

# ADC 学习笔记——参考TI 高精度实验室

作者：周始勇/Joe Zhou

## ADC 驱动器拓扑结构

### 1. SAR 型 ADC 输入类型

暂略。

#### 作者

周始勇/Joe Zhou[[zhou\\_shiyong@163.com](mailto:zhou_shiyong@163.com)]

个人博客[github: zhoushiyong010718]

XX 电子科技有限公司 硬件工程师

嵌入式硬件爱好者



### 2. 使用运算放大器确定 SAR ADC 的线性范围

让我们一起来探讨单端 SAR ADC 的输入范围。实际上有两个范围需要熟悉，第一是满量程输入范围；第二是绝对最大输入范围，是可安全应用于数据转换器而不会损坏设备的电压范围。

## Single Ended Input: ADC Input Range Considerations

PARAMETER ADS7042	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
ANALOG INPUT					
Full-scale input voltage span		0		AVDD	
Absolute Input voltage range	AINP to GND	0		AVDD+0.1	V
	AINM to GND	-0.1		+0.1	

#### Absolute Maximum Ratings

ADS7042	MIN	MAX	UNIT
AVDD to GND	-0.3	3.9	V
DVDD to GND	-0.3	3.9	V
AINP to GND	-0.3	AVDD + 0.3	V
AINM to GND	-0.3	+0.3	V

$$AVDD+0.3 = 3.3V + 0.3V = 3.6V$$

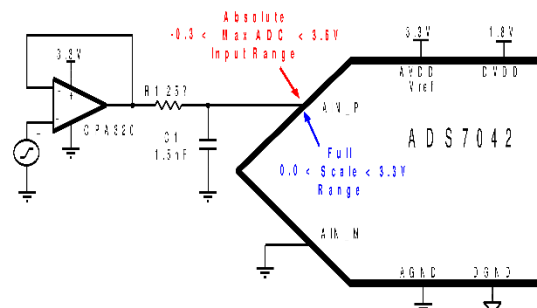


图 1

现在，我们来看看图 2 中放大器的线性范围。有几个因素会影响放大器的线性范围——放大器的输

入范围、放大器的输出范围和放大器的线性范围。

放大器的输入范围（红色显示）由数据表中的共模范围规格设定。对于缓冲器而言，共模电压和输入电压是相同的。在图 2 中，放大器的电源电压为 0 伏和 3.3 伏，因此共模范围在-0.1V~3.4V 之间。

放大器的输出范围（绿色显示）受电源电压和负载的限制。在图 2 中，SAR 输入是一个开关电容器，因此稳态负载是高阻抗的。所以，我们使用在最高阻抗负载(10 Kohm)下放大器的输出范围规格。在这种情况下，最坏的输出限制为 20 毫伏。对于 0 V 和 3.3 V 电源，输出摆幅为 0.02 V 至 3.28 V。

放大器的线性范围通常比输出摆幅更小。该规格可能不会直接提供，但通常可以从开环增益规格中推断出来。检查本例中蓝色显示的开环增益规格，可以看到测试条件是针对有限的输出范围定义的。将输出摆幅保持在这一范围内可确保良好的开环增益和线性输出摆幅。

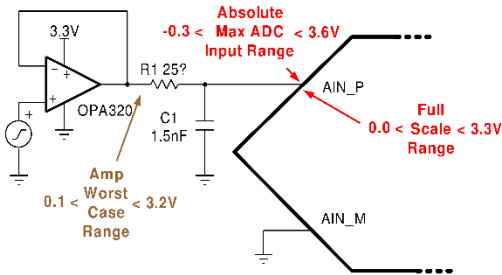
请注意，线性输出摆幅比输出摆幅的限制更大。这是因为放大器的输出在达到饱和极限之前会变成非线性。指定的输出摆幅是饱和极限，而线性范围可确保良好的线性响应。

最终的最坏情况范围综合了所有限制。在本例中，最坏情况范围为 0.1 V 至 3.2 V。请注意，这个范围并不能充分利用 ADC 的满量程输入范围。

### Single Ended Input: OPA320 Linear Range

PARAMETER OPA320		TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT VOLTAGE						
Common-mode voltage range	$V_{cm}$		(V-) - 0.1		(V+)+0.1	V
OUTPUT						
Voltage swing from both rails	$V_O$	RL = 10kΩ		10	20	mV
		RL = 2kΩ		25	35	
OPEN-LOOP GAIN						
Open-loop gain	$A_{OL}$	0.1 < Vo < (V+)-0.1V, R <sub>L</sub> = 10kΩ	114	132		dB
		0.2 < Vo < (V+)-0.2V, R <sub>L</sub> = 2kΩ	108	123		

Amplifier Input Range	$-0.1V < V_{cm} < 3.4V$
Amplifier Output Range	$0.02 < V_O < 3.28V$
Amplifier Linear Range	$0.1 < V_O < 3.2V$
Worst Case Range	$0.1 < V_O < 3.2V$



TEXAS INSTRUMENTS

3

图 2

在放大器的线性输出范围比 ADC 的满量程范围更窄的情况下。我们浪费了 ADC 的部分输入范围。在此，我们将调整放大器电源，以增加放大器的线性输出范围，从而可以使用 ADC 的全部输入范围。

如图 3 所示，将放大器电源调整为负 0.2 V 和 3.5 V，可将输出范围增至负 0.1 V 至 3.4 V。这一输出范围大于数据转换器的满量程范围，因此不会浪费任何代码。换句话说，每个数字输出代码都对应一个唯一的模拟输入电压。确保放大器不超过数据转换器的绝对最大量程也很重要。在本例中，ADC 的绝对最大范围为负 0.3 V 至 3.6 V。而放大器的供电也不能超过这个范围，因此我们可以避免电气过压。

这种方法的局限性在于需要不寻常的电源，而您的系统中可能没有。负 0.2 V 负极电源尤其如此。值得注意的一个器件是 LM7795。这种电荷泵专门设计用于产生较小的负电源。使用这种电路的主要问题是确保使用足够的滤波器来最大限度地降低开关噪声。

# Single Ended Input: Extending the Op Amp Range

## Low Noise Negative Bias Generator

- Regulated Output Voltage  $-0.232\text{ V}$
- Output Voltage Tolerance 5%
- Output Voltage Ripple  $4\text{ mV}_{\text{pp}}$
- Maximum Output Current  $26\text{ mA}$

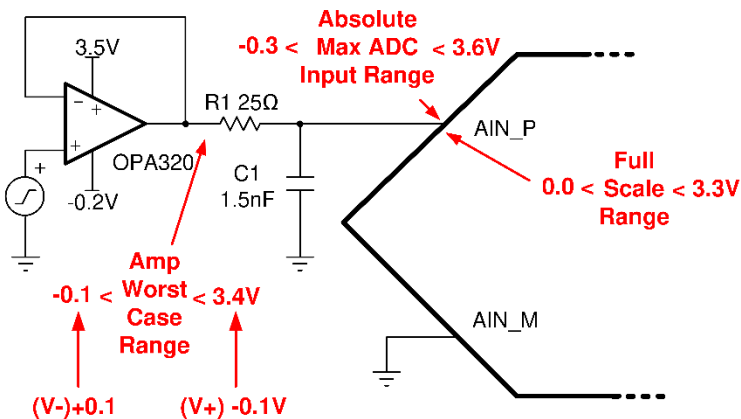
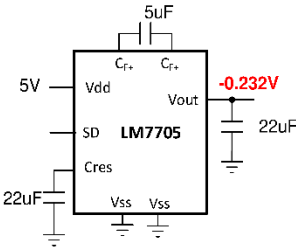


图 3

到目前为止，讨论过程中我们使用的都是轨至轨放大器，因此输入范围没有共模限制。但在图 4 中，没有使用轨至轨放大器，因此共模限制非常重要。通过之前的计算，您可以看到最坏情况下的量程限制是正摆幅受限共模，负摆幅受限线性量程。

# Single Ended Input: OPA625

PARAMETER OPA320		TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT VOLTAGE						
Common-mode voltage range	V <sub>cm</sub>		(V-)		(V+) - 1.15	V
OUTPUT						
Voltage swing from both rails	V <sub>O</sub>	RL = 10kΩ		20	35	mV
		RL = 600Ω		60	80	
OPEN-LOOP GAIN						
Open-loop gain	A <sub>OL</sub>	0.15 < Vo < (V+) - 0.15V, R <sub>L</sub> = 10kΩ	110	132		dB
		0.2 < Vo < (V+) - 0.2V, R <sub>L</sub> = 600Ω	106	128		

Amplifier input range	$0.0\text{V} < V_{\text{cm}} < 2.15\text{V}$
Amplifier output range	$0.035 < V_{\text{O}} < 3.265\text{V}$
Amplifier Linear Range	$0.15 < V_{\text{O}} < 3.15\text{V}$
Worst Case Range	$0.15 < V_{\text{O}} < 2.15\text{V}$

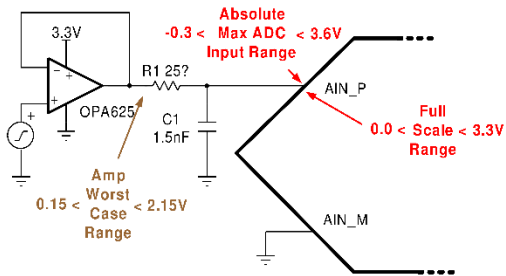


图 4

避免上图 4 所示共模限制的一种方法是使用反相放大器配置。共模电压由施加到非反相输入端的电压设定，在这种情况下，由于非反相引脚接地，因此共模电压为 0 V。请注意，即使在输入信号时，共模电压也是恒定的 0 V，因此电路不会像缓冲电路那样受到共模限制。

此外，由于共模保持恒定，该电路不易出现与共模抑制限制有关的错误。该电路的一个限制是输入阻抗等于增益设置电阻，在本例中为 10 千欧。另一方面，基于非反相放大器的电路具有极高的输入阻抗，通常大于 100 兆欧。此外，反相配置的增益误差与反馈电阻有关，而非反相缓冲放大器的增益误差

极小。

# Inverting amplifier: Eliminate Common mode issue

PARAMETER OPA625		TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT VOLTAGE						
Common-mode voltage range	V <sub>cm</sub>		(V-)		(V+) - 1.15	V
OUTPUT						
Voltage swing from both rails	V <sub>O</sub>	RL = 10kΩ		20	35	mV
		RL = 600Ω		60	80	
OPEN-LOOP GAIN						
Open-loop gain	A <sub>OL</sub>	0.15 < V <sub>O</sub> < (V+) - 0.15V, R <sub>L</sub> = 10kΩ	110	132		dB
		0.2 < V <sub>O</sub> < (V+) - 0.2V, R <sub>L</sub> = 600Ω	106	128		

Amplifier input range	No Vcm limit
Amplifier output range	$0.035 < V_O < 3.265V$
Amplifier Linear Range	$0.15 < V_O < 3.15V$
Worst Case Range	$0.15 < V_O < 3.15V$

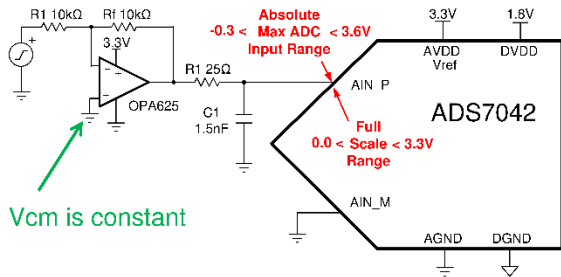


图 5

在前面的例子中，我们看到了如何使用轨至轨放大器来避免共模限制。然而，并非所有轨至轨放大器都是一样的。有些轨至轨放大器有一种限制或误差源，称为输入交越失真。输入交越会导致放大器的偏移电压在共模电压跨过某个阈值时发生跳变。

在本例中，输入信号显示为蓝色，输出信号显示为红色。这两个信号相互紧密跟踪，直到输入共模电压跨过偏移发生变化的阈值。偏移量的变化会导致输出信号发生偏移。信号的这种失真称为输入交越失真。

# Input Crossover Distortion in Rail-to-Rail Inputs

PARAMETER OPA316		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT VOLTAGE RANGE						
$V_{CM}$	Common mode voltage range	$T_A = -40C \text{ to } 85C$	-0.2		(V+)+0.1	V
CMRR	Common mode Rejection	$V_S = 5V, -0.1V < V_{cm} < 3.6V$	76	90		dB
		$V_S = 5V, -0.1V < V_{cm} < 5.2V$	65	80		dB

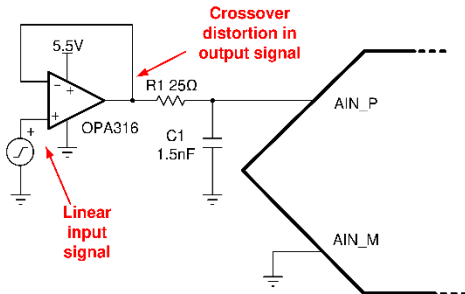
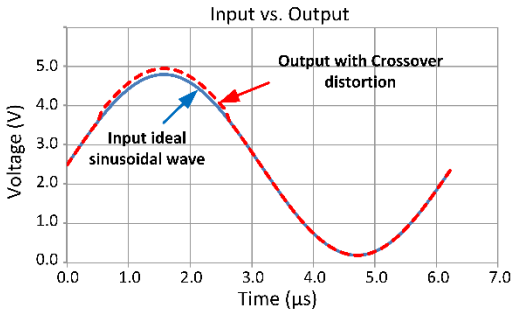


图 6

图 7 展示了轨至轨放大器的两种不同实现方式。一般来说，晶体管输入级无法在整个电源范围内实现线性工作。PMOS 晶体管可用于负电源的线性工作。而 NMOS 晶体管可用于正电源的线性工作。

实现轨至轨运行的一种方法（如图 7 左图所示）是并联使用两个不同的输入晶体管对。PMOS 晶体管将在负轨附近的共模信号下工作。而 NMOS 晶体管将对正轨附近的共模信号起作用。这种方法的问题在于两个输入对的偏移量不同。因此，随着共模电压的调整，操作将从 PMOS 切换到 NMOS，偏移也将随之改变。

创建轨至轨放大器的另一种方法（如图 7 右图所示）是使用内部电荷泵来增加正电源。在这种情况下，使用 PMOS 输入级。PMOS 通常对接近负电源的共模信号具有良好的摆幅，但当共模接近正电源时就会受到限制。通过增加正电源可消除这一问题，从而利用内部电荷泵避免共模限制。在本例中，内部正电源轨电压增加了 1.7 V，从而避免了共模限制。

## Input Cross-Over distortion vs Zero Cross-Over

PARAMETER: OPA350 – Has Crossover		MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT VOLTAGE RANGE					
V <sub>CM</sub>	Common mode voltage range	(V <sub>-</sub> )-0.1		(V <sub>+</sub> )+0.1	V
CMRR	Common mode Rejection -0.1V<V <sub>cm</sub> <5.6V	74	90		dB

PARAMETER: OPA320 – Zero Cross-Over		MIN	TYP	MAX	UNIT
INPUT VOLTAGE RANGE					
V <sub>CM</sub>	Common mode voltage range	(V <sub>-</sub> )-0.1		(V <sub>+</sub> )+0.1	V
CMRR	Common mode Rejection -0.1V<V <sub>cm</sub> <5.6V	100	114		dB

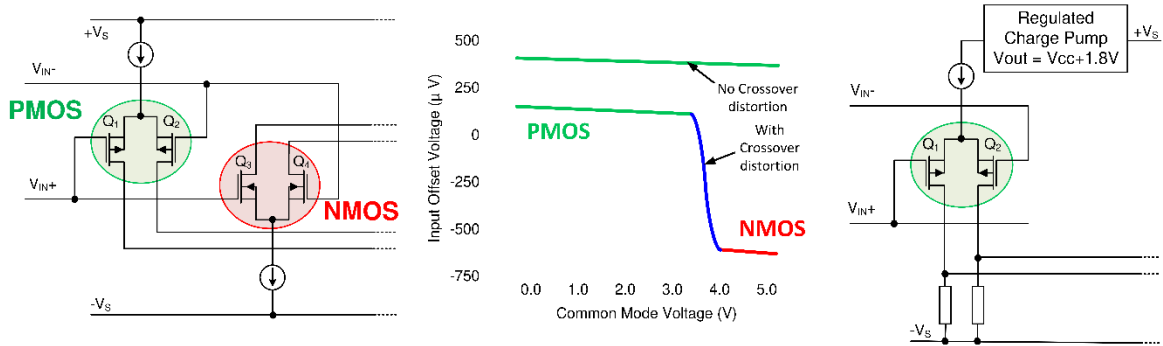


图 7

在图 7 中，我们看到了如何利用内部电荷泵消除输入交越失真。这种 0 输入交越类型的放大器是 SAR 数据转换器常用的驱动放大器。但需要注意的是，电荷泵是一个开关电容电路。开关会产生噪声，但在大多数现代放大器中，由于采用了非常低的纹波设计，噪声量已降到最低。尽管如此，电荷泵噪声有时仍有可能影响运算放大器的性能。

例如，OPA365 中的电荷泵开关频率为 10 MHz，而放大器的带宽为 50 MHz。因此，在较低增益配置中，电荷泵噪声将由放大器传递。一般来说，相对于放大器的宽带噪声，电荷泵噪声较小。

还要注意的，电荷泵信号可以通过外部电源馈入。在这种情况下，它会与其他电源噪声源结合，产生电荷泵开关频率谐波。因此，最好在运算放大器电源引脚上使用特性耦合。

在某些情况下，在放大器和其他敏感电路之间使用磁珠也会有所帮助。图 8 所示的布局特别注意确保与去耦电容器的连接是短距离的直接连接。此外，我们还使用了一个与高频电容器并联的大容量去耦电容器，以进一步减少从放大器馈入电源的电荷泵噪声。

## Optimize bypass for internal charge pump op amps

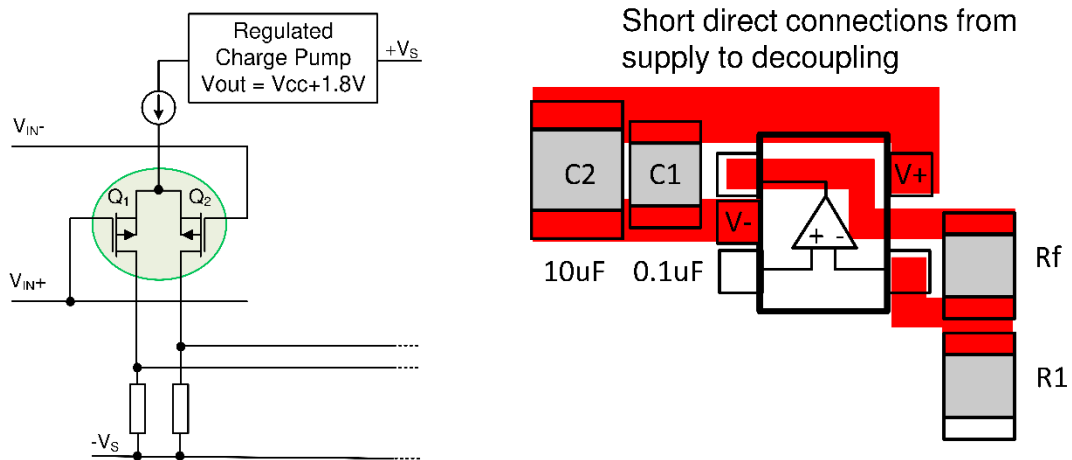


图 8

如果我们不使用 0 输入交越设备呢？输入交越失真会对 ADC 的信噪比和总谐波失真产生什么样的交流性能影响？本幻灯片显示的测量结果表明了输入交越失真对数据转换器交流规格的影响。

图 9 所示的 OPA316 的轨至轨输入具有输入交越失真。当输入共模电压超过 3.8 V 时，就会出现输入交越失真。如图 9 上图所示，我们应用一个 2 V 峰峰值信号并改变共模电压。您将看到，当输入信号进入交越区域时，输出信号将出现失真。

在图 9 左下图中，对于第一种情况，也就是最大共模输入信号为 2.5 V，没有进入交越区域。请注意，数据转换器在此区域具有良好的交流性能，总谐波失真为 108 dB，信噪比为 85 dB。将共模电压提高到 3.75 V 对交流性能影响不大，因为我们仍未进入交越区域。请注意，此时总谐波失真等于 104 分贝，信噪比等于 85 分贝。将共模电压进一步提高到 4 V，开始出现失真，因为我们进入了交越区域。现在，总谐波失真和信噪比下降到 99 dB 和 85 dB。进一步将共模电压提高到 4.75 V 后，失真会有更大幅度的增加。请注意，谐波明显变差，交流性能显著下降。现在，总谐波失真为 71.2 dB，信噪比为 83 dB。

这里并不是说您应该始终使用 0 输入分频设备。在许多情况下，输入交越失真带来的误差是可以接受的。重点只是要注意这种误差源，并在具有高性能交流规格的系统加以避免。

## THD vs. Input Crossover Distortion

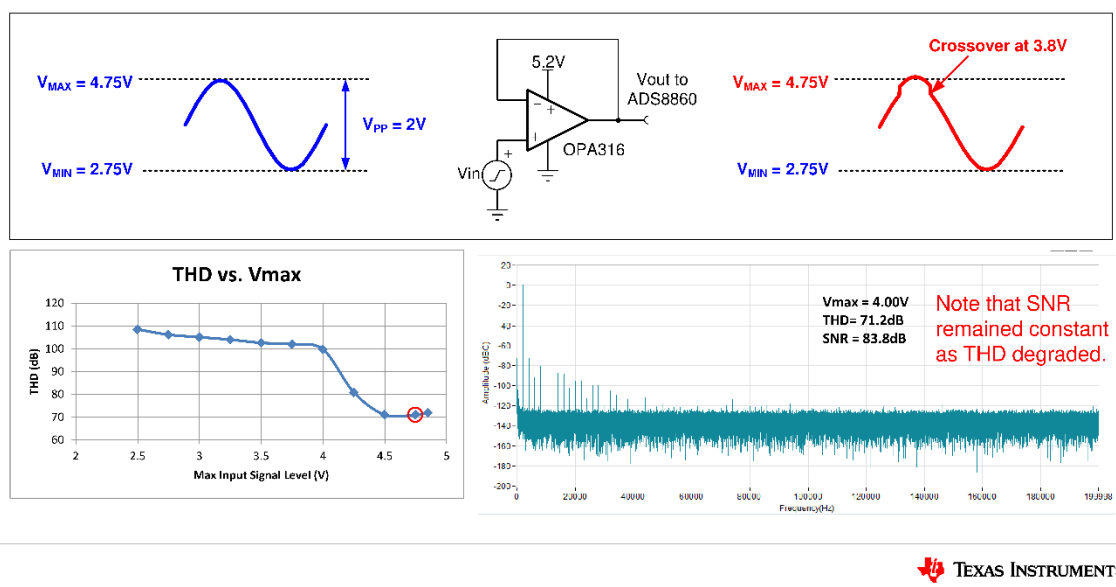


图 9

### 作者

周始勇/Joe Zhou[[zhou\\_shiyong@163.com](mailto:zhou_shiyong@163.com)]

个人博客[github: zhoushiyong010718]

XX 电子科技有限公司 硬件工程师

嵌入式硬件爱好者



## 3. 动手实验： ADC 驱动器的分频失真

Hello, and welcome to the TI Precision Labs hands-on experiment on crossover distortion. In this experiment, we'll compare the performance of two different rail-to-rail amplifiers. One amplifier, the OPA316, has input crossover distortion. The other amplifier, the OPA320, does not have crossover distortion.

大家好，欢迎来到 TI Precision Labs 的分频失真动手实验。在本实验中，我们将比较两种不同轨至轨放大器的性能。其中一个放大器 OPA316 具有输入交越失真。另一款放大器 OPA320 没有分频失真。

In this experiment, we'll measure the degradation of THD caused by crossover distortion. For this lab, we will use the OPA320 and OPA316 data sheet to show if the device has crossover distortion and the voltage level that the distortion occurs at. This experiment will not use simulation as SPICE models do not model THD and crossover distortion.

在本实验中，我们将测量分频失真造成的总谐波失真衰减。在本实验中，我们将使用 OPA320 和 OPA316 数据表来说明器件是否存在分频失真以及失真发生的电压电平。本实验将不使用仿真，因为 SPICE 模型无法模拟总谐波失真和分频失真。

Finally, we will measure the two amplifiers. To make this measurement, you will need the PLABS-SAR-EVM-PDK and its associated software. The EVM can be purchased. And the software can be downloaded using the provided link.



最后，我们将测量两个放大器。要进行测量，您需要 PLABS-SAR-EVM-PDK 及其相关软件。EVM 可以购买。软件可通过提供的链接下载。

The schematics at the left-hand side show the circuits we will evaluate. The only difference between the two circuits is the op-amp being used. The right-hand side shows small excerpts from amplifier data sheets. Specifically, we are looking at the common mode range and the Common Mode Rejection, or the CMRR specification.

左侧的原理图显示了我们要评估的电路。两个电路的唯一区别在于使用的运算放大器。右侧显示的是放大器数据表的一小部分摘录。具体来说，我们要看的是共模范围和共模抑制，即 CMRR 规格。

The common mode range for both amplifiers goes beyond the power supply rails. For the OPA316, the common mode range is 0.2 volts below the negative rail and 0.2 volts above the positive rail. In this example, the supply rails are ground and 5.2, so the common mode range for the OPA316 is minus 0.2 volts to 5.4 volts. The OPA320 common mode range can be calculated similarly to be minus 0.1 volts to 5.3 volts.

两个放大器的共模范围都超出了电源轨。对于 OPA316，共模范围是负轨以下 0.2 V，正轨以上 0.2 V。在本例中，电源轨为地和 5.2，因此 OPA316 的共模范围为负 0.2 V 至 5.4 V。OPA320 的共模范围可以类似地计算为负 0.1 V 至 5.3 V。

Now, let's look at the common mode rejection specification. Although both devices are rail-to-rail, the common mode rejection specification for the OPA316 is broken into two ranges. The first range is 1.4 volts below the positive rail. Note that this restricted range has 10 dB better performance than the full rail-to-rail range.

现在，让我们来看看共模抑制规范。虽然两个器件都是轨至轨，但 OPA316 的共模抑制规范分为两个范围。第一个范围是低于正轨的 1.4 V。请注意，这一受限范围的性能比完整的轨至轨范围高 10 dB。

On the other hand, the OPA320 lists only one common mode rejection specification. And the specified rejection is quite good. That is, it is greater than 100 dB. The point is that the OPA316 CMRR is better in the restricted range because it avoids the crossover region.

另一方面，OPA320 只列出了一个共模抑制规格。而且指定的抑制性能相当不错。也就是说，它大于 100 dB。关键在于，OPA316 的 CMRR 在受限范围内更好，因为它避开了交叉区域。

The upper common mode limit of 1.4 volts below the positive supply is about where the crossover distortion will happen. So in this case, the crossover happens at 3.8 volts, which is calculated by subtracting 1.4 volts from the 5.2 volt supply.

低于正电源 1.4 V 的共模上限大约是发生分频失真的地方。因此，在这种情况下，分频发生在 3.8 V，这是从 5.2 V 电源中减去 1.4 V 计算出来的。

The OPA320, on the other hand, has good performance across the entire common mode range. So you can assume it's a zero crossover distortion device. Also note, that most zero crossover amplifiers will highlight this feature on the data sheet front page, whereas rail-to-rail devices with crossover distortion may not emphasize this limitation.

另一方面，OPA320 在整个共模范围内都具有良好的性能。因此，您可以认为它是一款零分频失真器件。另外要注意的是，大多数零分频放大器都会在数据表首页强调这一特性，而具有分频失真的轨至轨器件可能不会强调这一限制。

Now, that we've done the simple calculation, let's set up the hardware and measure the performance. First set the jumpers on the PSI and the PLABS hardware as shown. Next, plug the PHI into the PLABS channel 2 connection, and install the OPA316 into the channel 2 socket. Connect the PSI to the PLABS board using the SMA cable as shown.

现在，我们已经完成了简单的计算，让我们来设置硬件并测量性能。首先设置 PSI 和 PLABS 硬件上的跳线，如图所示。然后，将 PHI 插入 PLABS 通道 2 连接，并将 OPA316 安装到通道 2 插座中。如图所示，使用 SMA 电缆将 PSI 连接到 PLABS 板。

Finally, plug the USB cables into your computer. When connecting the USB cables to the computer, an LED on the PHI should blink, and an LED on the PSI will illuminate continuously. Let's pause for a moment and set the



jumpers.

最后，将 USB 电缆插入电脑。将 USB 电缆连接到电脑时，PHI 上的 LED 灯应闪烁，PSI 上的 LED 灯将持续点亮。让我们稍停片刻，设置跳线。

Now, let's start the software by selecting the PLABS-SAR EVM icon on the Start, All Programs menu. Once the software is running, you should notice the green hardware connected message at the bottom of the software. Next, change the sampling rate to 500 kilo-samples per second. Finally, press here to expand the controls for the PSI hardware.

现在，选择“开始”、“所有程序”菜单上的 PLABS-SAR EVM 图标，启动软件。软件运行后，您会发现软件底部出现绿色的硬件已连接信息。接着，将采样率改为每秒 500 千采样。最后，按此处展开 PSI 硬件控制。

Let's pause and start the software. When power is first connected to the PHI, you will see two blinking LEDs and one solid LED. The PSI will have one solid LED. Once the software boots up, you will notice the power LEDs on the PLABS board illuminate. Now, let's set up the PSI.

暂停并启动软件。首次连接 PHI 电源时，您将看到两个闪烁的 LED 灯和一个实心的 LED 灯。PSI 将有一个实心 LED 灯。软件启动后，您会发现 PLABS 板上的电源 LED 亮起。现在，让我们来设置 PSI。

First, enter the peak-to-peak amplitude and the DC offset required. Let's start with 2 volts peak-to-peak and a 1.5 volt offset for this experiment. Next, press Update to save the changes.

首先，输入所需的峰峰值振幅和直流偏移。本实验的峰峰值为 2 V，偏移为 1.5 V。然后，按“更新”保存更改。

Finally, click on this button to enable the PSI output. Note, that the output is enable when it is the teal color as shown, and it is disabled when it is red. Also notice that the graphical display indicates the output is about 0.5 volts to 2.5 volts as expected. Pause and enter the PSI settings.

最后，点击此按钮启用 PSI 输出。注意，如图所示，输出为茶色时为启用状态，为红色时为禁用状态。还请注意，图形显示屏显示输出为 0.5 V 至 2.5 V。暂停并输入 PSI 设置。

Press Capture to read the ADC. Notice that the entire graph is filled with points. This is because the time scale isn't adjusted properly, and we need to zoom in to see a sine wave. Left click and drag to zoom in. Notice that the waveform fills the entire graph. This is because the graph automatically rescales in the Auto Mode.

按“捕捉”键读取 ADC。注意整个图形上都是点。这是因为时间刻度没有调整好，我们需要放大才能看到正弦波。左键单击并拖动放大。注意，波形充满了整个图形。这是因为图形在自动模式下会自动重新缩放。

Change to the Fit Code to range mode to see the waveform on the full scale range. Pause and adjust your display. Now, you can see the waveform on the full scale range, which is 5 volts in this example. Also, notice that the waveform range is 0.5 volts to 2.5 volts, which matches what we entered using the PSI controls. This display is useful as it helps us see that the signal is nowhere near the crossover region of 3.8 volts.

切换到“将代码拟合到量程”模式，查看全量程范围内的波形。暂停并调整显示屏。现在，您可以看到全量程范围内的波形，本例中为 5 V。此外，请注意波形范围为 0.5 V 至 2.5 V，这与我们使用 PSI 控制输入的值相符。这一显示非常有用，因为它可以帮助我们看到信号远未接近 3.8 V 的分频区域。

Now change the page to Spectral Analysis. Pause and switch page to Spectral Analysis. Notice that under the Spectral Analysis page, we can see important AC measured results like SNR and THD.

现在将页面切换至频谱分析。暂停并将页面切换至频谱分析。注意，在频谱分析页面下，我们可以看到 SNR 和 THD 等重要交流测量结果。

Also as a side note, the SNR in this experiment could be improved by applying a full scale signal. In this experiment, we are intentionally using a 2 volt peak-to-peak signal, so that we can see the effects of crossover distortion. For best SNR, we should really use a 5 volt signal.

另外，本实验中的信噪比可以通过应用全量程信号来改善。在本实验中，我们有意使用了 2 V 特的峰峰值信号，这样我们就能看到分频失真的影响。为了获得最佳信噪比，我们确实应该使用 5 V 信号。

Note that the frequency domain display shows the fundamental, noise floor, and harmonics. To zoom in on the harmonics, click Mark Harmonics. Pause and select Mark Harmonics. Here we can see the zoomed in view of the harmonics. Notice that each of the harmonics is labeled H2 to H10.

请注意，频域显示屏显示的是基频、本底噪声和谐波。要放大谐波，请单击标记谐波。暂停并选择标记谐波。在这里，我们可以看到谐波的放大视图。请注意，每个谐波都标有 H2 至 H10。

The display shows the nine harmonics that are used in the THD calculation. Also notice the harmonics are listed in a table format as well. Click here to minimize or maximize the PSI controls as needed.

显示屏显示了 THD 计算中使用的九次谐波。同时还注意到谐波也以表格形式列出。单击此处，根据需要最小化或最大化 PSI 控制。

Now that we have gone through the hardware setup, we can fill out a table that compares the AC performance of the OPA316 and the OPA320 versus common mode voltage. To simplify collecting data, you can click on the number in the GUI cell and hit Control-C to copy the number. Then click in the table and press Control-V to paste the number.

在完成硬件设置后，我们可以填写表格，比较 OPA316 和 OPA320 的交流性能与共模电压。为了简化数据收集工作，可以单击 GUI 单元中的数字，然后按 Control-C 键复制该数字。然后单击表格中的数字，按 Control-V 粘贴数字。

Also for each row in the table, you will have to enter the amplitude from the Vin column and the DC offset from the Vcm column. For example, for the first row, enter 2 volts peak-to-peak for the amplitude control and 1.5 volts into the DC offset control.

此外，对于表格中的每一行，您都必须从 Vin 列输入振幅，从 Vcm 列输入直流偏移。例如，对于第一行，在振幅控制中输入 2 V 峰峰值，在直流偏移控制中输入 1.5 V。

This table shows the expected results for the OPA316 and OPA320. Let's look at the first row. The input is set to 2 volts peak-to-peak or 1 volt peak. The common mode voltage or offset is set to 1.5 volts.

该表显示了 OPA316 和 OPA320 的预期结果。我们来看第一行。输入设置为 2 V 峰峰值或 1 V 峰峰值。共模电压或偏移设置为 1.5 V。

The sine wave negative peak is at Vcm minus Vpeak. In this case, it's 1.5 volts minus 1 volt, which is equal to 0.5 volts. Similarly, the positive peak is 1.5 volts plus 1 volt, which is 2.5 volts.

正弦波负峰值为 Vcm 减 Vpeak。在这种情况下，它是 1.5 V 减 1 V，等于 0.5 V。同样，正峰值为 1.5 V 加 1 V，即 2.5 V。

The positive peak denoted Vmax is the number we need to pay attention to. When Vmax is below the crossover voltage, we will not see crossover distortion and the AC performance should be good. When Vmax is above the crossover voltage, we should see crossover distortion and the AC performance should be degraded.

我们需要注意的是正峰值 Vmax。当 Vmax 低于分频电压时，我们就不会看到分频失真，交流性能也会很好。当 Vmax 高于分频电压时，我们会看到分频失真，交流性能会下降。

The OPA316 crossover region happens at 3.8 volts. So we should see degradation above this voltage. Sure enough, you can see that the OPA316 THD degrades significantly for Vmax of 4 volts and greater. Notice, however, that the OPA320 has good performance across all common mode voltages because it is a zero crossover device.

OPA316 的分频区域电压为 3.8 V。因此，在此电压以上，我们应该会看到性能下降。当然，您可以看到 OPA316 的总谐波失真在最大电压为 4 V 或更高时显著降低。但请注意，OPA320 在所有共模电压下都具有良好的性能，因为它是一个零交叉器

Now, you could run the experiment for the OPA320 and the OPA316. Your results should have the same trend as the expected results. But the specific value may differ somewhat. For example, you may see a THD of 100 dB for Vmax of 2.5 volts, and 67 dB for Vmax of 4.8 volts.

现在，您可以对 OPA320 和 OPA316 进行实验。您的结果应该与预期结果趋势相同。但具体数值可能会有些不同。例如，最大电压为 2.5 V 时，总谐波失真为 100 dB，最大电压为 4.8 V 时，总谐波失真为 67 dB。

The point isn't to focus on the exact value, but to notice that THD dramatically decreases once you enter the crossover region. A common error is to forget to adjust the sampling rate to 500 kilo-samples per second. This is needed as the OPA316 is not fast enough for the ADS8860 full sampling rate of 1 megasample per second.

重点不在于精确值，而在于注意一旦进入分频区域，总谐波失真就会急剧下降。一个常见的错误是忘记将采样率调整为每秒 500 千次采样。这是必要的，因为 OPA316 的速度不足以满足 ADS8860 每秒 1 兆采样的全采样率。

Graphing the results from the table shows that the OPA320 THD is relatively unaffected by the maximum input signal amplitude, but the OPA316 performance degrades when the maximum signal passes the crossover voltage of 3.8 volts. The attached Excel spreadsheet can be accessed by clicking on the icon in the PowerPoint presentation. This spreadsheet contains a table from the last slide and the graph shown here.

从表中的图表结果可以看出，OPA320 的总谐波失真（THD）相对不受最大输入信号幅度的影响，但当最大信号超过 3.8 V 的分频电压时，OPA316 的性能就会下降。点击 PowerPoint 演示文稿中的图标，可访问所附的 Excel 电子表格。该电子表格包含最后一张幻灯片中的表格和此处显示的图表。

When collecting data for the OPA320 use the coupon card labeled OPA320 good filter1. All other jumper settings and connections are the same for both amplifiers. That concludes the hands-on experiment. I hope this was useful to you. Thanks for your time.

收集 OPA320 的数据时，请使用标有 OPA320 良好滤波器 1 的优惠券卡。两个放大器的所有其他跳线设置和连接均相同。动手实验到此结束。希望对您有所帮助。感谢您的宝贵时间。

---

#### 作者

周始勇/Joe Zhou[[zhou\\_shiyong@163.com](mailto:zhou_shiyong@163.com)]

个人博客[github: zhoushiyong010718]

XX 电子科技有限公司 硬件工程师

嵌入式硬件爱好者



## 4. 在使用仪表放大器时确定 SAR ADC 的线性范围

仪表放大器或 INA 可滤除输入信号的共模电压，获取差分信号并通过增益进行放大，然后使用参考引脚对输出进行电平移动。通常，INA 针对直流精度和低噪声进行了优化。也就是说，INA 的偏移、偏移漂移和偏置电流通常较低。此外，INA 通常具有较低的带宽，因为它们旨在放大缓慢移动的传感器输出。

由于带宽通常较低，INA 通常无法直接驱动开关电容输入 SAR ADC。不过，它们可以直接驱动高压型 SAR 转换器的 PGA 输入。图 10 展示了典型的 INA 驱动 SAR ADC。本例中的输入信号为正负 10 mV。数据转换器有多个量程。在本例中，我们将选择正负 10 V，并调整 INA 输出以匹配 ADC 输入范围。增益要求可通过输出范围除以输入范围来计算。在本例中，增益为 1,000。大多数 INA 的增益可通过外部电阻器设置。数据手册中给出了增益关系式。

利用 INA826 数据表中的公式，我们可以找到最接近标准值的电阻为 49.9 欧姆。INA 的输出关系式为  $V_{OUT} = G_{826} \times V_{IN} + V_{REF}$ 。在图 10 的情况下，输入和输出都是对称的，因此不需要偏移。

## Instrumentation Amplifier (INA): Choose Gain

PARAMETER ADS8681	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>ANALOG INPUT</b>					
$V_{IN}$	Full-scale input voltage span	Input range = $\pm 3 \times V_{REF}$	-12.288	12.288	V
		Input range = $\pm 2.5 \times V_{REF}$	-10.24	10.24	
		Input range = $\pm 1.5 \times V_{REF}$	-6.144	6.144	

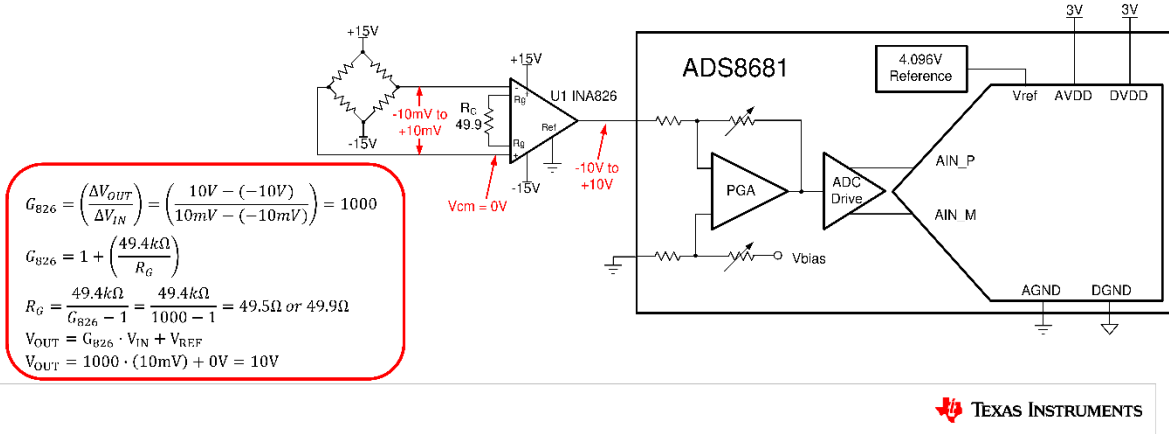


图 10

仪表放大器由多个运算放大器组成。下图显示了一种常见的 INA 配置。INA 内部的每个放大器都有自己的输入和输出摆幅限制。这些限制组合成 INA 的整体共模与输出摆幅限制。

## Common mode and output swing for INAs

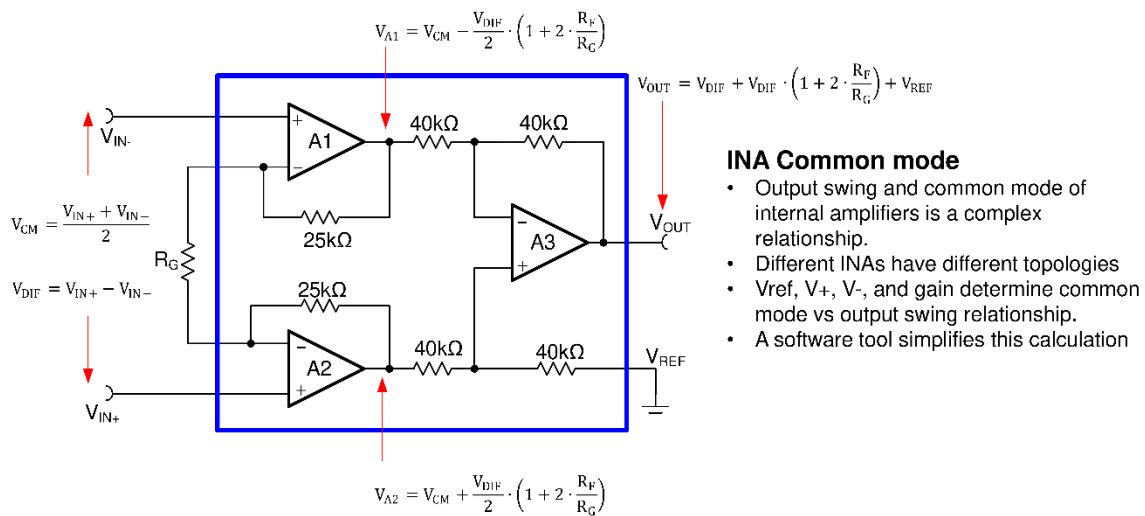


图 11

输出摆幅限制是输入共模、增益、电源和基准输入的函数。这种关系非常复杂，通常无法通过简单的公式或数据表参数来确定。在某些情况下，可以使用数据表中的共模与输出摆幅关系图来了解这种限制。

下面是 INA826 数据表中的示例，它们绘制了共模与输出摆幅限制的关系图。这类图表的一个关键点是要了解到  $V_{OUT} = V_{DIF} \times G$ 。这些图表的一个局限性是，它们只在特定的测试条件下有效。例如，左图显示的是 5 V 电源、增益等于 1 和两个特定参考电平下的共模范围与输出电压的关系。

## Verify INA Common Mode Range (INA826)

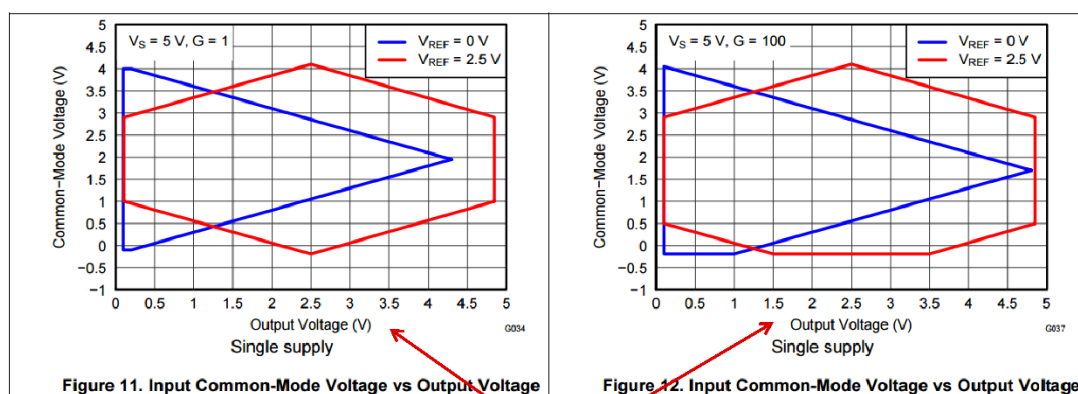


图 12

Here, we show a calculator tool that allows you to confirm that the instrumentation amplifier will have a linear output swing for your configuration. First, select the amplifier. Second, enter the supplies, gain, and reference voltage, and press the Create Graph button. Third, enter the common-mode voltage. Notice that the graph has common-mode voltage on the vertical axis and  $V_{out}$  on the horizontal axis.

在此，我们将展示一个计算器工具，让您确认仪表放大器将为您的配置提供线性输出摆幅。首先，选择放大器。其次，输入电源、增益和基准电压，然后按下创建图表按钮。第三，输入共模电压。请注意，图表的纵轴为共模电压，横轴为  $V_{out}$ 。

The selected common-mode voltage shows up as a green horizontal line. The output-swing limitations are the points where the green line intersects with the red and white plot. The actual minimum and maximum output swing numbers are displayed at the output of the min and max amplifier symbols.

选定的共模电压显示为一条绿色水平线。输出摆幅限制是绿线与红白图相交的点。实际的最小和最大输出摆幅数字显示在最小和最大放大器符号的输出端。

In this case, the output swing is negative 14.8 volts to positive 14.2 volts. This proves that our design will not have an output-swing limitation, as the output should range from negative 10 volts to positive 10 volts. It is highly recommended that you use this calculator after each INA design, as output-swing limitations are the most common problem in INA circuits.

在这种情况下，输出摆幅为负 14.8 V 至正 14.2 V。这证明我们的设计不存在输出摆幅限制，因为输出范围应为负 10 V 至正 10 V。强烈建议您在每次设计完 INA 后都使用该计算器，因为输出摆动限制是 INA 电路中最常见的问题。

In this slide, we find INA component values for a very similar problem to the last one we looked at. The main difference is that the input signal of 1 millivolts to 21 millivolts is not symmetrical, and we will have to apply an offset to translate the output to plus or minus 10 volts. Looking at the calculations, the gain is calculated by taking the change in output over the change in input. The gain-set resistor is selected using the equation from the datasheet. We rearranged the  $V_{out}$  equation to solve for  $V_{ref}$  and apply  $V_{in}$  equals negative 1 millivolts,  $V_{out}$  equals negative 10 volts, and gain equals 1,000.

在本幻灯片中，我们将找到与上一个问题非常相似的 INA 元件值。主要区别在于，1 mV 至 21 mV 的输入信号并不对称，我们必须应用偏移量将输出转换为正负 10 V。从计算结果来看，增益是通过输出变化与输入变化之比来计算的。增益设置电阻是通过数据表中的公式选择的。我们重新排列了  $V_{out}$  方程

以求解  $V_{ref}$ ，并应用  $V_{in}$  等于负 1 mV， $V_{out}$  等于负 10 V，增益等于 1,000。

The final result is that the reference voltage of negative 11 volts is required to shift the output to plus or minus 10 volts. This negative 11 volt reference is generated using a voltage divider and an amplifier buffer. It is very important to use a buffer, because the input to the INA ref pin is low impedance, and errors will occur if you directly connect the voltage divider to the ref input.

最终的结果是，需要负 11 V 的基准电压才能将输出转换为正或负 10 V。负 11 V 基准电压通过分压器和放大器缓冲器产生。使用缓冲器非常重要，因为 INA 参考引脚的输入是低阻抗的，如果将分压器直接连接到参考输入，就会产生误差。

Here, we show an example of a circuit that violates the common-mode limitations. The goal for this circuit is to translate a 0-volt to 10-millivolt input signal to a 0-volt to 10-volt output signal. The circuit is a high-side current shunt monitor, where the common-mode voltage is very close to 12 volts.

在此，我们展示一个违反共模限制的电路示例。该电路的目标是将 0 V 至 10 mV 的输入信号转换为 0 V 至 10 V 的输出信号。该电路是一个高压侧电流分流监控器，其共模电压非常接近 12 V。

After inputting the supply voltages, gain, and reference voltages to the software tool, it creates the red and white common-mode versus output plot shown. Adjusting the common mode to 12 volts shows that the common mode is limited to plus or minus 6.4 volts. Therefore, we cannot get 0 to 10 volts in this case, so a different amplifier or configuration will be required.

在向软件工具输入电源电压、增益和基准电压后，软件工具创建了红白共模与输出关系图。将共模电压调整到 12 V 后，共模电压被限制在正负 6.4 V 之间。因此，在这种情况下，我们无法获得 0 至 10 V 的电压，所以需要使用不同的放大器或配置。

Up to this point, we have shown the INA connected to a high-voltage SAR input with an internal high-speed buffer. These types of SAR converters are good for this type of application, because instrumentation amplifiers are often limited in bandwidth. However, there may be cases where it is desirable to drive a switched-capacitor SAR with a low-bandwidth INA. For example, the cost or accuracy of the switched-capacitor input may be an advantage.

到此为止，我们已经展示了将 INA 连接到带有内部高速缓冲器的高压 SAR 输入的情况。这类 SAR 转换器非常适合此类应用，因为仪表放大器的带宽通常有限。不过，在某些情况下，使用低带宽 INA 驱动开关电容 SAR 也是可取的。例如，开关电容输入的成本或精度可能是一个优势。

In these cases, the low bandwidth INA needs to be followed by a wide-bandwidth buffer amplifier. The buffer is required to allow for internal settling of the sample and old capacitor. Later, we will discuss how to properly select the buffer amplifier and external RC charge-bucket filter to optimize settling.

在这种情况下，低带宽 INA 之后需要一个宽带宽缓冲放大器。缓冲器需要允许采样和旧电容的内部沉淀。稍后，我们将讨论如何正确选择缓冲放大器和外部 RC 电荷桶滤波器，以优化沉降。

That concludes this video. Thank you for watching. Please try the quiz to check your understanding of this video's content.

本视频到此结束。感谢您的观看。请尝试进行测验，以检查您对本视频内容的理解程度。

---

## 作者

周始勇/Joe Zhou[[zhou\\_shiyong@163.com](mailto:zhou_shiyong@163.com)]

个人博客[[github: zhoushiyong010718](https://github.com/zhoushiyong010718)]

XX 电子科技有限公司 硬件工程师

嵌入式硬件爱好者





## 5. 用全差分放大器驱动 SAR ADC

下面我们介绍全差分放大器。FDA 类似于电压反馈运算放大器，但有一些主要区别。FDA 和运算放大器都有差分输入，但 FDA 有差分输出—— $V_{OUT+}$ 和 $V_{OUT-}$ 。此外，FDA 还有一个输入引脚  $V_{ocm}$ ，用于控制输出信号的共模。此外，运算放大器只有一条反馈路径，而 FDA 有两条反馈路径。由于 FDA 有两个输出，其动态范围是采用相同电源的放大器的两倍

最后，FDA 还能消除大部分偶次谐波，从而减少失真。由于许多 ADC 具有全差分输入，因此 FDA 自然成为输入驱动器的首选。让我们仔细看看 FDA 的应用实例。

图 13 是一个基本的 FDA 放大器设计。请注意两个反馈路径。差分增益的计算是  $G = \frac{R_{Fx}}{R_{Gx}}$ ，在本例中增益为 1。差分输入的测量是从正输入到负输入，即 2 减 1 V，或 1 V 特差分。

输出共模电压由  $V_{ocm}$  引脚设定，本例中为 2.5 V。差分输出等于差分输入乘以增益。因此，在本例中，输出为 1 V 乘以增益 1。不过，输出信号会发生偏移，以迫使共模与  $V_{ocm}$  引脚的设置相匹配。正输出端电压等于共模电压加上差分输出电压的一半。负输出端电压等于共模电压减去差分输出电压的一半。

### Fully Differential Amplifier or FDA

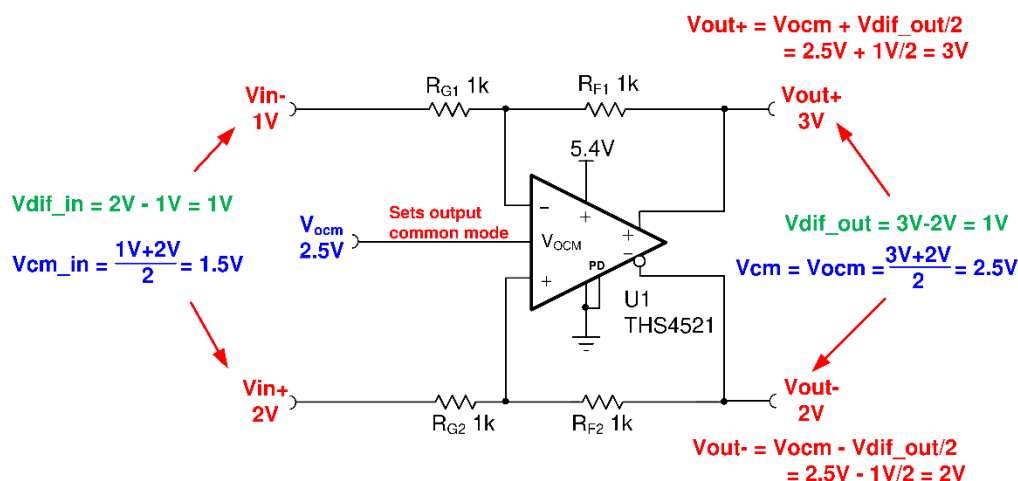


图 13

现在来看一个 ADC 电路示例图 14。这张幻灯片展示了典型 FDA (THS4551) 内部电路的一些细节。如图所示，该器件的核心是一个集成的差分高开环增益前向路径放大器。此外，设计中还集成了一个二级误差放大器，用于控制 FDA 的输出共模电压。误差放大器通常是一个宽频带、低噪声的单端运算放大器，用于检测共模信号并产生一个误差信号，迫使输出共模电压等于  $V_{ocm}$ 。

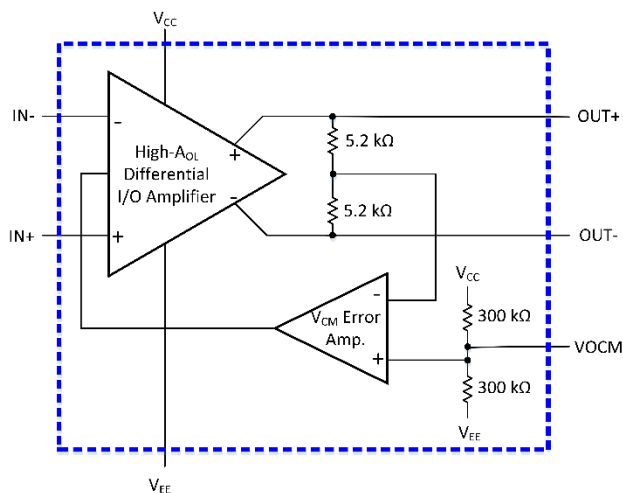
图中所示的 5.2 Kohm 集成电阻器可检测前馈放大器的平均输出电压，换句话说，也就是共模电压。然后，它将该平均电压与非反相引脚上的直流电压进行比较，并调整其输出电压，随后将其输入前馈放大器的内部偏置节点。请记住，在负反馈回路中，运算放大器的反相输入端和非反相输入端最好具有相同的电压。

因此，误差放大器的负反馈起到伺服回路的作用，调节前馈放大器的内部偏置节点，直到其反相输入端电压等于  $V_{ocm}$ 。当  $V_{ocm}$  引脚处于浮空状态时，误差放大器非反相输入端的电压会默认为电源中间值，因为放大器电源之间有一个内部电阻分压器。如果  $V_{ocm}$  引脚处于浮空状态，则应在  $V_{ocm}$  引脚与地之间外接一个电容器，以降低 300 千欧电阻器产生的高频热噪声。



对于要求输出共模不同于电源中间模式的应用，电路可以使用低输出阻抗直流源（通常是精密 DAC 或 ADC 的 VREF）从外部驱动 Vocm 引脚。请注意，在许多 SAR 应用中，由于共模要求可能很严格，因此有必要驱动 Vocm 引脚。

## Integrated FDA – THS4551 block diagram



- Integrated fully-differential, high  $A_{OL}$  amplifier
- Integrated wide-bandwidth, common-mode feedback, error amplifier
- Integrated resistors to detect the average output common-mode voltage
- Integrated mid-supply, common mode setting resistors

图 14

通过这张幻灯片，我们可以了解使用 FDA 设备对失真产生的影响。假设输入信号没有失真成分或失真成分极少。FDA 带来的任何失真都是由于其传递函数的非线性造成的。重要的是要明白，这些非线性通常非常小，在许多应用中可以忽略不计。不过，这些非线性因素确实存在，而且可以用多项式来模拟。

在幻灯片的顶部，我们以多项式的形式展示了非反相输出的输出函数，在幻灯片的底部，我们展示了反相输出的输出函数。对于这些函数， $x$  是一个可微分的输入信号。请注意，对于底部信号，差分输入的极性为负，因为放大器将其反相。对于偶次谐波，如  $x$  的平方和  $x$  的四次方， $V_{dif}$  信号的负号会被抵消，而对于奇次谐波  $x$  的立方和  $x$  的五次方，负号则不受影响。

# FDA Distortion Considerations

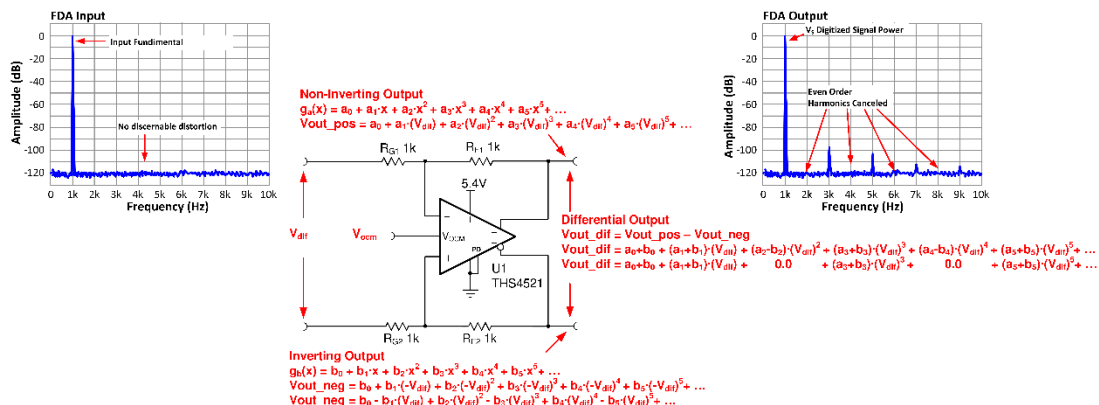


图 15

差分输出是从非反相信号中减去反相信号。假设两条路径的多项式系数相等，偶次项将被抵消，只剩下奇次谐波。因此，只要反相和非反相路径适当平衡并具有等效的非线性，FDA 设备就不会产生偶次谐波。

补充上一张幻灯片的讨论，输入信号中的任何失真成分都将直接传递到输出。这里的重点是，FDA 不会增加偶次谐波，但输入信号中的任何失真成分仍会传递到输出。有时，工程师会误以为 FDA 输入端的偶次谐波会被 FDA 抵消。但事实并非如此。

另一个要点是，FDA 中的反馈电阻必须匹配良好，以最大限度地减少失真。使用每摄氏度 0.1% 20 PPM 的金属膜电阻器足以满足大多数低失真设计的需要。

# FDA Distortion Considerations

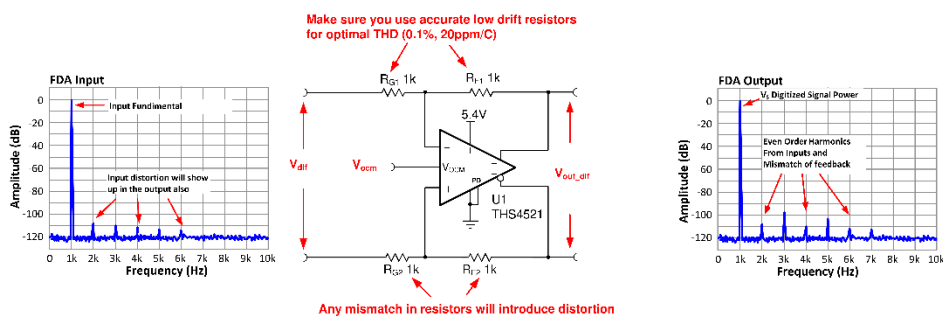


图 16

一些精密数据转换器具有全差分输入。然而，许多应用会产生单端信号。单端信号可通过所示电路

转换为全差分放大器。在本例中，单端信号是单极性的，即信号始终为正。在本例中，输入为 0 V 至 5 V，输出为正负 5 V，共模为 2.5 V。一般来说，数据转换器的输入共模要求等于基准的一半。与基准电压  $V_{ref}$  相连的分压器用于产生共模信号。

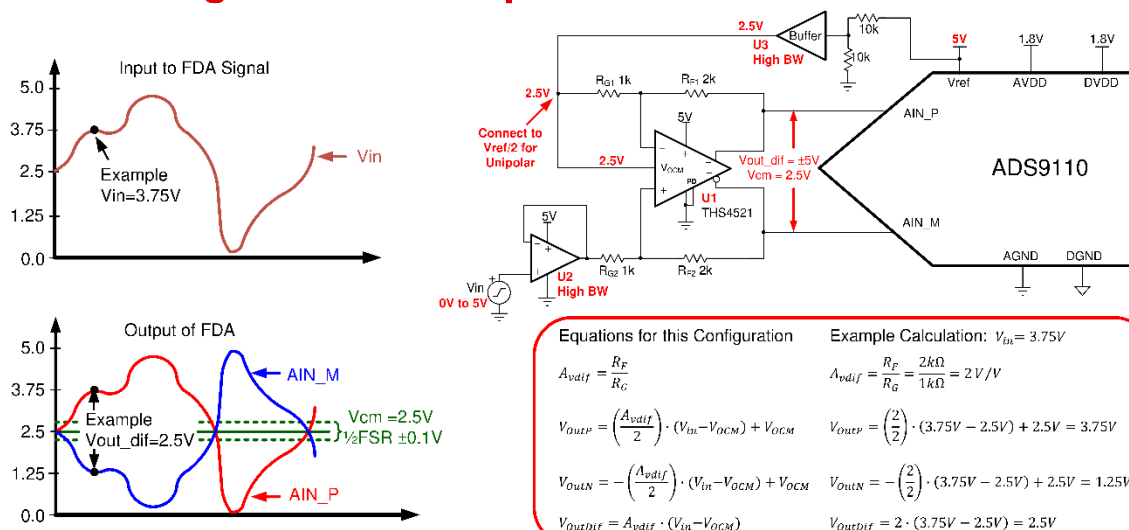
高带宽缓冲器 U3 可防止分压器负载。使用高带宽缓冲器非常重要，因为开关电容 SAR 电荷回跳会通过 FDA 的反馈网络馈入放大器的输出。出于同样的原因，输入信号缓冲器 U2 也需要使用高带宽放大器。稍后将详细讨论放大器的具体带宽要求。不过，一个快速的经验法则是，单位增益带宽应大于 5 除以采集时间。

幻灯片左侧显示了一些示例信号。顶部的输入信号为棕色。请注意，输入为单极信号，范围为 0 V 至 5 V。下面的输出显示为红色和蓝色。输出范围为正负 5 V。请注意，两个输出信号关于共模电压是对称的，在本示例中，共模电压为恒定的 2.5 V。

FDA  $V_{ocm}$  电压设定了共模信号。共模控制至关重要，因为大多数全差分 SAR 数据转换器的规格要求共模电压恒定在基准电压的一半。

红框中给出了输入输出关系式。这些方程用于 3.75 V 的示例输入。通过数学运算，计算出反相和非反相输出电压以及差分输出。

## FDA – Single Ended Unipolar to Differential



该电路与上一张幻灯片中的电路几乎完全相同。不同之处在于，这个电路将双极性单端输入转换为全差分信号，而上一个电路则将单极性单端信号转换为全差分信号。从硬件角度看，唯一的区别在于 FDA 的反相输入。该电路的地线为 G1，而上一个电路将该电阻连接到基准电压的一半。

从棕色显示的输入信号可以看出，这是一个正负 2 又 1/2 V 的双极性信号。输出信号是正负 5 V 全差分信号，共模设置为基准电压的一半。注意 AIN\_P 上的红色信号与输入信号一致，蓝色信号是输入信号的反相。这两个信号高于共模。右侧显示了该电路的方程式，以及输入电压为 3.75 V 的示例。

## FDA – Single Ended Bipolar to Differential

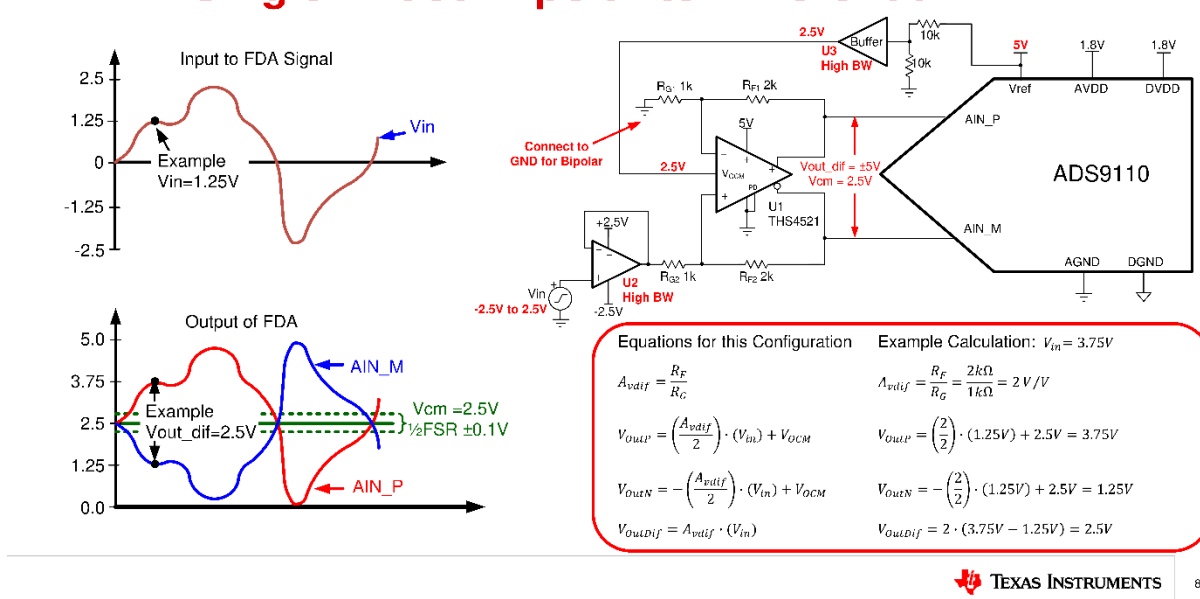


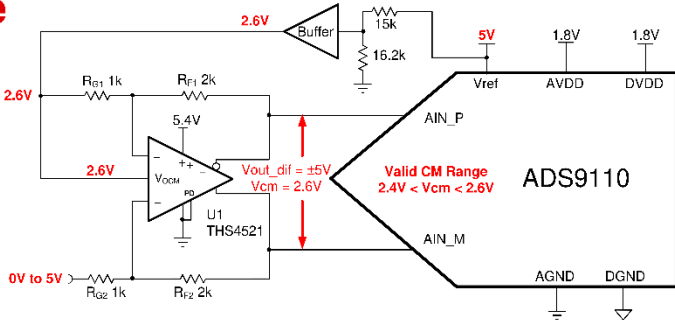
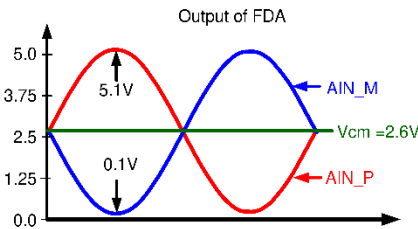
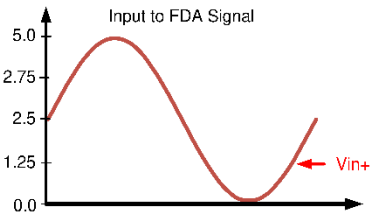
图 17

对单端转差分电路稍作修改，就能改善线性输出摆幅。在本例中，唯一的修改是将共模输出增加 0.1 V。在本例中， $V_{ocm}$  从 2.5 V 增至 2.6 V。这样做的效果是将输出信号向地面以上移动 0.1 V，以避免任何负输出摆幅限制。要知道，输入共模规格只允许与典型值有正负 0.1 V 的变化。因此，在不违反规范的情况下，共模偏移不能超过 0.1 V。

另一种改善到轨负摆幅的方法是使用负 0.2 V 的小型负电源。LM7795 电荷泵是产生负电源的一种方法。只需将电源电压提高到 5.4 V，就能改善正电源的输出摆幅。右侧的波形显示了输出信号如何在地线以上偏移，以避免负轨限制。

在此示例中，列出了 THS4521 FDA 规格。在最坏情况下，输出低电平摆幅或负轨摆幅为 0.15 V。因此，本示例中的 0.1 V 偏移并不能实现全量程线性输出摆幅，因为输出只向下摆动到 0.1 V。不过，它确实将线性范围提高了 0.1 V。但由于正摆幅的限制，电源电压为 5.4 V。因此，输出摆幅的计算方法是从电源中减去 0.3 V，即 5.1 V。因此，所需的输出摆幅对正轨没有限制。

# Improve Linear Range



PARAMETER THS4521		MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage low			(V-) + 0.1	(V-) + 0.15	V
Output voltage high		(V+) - 0.3	(V+) - 0.25		V

PARAMETER ADS9110		MIN	TYP	MAX	UNIT
Full-scale input voltage span		-Vref		Vref	V
Absolute Input voltage range	AIN to GND	-0.1		AVDD+0.1	V
Common-mode voltage range		(Vref/2)-0.1	Vref/2	(Vref/2)+0.1	V

图 18

## 作者

周始勇/Joe Zhou[[zhou\\_shiyong@163.com](mailto:zhou_shiyong@163.com)]  
个人博客[github: zhoushiyong010718]  
XX 电子科技有限公司 硬件工程师  
嵌入式硬件爱好者



## 6. Reference

[1] TI. Precision labs series: Analog-to-digital converters (ADCs). [Precision labs series: Analog-to-digital converters \(ADCs\) | TI.com](#).

## 7. 作者

## 作者

周始勇/Joe Zhou[[zhou\\_shiyong@163.com](mailto:zhou_shiyong@163.com)]

个人博客[github: [zhoushiyong010718](https://github.com/zhoushiyong010718)]

XX 电子科技有限公司 硬件工程师

嵌入式硬件爱好者



