

Application Note

适用于 48V 机器人和伺服驱动器的高分辨率、小尺寸相电流检测



Martin Staebler, Roland Bucksch, Jiri Panacek

摘要

本应用手册介绍了新发布的 [AMC0106M05](#) 和 [AMC0106M25](#) 功能隔离式调制器。[M05](#) 型号支持 $\pm 50\text{mV}$ 的线性输入范围，[M25](#) 型号支持 $\pm 250\text{mV}$ 的线性输入范围。两款器件都采用小型无引线封装。[AMC0106Mxx](#) 器件可以使用较小的尺寸为三相逆变器设计精确可靠的分流式电流检测子系统。典型应用包括伺服驱动器以及由低于 60V 的电源供电的协作或类人机器人。提供的是具有自举电源（线性电流范围为 $\pm 50\text{A}$ ）的 48V 三相 GaN 逆变器的电路设计和布局示例。该设计基于 [AMC0106M05](#) 型号和 $1\text{m}\Omega$ 分流器。测试结果表明，实现了多达 14 个有效位数 (ENOB) 的测量分辨率。相电流测量不受 PWM 开关影响，验证了对共模瞬态的高抗扰度。最后，这表明自举电源引起的纹波电压对于宽范围 PWM 占空比的相电流测量没有影响。

内容

1 简介.....	2
2 设计挑战.....	2
3 设计方法.....	4
3.1 AMC0106Mxx 功能隔离式调制器.....	4
3.2 电路设计和布局.....	5
3.3 Sinc ³ 滤波器设计.....	7
4 测试和验证.....	8
4.1 测试设置.....	8
4.2 数字接口.....	8
4.3 直流精度、噪声和有效位数.....	9
4.4 PWM 抑制.....	11
4.5 自举电源验证和 AVDD 纹波抑制测试.....	14
5 总结.....	18
6 参考资料.....	18

商标

Sitara™ and C2000™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

工作于 24V 至 60V 电压的高性能三相逆变器在高效伺服驱动器以及协作、手术和类机器人等新兴工业应用中越来越受欢迎。在这些应用中，精确可靠的相电流检测对于实现平滑的扭矩和精确的位置控制至关重要。这些应用空间非常受限，并且三相逆变器经常集成在电机中。因此，小尺寸的薄型设计以及能够在高达 125°C 的高温环境下工作非常重要。图 1-1 中所示的同相分流式电流检测可实现极高分辨率的电机电流测量，是适用于高性能电机驱动器的行业标准设计。TI 新发布的 AMC0106Mxx 功能隔离式调制器采用小型无引线封装，可在比目前可实现的设计尺寸小得多的情况下实现此类测量。

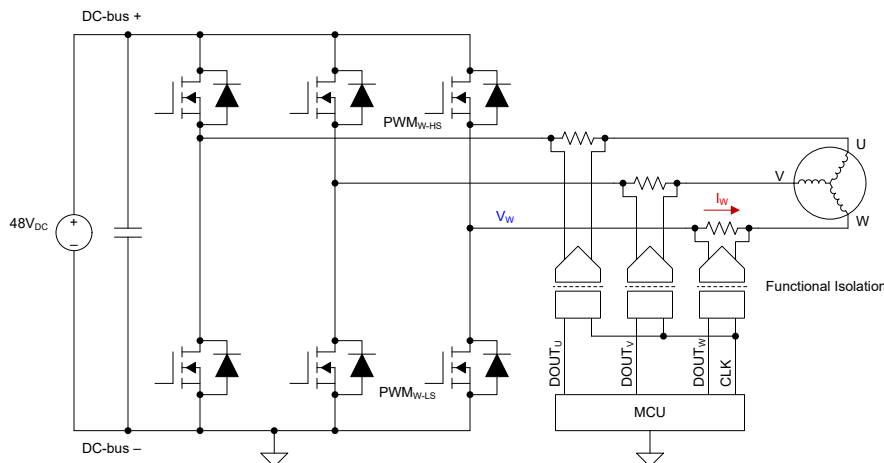


图 1-1. 采用分流式同相电流检测技术的 48V 三相逆变器

2 设计挑战

与低侧分流检测相比，直列式相电流检测可实现更高的性能、连续测量并在整个 PWM 周期内更精确地控制电机相电流。在低侧分流检测系统中，电流不连续，相电流只能在低侧电源开关导通时的部分 PWM 周期内进行测量。这些系统通常会导致不太精确且带宽更低的相电流闭环控制。因此，伺服驱动器和机器人应用通常选择直列式相电流检测。然而，相电压经过脉宽调制，并在 GND 和直流母线电压（通常为 48V）之间定期切换。微控制器以 GND 为基准。这意味着相电流检测子系统需要处理高共模电压和高共模瞬态。共模瞬态的压摆率在 10V/ns 范围内。使用新出现的快速开关 GaN-FET，压摆率会明显更高。最好在微控制器和电流传感器之间使用数字接口，利用该接口提高信号完整性，并消除开关期间接地反弹的问题。

图 2-1 显示了一个 PWM 周期内电机相电流之一和相应 PWM 电压的简化图表。对于闭环控制，只需测量 PWM 中心的相电流即可。对于小 PWM 占空比，PWM 开关的上升沿或下降沿会下降到 $\Delta - \Sigma$ ADC 的采样窗口内。占空比定义为高侧 FET 的导通时间与 PWM 周期之比。

一种替代方法是以远高于 PWM 频率的采样率持续对相电流进行采样。对各个样本求平均值，以获得准确的平均电流测量结果并消除固有的电流纹波。该方法还支持快速短路和过流检测，并且采样率高达 2.5Msps 的情况并不少见。预测性维护就是持续过采样的一个高级用例。例如，通过分析相电流频谱特征，可以检测轴承故障的发生。

对于这两种方法，PWM 开关都在相电流采样期间发生。因此，至关重要的是相电流传感器不受高共模电压瞬态干扰，并且 PWM 开关也不影响测量精度。

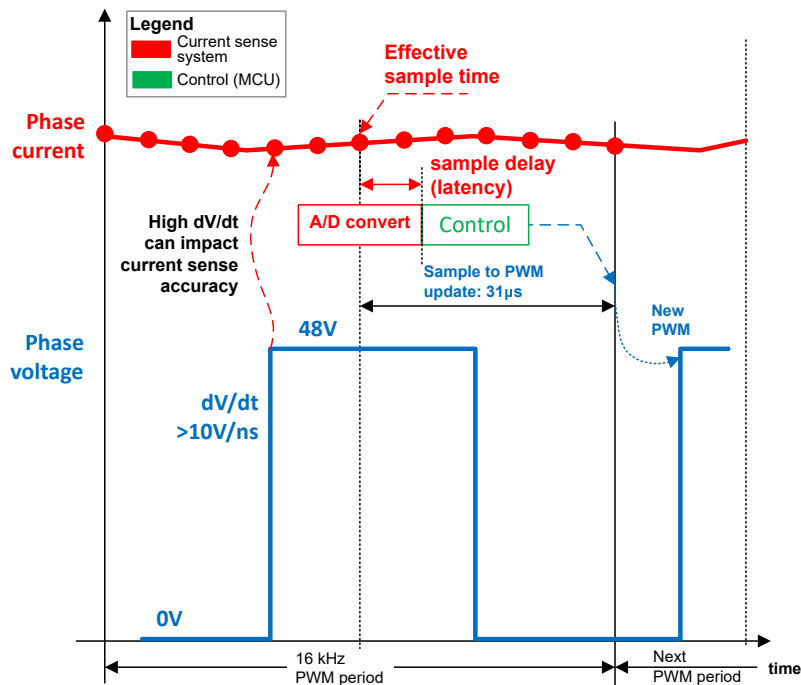


图 2-1. 闭环相电流控制和短路检测中的电流采样

用于高性能伺服驱动器的电流检测子系统应当满足以下要求：

- 高精度：优于 1%
- 高分辨率：优于 12 个有效位数 (ENOB)
- 低传播延迟（延时）：<20µs
- 高共模电压：>60V
- 高共模瞬态抗扰度 (CMTI)：>>10V/ns
- 快速短路检测：<2µs
- 具有高电磁干扰度（例如传导射频和快速瞬态突发）的数字接口
- 对外部磁场的抗扰度
- 小巧的 PCB 设计尺寸和薄型封装

3 设计方法

在注重小外形尺寸和低高度的空间受限应用中，有多种设计可用于同相电流检测。封装内霍尔传感器、带非隔离式放大器的分流器以及带隔离式放大器或隔离式 Δ - Σ 调制器的分流器只是其中的一部分。

带 Δ - Σ 调制器的分流式电流检测可提供极高的测量分辨率，是高性能电机驱动器的理想选择。连接微控制器的数字接口带来了高 EMC 抗扰度的额外优势。工作电压低于 60V 时，功能性隔离就已足够。图 3-1 所示的简化方框图中包含了一个分流器、一个 8 引脚功能隔离式调制器和一个通过用于时钟和传输数据的双线接口连接到 Δ - Σ 调制器的微控制器。微控制器包含数字低通滤波器，例如 sync³ 滤波器，也可将较高采样率的 1 位数据流转换为较低速率（抽取）的较高位数据字。

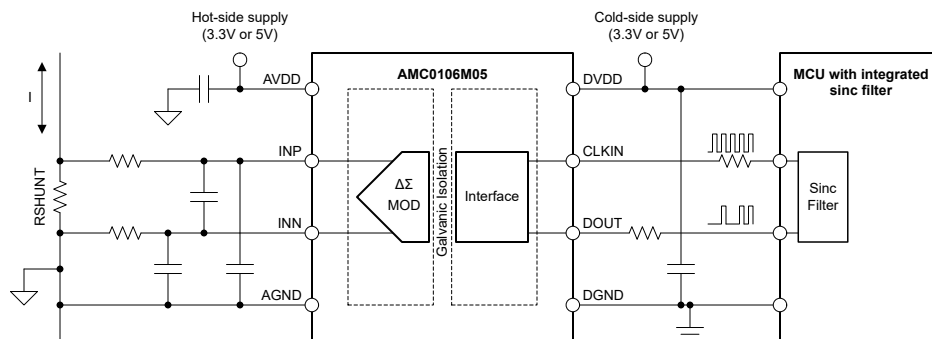


图 3-1. 带有 MCU 集成同步滤波器的隔离式相电流检测子系统

3.1 AMC0106Mxx 功能隔离式调制器

AMC0106Mxx 是功能隔离式精密二阶 Δ - Σ 调制器，设计用于分流式电流检测。M05 版本支持 $\pm 50\text{mV}$ 的线性输入范围。M25 支持 $\pm 250\text{mV}$ 的线性输入范围。隔离栅将在不同共模电压电平下运行的系统器件隔开。一种典型应用是高性能伺服驱动器中的相电流检测。隔离栅支持高达 $200\text{V}_{\text{RMS}} / 280\text{V}_{\text{DC}}$ 的工作电压，以及高达 $570\text{V}_{\text{RMS}} / 800\text{V}_{\text{DC}}$ 的瞬态过压。

热侧的 Σ - Δ 调制器从冷侧接收时钟信号。调制器将模拟输入信号转换为与时钟同步的数字 1 和 0 位流。数字位流穿过电隔离栅传输回冷侧，输出位于 DOUT 引脚上。此位流的平均时间与模拟输入电压成正比。图 3-2 所示为 AMC0106Mxx 的方框图。

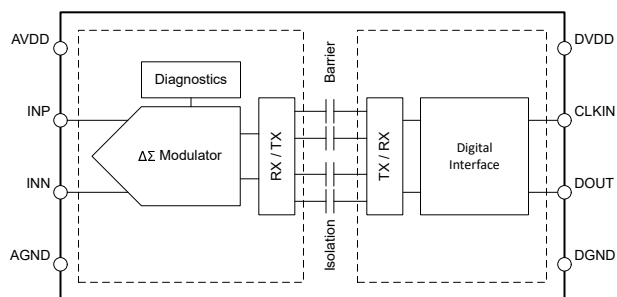


图 3-2. AMC0106Mxx 方框图

调制器位流包含高频量化噪声。因此，该位流由数字低通滤波器处理，以提高测量分辨率。许多微控制单元 (MCU) 通过专用外设块支持 Δ - Σ 滤波，例如与 C2000™ 和 Sitara™ 微控制器集成的 Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM)。或者，数字滤波器在现场可编程门阵列 (FPGA) 中实现。

隔离式 Σ - Δ 调制器已存在多年，是高性能电机驱动器中相电流检测的行业标准设计。然而，大多数隔离式调制器为高压应用而设计，属于增强型隔离型，采用间隙距离大于 8mm 的封装。AMC0106Mxx 调制器专为低压应用设计，属于功能隔离型，采用爬电距离和间隙为 1mm 的小型 2.7mm x 3.5mm 无引线封装。AMC0106Mxx 隔离式调制器利用小封装尺寸实现小型 PCB 布局，这对于机器人应用中的小尺寸电机驱动器至关重要。图 3-3 展示了 AMC1306Mxx 增强隔离式调制器和 AMC0106Mxx 功能隔离式调制器之间的布局比较。AMC0106Mxx 布局所占用的 PCB 面积只有其 AMC1306Mxx 对应器件的一半。

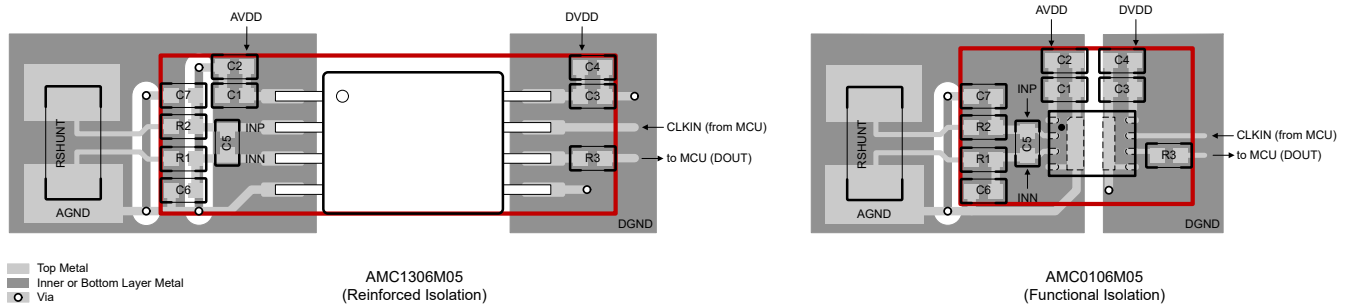


图 3-3. AMC0106M05 与 AMC1306M05 相比的 PCB 尺寸缩减

3.2 电路设计和布局

图 3-4 显示了使用功能隔离式调制器 AMC0106M05 (U8) (线性输入电压范围为 $\pm 50\text{mV}$) 和 $1\text{m}\Omega$ 3W 分流器 (R39) 的相电流检测子系统的原理图。 $1\text{m}\Omega$ 分流电阻值决定了线性输入范围为 $\pm 50\text{A}$ 。AMC0106M05 具有 $\pm 64\text{mV}$ 的削波范围, 因此最大电流范围为 $\pm 64\text{A}$ 。分流器在 35A_{RMS} 时的功耗为 1.25W 。

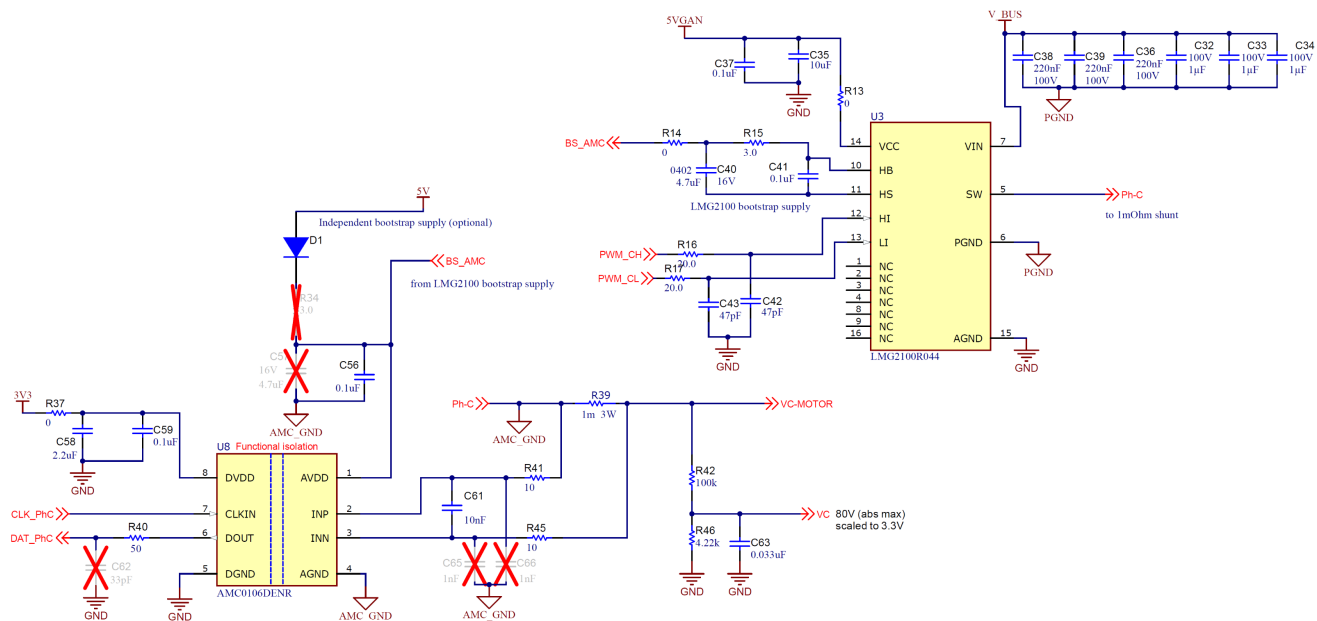


图 3-4. 使用 LMG2100R44 自举电源的 AMC0106M05 原理图

隔离式调制器前面的差分抗混叠低通滤波器 ($R41=10\Omega$, $R45=10\Omega$, $C61=10\text{nF}$) 的截止频率为 795kHz , 有助于提高信号路径的信噪比性能。使用低通滤波器的目的是将高频输入噪声衰减至低于测量所需的噪声水平。如果没有输入滤波器, 接近采样频率 (f_{CLKIN}) 或采样频率倍数的噪声会被 $\Delta-\Sigma$ 调制器混叠到低频, 并通过数字低通滤波器。电容器 $C65=1\text{nF}$ 和 $C66=1\text{nF}$ 是可选电容器, 用于改善高于 10MHz 的频率下的共模输入电压抑制性能。 $C65$ 和 $C66$ 的大小比 $C61$ 小 10 倍。为了获得最佳性能, 请确保 $C65$ 和 $C66$ 值的匹配度优于 5%。 $C65$ 和 $C66$ 之间的不匹配会导致共模瞬变期间出现差分输入误差。NP0 型电容器具有低温漂, 非常适合用于共模滤波。

模拟电源 AVDD 通过 100nF 电容器 $C56$ 进行去耦。AVDD 由两个自举电源选项之一供电。默认选项利用具有 $C40=4.7\mu\text{F}$ 和限流电阻器 $R15=3\Omega$ 的 LMG2100R044 自举电源。自举二极管集成在 LMG2100R044 GaN-FET 中。AMC0106M05 通常从 AVDD 电源获取 6.6mA 电流。此配置允许在 10kHz 至 100kHz 的 PWM 频率下工作, 最大连续占空比约为 95%。更多详细信息, 请参阅测试结果。

电阻器 $R14=0\Omega$ 是使用单独自举电源的配置选项。该电阻器包含一个超快整流二极管 $D1$ 、一个 $4.7\mu\text{F}$ 电容器 $C57$ 和一个 3Ω 限流电阻器 $R34$, 未安装默认选项。

数字电源 DVDD 通过电容器 C58=2.2 μ F 和 C59=100nF 进行去耦。串联 0 Ω 电阻器 (R37) 是可选铁氧体磁珠的占位元件。铁氧体磁珠有助于减少瞬态负载电流尖峰到 3.3V 平面的耦合，因此可提高 EMI 性能。

AMC0106M05 DOUT 引脚上的 50 Ω 串联线路端接电阻器 R40 可提高信号完整性。可选电容器 C62=33pF 可降低调制器输出位流信号的压摆率，从而进一步降低 EMI。有关改进隔离式调制器到微控制器的数字接口的更多信息，请参阅 [在电机驱动器中使用隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器提高信号完整性](#) 和 [隔离式调制器与 MCU 之间的数字接口的时钟边沿延迟补偿](#)。

图 3-5 显示了电路板的布局，其中分流器 (R39) 位于 PCB 顶部，AMC0106M05 (U8) 位于 PCB 底部。分流器的端子通过开尔文连接方式连接到顶层上的两个串联输入电阻器 R41 和 R45。在电阻器的另一侧，这两个信号都通过过孔连接到位于底层的 AMC0106M05 的相应输入引脚 (INN 和 INP)。去耦电容器 C61 尽可能靠近输入引脚 INN 和 INP 放置，并且与 AMC0106M05 位于同一层。面向 U3 LMG2100R044 GaN-FET 开关节点 (PH-C) 的分流端子通过过孔连接到 AMC0106M05 的模拟 GND (AGND) 引脚。AVDD 去耦电容器 C56 放置在底层靠近 AVDD 引脚的位置，并连接到同一层上的 AGND 布线。

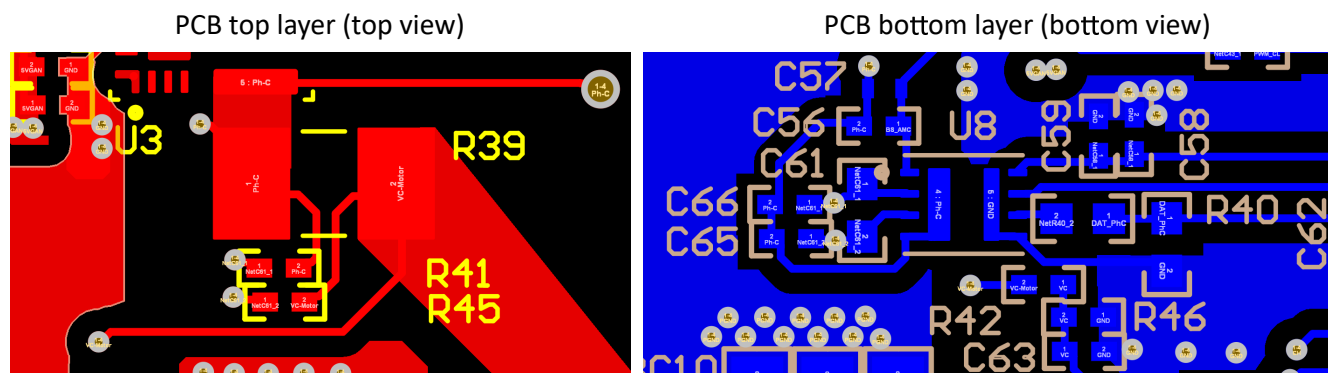


图 3-5. AMC0106M05 顶层和底层 PCB 布局

3.3 Sinc³ 滤波器设计

为了进行测试，在 TMS320F28379D 实时微控制器上实现了 sinc³ 滤波器。Sinc³ 滤波器是一种具有恒定传播延迟（群延迟）的有限脉冲响应 (FIR) 滤波器。传播延迟取决于正弦滤波器阶数、采样时钟频率和过采样率 (OSR)。例如，采样时钟频率为 20MHz、过采样率为 64 的 sinc³ 滤波器的传播延迟为 4.8μs，截止频率 f_{3dB} 约为 80kHz。相应的幅度响应和采样窗口分别如 图 3-6 和 图 3-7 所示。

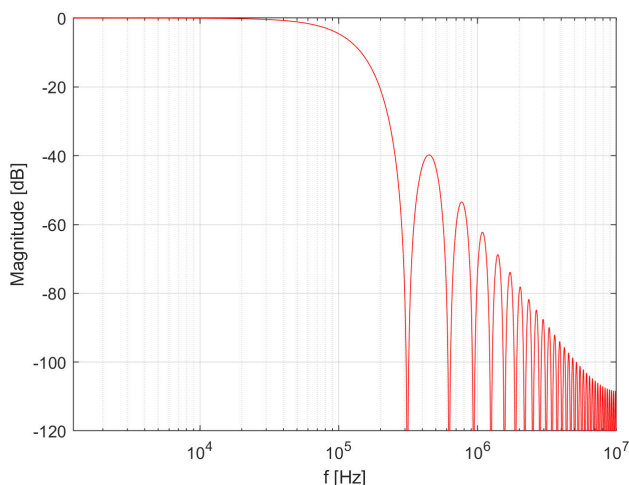


图 3-6. 幅度响应，f_{mod} = 20MHz，sinc³，OSR=64

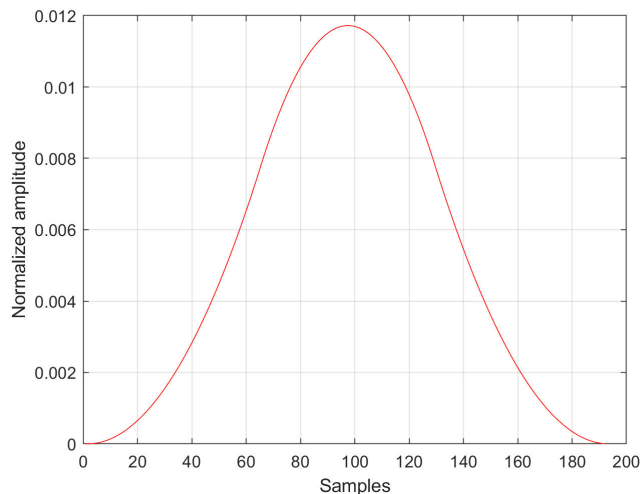


图 3-7. Sinc³ OSR64 滤波器系数

Δ-Σ 方法的一个优势是，通过实现 OSR 更低因而延时更低的第二抽取滤波器，可以从相同调制器位流推算短路检测。例如，OSR 为 8 的 sinc³ 滤波器以 20MHz 的采样率运行，其过流响应时间（稳定时间）仅为 1.2μs，如图 3-8 所示。

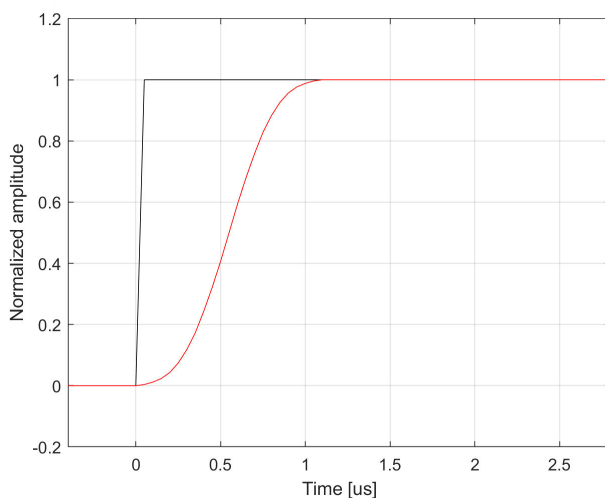


图 3-8. Sinc³ OSR 8 滤波器的阶跃响应

有关如何在 C2000™ 微控制器上实现 sinc 滤波器的更多详细信息，请参阅 [Σ-Δ 滤波器模块 \(SDFM\)](#)。

4 测试和验证

4.1 测试设置

图 4-1 中显示了测试设置图片。左侧是总体设置，显示三相 GaN 逆变器的顶视图。右侧显示了 PCB 底部 AMC0106M05 的放置区域。

在以下测量中，使用相位符号 U、V、W，而非 PCB 设计和原理图中使用的 A、B、C 相位符号。例如，原理图中的 C 相等于测量结果中的 W 相。

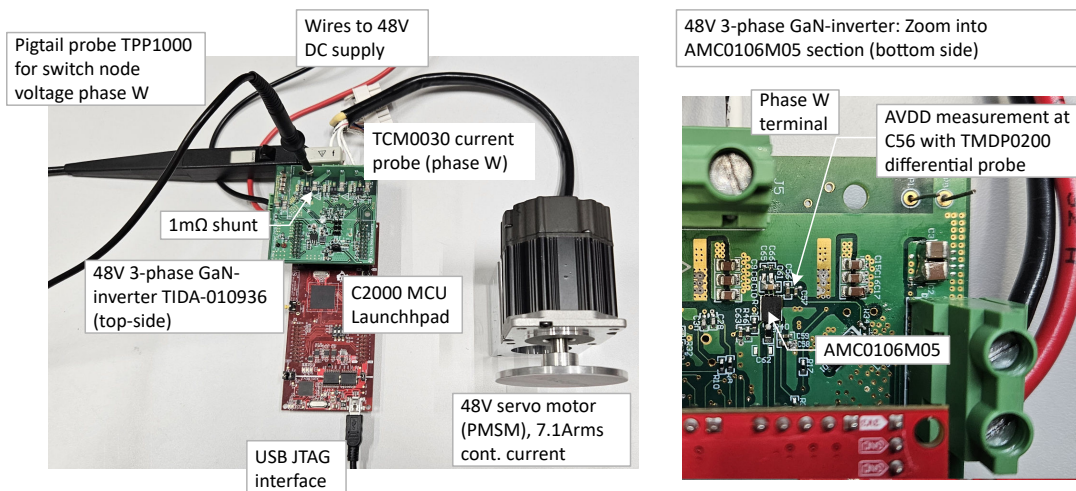


图 4-1. 测试设置图片

4.2 数字接口

图 4-2 显示了数字接口的时序。AMC0106M05 的时钟频率为 20MHz。新数据位是时钟上升沿上的输出。时钟上升沿与数据上升沿（或下降沿）之间的典型延迟为 22ns。有关如何使用微控制器优化设置和保持时序的信息，请参阅 [隔离式调制器与 MCU 之间的数字接口的时钟边沿延迟补偿](#)。

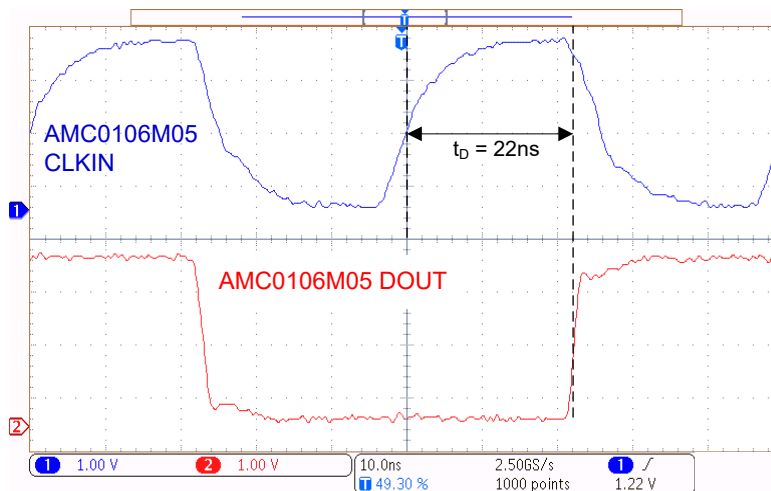


图 4-2. 数字接口时序

4.3 直流精度、噪声和有效位数

执行了一系列测试，以量化不同过采样率和负载电流条件下的测量噪声和相应的有效位数 (ENOB)。通过在 1200 个 PWM 周期内从 10kHz PWM 的中心测量 1200 个连续样本来计算 ENOB。PWM 矢量在测试期间保持恒定。恒定 PWM 矢量会产生恒定的相电压和直流电流。ENOB 的计算方式如下：

$$\text{ENOB} = (20 \times \log_{10}(50\text{A} / \text{noise}_{\text{RMS}}) - 1.76) / 6.02 \quad (1)$$

其中，对于给定的 OSR，噪声_{RMS} 等于 1200 次测量值的标准偏差。图 4-3 展示了在 3A 直流电流下测量的 OSR 32、64、128 和 256 的直方图。获得的 ENOB 在图 4-4 中显示为 OSR 的函数。

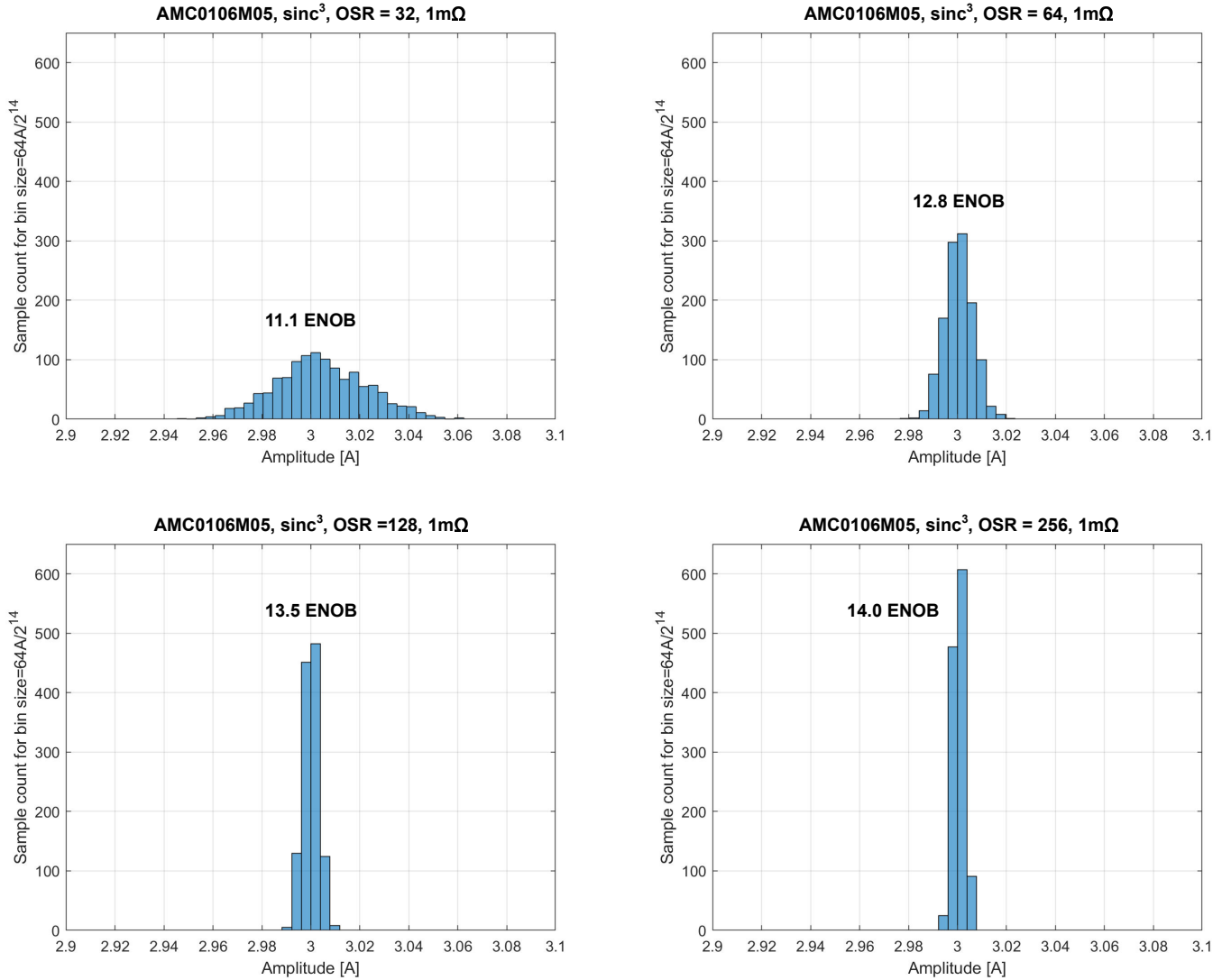


图 4-3. 不同 OSR 在 3A 相电流下的相电流直方图

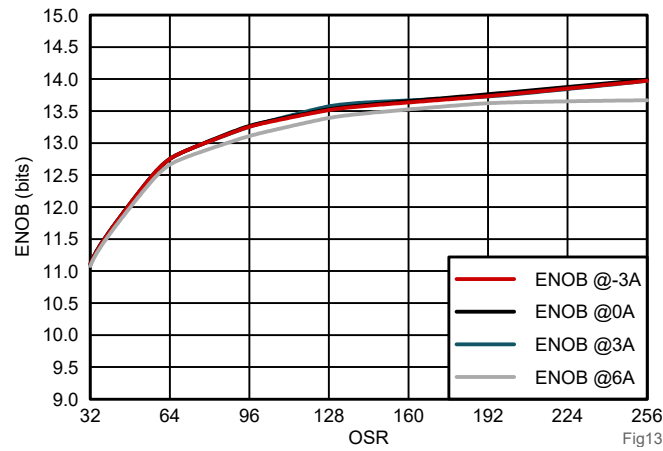


图 4-4. 相电流 ENOB 与 OSR 间的关系

在 OSR=32 时，此设计已提供 11.1 位的分辨率。零电流与 3A 或 6A 电流之间没有可测量的差异。随着 OSR 的增加，较大相电流下的系统噪声影响显而易见。例如，OSR 128 下的 ENOB 会增加到 13.7 位以提供较小的电流，而在 6A 时略微降低到 13.5 位。表 4-1 总结了在 3A 电流条件下使用不同 OSR 时测得的 ENOB、噪声和延时。

表 4-1. AMC0106M05 在 20MHz 调制器时钟条件下测得的噪声、ENOB 和延时与 OSR 间的关系

OSR	32	64	96	128	192	256
噪声 (mARMS)	18.4	5.93	4.14	3.46	2.94	2.51
ENOB (位)	11.1	12.8	13.3	13.5	13.8	14
延迟 (μs)	2.4	4.8	7.2	9.6	14.4	19.2

下一章将介绍正弦相电流测量，该方法使用 100kHz 高 PWM 频率，即使在 PWM 开关期间也能展现高测量精度。

4.4 PWM 抑制

执行了一系列测试，以量化 PWM 开关期间共模电压瞬态对 AMC0106M05 测量精度的影响。

4.4.1 一个 PWM 周期内的直流相电流测量

在本测试中，AMC0106M05 高侧电源 (AVDD) 由 LMG2100R044 GaN-FET 自举电源供电，这是图 3-4 中所显示的默认配置。

图 4-5 和图 4-6 显示了在 3A 相电流时使用电流探头测得的 PWM 开关相电压 W。W 相电压等于 AMC0106M05 模拟接地 (AGND) 与数字接地 (DGND) 的共模电压。当高侧 GaN-FET 为硬开关时，从 0V 转换到 48V 期间为 13V/ns 的较高压摆率；当低侧 GaN-FET 为软开关 (零电压开关) 时，为 2.7V/ns 的较低压摆率。有关 GaN-FET 开关特性的更多信息，请参阅 LMG2100R044 数据表。

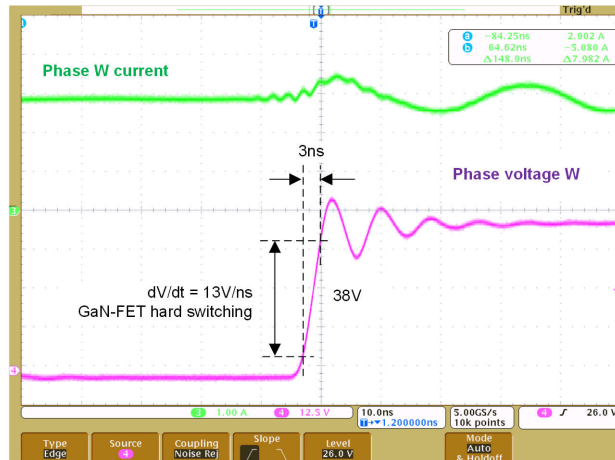


图 4-5. 3A 电流下的 W 相电压上升沿

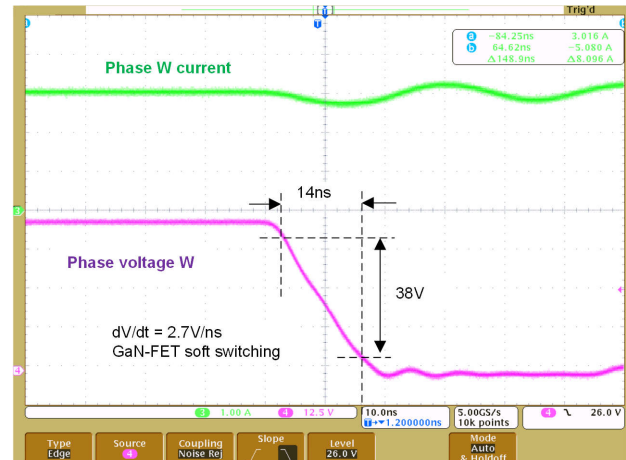


图 4-6. 3A 电流下的 W 相电压下降沿

图 4-7 显示了 AMC0106M05 的 W 相电压、相电流 W (使用电流探头测量) 和电源电压 AVDD 的示波器图。平均 W 相电流为 3A，峰-峰电流纹波为 0.4A_{pp}，它与伺服电机定子时间常数成函数关系。

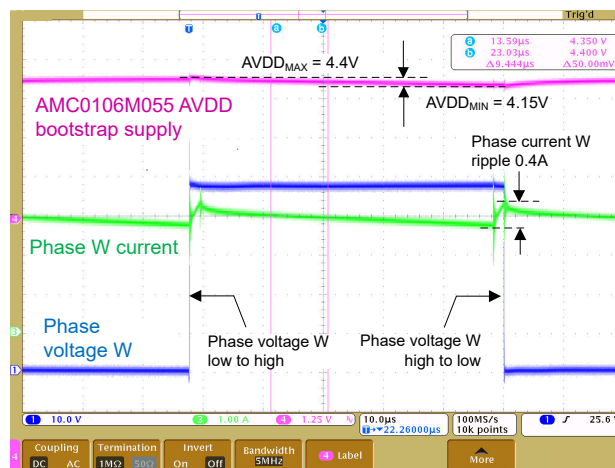


图 4-7. 一个 PWM 周期中的 W 相电压和电流

在第一个测试中，施加了具有恒定相位 (330 度) 和电压幅度的静态 3 空间矢量 PWM。电压幅度配置为强制实现恒定的电机电流。例如，W 相电流设置为 $I_W = 0A$ 或 $3A$ ，而 U 和 V 相电流为 $I_U = I_V = -0.5 * I_W$ 。

为了研究 PWM 开关对 AMC0106M05 测量精度的影响，sinc³ 滤波器的转换启动在每个新 PWM 周期增加 60ns。PWM 频率为 10kHz，相应的 PWM 周期为 100μs。第一个转换的有效采样点在第一个 PWM 周期开始 14μs 后启动。对于第二个 PWM 周期，有效采样点为 14.06μs。对于第 600 个 PWM 周期，有效采样点为 50μs。

(中心与 PWM 对齐)。最后一个采取点位于第 1200 个 PWM 周期内，设置为 $86\mu\text{s}$ 。在最后一步中，1200 个结果叠加并绘制为单个 PWM 周期。

图 4-8 显示了 3A 相电流的结果。图 4-9 显示了 0A 相电流的结果。在这两种情况下，OSR 均为 32。相电流绘制在左轴，相电压绘制在右轴。

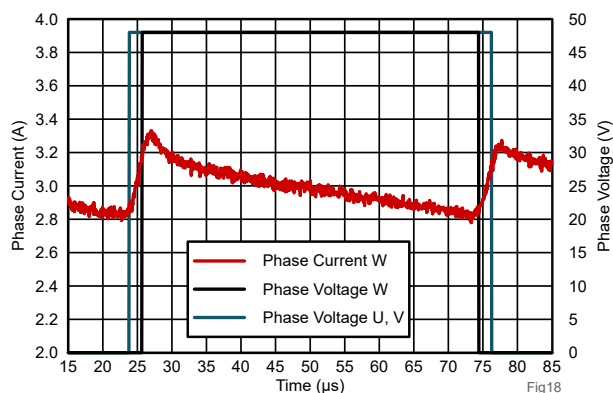


图 4-8. AMC0106M05 相电流 I_W (OSR=32, 电流为 3A, 一个 PWM 周期)

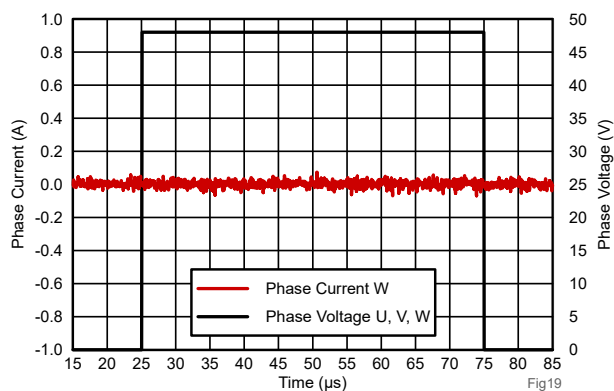


图 4-9. AMC0106M05 相电流 I_W (OSR=32, 电流为 0A, 一个 PWM 周期)

相电流为零时，在相位的 PWM 切换期间，对 AMC0106M05 输出信号没有明显的影响。无论是 2.7V/ns 低压摆率的 PWM 下降沿还是 13V/ns 高压摆率的上升沿，都不会干扰相电流测量。这证实了 AMC0106M05 具有较高的共模瞬态抗扰度 (CMTI)。

比较 AMC0106M05 相电流测量值与使用电流探头获得的测量值以验证结果。两个测量值在图 4-10 中叠加。请注意，在电流探头测量 (黑色迹线) 中可以看到瞬态噪声，但在 AMC0106M05 测量 (红色迹线) 中未看到。

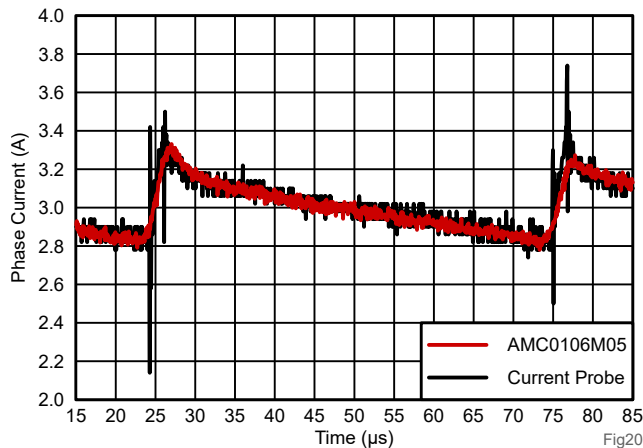


图 4-10. AMC0106M05 相电流 I_W (OSR=32, 3A 与电流探头测量值, 一个 PWM 周期)

以 64 倍过采样率重复该测试。正如预期的那样，使用 64 倍过采样时的测量噪声显著降低。即使采用这种高分辨率测量，也不会看到 PWM 切换会影响 AMC0106M05 测量精度。

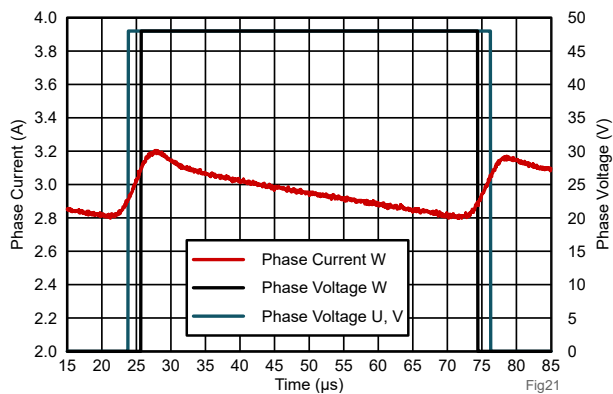


图 4-11. AMC0106M05 相电流 I_W (OSR=64, 电流为 3A, 一个 PWM 周期)

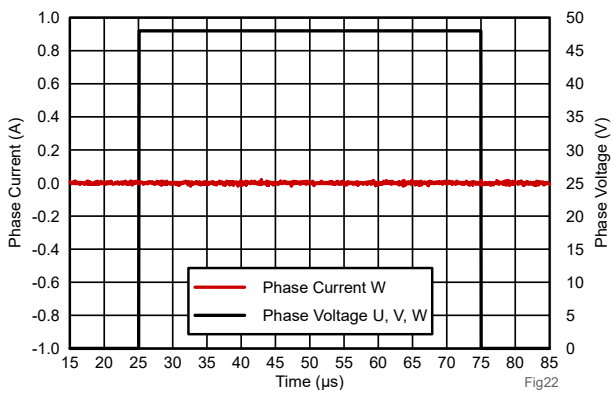


图 4-12. AMC0106M05 相电流 I_W (OSR=64, 电流为 0A, 一个 PWM 周期)

4.4.2 100kHz PWM 下的交流相电流测量

对于此测试, PWM 频率增加到 100kHz, 相应的 PWM 周期为 10μs。施加频率为 25Hz 的正弦三相电压和 10% 的峰-峰 PWM 占空比, 如 图 4-13 所示。W 相电压使用尾纤电压探头测量, 相电流使用电流探头测量。调制器时钟频率为 20MHz。使用 SYNC³ OSR64 滤波器过滤位流, 该滤波器的采样窗口为 9.6μs。 Δ - Σ 调制器的采样窗口几乎与 PWM 周期一样宽。因此, PWM 开关始终发生在采样期间。图 4-14 显示了 AMC0106M05 相电流测量。同样, 观察不到 PWM 开关的影响。

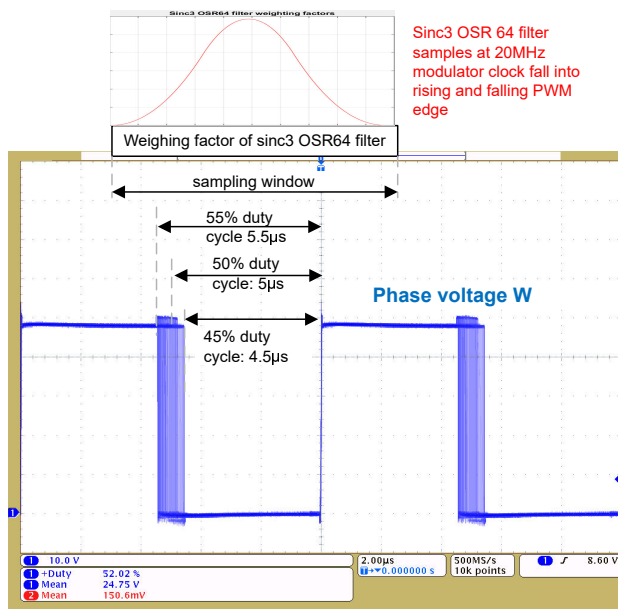


图 4-13. W 相电压无限持久性测量的示波器图

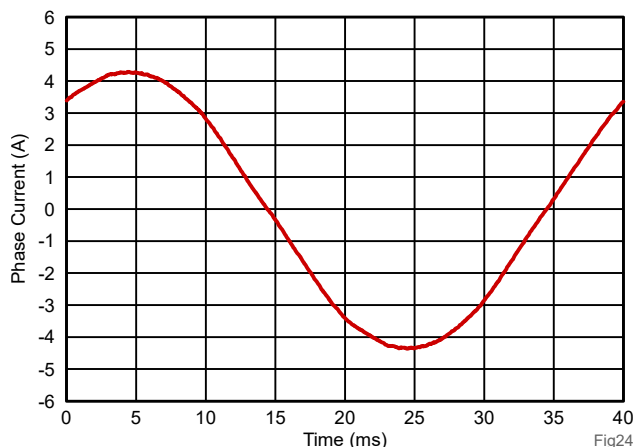


图 4-14. AMC0106M05 相电流 I_w (OSR=64, 在 100kHz PWM 下)

4.5 自举电源验证和 AVDD 纹波抑制测试

4.5.1 低压纹波 LMG2100R044 自举电源

下图显示了不同 PWM 占空比下 10kHz 和 100kHz PWM 的 AVDD 自举电源电压。自举电源使用 LMG2100R044 集成式自举二极管、外部自举电容器 C41 (100nF)、C40 (4.7μF) 和限流电阻器 R15 (3Ω) 实现。自举电源驱动 LMG2100R044 高侧 GaN-FET，其典型栅极电荷为 7.3nC；并为 AMC0106M05 供电，5V 时其典型电源电流为 6.5mA。

作为最差条件，自举电源在 10kHz 和 100kHz PWM、50% 占空比和恒定 95% 占空比下进行了测试。

图 4-15 和 图 4-16 从 Tektronix MDO4104B-3 示波器的 csv 文件生成，使用 TMDP0200 差分探头在 75V 灵敏度和 5MHz 带宽下进行。

黑色迹线显示了以悬空模拟 GND (AGND) 为基准的 AVDD 电压。红色迹线显示了相对于系统 GND 的 AGND 共模电压。系统 GND 也等于 AMC0106M05 的逻辑 GND (DGND) 和 MCU GND。

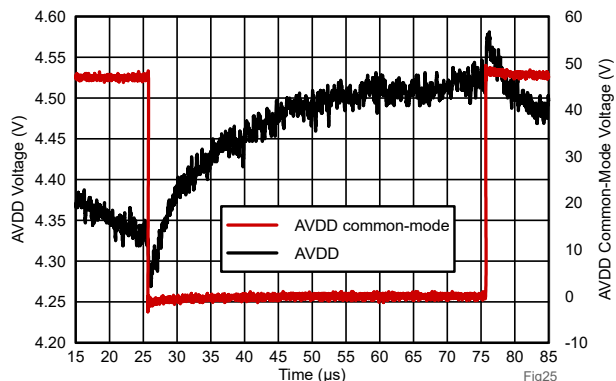


图 4-15. 10kHz PWM、50% 占空比条件下的自举电压

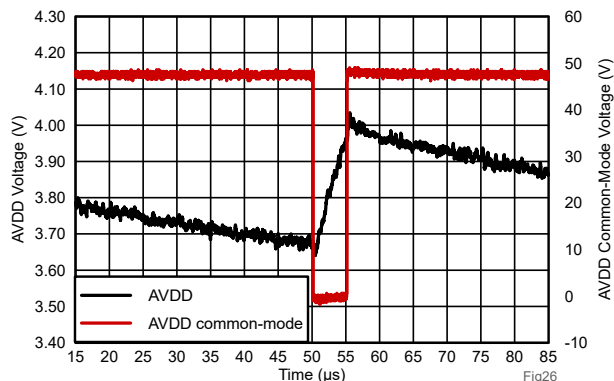


图 4-16. 10kHz PWM、95% 占空比条件下的自举电压

表 4-2. R15 (3 Ω)、C57 (4.7 μF) 的自举电压 AVDD 与 PWM 频率和占空比间的关系

PWM 频率 (kHz)	占空比 (%)	AVDD _{MIN} ⁽¹⁾ (V)	AVDD _{MAX} ⁽¹⁾ (V)	Δ AVDD (V)	平均值 (AVDD) ⁽¹⁾ (V)
10	50	4.34	4.52	0.18	4.43
10	90	3.98	4.28	0.3	4.12
10	95	3.68	4	0.32	3.85
100	50	4.46	4.49	0.03	4.47
100	90	4.11	4.16	0.05	4.14
100	95	3.83	3.88	0.05	3.85

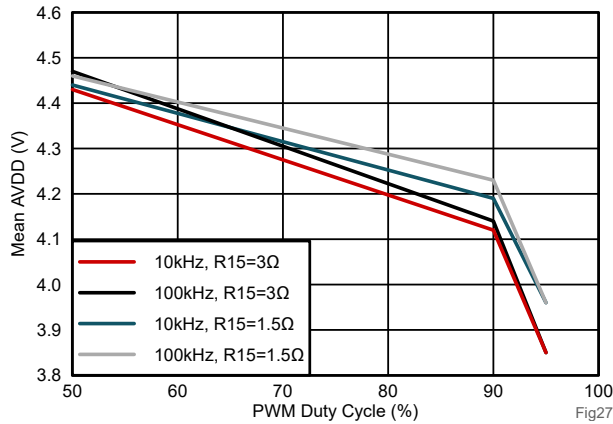


图 4-17. 平均 AVDD 自举电压

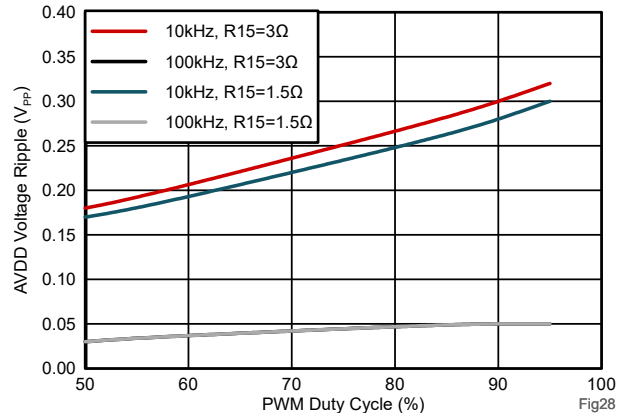


图 4-18. AVDD 自举电压纹波

图 4-17 显示，对于给定的限流电阻器 (R15)，平均自举电压随着 PWM 开关频率的降低而下降。在较低 PWM 频率下，自举电容器必须支持高侧 FET 的较长导通时间，因此平均电压降低。高占空比意味着高侧 FET 的导通时间较长、自举电容器的充电时间较短，在此条件下可以看到 R15 的影响。R15 可限制自举电容器的充电电流。因此，在占空比较长的情况下，自举电容器的电压会变低。可以通过降低 R15 的值来补偿此影响。

图 4-18 展示了自举电容器两端的峰-峰值纹波电压与占空比的函数关系。同样，由于高侧 FET 的导通时间较长、自举电容器的刷新时间较短，纹波电压会随着 PWM 占空比而升高。在计算平均自举电压中，忽略了瞬态过冲和下冲。过冲和下冲由差分电压探头的有限共模抑制引起，而非由自举电源引起。

AMC0106M05 AVDD 电源的建议工作电压范围较宽，为 3V 至 5.5V。因此，上图中所示的自举电源始终满足 AMC0106M05 要求。但是，在由 LMG2100R044 GaN-FET 自举电源供电时，LMG2100R044 UVLO 功能的最大下降沿阈值为 3.7V。典型阈值为 3.0V。对于所需的 PWM 频率和相应的最大 PWM 周期，需要考虑这一点。

可以使用较小的自举电阻器来增加高占空比下的最小自举电压。但是，自举电阻器对峰值充电电流有影响。LMG2100R044 内部自举二极管信号路径的典型动态电阻为 1.85 Ω。内部电阻必须增加到外部自举电阻 R15 以获得有效自举电阻。

表 4-3. R15 (1.5 Ω)、C57 (4.7 μ F) 的自举电压 AVDD 与 PWM 频率和占空比间的关系

PWM 频率 (kHz)	占空比 (%)	AVDD _{MIN} ⁽¹⁾ (V)	AVDD _{MAX} ⁽¹⁾ (V)	Δ AVDD (V)	平均值 (AVDD) ⁽¹⁾ (V)
10	50	4.35	4.51	0.17	4.44
10	90	4.05	4.33	0.28	4.19
10	95	3.83	4.13	0.3	3.96
100	50	4.44	4.48	0.04	4.46
100	90	4.2	4.25	0.05	4.23
100	95	3.93	3.98	0.05	3.96

(1) 不包括 W 相电压 (自举电源共模电压) 下降沿期间的 50mV 的瞬态下冲和过冲

4.5.2 高压纹波分立式自举电源

对于此测试, 使用了图 4-19 中所示的分立式自举选项。通过移除 R14, 可将默认自举电源从 AMC0106M05 AVDD 断开。分立式自举电源由二极管 D1、自举电阻器 R34=3 Ω 和自举电容器 C57=470pF 组成。在此特意为 C57 选择了一个非常小的值来产生大自举纹波电压。测试的目的是评估 AVDD 电源电压纹波如何影响 AMC0106M05 的测量精度。

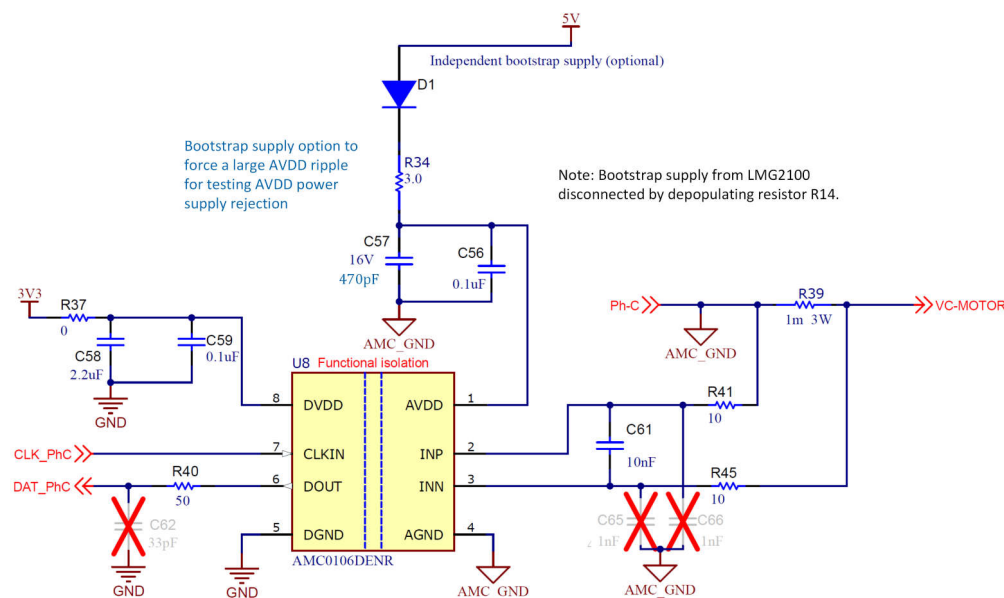


图 4-19. 用于此测试的 AMC0106M06 AVDD 自举配置

图 4-20 显示了 10kHz PWM 和 92.8% 占空比条件下 AVDD 自举电源电压的示波器图。在此工作条件下, 高侧 GaN-FET 的关断时间仅为 7.2 μ s, 与自举电容器的充电时间相等。

使用 AMC0106M05 测得的相电流与使用电流探头测得的相电流相同。在自举充电期间无明显的性能下降。由于可耐受高纹波电压, 因此可以使用更小的自举电容器, 更重要的是, 以 100% 占空比可工作更长时间。

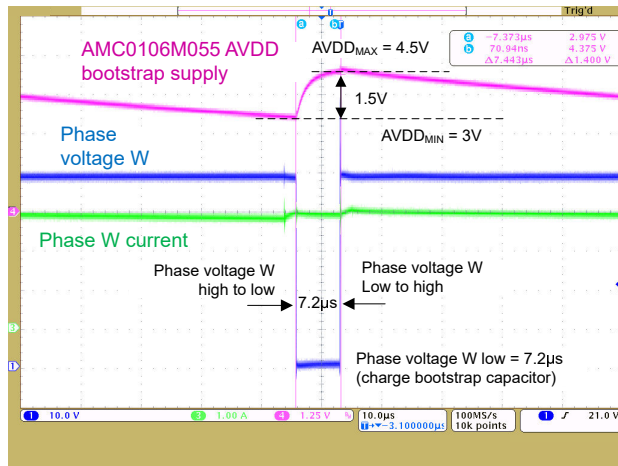


图 4-20. 10kHz PWM 和 92.8% 占空比条件下的 W 相电压、相电流 W 和 AMC0106M05 AVDD

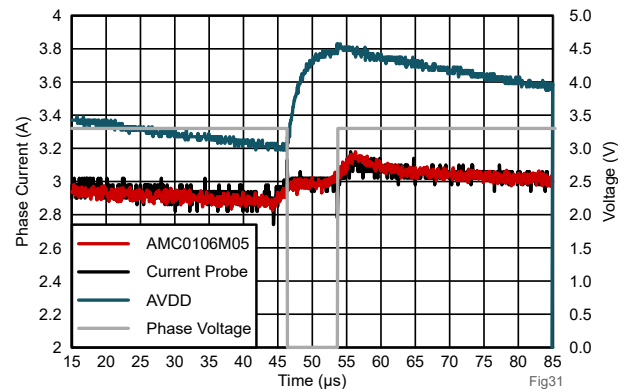


图 4-21. AMC0106M05 使用 OSR 32 在 3A 条件下进行的测量与大 AVDD 纹波期间的电流探头之间的关系

5 总结

新发布的 AMC0106Mxx 系列功能隔离式调制器是当今市场上最小的电隔离式调制器。AMC0106Mxx 采用小型无引线封装，可实现高精度、低噪声相电流检测，设计尺寸比目前可实现的尺寸小得多。AMC0106Mxx 具有高共模电压瞬态抗扰度、出色的电源抑制能力、MCU 数字接口以及固有的磁杂散磁场抗扰度，可确保即使在 PWM 开关过程中也能进行准确的电流测量。AMC0106Mxx 支持高达 125°C 的环境工作温度范围，非常适合空间受限的电机集成式 60V 以下三相逆变器设计。典型应用包括 48V 伺服驱动器以及协作或类人机器人，在此类应用中，高性能且稳健的电流测量和小外形尺寸至关重要。

6 参考资料

1. 德州仪器 (TI), [AMC0106M05 具有外部时钟的精密、50mV 输入、功能隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器](#), 数据表。
2. 德州仪器 (TI), [在电机驱动器中使用隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器提高信号完整性](#), 应用手册。
3. 德州仪器 (TI), [隔离式调制器与 MCU 之间的数字接口的时钟边沿延迟补偿](#), 应用手册。
4. 德州仪器 (TI), C2000 Academy, [\$\Sigma\$ - \$\Delta\$ 滤波器模块 \(SDFM\)](#)
5. 德州仪器 (TI), [适用于集成式电机驱动器的 48V/16A 小型三相 GaN 逆变器参考设计](#), 设计指南。
6. 德州仪器 (TI), 模拟设计期刊, [选择用于三相电机驱动器中的分流式电流检测的放大器](#), 设计指南。
7. 德州仪器 (TI), [为隔离式放大器设计自举电荷泵电源](#), 应用手册。
8. 德州仪器 (TI), [适用于 C2000™ Delfino™ MCU 的 F28379D LaunchPad™ 开发套件](#)
9. 德州仪器 (TI), [C2000™ 实时 MCU F28P65x LaunchPad™ 开发套件](#)
10. 德州仪器 (TI), [ISO72x 数字隔离器磁场抗扰度](#), 应用手册。

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