

应用指南

ANP113 | 带光耦合器的电流模式反激式转换器的反馈回路补偿

Eleazar Falco



01. 简介和理论背景

反激式转换器是一种隔离开关电源拓扑结构，广泛用于输出功率低于 150 W 的场合（图1）。除了在输入和输出之间提供电隔离外，反激式转换器还能产生高于或低于输入电压的输出电压。它的应用范围非常广泛，不仅包括离线AC-DC转换和功率因数校正部分，还包括几乎所有工业领域的高压和低压DC-DC转换器。例如，家用电器的主电源和辅助电源、智能手机/平板电脑的电池充电器、LED 照明、计算机/笔记本电脑电源、以太网供电（PoE）、工业电源、电机驱动中的辅助电源等。

为了在输入电压或输出电流发生变化时仍能输出电压调节在目标水平上，需要对输出电压进行监测，并将相关信号反馈给控制器，然后由控制器调整控制晶体管的占空比，从而调节流向输出端的能量。这是一个闭环负反馈系统，包括一个被控对象模块（由占空比发生器和功率模块组成）和一个补偿器模块，后者是稳定和调节转换器动态响应所必需的（见图2）。需要注意的是，补偿器的设计不仅要确保反馈回路的稳定，即扰动信号不会在系统中产生持续振荡，还要确保在瞬态事件发生后，输出电压能满足供电负载对过冲、欠冲、振铃和稳定时间的目标要求。

在大多数需要严格调节输出电压的隔离式转换器中，通常使用光耦合器将反馈信号穿过隔离屏障，从二次侧（补偿器）传输到一次侧（控制器）。光耦合器提供了一个机械坚固的隔离屏障，具有极高的额定电压（如 5 kV），封装尺寸小，有助于电源满足严格的安全标准。

光耦合器是控制回路的一部分，更确切地说，是补偿器模块的一部分。因此，其电流传输比（CTR）和集电极-发射极寄生电容等参数会出现在补偿器的传递函数中，从而改变反馈信号的振幅和相位。因此，在设计中也必须考虑到它们的变化，否则可能会影响电源的稳定性，无法达到目标瞬态响应。本应用说明提供了设计反激式转换器补偿器电路的示例步骤，该电路采用电流模式控制和基于光耦合器的反馈，包括原型验证结果。本应用说明特别关注光耦合器参数带来的设计限制，并提出了可能的解决方案。

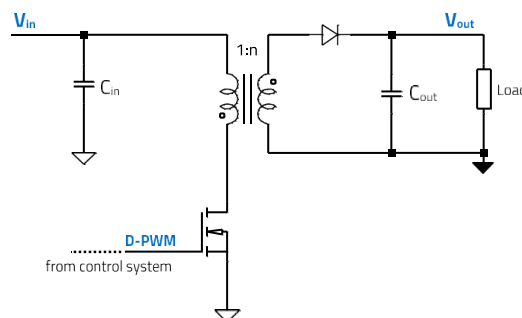


图 1: 反激式转换器功率部分 (简化)

02. 开关电源反馈回路稳定性的基础知识

反激式转换器及其控制回路如图2所示，其传递函数以拉普拉斯s域表示。系统的被控对象，其传递函数 $H(s)$ （又称控制-输出传递函数），由功率部分 $P(s)$ 和占空比发生器部分 $G(s)$ 组成。请注意，传递函数 $G(s)$ 会根据所使用的控制技术而变化，例如，电流模式控制和电压模式控制会产生不同的设备特性，而功率部分传递函数 $P(s)$ 则与控制技术无关。图2显示了峰值电流模式控制器的简化占空比发生器模块，该模块将在本文的设计实例中使用。关于补偿器，图示为带有 OP-AMP 和光耦合器的 Type 2 配置。这种 2 型补偿器可以用不同的电路实现，最常见的是 OP-AMP（运算放大器）、TL431（带内部误差放大器的电压基准，如本应用说明中的设计）和 OTA（运算跨导放大器）。

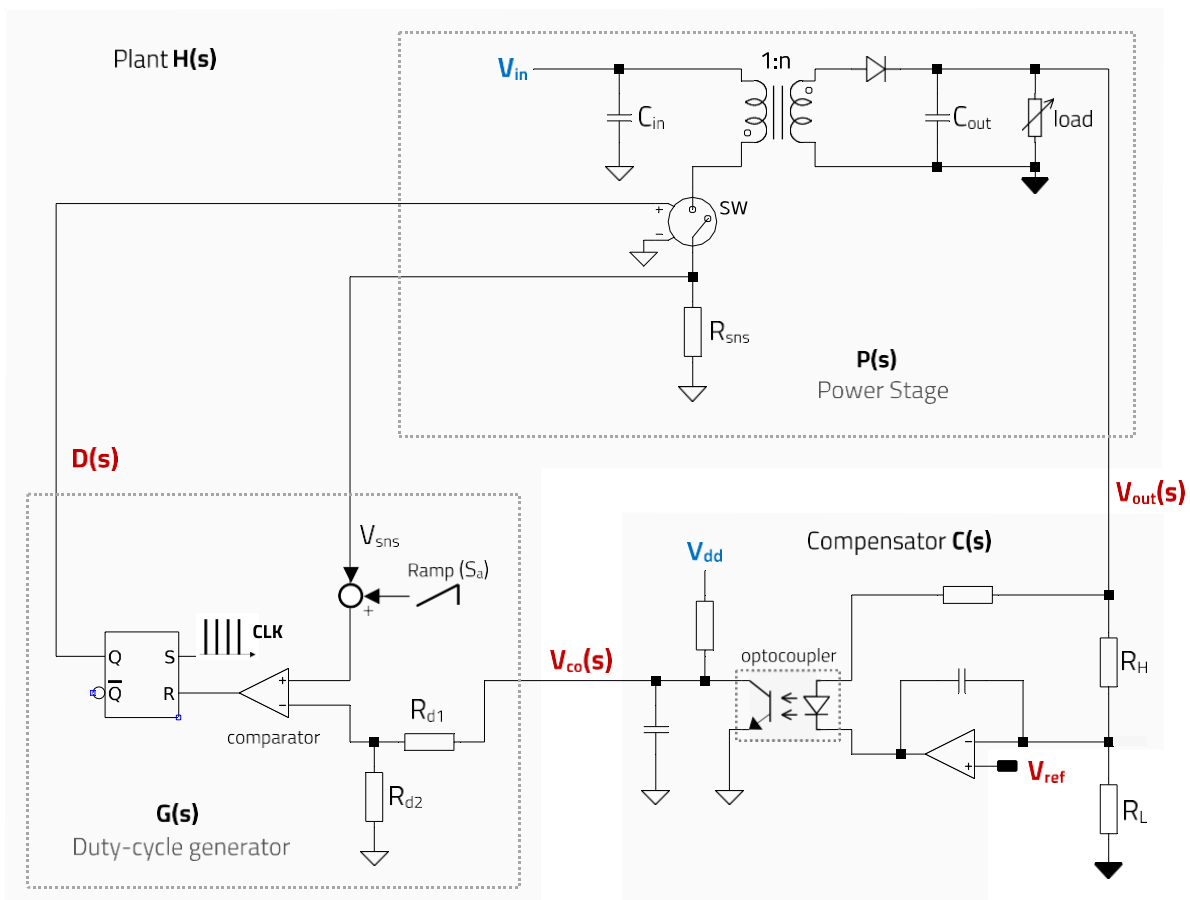


图 2: 带光耦合器和运放补偿器反馈的隔离峰值电流模式控制反激式转换器示例 (简化版)。

图 2 中的模块构成了图 3 的闭环反馈系统：

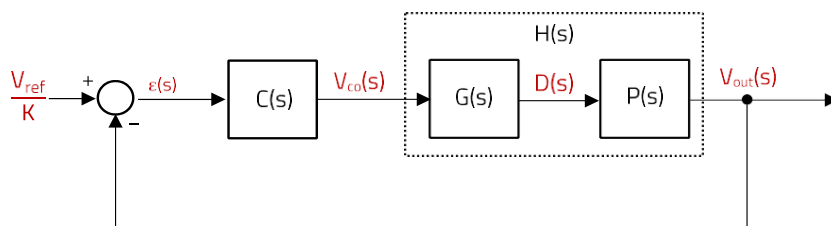


图 3: 反馈回路框图 (单位增益形式)

请注意，在图 2 中， R_H 和 R_L 构成的电阻分压器将输出电压降低了一个系数 "K"，以便将其与误差放大器输入端的参考电压 (V_{ref}) 直接比较：

$$K = \frac{R_L}{R_H + R_L} \quad (1)$$

应用传递函数模块理论，直流 ($s = 0$) 的闭环传递函数为：

$$G_{cl}(0) = \frac{V_{out}(0)}{V_{ref}} = \frac{1}{K} \cdot \frac{C(0) \cdot G(0) \cdot P(0)}{1 + C(0) \cdot G(0) \cdot P(0)} \quad (2)$$

电阻分压器系数 "K" 仅出现在直流分析中。在负反馈系统中，如果输出端和器件负极之间存在足够低的阻抗，则运放的反相输入端与非反相输入端 (V_{ref}) 的直流电压相同。在这种情况下，电阻器 R_L 被有效地连接在两个直流节点上，而这两个节点对于交流来说是相同的：这就是 "交流虚拟接地"。交流闭环传递函数为：

$$G_{cl}(s) = \frac{C(s) \cdot G(s) \cdot P(s)}{1 + C(s) \cdot G(s) \cdot P(s)} \quad (3)$$

在上述公式中，补偿器和被控对象的传递函数的乘积（即分子）构成开环传递函数 $G_{ol}(s)$

$$G_{ol}(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot P(s) \quad (4)$$

从严格的理论定义来看，稳定的闭环系统就是不会持续振荡的系统。基于 E.3 的系统，巴克豪森标准给出了持续振荡的条件，如下所示：

$$1 + C(s) \cdot G(s) \cdot P(s) = 0 \quad (5)$$

以另一种方式表示为：

$$G_{ol}(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot P(s) = -1 \quad (6)$$

这一适用于开环传递函数 $G_{ol}(s)$ 的条件转化为对其幅值模量和相位的以下要求：

$$|C(s) \cdot G(s) \cdot P(s)| = 1 = 0 \text{ dB} \quad (7)$$

$$\varphi_{G_{ol}(s)} = -180^\circ \quad (8)$$

考虑到 $s = j\omega = j2\pi f$ ，满足 E.7 条件的频率 f_c 称为穿越频率 ($|G_{ol}(f_c)| = 0 \text{ dB}$)。由于拉普拉斯 s 域分析针对的是正弦信号，考虑到系统中的正弦扰动，E.7 和 E.8 中的条件意味着，如果开环传递函数在穿越频率上提供的相移为 -180° ，那么系统将在 f_c 处持续振荡，因此会是不稳定的。

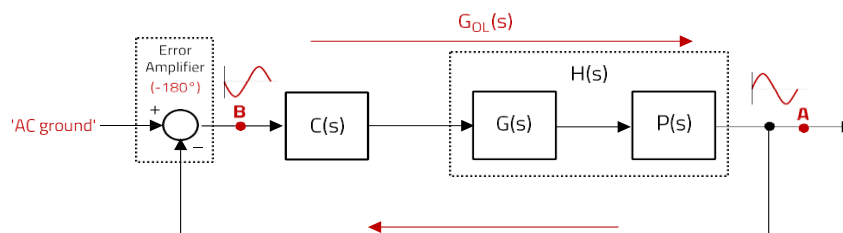


图 4: 围绕反馈回路传播的正弦扰动示例

图 4 直观地展示了这一概念。产生于环路中 "a" 点的正弦扰动，在误差放大器的负反馈（即反相作用）作用下，相位将发生 180° 的偏移。如果它在通过补偿器和被控对象（构成开环传递函数）时再发生 -180° 的相位偏移，那么它将在原点处完全恢复相位。如果开环传递函数提供的增益正好为 "1"，则扰动将以相同的振幅返回，产生持续振荡。

相位裕度 (PM)

相位裕度表示频率等于 f_c 的正弦信号需要经过多少相位偏移才能导致系统不稳定。根据图 4 的示意图，它相当于开环传递函数在穿越频率 (0 dB) 和 -180° 之间的相位差：

$$PM = \varphi_{G_o}(f_c) + 180^\circ \quad (9)$$

值得注意的是 E.7 和 E.8 所示的条件仅指持续振荡。然而，如果相位裕度过低，虽然从理论上讲系统被认为是 "稳定" 的，但对瞬态事件的输出电压响应将出现振幅随时间衰减的振荡（又称振铃）。这对于许多必须满足有关过冲、欠冲和稳定时间的严格规范的系统来说，可能是无法接受的。图 5 显示了一个闭环系统的瞬态响应示例，该系统具有固定的穿越频率 (3 kHz) 和不同的相位裕度：PM = 30° 、 45° 、 60° 和 75° 。可以看出，随着相位裕度的增加，系统响应的振铃也会减少。选择多大的相位裕度取决于目标瞬态响应，但应确保最坏情况下相位裕度大于 45° 。还需注意的是，通过提高开环穿越频率，也可实现更快的稳定时间。

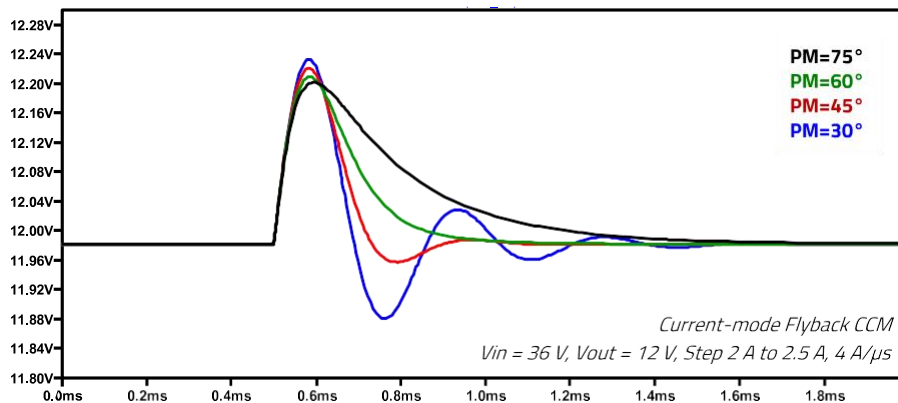


图 5: $f_c = 3 \text{ kHz}$ 和不同相位裕度值的瞬态响应示例 (LTspice™ 仿真)

增益裕度 (GM)

增益裕度表示系统在变得不稳定之前可容忍的增益程度，在考虑元件值的公差或电流模式控制系统中阻尼不足的双极点的景响时，增益裕度非常重要。根据图 4，增益裕度相当于开环传递函数在其相位达到 -180° 的频率 (f_{gm}) 上的幅值大小。

$$GM = |G_o(f_{gm})| \quad (10)$$

值得注意的是，一般经验法则是增益裕度应高于 10 dB [3]。

补偿器规格

由于功率模块和占空比发生器的传递函数大多由转换器的设计规格和所使用的控制技术决定，因此需要一个“补偿器”电路来设定目标开环穿越频率和相位裕度。

补偿器模块需要提供使开环传递函数在目标 f_c 处交叉所需的增益或衰减，还需要在穿越频率处提供所需的相位提升，以满足相位裕度规范，同时确保足够的增益裕度。用数学方法表示为：

$$C_{dB}(f_c) = -H_{dB}(f_c) \quad (11)$$

$$\varphi_{comp_boost}(f_c) = PM - 90 - \varphi_{plant}(f_c) \quad (12)$$

需要注意的是，在本文档中显示的 LTspice™ 和 MATLAB™ 图中，使用的相位范围介于 -180° 和 $+180^\circ$ 之间。在这种格式下， $+360^\circ$ 将被加到 -180° 和 -360° 之间的任何相位值上（例如，相位为 -250° 时将显示为 $+110^\circ$ ）。此外，误差放大器的反相作用 (-180°) 已经包含在绘制的补偿器相位曲线中，因为补偿器电路是根据误差放大器构建的。考虑到这一格式，相位裕度将直接读作 f_c 处的开环相位，而增益裕度则读作其相位越过 0° 的频率处的开环增益。为了解公式 12，必须观察补偿器提供的永久相位。它由用于最小化系统直流误差（积分器作用）的原极点构成，提供 -90° 的恒定相位，加上误差放大器反相作用的 -180° 相位。这样，补偿器的永久相位差为 -270° （即 $+90^\circ$ ）。补偿器相位提升 φ_{comp_boost} 与该值相加，形成补偿器总相位。

图 6 显示了在 LTspice™ 中模拟的类似本文介绍的设计示例的被控对象 ($V_{(out)}$ ，红色，cursor1)、补偿器 ($V_{(ol)}/V_{(out)}$ ，绿色，cursor 2/cursor 1) 和由此产生的开环响应 ($V_{(ol)}$ ，黑色，cursor 2) 的传递函数图。请注意，实线对应相应传递函数的幅度 (dB) (左轴)，虚线对应相应传递函数的相位 (deg) (右轴)。在本例中，被控对象在 $f_c = 2.88$ kHz 时的增益为 -1.41 dB，相位为 -80.7° 。补偿器的增益为 $+1.41$ dB，“ f_c ”处的相位提升约为 60° ($151.5^\circ - 90^\circ$)。因此，开环传递函数在 2.88 kHz 时越过 0 dB，相位裕度为 $151.5^\circ - 80.7^\circ \approx 70^\circ$ ，增益裕度约为 20 dB。这是一个稳定的反馈回路设计实例。

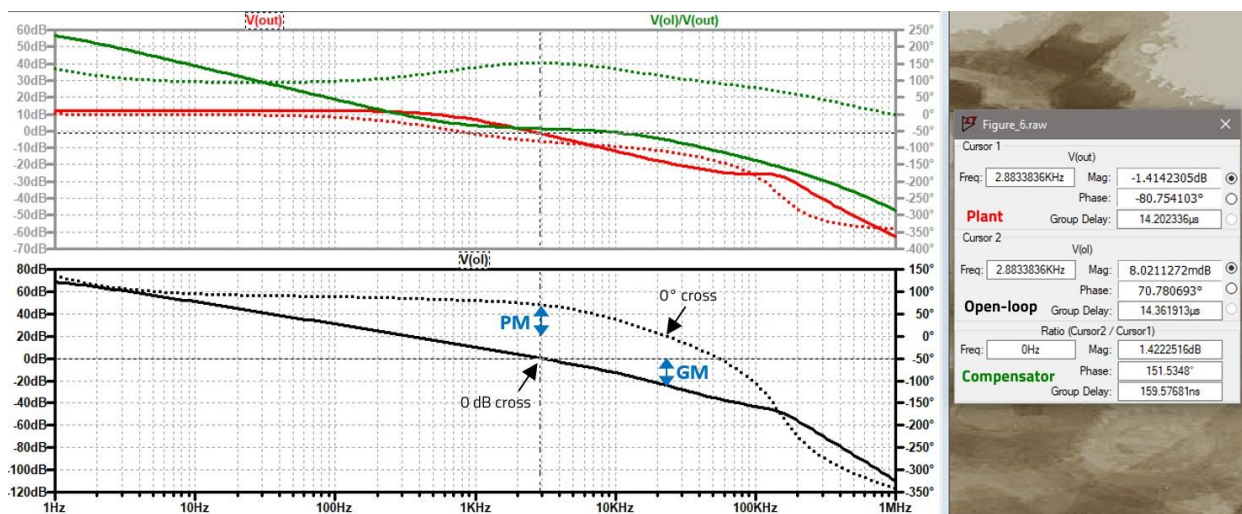


图 6: 显示 (f_c , PM and GM 被控对象、补偿器和开环传递函数Bode图示例 (LTspice™ 仿真)

03. 电流模式反激式转换器的被控对象 (控制到输出) 传递函数

一旦完成了转换器功率部分的设计, 补偿程序的第一步就是研究由功率级和占空比发生器形成的被控对象的传递函数特性。需要注意的是, 转换器是在连续导通模式 (CCM) 下运行, 还是在非连续导通模式 (DCM) 下运行, 被控对象传递函数会有所不同, 因此需要同时考虑这两种情况。

分析中使用的设计规格如下, 以后面第010节介绍的设计原型为基础:

$$V_{in} = 36 - 57 \text{ V}, V_{out} = 12 \text{ V}, I_{out,max} = 2.5 \text{ A}, F_{sw} = 300 \text{ kHz}, L_m = 41 \mu\text{H}, C_{out} = 100 \mu\text{H}, ESR_{Cout} = 280 \mu\Omega$$

对于上述规格, 转换器将在输出电流约为 1.25 A 时进入 DCM 运行。

设计中使用的变压器是 Würth Elektronik 公司的 WE-PoEH 7491195112^[6], 集成电路控制器是 onsemi 公司的 NCP12700^[9]。该 IC 集成了上图 2 所示的简化占空比发生器模块, 以及许多其他相关的安全和功能特性。我们可以看到, 补偿器输出电压 V_{co} 经过电阻 R_{d1} 和 R_{d2} 分压后, 再送入峰值电流设定比较器 (图 2)。对于 NCP12700, 分压系数为 $V_{div}=6$ (即 $R_{d1}=5 \cdot R_{d2}$)。这意味着在这种情况下, 由于电阻分压器就像反馈路径中的一个简单增益块, 因此被控对象传递函数的大小也被除以 "6"。由于在最大功率需求 (最高磁化峰值电流) 时, $V_{(co,max)} \approx V_{dd}$, 通常为 5 V 左右 (见[9]) 因此在这种情况下, 电阻分压器在比较器输入端产生一个 $V_{(co,div)} = 833 \text{ mV}$ 的电压。这样的低电压允许在相同的峰值电流设置下选择较低值的电流检测电阻, 从而提高效率, 同时仍允许补偿器输出电压保持较宽的动态范围 (0.2 至 5 V)。

关于附加补偿斜坡 (S_a), 它由 NCP12700 内部生成, 并且是可变的, 这意味着其斜率可根据开关频率和占空比进行调整。数据手册中提供了一个数值表作为参考。在本设计中, 当 $F_{sw} \approx 300 \text{ kHz}$ 时, 产生的补偿斜率范围为 33 kV/s 至 81 kV/s。

3.1 连续导通模式(CCM)

在 CCM 模式下运行的电流模式反激式转换器的被控对象传递函数形式为^[1]:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{co}(s)} = G_0 \cdot \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z}) \cdot (1 - \frac{s}{\omega_{rhpz}})}{(1 + \frac{s}{\omega_p}) \cdot (1 + \frac{s}{Q_p \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2})} \quad (13)$$

它具有直流增益 (G_0)、零点 (ω_z)、右半平面零点 (ω_{rhpz})、极点 (ω_p) 和开关频率一半处的双极点 (ω_n), 可模拟峰值电流模式转换器在占空比接近和超过 50% 时的次谐波振荡不稳定性。

在选择穿越频率和设计补偿器之前, 有必要绘制被控对象传递函数的幅值和相位与频率的关系图 (即 Bode 图)。绘制方法有多种: 根据转换器的小信号分析模型^[1], 使用 PWM 开关平均模型进行 SPICE 仿真^[2], 或者在有原型的情况下直接测量。

图 7 显示了上述设计规范下的被控对象传递函数特性, 尽管没有应用斜率补偿斜坡 ($S_a = 0$)。结果基于^[1]中提供的分析

模型，并使用 MATLAB™ 绘制。考虑到 E.13，在最小输入电压（36 V）和满载（2.5 A）时可获得以下值：

$$G_o = 13.1 \text{ dB}, f_z = 5.05 \text{ MHz}, f_p = 530 \text{ Hz}, f_{\text{rhpz}} = 74.4 \text{ kHz}, f_n = 150 \text{ kHz}, Q_p = 17.1$$

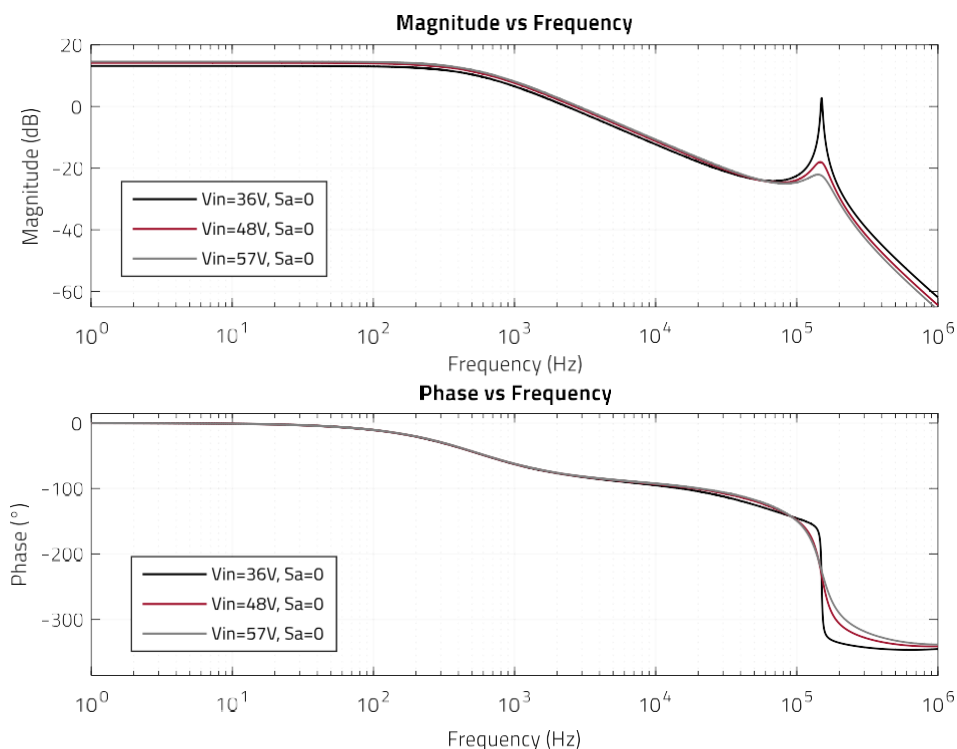


图 7: V_{in} 范围 (36 V、48 V、57 V) 和 $S_a = 0$ 时 CCM 运行中的被控对象传递函数 (MATLAB™)

幅值曲线在较低频率范围内呈现一阶特性。值得注意的是输出电容器及其 ESR (ωz) 形成的零点发生在非常高的频率上，因此超出了关注范围。这是由于 ESR 值极低 (并联 12x MLCC WCAP-CSGP-885012109010 时产生)。这意味着无需特别考虑 ESR 的变化，但在较低频率范围内，该零点所提供的任何有利的相位提升都会丧失。虽然在这种设计中，右半平面零点也出现在相对较高的频率上，但它在大约一个十倍频前就开始产生相位滞后，通常是选择穿越频率的主要限制因素。

在 $f_n = f_{sw}/2$ 时，双极点会导致相位急剧下降。在最小输入电压 ($D = 49\%$) 和无补偿斜坡时，品质因数 (Q_p) 非常高，为 17.1，这表明在 f_n 处被控对象传递函数幅值达到峰值后会出现不稳定。对于额定输入电压和最大输入电压，占空比分别为 42% 和 38%，品质因数分别为 3.56 和 2.44，峰值小得多。过大的峰值会降低增益裕度，当开环传递函数的幅度超过 0 dB 不止一次时，系统会变得不稳定，从而使稳定性分析变得复杂。

因此，需要一定的补偿斜坡来“抑制”峰值。为确保所有占空比的稳定性，所需的最小补偿斜坡值为：

$$S_a \geq 0,5 \cdot S_2 \tag{14}$$

其中， S_2 是通过采样电阻 R_s 感应的功率电感器/变压器关断期间的磁化电流斜率，单位为 kV/s:

$$S_2 = \frac{V_{out} + V_f}{n \cdot L_m} \cdot R_s \quad (15)$$

变压器匝数比 "n" 为 0.374, 根据上述表达式可得出 $S_a \geq 61 \text{ kV/s}$ 。但需要注意的是, 转换器并不需要对所有占空比进行斜坡补偿。由于 $D_{max} = 0.49$, 较低的斜率补偿就足够了。如图 8 和图 9 所示, 通过绘制 $S_a = 30 \text{ kV/s}$ 和 $S_a = 80 \text{ kV/s}$ 时的被控对象传递函数可以证实这一点。即使在预期的最小补偿斜率下, 峰值也能得到很好的抑制。

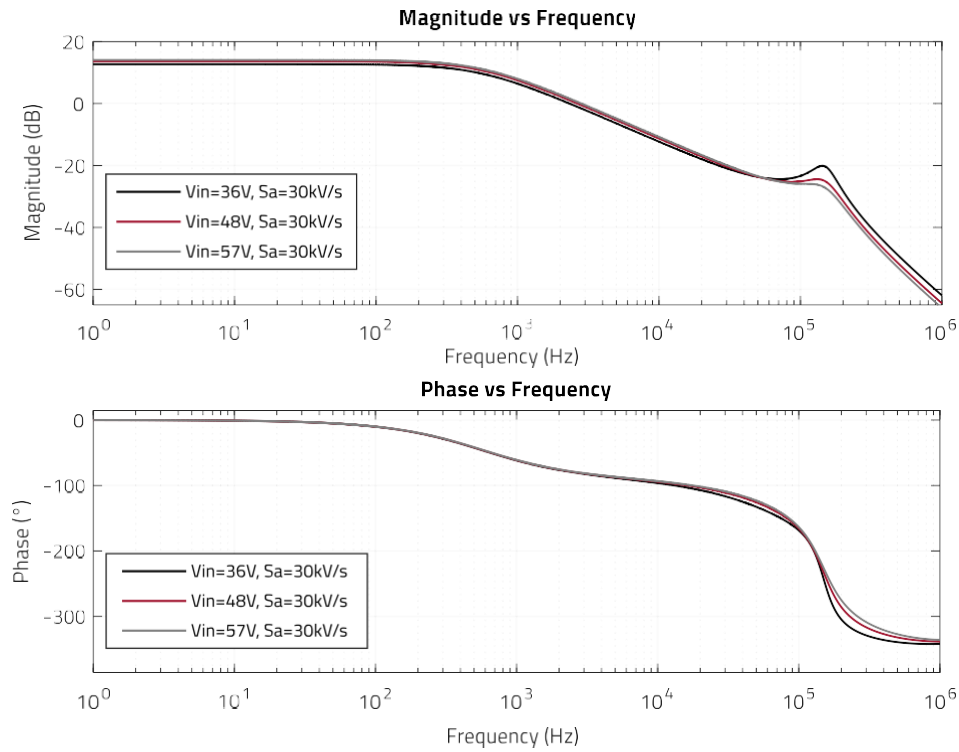


图 8: V_{in} 范围 (36 V、48 V、57 V) 和 $S_a = 30 \text{ kV/s}$ 时 CCM 运行中的被控对象传递函数 (MATLAB™)

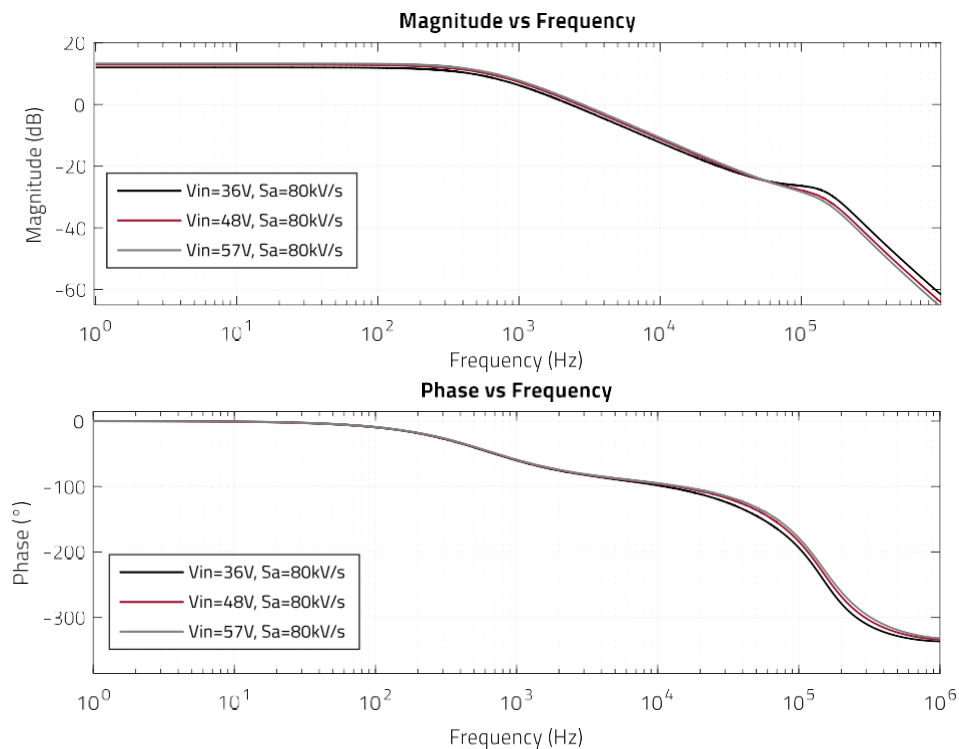


图 9: V_{in} 范围 (36 V、48 V、57 V) 和 $S_a = 80 \text{ kV/s}$ 时CCM 运行中的被控对象传递函数 (MATLAB™)

3.2 不连续导通模式 (DCM)

在 DCM 模式下运行的电流模式反激式转换器的控制到输出传递函数形式为 [1]:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{err}(s)} = G_o \cdot \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z}) \cdot (1 - \frac{s}{\omega_{rhpz}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{p2}})} \quad (16)$$

正如所观察到的那样，在 DCM 中不存在次谐波振荡不稳定性，因此模型中也不存在双极点。虽然存在右半平面零点，但其频率高于在 CCM 中。额外的第二极点和 ESR 零点也是如此。因此，在低频范围内，DCM 中的电流模式反激式转换器可近似为单极点系统，由 ω_{p1} 主导，其中:

$$\omega_{p1} = \frac{2 \cdot I_{out}}{V_{out} \cdot C_{out}} \quad (17)$$

随着输出电流的减小，极点移动到较低的频率。在 $V_{in} = 36\text{ V}$, $I_{out} = 0.8\text{ A}$ 和 $S_a = 0$ 的情况下，其值为:

$$G_o = 20.6\text{ dB}, f_z = 5.05\text{ MHz}, f_{p1} = 202\text{ Hz}, f_{rhpz} = 247\text{ kHz}, f_{p2} = 107\text{ kHz}$$

图 10 显示了输入电压为 36 V、48 V 和 57 V 以及输出电流为 0.8 A 时 DCM 被控对象传递函数的 Bode 图:

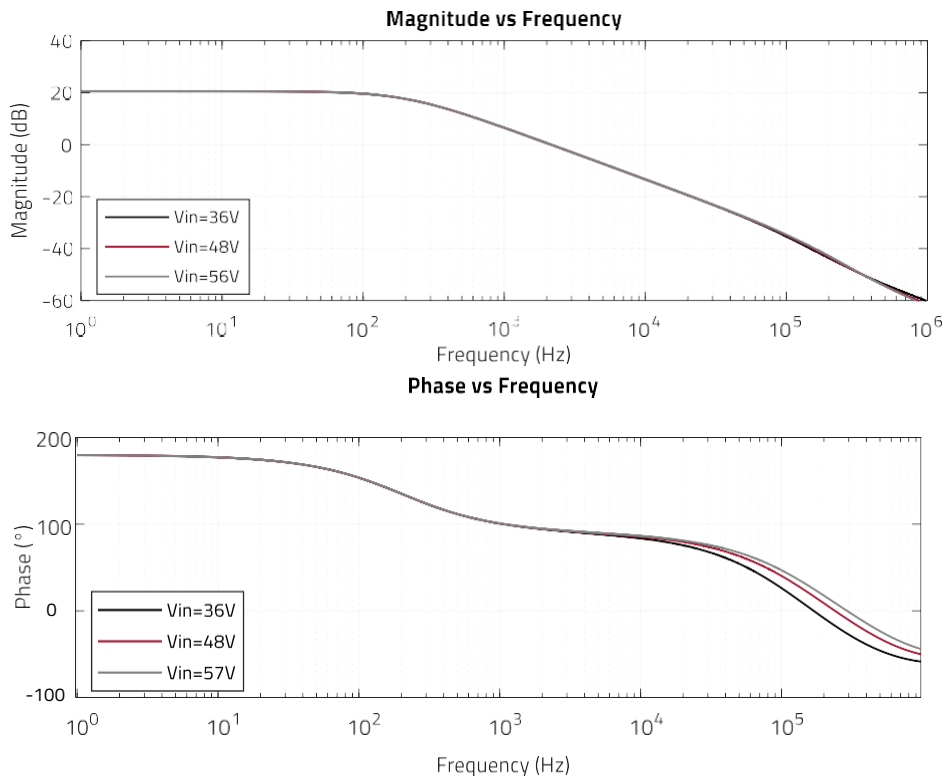


图10: V_{in} 范围 (36 V、48 V、57 V) 和 $S_a = 0\text{ kV/s}$ 时 DCM 运行中的被控对象传递函数 (MATLAB™)

在前面的图 7 至图 10 中，可以清楚地观察到电流模式控制的一个共同特征：频率响应（几乎）不取决于输入电压。任何输入电压的变化都会直接影响磁化电流的斜率。对于特定的电流峰值设定点，这反过来又会改变占空比，从而允许更多或更少的能量转移到二次侧，以保持输出功率恒定，而无需引起输出电压的过冲或下降来控制回路做出反应。这种固有的前馈功能是电流模式控制技术的主要优势之一。

04. 补偿器要求

如上一节所述，CCM 运行模式对补偿的要求高于 DCM。因此，补偿器通常是在最坏的工作条件下（即最小输入电压和满载电流）为 CCM 而设计的，同时也要检查 DCM 的行为，以确保其仍可接受，并进行必要的调整，以获得两种情况下所需的性能。

开环传递函数的目标穿越频率应选择低于开关频率的 1/5（用于开关频率噪声衰减），或最小右半平面零点频率的 1/5，以较低者为准。在许多情况下，右半平面零点成为限制因素，如本设计示例。请注意，以上只是一个比较稳定设计的经验法则，每个设计者也可以根据自己的喜好酌情使用不同的余量。在本例中：

$$F_{c1} = \frac{F_{sw}}{5} = 60 \text{ kHz} \quad (18)$$

$$f_{rhpz_min} = \frac{(1-D_{max})^2 \cdot R_{Lmin}}{2 \cdot \pi \cdot D_{max} \cdot n^2 \cdot L_{p_max}} = \frac{(1 - 0.49)^2 \cdot 4.8}{6.28 \cdot 0.49 \cdot 0.374^2 \cdot 41 \mu} = 70.7 \text{ kHz} \quad (19)$$

$$F_{c2} = \frac{F_{rhpz_min}}{5} = 14.4 \text{ kHz} \quad (20)$$

因此，穿越频率应设置为低于 14 kHz。图 11 中突出显示了需要补偿的频率区域：

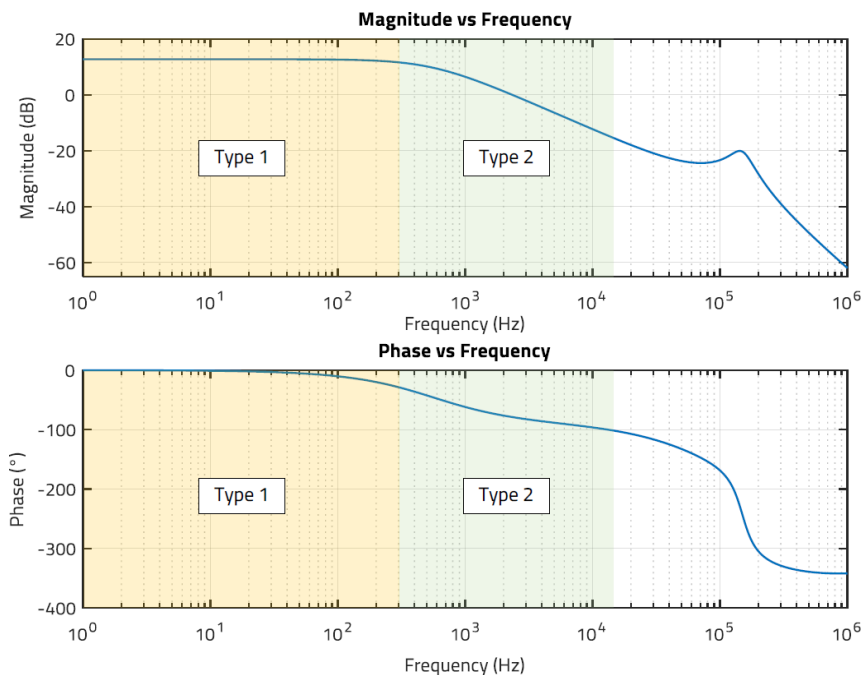


图 11: 用于选择穿越频率和合适补偿器类型的频率范围

在所关注的频率范围内（低于 14 kHz），即使在 CCM 运行中（绿色），被控对象也会在系统主极点之后显示出 1 阶特性（斜率为 -20dB/dec）。在这一区域，通常使用 2 型补偿器，因为它可以提供所需的增益和高达 90° 的相位提升。如果选择的穿越频率低于主极点（黄色），则可以使用简单的 1 型补偿器（仅积分器）来提供高直流增益，以最大限度地减小静态直流误差，而无需任何相位提升。可以看到，在如此低的频率范围内，被控对象的相移几乎为零，在主极点的频率上达到

45°，因此使用简单的 1 型补偿器即可实现 45° 至 90° 的相位裕度。

但必须注意的是，较低的穿越频率会带来较低的闭环带宽，使得闭环系统对输出电压变化的反应较慢，从而导致较高的过冲、欠冲和稳定时间。因此，在选择穿越频率时，需要在瞬态性能和高频噪声衰减之间找到一个折衷方案。需要注意的是，尽管穿越频率较低，但增加输出电容也有助于改善瞬态特性，尽管会增加成本。

在这种情况下，（最初）选择的目标穿越频率为 $f_c = 10 \text{ kHz}$ ，目标相位裕度为 $PM = 70^\circ$ 。图 12 显示了在 f_c 时控制到输出传递函数的幅度和相位：

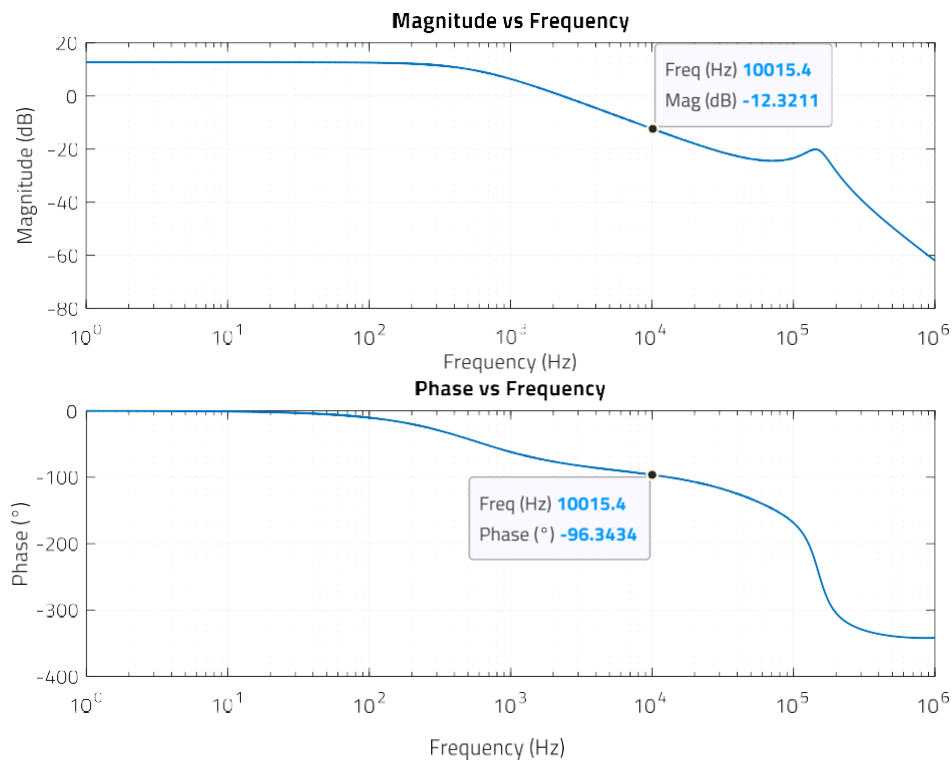


图 12: $f_c = 10 \text{ kHz}$ 时被控对象传递函数的幅度 (dB) 和相位 (deg) (MATLAB™)

使用 2 型补偿器时，在这种情况下可实现的最大相位差为 83.6° ，足以达到 70° 的目标。

补偿器需要提供 $+12.3 \text{ dB}$ 的增益（相当于 4.12 个无单位增益），以抵消被控对象增益，并使开环传递函数的幅度在 $f_c = 10 \text{ kHz}$ 处交叉：

$$C_{dB}(f_c) = -H_{dB}(f_c) = 12.3 \text{ dB}$$

$$|C(f_c)| = 4.12$$

目标相位裕度为 70° ，补偿器在 f_c 时需要提供的相位提升为：

$$\varphi_{\text{comp_boost}}(f_c) = PM - 90 - \varphi_{\text{plant}}(f_c) = 76.4^\circ$$

05. 用 TL431 和 WL-OCPT 光耦合器设计 2 型补偿器

补偿器要求确定后，就需要选择 2 型补偿器电路。如图 13 所示，隔离电流模式反激式转换器最常用的配置是基于 TL431 的电压基准和光耦合器。这种解决方案成本低、设计简单、性能良好，因此被广泛使用。

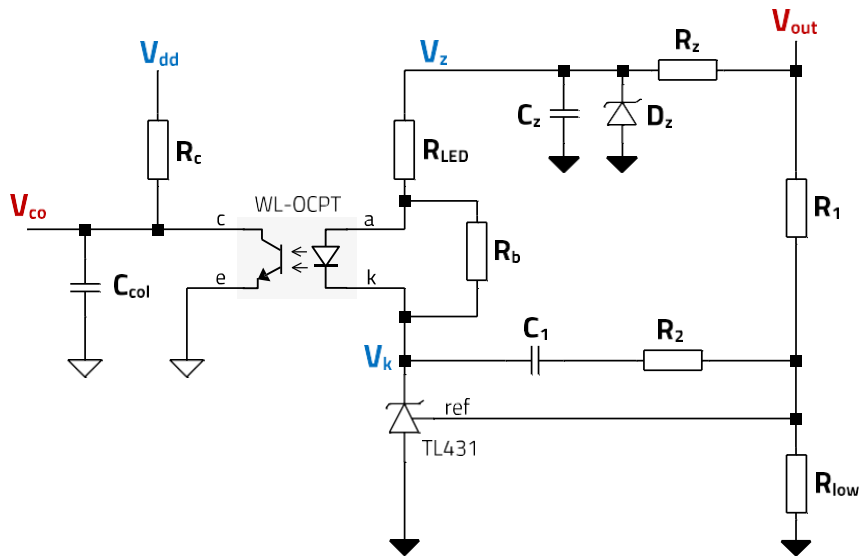


图 13: 带有 TL431 和 WL-OCPT 光耦合器的 2 型补偿器电路

5.1 电路运行

从图 13 中可以看出，光耦合器采用共发射极偏置配置，因此随着 LED 电流的增大，集电极-发射极电压 (V_{co}) 也随之减小。请注意，根据之前的图 2， V_{co} 设定了磁化峰值电流，从而间接设定了传输到输出端的能量。TL431 根据输出电压 (V_{out}) 调整 LED 阴极电压 (V_k)，从而设定通过 LED 的电流。TL431 就像一个误差放大器，其内部结构如图 14 所示（根据数据手册^[10]）。

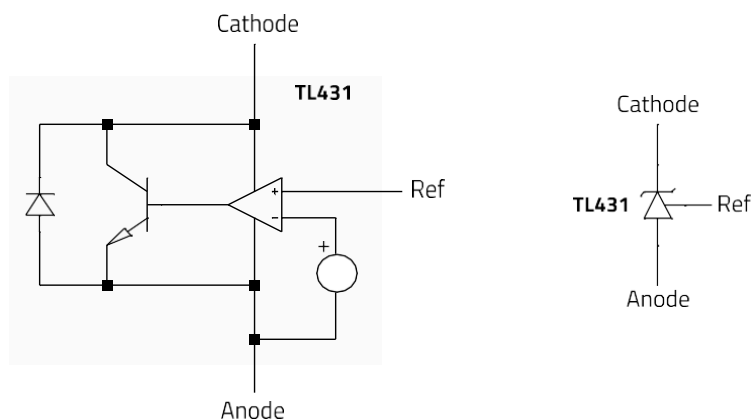


图 14: TL431 内部电路^[10]

当“参考”端电压高于 TL431 的内部固定参考电压时（例如，由于负载电流突然减小导致输出电压过冲），npn 晶体管的

基极将注入更多电流，TL431的阴极电压将降低（放大区内 npn 晶体管的工作点发生变化）。这导致 R_{LED} 和光耦合器 LED 两端的电压升高，LED 电流随之增大，集电极电流也随之增大。集电极电流增大会导致 R_c 两端的压降增大，从而导致集电极-发射极电压降低，在此配置中，集电极-发射极电压代表补偿器输出电压 (V_{co})。较低的 V_{co} 会产生较低的峰值电流设定值，从而减小磁化电流幅值，并随之减小传输到二次侧的能量。输出电压随即恢复到目标调节水平。当负载电流突然增大时，则会发生相反的情况。图 15 举例说明了本设计规格中从高到低和从低到高负载电流阶跃 (2.5A 至 2A) 的工作原理。

注意:

- $V(co_{div})$: $V_{co}/6$ (补偿器电压除以 $V_{div} = 6$ 后比较器输入端的电压)
- $V(cs_{leb})$: 这是采样电阻 R_s 上的电压，其中加入了补偿斜坡 ($S_a = 55 \text{ kV/s}$)
- $I(Lp)$: 变压器初级绕组电流 (磁化电流)
- $V(tl431_k)$: TL431阴极电压
- $Ix(U1:A)$: LED 电流

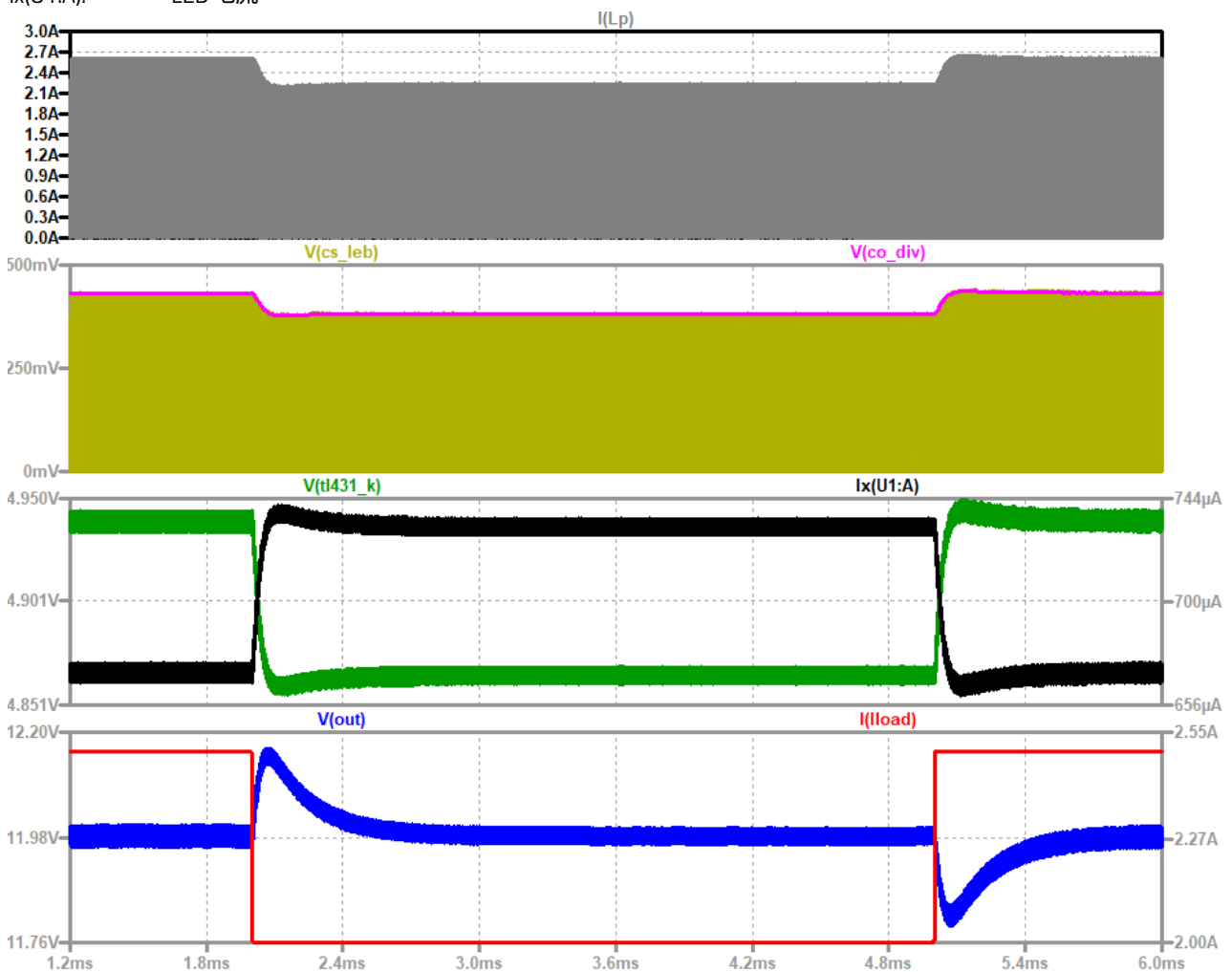


图 15: 带有 TL431 和 WL-OCPT 光耦合器的 2 型补偿器的瞬态波形示例 (LTspice™)

5.2 TL431 和 WL-OCPT 光耦合器的直流偏置

要使补偿器电路如上所述运行，TL431 和光耦合器必须正确进行直流偏置。具体来说，TL431 的内部 npn 晶体管和光耦合器的输出光电晶体管需要偏置在其放大区，以实现动态性能，即使在考虑到任何预期变化和参数偏差后，也要保持这种状态。

对于光耦合器电路，NCP12700 控制器内部设置了 $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ 和 $V_{dd} = 5 \text{ V}$ [9]。

关于 TL431 器件 [10]，它要求最小阴极偏置电流为 1 mA ，最小阴极电压等于基准电压，在本例中为 2.5 V 。

WL-OCPT 817 系列 LED 在 0.1 mA 和 110°C 时的最坏情况下最小正向压降为 0.85 V (图 16)。在 LED 上并联一个电阻器 (R_b) 是为 TL431 生成基本恒定电流源的常用技术，因为在正常工作时，总会有电流流过 LED，而施加在 R_b 上的电压就是 LED 的正向压降 (V_f)。考虑 TL431 的最小偏置电流 $I_{b_TL431_min} = 2 \text{ mA}$ ，允许的最大电阻值为：

$$R_{b_max} = \frac{V_{f_min}}{I_{b_TL431}} = \frac{0.85 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 425 \Omega \quad (21)$$

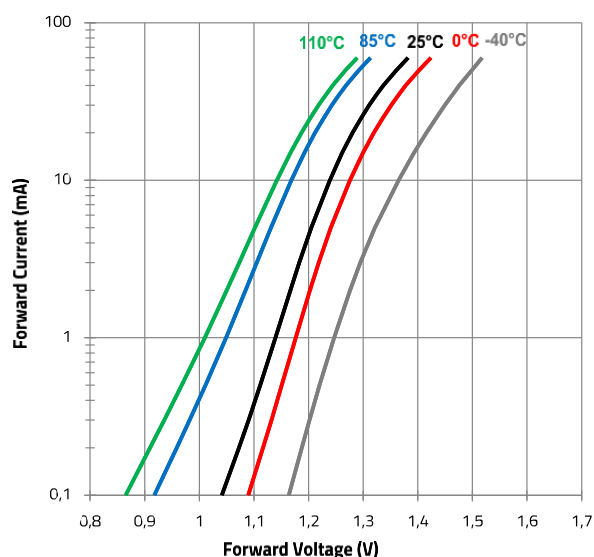


图 16: WL-OCPT 817 系列- LED 正向电压与正向电流曲线与环境温度的关系

关于 TL431 的最小偏置电压 (V_{k_min})，我们可以得出以下结论：

$$V_k = V_z - V_{R_{LED}} - V_f \quad (22)$$

LED 电阻器上的最大压降 ($V_{R_LED_max}$) 出现在 LED 电流最大值 (I_{LED_max})，而 LED 电流最大值又出现在集电极电压最低值 ($V_{ce_min} = V_{ce_sat} = 0.2 \text{ V}$)。这反过来又意味着在绝对 CTR 最小时集电极电流最大，如下所示：

$$I_{LED_max} = \frac{I_{c_max}}{CTR_{min}} = \frac{V_{dd}}{R_c \cdot CTR_{min}} \quad (23)$$

LED 电阻器的值必须小于：

$$R_{LED_max} \leq \frac{(V_Z - V_f - V_{ref}) \cdot CTR_{min} \cdot R_C}{(V_{dd} - V_{ce_sat} + I_{b_TL431} \cdot CTR_{min} \cdot R_C)}$$

要计算 R_{LED_max} ，首先需要估算 WL-OCPT 光耦合器的最小 CTR 值。接下来将举例说明相关步骤。

估算 WL-OCPT 光耦合器的最小 CTR

光耦合器的 CTR 不仅受技术和制造偏差的影响，而且还受 LED 电流、环境温度和工作时间等参数的影响。

为了缩小特定设计所需考虑的 CTR 范围，WL-OCPT 光耦合器系列按 "类别" 进行分选，如图 17 所示，每个类别都能保证特定直流偏条件下的 CTR 值在一定范围内。

Test Condition	Binning	Min.	Max.	Unit
$I_F = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$	None	50	600	%
	A	80	160	%
	B	130	260	%
	C	200	400	%
	D	300	600	%

图 17: 817 and 816 系列 WL-OCPT 光耦合器 CTR 分选示例

从 "A" 分选中选择一个器件，意味着生产线上的 CTR 将从 0.8 到 1.6 不等。不过，这仅适用于 5 mA 的 LED 电流和 5 V 的集电极-发射极电压。对于不同的规格，需要重新计算 CTR 范围。WL-OCPT 数据表中提供的所有组件的绝对 CTR 曲线显示了这种依赖关系 (图 18)。

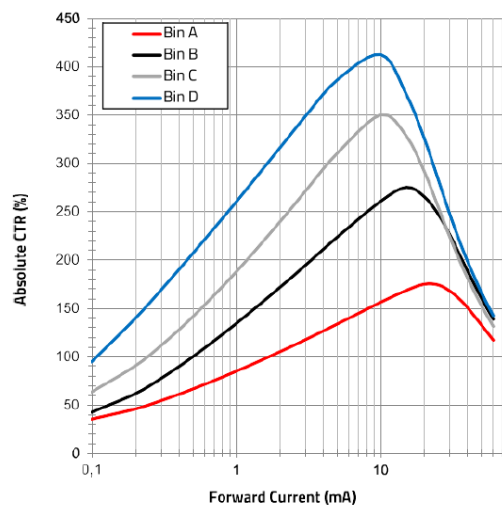


图 18: WL-OCPT 817 系列: 绝对 CTR 与 LED 正向电流的关系 ($V_{ce} = 5 \text{ V}$ 时)

有关光耦合器基础知识的详细信息，请参阅参考文献^[12]中的 [Application Note](#)。

为了估算最小 CTR，必须知道光耦合器在相关工作点的直流偏置条件。在反馈环路中，集电极-发射极电压 V_{ce} 在输入电流

峰值比较器 (NCP12700 的 $V_{div} = 6\text{ V}$) 之前先除以系数 V_{div} 。CCM 电流模式转换器中补偿器提供的控制电压 V_{co} 可控制初级峰值电流设定点, 因此其电平取决于转换器的输出功率。满载时, 控制电压为最大值, 随着负载减小, 控制电压将降低。请注意, CTR 随 V_{ce} 的变化而略有不同。

以下表达式可用来估算峰值电流模式反激式转换器中反馈给比较器的控制电压:

$$V_c = V_{div} \cdot \left[\frac{D}{F_{SW}} \cdot (S_a + \frac{V_{in} \cdot R_s}{2 \cdot L}) + \frac{V_{out} \cdot I_{out} \cdot R_s}{D \cdot V_{in}} \right] \quad (25)$$

假设 $V_{in(nom)} = 48\text{ V}$, $S_a = 55\text{ kV/s}$ ($S_a = 33\text{ kV/s}$ 至 80 kV/s 范围的中间值), 满载 $I_{out} = 2.5\text{ A}$, 则可得出结果:

$$V_c = 2.71\text{ V}$$

由此产生的稳态集电极电流为:

$$I_c = \frac{V_{dd} - V_c}{R_c} = 0.46\text{ mA} \quad (26)$$

设计中选择了分选 A 的 WL-OCPT 光耦合器, 在此偏置条件下产生的 CTR 可使用附录 A 中所示的装置进行实验测量。另外, 也可以使用图 19 所示的 LTspice™ 仿真工具, 通过 Würth Elektronik 为 WL-OCPT 817 光耦合器系列的每个分档提供的单独 SPICE models 来获得 CTR。在这种情况下, 当 $V_{ce} = 2.7\text{ V}$ 时, CTR 为 0.71, LED 电流为 0.65 mA , 集电极电流为 0.46 mA 。

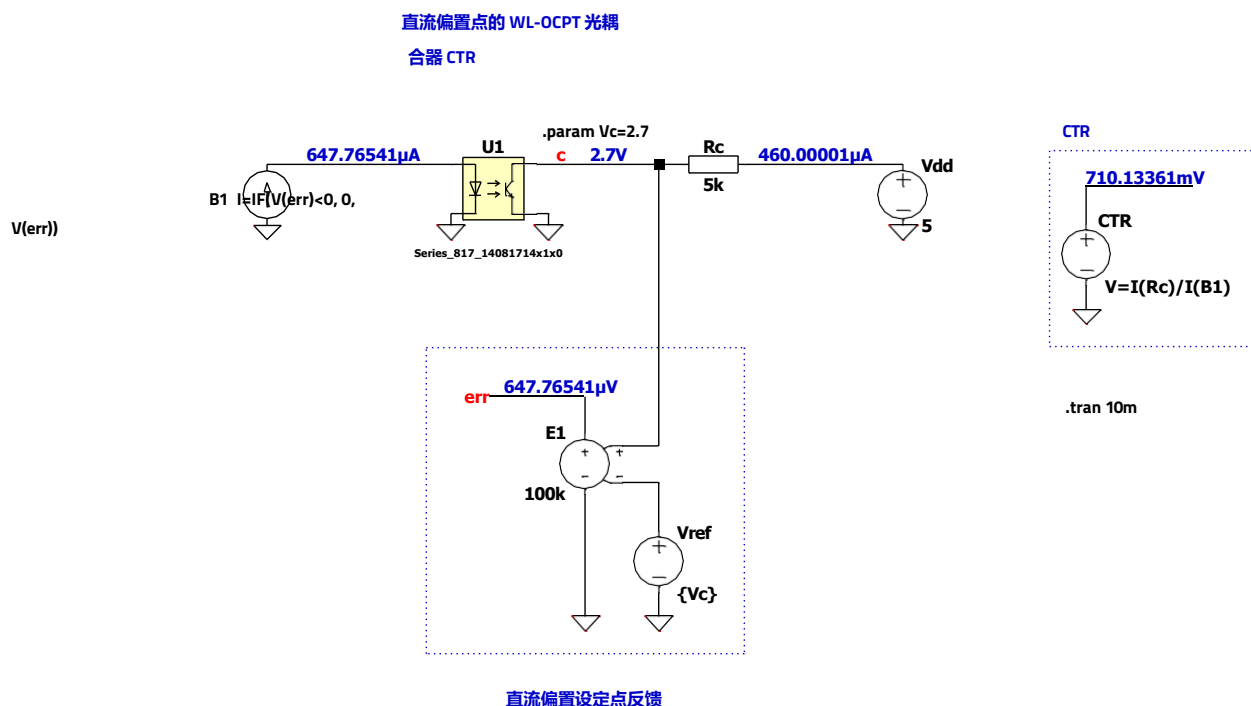


图 19: WL-OCPT 817 A 的 SPICE 模型获取 CTR 的 SPICE 仿真 (LTspice™)

值得注意的是这些 SPICE 模型考虑的 CTR 接近 $V_{ce} = 5\text{ V}$ 和 $I_f = 5\text{ mA}$ 的直流偏压条件下各分选容差范围的平均值 (本例中分选 "A" 的 $CTR_n \approx 1.2$). 该直流偏置条件下的相对 CTR 为:

$$CTR_{rel} = \frac{CTR}{CTR_n} = \frac{0.71}{1.2} \approx 0.6 \quad (27)$$

由于 CTR 只随集电极-发射极电压的变化而略有变化（只要光电晶体管保持在工作的有效区域内），因此在 $I_f = 5 \text{ mA}$ 时， $V_{ce} = 5 \text{ V}$ 和 $V_{ce} = 2.7 \text{ V}$ 的 CTR 值近似为 1.2。图 20 显示，LED 电流为 5 mA 以下时，不同分选的相对 CTR 与 LED 电流曲线差异不大，但当光耦合器光电晶体管开始接近饱和区（ V_{ce} 低于 0.5 V）工作时，曲线差异会更大。因此，根据图 20，LED 电流为 0.65 mA 时，A 组器件的相对 CTR 约为 0.55。当器件在测试直流偏置条件下的 CTR 值与分选的平均值偏差较大时，相对 CTR 曲线有助于估算器件的绝对 CTR。

0.71 的绝对 CTR 值必须加上分选 "A" 的生产偏差范围。最低和最高 CTR 值分别为 0.8 和 1.6，相当于平均 CTR 值 1.2 的 $\pm 30\%$ 偏差。因此，该设计的范围为：

$$CTR_{tol_min} = 0.71 \cdot 0.7 \approx 0.49$$

$$CTR_{tol_max} = 0.71 \cdot 1.3 \approx 0.91$$

值得注意的是上图 18 中的相对 CTR 曲线考虑的是 25°C 的工作温度，但如图 21 所示，CTR 也会随环境温度变化。考虑到温度范围为 -20°C 至 85°C ，上述计算的最小 CTR 值必须乘以系数 0.85（@ $T_a = 85^\circ\text{C}$ ），最大值乘以系数 1（@ $T_a = 10$ 至 30°C ），从而得出新的 CTR 范围：

$$CTR_{tol_temp_min} = 0.49 \cdot 0.85 \approx 0.42$$

$$CTR_{tol_temp_max} = 0.91 \cdot 1 = 0.91$$

在这种情况下，start-of-life 时 CTR 值为最小值：

$$CTR_{min_sol} = 0.42$$

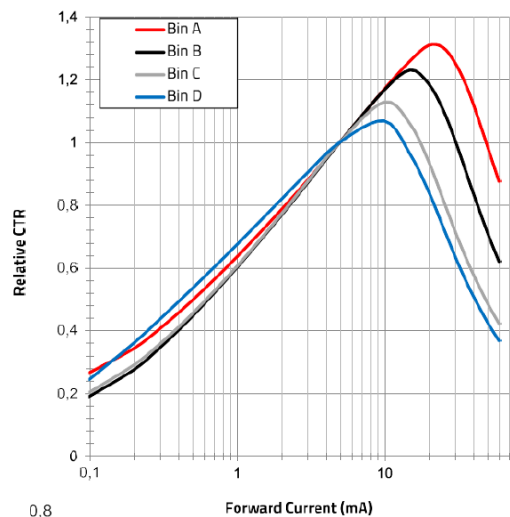


图 20: WL-OCPT 817 系列: 相对 CTR 与 LED 正向电流的关系 ($V_{ce} = 5 \text{ V}$ 时)

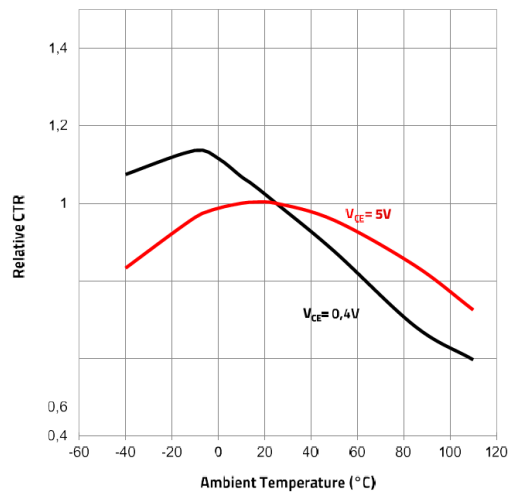


图 21: WL-OCPT 817 系列- 相对CTR 与环境温度关系曲线

end-of-life 时的最低 CTR

光耦合器的 CTR 也会随着工作时间的延长而降低。这主要是由于发光二极管的衰减以及相应的发射效率降低造成的，因为在相同的正向电流下，发光二极管产生的光子更少。衰减率与 LED 的工作温度成正比，反过来又与 LED 的正向电流成正比。参考文献^[13]中的 [Application Note](#) 为估算设定工作条件下的预期 CTR 下降率提供了指导。在本设计中，考虑到最高温度为 80°C，LED 电流为 0.65 mA，根据测试曲线^[13]，在 20 年的运行时间内，CTR 的衰减将低于 5%。然而，这考虑的是 5 mA 的 LED 电流，远高于本设计中的最大值 ($0.2 \text{ mA} \leq I_{\text{LED}} \leq 0.42 \text{ mA}$)。虽然这种设计规格的 CTR 性能下降可以忽略不计，但为了举例说明，还是考虑了 5% 的性能下降：

$$\text{CTR}_{\text{eol}} = \text{CTR}_{\text{min_sol}} \cdot 0.95 = 0.4$$

考虑到 $\text{CTR}_{\text{min}} = 0.35$ 的绝对最小电流传输比，增加了一些额外的余量。

LED 电阻计算

根据前文 E.24，考虑到 $V_z = 9 \text{ V}$ （详见下页）、 $V_{\text{ce_sat}} = 0.2 \text{ V}$ ^[11]和 $V_f = 0.81 \text{ V}$ ，可以得出：

$$R_{\text{LED_max}} = \frac{(V_z - V_f - V_{\text{ref_TL431}}) \cdot \text{CTR}_{\text{min}} \cdot R_c}{(V_{\text{dd}} - V_{\text{ce_sat}} + I_{\text{b_TL431}} \cdot \text{CTR}_{\text{min}} \cdot R_c)} = 1.18 \text{ k}\Omega$$

选择稍低于标准值的 1 kΩ。

$$R_{\text{LED}} = 1 \text{ k}\Omega$$

值得注意的是，电阻值对 LED 电流没有任何影响，当转换器在闭环运行时，LED 电流仅由集电极电流和 CTR 决定。因为集电极-发射极电压由所需的占空比决定，而占空比又由输入电压和负载电流决定。

交流去耦齐纳电源

元件 R_z 、 D_z and C_z 构成一个简单的齐纳稳压电源，其主要功能是为 LED 阳极提供直流电压，该直流电压与转换器的输出电压交流解耦。这样可以确保 LED 电流只受 TL431 阴极电压的交流调制。否则，LED 电流也会受到输出电压变化本身的交流调制，这将进一步限制 LED 电阻值的选择（详见^[3]）。

齐纳电压需要选得足够高，以提供较宽的动态范围来控制 LED 电流并减少 R_z 的功率损耗，但同时又要选得足够低，以保持齐纳二极管的低功率损耗。在这种情况下，齐纳电压为输出电压 ($V_{out}=12\text{ V}$) 的 70% 至 80% 是一个很好的折衷方案：

$$V_z = 0.8 \cdot V_{out} = 9.6\text{ V} \quad (28)$$

选择标准电压 $V_z = 9.1\text{ V}$ 的设备。

齐纳电阻器 (R_z) 的最大值受 LED 电阻器上的最大电流和齐纳二极管偏置电流 (I_{b_zener}) 的限制，本例中选择 2 mA，以减小其阻抗并改善其交流滤波，如下所示：

$$R_z \leq \frac{(V_{out} - V_z)}{(I_{b_zener} + I_{b_TL431} + I_{LED_max})} = \frac{(V_{out} - V_z)}{I_{Rz}} = \frac{2.9\text{ V}}{5\text{ mA}} = 580\ \Omega \quad (29)$$

选择标准值为 470 Ω 。电阻的功率损耗为：

$$P_{Rz} = I_{Rz}^2 \cdot R_z = 25\ \mu\text{A} \cdot 470\ \Omega = 11.75\text{ mW} \quad (30)$$

齐纳二极管的最大功率耗散发生在 LED 电流为零时：

$$P_{z_max} = (I_{Rz} - I_{b_TL431_min}) \cdot V_z = 3\text{ mA} \cdot 9.1\text{ V} = 27\text{ mW} \quad (31)$$

从良好的效率和热管理角度考虑，计算值较低，可以接受。

电阻分压器

电阻器 R_1 和 R_{low} 根据 TL431 的基准电压将输出电压设置为所需值。设置 $R_{low} = 10\text{ k}\Omega$ ，则：

$$R_1 = \frac{(V_{out} - V_{ref}) \cdot R_{low}}{V_{ref}} = \frac{(12\text{ V} - 2.5\text{ V}) \cdot 10\text{ k}\Omega}{2.5\text{ V}} = 38\text{ k}\Omega \quad (32)$$

所选值为 38.3 k Ω 。

5.3 补偿器元件设计

在进行交流分析时，可以用图 22 的交流原理图代替图 13 中的补偿器电路。

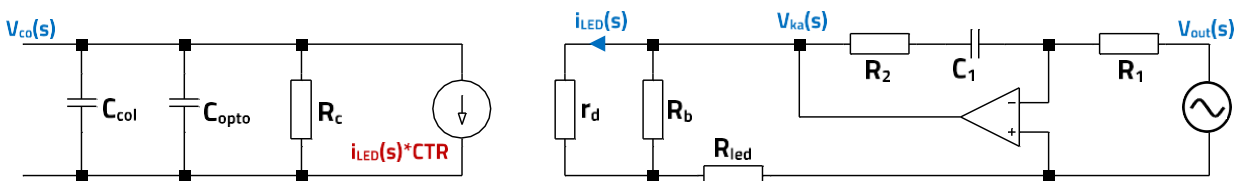


图 22: 带有 TL431 和 WL-OCPT 光耦合器的 2 型补偿器的等效交流电路

在交流电路模型中，TL431 被模拟为误差放大器，产生交流电压 $V_{ka}(s)$ ，对 LED 电流进行调制。在这方面，模型中还包括 LED 动态电阻 (r_d)。虽然它的值通常很小，但随着 LED 电流的减小而增大，导致 LED 电流的较大部分流经偏置电阻 R_b ，从而降低了补偿器的增益。请注意，电容 C_{opto} 是光耦合器光电晶体管的集电极-发射极寄生电容。

图 13 所示 2 型补偿器的传递函数具有零点 (ω_z)、极点 (ω_p) 和原点极点 (ω_{po})：

$$C(s) = \frac{V_{co}(s)}{V_{out}(s)} = -G_m \cdot \frac{(1 + \frac{\omega_z}{s})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})}$$

其中， $G_m = \omega_{po}/\omega_z$ 。根据图 22 的电路，可以得到以下传递函数表达式：

$$C(s) = \frac{V_{co}(s)}{V_{out}(s)} = -\left(\frac{R_c \cdot CTR}{R_{LED}} \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{(1 + \frac{1}{sR_2C_1})}{(1 + sR_c(C_{col} + C_{opto}))}$$

考虑到 $s = j\omega = j2\pi f$ ，可得：

$$\text{midband Gain} = |G_m| = \frac{R_c \cdot CTR}{R_{LED}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (35)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (36)$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_c \cdot (C_{col} + C_{opto})} \quad (37)$$

请注意，补偿器交流电路模型和中频增益表达式 (E.35) 中的 CTR 参数对应于光耦合器的小信号 CTR，在这种情况下略高于计算出的 DC-CTR 值。但请注意，在接下来的补偿器设计步骤中，DC-CTR 值仍将被视为近似值。

图 23 显示了 2 型补偿器的典型频率响应特性。如果零点的频率低于极点的频率，那么恰好在等于两个频率的几何平均数 ($f_g = \sqrt{f_z \cdot f_p}$) 的频率上，增益等于中频增益 G_m 。这也是补偿器最大相位提升的频率。极点和零点相距越远，相位提升越大，最大可达 90° 。

在此基础上，如果极点-零点几何平均频率设定为开环传递函数的目标穿越频率 ($f_g = f_c$)，那么补偿器的中频增益就可以简单地设定为抵消 f_c 处的被控对象增益，零点和极点频率与 f_c 对称，并且相距足够远，以提供满足相位裕度规范所需的相位提升。这种补偿过程被称为“k 因子”^{[3][4]}。

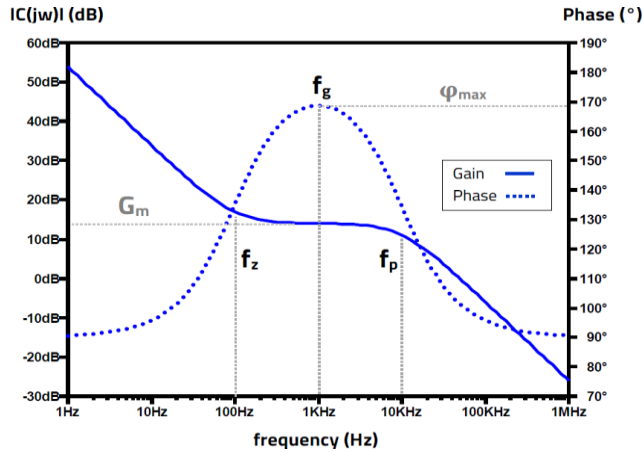


图 23: 2 型补偿器: 频率响应示例 (LTspice™ 仿真)

在该补偿器电路中，中频增益直接取决于 CTR (E.35)，因此我们可以推断，任何 CTR 变化都会导致中频增益的变化，进而导致开环传递函数的穿越频率发生偏移，相位裕度也会因此受到影响。由此可见，不仅要知道 CTR 的最小值，还要知道 CTR 的整个变化范围。需要注意的是，小信号 CTR 在此应用的整个电流范围内（低于 1 mA）与 DC-CTR 的变化一致。还可以看到，光耦合器光电晶体管的集电极-发射极寄生电容 (C_{opto}) 与任何附加电容 (C_{ca}) 一起设定了补偿器的极点频率。

根据前面第 4 节的内容，补偿器的规格可归纳为：

$$f_c = 10 \text{ kHz}$$

$$|C(f_c)| = 4.12 = +12.3 \text{ dB}$$

$$\varphi_{\text{comp_lead}}(f_c) = +76.4^\circ$$

由于 CTR、 R_c 、 R_{LED} 和 R_1 的值已为直流偏压目的而设定，因此需要计算 R_2 以设定所需的中频增益：

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{LED} \cdot |G_m|}{R_c \cdot \text{CTR}_{\text{nom}}} = \frac{38\text{k} \cdot 1\text{k} \cdot 4.12}{5\text{k} \cdot 0.71} = 44.1 \text{ k}\Omega \quad (38)$$

选定的标准值为 $R_2 = 44.2 \text{ k}\Omega$ 。

为获得 10 kHz 时 +76° 的相位差，零点和极点频率的计算方法如下^[3]：

$$f_p = \left(\tan(\varphi_{\text{comp_lead}}) + \sqrt{\tan^2(\varphi_{\text{comp_lead}}) + 1} \right) \cdot f_c \quad (39)$$

$$f_z = \frac{f_c^2}{f_p} \quad (40)$$

得出 $f_p = 83.25 \text{ kHz}$ 和 $f_z = 1.2 \text{ kHz}$ 。

电容器 C_1 根据前面 E.36 计算得出，以将零点设置在所需频率上：

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot f_z} = 3 \text{ nF}$$

选择 $C_1 = 3.3 \text{ nF}$ 的标准值，零点频率稍低，为 $f_z \approx 1.1 \text{ kHz}$ 。设定极点频率所需的补偿器输出端的电容为 (E.37)：

$$C_{\text{col}} + C_{\text{opto}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_c \cdot f_p} = 0.38 \text{ nF}$$

用：

$$C_{\text{col}} = 0.38 \text{ nF} - C_{\text{opto}}$$

据观察，如果光耦合器的寄生电容大于 0.38 nF ，则极点无法设置在 83.25 kHz 的目标频率上。

06. 光耦合器极点限制和解决方案

光耦合器的集电极-发射极寄生电容 (C_{opto}) 以及极点频率随集电极-发射极电压 (V_{ce}) 的变化而略有不同。集电极-发射极电压越低，极点频率越低 (因为 C_{opto} 越高)。在此设计中，按照之前计算的满载条件下的 $V_{\text{ce}} = 2.7 \text{ V}$ ，使用附录 B 中的设置测量了 WL-OCPT [140817140110](#) 器件的极点频率。图 24 显示了其中一个样品的测量结果。在总共 20 个单元中，测得的极点频率介于 24.2 和 25 kHz 之间。将 $f_p = 24.6 \text{ kHz}$ 取为该范围的中间值，则寄生电容为：

$$C_{\text{opto}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_c \cdot f_{p_opto}} = 1.3 \text{ nF} \tag{41}$$

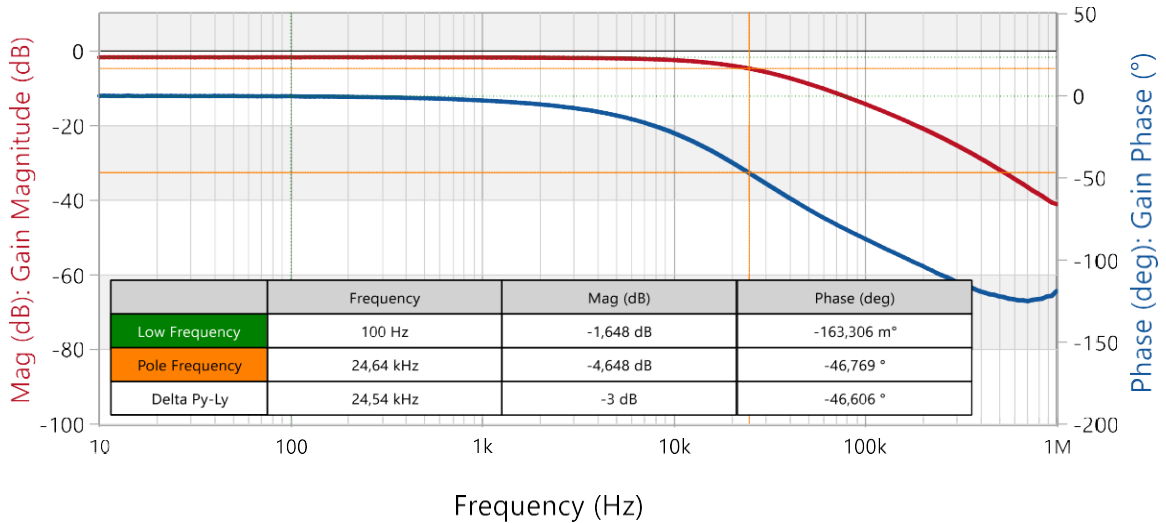


图 24: WL-OCPT 817 B in A 极点频率的测量结果 (Bode100™)

在 $V_{\text{ce}} = 2 \text{ V}$ 时也进行了测量，结果极点频率略低，在 22.9 至 23.7 kHz 之间。

需要注意的是，如果从另一个 CTR 更高的分选区 (如分选区 "B" 或 "C") 选择 WL-OCPT 器件，光耦合器的极点频率会更低。在相同的直流偏压条件下，"B" 分区的样品极点频率约为 18 kHz ，而 "C" 分区的样品极点频率约为 12.5 kHz 。其原因在于 CTR 和 C_{opto} 的相互依存关系。例如，可以通过增加输出光电晶体管的基极-集电极面积来实现更高的 CTR，从而提高其对入射光子能量的灵敏度。但这会导致寄生电容增大，光耦合器极点频率降低。

从 E.41 中可以看出，在此设计中， C_{opto} 高于将补偿器极点设置在 83.25 kHz 时所需的最大值 0.38 nF 。

6.1 解决方案 1：选择较低的穿越频率

解决光耦合器限制的典型方法是降低目标穿越频率。不过，应特别注意瞬态响应，因为开环传递函数的穿越频率越低，控制环路对瞬态响应的速度就越慢。

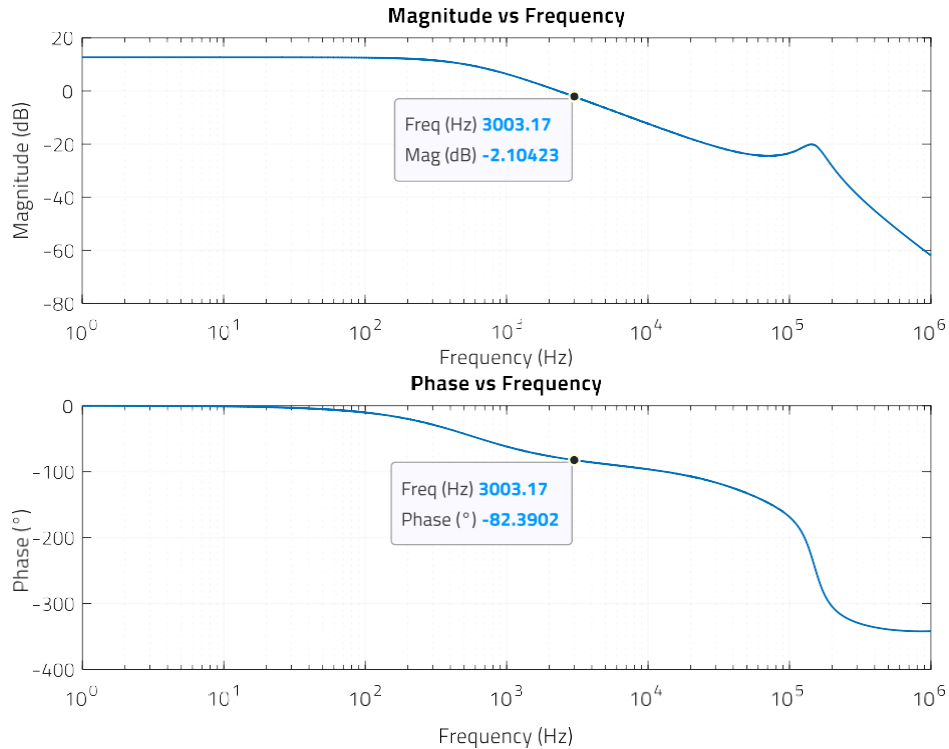


图 25: $f_c = 3 \text{ kHz}$, $S_{a_min} = 30 \text{ kV/s}$ 时的被控对象传递函数幅值 (dB) 和相位 ($^{\circ}$) (MATLAB™)

选择 $f_c = 3 \text{ kHz}$ ，根据图 25 中的被控对象幅值和相位，补偿器的要求为：

$$|C(f_c)| = +2.1 \text{ dB}$$

$$\varphi_{\text{comp_lead}}(f_c) = 70^{\circ} - 90^{\circ} - 83.2^{\circ} \approx 62^{\circ}$$

根据 E.39 和 E.40 重新计算所需的零点频率和极点频率：

$$f_z = 748 \text{ Hz}$$

$$f_p = 12.03 \text{ kHz}$$

补偿器元件值也会重新计算：

$$R_2 = 13.8 \text{ k}\Omega \text{ (选择 } 14 \text{ k}\Omega)$$

$$C_1 = 15.4 \text{ nF (选择 } 15 \text{ nF)}$$

选定值的零点频率为 $f = 758 \text{ Hz}$

$$C_{\text{col}} + C_{\text{opto}} = 2.6 \text{ nF}$$

$$C_{col} = 1.3 \text{ nF (选择1 nF)}$$

$$C_{col} + C_{opto} = 2.3 \text{ nF}$$

所选 C_{col} 值的极点频率稍高，为 $f_p = 13.8 \text{ kHz}$ 。

根据这些值，可得到图 26 所示的补偿器频率响应。

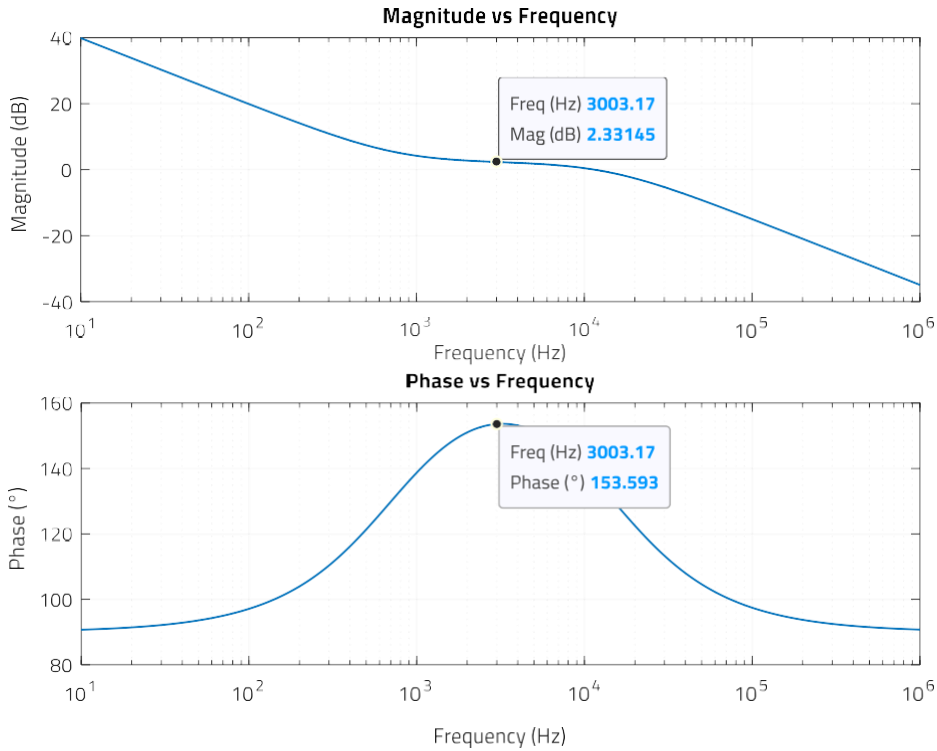


图 26: 解决方案-1 的补偿器幅度 (dB) 和相位 (°) (MATLAB™)

可以看出，在目标频率 $f_c = 3 \text{ kHz}$ 时，增益约为 2.3 dB ，相位提升为： $153.5^\circ - 90^\circ = 63.5^\circ$ 。这些与要求非常接近但并不精确的数值，是由于使用了元件的标准可用值，而不是理论计算值。

6.2 解决方案 2：添加一个零点，以消除光耦合器的极点。为补偿器添加一个极点

如果无法降低穿越频率，一个可行的解决方案是在系统中增加一个零点和一个极点。零点设置在光耦合器的极点频率上，以消除其影响。极点设置在补偿器的目标极点频率上。这样就消除了 C_{opto} 的限制，从而达到目标穿越频率。如图 27 所示，与 R_1 并联的电阻器 (R_3) 和电容器 (C_3) 可产生额外的极点和零点。这种配置实际上相当于 3 型补偿器，但由于增加的零点和光耦合器极点的影响相互抵消，因此系统实际上提供了 2 型补偿器的响应，具有零点、极点和中频增益。

需要注意的是，增加的零点可以直接补偿光耦合器的极点，也可以增加一个额外的电容 C_{col} ，将极点移到较低的频率范围，然后在该频率范围内将其抵消。这有助于减少光耦合器极点频率微小变化的影响。

加入 $C_{col} = 3.3 \text{ nF}$ 后，极点频率移至 (E.37)：

$$f_{p1} = f_{z2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_C \cdot (C_{col} + C_{opto})} = 6.92 \text{ kHz}$$

将极点置于之前计算得出的所需频率 (E.39) ($f_{p2} = 83.25 \text{ kHz}$)，并计算 R_3 以设置零点 [3]:

$$R_3 = R_1 \cdot \frac{f_{z2}}{(f_{p2} - f_{z2})} = 3.47 \text{ k}\Omega \quad (42)$$

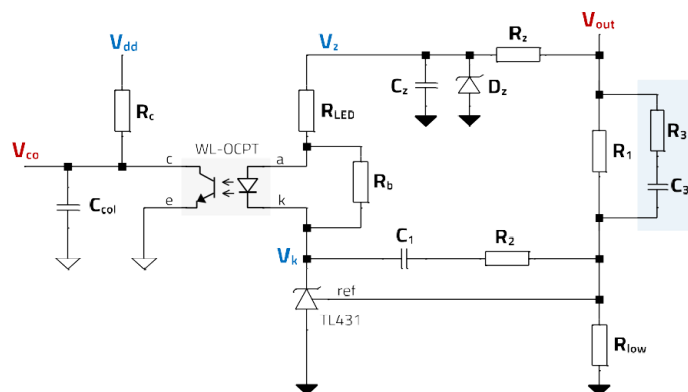


图 27: 带有 TL431 和 WL-OCPT 光耦合器的 3 型补偿器配置

选择 $R_3 = 3.6 \text{ k}\Omega$ 的值。计算电容器 C_3 ，以设置极点 [3]:

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 \cdot f_p} = 0.53 \text{ nF} \quad (43)$$

选择的 C_3 值为 0.47 nF 。由此得到的补偿器频率响应为:

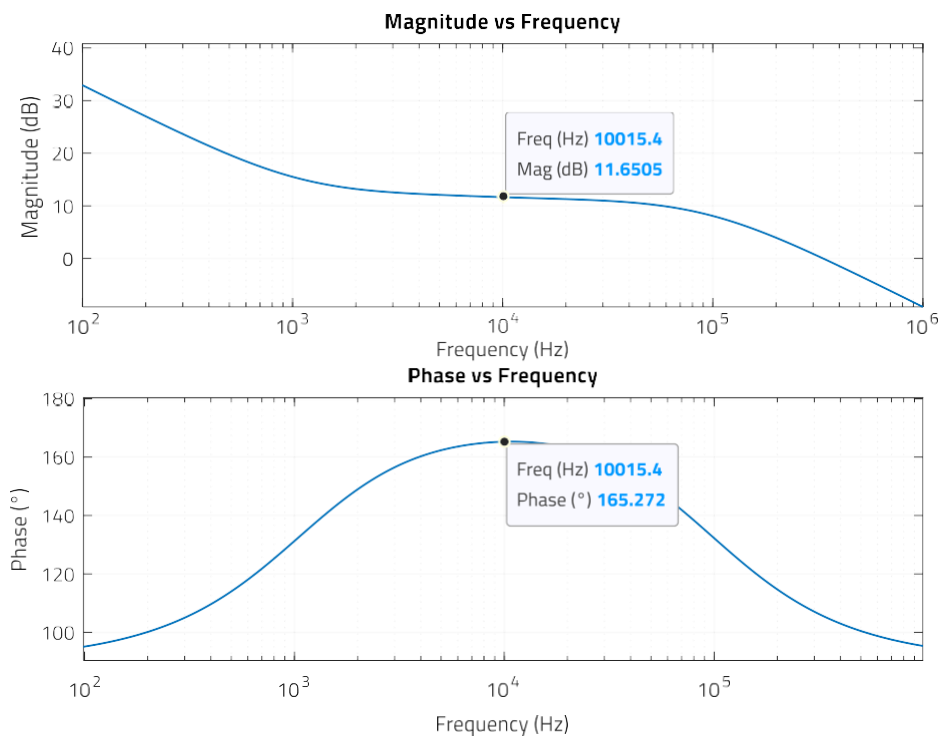


图 28: 解决方案 2 的补偿器幅度 (dB) 和相位 (°) (MATLAB™)

可以看出，在目标频率 $f_c = 10 \text{ kHz}$ 时，增益约为 11.65 dB ，相位提升为： $165.3^\circ - 90^\circ = 75.3^\circ$ 。

07. 开环响应：相位和增益裕度

解决方案-1 (图 29) 的穿越频率为 3.06 kHz，相位裕度约为 71°。增益裕度约为 25 dB，远高于建议的最小值 6 dB。解决方案 2 (图 30) 的穿越频率约为 9.3 kHz，相位裕度为 69.2°，接近 70°。增益裕度约为 15 dB，这说明了双极点谐振阻尼的重要性。

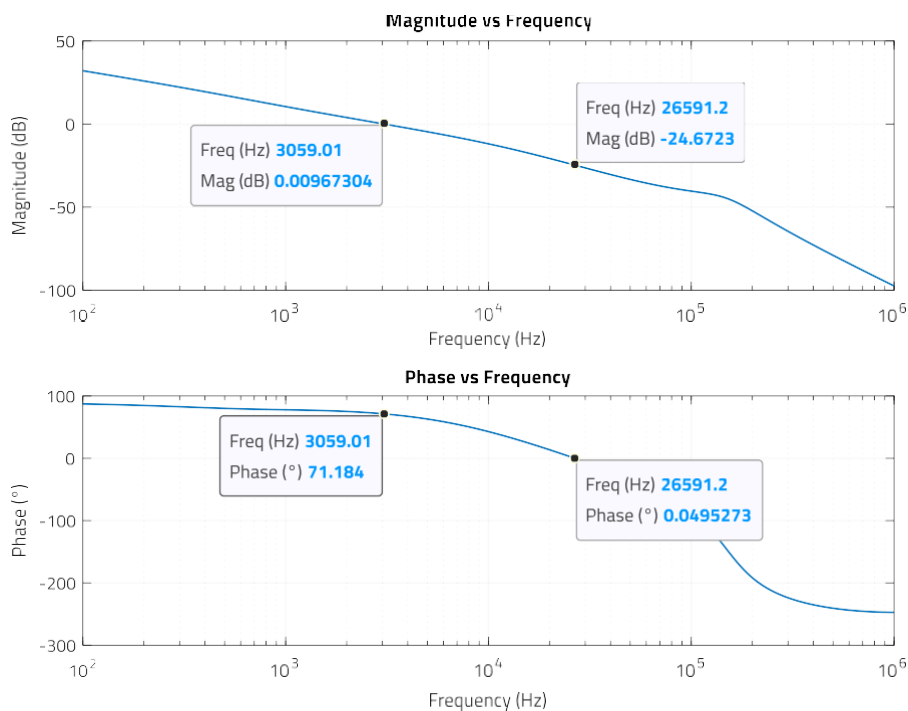


图 29: 补偿器解决方案 1 的开环传递函数的幅度 (dB) 和相位 (°) (MATLAB™)

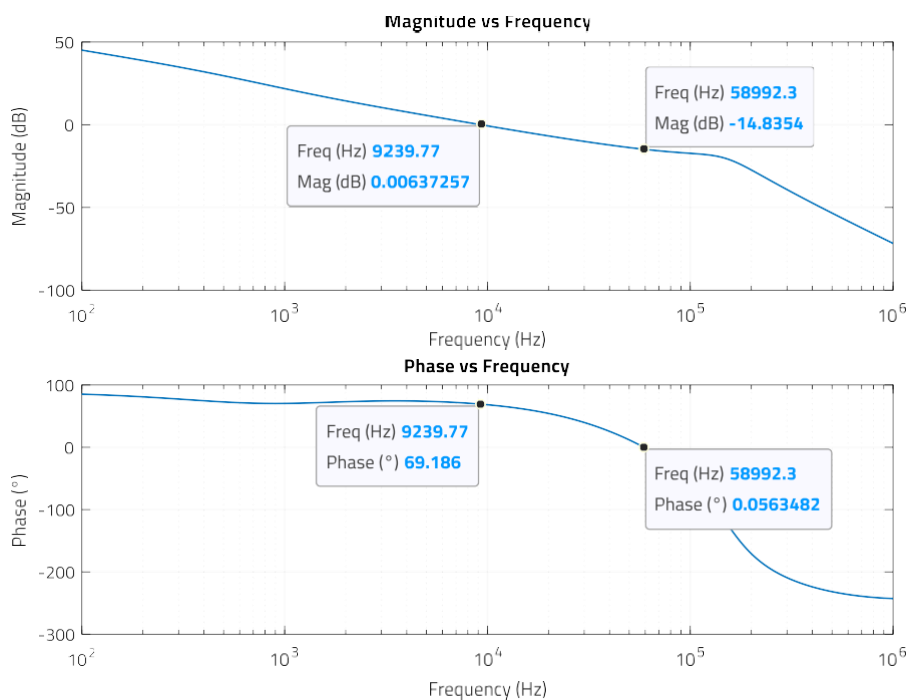


图 30: 补偿器解决方案 2 的开环传递函数的幅度 (dB) 和相位 (°) (MATLAB™)

08. 瞬态响应比较

较高的开环穿越频率 (solution-2) 可为闭环系统提供较高的带宽。更高的带宽意味着在输出电压与调节值发生任何瞬态偏差时，环路会更快地做出反应，纠正输出电压。图 31 比较了两种解决方案对 2 至 2.5 A 的负载电流阶跃的瞬态响应，电流转换速率均为 1 A/us。虽然由于 70° 的高相位裕度，两种方案的瞬态响应都“表现良好”，没有出现振铃现象，但可以看出，方案 2 的闭环带宽更高，导致过冲和欠冲更低，而且由于反应时间更快，稳定时间更短。请注意，这些结果是在 LTspice™ 中通过使用 Christophe Basso 在 [2] 中提出的平均 PWM 开关模型的转换器获得的（这是在这些波形中未观察到任何开关频率纹波的原因）。

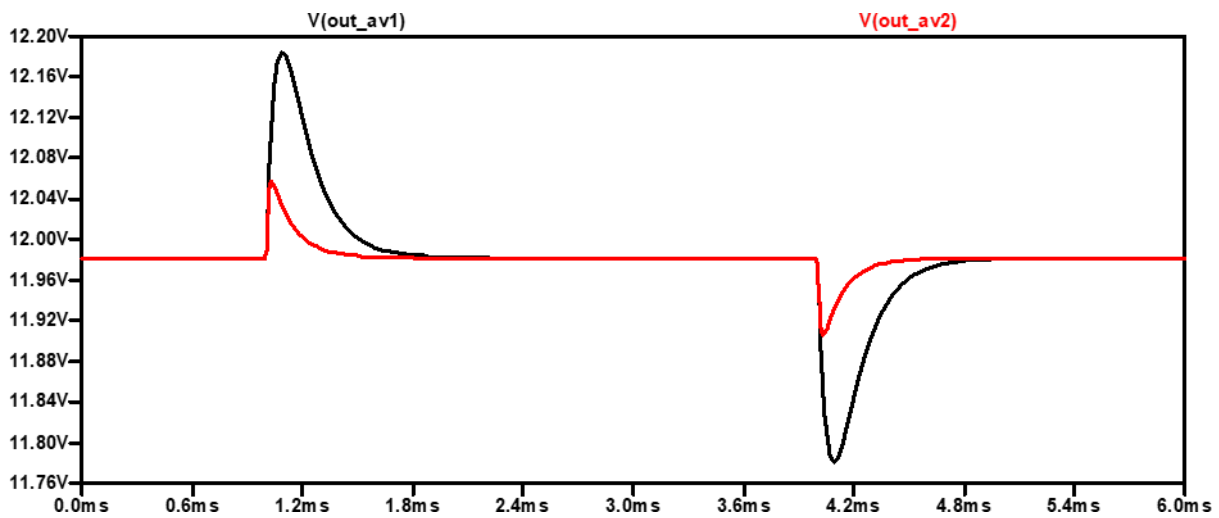


图 31: 解决方案 1 (黑色) 和解决方案 2 (红色) 的瞬态响应对比 (LTspice™ 仿真)

09. 光耦合器 CTR 变化的影响

前面的表达式 E.35 表明，补偿器的中频增益与光耦合器的 CTR 成正比，如下所示：

$$|G_m| = \frac{R_c \cdot CTR \cdot R_2}{R_{LED} \cdot R_1} \quad (44)$$

理论上，CTR 的变化会使补偿器的幅度曲线向上或向下移动，而相位曲线保持不变。实际上，CTR 和极点频率是相关联的，随着 CTR 的增加，极点频率会降低，从而导致补偿器的相位提升降低。其结果是开环传递函数的穿越频率不同，相位裕度也不同。因此，必须在 CTR 限制范围内评估系统响应。

就本设计而言，满载和最低输入电压条件下的 CTR 范围为：

$$0.4 \leq CTR \leq 0.91 \quad (45)$$

为了举例说明，固定极点频率，可以观察到在 CTR 范围内，中频增益的变化情况为 -2.8 dB (CTR = 0.4)、1.47 dB (CTR = 0.65) 和 4.2 dB (CTR = 0.9)。

这对开环穿越频率和相位裕度的影响如图 32 所示。穿越频率在 1.75 kHz 和 3.7 kHz 之间（目标频率为 3 kHz），相位裕度在

75.2° 和 66.5° 之间。在这种情况下，相位曲线的平坦斜率确保了元件参数的微小变化不会对相位裕度产生很大影响。需要注意的是，在实际应用中，极点频率变化和 CTR 的影响会导致相位裕度偏差增大，图33 中没有显示这一点。

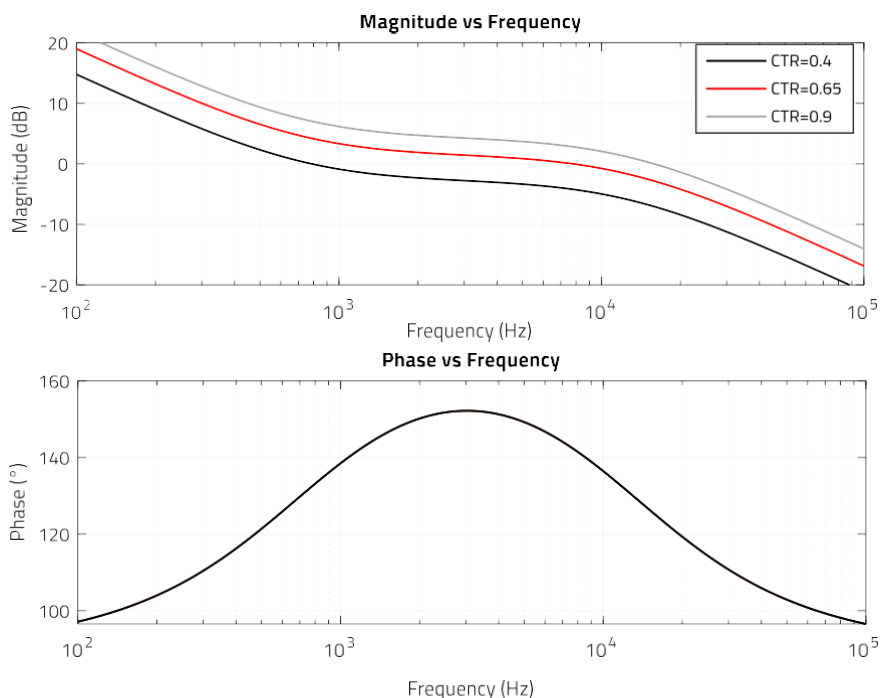


图 32: 补偿器响应与 CTR (MATLAB™) 的关系

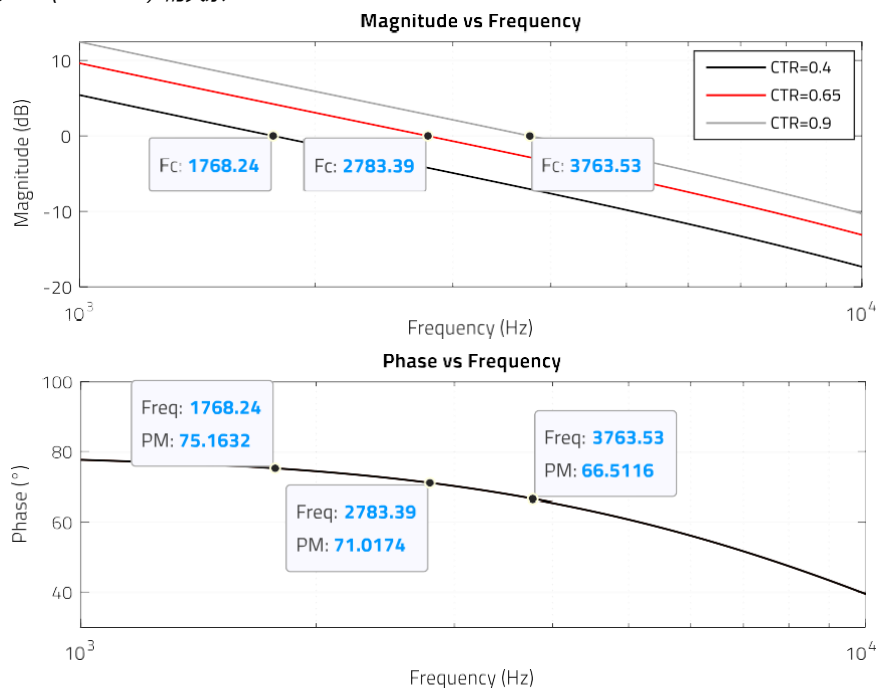


图 33: 开环传递函数: F_c 和 PM 与 CTR 的关系 (MATLAB™)

10. 设计原型和实验结果

根据第 3 节的规格，我们制作了一个 30 W 反激式转换器原型（图 34）。测量使用的是 817 系列 Bin A 型光耦合器 [WL-OCPT](#)，在前 5.2 节所示的直流偏压条件下，其静态 CTR 为 0.71。请注意，本节中的实验结果是在 $V_{in_min} = 36\text{ V}$ 和满载 $I_{out} = 2.5\text{ A}$ 的设计条件下得出的，但仍必须针对电源的所有其他预期工作条件检查反馈回路的稳定性（相位和增益裕度），并进行任何必要的调整。

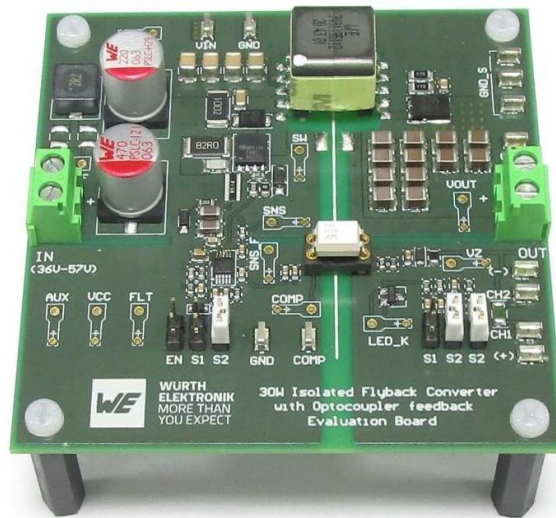


图 34: 带光耦合器的电流模式反激式转换器

10.1 测量的被控对象频率响应

如图 35 所示，控制到输出的传递函数显示的幅度和相位与分析结果十分吻合。

对于 3 kHz，分析结果显示增益和相位分别为 -2.1 dB 和 -82.4°（图25），接近测量值 -2.1 dB 和 -79.4°。对于 10 kHz，分析结果为 -12.3 dB 和 -96.3°（图12），也与测量值 -12.1 dB 和 -99° 非常接近。

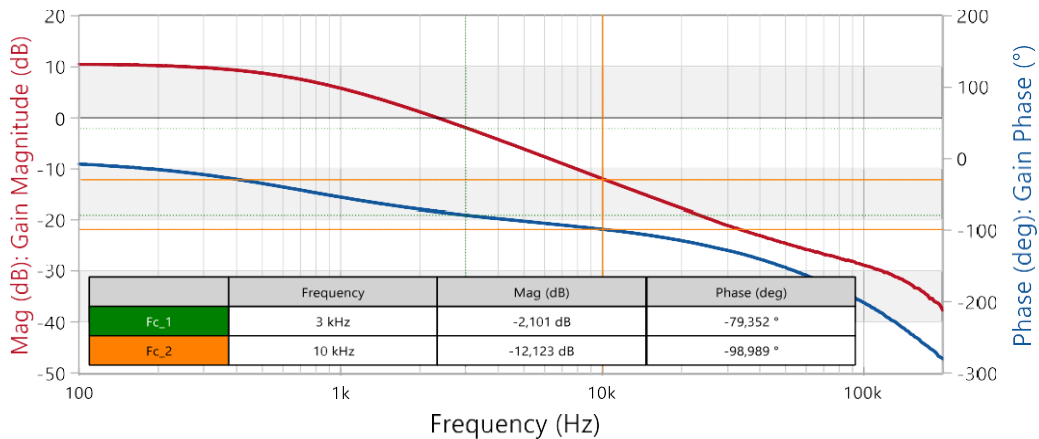


图 35: 测量的被控对象（控制到输出）幅值和相位频率响应 ($V_{in} = 36\text{ V}$, $I_{out} = 2.5\text{ A}$) (Bode100™)

10.2 补偿器设计1的结果

设计方案 1 中的补偿器在 3 kHz 时的增益为 2.3 dB，相位为 154°（图 26）。实验结果显示增益为 2.66 dB，相位为 155.9°

（图 36）。这个结果很接近，但并不精确，因为实际原型中的测量值会受到不同因素的影响。如前所述，光耦合器的小信号 CTR 略高于设计中考虑的 0.71 的静态 CTR，从而增加了测得的中频增益。但由于 R_b 分流了光耦合器 LED 的部分电流，以及齐纳网络提供的非理想交流去耦，导致中频增益降低，从而部分抵消了上述影响。零点和光耦合器极点的非精确抵消也会导致不同的结果。

开环响应显示，穿越频率为 3.2 kHz，相位裕度为 75.5°，增益裕度为 19.6 dB（图 37）。由于增加了补偿器和被控对象多余相位，相位裕度高于 70° 的目标值。虽然这种设计稳健且非常稳定，但补偿器还可以进一步“微调”，例如通过减小 C_1 来设置更高的零点频率，以降低补偿器的相位提升，从而将相位裕度降至目标值 70°。

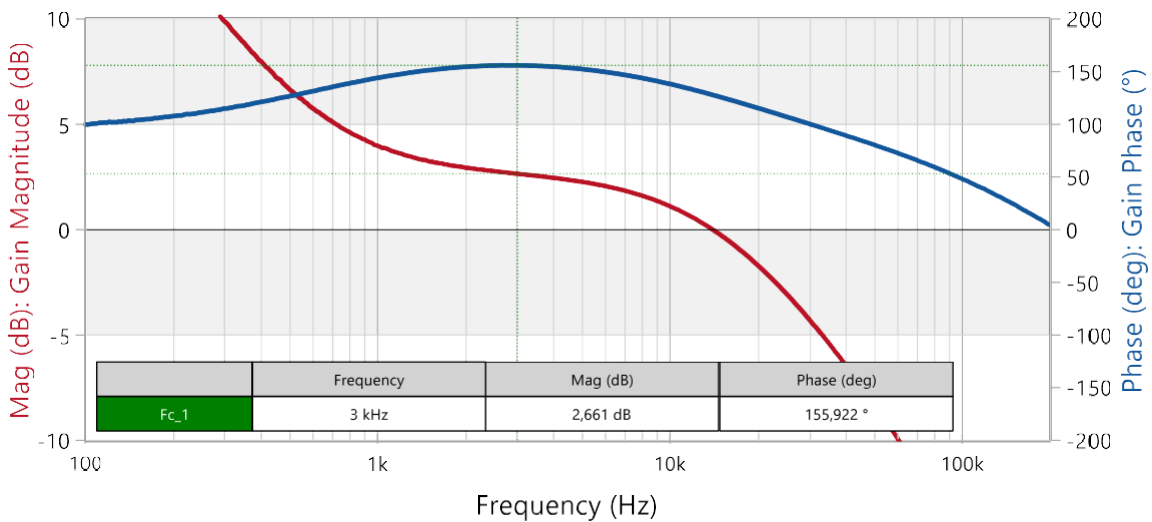


图 36: 补偿器设计 1 的补偿器幅值和相位频率响应测量值 ($V_{in} = 36 V$, $I_{out} = 2.5 A$) (Bode100™)

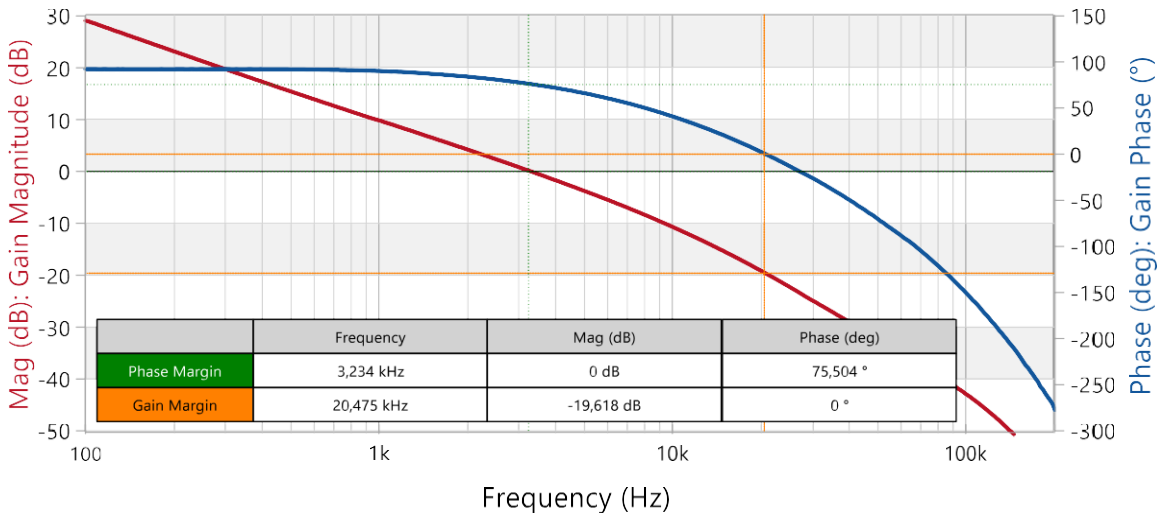


图 37: 补偿器设计值 ($V_{in} = 36 V$, $I_{out} = 2.5 A$) (Bode100™)

10.3 补偿器设计 2 的结果

补偿器在 10 kHz 时的增益约为 12.5 dB，相位为 159.3°，由于光耦合器极点与增加的零点抵消，补偿器呈现出 2 类特性（图 38）。分析结果为 11.6 dB 和 165°（图 28）。增益较高的原因已在上一节中说明。零点和光耦合器极点的非理想抵消可能会导致较低的相位提升。然而，在本例中，主要原因似乎是在 100 kHz 左右的响应中出现了两个额外的高频极点，因为可以观察到在补偿器极点之后，增益在大约 -60 dB/dec 处下降，而相位正趋向于 -90°（而不是 90°）。这些极点没有建模，在 10 kHz 时会产生较小的相位滞后。增加补偿器相位提升的可能调整方法是将补偿器极点移至更高频率和/或将抵消光耦合器极点的零点调整至更低频率。

补偿器提供的超额增益使开环穿越频率达到 10.2 kHz，高于 9.2 kHz 的设计结果。相位裕度低于 70° 的目标值，约为 59°，增益裕度约为 10 dB（图 39）。

虽然设计很稳定，但如上所述，相位裕度还可以进一步提高。需要注意的是，在这种情况下，降低补偿器中频增益（降低 R_2 ）来降低穿越频率，不仅有助于增加相位裕度，也有助于增加增益裕度。

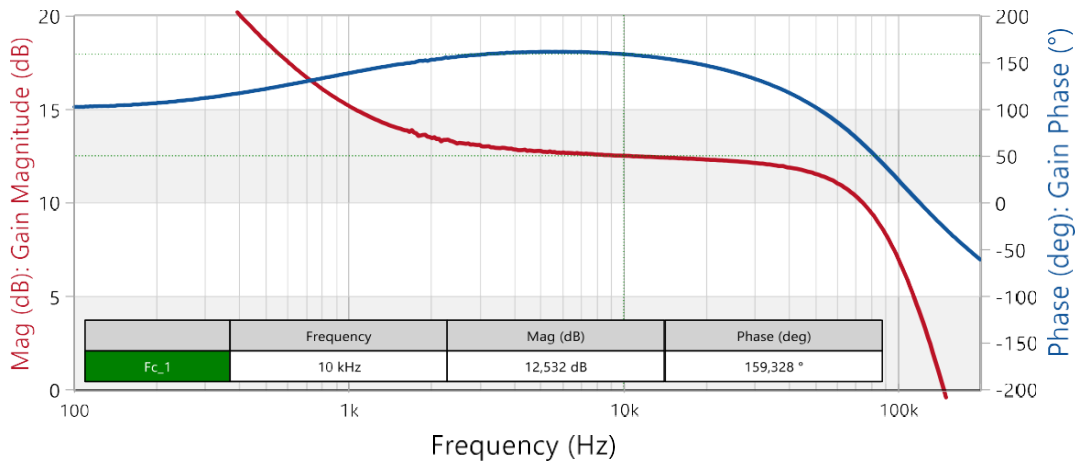


图 38: 补偿器设计 2 的补偿器幅值和相位频率响应测量值 ($V_{in} = 36 V, I_{out} = 2.5 A$) (Bode 100™)

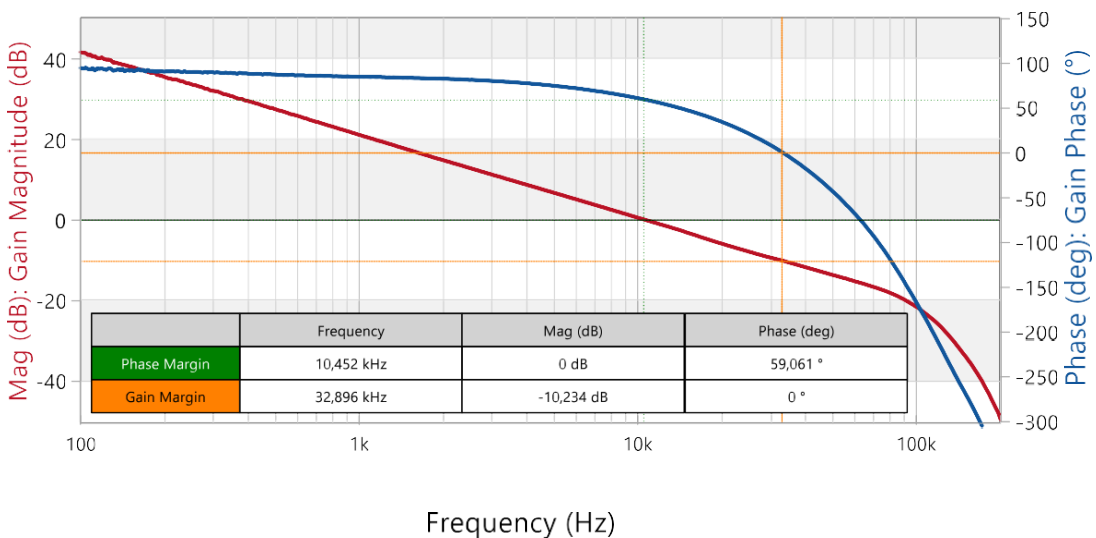


图 39: 补偿器设计 2 的开环幅值和相位频率响应测量值 ($V_{in} = 36 V, I_{out} = 2.5 A$) (Bode 100™)

10.4 负载瞬态响应测量

两种补偿器设计方案的负载瞬态响应结果如图 40 所示 (设计 1 $f_c = 3.2 \text{ kHz}$, $PM = 75.5^\circ$) 和图 41 (设计 2 $f_c = 10.4 \text{ kHz}$, $PM = 59^\circ$)。请注意, 为便于直接比较, 两个示波器捕捉到的轴刻度是相同的。虽然相位裕度有所不同, 但结果仍与图 31 所示的 LTspice™ 仿真结果一致。正如预期的那样, 采用较高的穿越频率和较低的开环响应相位裕度 (设计 2), 响应速度更快, 过冲和欠冲更低, 稳定时间更快。

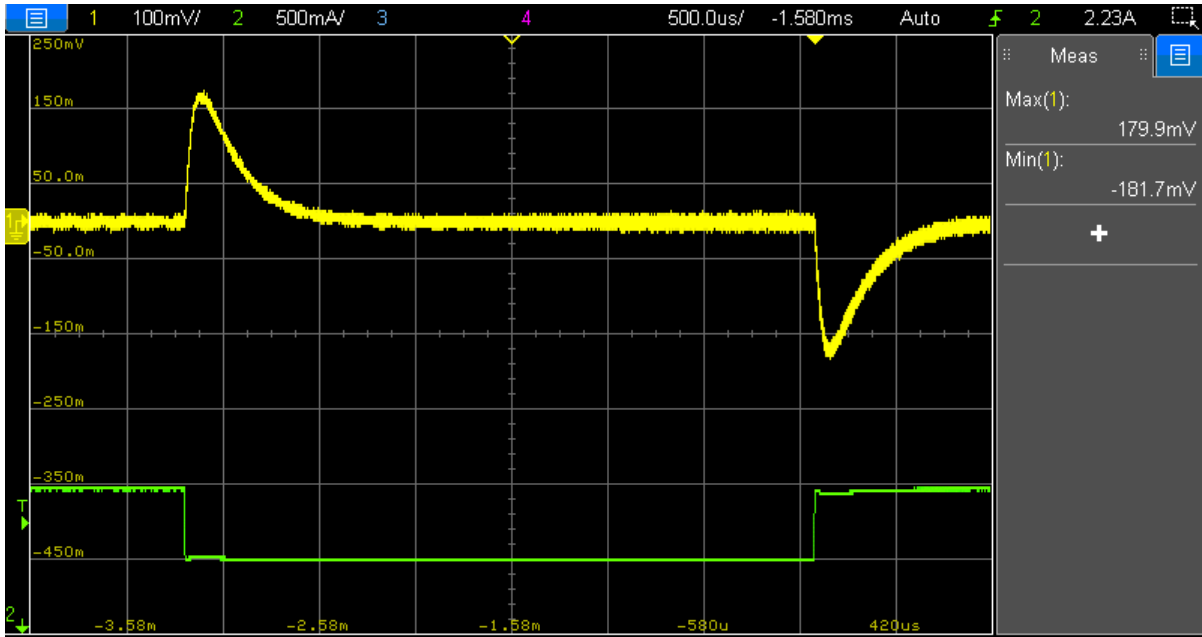


图 40: 补偿器设计 1 的负载瞬态响应 ($V_{in} = 36 \text{ V}$, $f_c = 3.2 \text{ kHz}$, $PM = 75.5^\circ$) ($I_{out} = 2 \text{ A}$ 至 2.5 A 电流阶跃, $1 \text{ A}/\mu\text{s}$)

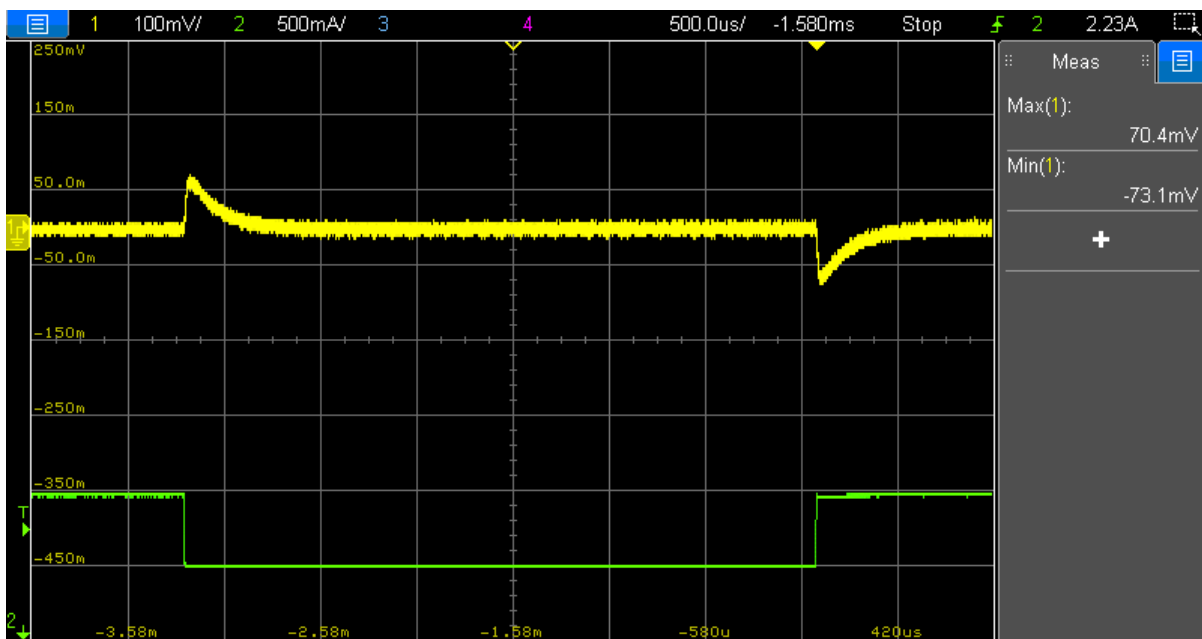


图 41: 补偿器设计 2 的负载瞬态响应 ($V_{in} = 36 \text{ V}$, $f_c = 10.4 \text{ kHz}$, $PM = 59^\circ$) ($I_{out} = 2 \text{ A}$ 至 2.5 A 电流阶跃, $1 \text{ A}/\mu\text{s}$)

10.5 CTR变化的结果

前面显示的实验结果是使用分选 A 的 [WL-OCPT817](#) 器件获得的，在 $V_{ce} = 2.7\text{ V}$ 和 $I_c = 0.46\text{ mA}$ 的直流偏压条件下，CTR 为 0.7。从前面的第 5.2 节可以看出，这种分选和直流偏压条件下的最大预期 CTR 为 0.9。为了评估 CTR 变化的影响，还使用 B 分选的光耦合器对两种补偿器设计的转换器稳定性进行了额外测试，在所述直流偏置条件下测量的 CTR 为 0.9。

在这两种情况下都可以观察到，较高的 CTR 会导致较高的开环穿越频率，这是意料之中的，因为它增加了补偿器的中频增益。相位曲线随着频率的增加而下降，导致相位裕度减小。此外，光耦合器的极点频率也会随着 CTR 的增加而降低，从而降低补偿器的相位提升。这就是在这种特殊设计中，最高 CTR 代表最坏情况的原因。

虽然实验结果表明控制环路稳定，但如果补偿器的设计考虑到 0.9 的最大 CTR，而不是本文中的 0.71（CTR 范围的中间值），就能确保所选分选范围内的所有其他光耦合器设备具有更高的相位裕度。

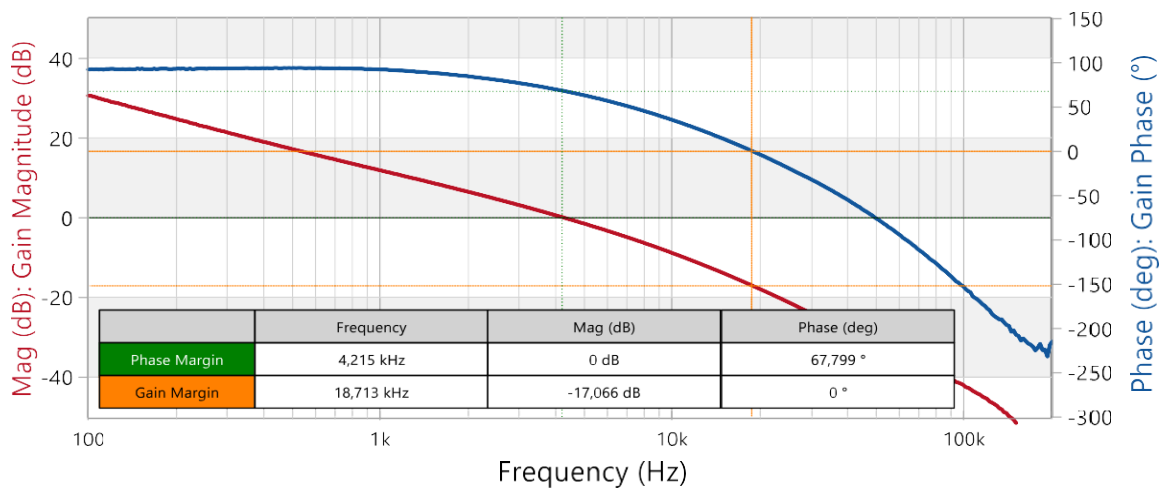


图 42: 补偿器设计 1 的实测开环响应 (WL-OCPT, CTR=0.9) ($V_{in} = 36\text{ V}$, $I_{out} = 2.5\text{ A}$) (Bode100™)

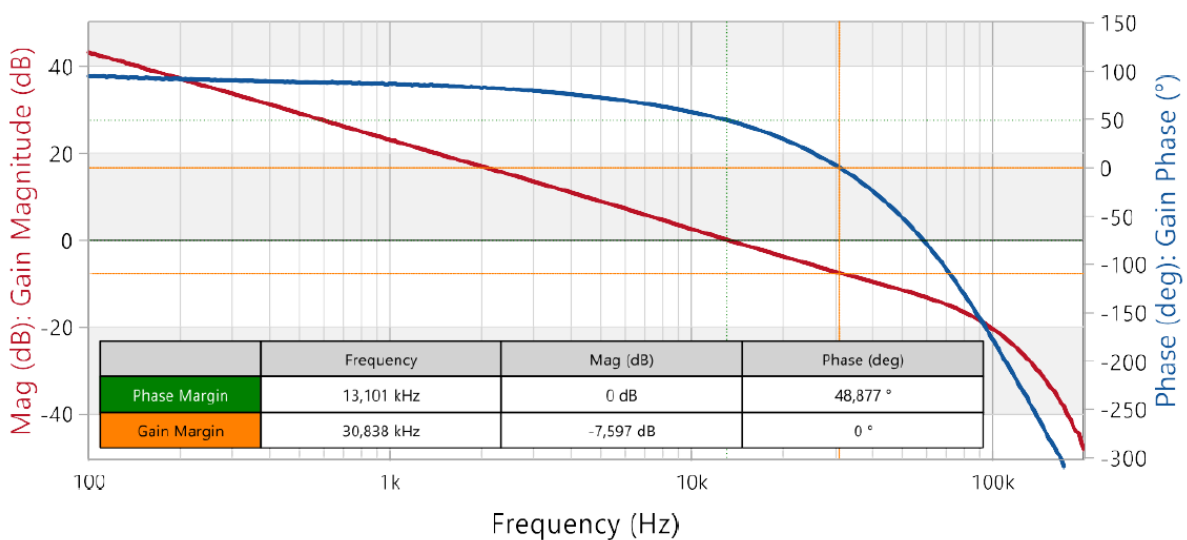


图 43: 补偿器设计 2 的实测开环响应 (WL-OCPT, CTR=0.9) ($V_{in} = 36\text{ V}$, $I_{out} = 2.5\text{ A}$) (Bode100™)

10.6 测试装置

图44 显示了用于频率响应测量（开环响应）的测试装置。使用的是 Omicron Lab 的Bode100™ 和B-WIT™ 注入变压器。电阻负载（ $4.7\ \Omega$ ）的输出电流为 2.55 A（满载）。请注意，本测试最好避免使用电子负载。

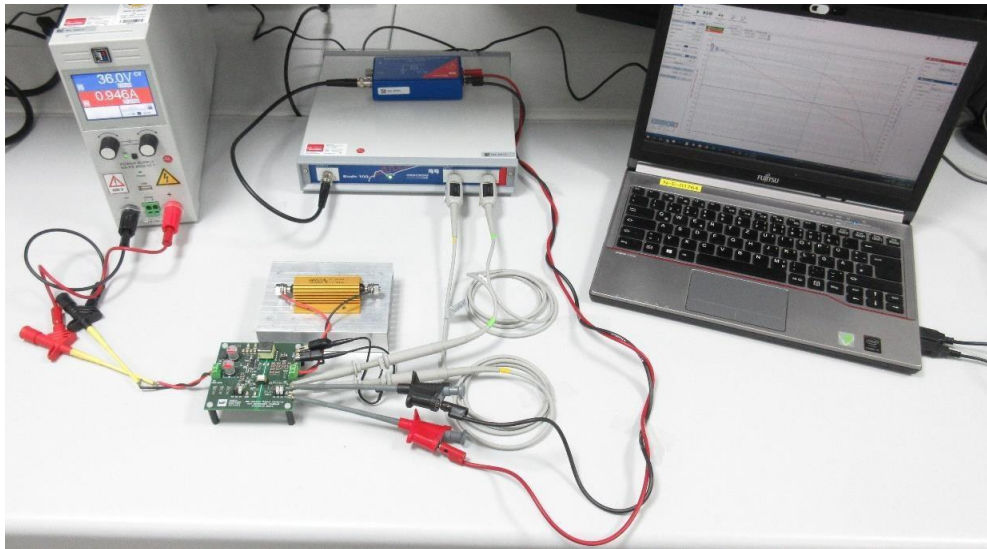


图 44: 用于测量传递函数/频率响应的测试装置

图45 中的测试装置用于测量负载瞬态，负载电流阶跃为 2 A 至 2.5 A。 $6\ \Omega$ 电阻器（装置中使用 $2 \times 3\ \Omega$ 串联电阻器）的恒定输出电流为 2 A。一个 $25\ \Omega$ 电阻器通过一个具有动态栅极控制功能的开关 MOSFET 与 $6\ \Omega$ 电阻器并联。它可额外汲取 0.5 A 电流，以实现所需的上升和下降 di/dt 负载电流阶跃。

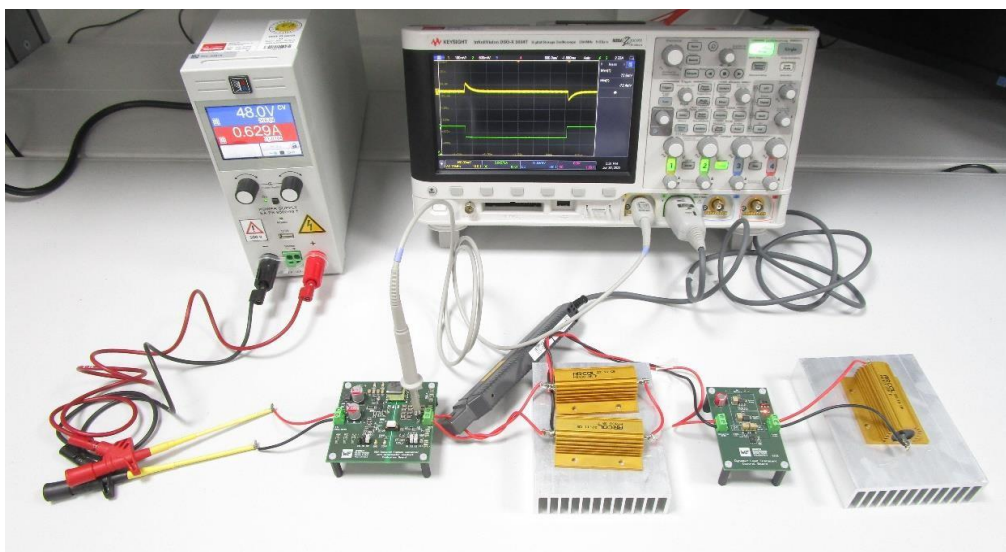


图 45: 负载瞬态响应测量的测试装置

11. 综述和结论

光耦合器广泛用于在隔离电源中跨隔离屏障传输反馈信号。因此，光耦合器是补偿器模块的一部分，其参数会影响补偿器的传递函数。一种非常流行的补偿器配置是使用带有光耦合器的 TL431，在设计直流偏置时，需要找到其最小电流传输比 (CTR) 值，在分析系统性能时需要找到其整个 CTR 范围。CTR 的变化会使补偿器传递函数的幅值曲线向上或向下移动，从而导致不同的穿越频率，进而导致不同的开环传递函数相位裕度。另一个重要的考虑因素是光耦合器光电晶体管的集电极-发射极寄生电容，它限制了光耦合器的带宽。这种寄生电容通常用于设置 offline AC-DC 转换器等低穿越频率系统的补偿器极点。

对于更高的穿越频率，如本文所示的例子，可以通过在补偿器中引入额外的零点和极点来消除光耦合器极点的限制。无论如何，光耦合器的 CTR 和极点频率在控制环路中起着关键作用，设计时需要考虑它们的值和偏差变化。我们提供了查找 CTR 范围和光耦合器极点频率的示例步骤，并说明了它们在控制环路中的影响。除了强调光耦合器在系统中的作用外，本文件还介绍了补偿器设计中的一个逐步示例步骤，用于稳定在 CCM 中的电流模式反激式转换器。

A 附录

A.1 测量 WL-OCPT 光耦合器 CTR

光耦合器的电流传输比可以用不同的方法和测量设备进行测量。在图 46 的示例设置中，电压 V_{dd} 和集电极或发射极电阻值 "R" 均按设计设置 (本例中: $R = R_c = 5\text{ k}\Omega$, $V_{dd} = 5\text{ V}$)。在 LED 一侧选择相同的电阻值，使用信号发生器输出低幅正弦波形，并调整直流偏移，以提供所需的 LED 偏置电流，从而将 V_{ce} 设置为目标值 (在本例中，满载时 $V_{ce} = 2.7\text{ V}$ ，即 $V_2 = 2.3\text{ V}$)。使用示波器探测电压 V_1 和 V_2 ，通过直流平均值和交流峰峰值的比值直接求出 CTR，如下所示：

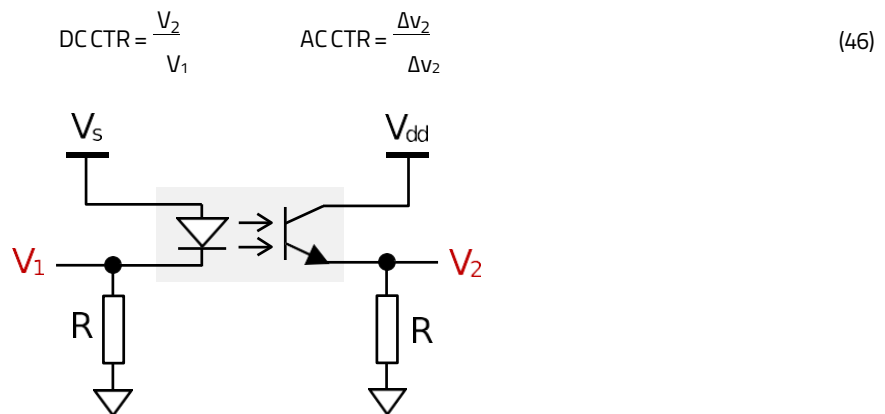


图 46: 测量 WL-OCPT 光耦合器静态和动态 CTR 值的示例设置

A.2 测量 WL-OCPT 光耦合器极点频率

光耦合器的极点频率也可以通过不同的技术进行测量。图 47 显示了使用矢量网络分析仪 (VNA) (如 Bode100™) 和注入变压器 (如 B-WIT 100™) 进行测量设置的示例。设置注意事项与上述 CTR 测量类似，直流源 V_{in} 经过调整，以提供设置目标 V_{ce} 电压所需的 LED 偏置电流。请注意，应使用示波器在低频 (至少比极点频率低 10 倍) 下检查电压 V_1 和 V_2 ，以确保正弦波形没有削波或失真。如果是这样，则需要减小注入交流电压的振幅或电阻 R_s (通常在 10 至 $100\ \Omega$ 之间)。典型的测量结果如上图 24 所示。

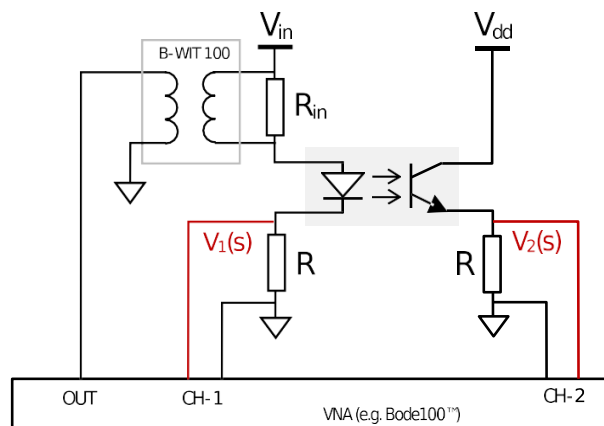


图 47: 使用矢量网络分析仪 (VNA) 测量 WL-OCPT 光耦合器极点频率的示例设置

A.3 参考资料

- [1] C. Basso, *Transfer Functions of Switching Converters*, Faraday Press, 2021
- [2] C. Basso, *Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs, Second Edition* McGraw-Hill Professional, 2014
- [3] C. Basso, *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide*, Artech House, 2012
- [4] D.Venable, "The K factor: a new mathematical tool for stability analysis and synthesis", *Proceedings from Powercon 10*, 1983, San Diego
- [5] R.W.Eriksson, D.Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics, Second Edition*, Springer, 2001
- [6] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part 1: Continuous Conduction Mode", *Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 1990.
- [7] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part 2: Discontinuous Conduction Mode", *Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 1990.
- [8] *WE-PoEH 7491195112* Datasheet, Würth Elektronik
- [9] *NCP12700* Datasheet, Onsemi
- [10] *TL431* Datasheet, Nexperia
- [11] *WL-OCPT 817* phototransistor optocoupler series Datasheet, Würth Elektronik
- [12] *AN0007: Understanding Phototransistor Optocouplers*, Application note, Würth Elektronik
- [13] *AN0006: Lifetime of Optocoupler*, Application note, Würth Elektronik

重要声明

本应用指南基于我们对这些领域典型要求积累的知识和经验。它是一般性指南，不应被视为伍尔特电子集团对客户应用适用性的承诺。本文中的信息如有更改，恕不另行通知。未经书面许可，不得翻印或复制本文档及其部分内容，不得将其内容透露给第三方，也不得将其用于未经授权的用途。

伍尔特电子集团及其子公司和分支机构（伍尔特电子）不对任何形式的应用支持承担责任。客户可以在其应用和设计中使用伍尔特电子的帮助和产品建议。伍尔特电子产品在特定客户设计中的适用性和使用责任始终完全在客户自己。基于这一事实，客户应在适当时自行评估和研究，判断具有产品规格中所述特定产品特征的设备是否有效，以及是否适合相应的客户应用。

技术规格见产品最新规格书。顾客应使用规格书，并注意确认最新规格书。可以从 www.weonline.com 下载。客户应严格遵守所有产品特定的说明、注意和警告。我们保留对产品和服务进行更正、修改、增强、改进和其他更改的权利。

伍尔特电子不保证或代表任何基于与伍尔特电子产品或服务使用的任何组合、机器或过程有关的任何专利权、版权、屏蔽作品权或其

他知识产权，以及以明示或暗示的方式授予的许可。伍尔特电子发布的有关第三方产品或服务的信息并不代表伍尔特电子授予的使用此类产品或服务的许可证、保修书或认证。

伍尔特电子产品不可用于对安全有严格要求的应用，或合理预期产品故障会导致严重的人身伤害或死亡的用途。此外，伍尔特电子产品不应用于军事、航空航天、航空、核控制、潜艇、运输（汽车控制，火车控制，船舶控制）、交通信号、防灾、医疗、公共信息网络等领域。客户应在进入设计阶段之前告知伍尔特电子有关此类用途的意图。在某些要求高安全性的客户应用中，电子组件的故障或故障可能危及人类生命或健康，客户必须确保他们在应用安全和法规后果方面具有所有必要的专业知识。客户承认并同意，无论伍尔特电子提供与应用程序相关的任何信息或支持，他们将对与其产品以及在对安全有严格要求的应用中使用伍尔特电子产品有关的所有法律、法规和安全性要求承担全部责任。

客户应就在对安全有严格要求的应用中使用伍尔特电子产品造成的损害，对伍尔特电子进行赔偿。

相关链接



应用指南

www.we-online.com/appnotes



REDEXPERT 设计平台

www.we-online.com/redexpert



工具箱

www.we-online.com/toolbox



产品目录

www.we-online.com/products

联系方式



appnotes@we-online.com

Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1 74638 Waldenburg
Germany

www.we-online.com

伍尔特（天津）电子有限公司

苏州在线服务中心：+86-512-65128813

电话: +86 22 2385 8666

邮箱: eiSos-china@we-online.com