

基于 **SFRA**-*Software Frequency Response Analyzer* 和基于 **Bode 100** 的环路测量方法的分析对比和验证

Peter Ban

ABSTRACT

本文分析了基于 SFRA (*Software Frequency Response Analyzer*) 和基于 Bode 100 的环路测量原理，并对 SFRA 和 BODE 100 环路测试方法进行了对比。使用 TIDM-DC-DC-BUCK 实验套件，分别给出了基于 SFRA 和基于 Bode 100 环路测试方法在电压模式和峰值电流模式下运行时的环路测试分析和结果。

内容

1	实验验证平台及测试工具	2
1.1	TIDM-DC-DC-BUCK 实验套件	2
1.2	SFRA 环路测量工具	3
1.3	Bode 100 的环路测量工具	3
2	基于 SFRA 和 Bode 100 的环路测试原理	4
2.1	SFAR 的环路测量原理	4
2.2	基于 Bode 100 的环路测量方法	5
2.3	SFRA 和 BODE100 的环路测试方法对比	6
3	SFRA 和 BODE 100 的环路测量实验验证	7
3.1	电压模式环路测量	7
3.1.1	电压模式环路测量结果，补偿前	7
3.1.2	电压模式环路测量结果，补偿后	9
3.2	峰值电流模式环路测量	11
3.2.1	峰值电流模式环路测量结果-补偿前	11
3.2.2	峰值电流模式 SFRA 环路测量结果-补偿后	13
4	总结	15
	References	16

Figures

Figure 1.	TIDM-DC-DC-BUCK 套件, LAUNCHXL-F280049C + BOOSTXL-BUCKCONV	2
Figure 2.	使用 SFRA 测量环路的一般流程	3
Figure 3.	使用 Bode 100 测量环路的典型电路	4
Figure 4.	使用 SFRA 测量环路的示意图	4
Figure 5.	在闭环系统中，基于注入变压器的环路测量方法	5
Figure 6.	在反馈路径上加入串联扰动	5
Figure 7.	简化模型, $V_{ref}(s)=0$	6
Figure 8.	SFRA, 电压模式-补偿前	8

Figure 9. Compensation Designer, 电压模式-补偿前	8
Figure 10. Bode 100, 电压模式-补偿前	9
Figure 11. Compensation Designer, 电压模式-补偿后	10
Figure 12. SFRA, 电压模式-补偿后	10
Figure 13. Bode 100, 电压模式-补偿后	11
Figure 14. SFRA, 峰值电流模式-补偿前	12
Figure 15. Compensation Designer, 峰值电流模式-补偿前	12
Figure 16. Bode 100, 峰值电流模式-补偿前	13
Figure 17. Compensation Designer, 峰值电流模式-补偿后	14
Figure 18. SFRA, 峰值电流模式-补偿后	14
Figure 19. Bode 100, 峰值电流模式-补偿后	15

1 实验验证平台及测试工具

1.1 TIDM-DC-DC-BUCK 实验套件

本文使用 TI 的 C2000 系列参考设计 TIDM-DC-DC-BUCK 作为实验平台。该参考设计的主功率拓扑结构为同步 BUCK 变换器，支持电压模式和峰值电流模式运行，并且该参考设计配套了丰富的应用工具，方便使用者进一步学习。

如图 1 所示，TIDM-DC-DC-BUCK 套件包含：

- C2000 开发板，LAUNCHXL-F280049C
- 功率板，BOOSTXL-BUCKCONV

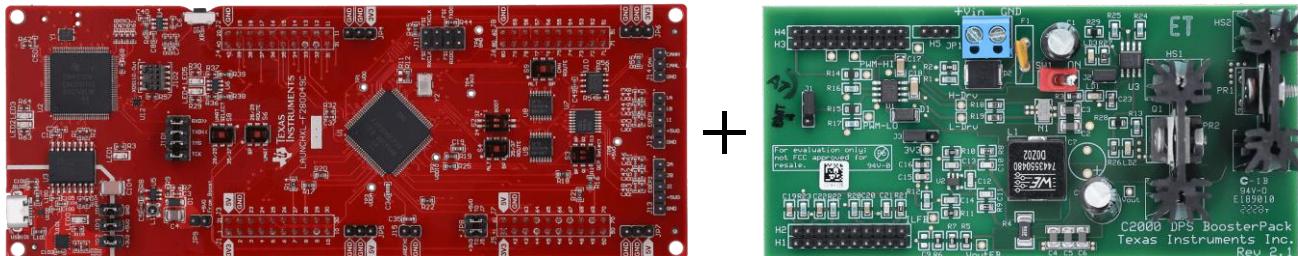


Figure 1. TIDM-DC-DC-BUCK 套件, LAUNCHXL-F280049C + BOOSTXL-BUCKCONV

TIDM-DC-DC-BUCK 套件的主要特性如下：

- 非隔离数控 DCDC Buck 变换器
- 支持电压控制模式， Voltage Mode Control (VMC)
- 支持峰值电流控制模式， Peak Current Mode Control (PCMC)
- 支持环路测量工具 SFRA (Software Frequency Response Analyzer)

- 支持补偿器设计工具 Compensation Designer

1.2 SFRA 环路测量工具

SFRA 是一种基于软件的环路测量工具，SFRA 可以将小信号通过软件的方式注入到控制回路中，并使用 C2000 的片上 ADC 测量系统的环路响应。

图 1 所示为基于 SFRA 调整控制器环路参数的一般流程，包括：

- 首先通过 SFRA 扫描得到初始的环路响应数据，并将由 SFRA 得到的环路响应数据导入到补偿器设计工具 Compensation Designer 中。
- 使用 Compensation Designer 调整得到合适的满足设计要求的补偿器参数。
- 将 Compensation Designer 更新得到的补偿器参数导入到 CCS 工程中，编译并下载，使用 SFRA 验证最新的环路参数。

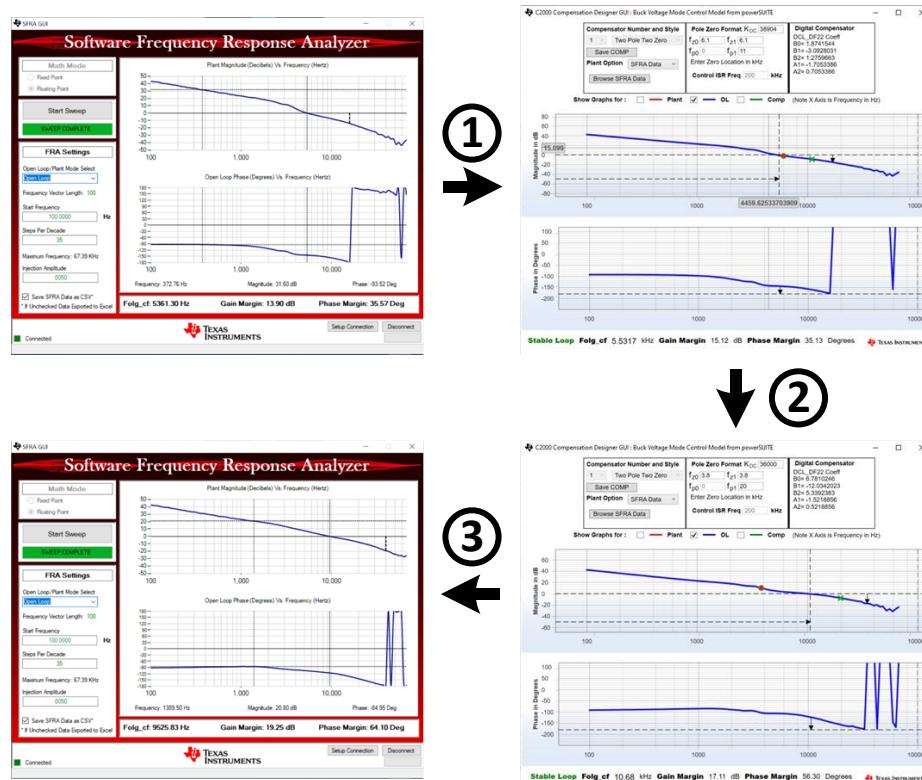


Figure 2. 使用 SFRA 测量环路的一般流程

1.3 Bode 100 的环路测量工具

Bode 100 是一种基于硬件的环路测量设备。图 3 所示为通过 Bode 100 进行环路测量时典型电路，Bode 100 通过注入变压器将小信号注入到控制回路中，并通过外部的测量通道，对收集到的数据进行处理，从而测量系统的环路响应情况。

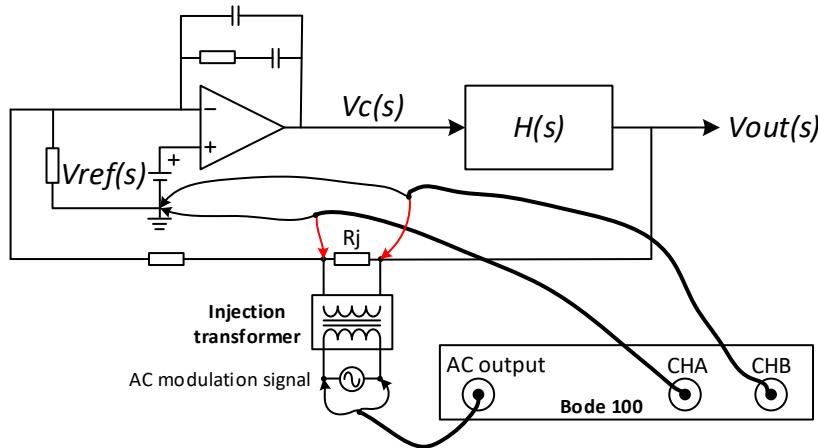


Figure 3. 使用 Bode 100 测量环路的典型电路

2 基于 SFRA 和 Bode 100 的环路测试原理

2.1 SFAR 的环路测量原理

图 4 所示为基于 SFRA 测量环路的示意图，通过在 $Vref(s)$ 加入扰动信号 $Inject(s)$ ，同时记录控制量 $Vc(s)$ 和反馈量 $Vadc(s)$ 。

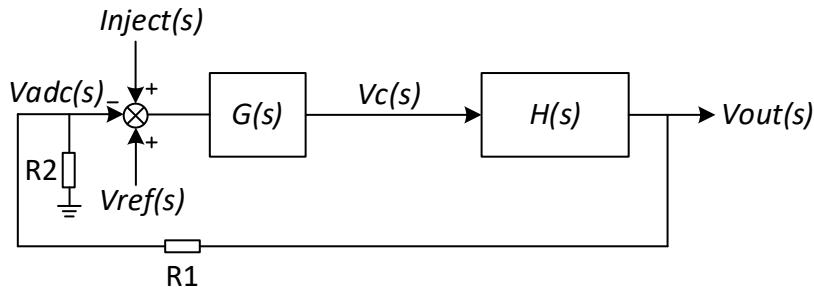


Figure 4. 使用 SFRA 测量环路的示意图

由于参考量 $Vref(s)$ 不会发生变化，因此在小信号分析时 $Vref(s)$ 可以认为等于 0，可以得到如下表达式。

$$[Inject(s) - Vadc(s)] * G(s) * H(s) = Vout(s)$$

$$Vadc(s) = R1/R2 * Vout(s) = h * Vout(s)$$

$$Vadc(s) = Inject(s) * G(s) * H(s) / [1/h + G(s) * H(s)]$$

$$Vc(s) = Inject(s) * G(s) / [1 + h * G(s) * H(s)]$$

$$h * Vout(s) = Inject(s) * G(s) * H(s) / [1/h + G(s) * H(s)]$$

闭环传递函数 $T(s)$ 为：

$$T(s) = Vout(s) / Inject(s) = G(s) * H(s) / [1 + h * G(s) * H(s)]$$

开环传递函数 $h^*G(s)^*H(s)$ 可以表示为：

$$\begin{aligned}
 Vadc(s)/ Inject(s) &= G(s)^*H(s) / [1/h + G(s)^*H(s)] \\
 h^*G(s)^*H(s) &= [Vadc(s)/ Inject(s)] / [1 - Vadc(s)/ Inject(s)] \\
 &= Vadc(s) / [Inject(s) - Vadc(s)]
 \end{aligned}$$

SFRA 中的开环传递函数的测量的一般过程为：

1. 读取反馈 $Vadc(s)$ ，并将其送入补偿器
2. 根据注入的小信号 $Inject(s)$ 更新参考值
3. 运行补偿器代码，得到控制量 $Vc(s)$
4. 更新 PWM 模块
5. 采集 $Vadc(s)$ 和 $Vc(s)$ 的参数，根据上式计算得到系统的开环传递函数，闭环传递函数。

2.2 基于 Bode 100 的环路测量方法

图 5 所示为基于 Bode 100 的硬件环路测量方法。

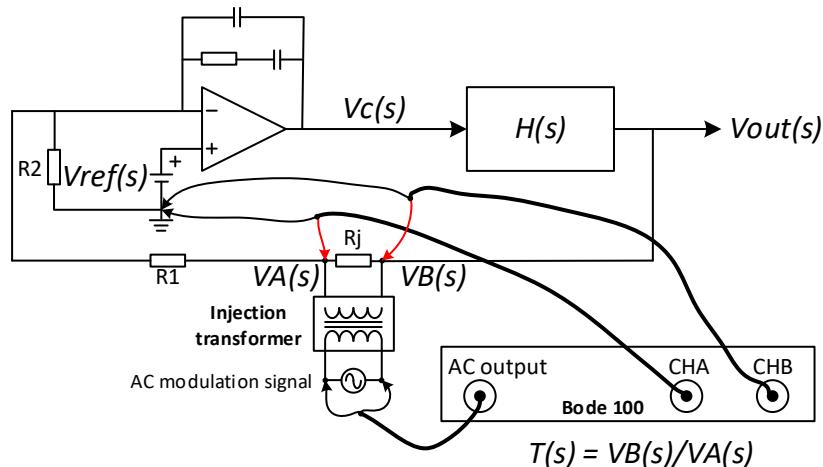


Figure 5. 在闭环系统中，基于注入变压器的环路测量方法

其中串联的注入电阻 R_j 范围通常为 10 欧姆到 100 欧姆，远小于反馈电路的阻值，不影响系统的稳定运行。注入变压器的输入端与 Bode 100 的 AC 调制信号的输出接口连接，注入变压器的输出接在注入电阻 R_j 两端，向反馈回路中注入交流小信号。如图 6 所示，注入信号表现为在反馈回路中加入了一个串联扰动。

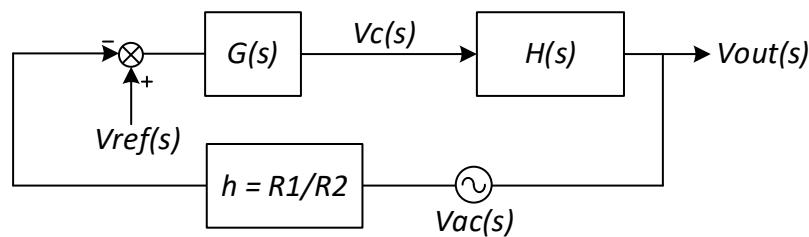


Figure 6. 在反馈路径上加入串联扰动

由于参考量 $Vref(s)$ 的交流分量为 0, 图 6 所示的示意图可以简化为,

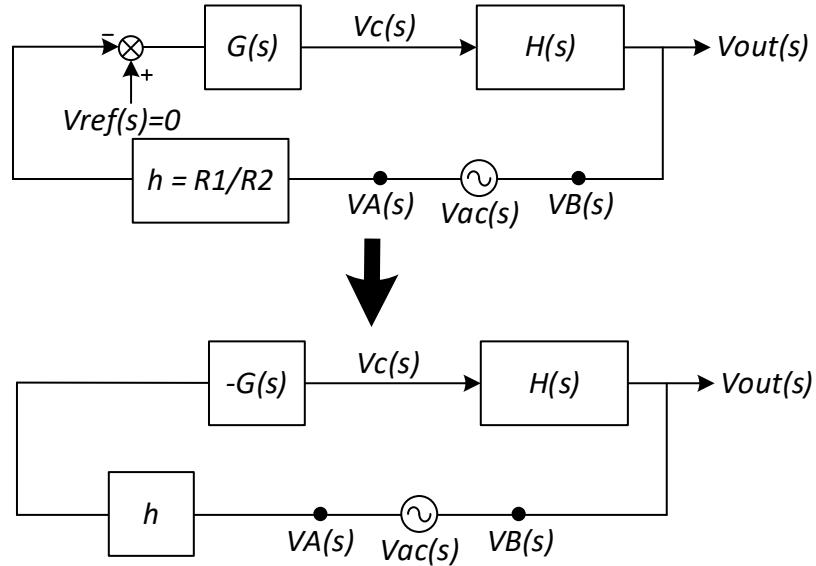


Figure 7. 简化模型, $Vref(s)=0$

由图 7 所示简化模型, 可以得到如下表达式,

$$VB(s) = -VA(s) * h * G(s) * H(s)$$

重新整理上式得,

$$VB(s)/VA(s) = -h * G(s) * H(s)$$

如上式所示, 基于 Bode 100 的环路测量方法中 $VB(s)/VA(s)$ 的分析结果与 SFRA 分析得到的开环传递函数 $h * G(s) * H(s)$ 相比, 多包含一个负号。如图 6 和图 7 所示, 由于小信号注入的位置不同, 考虑到基于 Bode 100 的环路测量方法中运放造成的相位翻转, 因此系统的相位裕度不再是距离-180 度的距离, 而是距离-360 度或者 0 度的距离, 其相位裕度可以表示为:

$$\text{Phase margin} = \arg T(fc) - 0^\circ$$

2.3 SFRA 和 BODE100 的环路测试方法对比

基于上述分析, SFRA 方法和 Bode 100 环路测试方法主要有以下异同。

相同点:

- 测试原理相同, 都是基于小信号注入的环路测试方法

差异点:

- 基于 Bode 100 的小信号测量方法需要在硬件上断开反馈回路, 通过串联注入电阻在反馈回路中注入小信号扰动。
- SFRA 方法不需要断开反馈回路, 小信号注入位置为参考处。

对比总结 SFRA 和 Bode 100 的优劣势如下,

SFRA 的优势:

- 不需要额外的测量设备。
- 测量方便，不需要外接连线。
- 测量灵活，可以方便测量得到被控对象，控制器，开环传递函数，闭环传递函数，而不需要改变硬件连线。适合在线环路调试。

SFRA 的劣势：

- 需要软件配套(软件， **GUI**)。
- 需要熟悉配套工具的使用。
- 针对不同应用，需要进行代码的修改和移植，需要投入专门的软件设计资源。(额外成本)

Bode 100 的优势：

- 工具使用简单。
- 较为精确，适合最终的环路测试验证。

BODE 100 劣势：

- 测量时需要外部接线。
- 在进行不同的测量时，需要改变外部接线，测量效率较低。
- 需要购买环路测量设备，额外的设备成本。

3 SFRA 和 BODE 100 的环路测量实验验证

本节使用 **TIDM-DC-DC-BUCK** 实验套件，分别给出了 **SFRA** 和 **Bode 100** 在峰值电流模式和电压模式工作时的环路测量结果和分析，并通过 **Compensation Designer GUI** 环路设计工具，实现对峰值电流模式和电压模式的补偿器设计。

3.1 电压模式环路测量

分别给出了使用 **SFRA** 和 **Bode 100** 的电压模式环路测试结果和分析。进一步地，使用 **Compensation Designer GUI** 环路设计工具，实现对电压模式的补偿器设计。

3.1.1 电压模式环路测量结果，补偿前

1. SFRA 测量结果，电压模式-补偿前

图 8 所示为补偿前电压模式 **SFRA** 的环路测量结果，穿越频率为 5.36kHz，相位裕度 35.57 度，幅值裕度 13.90deg。不能满足设计要求：fc 大于 10kHz，相位裕度大于 45 degrees，幅值裕度大于 10dB。

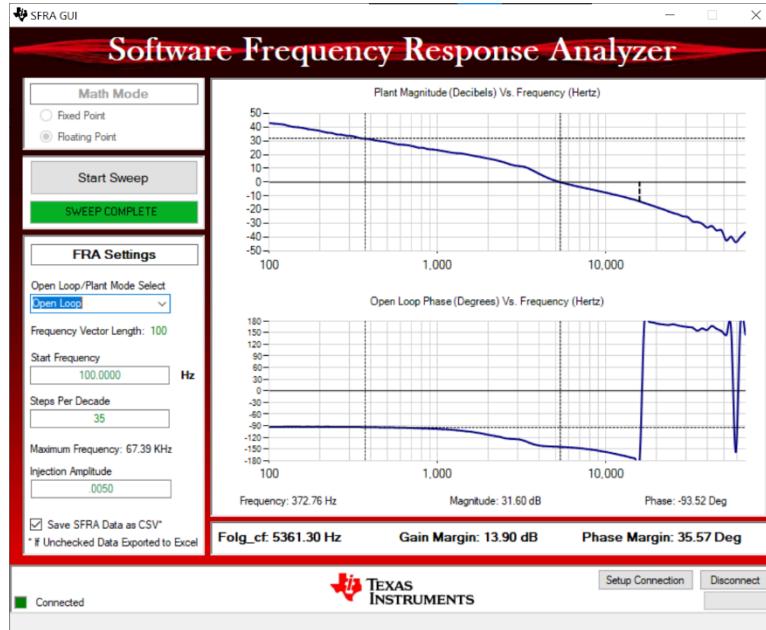


Figure 8. SFRA, 电压模式-补偿前

2. Compensation Designer GUI, 电压模式-补偿前

将图 8 所示 SFRA 的测量数据导入到 Compensation Designer GUI 中, 可以得到图 9 所示的补偿前 Compensation Designer 结果。其中, 穿越频率为 5.5317kHz, 相位裕度 35.13 degrees, 幅值裕度 15.12dB 左右。之后可以基于此补偿前 Compensation Designer 的结果, 调整和更新数字环路补偿器, 进一步验证环路性能, 以满足设计要求。

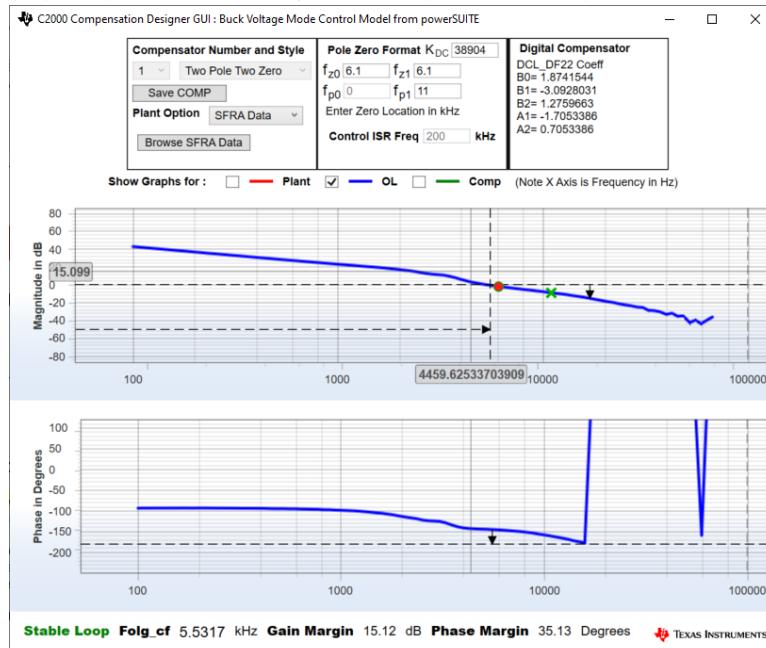


Figure 9. Compensation Designer, 电压模式-补偿前

3. Bode 100 测量结果, 电压模式-补偿前

图 10 所示为补偿前电压模式 Bode 100 的环路测量结果, 穿越频率为 5.681kHz, 相位裕度 37.374 degrees, 幅值裕度 16.008dB。不能满足设计要求: fc 大于 10kHz, 相位裕度大于 45 degrees, 幅值裕度大于 10dB。

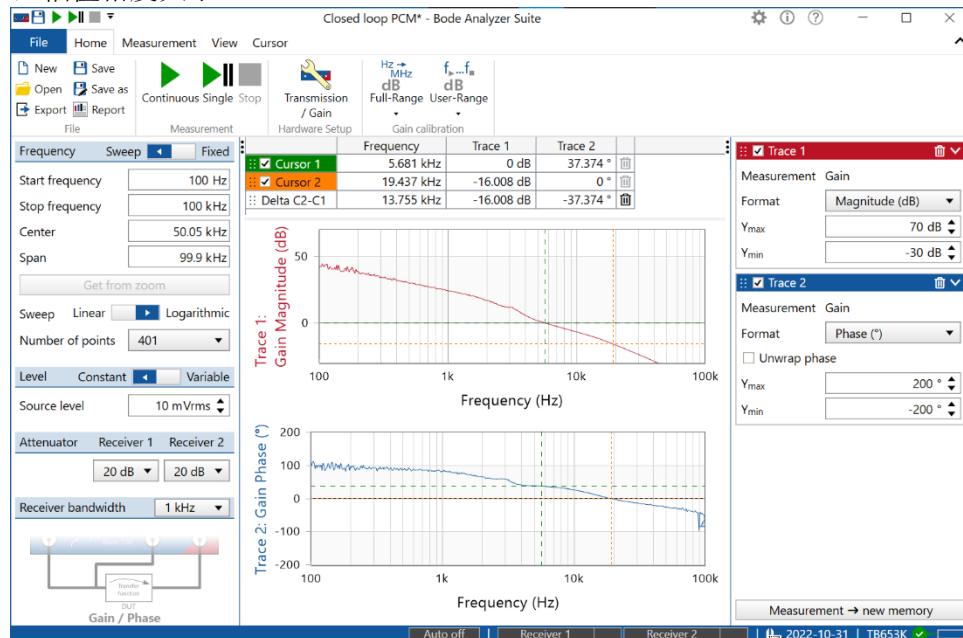


Figure 10. Bode 100, 电压模式-补偿前

表 1 总结了补偿前电压模式 Compensation Designer, SFRA 和 Bode 100 的环路结果。从表中的结果可以看出, 基于 SFRA 和 Bode 100 的环路测量结果接近。但是在补偿前, 环路不能满足设计要求: fc 大于 10kHz, 相位裕度大于 45, 幅值裕度大于 10dB。

Items	fc(kHz)	Phase margin(degrees)	Gain margin(dB)
Compensation Designer	5.53	35.13	15.12
SFRA	5.36	35.57	13.90
Bode 100	5.68	37.37	16.00

Table 1. 环路结果对比总结, 电压模式-补偿前

在下一节中基于补偿前 Compensation Designer 的结果, 调整和更新数字环路补偿器, 实现了对电压模式的补偿设计, 并给出了补偿后 SFRA 和 Bode 100 环路测量结果的分析。

3.1.2 电压模式环路测量结果, 补偿后

1. Compensation Designer, 电压模式-补偿后

图 11 所示为调整补偿器参数后电压模式的 Compensation Designer 设计结果, 设计穿越频率为 10.68kHz, 相位裕度 56.30 degrees, 幅值裕度 17.11dB。

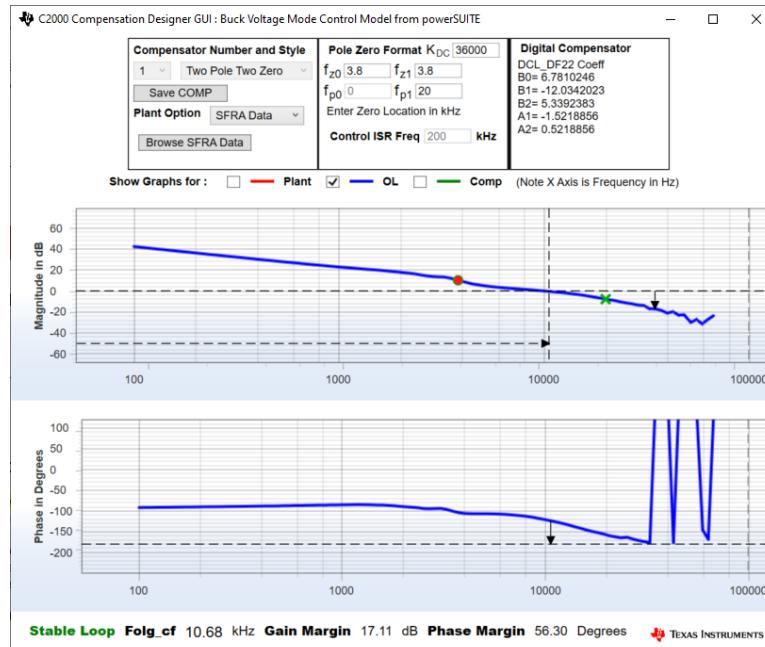


Figure 11. Compensation Designer, 电压模式-补偿后

2. SFRA 测量结果, 电压模式-补偿后

将 Compensation Designer 所更新得到的补偿器参数导入后, 再次通过 SFRA 测量得到图 12 所示的环路测量结果。穿越频率为 9.52kHz, 相位裕度 64.10 degrees, 幅值裕度 19.25 dB。与 Compensation Designer 设计结果接近, 基本可以满足设计要求。

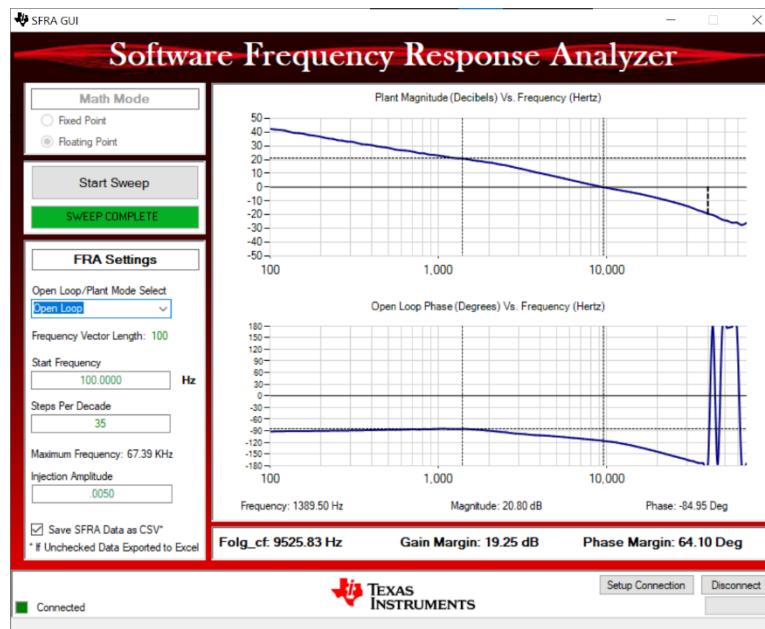


Figure 12. SFRA, 电压模式-补偿后

3. Bode 100 测量结果, 电压模式-补偿后

图 13 所示为补偿后电压模式 Bode 100 的环路测量结果, 穿越频率为 10.64kHz, 相位裕度 63.60 度, 幅值裕度 17.04dB。与 Compensation Designer 设计结果接近, 基本可以满足设计要求。

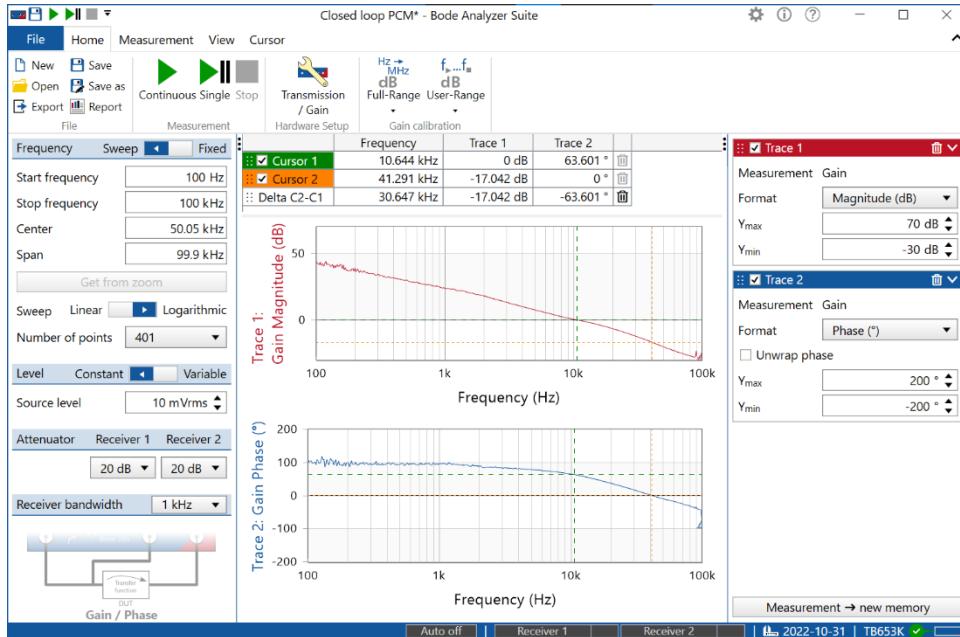


Figure 13. Bode 100, 电压模式-补偿后

表 2 总结了补偿后电压模式 Compensation Designer, SFRA 和 Bode 100 的环路结果。从表中的结果看出, 补偿后基于 SFRA 和 Bode 100 的环路测量结果接近, 并且环路满足设计要求。

Items	fc(kHz)	Phase margin(degrees)	Gain margin(dB)
Compensation Designer	10.68	56.30	17.11
SFRA	9.52	64.10	19.25
Bode 100	10.64	63.60	17.04

Table 2. 环路结果对比总结, 电压模式-补偿后

3.2 峰值电流模式环路测量

分别给出了使用 SFRA 和 Bode 100 的峰值电流模式环路测试结果和分析。进一步地, 使用 Compensation Designer GUI 环路设计工具, 实现对峰值电流模式的补偿器设计。

3.2.1 峰值电流模式环路测量结果-补偿前

1. SFRA 测量结果, 峰值电流模式-补偿前。

图 14 所示为补偿前峰值电流模式 SFRA 的环路测量结果, 穿越频率为 6.19kHz, 相位裕度 35.57 degrees, 幅值裕度 30dB 左右。不能满足设计要求: 穿越频率 fc 大于 10kHz, 相位裕度大于 45 degrees, 幅值裕度大于 10dB。

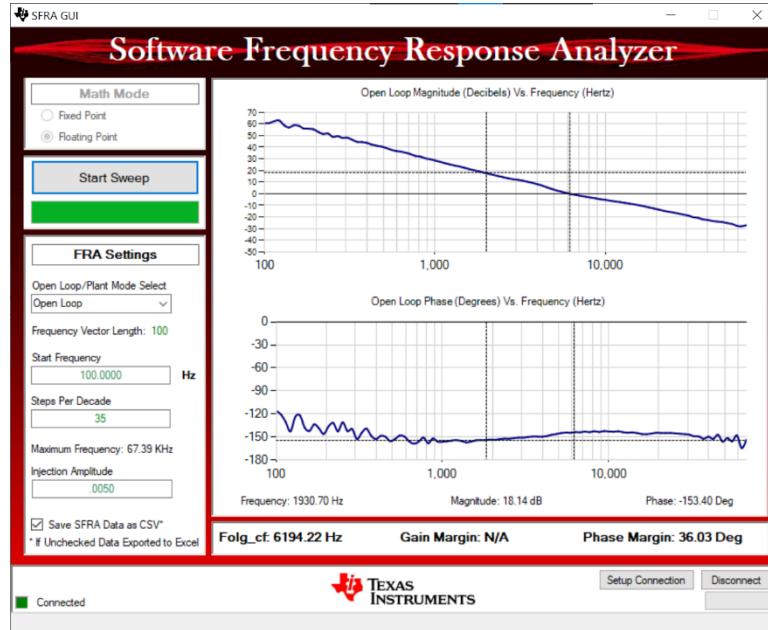


Figure 14. SFRA, 峰值电流模式-补偿前

2. Compensation Designer GUI, 峰值电流模式-未补偿

将图 14 所示 SFRA 的测量数据导入到 Compensation Designer GUI 中, 可以得到图 15 所示的补偿前 Compensation Designer 结果。其中, 穿越频率为 7.68kHz, 相位裕度 41.26 degrees, 幅值裕度 30dB 左右。之后可以基于此补偿前 Compensation Designer 的结果, 调整和更新数字环路补偿器, 进一步验证环路性能, 以满足设计要求。

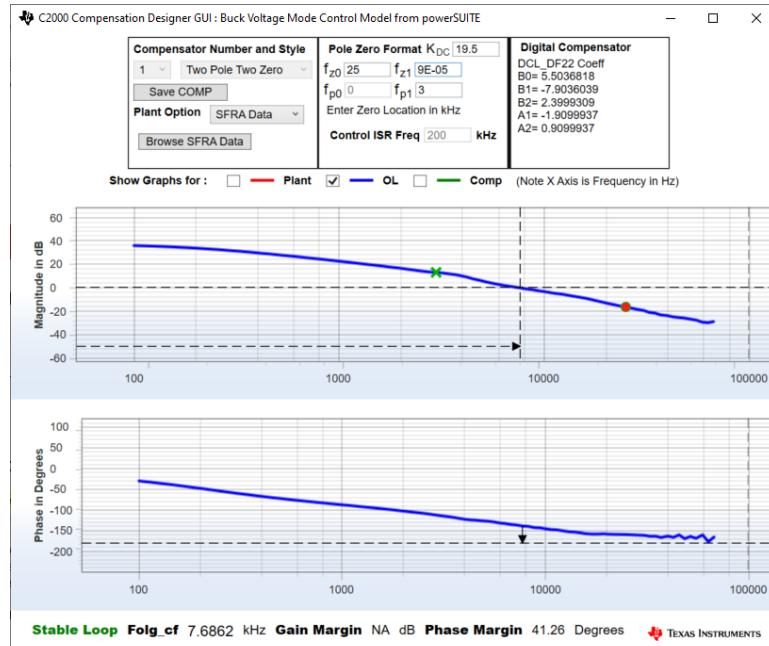


Figure 15. Compensation Designer, 峰值电流模式-补偿前

3. Bode 100 测量结果, 峰值电流模式-未补偿

图 16 所示为补偿前峰值电流模式 Bode 100 的环路测量结果, 穿越频率为 6.23kHz, 相位裕度 37.79 degrees, 幅值裕度 39.62dB。不能满足设计要求: fc 大于 10kHz, 相位裕度大于 45 degrees, 幅值裕度大于 10dB。

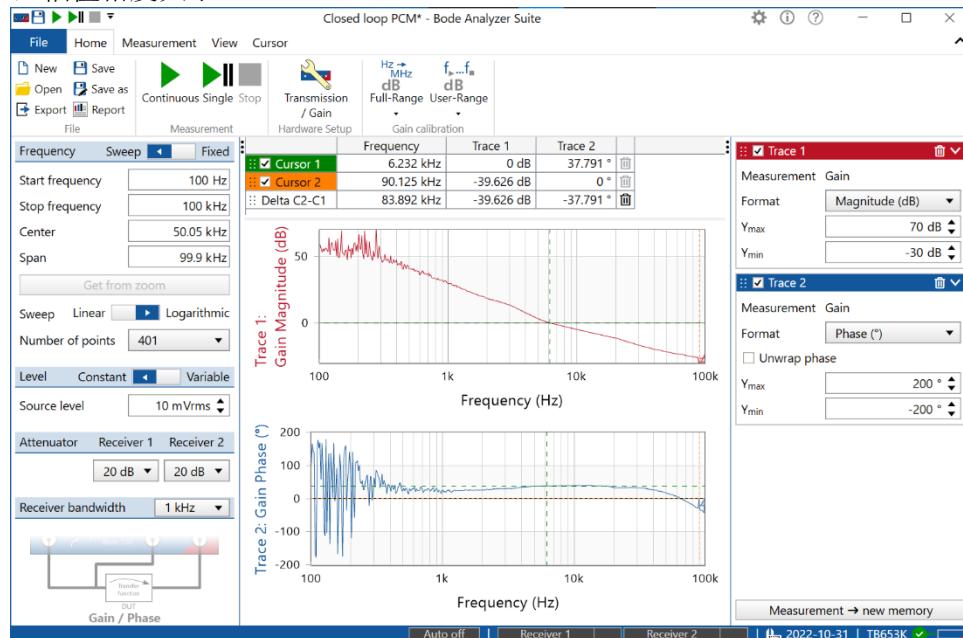


Figure 16. Bode 100, 峰值电流模式-补偿前

表 3 总结了补偿前峰值电流模式 Compensation Designer, SFRA 和 Bode 100 的环路结果。从表中的结果看出, 基于 SFRA 和 Bode 100 的环路测量结果接近。但在补偿前, 环路不能满足设计要求: fc 大于 10kHz, 相位裕度大于 45, 幅值裕度大于 10dB。

Items	fc(kHz)	Phase margin(degrees)	Gain margin(dB)
Compensation Designer	7.68	41.26	30 左右
SFRA	6.19	36.03	30 左右
Bode 100	6.23	37.79	39.62

Table 3. 环路结果对比总结, 峰值电流模式-补偿前

在下一节中基于补偿前 Compensation Designer 的结果, 调整和更新数字环路补偿器, 实现了对峰值电流模式的补偿设计, 并给出了补偿后 SFRA 和 Bode 100 环路测量结果的分析。

3.2.2 峰值电流模式 SFRA 环路测量结果-补偿后

1. Compensation Designer, 峰值电流模式-补偿后

图 17 所示为调整补偿器参数后峰值电流模式 Compensation Designer 设计结果, 设计穿越频率为 10.68kHz, 相位裕度 48 degrees, 幅值裕度 11.86dB。



Figure 17. Compensation Designer, 峰值电流模式-补偿后

根据补偿器的形式可以看出,由于峰值电流模式具有较高的相位裕度,可以简化补偿器的形式为单极点加单零点,因此可以将另一个零点放置在很远的位置。

2. SFRA 测量结果, 峰值电流模式-补偿后

将 Compensation Designer 所更新得到的补偿器参数导入后,再次通过 SFRA 测量得到图 18 所示的环路测量结果。穿越频率为 9.26 kHz, 相位裕度 57.82 degrees, 幅值裕度 10.99 dB。与 Compensation Designer 设计结果接近, 基本可以满足设计要求。

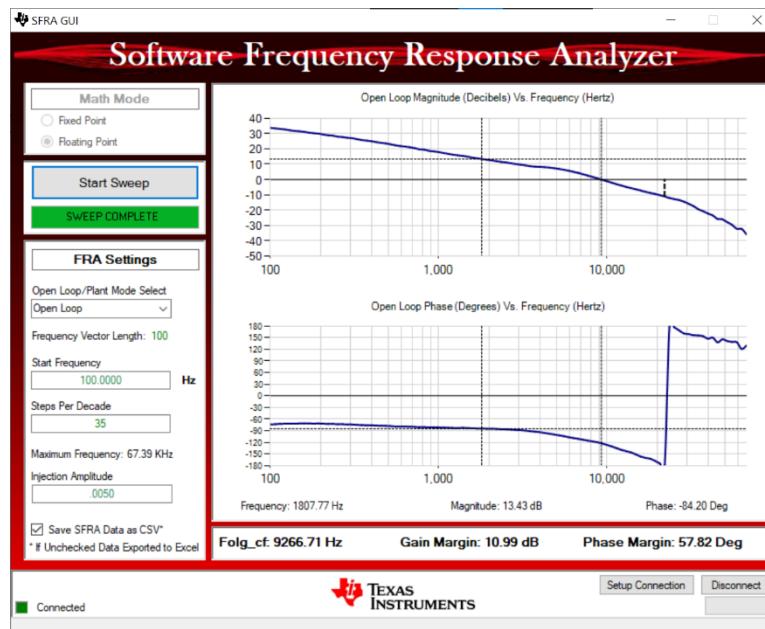


Figure 18. SFRA, 峰值电流模式-补偿后

3. Bode 100 测量结果, 峰值电流模式-补偿后

图 19 所示为补偿后峰值电流模式 Bode 100 的环路测量结果, 穿越频率为 9.37kHz, 相位裕度 57.584 degrees, 幅值裕度 10.825 dB。与 Compensation Designer 设计结果接近, 基本可以满足设计要求。

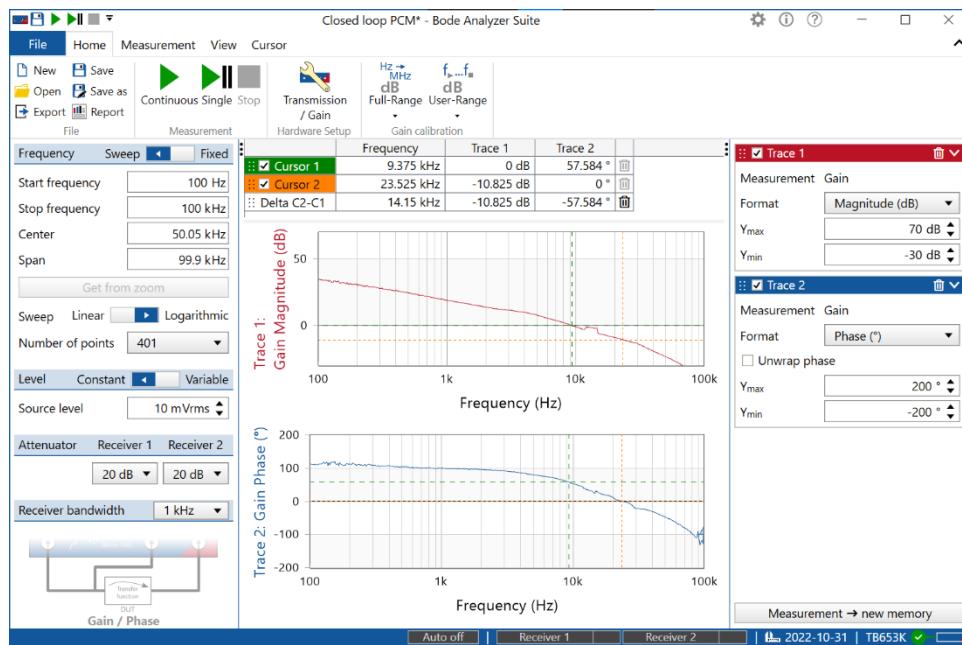


Figure 19. Bode 100, 峰值电流模式-补偿后

表 4 总结了补偿后峰值电流模式 Compensation Designer, SFRA 和 Bode 100 的环路结果。从表中的结果可以看出, 补偿后基于 SFRA 和 Bode 100 的环路测量结果接近, 并且环路满足设计要求。

Items	fc(kHz)	Phase margin(degrees)	Gain margin(dB)
Compensation Designer	10.68	48	11.68
SFRA	9.266	57.82	10.99
Bode 100	9.375	57.584	10.825

Table 4. 环路结果对比总结, 峰值电流模式-补偿后

4 总结

本文介绍了基于 SFRA (Software Frequency Response Analyzer) 和基于 Bode 100 的环路测量原理, 并对 SFRA 和 BODE 100 环路测试方法进行了对比, 总结了 SFRA 和 BODE 100 环路测量的异同和优劣。使用 TIDM-DC-DC-BUCK 实验套件, 分别给出基于 SFRA 和基于 Bode 100 环路测试方法在电压模式和峰值电流模式下运行时的环路测试分析和结果, 并使用 Compensation Designer 给出了对峰值模式和电压模式的补偿设计和环路验证结果。

References

1. Reference Designs: TIDM-DC-DC-BUCK C2000™ Digital Power BoosterPack™
2. *C2000™ Software Frequency Response Analyzer (SFRA) Library and Compensation Designer*
3. DC/DC Converter Stability Measurement, BODE 100.
4. *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies - Christophe Basso*

重要通知和免责声明

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

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

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月