

# 如何成功校準開迴路 DAC 訊號鏈

■作者：Martina Mincica / ADI 產品應用工程師  
Alice O'Keeffe / 實習生

## 簡介

任何實際的電子應用都會受到多個誤差源的影響，這些誤差源可以使得最精密的元組件偏離其產品手冊所述的行為。當應用訊號鏈沒有內建機制來自我調整這些誤差時，大幅降低誤差影響的唯一方法是測量誤差並系統地予以校準。

開迴路系統為了實現所需的性能，不使用輸出來調整輸入端的控制操作，而在閉迴路系統中，輸出依賴於系統的控制操作，系統可以自動進行校正以提升性能。大多數數位類比轉換器 (DAC) 訊號鏈是「設定後不管」類型的系統，其輸出的精度依賴於訊號鏈中每個模組的精度。「設定後不管」型系統是一種開迴路系統。對於需要高精度的開迴路系統，校準是推薦的並且極有可能需要。

我們將介紹兩種類型的 DAC 訊號鏈校準：一種是 TempCal (工作溫度校準)，它能提供最佳水準的誤差校正；另一種是 SpecCal (使用規格進行校準)，當無法使用 TempCal 時，它是有效的備選方案，但不如前者全面。

	TempCal	SpecCal
DAC 內部誤差	√	√
主要元組件內部誤差	√	可納入 (例如 $V_{REF}$ )
其他系統級誤差	√	✗

## DAC 類型

單極性電壓 DAC 只能提供正輸出或負輸出。本文將以 AD5676R 為單極性 DAC 的例子，說明如何進行精準校準。相同的方法可用於對其他類型的

DAC 進行必要的調整。

雙極性電壓 DAC (如 AD5766) 可以同時實現正輸出和負輸出。電流輸出 DAC 通常用於乘法配置 (MDAC) 以提供可變增益，它們通常需要外部放大器來緩衝固定電阻上產生的電壓。

精密電流源 DAC (IDAC)，例如 AD5770R 和 LTC2662，是一種新類別的 DAC，可以在預定義範圍內精準設定輸出電流，而無需任何額外的外部元組件。

## DAC 轉換函數理論和內部誤差

理想數位類比轉換器產生的類比輸出電壓或電流與輸入代碼嚴格成比例，而與電源和基準電壓變化等干擾性外部影響無關。

對於一個理想電壓輸出 DAC，輸入代碼單步增加對應的輸出增加稱為 LSB，定義如下：

$$LSB_{SIZE}(V) = \frac{(V_{REF+}) - (V_{REF-})}{2^n - 1} \quad (1)$$

其中：

$(V_{REF+})$  和  $(V_{REF-})$  分別為正負基準電壓。在某些情況下， $(V_{REF-})$  等於地電壓 (0 V)。

$n$  為 DAC 的解析度，單位為位元。 $LSB_{SIZE}(V)$  是 DAC 輸出的最小增量，單位為伏特。

這表示，對於任何給定的輸入碼，一旦知道 LSB，就應該能準確預測 DAC 的電壓輸出。

$$V_{OUT}(V) = DAC\ Code \times LSB_{SIZE}(V) \quad (2)$$

在實踐中，DAC 輸出的精度受到 DAC 增益和

失調誤差 (內部誤差) 以及訊號鏈中其他元組件 (系統級誤差) 的影響。例如，有些 DAC 整合了輸出放大器，而有些 DAC 則需要外部放大器，這便可能成為額外的誤差源。

在產品手冊中，最相關的技術規格是在術語部分中定義。對於 DAC，該部分列出了失調誤差和增益誤差等參數。

零位準誤差衡量將零位準碼 (0x0000) 載入 DAC 暫存器時的輸出誤差。

圖 1 顯示了失調和增益誤差對單極性電壓 DAC 的轉換函數的影響。

增益誤差衡量 DAC 的量程誤差，如圖 1 紫線所示。增益誤差指 DAC 轉換特性的斜率與理想值的偏差。理想 DAC 的轉換特性以黑色顯示。

失調誤差是指轉換函數線性區內實際輸出和理想輸出之間的差值，如圖 1 藍線所示。請注意，藍色轉換函數使用了插值方法以與 y 軸相交，得到負  $V_{OUT}$ ，從而確定失調誤差。

透過圖 4 的藍色曲線可以看到增益誤差和失調誤差的影響。

圖 1: 單極性 DAC 的失調誤差和增益誤差的表示。

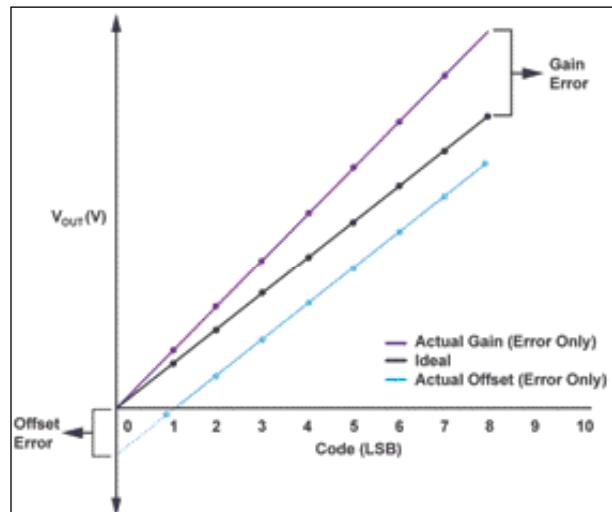


表 2: 單位轉換矩陣

	LSB	Volts	%FSR	PPM
LSB		$LSB/2^N \times VREF$	$LSB/2^N \times 100$	$LSB/2^N \times 10^6$
Volts	$(V \times 2^N)/VREF$		$V/VREF \times 100$	$V/VREF \times 10^6$
%FSR	$(%FSR)/100 \times 2^N$	$%FSR/100 \times VREF$		$%FSR \times 10^4$
PPM	$PPM/10^6 \times 2^N$	$PPM/10^6 \times VREF$	$PPM/10^4$	

根據其隨溫度變化而發生的變化，也可定義同樣的參數。

零點誤差漂移衡量零點誤差隨溫度的變化。

增益誤差溫度係數衡量增益誤差隨溫度的變化。

失調誤差漂移衡量失調誤差隨溫度的變化。

溫度變化對電子系統的精度有重要影響。雖然 DAC 的內部增益和失調誤差通常相對於溫度來指定，但系統中的其他元組件可能會對輸出的總失調和增益產生影響。

因此，即使 DAC 的 INL 和 DNL 非常有競爭力，也要考慮其他誤差，尤其是關於溫度的誤差。最新 DAC 指定總非調整誤差 (TUE) 來衡量包括所有誤差——即 INL 誤差、失調誤差、增量誤差以及在電源電壓和溫度範圍內的輸出漂移——在內的總輸出誤差。TUE 用 %FSR 表示。

當產品手冊未指定 DAC 的 TUE 時，可以使用一種稱為 RSS 或和方根的技術來計算 TUE，這種技術可用來將不相關的誤差源求和以進行誤差分析。

$$TUE = \sqrt{INL_{ERR}^2 + Offset_{ERR}^2 + Gain_{ERR}^2 + \dots} \quad (3)$$

還有其他較小的誤差源，如輸出漂移等，因為其相關影響較小，所以通常予以忽略。

系統中每個元組件的每個規格必須轉換為相同的單位。這可以使用表 2 來完成。

TUE 是一個很好的指標，可簡明扼要解釋在所有內部誤差的影響下，DC DAC 輸出的精度如何。但是，它沒有考慮系統級誤差，後者會根據 DAC 所在的訊號鏈及其環境而不同。

## 系統級誤差

嘗試分析給定應用的 DAC 訊號鏈誤差預算時，系統設計人員應考慮並驗證不同元組件的貢獻，關注系統預期的運行溫度。根據最

終應用，訊號鏈可能有許多不同的建構模組，包括電源 IC、緩衝器或放大器，以及不同類型的主動負載，這些都可能帶來系統級誤差。

## 基準電壓源

每個 DAC 都需要依靠基準電壓源來操作。基準電壓源是影響 DAC 和整體訊號鏈的精度的主要因素之一。

基準電壓源的關鍵性能規格也是在基準電壓源的單獨產品手冊中定義，例如 ADR45XX 系列，或作為 DAC 產品手冊的一部分來定義（如果元件內建基準電壓源以供用戶使用）。

壓差有時也稱為電源電壓餘裕，定義為能夠使輸出電壓保持 0.1% 精度所需的輸入電壓與輸出電壓的最小電壓差溫度係數 ( $TC$  或  $TCV_{out}$ ) 指元件的輸出電壓變化與環境溫度變化之間的關係，用  $25^{\circ}\text{C}$  時的輸出電壓進行標準化處理。

ADR4520/ADR4525/ADR4530/ADR4533/ADR4540/ADR4550A 級和 B 級的  $TCV_{out}$  在下列三個溫度下經過全面測試： $-40^{\circ}\text{C}$ 、 $+25^{\circ}\text{C}$  和  $+125^{\circ}\text{C}$ 。C 級的  $TCV_{out}$  在下列三個溫度下全面測試： $0^{\circ}\text{C}$ 、 $+25^{\circ}\text{C}$  和  $+70^{\circ}\text{C}$ 。該參數使用以下兩種方法指定。黑盒法是最常用的方法，會考慮整個溫度範圍的溫度係數；而領結法可以計算  $+25^{\circ}\text{C}$  時最差情況的斜率，因此對於在  $+25^{\circ}\text{C}$  時進行校準的系統更加有用。

對於某些 DAC，外部基準電壓源的性能比整合基準電壓源更好。基準電壓直接影響轉換函數，因此，該電壓的任何變化都會導致轉換函數的斜率（即增益）成比例地變化。

值得注意的是，有些 DAC 內建緩衝基準電壓源，在這種情況下，產品手冊規格反映了這些內部模組的影響，將其作為內部誤差的一部分。

## 電壓調整率

每個充當電源的獨立 IC 都會定義電壓調整率，表示輸出回應輸入的給定變化而發生的變化。這適用於電源、緩衝器和基準電壓源 IC，無論輸入如何，這些元件都應當保持輸出電壓穩定。在產品手冊中，電壓調整率通常在環境溫度下指定。

## 負載調整率

負載調整率定義為輸出電壓隨負載電流變化而發生的增量變化。通常會緩衝電壓輸出，以減輕這種變化的影響。有些 DAC 可能不緩衝基準輸入。因此，當代碼改變時，基準輸入阻抗也會改變，導致基準電壓改變。其對輸出的影響一般很小，但在高精度應用中應當加以考慮。在產品手冊中，負載調整率通常在環境溫度下指定。

## 焊接熱阻變化

焊接熱阻 (SHR) 變化與基準電壓源的關係最大。它指元件因進行回流焊而引起的輸出電壓永久變化，用輸出電壓百分比表示。欲瞭解更多資訊，請參閱 ADR45xx 系列的產品手冊。一般而言，所有 IC 都會在某種程度上受到 SHR 變化的影響，但這並不總是可量化的，能否量化在很大程度上取決於應用的具體系統裝配。

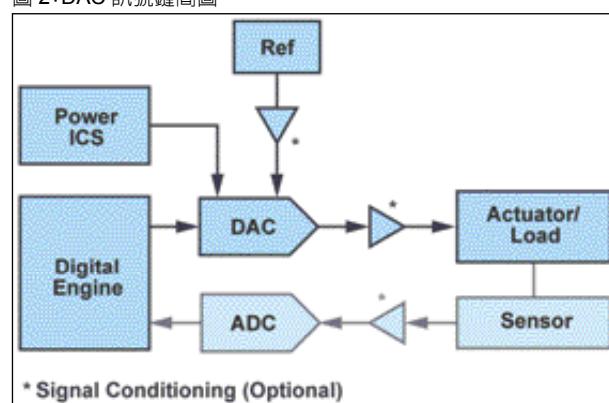
## 長期穩定性

長期穩定性定義輸出電壓隨時間的變化，其以 ppm/1000 小時來表示。PCB 級老化處理可以提升應用的長期穩定性。

## 開迴路校準理論

DAC 訊號鏈簡圖如圖 2 所示。黑框所示的模組顯示了一個簡化的開迴路訊號鏈，而灰框所示的模組則是實現閉迴路訊號鏈所需的額外元件的例子。

圖 2:DAC 訊號鏈簡圖。



閉迴路方案需要其他元組件並透過軟體操縱數位資料，才能提供更精準的輸出。如果因為各種原因(空間、成本等)無法增加這些額外資源，閉迴路解決方案仍然有效——只要它能提供所需的精度。本文解釋如何進行閉迴路校準，就是為了協助因應這種情況。

理論上，透過校準消除增益和失調誤差(其在沒有外部影響的情況下是恆定的)是很簡單的程式。DAC 轉換函數的線性區域可建模為由以下方程式描述的直線：

$$y = mx + c \quad (4)$$

其中：

$y$  為輸出。

$m$  是計入增益誤差後轉換函數的斜率(如圖 1 紫線所示)。

$x$  為 DAC 輸入。

$c$  為失調電壓(如圖 1 藍線所示)。

理想情況下， $m$  始終為 1， $c$  始終為 0。實踐中會考慮 DAC 的增益和失調誤差，一旦知道，就可以在 DAC 輸入端進行校正，實現更接近理想 DAC 輸出的數位。將數位 DAC 輸入乘以增益誤差的倒數，便可消除增益誤差。將測得的失調誤差的相反數增加到數字 DAC 輸入，便可消除失調誤差。

下面的公式顯示了如何計算正確的 DAC 輸入以產生所需的電壓：

$$\text{Actual DAC Code} = \frac{\text{Ideal DAC Code}}{\text{Gain}} - \text{Offset Error (LSB)} \quad (5)$$

其中：

$$\text{Gain} = \frac{\text{Actual Output Span}}{\text{Ideal Output Span}} \quad (6)$$

$$\text{Offset Error (LSB)} = \frac{\text{Offset Error (V)}}{\text{LSB SIZE (V)}} \quad (7)$$

注意，失調誤差可以為正，也可以為負。

## 如何成功校準 DAC 訊號鏈

本節以 AD5676R 為例說明如何實際校準 DAC 訊號鏈中的失調和增益。所有測量都使用 EVAL-AD5676 評估套件，並且使能 AD5676R 內部基準電

壓源。EVAL-AD5676 板和測量設定均為我們在示例中測量的訊號鏈的一部分。該訊號鏈的每個元組件(電路板上的電源 IC、AD5676R、佈局和連接器引入的寄生效應等)都會貢獻系統誤差。

使用 EVAL-SDP-CB1Z Blackfin SDP 控制板(SDP-B)來與 EVAL-AD5676 評估套件上的 AD5676R 通訊，並且使用 8 位元 DMM 來測量  $V_{out0}$  的輸出電壓。使用一個氣候箱來控制整個系統(由 EVAL-SDP-CB1Z、EVAL-AD5676 和內建基準電壓源的 AD5676R 組成)的溫度。

EVAL-AD5676 按照使用者指南所述上電，鏈路配置如表 3 所示。評估板跳接線配置

首先評估不同溫度下無校準(NoCal)的訊號鏈誤差。考慮特定輸入碼的理想值和測量值的 LSB 差異，計算輸出誤差。此誤差包括 DAC 和 EVAL-AD5676 板上整體訊號鏈的內部誤差和外部誤差。無校準的輸出誤差如圖 3 所示。

計算失調和增益誤差所需的資訊以及相應的校正碼，位於轉換函數中。為此需要兩個點：一個數據點接近零點( $Z_{S_{LIN}}$ )，另一個接近滿量程( $F_{S_{LIN}}$ )。背後的道理是要在 DAC 的線性區域中工作。此資訊通常與 INL 和 DNL 規格一起提供，最有可能在規格表的章節附註中。例如，對於 AD5676R，線性區域是從代碼 256 到代碼 65280。

圖 3: EVAL-AD5676 輸出誤差(LSB)，無校準。

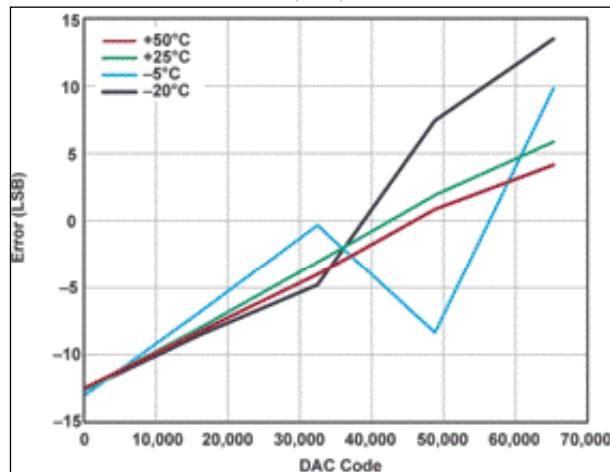
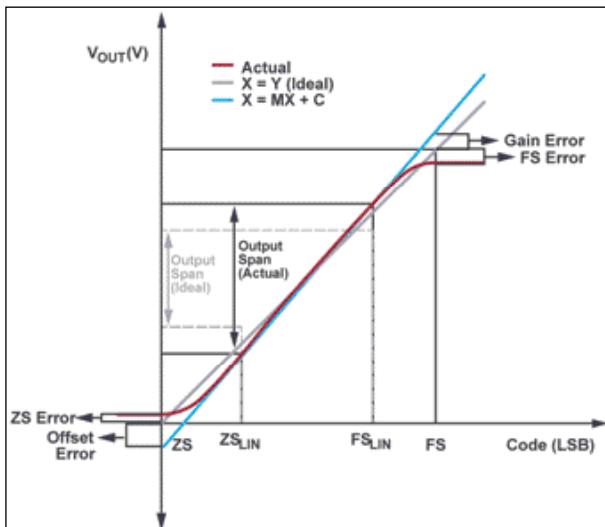


圖 4 解釋了 DAC 的線性區域。

圖 4：單極性電壓 DAC 的轉換函數和誤差。



一旦確定  $ZS_{LIN}$  和  $FS_{LIN}$  碼，我們便可收集校準所需的測量結果，即在這兩個代碼的 DAC 電壓輸出 ( $ZS_{LIN}$  處的  $V_{OUT}$  和  $FS_{LIN}$  處的  $V_{OUT}$ )，加上這之間的其他幾個代碼 (1/4 量程、中間量程和 3/4 量程)。

應在應用的工作溫度下收集測量結果。如果這不可能，一旦在環境溫度時收集到這兩個主要資料點，便可使用訊號鏈中元件的產品手冊來推導所需的資訊。

訊號鏈中的每個元件都會貢獻誤差，每片板都不同，因此應該單獨校準。

### TempCal：工作溫度校準

透過測量應用環境在工作溫度時的誤差，並在寫入 DAC 以更新輸出時進行系統校正，可以實現最佳水準的校準。

為了使用這種方法校準 DAC，在系統的預期工作溫度下，測量代碼  $ZS_{LIN}$  和  $FS_{LIN}$  對應的 DAC 輸出。建構轉換函數如下：

$$V_{OE} = \text{Actual Output at } ZS_{LIN} - \text{Ideal Output at } ZS_{LIN} \quad (8)$$

$$\text{Actual Output Span} = V_{FS_{LIN},ACT} - V_{ZS_{LIN},ACT} \quad (9)$$

$$\text{Ideal Output Span} = V_{FS_{LIN},IDEAL} - V_{ZS_{LIN},IDEAL} \quad (10)$$

$$\text{Gain} = \frac{\text{Actual Output Span}}{\text{Ideal Output Span}} \quad (11)$$

$$LSB = \frac{\text{Actual Output Span}}{FS_{LIN} - ZS_{LIN}} \quad (12)$$

$$\text{Actual Code} = \frac{\text{Ideal Code}}{\text{Gain}} - \frac{V_{OE}}{LSB} \quad (13)$$

其中：

$V_{OE}$  = 失調誤差 (V)

$V_{FS_{LIN},ACT}$  =  $FS_{LIN}$  的實際輸出

$V_{ZS_{LIN},ACT}$  =  $ZS_{LIN}$  的實際輸出

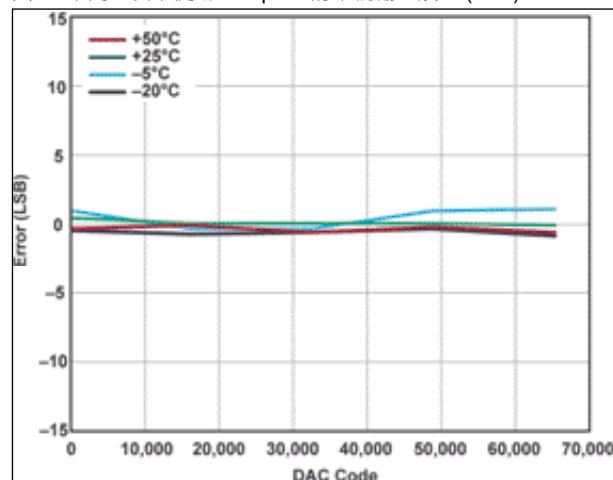
$V_{FS_{LIN},IDEAL}$  =  $FS_{LIN}$  的理想輸出

$V_{ZS_{LIN},IDEAL}$  =  $ZS_{LIN}$  的理想輸出

注意，失調誤差可以為正，也可以為負。

圖 5 顯示了 EVAL-AD5676 評估套件採用 TempCal 方法所實現的輸出誤差。

圖 5：不同溫度下使用 TempCal 的系統輸出誤差 (LSB)。



### SpecCal：使用規格進行校準

如果無法測量應用環境在工作溫度時的誤差，使用 AD5676R 產品手冊和環境溫度時校準的 DAC 轉換函數仍可實現高水準的校準。

為了使用這種方法校準 DAC，應在環境溫度下測量代碼  $ZS_{LIN}$  和  $FS_{LIN}$  對應的 DAC 輸出。透過計算環境溫度下的增益和失調誤差並應用公式 14，按照 TempCal 部分所述構建轉換函數。

$$\text{Actual Input} = \frac{\text{Ideal Input}}{GE_{amb}} - \frac{V_{OE,amb}}{LSB} \quad (14)$$

其中：

$GE_{amb}$  = 環境溫度下的增益誤差

$V_{OE,amb}$  = 環境溫度下的失調誤差 (V)

在環境溫度下校準 DAC 訊號鏈可解決系統級誤差。但是，溫度變化導致的外部誤差變化未予考慮；因此，這種校準方法不如 TempCal 方法精準。

工作溫度變化導致的 DAC 內部誤差 (即失調和增益誤差) 漂移，可以使用產品手冊規格來解決。這就是我們所說的 SpecCal。失調誤差漂移的典型值列在 AD5676R 產品手冊的技術規格表中，失調誤差與溫度關係的典型性能參數 (TPC) 表示誤差漂移的方向，這取決於環境溫度是提高還是降低。

$$VOE,drift = \text{Offset Error Drift} \times \Delta\text{Temperature} \quad (15)$$

溫度導致的增益誤差變化由增益誤差與溫度關係的 TPC 表示。從圖中確定增益誤差的 % FSR，然後應用公式 16。

$$GE_{temp} = \frac{100 - \Delta\text{Gain Error (TPC)}}{100} \quad (16)$$

估算出工作溫度下的失調誤差和增益誤差後，我們便可使用公式 17 來確定 SpecCal 輸出對應的輸入碼。

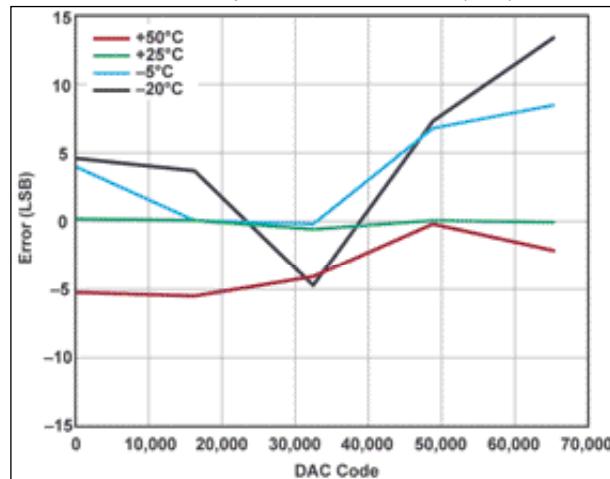
$$\begin{aligned} \text{Actual Input} &= \frac{GE_{temp}}{GE_{amb}} \times \\ \text{Ideal Input} &= \frac{V_{OE,amb}}{LSB} - \frac{V_{OE,drift}}{LSB} \end{aligned} \quad (17)$$

其中：

$$\Delta\text{Gain Error(TPC)} = GE_{amb(TPC)} - GE_{temp(TPC)} \quad (18)$$

圖 6 顯示了 EVAL-AD5676 評估套件採用

圖 6: 不同溫度下使用 SpecCal 的系統輸出誤差 (LSB)。



SpecCal 方法所實現的輸出誤差。

此例中使用了內部基準電壓源。外部基準電壓源可能會增加整體誤差。基準電壓源引起的誤差可利用基準電壓來源產品手冊並考慮目標溫度時的基準電壓漂移來解決。基準電壓的變化會改變實際輸出範圍，從而改變 LSB 大小。使用外部基準電壓源應能解決此問題。溫度與輸出電壓關係的 TPC 可用來確定基準電壓漂移引起的輸出範圍變化。

$$\begin{aligned} \text{Actual Output Span}_{temp} &= \\ \text{Actual Output Span}_{amb} &+ VREF_{drift} \end{aligned} \quad (19)$$

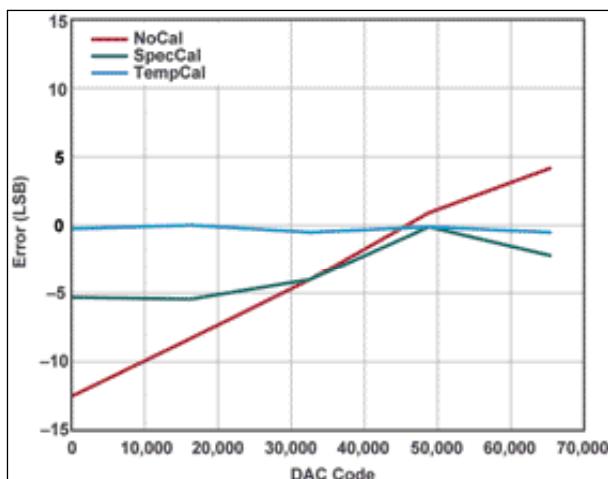
其中：

$$VREF_{drift} = VREF_{temp(TPC)} - VREF_{ideal} \quad (20)$$

## 結論

本文概述了 DAC 訊號鏈誤差的一些主要原因，包括產品手冊中定義的 DAC 內部誤差，以及隨系統而變化且開迴路應用必須予以考慮的系統級誤差。

圖 7: NoCal、SpecCal 和 50°C TempCal 的系統輸出誤差 (LSB)。



TempCal 方法可以實現比 SpecCal 更好的精度。例如，50°C 時的 EVAL-AD5676 板，圖 7 顯示 TempCal 方法實現的精度非常接近理想精度，而 SpecCal 方法相對於 NoCal 資料仍有一定的改善。

溫度變化對電子系統的精度有重要影響。在系統工作溫度進行校準可以消除大部分誤差。如果這不可能，可以使用 DAC 和其他 IC 的產品手冊中提供的資訊來解決溫度變化問題，實現可接受的精度。

CTA