

# 基於 RTD 的高精度測溫系統—設計、驗證和誤差補償

RTD 測溫系統的誤差是否存在一致性？能否設計一個無需校準的高精度 RTD 測溫系統？本文基於 AD7124-8 設計了無需校準就能在  $-25^{\circ}\text{C}\sim 140^{\circ}\text{C}$  的量程範圍內僅有  $\pm 0.15^{\circ}\text{C}$  誤差的高精度 RTD 測溫系統。

■文：Leo Guo 及 Nandin Xu  
ADI 應用工程師

文中首先將介紹 RTD 測溫系統的理論誤差計算思路，圍繞 RTD 測溫系統的誤差分析和關鍵設計要素展開討論；然後在  $-25^{\circ}\text{C}\sim 140^{\circ}\text{C}$  範圍內挑選不同溫度值對 RTD 測溫系統的誤差進行實測；根據不同測溫通道的測溫誤差曲線的一致性，使用誤差曲線的擬合函數運算式補償測溫系統的誤差，並驗證了該方法對提升測溫系統精度的有效性，整個量程範圍內的誤差由  $-0.8^{\circ}\text{C}\sim 0.2^{\circ}\text{C}$  明顯減少至  $-0.15^{\circ}\text{C}\sim 0.15^{\circ}\text{C}$ ；最後提供基於新產品 AD4130-8 的測溫系統的實測雜訊和誤差。

## RTD 簡介

如今，高精度的溫度測量技術在工業自動化、儀器儀錶和醫療設備等各種產業和領域都發揮著重要作用。溫度感測器在測溫系統中是一個非常關鍵的部分，溫度感測器能將溫度訊號轉換成某種電學訊號，進而實現測溫功能。常見的溫度感測器有熱電耦、RTD、熱敏電阻以及 IC 溫度感測器等。

RTD 具有線性度好、測溫範圍大、精度高和穩定性好等優點，在溫度測量領域獲得了廣泛的應用。RTD 是 Resistance Temperature Detector 的縮寫，意思是電阻溫度探測器，最常見的 RTD 類型是 Pt100，此種分類命名方式中 Pt 表示此類 RTD 是用鉑這種材料製成的，100 表示其在  $0^{\circ}\text{C}$  的時候標稱電阻值為  $100\ \Omega$ ，RTD 感測器一般由鉑、鎳或銅等

純金屬製成，其他 RTD 種類還有 Pt1000，Pt500，Pt200，Cu100，Cu10，Ni120 等，生產 RTD 的廠家有瑞士的 TE Connectivity、德國的 Heraeus、美國的 Honeywell 等。

## RTD 選型

大多數 RTD 製造商製造的 RTD 均符合 IEC 60751 標準，標準規定鉑製成的 RTD 按精度分為 AA、A、B、C 四個等級，在選擇 RTD 時，要綜合考慮其測溫範圍、公差及成本等要素。TE Connectivity 公司的 PTF 系列包含了一系列使用最新薄膜技術的鉑電阻製成的 RTD。其測溫範圍、公差及成本如表 1 所示。

表 1: PTF 系列不同等級 RTD 對比

RTD Class	Range	Tolerance at T C	Price
AA	$-30^{\circ}\text{C}\sim 200^{\circ}\text{C}$	$\pm(0.10+0.0017* T )$	¥30.10
A	$-30^{\circ}\text{C}\sim 300^{\circ}\text{C}$	$\pm(0.15+0.002* T )$	¥22.07
B	$-50^{\circ}\text{C}\sim 600^{\circ}\text{C}$	$\pm(0.30+0.005* T )$	¥16.98
C	$-50^{\circ}\text{C}\sim 600^{\circ}\text{C}$	$\pm(0.60+0.06* T )$	¥12.58

由表 1 可知，不同等級的 RTD 的誤差範圍逐級遞增，等級越高，誤差範圍越小，經綜合分析，B 級 RTD 的測溫範圍較寬，公差也足以滿足大部分的工業應用，價格相對便宜，因此選擇 B 級的 RTD 作為本文使用的溫度感測器，型號為 PTFD101B1A0。

### Pt100 電阻 – 溫度特性曲線

PTFD101B1A0 是 Pt100 類型的 RTD，Pt100 測溫原理是：鉑的電阻值與其所處溫度是接近線性相關的，溫度作為 RTD 的輸入，輸出就是 RTD 的電阻值。相較於其他溫度感測器，RTD 的線性度更好，其阻值與溫度之間存在相對準確的線性變化關係。德國標準 DIN EN 60751 規定 Pt100 的電阻與溫度的關係如圖 1 所示，在 0°C 時其電阻值為 100Ω，在一定的溫度範圍內靈敏度為 0.385Ω/°C。

PTF 系列的電阻 – 溫度轉換關係同樣遵循 DIN EN 60751 標準。Callendar-Van Dusen 公式準確描述了 Pt100 電阻值和溫度之間的傳遞函數。

圖 1:RTD 傳遞函數關係圖。

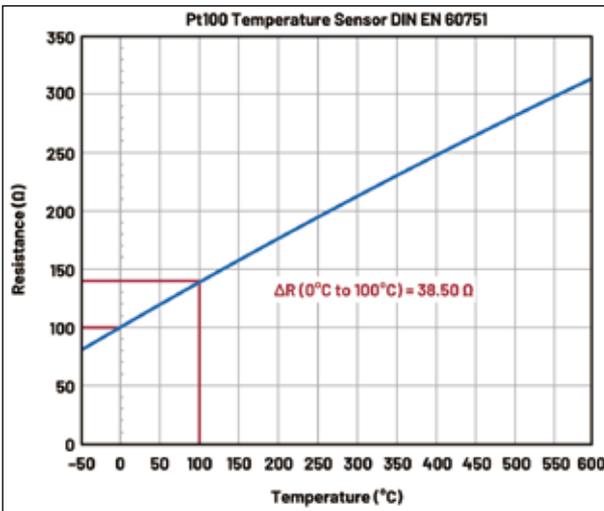
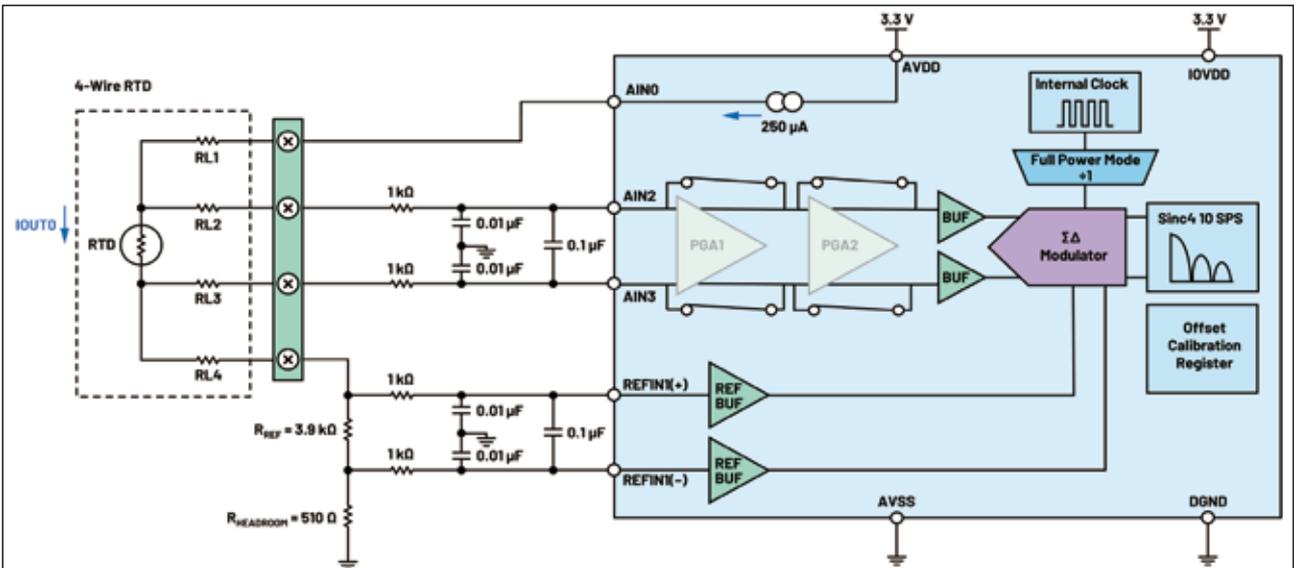


圖 2:ADC 配置。



溫度  $T \geq 0^\circ\text{C}$  時，傳遞函數為如式 (1) 所示。

$$R(T) = R_0 (1 + AT + BT^2) \tag{1}$$

溫度  $T < 0^\circ\text{C}$  時，傳遞函數為如式 (2) 所示。

$$R(T) = R_0 [1 + AT + BT^2 + C(T - 100^\circ\text{C})T^3] \tag{2}$$

其中

$T$  為 RTD 溫度，單位為  $^\circ\text{C}$

$R(T)$  為溫度  $T$  對應的 RTD 電阻

$R$  為  $0^\circ\text{C}$  時的 RTD 電阻

$$A = 3.9083 \times 10^{-3}$$

$$B = -5.775 \times 10^{-7}$$

$$C = -4.183 \times 10^{-12}$$

RTD 測溫系統需要根據 RTD 電阻值計算出待測溫度，因此需要透過上述公式得到傳遞函數的反函數，在本文中將使用如下所示公式進行計算：

當  $R \geq 100\Omega$  時

$$T(R) = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4B \left(1 - \frac{R}{R_0}\right)}}{2B} \tag{3}$$

當  $R < 100\Omega$  時，採用五階擬合多項式計算：

$$T(R) = -242.02 + 2.2228R + (2.5859 \times 10^{-3}) R^2 - (4.8260 \times 10^{-6}) R^3 - (2.8183 \times 10^{-8}) R^4 + (1.5243 \times 10^{-10}) R^5 \tag{4}$$

其中

$T(R)$  為 RTD 溫度

$R$  為  $^\circ\text{C}$  下 RTD 的電阻且其他變數如之前定義

## 參考電路與 ADC 配置

高精度溫度測量不僅需要進行 RTD 選型，還需要設計精密訊號處理電路，要根據應用選擇 ADC 及其週邊元件並進行合適的配置，本文選用  $\Sigma-\Delta$  ADC 與 RTD 組合。

ADI 的 AD7124-8BCPZ 為一款 24 位元的  $\Sigma-\Delta$  ADC，其將精密訊號處理電路高度整合，內部具有可編程電流源、可編程增益放大器 (PGA)、基準電壓緩衝器和類比輸入緩衝器、數位濾波器等模組，AD7124-8 的典型應用之一就是高精度的溫度測量，其具有高解析度、低積分非線性誤差、低雜訊有效值、低功耗及高度抑制工頻干擾的特點，因此特別適合對低頻訊號的類比數位轉換。

## 電源

AD7124-8 內部既有類比電路也有數位電路，精密測量中最好的方法是使用兩個 LDO 分別為類比電路和數位電路供電，如此能大幅的減少兩部分通過電源線路的耦合，並且 LDO 還能夠大幅減少電源的雜訊。

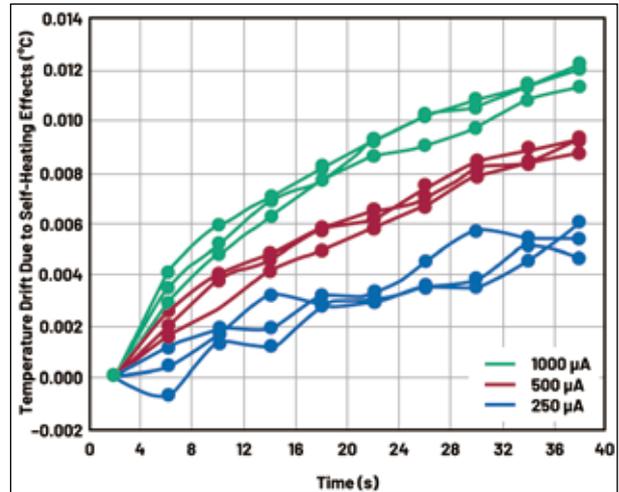
AD7124-8 的類比電路支援雙極性供電和單極性供電，由於 RTD 上總是流過單一方向的電流，因此輸入電壓訊號是單極性的，所以選擇為 AD7124-8 的類比部分採用單極性供電，類比電路的電源來自固定輸出電壓 ADP1720ARMZ-3.3-R7 輸出的 3.3V，數位電路的電源來自另一顆固定輸出電壓 ADP1720ARMZ-3.3-R7 輸出的 3.3V。

## 激勵電流值的選擇

獨立可編程激勵電流源可為 RTD 提供恆定直流電流，使得 RTD 上產生電壓，以測量 RTD 的電阻值。

一般而言，激勵電流越大越能夠提高測溫的靈敏度，進而提升測溫性能。然而，激勵電流也不是越大越好，一方面其在 RTD 上產生的熱功率與電流大小的平方成正比，電流越大自熱效應也會越大，有時會對測溫造成明顯的影響；另一方面受到電流

圖 3：電流值為 250/500/1000uA 時自熱效應產生的溫度漂移。



源順從電壓的限制。因此，在選擇激勵電流值時，需要綜合考慮自熱效應和順從電壓。

圖 3 是電流值為 250uA、500uA、1000uA 的自熱效應產生的溫度漂移結果，圖中橫軸是時間，單位為 s，縱軸是由於自熱效應導致的溫度漂移的量，單位為 °C；不同顏色代表不同的激勵電流值，藍色是 250uA 的結果，紅色是 500uA 的結果，綠色是 1000uA 的結果；每種顏色的線有三條，代表同一個激勵電流值下三個不同測溫通道的結果，在 40s 的時間內，可以發現激勵電流越大，自熱效應導致的溫度漂移就會越大。

在控制激勵電流進行對照實驗之後，設定激勵電流為 250uA，以消除自熱效應對測量結果的影響。

順從電壓指的是非理想電流源為了保持其恆流狀態，其兩端電壓必須要大於某一個值，否則就沒有能力保持恆定電流輸出進而失效，這個電壓就叫做順從電壓。AD7124-8 內部的電流源產生的電流選擇為 250uA 的情況下，電流源的順從電壓為 370mV，因此電流源輸出電流的接腳的電壓不允許超過  $AVDD-0.37V$ ， $AVDD$  為 3.3V，因此週邊電阻值的選取要滿足以下條件：

$$I \times (R_{MAX} + R_{HEADROOM} + R_{REF}) < AVDD - 0.37 = 2.93 \text{ V} \quad (5)$$

其中， $R_{MAX}$  為 RTD 在量程範圍內的最大電阻值

## 比例式測量

使用激勵電流源測量電阻的時候，也一定要使用比例式測量的方法，特別是在電流源本身的誤差較大或者不穩定的情況下，如此做法可以消除激勵電流的公差及其變化在電阻測量中帶來的誤差，比例式測量指的是在使用恆流法測量電阻的應用中，使用一個精密的基準電阻，將這個基準電阻與待測電阻串聯起來，使同樣的激勵電流流過基準電阻和待測電阻，基準電阻兩端產生的電壓就作為 ADC 的基準電壓，這樣由於兩個電阻上流過的電流相同，使得基準電阻兩端產生的基準電壓與待測電阻兩端產生的電壓成比例，待測電阻兩端電壓與基準電壓之比就可以轉換成待測電阻值與基準電阻值之比；AD7124-8 將輸入訊號轉換得到數位訊號，單極性模式下用下式計算得出待測的 RTD 電阻值。

透過查閱 AD7124-8 的產品手冊可以知道其內部整合電流源的誤差典型值為  $\pm 4\%$ ，如果採用常見的電壓基準源作為 ADC 的基準電壓，電流源就會引入  $\pm 4\%$  的增益誤差。在本文應用中，最差的情況下會帶來約為  $100 \times 4\% / 0.385 = 10.4^\circ\text{C}$  的測溫誤差，而採用比例式測量將完全消除這個誤差源帶來的誤差。

## 基準電阻選型

PTFD101B1A0 的測溫範圍是  $-50^\circ\text{C} \sim 600^\circ\text{C}$ ，根據 Callendar-Van Dusen 公式計算得到對應的 RTD 電阻值約為  $80.3\Omega \sim 313.7\Omega$ ，因此基準電阻的標稱電阻值必須大於  $313.7\Omega$  才能對全量程進行測量，且產品手冊中規定外部基準電壓的輸入範圍必須大於  $0.5\text{V}$  小於  $\text{AVDD}$ ，因此  $0.5\text{V} < I^*R_{\text{REF}} < 3.3\text{V}$ ，但同時也要注意  $R_{\text{REF}}$  不能過大超出式 5 順從電壓的限制條件。

ADC 基準電壓是由基準電阻上流過電流產生的，透過比例式測量消除了電流源導致的增益誤差後，基準電壓的誤差只由基準電阻的公差和溫漂貢獻，最終會導致測溫誤差。

綜上，選擇 Susumu 公司製造的公差僅有  $\pm 0.02\%$  的 RG1608V-392-P-T1，其標稱電阻值

為  $3.9\text{k}\Omega$ ，溫漂僅有  $\pm 25\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，在本文應用中，其公差造成的測溫誤差在最差的情況下僅有  $100 \times 0.02\% / 0.385 = 0.052^\circ\text{C}$ 。

## 四線制測量

RTD 有時會用於長遠距離測溫，超長的金屬導線的引線電阻不能夠忽略，進而為系統帶來測溫誤差。目前有二線制、三線制和四線制三種接線配置方式。其中，四線制接線方式誤差最小，如圖 2 所示， $RL1 \sim RL4$  為引線電阻，四線制的思想是利用兩根導線 ( $RL1$ 、 $RL4$ ) 承載往返激勵電流，另外兩根導線 ( $RL2$ 、 $RL3$ ) 接至高阻測量端測量 RTD 兩端電壓，由於測量端具有極高的輸入阻抗，導致測量端引線上幾乎沒有電流流過，因此與導線電阻形成的 IR 電壓也幾乎為 0，進而消除引線電阻產生的誤差。如果使用兩線制，則 24 AWG 銅線的標稱電阻為  $0.08\Omega/\text{米}$ 。如果 RTD 的引線長度為  $1\text{m}$ ，則其總引線電阻相當於  $0.16\Omega$ 。RTD 溫度係數約為  $0.385\Omega/^\circ\text{C}$ 。因此， $0.16\Omega$  引線電阻會產生  $(0.16/0.385) = 0.42^\circ\text{C}$  誤差，這是由於引線電阻引起的誤差。

因此，本文採用四線 RTD 配置方式，並且使得基準電阻可被多個 RTD 共用，一個

表 2: 通道配置

Channel	IOUT0	AIN+	AIN-
CH0	AIN0	AIN2	AIN3
CH1	AIN1	AIN4	AIN5
CH2	AIN8	AIN6	AIN7

AD7124-8 最多可連接 5 個四線 RTD，本文選擇讓每個 AD7124-8 連接 3 個四線 RTD，此系統就具備三個測溫通道。在多通道應用中，致能三個通道分時複用，各個通道對應的電流源輸出接腳和差分類比輸入接腳如表 2 所示。

## 致能類比輸入緩衝器和基準電壓緩衝器

類比輸入電壓和基準電壓都是透過開關電容電路採樣，ADC 採樣階段會汲取電流，而比例式測量中類比輸入電壓和基準電壓都是透過激勵電流產生的，如果不在類比訊號輸入端和基準電壓輸入端使

能輸入阻抗為高阻的緩衝器，那麼低阻的開關電容電路就會分走激勵電流，導致測量失效，因此必須致能 ADC 內部的類比輸入緩衝器和基準電壓緩衝器以進行阻抗匹配。

## 類比濾波器

致能緩衝器後還可以讓類比訊號和基準電壓進入緩衝器前先通過低通 RC 濾波器，分別實現抗混疊濾波和減少基準電壓雜訊的作用，圖 2 中的低通 RC 濾波器的阻值容值配置產生對共模電壓 16kHz 的截止頻率，對差模訊號則是 800Hz 的截止頻率。

## Headroom 電阻

致能基準電壓緩衝器需要考慮其輸入至軌電壓的限制，致能了緩衝器後，基準電壓輸入端的絕對電壓輸入範圍為  $AVSS+0.1V\sim AVDD-0.1V$ ，如果直接將基準電阻的一端接地，那麼 REFIN1- 接腳上的電壓就等於  $AVSS$ ，超出了允許的輸入範圍，因此一定要加上一個 headroom 電阻，其阻值必須大於  $0.1V/250\mu A=400\Omega$ 。本文選擇  $510\Omega$  作為 headroom 電阻值的選擇，留有餘裕的同時也沒有違反順從電壓的要求。

## 增益選擇

除了週邊電路引起的測量誤差以外，ADC 內部也存在會引起一定誤差的誤差源。

AD7124-8 內部整合了 PGA，可以選擇不同的增益來放大原始訊號，從而完全利用 ADC 的大動態範圍，減少量化雜訊引起的測量不確定度。但是 PGA 同時存在增益誤差，可以透過產品手冊看到，Gain=1 未開啓 PGA 的時候，因為每個 AD7124-8 都在出廠前進行了增益校準，所以增益誤差的最大值僅有  $\pm 0.0025\%$ ，而一旦 Gain>1，PGA 開啓之後，增益誤差的典型值都達到了  $-0.3\%$ ，因此必須進行內部增益校準來減小 PGA 開啓所導致的令人難以忍受的增益誤差，Gain 選擇為 2、4、8 的情況下，校準後可以獲得最大值為  $\pm 0.016\%$  的增益誤差，

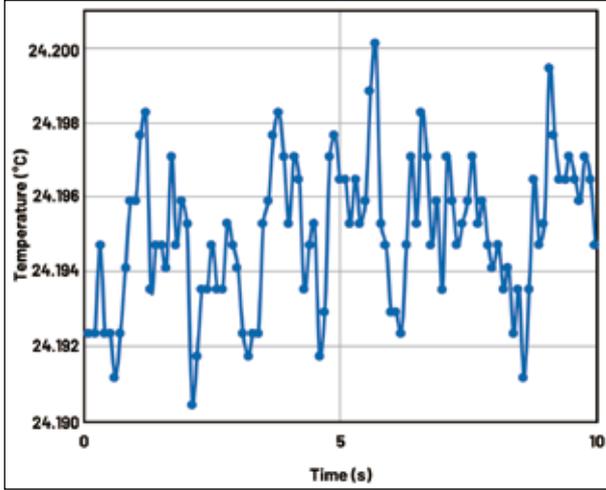
但也是 Gain=1 時誤差的十倍左右了，當然增益選擇不僅僅只帶來了增益誤差的變化，同時改變的還有積分非線性 (INL)。本文使用了 Gain=1 的配置，因為量化雜訊引起的誤差會小於 Gain>1 經校準後的增益誤差。

## 數位濾波器

AD7124-8 可配置的數位濾波器有很多種，選擇數位濾波器需要考慮很多因素：雜訊有效值、數據輸出率、濾波器置穩時間、50/60Hz 抑制、幅頻特性和相頻特性。本應用選擇了 SINC4 濾波器以及 10SPS 的數據輸出率，理由如下。

溫度是一個緩慢變化的量，在短時間內可以看成直流訊號，因此濾波器的幅頻特性和相頻特性對原訊號影響不大，而 1 秒鐘 10 個數據點也已經足夠描述原訊號的特徵了；選擇 SINC4 濾波器搭配 10SPS 數據輸出率的另一個好處是 SINC 濾波器在數據輸出率的倍頻率點處都具備極高的衰減，中國和歐洲使用的工業交流電頻率是 50Hz，而美國使用的是 60Hz，此種配置可以同時大幅抑制 50Hz 和 60Hz 的工頻干擾；此外由於本應用是多通道應用，切換通道的時候數位濾波器會重新重定，需要一段時間來置穩，置穩時間的計算公式可以在 AD7124-8 的產品手冊中查到，在全功率模式下約為 400.15ms，在測溫的應用中 400ms 不會損失太多的資訊；最後一點就是雜訊有效值的考量，AD7124-8 的雜訊有效值和所選擇的功耗模式、增益、濾波器類型及其數據輸出率有關，一般而言，功耗越高，雜訊有效值越小，增益越大，雜訊有效值越小，數據輸出率越低，雜訊有效值越小，在應用中雜訊有效值越小越好，在全功率模式、Gain=1、10SPS 的數據輸出率和 SINC4 濾波器的條件下，雜訊有效值為  $0.23\mu V$ ，雜訊峰對峰值為  $1.5\mu V$ 。峰對峰解析度為 21.7 位元，折算至測溫雜訊  $1.5\mu V/250\mu A/0.385(\Omega/^{\circ}C)=0.0156^{\circ}C$ 。實際測溫時的雜訊如圖 4 所示。

圖 4: AD7124-8 雜訊圖。



## 內部校準

AD7124-8 內部自帶校準功能，可以使用內部校準功能來大幅降低 ADC 的增益和失調誤差。由於 AD7124-8 在出廠前進行過 Gain=1 時的增益校準，因此選擇 Gain=1 時 ADC 不支援內部增益校準，所以對於增益誤差而言，本文不進行內部增益校準而直接使用出廠增益校準後的性能。

對於失調誤差，每次上電後，系統初始化 ADC 時，都會對 AD7124-8 進行內部失調校準，如此做法能將失調誤差及其溫漂一起降低至雜訊範圍內，AD7124-8 的失調誤差典型值為  $\pm 15\mu\text{V}$ ，折算至測溫誤差是  $15\mu\text{V}/\text{Gain}=1/250\mu\text{A}/0.385=0.156^\circ\text{C}$ ，進行內部失調校準後，最差的情況下失調誤差約為雜訊峰對峰值的大小的一半  $0.75\mu\text{V}$ ，折算為測溫誤差僅有  $0.008^\circ\text{C}$  左右。

AD7124-8 設計了無需校準就能在  $-25^\circ\text{C}\sim 140^\circ\text{C}$  的量程範圍內僅有  $\pm 0.15^\circ\text{C}$  誤差的高精度 RTD 測溫系統。

## 系統誤差分析總結

表 3: 系統誤差分析表

誤差源	優化方案	最大誤差 @ $0^\circ\text{C}$
RTD 感測器	選擇低公差感測器	$\pm 0.3^\circ\text{C}$
電流源	比例式測量	$0^\circ\text{C}$
基準電阻	選擇低公差基準電阻	$\pm 0.052^\circ\text{C}$
引線電阻	四線制測量	$0^\circ\text{C}$
失調誤差	內部失調校準	$\pm 0.008^\circ\text{C}$
增益誤差	配置 Gain=1	$\pm 0.006^\circ\text{C}$
積分非線性 (INL)	配置 Gain=1	$\pm 0.040^\circ\text{C}$
量化雜訊	全功率模式 10 SPS Sinc4	$\pm 0.008^\circ\text{C}$
自熱效應	選擇 $250\mu\text{A}$ 激勵電流	/
總計	/	$\pm 0.414^\circ\text{C}$

## 誤差測試方案測試設備

在理論計算系統各項性能之後，還需要透過實測來確定系統的真實性能。對於測溫系統而言，最重要的性能指標就是溫度測量值和溫度真實值之間的誤差有多少。因此為了實測這個指標，需要一個精準的寬範圍溫度源，美國 Fluke 公司的計量校準部門在溫度校準領域經驗豐富，其產品為各類溫度測量場景提供值得信賴的標準。

Fluke 的 7109A 可攜式校準恆溫槽可加熱或冷卻其槽內的液體，受控制的溫度輸出範圍為  $-25\sim 140^\circ\text{C}$ ，輸出溫度的準確度為  $\pm 0.1^\circ\text{C}$ ，相對於本文的測溫系統理論計算的誤差  $\pm 0.414^\circ\text{C}@0^\circ\text{C}$  不能忽視，因此我們需要一個更準的表和 7109A 組成一個更準確的源。Fluke 計量校準部提供的二極標準鉑電阻 5615-12 和可攜式測溫儀 1529 配合，經過上海計量院的校準後，Fluke 的這套測溫系統的準確度可以達到  $\pm 0.012^\circ\text{C}@0^\circ\text{C}$ ，在之後的實驗中 Fluke 的測溫系統就作為標準，其讀數就作為被測液體的溫度真實值。

值得注意的一點是，恆溫槽內液體的溫度場也不是等溫度場，查閱 7109A 的技術指標可知其均勻性典型值為  $0.02^\circ\text{C}$ ，這個指標的意思是在同一時刻恆溫槽內任意兩點之間溫度的最大差異是  $0.02^\circ\text{C}$ ，這會在重複實驗中引起誤差，因為無法讓溫度感測

器放置在和上次實驗完全一致的位置。

## 測試方法

將二等標準鉑電阻和本文選擇的 RTD 一起放入恆溫槽中，將恆溫槽設定在某一些固定溫度點，待溫度穩定之後，同時記錄 Fluke 測溫系統和 AD7124-8 測溫系統的數值，Fluke 測溫系統的讀數作為真實值，AD7124-8 測溫系統的讀數作為測量值，然後將兩個數值相減就能夠得到 AD7124-8 測溫系統實際的測溫誤差，如公式 6 所示。

$$T_{\text{measured}} - T_{\text{true}} = \text{error} [T] \quad (6)$$

其中，

$T_{\text{測量值}}$  是 AD7124-8 測溫系統的讀數

$T_{\text{真實值}}$  是 Fluke 測溫系統的讀數

$\text{error}[T]$  是 T 溫度處 AD7124-8 測溫系統實際的測溫誤差。

零度以下的設定溫度點選擇為  $-25^{\circ}\text{C}$ 、 $-20^{\circ}\text{C}$ 、 $-15^{\circ}\text{C}$ 、 $-10^{\circ}\text{C}$ 、 $-5^{\circ}\text{C}$ 、 $0^{\circ}\text{C}$ ；零度以上的設定溫度點選擇為  $0^{\circ}\text{C}$ 、 $10^{\circ}\text{C}$ 、 $25^{\circ}\text{C}$ 、 $37^{\circ}\text{C}$ 、 $55^{\circ}\text{C}$ 、 $70^{\circ}\text{C}$ 、 $85^{\circ}\text{C}$ 、 $100^{\circ}\text{C}$ 、 $120^{\circ}\text{C}$ 、 $140^{\circ}\text{C}$ 。

零度以下的時候，恆溫槽內使用的液體是 99% 純度的工業酒精，因為酒精的凝固點比較低；而零度以上的時候，恆溫槽內使用的液體是矽油，因為酒精易揮發，容易發生安全事故。

## RTD 探頭

外露的 RTD 容易受到環境中各種物質的影響，防水防塵能力很差，其中水就會嚴重影響 RTD 的電阻值，因此一定要為 RTD 防水設計封裝方案。

本文簡易製作了不銹鋼探頭來保護 RTD，如圖 5 所示，製作方法是將 RTD 裝進一個不銹鋼套管中，然後用矽膠塗滿套管的開口處，待矽膠凝固後就可以放入恆溫槽內進行測溫，此種方法不是優秀的防水方案，僅僅是在實驗過程中使用，在實際應用中 RTD 防水一定是設計人員不可忽視的設計內容。

值得注意的是，在超過  $670^{\circ}\text{C}$  的高溫中，不銹鋼探頭會釋放出金屬離子對高純度的鉑造成污染，

圖 5: RTD 探頭。



引起 RTD 電阻值變化。因此，高溫測量應用應採用石英玻璃或鉑製成的探頭進行保護。這些材料在高溫下仍能保持惰性，RTD 便能不受污染。

## 測試結果

本次測試一共使用了 3 個 AD7124-8 和 14 個型號為 PTFD101B1A0 的 RTD，編號為 RTD1~RTD14，將其與 3 個 AD7124-8 隨機組合，

表 4: RTD 與 ADC 通道的組合

RTD Number	EVB Number	ADC Channel
RTD1	EVB1	CH0
RTD2	EVB1	CH1
RTD3	EVB1	CH2
RTD4	EVB2	CH0
RTD5	EVB2	CH1
RTD6	EVB2	CH2
RTD7	EVB3	CH0
RTD8	EVB3	CH1
RTD9	EVB3	CH2
RTD10	EVB1	CH0
RTD11	EVB1	CH1
RTD12	EVB1	CH2
RTD13	EVB2	CH0
RTD14	EVB2	CH1

按照表 4 連接到各個 AD7124-8 的 EVB 電路板訊號輸入端，再將測溫探頭放入恆溫槽設定不同溫度點進行溫度測量，並將溫度測量值與真實值比較。

多個溫度點的誤差連接起來就得到了 -25~140°C 內測溫系統的誤差曲線。14 條各 RTD 測溫通道的零上溫度和零下溫度的誤差曲線分別如圖 6 和圖 7 所示。

圖 6: 誤差曲線圖 (T>0°C)。

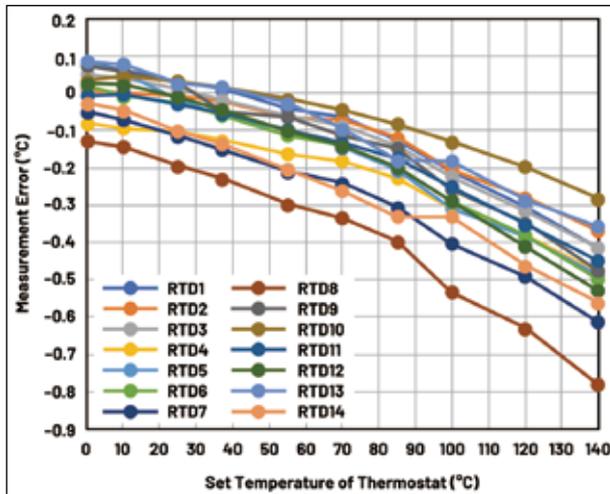
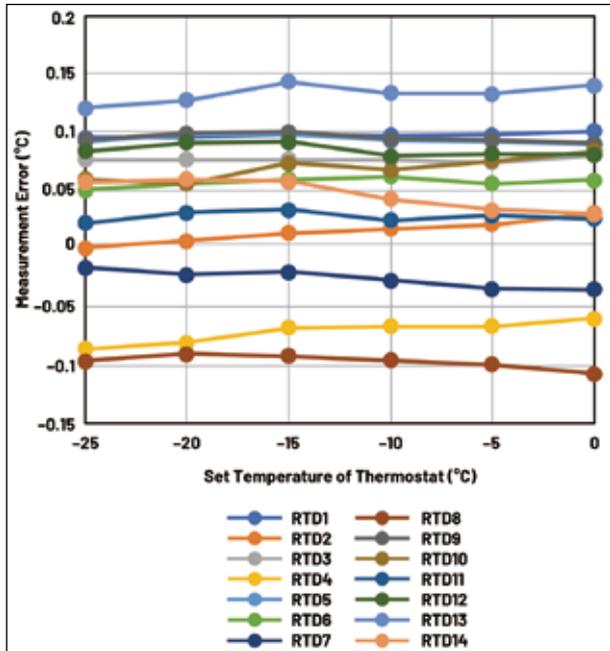


圖 7: 誤差曲線圖 (T<0°C)。



圖中橫軸代表恆溫槽設定的溫度，單位為 °C，縱軸代表測溫誤差，單位為 °C。可以明顯看到，無論溫度低於 0°C 還是高於 0°C，14 個 RTD 測溫通

道對應的 14 條測溫誤差曲線都具有一致的變化規律。因此，可將實際測試得到的數據進行曲線擬合，得到 AD7124-8 測溫系統的誤差函數  $error(T)$ ，如果該函數運算式能夠對同樣製程生產出的 AD7124-8 測溫系統都具有一定的誤差補償效果，那麼在程式中直接用函數進行誤差補償就能節省生產製造中的校準工序；並且相對於無校準的情況也大幅提升了測溫系統的性能。

## 曲線擬合

然而，雖然各 RTD 測溫通道的測溫誤差曲線具有一致的規律趨勢，但是其斜率和截距存在一定差異，原因是同一種製程生產出來的產品中也會有區別，有良品也有次品，良品是佔多數的，而次品是少數的。為了能夠對這種製程生產的所有 RTD 測溫通道提供誤差補償，就需要找到 14 條測溫誤差曲線包圍區域的中間曲線。誤差函數用分段函數來描述會更加合適，分為零上和零下兩段。

首先觀察零上的測溫誤差曲線，在 0°C~140°C 之間測溫誤差的變化是一個接近二次函數的曲線  $error(T) = AT^2 + BT + C (T > 0)$ 。

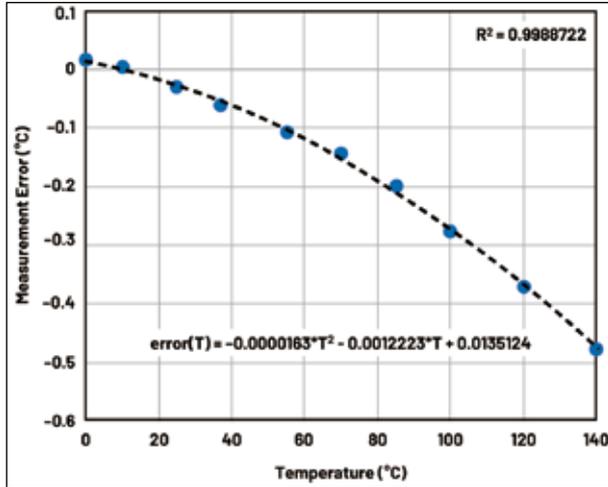
本文選擇了 0°C 時第三大誤差值和第三小誤差值的平均值確定為誤差函數的常數項 C 值，選擇 0°C 誤差的理由是 RTD 在 0°C 的電阻值是其標稱電阻值，不選擇誤差最大和最小的兩個 RTD 測溫通道是因為其具有特殊性，是次品的概率比較大，而第二大和第三小的誤差值也可能具有特殊性，因此選擇了第三大和第三小的誤差值，本文認為大部分良品會落在第三大和第三小的誤差值包圍的誤差區間 (-0.04680°C, 0.08392°C)，因此取其中點 0.01855°C 進行補償就能將大部分良品的性能優化到  $\pm 0.06537^\circ\text{C}@0^\circ\text{C}$  的誤差範圍內。

A、B 兩係數是透過曲線擬合得到的，如圖 8，曲線擬合的使用的離散點是各個固定溫度點時測到的 14 個誤差值的平均值，零上的固定溫度點有 10 個，因此曲線擬合是基於這 10 個離散點的最佳擬合，曲線擬合的相關係數 R2 達到了 0.9989。最終

確定零上誤差函數為公式 (7)。

$$\text{error}(T) = -0.0000163 \times T^2 - 0.0012223 \times T + 0.01855 \quad (T > 0) \quad (7)$$

圖 8: 測溫誤差曲線擬合圖 ( $T > 0^\circ\text{C}$ )。



其次觀察零下的測溫誤差曲線，可以看到在  $-25^\circ\text{C} \sim 0^\circ\text{C}$  之間測溫誤差基本不隨溫度變化而變化，因此零下誤差曲線是一個接近常數的函數  $\text{error}[T] = D \quad (T < 0)$ 。同理，將誤差函數的 D 值確定為  $0^\circ\text{C}$  時第三大誤差值和第三小誤差值的平均值。最終確定零下誤差函數為公式 (8)。

$$\text{error}(T) = 0.0236 \quad (T < 0) \quad (8)$$

## 誤差補償後精度提升

得到誤差函數後，我們在單片機程式中使用誤差函數對測量值進行補償，得到 ADC 轉換的二進位數據後先結合公式 3、公式 4、公式 6 計算得到  $T_{\text{測量值}}$ ，再透過公式 10 來補償誤差。相當於我們用同一個誤差函數來對所有的 RTD 測溫通道進行校準，此種校準是不耗時的，且對整個量程都進行了誤差補償，進而提升精度。

$$T_{\text{measured}} - \text{error}(T_{\text{measured}}) = T'_{\text{測量值}} \quad (9)$$

其中，

$T'_{\text{測量值}}$  為誤差補償後的測量值

現在還要做一件事，我們需要驗證使用誤差函數進行補償是否有效，將誤差補償後的測量值與真實值相減就能夠得到誤差補償後的測溫誤差，如公

式 10 所示。

$$T'_{\text{measured}} - T_{\text{true}} = \text{error}'[T] \quad (10)$$

其中，

$\text{error}'[T]$  為  $T$  溫度處誤差補償後的誤差，其他變數如前所述。

選取 9 個 RTD 和 3 個 AD7124-8 組合為 9 個 RTD 測溫通道，組合的方式如表 5 所示，將 RTD 置於恆溫槽內，選取與之前相同的零上固定溫度點進行溫度檢測。

表 5: RTD 與 ADC 通道的組合 (驗證)

RTD Number	EVB Number	ADC Channel
RTD1	EVB1	CH0
RTD2	EVB1	CH1
RTD3	EVB1	CH2
RTD4	EVB2	CH0
RTD5	EVB2	CH1
RTD6	EVB2	CH2
RTD7	EVB3	CH0
RTD8	EVB3	CH1
RTD9	EVB3	CH2

觀測零上溫度範圍的測溫誤差補償效果，得到初始測溫誤差和補償後誤差分別如圖 9 至圖 10 所示。

圖示結果顯示，當溫度在  $0^\circ\text{C} \sim 140^\circ\text{C}$  範圍內時，誤差補償能夠將  $0^\circ\text{C} \sim 140^\circ\text{C}$  範圍內的測溫誤差從  $-0.8^\circ\text{C} \sim -0.2^\circ\text{C}$  降低至  $-0.3^\circ\text{C} \sim -0.15^\circ\text{C}$ 。

圖 9: 初始測溫誤差 ( $T > 0^\circ\text{C}$ )。

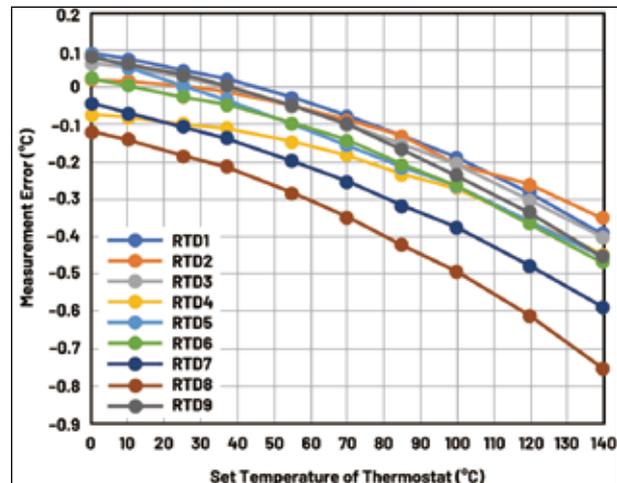
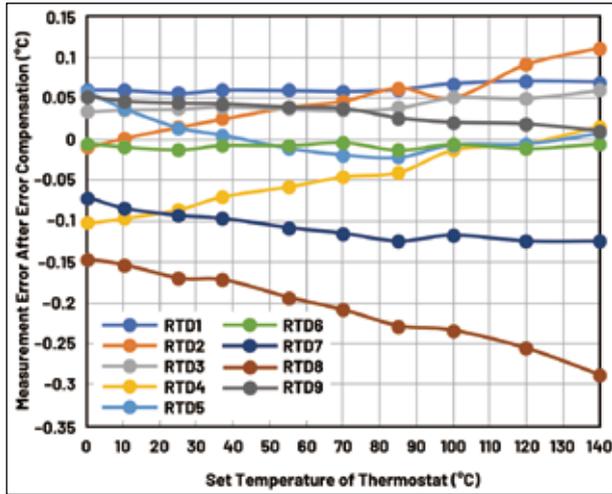
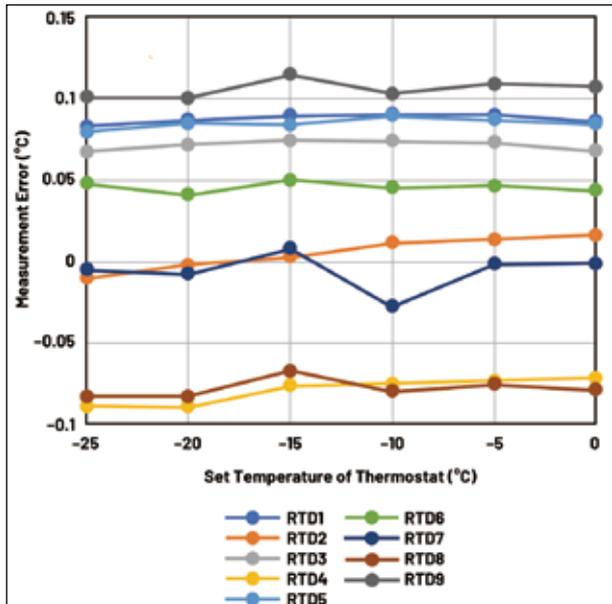
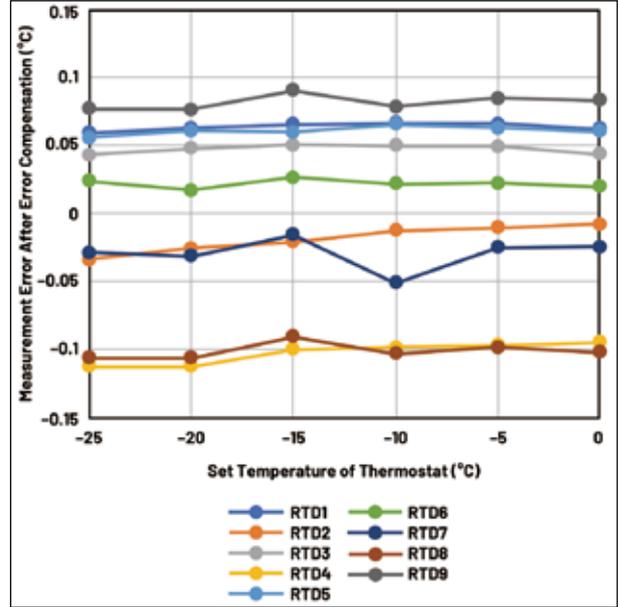


圖 10: 補償後的測溫誤差 ( $T > 0^{\circ}\text{C}$ )。

觀測零下溫度範圍的測溫誤差補償效果，選取同樣的零下固定溫度採樣點進行溫度檢測，初始測溫誤差和補償後的誤差分別如圖 11 至圖 12 所示。

圖示結果顯示，當測量溫度在  $-25^{\circ}\text{C} \sim 0^{\circ}\text{C}$  範圍內時，誤差補償能夠將誤差範圍從  $-0.1^{\circ}\text{C} \sim 0.15^{\circ}\text{C}$  改變至  $-0.15^{\circ}\text{C} \sim 0.1^{\circ}\text{C}$ 。

綜上可得，在  $-25^{\circ}\text{C} \sim 140^{\circ}\text{C}$  的溫度區間內，使用誤差函數補償後的測溫誤差均能保持在  $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$  內，9 個 RTD 測溫通道中有 8 個在  $-25^{\circ}\text{C} \sim 140^{\circ}\text{C}$  溫度區間內的測溫誤差能夠保持在  $\pm 0.15^{\circ}\text{C}$  內，明顯提高了測溫精度。

圖 11: 原始測溫誤差 ( $T < 0^{\circ}\text{C}$ )。圖 12: 補償後的測溫誤差 ( $T < 0^{\circ}\text{C}$ )。

## 新產品介紹

ADI 基於 AD7124-8 進一步研製出了新一代晶片 AD4130-8，其特點是超低功耗和精巧尺寸。從產品手冊中可以查到，在開啓內部晶振和內部基準，PGA Gain = 1 to 16 的情況下，連續轉換模式的功耗典型值是 35uA，Duty-Cycle-Ratio 為 1/4 的模式中，功耗典型值降為 11uA，Duty-Cycle-Ratio 為 1/16 的模式中，功耗典型值降為僅 4.35uA，而如此強勁的性能可以在僅有  $3.6\text{mm} \times 2.74\text{mm}$  的 WLCSP 封裝尺寸下獲得。

同樣地，AD4130-8 也非常適用於溫度測量，因此我們將 RTD9 插入到 AD4130-8 電路板上組成測溫通道，AD4130-8 的配置為 10SPS、SINC3 數位濾波器、全功率模式、PGA Gain=1、激勵電流 = 200uA、致能類比輸入緩衝器和基準電壓緩衝器。

首先測試 AD4130-8 測溫系統的雜訊性能，AD4130-8 數據輸出率為 10SPS，測量 10s 一共記錄了 100 個採樣點的測溫數據，得到如圖 13 所示的結果。

如圖所示，AD4130-8 在前述配置下實測所得的 100 個採樣點雜訊峰對峰值 (最大值與最小值的差值) 為  $0.04^{\circ}\text{C}$ ，相對於 AD7124-8 雜訊大了一些，但這換來了功耗的大幅降低。

圖 13: AD4130-8 雜訊圖。

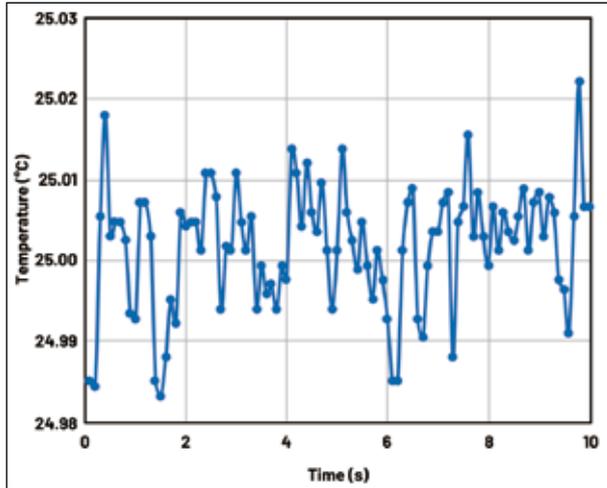
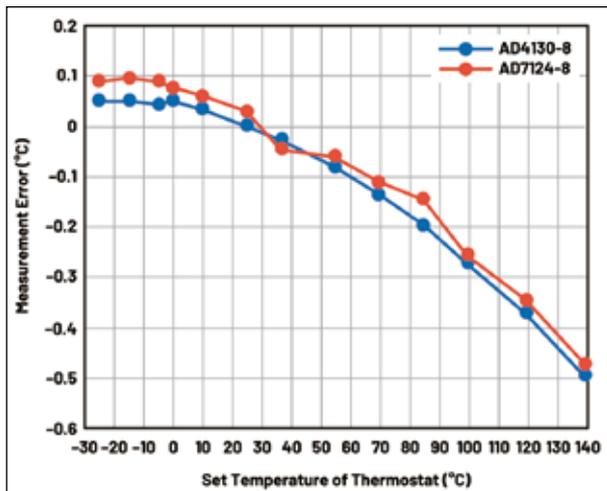


圖 14: AD4130-8 測溫系統誤差曲線圖 (-25°C < T < 140°C)。



此外，進一步實測了 AD4130-8 測溫系統的測溫誤差，將 RTD 置於恆溫槽內，在 -25~140°C 的溫度範圍內設定成與之前相同的 15 個固定溫度點，記錄該 RTD 測溫通道在各溫度值的測溫誤差，並與 RTD9 與 AD7124-8 結合形成的測溫通道獲得的測溫誤差曲線放入同一張圖中對比，結果如圖 14 所示。

由圖可得，AD4130-8 測溫系統與 AD7124-8 測溫系統在 -25°C~140°C 的測溫誤差相差不大。

## 結論

本文選擇了型號為 PTFD101B1A0 的 RTD 溫度感測器，並與  $\Sigma - \Delta$  ADC AD7124-8 組合成為測溫系統，以減少誤差為設計目標，詳細闡述了對晶片及其週邊元件的優化配置，最後透過實測展示了本文設計的測溫系統的優秀性能：製造過程中無需校準工序；實測測溫誤差在 -25°C~140°C 溫度範圍內能夠保持在  $\pm 0.3^\circ\text{C}$  以內，測溫誤差典型值在  $\pm 0.15^\circ\text{C}$  左右；選擇高性價比的 RTD、ADC 以及週邊元件，使得整個測溫方案的成本較低，但同時也具備較高的精度。

文章最後介紹了新產品 AD4130-8，並展示了其良好的測溫性能，AD4130-8 的超低功耗和小尺寸等特點，讓其具有廣闊的應用場景和市場前景。

GTA

## Red Hat 攜手英特爾將開源工業自動化帶入製造場域

開放原始碼軟體解決方案供應商 Red Hat 宣布推出與英特爾合作設計的全新工業邊緣平台，為建立和營運工業控制提供現代化方法。該平台將標準 IT 技術引入工廠內部，並利用即時資料洞察改變製造商營運、擴展和創新的方式，工業控制系統 (ICS) 廠商、系統整合商 (SI) 和製造商能將之前需手動進行的系統開發、部署和管理等任務自動化，降低網路安全風險，藉由規範性和預測性維護來優化工廠靈活度，在相同伺服器上運行確定與非確定性的工作負載，以及縮短周轉時間。

工業邊緣平台旨在提供全面的解決方案，涵蓋即時場域控制和人工智慧 / 機器學習 (AI/ML) 到完整的 IT 管理能力，為客戶提供更多資料引力和邊緣到雲端架構的選擇，並提高整體設備效率 (OEE)。為持續支持上述作為，Red Hat 與英特爾正在整合英特爾平台、Intel Edge Controls for Industrial (Intel ECI)，以及目前與未來版本的 Red Hat Enterprise Linux，並首先在上游 Linux 社群 (如 Fedora 專案和 CentOS Stream) 進行合作。此合作更將控制器與平台擴及到 Red Hat Device Edge (搶先體驗)、Red Hat Ansible Automation Platform 和 Red Hat OpenShift。