

Application Note

D 类放大器在旋转变压器和 LVDT 激励器中的应用

Jiri Panacek

摘要

旋转变压器和线性可变差动变压器 (LVDT) 是用于位置感应的电感式传感器，适用于注重稳健性和可靠性的应用。LVDT 可承受极端温度、振动、冲击甚至辐射。旋转变压器测量旋转角度。LVDT 传感器测量线性运动。两种类型的传感器都需要单频正弦激励信号才能运行。为此使用线性放大器是最常见的设计。然而，在需要额外保护和诊断机制的安全关键型应用中，系统设计很快就会变得复杂。或者，可以使用集成了附加电路的开关模式 D 类功率放大器。本报告介绍了用于驱动旋转变压器激励绕组的 TSD5402-Q1 D 类传感器驱动放大器的应用。

内容

1 旋转变压器和 LVDT 传感器简介.....	2
2 传统激励放大器.....	4
3 使用 D 类放大器的激励放大器.....	6
4 D 类旋转变压器激励设计细节.....	7
4.1 功率级组件选择.....	7
4.2 输入滤波器元件选择.....	9
5 实践实验.....	10
5.1 测试设置.....	10
5.2 默认条件下的输出波形.....	11
5.3 放大器传递函数.....	12
5.4 使用 PWM 生成基准信号.....	15
5.5 热成像和线性设计的比较.....	17
5.6 输出频谱.....	18
5.7 总谐波失真 (THD).....	21
5.8 故障事件.....	22
6 总结.....	28
7 参考资料.....	29

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 旋转变压器和 LVDT 传感器简介

图 1-1 显示了适用于工业应用的 LVDT 传感器。图 1-2 有助于理解其结构和工作原理。传感器本质上是一个具有一个初级绕组和两个串联的次级绕组的变压器。激励信号 V_{EXC} 驱动初级绕组。可移动磁芯将信号耦合到次级绕组 V_1 、 V_2 。振幅与磁芯的位置（位移）成正比。



source: megatron.de

图 1-1. LVDT 传感器

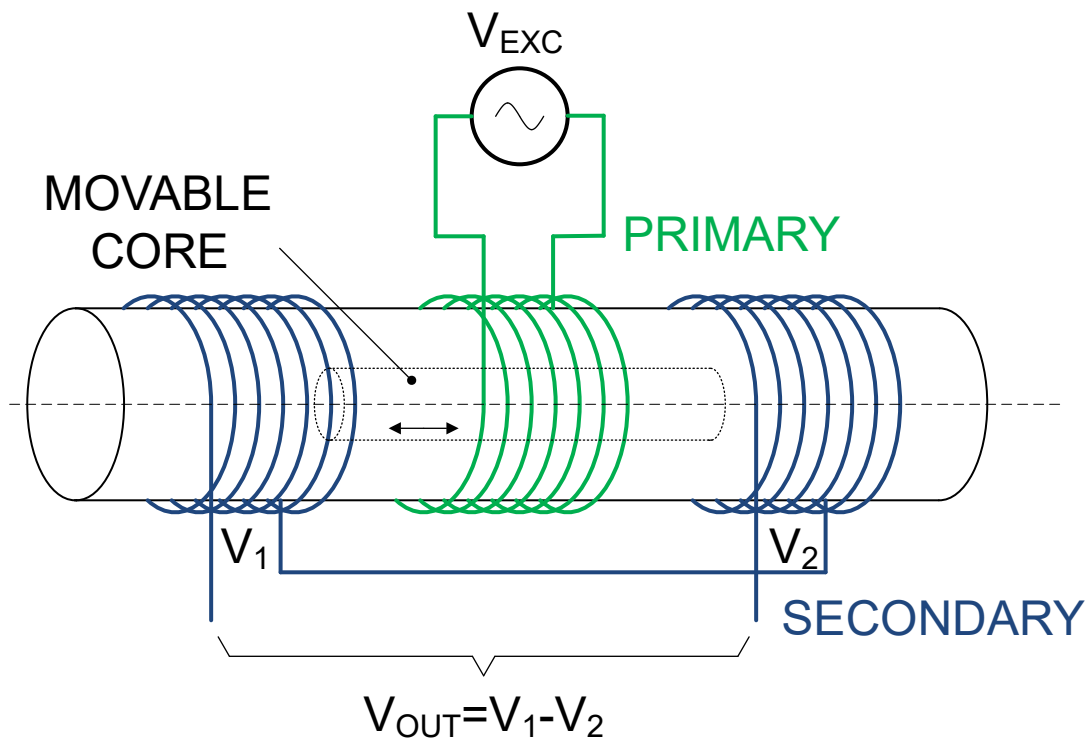


图 1-2. LVDT 传感器原理

图 1-3 显示了电机控制应用中常用的可变磁阻旋转变压器。图 1-4 揭示了其结构和工作原理与 LVDT 传感器非常相似。旋转变压器具有一个初级绕组和两个独立的次级绕组 SIN 和 COS 。两个次级绕组在电气相位上呈 90° 正交。激励信号 V_{EXC} 驱动初级线圈。磁芯根据磁芯位置（角度）在次级绕组之间分配信号。主机系统根据次级绕组电压 V_{SIN} 和 V_{COS} 进行角度解码。



source: www.minebeamitsumi.com

图 1-3. 可变磁阻旋转变压器

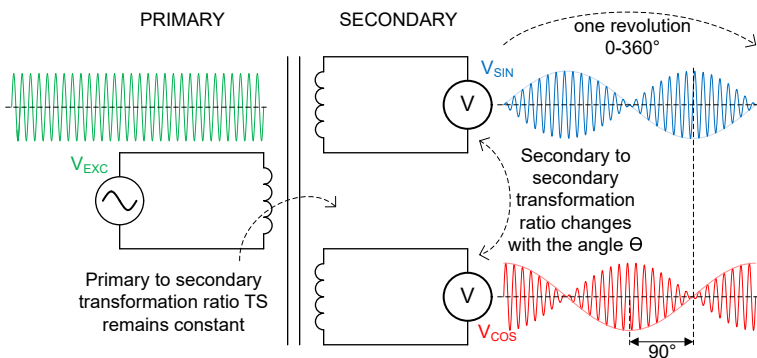


图 1-4. 旋变传感器原理

表 1-1 比较了常见的激励信号要求。

表 1-1. 旋转变压器和 LVDT 激励要求

激励器	LVDT	旋转变压器	单位
频率	1 至 20	1 至 10	kHz
电压	1 至 24	4 或 7	V _{RMS}
电流	20 至 100	20 至 200	mA _{RMS}

感测次级绕组上电压的模拟前端具有高输入阻抗。这意味着次级绕组没有负载，传感器不会传输任何实际功率。因此，初级绕组主要作为激励放大器的电感负载。而且，放大器只提供无功功率。

2 传统激励放大器

传统激励放大器使用分立式线性放大器或集成式功率运算放大器 (OPAMPS)，例如 ALM2403-Q1 器件。图 2-1 显示了激励放大器的简化框图。

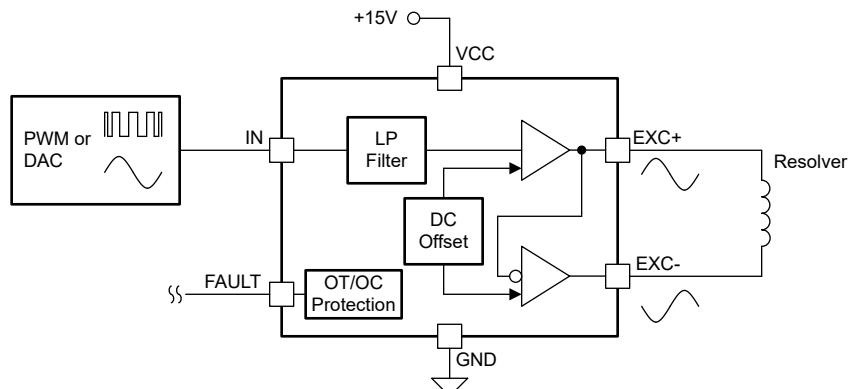


图 2-1. 旋变激励放大器 (简化图)

主机系统生成基准信号 V_{REF} 。有两种实用方法可以生成此基准信号。

- 使用调制 PWM 信号
- 使用外部 D/A 转换器 (例如，在主机微控制器中)

低通滤波器提取基频并将信号传递到功率级。功率放大器可调节电压和电流电平，以匹配旋变传感器规格。输出通过直流耦合实现差分输出。这消除了对双极电源的需求。放大器必须具有低偏移。输出之间的任何直流电压都会通过传感器产生直流电流。这种电流会影响传感器的性能和寿命。

图 2-1、图 2-2 和图 2-3 显示了使用 ALM2403-Q1 器件的激励放大器的设计迭代。当需要可调节过流保护时，图 2-1 中的简单设计将变得更加复杂。图 2-3 显示了使用两个 INA381-Q1 电流检测放大器的最后一次迭代。有关如何在旋变激励放大器电路实现 ALM2403-Q1 器件的更多详细信息，请参阅[1]。



图 2-2. 采用 ALM2403-Q1 (基本电路) 的旋变激励放大器

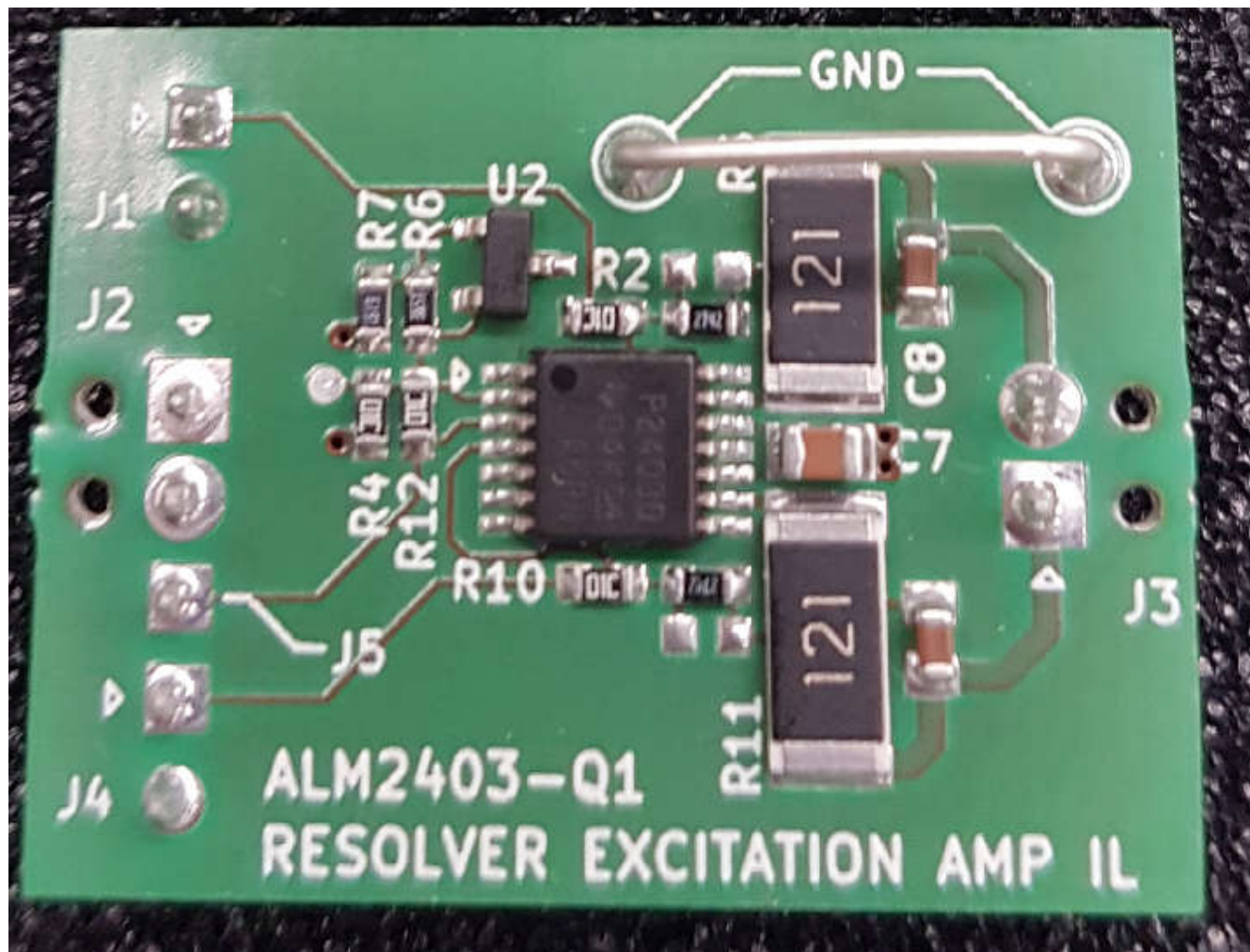


图 2-3. 采用 ALM2403-Q1 (带输出电流限制) 的旋变激励放大器

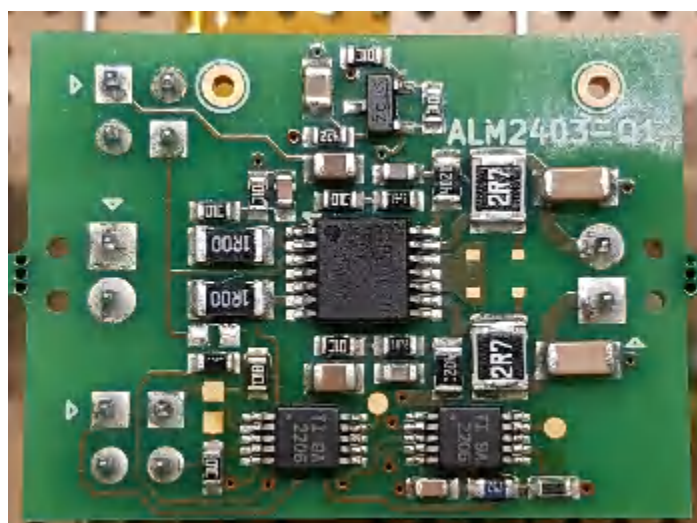


图 2-4. 采用 ALM2403-Q1 (带高级过流保护) 的旋变激励放大器

3 使用 D 类放大器的激励放大器

图 3-1 显示了具有 D 类传感器驱动放大器的激励放大器的简化方框图。混合信号放大器内核为功率级生成与输入信号有关的脉宽调制 (PWM) 信号。输出 LC 滤波器可消除高频含量并仅传递感兴趣的信号。放大器在桥接式负载 (BTL) 模式下运行，每个通道两个输出。这样就无需使用双极电源或负载的交流耦合。

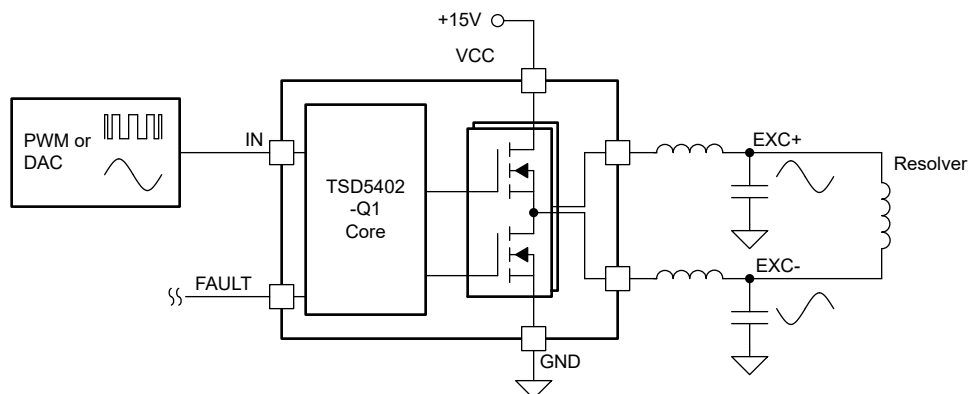


图 3-1. 具有 D 类放大器的旋变激励放大器 (简化图)

图 3-2 中的示例设计使用 TSD5402-Q1 器件。设计尺寸与采用 ALM2403-Q1 器件的线性版本类似。

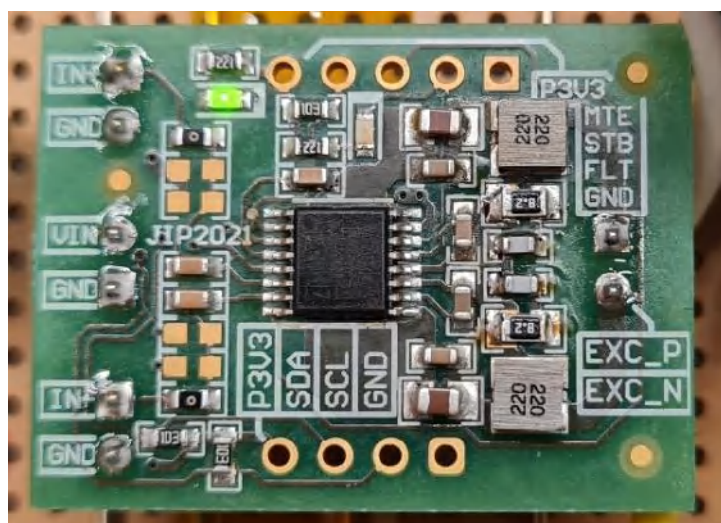


图 3-2. 采用 TSD5402-Q1 D 类传感器驱动放大器的旋变激励放大器

此外，集成单声道 D 类放大器为旋转变压器应用提供了有用的功能，例如：

- 集成负载诊断功能
- 宽输入工作电压范围
- 设计符合 EMC 要求
- 全面的保护机制（接地短路，VCC 短路，相互短路等）

备注

I²C 通信接口可保持未使用状态，因为 IC 的配置默认适合旋转变压器应用。然而，I²C 有利于获得详细的诊断数据。

4 D 类旋转变压器激励设计细节

表 4-1 列出了激励放大器的输入设计参数。

表 4-1. 激励放大器输入参数

参数	值	单位
激励频率	5 至 10	kHz
激励电压	4 至 7	V _{RMS}
10kHz 下的旋转变压器激励绕组电感	1.05	mH
旋转变压器激励绕组等效串联电阻	14.42	Ω
输入电压范围	9-18	V

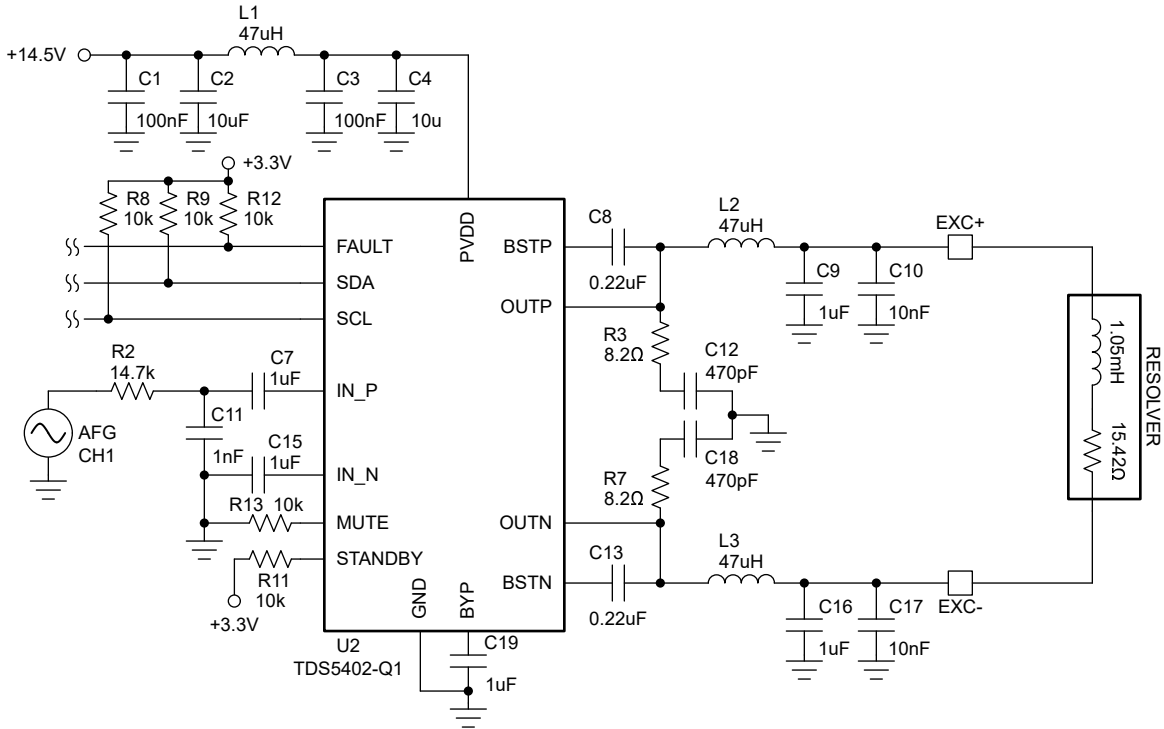


图 4-1. TSD5402-Q1 旋转变压器激励放大器原理图

图 4-1 显示了 D 类激励放大器更详细的电路图。该电路图与测试的电路板相同，只是缺少几个部件 (LED、LDO)。电容器 C1 至 C4 和电感器 L1 构成一个输入 π 型滤波器。该滤波器可减少开关噪声传播到系统其余部分。在大多数情况下，滤波器不是必需的，因为放大器无论如何都会连接到有噪声的 DC/DC 转换器。电阻器 R8、R9 和 R12 是可选 I²C 总线和故障信号的上拉电阻器。来自发生器 AFE 的输入基准信号进入低通滤波器 R2、C11。放大器输入引脚 IN_P、IN_N 使用电容器 C7、C15 进行交流耦合。旋转变压器应用使用单端输入。因此，电容器 C15 的另一端接地。电阻器 R13、R11 为 Hi-Z 和待机输入引脚设置默认配置。电容器 C19 是用于集成稳压器的旁路电容器。两个输出的功率级都是对称的。电容器 C8 和 C13 是自举电容器，用于功率级的内部偏置。电阻器 R3、R7 和电容器 C12、C18 构成两个缓冲电路，可减少开关节点处的电感振铃。每种设计的缓冲器元件值不同，这是经过实验室实验得出的结果。输出滤波器的元件选择至关重要。输出 LC 滤波器 L2 (L3)、C9 (C16)、C10 (C17) 的值与数据表中的推荐值不同。这种旋转变压器设计实现了 47 μ H 电感值和 1 μ F 电容值。这种组合将截止频率设置为 23.2kHz。造成这种变化的主要原因是通过调整总负载阻抗来降低功耗。

4.1 功率级组件选择

旋转变压器次级绕组空载运行。因此，旋转变压器初级 (励磁) 线圈主要用作电感器。电感器和电容器不能耗散任何功率。因此，旋转变压器励磁在功率因数接近零的情况下运行，仅消耗无功功率。无功功率使电源 (放大器) 升温。

有多种方法可以分析功率级：

- 考虑功率因数
- 分析阻抗网络
- 频域分析，但结果都一样。

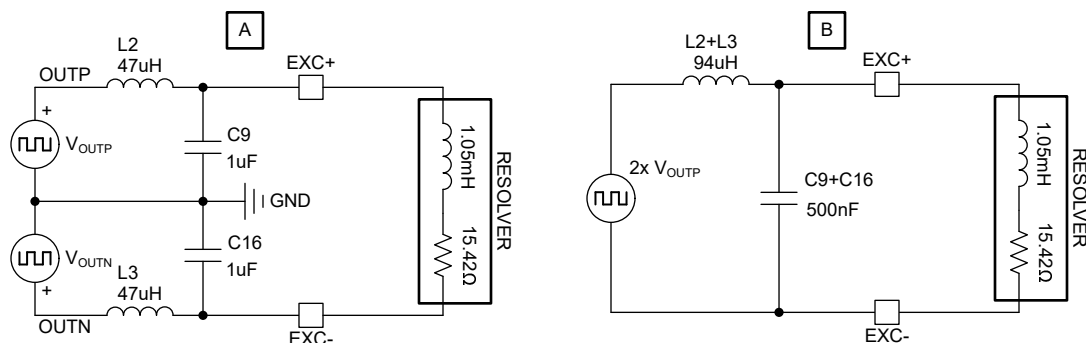


图 4-2. D 类功率级分析

图 4-2 - 电路 A 简化了功率级的分析。电容器 C10、C17 的值明显较小，我们可以在分析时忽略它们。此外，功率级对称，因此电感器值 L2、L3 和电容器值 C9、C16 相同。电压源 V_{OUTP} 和 V_{OUTN} 始终为正（相对于接地）。这实际上使旋转变压器测得的电压加倍。图 4-2 - 电路 B 进一步简化了用于分析的电路。输出电容器 C9 和 C16 与旋转变压器绕组的串联组合形成一个并联谐振电路（谐振回路）。

了解旋转变压器激励背景下的并联谐振回路概念非常重要。在谐振频率下，流经电容器的电流会抵消流经电感器的电流。谐振电路的阻抗变为无穷大，而谐振回路的电流降至零。由于激励频率保持恒定，因此使用谐振在旋转变压器应用中很有用。通过仔细选择并联电容器，工程师可以降低旋变激励放大器的功耗并显著改善热性能。图 4-3 展示了图 4-4 中电路的阻抗图。谐振峰值出现在 6.9kHz，此时阻抗增加到 144 Ω 。在标称激励频率 $f_{EXC}=10kHz$ 时，阻抗为 57 Ω 。

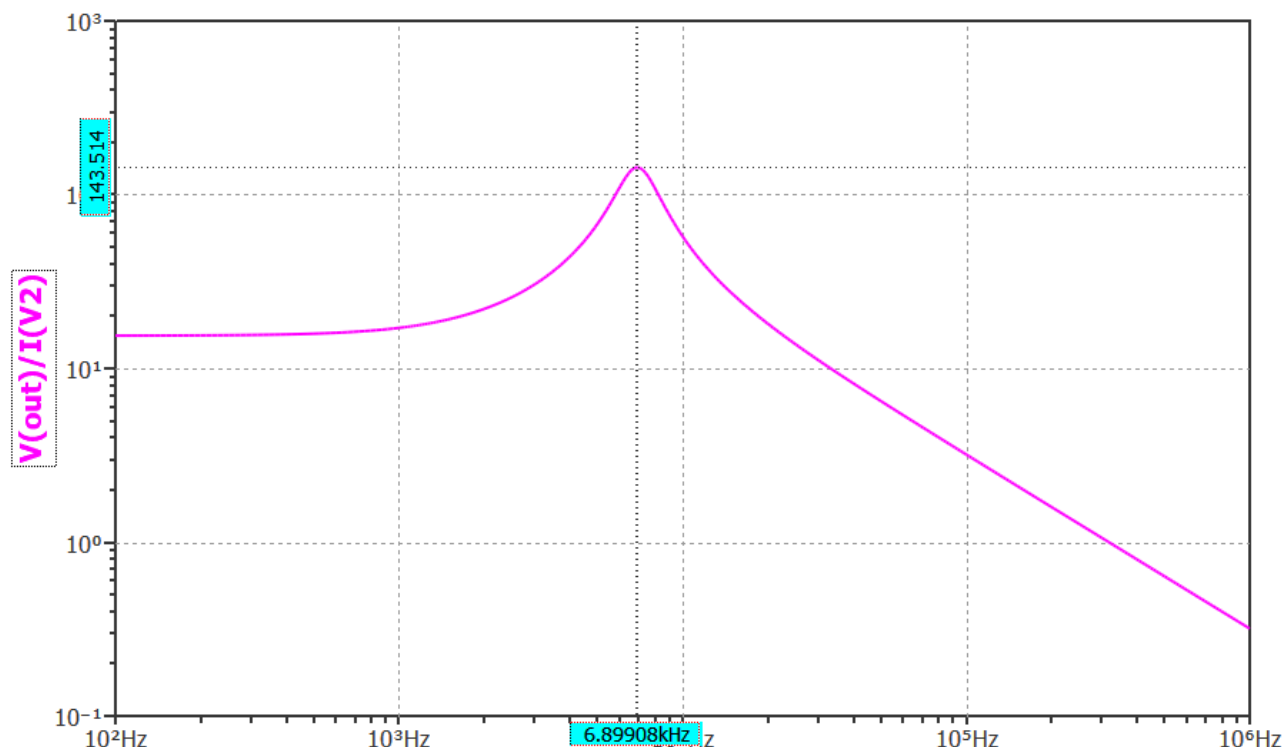


图 4-3. 并联谐振回路的阻抗图

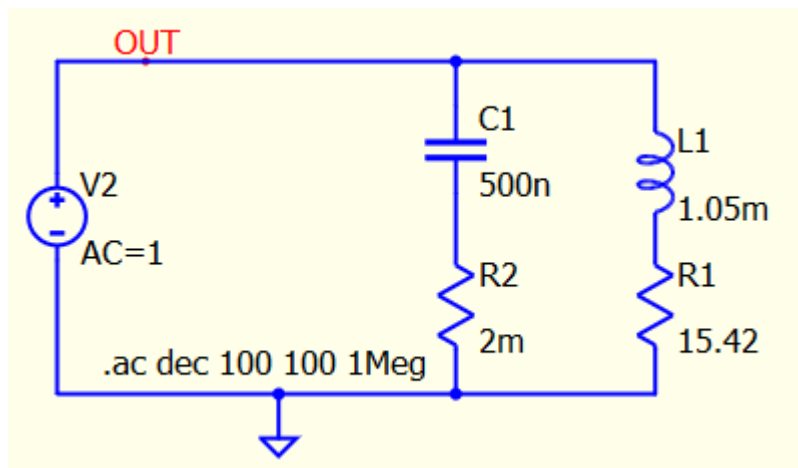


图 4-4. 并联谐振回路仿真电路 (QSPICE)

并联电容的设置方式是使谐振在激励频率下发生。但是，还有其他注意事项。值容差会使谐振频率上下移动。此外，多层陶瓷电容器 (MLCC) 有直流偏置降额。功率级的输出电容还定义了输出纹波。减小电容会增加输出纹波。为了保持输出纹波，L2、L3 的电感必须成比例升高。较高的电感会降低通过功率级的纹波电流，并保持与器件数据表中的电路相似的截止频率。电感器 L2、L3 及电容器 C9、C16 的电流值是输出纹波、截止频率和电感器尺寸之间良好折衷的结果。大约 6.9kHz 处的谐振峰值恰好位于 5 至 10kHz 的期望激励频率范围的中间。

4.2 输入滤波器元件选择

输入滤波器 R2、C7、C11 传递激励信号并抑制较高次谐波含量。交流耦合可消除对 TSD5402-Q1 器件中的输入电路至关重要的任何直流电压。通常，微控制器为激励放大器生成基准信号。有两种方法。

调制 PWM 是用于生成基准信号的常见设计。PWM 频率设置得尽可能高。所需的激励频率可调制占空比。低通滤波器会传输目标信号，但会消除 PWM 谐波含量。微控制器中的 PWM 发生器使用系统时钟作为输入。这意味着系统时钟和所需的分辨率会限制最大 PWM 频率。通过改变调制深度，可以微调输出幅度。表 4-2 列出了测试此设计时的 PWM 调制值。

表 4-2. PWM 调制

参数	值	单位
PWM 频率	312.5	kHz
逻辑高电压电平	3.3	V
逻辑低电压电平	0	V
中心占空比 (无调制)	50	%
调制频率 (激励)	10	kHz
调制深度 (指数)	24.5	%
调制信号形状	正弦	-

数模转换器 (DAC) 是用于生成基准信号的另一种可能设计。这样可以微调信号参数，并放宽对低通滤波器的要求。此设计通常提供更好的性能和信号纯度。然而，并非所有系统和微控制器都具有 DAC。

5 实践实验

5.1 测试设置

图 5-1 展示了后续测量的测试设置。表 5-1 列出了测试条件（除非另有说明）。

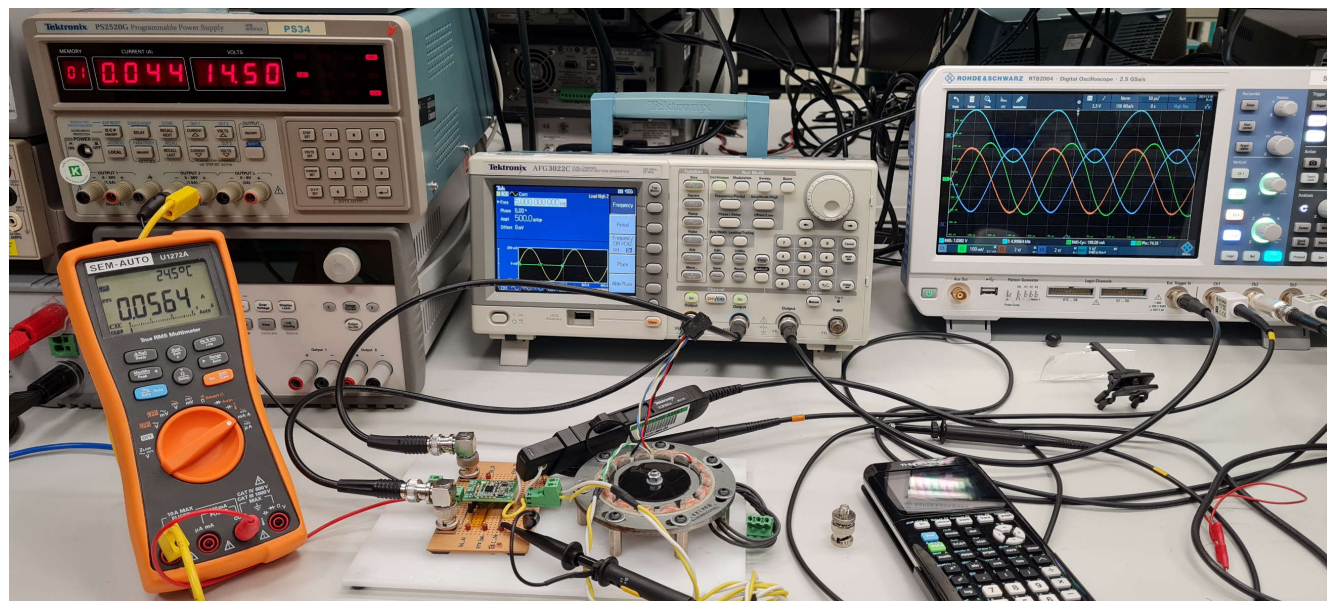


图 5-1. 测试设置

表 5-1. 测试条件

参数	值	单位
输入电压	14.5	V
激励电压	7	V _{RMS}
激励频率	10	kHz
旋转变压器初级电感	1.05	mH
旋转变压器初级电阻	14.42	Ω

5.2 默认条件下的输出波形

图 5-2 显示了正常工作条件下的默认输出波形。

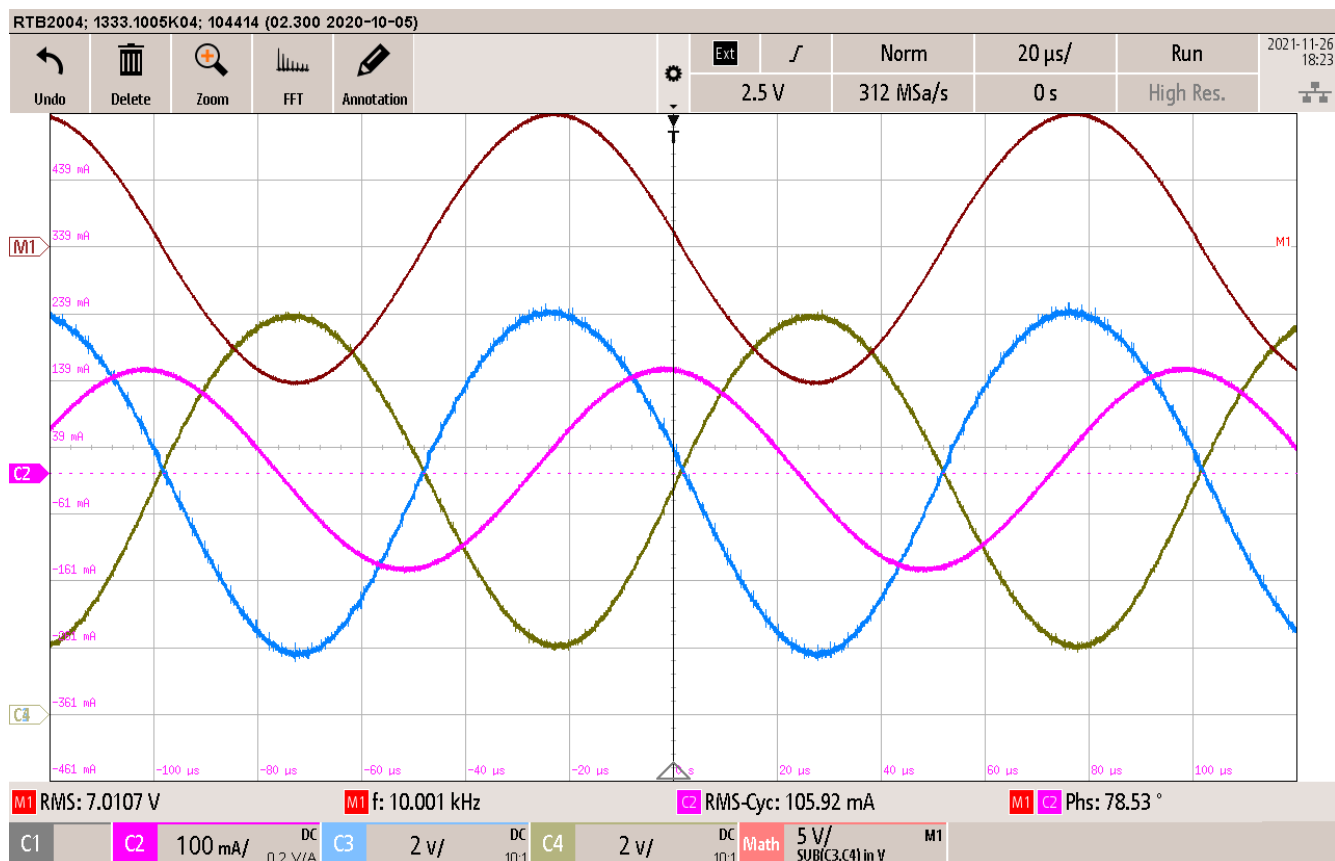


图 5-2. 输出波形

M1：旋转变压器初级绕组的差分电压

CH2 - 流经旋转变压器的电流

CH3 - EXC-信号 (单端)

CH4 - EXC+信号 (单端)

计算说明

$$V_{EXC+}(t) = V_P \cdot \sin(\omega t + 000^\circ) + V_{DC} \quad (1)$$

$$V_{EXC-}(t) = V_P \cdot \sin(\omega t + 180^\circ) + V_{DC} \quad (2)$$

旋转变压器测得的电压是...

$$V_{EXC}(t) = V_{EXC+} - V_{EXC-} = 2 \cdot V_P \cdot \sin(\omega t) \quad (3)$$

$$V_{EXC}(RMS) = \frac{V_P}{\sqrt{2}} = \frac{9.9}{\sqrt{2}} = 7.000 \text{ VRMS} \quad (4)$$

平均响应万用表测量激励放大器的输入电流。

$$P_{IN} = V_{IN} \cdot I_{IN} = 14.5 \cdot 0.0045 = 0.61 \text{ W} \quad (5)$$

通过使用示波器测量可以计算输出功率（视在功率），

$$S_{EXC} = V_{EXC(RMS)} \cdot I_{EXC(RMS)} = 7.01 \cdot 0.10592 \quad (6)$$

根据视在功率，我们可以计算旋转变压器等效串联电阻 R_{RES} 15.42Ω 上耗散的实际功率。

$$P_{EXC} = (I_{EXC(RMS)})^2 \cdot R_{RES} = 0.10592^2 \cdot 15.42 = 0.173W \quad (7)$$

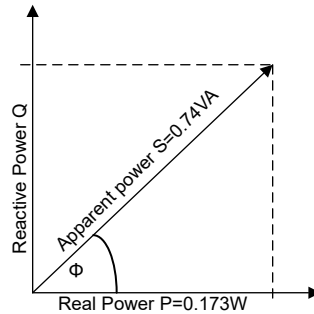


图 5-3. 功率矢量图

输出电压和电流之间的相移用于计算检查。

$$\cos \phi = \frac{\text{real power}}{\text{app. power}} = \frac{0.173}{0.742} = 0.233 \quad (8)$$

$$\phi = \arccos(0.233) = 76.52^\circ \quad (9)$$

示波器屏幕上的读数值为 $\phi = 78.53^\circ$ 。考虑到测试设置和示波器读数，这将使误差降至最低。

放大器的功耗是峰值输入功率和输出功率之间的差值。

$$P_{TPD} = P_{IN} - P_{EXC} = 0.61 - 0.173 = 0.437W \quad (10)$$

5.3 放大器传递函数

图 5-4 展示了放大器传递函数测量的测试设置。放大器的输出是差分输出，这是测量时独有的。因此，放大器输入通过隔离变压器 (图 5-5) 连接到信号源。这种自制的隔离变压器在目标频带 (图 5-6, 表 5-2) 内具有平坦的频率响应。对于该频率范围，具有内置波特图功能的示波器非常有用。

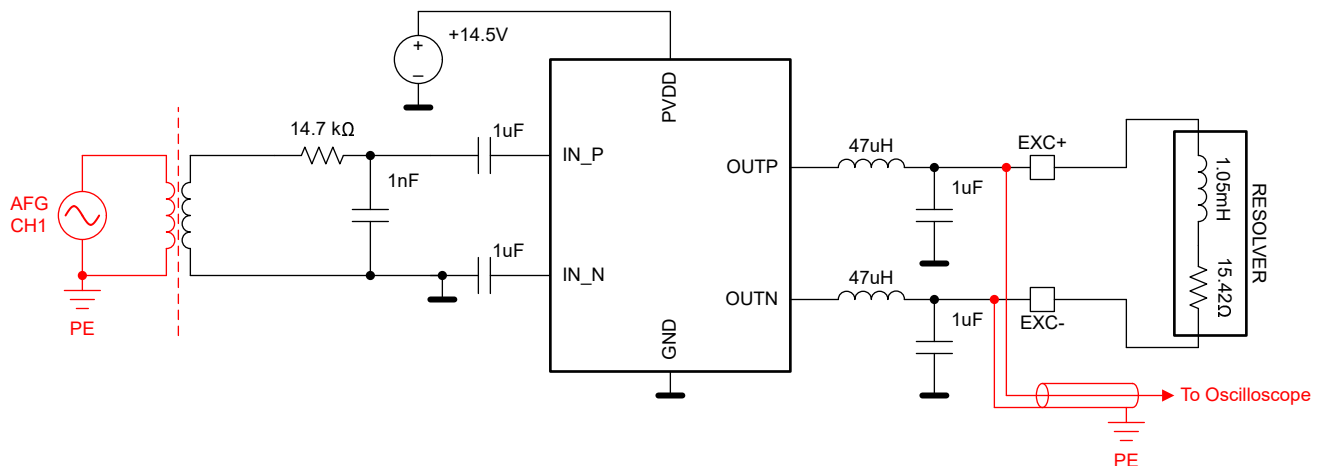


图 5-4. 传递函数测量的测试设置

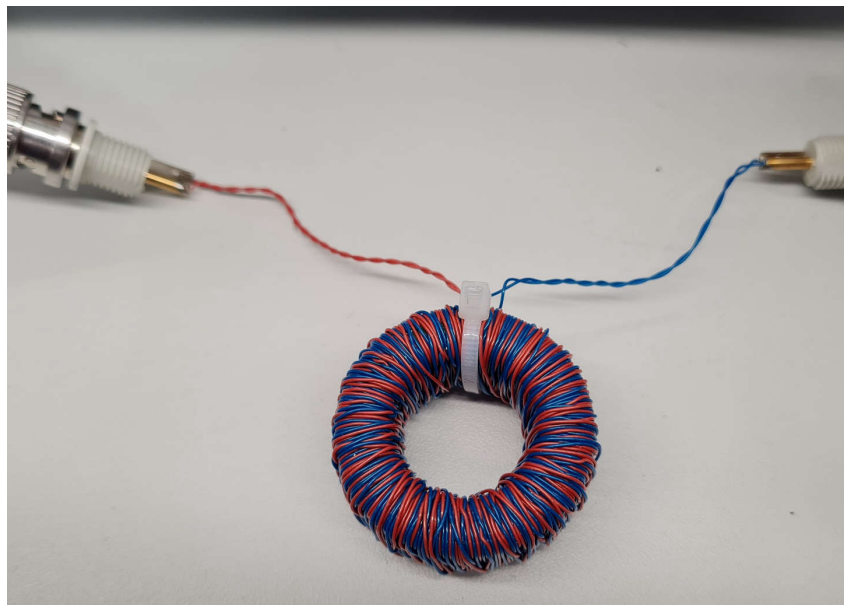


图 5-5. 自制隔离变压器

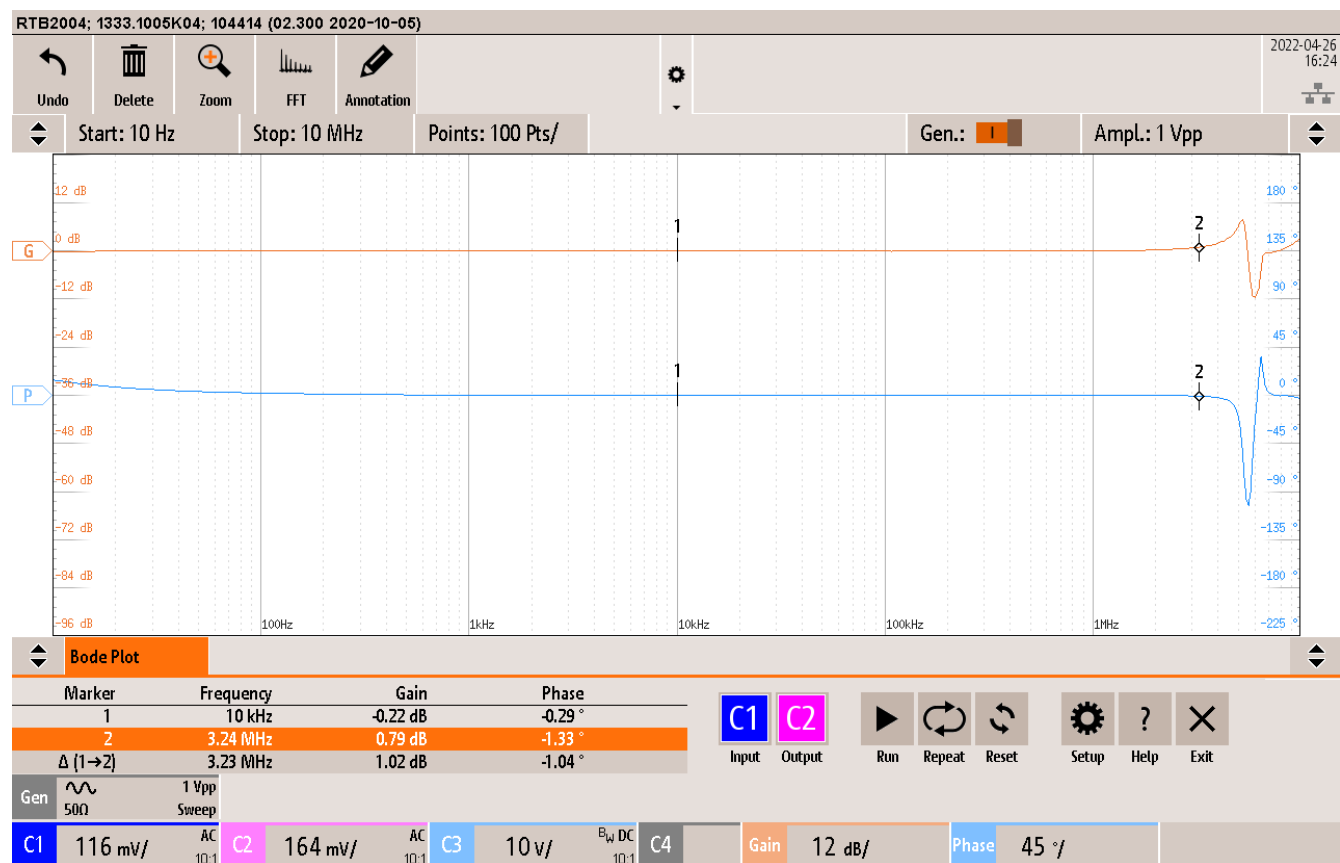


图 5-6. 隔离变压器传递函数 (高阻抗负载)

表 5-2. 隔离变压器频率特性

频率	增益	相位
31.6Hz	-0.09dB	4.7°
10kHz	-0.22dB	-0.29°
3.24MHz	0.79dB	-1.33°

图 5-7 和图 5-8 显示了激励放大器的传递函数。请注意图 5-8 中旋转变压器的负载效应。在大约 3kHz 以下的低频范围内，增益下降很明显。然而，在介于 5 至 10kHz 之间的相关频段内，传递函数保持恒定。

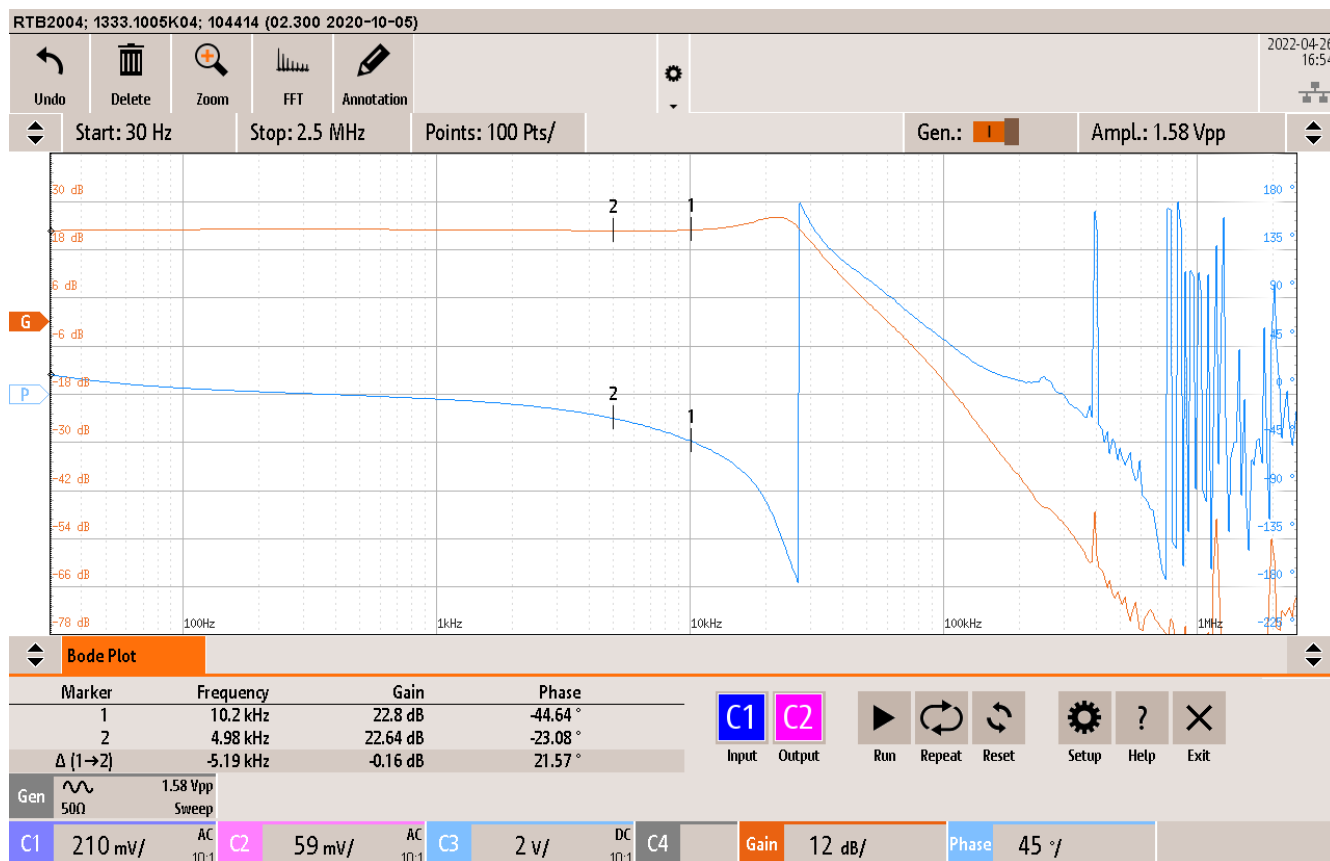


图 5-7. 放大器传递函数 (空载输出)

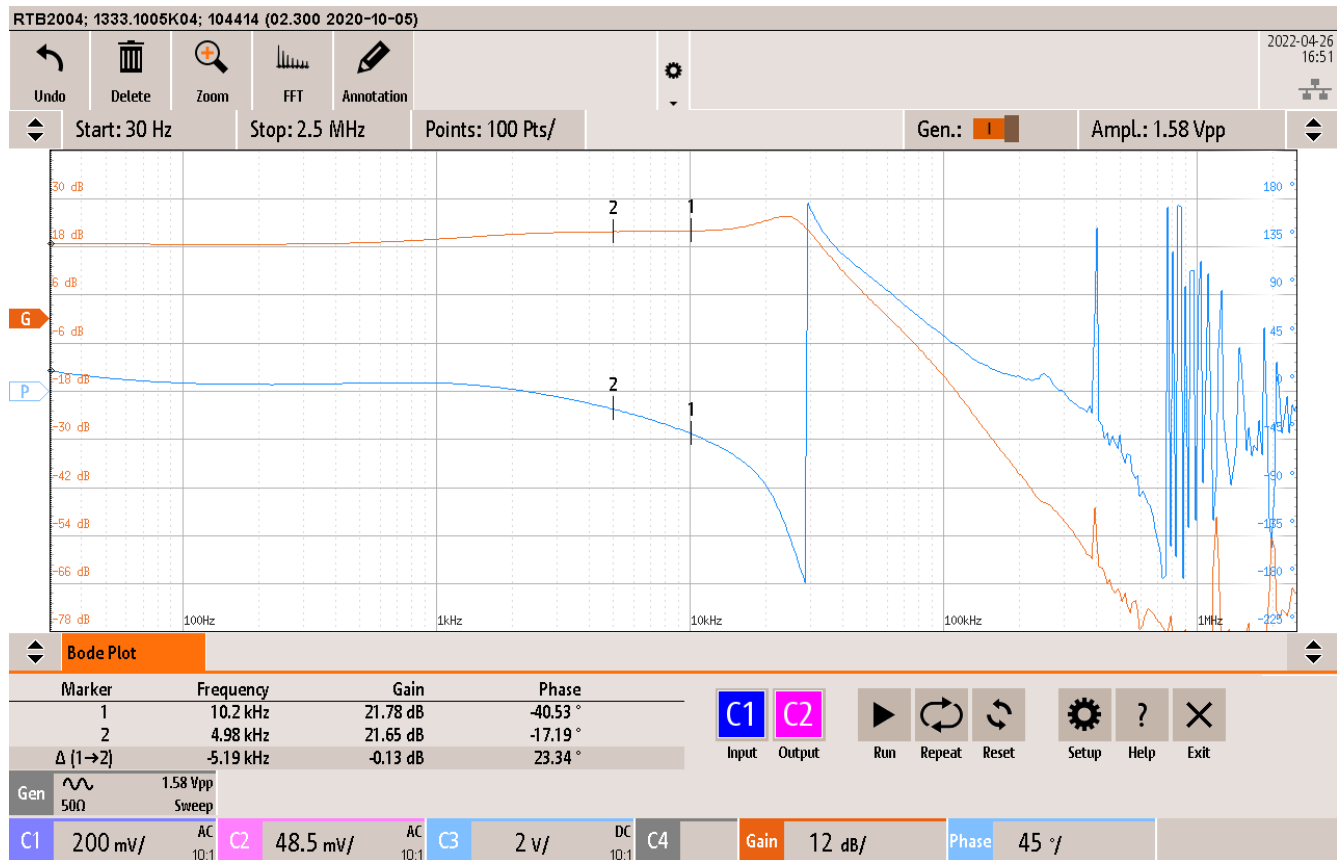


图 5-8. 放大器传递函数 (旋转变压器作为负载)

备注

D 类放大器以 400kHz 的开关频率工作。但是，由于采用 BD 调制模式

5.4 使用 PWM 生成基准信号

在本实验中，任意波形发生器会产生 PWM。PWM 信号进入输入 RC 滤波器 R2、C11。图 5-9 显示了一阶滤波器无法完全滤除较高次谐波含量，并且波形具有很多纹波。然而，放大器充当低通滤波器。图 5-10 显示了激励放大器输出端的纯净正弦波。由于 D 类放大器无法传递超过奈奎斯特 (Nyquist) 准则频率的信号，一些谐波含量会出现混叠。这会导致总谐波失真 (THD) 增加，如下文所述。

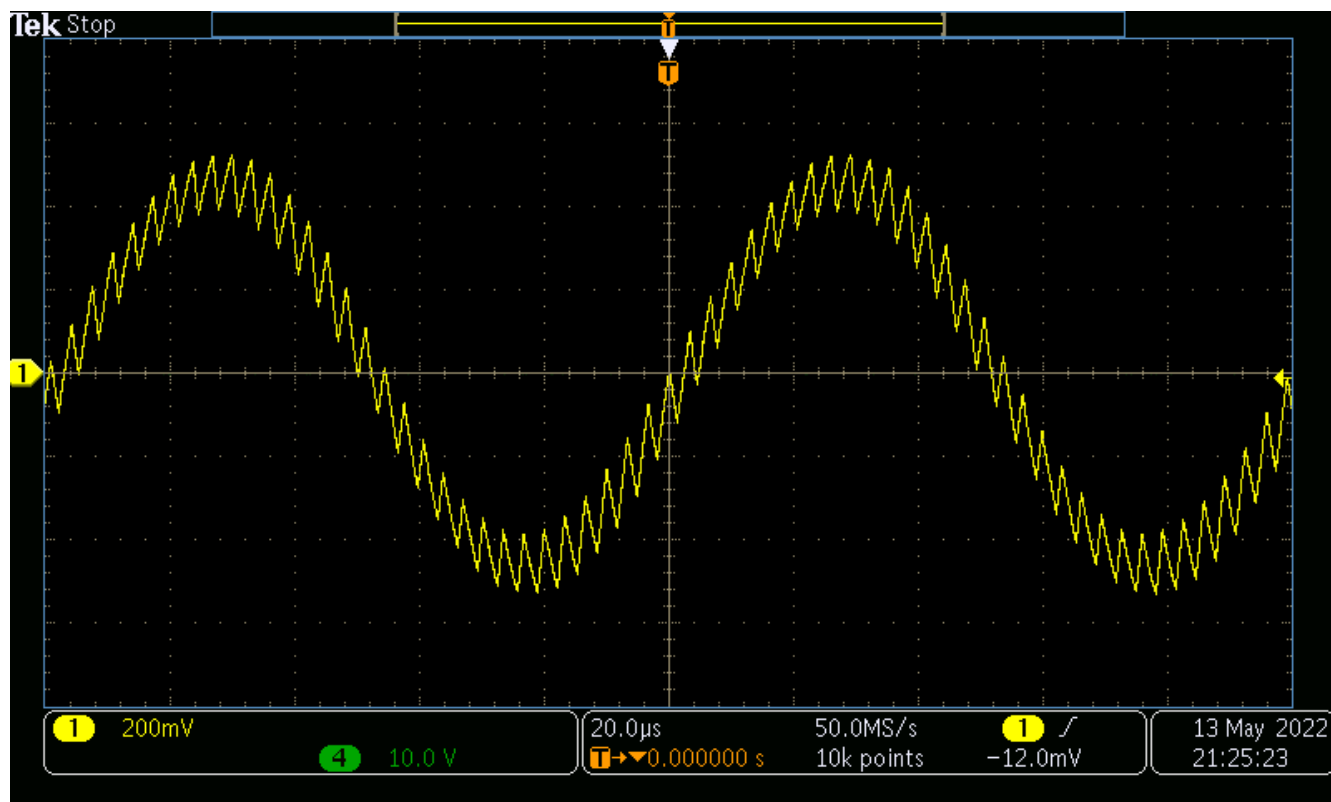


图 5-9. 输入 RC 滤波器电压 (C11 两端)

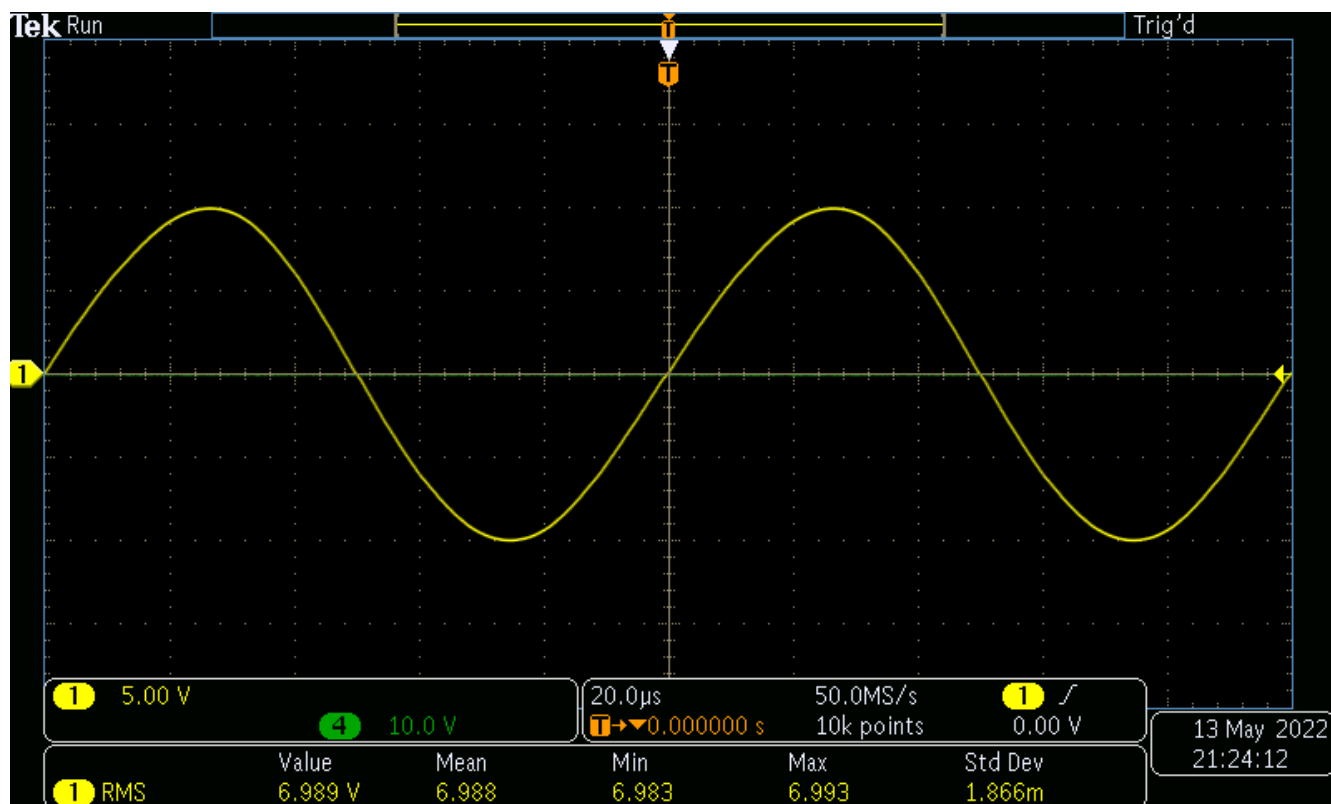
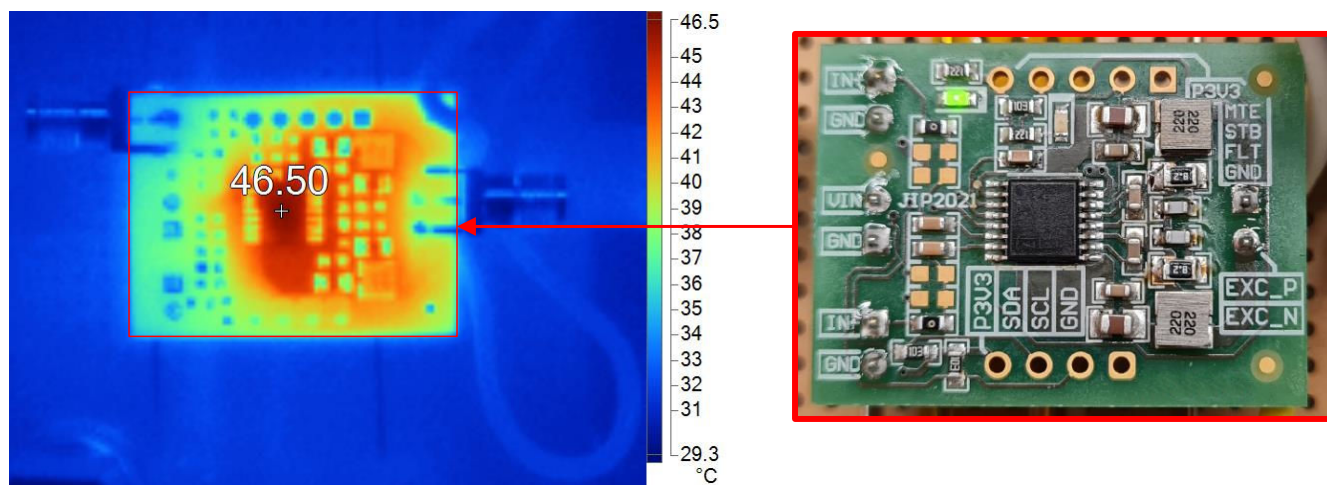


图 5-10. 激励放大器输出电压

5.5 热成像和线性设计的比较

图 5-11 显示了在环境温度 21°C 下驱动旋转变压器时放大器的热图像。



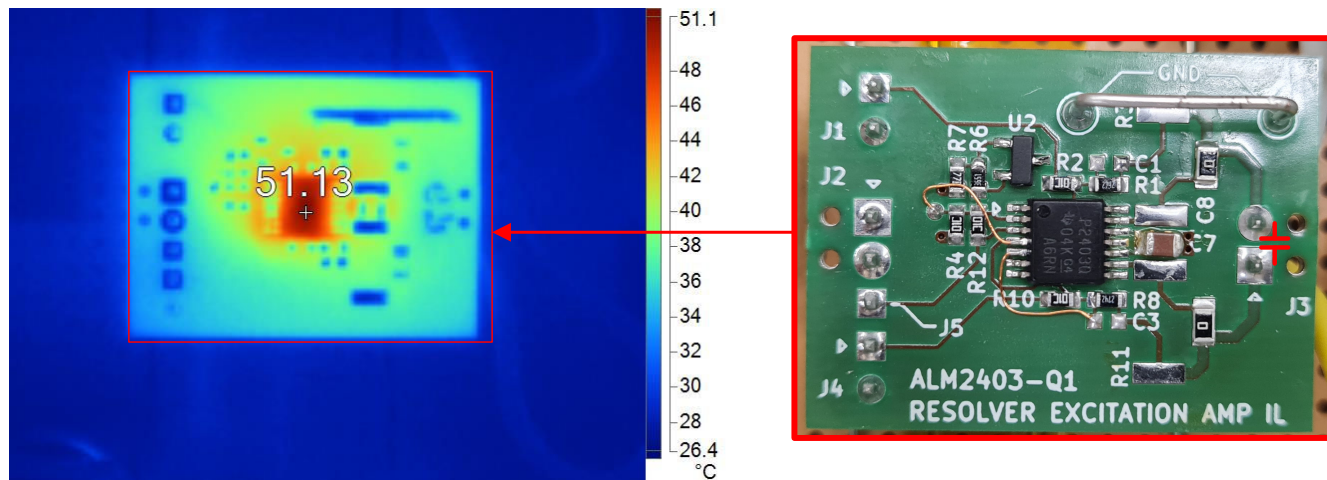


图 5-13. 具有功率运算放大器 ALM2403-Q1 和输出端电容器的放大器的热图像

5.6 输出频谱

该实验的目的是验证开关模式功率级向激励放大器的输出端引入了多少开关噪声。图 5-14 展示了输出频谱测量的测试设置电路图。与传递函数测量类似，使用隔离变压器将任意波形发生器与输入隔离。这样就可以将频谱分析仪连接到放大器输出端。无源 1:10 探头可保护频谱分析仪输入免受过载影响。

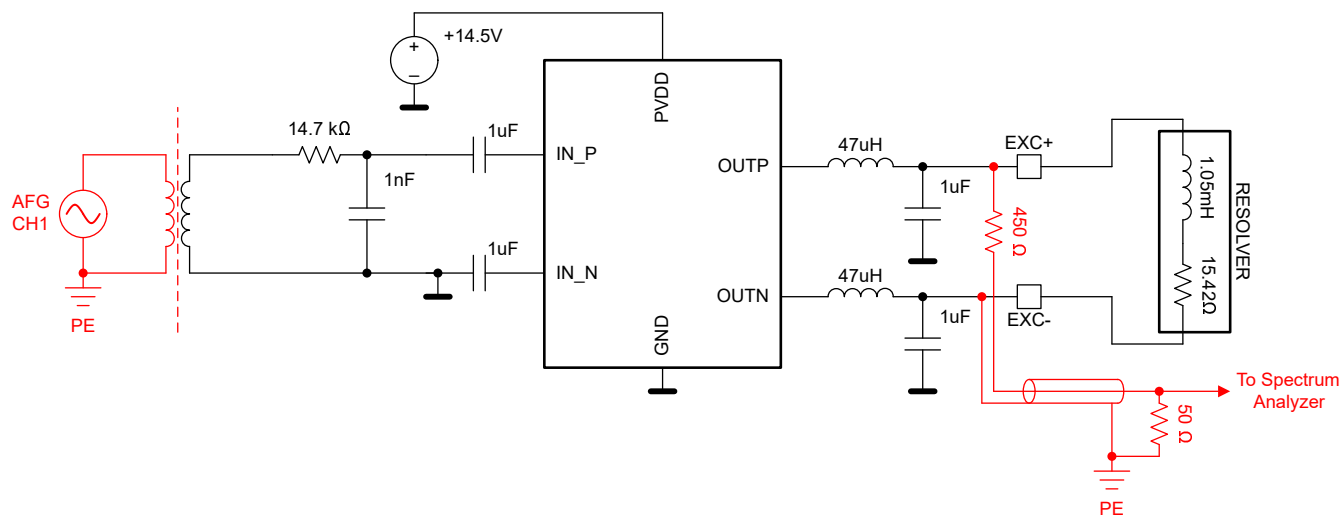


图 5-14. 输出频谱测量的测试设置

图 5-15 显示了 0 至 10MHz 的输出频谱和 0 至 1MHz 的选定缩放窗口。

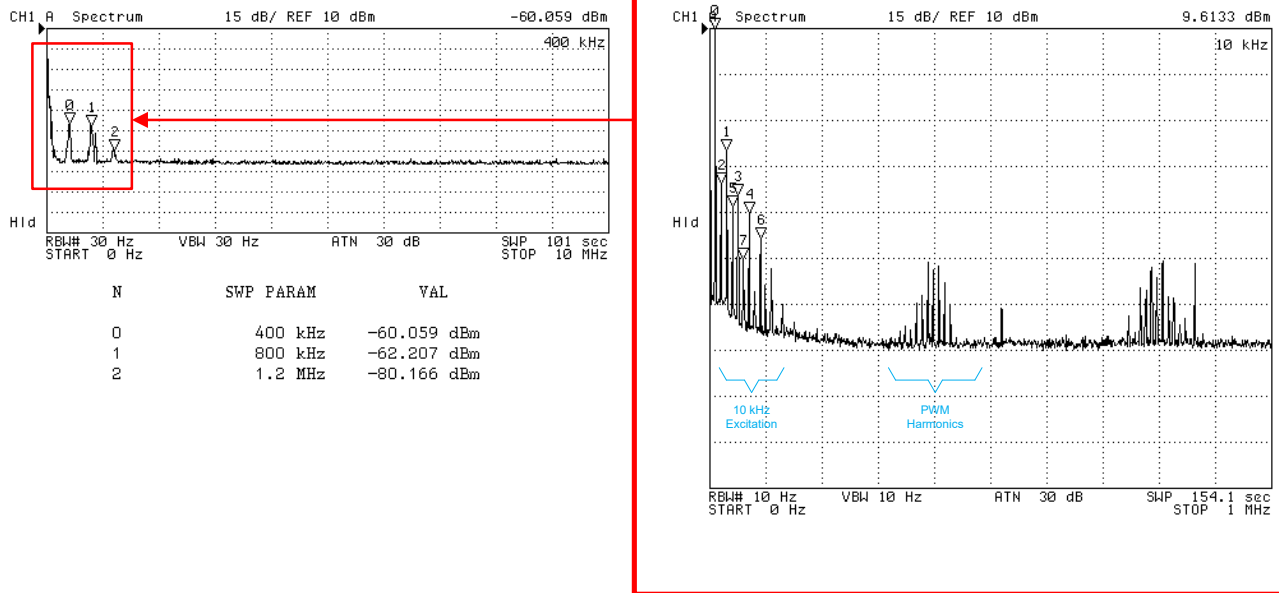


图 5-15. 激励放大器的输出频谱 (谐波输入)

图 5-16 中的进一步详细分析显示了前 8 个谐波。30kHz 首个不必要谐波幅值比载波低 40dB (100 倍)。这是一个非常好的结果。

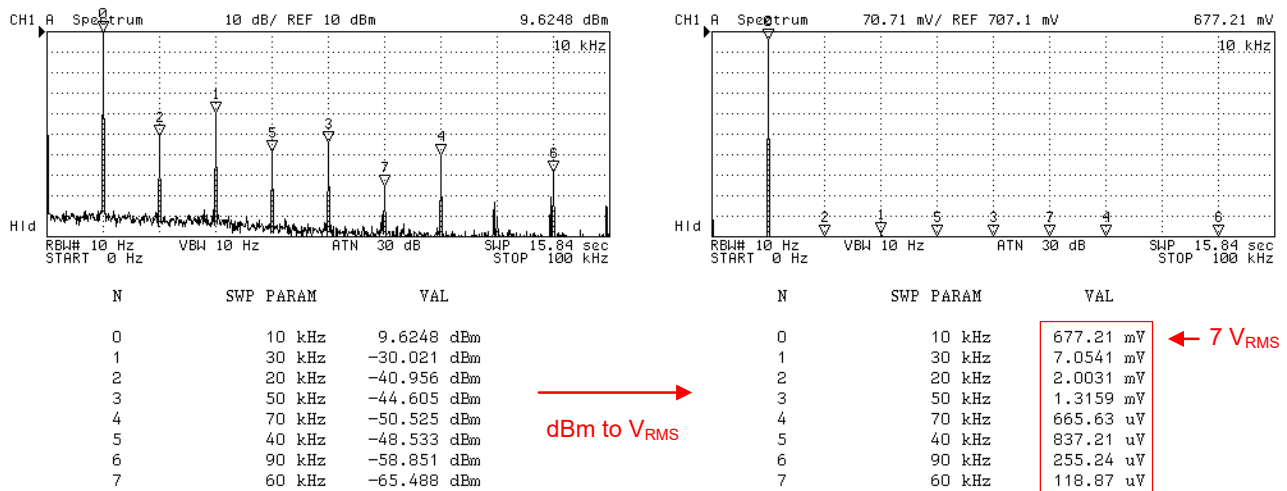


图 5-16. 0-100kHz 输出频谱的详细分析

图 5-17 显示了信号发生器使用谐波信号 (A) 和调制 PWM (B) 驱动输入时的输出频谱比较。PWM 信号会引入新的谐波。

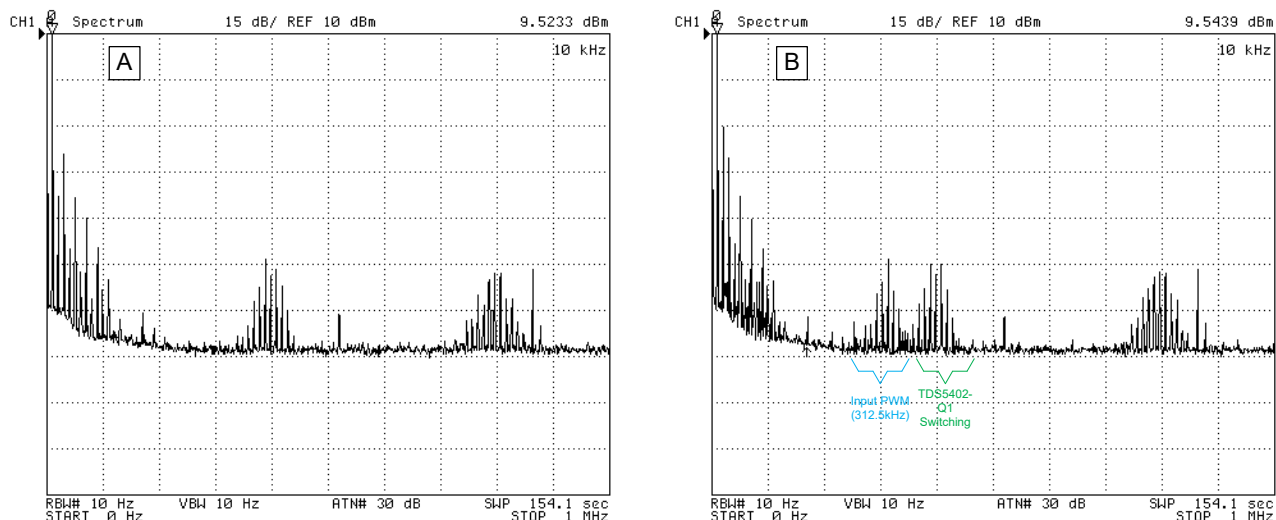


图 5-17. 驱动输入的谐波 (A) 和 PWM (B) 信号的输出频谱比较

图 5-18 显示了以 PWM 信号作为输入时输出信号的详细分析。详细分析还显示了 400kHz 附近出现的混叠谐波。请注意，TSD5402-Q1 器件的开关频率为 400kHz。但是，由于采用 BD 调制方案，频率几乎翻倍，并将奈奎斯特准则频率增加到 400kHz。

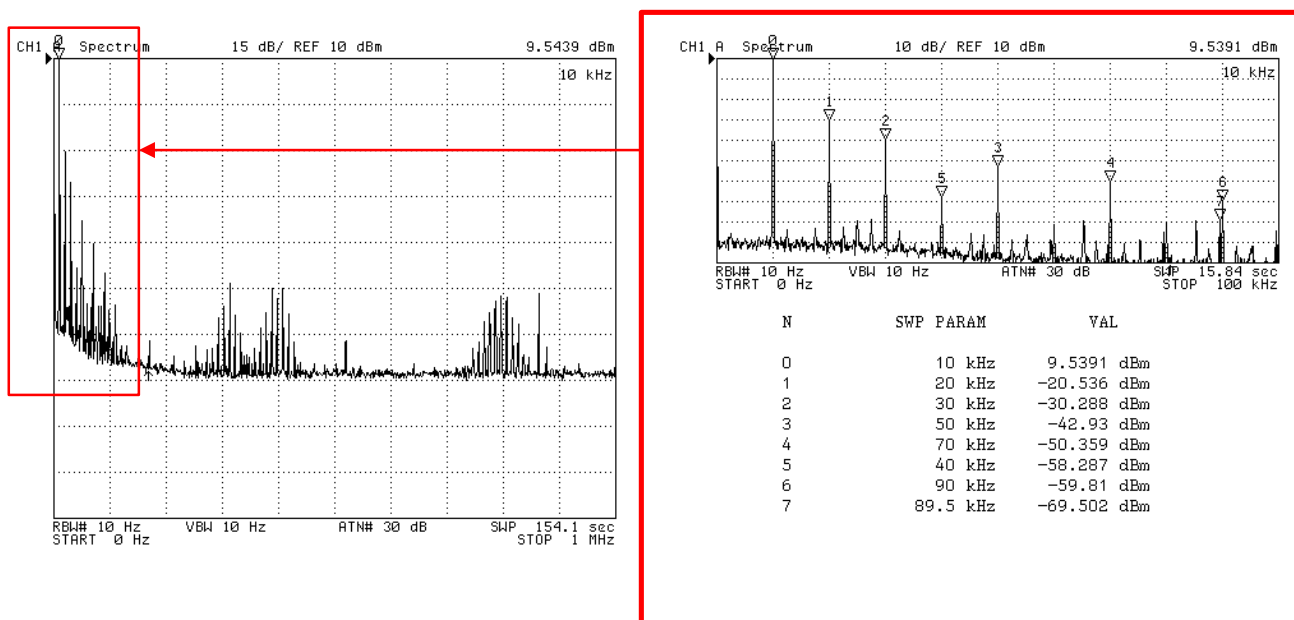


图 5-18. 激励放大器的输出频谱 (PWM 输入)

5.7 总谐波失真 (THD)

总谐波失真是一个单一数字，用于解释上一章的输出频谱测量值。表 5-3、图 5-19 和 图 5-20 记录了结果。

表 5-3. 总谐波失真

输入类型	值	单位
谐波信号 THD	1.15	%
调制 PWM 信号 THD	3.24	%

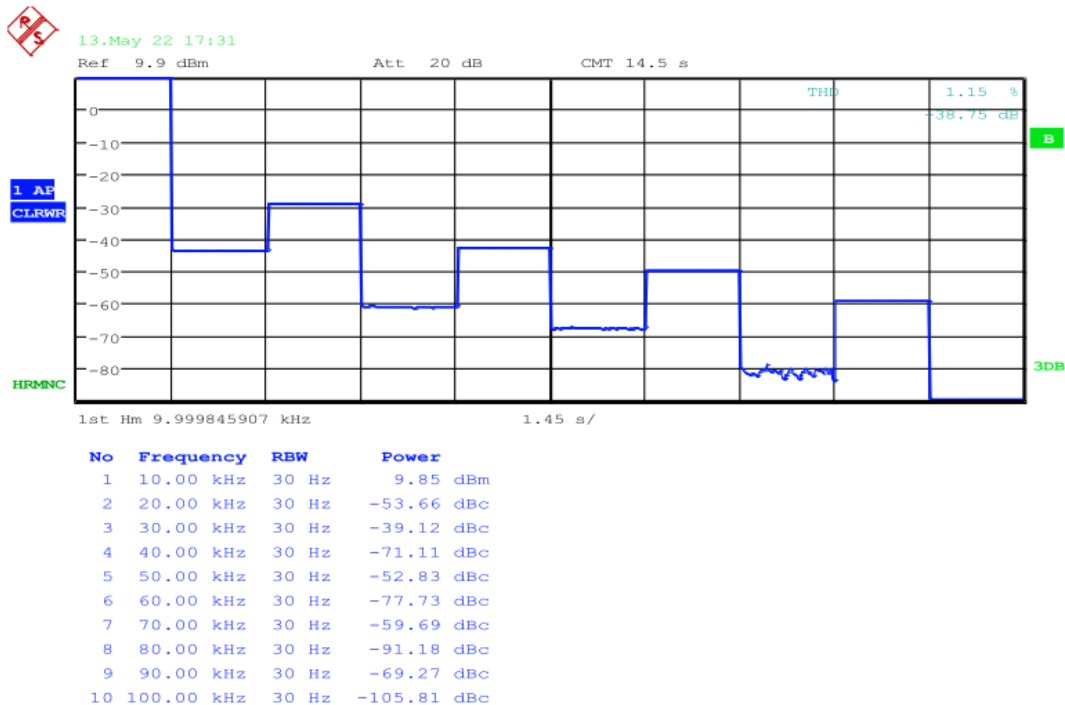


图 5-19. 总谐波失真 (谐波信号)

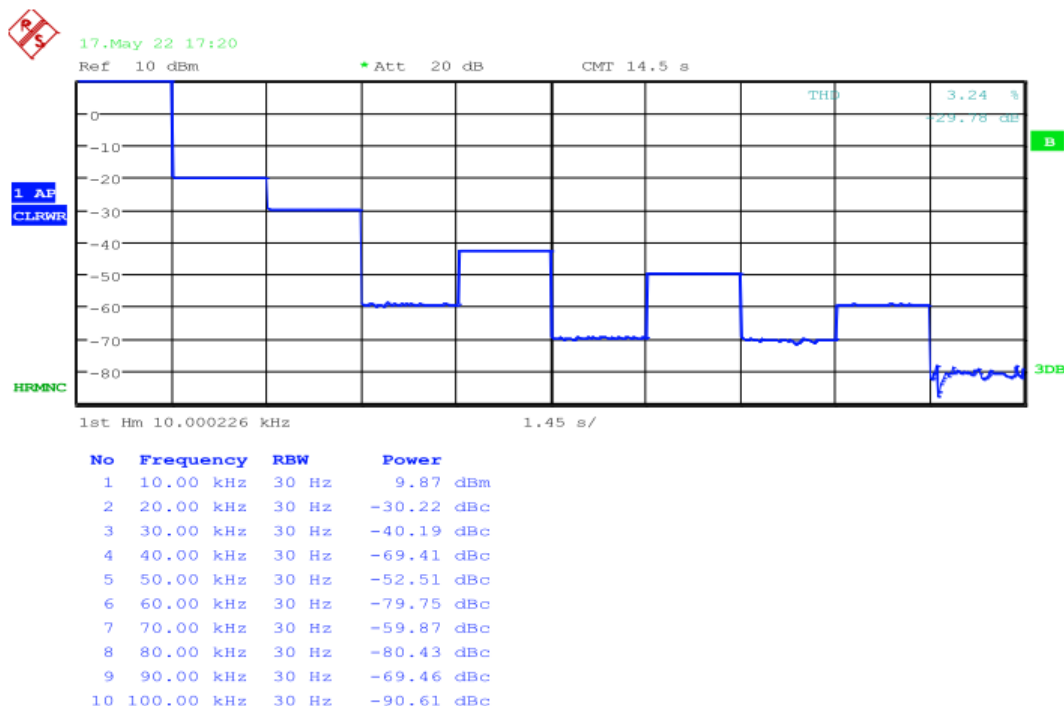


图 5-20. 总谐波失真 (PWM 信号)

5.8 故障事件

图 5-21 展示了故障事件的测试设置和图 5-22 原理图。测试设置通过故障注入器引入接地短路或 VCC 短路测试条件。故障注入器使用汞湿式继电器，具有出色的无弹跳开关特性。波形表明，激励放大器通过禁用输出对短路情况作出迅速反应。这样可以防止电源过载并保护系统。短路消除后，激励放大器恢复正常工作。

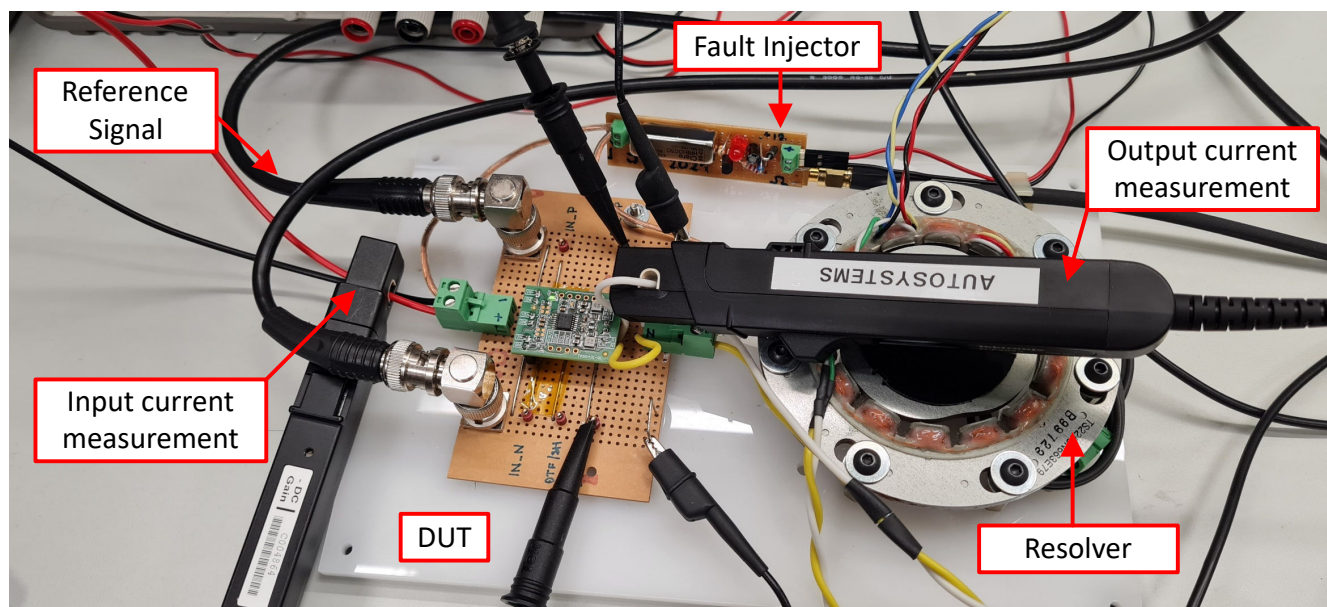


图 5-21. 故障事件的测试设置

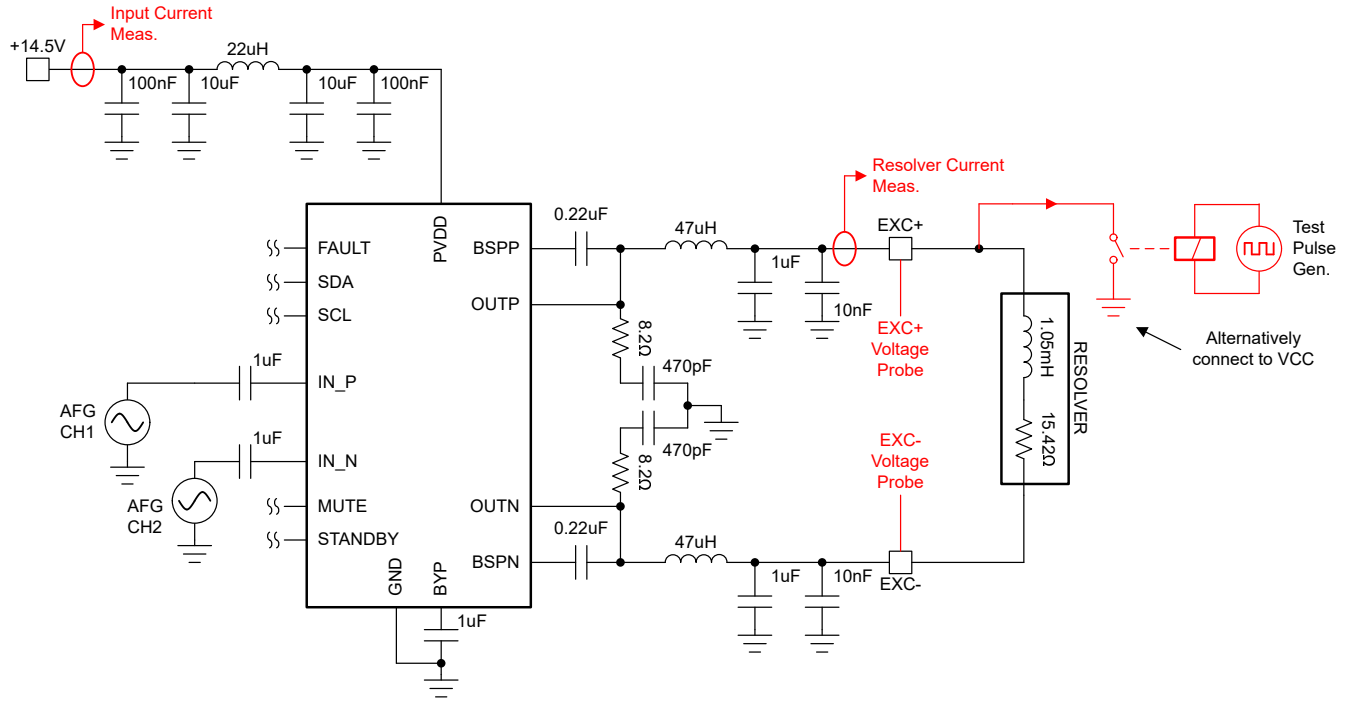


图 5-22. 故障事件测试设置电路

图 5-23 显示了旋转变压器波形以供参考。

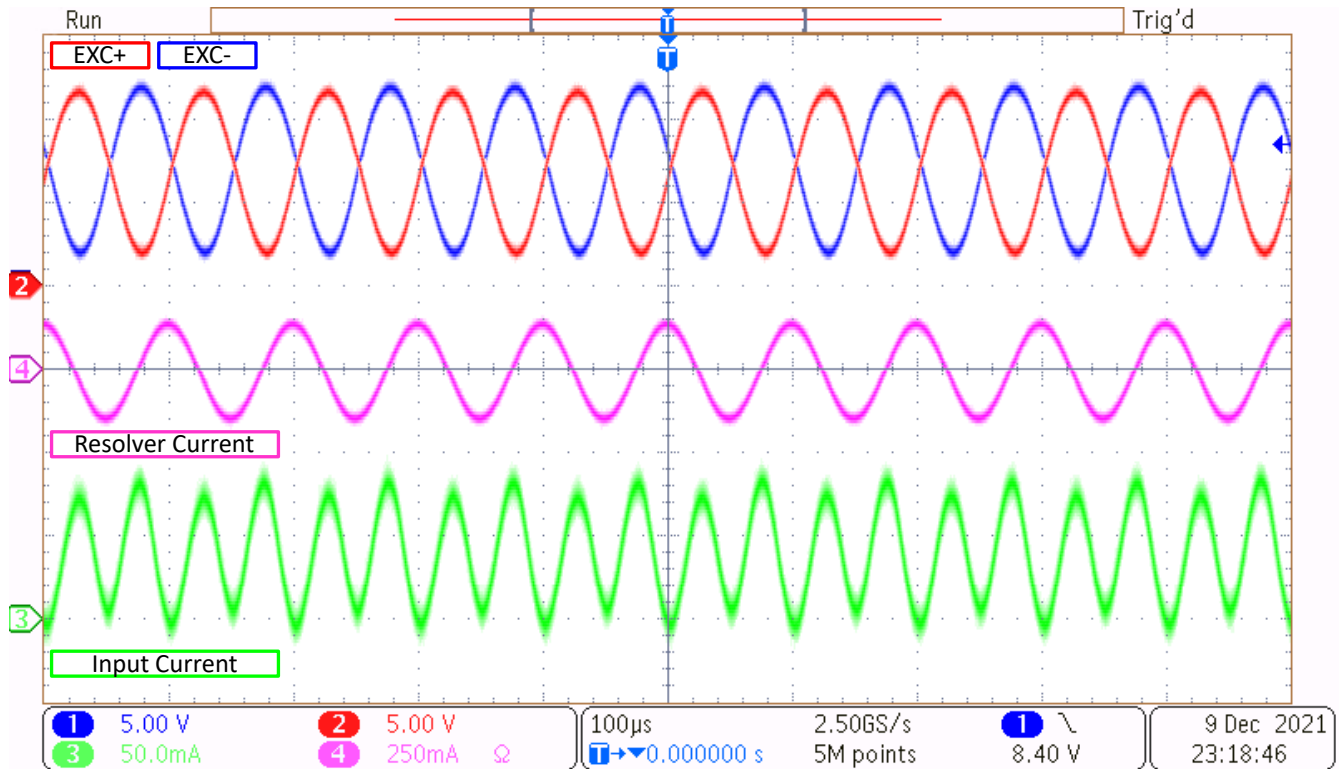


图 5-23. 故障事件-参考波形

CH1 - EXC+信号 (单端)

CH2 - EXC-信号 (单端)

CH3 - 激励放大器输入电流

CH4 - 旋转变压器电流

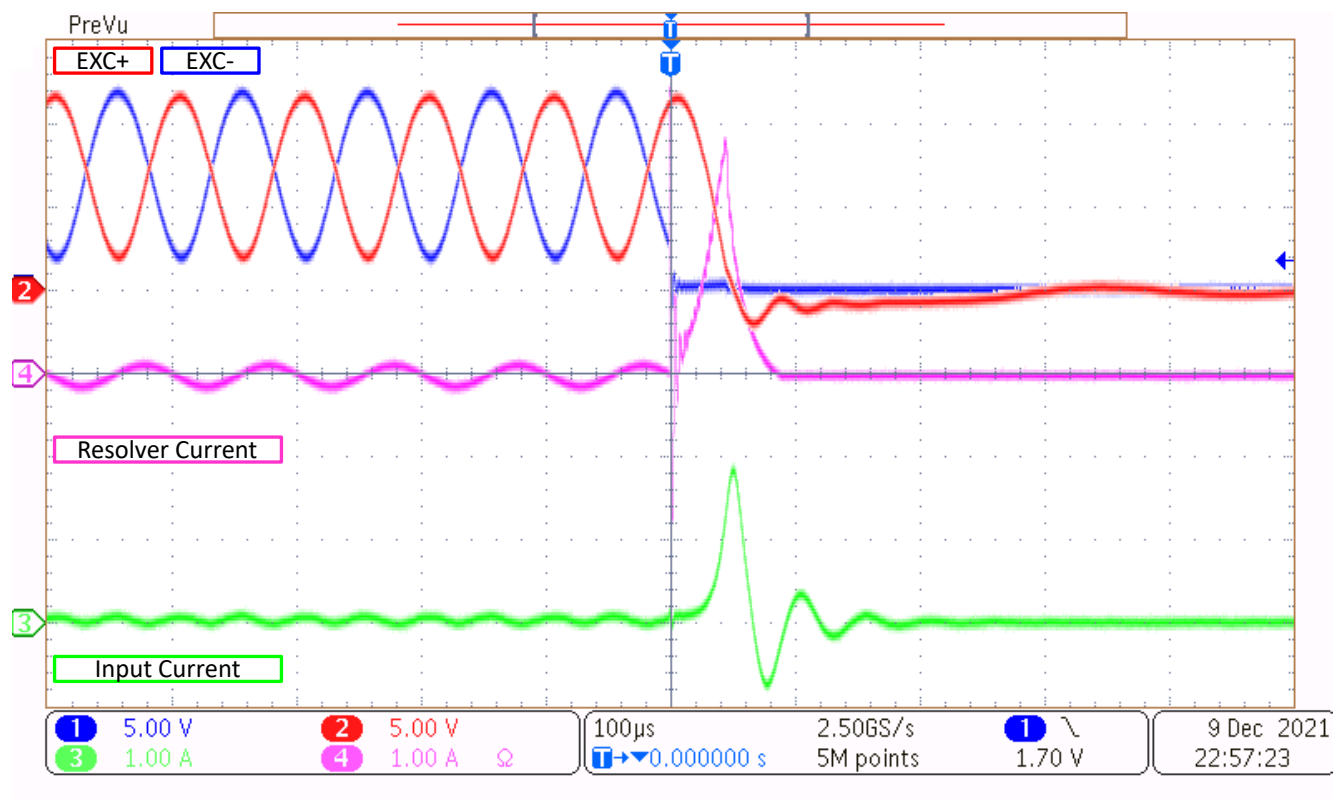


图 5-24. 接地短路

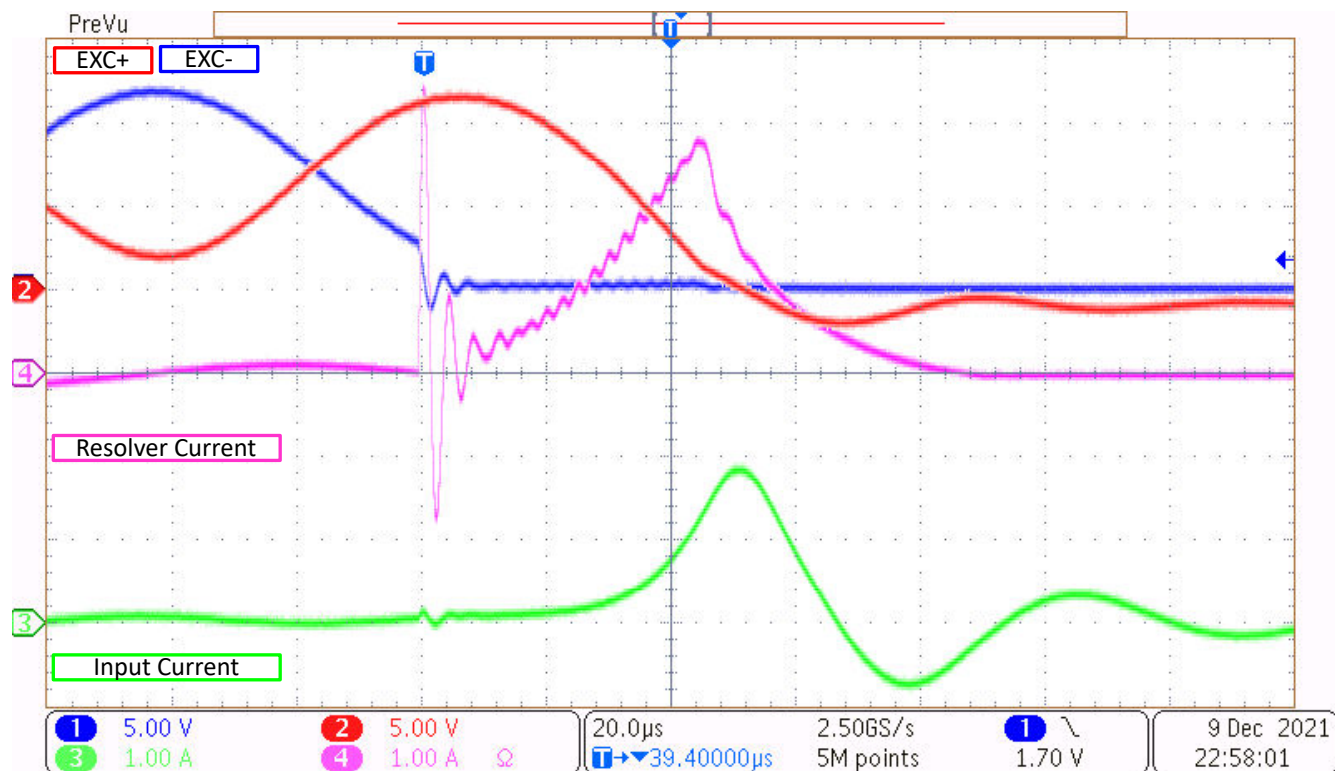


图 5-25. 接地短路 (细节图)

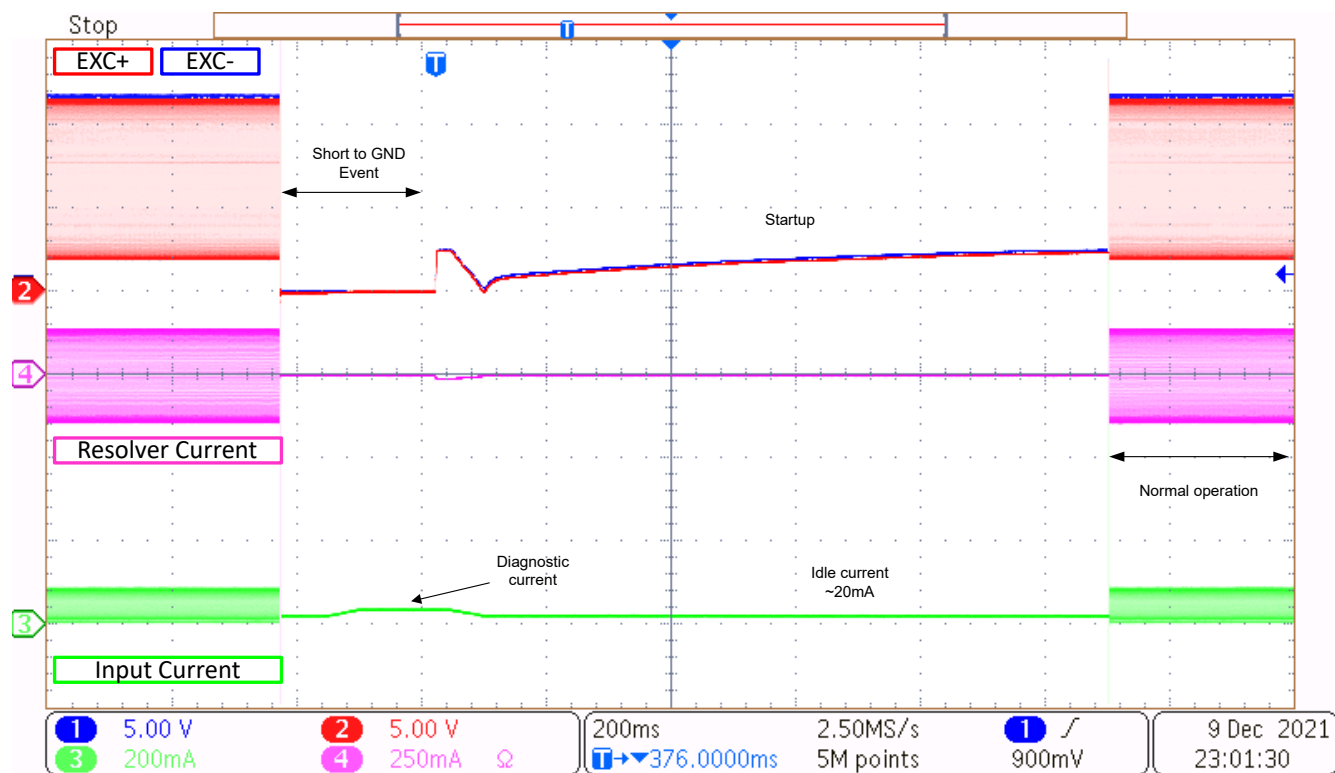


图 5-26. 从接地短路中恢复

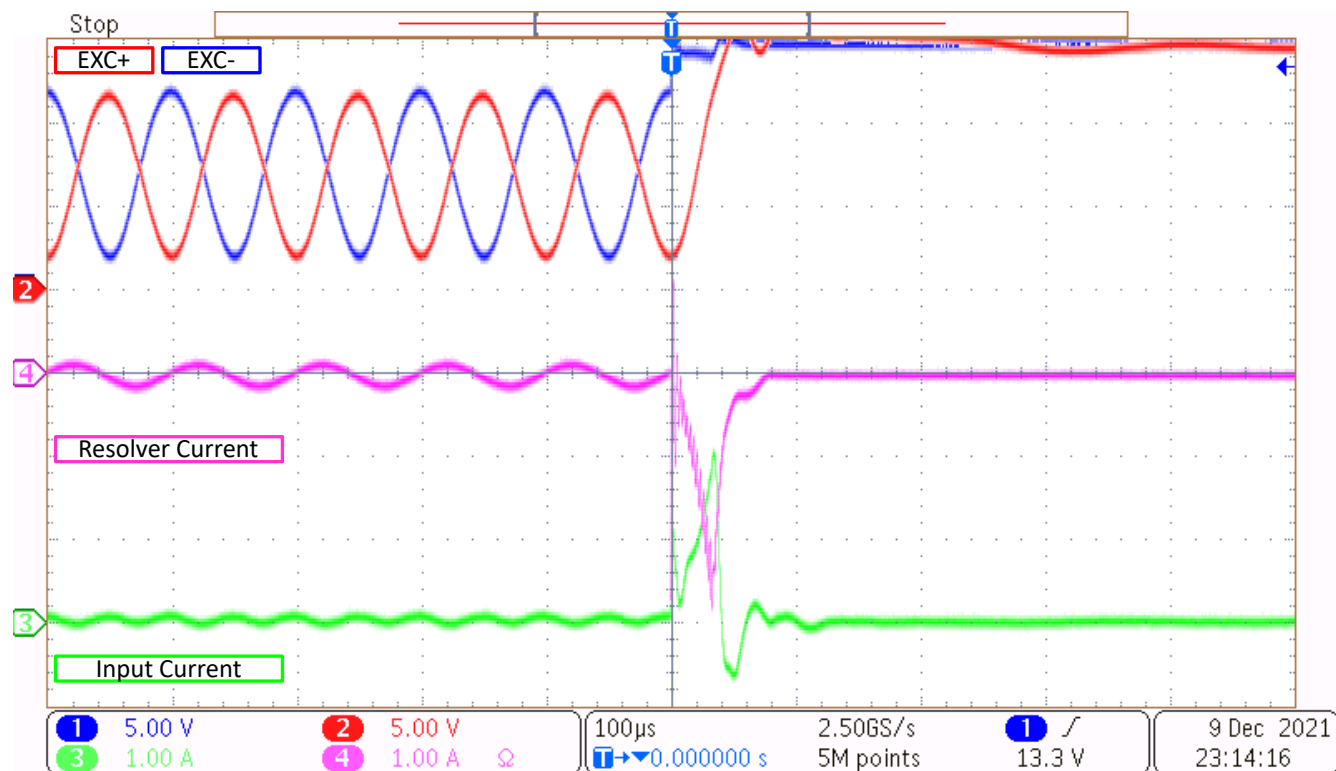


图 5-27. 短接至 VCC

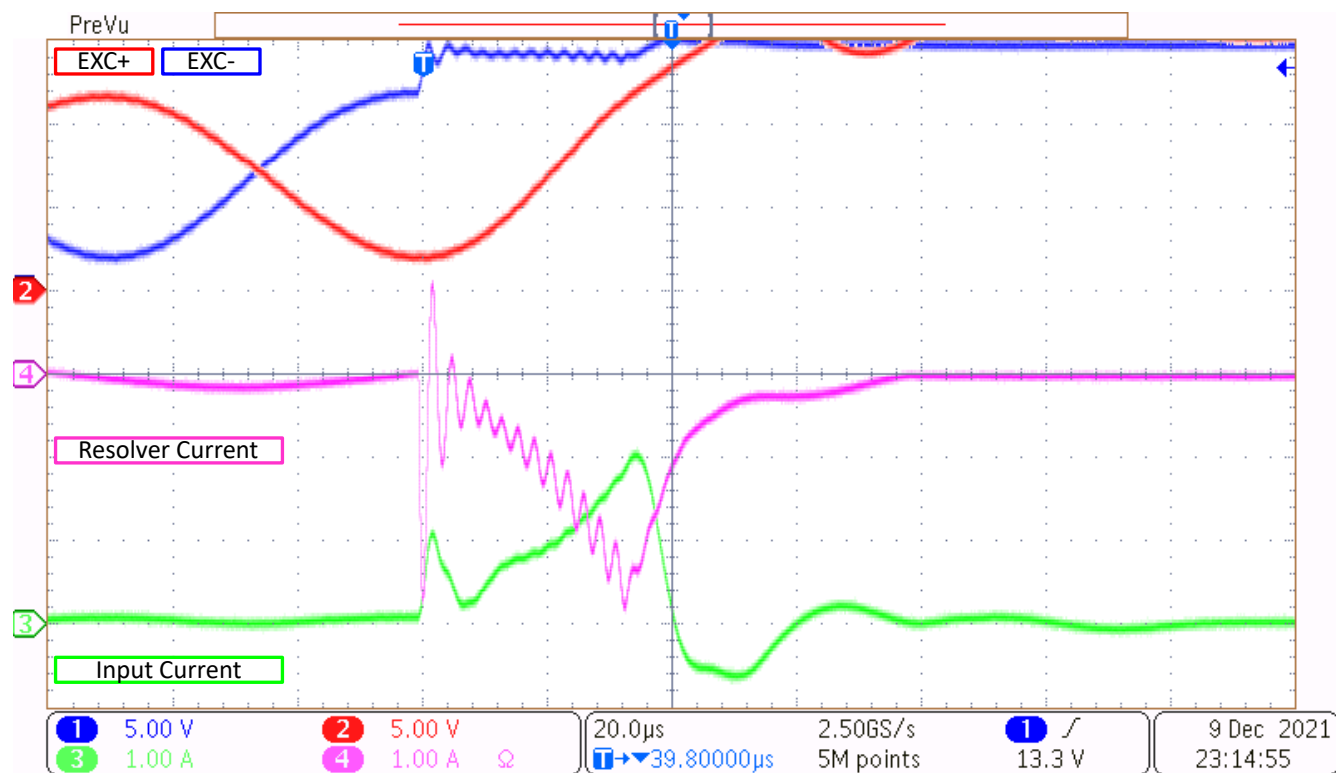


图 5-28. VCC 短路 (细节图)

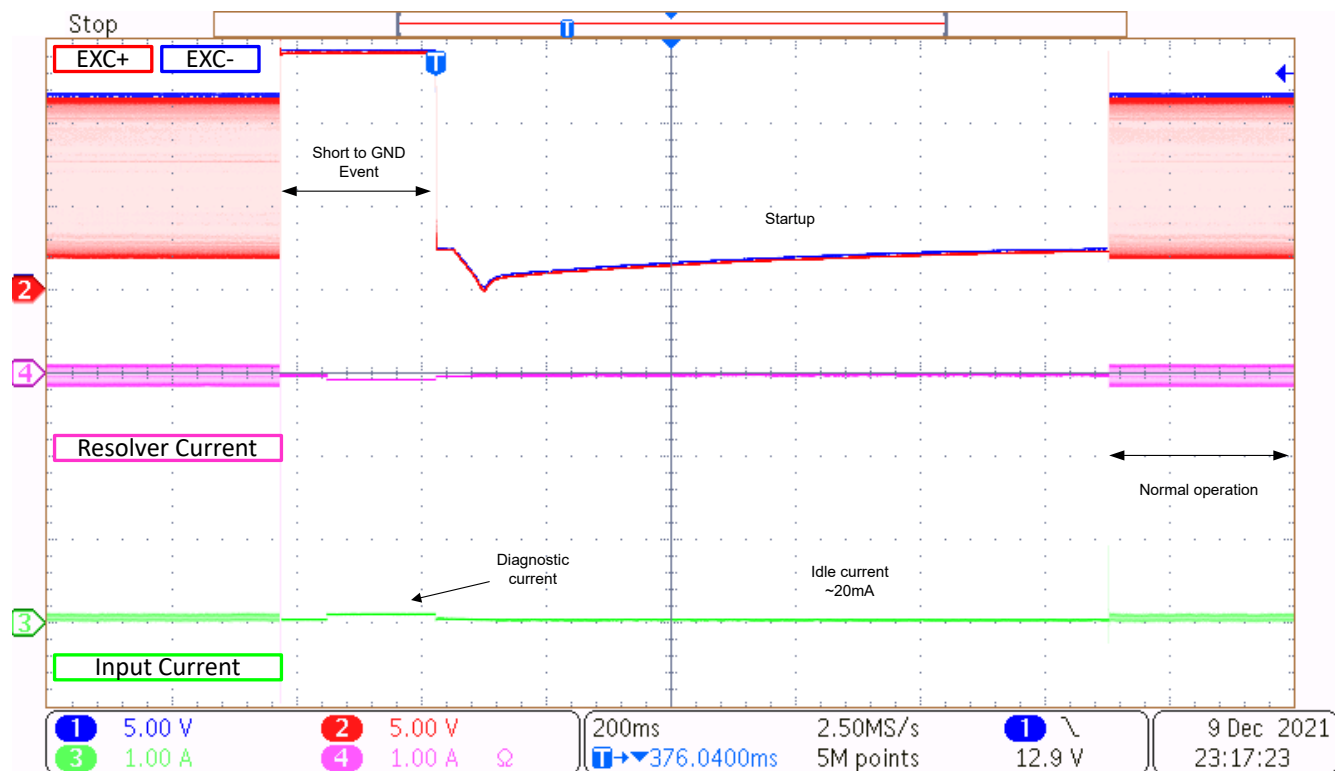


图 5-29. 从 VCC 短路中恢复

6 总结

工程师认为 D 类放大器主要具有高效率、低功耗特性。然而，在旋变激励放大器中看似相同的操作却会产生不同的结果。旋转变压器传输的功率可以忽略不计，因此初级绕组充当无功负载。与基本模拟电路相比，因并联谐振回路（输出电容与旋转变压器一同形成）显著提升能效。通过 TSD5402-Q1 D 类放大器激发旋转变压器可提供广泛的保护机制，并显著改善故障工况下的系统行为。

7 参考资料

- 德州仪器 (TI) [应用 ALM2403-Q1](#) 单芯片旋转变压器解决方案来降低系统成本并提高汽车和工业应用的可靠性和性能之应用报告

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、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。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
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司