

Application Note

采用有源单开关架构的车载充电器系统中的绝缘监测器件 (IMD) 设计



Forest Fu, Kelvin Le, Andreas Lechner

摘要

绝缘监测器件 (IMD) 是双向车载充电器 (OBC) 系统中的一项新要求。本文档重点介绍有源单开关 IMD 架构的设计注意事项，包括硬件和软件设计以及硬件和软件实现的优化。提供的仿真结果用于验证性能并为设计 IMD 配置提供参考。

内容

1 简介	2
1.1 背景	2
1.2 工作原理	3
2 硬件设计	5
2.1 固态继电器 (SSR)	5
2.2 电阻器	5
2.3 辅助电源	8
2.4 放大器	9
3 软件设计	12
3.1 趋稳时间	12
3.2 SSR 序列	12
3.3 电压阈值	12
3.4 移动平均值	12
3.5 合理性检查	13
3.6 控制方案摘要	13
4 仿真结果	15
4.1 趋稳时间	15
4.2 输入电压范围	16
4.3 合理性检查	16
4.4 精度	16
4.5 Y 电容器的影响	17
5 总结	19
6 参考资料	20

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

1.1 背景

随着电动汽车设计中不断实现更高的电池电压，通过高欧姆值路径将高压 (HV) 元件隔离到保护性接地端对于安全至关重要。IMD 电路用于监测绝缘电阻并在绝缘电阻不足的情况下报告故障。

对于单向 OBC，电池管理系统 (BMS) 或充电站中的现有 IMD 电路包含绝缘监测功能。但是，在双向 OBC 应用中，采用车辆到负载 (V2L) 或车辆到车辆 (V2V) 配置时，BMS 和充电站中的 IMD 电路不会连接到系统。必须在车载充电器的交流侧实施 IMD 电路，以涵盖 V2L 和 V2V 场景。

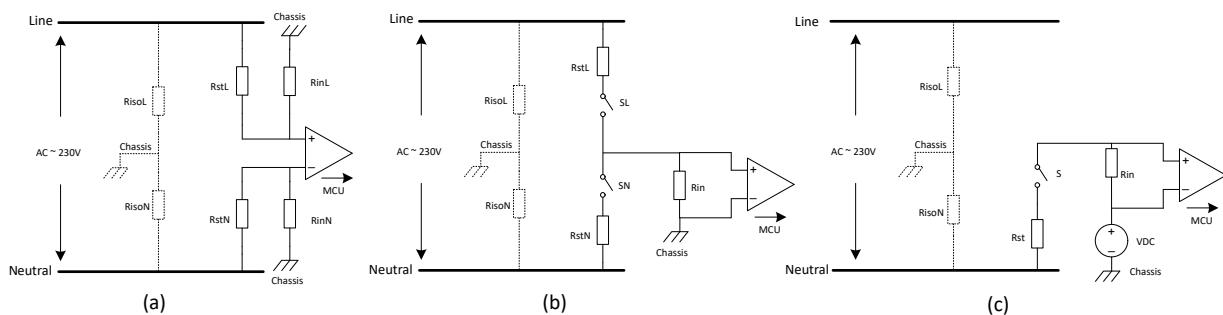
参考资料 [1] 中详细说明了主要的 IMD 体系结构和典型要求。架构方框图如图 1-1 所示，比较表如表 1-1 所示。与其他架构相比，有源单开关架构具有多种优势，这使得该架构特别适用于双向 OBC 用例。有源单开关架构：

- 检测安全标准通常要求的对称和非对称绝缘故障。
- 在无交流电网电压的情况下运行。在双向 OBC 应用中，通常在车辆连接到负载之前必须监测绝缘电阻。此时，OBC 尚未向交流侧的负载输出功率，相线和中性线之间没有交流电压。
- 实现隔离可能会降低成本。由于 OBC 通常与高压转低压 (HVLV) 直流/直流转换器形成一个二合一系统，因此低压电池侧有一个微控制器 (MCU)。如果低压电池侧的 MCU 用于绝缘监测，则 IMD 电路不需要电隔离。对于其他架构，由于交流电压传感器通常基于交流侧，而不是低压 (LV) 侧，因此 IMD 电路通常需要在交流侧使用 MCU 来完成，这需要电隔离。

有源单开关架构的精度受 Y 电容器的影响较小。参考资料 [1] 节详细说明了 Y 电容器的影响，其中包括两个部分：

- 瞬态期间趋稳时间的影响
- 稳态期间相位延迟的影响

Y 电容器和绝缘电阻构成 RC 串联并联电路。如果施加交流电压，Y 电容器会导致电阻器两端的电压与交流电源之间发生相移。Y 电容器越大，相移越大。如果施加了直流电压，只要充电时间足够，电阻器上的电压受 Y 电容器的影响就较小。



- 基本架构
- 双开关架构
- 有源单开关架构

图 1-1. 不同 IMD 架构的方框图

表 1-1. 架构比较表

架构		基础型	双开关	有源单开关
元件		运算放大器 × 1	开关 × 2 + 运算放大器 × 1	开关 × 1 + 运算放大器 × 1 + 直流偏置 * 1
精度		低	高	中
相对软件复杂性		低	高	中
潜在成本		低	高	中
Y 电容器的影响		高	中	低
特性	对称和非对称故障	否	是	是
	检测故障位置	是	是	否
	计算绝缘电阻	否	是	否
	在无交流电网电压的情况下运行	否	否	是

本文档介绍了有源单开关架构的设计步骤，详细说明了其具体设计细节以及主要设计注意事项。提供了仿真结果以验证性能。

1.2 工作原理

图 1-2 显示了有源单开关架构的典型方框图和等效电路。红线和蓝线分别是交流相线和交流中性线。 R_{isoL} 是相线和 PE 之间的绝缘电阻。 R_{isoN} 是中性线和 PE 之间的绝缘电阻。必须监测该绝缘电阻，以在交流电压和 PE 之间保持适当的隔离。

R_{stL} 和 R_{stN} 是电阻分压器支路，而 R_{in} 是电压检测电阻器，用作运算放大器按比例降低的电压输入。 VDC 是为 IMD 电路提供直流偏置电压的电源。 S 是固态级开关，通常断开以限制漏电流。

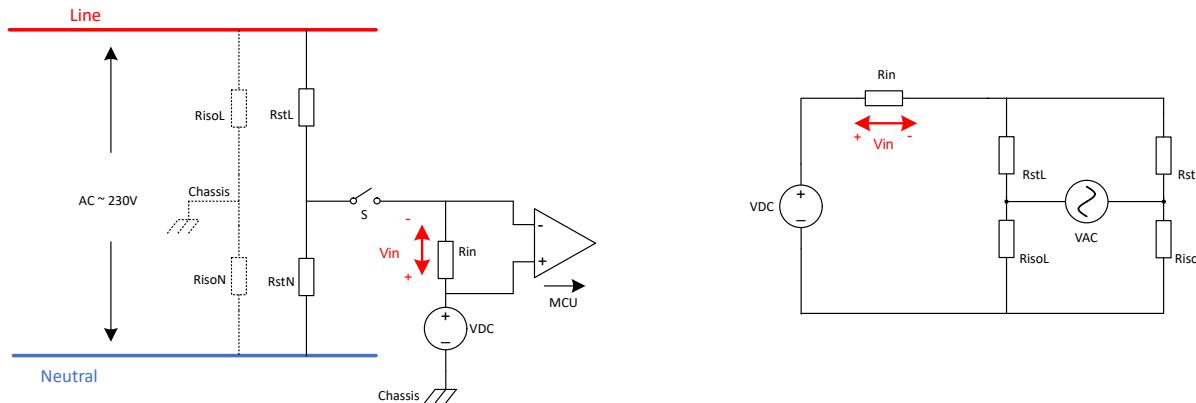


图 1-2. 有源单开关架构的方框图和等效电路

基本工作原理是在开关 S 闭合时产生电阻支路。根据图 1-2 中的等效电路，如果滤除了交流电压的影响，系统电阻可以通过检测到的电压 $V_{(in(DC))}$ 计算。

$$R_{sys} = (R_{stL} \parallel R_{stN}) + (R_{isoL} \parallel R_{isoN}) \quad (1)$$

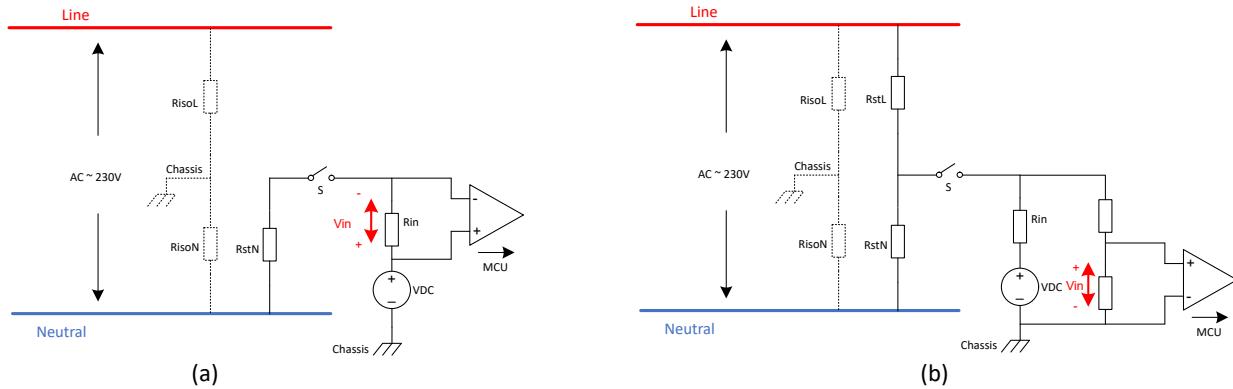
$$V_{in(DC)} = \frac{R_{in}}{R_{sys} + R_{in}} \times V_{DC} \quad (2)$$

尽管该架构无法直接求解 R_{isoL} 和 R_{isoN} ，但系统绝缘电阻 R_{sys} 可以反映整体绝缘状态。

根据图 1-2 中的方框图，架构中也可能存在差异。变化如图 1-3 图 (a) 所示。如果 R_{stL} 或 R_{stN} 断开连接，则可以将图 (a) 中的型号视为阻值非常高的电阻器。在这种情况下，IMD 电路仅连接到相线或中性线，因此 R_{st} 上的功率

损耗较小，但 IMD 电路变得不对称。由于此架构只能检测系统的等效电阻，因此如果 IMD 电路不对称，则 R_{isoL} 和 R_{isoN} 绝缘故障的电阻阈值略有不同。

如图 1-3 图 (b) 所示，运算放大器不需要连接到 R_{in} 两端，因为该放大器可以连接到 R_{in} 和机箱之间按比例降低的电压。在该型号中，运算放大器与机箱共享同一接地层，因此该型号不需要隔离式运算放大器或具有高共模电压的运算放大器。但是，该型号需要额外的电阻器串联以进一步降低电压，从而引入额外的检测误差。



- A. R_{stL} 系列断开连接
- B. V_{DC} 包含在检测电路中

图 1-3. 两种架构型号的方框图

2 硬件设计

本节主要介绍硬件电路的设计步骤以及各种参数对系统性能的影响。

2.1 固态继电器 (SSR)

第一步是选择适当的 SSR 元件。SSR 使用半导体 FET 构建具有隔离栅的高压开关。与传统继电器或光电 MOS 相比，SSR 可以支持单路或双向开/关控制以及更高的开关速度，以达到更短的趋稳时间。此外，SSR 还可以支持独立的开关控制，而无需专用驱动器电路或用于线圈励磁的专用偏置电源。[表 2-1](#) 汇总了 SSR 元件。

表 2-1. SSR 元件汇总表

器件型号	通道	关断电压	负载电流	雪崩电流 (60s)	绝缘
TPSI2140-Q1	1	1200V	50mA	1mA	基础型
TPSI2240-Q1	1	1200V	50mA	1mA	增强型
TPSI2240T-Q1	1	1200V	50mA	3mA	增强型
TPSI2072-Q1	2	600V	50mA	1mA	基础型
TPSI2260-Q1	1	600V	50mA	1mA	增强型

对于有源单开关架构，请选择单通道 SSR 元件。较高的关断电压有利于高电势测试，而较高的雪崩电流对于高电势测试非常有帮助。因此，选择 TPSI2240T-Q1 作为 SSR 元件。

2.2 电阻器

第二步是选择电阻器 R_{stL} 、 R_{stN} 和 R_{in} ，包括最大电阻值计算、最小电阻值计算和电阻比计算。为了简化电路设计，以下分析中使用了 $R_{stL} = R_{stN} = R_{st}$ 的假设。

2.2.1 最小电阻

为了保护 SSR 元件，最小电阻值取决于高电势 (Hi-Pot) 测试的要求。通常，Hi-Pot 测试需要在交流侧和保护接地之间执行。[图 2-1](#) 显示了 Hi-Pot 测试的典型示意图。 R_1 是 Hi-Pot 测试电路中的总电阻值。

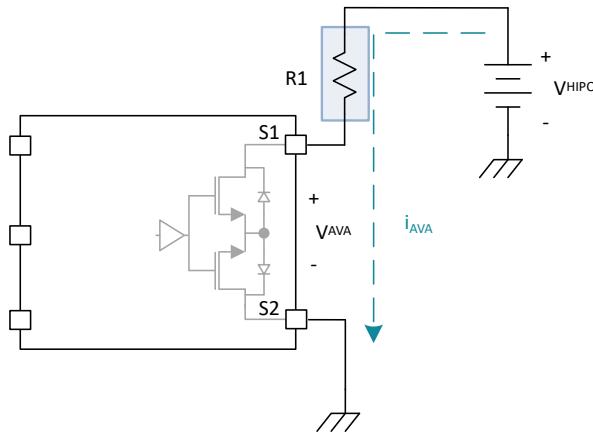


图 2-1. Hi-Pot 测试示意图

在典型 Hi-Pot 测试设置中，交流相路和交流中性线发生短路，如[图 1-2](#) 所示；在该架构中，[方程式 3](#) 适用。

$$R_1 = 0.5 \times R_{st} + R_{in} \quad (3)$$

根据 GB/T 18487.1 - 2023，当额定绝缘电压为 690V 至 800V 时，Hi-Pot 测试电压为 2830V。

在持续时间 60s 的 2830V 直流 Hi-Pot 测试期间，TPSI2240T-Q1 器件的雪崩电流限制为 3mA。SSR 两端的电压被钳位到 1300V（1300V 是数据表中的最小雪崩电压规格），因此限制电流所需的电阻值不小于 765kΩ [[方程式 3](#)]。

$$0.5 \times R_{st} + R_{in} \geq \frac{V_{HiPot} - V_{SSR}}{I_{AVA}} = 765k\Omega \quad (4)$$

2.2.2 最大电阻

最大电阻值取决于系统交流侧的电容值和响应时间要求。通常，IMD 电路需要在绝缘故障发生后几个电网周期（例如 100ms）内做出响应。

根据图 1-2 中的方框图，考虑电容器对交流侧和交流电网电压的影响（请参阅图 2-2）。VDC 和 VAC 分别是直流偏置电源电压和交流电网电压。根据电路叠加定理，VDC 和 VAC 是两个独立的电源，可以单独考虑，两个电源的影响最终叠加在 V_{in} 上。

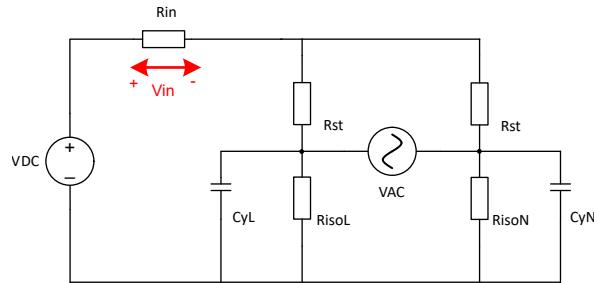


图 2-2. 包含电容器和电网电压的方框图

$V_{in(AC)}$ 是无任何直流偏移的交流电压。

备注

如果交流电压包含直流偏移，则该偏移会影响 IMD 的精度。答案是在检测交流电压时计算直流偏移，并在 IMD 计算中进行校正。

在 IMD 计算期间， $V_{in(AC)}$ 的影响可通过滤波消除。消除交流电压的影响后，仅考虑 VDC 的影响。因此，VAC 被视为短路，等效电路可简化为图 2-3。

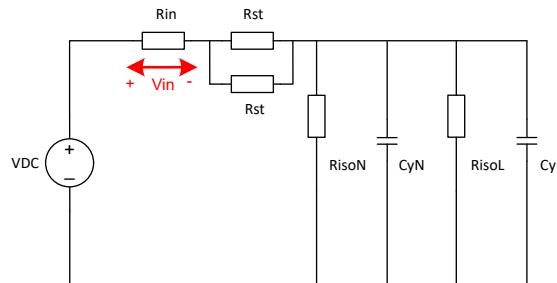


图 2-3. 简化版方框图

为了消除由 Y 电容器充电的瞬态过程引起的影响，必须在接通电阻支路之后、绝缘电压测量完成之前留出一段趋稳时间。所得到 RC 电路的时间常数为：

$$\tau = [(0.5 \times R_{st} + R_{in}) \parallel R_{isoL} \parallel R_{isoN}] \times (C_{yL} + C_{yN}) \quad (5)$$

闭合开关和开始测量之间的稳定时间必须为时间常数的至少三倍，因为此稳定时间可使电压稳定到最终值的95%。例如，如果响应时间在100ms内，则时间常数不得超过33.3ms。如果Y电容为10nF且绝缘电阻为10MΩ，则接通电阻值不大于2.46MΩ。

$$0.5 \times R_{st} + R_{in} \leq 2.46M\Omega \quad (6)$$

通常，较低的电阻值意味着较短的响应时间。在通过Hi-Pot测试的前提下，电阻值越小，固定趋稳时间的精确度越高。

2.2.3 电阻比

假设总接通电阻值为800kΩ。R_{st}和R_{in}之间的电阻比也很重要；因为该比率会影响IMD电路中VDC和VAC的权重，也会影响检测电压的分辨率。将R_{in}在总导通电阻值中的比例定义为r。

$$r = \frac{R_{in}}{R_{st} + R_{in}} \quad (7)$$

r的范围为0到1。为了提高IMD电路的精度，理想情况是发生绝缘故障时，检测到的电压V_{in}会尽可能偏离正常状态；这意味着IMD电路的绝缘电阻值分辨率较高。在本文档中，绝缘电阻计算中仅使用VDC，但不能忽略VAC的影响，因为V_{in(AC)}会影响降压电路设计。为了分析VAC的影响，等效电路如图2-4所示。

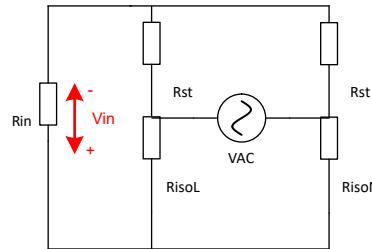


图 2-4. VAC 的影响

R_{st}和R_{in}是已知电阻值，而R_{isol}和R_{ison}值未知，并且随着绝缘状态变化。如果R_{isol}和R_{ison}完全对称，则V_{in}不受VAC影响。最坏的情况是R_{isol}和R_{ison}的电阻值差异最大时。这种情况出现在一个电阻器短路而另一个电阻器开路时，此时V_{in(AC)}达到最大交流值。

$$V_{in(AC), max} = \frac{R_{in} \parallel R_{st}}{R_{st} + R_{in} \parallel R_{st}} \times V_{AC} = \frac{r}{r+1} \times V_{AC} \quad (8)$$

关于V_{in(DC)}，在R_{isol}和R_{ison}同时短路的情况下，会出现峰值电压值。

$$V_{in(DC), max} = \frac{R_{in}}{R_{st} \parallel R_{st} + R_{in}} \times V_{DC} = \frac{2r}{r+1} \times V_{DC} \quad (9)$$

尽管V_{in(AC),max}和V_{in(DC),max}情况不同，但这两种最坏情况不会同时发生。为了简化分析并留出一些裕度，这里假设在这两种最坏情况下同时出现电压，即：

$$V_{in, max} = V_{in(DC), max} + V_{in(AC), max} = \frac{2r}{r+1} \times V_{DC} + \frac{r}{r+1} \times V_{AC} \quad (10)$$

$$V_{in, min} = V_{in(DC), min} - V_{in(AC), max} = -\frac{r}{r+1} \times V_{AC} \quad (11)$$

为了使模数转换器(ADC)的输入电压范围覆盖VIN，必须将VIN范围调节为0V至3.3V。

$$V_{ADC} = \frac{3.3}{V_{in,max} - V_{in,min}} \times (V_{in} - V_{in,min}) < 3.3V \quad (12)$$

其中， V_{in} 是 $V_{in,max}$ 与 $V_{in,min}$ 之间的实际电压。

根据 方程式 10、方程式 11 和 方程式 12，可以确定电阻比的范围。

$$V_{in,max} - V_{in,min} = \frac{2r}{r+1} \times (V_{AC} + V_{DC}) < 3.3V \quad (13)$$

假设 $V_{DC} = 40V$ 且 $V_{AC} = 310V$ (峰值)。计算出的 r 范围为：

$$1/r > 211.1 \quad (14)$$

在满足上述公式的前提下， r 的值必须足够大，以便尽可能增大 $V_{in,max}$ 与 $V_{in,min}$ 之间的差值；从而使 ADC 输入达到最高分辨率。根据电阻范围分析和电阻比分析，电阻值可选择为 方程式 15 和 方程式 16：

$$R_{in} = 7.5k\Omega \quad (15)$$

$$R_{st} = 1.6M\Omega \quad (16)$$

2.3 辅助电源

根据图 1-2 中的等效电路，系统电阻可以通过检测到的电压 $V_{in(DC)}$ 计算，如 方程式 1 和 方程式 2 所述。偏置电源的值主要影响绝缘监测中 ADC 读数的分辨率。未发生绝缘故障时， R_{iso_NOR} 处于 $10M\Omega$ 以上的水平； R_{iso_NOR} 大于 R_{in} 。系统等效电阻和检测到的电压可以表示为：

$$R_{sysNOR} = 0.5 \times R_{st} + 0.5 \times R_{isoNOR} \quad (17)$$

$$V_{in(DC)NOR} = \frac{R_{in}}{R_{sysNOR} + R_{in}} \times V_{DC} \cong \frac{2 \times R_{in}}{R_{st} + R_{isoNOR}} \times V_{DC} \quad (18)$$

当相线或中性线发生单次绝缘故障时， R_{iso} 降低至 $110k\Omega$ 的绝缘故障阈值； R_{isoFLT} 小于 R_{iso_NOR} 。系统等效电阻和检测到的电压可以表示为：

$$R_{sysFLT} \cong 0.5 \times R_{st} + R_{isoFLT} \quad (19)$$

$$V_{in(DC)FLT} = \frac{R_{in}}{R_{sysFLT} + R_{in}} \times V_{DC} \cong \frac{R_{in}}{0.5 \times R_{st} + R_{isoFLT}} \times V_{DC} \quad (20)$$

因此，在绝缘故障和正常条件下，检测到的电压之差可以表示为：

$$\Delta V_{in(DC)} = V_{in(DC)FLT} - V_{in(DC)NOR} = R_{in} \times V_{DC} \times \left(\frac{1}{0.5 \times R_{st} + R_{isoFLT}} - \frac{2}{R_{st} + R_{isoNOR}} \right) \quad (21)$$

为了在绝缘监测中实现超高分辨率，必须尽可能增大在故障条件和正常条件下检测到的电压之差，这意味着必须尽可能增大 $\Delta V_{in(DC)}$ 。

根据前面的分析，开关电阻值越小，开关对 Y 电容器精度的影响就越小。根据 方程式 13，当 V_{AC} 为 $310V$ 时，假设总等效接通电阻处于最小值以提高精度，则可以计算不同 V_{DC} 值下的 R_{in} 和 R_{st} 值，如 表 2-2 中所述。

表 2-2. 不同直流偏置电压下的接通电阻值

V_{DC}	$1/r$	R_{in}	R_{st}	$\Delta V_{in(DC)}$ (从 $R_{iso_NOR} = 10M\Omega$ 到 $R_{iso_FLT} = 110k\Omega$ 的非对称绝缘故障)
12V	194.2	$8.2k\Omega$	$1585k\Omega$	92mV
24V	201.4	$7.9k\Omega$	$1584k\Omega$	177mV
40V	211.1	$7.5k\Omega$	$1580k\Omega$	282mV

表 2-2. 不同直流偏置电压下的接通电阻值 (续)

V_{DC}	$1/r$	R_{in}	R_{st}	$\Delta V_{in(DC)}$ (从 $R_{iso_NOR} = 10M\Omega$ 到 $R_{iso_FLT} = 110k\Omega$ 的非对称绝缘故障)
80V	236.0	6.7k Ω	1574k Ω	505mV

对于相同的 V_{DC} ，表 2-2 显示了 $1/r$ 的最小值，即 R_{in} 的最大值。如果 $1/r$ 继续下降，则检测到的电压范围会超过 3.3V。

根据表 2-2，在不同的 V_{DC} 值下， R_{st} 的值几乎相同，而 V_{DC} 越大， $V_{DC} \times R_{in}$ 的值越大。根据方程式 21， V_{DC} 越高， $\Delta V_{in(DC)}$ 越高，可以更有效地将绝缘故障与正常条件区分开来。

根据低压系统的安全要求，低压侧的电压不能过高，因此最终选择 40V 作为直流偏置电源电压。如果低压电池的额定电压为 48V，则可以直接从低压电池获取该直流辅助电源电压。如果低压电池的额定电压为 12V，则通常需要使用升压电路来产生 40V 电压。

此直流电源提供的峰值瞬态电流如下所示：

$$I_{peak} = \frac{V_{DC}}{0.5 \times R_{st} + R_{in}} \quad (22)$$

根据表 2-2 中的 V_{DC} 值参数 40V，计算出的 I_{peak} 小于 1mA，因此 IMD 电路对 V_{DC} 的电流容量没有很高的要求。

OBC 和 HVLV 直流/直流系统的偏置电源通常包括反激式转换器。生成 40V V_{DC} 的最简单方法是通过实现一个额外绕组来利用反激式拓扑，LM5155-Q1 器件是 OBC 偏置电源中的常见反激式控制器类型。有关偏置电源架构的更多详细信息，请参阅参考资料 [3] 和 [4]。考虑到反激式的交叉调节，绕组输出需要 LDO 或突降负载。

另一种实现方法是通过升压转换器。TI 提供的 TPS61170-Q1 升压转换器在 1.2MHz 电压下运行，可提供高达 38V 的电压，并且即使在轻负载下也能保持良好的效率；这使得该器件可用作为 IMD 电路生成稳定 V_{DC} 潜在选项。有关此元件的更多详细信息，请参阅参考资料 [3] 和 [5]。

电荷泵也可用于生成 V_{DC} ，并可由 TLC555-Q1 器件实现。由于方波输出在电源电压和 GND 之间切换，加上几乎没有额外的电容器和二极管，因此 TLC555-Q1 器件非常适合生成倍压器。有关如何使用 TLC555-Q1 器件提升电压的更多详细信息，请参阅参考资料 [6]。

2.4 放大器

运算放大器的选择与 MCU 的位置和 IMD 架构有关。本文档使用图 1-2 中所示的架构作为示例以进一步分析。

2.4.1 低电压侧的 MCU

如果 IMD 的 MCU 放置在低压电池侧（即机箱），则运算放大器可以是非隔离式放大器，主要要求是共模电压范围。从图 1-2 中可以看出，运算放大器的同相输入为 V_{DC} ，而反相输入为 V_{DC} 加上由方程式 10 和方程式 11 表示的差分电压。INA148-Q1 是一款精密低功耗单位增益差分放大器，在 5V 的电源电压下共模输入电压为 75V。由于该器件具有单位增益，因此该器件的输出可直接连接到 DSP 的 ADC 模块。功能方框图如图 2-5 所示。有关此元件的更多详细信息，请参阅参考资料 [7]。

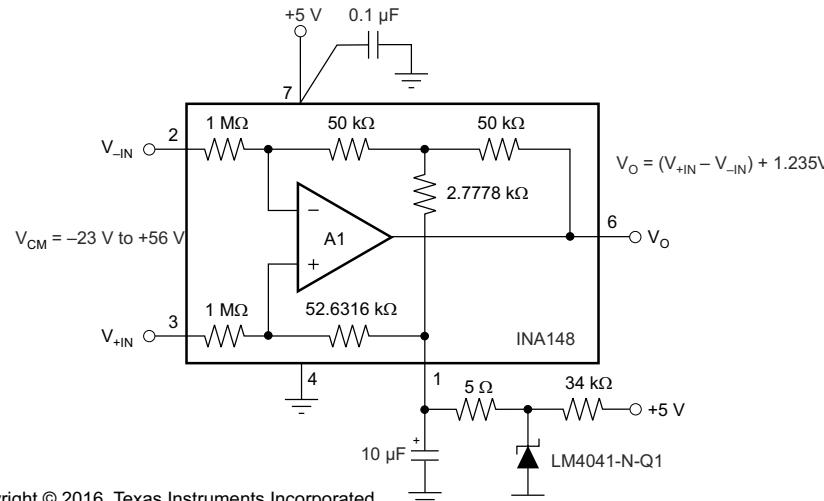


图 2-5. INA148-Q1 的功能方框图

根据方程式 10 以及方程式 11 和表 2-2，当 VDC 为 40V 且 VAC 为 310V 时，输入电压的最大值和最小值分别为 $V_{in,max} = 7.8V$ 和 $V_{in,min} = -1.46V$ 。因此，将 INA148-Q1 器件的 REF 引脚设置为 1.46V，从而使 INA148-Q1 器件具有 0V 至 3.3V 的输出范围。如图 2-5 所示，可以利用 INA148-Q1 器件的引脚 1 来产生 1.46V 电压基准。为了使电压基准达到高精确度，可以通过 LM4041-N-Q1 器件的精密微功率并联电压基准生成电压。方框图如图 2-6 所示， V_o 连接到 INA148-Q1 器件的引脚 1 作为电压基准。对于 1.46V 的电压基准，选型取值 R_2 为 $10k\Omega$ ， R_1 为 $1.78k\Omega$ 。

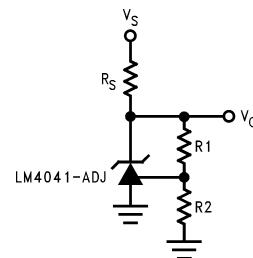


图 2-6. LM4041-N-Q1 生成电压基准

选择放置在低压侧的 MCU 选项以进一步分析。

2.4.2 交流侧的 MCU

当 IMD 的 MCU 放置在交流侧时，MCU 和 IMD 电路之间需要隔离。在这些情况下，TI 建议使用隔离放大器提供电隔离。AMC3330-Q1 是一款具有完全集成的隔离式直流/直流转换器的隔离式精密放大器，能实现器件低侧的单电源运行。差分输出与输入电压成正比，固定增益为 $2V/V$ 。微小的差异在于，由于输入电压范围为 $\pm 1V$ ，因此方程式 12 和方程式 13 中的电压必须从 $3.3V$ 更改为 $2V$ 才能计算 R_{in} 和 R_{st} 。功能方框图如图 2-7 所示。有关此元件的更多详细信息，请参阅参考资料 [8]。由于 AMC3330-Q1 处于差分输出状态，因此如果实现差分布线，该器件具有良好的抗干扰能力。如果未实现差分布线，则通常会使用一个额外的放大器来对单端 ADC 进行差分至单端转换。

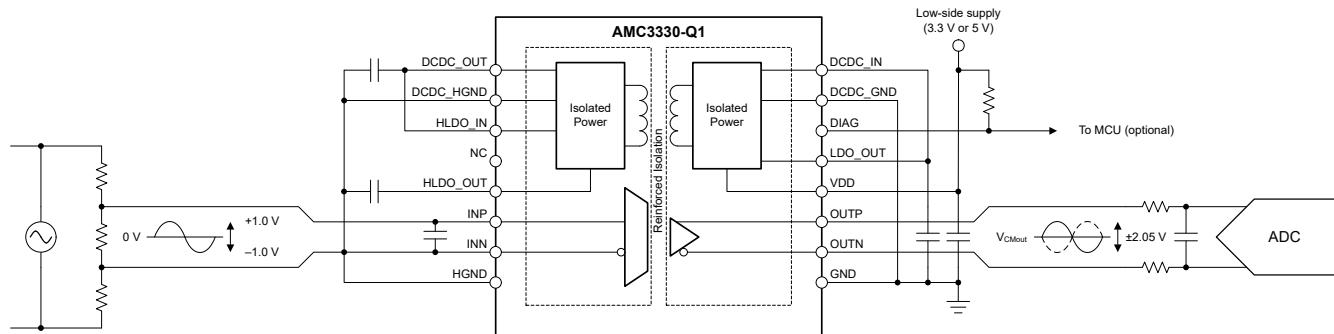


图 2-7. AMC3330-Q1 的功能方框图

3 软件设计

本节主要介绍软件控制的设计步骤以及各种参数对系统性能的影响。

3.1 趋稳时间

如[方程式 5](#)所示，IMD 系统需要设置足够长的趋稳时间，以减少 Y 电容器对 IMD 精度的影响。根据[方程式 5](#)，不同的绝缘电阻对应不同的最小趋稳时间。当发生绝缘故障时，趋稳时间要求低于正常状态下的趋稳时间要求。趋稳时间的最坏情况是处于正常状态，此时绝缘电阻远高于接通电阻；这种情况下[方程式 5](#)可以表示为：

$$\tau = (0.5 \times R_{st} + R_{in}) \times (C_{yL} + C_{yN}) \quad (23)$$

假设 VDC 为 40V，Y 电容器为 10nF，将[表 2-2](#)中的电阻值代入[方程式 23](#)，时间常数为 16.15ms，因此最小趋稳时间为 48.45ms。

首选趋稳时间为 48.45ms，因为在任何情况下，10nF Y 电容器的影响都会保持在 5% 以下。但是，这种情况会导致绝缘监测持续时间过长。在实际应用中，无需计算正常状态下的绝缘电阻。只有在接近绝缘故障阈值时才需要精确测量绝缘电阻。

因此，假设 0Ω 到 500kΩ 的绝缘电阻是需要更高测量精度的值范围；在[方程式 5](#)中将 R_{isoP} 和 R_{isoN} 替换为 500kΩ，所需的时间常数可计算为 $\tau = 6\text{ms}$ ，因此最小趋稳时间为 18ms。由于移动平均块的窗口时间为 20ms，这意味着在 SSR 闭合后，持续时间至少为 20ms 以准确滤除交流电压的影响。因此，趋稳时间设置为 20ms。

3.2 SSR 序列

由于绝缘监测主要是在过滤交流电网电压时使用直流电压进行，因此 SSR 的导通时序不是关键参数。可以导通 SSR 以在任何电网电压下启动绝缘监测。这是该 IMD 架构的优势之一。

由于绝缘监测需要滤除交流电网电压，因此采样过程需要覆盖完整的电网电压周期（即 20ms）。为了防止误触发绝缘故障，可在绝缘监测期间将 SSR 导通多个电网电压周期。考虑到绝缘监测的响应时间，SSR 的导通持续时间设计为 40ms，即两个电网电压周期。

3.3 电压阈值

根据[表 2-2](#)中的参数，假设 VDC 为 40V，正常状态下的绝缘电阻为 10MΩ，绝缘故障状态下的绝缘电阻为 110kΩ。将 VDC 代入[方程式 18](#)和[方程式 20](#)，正常状态和 N 绝缘故障状态下的输入电压为：

$$V_{in(DC)NOR} \cong \frac{2 \times R_{in}}{R_{st} + R_{isoNOR}} \times V_{DC} = 0.052V \quad (24)$$

$$V_{in(DC)FLT} \cong \frac{R_{in}}{0.5 \times R_{st} + R_{isoFLT}} \times V_{DC} = 0.33V \quad (25)$$

考虑到 Y 电容器的影响，当趋稳时间为时间常数的三倍时，电压检测存在 5% 的误差，因此电压阈值设置为 0.34V。由于运算放大器的输出具有 1.46V 的电压偏移，因此 MCU 中设置的电压阈值将为 1.8V。

3.4 移动平均值

如[节 3.1](#)中所分析，由于趋稳时间的影响，从闭合开关到开始 IMD 计算需要一些时间。因此，滤除 V_{in(AC)} 影响的方法是通过移动平均算法，而不是在 VAC 过零点处执行 IMD 计算。

在 40ms 的 SSR 闭合期内，必须对 R_{in} 上的电压进行多次采样并取平均值，以获得已滤除交流电网电压影响的直流电压值。根据奈奎斯特定理，采样率必须至少是带宽的两倍。为了更好地恢复电压信号，采样率设置为带宽的 20 倍，即 1000Hz。在 40ms 内，MCU 总共对 40 个点进行采样，软件需要对这 40 个点的值求平均值以获得直流电压值。使用更多的采样点来测量移动平均值有利于提高抗噪性。

3.5 合理性检查

根据方程式 24 和方程式 25，绝缘故障状态和正常状态下的电压差约为 300mV。如果误触发绝缘故障，用户会认为 OBC 系统不稳定。为防止误触发绝缘故障，可以利用检测到的电压的交流值进行合理性检查。

如图 2-4 所示，如果系统处于正常状态，则 VAC 对检测到的电压没有影响，即 $V_{in(AC)} = 0V$ 。如果系统出现绝缘故障，最坏的情况是绝缘电阻下降到 0Ω ，在这种情况下 VAC 的影响如方程式 8 所示。根据方程式 8，将表 2-2 中的参数代入，VDC 为 40V，VAC 为 310V，则交流电压影响为 $V_{in(AC)} = 1.46V$ 。

根据方程式 20，此时 $V_{in(DC)_{FLT}}$ 可以计算为 $V_{in(DC)_{FLT}} = 0.375V$ 。这意味着检测到的电压 V_{in} 是 0.375V 的直流电压叠加峰值为 1.46V 的交流电压，因此电压范围为 -1.085V 至 1.835V。由于运算放大器的输出具有 1.46V 的电压偏移，因此 MCU 的实际输入电压范围为 0.375V 至 3.295V。

因此，可以建立合理性检查规则。检测到绝缘故障时，必须同时检查 40 个采样点的最大输入电压值。MCU 中设置的合理性检查的电压阈值可以设置为 2.5V。如果任何输入电压超过 2.5V，则此超出被视为发生了绝缘故障。

电压阈值设置为 2.5V，主要原因如下：

- 交流电压通常是波动的范围，而不是稳定在 310V。
- 如果 Y 电容器在相线与中性线之间不对称，则检测到的电压会出现额外的交流电压波动。
- 检测到的交流电压的幅值也受 Y 电容值的影响。

但是，合理性检查只能检测非对称故障，而不适用于完全对称故障。因此，合理性检查不能取代平均电压作为绝缘监测的主要标准。当平均电压降至 1.8V 的电压阈值以下时，检查峰值电压是否超过 2.5V，从而对决策逻辑进行优化：

- 如果峰值电压超过 2.5V，请立即确定此事件是非对称故障。
- 如果峰值电压不超过 2.5V，则继续监测几个周期以确定该事件是否为对称故障，具体取决于客户对响应时间和错误触发容差的要求。

3.6 控制方案摘要

根据上述分析，完整的绝缘监测过程如图 3-1 所示。图 3-1 中的 x 轴是时间，图 3-1 中的 y 轴是电压。绿色曲线 V_{IN} 表示 MCU 的 ADC 输入电压，即 V_{in} 电压加上 1.46V 偏移。橙色曲线 V_{IN_AVG} 表示施加来自绿色曲线的移动平均值后的电压，相当于绿色曲线减去 $V_{in(AC)}$ ，保留 $V_{in(DC)}$ 和 1.46V 偏移。黄色散布点表示 ADC 采样时间，在两个交流电网周期内总共有 40 个采样点。

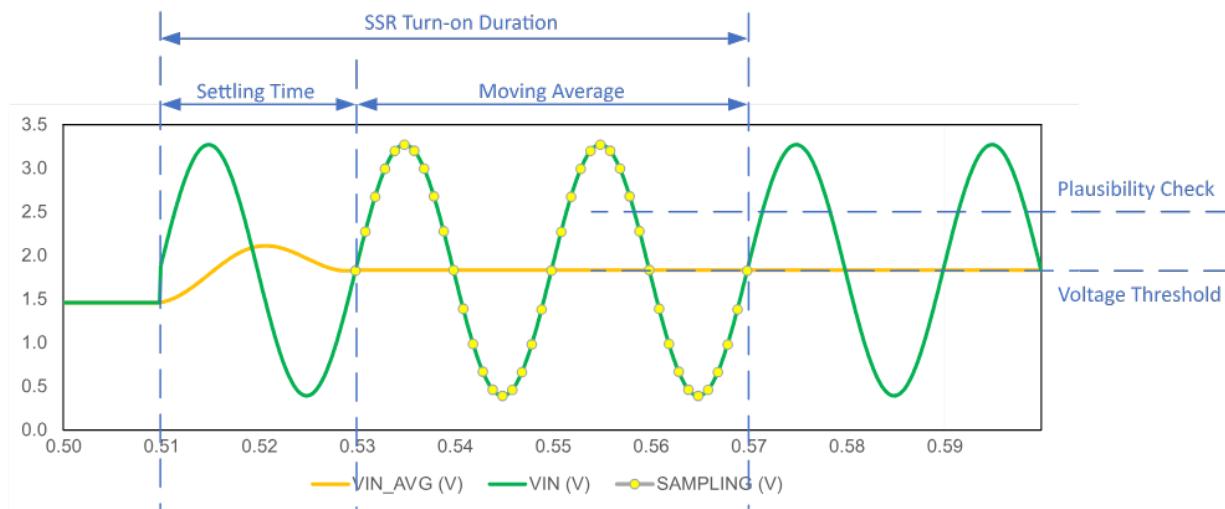


图 3-1. 控制方案摘要

在 $t = 0.51\text{s}$ 之前，SSR 处于断开状态，因此没有电流经过 R_{in} ， VIN 和 VIN_AVG 的电压相同，再者均为 1.46V 电压偏置。

当 $t = 0.51\text{s}$ 时，SSR 导通，IMD 电路在接下来的 20ms 内进入瞬态过程。 VIN_AVG 跟随 VIN ，但此时该值不准确。由于 20ms 比 18ms 的趋稳时间长，因此在 20ms 后， VIN_AVG 便已是 VIN 的准确平均电压。

在 $t = 0.53\text{s}$ 时，绝缘电阻计算正式开始。MCU 每 1ms 对一个点进行采样，因此在接下来的 40ms 内总共有 40 个采样点。从橙色曲线可以看出， VIN_AVG 此时为 1.78V ，低于 1.8V 的电压阈值，因此会触发合理性检查。从黄色散布点开始，在 40ms 内，40 个点中有 14 个超过 2.5V 的合理性检查阈值，因此系统立即被识别为非对称绝缘故障。

在 $t = 0.57\text{s}$ 时，SSR 断开，一个绝缘监测周期已结束。但是，如果在 0.53s 至 0.57s 期间峰值电压未超过 2.5V ，则表明系统可能出现对称绝缘故障。在这种情况下，在 0.57s 时 SSR 继续导通若干电网周期，例如 40ms 。在此期间，继续监测 VIN_AVG 电压，直到认为 VIN_AVG 足够准确。时间范围取决于客户对响应时间的要求以及对误触发的容许度。

4 仿真结果

本节主要验证建议的硬件设计和软件控制方案的有效性。仿真基于 PLECS 构建，仿真参数如表 4-1 所示。

表 4-1. 仿真参数

参数	值
交流电压幅值	310V
交流电压频率	50Hz
直流电压	40V
电阻分压器支路 (R_{st})	1.6MΩ
电流检测电阻器 (R_{in})	7.5kΩ
绝缘电阻 (R_{iso_NOR})	10MΩ
绝缘电阻 (R_{iso_FLT})	110kΩ

4.1 趋稳时间

根据节 3.1 中的分析，正常状态下所需的趋稳时间最长，发生绝缘故障时所需的趋稳时间变短。为了消除交流电压对移动平均值的影响，对正常状态和对称绝缘故障状态下的趋稳时间进行了比较。

图 4-1 是正常状态下的趋稳时间。在 $t = 0.51s$ 之前， VIN_AVG 电压为 1.46V。在 $t = 0.65s$ 之后， VIN_AVG 电压稳定在 1.512V。在 $t = 0.60s$ (大约是时间常数的五倍) 之后，检测到的电压 VIN 达到稳态值。

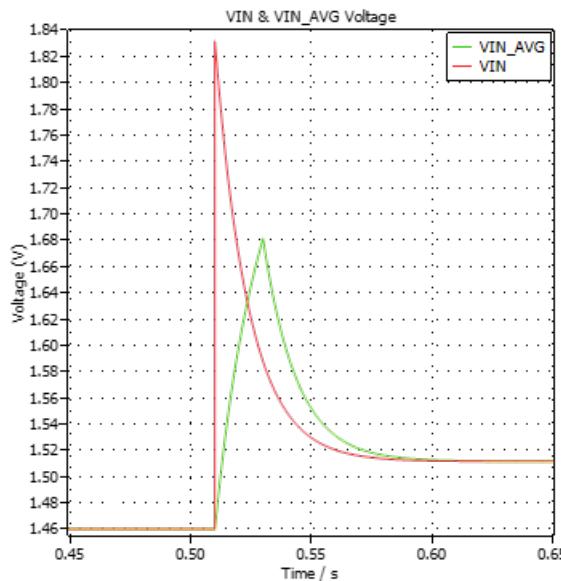


图 4-1. 趋稳时间的仿真结果 (正常状态)

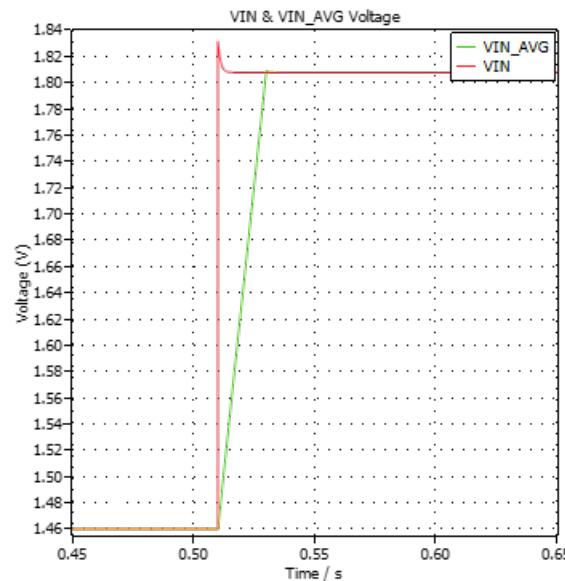


图 4-2. 趋稳时间的仿真结果 (对称绝缘故障状态)

图 4-2 是对称绝缘故障状态下的趋稳时间。根据方程式 5，在这种情况下，时间常数为 1ms。在 $t = 0.51s$ 之前， VIN_AVG 电压为 1.46V。在 $t = 0.65s$ 之后， VIN_AVG 电压稳定在 1.808V。在 $t = 0.515s$ (大约是时间常数的五倍) 之后，检测到的电压 VIN 达到稳态值。

通过比较图 4-1 和图 4-2，可以得出一些结论：

- 首先，绝缘电阻值越高，对趋稳时间的要求越高。理论上，正常状态被视为最差状态。为了缩短响应时间，还必须将非对称故障作为分析对象。
- 其次，五倍时间常数是首选的趋稳时间。为了缩短响应时间，在实际应用中可以使用三倍时间常数。
- 最后，当趋稳时间大于移动平均时间窗口 20ms 时 (例如，图 4-1 中的 90ms)，将趋稳时间设置为实际值。当趋稳时间小于移动平均窗口时间 20ms 时 (例如，图 4-2 中的 5ms)，将趋稳时间设置为 20ms。

4.2 输入电压范围

根据节 2.2 和节 2.3 中的分析，电阻器和直流电压值的选择必须将 ADC 的输入电压范围保持在 0V 和 3.3V 之间。当相线和中性线到 PE 的绝缘电阻处于最差对称性时，输入电压范围最大。因此，最坏的情况是一个绝缘电阻开路而另一个绝缘电阻短路，波形如图 4-3 和图 4-4 所示。

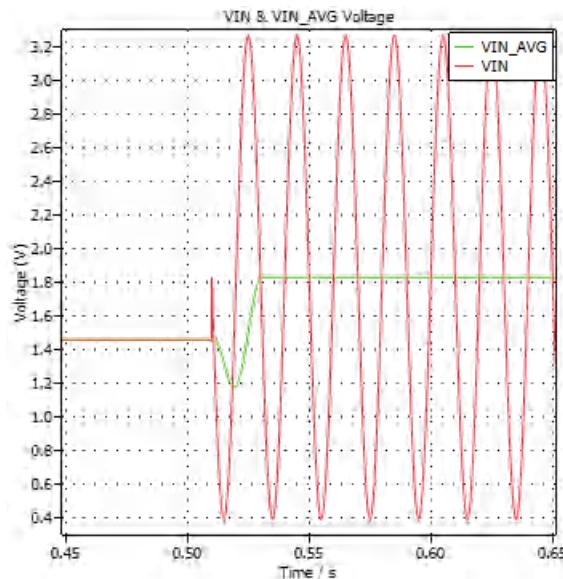


图 4-3. 输入电压范围的仿真结果 (相线绝缘故障)

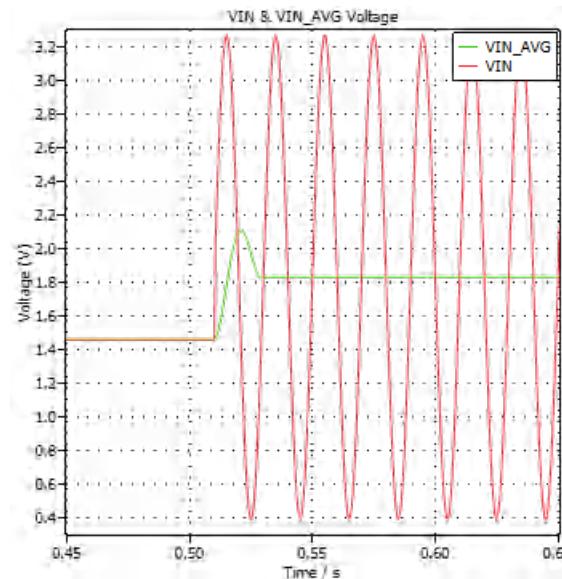


图 4-4. 输入电压范围的仿真结果 (中性线绝缘故障)

根据图 4-3 和图 4-4，VIN_AVG 的稳态电压为 1.83V。当存在相线绝缘故障或中性线绝缘故障时，VIN 的最小电压为 0.39V，VIN 的最大电压为 3.27V，因此输入电压在 ADC 电压范围内。最小电压相对于 0V 仍有一定的裕度，因为方程式 10 和方程式 11 假定 $V_{in(DC),max}$ 和 $V_{in(AC),max}$ 同时出现，而在实际应用中，这两个值不会在相同情况下出现。

4.3 合理性检查

根据节 3.5 中的分析，可以使用合理性检查来确定不对称绝缘故障。根据图 4-1，在对称绝缘故障期间，由于 VIN 的最大值不超过 2.5V，因此合理性检查不适用。根据图 4-3，如果发生不对称故障且绝缘电阻降至 $110\text{k}\Omega$ ，则合理性检查适用，因为最大电压超过 2.5V。表 4-2 显示了当非对称绝缘电阻下降到不同值时的 VIN 峰值电压和 VIN_AVG。

表 4-2. 不同绝缘电阻的合理性检查

R _{IsoL}	R _{IsoN}	VIN 峰值	VIN_AVG	合理性检查适用	绝缘故障
$10\text{M}\Omega$	$10\text{M}\Omega$	1.51V	1.51V	否	否
$10\text{M}\Omega$	$1\text{M}\Omega$	1.83V	1.63V	否	否
$10\text{M}\Omega$	$500\text{k}\Omega$	2.08V	1.69V	否	否
$10\text{M}\Omega$	$200\text{k}\Omega$	2.54V	1.76V	是	否
$10\text{M}\Omega$	$90\text{k}\Omega$	2.93V	1.80V	是	是
$10\text{M}\Omega$	$0\text{k}\Omega$	3.27V	1.83V	是	是

根据表 4-2，随着绝缘电阻降低，VIN 的峰值增加。当绝缘电阻降至约 $200\text{k}\Omega$ 以下时，VIN 的峰值超过 2.5V 阈值，激活合理性检查。这意味着当绝缘电阻低于 $200\text{k}\Omega$ 时，合理性检查有助于检测非对称绝缘故障。

4.4 精度

IMD 的精度与许多因素有关，例如电阻器的精度、Y 电容值、直流偏置电源的偏差、放大器误差和趋稳时间。评估 IMD 精度的最可靠方法是通过硬件测试。该仿真仅用于验证是否能够在几种典型的工作条件下检测绝缘故障。

如表 4-2 所示，在非对称绝缘故障的情形中，当绝缘电阻降至 $90\text{k}\Omega$ 以下时，**VIN_AVG** 超过 1.8V 阈值，并检测到绝缘故障。当绝缘电阻大于 $200\text{k}\Omega$ 时，即使 **VIN_AVG** 由于各种错误而超过 1.8V ，**VIN** 的峰值仍低于 2.5V 阈值，这意味着合理性检查可防止误报绝缘故障。

对于对称绝缘故障的情形，可以在表 4-3 中找到 **VIN** 峰值电压和 **VIN_AVG**。当绝缘电阻降至 $90\text{k}\Omega$ 以下时，**VIN_AVG** 超过 1.8V 阈值，并检测到绝缘故障。当绝缘电阻高于 $500\text{k}\Omega$ 时，**VIN_AVG** 比 1.8V 阈值低 60mV ，不会错误地触发绝缘故障。

表 4-3. 在不同绝缘电阻下检测到的电压

R _{isoL}	R _{isoN}	VIN 峰值	VIN_AVG	合理性检查适用	绝缘故障
$10\text{M}\Omega$	$10\text{M}\Omega$	1.51V	1.51V	否	否
$1\text{M}\Omega$	$1\text{M}\Omega$	1.69V	1.69V	否	否
$500\text{k}\Omega$	$500\text{k}\Omega$	1.74V	1.74V	否	否
$200\text{k}\Omega$	$200\text{k}\Omega$	1.79V	1.79V	否	否
$90\text{k}\Omega$	$90\text{k}\Omega$	1.81V	1.81V	否	是
$0\text{k}\Omega$	$0\text{k}\Omega$	1.83V	1.83V	否	是

当发生对称绝缘故障时，最棘手的情况是绝缘电阻都在 $200\text{k}\Omega$ 左右。这是因为 1.79V **VIN_AVG** 非常接近 1.8V 阈值，因此很容易发生误触发绝缘故障的情况。

在 $200\text{k}\Omega$ 下误触发并不是很糟糕，因为绝缘电阻预计为兆欧级，而阈值为 $110\text{k}\Omega$ ，因此如果绝缘电阻为 $200\text{k}\Omega$ ，则系统中已经存在问题。如节 3.5 中所述，对于这种情况，建议使用更长的采样时间并取平均值，以最大限度地降低动态误差对采样精度的影响。

4.5 Y 电容器的影响

根据节 1.1 中的分析，Y 电容的影响主要反映在趋稳时间上。图 4-1 显示了正常状态下 10nF 电容器的电压波形，图 4-3 显示了非对称绝缘故障状态下 10nF Y 电容器的电压波形。为了进行比较，图 4-5 和图 4-6 展示了使用 20nF Y 电容器时正常状态和非对称绝缘状态下的电压波形。

根据图 4-5，在 $t = 0.68\text{s}$ 之后，**VIN_AVG** 电压稳定在 1.512V 。与图 4-1 相比，**VIN_AVG** 的稳态电压相同，但达到稳态的时间增加了一倍。

根据图 4-5，在 $t = 0.53\text{s}$ 之后，**VIN_AVG** 电压稳定在 1.83V 。**VIN** 的最小电压为 0.39V ，**VIN** 的最大电压为 3.27V 。与图 4-3 相比，**VIN_AVG** 的稳态电压相同，最小和最大 **VIN** 相同，达到稳态所需的时间也相同。

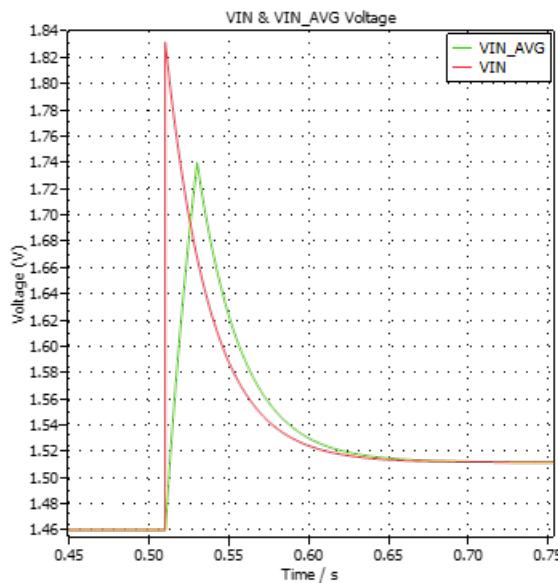
仿真结果


图 4-5. 使用 20nF Y 电容器的仿真结果 (正常状态)

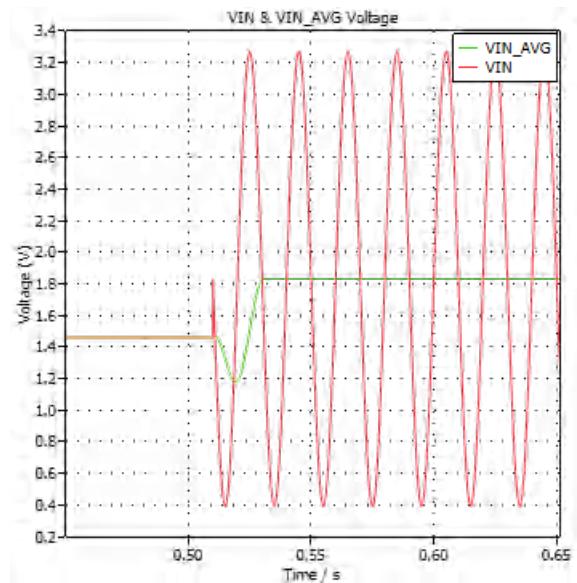


图 4-6. 使用 20nF Y 电容器的仿真结果 (相线绝缘故障)

图 4-3 和图 4-5 是最坏情况，其中一个绝缘电阻器开路，另一个绝缘电阻器短路。为了更现实地反映 RC 时间常数的影响，图 4-7 和图 4-8 展示了一个绝缘电阻为 $10M\Omega$ 、另一个绝缘电阻为 $110k\Omega$ 时的情况。图 4-7 和图 4-8 分别显示了 Y 电容为 $10nF$ 和 $20nF$ 时的电压波形。

图 4-7，在 $t = 0.537s$ 之后，VIN_AVG 电压稳定在 $1.78V$ 。VIN 的最小电压为 $0.72V$ ，VIN 的最大电压为 $2.85V$ 。根据图 4-8，在 $t = 0.554s$ 之后，VIN_AVG 电压稳定在 $1.78V$ 。VIN 的最小电压为 $0.99V$ ，VIN 的最大电压为 $2.58V$ 。比较图 4-7 和图 4-8；VIN_AVG 的稳态电压相同，而在使用 $20nF$ Y 电容器时，VIN 的峰峰值较小，且达到稳态所需的时间较长。

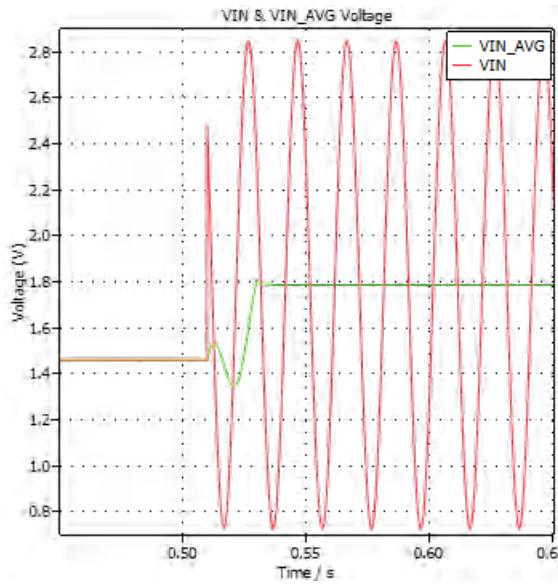
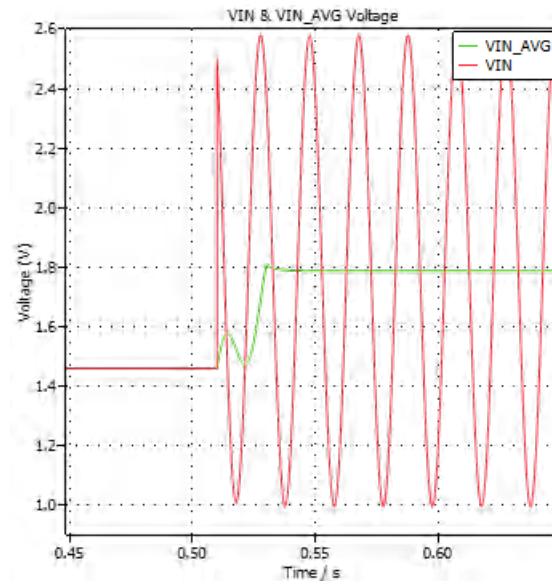


图 4-7. $110k\Omega$ 绝缘故障的仿真结果 ($10nF$ Y 电容器)



从上述波形可以得出几个结论：

- 首先，无论是正常状态还是绝缘故障状态下，Y 电容器都不会影响稳态 VIN_AVG，这意味着用于检测绝缘故障的稳态电压阈值与 Y 电容器的值无关。因此，Y 电容器对 $V_{in(AC)}$ 的相位延迟不会影响 IMD 的精度，而 Y 电

容器仅影响时间常数，可以通过设置足够的趋稳时间来解决该问题。这是此 IMD 架构的一个优点，因为基于 VIN_AVG 的精度不受 Y 电容影响。

- 其次，Y 电容的值会影响系统的时间常数，从而影响趋稳时间。在正常状态下，时间常数最大，超过 20ms。因此，在 Y 电容值加倍后，趋稳时间也会加倍。当绝缘故障电阻为 $0\text{k}\Omega$ 时，时间常数处于最小值，远小于 20ms。即使 Y 电容值加倍，导致时间常数加倍，趋稳时间仍然小于 20ms，因此 Y 电容器对系统的趋稳时间没有影响。当绝缘故障电阻为 $110\text{k}\Omega$ 时，加倍的 Y 电容值会略微增加趋稳时间，但小于正常状态下的时间。
- 最后，VIN 的峰峰值电压受 Y 电容影响，Y 电容会影响用于合理性检查的电压阈值。从图 2-4 可以看出，当绝缘电阻在非对称绝缘故障期间下降至 0Ω 时，VIN 的峰峰值电压不受 Y 电容的影响，因为 Y 电容器可被视为直接与 VAC 并联。但是，当绝缘电阻未降至 0Ω 时，增大 Y 电容会导致 VIN 的峰峰值电压降低。这意味着当 Y 电容器更大时，合理性检查的电压阈值需要略微降低。

如果系统 Y 电容达到几百纳法甚至微法，则 IMD 趋稳时间非常长，合理性检查的电压阈值非常低。对于此类应用场景，请参阅参考资料 [9] 中的参考设计。该参考设计可测量具有大型 Y 电容的高压直流系统的电容。

5 总结

本设计指南介绍了双向 OBC 中的常见 IMD 架构。本文提出的有源单开关架构具有多种优点，例如能够检测对称绝缘故障、不受交流电压影响运行、可能更低的隔离成本以及独立于 Y 电容器的稳态电压阈值；在 OBC 应用中具有显著优势。本文详细说明了该解决方案的硬件设计，包括 SSR、电阻器、运算放大器和直流电源。本文还介绍了该解决方案的软件设计，包括控制时序、电压阈值、数据处理以及如何配置趋稳时间以减少 Y 电容器对瞬态状态的影响。最后，通过仿真验证了该解决方案的有效性。这些分析旨在提供 IMD 设计的分步设计指南。

6 参考资料

1. 德州仪器 (TI) , 双向车载充电器中的绝缘监测器件 (IMD) 架构的比较分析 , 技术白皮书。
2. 德州仪器 (TI) , [TPSI2240-Q1 1200V、50mA 汽车级隔离开关](#) , 数据表。
3. 德州仪器 (TI) , 适用于 HEV 和 EV 车载充电器的隔离式偏置电源架构 , 技术白皮书。
4. 德州仪器 (TI) , 适用于 HEV/EV HVLV DCDC 转换器的隔离式偏置电源架构 , 技术白皮书。
5. 德州仪器 (TI) , [TPS61170-Q1 采用 2mm × 2mm SON 封装的 1.2A 高压升压转换器](#) , 数据表。
6. 德州仪器 (TI) , 用作正负电荷泵的 [TLC555-Q1](#) , 应用报告。
7. 德州仪器 (TI) , [INA148-Q1 ±200V 共模电压差分放大器](#) , 数据表。
8. 德州仪器 (TI) , [AMC3330-Q1 具有集成式直流/直流转换器的汽车级 ±1V 输入、增强型隔离式精密放大器](#) , 数据表。
9. 德州仪器 (TI) , [TIDA-010985 参考设计](#) , 工具。

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出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