

Steve Lim

**摘要**

仅具有一个直流链路分流电阻器的三相电流检测可用于成本敏感型应用。但是，需要通过特殊操作从直流链路电流重构三相电流。此外，当有源矢量持续时间小于最短测量时间时，无法正确测量来自单个分流器的相电流。为了在不可测量矢量区域中获得直流链路电流，需要采用一种特殊的 PWM 补偿算法。本应用报告介绍了如何通过逆变器直流链路中的单个电流传感器重构三相电流。该解决方案可通过 [InstaSPIN™-FOC](#) 和 [MotorControl SDK](#) 软件平台进行验证。

**内容**

<b>1 简介</b> .....	3
<b>2 FOC 和电流测量的基本理论</b> .....	3
2.1 FOC 基本原理.....	3
2.2 电流检测技术.....	4
<b>3 单分流器相电流重构的实现</b> .....	16
3.1 占空比补偿.....	16
3.2 PWM 相移补偿.....	18
3.3 电流重构.....	20
<b>4 具有单分流器测量功能的无传感器 FOC</b> .....	22
<b>5 单分流器电流检测的硬件注意事项</b> .....	26
5.1 压摆率.....	26
5.2 电流检测电路.....	26
<b>6 测试结果</b> .....	28
<b>7 总结</b> .....	31
<b>8 参考文献</b> .....	31

**插图清单**

图 2-1. 直流链路上带有单个电流传感器的无传感器 FOC 方框图.....	3
图 2-2. 三相逆变器中使用的不同电流检测方法.....	5
图 2-3. 采用逆变器的三分流器电流测量电路.....	6
图 2-4. 使用三分流器采样技术.....	6
图 2-5. 采用逆变器的双分流器测量电路.....	7
图 2-6. 使用双分流器测量技术时的电流采样.....	8
图 2-7. 采用逆变器的单分流器电流测量电路.....	9
图 2-8. 开关状态 Sa、Sb 和 Sc : 100.....	10
图 2-9. 开关状态 Sa、Sb 和 Sc : 110.....	11
图 2-10. 采样时间充足时的单分流器电流测量.....	12
图 2-11. 电流检测环路中的延迟.....	12
图 2-12. 单分流器电流测量时序.....	13
图 2-13. SVM 和不允许测量电流的区域.....	14
图 2-14. 60 度扇区变化期间的有源矢量持续时间.....	15
图 2-15. 过零和低调制指数期间的有源矢量持续时间.....	15
图 3-1. PWM 占空比补偿.....	16
图 3-2. 高级占空比补偿.....	17
图 3-3. PWM 相移补偿.....	18
图 3-4. PWM 相移补偿流程图.....	20

图 3-5. 相电流重构流程图.....	21
图 4-1. 用于无传感器 FOC 的具有单分流器功能的主控制回路流程图.....	23
图 4-2. HAL_singleShuntCompensation 函数流程图.....	24
图 4-3. ADC 采样和 ADC 中断时序图.....	25
图 5-1. 具有内置运算放大器的 F28004x 电流检测电路.....	27
图 5-2. 具有外部运算放大器的 F28002x 电流检测电路.....	27
图 6-1. 电机测试设置.....	28
图 6-2. 直流链路电流 ( @ 扇区 1 , Vdref = 1V , Vqref = 0V ) , 200ns/div.....	29
图 6-3. 在开环 V/F 操作 (1.4V/20Hz) 期间无 PWM 补偿重构的相电流.....	29
图 6-4. 在开环 V/F 操作 (1.4V/20Hz) 期间具有 PWM 相移补偿的重构相电流.....	30
图 6-5. 在 30Hz (10ms/div, 1A/div) 的稳态运行期间测得的 A 相电流.....	30
图 6-6. 在 30Hz 的稳态运行期间重构的 A 相电流.....	31

## 表格清单

表 2-1. 空间矢量调制切换状态.....	11
表 3-1. 基于扇区数量的相电流重构.....	21
表 5-1. F28004x PGA 压摆率.....	26

## 商标

InstaSPIN™, FAST™, and C2000™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。



## 2.2 电流检测技术

电机控制应用需要快速和精确的电流检测，从而尽可能减小扭矩纹波和可闻噪声。准确的电流检测对于实现出色的动态电机控制非常重要。电流检测路径中的延迟会导致错误的电流估算，从而导致电机中的电流波形失真。主要电器中的电机驱动应用，例如空调和冰箱中的压缩机电机控制，需要精确的扭矩控制，以便优化动态性能，降低噪声。不准确的电流检测会导致电机绕组中的电流波形失真，从而产生扭矩纹波，进而导致性能低效和噪声。

关于逆变器系统控制，需要了解电机电流信息。对于三相电机，设计人员必须了解所有相电流才能控制电机扭矩。电机相绕组电流的检测方法有多种，常用的方法有：

- 内联电流检测
- 逆变器桥臂电流检测
- 使用单分流器进行直流总线电流检测

图 2-2 展示了上述检测方法中的电流传感器位置。

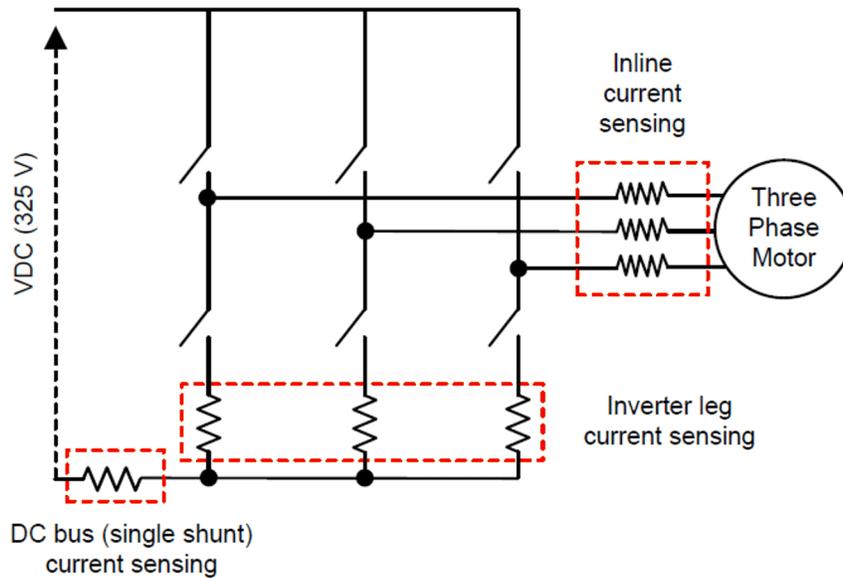


图 2-2. 三相逆变器中使用的不同电流检测方法

获得电机绕组电流的最简单的方法是通过在相连接处放置一个电流传感器，直接在相节点处测量每个相电流。根据电机绕组连接，该测量至少需要将两个传感器直接应用于各个电机相位。内联检测中存在的共模电压等于直流总线电压，这使得基于非隔离分流器的检测变得困难。隔离式传感器通常用于这些线路中，并且往往非常复杂，价格昂贵。在共模电压通常小于 100V 的应用中，推荐使用基于非隔离分流器的解决方案。

另一种方法是测量逆变器桥臂电流，如图 2-2 所示。在这种情况下，共模电压接近于零，可以使用低成本的分流器和运算放大器 (op amp) 来检测逆变器电流。电流采样必须在低侧开关导通时完成，并且电流采样点必须和脉宽调制 (PWM) 同步。理想的方法是使用三桥臂逆变器电流检测。必须至少执行两桥臂逆变器电流检测，才能获得三个绕组电流中的所有准确信息。

另一种方法更为复杂，它仅用于测量直流线路电流，然后在不同的逆变器开关状态下依次识别三相电流。由于逆变器的开关状态由微控制器单元 (MCU) 或数字信号处理器 (DSP) 控制，设计人员可以通过逆变器确定输入电流所走的确切电气路线，从而可以将直流总线电流直接关联到电机相电流。获得的相电流是实际电流测量的结果，而不是需要电路模型的估算结果。这种方法因节省了 BOM 成本而被广泛用于家用电器和汽车应用。

节 2.2.1 详细描述了所执行的不同低侧电流检测。

## 2.2.1 低侧电流测量

低侧电流检测拓扑使用位于相底部或直流总线返回路径上的电阻器来测量流经相的电流。无论使用何种电阻器配置 (单分流器、双分流器或三分流器)，只有当较低侧的开关打开时才能测量电流。电流信号必须干净，才能正确采样电流。干净的电流信号或者电流信号表示必须不含任何振铃或噪声。以下小节详细介绍了现场使用的电阻分流器的不同电流测量技术。

### 2.2.1.1 三分流器电流检测

图 2-3 展示了三分流器逆变器桥臂的电流检测。三分流器电流检测具有一些优势。与三分流器技术相反，单分流器或双分流器电路的使用证明了过调制难以实现。此外，使用低带宽运算放大器足以进行电流检测。三分流器技术可以在电流信号间进行跳跃采样，即，在各个周期内选择三相中的两相，这样可为电流信号提供较长的稳定时间。如果可以实现大电流测量窗口，则可以使用速率更慢且更廉价的运算放大器。例如，图 2-3 展示了三个 PWM 开关信号和要采样的分流电阻器。如图 2-4 所示，电流信号有足够的时间来恢复稳定。

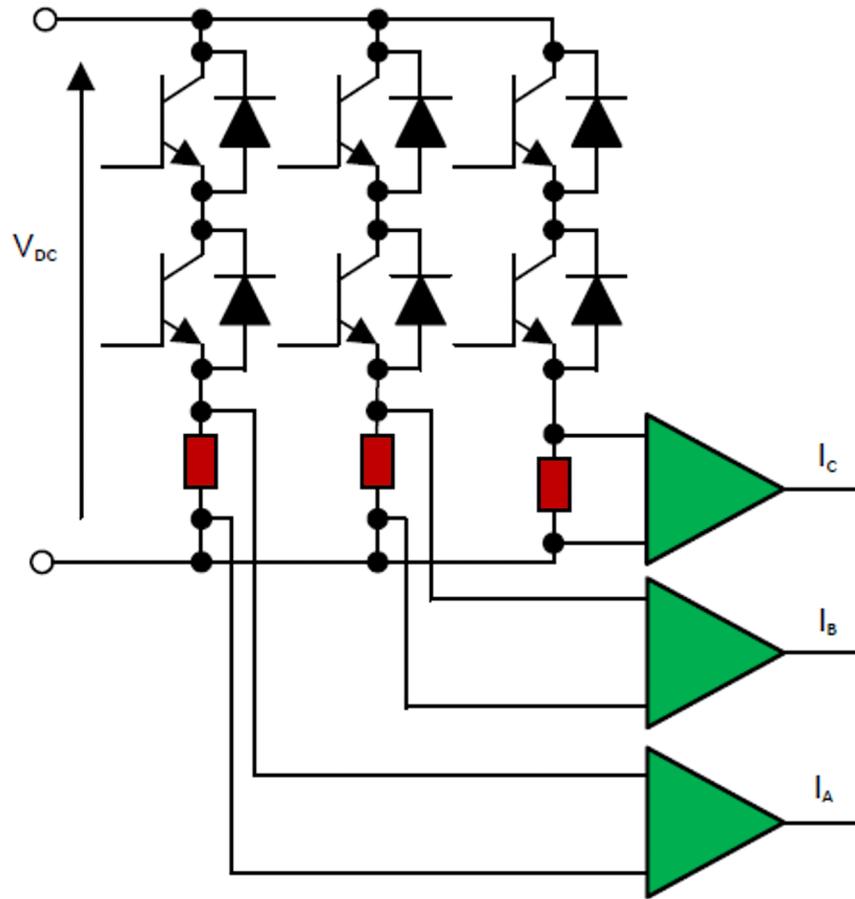


图 2-3. 采用逆变器的三分流器电流测量电路

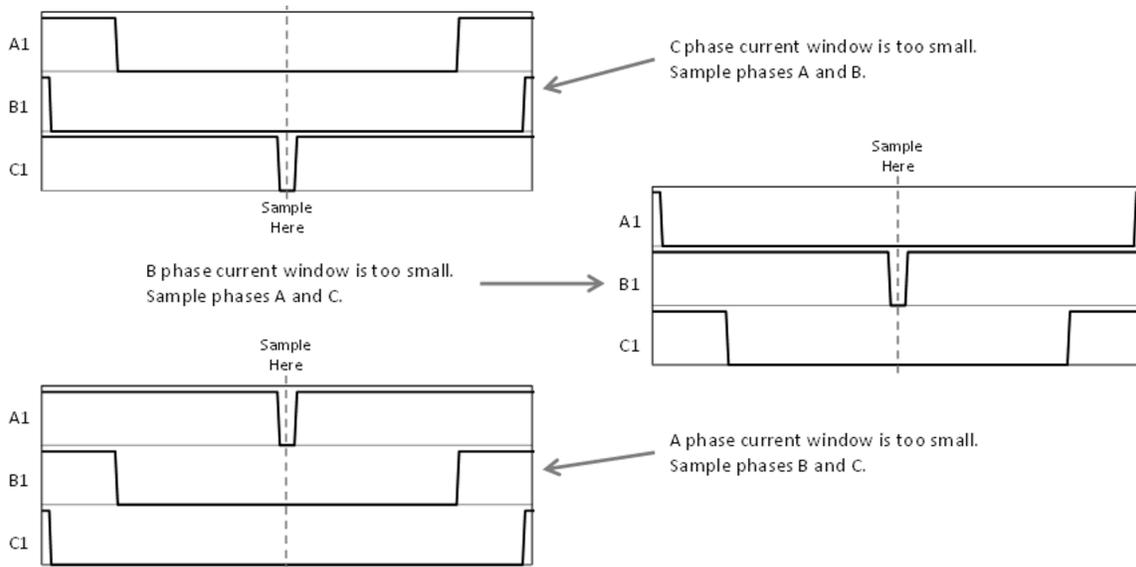


图 2-4. 使用三分流器采样技术

### 2.2.1.2 双分流器电流检测

双分流器电流测量技术采用基尔霍夫电流定律 (KCL) 原理，即流入单个节点的电流之和为零。仅测量两相电流，然后利用 KCL 计算第三相电流。图 2-5 展示了用于双分流器电流测量技术的电路。

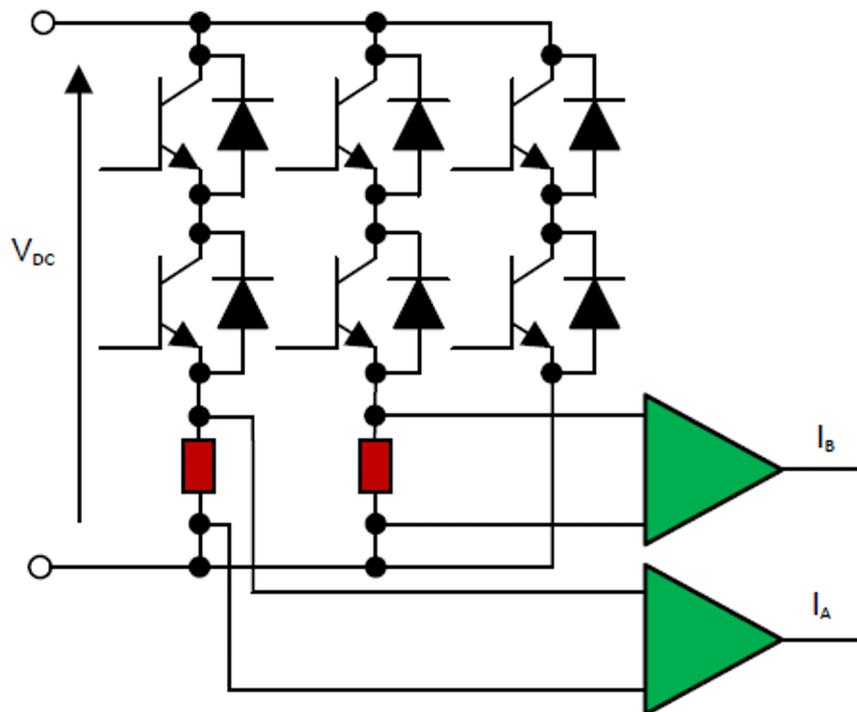


图 2-5. 采用逆变器的双分流器测量电路

相比单分流器电路，双分流器和三分流器测量电路的优势在于可产生循环电流。图 2-6 展示了开关波形示例和模数转换器 (ADC) 电流采样的位置。 $I_A$  的 PWM 占空比接近 100%，这将导致本例中  $I_A$  电流升高。 $I_B$  的 PWM 占空比约为 50%，其电流值在此期间保持在大约 0A。只有在特定相的较低侧的开关导通时才能测量相电流。在本例中， $I_A$  在很短的时间内即可测量，而  $I_B$  则需要较长时间进行测量。使用双分流器技术时，当被测相位以接近 100% 的 PWM 占空比运行，则会出现固有问题。例如，在对  $I_A$  进行采样时，被测电流信号尚不稳定，因而给出了不正确的电流信号表示。

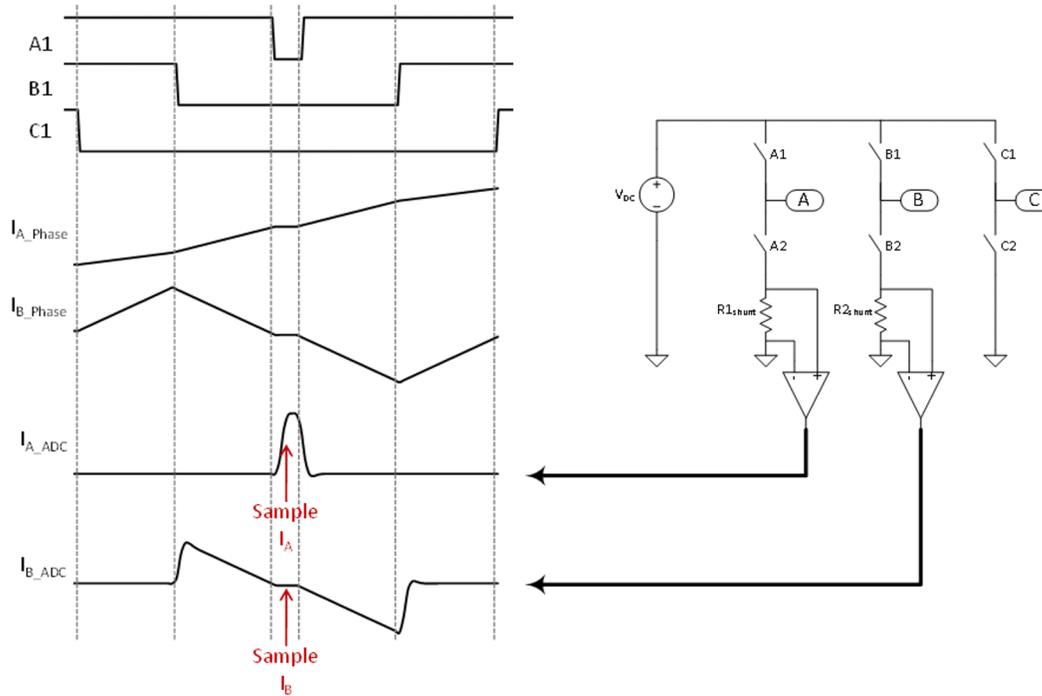


图 2-6. 使用双分流器测量技术时的电流采样

随着占空比增加，测量相位分流电阻器两端电压所需的时间会减少，电流测量速度必须更快。随着占空比进一步增大，运算放大器压摆率必须相应增大，才能准确地捕捉信号。与单分流器测量相比，尽管双分流器电流测量技术降低了运算放大器的速度要求，但仍有一个占空比，其中压摆率必须非常大，但仍低于单分流器测量的要求。

对于双分流器和三分流器技术，被测电流是双极的。因此，0A 表示为 ADC 满量程的一半，并且量化步长翻倍。

### 2.2.1.3 单分流器电流检测

单分流器电流测量技术测量直流链路电流，并在了解开关状态的情况下重构电机的三相电流。图 2-7 展示了逆变器电路中的单分流器位置。

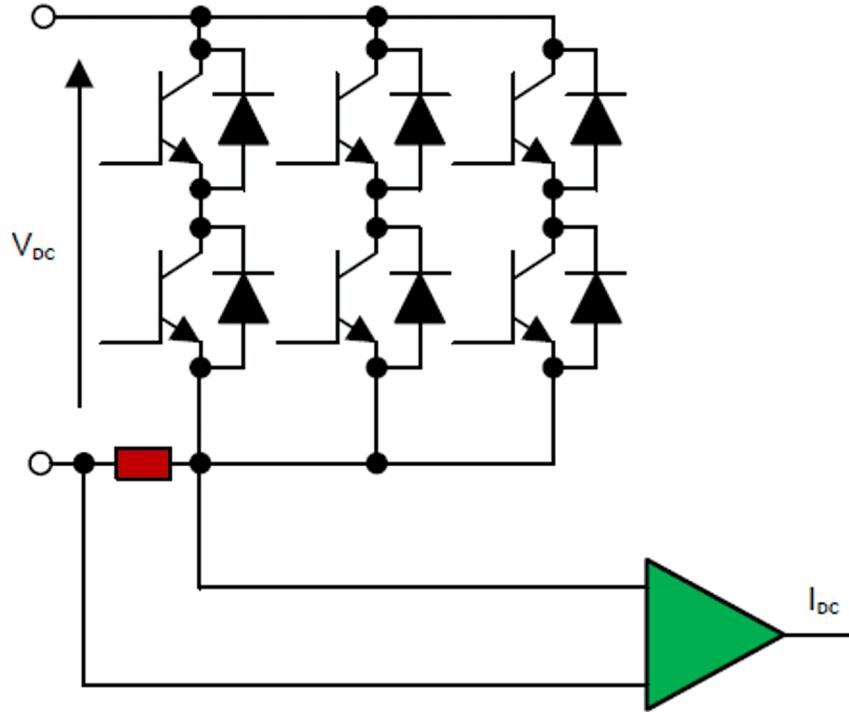


图 2-7. 采用逆变器的单分流器电流测量电路

为了更好地理解测量过程并表示逆变器的开关状态，本应用手册定义了 A 相的开关函数  $S_a$  如下：当 A 相上部晶体管导通时， $S_a$  为 1。当 A 相下部晶体管导通时， $S_a$  为 0。B 相和 C 相也有类似的定义。

该过程基于逆变器以互补模式供电的假设进行说明。该模式下控制下部晶体管的信号与控制上部晶体管的  $S_a$ 、 $S_b$  和  $S_c$  相反。

如前所述，单分流器电流检测中的测量方法取决于逆变器开关的开关状态。示例案例如图 2-8 和图 2-9 所示。在图 2-8 中，A 相的顶部开关导通，而 B 相和 C 相的底部开关导通。在这种开关状态下，直流总线电流测量给出 A 相电流并且为正 ( $+I_A$ )。A 相的电流方向朝向电机绕组 (参阅图 2-8)。

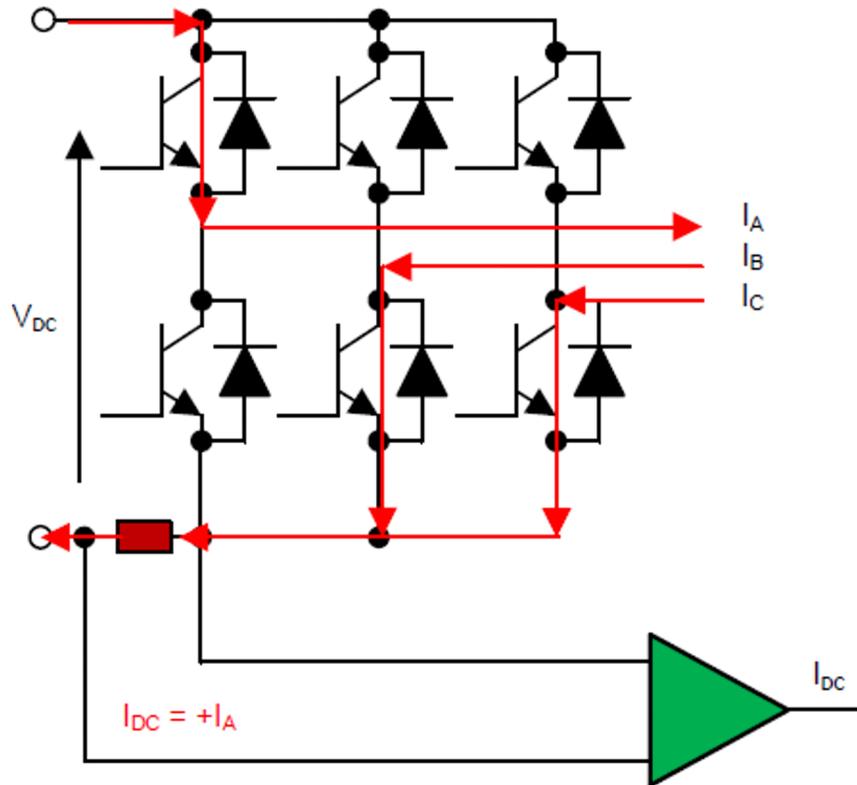


图 2-8. 开关状态  $S_a$ 、 $S_b$  和  $S_c$  : 100

在图 2-9 中，A 相和 B 相的顶部开关导通，而 C 相的底部开关导通。在这种开关状态下，直流总线电流测量给出 C 相电流并且为负 ( $-I_C$ )。C 相的电流方向朝向电机绕组的逆变器 (参阅图 2-9)。

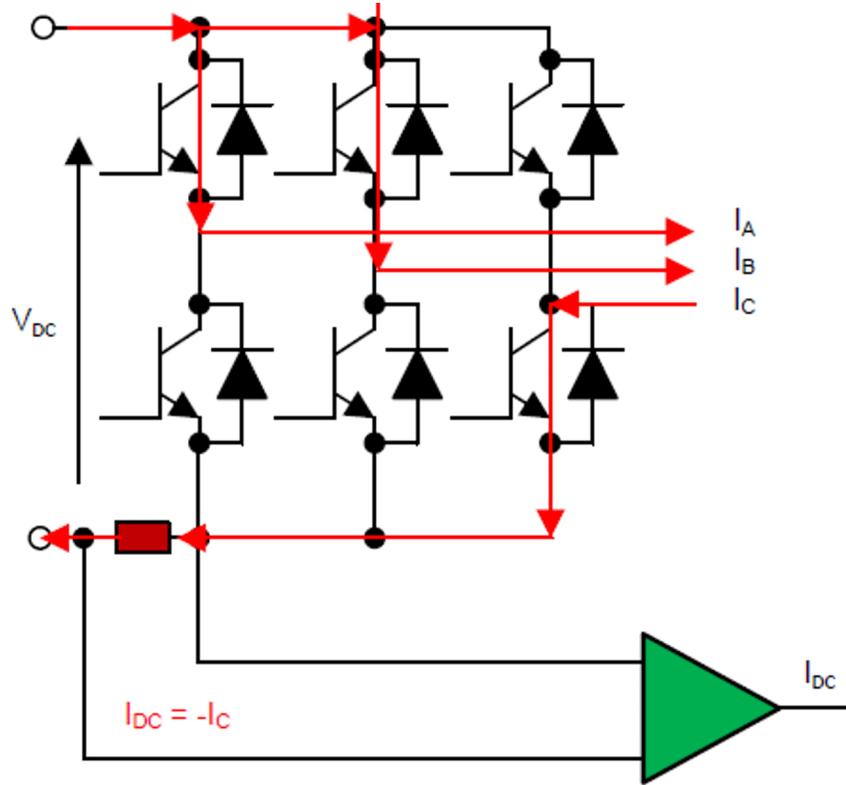


图 2-9. 开关状态 Sa、Sb 和 Sc : 110

与前面说明类似，SVM PWM 中有八种不同的开关选项。表 2-1 解释了每一种选项并显示了电压空间矢量的方向和每种状态下可测量的电流。当开关状态为 0 和 7 时，仅存在循环电流，因而不能使用单分流器技术测量电流。从 1 到 6 的六个开关状态被称为有源矢量或有源电压矢量。使用单分流器技术测量电流时，必须恰当考虑电流测量和开关状态。

表 2-1. 空间矢量调制切换状态

开关状态	AH	BH	CH	矢量	测量
0	0	0	0	•	偏移
1	1	0	0	→	$I_A$
2	1	1	0	↗	$-I_C$
3	0	1	0	↖	$I_B$
4	0	1	1	←	$-I_A$
5	0	0	1	↙	$I_C$
6	1	0	1	↘	$-I_B$
7	1	1	1	•	偏移

图 2-10 展示了 SVM PWM 波形和施加的开关状态产生的直流总线电流测量信号。在这种情况下，每个开关状态的电流导通时间足够长，以便运算放大器的压摆率和整个测量系统的稳定时间有足够的时间进入稳态，从而使 ADC 有足够的时间采样电流。

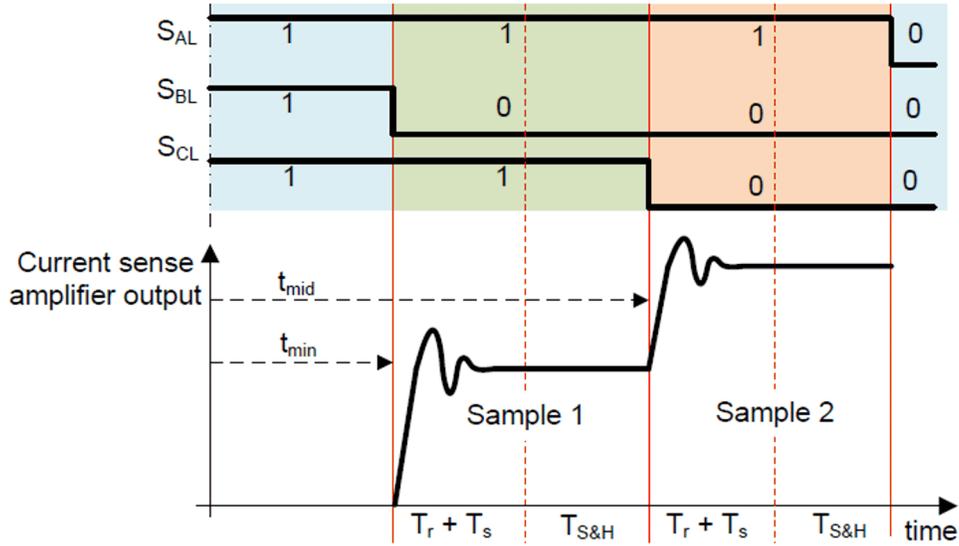


图 2-10. 采样时间充足时的单分流器电流测量

使用单分流器技术时，必须能够在尽可能短的时间内测量电流。该要求强调了必须确保为有效采样保持最小脉冲宽度（最短有源矢量持续时间）和脉冲过渡周期。要了解所需的最短矢量持续时间，必须了解测量延迟。图 2-11 展示了测量路径中的延迟分量。

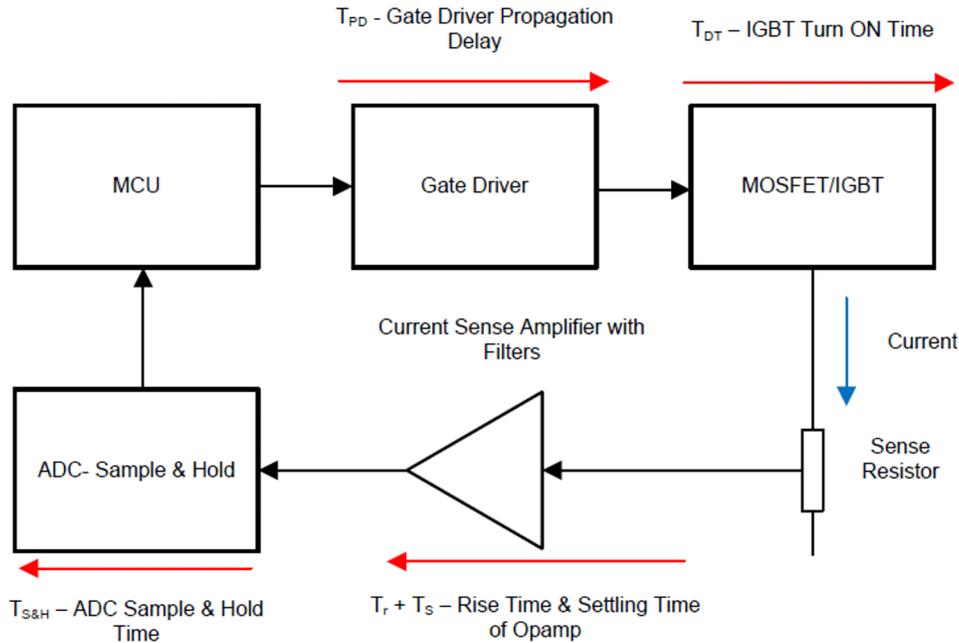


图 2-11. 电流检测环路中的延迟

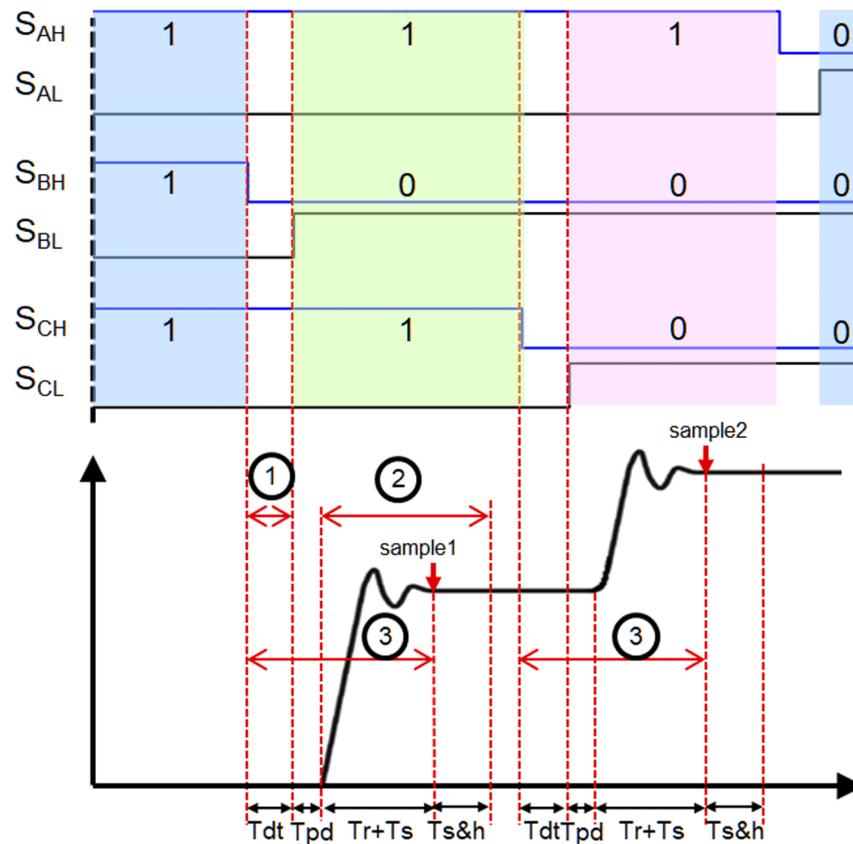


图 2-12. 单分流器电流测量时序

最短有源矢量持续时间必须大于总延迟时长，电流检测路径中的栅极驱动器传播延迟除外。栅极驱动器传播延迟 ( $T_{pd}$ ) 仅影响采样点的计算。图 2-12 展示了 SVM 中的一种开关模式和运算放大器输出端的电流波形。方程式 2 可用于确定最短有源矢量持续时间，从而导出有效电流采样。

$$T_{\min\_dur} > \textcircled{1} + \textcircled{2} = T_r + T_s + T_{S\&H} + T_{DT} \quad (2)$$

其中：

- $T_r$  表示放大器的上升时间，包括电源开关 (MOSFET/IGBT) 导通时间 (取决于电源开关的放大器压摆率和栅极充电时间)
- $T_s$  表示放大器的稳定时间 (取决于放大器 GBW、增益、精度和传感电路滤波器)
- $T_{S\&H}$  表示 ADC 采样保持时间
- $T_{DT}$  表示顶部和底部开关之间的死区时间

如果有源矢量的持续时间小于 [方程式 2](#) 得出的最短时间 ( $T_{\min\_dur}$ )，则无法从分流电阻器获得三相电流。

如前所述，相电流可以在零矢量状态下采样，从而进行双分流器或三分流器电流测量。但是，应在逆变器开关的每个开关状态下对单分流器电流进行采样。因此，应恰当考虑 ADC 采样点。根据 [图 2-12](#)，[方程式 3](#) 可用于采样点计算。

$$T_{\text{sample\_delay}} = \textcircled{3} = T_{DT} + T_{PD} + T_r + T_s \quad (3)$$

其中：

- $T_{DT}$  表示顶部和底部开关之间的死区时间
- $T_{PD}$  表示栅极驱动器传播延迟
- $T_r$  表示放大器的上升时间，包括电源开关 (MOSFET/IGBT) 导通时间 (取决于电源开关的放大器压摆率和栅极充电时间)
- $T_s$  表示放大器的稳定时间 (取决于放大器 GBW、增益、精度和传感电路滤波器)

理想情况下，要使电机绕组中的电流不失真，最短有源矢量持续时间应为零。由于检测和环路延迟，将最短有源矢量持续时间设为零实际上是不可能的。非零最短矢量持续时间会在电流波形中产生失真，除非在软件算法中得到适当补偿 (这是非常复杂且难以实现的)。 [图 2-13](#) 展示了空间矢量六边形。当空间矢量指向六边形的六个角时，电流采样对应的窗口将完全消失。在位于 0、60、120、180、240 和 300 度的区域内，只有一个电流可测量，其它两个电流必须通过另一种方式才能找到。在被称为星形区域的低调制指数中，任何相电流都无法从分流电阻器进行采样，因为开关周期中施加的两个有源矢量的持续时间短于最短有源持续时间  $T_{\min\_dur}$ 。

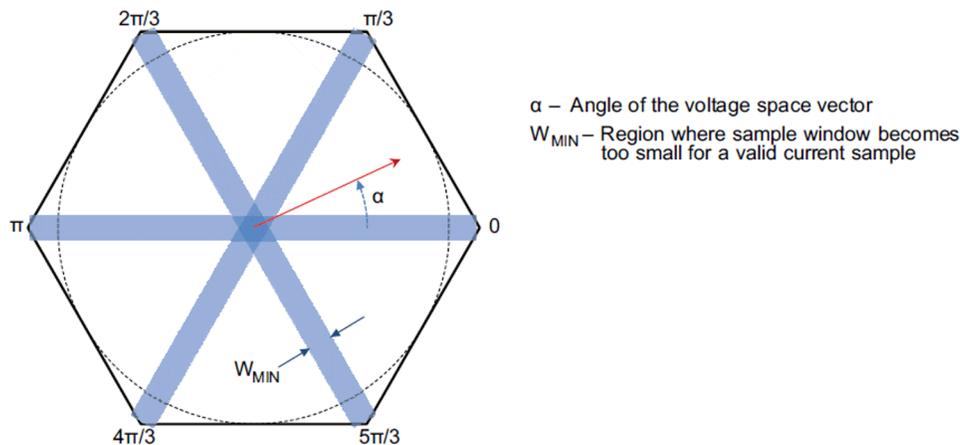


图 2-13. SVM 和不允许测量电流的区域

图 2-14 和图 2-15 展示了过零和 60 度扇区变化期间的有源矢量持续时间 (U1 和 U2)。在图 2-14 中, 扇区持续时间 U1 太小, 无法获得有效采样。在图 2-15 中, U1 和 U2 的扇区持续时间太小, 无法获得有效的电流采样。

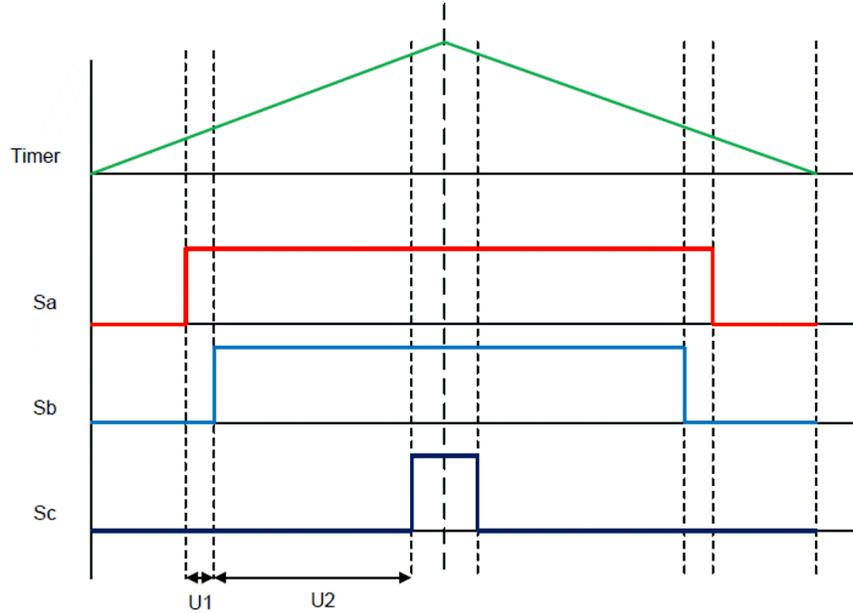


图 2-14. 60 度扇区变化期间的有源矢量持续时间

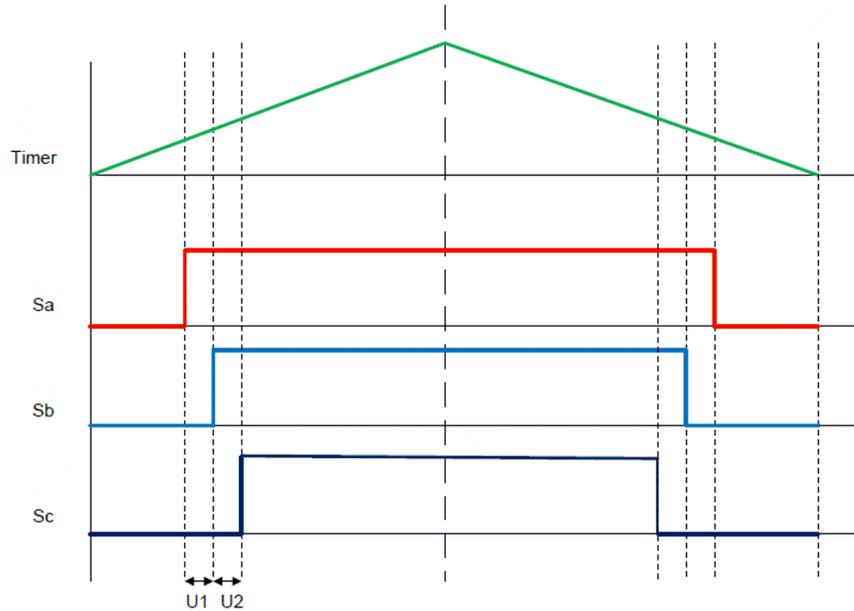


图 2-15. 过零和低调制指数期间的有源矢量持续时间

理想情况下, 设计人员更希望通过准确且快速稳定的电流检测实现极短的有源矢量持续时间, 从而提供以下优势。

- 降低电流检测复杂度, 从而降低过零、低调制指数和扇区变化 (每隔 60 度) 时的实际电流失真
- 减少在较低的有源矢量持续时间内确定绕组电流的软件开销; 在这种情况下, 软件算法可能会使用数学预测或 PWM 相位超前或延迟。

要实现非常短的矢量持续时间, 需要减少电流检测路径中的整体延迟。该任务可以通过使用快速电流检测 (使用具有高压摆率的快速放大器)、使用具有最短采样保持时间的快速 ADC 和优化死区时间来实现。

### 3 单分流器相电流重构的实现

如前所述，有源电压矢量必须足够长，从而在每个 PWM 开关间隔期间可靠地测量直流链路电流。如果有源矢量持续时间小于 [方程式 2](#) 得到的最小持续时间，则应修改 PWM 占空，从而确保测量时间。本应用报告介绍了两种 PWM 补偿方法：

- 第一种解决方案是保持对称 PWM 的占空比补偿。
- 第二种解决方案是保持平均输出电压的相移补偿。

#### 3.1 占空比补偿

这种方法相对简单，可以与对称 SVPWM 的相同 ePWM 设置一起使用。找到最大和最小占空比后，如果最大和中间占空比之间的  $V_1$  向量小于 [方程式 2](#) 得出的最短有源持续时间，则最大占空比将延长至最短有源持续时间。同样，如果中间和最小占空比之间的  $V_2$  向量小于最短有源持续时间，则最小占空比将缩短至最短有源持续时间。具有中等占空比的 PWM 通道保持不变。

在这种方法中，由于平均输出电压与原始输出电压指令不同，所以相电流失真较大。

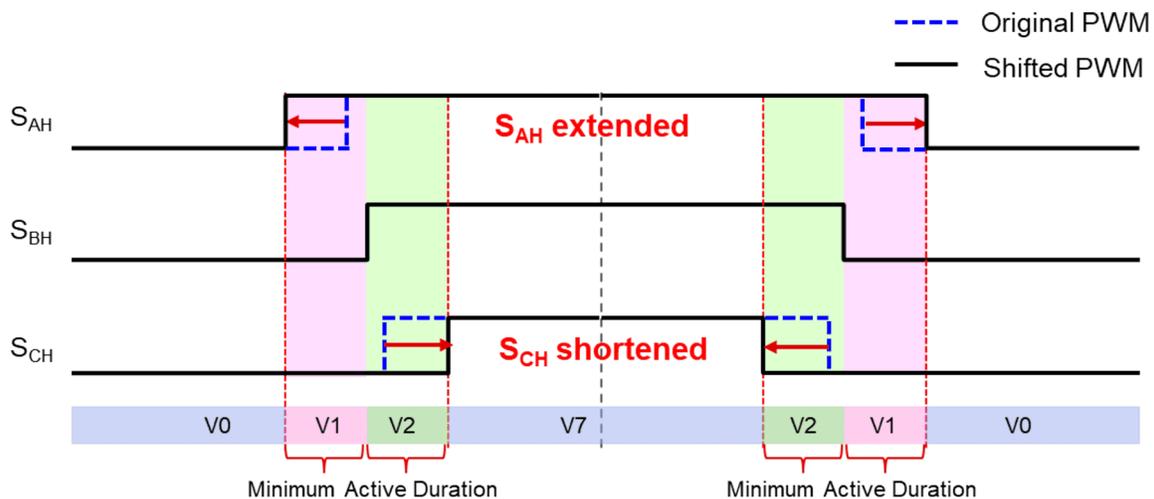


图 3-1. PWM 占空比补偿

如果应在每个控制周期对相电流进行采样，则  $V_1$  和  $V_2$  应始终具有足够长的有源电压持续时间。但是，如果每多个 PWM 周期执行一次电流控制，这种占空比补偿方法就可以很好地解决单分流器电流测量问题，因为相电流失真在多个 PWM 周期只发生一次。《TMS320F240 上使用单列直插电阻器测量三相电流》(BPRA077) 中 [测量过程](#) 部分的 [控制同步图](#) 展示了每五个 PWM 周期执行一次电流控制的示例。那么在每五个 PWM 周期中，只需要进行两次直流链路电流测量即可获得相电流。

这种方法适用于不需要高电流带宽的应用。相反，下一章描述的另一 [种 PWM 补偿方法](#) 对于高电流带宽来说将是更好的解决方案。

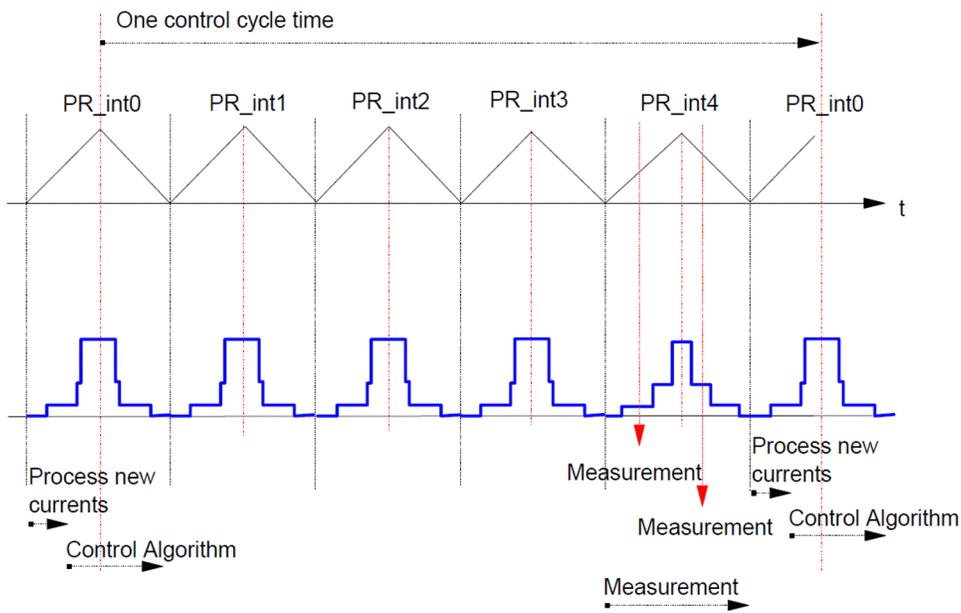


图 3-2. 高级占空比补偿

### 3.2 PWM 相移补偿

这种方法比占空比补偿更复杂，因为它通过非对称 PWM 实现的。这意味着，ePWM 模块中的 CMPA 和 CMPB 值都应根据要移位的值更新为不同的值。这种方法具有一些优点，例如输出电压命令和原始输出电压命令相同。此外，它可以广泛应用于许多应用中，因为它不依赖于任何电机和系统参数，尽管与双分流器或三分流器解决方案相比，它具有高 THD 和噪声等缺点。

如果在 PWM 向下计数时对直流链路电流进行采样，如图 2-12 所示，则 SVPWM 右侧的 V1 和 V2 矢量持续时间应该比最短有源持续时间更长。为此，首先需要找到最大和最小占空比。如果最大和中间占空比之间的 V1 矢量小于方程 2 得出的最短有源持续时间，则最大占空比右移，获得最短有源持续时间。同样，如果中间和最小占空比之间的 V2 矢量小于最短有源持续时间，则最小占空比向左移动，从而获得最短有源持续时间。具有中等占空比的 PWM 通道保持不变。图 3-3 展示了上述的 PWM 相移补偿方法。

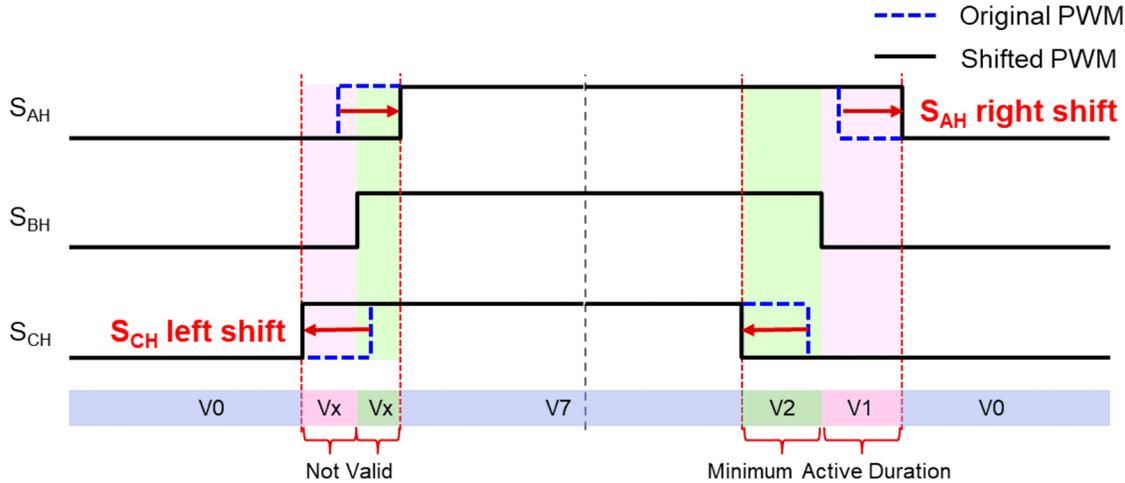


图 3-3. PWM 相移补偿

图 3-4 展示了该方法的软件流程图，包括 ADC 采样点计算。重新计算 EPWMx 中的 CMPA 和 CMPB，从而获得最短有源持续时间。有必要了解电压基准输出的具体扇区，从而确定必须更新的 PWM 通道。方程式 4 展示了《使用硬件和软件确定的开关模式通过 TMS320C24x/F24x 实现空间矢量 PWM》中用来确定扇区的公式。

$$\begin{aligned}
 V_{\text{ref1}} &= V_{\beta\_ref} \\
 V_{\text{ref2}} &= \sin 60 \times V_{a\_ref} - \sin 30 \times V_{\beta\_ref} \\
 V_{\text{ref3}} &= -\sin 60 \times V_{a\_ref} - \sin 30 \times V_{\beta\_ref} \\
 N &= \text{sign}(V_{\text{ref1}}) + 2 \times \text{sign}(V_{\text{ref2}}) + 4 \times \text{sign}(V_{\text{ref3}}) \\
 \text{where,} \\
 \text{sign}(V_{\text{refx}}) &= \begin{cases} 1 : \text{if } (\text{sign}(V_{\text{refx}})) > 0 \\ 0 : \text{if } (\text{sign}(V_{\text{refx}})) \leq 0 \end{cases} \tag{4}
 \end{aligned}$$

N	1	2	3	4	5	6
扇区	2	6	1	4	3	5

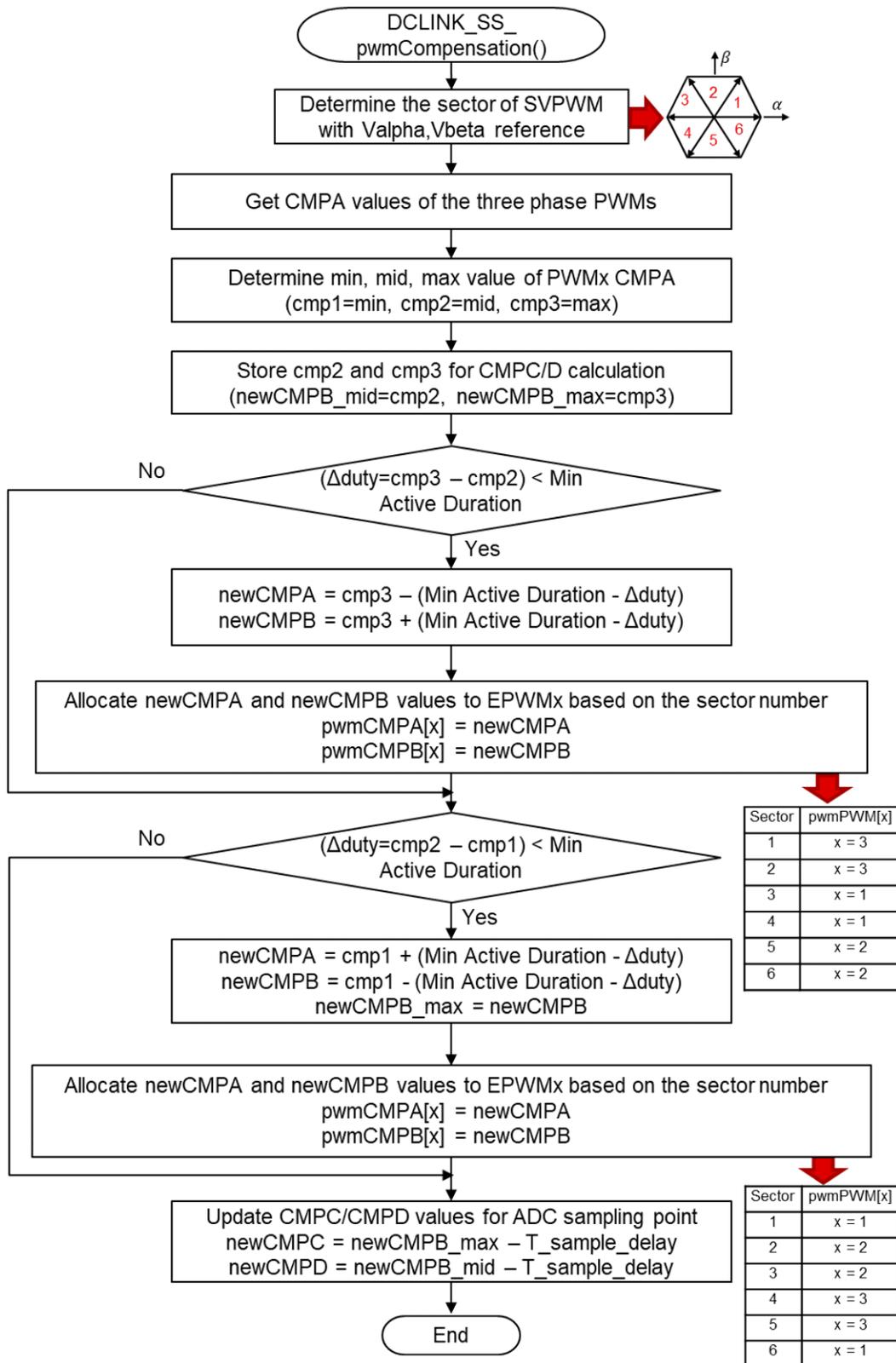


图 3-4. PWM 相移补偿流程图

### 3.3 电流重构

根据图 2-12 所示的时序图进行采样的直流链路电流，可以根据表 3-1 中的信息被重构为三相电流。这里使用的是根据方程式 4 计算出的扇区数量。第一个采样的直流链路电流 ( $I_{dc\_sample1}$ ) 在 EPWMx 减计数器期间的第一个有源

矢量持续时间内进行测量。第二个采样的直流链路电流 ( $I_{dc\_sample2}$ ) 在同样的 EPWMx 减计数器期间的第二个有源矢量持续时间内进行测量。最后一个未从分流器直接测量的直流链路电流可以通过基尔霍夫电流定律 (KCL) 原理来计算，即流入单个节点的电流之和为零。

表 3-1. 基于扇区数量的相电流重构

扇区	相电流 ( $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ )
1	$I_c = -I_{dc\_sample1}$ , $I_a = I_{dc\_sample2}$ , $I_b = -(I_a + I_c)$
2	$I_c = -I_{dc\_sample1}$ , $I_b = I_{dc\_sample2}$ , $I_a = -(I_b + I_c)$
3	$I_a = -I_{dc\_sample1}$ , $I_b = I_{dc\_sample2}$ , $I_c = -(I_a + I_b)$
4	$I_a = -I_{dc\_sample1}$ , $I_c = I_{dc\_sample2}$ , $I_b = -(I_a + I_c)$
5	$I_b = -I_{dc\_sample1}$ , $I_c = I_{dc\_sample2}$ , $I_a = -(I_b + I_c)$
6	$I_b = -I_{dc\_sample1}$ , $I_a = I_{dc\_sample2}$ , $I_c = -(I_a + I_b)$

图 3-5 展示了三相电流重构的流程图，包含两个采样的直流链路电流和扇区信息。在主控制回路 (mainISR) 中读取 ADC 数据后立即调用此函数。

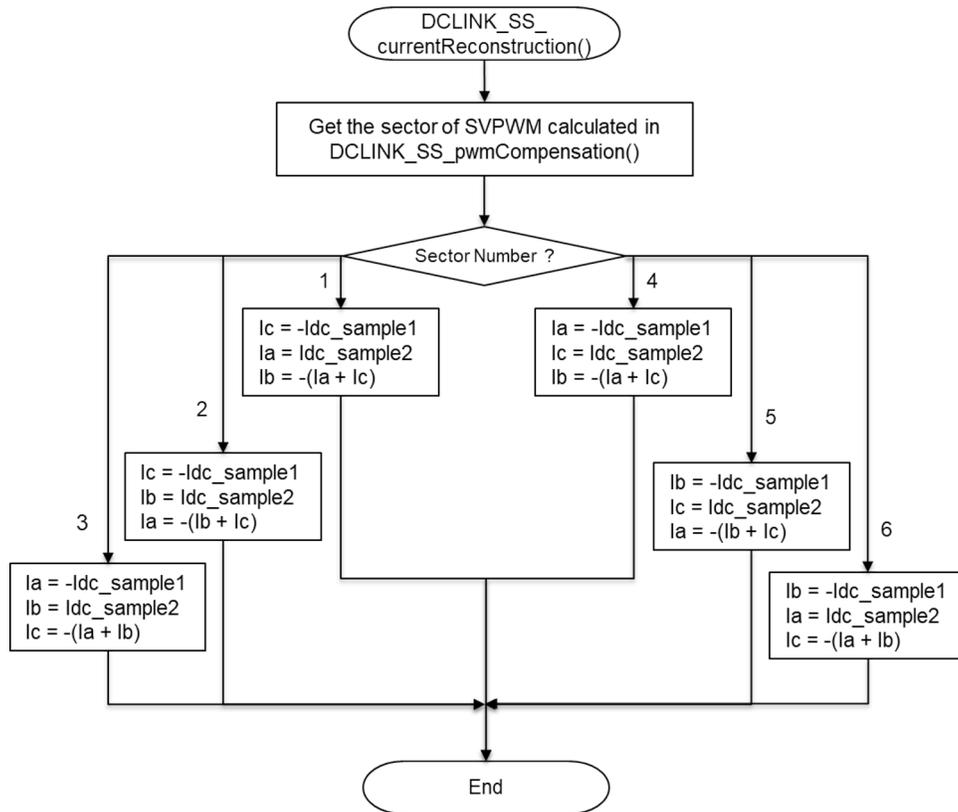


图 3-5. 相电流重构流程图

## 4 具有单分流器测量功能的无传感器 FOC

集成在 F28004xC 和 F28002xC 中的无传感器观测器 ( 被称为 FAST™ ) 已通过 [MotorControl SDK](#) 升级到 2.0 版。新版本的 FAST 是通过浮点实现的。它提高了参数估计的准确性和低速下的无传感器性能。

用于单分流器测量的电流重构算法和 PWM 相移补偿已通过 [MotorControl SDK](#) 实现并验证。如图 4-1 所示, 已添加两个新模块。第一个模块是使用空间矢量的扇区信息从采样的直流链路电流重构三相电流的模块。第二个模块是 PWM 补偿模块, 用于在不可测量区域获得足够长的有源矢量持续时间。在该模块中, ePWM 4 类中的 CMPC 和 CMPD 被选为 ADC SOC 触发源, 用于对直流链路电流采样。

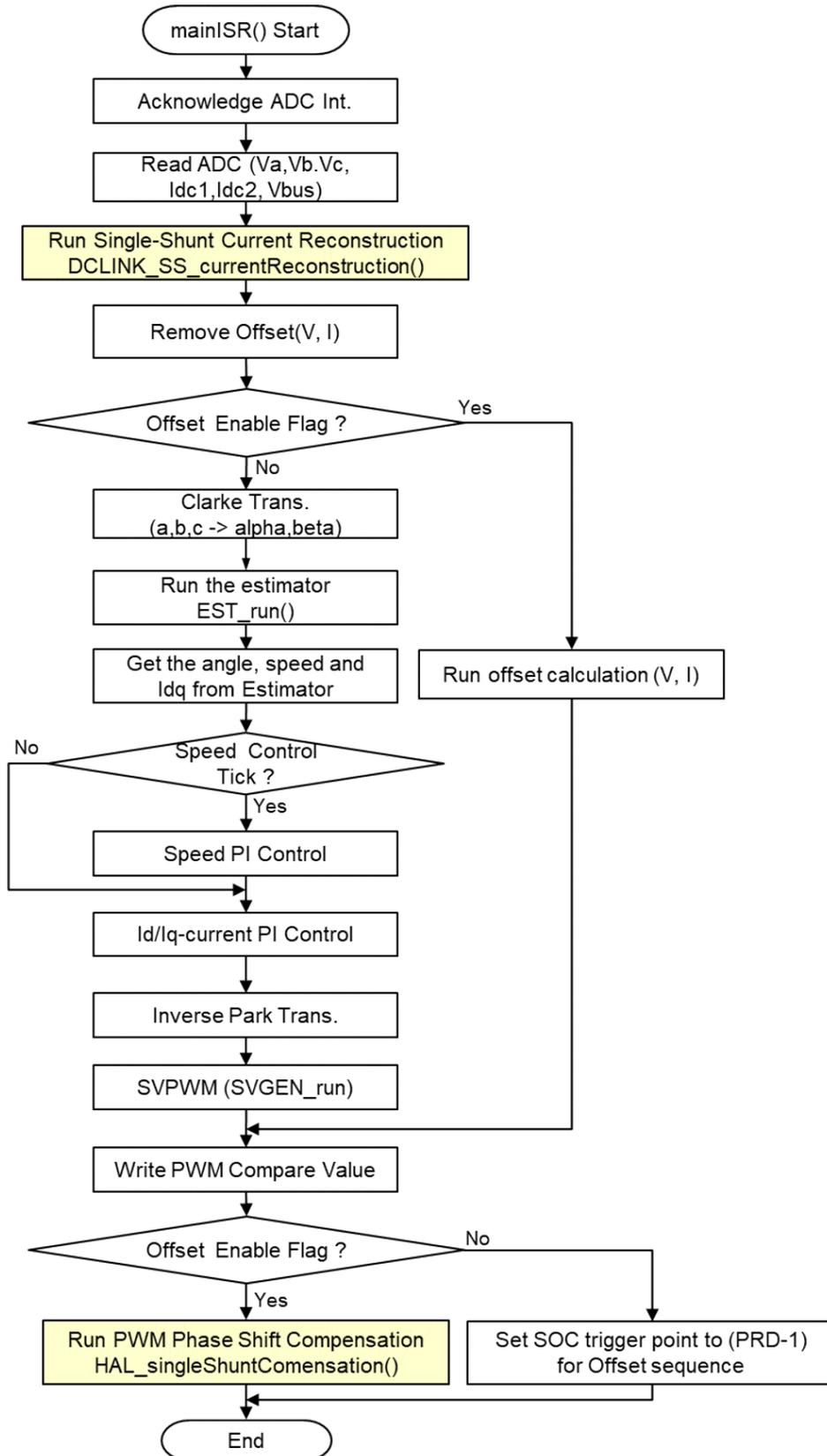


图 4-1. 用于无传感器 FOC 的具有单分流器功能的主控制回路流程图

图 4-2 展示了从图 4-1 所示的主控制回路调用的 PWM 补偿函数，该函数通过 C2000Ware 中的 C2000™ 器件驱动器用于单分流器。该函数调用 PWM 相移补偿 (DCLINK\_SS\_pwmCompensation) 函数，如图 3-4 所示。

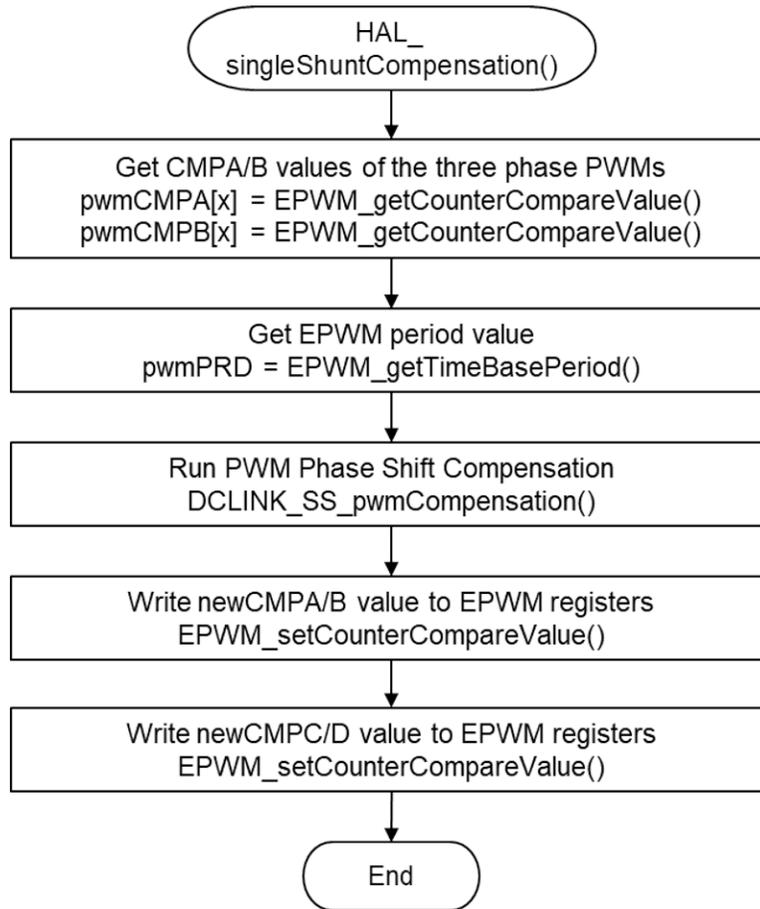


图 4-2. HAL\_singleShuntCompensation 函数流程图

图 4-3 展示了 ADC 采样和 ADC 中断的时序图。ePWM 4 类中的 CMPC 和 CMPD 被选为 ADC SOC 触发源，用于对直流链路电流采样。因此，CMPC 和 CMPD 值在每个周期根据移位的 PWM CMPB 值进行更新。由于 InstaSPIN-FOC 解决方案需要相电压测量，所以在 ePWM1 零计数器处对相输出电压 ( $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$ ) 和直流链路电压进行采样。中断服务例程 (ISR) 在 ADC 转换结束 (EOC) 时被触发。在 ISR 中，一个周期之前在 PWM 减计数器上测量的电流信息用于电流控制。

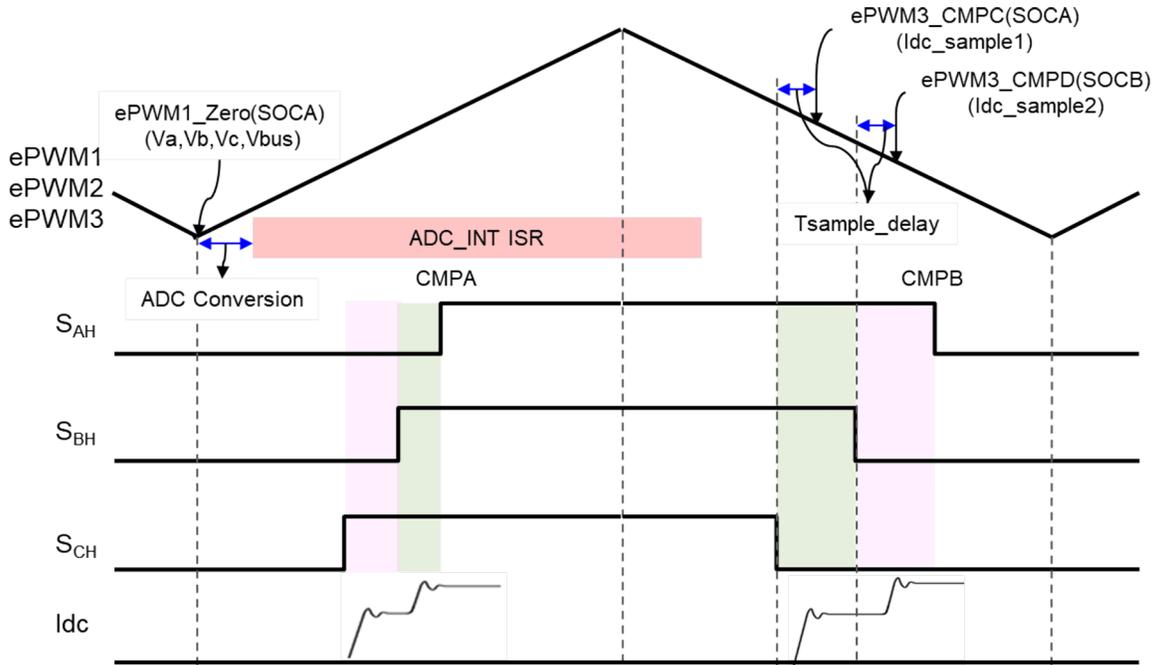


图 4-3. ADC 采样和 ADC 中断时序图

## 5 单分流器电流检测的硬件注意事项

在电流检测硬件中，需要考虑两方面。一方面，如节 2.2 所述，单分流器电流测量技术需要一个压摆率比双分流器、三分流器电流测量更高的运算放大器。另一方面是需要具有差分放大器配置和失调电压的检测电路。

### 5.1 压摆率

运算放大器的上升时间直接影响电流检测延迟，如图 2-11 所示。因此，在使用单分流器技术时，应仔细考虑运算放大器的压摆率参数。如果反馈信号的稳定时间和 ADC 采样时间是固定参数，则运算放大器压摆率是尽可能地降低相移占空比的重要参数。通常，对于单分流器测量，建议使用 10V/μs 或更高的压摆率。

F28004x 是进入中等性能产品系列的 C2000 第 3 代 MCU，具有用于放大输入电压的可编程增益放大器 (PGA)。集成 PGA 有助于为许多需要外部独立放大器的控制应用降低成本和设计工作量。表 5-1 展示了 F28004x 中集成 PGA 的压摆率足以支持所有增益设置条件下的单分流器测量。

表 5-1. F28004x PGA 压摆率

参数	测试条件	典型值
压摆率	增益：3	20V/μs
	增益：6	37V/μs
	增益：12	73V/μs
	增益：24	98V/μs

### 5.2 电流检测电路

为了尽可能地减少共模噪声，可以采用差分放大器电路，这是单分流器反馈的良好解决方案。此外，即使在电机运行模式下被测电流是单极的，失调电压电路也需要避免在零电压附近的噪声区域运行。使用具有内置运算放大器的 F28004x 时，仅可使用与图 5-1 中类似的外部 R、C 无源器件配置检测电路。PGA 的输出电压可以用方程式 5 进行计算。

$$V_{\text{PGA\_OUT}} = \frac{R_{\text{fbk}} \times (I_{\text{dc}} \times R_{\text{shunt}} - V_{\text{offset}})}{R_{\text{in}} + R_{\text{fbk}}} \times \text{PGA\_GAIN}$$

For example,

$$I_{\text{dc}} = 50 \text{ A}$$

$$R_{\text{shunt}} = 2 \text{ m}\Omega$$

$$R_{\text{fbk}} = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R_{\text{in}} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$V_{\text{offset}} = 0.5 \text{ V}$$

$$\text{PGA\_GAIN} = 24$$

$$V_{\text{PGA\_OUT}} = \frac{20 \times ((50 \times 0.002) - 0.5)}{20 + 1} \times 24 = 2.857 \text{ V}$$

$$\text{USER\_ADC\_FULL\_SCALE\_CURRENT\_A} = \frac{R_{\text{in}} + R_{\text{fbk}}}{R_{\text{fbk}} \times R_{\text{shunt}} \times 24} \times 3.3 = 72.1875 \quad (5)$$

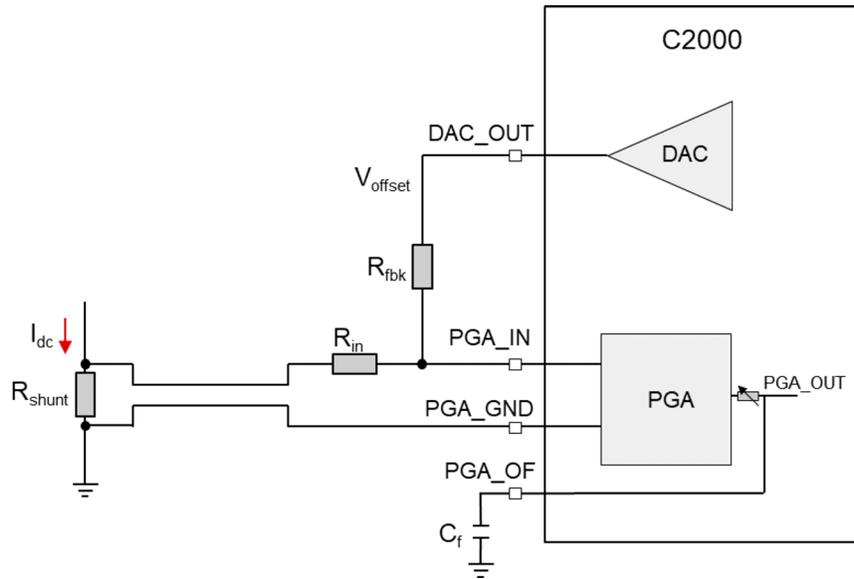


图 5-1. 具有内置运算放大器的 F28004x 电流检测电路

图 5-2 展示了一个典型的使用外部差分放大器的电流检测电路，通过电阻分压器和电压跟随器，该放大器具备失调基准电压。V<sub>offset</sub> 和 V<sub>out</sub> 可分别通过方程式 6 和方程式 7 进行计算。

$$V_{\text{offset}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 3.3 \quad (6)$$

$$V_{\text{out}} = (I_{\text{dc}} \times R_{\text{shunt}}) \times \frac{R_{\text{fbk}}}{R_{\text{in}}} + V_{\text{offset}}$$

$$\text{USER\_ADC\_FULL\_SCALE\_CURRENT\_A} = \frac{R_{\text{in}}}{R_{\text{fbk}} \times R_{\text{shunt}}} \times 3.3 \quad (7)$$

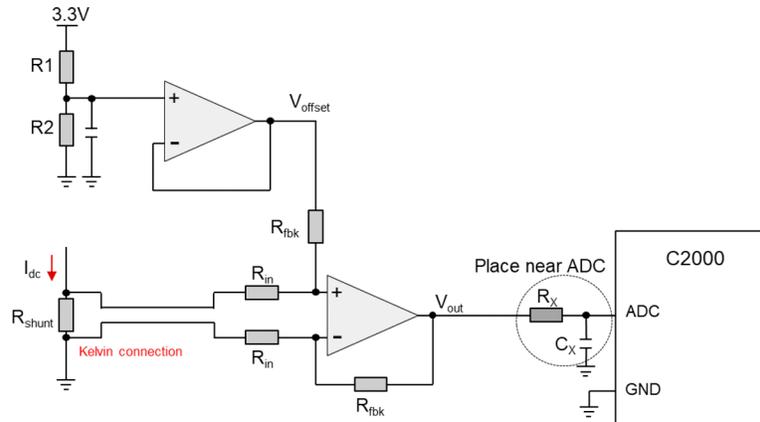


图 5-2. 具有外部运算放大器的 F28002x 电流检测电路

## 6 测试结果

图 6-1 展示了用于验证单分流器解决方案的电机测试设置。用于该测试的逆变器板是 DRV8312EVM\_revD，它在逆变器直流链路侧有一个分流电阻器，在 FET 低侧有三个分流电阻器。此外，F280049C controlCARD 和 TMSADAP180TO100 适配卡用于该测试。

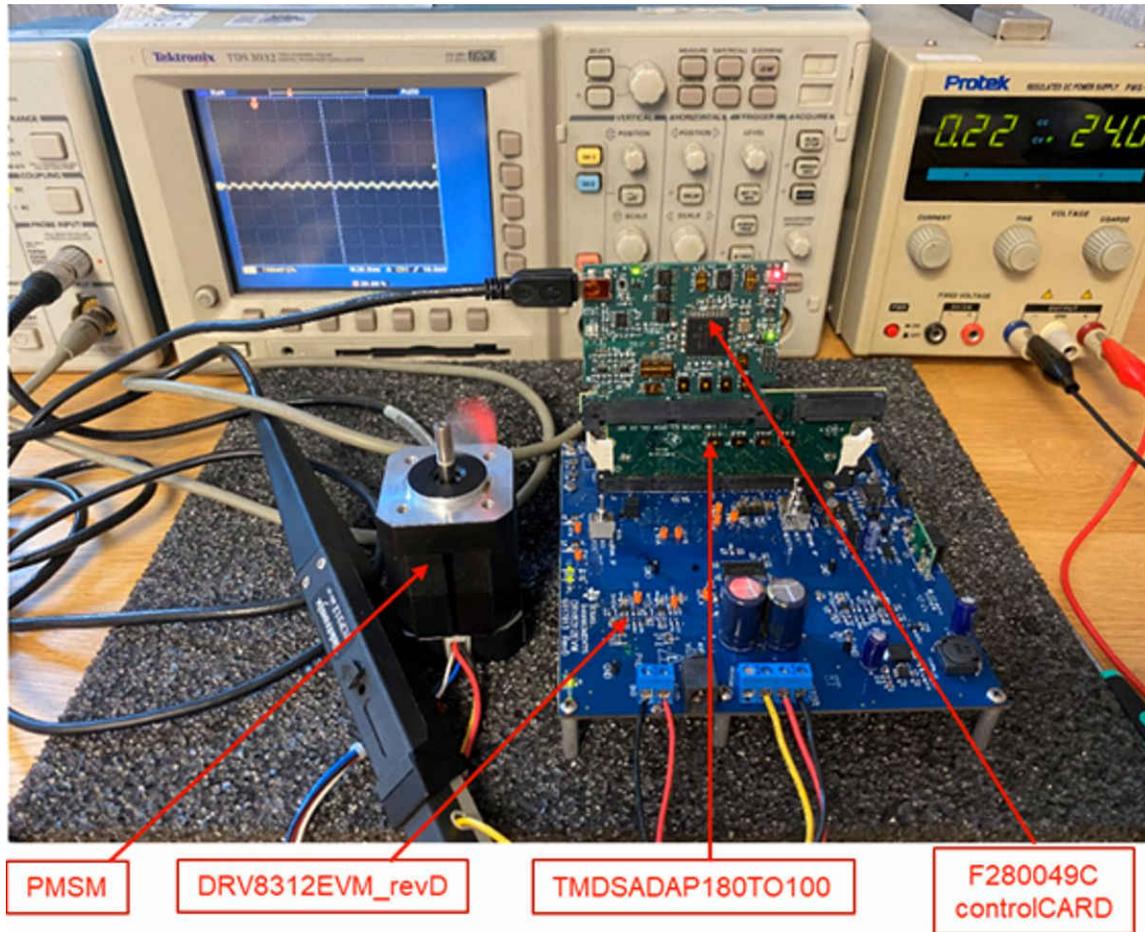


图 6-1. 电机测试设置

为了验证本应用报告中提出的解决方案，首先进行了无电流控制的开环控制，即 V/F 控制。

本次测试所用逆变器板的电流检测回路延迟时间如下：

- $T_r = 100\text{ns}$  (放大器的上升时间，包括电源开关 (MOSFET/IGBT) 导通时间)
- $T_s = 100\text{ns}$  (放大器稳定时间)
- $T_{S\&H} = 170\text{ns}$  (ADC 采样保持时间， $1 + (14) + 2 = 17 \text{ SYSCLK}$ )
- $T_{DT} = 10\text{ns}$  (顶部和底部开关之间的死区时间)
- $T_{PD} = 38\text{ns}$  (栅极驱动器传播延迟)

根据方程式 2 和方程式 3，直流链路电流采样的两个关键参数计算如下。

$$\begin{aligned}
 T\_MinAVDuration &= T_{DT} + T_r + T_s + T_{S\&H} \\
 &= 10 + 100 + 100 + 170 = 380\text{ns} \Rightarrow 38 \text{ SYSCLK 周期 (@100MHz)} \\
 T\_SampleDelay &= T_{DT} + T_{PD} + T_r + T_s \\
 &= 10 + 38 + 100 + 100 = 248\text{ns} \Rightarrow 25 \text{ SYSCLK 周期 (@100MHz)}
 \end{aligned}$$

图 6-2 展示了在扇区 1 的电压矢量处测得的直流链路电流。因为 T\_SampleDelay 设置为 25 SYSCLK (250ns)，所以第一个 ADC SOC 在 250ns 后根据 PWM\_C\_TOP (S\_CH) 的下降沿被触发。经证实，ADC 可以采样和转换干净的信号，而不会在检测点产生开关噪声。

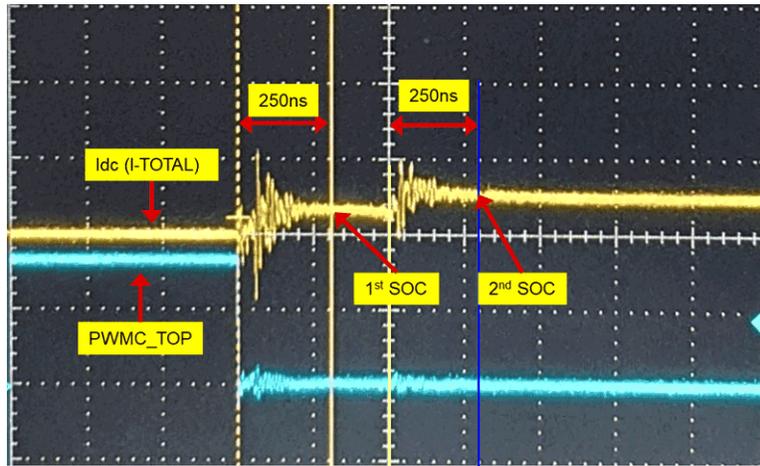


图 6-2. 直流链路电流 (@ 扇区 1, Vdref = 1V, Vqref = 0V)，200ns/div

图 6-3 和图 6-4 分别展示了应用 PWM 补偿之前和之后的情况。图 6-3 展示了从无 PWM 补偿的直流链路电流重构的相电流。该波形有很多失真，因为在有源持续时间小于最短有源持续时间的输出矢量处没有正确测量电流。

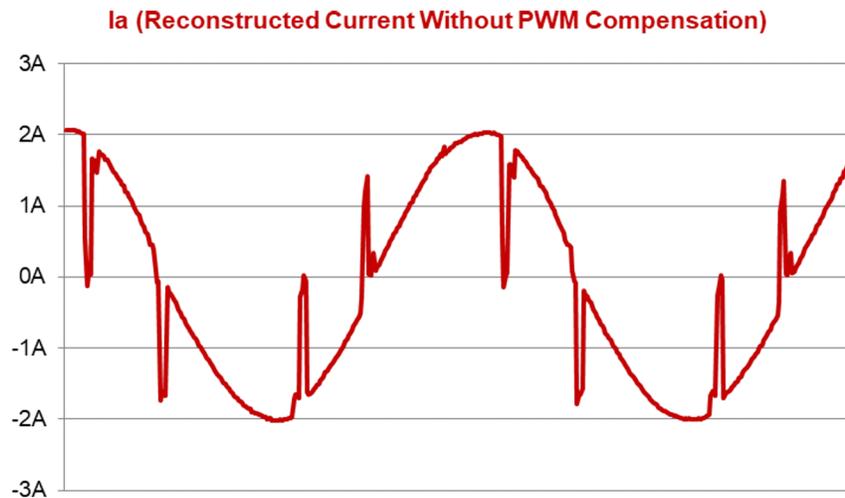


图 6-3. 在开环 V/F 操作 (1.4V/20Hz) 期间无 PWM 补偿重构的相电流

相反，图 6-4 展示了节 3.2 所述具有 PWM 相移补偿的电机重构相电流。这表明相电流可在不发生任何电流失真的情况下进行重构。

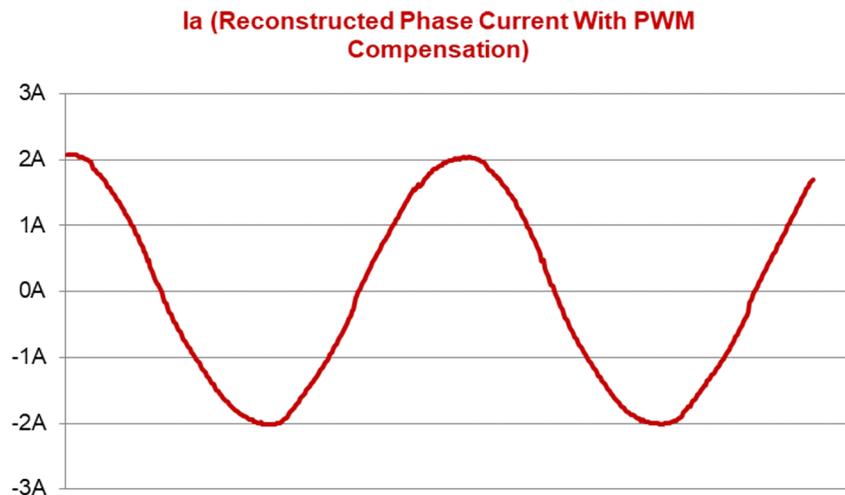


图 6-4. 在开环 V/F 操作 (1.4V/20Hz) 期间具有 PWM 相移补偿的重构相电流

图 6-5 展示了在 30Hz 频率下通过闭环电流和 PI 速度调节器运行时 A 相电流的测量示波器波形。由于本次测试所用电机的空载电流太小，无法判断 PWM 补偿和电流重构算法是否运行良好，因此通过用手在电机轴上施加一些负载来进行测量。

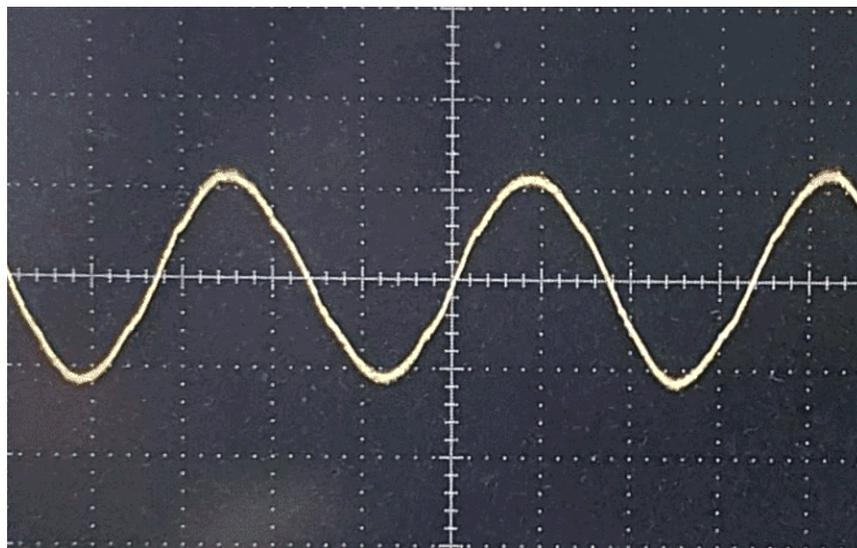


图 6-5. 在 30Hz (10ms/div, 1A/div) 的稳态运行期间测得的 A 相电流

图 6-6 展示了在 30Hz 运行期间从 MCU 捕获的重构相电流与图 6-5 相同，图 6-5 和图 6-6 中的波形也几乎相同。这意味着，本应用报告中的 PWM 补偿和电流重构算法在负载条件下运行良好。

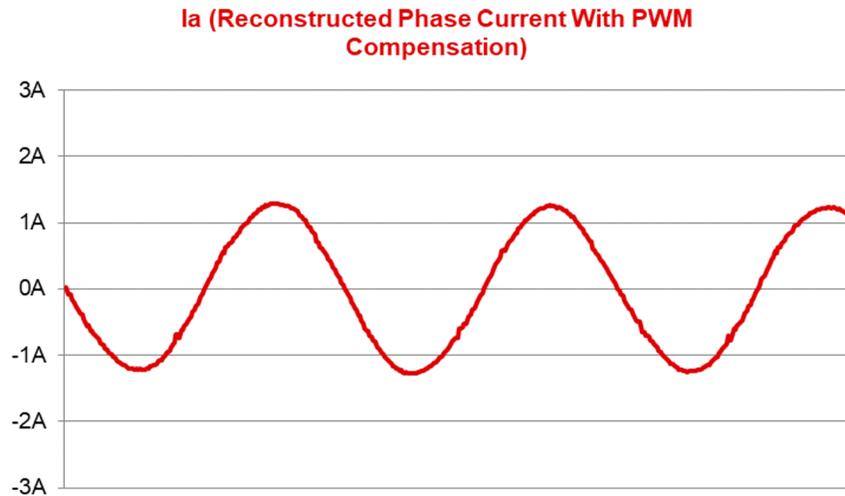


图 6-6. 在 30Hz 的稳态运行期间重构的 A 相电流

## 7 总结

本应用报告讨论了采用单分流器直流链路电流测量的永磁同步电机无传感器磁场定向控制。单分流器测量技术适用于成本敏感型或 PCB 空间敏感型应用。本文介绍了 PWM 补偿方法和电流重构技术，可通过单个直流链路电流传感器获取三相电机电流。

本文还验证了，能够尽可能减小输出电压失真的 PWM 相移补偿方法可以很好地和需要由 ADC 测量输出相电压的 InstaSPIN-FOC 搭配使用。该解决方案也适用于其他无传感器 FOC，例如 TI 的 eSMO 解决方案。通过 F28004x 和基于 MotorControl SDK 的 DRV8312EVM，可对该解决方案进行实施和验证。由于参考代码是通过浮点实现的，所以也可适用于其他 C2000 第 3 代 MCU (例如 F28002x)。

## 8 参考文献

- 德州仪器 (TI)，《稳定时间小于 1us 的单分流器、双分流器和三分流器 FOC 逆变器电流检测参考设计》
- 德州仪器 (TI)：《TMS320F240 上使用单列直插电阻器测量三相电流》(BPRA077)
- 德州仪器 (TI)：《使用硬件和软件确定的开关模式通过 TMS320C24x/F24x 实现空间矢量 PWM》
- 德州仪器 (TI)：《InstaSPIN-FOC 和 InstaSPIN-MOTION 用户指南》
- 适用于 C2000 MCU 的 MotorControl 软件开发套件 (SDK) (C2000WARE-MOTORCONTROL-SDK)
- 德州仪器 (TI)：《用于 IPMSM 电机驱动器、具有弱磁和 MTPA 的无传感器 FOC》
- 德州仪器 (TI)：《TMS320F28004x 微控制器数据手册》
- F280049C controlCARD 评估模块
- 具有 DRV8312 的三相 BLDC 电机套件

## 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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司