

说明

此参考设计可检测 mA 级交流和直流接地故障电流。使用 DRV8220 H 桥实现自振电路，该 H 桥会驱动磁芯进入和退出饱和状态。此外，还采用了有源滤波器电路来识别故障电流信号和电平。

资源

TIDA-010237	设计文件夹
DRV8220	产品文件夹
MSP430F5132、OPA202	产品文件夹
INA293、SN74LVC2G74	产品文件夹
TLV7011、TLV172	产品文件夹

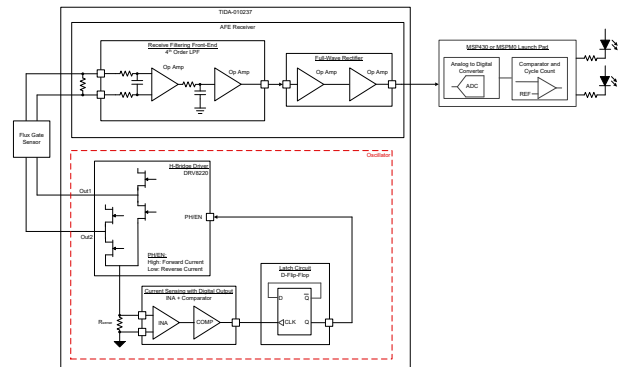
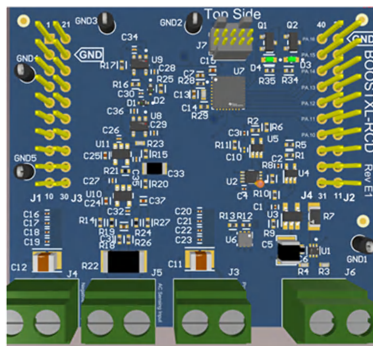


特性

- 低成本分立式交流和直流接地故障检测电路
- 旨在根据 IEC62752 和 IEC62955 检测 6mA 直流、30mA_{RMS} 交流故障电流阈值
- 检测到响应时间不到 25ms (不包括继电器延迟时间)
- 可通过软件调节交流和直流跳变阈值
- 自振反馈电路可以驱动不同的磁芯材料，只需对硬件进行极少的改动
- 有源低通滤波器经过优化，可衰减自振频率并放大故障电流信号

应用

- 交流充电 (桩) 站



1 系统说明

电动汽车 (EV) 通过电动汽车供应设备 (EVSE) 从电网接收能量。为了便于向车辆输送电力，EVSE 位于电网和车辆之间。

如果发生接地故障，EVSE 必须做出响应并触发继电器以断开电网电源。在电动汽车充电期间提供保护的主要要求是能够检测交流和直流残余电流并降低电击风险。该系统通过磁通门传感器监控相线和零线，从而实现残余电流检测 (RCD)。在无故障条件的正常运行期间，电流总和等于零。在接地故障条件下，电流之和不等于零。该残余电流表示系统短路，这可能是 IEC62752、IEC62955 规定的 6mA 直流和 30mA_{RMS} 下的问题。

1.1 关键系统规格

参数	注意事项和条件	最小值	标称值	最大值	单位	详细信息
输入特性						
线路频率	经过磁通门传感器		60、50		Hz	
相线电压			通用		V	
相线电流			通用		A	
跳变阈值						
残余直流电流阈值			6		mA	可通过软件调整
残余交流电流阈值			30		mA _{RMS}	可通过软件调整
负载点特征						
电路板正电源电压			+12		V	由外部电源提供
电路板负电源电压			- 12		V	由外部电源提供
磁通门传感器驱动电压	DRV8220		+12		V	H 桥电压，用于驱动磁通门传感器达到饱和状态

2 系统概述

2.1 方框图

图 2-1 所示为磁通门传感器、滤波电路和自振电路之间的连接概述。

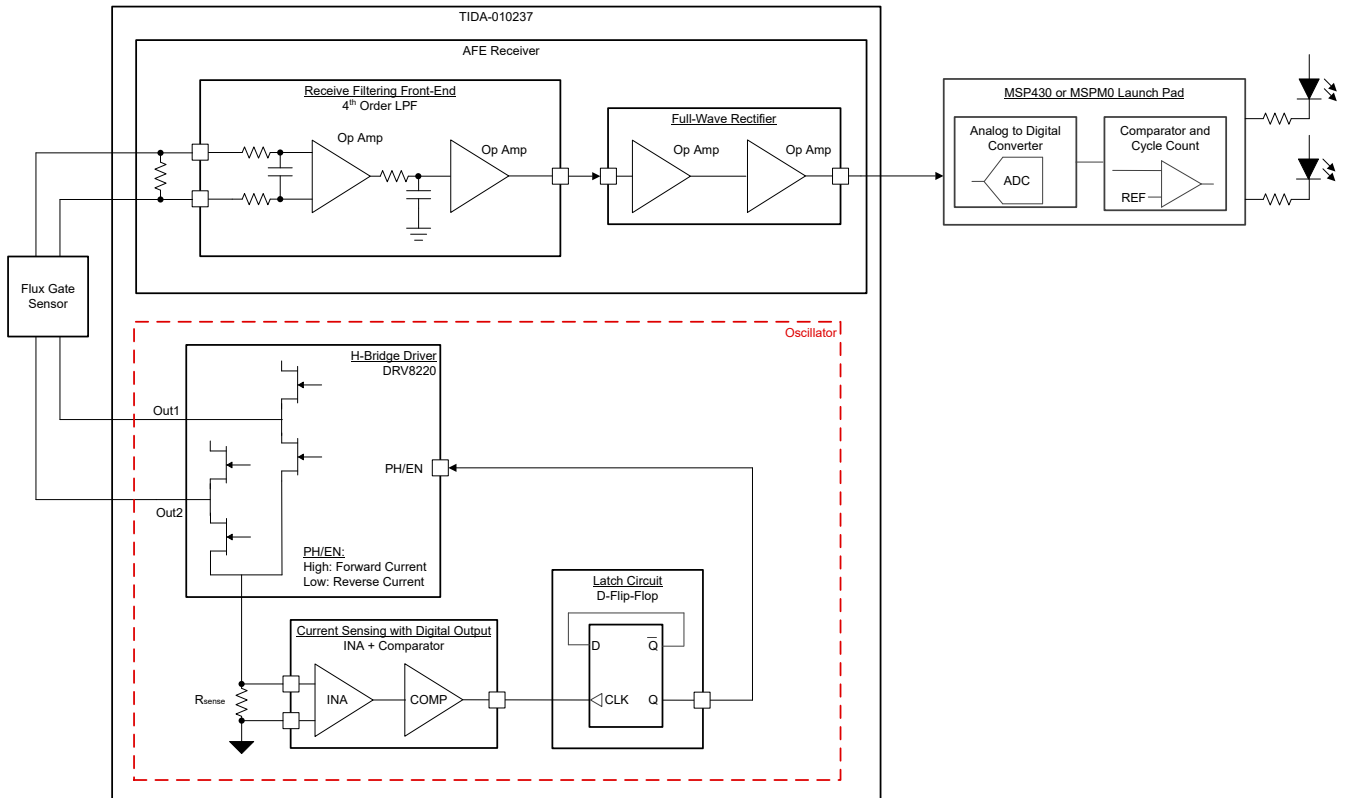


图 2-1. 方框图

2.2 系统设计原理

2.2.1 检测原理

如果离开电网的电流不等于返回的电流，则存在接地故障。该电流会意外地移动到某个位置，因此存在火灾或电击风险。

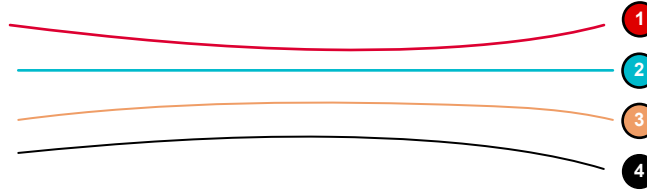


图 2-2. 相线和零线

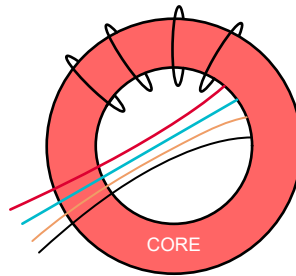


图 2-3. 磁通门传感器正面视图

在正常条件下：

$$I_{\text{TOTAL}} = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = 0\text{A}$$

在接地故障情况下：

$$I_{\text{TOTAL}} = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \neq 0\text{A}$$

对于直流故障情况： $|I_{\text{TOTAL}}| > 6\text{mA}$

对于交流故障情况： $|I_{\text{TOTAL}}| > 30\text{mA}_{\text{RMS}}$

备注

6mA 和 30mA_{RMS} 的阈值可通过软件调节。

2.2.2 饱和区

当所施加磁化磁场 H 的增加不能进一步增加材料的磁化时，会达到饱和状态，因此总磁性磁场 B 电平关闭。随着 H 场的增加， B 场逐渐接近最大值，即物质的饱和水平。磁场表示通过导体的现有电流。根据这个想法，激励的可饱和电感器能够测量电流。

铁磁材料的饱和点取决于磁导率和电流大小。磁芯磁导率会因外部磁场和通过传感器缠绕线圈的激励电流而变化。

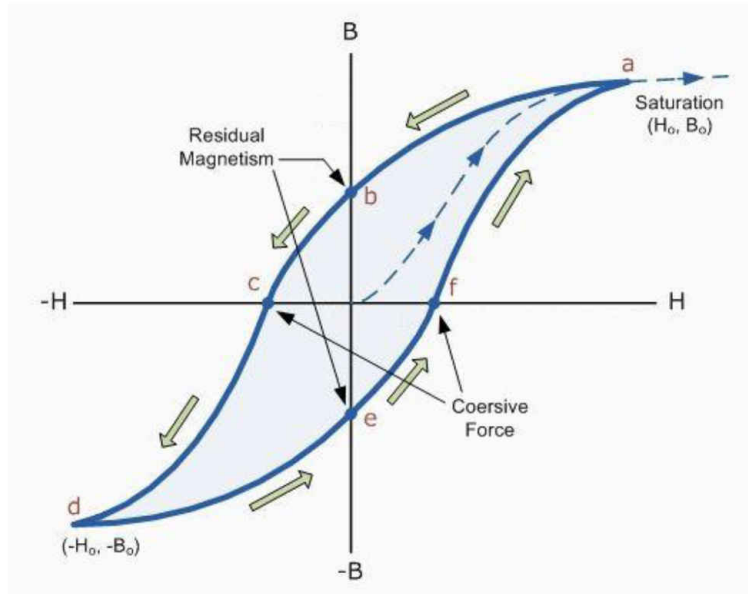


图 2-4. 磁化曲线和 B-H 曲线

2.2.3 常规工作模式

流经导线的电流会产生磁场。在检测原理部分中进行了说明，接地故障会产生磁场。磁通门负载电阻器上的平均电压与接地故障磁场成正比。该平均电压经过滤波和读取，来确定是否存在接地故障。

磁芯由驱动器电路驱动至饱和状态。一旦达到饱和，驱动电路就会切换电流方向，直到磁芯再次达到饱和。每次磁芯达到饱和时，驱动电路都会不断地切换驱动电流方向。在饱和之前，由于高磁导率，环境磁场通过磁芯，从而产生高通量。在饱和点，磁芯磁导率下降到真空。在激励驱动电流的下半个周期内，磁芯从饱和状态恢复，并且由于环境磁场产生的磁通再次处于高电平，直到磁芯反方向饱和；然后重复该周期。

2.3 重点产品

2.3.1 DRV8220

DRV8220 是具有多个控制接口选项的集成 H 桥驱动器：PWM (IN1、IN2) 接口、PH、EN 或半桥接口。为了减少印刷电路板上的面积和外部元件，该器件集成了电荷泵稳压器及其电容器。

集成保护功能可在出现系统故障时保护该器件。这些保护功能包括欠压锁定 (UVLO)、过流保护 (OCP) 和过热关断 (TSD)。

2.3.2 OPAx202

OPA202 (OPAx202) 器件系列是一系列低功耗、超 β 、双极结型晶体管 (超 β BJT) 输入放大器，具有高电平漂移性能和低输入偏置电流。低输出阻抗和高容性负载驱动能力使设计人员能够连接到新型快速采集精密模数转换器 (ADC) 和缓冲器精密电压基准，并驱动电源去耦电容器。 OPAx202 器件可实现 1MHz 的增益带宽积和 0.35V/ μ s 的压摆率，并且仅消耗 580 μ A (典型值) 的静态电流，非常适合低功耗应用。这些器件由 4.5V 至 36V 单电源或 \pm 2.25V 至 \pm 18V 双电源供电。

2.3.3 TLVx172

TLV172 运算放大器可提供出色的总体性能，因此非常适合多种通用应用。仅为 1 μ V/ $^{\circ}$ C 的出色温漂，可在整个温度范围内提供极佳的稳定性。此外，此器件还具有较高 CMRR，PSRR 和 A_{OL} 等极佳总体性能。

2.3.4 TLV7011

TLV701x 和 TLV702x 器件是具有推挽和漏极开路输出的单通道低功耗比较器。 TLV701x 和 TLV702x 的工作电压低至 1.6V，仅消耗 5 μ A，专为便携式和工业应用而设计。这些比较器采用无引线 and 引线式封装，可在空间受限的设计中显著节省布板空间。

2.3.5 INA293

INA293 是一款高侧或低侧电流检测放大器，具有宽共模范围、高精度、零漂移拓扑、出色的共模抑制比 (CMRR)、高带宽和快速压摆率。它有不同的增益版本，以便根据应用来优化输出动态范围。该器件采用带电流反馈放大器的跨导架构设计，可实现 20 μ A 的低偏置电流和 110V 的共模电压。

2.3.6 SN74LVC1G74

这款单路上升沿触发 D 类触发器需在 1.65V 至 5.5V V_{CC} 下运行。

NanoFree™ 封装技术是 IC 封装概念的一项重大突破，它将硅晶片用作封装。

预设 ($\overline{\text{PRE}}$) 或清零 ($\overline{\text{CLR}}$) 输入端的低电平将会设置或重置输出，而不受其他输入端的电平的影响。当 $\overline{\text{PRE}}$ 和 $\overline{\text{CLR}}$ 处于非活动状态 (高电平) 时，数据 (D) 输入处满足设置时间要求的数据将传输到时钟脉冲正向缘上的输出端。时钟触发在一定电压电平下发生，与时钟脉冲的上升时间没有直接关系。经过保持时间间隔后，可以更改 D 输入端的数据而不影响输出端的电平。

该器件完全符合使用 I_{off} 的部分断电应用的规范要求。 I_{off} 电路禁用输出，从而可防止其断电时破坏性电流从该器件回流。

2.3.7 TLV767

TLV767 是一款低静态电流、高 PSRR 线性稳压器，能够处理高达 1A 的负载电流。与典型的高电流线性稳压器相比，TLV767 系列所消耗的静态电流明显要低很多。该器件专为需要非常敏感电源轨的高电流应用而设计。

该器件具有集成的折返电流限制、热关断、输出使能、内部输出下拉和欠压锁定 (UVLO) 功能。该器件可提供出色的线路和负载瞬态性能，同时兼具低噪声和超高 PSRR 的优点。该器件的工作环境温度范围为 -40°C 至 +125°C。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件

3.1.1 电路板概述

TIDA-010237 采用 BoosterPack™ 插件模块外形，可连接到 MSP430 或 MSPM0 LaunchPad™ 开发套件。图 3-1 展示了参考设计的顶部，并突出显示了 5cm×5.842cm 的电路板尺寸以及交流/直流检测和振荡器子系统。

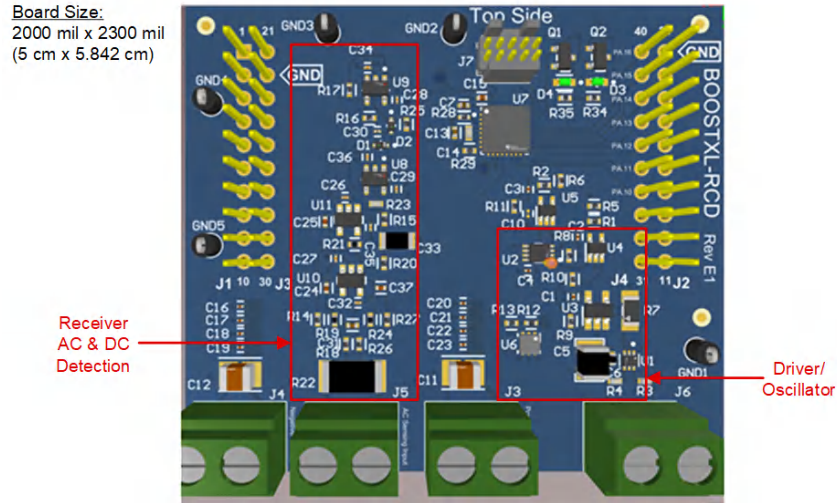


图 3-1. 板载硬件上的子系统位置

图 3-2 突出显示了电源和传感器与电路板的连接。端子接头 J3 和 J4 是用于外部电源的连接，其中 J3 用于正极的 12V 和 GND。端子接头 J4 用于负极 12V 和 GND。

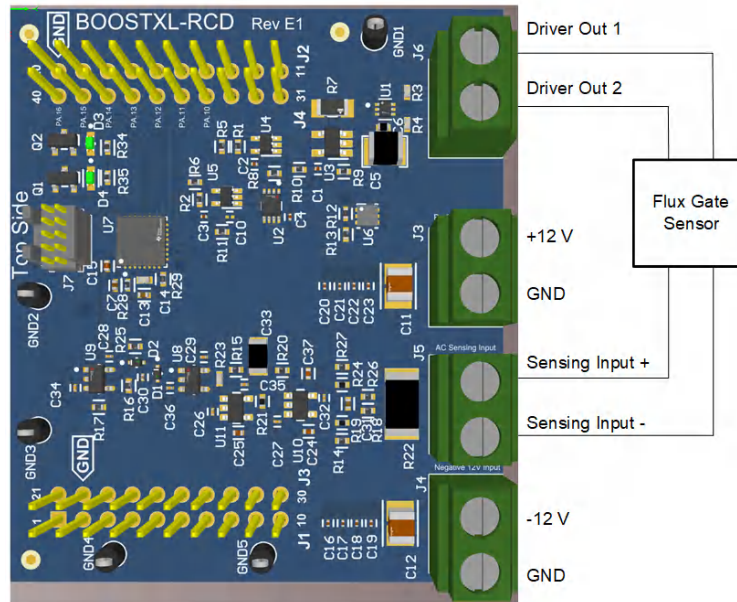


图 3-2. 电源和传感器板连接

连接器 J5 和 J6 用于连接 Hitachi 纳米晶磁芯上的驱动线圈。J6 将两个驱动线圈的一侧连接到 DRV8220 输出。J5 将驱动线圈的另一侧连接到接收检测电路的 1kΩ 检测电阻。

3.1.2 滤波器级

滤波器级的三个目标是获得接地故障检测信号，滤除自振电路产生的噪声，并校正磁通门磁芯所固有的直流偏置。

滤除从负载电阻器到 ADC 的信号路径中的噪声。噪声过大可能会触发误跳变。噪声的主要来源是由产生 DRV8220 开关的自振电路引起的开关。自振开关频率随磁通门传感器磁导率、负载电阻或调节饱和检测电路而变化。用于测试的 Hitachi 纳米晶磁芯在 600Hz 至 800Hz 之间，负载电阻为 1kΩ。

在故障期间，滤波器级输出 ADC 读取的可检测信号。当滤波器级输出信号超过阈值且 MCU 确定故障类型时，会发生故障跳变，因为交流和直流故障具有可在软件内调节的单独跳变阈值。

在这个增益为 20dB 的设计中，6mA 的直流故障会输出 200mV 的失调电压。30mA_{RMS} 的交流故障会输出 600mV 的峰值。可以增大增益，确保跳变阈值低于运算放大器的电源轨。

滤波器级旨在使故障信号增益 20dB 并使频率衰减 70Hz 以上。图 3-3 突出显示了由差分到单端有源低通滤波器和全波整流器组成的接收器电路。添加了直流偏移电路来代替 R23，减轻纳米晶磁芯的偏差。

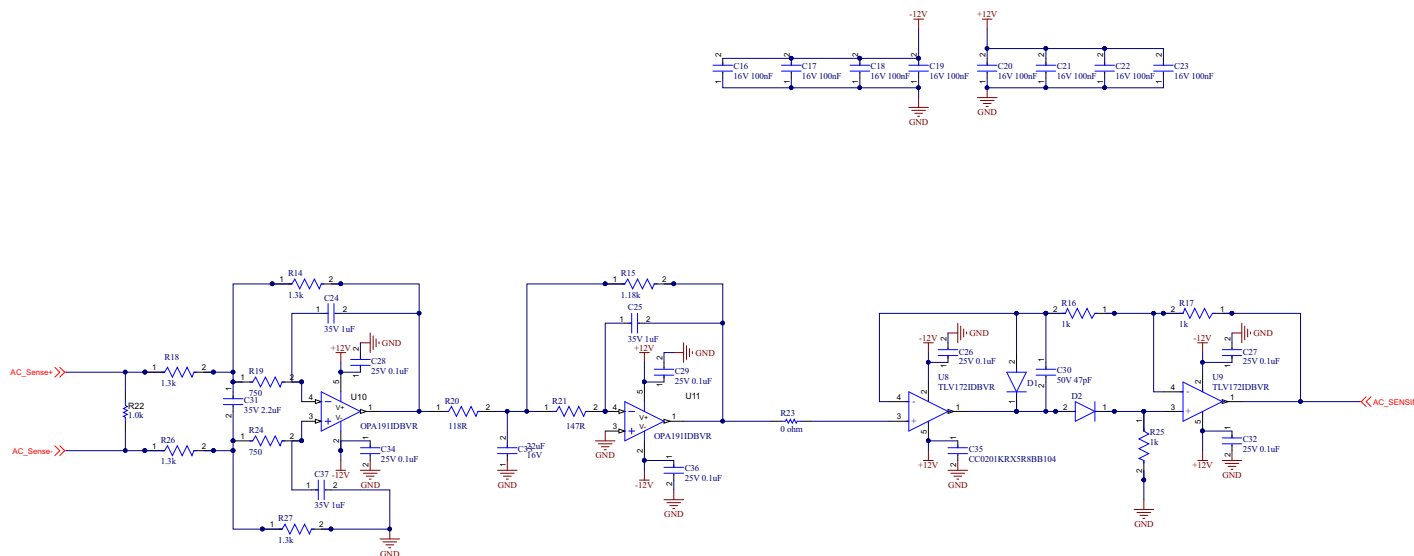


图 3-3. 滤波器级原理图

使用的滤波器拓扑结构是 MFB 拓扑结构（有时称为无限增益或 Rauch），由于对元件变化的敏感性较低，因此通常是首选。MFB 拓扑可创建一个反相二阶级。这种反相可能是滤波器应用中的一个问题。根据元件选择，MFB 滤波器电路可配置为低通滤波器、高通滤波器或带通滤波器。对于此应用，使用了具有巴特沃斯型响应的四阶低通滤波器。

3.1.3 差分至单端转换器

差分至单端的转换由信号链的第一部分执行。第一个运算放大器将磁通门负载电阻器上的差分信号转换为单端信号。这简化了后续的信号调节，并允许 ADC 读取接地基准信号。R22 是磁通门传感器线圈上的负载电阻器。

与运算放大器输入匹配的阻抗对于更大限度地减小误差非常重要。阻抗不匹配会增加故障检测信号的误差。从 R22 到 U10 的布线可以类似于减少误差。要增加接地故障信号，请将 R18 和 R26 替换为一个数量级更大的缓冲运算放大器或电阻器。

由于电阻分压器效应，与负载电阻器 (R22) 相关的更高阻抗会提供更高的接地故障信号。

图 3-4 中的第一个滤波器级用于将负载电阻器上的差分信号转换为单端信号。磁通门传感器的负载电阻器 (R22) 与 TIDA-010237 之间的这些接口。

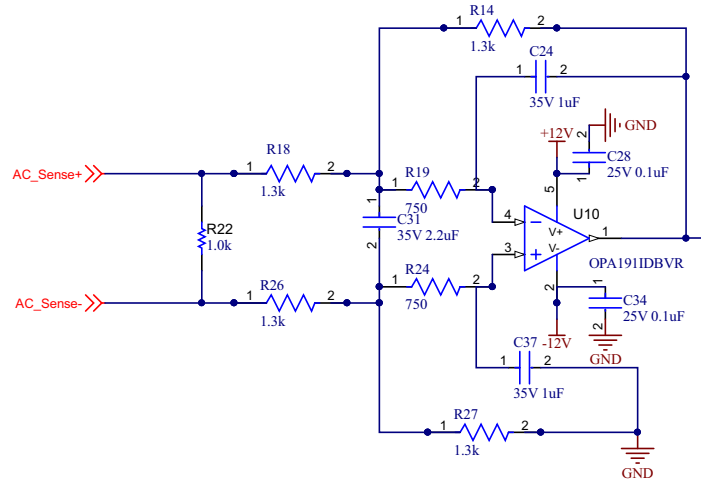


图 3-4. 差分至单端原理图

3.1.4 低通滤波器

低通滤波器经过优化，可衰减自振频率。目标是降低噪声以防止误跳闸。此设计在 0Hz 时的增益为 20dB，截止频率为 70Hz。

自振频率取决于许多变量：磁芯材料、负载电阻和自振信号链。此设计采用纳米晶磁芯材料，可产生大约 800Hz 的振荡。

低通滤波器经过优化，可衰减自振电路产生的噪声。

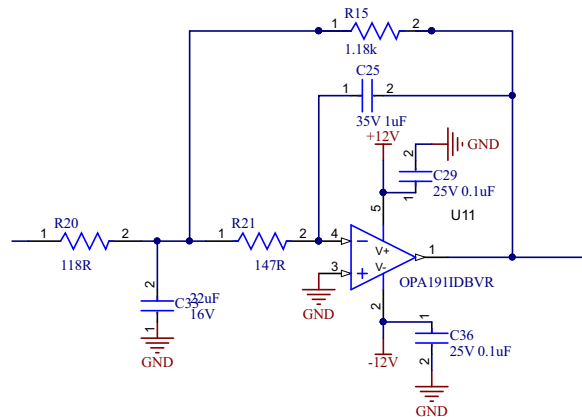


图 3-5. 低通滤波器原理图

3.1.5 全波整流器

全波整流器仅将负电压翻转为正电压。全波整流器允许负故障电流和正故障电流具有相同的跳变阈值。使用全波整流器的另一个原因是将信号的负极性转换为 MCU ADC 输入范围内的正电压，并防止电气过载 (EOS)。

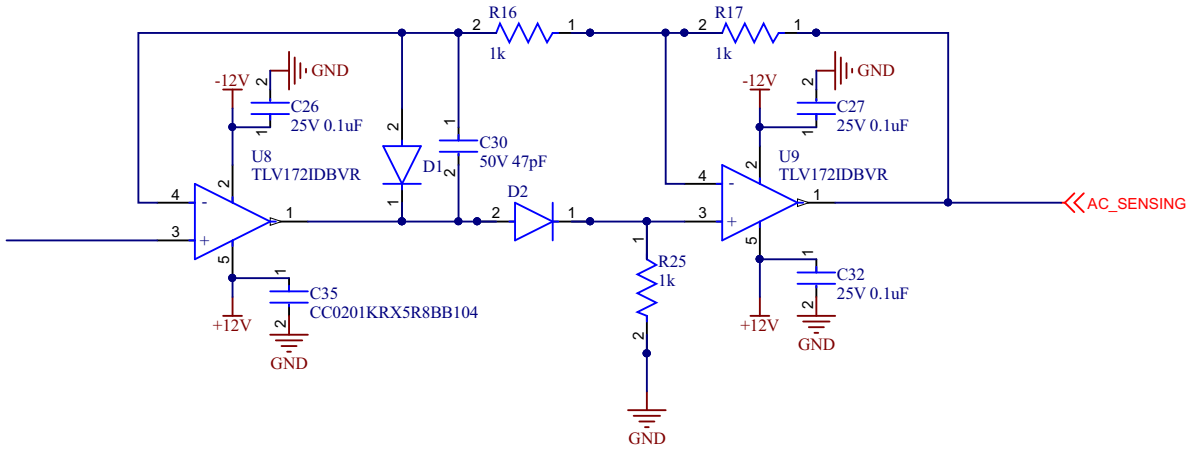


图 3-6. 全波整流器原理图

该精密全波整流器可以将交流电 (AC) 信号转换成单极性信号。运算放大器 U8 和 U9 可缓冲输入信号并补偿 D1 和 D2 两端的压降，从而实现小信号输入。该电路可用于需要量化输入信号 (具有正负极) 绝对值的应用。

选择此拓扑而不是其他全波整流器拓扑是为了在实现所需性能的同时实现简单性。U1A 和 U1B 控制 D1 和 D2 的偏置，以便根据实现全波整流的输入信号的极性更改信号路径。电路的输入阻抗由端接电阻 R4 设置，可设置为匹配源阻抗或高达 U1A 放大器的输入阻抗。

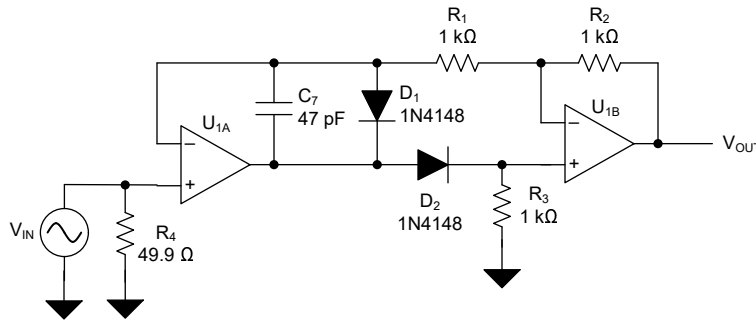


图 3-7. 电路原理图

图 3-8 和方程式 1 展示了正输入信号的电路原理图和传递函数。正输入信号反向偏置 D1 和正向偏置 D2 使元件分别类似于开路和短路。在此配置中，U1A 放大器驱动 U1B 的同相输入，使 U1A 反相输入的电压等于 V_{IN} 。由于电流不会流入 U1A 的高阻抗反相输入，因此没有电流流经 R1 或 R2，U1B 充当缓冲器。因此，U1A 也必须用作缓冲器， V_{OUT} 等于 V_{IN} 。

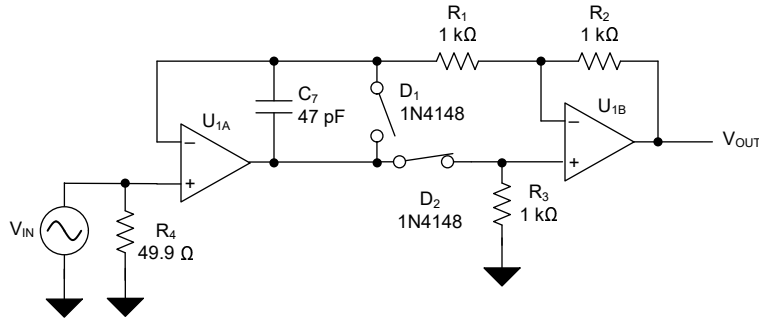


图 3-8. 正输入信号的简化电路

$$V_{OUT} = V_{IN} \quad (1)$$

图 3-9 和方程式 2 展示了负输入的电路和传递函数。负输入信号正向偏置 D1 和反向偏置 D2。因此，U1A 像标准反相放大器一样驱动 U1B，而 R3 将 U1B 的非反相节点偏置到 GND。在此配置中，负输入信号的输出现在为正，可实现全波整流。

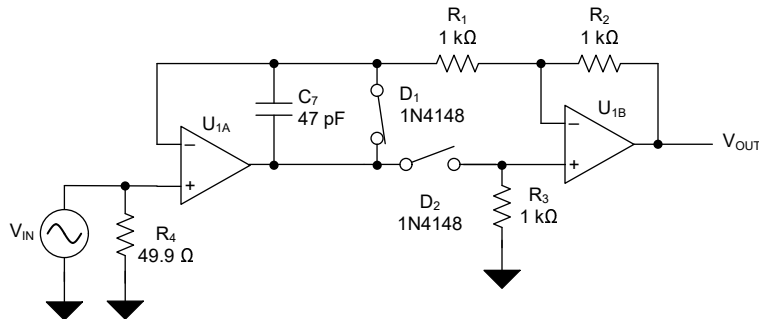


图 3-9. 负输入信号的简化电路

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -1 \quad (3)$$

3.1.6 直流偏移电路

使用了直流偏移电路来代替 $0\ \Omega$ R_{23} 。在无故障条件下的稳定状态下，自振占空比为 50.10%。在理想情况下，无故障条件下的占空比为 50.00%。这种占空比变化会导致滤波器级最终输出端出现稳定的 200mV 直流偏移。直流偏移是一个问题，因为正负故障电流的阈值不同。通过将 AC_SENSING 输出归零，负接地故障电流和正接地故障电流都具有相同的阈值。该偏移是由磁芯引起的，可能会因使用的材料而异。

图 3-10 展示了双电源反相放大器电路配置的原理图。

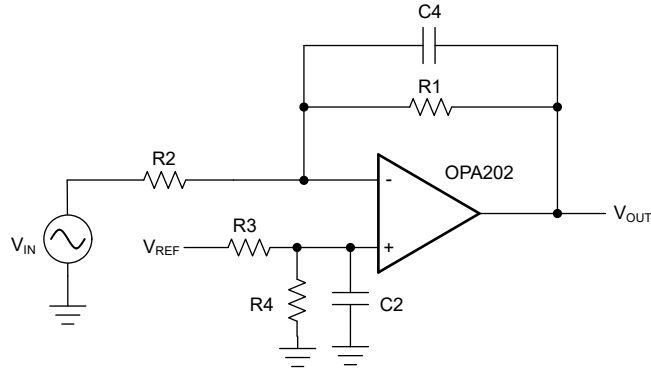


图 3-10. 双电源反相放大器电路原理图

反相运算放大器配置接受直接施加到反相输入端子的输入信号，并输出极性相反的信号作为输入信号。此拓扑的优点是避免了共模限制。此拓扑的负载电阻等于 R_2 。反馈网络中电阻器的值决定了放大输入信号的增益量。

方程式 4 展示了具有电平转换输入的双电源反相放大器电路配置的传递函数，如图 3-10 所示。

$$V_{OUT} = \left(-\frac{R_1}{R_2}\right)V_{IN} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)V_{REF} \quad (4)$$

电容器 C_2 可滤除可从 V_{REF} 输入引入的噪声。方程式 5 会计算 C_2 产生的截止频率。

$$f_{C_Vref} = \frac{1}{2\pi \times R_3 // R_4 \times C_2} \quad (5)$$

电容器 C_4 提供用于滤除输出的选项。该滤波器的截止频率可以使用方程式 6 来计算。

$$f_{C_Vout} = \frac{1}{2\pi \times R_1 \times C_4} \quad (6)$$

3.1.7 自振电路

自振子电路会检测磁通门传感器何时达到饱和，然后使电流反向流动。达到饱和时，电流检测电压会超过比较器阈值，这会导致 D 类触发器将控制信号翻转到 DRV8220 H 桥。这将使磁通门传感器磁芯在相反的方向上达到饱和。

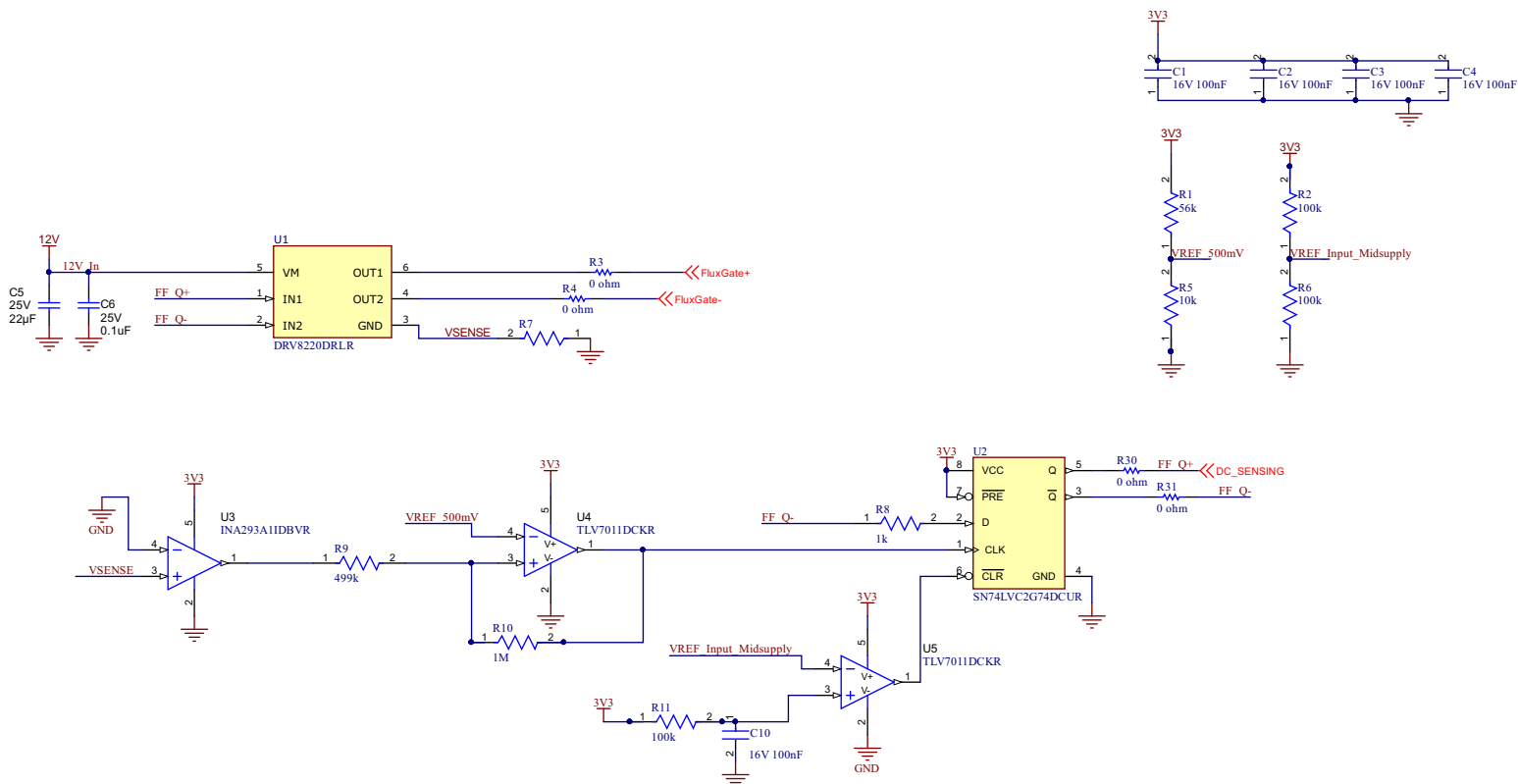


图 3-11. 自振电路原理图

该电路会监控流过磁通门的电流，并在达到饱和后反转驱动电流方向。需要使用自振电路来检测直流故障。

相线和零线会穿过磁通门传感器。在无故障条件的正常运行期间，电流总和等于零。

在接地故障条件下，电流之和不等于零。在直流故障期间，流过线路的电流和流过零线的电流存在不平衡。磁通门对稳定的直流电流视而不见。振荡的驱动电流将压过磁通门传感器线圈。该直流故障电流会产生磁场，该磁场会在一个方向上阻止磁通门驱动，并在相反方向上帮助磁通门驱动；从而导致占空比偏移。在正常条件下，开关的占空比为 50%。在直流故障期间，占空比会发生变化。

振荡频率取决于 R7 与 DFF 引脚 1 之间的信号链。匹配电流检测放大器增益和 VREF 电压，确保磁芯达到饱和状态。使磁芯更深地达到饱和会降低噪声，从而无需消磁。当磁芯完全饱和时，磁芯内的所有材料都磁性对齐。当所有材料均对齐时，材料中没有杂散磁场会产生噪声。

3.1.8 DRV8220 H 桥

DRV8220 驱动流经磁芯的电流，使磁芯饱和。该器件是能够驱动足够电流的极具成本效益的超小型器件。

DRV8220 是一款集成电机驱动器，具有四个 N 沟道功率 FET、电荷泵稳压器和保护电路。该器件可提供高达 1.76A 的输出电流，工作电源电压范围为 4.5V 至 18V。该驱动器提供可靠的内部保护，包括欠压锁定、输出过流和器件过热保护。

低侧电流检测电阻 (R7) 可检测流经 DRV8220 的电流。磁芯达到饱和时的电流尖峰，饱和检测电路会读取该值。

DRV8220 的输出由引脚 1 和 2 控制。这些引脚的状态决定了电流流经磁线圈的哪个方向。超过饱和检测电路阈值后，引脚 1 和 2 的控制信号翻转，从而翻转 DRV8220 输出。

DRV8220 输出 1 和 2 用于驱动磁通门传感器线圈达到饱和状态。饱和检测电路使用低侧电流检测电阻来了解何时达到饱和。

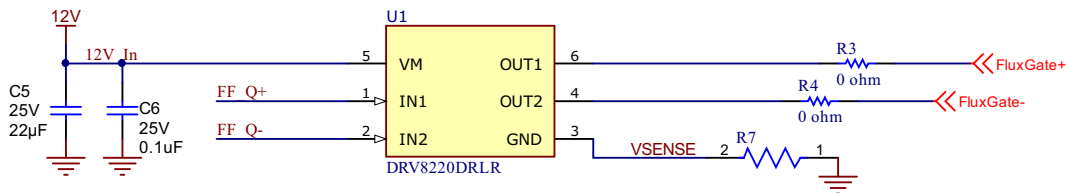


图 3-12. DRV8220 原理图

当磁芯达到饱和时，流经 VSENSE 的电流达到峰值。

3.1.9 饱和检测电路

饱和检测电路由低侧电流检测电阻 (R7)、电流检测放大器 INA293 和比较器 TLV7011 组成。当磁通门传感器线圈达到饱和时，比较器输出高电平。

该电路用于确定磁通门传感器何时达到饱和。

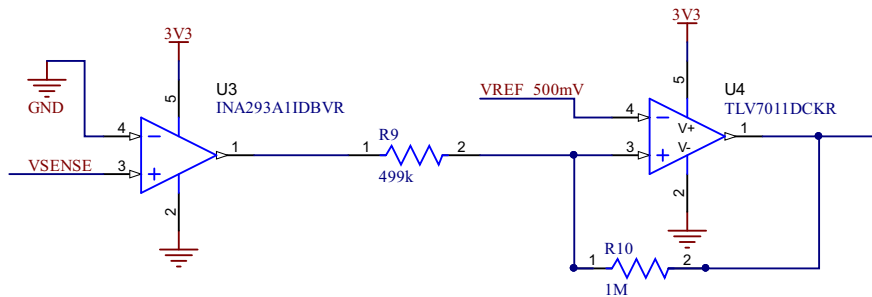


图 3-13. 饱和检测原理图

从 DRV8220 的低侧分流电阻器读取 V_{SENSE}。V_{SENSE} 提供流经磁通门传感器线圈的电流。该信号由电流检测放大器 INA293 以 20V/V 的固定增益获得。增益信号与 500mV 的 V_{REF} 基准电压进行比较，该基准电压由电阻分压器提供。当电流检测信号超过 V_{REF} 电压时，磁芯已饱和，DRV8220 必须交换输出方向。比较器 TLV7011 的输出馈入 DFF，有关详细信息，请参阅由 DFF 控制的 H 桥部分。

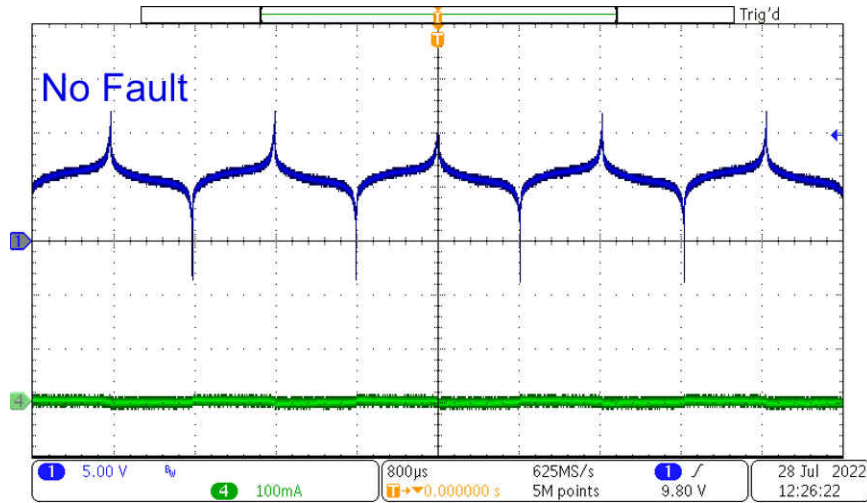


图 3-14. 负载电阻器进入饱和状态

3.1.10 由 DFF 控制的 H 桥

数字触发器使用输出逻辑来控制 DRV8220 输出电流方向。触发器电路会在每个正 CLK 边沿改变输出 Q。

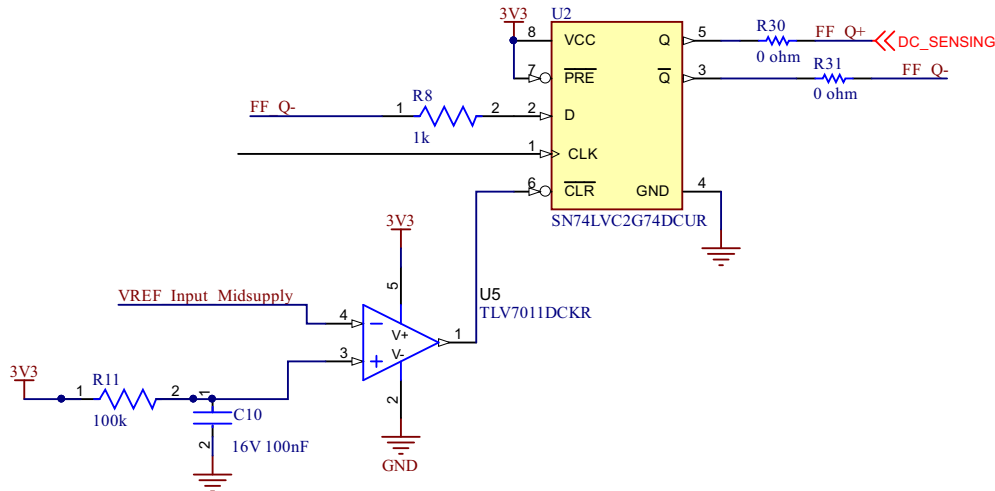


图 3-15. DFF SN74LVC2G74 电路

反相输出 !Q 连接到输入数据 D，因此每个正时钟边沿将输出反相。

3.1.11 MCU 选择

对于该设计，最初选择 MSP430F5132 MCU 是为了实现计时器采集直流故障检测所需的高时钟速度。请改用成本更低的 MCU，因为使用计时器采集方法进行占空比检测需要高时钟速度。计时器采集方法通过在每个占空比边沿触发一个计时器来直接测量占空比，因此需要高时钟速度。此计时器采集方法被用于很多现有的 RCD 模块中。在测试中，通过读取 ADC 的直流故障而不是使用计时器采集方法，可以确定 BOM 成本更低。

MCU 选择的最重要规格是集成 ADC。

ADC 必须具有足够小的有效分辨率，以便一致地区分故障。此设计在 6mA 直流故障期间可看到 200mV 的滤波器输出，在 30mA_{RMS} 交流故障期间可看到 600mV 的最大滤波器输出¹。此设计使用 MSP430F5132 MCU 中集成的满量程范围为 1.5V 的 10 位 ADC。

¹ 这些故障阈值可通过增大滤波级增益来增大。

ADC 需要的采样速度快于每秒 2000 个样本。软件会存储 ADC 读取的低电平值，并使用低电平值来确定是否发生了交流或直流故障。ADC 的采样速度必须足够快，以便在交流波形期间始终检测到一个低值，从而区分交流和直流故障。

最大的噪声源是 ADC 基准电压误差。此设计的总基准电压误差为 1.5%。这是最重要的误差源。故障检测信号需要获得足够的增益，使该误差无关紧要。

3.1.12 放弃计时器采集

计时器采集是一种通过从自振电路读取占空比变化来读取直流故障的方法。这是 RCD 模块中的常见测量技术。在直流故障条件下，DRV8220 的占空比会随着 B-H 曲线或磁化曲线环路的变化而变化。流经磁芯的直流故障电流在一个方向上导致饱和的速度比在另一个方向上稍快。这将转化为可测量的占空比变化。

这种方法对元件、振荡器和磁芯中的噪声很敏感。这种方法需要更昂贵的元件、具有更短的延迟和更快的 MCU 时钟速度。占空比变化存在很大的不一致性，具体取决于所用的磁芯。在许多情况下，由噪声引起的抖动会使信号闪烁，从而导致误跳变。

与更广泛的磁通门传感器材料类型相比，在滤波器路径的输出端通过 ADC 读取直流故障，可降低 BOM 成本并实现更准确的读数。

3.1.13 区分同一信号的直流和交流

直流故障和交流故障具有不同的跳变阈值。在此设计中，6mA 的直流故障转换为 ADC 的 200mV 输入。30mA_{RMS} 的交流故障转换为 ADC 的 600mV 输入。为了避免误跳变，系统必须将交流故障信号与直流故障信号区分开来。

MSP430F5132 MCU 通过集成 ADC 监测电压，来确定出现哪种类型的故障。通过保存 ADC 读取的最高和最低值，可在软件中确定故障类型。MCU 将最高和最低 ADC 读数与跳变阈值进行比较。

3.1.14 磁通门传感器

磁通门传感器通过定期交替使一块铁磁芯材料饱和来测量磁场。当存在外部磁场时，周期性饱和会偏移并进行测量。磁通门性能受磁芯饱和时磁芯固有磁噪声的限制。

由于流经线路的电流和流经零线的返回电流不平衡，接地故障会产生磁场。

磁性元件是由流经导线的电流产生的。当相等的电流反向流动时，磁场之和会抵消。为了检测 mA 级的故障电流，需要一种介电常数较高且矫顽性较低的软磁性材料。此设计中使用的 Hitachi 磁芯是 FT-3K70T F2520C，这是一种纳米晶磁芯。有关磁芯选择和可用性的问题，请参阅 Hitachi Metals 的[非晶和纳米晶](#)。

3.2 软件要求

当 MSP430F5132 ADC 检测到交流或直流故障时，GPIO 输出高电平以触发继电器。当 ADC 检测到故障已清除且低于设定的阈值时，GPIO 会输出低电平以复位继电器。

3.2.1 故障检测软件说明

MSP430F5132 内部 ADC 会轮询滤波信号。

当检测到大于直流跳变阈值的电压时，MSP430 进入监控模式。最高和最低读数可确定是否发生了直流故障或交流故障。在监控模式下，最高值和最低值将在大于 10ms 的检测窗口内保存。检测窗口需要大于 10ms，才能确保在发生交流故障时检测到 0V。

代码序列如下：

1. MCU 对 ADC 进行采样
2. 超过直流跳变阈值²
3. 等待检测窗口的持续时间，以毫秒为单位。在交流故障期间，发现 13ms 的时间最一致，可检测到零。窗口必须大于 10ms 才能检测到 50Hz 交流故障的零³
4. 保存记录的最高值和最低值
5. 如果最低值大于直流跳变阈值，则发生直流故障。
6. 如果最低值接近零且最高值大于交流跳变阈值，则发生交流故障
7. 跳变类型（交流或直流）已保存。GPIO 输出高电平。
8. 当故障条件在迟滞以下清零时，GPIO 返回低电平。继电器通过 GPIO 低电平复位。

如果最低 ADC 读数大于直流跳变阈值，则会发生直流故障，系统会跳闸继电器。

如果最低 ADC 读数为零，且最高读数大于交流跳变阈值，则会发生交流故障，系统会跳闸继电器。

这就是软件区分这两种故障类型的方法。软件必须区分交流和直流，因为这二者的跳变阈值不同。

² 使用以下任一较低阈值：交流或直流。在此设计中，直流跳变阈值较低。

³ 10ms 是 50Hz 周期的一半。由于交流故障是全波整流，因此半个周期可确保检测到零并成功检测到交流故障。

3.3 测试设置

3.3.1 接地故障模拟

使用一根附加导线通过具有三相和零线的磁环形磁芯对故障进行仿真。附加导线连接到单独的电源和可控负载，来控制故障电流振幅并确认 6mA 直流或 30mA_{RMS} 的电路跳变电平。除了阈值测试，还测量了 MCU 的 GPIO 以确认系统何时检测到故障并确定系统响应时间。

3.4 测试结果

3.4.1 温度范围内的线性度

此设计在 -40°C 至 105°C 温度范围内进行了测试，并在 4 阶低通滤波器的输出端进行了测量，以便测量输出电压与故障电流。故障电流输入范围为 -10mA 至 +10mA。图 3-16 展示了有源滤波器的输出电压与不同温度下的故障电流。最坏情况下的温漂为 ±0.8mA。

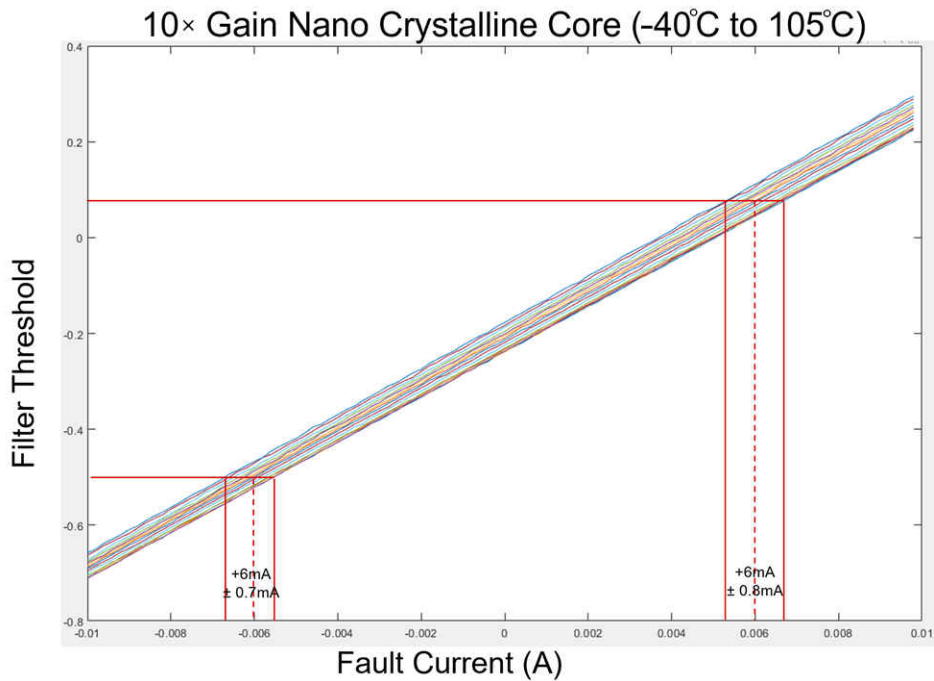


图 3-16. 滤波器输出与故障电流间的关系

3.5 故障响应结果

测量了交流和直流故障电流的响应时间。在图 3-17 中，TIDA-010237 检测到 30mA_{RMS} ，结果响应时间约为 18ms 。

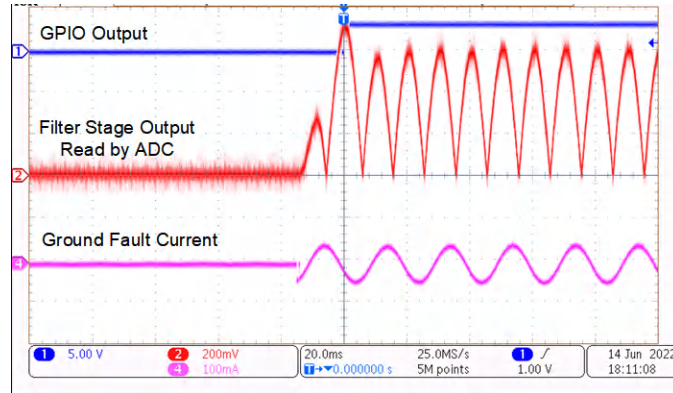


图 3-17. 系统对 30mA_{RMS} 故障电流的响应

在图 3-18 中，TIDA-010237 检测到 6mA ，结果响应时间约为 24ms 。

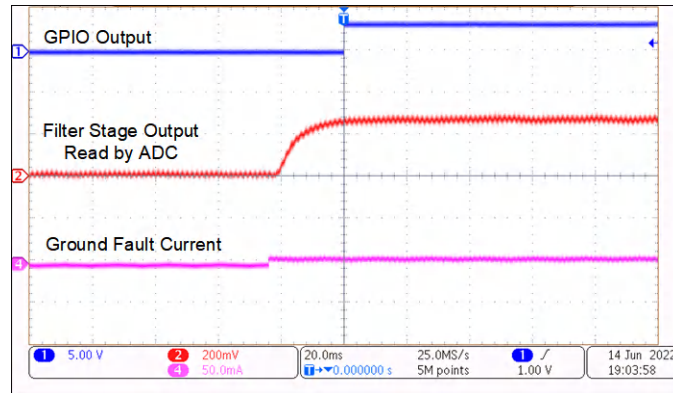


图 3-18. 系统对 6mA 故障电流的响应

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010237](#) 中的设计文件。

4.1.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010237](#) 中的设计文件。

4.2 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[双电源精密全波整流器](#) 设计指南
2. 德州仪器 (TI)，[DIYAMP-SOIC-EVM](#) 用户指南
3. 德州仪器 (TI)，[具有 PWM、PH/EN 以及半桥控制接口和低功耗睡眠模式的 DRV8220 18V H 桥电机驱动器](#) 数据表
4. 德州仪器 (TI)，[OPAx202 精密、低噪声、高电容驱动能力 36V 运算放大器](#) 数据表
5. 德州仪器 (TI)，[适用于成本敏感型系统的 TLVx172 36V 单电源、低功耗运算放大器](#) 数据表
6. 德州仪器 (TI)，[INA293 -4V 至 110V、1.3MHz 超精密电流检测放大器](#) 数据表
7. 德州仪器 (TI)，[具有清零和预置端的 SN74LVC1G74 单路正边沿触发式 D 型触发器](#) 数据表
8. 德州仪器 (TI)，[TLV767 1A、16V 精密线性稳压器](#) 数据表

4.3 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题可获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的 [《使用条款》](#)。

4.4 商标

TI E2E™, NanoFree™, BoosterPack™, and LaunchPad™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

ERROL LEON 于 2015 年毕业于圣路易斯奥比斯波的 Cal Poly，获得了 BSEE 和 MSEE 学位。与德州仪器 (TI) 电网基础设施团队合作，专注于电动汽车充电和智能仪表。具有模拟前端信号链、PLC 和通信协议方面的经验。

CAMERON WUTZKE 于 2019 年毕业于华盛顿大学，获得 BSEE 学位。与德州仪器 (TI) 电网基础设施团队合作，专注于电动汽车充电。具有嵌入式系统和模拟前端信号链方面的经验。

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 © 2023，德州仪器 (TI) 公司