

理解馬達驅動器電流迴路 非理想效應影響的系統途徑

在所有數位控制馬達驅動器中不可或缺的部分就是相位電流回授 (phase current feedback)。測量的品質與系統參數如轉矩漣波 (torque ripple) 和轉矩穩定時間 (torque settling Time) 直接相關。雖然系統性能與相位電流測量之間具有較強的相關性，但也很難轉化為對於回授系統 (feedback system) 的硬體需求。本文將從系統的觀點討論如何設計用於馬達控制的最佳化回授系統，及如何識別誤差源並討論緩解做法。

■作者：Jens Sorensen 和 Dara O'Sullivan
ADI 亞德諾半導體

1. 介紹

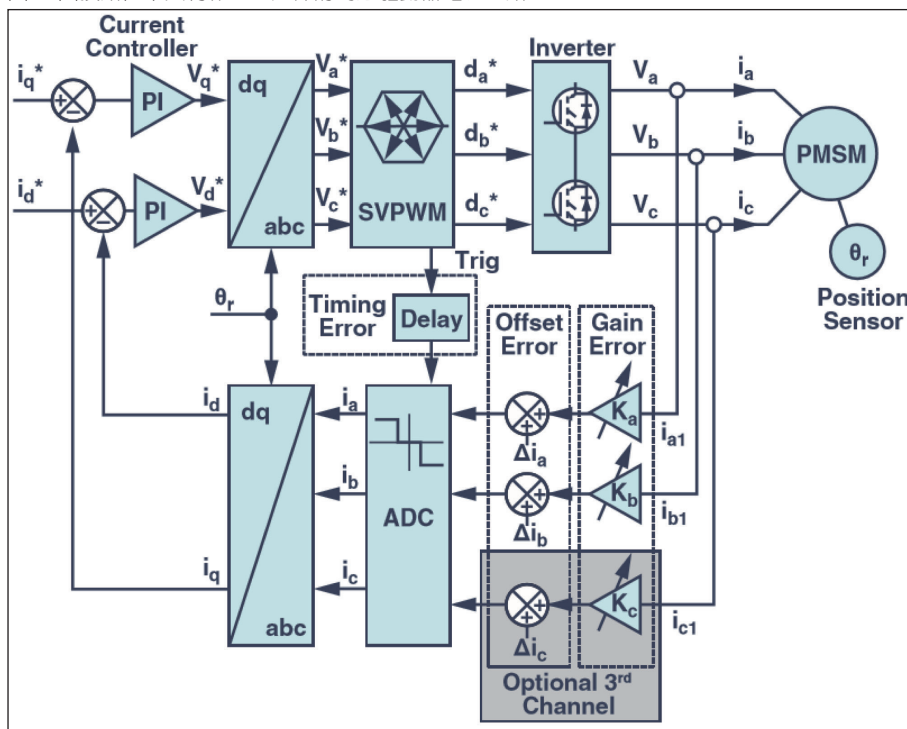
馬達驅動器或伺服系統中的電流迴路性能 (見圖 1) 直接影響了馬達的轉矩輸出，這對平滑響應 (smooth response) 來說相當關鍵，對準確的定位和速度剖面 (speed profiles) 來說亦是如此。平滑的轉矩輸出的一個關鍵基準是轉矩漣波。這對於轉矩漣波直接轉化為可實現的終端應用方案準確度的剖面和分割應用方案相當重要。響應時間和穩定時間等參數，與電流迴路動態相關，對生產效率直接被可控制頻寬影響的自動化應用方案來說非常重要。除了從馬達設計本身，在驅動器中的多項因素直接影響這些性能參數。

在馬達驅動器中的轉矩漣波有幾個來源。有些是從馬達本身來的，如因為定子繞組 (stator winding) 和插槽配置和轉子電磁波諧波¹的磁卡轉矩所產生的 (cogging torque)。轉矩漣波的其它來源則與相位電流回授系統²的偏移及增益誤差相關 (見圖 1)。

逆變器的停滯時間 (dead time) 也直接影響轉矩漣波，它在脈寬調變 (PWM) 輸出電壓增加了低頻 (主要是 5 和 7)³ 諧波零組件定子電性頻率。在此例中，電流迴路的影響與諧波頻率的電流迴路的干擾抑制相關。

本文將聚焦於因相位電流測量產生的轉矩漣波，分析每個誤差，並討論最小化測量誤差效應的

圖 1: 回授路徑中具有非理想元件的馬達驅動器電流迴路。



方法。

2. 因電流測量誤差產生的轉矩漣波

三相永磁馬達的電磁轉矩方程式為：

$$T_e = \frac{3}{2} PP (\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1)$$

T_e 為電磁轉矩， PP 為極對數， λ_{PM} 為永磁通量， L_d 和 L_q 是同步旋轉參考座標中的定子電感，和 i_d 和 i_q 則為同步旋轉參考座標中的定子電流。在穩態與理想狀況下， i_d 和 i_q 皆為直流分量，結果，產生的轉矩也是一個直流分量。當 i_d 或 i_q 中出現一個交流分量則將產生轉矩漣波。由於 i_{dq} 及產生的轉矩間的直接關係，本文中使用的分析是分析各種測量誤差如何影響 i_d 和 i_q 。做為此分析的基礎，在三相馬達中考慮電流回授的公式如下：

$$\begin{aligned} i_a &= i_{a1} + i_{ae} \\ i_b &= i_{b1} + i_{be} \\ i_c &= i_{c1} + i_{ce} \end{aligned} \quad (2)$$

其中， i_x 為測量式相位電流 ($x = a, b, c$)， i_{x1} 是實際的相位電流，而 i_{xe} 是測量誤差。對於此誤差的性質並不做任何假設；它可以是偏移、增益誤差，或交流分量。使用克拉克轉換 (Clarke transformation)，電流被注入到固定的 2 相位值 i_α 和 i_β 之上：

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{i_b + i_c}{2} \right) \\ i_\beta &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \end{aligned} \quad (3)$$

使用派克轉換 (Park transformation)，電流被注入到旋轉式 2 相位值 i_d 和 i_q ：

$$\begin{aligned} i_d &= i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_q &= i_\beta \cos \theta - i_\alpha \sin \theta \end{aligned} \quad (4)$$

其中， θ 為轉子的角度。關於三相馬達的磁場定向控制，必須知道所有的三相電流。一個常見的方法是測量所有三相電流，這自然需要三個感測器及三個回授通道。另一種常見的方法是僅測量兩個通道，並計算第三電流。由於成本和複雜度的原因，具有較少的感測器和測量通道是較為理想

的，但如同我們將進一步解釋的，對於測量誤差來說，測量所有三個電流會使系統更健全。

2.1 二相位測量

首先會考量一個具有二相位電流測量的三相位驅動器。此第三相位電流以假設電流的總和為零來計算。如果進行 i_a 和 i_b 測量， i_c 則被計算為：

$$i_c = -i_a - i_b \quad (5)$$

使用公式 (2) 和 (5) 得到：

$$i_c = -i_{a1} - i_{b1} - i_{ae} + i_{be} \quad (6)$$

在固定的參考座標中，電流為：

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{i_b + i_c}{2} \right) = i_a = i_{a1} + i_{ae} \\ i_\beta &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_a + i_b) \right) = \frac{\sqrt{3}}{3} i_a + \frac{2\sqrt{3}}{3} i_b \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{a1} + i_{ae}) + \frac{2\sqrt{3}}{3} (i_{b1} + i_{be}) \end{aligned} \quad (7)$$

在旋轉的參考座標中，電流為：

$$\begin{aligned} i_d &= (i_{a1} + i_{ae}) \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{a1} + i_{ae}) \sin \theta \\ &\quad + \frac{2\sqrt{3}}{3} (i_{b1} + i_{be}) \sin \theta = i_{a1} \left(\cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \\ &\quad + \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{b1} \sin \theta + i_{ae} \left(\cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \\ &\quad + \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{be} \sin \theta \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} i_q &= -(i_{a1} + i_{ae}) \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{a1} + i_{ae}) \cos \theta \\ &\quad + \frac{2\sqrt{3}}{3} (i_{b1} + i_{be}) \cos \theta = i_{a1} \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) \\ &\quad + \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{b1} \cos \theta + i_{ae} \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) + \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{be} \cos \theta \end{aligned}$$

請注意到 i_d 和 i_q 兩者如何具備一個關於真實相位電流的條件，而且此條件涉及到測量誤差 ($i_{dq} = i_{dq1} + i_{dqe}$)。對於此一分析，誤差條件 i_{de} 和 i_{qe} 最令人關注：

$$\begin{aligned} i_{de} &= i_{ae} \left(\cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) + \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{be} \sin \theta \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(i_{ae} \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) + i_{be} \sin \theta \right) \\ i_{qe} &= i_{ae} \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) + \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{be} \cos \theta = \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(i_{ae} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) + i_{be} \cos \theta \right) \end{aligned} \quad (9)$$

現在來考量一個測量所有三相電流的三相驅動器。按照相同的程序，以兩通道、固定和旋轉量可導出：

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_{a1} + i_{ae} - \frac{i_{b1} + i_{be} + i_{c1} + i_{ce}}{2} \right)$$

$$= \frac{2}{3} \left(i_{a1} - \frac{i_{b1}}{2} - \frac{i_{c1}}{2} + i_{ae} - \frac{i_{be}}{2} - \frac{i_{ce}}{2} \right) \quad (10)$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} (i_{b1} + i_{be}) - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{c1} + i_{ce}) \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{b1} - i_{c1} + i_{be} - i_{ce})$$

而在旋轉座標中：

$$i_d = \frac{2}{3} \left(\left(i_{a1} - \frac{i_{b1}}{2} - \frac{i_{c1}}{2} \right) \cos \theta + \left(i_{ae} - \frac{i_{be}}{2} - \frac{i_{ce}}{2} \right) \cos \theta \right)$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{3} \left((i_{b1} - i_{c1}) \sin \theta + (i_{be} - i_{ce}) \sin \theta \right) =$$

$$\frac{2}{3} \left(i_{a1} - \frac{i_{b1}}{2} - \frac{i_{c1}}{2} \right) \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{b1} - i_{c1}) \sin \theta +$$

$$\frac{2}{3} \left(i_{ae} - \frac{i_{be}}{2} - \frac{i_{ce}}{2} \right) \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{be} - i_{ce}) \sin \theta \quad (11)$$

$$i_q = -\frac{2}{3} \left(\left(i_{a1} - \frac{i_{b1}}{2} - \frac{i_{c1}}{2} \right) \sin \theta + \left(i_{ae} - \frac{i_{be}}{2} - \frac{i_{ce}}{2} \right) \sin \theta \right)$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{3} \left((i_{b1} - i_{c1}) \cos \theta + (i_{be} - i_{ce}) \cos \theta \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{b1} - i_{c1}) \cos \theta - \frac{2}{3} \left(i_{a1} - \frac{i_{b1}}{2} - \frac{i_{c1}}{2} \right) \sin \theta$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{be} - i_{ce}) \cos \theta - \frac{2}{3} \left(i_{ae} - \frac{i_{be}}{2} - \frac{i_{ce}}{2} \right) \sin \theta$$

再者，此公式具有一個關於真實相位電流 (i_{dq1}) 及與測量誤差 (i_{dqe}) 相關的條件。此誤差條件 i_{de} 和 i_{qe} 為：

$$i_{de} = \frac{2}{3} \left(i_{ae} - \frac{i_{be}}{2} - \frac{i_{ce}}{2} \right) \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{be} - i_{ce}) \sin \theta$$

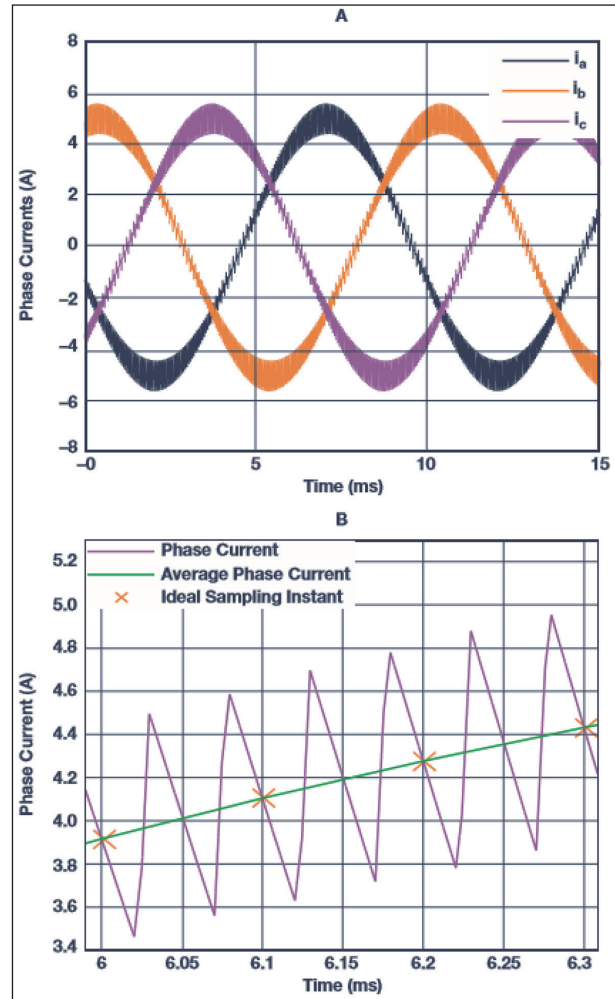
$$i_{qe} = \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{be} - i_{ce}) \cos \theta - \frac{2}{3} \left(i_{ae} - \frac{i_{be}}{2} - \frac{i_{ce}}{2} \right) \sin \theta \quad (12)$$

3. 錯誤的取樣時間

當一個三相馬達藉由開關電壓源逆變器來驅動，此相位電流可視為由兩個元件所組成：一個基本元件和一個開關元件 (參見圖 2A)。

為了控制的目的，必須去除開關分量，否則會影響電流控制迴路的性能。抽取平均分量的一般技術是取樣同步到脈寬調變週期的電流。在脈寬調變週期的開始及中間，電流假設為平均值，而且如果

圖 2: (A) 藉由開關電壓源逆變器來驅動的三相馬達相位電流。(B) 相位電流的放大描繪出電流連波如何透過取樣而衰減。



取樣緊湊地在這些時間內同步的話，此開關分量將被有效抑制，如圖 2B 所示。然而，如果電流是以一個時間誤差來取樣的話，則將發生混疊 (aliasing) 並產生電流迴路的結果性能下降。本節討論時間誤差的原因，關於電流迴路的影響為何，及最終如何使系統能更健全地取樣時間誤差。

3.1 馬達驅動器取樣時間誤差

相位電流的基本分量通常在幾十 Hz 範圍內，而電流迴路的頻寬則在幾 kHz 的範圍內，微小的時間誤差會影響控制性能似乎有悖常理。然而，僅以相位電感限制 di/dt ，即使是一個微小的時間誤差都將導致明顯的電流失真 (current distortion)。例如，

在 1 微秒內通過 5mH 電感的 250V 電壓將會以 50 mA 來改變電流。此外，假設該系統採用具有 10 A 滿幅的 12 位元 ADC，之後，此類比數位轉換器較低的 4.3 位元會因為時間誤差而消失。正如所示，位元漏失 (losing bits) 是最好的情況。混疊也會導致回授系統的轉矩漣波及增益誤差。

錯誤的取樣時間最常見的原因有：

- 在脈寬調變和類比數位轉換器 (ADC) 之間的鏈結不足，使得在正確的時間內取樣變得不可能。
- 缺乏足夠的 (可能是兩個或三個，得依據被測量的相位數目來決定) 獨立同步取樣保持電路。
- 以脈寬調變時間器帶來馬達電壓輸出相位的閘極驅動訊號的傳輸延遲。

通常，任何能影響 di/dt 的事物決定了錯誤取樣時間的嚴重程度。當然，時間誤差的大小是重要的，但系統參數如馬達轉速、負載、馬達阻抗，和直流匯流排電壓也對誤差有直接影響。

3.2 取樣誤差對系統性能的影響

使用推導公式，可測定取樣誤差的影響。以 2 相位電流測量，假設 i_a 是在理想的時間 ($i_{ae}=0$) 進行取樣， i_b 是延遲取樣，導致 $i_{be} \neq 0$ 。在這種情況下，由公式 9 定義的誤差條件是：

$$\begin{aligned} i_{de} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{be} \sin \theta \\ i_{qe} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{be} \cos \theta \end{aligned} \quad (13)$$

以三相電流測量，假設 i_a 和 i_c 是在理想的時間被取樣 ($i_{ae}=i_{ce}=0$) 而 i_b 則是延遲取樣 ($i_{be} \neq 0$)。在此情形下，此誤差條件由公式 12 所定義：

$$\begin{aligned} i_{de} &= \frac{1}{3} i_{be} (\sqrt{3} \sin \theta - \cos \theta) = \frac{2}{3} i_{be} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \\ i_{qe} &= \frac{1}{3} i_{be} (\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta) = \frac{2}{3} i_{be} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

從公式 13 和 14 可以得到一些有趣的結論。首先，克拉克 / 派克轉換得到不同的測量誤差：

$$\frac{\hat{i}_{de,2\text{ phase}}}{\hat{i}_{de,3\text{ phase}}} = \frac{\hat{i}_{qe,2\text{ phase}}}{\hat{i}_{qe,3\text{ phase}}} = \frac{\frac{2\sqrt{3}}{3} i_{be}}{\frac{2}{3} i_{be}} = \sqrt{3} \quad (15)$$

因此，如果回授系統在其中之一電流測量上有延遲，二通道驅動器的影響將會比系統如果具有三個通道高出 1.73 倍。

使用公式 13 和 14，也可以辨識馬達轉矩的測量延遲的影響。對此分析，它假設當對馬達終端 (V000 或 V111) 施加零電壓的相位電流進行取樣，在此期間，唯一的電壓驅動 di/dt 的是反電磁波 (BEMF)。有著正弦曲線的反電磁波， di/dt 也將依照正弦函數曲線一意即，在 BEMF zero 時 $di/dt=0$ ，而當反電磁波達到高峰時， di/dt 會是最大值。現在，如果以一個固定的延遲取樣相位電流，有關理想取樣時間的誤差為正弦曲線：

$$i_{xe} = \hat{i}_e \sin(\theta - \varphi) \quad (16)$$

其中， $x=a,b,c$ 和 φ 是關於 d_q 參考座標的相位角。以從公式 13 計算 i_{de} 為例：

$$i_{de} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \hat{i}_e \sin(\theta - \varphi) \sin \theta = \frac{\sqrt{3}}{3} \hat{i}_e (\cos(-\varphi) - \cos(2\theta + \varphi)) \quad (17)$$

$\cos(-\varphi)$ 是一個偏移，當在兩倍基頻中， $\cos(2\theta - \varphi)$ 是一個振盪的交流分量。隨著 d_q 電流中的這些分量，馬達轉矩會產生類似的分量。另外要注意的是，以三個電流測量， d_q 座標所選擇的定向 $\varphi = -\pi$ ，意指此偏移條件為 0。也就是，在三個通道內沒有增益誤差。兩個和三個感測器系統之間的不同顯示於圖 3。

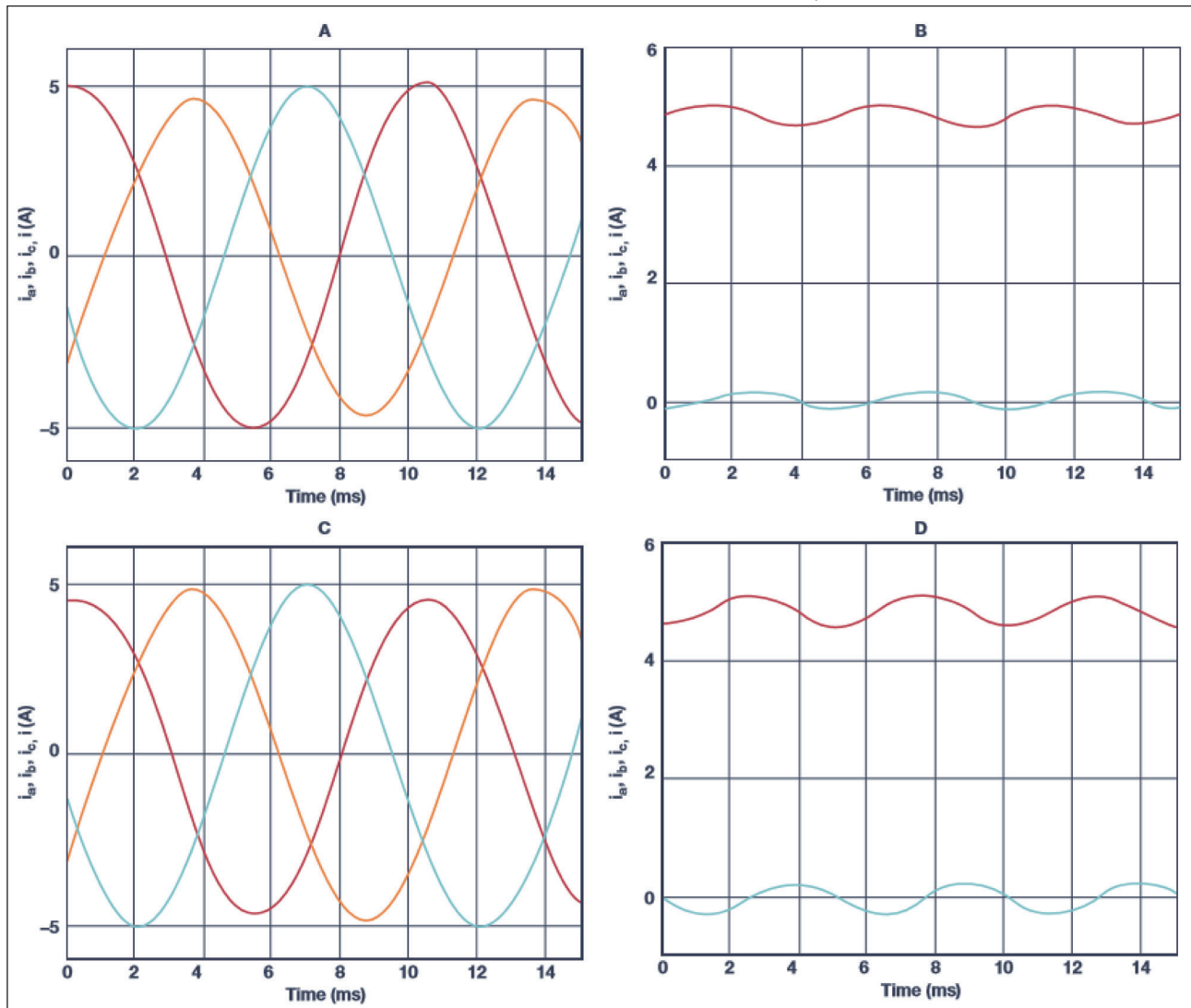
圖 3A 和 3B 中的三個感測器的情況下，請注意在 2 倍基頻中 i_b 測量的延遲如何產生電流 (轉矩漣波)。也要注意 i_d 和 i_q 的直流分量如何不受影響。

圖 3C 和 3D 中，在兩個感測器的情況下，請注意 i_b 的測量延遲如何造成比三個感測器高 1.73 倍的交流分量。此外， i_d 和 i_q 兩者的直流分量也受到影響。

3.3 最小化取樣時間誤差影響

隨著業界對控制迴路性能需求的提升，讓取樣

圖 3：錯誤的取樣時間的影響。兩電流感測器 (A, B) 和三電流的感測器 (C, D) 的 i_a, i_b, i_c 及 i_d, i_q 。



時間誤差的影響得以最小化，特別是此時正是朝向增加 ADC (類比數位轉換器) 解析度的發展趨勢。幾年前，10 至 12 位元的 ADC 很常見，但現在，16 位元解析度的 ADC 已成為常態。這些額外的位元應該被有效利用，否則一顆高性能類比數位轉換器的價值將會因系統延遲產生的較低位元漏失而妥協。

最小化取樣時間誤差效應最有效的方法是，盡可能接近所有相位的理想取樣時間。這可能會導致須選擇一個用於最佳化數位控制開關電源轉換器的控制器。此外，最佳化的傳輸延遲 / 在閘極驅動電路的失真將產生正面的影響。

如果時間誤差最小化仍不能滿足要求，可以透

過使用三電流感測器並用三個獨立取樣維持電路來實現明顯的性能提升。

4. 偏移誤差

導出的公式還可描述系統如何對一個測量電流的偏移產生反應。首先，透過觀察兩個感測器的情況和使用從公式 9 的 i_{de} 作為例子，誤差分量可表示為：

$$i_{de} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(i_{a,offset} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + i_{b,offset} \sin\theta \right) \quad (18)$$

a 和 b 通道的偏移分別為 $i_{a,offset}$ 及 $i_{b,offset}$ 。正如我們所看到的，該偏移在馬達的基頻將導致一個電

流的交流分量 (以及轉矩)。如果系統在啟動時進行偏移校準，任何剩餘的偏移量將歸因於漂移。在這種情況下，假設感測器以相同的方式漂移，近似值

$i_{a,offset} = i_{b,offset} = i_{offset}$ 可列成：

$$\begin{aligned} i_{de} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} i_{offset} \left(\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + \sin\theta \right) \\ &= 2 i_{offset} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

這表示，誤差分量的振幅是相位偏移振幅的兩倍。類似的結果可以在誤差電流的 q 軸分量內發現。三電流感測器進行同樣的運動，從公式 12 推導的 i_{de} 可看出：

$$\begin{aligned} i_{de} &= \frac{2}{3} \left(i_{a,offset} - \frac{i_{b,offset}}{2} - \frac{i_{c,offset}}{2} \right) \cos\theta \\ &\quad + \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{b,offset} - i_{c,offset}) \sin\theta \end{aligned} \quad (20)$$

並且，依循這個推論來校準初始偏移，所有的感測器將同樣漂移， $i_{a,offset} = i_{b,offset} = i_{c,offset} = i_{offset}$ ：

$$\begin{aligned} i_{de} &= \frac{2}{3} \left(i_{offset} - \frac{i_{offset}}{2} - \frac{i_{offset}}{2} \right) \cos\theta \\ &\quad + \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{offset} - i_{offset}) \sin\theta = 0 \end{aligned} \quad (21)$$

再者，具有三個感測器的優點很明顯—電流感測器的偏移將不會有轉矩漣波的影響。即使感測器實際上不會以相同方式漂移，它們仍可能出現同樣的趨勢。因此，一個三感測器的設置在系統內總是有著明顯的較低的轉矩漣波及以未校準偏移誤差。

4.1 最小化偏移誤差效應

電流回授的偏移是馬達驅動器中轉矩漣波的主要來源之一，而盡可能最小化此偏移是比較理想的。一般來說，電流回授有兩種偏移誤差。首先，一種是靜態偏移，存在於時間和在任何溫度下的任何一點。其次是偏移漂移，它是一個參數的函數，比如溫度和時間。有一種常用於最小化靜態偏移效應的技巧是進行偏移校準，可以在生產製造的時候或每次當電流為 0 (一般馬達停止時) 進行。如果使用這種方法，靜態偏移通常不成問題。

要處理偏移漂移則更為複雜。因為當馬達運轉時通常會發生緩慢的漂移，很難做到線上校準，而

通常也不會選擇停止馬達的運轉。一些基於觀察者模式的線上校準技術已被建議使用⁴，但這些觀察者模式須仰賴馬達的電性和機械系統的模式。為使線上估計有效，馬達參數的訊息必須精確，但通常情況並非如此。

如同前面所討論的，偏移漂移的最有效的緩解之道是使用三電流測量。假設通道使用同類分量，那些通道的漂移可能是類似的。如果是這樣的情況，那些偏移會抵消且不會產生一個轉矩漣波。即使通道不以相同速率漂移，只要它們以相同的方向漂移，這三個通道的方法將具有抵銷偏移的作用。

以兩電流測量，即使通道以同樣的速度漂移，轉矩漣波仍存在。換句話說，兩個感測器的系統對偏移漂移是非常敏感的。在這種情況下，避免轉矩漣波的唯一方法是確保維持在低漂移，但對回授系統可能會增加成本和複雜性。對於一組規制的性能要求來說，三通道回授系統也許能被證明是具成本效益的解決方案。

5. 增益誤差

當系統出現電流回授的增益誤差，此誤差訊號 i_{xe} 與實際相位電流成正比， i_{x1} ($x = a, b, c$)：

$$i_{xe} = k_x i_{x1} \sin(\theta - \varphi) \quad (22)$$

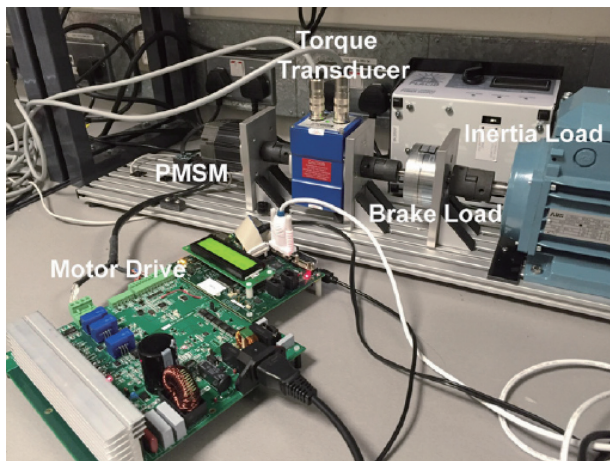
這是基頻的正弦誤差。如同我們所見，由於增益的誤差的實質是類似於因為錯誤取樣時間產生的誤差 (見公式 16)。因此，同樣的結論可以得出：

- 如果同樣的增益誤差存在於所有通道，將不會有轉矩漣波；只會有一個增益誤差。這適用於二通道和三通道系統。
- 如果增益誤差從一個通道到另一個通道產生變化，它將在兩倍基頻產生一個轉矩漣波分量。
- 對增益誤差來說，電流測量敏感度二通道比三通道高出 1.73 倍。

6. 實驗驗證

測量電流和輸出轉矩的偏移誤差和增益誤差的效果，在圖 4 所示的實驗裝置上進行了驗證。

圖 4: 實驗裝置



驅動電路板的電流迴授電路，在三個馬達相位中採用霍爾效應變頻器 (Hall effect transducer)。二相位或三相電流測量可以在軟體中選擇。在馬達

馬達驅動電路板	交流輸入，350VDC, 三相，封閉迴路，ADI 磁場定向控制器驅動平台
永磁馬達	M-2311S-LN-02D Teknic, 4-pole, 0.42 nm, 6000 rpm, 三相永磁同步馬達 M-2311S-LN-02D
轉矩傳感器	RWT421-DA, 感測器技術， ± 2 nm, 0.25% 準確度
制動負載	磁微粒制動器，1.7 nm max
慣性負載	未連線 1kW ABB 感應馬達

沒有運作時可進行偏移校準，所以在正常運作下 (缺少漂移效果的允許時間)，偏移和增益誤差非常小。為了說明這些通常因為溫度漂移 (不考慮例行校準)、假偏移和增益誤差存在產生的誤差的影響，會在例行校準程序之後在控制軟體內引用。由控制演

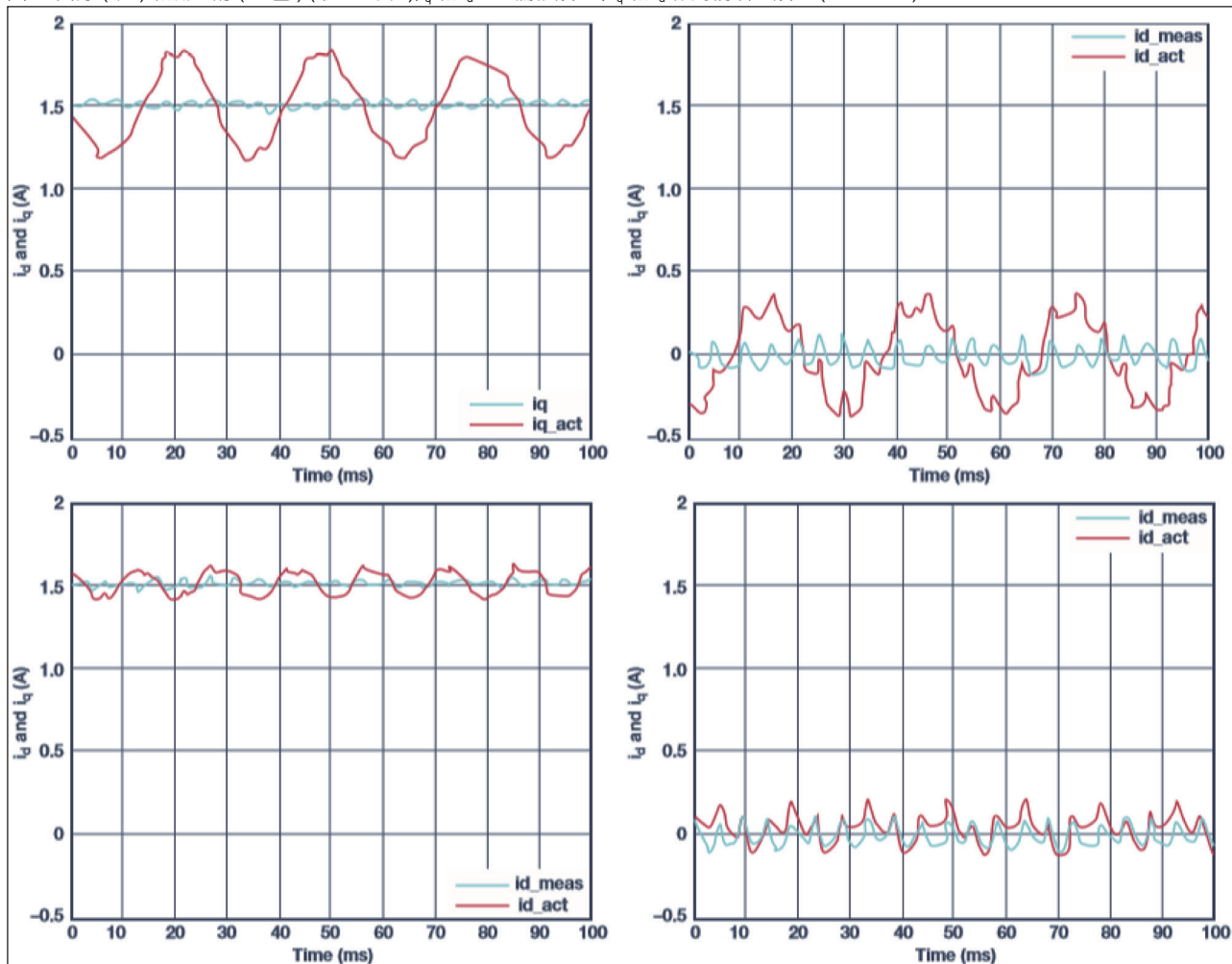
圖 5: 實際 (紅) 和測量的 (藍色) (從上到下); i_q 和 i_d 1% 偏移誤差; i_q 和 i_d 非對稱增益誤差 (1.05/0.95)。

圖 6: 2 相位電流測量 (左)、漸增的偏移誤差和 (右) 漸增的增益誤差的額定測量式轉矩連波百分比

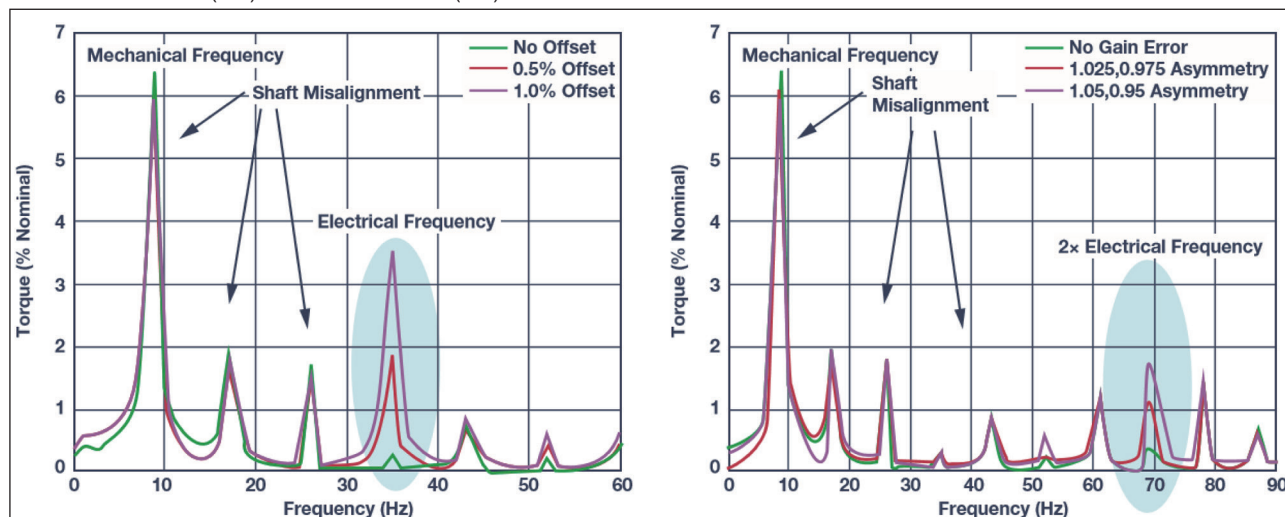
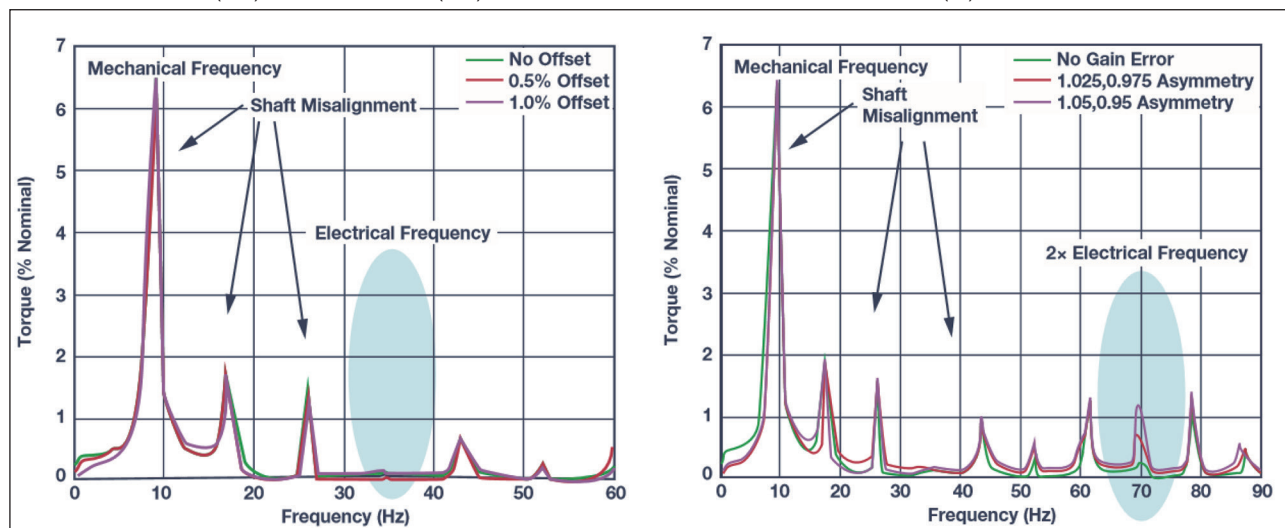


圖 7: 三相電流測量 (左)、漸增的偏移誤差 (右) 及漸增的增益誤差的額定測量式轉矩連波百分比 (%)



算法可見的測量值，將與實際值出現不同差異，其包括前面各節所討論過的各種誤差的影響。圖 5 顯示出一組 520 rpm 設定速度的參考—35Hz 的馬達電性頻率。

很顯然，當驅動器在相對恆定值控制 d 軸和 q 軸電流以保持設定速度，實際電流包括明顯的諧波分量，特別是在偏移誤差的情況下。這些諧波分量直接影響輸出轉矩連波。此如圖 6 所示。必須注意的是，由於測試台上些微的軸偏移而產生一個明顯的機械轉矩脈動。這存在於機械頻率和一些低階諧波。然而，關於偏移和增益誤差源的諧波含量的變化仍清晰可見。在偏移誤差中，電性頻率 (35Hz) 的

諧波分量以偏移誤差百分比成比例增加，如圖所示，同時，諧波含量在兩倍電性頻率中與不對稱增益誤差一起增加，則如同理論所預測。

此外，三相位測量的影響可以清楚地在圖 7 中看到，其中，偏移誤差引起的轉矩連波被完全消除，並且，增益誤差引起的轉矩連波是以 1.73 倍來減少—再次證實理論計算。

總結

經由分析與測量，本文顯示出電流回授系統中非理想效應如何影響系統性能。同時也展現了在測量誤差上，三電流的測量系統如何比二電流的測量

系統更加強固。

參考文獻

1. Weizhe Qian, Sanjib K. Panda, and Jian-Xin Xu. "Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors Using Iterative Learning Control." IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, 2004.
2. Dae-Woong Chung, Seung-Ki Sul, and Dong-Choon Lee, "Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector Controlled AC Motor Drives." Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS 1996., Conference Record of the 1996 IEEE, Vol.1, 1996.
3. Somyo Kaitwanidvilai, Werachet Khan-ngern, and Montri Panarut. "The Impact of Deadtime Effect on Unwanted Harmonics Conducted Emission of PWM Inverters." Environmental Electromagnetics, 2000. CEEM 2000. Proceedings. Asia-Pacific Conference on, Shanghai, 2000.
4. Yutaro Uenaka, Masaki Sazawa, and Kiyoshi Ohishi, "Fine Self-Tuning Method of Both Current Sensor Offset and Electrical Parameter Variations for SPM Motor." IECON 2010—36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010.

作者簡介：

Jens Sorensen 是美國 ADI 公司馬達與電源控制團隊的系統應用工程師。他的專長領域為馬達控制演算法與功率轉換。他於丹麥 Aalborg 大學獲得電機工程碩士學位。Dara O'Sullivan 是 ADI 公司在愛爾蘭的馬達與電源控制團隊的系統應用工程師。他的專長領域是功率轉換和馬達驅動控制。他於愛爾蘭 College Cork 大學獲得電機工程碩士及博士學位。

CTA

ADI 微機電加速度計實現結構缺陷的早期偵測

Analog Devices, Inc.(ADI) 亞德諾半導體公司宣布一款三軸微機電 (MEMS) 加速度計，以極低雜訊進行高解析度振動測量，實現經由無線感測器網路的早期結構缺陷偵測。新的 ADXL354 和 ADXL355 加速度計的低功耗，延長了電池壽命，並藉由減少更換電池的時間以延長產品的使用。低功耗的 ADXL354 及 ADXL355 的低雜訊性能表現，使其現在實現低位準的振動測量如結構安全監控 (SHM) 的應用方案更具成本效益。此外，ADXL354 和 ADXL355 加速度計的傾斜穩定性提供溫度和時間上的絕佳重複性，對於在無人機的定位和導航系統上使用慣性測量單元 (IMU 產品) 及傾斜儀，這是理想的方案。藉由在所有條件下提供重複的傾斜測量，該新款加速度計能夠在惡劣環境中無需大規模的校準就能實現最小傾斜誤差。

ADXL354 和 ADXL355 加速度計提供保證的溫度穩定性與 0.15mg/C(最大值) 零偏移係數。此穩定性讓與校準和測試結果相關的資源和費用最小化，幫助元件 OEM 廠商達成更高的產出量。另外，陶瓷封裝有助於確保終端產品在出廠後能更長期的符合重複性和穩定性規格。

具備 $\pm 2g$ 至 $\pm 8g$ 滿刻度範圍 (FSR) 的輸出、小於 200 μA 電流消耗下範圍從 1Hz 至 1kHz 的可選式數位濾波及 25 $\mu V/Hz$ 的低雜訊密度，ADXL354 和 ADXL355 加速度計提供的性能水準與更加昂貴的元件相較，具備更低的功耗和物料 (BOM) 成本。