

Application Note

使用混合输出电容器进行 D-CAP2™ 和 D-CAP3™ 环路分析



Xueliang Zhang, Yuchang Zhang, Katherine Chen

摘要

D-CAP2™ 和 D-CAP3™ 转换器通过纹波注入电路实现低 ESR 陶瓷输出电容器。但许多设计人员仍然倾向于使用电解电容器或聚合物来获得高电容，从而改善纹波和瞬态性能。本应用手册讨论了使用不同类型电容器（尤其是电解电容器或聚合物）的 D-CAP2 和 D-CAP3 转换器的环路稳定性。本应用手册介绍了基于 D-CAP2 和 D-CAP3 级小信号模型使用混合输出电容器网络计算零点和极点。理论计算结果通过基准环路测试进行验证。提供了具有混合输出电容器网络的 D-CAP2 和 D-CAP3 转换器环路稳定性分析。本应用手册还提供了两个基于 TPS51386EVM 的应用设计示例，TPS51386EVM 是一款具有自适应导通时间 D-CAP3 控制模式的 4.5V 至 24V 输入、8A 同步降压转换器。

内容

1 引言.....	1
2 混合电容器的 Zcap 计算.....	2
3 实验验证.....	4
4 使用混合输出电容器网络进行环路稳定性分析.....	4
5 具有混合输出电容器网络的 D-CAP3™ 转换器的应用设计实例.....	7
6 总结.....	8
7 参考资料.....	8

插图清单

图 2-1. 混合输出电容器的简化等效电路.....	2
图 2-2. 具有混合电容器网络的 D-CAP3™ 功能方框图.....	2
图 3-1. 基准环路测试的波特图结果.....	4
图 4-1. $\omega_{z_C2} > \omega_{cross}$ 时 D-CAP3 转换器的环路增益.....	5
图 4-2. $\omega_{z_C2} < \omega_{cross}$ 时 D-CAP3™ 转换器的环路增益.....	6
图 5-1. C2= 150μF、ESR 为 5mΩ 时的实验结果.....	7
图 5-2. C2= 150μF、ESR 为 70mΩ 时的实验结果.....	8

表格清单

商标

D-CAP2™ D-CAP3™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

一般来说，MLCC 具有低电容和小 ESR，而电解电容具有高电容和大 ESR。许多设计人员将 MLCC 和电解电容器并联来获得高电容，从而改善纹波和瞬态性能。不过，电解电容器具有较大的 ESR，在直流/直流转换器小信号模型中，混合输出电容器会在环路中引入额外的零点和极点。当电解电容器的 ESR 过大时，零点和极点会推入带宽中，这会对环路的稳定性产生直接影响。本应用手册会计算混合输出电容器的零点和极点，并分析环路稳定性。

2 混合电容器的 Zcap 计算

两种不同类型的并联电容器在应用设计中很常见，因此此处主要讨论两种类型的并联电容器。混合输出电容器的简化等效电路如图 2-1 所示。C1 是具有小 ESR 的 MLCC，而 C2 是具有高电容和大 ESR 的电容器，例如电解电容器或聚合物电容器。

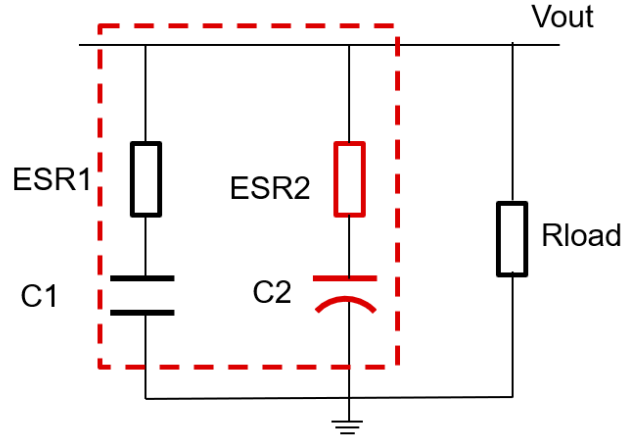


图 2-1. 混合输出电容器的简化等效电路

混合输出电容器网络的阻抗可通过方程式 1 计算得出。

$$Z_{cap}(s) = \left(r_1 + \frac{1}{sC_2}\right) // \left(r_1 + \frac{1}{sC_2}\right) = \frac{(1 + sC_1r_1)(1 + sC_2r_2)}{s(C_1 + C_2) \left[1 + s(r_1 + r_2) \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right]} \quad (1)$$

其中，r1 为 C1 的 ESR；r2 是 C2 的 ESR

结果表明，与仅使用一种 MLCC 电容器网络相比，混合电容器网络会引入额外的零点 ω_{z_C2} 和极点 ω_{p_C2} 。

$$\omega_{z_C2} = \frac{1}{C_2r_2} \quad \omega_{p_C2} = \frac{1}{(r_1 + r_2) \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}} \quad (2)$$

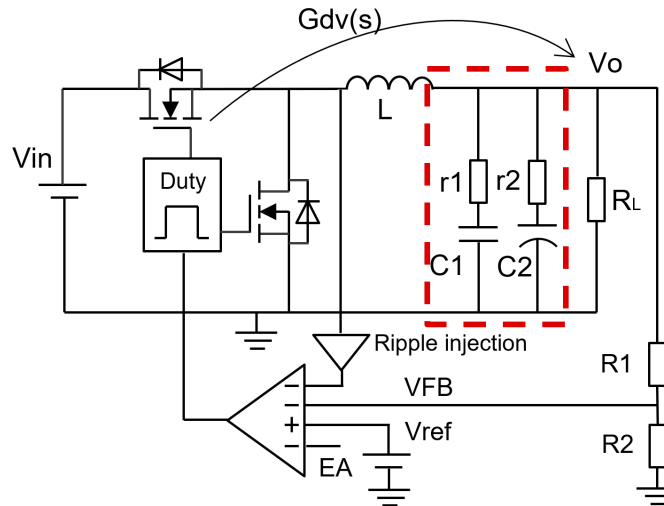


图 2-2. 具有混合电容器网络的 D-CAP3™ 功能方框图

D-CAP2 和 D-CAP3 转换器之间的唯一区别在于，D-CAP3 具有误差放大器 (EA) 以消除输出电压的静态误差，而 D-CAP2 转换器没有 EA 块。由于 EA 不会影响混合电容器网络的环路分析，因此在接下来的分析中将以 D-CAP3 为例进行说明。图 2-2 展示了具有混合电容器网络的简化 DCAP3 功能方框图。基于底部检测纹波注入固定导通时间频域分析的 D-CAP2™ 频率响应模型应用手册基于 D-CAP2/3 小信号模型构建，通过 MLCC 电容器网络提供从占空比到 Vout 的传递函数。将输出的混合电容网络与方程式 1 结合使用可得到方程式 3 中的 Gdv(s)。

$$Gdv(s) = \frac{V_{in} \times \left(1 + \frac{S}{\omega_{z_C1}}\right) \left(1 + \frac{S}{\omega_{z_C2}}\right)}{\left[1 + 2\sigma \frac{S}{\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2\right] \left(1 + \frac{S}{\omega_{p_C2}}\right)} \quad (3)$$

其中

$$\sigma = \frac{\sqrt{L/C_0} + R_L(r_L + r_C)\sqrt{L/C_0}}{2R_L\sqrt{1 + r_L/R_L}} \quad (4)$$

C₀ 是总输出电容

ω₀ 是双极点：

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C_1 + C_2)}} \quad (5)$$

ω_{z_C1} 是 C1 生成的零点：

$$\omega_{z_C1} = \frac{1}{C_1 r_1} \quad (6)$$

ω_{z_C2} 是 C2 生成的零点：

$$\omega_{z_C2} = \frac{1}{C_2 r_2} \quad (7)$$

ω_{p_C2} 是混合电容器网络生成的极点：

$$\omega_{p_C2} = \frac{1}{(r_1 + r_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (8)$$

3 实验验证

为了验证上一节中的计算结果，以 TPS51386EVM 为例执行基准环路测试，并使用波特图进行环路分析。TPS51386 是具有自适应导通时间 D-CAP3 控制模式的 4.5V 至 24V 输入 8A 同步降压转换器。

实验条件为： $V_{in}=20V$ ， $V_o=3.3V$ ， $I_{out}=8A$ ， $f_{sw}=600kHz$ ， $L=1.5\mu H$ ， $C1=22\mu F \times 4$ ，总有效电容 $\approx 59\mu F$ ，总 ESR 为 $0.5m\Omega$ ， $C2=220\mu F$ ，ESR 为 $20m\Omega$ 。TPS51386 内部纹波注入的零点 ω_{R1} 约为 $45kHz$ 。

方程式 5 至方程式 8 用于计算零点和极点，结果为 $\omega_0=7.8kHz$ ， $\omega_{z_C1}=5.40MHz$ ， $\omega_{z_C2}=36.2kHz$ 且 $\omega_{p_C2}=167kHz$ 。

图 3-1 展示了 EVM 电路板的波特图测试结果，并标出了转动频率的位置。振幅增益曲线的结果表明，转换频率与计算出的零点和极点频率相对应。该图还验证了前面的计算结果是准确的。

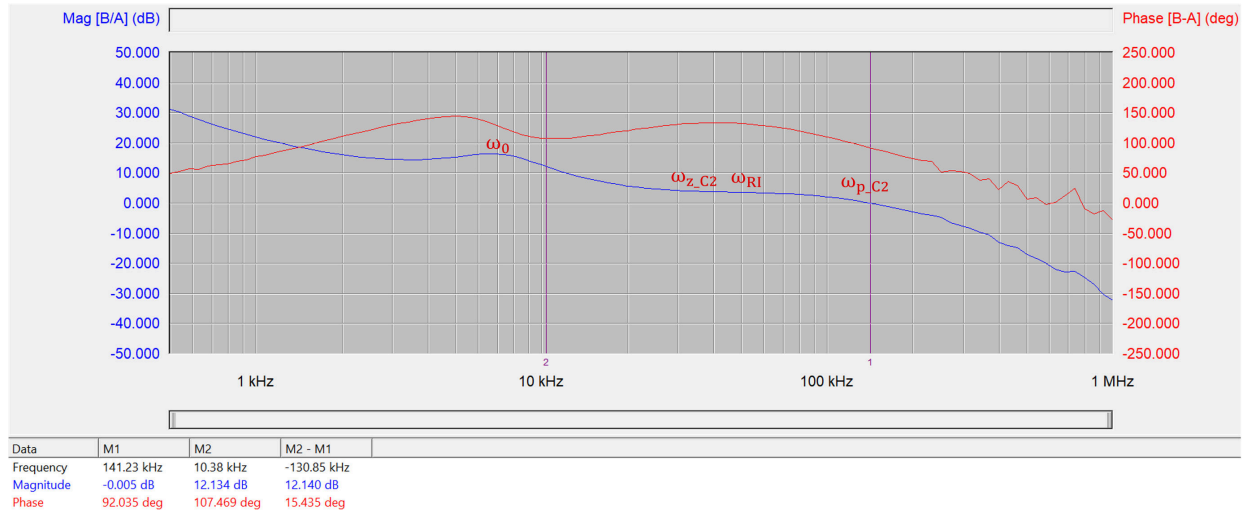


图 3-1. 基准环路测试的波特图结果

4 使用混合输出电容器网络进行环路稳定性分析

D-CAP3 转换器的环路在 MLCC 输出电容器网络中保持稳定，且带宽低于 $1/3$ 开关频率，因此可确保环路稳定。对使用混合输出电容器网络时的环路稳定性进行了更详细的讨论。

方程式 9 展示了零点频率减去极点频率， $C1 < C2$ ， $R1 < R2$ ，结果小于 0。零点频率始终小于极点频率，这样可以简化后续分析和计算。由于 MLCC 的 ESR 和电容较低，因此零点 ω_{z_C1} 通常位于非常高的频率，不会影响环路稳定性。讨论的重点是零点 ω_{z_C2} 和极点 ω_{p_C2} ，分为两种情况。

$$\omega_{z_C2} - \omega_{p_C2} = \frac{1}{C_2 r_2} - \frac{1}{(r_1 + r_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} = \frac{C_1 r_1 - C_2 r_2}{(r_1 + r_2) C_1 C_2 r_2} < 0 \quad (9)$$

情况 1：当 C2 的 ESR 和电容不够大、C2 产生的零点 ω_{z_C2} 大于 ω_{cross} 且超出带宽时，如图 4-1 所示。 ω_{z_C2} 和 ω_{p_C2} 对带宽影响不大，带宽小于 $1/3 \times f_{sw}$ 。

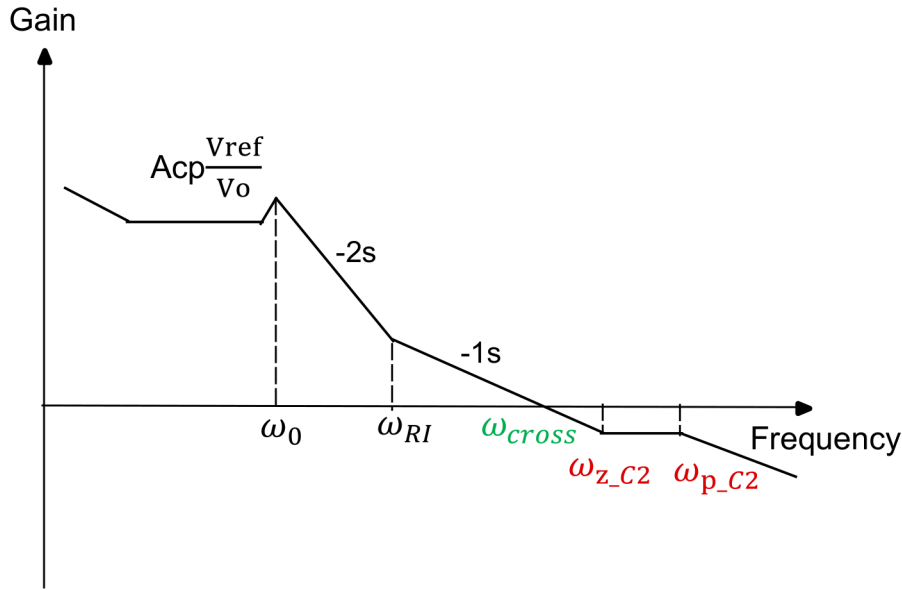


图 4-1. $\omega_{z_C2} > \omega_{cross}$ 时 D-CAP3 转换器的环路增益

环路稳定条件为 $\omega_{z_C2} > \omega_{cross}$ ，交叉频率可通过以下公式计算：

$$\frac{20 \lg\left(\text{Acp} \frac{V_{\text{ref}}}{V_0}\right) - 20 \lg(G_{\text{RI}})}{\lg(\omega_0) - \lg(\omega_{\text{RI}})} = -40 \text{dB/十倍频程} \quad (10)$$

$$\frac{20 \lg(G_{\text{RI}}) - 0}{\lg(\omega_{\text{RI}}) - \lg(\omega_{\text{cross}})} = -20 \text{dB/十倍频程}$$

ω_{cross} 可通过以下公式得出：

$$\omega_{\text{cross}} = \frac{\text{Acp} V_{\text{ref}} \omega_0^2}{V_0 \omega_{\text{RI}}} \quad (11)$$

同时，引入的 C2 会使双极频率 ω_0 变得较小，导致交叉频率也降低。如果 $\omega_{cross} \leq \omega_{\text{RI}}$ ，环路增益会以 -40dB/十倍频程的斜率与 0dB 相交，导致环路在没有足够相位裕度的情况下变得不稳定。因此，环路稳定条件为 $\omega_{z_C2} > \omega_{cross}$ 且 $\omega_{cross} > \omega_{\text{RI}}$ ，可通过以下公式得出：

$$C_2 r_2 < \frac{V_0 \omega_{\text{RI}}}{\text{Acp} V_{\text{ref}} \omega_0^2} \quad (12)$$

和

$$C_2 < \frac{\text{Acp} V_{\text{ref}} \omega_0^2}{L V_0 \omega_{\text{RI}}} - C_1 \quad (13)$$

情况 2：当 ESR 和电容足够大、 ω_{z_C2} 被推入到带宽范围内（如图 4-2 所示）、 $\omega_{z_C2} < \omega_{cross}$ 时。由于增益曲线经过零点 ω_{z_C2} ，增益曲线的斜率变为 0，只有当斜率遇到极点 ω_{p_C2} 时才会变为 -20dB/十倍频程。因此，当零点 ω_{z_C2} 进入带宽内时，极点 ω_{p_C2} 必须在带宽内，交叉频率出现在 ω_{p_C2} 之后。交叉频率内的零点和极点会增加带宽，当交叉频率超过 $1/3 \times f_{\text{sw}}$ 时，可能导致环路变得不稳定。为了提供环路稳定性，需要满足 $\omega_{cross} < 1/3 \times f_{\text{sw}}$ 且 $\omega_{z_C2} < \omega_{cross}$ 的条件。

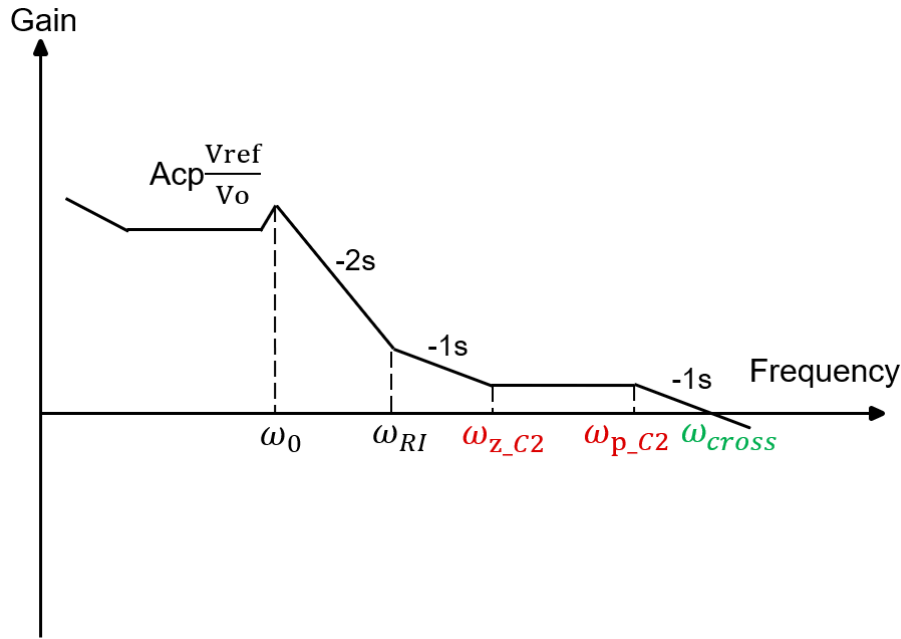


图 4-2. $\omega_{z_C2} < \omega_{cross}$ 时 D-CAP3™ 转换器的环路增益

交叉频率可通过以下公式计算：

$$\frac{20 \lg(A)_{cp} \frac{V_{ref}}{V_0} - 20 \lg(G_{RI})}{\lg(\omega_0) - \lg(\omega_{RI})} = -40 \text{ dB/decade}$$

$$\frac{20 \lg(G_{RI}) - 20 \lg(G_{z_C2})}{\lg(\omega_{RI}) - \lg(\omega_{z_C2})} = -20 \text{ dB/decade} \quad (14)$$

$$\frac{20 \lg(G_{p_C2}) - 0}{\lg(\omega_{p_C2}) - \lg(\omega_{cross})} = -20 \text{ dB/decade}$$

$$\lg(G_{p_C2}) = \lg(G_{z_C2})$$

ω_{cross} 可通过以下公式得出：

$$\omega_{cross} = \frac{A_{cp} V_{ref} \omega_0^2 \omega_{p_C2}}{V_0 \omega_{RI} \omega_{z_C2}} \quad (15)$$

总结前面的两个条件，环路稳定条件可由下式给出：

$$\omega_{z_C2} > \frac{A)_{cp} V_{ref} \omega_0^2}{V_0 \omega_{RI}} \quad (16)$$

或

$$\frac{A)_{cp} V_{ref} \omega_0^2 \omega_{p_C2}}{V_0 \omega_{RI} \omega_{z_C2}} < \frac{1}{3} fsW \quad (17)$$

如果 C2 的 ESR 和电容太大，并且 ω_{z_C2} 小于 ω_{RI} 或 ω_0 ，带宽比情况 2 增加得更多。这种情况在应用设计中很少出现，并且交叉频率的计算比较复杂。建议通过基准测试获得交叉频率，因为这种方法简单且准确。本节未对 ω_{cross} 计算进行更深入的讨论。计算结果是理想结果，与基准测试结果存在偏差。建议借助基准环路测试或仿真模型来验证混合输出电容器网络的环路稳定性。可以根据上述原理和分析方法选择合适的 C2。

5 具有混合输出电容器网络的 D-CAP3™ 转换器的应用设计实例

本节介绍了具有相同输出电容值的大 ESR 和小 ESR 的环路性能。TPS51386EVM 电路板用于执行环路测试，并使用波特图进行环路分析。设置为 $V_{in}=20V$ ， $V_o=1.8V$ ， $I_{out}=8A$ ， $f_{sw}=600kHz$ ， $L=1\mu H$ ， $C1=22\mu F$ （有效值），ESR 为 $2m\Omega$ 。

测试 1： $C2=150\mu F$ ，ESR 为 $5m\Omega$ 。

方程式 5 至方程式 8 用于计算零点和极点，可由 $\omega_0=12.1kHz$ 、 $\omega_{z_{C1}}=3.62MHz$ 、 $\omega_{z_{C2}}=212.3kHz$ 和 $\omega_{p_{C2}}=1.19MHz$ 给出。

图 5-1 展示了环路测试结果，交叉频率为 $59.03kHz$ ，相位裕度为 41.98 度。交叉频率小于 $1/3 \times f_{sw}$ ，环路稳定。

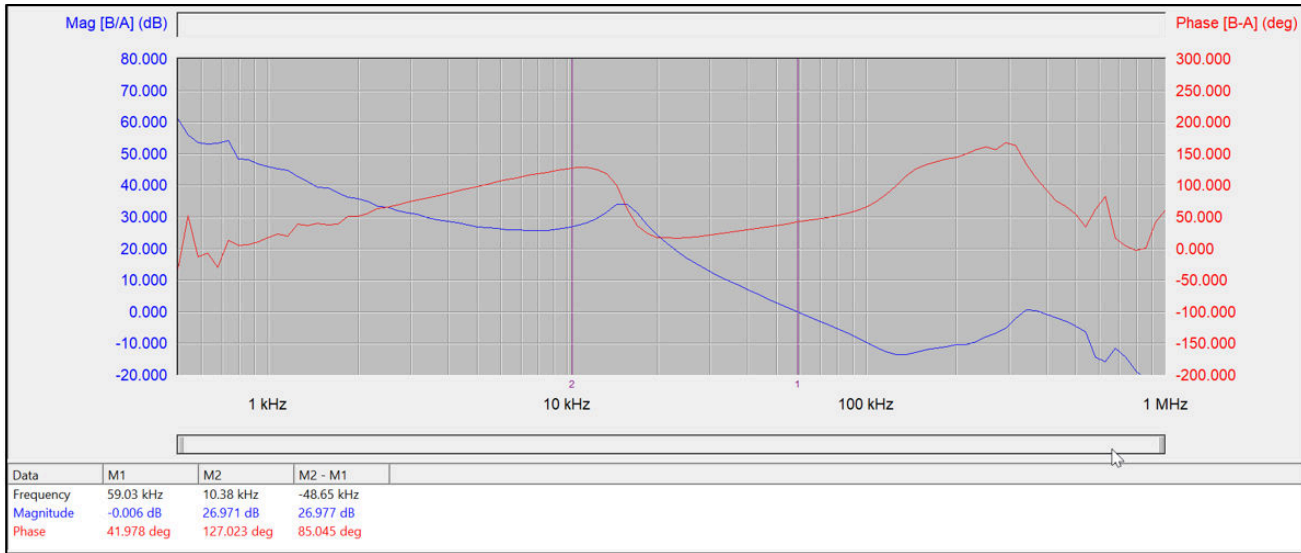


图 5-1. $C2=150\mu F$ 、ESR 为 $5m\Omega$ 时的实验结果

测试 2： $C2=150\mu F$ ，ESR 为 $70m\Omega$ 。

方程式 5 至方程式 8 用于计算零点和极点，可由 $\omega_0=12.1kHz$ 、 $\omega_{z_{C1}}=3.62MHz$ 、 $\omega_{z_{C2}}=15.2kHz$ 、 $\omega_{p_{C2}}=115.3kHz$ 给出。

图 5-2 展示了环路测试结果，交叉频率为 $202.83kHz$ ，相位裕度为 82.18 度。交叉频率大于 $1/3 \times f_{sw}$ ，这会导致环路不稳定。

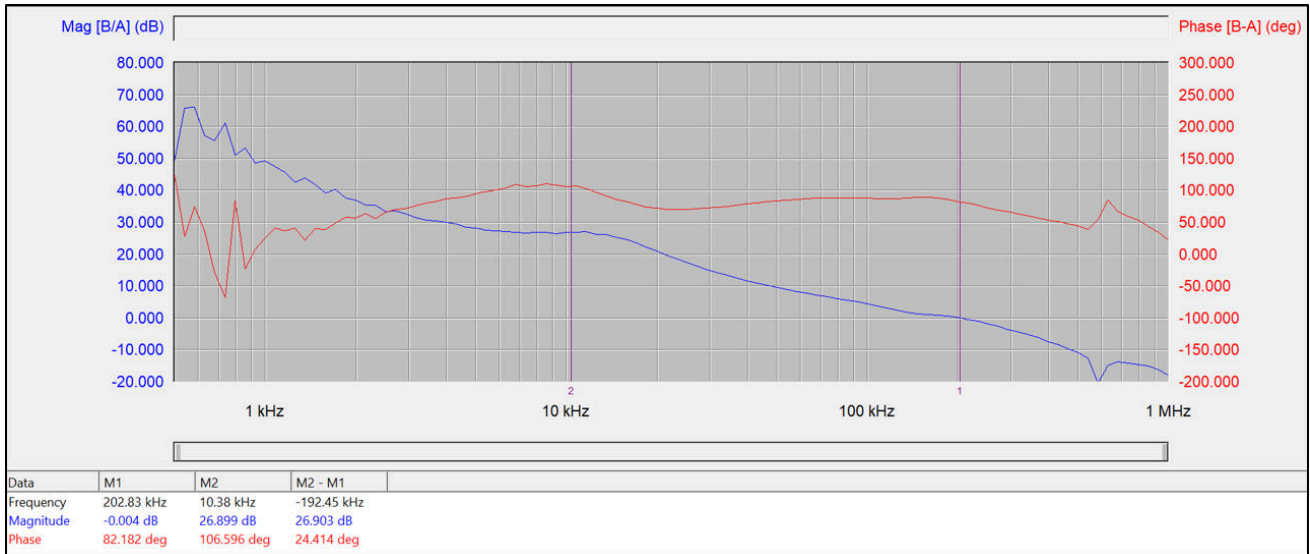


图 5-2. $C_2 = 150\mu\text{F}$ 、 ESR 为 $70\text{m}\Omega$ 时的实验结果

6 总结

本应用手册提出了一种适用于 D-CAP2™ 和 D-CAP3™ 转换器且具有混合电容器网络的零点和极点计算以及环路稳定性方法。当输出电容器的 ESR 过大时，会引入额外的极点和零点对，并且可以将其推入带宽。此方法增加了带宽，当带宽大于 $1/3 \times f_{\text{sw}}$ 时，会导致环路不稳定。

7 参考资料

- 德州仪器 (TI)，[基于底部检测纹波注入固定导通时间频域分析的 D-CAP2™ 频率响应模型](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[使用混合输出电容器时如何计算负载极点和 ESR 零点](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[D-CAP2 和 D-CAP3 转换器的稳定性分析和设计 - 第 1 部分：如何选择输出电容器](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[TPS51386 具有锁存 OVP/UVP、可调节软启动以及 PSM/OOA 模式的 4.5V 至 24V 输入、8A 同步降压转换器](#) 数据表。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司