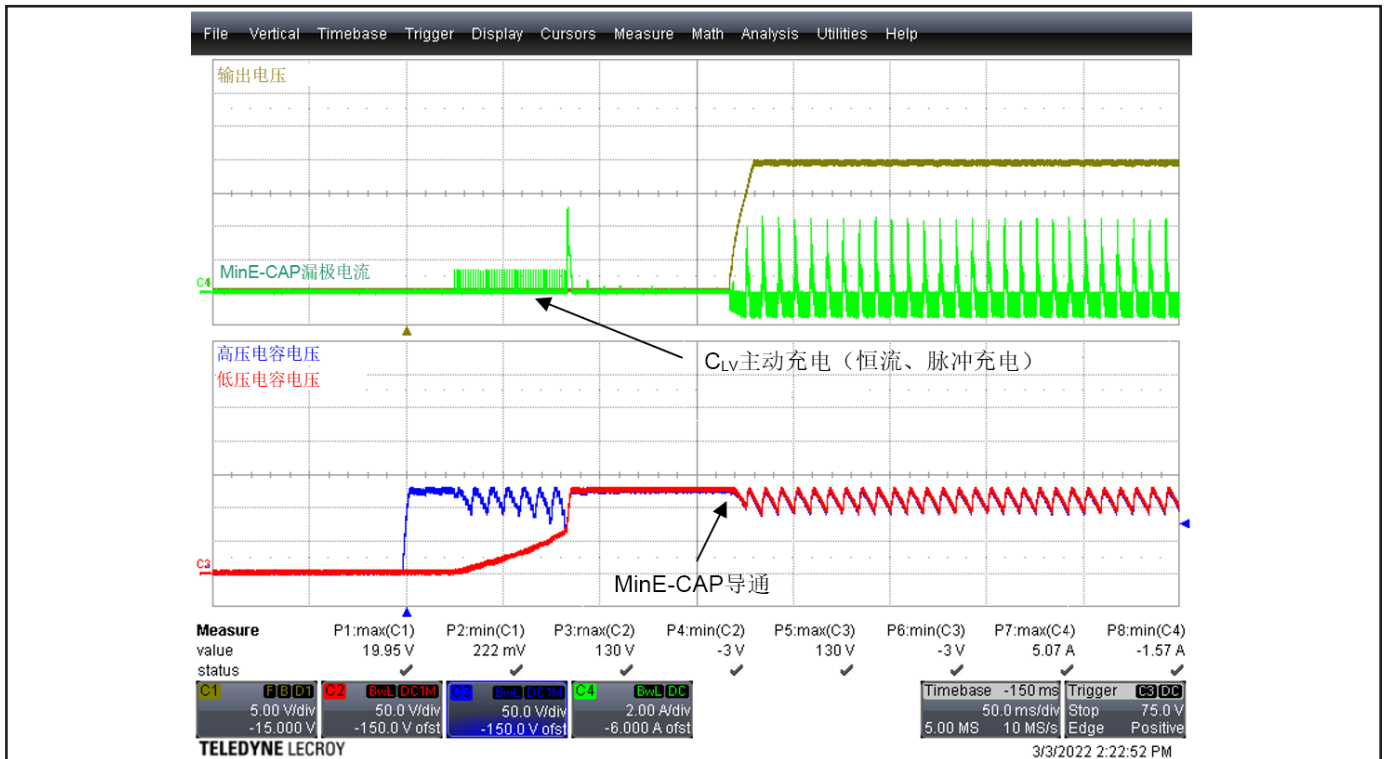


图 10. MinE-CAP IC电路启动波形 ($V_{IN} = 90VAC$, 负载 = 20V/3.25A)

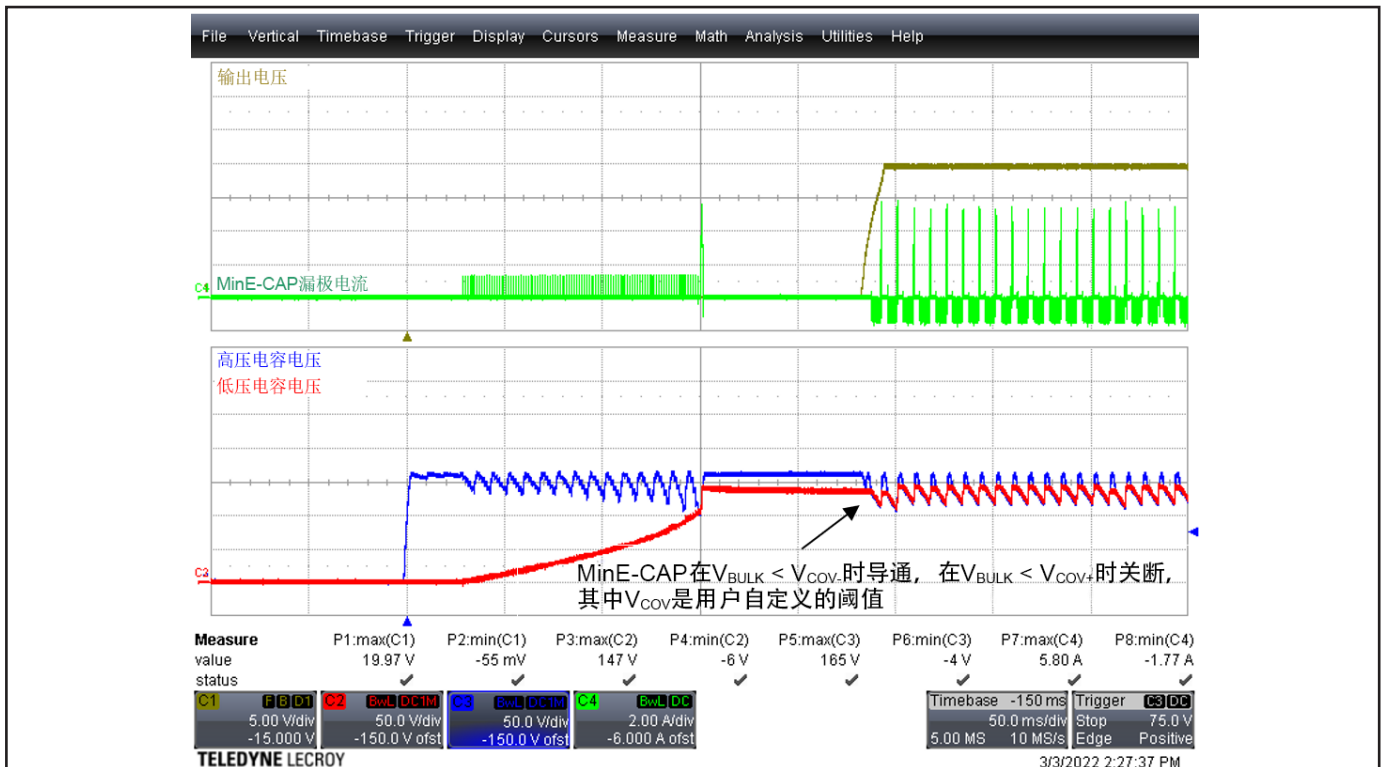
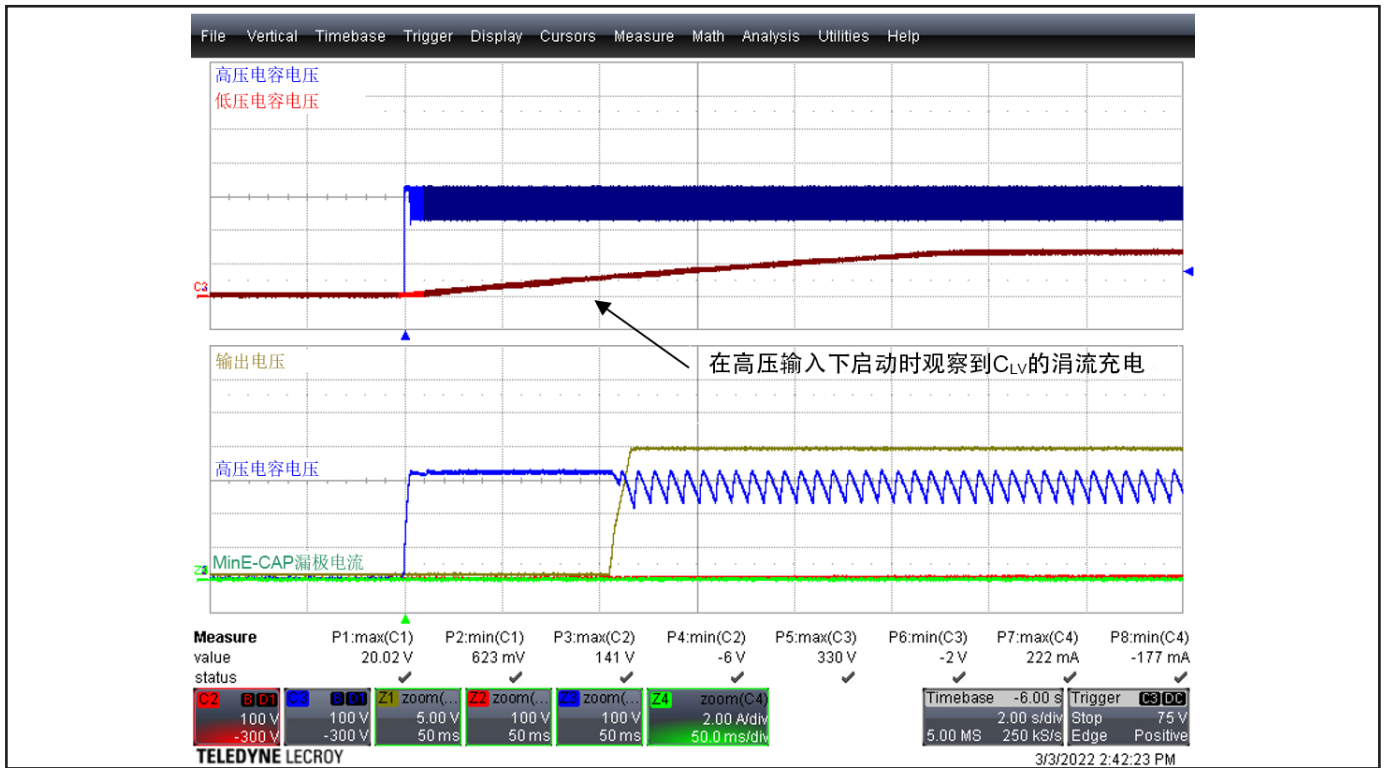
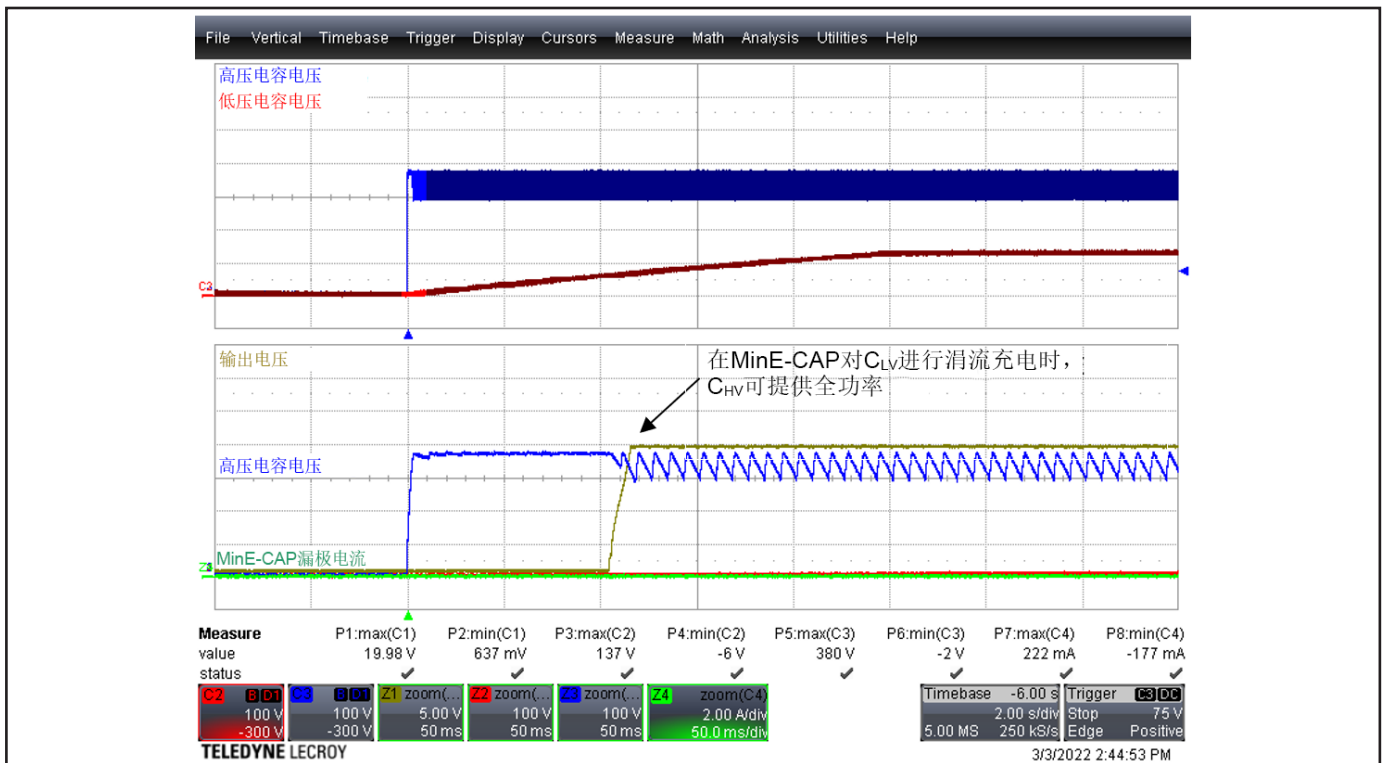


图 11. MinE-CAP IC电路启动波形 ($V_{IN} = 115VAC$, 负载 = 20V/3.25A)

图 12. MinE-CAP IC电路启动波形 ($V_{IN} = 230VAC$, 负载 = 20V/3.25A)图 13. MinE-CAP IC电路启动波形 ($V_{IN} = 265VAC$, 负载 = 20V/3.25A)

上述过程大大降低了输入元件在启动过程中承受的 I^2t 应力。这样，设计人员就可以选择使用具有较低 I^2t 额定值的小型保险丝，同时也无需使用浪涌限制NTC热敏电阻。图14至17显示了总输入电容为100 μ F的设计在使用和不使用MinE-CAP时的浪涌电流。

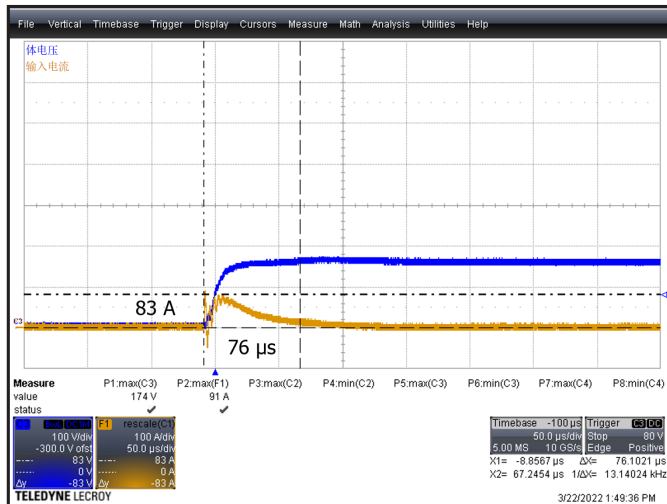


图 14. 在使用MinE-CAP IC电路的情况下，当 $V_{IN} = 115VAC$ 且使用100 μ F输入电容时的浪涌电流

CH2: 输入大电解上的电压，100V/格

F1: 输入电流，100A/格

时间刻度: 50 μ s/格

峰值输入电流(I_{PEAK}) = 83A, $t_{PULSE} = 76\mu s$

$I^2t = \frac{1}{2} I_{PEAK}^2 \times t_{PULSE} = 0.262A^2s$

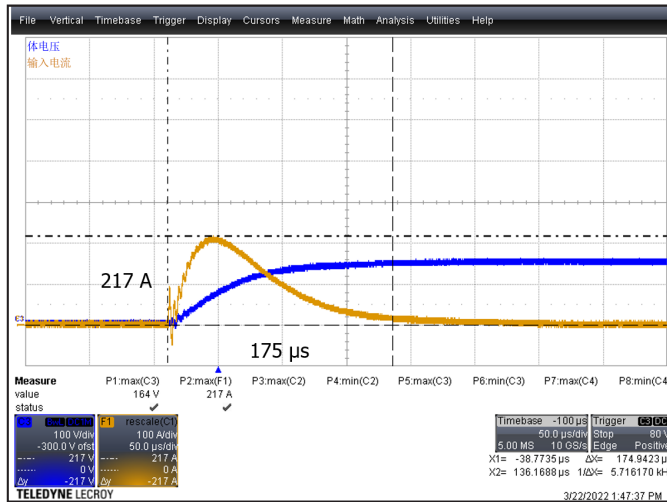


图 15. 在不使用MinE-CAP IC电路的情况下，当 $V_{IN} = 115VAC$ 且使用100 μ F输入电容时的浪涌电流

CH2: 输入大电解上的电压，100V/格

F1: 输入电流，100A/格

时间刻度: 50 μ s/格

峰值输入电流(I_{PEAK}) = 217A, $t_{PULSE} = 175\mu s$

$I^2t = \frac{1}{2} I_{PEAK}^2 \times t_{PULSE} = 4.12A^2s$

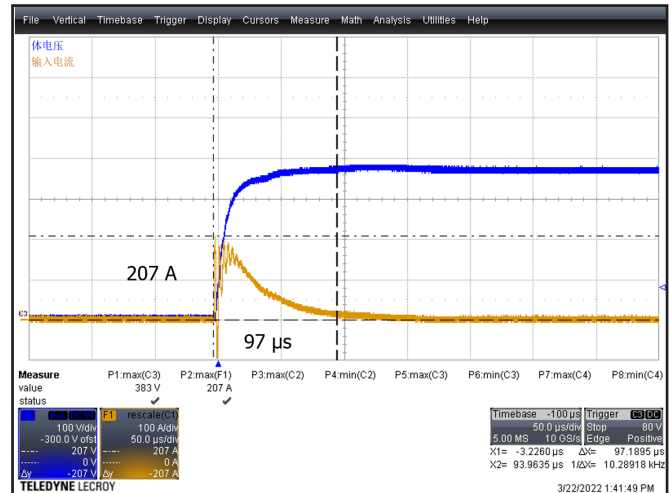


图 16. 在使用MinE-CAP IC电路的情况下，当 $V_{IN} = 265VAC$ 且使用100 μ F输入电容时的浪涌电流

CH2: 输入大电解上的电压，100V/格

F1: 输入电流，100A/格

时间刻度: 50 μ s/格

峰值输入电流(I_{PEAK}) = 207A, $t_{PULSE} = 97\mu s$

$I^2t = \frac{1}{2} I_{PEAK}^2 \times t_{PULSE} = 2.078A^2s$

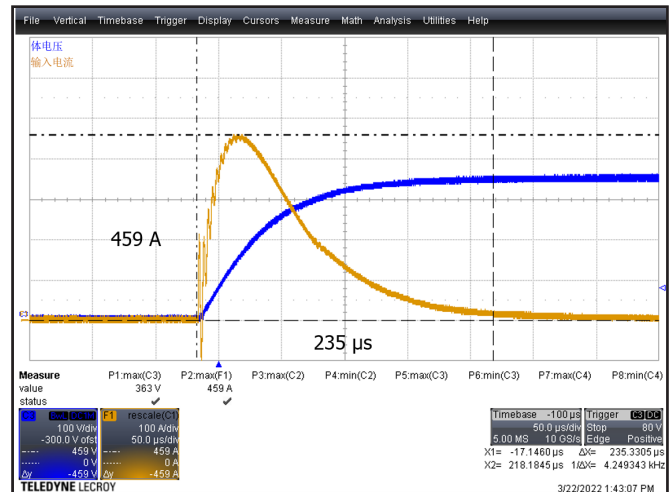


图 17. 在不使用MinE-CAP IC电路的情况下，当 $V_{IN} = 265VAC$ 且使用100 μ F输入电容时的浪涌电流

CH2: 输入大电解上的电压，100V/格

F1: 输入电流，100A/格

时间刻度: 50 μ s/格

峰值输入电流(I_{PEAK}) = 459A, $t_{PULSE} = 235\mu s$

$I^2t = \frac{1}{2} I_{PEAK}^2 \times t_{PULSE} = 24.755A^2s$

快速AC复位

InnoSwitch3产品系列IC具有可用于锁存关断/自动重新启动电源的初级检测过压保护功能。即使使用MinE-CAP IC, 该保护功能仍可正常工作。电源锁存关断/自动重新启动后, 只有在V_{TOP}引脚电流减小至零时才会复位。即使输入电源关断后, 复位InnoSwitch3 IC/InnoSwitch3 IC 也需要相当长的时间, 因为存储在直流母线中的能量将继续为控制器提供偏置供电。使用如图19所示的电路配置可以实现快速AC复位。输入电源断开后, 100nF 400V电容上的电压迅速降低, 将V_{TOP}拉至零。

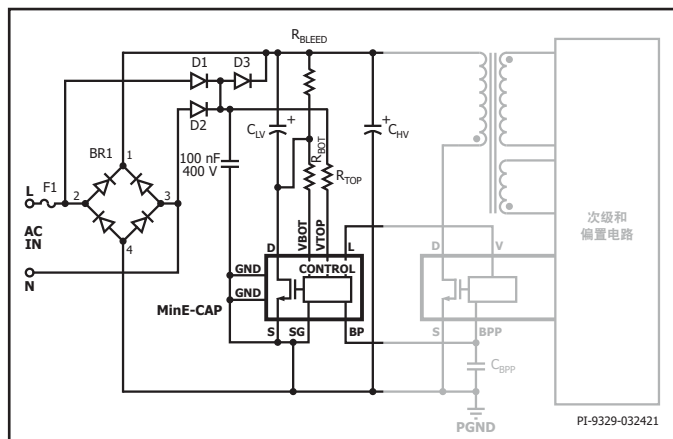


图 18. 使用MinE-CAP IC电路时实现快速AC复位的电路原理图

PCB布局指南

以下是专门针对MinE-CAP电路元件的布局注意事项。有关控制器特定元件和功率元件的放置和布局，请参阅相应的功率控制器数据手册。

1. MinE-CAP检测引脚 (VBOT和VTOP) 和InnoSwitch3 IC的V引脚使用 μA 级的电流来测量输入电压和电容电压。避免在这些引脚附近布置具有高 dV/dt 或 dI/dt 信号的线路。L引脚也必须遵守此规则。RTOP和RBOT必须分别放置在尽可能靠近VTOP和VBOT引脚的位置。
2. 连接到上述引脚的信号线路也必须远离具有高 dV/dt 或 dI/dt 的节点或走线，以避免电容性或感性噪声耦合。
3. 除了与 C_{LV} 并联的泄放电阻外，所有与MinE-CAP IC相关的电阻 (R_{TOP} 和 R_{BOT}) 都必须放置在MinE-CAP IC附近。如果无法做到这一点，可以将上述电阻放置在更远的地方，但通向MinE-CAP IC的线路不得靠近噪声节点或必须屏蔽。
4. 将MinE-CAP IC尽可能靠近InnoSwitch3 (如使用) 放置，以尽量缩短从L引脚到InnoSwitch3 IC的V引脚的走线长度。将MinE-CAP IC置于InnoSwitch3旁边，还有利于对两器件共用一个旁路电容。
5. 将GND引脚连接到铺铜区域以进行散热。如果无法使用大的铺铜区域，也可以将热过孔用于具有2层或更多铜层的电路板。MinE-CAP IC和InnoSwitch3 IC可以共用相同的GND区域。

6. 如图19所示, 放置两个输入大电容 (C_{LV} 和 C_{HV}) 时, 应尽量减少初级开关环路, 即环路1和环路2。优先将高压电容放置在更靠近变压器和InnoSwitch3的位置, 因为该电容始终是高频开关环路的一部分。

图24和图25所示为按照上述建议进行设计的MinE-CAP布局示例。

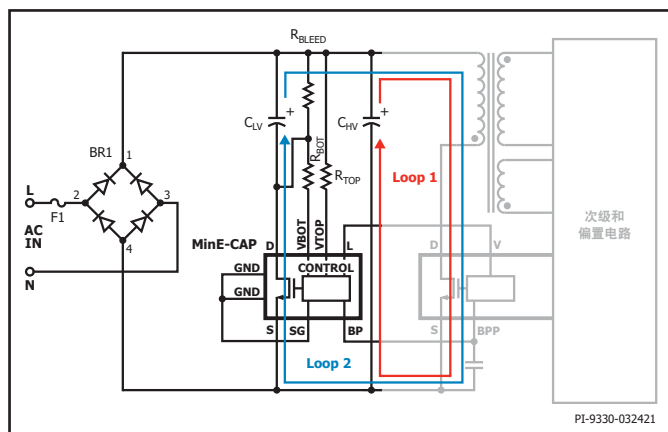


图 19. 显示初级开关环路的MinE-CAP基本电路原理图

EMI设计要点

当MinE-CAP在高输入电压下将低压电容 C_{LV} 与电路断开时, 传导EMI可能会增加。对于采用图20所示EMI滤波器拓扑结构的设计, 移除低压电容(C3)会增加总输入大电容ESR。这会导致高输入电压下差模噪声增大。

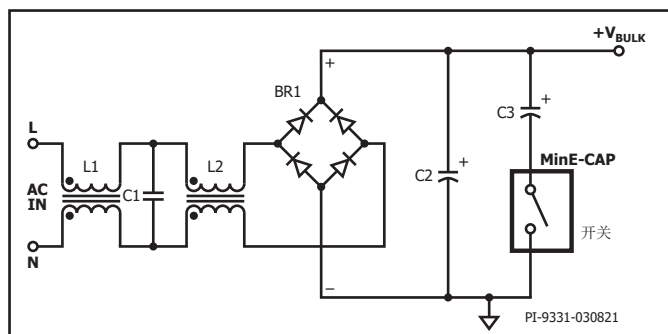


图 20. T型滤波器拓扑结构

将T型滤波器拓扑结构与MinE-CAP IC电路结合使用时，应考虑以下几点：

1. 如果共模电感的漏感不足以滤除差模噪声，则可在**CMC**上串联一个单独的差模电感。
2. 如果尺寸允许，可增加**C1**的值。
3. 使用差模电感时，请注意高压输入和低压输入工作时的峰值线路电流。使用峰值线路电流检查磁芯饱和度和功率损耗。
4. 使用**ESR**尽可能低的高压电容。

另一种方法是使用n型滤波器来抑制差模噪声。这种替代技术的电路原理图如图21所示。这种拓扑结构的一个优点是，共模电感所需的电感值可能比T型滤波器的电感值小得多，因为不再需要大的漏感来抑制差模噪声。但缺点是高压电容必须分成两个器件，其总值等于或大于高压输入工作时的计算电容值。

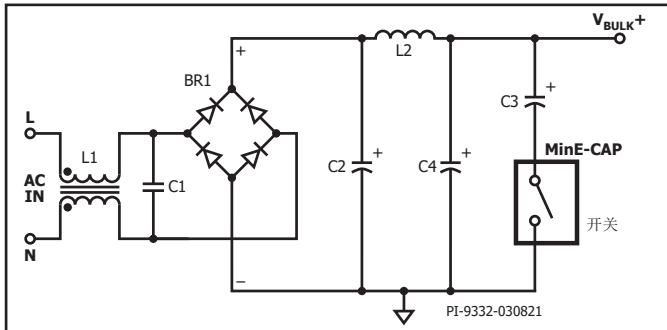


图 21. 直流侧n型滤波器拓扑结构

使用n型滤波器拓扑结构时，应考虑以下几点：

1. 所选电容的值不必相等，可以通过计算来满足n型滤波器所需的响应。
2. 在选择L2值时，必须避免在变换器的最大开关频率下产生过大阻抗。设计L2时要确保它在低压输入条件下最大输出负载时不会饱和。
3. 一般而言，为确保稳定，滤波器的输出阻抗必须小于变换器满载时阻抗的10%。
4. 低压电容(C3)应放置在电感L2之后。这样可以确保在低电压输入下工作时，来自低压电容的电流不会受到L2阻抗的阻碍。这还将确保MinE-CAP IC开关产生的噪声得到减弱。

抗雷击浪涌设计要点

MinE-CAP IC具有内置浪涌检测器，可在发生浪涌时保护器件和低压电容。

1. 在正常工作期间，MinE-CAP IC处于开通状态，它通过监测内部功率开关的 $R_{DS(ON)}$ 两端的电压来检测浪涌事件。如果电压对应的漏极电流大于或等于浪涌检测电流 I_{SURGE} ，则会触发浪涌故障。
2. 启动，主动充电 - 当启动期间测得的 V_{TOP} 超过 $V_{HL(STARTUP)}$ 时，MinE-CAP IC会发出故障信号。启动期间的电压骤升也将被视为浪涌事件。

发生雷击浪涌时，MinE-CAP将关断MinE-CAP IC的功率开关100 μ s。MinE-CAP IC在100ms计时器结束后恢复正常工作。

如果内部高压开关处于关断状态，则MinE-CAP IC无法检测浪涌事件。因此，在任何设计中使用MinE-CAP时都必须考虑以下几点，以确保浪涌抗扰度。

1. 对于高压电容值非常低的设计，浪涌事件可能导致电压升高到足以触发OVP的水平。如果电压上升幅度过大，或在浪涌事件中不需要自动重启，则可在设计中增加一个金属氧化物压敏电阻(MOV)，或在尺寸允许的情况下增加高压电容的容量。
2. 浪涌事件导致的电压升高也因所使用的EMI滤波器而异。可以通过调整EMI滤波元件的值来防止OVP。

PCB布局示例

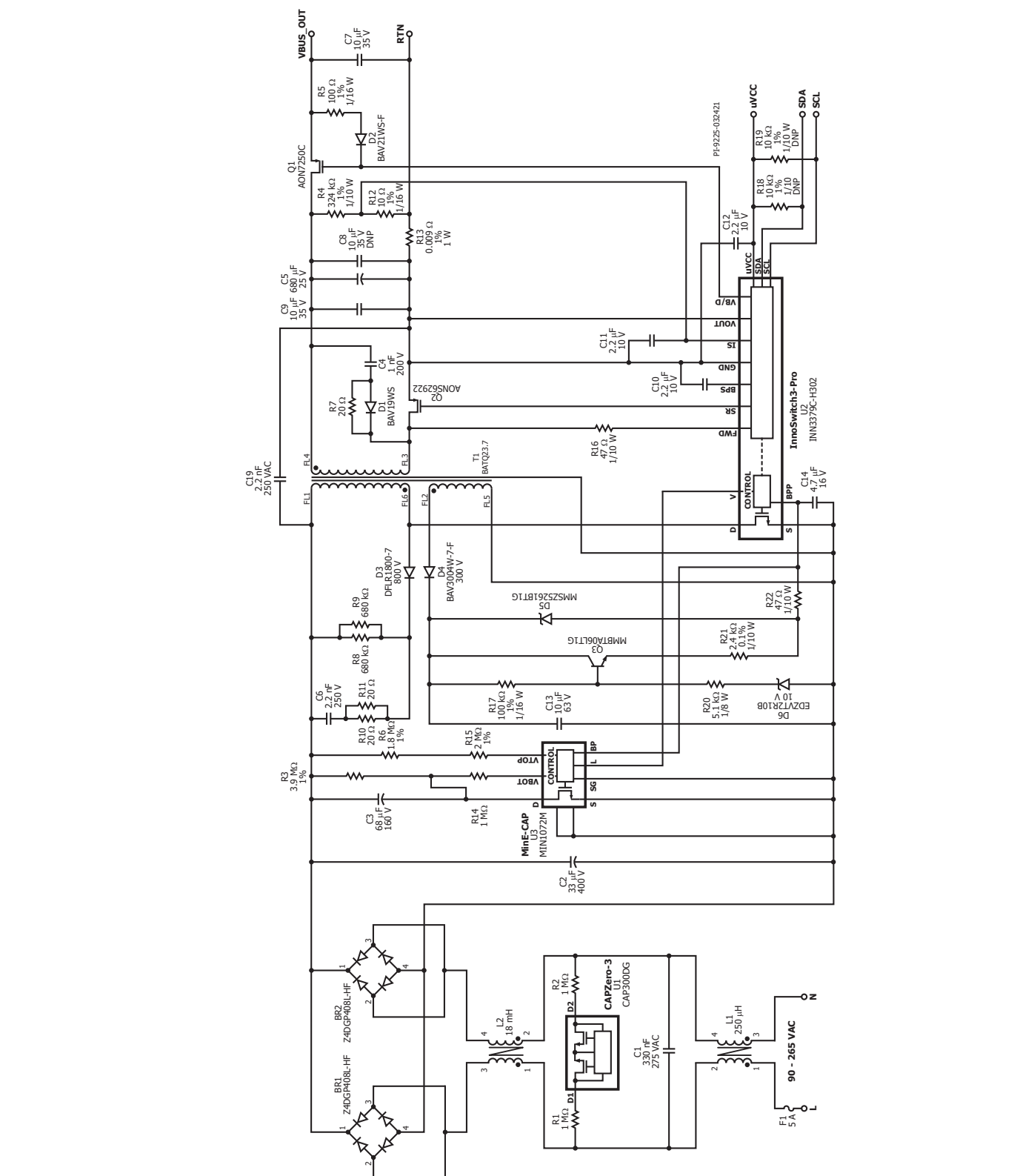


图 22. DER-822功率部分电路原理图。60W USB-C PD电源，使用INN3379C-H302、MinE-CAP和交流侧T型滤波器（不包括PD控制器部分；参见DER-822文档）



PCB布局示例

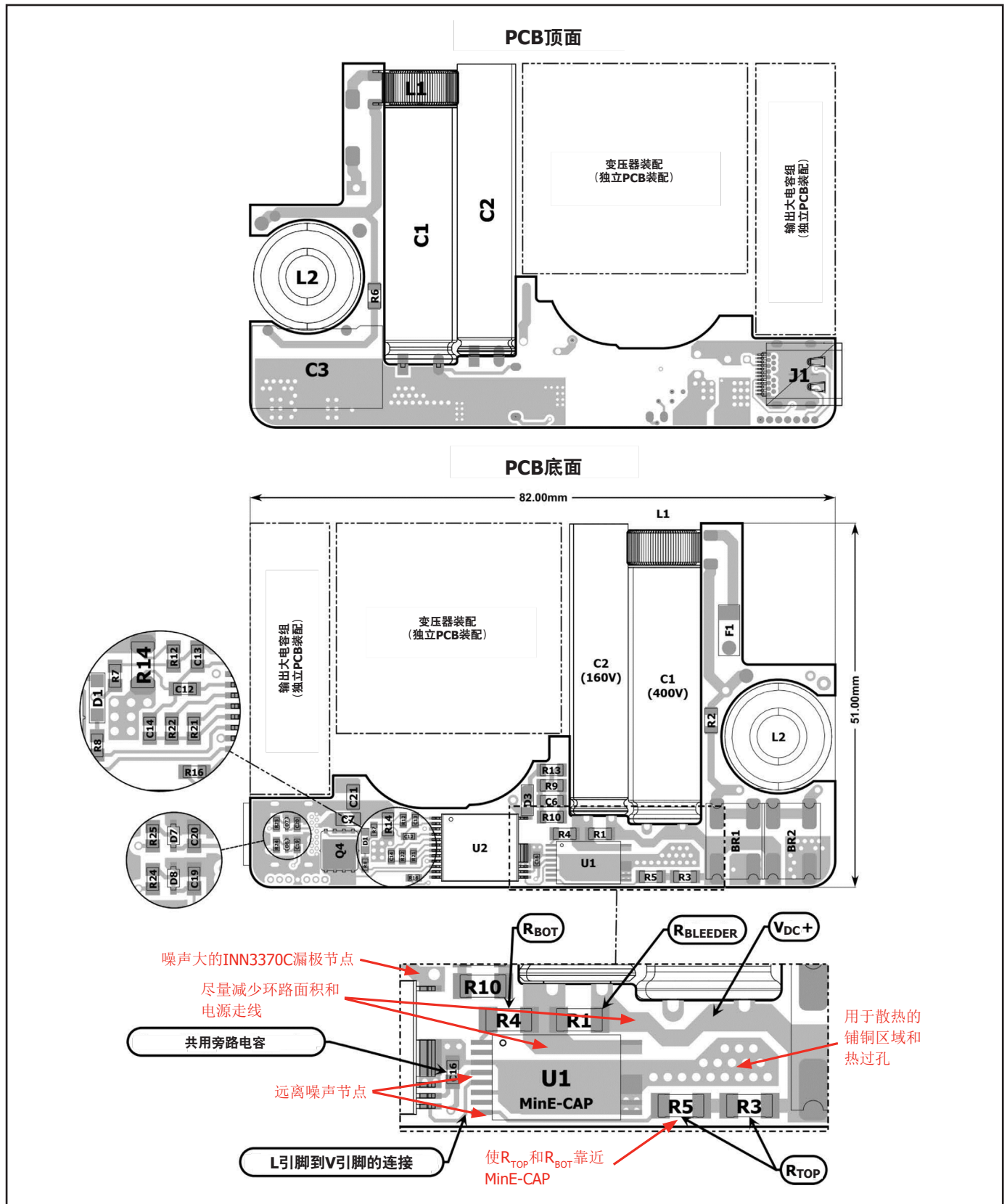
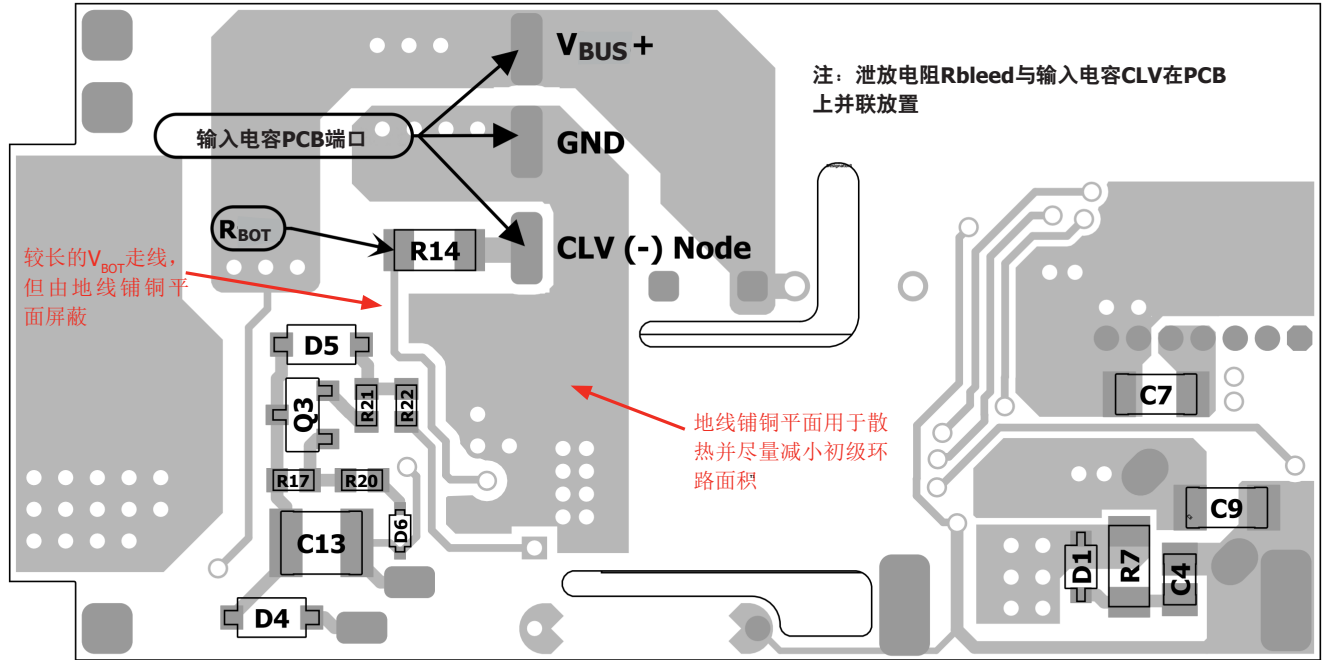


图 24. 来自DER-626的MinE-CAP IC电路布局示例 (使用INN3370C-H302的65W USB-C PD电源)

DER-822顶层/装配图



DER-822底层/装配图

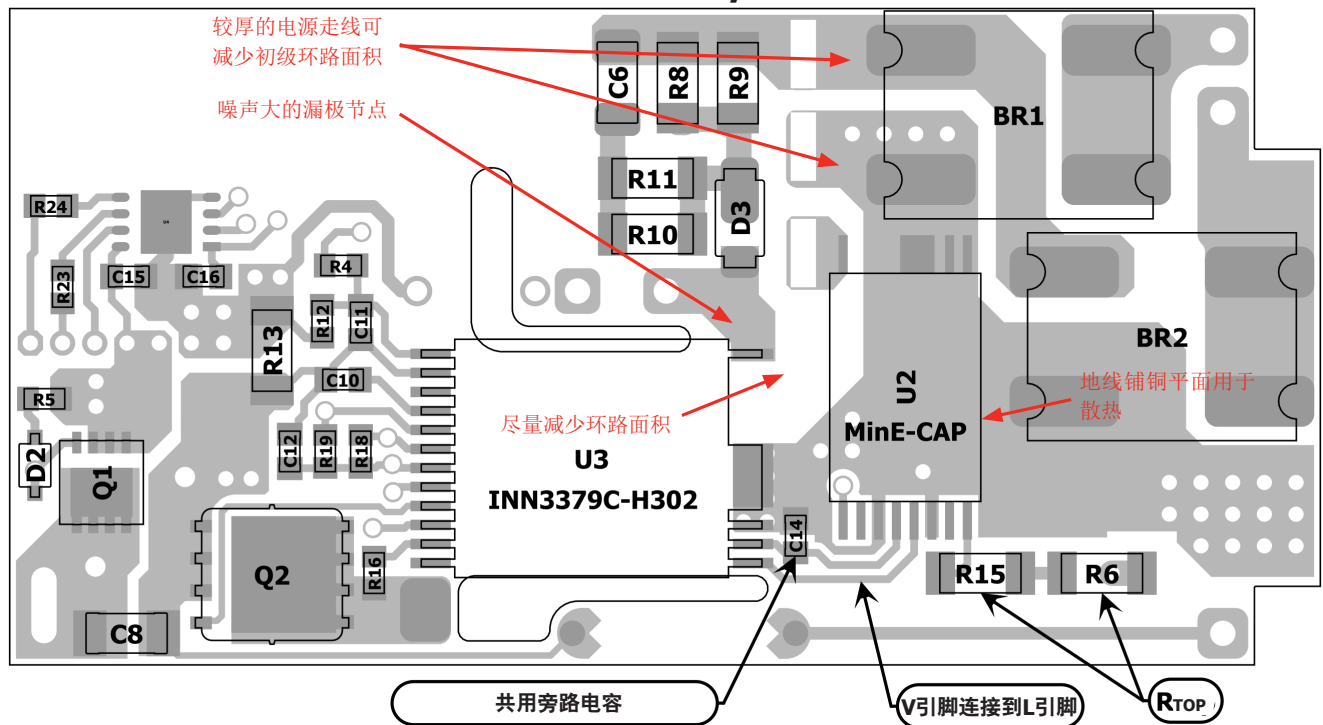


图 25. 来自DER-822的MinE-CAP IC电路布局示例（使用INN3379C-H302的60W USB-C PD电源）

附录A

输入电容推导

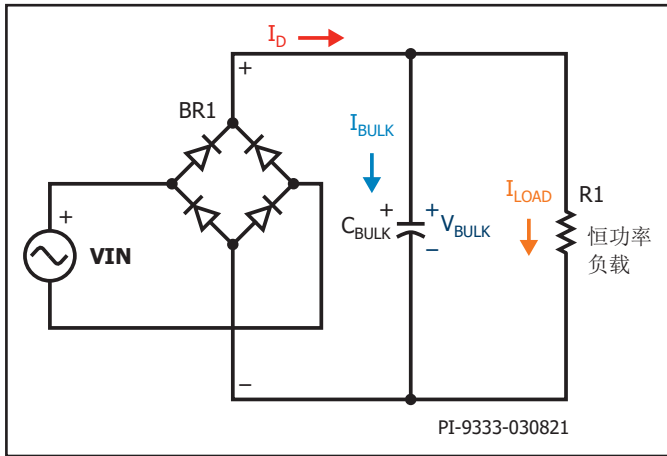


图 26. 具有恒功率负载的基本整流电路

图26所示为具有恒功率负载的基本全波整流器的电路原理图。要求解输入电容，我们需要以下参数：

- V_{\min} = 恒功率负载所需的最小电压
- P_{OUT} = 变换器的最大输出功率
- 效率(η) = 假设的变换器效率

本分析忽略了反激式变换器产生的高频输入电流纹波。

要求解合适的电容，我们首先要求解电容的电流：

$$I_{\text{BULK}}(t) = C_{\text{BULK}} \frac{dV_{\text{BULK}}(t)}{dt}$$

在桥式二极管导通期间(t_c)， V_{BULK} 等于整流输入电压 V_{RECT}

$$V_{\text{RECT}}(t) = V_{\text{IN(PK)}} \sin(\omega t)$$

其中

$$\omega = 2\pi f_{\text{LINE}}, V_{\text{IN(PK)}} = \sqrt{2} V_{\text{AC(RMS)}}$$

$$f_{\text{LINE}} = \text{AC line frequency}, P_{\text{IN}} = \frac{P_{\text{OUT}}}{\eta}$$

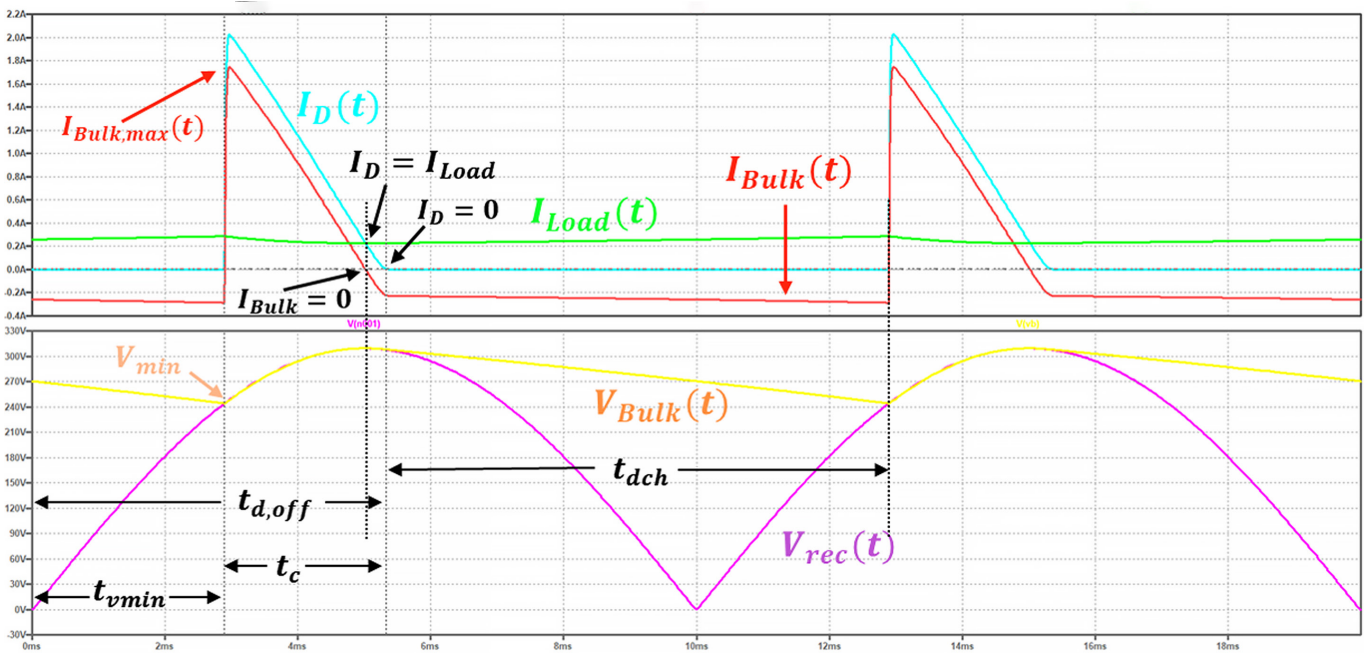


图 27. 图26中电路的电流（上）波形和电压（下）波形

充电时大电容的电流为:

$$I_{BULK}(t) = C_{BULK} \frac{d(V_{IN(PK)} \sin(\omega t))}{dt}$$

$$I_{BULK}(t) = C_{BULK} \omega V_{IN(PK)} \cos(\omega t)$$

我们可以通过计算桥式二极管导通时的上述公式来估算大电容的峰值电流。

$$I_{BULK(PK)} = C_{BULK} \omega V_{IN(PK)} \cos(\omega t_{V(MIN)})$$

求解 $t_{V(MIN)}$,

$$V_{MIN} = V_{IN(PK)} \sin(\omega t_{V(MIN)})$$

$$t_{V(MIN)} = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{V_{MIN}}{V_{IN(PK)}} \right)$$

当桥式二极管导通时, 电源来自交流线路。我们需要确定二极管关断的时间, 以便计算 C_{BULK} 。

当负载电流仅由电容提供时, 桥式二极管关断。

$$-I_{BULK}(t) = I_{LOAD}(t)$$

瞬时负载电流为:

$$I_{LOAD}(t) = \frac{P_{IN}}{V_{BULK}(t)}$$

$$\frac{P_{IN}}{V_{IN(PK)} \sin(\omega t)} = -C_{BULK} \omega V_{IN(PK)} \cos(\omega t)$$

经简化,

$$\frac{-P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} = \frac{1}{2} \sin(2\omega t)$$

求解 $t_{D(OFF)}$,

$$t_{D(OFF)} = \frac{1}{2\omega} \sin^{-1} \left(\frac{-2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right)$$

反正弦函数的取值范围为 $[-n, n]$, 因此必须将反正弦函数的输出从 n 中减去, 从而对其进行修正

$$t_{D(OFF)} = \frac{1}{2\omega} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{-2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right) \right)$$

桥式二极管的总导通时间为:

$$t_{D(OFF)} - T_{V(MIN)} = t_{D(ON)} = \frac{1}{2\omega} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{-2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right) \right) - \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{V_{MIN}}{V_{IN(PK)}} \right)$$

当桥式二极管关断时, 电容必须能够提供负载所需的能量。电容的放电时间为:

$$t_{DCH} = \text{period} - t_{D(ON)} = \frac{1}{2f_{LINE}} - t_{D(ON)}$$

将所有相关表达式代入上一方程式, 得出

$$P_{IN} \left(\frac{1}{2f_{LINE}} - \left(\frac{1}{2\omega} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{-2P_{OUT}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right) \right) - \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{V_{MIN}}{V_{IN(PK)}} \right) \right) \right) = \frac{1}{2} C_{BULK} \left(\left(V_{IN(PK)} \cos \left(\frac{1}{2} \sin^{-1} \left(\frac{-2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right) \right) \right)^2 - V_{MIN}^2 \right)$$

进一步简化, 得到

$$\frac{P_{IN}}{\omega} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right) + 2 \sin^{-1} \left(\frac{V_{MIN}}{V_{IN(PK)}} \right) \right) = C_{BULK} \left[V_{IN(PK)}^2 \left(\frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{-2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right)^2}}{2} \right) - V_{MIN}^2 \right] = 0$$

没有封闭式解。不过, C_{BULK} 可以通过使用数值方法或试错法寻找下列方程的根来求解:

$$\frac{P_{IN}}{\omega} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right) + 2 \sin^{-1} \left(\frac{V_{MIN}}{V_{IN(PK)}} \right) \right) - C_{BULK} \left[V_{IN(PK)}^2 \left(\frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{-2P_{IN}}{\omega C_{BULK} V_{IN(PK)}^2} \right)^2}}{2} \right) - V_{MIN}^2 \right] = 0$$

请注意, 除 C_{BULK} 外, 上述所有变量均为用户自定义参数。

示例

$P_{OUT} = 65W$, $\eta = 0.92$, $V_{IN} = 230VAC$ 60Hz, $V_{MIN} = 220VDC$
用牛顿-拉斐逊法(Newton-Raphson Method)求解 C_{BULK} 。

$$\text{Let } A = \frac{P_{IN}}{\omega} = 187.42 \text{ m}; B = \frac{2P_{IN}}{\omega V_{IN(PK)}^2} = 3.5427\mu$$

$$C = 2 \sin^{-1} \left(\frac{V_{MIN}}{V_{IN(PK)}} \right) = 1.4856 \text{ 且 } x = C_{BULK}$$

NR法需要 $f(x)$ 的一阶导数,

$$f(X) = \left((A\pi + AC) - A \sin^{-1} \left(B \frac{1}{X} \right) \right) - 4500x - \frac{V_{IN(PK)}^2}{2} \sqrt{X^2 - B^2}$$

$$f'(X) = \left(\frac{AB}{\sqrt{X^4 - B^2 X^2}} \right) - \frac{X}{2\sqrt{X^2 - B^2}} - 4500$$

以 $C_{BULK} = 6\mu F$ 为初始值, 迭代得到

$$C_{BULK} = 15\mu F$$

计算出的电容通过仿真进行验证, 如图28所示, 其中仿真的 V_{MIN} 接近所需的220VDC值。

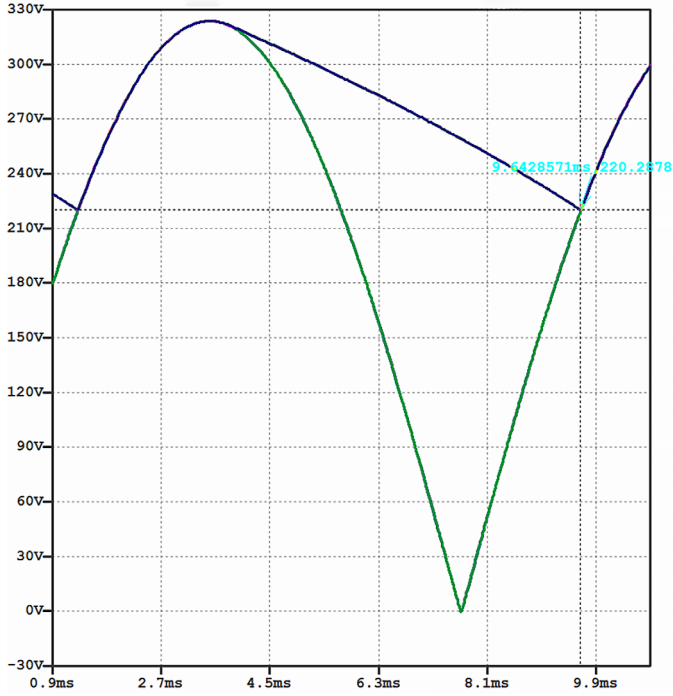


图 28. 使用 $P_o = 65W$ 、 $\eta = 0.92$ 、 $V_{IN} = 230VAC$ 和 $C_{BULK} = 15\mu F$ 根据图9进行的电路仿真；整流电压（绿色），电容电压（蓝色）

选择电容值后，我们就可以计算流过变换器输入级的电流。桥式二极管导通时的瞬时电容电流为：

$$I_{BULK}(t) = C_{BULK} \omega V_{IN(PK)} \cos(\omega t) \quad (\text{桥式二极管导通时})$$

$$I_{BULK}(t) = \frac{-P_{IN}}{\sqrt{V_{BULK(PK)}^2 - \frac{2P_{IN}t}{C_{BULK}}}} \quad (\text{桥式二极管关断时})$$

电容的有效值电流可计算为：

$$I_{BULK(RMS)} = \sqrt{2f_{LINE} \left(\int_{t_{V(MIN)}}^{t_{DOFF}} (C_{BULK} \omega V_{IN(PK)} \cos(\omega t))^2 dt + \int_0^{t_{DCH}} \left(\frac{P_{IN}}{\sqrt{V_{BULK(PK)}^2 - \frac{2P_{IN}t}{C_{BULK}}}} \right)^2 dt \right)}$$

$$I_{BULK(RMS)} = \sqrt{\left(\left(\frac{C_{BULK} \omega V_{IN(PK)}^2}{2} \left(t + \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega} \right) \right) \Big|_{t_{V(MIN)}}^{t_{DOFF}} - \left(\frac{P_{IN} C_{BULK}}{2} \ln \left| V_{BULK(PK)}^2 - \frac{2P_{IN}t}{C_{BULK}} \right| \right) \Big|_0^{t_{DCH}} \right)}$$

我们还可以计算流过交流输入的有效值电流。它由负载电流和二极管理导通时的电容电流组成

$$I_{LINE}(t) = \frac{P_{IN}}{V_{IN(PK)} \sin(\omega t)} + C_{BULK} \omega V_{IN(PK)} \cos(\omega t),$$

$$t_{V(MIN)} \leq t \leq t_{DOFF} \quad (\text{否则为零})$$

峰值线路电流出现在 $t_{V(MIN)}$ 时。这也等于通过每个桥式二极管的峰值电流

$$I_{LINE(PK)} = I_{DIODE(PK)} = \frac{P_{IN}}{V_{IN(PK)} \sin(\omega t_{V(MIN)})} + C_{BULK} \omega V_{IN(PK)} \cos(\omega t_{V(MIN)})$$

线路电流有效值的计算公式为：

$$I_{LINE(RMS)} = \sqrt{\left[\frac{A^2}{\pi} \cot(\omega t) + \frac{2AB}{\pi} \ln |\sin(\omega t)| + f_{LINE} t + \frac{\sin(2\omega t)}{4\pi} \right] \Big|_{t_{V(MIN)}}^{t_{DOFF}}}$$

其中

$$A = \frac{P_{IN}}{V_{IN(PK)}} \text{ and } B = C_{BULK} \omega V_{IN(PK)}$$

最后，通过整流桥中每个二极管的平均电流和有效值电流分别为：

$$I_{DIODE(AVE)} = \frac{1}{2\pi} [-A \ln |\csc(\omega t) + \cot(\omega t)| + B \sin(\omega t)] \Big|_{t_{V(MIN)}}^{t_{DOFF}}$$

$$I_{DIODE(RMS)} = \frac{I_{LINE(RMS)}}{\sqrt{2}}$$

其中

$$A = \frac{P_{IN}}{V_{IN(PK)}} \text{ and } B = C_{BULK} \omega V_{IN(PK)}$$

修订版本	注释	日期
A	初始版本。	07/21
B	更新了图10-17。	05/22

有关最新产品信息，请访问：www.power.com

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein. POWER INTEGRATIONS MAKES NO WARRANTY HEREIN AND SPECIFICALLY DISCLAIMS ALL WARRANTIES INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY RIGHTS.

Patent Information

The products and applications illustrated herein (including transformer construction and circuits external to the products) may be covered by one or more U.S. and foreign patents, or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations patents may be found at www.power.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at www.power.com/ip.htm.

Life Support Policy

POWER INTEGRATIONS PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF POWER INTEGRATIONS. As used herein:

A Life support device or system is one which, (i) is intended for surgical implant into the body, or (ii) supports or sustains life, and (iii) whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use, can be reasonably expected to result in significant injury or death to the user.

A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

Power Integrations, the Power Integrations logo, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, HiperLCS, HiperPLC, HiperPFS, HiperTFS, InnoSwitch, Innovation in Power Conversion, InSOP, LinkSwitch, LinkZero, LYTSwitch, SENZero, TinySwitch, TOPSwitch, PI, PI Expert, PowiGaN, SCALE, SCALE-1, SCALE-2, SCALE-3 and SCALE-iDriver, are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2022, Power Integrations, Inc.

Power Integrations全球销售支持网络

全球总部

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Worldwide: +1-65-635-64480
Americas: +1-408-414-9621
e-mail: usasales@power.com

中国（上海）

徐汇区漕溪北路88号圣爱广场
1601-1603室
上海|中国，200030
电话: +86-21-6354-6323
电子邮箱: chinasales@power.com

中国（深圳）

南山区科技南八路二号豪威科技大厦
17层
深圳|中国，518057
电话: +86-755-8672-8689
电子邮箱: chinasales@power.com

德国

（AC-DC/LED/电机控制销售）
Einsteinring 24
85609 Dornach/Aschheim
Germany
Tel: +49-89-5527-39100
e-mail: eurosales@power.com

德国（门极驱动器销售）

HellwegForum 3
59469 Ense
Germany
Tel: +49-2938-64-39990
e-mail: igbt-driver.sales@power.com

印度

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
Phone: +91-80-4113-8020
e-mail: indiasales@power.com

意大利

Via Milanese 20, 3rd. Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy
Phone: +39-024-550-8701
e-mail: eurosales@power.com

日本

Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku
Yokohama-shi,
Kanagawa 222-0033 Japan
Phone: +81-45-471-1021
e-mail: japansales@power.com

韩国

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
e-mail: koreasales@power.com

新加坡

51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
e-mail: singaporesales@power.com

台湾地区

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
e-mail: taiwansales@power.com

英国

Building 5, Suite 21
The Westbrook Centre
Milton Road
Cambridge
CB4 1YG
Phone: +44 (0) 7823-557484
e-mail: eurosales@power.com