

# 如何在儀器儀錶應用中實現七位半準確度 (I)

本文探討為儀器儀錶應用設計高準確度設備所涉及的挑戰，並介紹了由低 INL SAR ADC、全整合式超低溫漂精密基準電壓源、四通道匹配電阻網路和零漂移低雜訊放大器建構的高準確度訊號鏈解決方案。「如何在儀器儀錶應用中實現七位半準確度：第二部分」，將進一步深入探討完整的設計解決方案以及測量結果。

■作者：David Guo 和 Owen Liu  
ADI 應用工程師

許多儀器儀錶應用要求高準確度，例如數位萬用表 (DMM)、三相標準表、現場儀錶校準器、高準確度 DAQ 系統、電子秤 / 實驗室天平、地震監測儀器以及自動測試設備 (ATE) 中的源表 (SMU) / 功率測量單元 (PMU) 等。這些應用需要以非常高的準確度測量直流或低頻交流訊號，大多數情況下，實現應用選擇的相關元件需具備低 INL、高解析度、良好的穩定性和可重複性。在所有應用中，DMM 是最具代表性的應用。

為了建構七位半或更高準確度的 DMM，業界通常採用基於分立式元件搭建的多斜率積分 ADC。雖然此類 ADC 能夠保證合理的測量準確度，但其設計和除錯頗為複雜，因此許多工程師採用商用 ADC IC 來完成設計。在過去的十多年裡，市面上的 24 位元  $\Sigma$ - $\Delta$  ADC 被廣泛應用於六位半 DMM 的設計中。要想實現七位半的準確度和線性度，就必須使用更高性能的 ADC。另一個挑戰來自基準電壓源，深埋型齊納二極體基準電壓源需要複雜的外部訊號處理電路才能實現超低溫度漂移。

本文將介紹由低 INL SAR ADC、全整合式超低溫漂精密基準電壓源、四通道匹配電阻網路

和零漂移低雜訊放大器建構的高準確度訊號鏈解決方案。文中進行了準確度的理論分析和計算，可作為實際電路設計和測試的參考和指導。

## 高準確度 DMM 的主要直流指標參數

表 1 列出了市場上典型高準確度 DMM 的主要直流電壓測量指標參數。主要的指標參數包括：

- 輸入量程：定義允許的輸入訊號範圍。DMM 的各項規格參數和輸入量程有關，輸入量程有 1000 V、100 V、10 V、1 V 或 100 mV 等。10 V 為典型輸入量程，此時 DMM 的各項參數性能較優。表 1 為 10 V 量程對應的各項指標參數。對於其他量程，可使用高準確度電阻將 1000 V 或 100 V 訊號衰減至 10 V 量程，或者使用匹配良好的電阻陣列將 1 V 或 100 mV 訊號放大至 10 V 量程。
- 解析度或位數：解析度通常以百分比、ppm、或位數來表示。0DMM 的解析度大多根據所顯示的數位位元數 (位數) 來指定。通常，這可能是由一個整數和 0.5 組成的位數，例如六位半。半位數可以顯示 0 或 1。

- 典型的六位半表在 1 V 測量量程最高可以顯示 1.199999。典型的七位半儀錶在 10 V 測量量程最高可以顯示 11.999999。
- 對於某些產品，例如 ADC，解析度通常以位數來表示。例如，24 位元 ADC 會提供  $2^{24}$  個不同的值，即 16777216 個值。解析度用數位表示為  $\lg(16777216) = 7.2$ 。請注意，24 位元 ADC 的有效解析度通常小於 24 位元，這表示其有效位數小於 7.2。
- **準確度**：準確度用於衡量測量結果與真實值之間的一致程度。
- 許多因素都會影響準確度，例如雜訊、失調誤差、增益誤差和線性度等。就類比訊號鏈而言，訊號鏈上的每個元件都有這些誤差，並且可能影響整個系統的誤差或準確度。
- 準確度指標可能隨溫度和時間而變化。24 小時準確度、1 年準確度和溫漂可用於描述隨時間和溫度變化的準確度性能。這些參數決定了設備的穩定性和可重複性，即測量值是否隨時間變化以及多次測量值是否一致。

表 1: 市面上的高準確度 DMM

	六位半 DMM	七位半 DMM1	七位半 DMM2	八位半 DMM
位數	6.5	7.5	7.5	8.5
輸入量程 (V)	10	20	10	10
解析度 (ppm)	1	0.1	0.1	0.01
24 小時準確度 (ppm)	15 + 4	7 + 4	8 + 2	0.5 + 0.05
1 年準確度 (ppm)	35 + 5	24 + 4	16 + 2	8 + 0.05
線性度 (ppm)	3	3.5	1.5	0.1
雜訊 (ppm)	1	0.1	0.1	0.01
溫漂 (ppm/°C)	5 + 1		5 + 1	0.5 + 0.01

表 2: DMM 對 ADC 有效解析度的要求

	六位半 DMM	七位半 DMM1	七位半 DMM2	八位半 DMM
顯示範圍	1,200,000	21,000,000	12,000,000	120,000,000
解析度 (位數)	6.1	7.3	7.1	8.1
ADC 解析度	21.2	25.3	24.5	27.8
雜訊 (10 V 量程)	<10 $\mu$ V rms	<1 $\mu$ V rms	<1 $\mu$ V rms	<100 nV rms

- 表 1 中的準確度是在 100 PLC 或 10 PLC (5 Hz) 的讀取速率下測試的，其中，PLC 是工頻週期，100 PLC 表示一個測量週期為 100/50 Hz，即 2 秒。

■ **線性度**：用於衡量設備的輸入和輸出的線性關係。線性度可能會影響系統的準確度。

■ **雜訊**：系統雜訊決定了 DMM 設備的最低有效位數。通常，此參數在 100 PLC 或 10 PLC 下進行測試。

- 對於表 1 中所示的七位半 DMM2，10 V 輸入量程 0.1 ppm，則雜訊為 1  $\mu$ Vrms。這表示當輸入端短路時，最低位數 (1  $\mu$ V) 讀數可能會發生變化，讀數值為 00.00000X (X 會變化)。

對於高準確度訊號鏈，訊號鏈上的轉換器、基準電壓源、精密放大器和匹配電阻網路都會影響系統雜訊和準確度。更多細節將在後續章節中討論。

## ADC

ADC 用於將類比訊號轉換為數位碼，是類比域和數位域之間的橋樑。

表 2 列出了 10 V 輸入量程下不同 DMM 的 ADC 有效解析度要求。請注意，市面上大多數 DMM 的實際解析度位數均小於理想解析度位數。例如，七位半 DMM2 的實際解析度為 7.1 位數 (DMM 顯示範圍為 12000000)，ADC

有效解析度至少需要為 24.5 位元 (考慮到訊號有正負, 2 的 24.5 次冪 = 23726566, 接近 24000000), 10 V 輸入量程的雜訊應小於 1  $\mu$ V rms。

表 3 列出了 ADI 高解析度 ADC 的雜訊指標和有效解析度。

■對於六位半應用, AD7190 和 AD7175-2 是很好的 ADC 選擇。

■對於七位半應用, AD7177-2 和 LTC2500-32 是很好的 ADC 選擇。

■AD4630-24 的 INL 為  $\pm 0.1$  ppm 典型值 ( $\pm 0.9$  ppm 最大值), 顯著優於其他 ADC。雙通道、同步採樣、2 MSPS SAR ADC AD4630-24 同時具有低雜訊、低零漂和低增益溫漂特性, 是七位半訊號鏈解決方案的最佳選擇。

○AD4030-24 是單通道 2 MSPS ADC, AD4632-24 是雙通道 500 kSPS ADC, AD4032-24 是單通道 500 kSPS ADC。所有元件的 INL 性能都相似, 單通道元件的雜訊性能更優。

## 基準電壓源

基準電壓源決定了系統準確度。溫漂

表 3: ADI 高解析度 ADC 的雜訊和解析度指標

	AD7190(增益 = 1)	AD7175-2	AD7177-2	LTC2500-32	AD4630-24
REF (V)	5	5	5	5	5
5 Hz ODR 下的雜訊 (nV rms)	250	70	70		
有效解析度 (5 Hz ODR)	24.0	24.0	27.1		
60 Hz ODR 下的雜訊 (nV rms)	970	230	190	190	98
有效解析度 (60 Hz ODR)	23.2	24.0	25.6	25.6	26.6
有效位數 (60 Hz ODR)	6.7	6.9	7.4	7.4	7.7
線性度 (ppm) 典型值 / 最大值	1/5.0	1/3.5	1/3.5	0.5/2	0.1/0.9
其他優勢	PGIA 整合			通帶平坦濾波器、SINC1 ~ SINC4、SSINC 和均值濾波器	均值濾波器

(TC)、時漂 (LTD)、雜訊和初始準確度是基準電壓源的主要指標參數。

LTZ1000 和 LM399 具有良好的溫漂和時漂指標參數, 已經被廣泛應用於高位數 DMM。支援高準確度的基準電壓源還有很多選擇:

■ADR1399 的雜訊和負載調整指標優於 LM399。

■ADR1001 是一款完全整合、超低溫漂、深埋型齊納二極體精密基準電壓源。ADR1001 將 LTZ1000 所需的整個訊號處理電路整合到單一晶片中, 使得整體解決方案面積顯著減小, 簡化了設計流程。

■ADR4550D 輸出電壓為 5V, 初始準確度高。D 級的溫漂和時漂指標參數優於 A/B/C 級。

所有基準電壓源都是高準確度訊號鏈的卓越選擇。

## 放大器

許多運算放大器的某些誤差指標在 ppm 量級, 但沒有一個運算放大器的所有誤差指標都能達到 ppm 量級。例如, 斬波放大器可提供 ppm 級的失調電壓、DC 線性度和低頻雜訊, 但其輸入偏置電流和線性度隨頻率誤差較大。

表 4: 基準電壓源指標比較表

產品特性	ADR1001AEZ	LTZ1000ACH	ADR1399	ADR4550D
輸出電壓	6.6 V 典型值 5 V 微調後	7.2 V 典型值 $I_z = 5$ mA 時 7.15 V 典型值 $I_z = 1$ mA 時	7.05 V 典型值	5 V
輸出電壓雜訊 (0.1 Hz 至 10 Hz)	0.6 $\mu$ V p-p at 6.6 V 0.7 $\mu$ V p-p (5.0 V 時)	1.2 $\mu$ V p-p	1.44 $\mu$ V p-p	2.8 $\mu$ V p-p
溫漂	ADR1000 內核 <0.1 ppm/ $^{\circ}$ C 緩衝器 / 電阻輸出 < 0.2 ppm/ $^{\circ}$ C	0.05 ppm/ $^{\circ}$ C	0.2 ppm/ $^{\circ}$ C (典型值)	0.8 ppm/ $^{\circ}$ C
初始準確度	$\pm 0.05$ V	+0.3 V/-0.2 V $I_z = 5$ mA 時 +0.3 V/-0.25 V $I_z = 1$ mA 時	0.25 V/-0.3 V	$\pm 0.02\%$
長期漂移 (1000 小時)	5 V 時為 -4 ppm 6.6 V 時為 -5 ppm	2 $\mu$ V/ $\sqrt{\text{kHr}}$	7 ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$	5 ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$
封裝	20 接腳陶瓷 LCC	8 接腳 TO-5	TO-46 8 接腳 LCC	8 接腳 LCC
溫度範圍	-40 $^{\circ}$ C 至 +125 $^{\circ}$ C	-55 $^{\circ}$ C 至 +125 $^{\circ}$ C	0 $^{\circ}$ C 至 70 $^{\circ}$ C	0 $^{\circ}$ C 至 70 $^{\circ}$ C

表 5: ppm 準確度所需的運算放大器指標及數值列表

指標	數值	ADA4522	ADA4523-1	ADA4510
$V_{\text{noise}}$	< 6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	4.2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$V_{\text{noise}}$ 0.1 Hz 至 10 Hz	<1 ppm	117 nV p-p	88 nV p-p	1 $\mu$ V p-p
$I_{\text{noise}}$	< 6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.8 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	4 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$I_{\text{noise}}$ 0.1 Hz 至 10 Hz	<10 nA	2.4 pA rms	3.2 pA rms	12 fA rms
25 $^{\circ}$ C 時的 $V_{\text{os}}$	<200 $\mu$ V	5 $\mu$ V (最大值)	5 $\mu$ V (最大值)	20 $\mu$ V (最大值)
漂移最大值 $V_{\text{os}}$	<0.5 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C	22 nV/ $^{\circ}$ C	10 nV/ $^{\circ}$ C	0.5 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C
CMRR	>100 dB	145 dB (最小值)	140 dB (最小值)	121 dB (最小值)
CMRR 線性度	>120 dB	0.01 $\mu$ V/V	0.01 $\mu$ V/V	0.3 $\mu$ V/V
25 $^{\circ}$ C 時的 $I_{\text{bias}}$	<200 nA	150 pA (最大值)	300 pA (最大值)	10 pA (最大值)
$I_{\text{bias}}$ 與 $V_{\text{cm}}$ 線性度	<1 nA to 5 nA	2 pA/V	2 pA/V	0.2 pA/V
PSRR	>90 dB	150 dB	140 dB	121 dB
GBW	>1000 $\times$ 訊號頻寬	2.7 MHz	5 MHz	10.4 MHz
線性輸出電流	>15 mA	14 mA	20 mA	22 mA

雙極性放大器具有低寬頻雜訊和良好的線性度，但其輸入電流仍可能導致內部電路誤差。MOS 放大器具有卓越的偏置電流，但通常在低頻雜訊和線性度方面存在缺陷<sup>1</sup>。

在實際位準搬移、衰減 / 放大和主動濾波器電路中，要滿足  $\pm 5$  V 訊號、適用於 1 k $\Omega$  環境並達到 1 ppm 線性度，運算放大器需滿足一些基本要求，如表 5 第二列所示。

除了表 5 列出的參數外，溫漂和時漂也非常重要。ADA4522-2 和 ADA4523-1 採用自校

準電路，具有低溫漂 (最大 0.01  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C) 以及低時漂。

對於目標訊號頻率接近斬波放大器開關頻率的應用，ADA4510-2 可能是個好的選擇，其大多數指標都夠好，可以用在訊號鏈的任何位置。

### 匹配電阻網路

匹配電阻網路 LT5400 和 LT5401 具有非常低的匹配溫漂和時漂指標，可與放大器配合

使用，根據不同應用的要求配置類比前端的增益。表 6 為 ADI 的匹配電阻網路產品。對於 LT5400，表中列出的是 B 級指標。LT5400 A 級的絕對電阻匹配比更優，其匹配溫漂和時漂與 LT5400B 相同。

### AFE 電路 (增益固定)

圖 1 是 LTSpice AFE 電路，將  $\pm 10\text{ V}$  訊號轉換為 ADC 容許輸入範圍內的  $2.5\text{ V} \pm 2.5\text{ V}$  差模訊號。

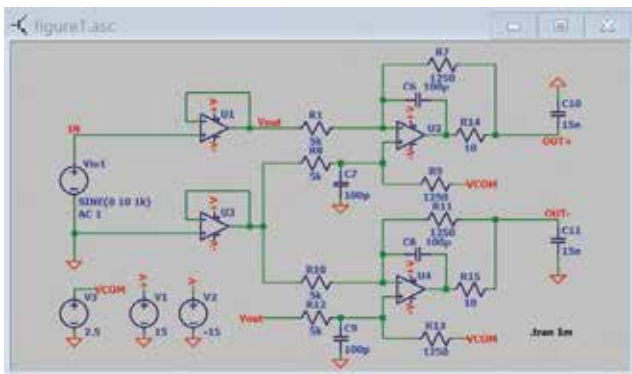
■ U1 和 U3 是緩衝器，用於增加 AFE 電路的輸入阻抗。

■ VCOM 提供  $2.5\text{ V}$  電壓，將 AFE 輸出偏置為正訊號。

表 6: 匹配電阻網路

產品型號	時漂 (典型值) ppm	電阻 (歐姆)	電阻比	電阻匹配溫漂 (典型值) pm/°C
LT5401	8	4 × 350, 4 × 700	1:2	200 m
LT5400B-1	2	4 × 10 k	1:1	200 m
LT5400B-2	2	4 × 100 k	1:1	200 m
LT5400B-3	2	2 × 100 k, 2 × 10 k	1:10	200 m
LT5400B-4	2	4 × 1 k	1:1	200 m
LT5400B-5	2	4 × 1 M	1:1	200 m
LT5400B-6	2	2 × 1 k, 2 × 5 k	1:5	200 m
LT5400B-7	2	2 × 1.25 k, 2 × 5 k	1:4	200 m
LT5400B-8	2	2 × 1 k, 2 × 9 k	1:9	200 m
MAX5492		10 k 電阻分壓器	1:1 to 10:1	1.5
MAX5490		100 k 電阻分壓器	1:1 to 100:1	1
MAX5491		30 k 電阻分壓器	1:1 to 30:1	2

圖 1: LTSpice AFE 電路



■ LT5400-7 (2×1.25k、2×5k) 將訊號衰減 1/4，以使訊號處於 ADC 輸入範圍內。

■ 放大器配置為迴路內補償電路，以驅動 SAR ADC。

■ 藍色曲線 ( $\pm 10\text{ V}$  輸入) 和紅色曲線 ( $\pm 5\text{ V}$  差分輸出) 是 LTSpice 的模擬結果。

0.1 Hz 至  $\sim 10\text{ Hz}$  時，AFE 電路的雜訊模擬結果為  $32\text{ nV rms}$ ，大概是  $98\text{ nV rms}$  ADC 雜訊的 1/3。

### 24 小時準確度分析 ( $T_a = 23 \pm 1^\circ\text{C}$ )

影響準確度的主要因素是兩類誤差：失調誤差和增益誤差。失調誤差決定量程的不確定度，增益誤差決定讀數的不確定度。元件貢獻

的絕對誤差可以在系統級進行校準，而與溫度和時間相關的誤差則難以校準。

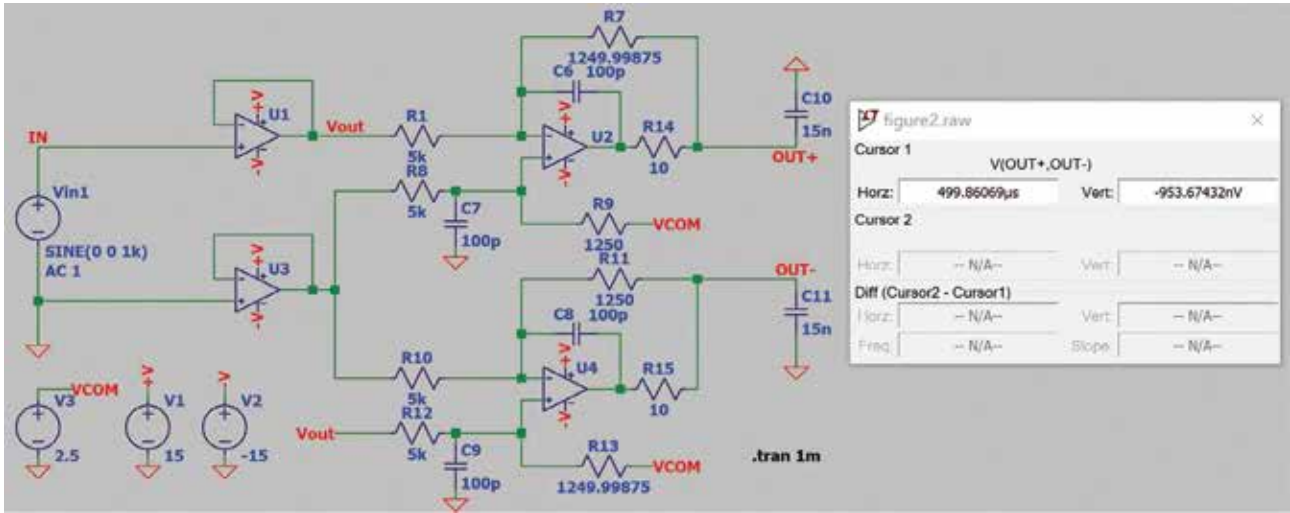
24 小時準確度主要由元件的溫度相關誤差決定，通常規定為  $\pm(\text{讀數的百分比} + \text{量程的百分比})$  或  $\pm(\text{讀數的 ppm} + \text{量程的 ppm})$ 。

### 失調誤差

失調誤差造成的不



圖 2: 模擬 LT5400-7 匹配溫漂帶來的失調誤差



確定性與訊號無關。例如，假設輸入訊號為 0，最終的輸出讀數可能因放大器的失調漂移誤差而有所不同。這表示放大器的失調漂移誤差會引起量程的不確定性。除了放大器的失調漂移之外，還需要考慮和分析電阻網路的溫漂、ADC 的零點漂移以及 ADC 的 INL。(請注意，ADC INL 被認為是失調不確定性，因為其非線性峰值未知)。

圖 2 用於模擬 LT5400-7 的誤差貢獻：

- 理論上，當輸入為 0 V 時，AFE 電路的輸出也應為 0 V。
- 假設 R8/R9 和 R1/R7 之間的匹配度為 1 ppm，則輸出將為 -0.5  $\mu\text{V}$ ，即 -0.1 ppm 誤差。
- 假設 R13/R12 和 R11/R10 之間的匹配度為 1 ppm，則輸出將為 -1.0  $\mu\text{V}$ ，即 -0.2 ppm 誤差。
- LT5400-7 的最大電阻匹配比溫漂為  $\pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ，因此其失調誤差貢獻為  $\pm 0.2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

表 7 總結了不同誤差源帶來的失調誤差。

- 總溫漂誤差 =  $\sqrt{0.0022 + 0.005^2 + 0.2^2}$

表 7: 失調誤差源分析

誤差源	最大值	失調誤差
ADA4523 緩衝器	$\pm 0.02 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ( $\pm 10 \text{ V}$ 範圍)	$\pm 0.002 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
ADA4523 衰減器	$\pm 0.025 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ( $\pm 5 \text{ V}$ 範圍)	$\pm 0.005 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
LT5400 電阻匹配	1 ppm/ $^\circ\text{C}$	$\pm 0.2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
AD4630 零點漂移	$\pm 0.007 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ (典型值)	$\pm 0.007 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
AD4630 INL	$\pm 0.9 \text{ ppm}$	$\pm 0.9 \text{ ppm}$

$$0.007^2 \approx 0.2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}.$$

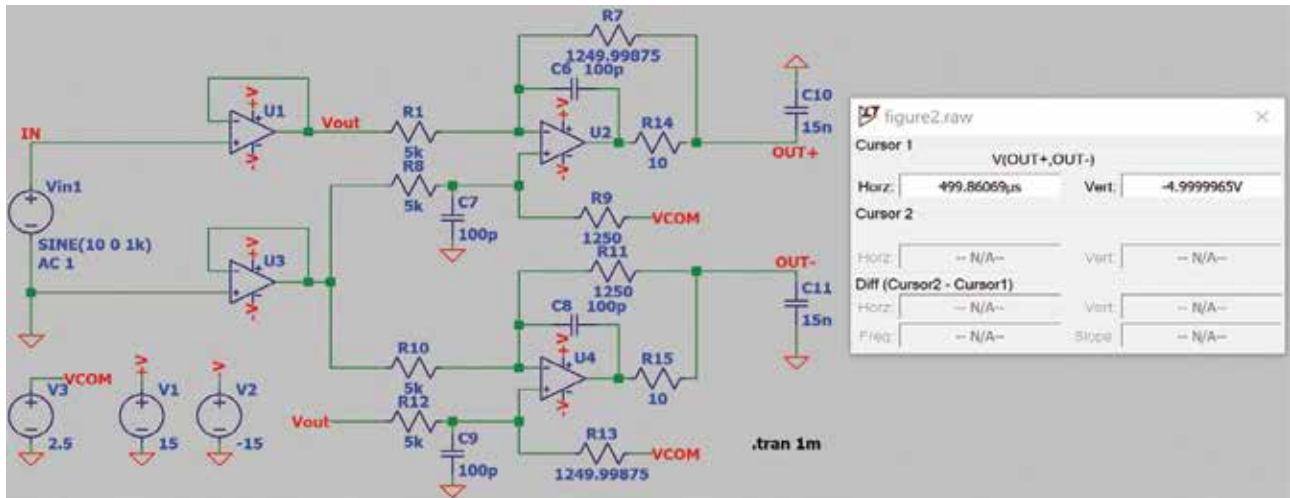
- 考慮到溫度不確定度為  $\pm 1^\circ\text{C}$ ，故總溫漂誤差為 0.2 ppm。
- 加上 0.9 ppm ADC INL 誤差，總失調誤差 =  $\sqrt{0.22 + 0.92} \approx 1 \text{ ppm}$ 。

### 增益誤差

增益誤差造成的不確定性與訊號大小有關。例如，假設輸入訊號為 0，最終輸出讀數可能不會因基準電壓源失調漂移誤差而有所不同。這表示基準電壓源的失調漂移誤差會引起讀數的不確定性。除了基準電壓源的失調漂移之外，還需要考慮和分析電阻網路的溫漂、ADC 的增益誤差漂移、基準電壓源的滯回誤差以及放大器的 CMRR。

圖 3 用於模擬 LT5400-7 貢獻的增益誤差：

圖 3: 模擬 LT5400-7 匹配溫漂帶來的增益誤差



■理論上，當輸入為 10 V 時，AFE 電路的輸出 (OUT+OUT-) 應為 -5 V。

■假設 R8/R9 與 R1/R7 之間的匹配度為 1 ppm，R13/R12 與 R11/R10 之間的匹配度為 1 ppm，則輸出為  $-3.5 \mu\text{V}$ ，若扣除  $-1 \mu\text{V}$  失調誤差，則增益誤差為  $-2.5 \mu\text{V}$ 。

■LT5400-7 的最大電阻匹配比溫漂為  $\pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ，因此增益誤差貢獻為  $\pm 0.5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

ADA4523-1 的 CMRR 最小值為 140 dB，在  $\pm 10 \text{ V}$  輸入下，緩衝器的  $V_{cm}$  變化為  $\pm 10 \text{ V}$ ，U4 的  $V_{cm}$  變化為  $0 \text{ V}$  至  $\sim 4 \text{ V}$ ，有限的 CMRR 可能會隨著輸入變化而引起額外的增益誤差。

溫度變化為  $\pm 1^\circ\text{C}$ ，因此可以忽略基準電壓源的溫度滯回誤差。在工作溫度範圍較寬的其

他應用中，需要考慮基準電壓源滯回誤差。

表 8 總結了不同誤差源帶來的增益誤差。

■總溫漂誤差 =  $\sqrt{0.5^2 + 0.2^2 + 0.07^2} \approx 0.54 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

■考慮到溫度不確定度為  $\pm 1^\circ\text{C}$ ，故總溫漂誤差為 0.54 ppm。

■加上放大器 CMRR 誤差和基準電壓源溫度滯回誤差，總增益誤差 =  $\sqrt{0.54^2 + 0.1^2 + 0.1^2} \approx 0.6 \text{ ppm}$ 。

根據分析，對於由 ADA4523-1 + LT5400-7 + AD4630-24 + ADR1001 組成的訊號鏈，估計 24 小時準確度 ( $T_a = 23 \pm 1^\circ\text{C}$ ) 為  $\pm(0.6 \text{ ppm} + 1.0 \text{ ppm})$ 。從表 7 和表 8 可以得出如下結論：放大器的溫漂、基準電壓源的溫漂、電阻匹配溫漂和 ADC INL 對於整個系統的準確度都很重要。

表 8: 增益誤差源及分析

誤差源	最大值	增益誤差
LT5400 電阻匹配	$\pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$	$\pm 0.5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
ADR1001 TCvos	$\pm 0.2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$	$\pm 0.2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
AD4630 增益溫漂	$\pm 0.07 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ (典型值)	$\pm 0.07 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ (典型值)
ADA4523 緩衝器 CMRR	140 dB CMRR	$\pm 0.1 \text{ ppm}$
ADA4523 衰減器 CMRR	140 dB 引起 $\pm 0.5 \mu\text{V}$ ( $0 \text{ V}$ 至 $4 \text{ V } V_{cm}$ )	$\pm 0.1 \text{ ppm}$
ADR1001 滯回	$\ll 1 \text{ ppm}$	$\ll 1 \text{ ppm}$

1 年準確度 ( $T_a = 23 \pm 5^\circ\text{C}$ )

對於儀錶來說，準確度會隨著時間的推移而降低。這是因為元件參數會隨時間而變化，不確定性會按照時間的平方根增加。儀錶準確度與時間的指標非常重要。

通常將其規定為  $\pm$ (讀數的百分比 + 量程的百分比) 或  $\pm$ (讀數的 ppm + 量程的 ppm)，時間可以為 30 天、90 天、1 年，工作環境溫度為  $23 \pm 5^\circ\text{C}$ 。

### 溫度引起的失調誤差和增益誤差

參考表 7，

■ 總溫漂誤差 =  $\sqrt{0.002^2 + 0.005^2 + 0.2^2 + 0.007^2} \approx 0.2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

■ 考慮到溫度不確定度為  $\pm 5^\circ\text{C}$ ，故總溫漂誤差為 1 ppm。

■ 加上 0.9 ppm ADC INL 誤差，總失調誤差 =  $\sqrt{1^2 + 0.9^2} \approx 1.35 \text{ ppm}$ 。

參考表 8，

■ 總溫漂誤差 =  $\sqrt{0.5^2 + 0.2^2 + 0.07^2} \approx 0.54 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

■ 考慮到溫度不確定度為  $\pm 5^\circ\text{C}$ ，故總溫漂誤差為 2.7 ppm。

■ 加上放大器 CMRR 誤差和基準電壓源溫度滯回誤差，總增益誤差 =  $\sqrt{2.7^2 + 0.1^2 + 0.1^2} \approx 2.70 \text{ ppm}$ 。

根據分析，對於由 ADA4523-1 + LT5400-7 + AD4630-24 + ADR1001 組成的訊號鏈，估計準確度 ( $T_a = 23 \pm 5^\circ\text{C}$ ) 為  $\pm (2.70 \text{ ppm} \pm 1.35 \text{ ppm})$ 。

### 失調誤差和增益誤差隨時間的變化

不同元件對時漂指標的測試條件不同。假設全年的工作溫度為  $28^\circ\text{C}$ ，則可以使用 Arrhenius 公式推導出  $28^\circ\text{C}$  下的加速因數。加速因數計算公式如下

$$a = \exp\left[\frac{E_a}{k_B}\left(\frac{1}{T_{op}} - \frac{1}{T_{stress}}\right)\right] \quad (1)$$

$E_a$  為 0.68 eV； $k_B$  為玻爾茲曼常數

$8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$ ； $T_{op}$  和  $T_{stress}$  分別為工作溫度和應力測試溫度，單位為 K。

以 LT5400 為例，資料手冊顯示 2000 小時、 $35^\circ\text{C}$  下，其電阻匹配比的時漂指標參數為  $< 2 \text{ ppm}$ ，可使用式 1 來計算其 1 年在  $28^\circ\text{C}$  下的漂移值。加速因數：

$$a = \exp\left[\frac{0.68}{8.62 \times 10^{-5}}\left(\frac{1}{301} - \frac{1}{308}\right)\right] = 1.81 \quad (2)$$

這表示  $28^\circ\text{C}$  時， $2000 \times 1.81 = 3629$  小時的漂移指標參數為  $< 2 \text{ ppm}$ ，那麼 1 年 (8760 小時) 後，LT5400 可能會漂移  $\sqrt{8760/3629} \times 2 \text{ ppm} = 3.1 \text{ ppm}$

$$\sqrt{\frac{8760}{3629}} \times 2 \text{ ppm} = 3.1 \text{ ppm}$$

同理，ADR1001 在 1000 小時、 $25^\circ\text{C}$  下的時漂指標參數為 4 ppm，1 年後 ADR1001 可能會漂移 13 ppm。ADR1399 在 1000 小時、 $25^\circ\text{C}$  下的時漂指標參數為 7 ppm，1 年後 ADR1399 可能會漂移 23 ppm。

ADA4523-1 的平均時漂  $< 0.03 \mu\text{V}$ 。

表 9 顯示， $28^\circ\text{C}$  時 1 年後的估計準確度為  $\pm (13.1 \text{ ppm} + 0.62 \text{ ppm})$ 。

綜合溫度帶來的不確定性  $\pm (2.70 \text{ ppm} + 1.35 \text{ ppm})$  ( $T_a = 23 \pm 5^\circ\text{C}$ )，最終 1 年準確度為： $\pm (13.4 \text{ ppm} + 1.5 \text{ ppm})$ 。

表 10 總結了 ADA4523-1 + LT5400-7 + AD4630-24 + ADR1001 的理論準確度指標參數，與市面上的典型七位半 DMM 的指標參數相近。

## 結論

我們的理論分析和計算說明，利用 0.1 ppm INL 2 MSPS SAR ADC AD4630、全整合超低溫漂 ADR1001、低雜訊零漂 ADA4523-1 和 1 ppm/ $^\circ\text{C}$  LT5400 等元件建構

表 9: 1 年後誤差分析

誤差源	1 年的元件漂移	失調誤差	增益誤差
ADA4523 緩衝器	$\pm 0.03 \mu\text{V}$	$\pm 0.003 \text{ ppm}$	
ADA4523 衰減器	$\pm 0.03 \mu\text{V}$	$\pm 0.006 \text{ ppm}$	
LT5400 電阻匹配	$\pm 3.1 \text{ ppm}$	$\pm 0.62 \text{ ppm}$	$\pm 1.55 \text{ ppm}$
ADR1001	$\pm 13 \text{ ppm}$	$\pm 13 \text{ ppm}$	
總計		$\pm 0.62 \text{ ppm}$	$\pm 13.1 \text{ ppm}$

的訊號鏈可以實現卓越的準確度性能。在「如何在儀器儀錶應用中實現七位半準確度：第二部分」中，我們將詳細介紹完整的設計解決方案以及測量結果。

#### 參考資料


<sup>1</sup> Barry Harvey, 「您真的能透過運算放大器實現 ppm 級準確度嗎？」《類比對話》，第 53 卷第 3 期，2019 年 7 月。 

表 10: 比較典型 DMM 與本解決方案的指標參數

	輸入量程 (V)	24 小時準確度 (ppm)	1 年準確度 (ppm)	雜訊 (ppm)	溫漂 (ppm/°C)
ADA4523-1 + LT5400-7 + AD4630-24 + ADR1001	10	0.6 + 1	13.4 + 1.5	0.1	0.54 + 0.2
七位半 DMM2	10	8 + 2	16 + 2	0.1	5 + 1

## 資策會助攻中科院無人機專案通過 CMMC 驗證 帶動國防供應鏈資安升級

隨著美國國防供應鏈資安要求持續提升，財團法人資訊工業策進會資安科技研究所（資策會資安所）積極推動 CMMC 制度在臺落地，並於日前成功協助國家中山科學研究院（中科院）無人機專案通過驗證，成為我國國防體系接軌國際資安標準的重要成果，也展現臺灣具備導入國際資安規範的實務能力。

隨著無人機技術廣泛應用於高敏感性任務，其資安防護與治理能力亦成為關鍵核心。本次無人機專案通過 CMMC 驗證，不僅代表相關單位符合國際資安要求，也顯示我國已具備將國防科技研發結合資安治理與國際合規之能力，進一步強化與國際供應鏈接軌基礎，並為後續國防產業鏈資安升級及國造無人機產業發展奠定重要基礎。

面對全球資安威脅情勢升溫，CMMC 已逐步成為國際供應鏈的重要門檻。中科院資安中心此次推動及辦理導入制度，並委由資策會資安所團隊協助航空所導入，除強化既有防護機制，更進一步建立制度化、流程化且具可驗證性的管理體系，展現資安從單一技術導入，逐步邁向整體治理能力建構的發展趨勢。

在驗證推動過程中，資策會資安所協助中科院航空所，將國際規範轉化成可落實的內部流程，並透過系統化盤點與文件建置，釐清現有資安措施與國際要求之間的差距，同時強化驗證證據的完整性與一致性。此舉不僅有效縮短驗證準備時程，也降低驗證風險，並提升資安管理的可追溯性與持續維運能力。

資策會資安所長期投入 CMMC 制度研究與推廣，並持續與國際接軌，累積國際資安合規實務經驗，具備推動國際標準在地化導入之能力。同時，資安所亦具備跨標準整合優勢，協助建立一致且可持續的資安治理體系，透過實務導向的輔導方法論與工具機制，涵蓋差距分析、文件建置、證據準備與內部稽核等關鍵流程，大幅提升驗證準備效率。