

Application Note

基于输出阻抗的 DC/DC 转换器环路增益重构



Eduardo Rico, Moritz Müller

摘要

环路增益波德图对于评估 DC/DC 转换器的稳定性和瞬态响应至关重要。传统的电压注入方法需要断开可访问节点处的反馈环路，现代集成电源变换器不再提供外部反馈访问接口，使得该方法越来越难以实施。本应用手册介绍了输出阻抗重构方法，作为无反馈访问接口的 DC/DC 转换器的替代测量方案。通过使用矢量网络分析器测量开环和闭环输出阻抗，可以直接重构环路增益，而无需访问反馈节点。本文基于 LM5126A-Q1 同步升压控制器对该方法开展验证，在多种工况下，其测试结果与传统电压注入测量结果具有良好一致性。随后将该方法应用于 LMG5126 集成 GaN 升压变换器，证明了该方法对于无法开展传统环路特性测试的高集成度电源方案的必要性。

内容

1 简介.....2

2 理论和背景.....4

3 输出阻抗测量.....6

4 基于 LM5126EVM 的方法比较.....7

5 LMG5126 的应用.....9

6 总结.....10

7 参考资料.....10

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

环路增益表示调节转换器反馈环路周围所有增益的乘积。环路增益传递函数 $T(S)$ 由控制环路、补偿网络、误差放大器、PWM 调制器和转换器功率级元件决定。环路增益波特图通常用作评估转换器稳定性的工具，并展示电源针对负载和电源电压变化的鲁棒性。

测量转换器环路增益的传统方法是电压注入方法。此方法涉及使用注入电阻器在适当的点断开反馈环路，并引入正弦扰动。然后在电阻器的两侧测量信号，比较宽频率范围内的注入和衰减信号。

要确保测量有效，必须选择适当的注入点。在该注入点处，正向阻抗 Z_{fwd} 必须远大于反向阻抗 Z_{bwd} 。这可以确保扰动信号沿环路传输，而不会被旁路分流。因此，反馈路径是理想的注入点：反馈分压网络（通常为 $k\Omega$ ）的阻抗远高于转换器输出（ $m\Omega$ 范围）。

$$|Z_{fwd}| \gg |Z_{bwd}| \quad (1)$$

在某些信号电平下，测量还容易受到非线性行为的影响，这可能导致交叉频率发生显著变化。因此，必须监测信号电平对目标范围内转换器输出的影响。

图 1-1 展示了建议的电压注入测量设置。注入变压器在注入电阻器上提供正弦扰动，该电阻器位于转换器的输出和内部反馈分压器之间。矢量网络分析器 (VNA) 的探头放置在注入电阻器的每一侧。

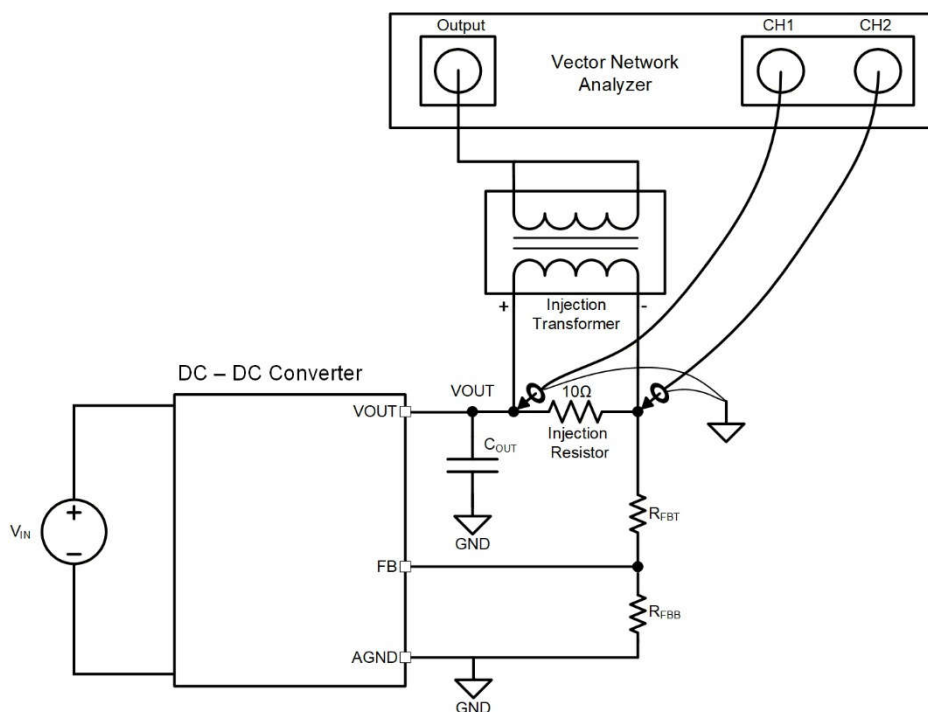


图 1-1. 电压注入测量设置

总体而言，该方法提供了验证电源稳定性的最快、最简单的方法，尤其是对于具有内置注入电阻器和必要测试引脚的电路板。然而，电压注入方法具有显著的局限性。首先，整个测量必须始终在小信号响应中进行，在该响应中，器件可以随占空比变化做出反应且始终保持同一工作模式。如果注入信号电平过高，非线性行为（大信号响应）可能会改变测量到的交叉频率，从而导致不正确的稳定性评估。其次，除了相位裕度和增益裕度计算之外，该方法对瞬态响应的表征能力有限。第三也是最重要的是，现代集成式电源转换器越来越多地将反馈网络内置在芯片内部，无法开展环路断开式测量。

鉴于这些限制，尤其是对于反馈路径无法访问的转换器（如 LMG5126），需要一种替代测量方法。输出阻抗重构方法仅依靠外部阻抗测量数据重构环路增益，无需访问芯片内部反馈节点，以此解决了该问题。该方法适用于传统控制器和现代集成电源模块，可作为电源转换器的通用表征技术。

2 理论和背景

环路增益 $T(S)$ 可从开环阻抗 $Z_{OL}(S)$ 和闭环阻抗推导出 $Z_{CL}(S)$ 。开环阻抗由功率级决定，由构成拓扑的无源器件组成，例如电感器、输入和输出电容器、FET 电阻以及电路板寄生参数。该阻抗是在所有转换开关都关闭的情况下测得的。闭环阻抗是在控制环路主动调节稳定状态时测得的输出阻抗。图 2-1 直观地展示了转换器的闭环系统。

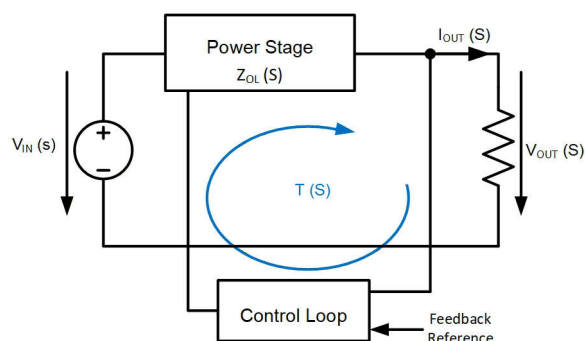


图 2-1. 转换器环路增益

环路增益与输出阻抗满足如下关系式（请参阅文献 [8，第 9.2.1 节]）：

$$Z_{CL}(S) = \frac{Z_{OL}(S)}{1 + T(S)} \quad (2)$$

该公式揭示了一个基本设计原理，即，闭环阻抗与环路增益成反比。在交叉频率以下的频段，环路增益数值较高，闭环阻抗会在反馈控制作用下显著降低。在环路增益降低至低于 0dB 的较高频段，开环阻抗占主导，闭环阻抗趋近开环阻抗 $Z_{OL}(S)$ 。任何电源的一个关键设计目标就是在整个频率范围内保持低输出阻抗，以实现良好的负载瞬态响应。了解 $T(S)$ 、 $Z_{OL}(S)$ 和 $Z_{CL}(S)$ 之间的关系，对于实现此目标至关重要。

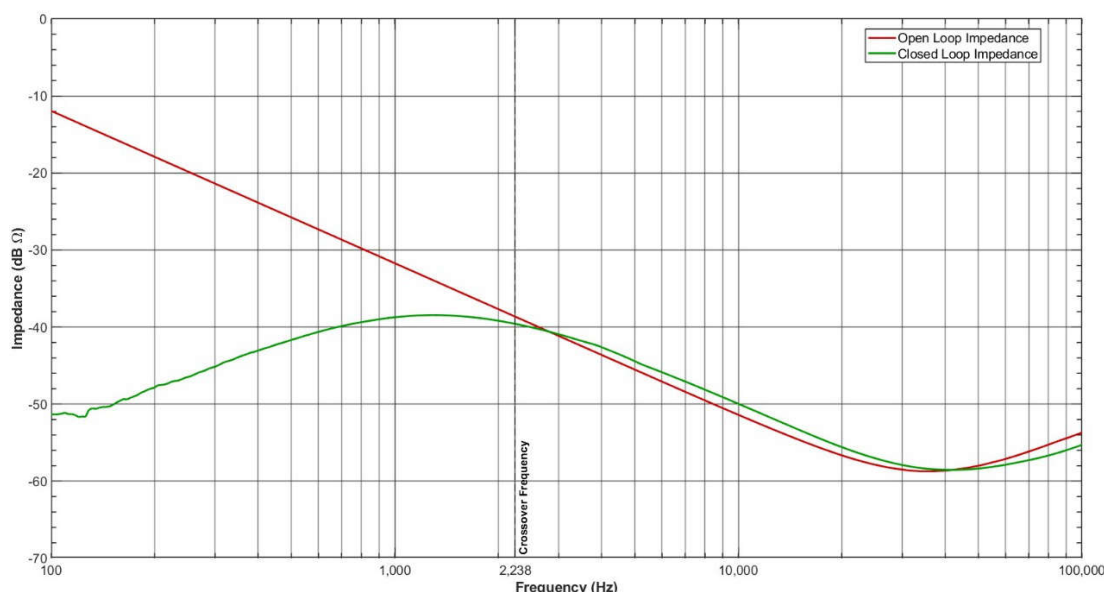


图 2-2. LM5126EVM 输出阻抗：开环与闭环

通过重新排列 方程式 2 以求解 $T(S)$ ，可以推导出环路增益：

$$T(S) = \frac{Z_{OL}(S)}{Z_{CL}(S)} - 1 \quad (3)$$

这种关系是输出阻抗重构方法的基础。通过测量开环和闭环输出阻抗，可以直接计算环路增益，而无需访问内部反馈节点或断开控制环路。

计算环路增益需要分离输出阻抗的实部和虚部，以计算环路增益幅度和相位。在电子表格工具中使用以下公式，即可轻松处理测量数据。

$$Z = \frac{|Z_{OL}|}{|Z_{CL}|} \quad (4)$$

$$\varphi = \varphi_{OL} - \varphi_{CL} \quad (5)$$

$$Re\{Z\} = Z \times \cos \varphi, \quad Im\{Z\} = Z \times \sin \varphi \quad (6)$$

$$|T(S)| = \sqrt{(Re\{Z\} - 1)^2 + (Im\{Z\})^2} \quad (7)$$

$$T(S) \text{ [dB]} = 20 \times \log_{10}(|T(S)|) \quad (8)$$

$$\angle T(S) [^\circ] = \tan^{-1}\left(\frac{Re\{Z\} - 1}{Im\{Z\}}\right) \quad (9)$$

3 输出阻抗测量

通过 VNA 的增益/相位设置，可以直接测量电源的输出阻抗传递函数。输出阻抗的计算方法是将在 VNA 两个通道测得的电压分开，其中通道 2 测量转换器的输出电压，通道 1 测量注入节点的电压。因为该电压出现在已知的注入电阻器上 R_{INJ} 它通过欧姆定律定义注入电流 ($I_{INJ} = (V_{CH1}/R_{INJ})$)。因此，输出阻抗是 V_{CH2} 此已知电流激励对应的电压响应：

$$Z_{OUT}(S) = R_{INJ} * \frac{V_{CH2}}{V_{CH1}} \quad (10)$$

在计算环路增益时，注入电阻器的影响会消除，因为它在开环和闭环输出阻抗中都会出现。

$$T(S) = \frac{R_{INJ} * \frac{V_{CH2, OL}}{V_{CH1, OL}}}{R_{INJ} * \frac{V_{CH2, CL}}{V_{CH1, CL}}} - 1 \quad (11)$$

必须考虑注入引线和 VNA 通道的寄生阻抗。直通校准消除了引线带来的寄生阻抗影响。本质上是将测量平面从 VNA 的端口转移到探头的尖端。校准后的结果应在整个频率范围内实现恒定的 0dB 增益和 0° 相位。如图 3-1 所示，要执行校准，请将通道直接连接至注入变压器的输出端。

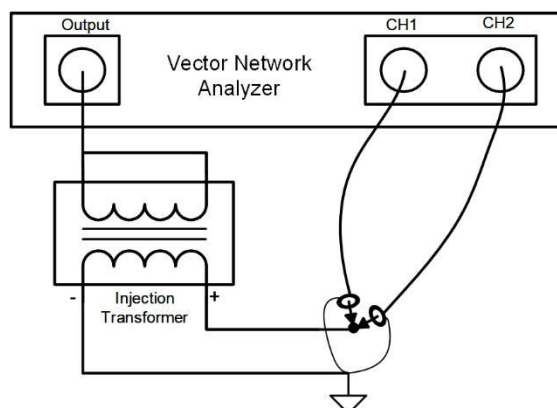


图 3-1. 直通校准

为了获得准确的开环阻抗测量，一个关键考虑因素是输出电容降额。电容器（尤其是陶瓷电容器）会随着偏置电压的增加而显著降低电容，这会直接影响阻抗。为了确保开环测量反映与闭环调节期间相同的电容器特性，必须在输出电容器上施加等于转换器标称输出电压的直流偏置电压。

辅助电源通过串联二极管连接到输出节点。二极管有两个功能：它可防止反向电流流回偏置电源，并确保阻抗测量仅采集电容器阻抗，避免偏置电源形成并联阻抗通路。

4 基于 LM5126EVM 的方法比较

LM5126A-Q1 同步升压控制器评估板 (请参阅 [3]) 是理想测试平台，可用于比较传统电压注入方法和输出阻抗方法以获得环路增益波德图。该评估板 V_{OUT} 在控制器的检测引脚与内部反馈分压网络之间设有注入电阻，并配有必要测试点，可在同一评估板上完成传统电压注入测试与输出阻抗测量。

为了验证输出阻抗重构方法的精度，我们在 72 种配置之间比较了从电压注入和输出阻抗重构方法中获得的环路增益。这些配置是通过测试表 4-1 中所示四个参数集的所有可能组合而生成的：四个补偿配置、三个输入电压、三个输出电流和两个输出电容值。

表 4-1. LM5126EVM 配置参数

补偿	V_{IN}	I_{OUT}	C_{OUT}
1. $R_{COMP} = 10k\Omega$, $C_{COMP} = 61nF$, $C_{HF} = 84pF$	9V	0.2A	350 μ F
2. $R_{COMP} = 20k\Omega$, $C_{COMP} = 15nF$, $C_{HF} = 500pF$	13.5V	1.15A	650 μ F
3. $R_{COMP} = 30k\Omega$, $C_{COMP} = 5.6nF$, $C_{HF} = 100pF$	18V	2.5A	
4. $R_{COMP} = 40k\Omega$, $C_{COMP} = 15nF$, $C_{HF} = 100pF$			

这些方法在所有测试配置下均表现出高度一致性。采用补偿配置 1 且输出电容较小的工况取得最佳吻合效果：在线路电压与负载范围内，交叉频率偏差仅为 3.11%，相位裕度偏差仅为 8.07%。对于具有高输出电容的补偿配置 4，交叉频率的平均误差增加到 15.14%，相位裕度的平均误差增加到 8.16%。

所有配置都表明精度在交叉频率以上的频段显著下降，通常在 20kHz 左右。该偏差揭示了输出阻抗重构法的一项固有局限：高频下，受输出电容组寄生电感影响，输出阻抗抬升，同时开环阻抗占据主导地位， Z_{CL} 和 Z_{OL} 闭环与开环阻抗幅值趋于接近。二者幅值趋于接近，使得该计算过程对微小的测量误差高度敏感。在升压拓扑中，右半平面零点会限制交叉频率，使得这些幅值在更低频率处趋于接近，从而使得该偏差更为明显。虽然存在该高频局限，但在有效关注带宽内，重构结果仍准确。

注入网络的元件以及输出电容器组、注入网络和探头之间的连接会引入寄生阻抗。随着电感增加，这些寄生效应会在高频下导致测量误差。由于重构对较高频率下的误差变得越来越敏感，因此尽可能减少这些寄生效应对于扩展精度范围至关重要。

下图为 LM5126 评估板上补偿配置 2、高输出电容条件下的测试方法对比。 $V_{in} = 13.5V$ 和 $I_{out} = 1.15A$ 。图 4-1 显示了使用传统电压注入方法测量到的环路增益，而图 4-2 为使用输出阻抗重构方法对同一转换器的测量结果。

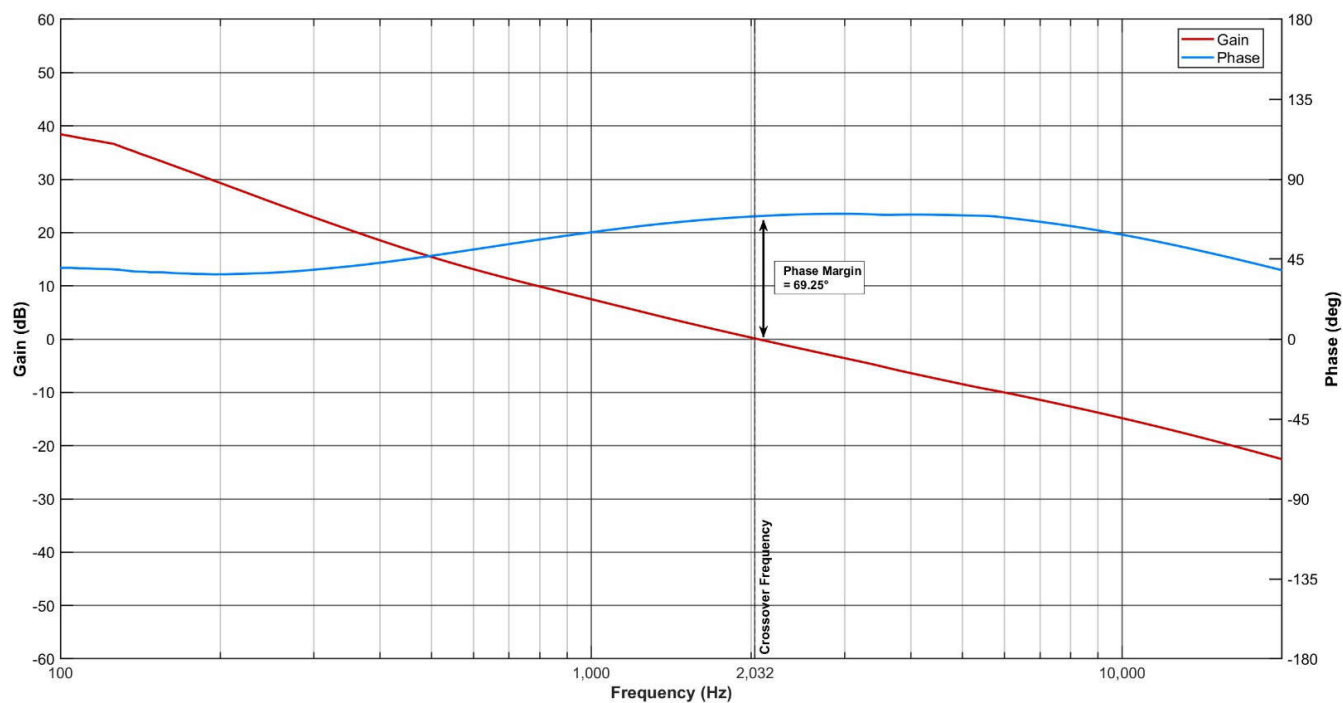


图 4-1. 电压注入方法 LM5126EVM

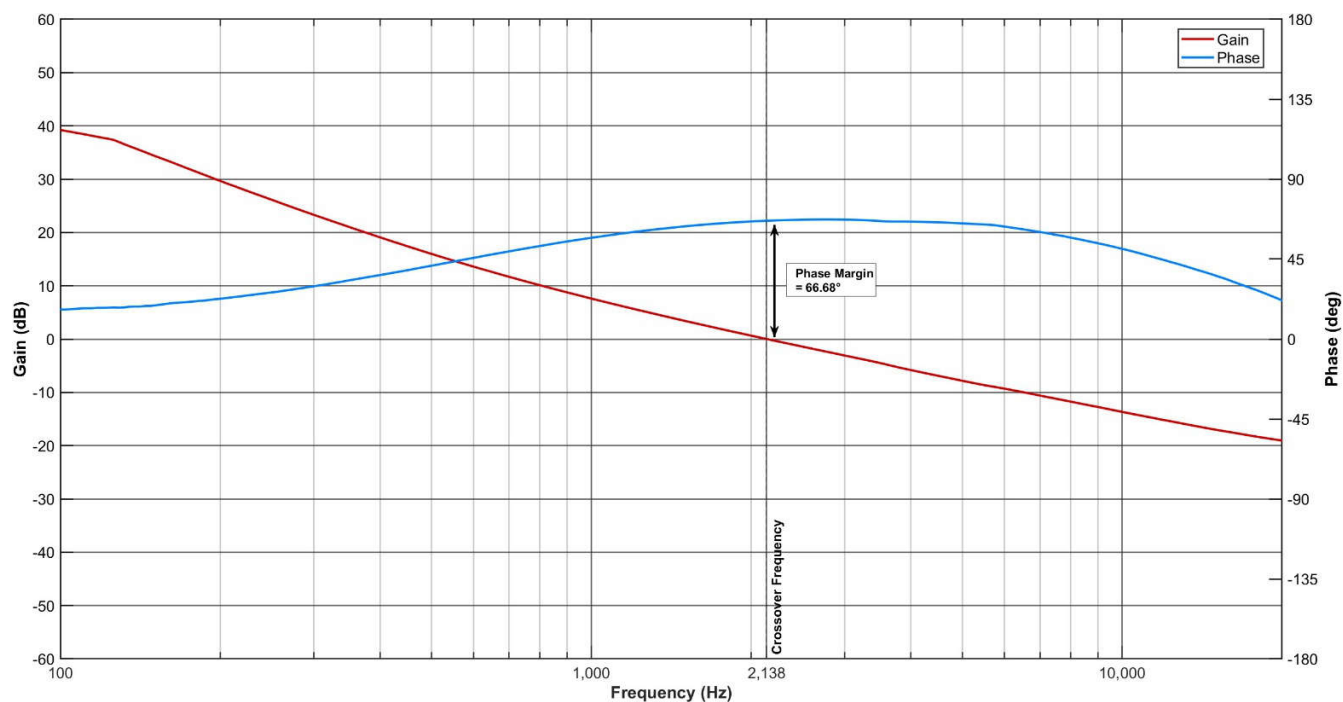


图 4-2. 输出阻抗重构 LM5126EVM

对于该配置，两种方法之间的交叉频率和相位裕度偏差分别为 5.21% 和 3.71%，完全处于可接受的容差范围内。

5 LMG5126 的应用

LMG5126 是一款同步升压转换器，可在单个芯片上集成 GaN 开关、栅极驱动器和控制逻辑。这种集成具有多种优势，包括紧凑的外形、寄生电感降至最低、抗噪声性能得到改善。在 LMG5126 中，反馈网络、误差放大器和补偿节点均为内部元件，没有外部访问接口。因此，无法使用需要断开反馈环路的传统电压注入环路增益测量。输出阻抗重构方法仅使用外部测量点来表征环路，从而消除了该限制。

LMG5126EVM (请参阅 [2]) 用于评估集成转换器。注入网络和偏置电源的添加方式如下：

1. 将注入电阻器焊接到转换器的接地引脚上。其值不会影响环路增益计算，因为它会抵消该比率 (请参阅第 3 节) ；标准值为 $10\ \Omega$ 和 $50\ \Omega$ ，在该测量中使用了 $10\ \Omega$ 注入电阻器 (WR506170A1009GGP00)。
2. 添加一个与注入电阻串联的注入电容器，以阻断直流并防止转换器输出对地短路。选择一个在目标最低频率呈现低阻抗的电容值；阻抗过高会使注入信号衰减并增加低频时的噪声。选用了 $22\ \mu\text{F}$ 电容器 (EEH-ZA1K220P)。
3. 通过二极管 (1N002) 和在转换器输出端串联的限流电阻器构建偏置电源。根据功率级别进行调整。

将注入网络尽可能靠近输出电容器组的引脚进行焊接，并将 VNA 通道直接连接到这些相同的引脚。这可以显著减小测量中引入的寄生阻抗，扩展范围并提高重建波德图的精度。

闭环测量容易受到噪声影响，低频条件下尤为明显。调整 VNA 的注入信号电平和接收器带宽，以将噪声降至最低。需要多次迭代才能获得最佳测试条件。相位裕度可能会略有偏差，具体取决于信号电平。

图 5-1 显示了测量设置。

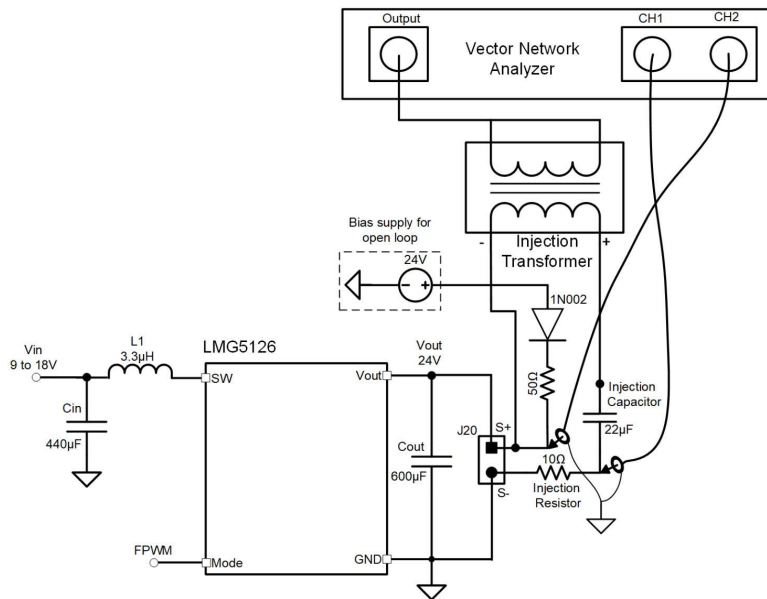


图 5-1. LMG5126EVM 输出阻抗测量设置

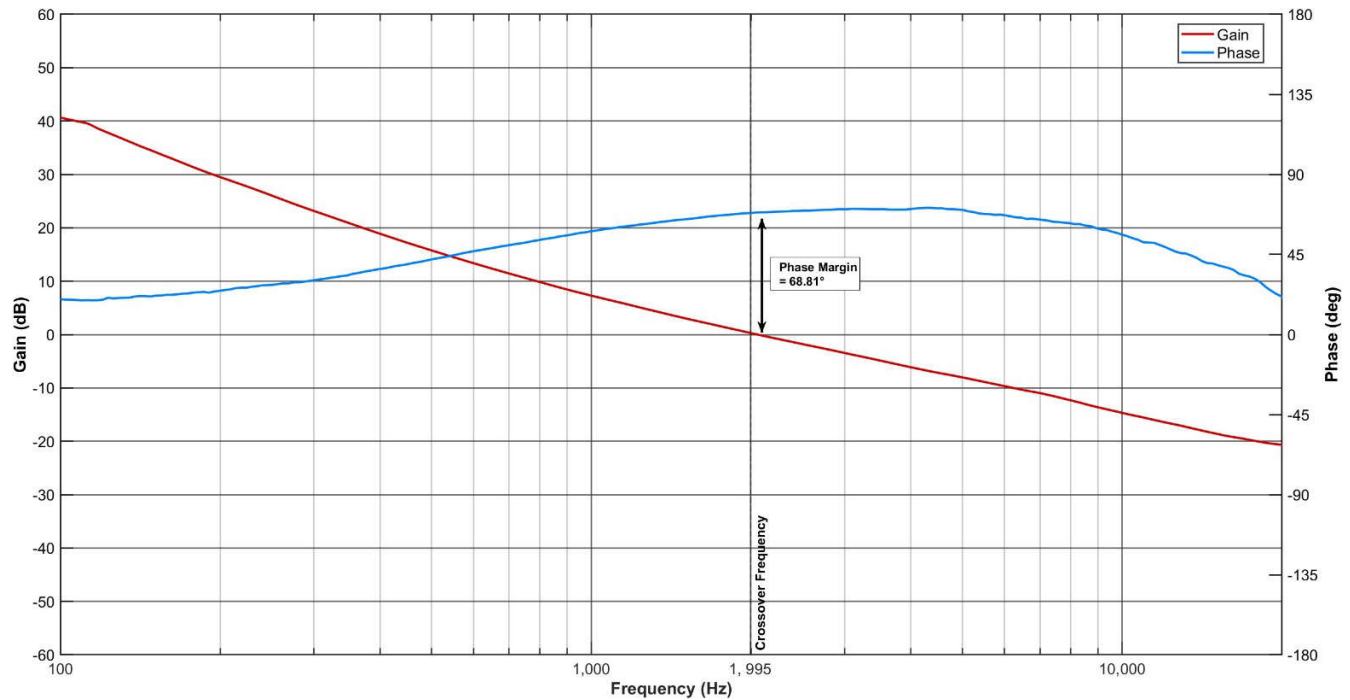


图 5-2. 输出阻抗重构 LMG5126EVM

如图 5-2 所示，该方法成功生成了完整的环路增益波德图，提供了评估转换器稳定性所需的数据。

6 总结

本应用手册验证了将输出阻抗重构作为传统电压注入的可靠替代方案用于环路增益测量的可行性。在 LM5126A-Q1 上进行的测试表明，该方法可提供高精度的交叉频率和相位裕度数据。尽管在较高的频率下精度会受到限制，但该方法在目标带宽内仍然有效。重要的是，该方法支持对内部反馈路径无法访问的转换器（如 LMG5126）开展稳定性特性分析。

7 参考资料

1. [基于输出阻抗的环路增益重构工具](#)
2. 德州仪器 (TI), [LMG5126-Q1 升压转换器评估模块用户指南 \(修订版 B\)](#), 用户指南。
3. 德州仪器 (TI), [LM5126AEVM-BST EVM 用户指南](#), 用户指南。
4. 德州仪器 (TI), [基于输出阻抗的降压转换器环路增益重构](#), 应用手册。
5. OMICRON Lab, 2020 年。应用手册。Output Impedance for Stability Analysis
6. OMICRON Lab, 2018 年。DC/DC 转换器稳定性测量
7. [Output Impedance Measurements and Loop Gains](#), 网页。
8. R. W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, 1996 年。

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 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月