

# 能源解決方案

在能源基礎設施快速轉型的今日，系統架構者需要因應複雜的技術挑戰。ADI透過創新感知、測量與大資料平台技術，協助客戶精準洞察全球電網動態。我們的專家團隊將全程協助您完成高效系統設計。

# 目錄

## 儲能解決方案

儲能系統：如何輕鬆安全地管理電池組.....	1
太陽能應用的電弧偵測分析.....	5
深入探討電池充電狀態(SOC)和運行狀態(SOH)估計技術.....	9
新型功率開關技術和隔離式閘極驅動器不斷變化的格局.....	17
對太陽能和儲能設施進行基本監測的iCoupler隔離式通訊解決方案.....	19
隔離式雙向功率轉換器的數位控制.....	23
為什麼使用PassThru技術有助於延長儲能系統壽命.....	32
借助隔離技術將太陽能光伏發電系統整合於智慧電網.....	36
併網光伏逆變器隔離的整合隔離.....	40
iCoupler技術為AC/DC設計中的氮化鎵(GaN)電晶體帶來諸多優勢.....	45
隔離式閘極驅動器的重要特性.....	49
醫療健康儲能系統透過先進電池管理提升可靠性、安全性，並延長30%的使用壽命.....	51
驅動新一代SiC/GaN功率轉換器的IC生態系統.....	55
ADSP-CM403 Sinc—太陽能應用中的隔離測量.....	59
一次通過EMI合規性測試—第1部分：相關物理知識.....	64
一次通過EMI合規性測試—第2部分：PCB輻射示例.....	68

簡單制勝—第一部分：深入探討BMS中的主動均衡.....	73
簡單制勝—第二部分：探尋適用於BMS設計的高效主動均衡解決方案.....	77
簡單制勝—第三部分：高效主動均衡背後的架構.....	83
簡單制勝—第四部分：高效主動均衡背後的演算法.....	91

## 智慧電網基礎設施解決方案

智慧電錶現場診斷的進展.....	96
三相電能計量趨勢：創新的隔離式ADC架構支援利用分流電阻進行三相電能計量.....	100
無線智慧計量技術.....	107
自我調整即時DSP架構可以監控電網中的諧波成分和各種電源品質因數.....	110
電錶資料分析的重大機會.....	114
電能品質監測第1部分：符合標準的電能品質測量的重要性.....	117
電能品質監測第2部分：符合標準的電能品質儀錶的設計考慮因素.....	122
直流電能計量應用.....	129
智慧化電能計量技術提升能效，讓世界變得更環保.....	137

技術文章

# 儲能系統： 如何輕鬆安全地管理電池組

現場應用工程師Amina Joerg

系統應用工程師Paulo Roque

## 摘要

鋰離子(Li-Ion)電池和其他化學電池不僅在汽車產業扮演著關鍵角色，而且也是儲能系統(ESS)的主力軍。例如，超級工廠每天可以利用可再生能源生產數MWh電力。電網如何承受24小時內的各種負載波動？利用基於電池的電網支援儲能系統(BESS)可以有效解決這個問題。本文討論了電池管理控制器解決方案及其在開發和部署ESS時的有效性。

## 鋰離子電池挑戰

為了使用鋰離子電池，我們需要電池管理系統(BMS)。鋰離子電池可能很危險，因此BMS不可或缺。如果過度充電，鋰離子電池會發生熱失控並爆炸；如果過度放電，電池內部會發生化學反應，導致其蓄電能力受到永久影響。這兩種情況都會導致電芯受損，並且可能帶來安全隱患和嚴重的經濟損失。此外，鋰離子電池常常堆疊起來形成電池組，所以也需要使用BMS。堆疊電池通常採用串聯方式充電，也就是將一個恆定電流源與電池堆並聯。然而，這種方法會帶來一個難題：如何實現平衡充電，即讓所有電池處於相同的荷電狀態(SOC)。如何在避免電池堆的任何一個電池過度充電或過度放電的前提下，將所有電池完全充電或放電？一款卓越的BMS包含眾多優勢，有助於實現良好平衡。BMS的主要功能包括：

- ▶ 監測電池參數，例如電池電壓、電池溫度以及流入和流出電池的電流。
- ▶ 透過測量上述參數，並使用庫侖計測量充電和放電電流（單位為安培·秒，即A.s），來計算SOC。
- ▶ 電池平衡（被動），可確保所有電池的SOC相同。

## 電池管理系統解決方案

ADI提供多種BMS元件系列(ADBMSxxxx)。例如，[ADBMS1818](#)非常適合工業和BESS應用，可以測量由18個電池組成的電池堆。任何ADBMS IC都需要微控制器來操作。微控制器單元(MCU)與BMS通訊，接收測量資料並執行計算，以確定SOC和其他參數。雖然大多數微控制器可以與BMS通訊，但並非所有微控制器都適用。理想的微控制器應具備強大的處理能力。BMS回饋的資料量可能非常龐大，尤其是在處理大型電池堆時。例如某些電池堆由多達32個以菊鏈連接的ADBMS1818組成，電壓可能達到1500 V。在這種情況下，微控制器必須具有足夠的頻寬，以便在處理結果的同時與系統中的不同BMS IC進行通訊。[MAX32626](#)微控制器是BMS平台解決方案的一部分，有兩個電源，並透過PowerPath™控制器進行管理。PowerPath控制器根據板載電源需求（所連接的周邊和處理負載等）確定電源優先順序。

ADI的大多數監控IC都採用適合高壓系統的可堆疊架構，這表示多個類比前端(AFE)可以透過菊鏈方式連接。因此，BMS控制板（又稱儲能控制器單元(ESCU)）的一大特性在於可以同時與多個AFE協同工作。

圖1為典型的BMS方塊圖，其中ESCU以藍色突顯。雖然ESCU並未針對功能安全應用進行優化，但使用者可以建置保護電路和/或冗餘來滿足某些安全完整性等級(SIL)要求。

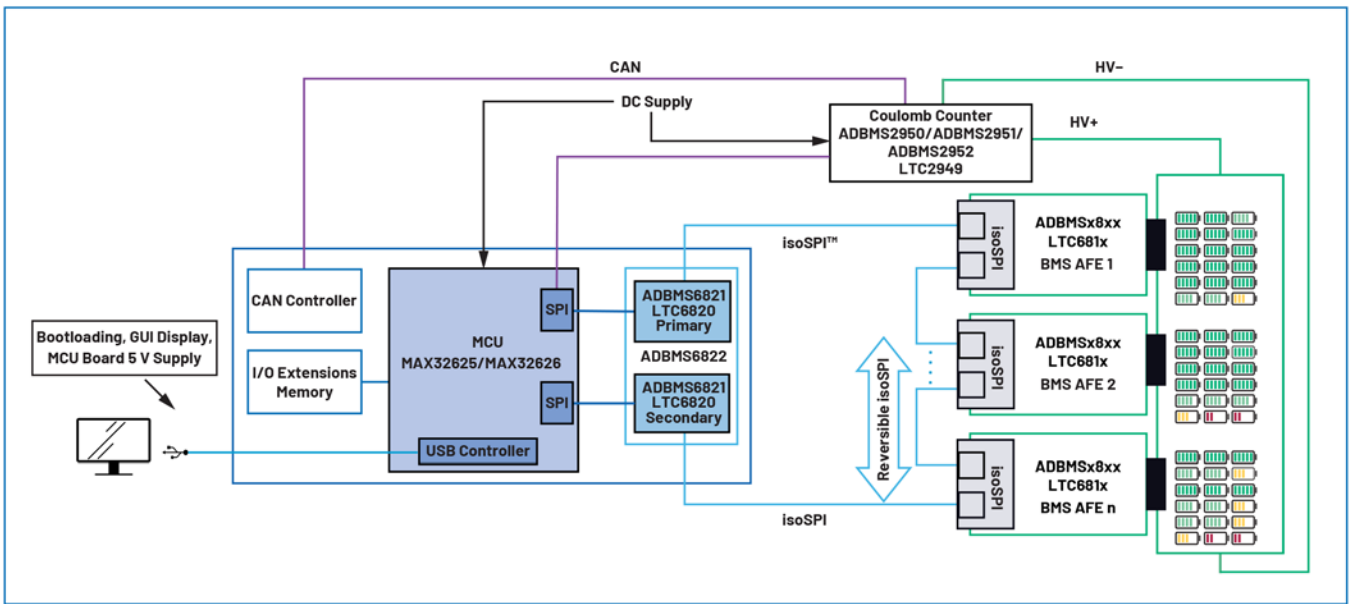


圖1. 由ADI BMS解決方案提供支援的BMS簡化方塊圖

## BMS控制板硬體和軟體

### 硬體資訊

ADI的ESCU可與各種BMS元件（AFE、電量計、isoSPI收發器）介面對接。BMS控制板硬體和組成部分的亮點包括：

- ▶ 板載MCU：Arm® Cortex®-M4 MAX32626適合儲能應用。該元件以低功耗運行，速度非常快，內部振盪器的運行頻率高達96 MHz。在低功耗模式下的運行速度低至4 MHz，可節省功耗。此外還具有卓越的電源管理特性，例如低功耗模式下電流僅600 nA，並有一個已致能的即時時脈(RTC)。MAX32626還整合了豐富的周邊介面，包括SPI、UART、I<sup>2</sup>C、1-Wire®介面、USB 2.0、PWM引擎、10位元ADC等，並內建一個具有高階安全特性的信任保護單元(TPU)。
- ▶ 介面：ESCU配備了多個介面，
  - 包括SPI、I<sup>2</sup>C和CAN。
  - isoSPI用於安全穩健地跨高壓屏障傳輸資訊。
  - USB-C用於為電路板供電和燒錄MCU。
  - JTAG用於微控制器程式設計和除錯。
  - Arduino連接器（提供更大的彈性，支援添加Arduino相容板，例如乙太網路擴展板、感測器板，甚至Proto Shield）。
- ▶ isoSPI收發器：包含2個LTC6820，利用單個變壓器實現與菊鏈連接的BMS IC之間的isoSPI通訊，確保該板與連接到大電壓電

池堆的BMS IC完全隔離。雙isoSPI收發器提供了冗餘和可逆的隔離通訊，主機MCU交替使用不同通訊連接埠以監視訊號完整性。未來該板將包含ADBMS6822（雙isoSPI收發器），以支援更高的資料傳輸速率，並支援新款ADI BMS IC中的低功耗電池監控(LPCM)功能）。

#### ▶ 電源管理：

- 可透過DC插孔或連接到PC的USB透過USB 2.0介面（可使用USB-C連接器）供電。
- 優先順序電路採用LTC4415，根據控制器和周邊側的負載來選擇電源（DC插孔或USB-C輸入）。例如，如果連接並運行Arduino擴展板，則該板的功耗將提高，超過USB-C所能提供的功率，此時LTC4415的理想二極體「或」架構將執行切換操作，選擇DC插孔作為電源來源。
- 電源鏈提供不同的電壓軌（3.3 V、2.5 V和5 V），這些電壓軌可透過跳線進行配置。

- ▶ 安全和保護：MAX32626可控制板載隔離閘極驅動器ADuM4120，該驅動器可控制N-FET連接到外部接觸器（如電池板上的接觸器）。在緊急或故障情況下，MCU將透過ADuM4120打開和關閉MOSFET，進而斷開接觸器和電池連接，產生保護作用。

圖2中的概要方塊圖突顯了ESCU的主要元件。

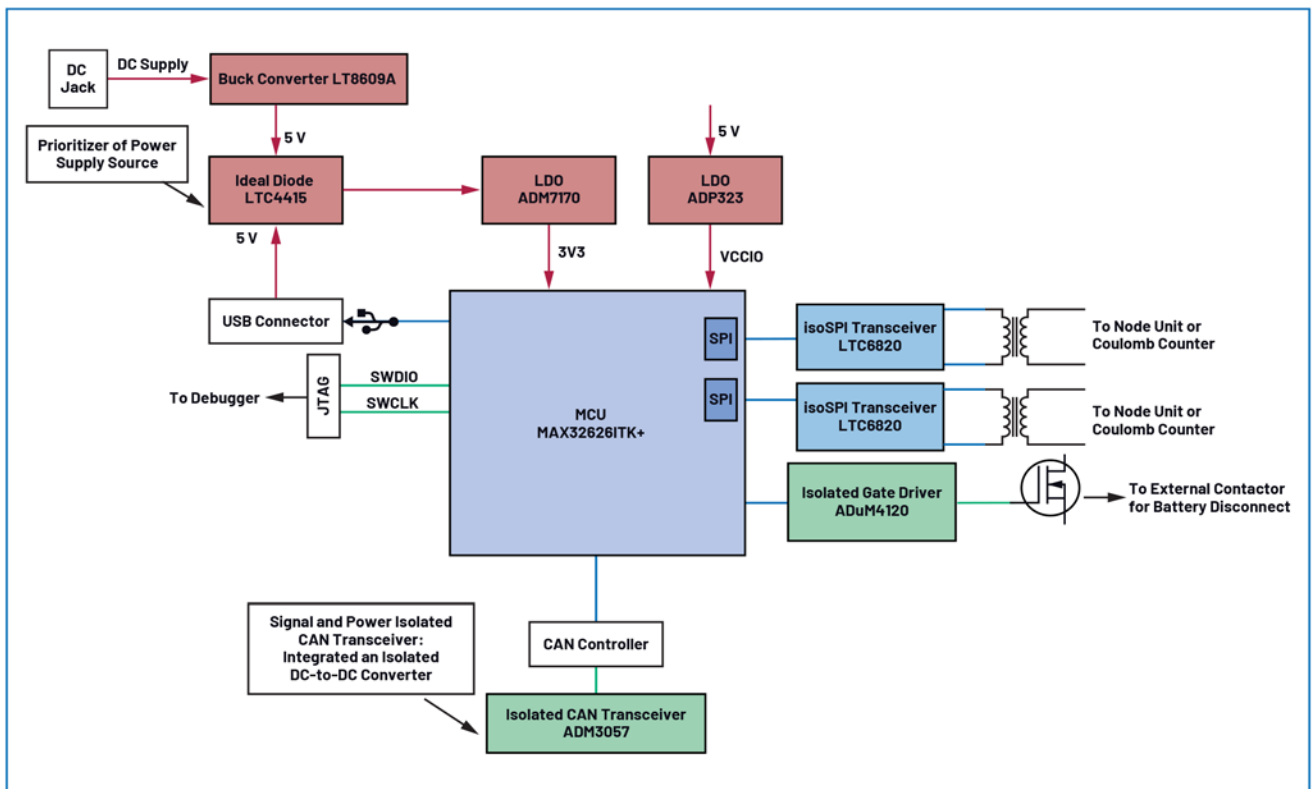


圖2. ESCU的詳細硬體方塊圖

PCB尺寸較小，為10 cm×9 cm。主要介面如圖3所示。

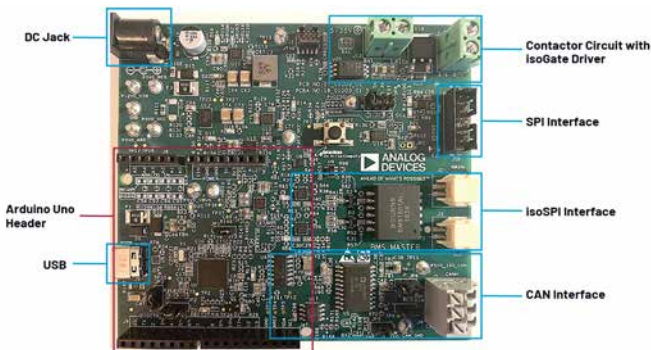


圖3. ESCU的頂面

## 軟體資訊

在軟體方面，ADI提供了完整解決方案，包括可用於與控制板通訊的開源圖形化使用者介面(GUI)。該GUI最多支援將三個ADBMS元件連接到菊鏈。

GUI透過定義明確且可輕鬆擴展的開源通訊協議與MCU進行通訊。該協定定義了透過序列埠發送到MCU的消息。這些消息受到迴圈冗餘校驗(CRC)保護，支援錯誤檢測。使用者可透過消息，依序與MCU連接和斷開連接，設定系統參數，執行測量，致能和檢查故障，以及將任何必要的命令寫入ADBMS元件。MCU中的

應用程式碼利用空閒RTOS執行緒執行平行作業。此種做法很有用，因為測量執行緒可以與故障檢查執行緒並行運行，進而可以實現故障間隔時間目標。

我們為BMS控制板提供了用Python編寫的軟體介面。主要的使用者內容包括：

1. 系統標籤頁：這是應用程式的主登入頁面（圖4）。使用者可在此建立串列PC通訊，選擇連接的AFE板數量，以及確定用於過壓和欠壓檢查的測量間隔和閾值。點擊連接後，用戶即可開始測量。兩個系統狀態燈都變成綠色（如圖4所示）時，會根據使用者輸入的電路板數量而顯示相應的測量標籤頁。

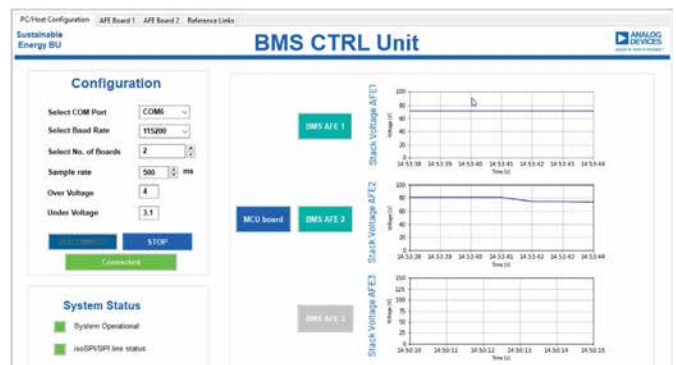


圖4. 使用者應用程式的系統標籤頁

2. BMS標籤頁顯示ESCU處理的每個連接AFE的測量結果，如圖5所示。BMS標籤頁包含AFE板的電池和GPIO電壓、狀態及故障讀數。電池電壓測量結果也以圖形方式即時呈現。

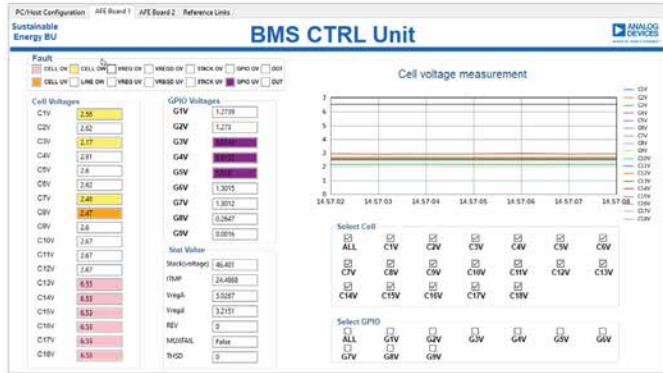


圖5. BMS測量標籤頁

3. 參考標籤頁：GUI包含一個參考標籤頁，其中會顯示電路板概要方塊圖和原理圖。

原理圖、Gerber檔、評估韌體、GUI和使用者指南都是開源的，由ADI提供。

## 結語

能源市場正快速發展，對BESS的需求十分迫切。業界極需可以立即部署的完整解決方案，其中還要求包括適當的支援，以加快產品上市速度，避免出現延誤意外。ADI的ESCU可全面滿足此一需求。該板具備BESS所需的關鍵特性，同時提供了一個全面而彈性的基礎平台，為未來的進一步開發鋪平了道路。

藉由ADI的BMS控制器解決方案，用戶將能夠：

- ▶ 同時評估多個AFE，因為該解決方案針對的是可堆疊和可擴展架構。不需要額外的isoSPI收發器板。
- ▶ 無縫除錯BMS系統，因為該板搭載了JTAG、狀態LED以及豐富的連接器和介面。
- ▶ 利用開源硬體和軟體縮短產品上市時間。

ADI的BMS控制板具備BESS所需的關鍵特性，並為未來的發展提供了一個彈性的基礎平台。

## 參考資料

[ [鋰離子電池儲能解決方案](#) ]，ADI，2022年。

[ [儲能解決方案](#) ]，ADI

Amina Bahri。[ [AN-2093：ADBMS1818從屬模組解決方案](#) ]，ADI，2021年。

## 作者簡介

**Paulo Roque**為儲能系統部的系統應用工程師，目前常駐愛爾蘭利默里克。他於2013年加入ADI，先後擔任過多個職位，並參與多種產品的研發，近期主要專注於磁性產品。Paulo畢業於愛爾蘭利默里克大學，擁有機器人學士學位。

**Amina Joerg**為工業團隊的現場應用工程師，常駐德國。她自2018年起任職於ADI，曾歷任多個職位，目前擔任能源部系統應用工程師。Amina畢業於德國肯普滕應用科學大學，擁有電氣工程碩士學位。

技術文章

# 太陽能應用的電弧偵測分析

儲能系統與應用資深經理 Martin Murnane

## 簡介

由於光伏(PV)太陽能面板裝置可能發生新的危險，尤其是火災，所以未來的太陽能設計要求光伏系統具備電弧偵測能力。本文說明電弧偵測需求的產生原因，對偵測方法進行分析，並提出了一種可能的解決方案來將電弧偵測整合到光伏逆變器裝置和設施中。

## 背景

現今的太陽能光伏裝置使用的逆變器有兩類：微逆變器和組串式逆變器。微逆變器僅轉換一個面板產生的電力，而組串式逆變器轉換多個面板或一串面板產生的電力。本文重點討論群組串式逆變器類型的裝置。這些裝置中的功率逆變器系統將面板輸出的直流電源轉換為交流電流，以便可以直接在家中使用、儲存於電池系統中或送回電網。在典型的住宅太陽能光伏設施中，屋頂的各個光伏模組串聯連接，形成光伏串，並進而連接到可以處理兩到四個光伏模組串的組串式逆變器。此外，針對家庭使用、電池儲能或電網等不同情況，逆變器內部的最大功率點追蹤器(MPPT)優化光伏面板與輸出之間的匹配度。

電弧是太陽能光伏和其他電流轉換應用中可能發生的一種危險情況，有引發火災的風險。對潛在起弧情況的檢測和反應（系統關停）是此類系統必須具備的一項關鍵安全特性。太陽能逆變器的直流側和交流側均可能產生電弧。

例如，當電纜中有大電流通過時，斷開這樣的電纜可能引起直流電弧。另外，在太陽能電池發生輻照的同時，光伏陣列會持續供應電流，這使問題進一步複雜化，可能引發連續起弧，導致火災。因此，光伏逆變器的直流側非常容易發生危險。雖然逆變器有斷開太陽能面板連接的要求，但這只是用於維護，而非正常工作。

在應用的交流側，電弧在過零時可能會自動熄滅，過零事件每 50 Hz 或 60 Hz 發生一次，故而光伏逆變器的交流側不大容易產生電弧相關的風險。另外，市面上有電弧故障斷路器(AFCI)，用於偵測交流電路中的電弧故障。

因此，電弧偵測對太陽能光伏逆變器確實非常重要。

電弧偵測應考慮檢測光伏逆變器中的故障，並且僅關斷受影響的逆變器區域以確保設備安全運行，逆變器的其餘部分則照常安全工作。此外還應基於電弧相關性質，考慮光伏逆變器的啟動或關斷操作。

## 直流電弧偵測—研究

挪威科技大學(NTNU)研究顯示，30 V 的電壓即足以引起並維持電弧。他們的測試方法聚焦於電壓域以檢測電弧。他們還觀測到，當電弧燃燒時，光伏模組上的電壓（典型值為 60 V）下降。根據他們的電弧測試，壓降幅度約為 10 V。電壓域分析的主要原因是實驗中使用了一個低成本微控制器。若非如此，他們建議使用更強大的 DSP 對電流訊號的功率譜密度進行分析。

2007年，Swissolar在瑞士組織了一次名為「光伏直流陣列中的電弧——潛在危險和可能的解決方案」國際研討會，介紹了關於直流電弧對MPPT追蹤的影響的一些有意義的情況，並建議未來的電弧偵測機制應重點考慮這些情況。

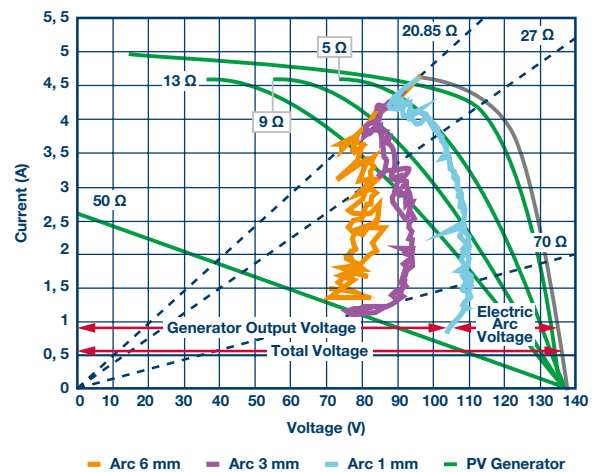


圖1. 電弧對MPPT的影響 (Willi Vaassen, TÜV)

圖2顯示了不同電弧間隙（1 mm、3 mm和6 mm）對應的MPPT，同預期一樣，性能降幅非常可觀。

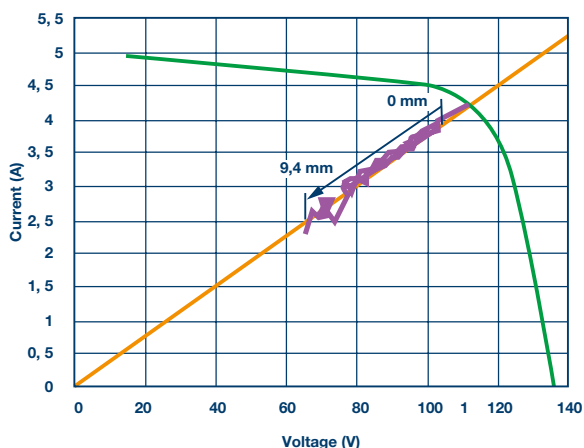


圖2. 電弧偵測對MPPT工作點的影響 (Willi Vaassen, TÜV)

TÜV的進一步研究顯示了MPPT追蹤器中相同大小的間隙引起的工作點偏差。結果再次顯示MPPT性能大幅降低。

對於這種直流電弧問題，建議解決方案是基於電流測量分析。偵測機制監視負載中的電流和流至地的電流。負載中的電流透過一個濾波器，僅留下電弧特徵頻率範圍。然後進行訊號處理，並透過一個邏輯機制來關閉起弧源，即光伏模組或光伏逆變器。

## 電弧偵測模擬

### 設定

圖3是一個可能的電弧產生設定，其符合UL1699B標準。

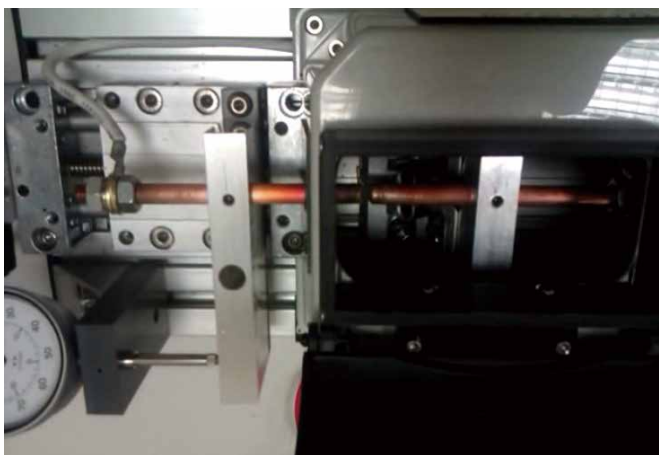


圖3. 電弧產生器 (照片屬ADI所有，拍攝於利默里克工廠太陽能實驗室)

光伏電源系統與一個電弧產生器和一個1 Ω的鎮流電阻串聯，形成測試系統設定的基礎。對透過系統的電壓和電流進行分析，以探索可能的偵測機制。

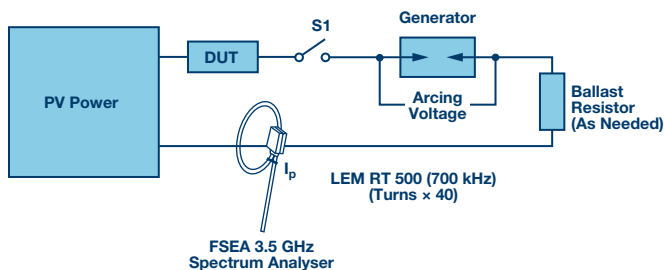


圖4. 電弧設定

## 電壓波形分析

首先關注電弧上的電壓，我們可得出一些有意義的資訊。電弧間隙打開時，間隙上的電壓約為71 V。間隙閉合時，產生一個小電弧，圖5顯示間隙上的電壓降低20 V。當間隙保持閉合狀態時，一個穩定的電流流過，電弧上幾乎偵測不到電壓。

然而，當間隙打開且電弧持續發生時，可以看到間隙上的壓降約為20 V。此電壓保持不變，隨著間隙增大，其上的電壓會提高。在某一時間點，電弧不再繼續發生，間隙上的電壓回到設定值。

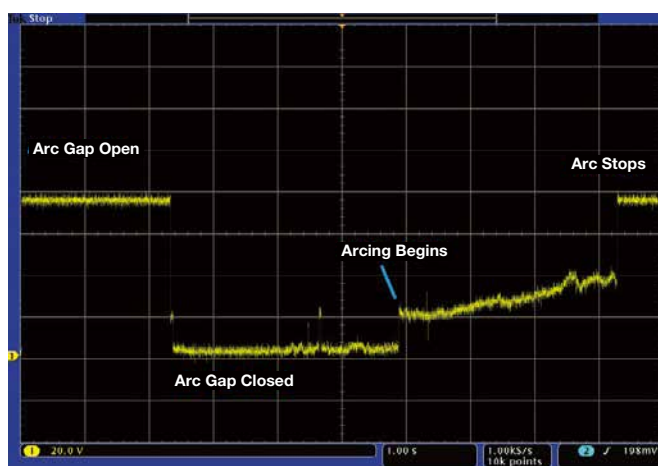


圖5. 電弧間隙上的電壓波形的直流和交流分量

對電壓波形交流性能的進一步分析可揭示更多資訊。當間隙閉合且沒有電弧時，電壓波形上出現瞬變，如圖6中紅圈區域所示。

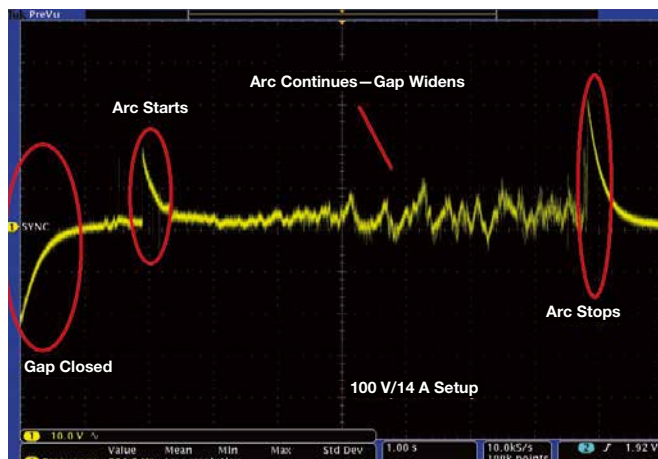


圖6. 電弧間隙上電壓的交流分析

當電弧燃起並持續時，又出現一個瞬變。隨著間隙進一步打開，最初高頻分量的幅度看似較低，但隨著間隙變寬，其幅度也增大，直至間隙過寬（100 V/14 A為14 mm）導致電弧不能維持自身而停止。當電弧停止時，再次出現一個高瞬變。

## 電流訊號分析

現在看看經過系統的電流方面的情況，以下的波形是流經系統的電流的預覽。最初間隙閉合，然後間隙打開，最後間隙過大導致電流無法流過，電弧完全停止。

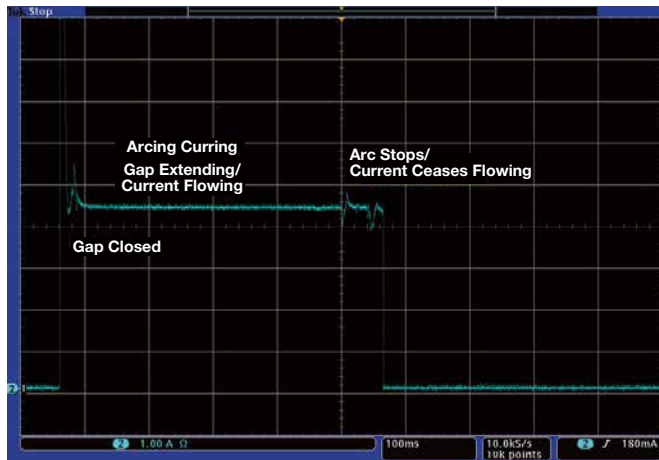


圖7. 從電流分析得到的電弧直流和交流分量

對流過系統的電流的進一步分析顯示：當電弧存在時（圖8），系統中存在高頻成分；當電弧不存在時（圖9），這些訊號也不存在。

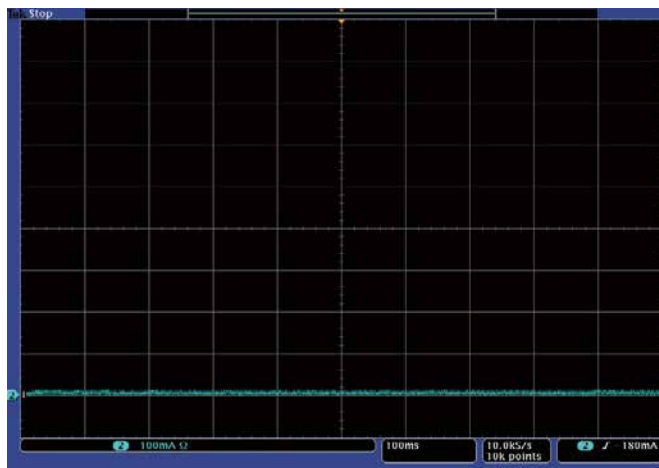


圖8. 無電弧——無高頻成分

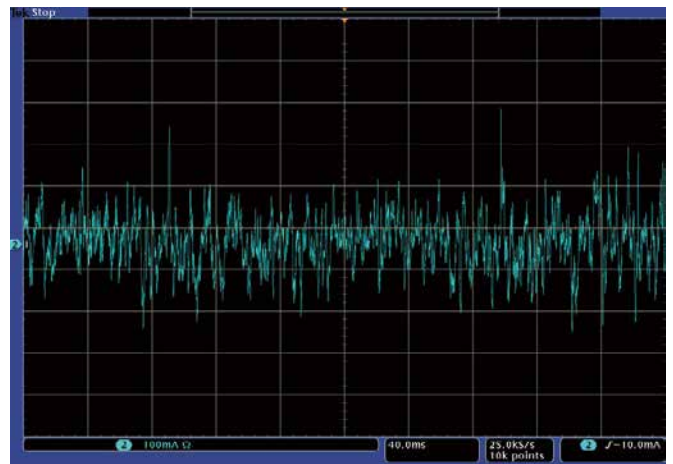


圖9. 有電弧——有高頻成分

## 頻譜分析

對電弧頻譜進行分析也是有意義的。圖11顯示了系統中存在電弧時的頻譜。其在系統的基本位準以上是可見的。頻率較低時，位準較高，更易於偵測，但在這種較低位準時，存在系統開關元件，需要予以濾除以便偵測電弧特徵。在頻率範圍的較低區域可能需要使用較高解析度的ADC。

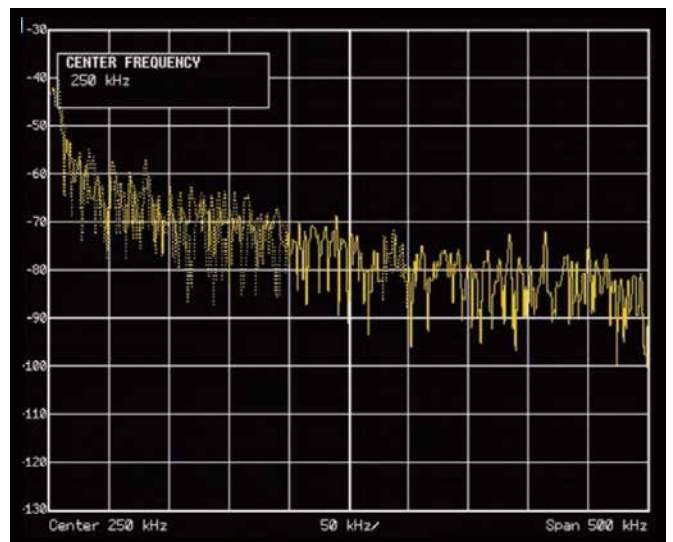


圖10. 電弧電流頻譜

頻率較高時，雖然電弧以較低的幅度存在，但系統的開關元件也以較低的幅度存在，因此電弧偵測更容易。在較高頻率區域，較低解析度的ADC可能就足夠了。

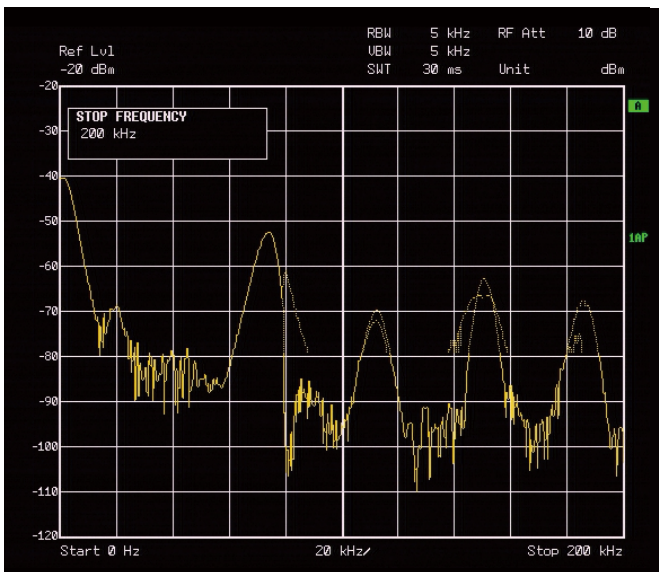


圖11. 無電弧頻譜

還有一條有價值的資訊，那就是在相同條件下，無論產生電弧的電流/電壓為多大，圖11中的頻譜變化極小。這表示電弧具有的一致性，因此系統中可以偵測到。

## 結語

必須根據下列要點解決直流電弧問題：

- ▶ 物件是可能產生電弧的系統和需要電弧偵測的電路。確保能偵測到所有電弧。
- ▶ 然後測量電弧的強度或幅度。這是明確判斷電弧是否產生所必需的，同時還能消除系統受到外部輻照所引起的電弧誤報。因此，必須採用一種濾波機制來消除電弧誤判。
- ▶ 確保串聯和並聯電弧均得到處理，完整偵測可能需要（也可能不需要）多個獨立電路。
- ▶ 確保電子電路也能自動或手動禁用光伏陣列和電網連接，以便阻止火災擴散。

▶ 本文討論了多項內容，總結如下：

- 光伏逆變器的電弧偵測是對新開發光伏逆變器的一項要求。
- 起弧分析或電弧偵測主要是在電流域展開。
- 測試都是在直流量域中展開，採用符合UL1699B指令的試驗裝置，其具有兩個固體電極，大電流（7 A至14 A）通過其中。然後將其分開，直至電弧產生；再繼續分開，直至距離夠遠，電弧停止。
- 最大功率點追蹤(MPPT)在電弧偵測中可發揮重要作用，開發解決方案時應予以考慮。
- 電弧偵測可以在較低頻譜（100 kHz區域）中進行分析。一種可能的電弧偵測解決方案是使用100 kHz頻譜的帶通濾波器和ADSP-CM40系列內建ADC。
- 目前市場上已有AFCI產品，其專門設計用於檢測交流電路中的電弧特徵。

光伏逆變器的電弧偵測必須包含一種預測電弧發生的方法，以便在持續電弧發生之前或持續電弧的壽命極早階段提供預警，並且能關斷電弧源。然後平穩地關斷光伏逆變器，防止火災和逆變器受損（如可能）。

圍繞電弧預測需要做更多研究和分析。

## 參考資料

Haeblerlin, Heinrich. 光伏直流陣列中的電弧——潛在危險和可能的解決方案。瑞士國際會議，2007年。

Norum, Lars E; Schimpf, Fritz. 防止光伏系統產生電弧的可能性。挪威科技大學(NTNU)，2009年。

Norum, Lars E; Schimpf, Fritz. 直流佈線光伏系統中的電弧識別。挪威科技大學(NTNU)，2009年。

Sclocchi, Michele. 危險電弧故障檢測。National Semiconductor，2011年。

adsp-cm40x硬體參考。ADI，2015年。

再生能源發電網頁。ADI，2016年。

## 作者簡介

**Martin Murnane**是愛爾蘭利默里市ADI光伏團隊成員。之前曾任職於ADI汽車團隊。加入ADI之前，他曾從事過能源迴圈利用系統中應用開發(Schaffner Systems)、基於Windows的應用軟體/資料庫開發(Dell Computers)以及採用應變計技術的產品開發(BMS)等領域的工作。他擁有利默里克大學電子工程學位和工商管理碩士學位。

技術文章

# 深入探討電池充電狀態(SOC)和運行狀態(SOH)估計技術

ADI太陽能光電發電系統團隊成員Martin Murnane  
EBSYS Technology Inc./WEVIOO Group首席技術長Adel Ghazel

## 簡介

基於鋰離子(Li-ion)電池單元的電池組廣泛用於各種應用，例如：混合動力汽車(HEV)、電動車(EV)、可供日後使用的再生能源儲存以及用於各種目的（電網穩定性、調峰和再生能源時移等）的電網能源儲存。在這些應用中，測量電池單元的充電狀態(SOC)非常重要。SOC定義為可用容量（單位為Ah），以額定容量的百分比表示。SOC參數可看作一個熱力學量，利用它可評估電池的潛在電能。估計電池的運行狀態(SOH)也很重要；SOH以新電池為比較標準，衡量電池儲存和輸送電能的能力。ADI的功率控制處理器ADSP-CM418是處理本文所討論的電池充電技術的處理器典範。

本文探討基於庫侖計數的SOC和SOH估計所用的演算法。並界定庫侖計數的技術環境要求，以及概要闡述了SOC和SOH參數的估計方法，具體說來有庫侖計數法、電壓法和卡爾曼濾波器法。同時介紹多種用於SOC和SOH估計的商業解決方案。此外，本文詳細說明了同類最佳的SOC和SOH估計演算法，尤其是增強型庫侖計數演算法、通用SOC演算法和擴展卡爾曼濾波器演算法。最後說明評估程式及所選SOC和SOH演算法的模擬結果。

## 電池SOC測量原理

確定電池SOC是一個很複雜的任務，與電池類型及其應用有關，所以近年來展開許多目的在提高SOC估計精度的開發和研究工作。精確估計SOC是電池管理系統的主要任務之一，其有助於改善系統性能和可靠性，並且還能延長電池壽命。事實上，精密估計電池SOC可以避免意料之外的系統中斷，防止電池過度充電和放電（這可能導致電池永久損壞，具體取決於電池的內部結構）。然而，電池充電和放電涉及到複雜的化學和物理過程，在不同工作條件下精確估計SOC並不是輕而易舉的事。

測量SOC的一般方法是非常精確地測量所有工作條件下流入和流出電池組的電量（庫侖）和電流，以及電池組中各電池單元的電壓。然後利用此資料和先前載入的與被監測電池完全相同的電池組資料，得出SOC的精確估計。這種計算需要的其他資料包括：電池溫度、電池模式（測量時電池是充電還是放電）、電池年齡，以及從電池製造商那裡獲得的其他相關電池資料。有時候可以從製造商獲得關於鋰離子電池在不同工作條件下的性能的特性資料。確定SOC之後，便由系統負責在後續運行中更新SOC，基本上就是計數流入和流出電池的電量（庫侖）。如果初始SOC的精度不夠高，或者受其他因素影響，比如電池自放電和漏電效應，那麼這種方法的精度可能無法令人滿意。

## 技術要求

為了測量典型儲能模組的SOC和SOH，本文涉及一個庫侖計數評估平台的設計和開發。文中所敘述的儲能模組是24 V模組，通常由7顆或8顆鋰離子電池組成。評估平台由以下部分構成：硬體系統，包括MCU及所需的介面和周邊；嵌入式軟體，用於SOC和SOH演算法實現；以及基於PC的應用軟體，用於使用者介面以進行系統組態、資料顯示和分析。

評估平台透過適當的ADC和感測器週期性測量各電池單元的電壓值以及電池組的電流和電壓，並且即時運行SOC估計演算法。此演算法會使用測得的電壓和電流值、溫度感測器收集到的和/或PC軟體程式提供的一些其他資料（例如來自資料庫的建造商規格）。SOC估計演算法的輸出會被送到PC圖形化使用者介面以供動態顯示和資料庫更新。

## SOC和SOH估計方法概述

SOC和SOH估計主要使用三種方法：庫侖計數法、電壓法和卡爾曼濾波器法。這些方法適用於所有電池系統，尤其是HEV、EV和PV，以下幾節將分別討論這些方法。

### 庫侖計數法

庫侖計數法也稱為安培時計數和電流積分法，是計算SOC最常用的技術。這種方法透過電池電流讀數對使用時間的積分來計算SOC值，如下式所示：

$$SOC = SOC(t_0) + \frac{1}{C_{rated}} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} (I_b - I_{loss}) dt \quad (1)$$

其中， $SOC(t_0)$  為初始SOC， $C_{rated}$  為額定容量， $I_b$  為電池電流， $I_{loss}$  為損耗反應消耗的電流。

然後，庫侖計數法透過累計傳入或傳出電池的電荷來計算剩餘容量。這種方法的精度主要取決於對電池電流的精密測量和對初始SOC的精確估計。利用一個預知容量（可以是記憶體記憶的或透過工作條件初始估計的），電池的SOC可以透過充電和放電電流對運行時間的積分來計算。然而，可釋放的電荷總是少於充放電週期中儲存的電荷。換言之，充電和放電期間會有損耗。這些損耗加上自放電，會引起累計誤差。若要更精確地估計SOC，就必須考慮這些因素。此外，應當定期重新校準SOC，並應考慮可釋放容量的衰減以使估計更準確。

### 電壓法

電池的SOC（即其剩餘容量）可利用受控條件下的放電測試來確定。電壓法利用電池的已知放電曲線（電壓與SOC的關係）將電池電壓讀數轉換為等效SOC值。然而，由於電池的電化學動力學和溫度，電池電流對電壓的影響更嚴重。利用一個與電池電流成比例的校正項來補償電壓讀數，並使用電池開路電壓(OCV)與溫度的查閱資料表，可以使這種方法更準確。由於電池需要一個穩定的電壓範圍，所以電壓法實現起來很困難。此外，放電測試通常包括一次連續充電，這太費時，故大多數應用不會考慮。還有一個缺點是測試期間需中斷系統功能（離線方法），這在庫侖計數法（線上模式）中可以避免。

### 卡爾曼濾波器法

卡爾曼濾波器是一種可估計任何動態系統內部狀態的演算法，也可用來估計電池SOC。卡爾曼濾波器於1960年問世，主要是用以提供最優線性濾波的遞迴解，適合處理狀態觀測和預測問題。相較於其他估計方法，卡爾曼濾波器可自動提供關於自身狀態估計的動態誤差界。透過電池系統建模以將所需的未知量（如SOC）包含在其狀態描述中，卡爾曼濾波器估計其值並給出估計的誤差界。然後，它便成為一個基於模型的狀態估計技

術，利用誤差校正機制來提供對SOC的即時預測。它可以進行擴展，利用擴展卡爾曼濾波器可以提高其實時估計SOH的能力。特別是電池系統為非線性而需要線性化步驟時，應運用擴展卡爾曼濾波器。雖然卡爾曼濾波器是一種線上型動態方法，但其需要適當的電池模型和精確測定的參數；還需要大規模計算能力和精確的初始化。

有些文獻中還介紹了其他用於估計SOC的方法，例如阻抗譜法，這種方法基於電池單元阻抗測量，利用阻抗分析儀即時分析充電和放電情況。雖然這種技術可以用於鋰離子電池的SOC和SOH估計，但它基於儀器外部測量，故本文不予考慮。基於電解質物理特性和人工神經網路的方法不適用於鋰電池。

## 如何選擇SOC和SOH估計方法

選擇合適的SOC估計方法時，應考慮多項標準。首先，SOC和SOH估計技術應可用於HEV和EV應用、可供日後使用的再生能源儲存、電網能源儲存所用的鋰離子電池。此外關鍵的一點是，所選方法應具備計算複雜度低、精度高（估計誤差低）的線上式即時技術。另外還要求估計方法使用電壓、電流測量值，以及溫度感測器收集到的和/或PC軟體程式提供的其他資料。

### 增強型庫侖計數演算法

為了克服庫侖計數法的缺點並提高其估計精度，已有人士提出一種增強型庫侖計數演算法來估計鋰離子電池的SOC和SOH參數。初始SOC從載入的電壓（充電和放電）或開路電壓獲得。損耗透過考慮充電和放電效率來補償。透過對工作電池的最大可釋放容量進行動態再校準，電池的SOH也可以同時估算出來。這又會進一步提高SOC估計的精度。

### 技術原理

工作電池的可釋放容量( $C_{releasable}$ )是指其完全放電時釋放的容量。相應地，SOC定義為可釋放容量相對於製造商提供的電池額定容量( $C_{rated}$ )的百分比。

$$SOC = \frac{C_{releasable}}{C_{rated}} 100\% \quad (2)$$

完全充滿的電池具有最大可釋放容量( $C_{max}$ )，其與額定容量可能不同。一般而言，新使用電池的 $C_{max}$ 與 $C_{rated}$ 會有一定的差異，並隨著使用時間的推移而衰減。它可以用於評估電池的SOH。

$$SOH = \frac{C_{max}}{C_{rated}} 100\% \quad (3)$$

當電池放電時，放電深度(DOD)可表示為已放電容量相對於 $C_{rated}$ 的百分比，

$$DOD = \frac{C_{released}}{C_{rated}} 100\% \quad (4)$$

其中， $C_{released}$  為電流放電的容量。

利用測得的充電和放電電流( $I_b$ )，工作週期(T)中的DOD差異可計算如下：

$$\Delta DOD = \frac{-\int_{t_0}^{t_0 + \tau} I_b(t) dt}{C_{rated}} 100\%$$

其中，充電時 $I_b$ 為正值，放電時為負值。隨著時間流逝，DOD累加。

$$DOD(t) = DOD(t_0) + \Delta DOD \quad (6)$$

為了提高估計精度，需考慮工作效率（表示為 $\eta$ ），DOD運算式則變成：

$$DOD(t) = DOD(t_0) + \eta \Delta DOD \quad (7)$$

$\eta$ 在充電階段等於 $\eta_c$ ，在放電階段等於 $\eta_d$ 。

不考慮工作效率和電池老化時，SOC可表示為：

$$SOC(t) = 100\% - DOD(t) \quad (8)$$

考慮SOH，SOC按下式估計：

$$SOC(t) = SOH(t) - DOD(t) \quad (9)$$

圖1為增強型庫侖計數演算法的流程圖。開始時，從相關記憶體中搜尋已用電池的歷史資料。而新使用電池則無任何歷史資料可用，假設其SOH良好，值為100%，SOC透過測試開路電壓或載入電壓（取決於起始條件）來初步估計。

估計過程基於對電池電壓( $V_b$ )和 $I_b$ 的監測。電池工作模式可透過工作電流的大小和方向得知。在放電模式下，DOD累加消耗的電

荷；在充電模式下，DOD隨著積聚的電荷進入電池而遞減。用充電和放電效率校正之後，便可實現更精確的估計。然後從SOH中減去DOD量，便可估算出SOC。當電池開路，電流為0時，SOC直接從OCV與SOC的關係得出。

應注意，當電池完全耗盡或充滿時，可以重新評估SOH；電池的工作電流和電壓由製造商規定。放電期間，當載入電壓( $V_b$ )小於下限( $V_{min}$ )時，說明電池耗盡。這種情況下，電池不能再使用，應再次充電。同時，SOH值可以透過耗盡狀態時的累計DOD重新估算，進而重新校準SOH。另一方面，在充電期間，若( $V_b$ )達到上限( $V_{max}$ )且( $I_b$ )降至下限( $I_{min}$ )，則說明所用電池已完全充滿。透過累加充入電池的總電荷獲得新的SOH值，即可算出新的SOC值。實踐中，完全充滿和耗盡的狀態偶爾會出現。當電池經常充滿和徹底放電時，SOH評估的精度會提高。

由於計算簡單且硬體要求也不複雜，故除了電動車之外，所有可攜式裝置都能輕鬆實現增強型庫侖計數演算法。此外，在緊隨SOH重新評估之後的工作週期中，估計誤差可降低到1%。

## 確定初始SOC

電池有三種工作模式：充電、放電和開路。在充電階段，當電池以恆流恆壓(CC-CV)模式充電時，製造商通常會說明電池電壓和電流的變化。充電電流恆定時，電池電壓逐漸提高，直至達到閾值。一旦電池以恆壓模式充電，充電電流起先會迅速降低，然後緩慢減小。最後，當電池完全充滿時，充電電流趨於0。這一充電曲線在恆流階段可轉換為SOC與充電電壓的關係，在恆壓階段可轉換為SOC與充電電流的關係。充電期間的初始SOC可從這些關係推出。

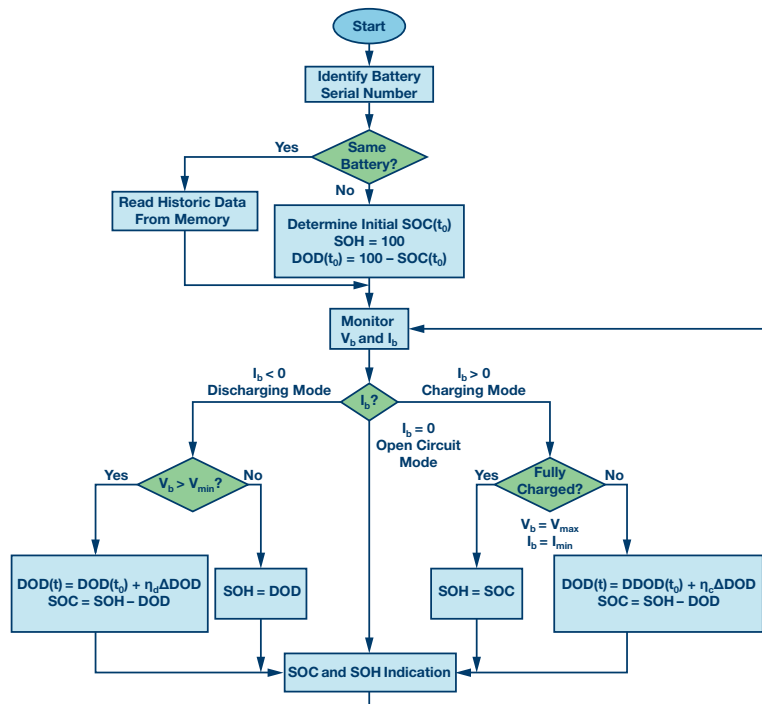


圖1. 增強型庫侖計數演算法流程圖

在放電階段，電池以不同電流放電時的典型電壓曲線由製造商提供。隨著工作時間的流逝，終端電壓會降低。電流越大，終端電壓下降得越快，故而工作時間越短。這樣便可獲得不同電流下SOC與放電電壓的關係，進而推知放電階段的初始SOC。

開路階段需要OCV與SOC之間的關係。在斷開負載之前，電池以不同電流放電。如果休息時間很長，可以利用OCV來估計SOC。

## 充電和放電效率

電池的工作效率可透過庫侖效率來評估，庫侖效率定義為放電期間可從電池獲得的電荷數與充電期間進入電池的電荷數之比。注意，充電和放電效率的係數來自測試多個電池的平均值。

所有測試電池都以恆定最大速率充電到指定容量（其等於充電速率和充電時間的乘積），然後以恆定最小速率放電到截止電壓。充電效率定義為：

$$\eta_c = \frac{C_{\text{放電, 最小速率}}}{C_{\text{充電, 最大速率}}} \quad (10)$$

放電效率定義為兩個階段釋放的容量與一個放電週期的 $C_{\text{max}}$ 之比。所有測試電池都完全充滿，然後以兩階段電流曲線放電：先以指定電流放電到指定DOD，再以最小速率放電到截止電壓。放電效率的計算公式如下：

$$\eta_d = \frac{I_1 T_1 + I_2 T_2}{C_{\text{max}}} \quad (11)$$

其中， $I_1$ 、 $I_2$ 、 $T_1$ 和 $T_2$ 分別是第一和第二階段中的放電電流和持續時間。

## 通用SOC演算法

本文提出的通用SOC演算法適用於所有類型的電池，尤其是鋰離子電池。採用頻域中的線性系統分析（無電路模型），OCV基於取樣得到的終端電壓和電池放電電流來計算。由於OCV與SOC之間的映射關係是已知的，且SOC在一定寬度的時間視窗內是恆定的，同時電池是一個線性或弱非線性系統，所以知道OCV便可推出SOC。

## 數學描述

在每個時間窗口中，電池終端電壓 $v(t)$ 可分解為：

$$\begin{aligned} v(t) &= v_{zi}(t) + v_{zs}(t) \\ v(t) &= v_{zi}(t) + h(t) \times i(t) \end{aligned} \quad (12)$$

其中， $v_{zi}(t)$ 為零輸入回應，對應於無放電電流的終端電壓； $v_{zs}(t)$ 為零狀態回應，對應於有放電電流的終端電壓； $i(t)$ 為電壓源短路時的輸入； $h(t)$ 為類比電池的線性系統的脈衝回應。注意，等式12中卷積的有效性基於線性假設。

SOC在時間窗口 $0 \leq t \leq t_w$ 中推出；當 $t < 0$ 時，放電電流始終為0。這裡假設在 $t = 0$ 之前，電池斷開負載連接。隨後當視窗移動時，不再應用該假設。利用此假設並忽略自放電效應，零輸入回應便是OCV，即：

$$v_{zi}(t) = OCV \cdot u(t) \quad 0 \leq t \leq t_w \quad (13)$$

其中， $u(t)$ 為單位階躍函數

$$\begin{aligned} u(t) &= 1 \quad \text{if } t \geq 0 \\ u(t) &= 0 \quad \text{if } t < 0 \end{aligned} \quad (14)$$

首先應找出滿足以下關係的 $f(t)$ ：

$$f(t) \times i(t) = \delta(t) \quad 0 \leq t \leq t_w \quad (15)$$

其中， $\delta(t)$ 為狄拉克 $\delta$ 函數，即：

$$\begin{aligned} \delta(t) &= 1 \quad \text{if } t = 0 \\ \delta(t) &= 0 \quad \text{if } t \neq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

注意， $f(t)$ 僅需在該視窗（等式15）中成立。

求解 $f(t)$ 的時間離散演算法如演算法1所示，其中 $n$ 為視窗中的取樣點總數， $t_1$ 、 $t_2$ 、 $\dots$ 、 $t_n$ 為取樣時間點。核心概念是對樣本進行逆卷積運算。過程與利用初等變換求矩陣的逆矩陣相似。

有了 $f(t)$ ， $v_f(t) = f(t) \times v(t)$ 便可計算如下：

$$\begin{aligned} v_f(t) &= f(t) \times v(t) \\ v_f(t) &= f(t) \times [OCV \cdot u(t) + v_{zs}(t)] \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + f(t) \times v_{zs}(t) \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + f(t) \times i(t) \times h(t) \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + \delta(t) \times h(t) \\ v_f(t) &= OCV \cdot u_f(t) + h(t) \quad 0 \leq t \leq t_w \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $u_f(t) = f(t) \times u(t)$ 。

## 演算法1. 計算 $f(t)$ 的演算法

```

1: INPUT: Sampled  $i(t_1)$ ,  $0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t_w$ 
2: OUTPUT:  $f(t_1)$ ,  $0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t_w$ 
3: for j = 1 to n do
4:    $f_{\text{norm}}(t_j) = f(t_j) = \delta(t_j) / i(t_1)$ 
5:    $i_{\text{norm}}(t_j) = i_f(t_j) = i(t_j) / i(t_1)$ 
6: end for
7: for i = 2 to n do
8:   for j = n to i do
9:      $f(t_j) = f(t_j) - f_{\text{norm}}(t_j - 1 + 1) i_f(t_1)$ 
10:     $i_f(t_j) = i_f(t_j) - i_{\text{norm}}(t_j - 1 + 1) i_f(t_1)$ 
11:   end for
12: end for

```

電池的頻域回應可視為有限的，根據終值定理，

$$\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sH(s) = 0 \quad (18)$$

相應地，

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{v_f(t)}{u_f(t)} = OCV \quad (19)$$

這表示當使用一個大 $t$ 時， $h(t)$ 趨於0， $v_f(t)/u_f(t)$ 是目前時間窗口中OCV的良好近似值。

推出OCV之後，便可獲得系統在目前時間視窗中的脈衝回應：

$$h(t) = v_f(t) - OCV \cdot u_f(t) \quad (20)$$

完成目前視窗中的OCV推導之後，在下一視窗中可重複相同的過程以推出OCV。

## 演算法實現

在演算法1中，運行時的瓶頸主要是求解 $f(t) \times i(t) = \delta(t)$ 以得出 $f(t)$ 的步驟以及接下來計算 $v_f(t) = f(t) \times v_f(t)$ 和 $u_f(t) = f(t) \times u_f(t)$ 的步驟。實際上，這兩步可合併為一步，因為並不需要明確算出 $f(t)$ 。整個演算法如演算法2所示，其中 $n$ 為一個視窗中的總取樣點數。

## 演算法2. 合併解卷積和卷積步驟的演算法

```

1: INPUT: Sampled  $i(t_j), v(t_j), 0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t$ 
2: OUTPUT:  $v_f(t_j), u_f(t_j), 0 \leq t_1 < \dots < t_n \leq t$ 
3: for  $j = 1$  to  $n$  do
4:    $v_{norm}(t_j) = v_f(t_j) / i(t_j)$ 
5:    $u_{norm}(t_j) = u_f(t_j) / i(t_j)$ 
6:    $i_{norm}(t_j) = i_f(t_j) = i(t_j) / i(t_j)$ 
7: end for
8: for  $i = 2$  to  $n$  do
9:   for  $j = n$  to  $i$  do
10:     $v_e(t_j) = v_e(t_j) - v_{norm}(t_j - 1 + 1) i_e(t_j)$ 
11:     $u_e(t_j) = u_e(t_j) - u_{norm}(t_j - 1 + 1) i_e(t_j)$ 
12:     $i_e(t_j) = i_e(t_j) - i_{norm}(t_j - 1 + 1) i_e(t_j)$ 
13:   end for
14: end for
    
```

一旦得出OCV，SOC便可利用SOC與OCV的變化關係而推知。

該演算法的時間複雜度為 $O(n^2)$ ，其中 $n$ 為樣本數。對不同電池類型和放電電流的實驗證明，SOC可以線上得出，誤差小於4%。

## 擴展卡爾曼濾波器演算法

擴展卡爾曼濾波器可用來直接估計鋰離子電池組的SOC。假設電池OCV和SOC之間的關係是近似線性的，並且隨環境溫度而變化。此一假設與電池實際行為一致。電池建模為非線性系統，SOC定義為系統狀態，這樣便可運用擴展卡爾曼濾波器。

## 鋰離子電池模型

圖2所示為鋰離子電池組的等效電路模型。體電容( $C_{cb}$ )代表電池組儲存容量，表面電容( $C_{cs}$ )代表電池擴散效應。電阻( $R_i$ )和( $R_e$ )分別代表內部電阻和極化電阻。體電容和表面電容上的電壓分別用( $V_{cb}$ )和( $V_{cs}$ )表示。電池組終端電壓和終端電流分別用( $V_0$ )和( $I$ )表示。

該電池模型需要的參數可由實驗資料確定，即在電池連續放電時透過注入電流脈衝來執行OCV測試。

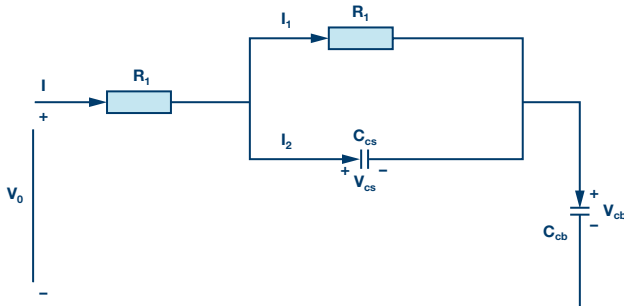


圖2. 鋰離子電池組的等效電路模型

圖2所示模型的特性受以下公式支配：

$$\dot{V}_{cb} = \frac{I}{C_{cb}} \quad (21)$$

$$\dot{V}_{cs} = \frac{1}{R_i C_{cs}} V_{cs} + \frac{1}{C_{cs}} I \quad (22)$$

$$V_0 = V_{cb} + V_{cs} + IR_i \quad (23)$$

電池OCV和SOC之間的關係在實踐中只是分段線性的，故 $V_{cb}$ 可表示為：

$$V_{cb} = kS_{oc} + d \quad (24)$$

其中，係數 $k$ 和 $d$ 不是恆定的，而是隨著電池SOC和環境溫度而變化。因此，

$$\dot{S}_{oc} = \frac{I}{kC_{cb}} \quad (25)$$

$$\dot{V}_{cs} = -\frac{1}{R_i C_{cs}} V_{cs} + \frac{1}{C_{cs}} I \quad (26)$$

$$V_0 = kS_{oc} + V_{cs} + IR_i + d \quad (27)$$

故最終系統公式可改寫如下：

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{oc} \\ \dot{V}_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I}{kC_{cb}} \\ -\frac{1}{R_i C_{cs}} V_{cs} + \frac{1}{C_{cs}} I \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$V_0 = kS_{oc} + V_{cs} + IR_i + d \quad (29)$$

由以上方程建模的電池系統是非線性的，需應用擴展卡爾曼濾波器技術。

## 擴展卡爾曼濾波器應用

擴展卡爾曼濾波器是卡爾曼濾波器針對非線性系統的擴展。利用擴展卡爾曼濾波器技術，在每個時間步進執行線性化過程，用線性時間變化系統近似類比非線性系統。然後將該線性時間變化系統用在卡爾曼濾波器中，產生一個適用於真正非線性系統的擴展卡爾曼濾波器。像卡爾曼濾波器一樣，擴展卡爾曼濾波器也利用實測輸入和輸出來求出真實狀態的最小均方誤差估計值，其中假定過程雜訊和感測器雜訊是獨立的零均值高斯雜訊。

在電池組系統方程28和29中，系統狀態定義為 $x_1(t) = S_{oc}$ 且 $x_2(t) = V_{cs}$

輸入定義為 $u(t) = I$ ，輸出為 $y(t) = V_0$ 。電池組系統公式28和29可改寫如下：

$$\dot{x} = f(x, u) + w \quad (30)$$

$$y = g(x, u) + v \quad (31)$$

其中， $x = [x_1, x_2]^T$

$w$ 和 $v$ 不僅代表隨機擾動，而且代表參數 $d$ 和 $k$ 變化所引起的誤差。假設 $w$ 和 $v$ 均為獨立的零均值高斯雜訊過程，協方差矩陣分別為 $R$ 和 $Q$ 。

函數 $f(x, u)$ 和 $g(x, u)$ 為：

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{u}{kC_{cb}} \\ -\frac{1}{R_i C_{cs}} x_2 + \frac{1}{C_{cs}} u \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$g(x, u) = kx_1 + x_2 + R_i u + d \quad (33)$$

如果函數 $f(x,u)$ 和 $g(x,u)$ 在每個樣本步進透過在目前工作點進行一階泰勒級數展開而線性化，則線性化模型為：

$$\delta\dot{x} = A_k\delta x + B_d\delta u \quad (34)$$

$$\delta y = C_k\delta x + D_k\delta u \quad (35)$$

其中，

$$A_k = \frac{\delta f(x,u)}{\delta x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_i C_{cs}} \end{bmatrix}, B_k = \frac{\delta f(x,u)}{\delta x} = \begin{bmatrix} \frac{1}{kC_{cb}} \\ \frac{1}{C_{cs}} \end{bmatrix},$$

$$C_k = \frac{\delta g(x,u)}{\delta x} = [k \ 1], \text{ 且 } D_k = \frac{\delta g(x,u)}{\delta u} = R_i$$

公式34和35所代表的模型可離散化為：

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k \quad (36)$$

$$y_{k+1} = C_d x_k + D_d u_k \quad (37)$$

其中， $A_d \approx E + T_c A_k$ ， $B_d \approx T_c B_k$ ， $E$ 為單位矩陣， $T_c$ 為取樣週期， $C_d \approx C_k$ ， $D_d \approx D_k$ 。

卡爾曼濾波器是一種最佳觀測器，其原理如圖3所示，即利用回饋調整所用模型的不確定變數，使估計輸出與實測輸出之間的即時誤差最小。透過如此一種模型擬合，可以觀察到無法測量的模型參數。校正透過一個增益向量 $K$ 來加權， $K$ 可以校正濾波器的動態特性和性能。增益根據每次反覆運算時狀態和測量的誤差預測和不確定性（雜訊）來計算。濾波器動態控制則是基於狀態 $Q$ 和測量 $R$ 的雜訊矩陣的線性化，以及誤差協方差矩陣 $P$ 的線性化。

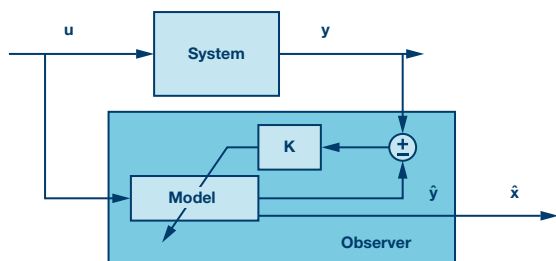


圖3. 卡爾曼濾波器原理

卡爾曼濾波器演算法如圖4所示，分為兩個階段：第一階段涉及矩陣 $P$ 、 $Q$ 和 $R$ 的線性化，第二階段涉及觀測。在每個取樣間隔，觀測包括兩步。第一步，演算法預測目前狀態、輸出和誤差協方差的值。第二步，利用物理系統輸出測量結果校正狀態估計和誤差協方差。

因此，應用擴展卡爾曼濾波器來獲得鋰離子電池組的SOC估計。此演算法的計算複雜度為 $O(n^3)$ ，其中 $n$ 為測量次數。實驗結果顯示，本文提出的基於擴展卡爾曼濾波器的SOC估計方法很有效，可以精確估計電池SOC。它還可用來估計鋰離子電池組的SOH值。

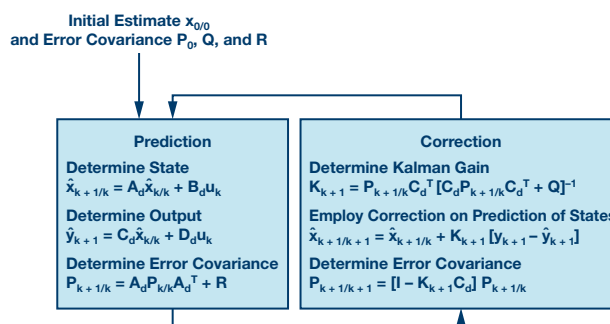


圖4. 卡爾曼濾波器演算法

## SOC演算法選擇

考慮到計算能力、所需精度、即時約束條件和系統環境等方面的應用要求，相較於其他演算法，增強型庫侖計數看起來更有優勢。事實上，其基於簡單的即時運算，不存在複雜的硬體約束條件。其複雜度明顯低於其他演算法。此外，增強型庫侖計數演算法的估計誤差很小，因此能夠提供合理的精度。再者，除了製造商提供的資料之外，此演算法不需要其他額外資訊。

## 增強型庫侖計數評估

本節將評估增強型庫侖計數演算法以驗證其精度和性能。事實上，擴展卡爾曼濾波器顯然存在很高的計算複雜度和複雜的硬體要求，故而不適合應用。為了評估通用SOC演算法，我們需要SOC與OCV的關係曲線，電池資料手冊並未提供此曲線。因此，必須獲得此曲線才能評估通用SOC演算法。

上文已說明增強型庫侖計數的第一個評估步驟，接下來在處理電壓和電流的實際實驗測量值時將遇到其他進階步驟。

## 評估程式

透過增強型庫侖計數演算法模擬獲得的SOC值，與依據電池資料手冊提供的充電和放電曲線推導出的實驗SOC值進行比較。充電和放電曲線也可以利用MATLAB的Simulink模型（MathWorks模型）重新產生；該模型是一個通用動態參數化模型，可代表大部分常用類型的可充電電池，尤其是鋰離子電池。

## 模擬結果

我們已利用MATLAB模擬工具在充電模式、放電模式以及充放電組合模式下測試了增強型庫侖計數演算法。圖5中的藍色曲線代表實驗SOC，紅色曲線代表增強型庫侖計數演算法所獲得的估計SOC。

## 充電模式

圖5顯示了一個完整充電階段的實驗SOC和利用增強型庫侖計數演算法得到的估計SOC。在充電階段結束時，實驗值與估計值之間的最大誤差約為3.5%。重新評估SOH之後，該誤差會明顯降低。

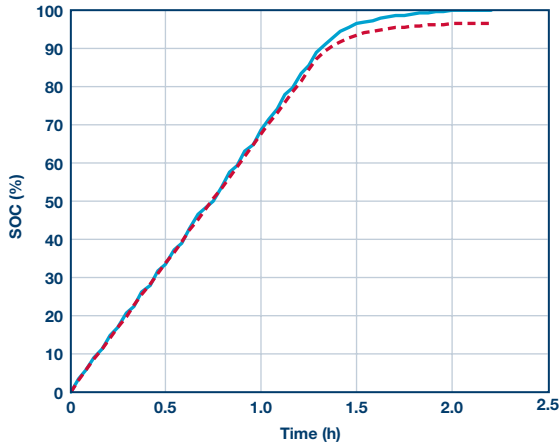


圖5. 完整充電階段的實驗和估計SOC

圖6和圖7分別顯示了充電模式的CC和CV階段實驗和模擬SOC隨時間的變化。重新評估SOH值之前，在演算法執行結束時，CC階段可獲得的最大估計誤差小於2%，CV階段小於1%。注意，在SOH重新評估（此時電池完全充滿）之前，估計誤差隨著演算法執行時間的延長而提高。還有一點值得注意，那就是精確確定初始SOC對降低估計誤差非常重要。精確評估充電效率也能降低實驗SOC值和模擬SOC值之間的誤差。

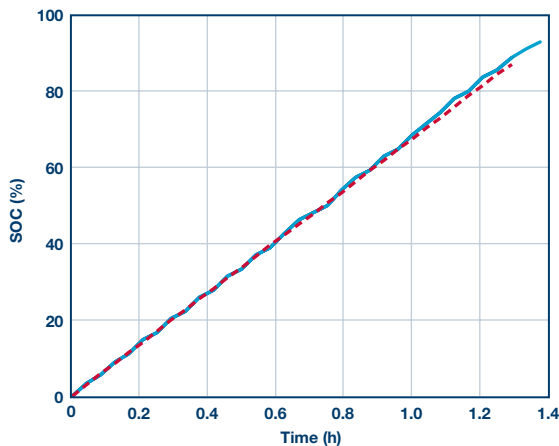


圖6. CC充電階段的實驗和估計SOC

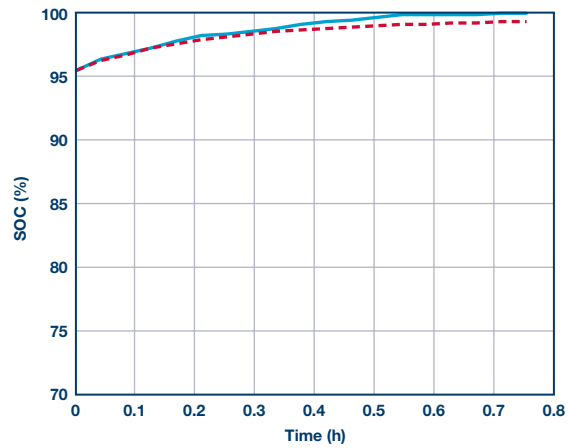


圖7. CV充電階段的實驗和估計SOC

## 放電模式

圖8和圖9分別顯示了完整放電階段和部分放電階段實驗和模擬SOC與電池終端電壓的關係。對於較長的完整階段，最大估計誤差不超過2%；對於較短的部分放電階段，最大估計誤差幾乎等於0。重新評估SOH值之前，在完整放電階段結束時，估計誤差達到最大值，並且其隨著演算法執行時間的延長而提高。

另外還在充放電組合階段評估了增強型庫侖計數演算法，如此可以重現電池組的真實行為。經驗證，估計誤差通常很小 (<4%)，足以確保SOC的即時精確估計，且不會干擾電池組運行。

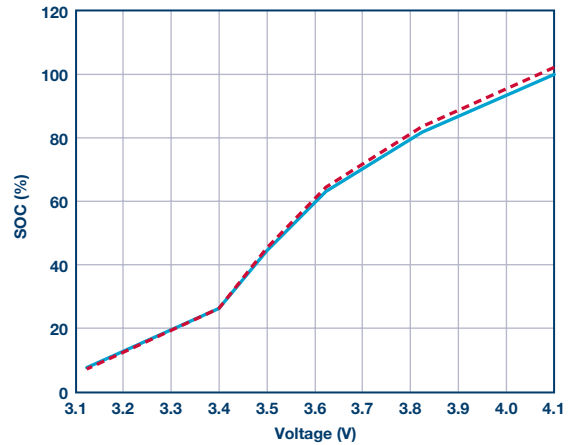


圖8. 完整放電階段的實驗和估計SOC

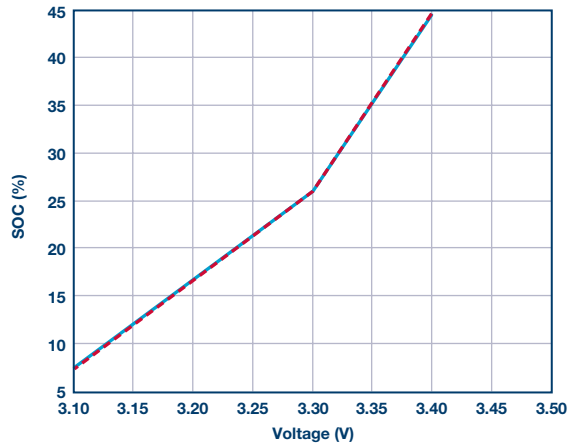


圖9. 部分放電階段的實驗和估計SOC

## 參考文獻

Bentley P、B.S. Bhangu、C.M. Bingham和D.A. Stone。「用於預測混合動力汽車用鉛酸電池充電狀態和運行狀態的非線性觀測器」。IEEE車輛技術論文集，2005。

Chen Yi-Ping、Chin-Sien Moo、Kong Soon Ng和Yao-Ching Hsieh。「用於估計鋰離子電池充電狀態和運行狀態的增強型庫侖計數法」。應用能源雜誌，2009。

Fang Lijin、Fei Zhang和Guangjun Liu。「採用擴展卡爾曼濾波器的電池充電狀態估計方法」。IEEE/ASME高級智慧機械電子國際會議，2008。

He Lei、Bingjun Xiao和Yiyu Shi。「電池通用充電狀態演算法」。第47屆IEEE設計自動化會議「DAC'10」，2010。

Jossen Andreas、Marion Perrin和Sabine Piller。「確定充電狀態的方法及其應用」。電源雜誌，2001。

---

## 作者簡介

**Martin Murnane**是愛爾蘭利默里克市ADI太陽能光電團隊成員，之前曾任職於ADI汽車團隊。加入ADI之前，他曾從事過能源迴圈利用系統的應用開發(Schaffner Systems)、基於Windows的應用軟體/資料庫開發(Dell Computers)以及採用應變片技術的產品開發(BMS)等領域的工作。他畢業於利默里克大學，擁有電子工程學士學位和工商管理碩士學位。

**Adel Ghazel**自1997年起擔任IEEE資深會員，是WEV100 Holding旗下Embedded Systems Technology (EBSYS)的首席技術長。自2001年起，他便與ADI合作開發無線和電力線通訊、影像分析、能源效率等領域的創新嵌入式應用。Ghazel博士目前同時也擔任突尼斯迦太基大學電信教授和SUPCOM綠色智慧通訊系統(GRESCOM)研究實驗室主任，以及法國國立高等礦業—電信學校工程學院訪問教授。

技術文章

# 新型功率開關技術和隔離式閘極驅動器不斷變化的格局

市場經理Maurice Moroney

基於碳化矽(SiC)和氮化鎵(GaN)等材料的新型功率開關技術的出現促使性能大幅提升，超越了基於MOSFET和IGBT技術的傳統系統。更高的開關頻率將縮小元件尺寸，進而縮減成本、系統尺寸和重量；這些是汽車和能源等市場中的主要優勢。新型功率開關並將促使其控制元件發生變化，其中包括閘極驅動器。本文將探討GaN和SiC開關與IGBT/MOSFET的一些主要差異，以及閘極驅動器將如何為這些差異提供支援。

多年來，功率輸出系統的功率開關技術選擇一直非常簡單。在低電壓水準（通常為600 V以下），通常會選擇MOSFET；在高電壓水準，通常會優先選擇IGBT。隨著氮化鎵和碳化矽形式的新型功率開關技術的出現，這種情況正面臨威脅。

這些新型開關技術在性能方面具有多項明顯優勢。更高的開關頻率可縮小系統尺寸和重量，這對太陽能面板等能源應用中使用的光伏逆變器以及汽車等目標市場非常重要。開關速度從20 kHz提高至100 kHz可大幅減小變壓器重量，進而使電動車的馬達更輕，而且還能擴大太陽能應用中所用的逆變器的範圍，縮小其尺寸，進而使其更適合國內應用。另外，更高的工作溫度（尤其是GaN元件）和更低的開啟驅動要求還可簡化系統架構師的設計工作。

與MOSFET/IGBT一樣，這些新技術（至少在初始階段）看起來能夠滿足不同的應用需求。直到最近，GaN產品通常還處於200 V範圍內，儘管近年來這些產品已經飛速發展，並且出現了多種600 V範圍內的產品。但這仍然遠不及SiC的主要範圍（接近1000 V），這表示，GaN已自然而然地取代了MOSFET元件，而SiC則取代了IGBT元件。既然超結MOSFET能夠跨越此鴻溝並實現最高達900 V的高電壓應用，一些GaN研發開始提供能夠因應電壓在600 V以上的應用的元件，這完全不足為奇。

然而，雖然這些優勢使得GaN和SiC功率開關對設計人員極具吸引力，但這種好處並非毫無代價。最主要的代價是成本提高，這種元件的價格比同等MOSFET/IGBT產品高出好幾倍。IGBT和MOSFET生產是一種發展良好且極易掌握的過程，這表示與其新對手相比，其成本更低、價格競爭力更高。目前，相較於傳統對手，SiC和GaN元件的價格仍然高出數倍，但其價格競爭力正在不斷提高。許多專家和市場調查報告已經顯示，必須在廣泛應用前大幅縮小價格差距。即使縮小了價格差距，新型功率開關也不太可能立即實現大規模應用，甚至從長期預測來看，傳統開關技術也仍將在未來一段時間內繼續佔據大部分市場。

除純成本和財務因素外，技術因素也會有一些影響。更高的開關速度和工作溫度可能非常適合GaN/SiC開關，但是它們仍然會為完成功率轉換訊號鏈所需的周邊IC支援元件帶來問題。隔離系統的一種典型訊號鏈如圖1所示。雖然更高的開關速度會對控制轉換的處理器和提供反饋迴路的電流感測系統產生影響，但本文的其餘部分將重點討論為功率開關提供控制訊號的閘極驅動器所遇到的變化。

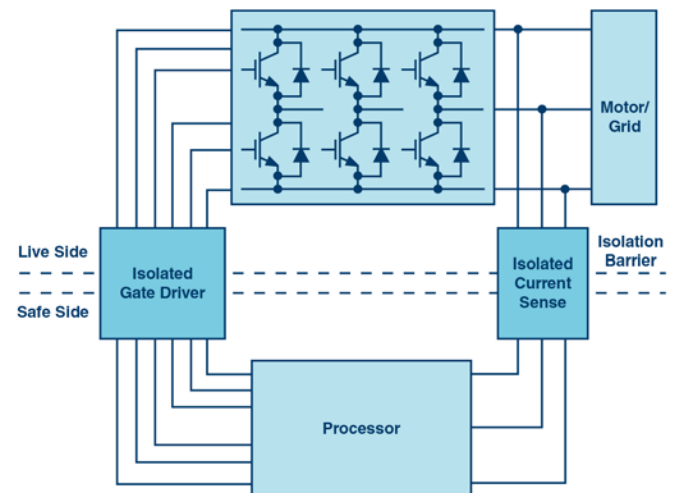


圖1. 典型功率轉換訊號鏈

## GaN/SiC閘極驅動器

閘極驅動器可接收系統控制過程產生的邏輯位準控制訊號，並提供驅動功率開關閘極所需的驅動訊號。在隔離系統中，它們還可實現隔離，將系統帶電側的高電壓訊號與在安全側的使用者和敏感低電壓電路分離。為了充分利用GaN/SiC技術能夠提供更高開關頻率的功能，閘極驅動器必須提高其控制訊號的頻率。目前的基於IGBT的系統可能在數十kHz範圍內切換；新出現的要求顯示，可能需要數百kHz、甚至是一至兩MHz的開關頻率。這會對系統設計人員產生困擾，因為他們試圖消除從閘極驅動器到功率開關之間的訊號路徑中的電感。最大限度縮短佈線長度以避免佈線電感將非常關鍵，閘極驅動器和功率開關的靠近佈局可能會成為標準做法。GaN供應商提供的推薦佈局指南的絕大部分都強調了低阻抗佈線和平面的重要性。此外，使用者將希望功率開關和支援IC供應商能夠解決封裝和金線引起的各種問題。

SiC/GaN開關提供的更高工作溫度範圍也對系統設計人員極具吸引力，因為這能夠讓他們更自由地提升性能，而不必擔心散熱問題。雖然功率開關將在更高溫度下工作，但其周圍的矽類元件仍然會遇到常規的溫度限制。由於必須將驅動器放置在開關旁邊，希望充分利用新開關的更高工作範圍的設計人員正面臨著一個問題，即溫度不能超過矽類元件溫度極限。

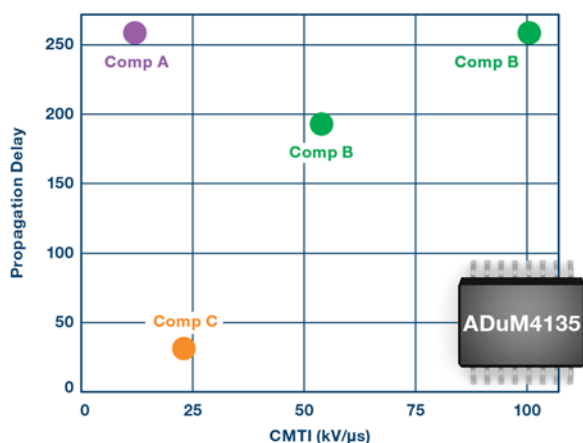


圖2. 典型閘極驅動器的傳播延遲和CMTI性能

更高的開關頻率還會產生共模瞬變抗擾性問題，這對系統設計人員來說是一個非常嚴重的問題。在隔離式閘極驅動器中的隔離閘上耦合的高壓擺率訊號可能破壞資料傳輸，導致輸出端出現不必要的訊號。在傳統的基於IGBT的系統中，抗擾度介於20 kV/μs和30 kV/μs之間的閘極驅動器足以抵抗共模干擾。但是，GaN元件往往具有超過這種限制的壓擺率，為穩固系統選擇閘極驅動器，其共模瞬變抗擾度至少應為100 kV/μs。最近推出的產品，例如ADuM4135，採用了ADI的iCoupler®技術，可提供最高達100 kV/μs的共模瞬變抗擾度，能夠因應此類應用。但是，提高CMTI性能往往會產生額外的延遲。延遲增加表示高側和低側開關之間的死區時間增加，這會降低性能。在隔離式閘極驅動器領域尤其如此，因為在此類領域中，訊號在隔離閘上傳輸，一般具有更長時間的延遲。但是，ADuM4135不僅提供100 kV/μs CMTI，而且其傳播延遲僅為50 ns。

當然，對於承擔推動新型功率開關技術向前發展這一任務的閘極驅動器，並非完全是壞消息。典型IGBT的閘極充電電荷高達數百nC，因此，我們通常會發現閘極驅動器在2 A至6 A範圍內提供輸出驅動能力。目前，市面上提供的GaN開關的閘極充電電荷性能提升了10倍以上，通常處於5 nC至7 nC範圍內，因此，閘極驅動器的驅動要求已顯著降低。降低閘極驅動器的驅動要求可使閘極驅動器尺寸更精巧、速度更快，而且還能減少增加外部緩衝器以增強電流輸出的需求，進而能夠節約空間和成本。

## 結論

人們很早以前就預測到，GaN和SiC元件將成為功率轉換應用中的新型解決方案，這種技術人們期待已久，而現在終於得以實現。雖然這種技術能夠提供極具吸引力的優勢，但它們並非沒有代價。為了提供卓越性能，新型開關技術需要更改所用隔離式閘極驅動器的要求，並且會為系統設計人員帶來新的問題。優勢很明顯，並且也已經出現了多種解決這些問題的方案。而且，市場上已經有現成且可行的GaN和SiC解決方案。

## 作者簡介

Maurice Moroney是ADI隔離式功率轉換產品組合的行銷經理，主要負責馬達控制、汽車和能源應用中的隔離式閘極驅動器和電壓/電流感測領域。他之前擔任的職位包含行銷/應用，主要致力於消費性、工業和汽車產業領域。Maurice擁有愛爾蘭利默里克大學電子工程學士學位（2000年）和工商管理碩士學位（2014年）。

# 對太陽能及儲能設施進行基本監測的*iCoupler*隔離式通訊解決方案

儲能系統與應用資深經理Richard Anslow及Martin Murnane

新的政府政策與新的法規共同推動可再生能源發電，預計未來太陽能市場將有強勁成長。由於太陽能逆變器中功率密度的不斷增加以及對儲能平衡的需求，這一代太陽能發電要求對太陽能系統的所有元件進行大量監控。對於太陽能光伏應用而言，RS-485通訊固有的抗擾性能使其能夠得到應用。增加*iCoupler*®隔離式RS-485收發器可為光伏網路通訊介面提供安全、可靠且EMC穩固的解決方案。

RS-485有多種用途，主要用途是遠端監控發電、功率點追蹤器和儲能狀態（電池儲能）。

對於儲能等光電應用，通訊非常重要，因為它要將太陽能裝置中的發電和消耗活動報告給用戶。可以建置多種系統原則，例如帳單管理、光伏自用、減少需量電費和備用電源。特別是在美國，颶風常常在德克薩斯州和佛羅里達州造成嚴重破壞，因此備用電源最受歡迎。

表1: 家用儲能策略

家用儲能策略	定義
帳單管理使用時間(TOU)	大幅減少用電高峰時段的購電量，TOU將客戶購電轉移到費率較低的時段。此策略的目標是減少客戶帳單費用。
光伏自用	大幅減少電錶後光伏系統所供電力的出口，以大幅提高電費較高的光伏地區的經濟效益。
減少高峰時段電費	讓客戶可以儲能，降低成本，因為電力公司在高峰時段會收取額外費用。
備用電源	這是一種更常見的策略，給任何可儲能設備充電，以便在電網停電時或夜間使用。這更多是一種備用電源策略，在高峰時段可以減少用電費用，而且上網電價較低。

圖1顯示了典型的24小時太陽能發電、儲能和家庭用電情況。圖1說明了太陽能系統針對帳單管理進行設計的主要原因。在夜間，當沒有陽光輻照太陽能電池板時，消耗的電能將從電網購買，此時電費最低。一旦太陽升起，陽光照射到太陽能電池板上，就會產生電力，家庭自用即開始，太陽能電力由家庭使用或轉移到儲能裝置。這樣可以減少從電網獲取的電力，在電力公司提供較低上網電價的區域使用太陽能所產生的電力，進而控制帳單費用。

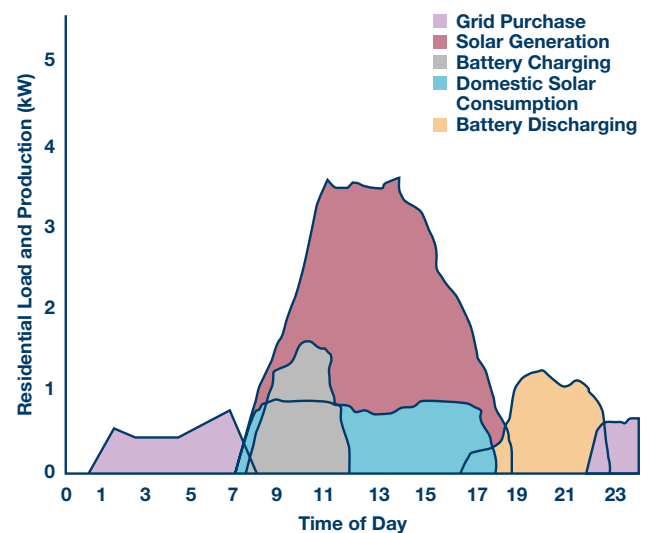


圖1. 典型24小時太陽能發電、儲能和家庭用電情況

RS-485是通訊應用首選，可用於PC螢幕資料更新，如目前功率、最大功率點追蹤器中的電流消耗、電池充電和健康狀況、CO<sub>2</sub>減少等，如圖2所示。

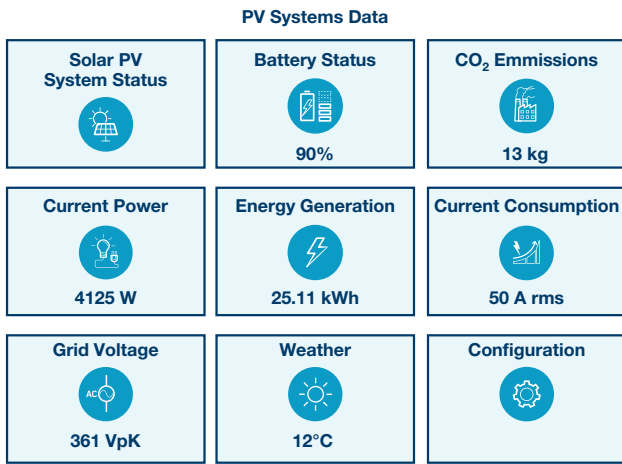


圖2. 光電太陽能系統的典型光伏監測系統資料

圖3顯示了一個典型太陽能系統，包含輸入直流串、DC-AC轉換、充電和儲能、電池管理及通訊。ADI為太陽能光伏和儲能應用提供完整的電源、通訊和控制介面訊號鏈解決方案。*iCoupler*隔離式閘極驅動器解決方案包括ADuM4135和ADuM4223/ADuM3223。*iCoupler*隔離式通訊連接埠解決方案包括ADM2795E、ADM2587E和ADM3054。混合訊號處理器解決方案包括ADSP-CM419。

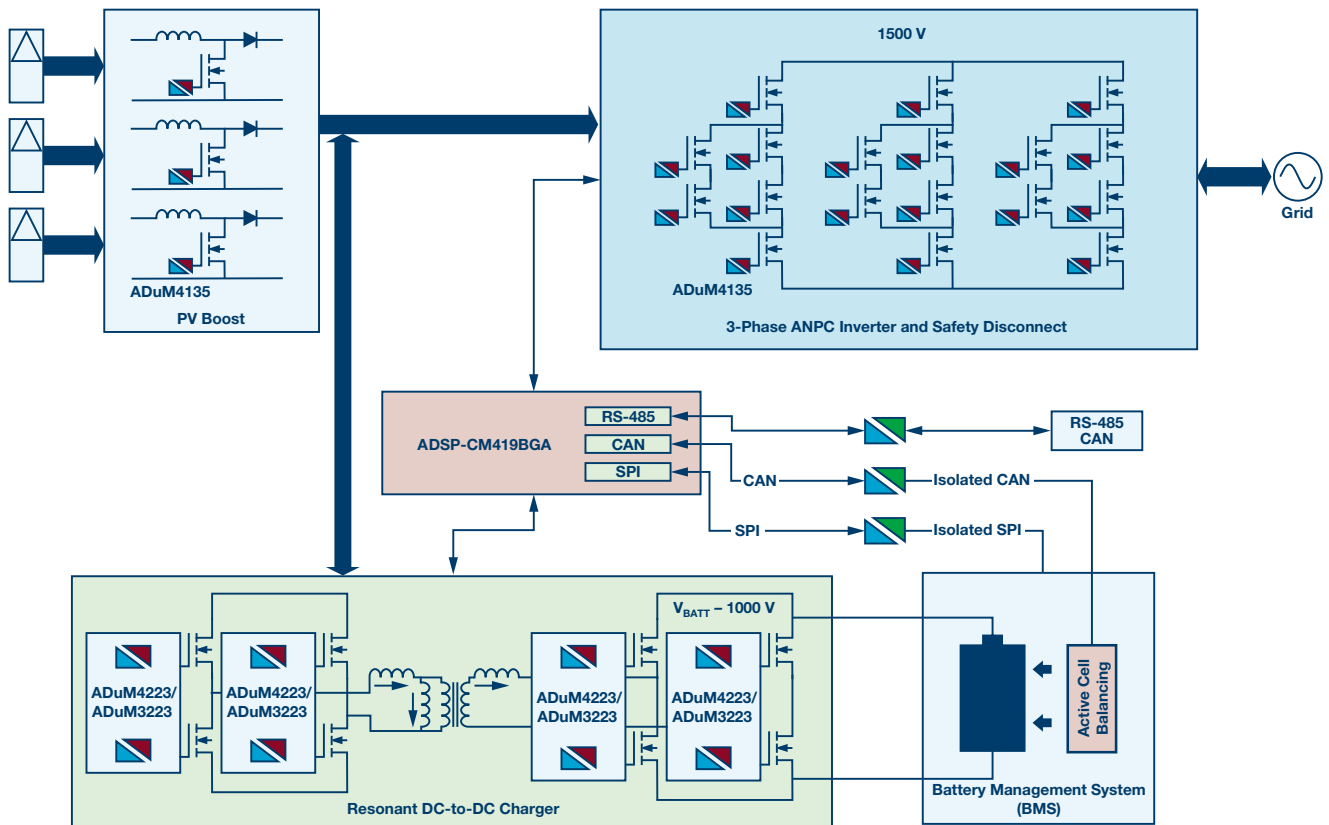


圖3. 具有儲能功能的典型太陽能系統方塊圖

## 為什麼使用具有*iCoupler*隔離的RS-485收發器？

*iCoupler*隔離能為太陽能光伏網路通訊介面提供安全、可靠且EMC穩估的解決方案。

對於太陽能光伏網路，RS-485或CAN通訊介面通常在充斥電雜訊的環境中透過長電纜運行。RS-485通訊本質上是差分式，具備固有抗雜訊能力。增加*iCoupler*隔離以提升抗擾度。

- ▶ *iCoupler*系列數位隔離產品已經過測試，並獲得多家監管機構認證，包括UL、CSA、VDE、TÜV、CQC、ATEX和IECEX。這種監管機構測試證明產品達到要求的安全水準，不會因為電氣條件惡劣的太陽能光伏環境中可能出現的高壓瞬變和電湧而受到影響。
- ▶ 太陽能光伏通訊介面通常以低資料速率工作——低於500 kbps——這正是RS-485通訊的理想工作範圍。諸如乙太網路之類的替代方案以10 Mbps/100 Mbps或1 Gbps的固定資料速率運行，這對應用要求而言明顯過剩。
- ▶ *iCoupler*隔離具有經過驗證的EMC穩固性，可減少現場故障。增強的EMC穩固性可縮短介面電路的設計和測試時間，進而加快太陽能光伏網路的上市時間。

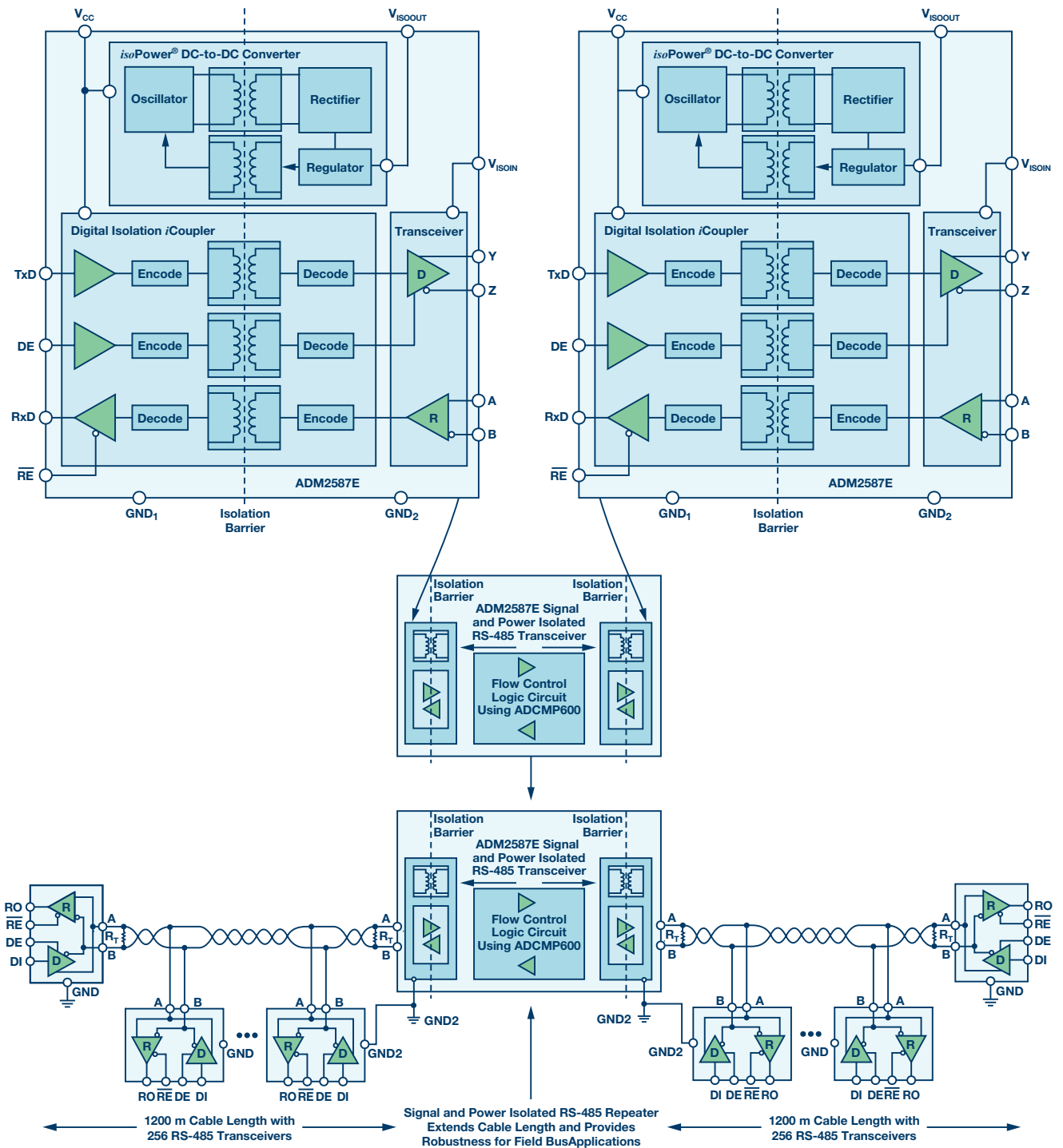


圖4. 訊號和電源iCoupler隔離式RS-485中繼器

## 適用於現有太陽能光伏網路的直接插入式iCoupler隔離解決方案

x對於現有太陽能逆變器設施，其通訊連接埠沒有iCoupler隔離所實現的穩固性，iCoupler隔離式RS-485中繼器是強大的直接插入式解決方案。精小的訊號和電源iCoupler隔離式RS-485中繼器提供穩固的隔離保護，防止電磁(EMC)惡劣的太陽能環境中的電氣雜訊影響。

iCoupler隔離式RS-485中繼器設計由兩個RS-485收發器和兩個高速ADCMP600比較器組成。ADM2587E是全整合式資料收發器，支援±15 kV ESD保護及訊號和電源隔離，適用於多點傳輸線上的高速通訊。ADM2587E內部整合隔離式DC-DC電源，無需外加DC-DC隔離模組。RS-485中繼器需要資料碼流控制，這對RS-485匯流排上的通訊方向控制很重要。在ADM2587E邏輯接腳上使用高速比較器ADCMP600可提供高速流控制和方向性，進而實現可靠的通訊系統。有關完整設計指南，請參閱AN-1458應用筆記「具備自動方向控制功能的隔離式RS-485中繼器」。

## 具備增強EMC穩固性的*iCoupler*訊號隔離式RS-485

設計EMC通訊介面時，電路設計人員常常要面對設計和測試反覆運算迴圈。電路設計必須符合系統級EMC標準和客戶要求。工業自動化的系統級IEC標準（如IEC 61131-2）規定了多種IEC ESD、EFT和湧浪保護級別以及對輻射、傳導和磁場干擾的抗擾度。

ADI *iCoupler*訊號隔離式RS-485包含經認證的額外EMC保護，可防範上述干擾，進而縮短需要滿足嚴格監管目標的設計的上市時間。

具體而言，ADM2795E RS-485收發器整合了隔離穩固性和EMC保護，如此可大幅節省印刷電路板(PCB)空間，以供太陽能光電通訊連接埠介面使用。

ADM2795E是一款5 kV rms訊號隔離RS-485收發器，RS-485匯流排接腳提供高達±42 V的AC-DC峰值匯流排過壓故障保護特性。該元件採用ADI的*iCoupler*技術，將三通道隔離器、RS-485收發器和IEC電磁相容性(EMC)瞬變保護整合於單封裝中。

ADM2795E整合的*iCoupler*技術已透過VDE0884-10、UL 1577、CSA和CQC（申請中）認證。

- ▶ 工作電壓：849 V<sub>PEAK</sub> (600 V rms)加強，VDE0884-10認證
- ▶ 耐受電壓：5000 V rms，UL1577認證

ADM2795E在數個系統級EMC測試中表現穩健，已透過EMC合規測試機構的認證（證書可應申請提供）：

- ▶ IEC 61000-4-5湧浪
- ▶ IEC 61000-4-4 EFT
- ▶ IEC 61000-4-2 ESD
- ▶ IEC 61000-4-6傳導射頻抗擾度
- ▶ IEC 61000-4-3輻射射頻抗擾度
- ▶ IEC 61000-4-8磁場抗擾度

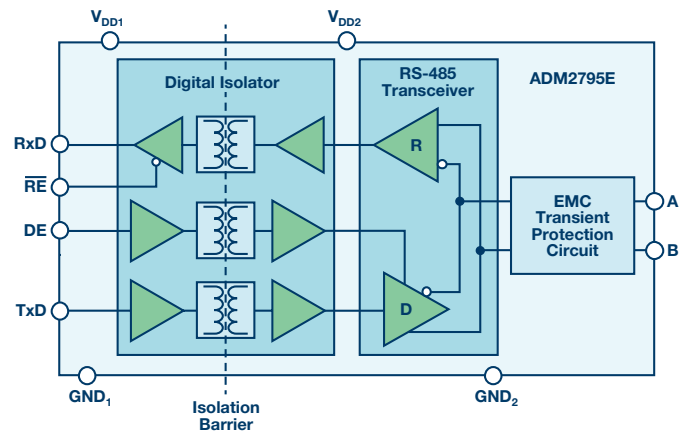


圖5. *iCoupler*隔離式RS-485收發器，A和B匯流排接腳提供增強的IEC 61000-4-5湧浪穩固性。

## 結論

ADI為太陽能光伏和儲能應用提供完整的訊號鏈解決方案。*iCoupler*隔離式閘極驅動器解決方案包括ADuM4135和ADuM4223/ADuM3223，而*iCoupler*隔離式通訊連接埠解決方案包括ADM2795E和ADM2587E，ADSP-CM419混合訊號控制處理器提供電源通訊和控制介面。*iCoupler*隔離能為太陽能光伏網路通訊介面提供安全、可靠且EMC穩固的解決方案。

ADI的介面和隔離產品組合有多種方案可隔離RS-485介面。ADM2795E提供完整的系統級EMC解決方案，其符合IEC 61000湧浪、EFT和ESD標準，不受惡劣太陽能光伏環境中常見的傳導、輻射和磁場干擾的影響。ADM2795E可縮短需要滿足嚴格監管目標的設計的上市時間。

訊號和電源隔離式RS-485收發器（例如ADM2587E）提供現今市面上整合度最高的訊號和電源隔離解決方案。ADM2587E可用於RS-485中繼器設計，透過*iCoupler*隔離技術為系統提供更強的穩固性。

## 作者簡介

**Richard Anslow**畢業於愛爾蘭利默里克大學，獲工程學士和碩士學位。他從事新產品定義工作，並且擔任面對客戶的角色，處理有關ADI隔離式通訊產品系列的問題。

**Martin Murnane**是工業和儀器儀錶部太陽能PV系統工程師，專注於能源/太陽能PV應用。加入ADI之前，他曾從事過能源迴圈利用系統中電力電子技術(Schaffner Systems)、基於Windows的應用軟體/資料庫開發(Dell Computers)以及採用應變計技術的HW/FW產品開發(BMS)等領域的工作。Martin畢業於利默里克大學，擁有電子工程學士學位。

# 隔離式雙向功率轉換器的數位控制

功率轉換系統工程師 Juan Carlos Rodriguez

## 摘要

本文探討隔離式雙向DC-DC功率傳輸的實現方案，即透過調整專用數位控制器，使其除了具有標準的正向功率傳輸(FPT)功能外，還支援反向功率傳輸(RPT)功能。文中將介紹系統建模、電路設計和模擬，並透過實驗對理論概念進行了驗證。應用顯示，在兩個能量傳輸方向上，轉換效率始終高於94%。

## 簡介

模組化電池儲能系統(ESS)有助於可再生電力的有效利用，因而是建構綠色能源生態系統的關鍵技術。梯次利用電池ESS應用日趨廣泛。在這個子市場中，預計高達80%的廢棄電池會用於ESS，在固定電網服務中煥發新生，進而將電池的使用壽命從5年延長到15年。預計到2030年，這些系統會為電網增加1 TWh的容量。<sup>1</sup>在不久的將來，這種新興應用必將在能源市場中變得更加重要。

典型實現方案是將不同電池模組堆疊起來，透過功率轉換器將其能量傳輸到集中式交流或直流母線（隨後以某種形式將能量分配給負載）。此類系統的挑戰在於，每個模組具有不同的化學組成、容量和老化曲線。在傳統的模組化拓撲中，最弱的模組會影響整個電池堆的總可用容量（圖1）。

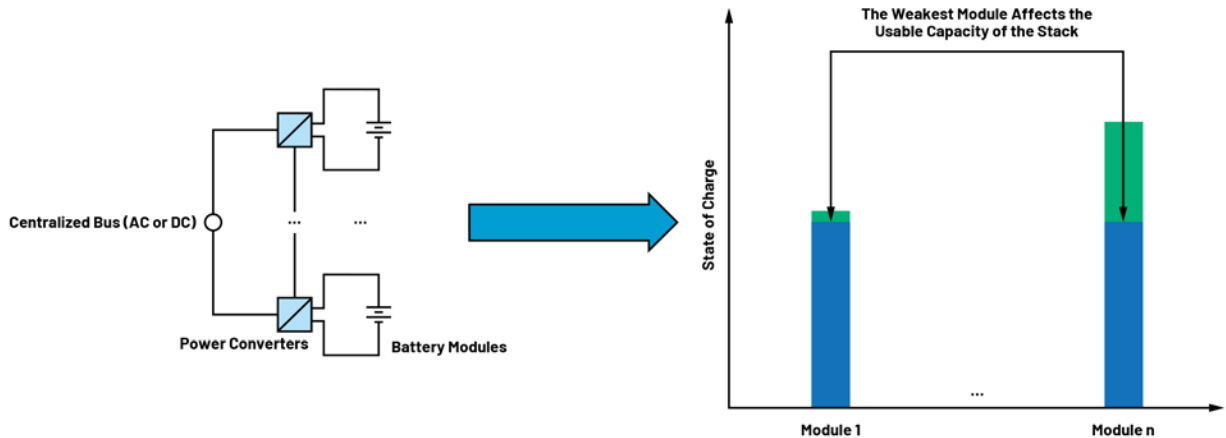


圖1. 模組化ESS的挑戰

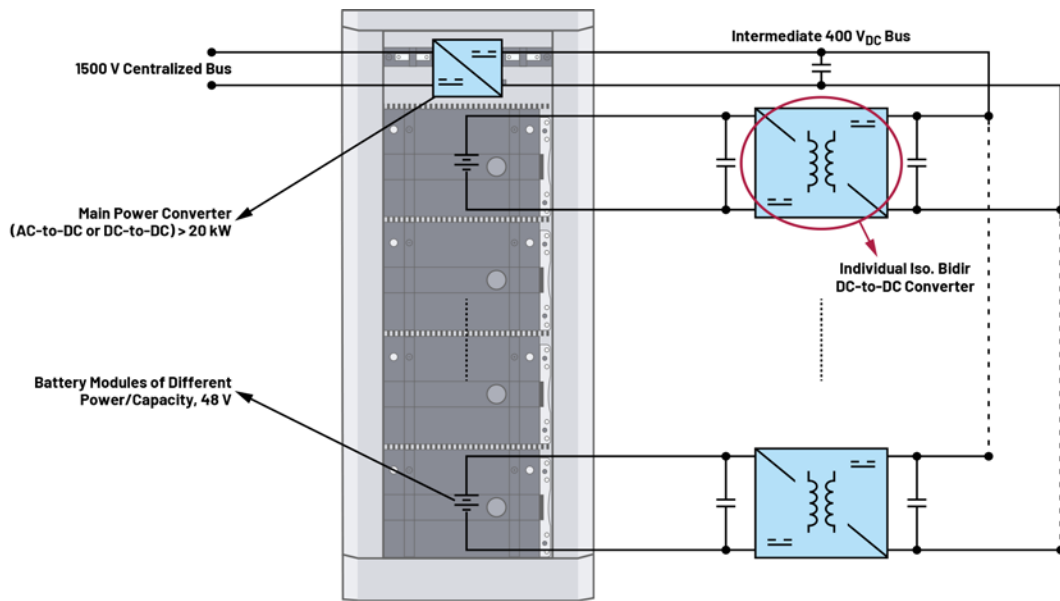


圖2. 基於電池的模組化ESS

為了解決此一限制，在圖2所示的架構中，電池堆中的能量透過每個電池模組的單獨DC-DC轉換器傳輸到公共中間直流母線。然後，該能量透過主功率轉換器支援集中式中壓(MV)交流或直流母線。圖2中的電壓和功率水準是根據市場上ESS的典型資料選擇的：48 V電池模組、400 V (DC)中間直流母線、20 kW以上（高功率）主功率轉換器以及高達1500 V的集中式母線<sup>2</sup>。

在圖2中，電池堆中每個模組的接地基準不同，因此需要透過隔離讓每個電池模組實現單獨的DC-DC轉換器。此外，為了支援梯次利用電池ESS等混合系統，每個轉換器還必須能夠雙向傳輸功率。如此就能輕鬆實現每個模組的獨立充放電以及電荷平衡。因此，本文討論的應用核心模組是DC-DC轉換器，其既是隔離的也是雙向的。

以下將說明，如何調整功率轉換專用的數位控制器（通常僅針對單向功率傳輸而建構），使其支援雙向操作，這樣控制器就能作為一種良好的替代方案來安全可靠地實現所需類型的DC-DC轉換器。

## 功率轉換應用的專用數位控制器

對於高功率DC-DC轉換器（大於1 kW）中開關元件的控制，數位控制是目前的工業標準，而且它通常基於微控制器單元(MCU)<sup>3</sup>。儘管如此，由於各種工業應用更加重視功能安全(FS)，因此使用專用數位控制器可能更有優勢。從系統設計的角度來看，更簡單的功能安全認證可以簡化設計過程，進而縮短總體開發時間，更快獲取收益，因此在模組化建置中特別有利。

專用數位控制器優於MCU的一些原因概述如下<sup>4</sup>。

- ▶ 微控制器依賴於軟體，包含的狀態數量較多，被認為不穩定，因此在IEC 61508標準制定之前，安全系統中不允許使用微控制器。MCU的大量「功能安全」工作都在軟體發展階段。
- ▶ 除了軟體之外，MCU本身也必須經過認證。
- ▶ 雖然專用數位控制器（作為可配置設備）仍然是資料驅動的，但其配置過程使用有限可變語言(LVL)，而不是MCU特有的完全可變語言(FVL)。
- ▶ 作為順序數位機，專用數位控制器的功能可以透過測試全面驗證，而這對於MCU中的軟體來說一般是不可能的。因此，當使用專用控制器時，設備會整合核心安全功能。
- ▶ 與專用控制器中的整合安全功能相比，MCU實現方案中增加的安全功能可能需要相當多的額外硬體。當使用故障模式、影響和診斷分析(FMEDA)時，額外的硬體往往會增加系統級別的複雜性。
- ▶ 使用專用控制器時，額外的安全性（如果需要）可以透過外部MCU（通常在系統級別提供）獲得。

ADI的ADP1055是一款專為隔離式DC-DC高功率轉換而設計的數位控制器，提供了一系列功能來提高效率和安全性。這些功能包括：程式化過流保護(OCP)、過壓保護(OVP)、欠壓保護(UVLO)和過溫保護(OTP)。與市面上許多現成的等效元件一樣，該控制器設計用於單向能量傳輸，即FPT。為了實現雙向操作，使用該控制器的應用必須進行調整，以便也能在RPT下工作。下一部分將

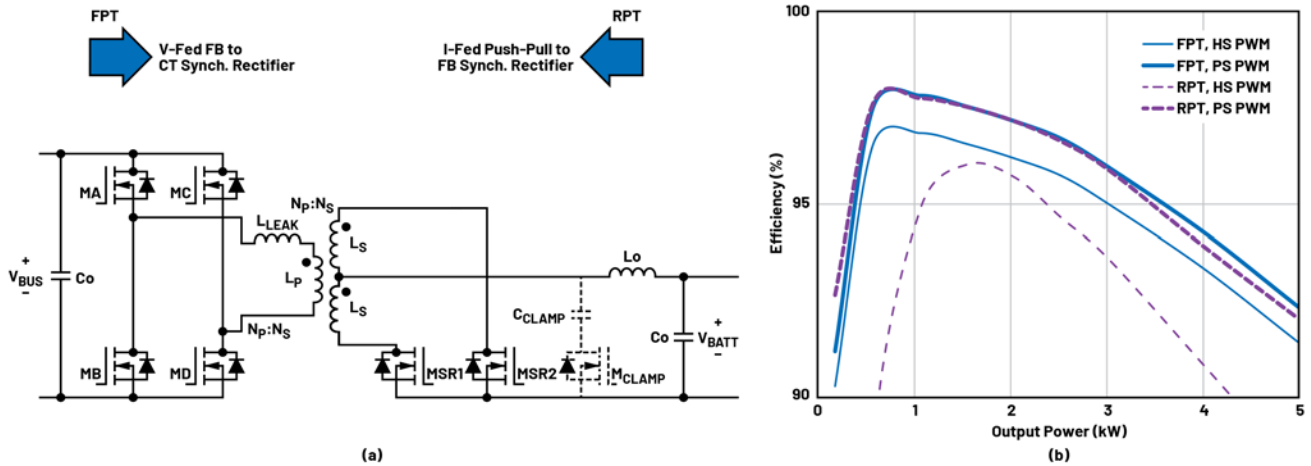


圖3. 功率轉換拓撲模擬：標準操作中的(a)模型和(b)效率

探討對FPT和RPT模式都很重要的一個層面，即目標DC-DC轉換器的效率，在調整過程開始之前必須瞭解這一點。

## 實現高效能量轉換

在各種隔離式雙向直流功率傳輸技術中，圖3a中的架構因其實現簡單而成為商業上最常用的架構之一<sup>5</sup>。

### 表1. 模擬研究參數

電路參數	值
額定直流母線電壓	$V_{BUS} = 400 \text{ V (DC)}$
額定電池電壓	$V_{BATT} = 48 \text{ V (DC)}$
開關MA、MB、MC、MD	SCT3017AL 650 V/18 A SiC MOSFETs
開關MSR1、MSR2、 $M_{CLAMP}$	IPB065N15N3 150 V/136 A MOSFETs
變壓器	$N_p/N_s = 6:1$ ; $L_m = 50 \mu\text{H}$ ; $L_{LEAK} = 0.1$ 至 $1 \mu\text{H}$
扼流圈電感	$L_o = 50 \mu\text{H}$
箝位電容	$C_{CLAMP} = 1 \mu\text{F}$
母線電容	$C_o = 10 \mu\text{F}$
開關頻率	100 kHz (有效200 kHz)

這種拓撲既可以看作是FPT中的電壓饋送全橋到中心抽頭同步整流器，也可以看成是RPT中的電流饋送推挽式轉換器到全橋同步整流器。為了說明應用的常見挑戰，圖中顯示了一個典型用例，

其初級（直流母線）為400 V (DC)，次級（電池模組）為48 V (DC)，功率水準大於1 kW。使用LTspice®對開關頻率為100 kHz的典型寬頻隙(WBG)功率元件的操作進行模擬。模擬使用的參數如表1所示。

圖3b中的結果顯示，當使用常規硬開關(HS) PWM時，較高功率水準下的效率迅速下降。將RPT與FPT進行比較時，這一點更加突出。為了改進操作，我們確定了兩種主要損耗機制，透過下文說明的相應開關技術可以降低損耗。

- ▶ 軟開關：圖4a顯示在這種低漏感設計中，當使用常規PWM時，初級開關MA和MB在被動到主動開關轉換過程中不會快速關斷。這種狀況會在整個系統中產生較高的開關損耗。在這種情況下，使用相移(PS) PWM（亦稱零電壓開關(ZVS)或軟開關）有助於在這些轉換期間將漏源電壓降至零。為此，我們可以提供與負載相關的適當死區時間，使得開關的漏源電容可以完全放電。應用相移的結果如圖4b所示。
- ▶ 主動箝位：圖5a顯示在次級開關MR1和MR2關斷期間，在其漏源電壓上觀察到很大的尖峰和振鈴。這些瞬態事件會危及開關的完整性，浪費能量，並導致電磁干擾(EMI)。使用附加開關（例如圖3中的 $M_{CLAMP}$ ）實現數位控制主動箝位是減輕該尖峰負面影響的較佳備選方案<sup>6</sup>。如此可以進一步提高該架構的效率。應用某種形式主動箝位的結果如圖5b所示。

採取這些策略後，5 kW時RPT模式下的轉換器效率從不足80%提高到90%以上。這些模擬研究也預測到FPT和RPT具有相似的效率，如圖3b所示。

為了實現這些開關功能，ADP1055提供6個可程式化PWM輸出以形成開關時序，並提供2個可配置為主動箝位吸收器的GPIO。這兩

種功能都可以在使用者友善的GUI中輕鬆程式化實現。有關該數位控制器的這些和其他功能的優勢，請參閱ADP1055-EVALZ使用者指南，其中考慮了標準FPT應用。

確定實現可行效率水準的機制（對於本應用的FPT和RPT模式均適用）後，接下來我們探討如何調整以適應RPT。

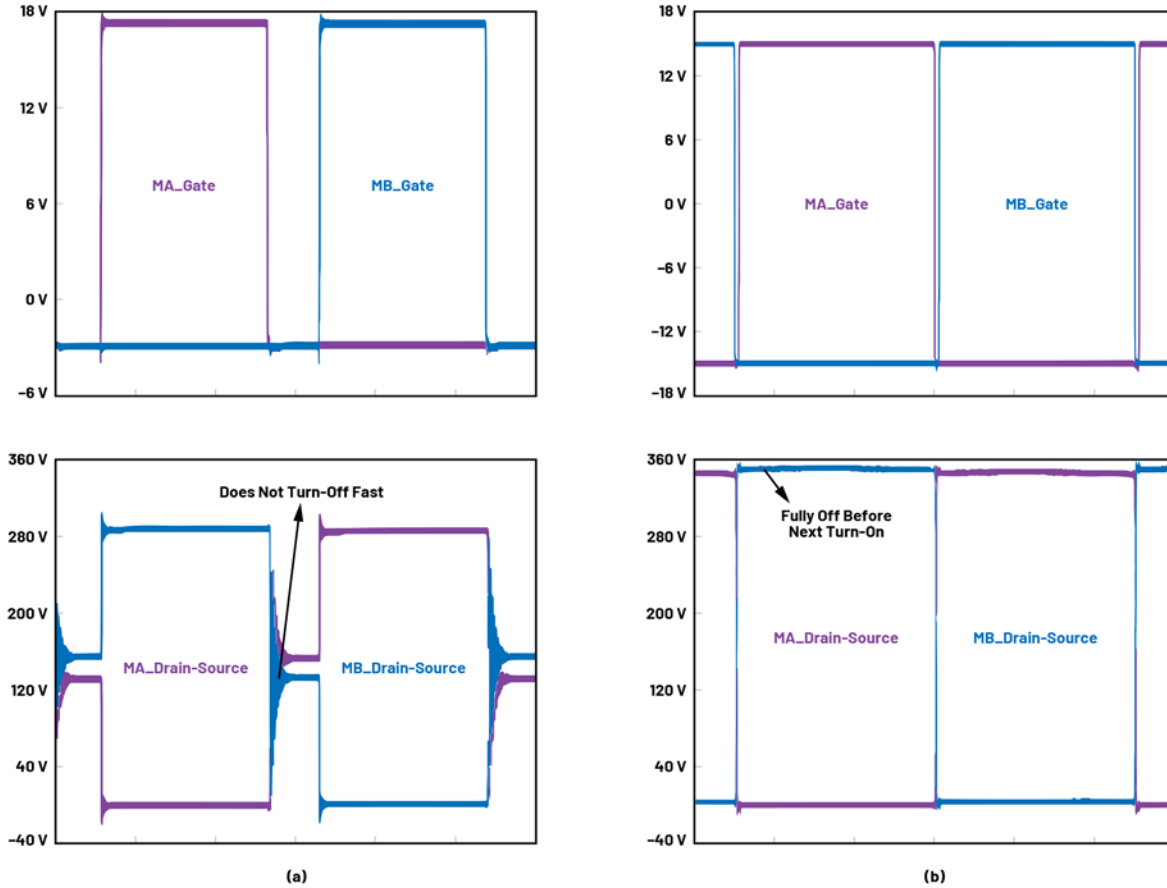


圖4. 初級開關被動到主動轉換：(a) HS PWM，(b) PS PWM

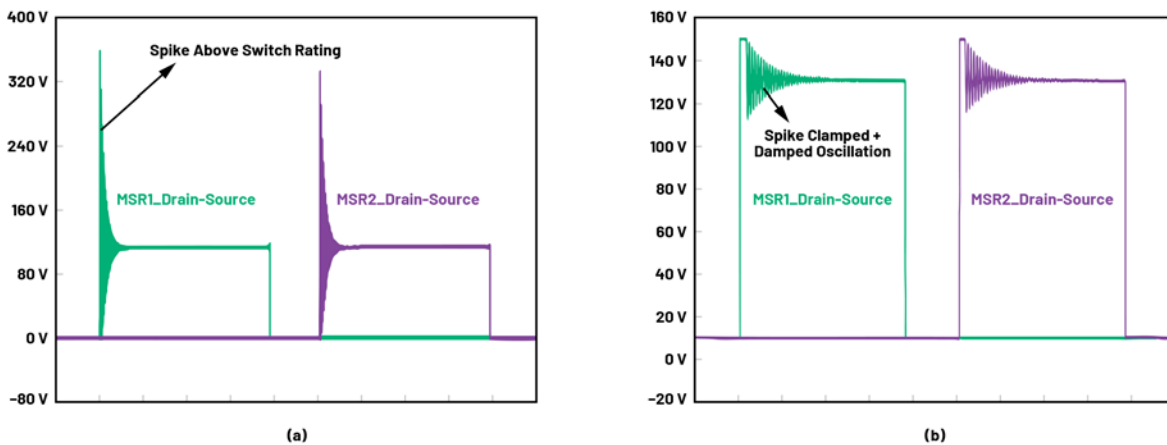


圖5. 初級開關被動到主動轉換：(a) HS PWM，(b) PS PWM

## 適應反向功率傳輸

為了演示所研究的應用在RPT下的運行情況，我們創建了低壓 (LV) 實驗裝置進行概念驗證。此裝置基於ADP1055-EVALZ使用者指南中的硬體，最初設計用於 $48 V_{DC}$ 至 $12 V_{DC}/240 W$  FPT的標準情況，使用

ADP1055作為主控制器，開關頻率 $f_{sw} = 125 kHz$ 。為了適應RPT操作，需要適當修改硬體和軟體。圖6 (上) 顯示了針對此任務的訊號鏈硬體部分，其重點如下：

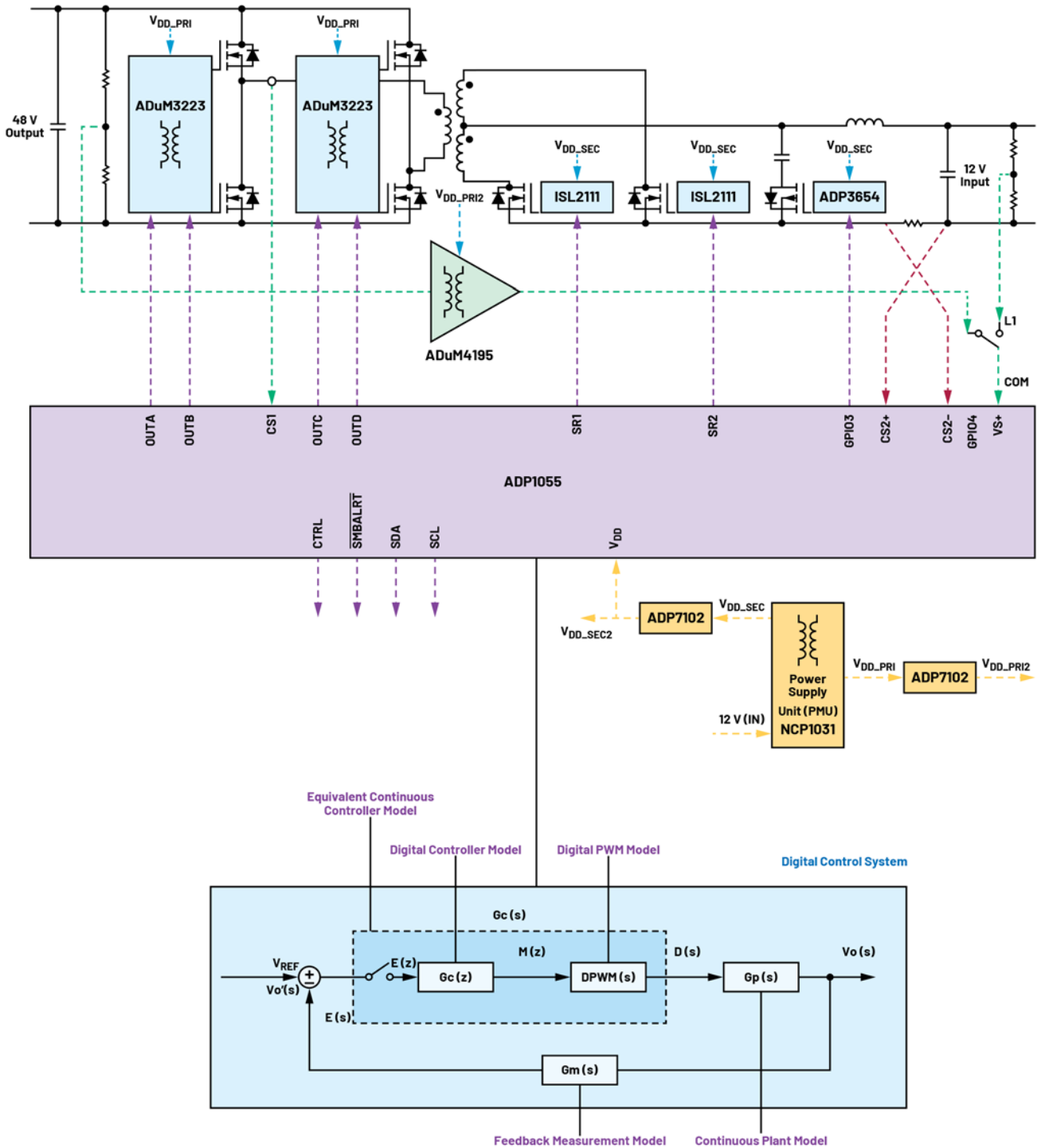


圖6. 訊號鏈利用專用數位控制器來適應RPT

- ▶ 使用兩個匹配的隔離式半橋閘極驅動器ADuM3223來導通和關斷四個初級開關。這些驅動器的精密時序特性（隔離器和驅動器最大傳播延遲為54ns）可準確地將控制訊號反映到PWM中。
- ▶ ADP1055-EVALZ使用者指南中的隔離電源單元經過重新接線，並補充了一個輔助精密LDO（ADP1720），以適應系統中的兩個接地基準，並為應用中的所有不同IC供電。
- ▶ 在測量部分，分流電阻上的電流測量端子發生交換，以便在控制器的端子CS2+和CS2-上以正確的方向測量整個轉換器的變壓器次級的輸出電流。
- ▶ 最後，隔離式放大器ADuM4195用於安全、準確地測量直流母線電壓。在RPT模式下，直流母線電壓是輸出變數，而在FPT模式下，電池側電壓是受控輸出。

基於ADuM4195的測量方案是對控制迴路硬體的一項重要補充。除了安全的5 kV隔離電壓（從高壓初級側到低壓控制側）、多達4.3 V的寬廣輸入範圍以及精度約為0.5%的基準電壓外，ADuM4195還有高達200 kHz的最小頻寬。相較於典型的並聯穩壓器和光耦合器解決方案，其支援實現更快的迴路操作，進而提供更好的瞬態響應，這對於應用在125 kHz開關頻率下的運行非常重要。圖7顯示了最終的實驗裝置，圖6中增加的硬體在基於ADuM4195的測量子卡中實現，該子卡已加入ADP1055-EVALZ使用者指南中的原始評估板中。

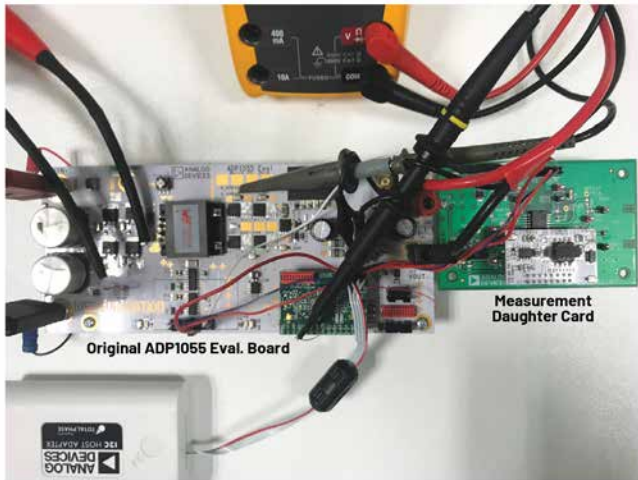


圖7. RPT概念驗證的實驗裝置

圖6（下）還描述了為適應RPT在軟體方面的配置。我們深入研究了數位控制系統。結果透過流程的描述塊進行總結說明，如下所示：

- ▶ 透過更改PWM設定，使工作週期變化與次級電感充電成比例，來實現正確的穩態回應。這是根據該架構在RPT模式下的升壓型操作而得出的。
- ▶ 我們採用ADP1055-EVALZ使用者指南中設計的LCL輸出濾波器，透過交流小訊號等效電路技術來確定設備在拉普拉斯域中

的轉換函數 $Gp(s)$ 。與FPT不同，設備在RPT下的回應是具有右側零點(RHZ)的二階系統的回應，這是升壓轉換器在CCM下的典型回應。請注意，這種類型的系統本質上不穩定，需要減少誤差放大器的頻寬。

- ▶ 利用MATLAB® System Identification Toolbox，根據用於隔離追隨器的ADuM4195的頻率響應，對回饋測量 $Gm(s)$ 進行建模（圖8）。經確認，主導極點在200 kHz左右，可確保在控制系統的目標頻寬（250 kHz可觀測雙頻的10%左右）之上仍能提供快速回應。

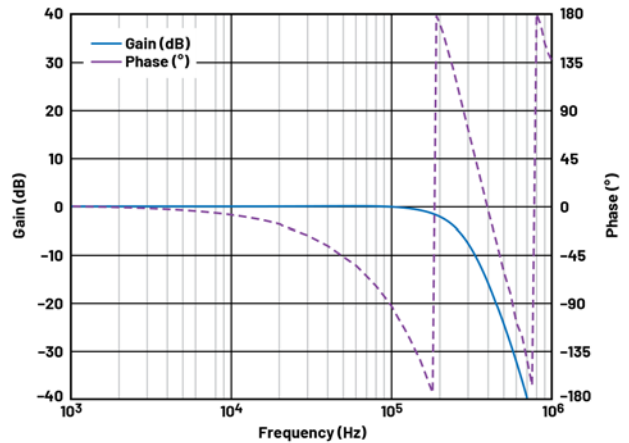


圖8. ADuM4195的頻率回應

- ▶ 我們選擇在控制器的標準數位補償器中增加一個極點，以減少整體控制系統的頻寬，這在這種非最小相位升壓式轉器設備中是必要的。因此，我們使用公式1中的數位控制器（常數定義參見ADP1055使用者指南）。

$$G_c(z) = \frac{d}{1-z^{-1}} + c \frac{1-bz^{-1}}{(1-az^{-1})(1-ez^{-1})} \quad (1)$$

為將分析保持在拉普拉斯域內，我們根據數位控制理論創建了 $G_c(z)$ 的連續時間模型 $G_c(s)$ 。因此，首先添加一個計算延遲( $z^{-1}$ )，而連續時間中的最終表示透過如下方式實現：利用(a) Tustin近似( $z = \frac{(4f_{sw} + s)}{(4f_{sw} - s)}$ )和(b) Padé近似模擬離散PWM (DPWM)延遲( $T_{sa}/2 = 1/4f_{sw}$ )，使得：

$$G_c(s) = \frac{G_c(z)}{z} \Bigg|_{z = \frac{(4f_{sw} + s)}{(4f_{sw} - s)}} = \frac{1 - \frac{s}{8f_{sw}}}{1 + \frac{s}{8f_{sw}}} \quad (2)$$

- ▶ 最後，為了設計一個穩定的回應，我們利用MATLAB Control System Designer作為常規連續時間控制迴路，研究了開迴路轉換函數 $G_o(s) = G_p(s) G_m(s) G_c(s)$ 。

由此可以觀察到，如果使用與FPT相同的控制常數，RPT下的回應將不穩定。因此，正確設計 $G_c(s)$ 中常數的最終值對於確保運行可靠非常重要。一旦透過設計實現了穩定的開迴路轉換函數，控制器就會變換回數位域。圖9（左）顯示所設計的數位濾波器的頻率回應 $G_c(z)$ ，利用圖9（右）中ADP1055的GUI可以透過圖形化方式輕鬆配置該濾波器。

我們還配置了上一節中研究的提高效率功能（具有自我調整死區時間和主動箝位的PS PWM）。實驗發現，為了在RPT的主動到被動轉換中實現適當的ZVS，有必要修改PWM序列中的死區時間。具體來說，我們修改了次級開關的導通時間點，使其發生在每次主動到被動轉換間隔之前，以允許電流反向<sup>9</sup>。

測試顯示適應RPT的修改工作是成功的，從12 V次級輸入獲得了48 V初級輸出。對於負載和輸入電壓變化，輸出電壓調節都很卓越，相對標準差(RSTDEV)分別為0.1%和0.02%，如圖10a所示。圖10b和圖10c分別顯示了轉換效率和對50%負載變化的階躍回應。兩種情況下，RPT模式下的效率水準都與FPT模式相似，在中等功率範圍內的峰值效率為94%。階躍回應參數（過沖和建立時間）在RPT模式下為(1%; 1.5 ms)，而在FPT模式下為(2%; 800  $\mu$ s)。

我們觀察到，較低的過沖，稍慢的建立時間，構成穩定的瞬態回應。這些結果證明，調整數位控制器以支援雙向功率傳輸的設計過程是有效和成功的。

## 結論

為在能源市場中實現安全可靠的應用，採用功率轉換專用數位控制器是一種不錯的備選方案。這是因為，相較於微控制器，數位控制器有助於簡化功能安全認證，進而縮短系統級設計階段，更快地獲得收益。這些元件通常是針對單向功率傳輸建構的，本文探討了如何進行修改以支援雙向操作。透過理論模型、模擬和實驗研究展示了隔離式雙向DC-DC轉換器在基於電池的ESS中的應用。結果驗證了該應用的可行性，兩個方向的能量傳輸實現了相似的性能。

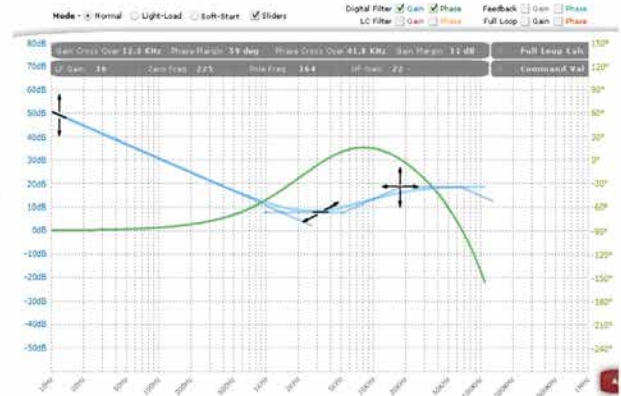
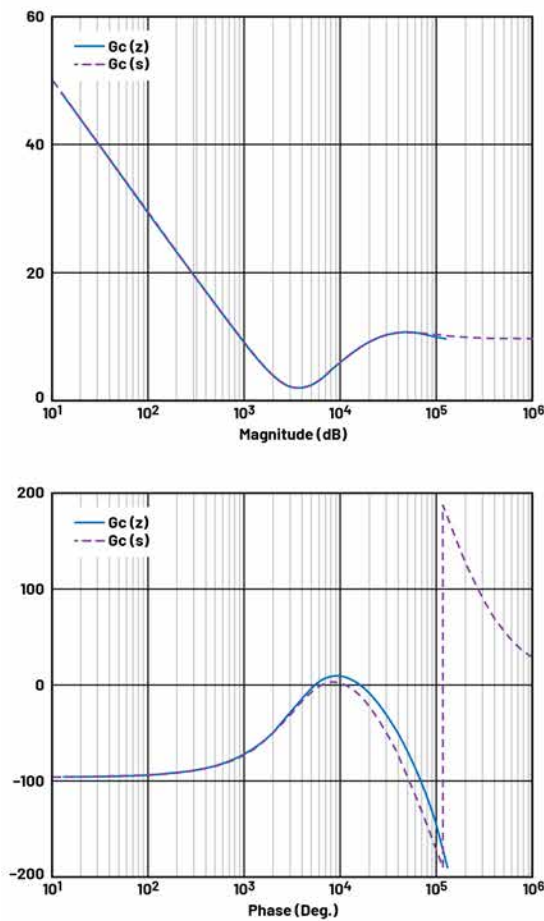


圖9. ADP1055上配置的數位濾波器回應

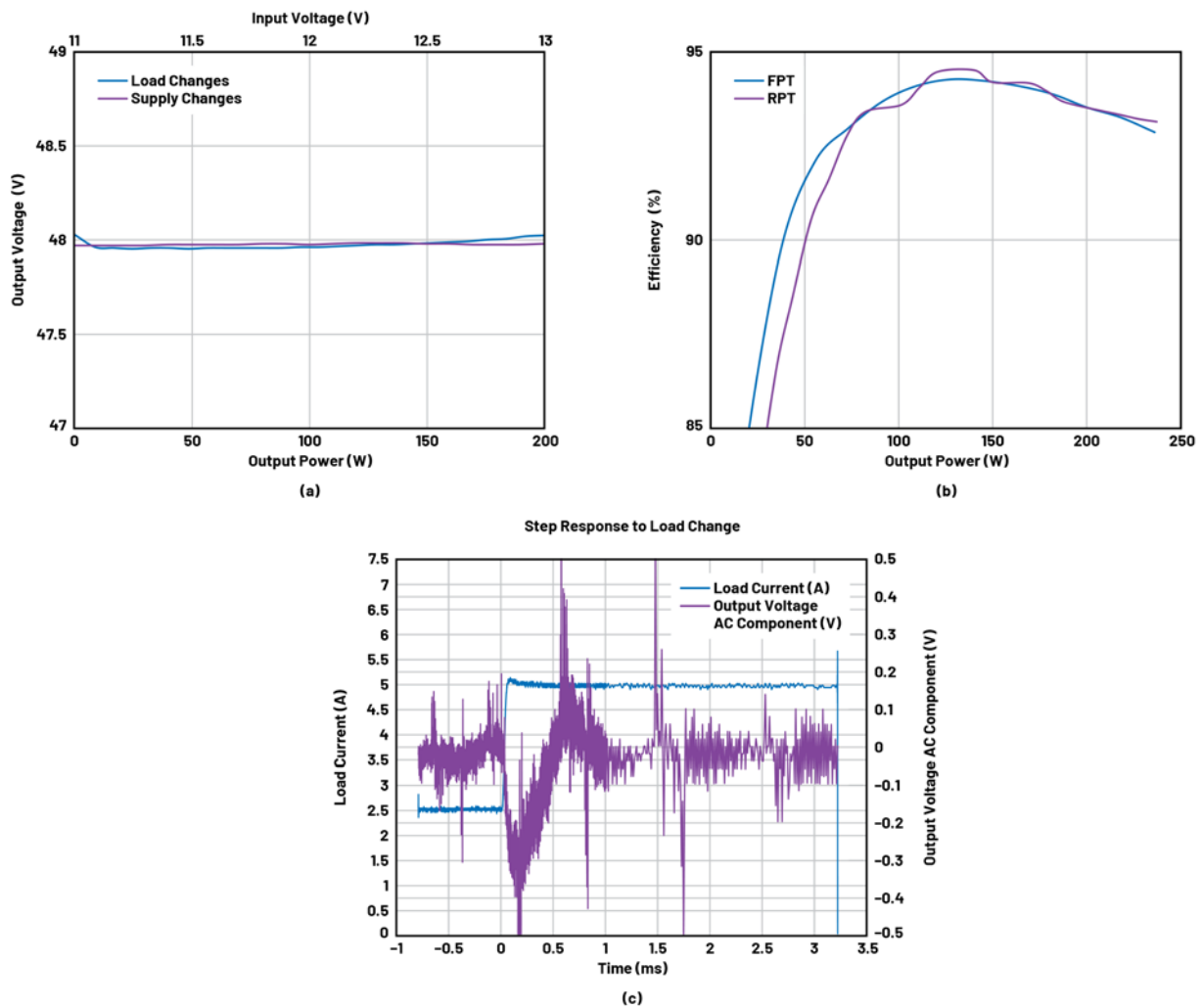


圖10. RPT模式下得到的(a)輸出電壓調節、(b)效率和(c)50%負載階躍回應

## 參考資料

- Venkata Anand Prabhala, Bhanu Prashant Baddipadiga, Poria Fajri和Mehdi Ferdowsi. [ 直流配電系統架構及優勢概述。 ] *Energies*, 第11卷第9期, 2018年9月。
- Gerard Reid和Javier Julve. [ *Second Life-Batterien als flexible Speicher für Erneuerbare Energien*. ] Bundesverband Erneuerbare Energie e.V. (BEE), 2016年4月。
- Hrshikesh Nene和Toshiyuki Zaitso. [ 採用獨特PWM控制的雙向PSFB DC-DC轉換器。 ] IEEE應用電源電子會議暨展覽會(APEC), 2017年。
- Tom Meany. [ 功能安全的理想電源監視器。 ] EngineerZone, 2020年6月。
- Yu Du, Srdjan Lukic, Boris Jacobson和Alex Huang. [ 適用於PHEV/ EV 直流充電基礎設施的高功率隔離式雙向DC-DC轉換器綜述。 ] IEEE能量轉換大會暨展覽會, 2011年。
- Subodh Madiwale. [ 數位控制實現高可靠性DC-DC功率轉換及主動緩衝。 ] ADI, 2016年9月。
- Robert W. Erickson和Dragan Maksimovic. *電力電子基礎*, 第二版, Spring, 2001年1月。
- Simone Buso和Paolo Mattavelli. *電力電子數位控制*, 第二版, Morgan & Claypool Publishers, 2015年5月。
- Guipeng Chen, Yan Deng, Hao Peng, Xiangning He和Yousheng Wang. [ 具有寬廣範圍ZVS和較低尖峰電壓的全橋/推挽式雙向DC-DC轉換器的優化調變方法。 ] ECON 2014-2014年IEEE工業電子學會第40屆學術年會。

---

## 關於作者

[Juan Carlos Rodriguez](#) 博士於2009年獲得厄瓜多爾軍事理工學院（厄瓜多爾基多）電氣工程學士學位，並於2011年和2017年分別獲得RMIT大學（澳大利亞墨爾本）碩士學位和博士學位。從利默里克大學（愛爾蘭）獲得博士後職位後，他於2019年加入ADI，從事隔離式電源應用和可再生能源工作，工作領域包括工業自動化、智慧電網和物聯網應用的能量收集以及永續電力的電源電子轉換。

# 為什麼使用PassThru技術 有助於延長儲能系統壽命

產品應用工程師Bryan Angelo Borres

產品應用工程師Anthony Serquiña

## 摘要

PassThru™模式是一種控制器工作模式，能夠讓電源直接連接到負載。PassThru模式用於降壓-升壓或升壓轉換器中，以提升效率和電磁相容性<sup>1,2</sup>。本文介紹了採用PassThru技術的控制器相較於其他控制器的優勢，以及PassThru模式如何延長儲能系統的使用壽命，特別是超級電容的總執行時間。

## 簡介

延長電池的使用壽命，表示儲能系統性能更強、執行時間更長、成本更低。通常有三種方法可以延長電池壽命：改進電池技術，設計更優良的元件，以及提供創新的能源管理系統。改進電池技術包括：為特定應用選擇合適的電池，以及設計適當的電池管理系統來控制充電、調節溫度並充分降低功耗。設計更優良的元件需要考慮高效的硬體元件和穩健的韌體，這兩者對於更好地兼顧功能和壽命指標都是不可或缺的。為了以智慧方式實現能耗優化，可以利用最新的電源管理系統，這些系統採用基於AI的演算法、新型拓撲結構和高效的轉換器控制方法，例如PassThru模式和省電模式。

## 瞭解超級電容

將超級電容等儲能元件與電池一起使用，可以使多種不同的應用場景受益<sup>3</sup>。超級電容的優勢包括：支援短時突發功率的快速充電和放電，更長的使用壽命，以及更高的整體系統效率。例如，超級電容非常適合快速儲存能量和提供備用電源。超級電容可以承受極端溫度環境條件。與電池配合使用時（例如在電動車中），超級電容有助於提升性能並延長電池壽命。此外，超級電容對環境更友好<sup>4</sup>。

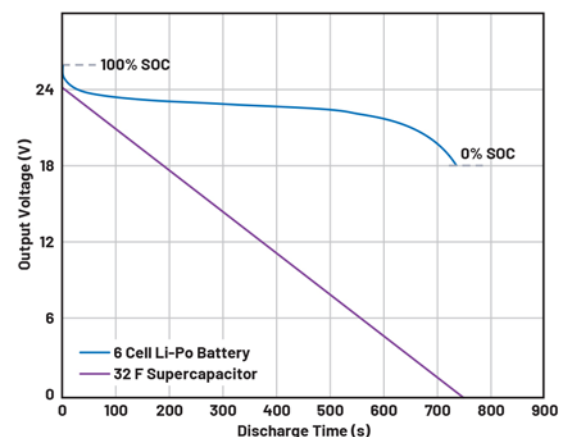


圖1. 24 V超級電容和鋰聚合物電池在0.5 A負載下的典型放電特性比較。

圖1顯示了超級電容與電池的不同之處。在相同額定電壓下，6芯0.1Ah鋰聚合物電池表現出電壓源的特性，在整個運行期間能提供更穩定的電壓。相較之下，當電流從2F超級電容流向負載時，電壓線性下降。超級電容的這種線性放電特性需要更高效的系統來轉換其能量。在這種場景下更適合使用降壓-升壓轉換器功能，因為無論輸入電壓是低於還是高於設定好的輸出電壓，該轉換器都能適當地調節並維持輸出電壓穩定。

## 什麼是PassThru模式？

PassThru技術是寬輸入供電元件的基本特性。相較於採用傳統控制方式（標準降壓-升壓控制器）的系統，它可以提升效率並延長儲能系統的使用壽命。直通(Passthrough)是指在預定義的電壓視窗，輸入直接傳遞到輸出，好像發生了短路一樣。PassThru技術充當電源（例如超級電容）與負載之間的網路，確保電壓在指定的可接受範圍內調節。其提供從電源到負載的直通路徑，以確保元件盡可能高效地運行。PassThru模式是確保超級電容供電的元件實現優化效率的重要手段，因為它能減少超級電容的載入/卸載迴圈，並改善元件的EMI和整體性能。

## PassThru模式如何延長儲能系統壽命

四開關降壓-升壓轉換器中的直通模式根據指定的視窗設定，提供從電源到輸出負載的直通路徑，如圖2所示。輸入直接傳遞到輸出。這樣可消除開關損耗，進而提高指定PassThru視窗的效率，並且它還提高了電磁相容性，因為在PassThru模式下不會出現開關頻率。降壓-升壓轉換器中的直通模式可提供彈性，因為它允許設定與升壓輸出電壓不同的降壓輸出電壓。這與只提供一個標稱輸出電壓的典型降壓-升壓IC相反。當輸入電壓表現異常時，此特性還能保護負載，具體說明請參閱文章「[為汽車電子系統提供保護和供電，無開關雜訊，效率高達99.9%](#)」<sup>1</sup>。PassThru技術是LT8210的一種工作模式，該元件是市面上唯一具有此功能的降壓-升壓控制器IC。有關PassThru模式功能的更多詳細資訊，參見文章「[具有PassThru功能的四開關降壓-升壓控制器可消除開關雜訊](#)」。

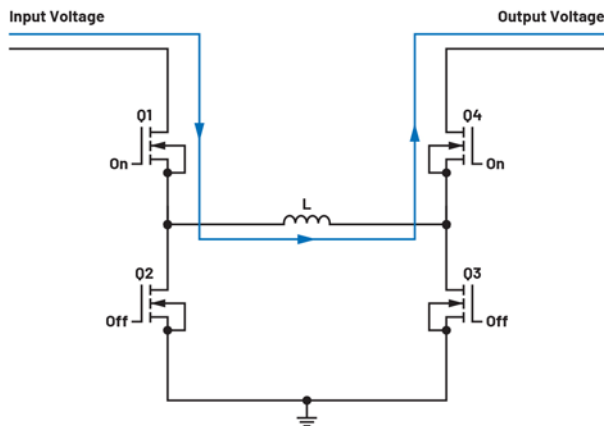


圖2. 具有PassThru模式的降壓-升壓轉換器電路圖。

欲瞭解LT8210的PassThru工作模式，可以參閱其[數據手冊](#)或展示板的效率曲線。圖3顯示了DC2814A-A展示板在4 V至24 V輸入電壓和10%至80%負載下的效率曲線。該展示板採用LT8210，輸入電壓範圍為4 V至40 V，滿載電流為3 A，輸出電壓為8 V至16 V。相對於降壓-升壓操作，在PassThru模式下工作會使較高負載下的效率提升多達5%，較輕負載（例如10%電流負載）下的效率提升

多達17%。因此，在輕負載運行條件下，PassThru模式實現了顯著的性能改進。

值得注意的是，雖然LT8210的直通模式允許設定與降壓輸出電壓不同的升壓輸出電壓，但當輸入電壓在輸出電壓設定值附近時，仍會出現降壓-升壓區域。LT8210中出現該降壓-升壓區域的原因在於，相對於一個電感電流調節的降壓和升壓控制區域存在交集。

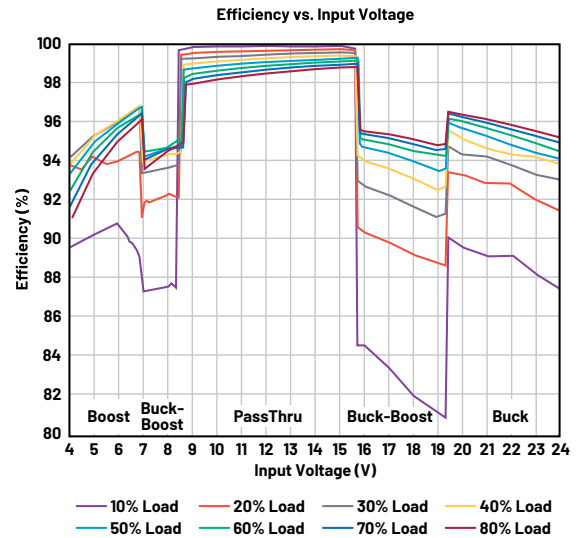


圖3. DC2814A-A效率曲線。

為瞭解PassThru模式的應用效果，我們來看圖4中的系統。四開關降壓-升壓轉換器用於負載點轉換器的前置穩壓器，負載點轉換器也用於馬達驅動器。雖然電源是24 V超級電容，但直流馬達需要9 V輸入電壓和0.3 A輸入電流。降壓-升壓轉換器將採用PassThru模式，或採用傳統四開關降壓-升壓控制器在連續導通模式(CCM)下運行。請注意，傳統降壓-升壓控制沒有PassThru模式。它只有降壓、升壓和降壓-升壓操作，如圖3所示。

使用PassThru模式的系統將其升壓輸出電壓設定為12 V，降壓輸出電壓設定為27 V。如此，超級電容的啟動電壓就可以在通帶限值以內<sup>5</sup>。因此，從24 V到12 V超級電容電壓，系統將經歷PassThru模式。在此期間，效率達到99.9%。請注意，轉換器將經歷降壓-升壓模式，導致效率驟降，然後進入升壓模式。另一方面，在傳統降壓-升壓控制方式下運行的系統則設定為以16 V的恆定輸出電壓運行。如此做法是為了將輸出電壓設定在通帶限值設定的中點附近。

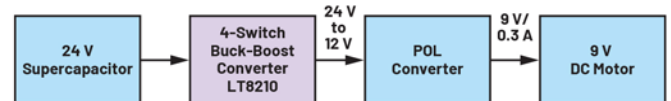


圖4. 超級電容供電的馬達方塊圖。

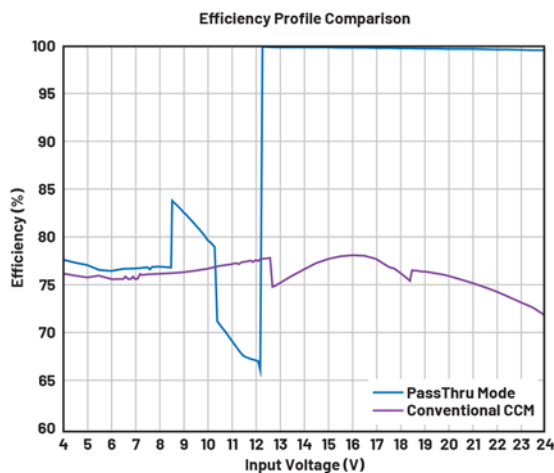


圖5. 支援PassThru模式的系統與傳統CCM模式下運行的降壓-升壓轉換器的效率比較。

圖5顯示了兩個降壓-升壓轉換器的效率比較，電壓從4 V到24 V，功率為2.7 W。相較於傳統控制方式的系統，PassThru模式使效率提升了22%至27%。為了進一步驗證兩個系統的差異，利用ITECH IT6010C-80-300的電池模擬器功能對其進行了測試。使用以下設定來模擬超級電容回應，執行時間至少120秒：起始電壓為24 V，結束電壓為0 V，電荷為0.005 Ah，內阻為0.01 mΩ。圖6顯示了兩個系統的波形。通道1指示電池模擬器電壓，通道2指示馬達電壓，通道3指示馬達電流。PassThru模式控制的系統運行了224秒，而傳統控制方式的系統僅運行了150秒。因此，我們觀察到採用PassThru模式的系統執行時間增加了49%。

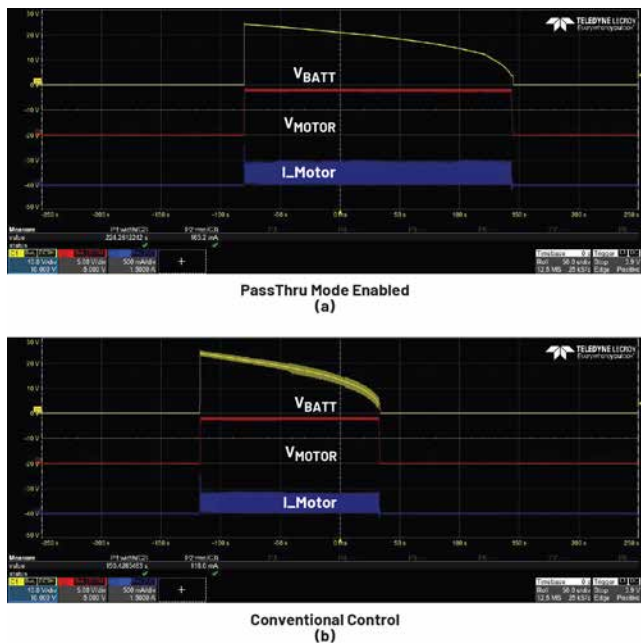


圖6. 超級電容供電馬達的總執行時間。

以下是使PassThru模式控制的系統效率更高的一些原因：

- ▶ PassThru模式消除了降壓操作；
- ▶ 電池電壓在文章「[兩級多輸出汽車LED驅動器架構](#)」<sup>5</sup>所推薦的通帶以內；以及
- ▶ 它設計為在輕負載下運行，側重於降低開關損耗。

## 結論

PassThru技術是超級電容供電的元件實現優化性能的重要手段。相較於傳統（CCM模式下降壓-升壓）控制方式的系統，採用具有PassThru模式的LT8210同步降壓-升壓控制器可以大幅優化超級電容供電元件的效率。在本文的示例中，PassThru模式使效率提升了27%，並增加整個系統的總執行時間，進而將儲能系統的執行時間延長了49%。

## 參考資料

- <sup>1</sup> David Megaw. [ [為汽車電子系統提供保護和供電，無開關雜訊，效率高達99.9%。](#) ] 《類比對話》，第54卷第1期，2020年2月。
- <sup>2</sup> Frederik Dostal. [ [使用降壓-升壓穩壓器實現直通操作。](#) ] ADI，2021年11月。
- <sup>3</sup> Srdjan M. Lukic、Jian Cao、Ramesh C. Bansal、Fernando Rodriguez和Ali Emadi. [ [Energy Storage Systems for Automotive Applications \(因應汽車應用的儲能系統\)](#)。 ] 《IEEE工業電子會刊》，第55卷，第6期，2008年6月。
- <sup>4</sup> [ [Supercapacitors Could Be Key to a Green Energy Future \(超級電容可能是綠色能源未來的關鍵\)](#)。 ] 國家科學基金會，2008年7月。
- <sup>5</sup> Satyaki Mukherjee、Alihossein Sepahvand、Vahid Yousefzadeh、Montu Doshi和Dragon Maksimović. [ [A Two-Stage Multiple-Output Automotive LED Driver Architecture \(兩級多輸出汽車LED驅動器架構\)](#)。 ] 2020年IEEE能源轉換大會暨博覽會(ECCE)，2020年10月。

---

## 關於作者

[Bryan Angelo Borres](#)於2022年10月加入ADI，擔任MMP-East的產品應用工程師，並擁有馬普阿大學電力電子研究生學位。Bryan在開關電源設計研發領域擁有超過四年的工作經驗。

[Anthony Serquina](#)是ADI菲律賓公司的產品應用工程師。他畢業於菲律賓碧瑤市聖路易斯大學，擁有電子和通訊工程學士學位。他在電力電子領域擁有超過15年的經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC前端電源轉換。他於2018年11月加入ADI，目前負責工業應用的電源管理需求，曾在ADI訊號鏈電源(SCP)硬體和軟體平台的開發中發揮了重要作用。

# 借助隔離技術將太陽能光伏發電系統整合於智慧電網

Michael Engelhardt

## 太陽能光伏逆變器

利用太陽輻射直接產生的電能絕大部分來自太陽能光伏(PV)電池，它將光子能量轉換成電子流，進而形成電流。圖1所示為大型光伏發電設備的航拍照片。



圖1. 亞利桑那州尤馬縣太陽能光電發電設備

太陽能光伏(PV)逆變器轉換來自太陽能電池板的電能並高效地將其部署到公用電網中。來自太陽能電池板的直流電（類似於直流電流源）會被轉換成交流，並以正確的相位關係饋送到公用電網上，效率高達98%。PV逆變器轉換過程可以分為一級或多級。

第1級通常為從構成太陽能電池板的低電壓高電流太陽能電池到與電網交流電壓相容的高電壓低電流水準的DC/DC轉換。根據具體拓撲結構，如果直流端以串聯方式連接有夠多的太陽能電池，那麼可能無需該級，便可確保所有負載條件下均具有穩定的高電壓。

在第2級中，通常利用H橋拓撲結構將直流轉換成交流。PV逆變器設計可能會使用中點箝位(NPC)等H橋變體來提升功效，並降低系統無功功率。

早期太陽能PV逆變器只是將電能轉儲到公用電網的模組。較新設計則強調安全性、智慧電網整合並削減成本。設計人員正在考慮採用現有太陽能逆變器模組中未使用的新技术來改善性能和降低成本。

一個關鍵因素是基於電腦的儀器儀錶和控制，但必須使用隔離屏障來保護測量和計算電路，使其不受功率處理電路以及開關所引起的瞬態訊號影響。本文將討論*iCoupler*®隔離技術如何利用ADI的隔離式類比數位轉換器(ADC)和閘極驅動器來降低太陽能PV逆變器的成本、增加智慧電網整合度並提高其安全性。

## 智慧電網

什麼是智慧電網？IMS Research將智慧電網定義為「一種自身能夠高效匹配和管理發電和用電並可大幅利用各種可用資源的公用供電基礎設施」。這表示新一代太陽能PV逆變器需要更加智慧，以便與智慧電網連接，尤其是處理多個來源供電大於電網所需電能時出現的不平衡情況。因此，PV系統智慧需要重點關注電網整合，其中貢獻系統電能的每個方面必須相互配合，以穩定電網，而不是簡單地開迴供電。電網整合要求更好地對送入電網的電能進行測量、控制和品質分析。此外，新指令和更高的技術要求也需要新技术。

因此，智慧電網整合的一項重要局部特性可能是儲能，即透過將不需要的電能儲存起來供高峰時段使用，進而減少電網中的湍流。本文餘下部分將重點討論電氣隔離在保護儀器儀錶電路（用於測量和控制來源、互連和儲能元件）上的作用，並首要強調*iCoupler*技術的重要作用。具體而言，AD7401A隔離式ADC和ADuM4223隔離式閘極驅動器可提供滿足新型太陽能PV逆變器設計要求的性能。

## 隔離技術

在*iCoupler*技術中，變壓器會在兩個單獨供電的電路之間耦合資料，同時避免這兩個電路之間存在任何電流連接。變壓器採用晶圓級工藝直接在片內製造。位於鍍金層下方的高擊穿電壓聚醯亞胺層將上方線圈與下方線圈隔離開來。利用1 ns脈衝編碼的輸入邏輯轉換送至變壓器的原邊。從一個變壓器線圈耦合到另一個變壓器線圈的脈衝由變壓器副邊上的電路來檢測。

## 隔離式ADC

圖2顯示的是一對與簡介中所述類似的太陽能PV逆變器。它們接到與電網相連的電源匯流排，可以單獨地進行測量和開關。每個太陽能電池板均連接至其DC/DC升壓電路，然後連接至DC/AC逆變器。（使用時，儲能電池的連接和開關均受控制。為了簡便起見，本文忽略了關於儲能的所有討論內容。）

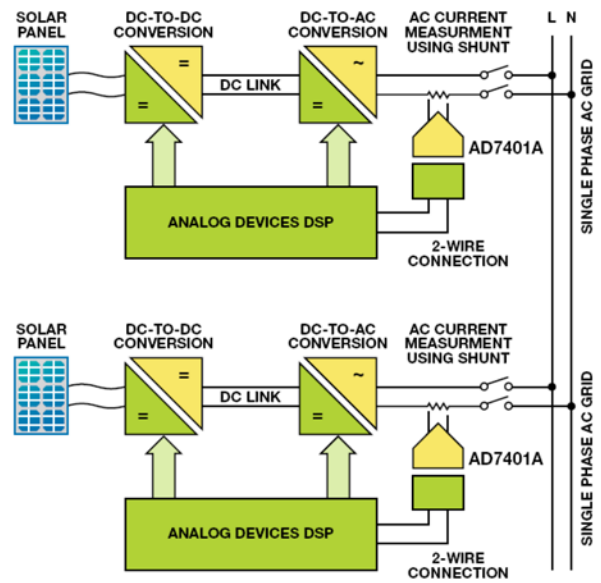


圖2. 太陽能PV系統示例

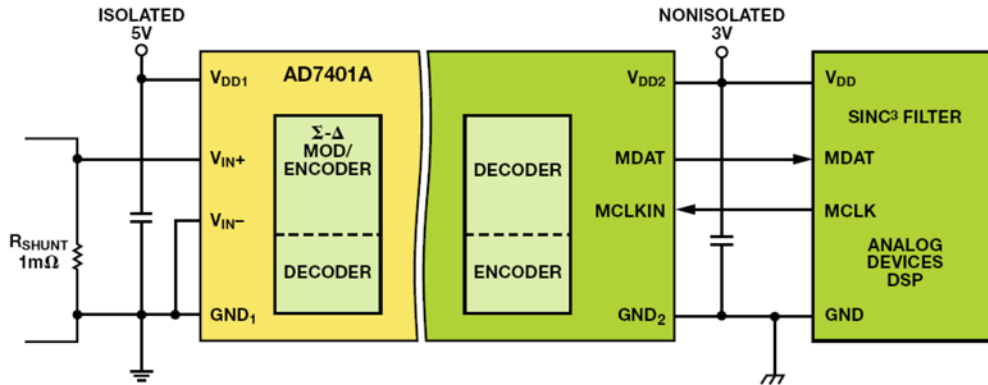


圖3. 隔離式AD7401A ADC

數位訊號處理器(DSP)負責控制該過程。AD7401A隔離式ADC測量約為25 A的交流輸出電流。太陽能PV逆變器系統可能在輸出端連接有隔離變壓器，也可能沒有。如果為節省成本而省略該變壓器，太陽能PV逆變器還必須測量輸出電流的任何直流成分。該「直流注入」存在與否及其幅度是一個關鍵問題，因為如果注入電網的直流電流過多，則可能導致其路徑上的所有變壓器發生飽和。該值必須限制在很低的微安範圍內；因此，AD7401A必須測量25 A左右的交流電流和毫安培範圍內的低直流電流。

AD7401A *iCoupler*隔離式 $\Sigma$ - $\Delta$ 調變器ADC對分流電阻上的電壓進行連續取樣，如圖3所示。其輸出為1位資料流程，該資料流程會被隔離並直接饋入DSP。輸出流中1的密度代表輸入幅度，可利用DSP中實現的數字濾波器來重構。

太陽能PV逆變器系統中需要隔離，主要原因是交流電網上的高電壓。即使是在單相系統中，交流電壓也可能高達380 V。

AD7401A的隔離能力能夠處理高達561 V的雙極性電壓，因此非常適合該應用。採用AD7401A的主要優勢之一是其小型封裝允許ADC非常靠近實際的交流分流電阻，而DSP可能相距較遠，甚至可能位於系統的其它電路板上。這可以提高測量和控制系統中的資料精度和可靠性。ADC輸出資料透過單個位元流以串列方式發送至DSP，其中時脈速率為16 MHz並由DSP提供。

這個系統可以測量高達25 A的交流電流和較低微安範圍內的直流注入。圖4展示的是AD7401A SMS太陽能模組的失調和線性誤差。這表明整個溫度範圍內分流電阻上的失調電流範圍為 $\pm 20$  mA。因此，該模組可以利用單個解決方案測量低至20 mA的直流注入以及25 A（或以上）的系統電流。電流變壓器及其它類型的測量系統可能需要兩個元件，一個用於測量較大的交流電流（25 A左右），一個用於測量較小的直流電流（300 mA左右）。這是顯示*iCoupler*技術如何降低智慧電網整合成本的一個例子。

為將分流電阻上的功率損耗（以及因自熱效應而導致的熱誤差）降至最小，其電阻值必須盡可能小，典型值為1 mΩ。Σ-Δ型轉換器的極高解析度使得可將分流電阻損耗保持在與傳統磁換能器解決方案同等水準，同時提高精度並降低失調，如圖4所示。

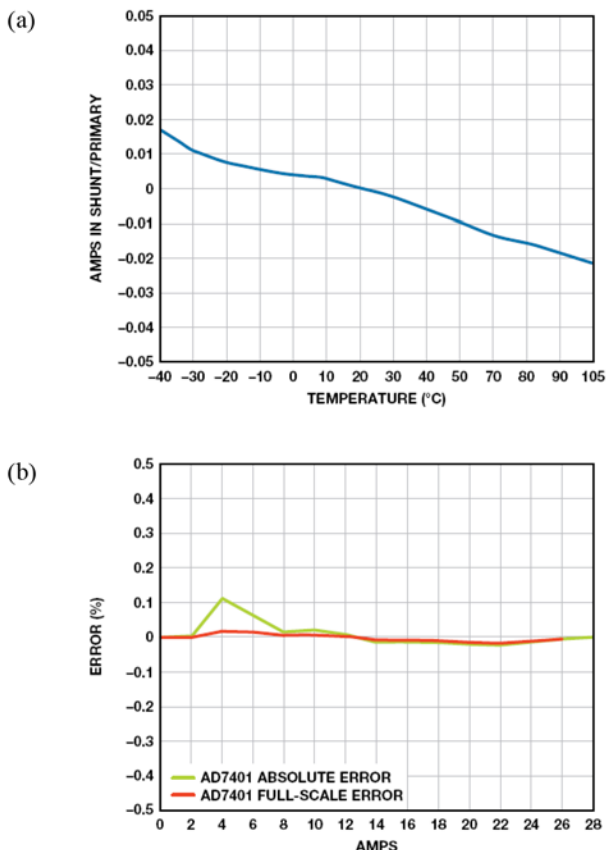


圖4. AD7401A SMS太陽能模組的失調和線性度

- a. 失調與溫度的關係
- b. 誤差與輸出電流的關係

雖然滿量程精度非常好，但元件線性度的真正考驗在於其絕對誤差，尤其是低位準範圍內。絕對誤差是指與其值範圍內測量相關的誤差，而不只是滿量程時的誤差。有些電流變壓器是按0.1%滿量程範圍來規定元件規格。雖然這看起來不錯，但可能無法說明完整情況。

根據圖4所示的資料，利用AD7401A測量電流時的絕對誤差在整個範圍內都相當小，這顯示太陽能PV逆變器的輸出波形具有低非線性度和更少的諧波失真。在與電網整合時，這樣有助於降低諧波失真，這也是該新技術如何提升性能的另一個例子。

### 隔離式閘極驅動器

對於給定太陽能輸入，太陽能PV逆變器的效率越高，其每年發電量就越多，因而太陽能電廠的投資回報率也就越高。由於其成本較低，目前趨勢是使用無變壓器型電氣系統來送入公用電

網。由於逆變器的效率水準相當高，因此需要更加注意其測量和控制電子裝置的內部隔離，即逆變器MOSFET和/或閘極驅動器的電源部分和低壓電路之間需要進行隔離。

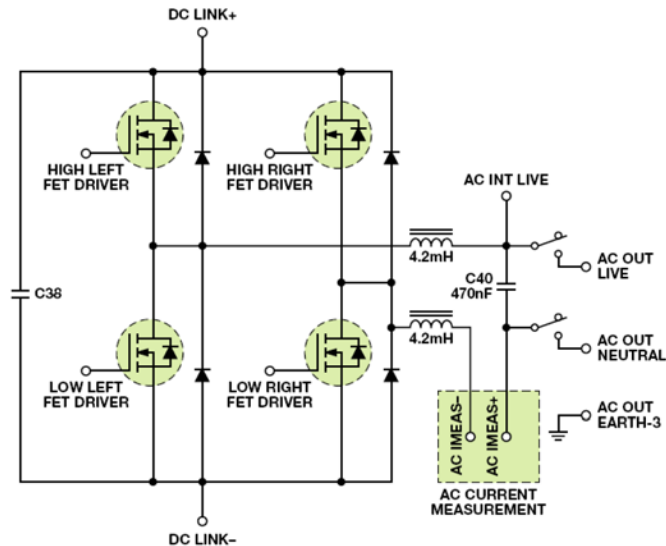


圖5. 太陽能PV逆變器的H橋電路示例

圖5所示為典型太陽能PV逆變器中DC/AC轉換器的一種可能的H橋配置實現方法。對於現今市場上的新型SiC型JFETs，該電路的直流鏈路電壓範圍為300 V至1000 V。H橋的電流輸出波形由電感和電容進行濾波。輸出繼電器將經過濾波的輸出以受控方式連接到電網。在高壓環境中，需要使用閘極驅動器來驅動MOSFET的閘極和源極——太陽能PV逆變器中又一個需要隔離的場合。

舉例來說，圖6所示的ADuM4223就是一款具有兩個獨立隔離通道的4 A隔離式、雙通道閘極驅動器。其最大傳播延遲為60 ns，共模瞬變抗擾度大於100 kV/μs（最大值）。該元件符合DIN VDE0110、DIN VDE 088410和UL1577等多種標準的相關部分要求，如數據手冊中所述。

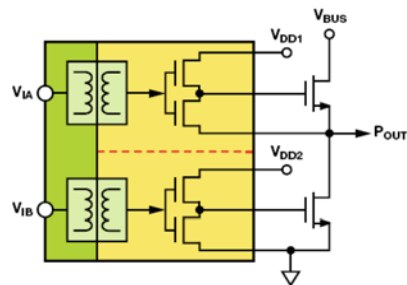


圖6. ADuM4223閘極驅動器

以下是ADuM4223的一些最重要的隔離參數：

- 最大連續工作電壓
- 交流單極性和直流電壓：1131 V
- 交流雙極性電壓：565 V
- 湧浪隔離電壓：6 kV
- 額定電介質隔離電壓：5 kV

該元件在單一封裝中有兩個通道，分別用於高側和低側MOSFET。透過在單一封裝內整合這兩個通道，不僅可以節省成本，而且還可以節省PCB空間。

使用傳統光耦合器時，要麼需要一個隔離式閘極上具有位準轉換功能的光耦合器，要麼可能需要兩個光耦合器（有關更多詳情，請參考MS-2318技術文章）——這是該創新隔離技術如何降低成本的另一個例子。

太陽能PV逆變器的另一個重要問題是需要具有高共模瞬態抗擾度，以確保系統中的任何大瞬態( $dV/dt$ )不能以容性耦合或其他方式跨越隔離屏障，因為這可能會使高側和低側MOSFET同時（突發）打開。ADuM4223具有高共模瞬態抗擾度： $>100\text{ kV}/\mu\text{s}$ （最大值），這是該創新技術如何提高系統安全性的另一個例子。

## 結論

電流隔離是建置智慧電網來整合大量太陽能光電逆變器時所需測量和控制系統的一項重要要求。ADI的隔離式ADC能夠利用單一解決方案測量大電流和直流注入電流，有助於建構高效而緊湊的智慧電網整合電路。ADI的隔離式閘極驅動器具有良好的共模瞬態抗擾度特性，有助於確保這些新型PV逆變器系統的安全性和可靠性。

## 關於作者

Martin Murnane是工業和儀器儀錶部太陽能PV系統工程師，專注於能源/太陽能PV應用。加入ADI之前，他曾從事過能源迴圈利用系統中電力電子技術(Schaffner Systems)、基於Windows的應用軟體/資料庫開發(Dell Computers)以及採用應變計技術的HW/FW產品開發(BMS)等領域的工作。Martin畢業於利默里克大學，擁有電子工程學士學位。

新技術是促成智慧電網整合和綠色能源安全高效生產的主要因素——在穩定電網和提高電網系統上所有工作人員的安全性方面扮演著重要角色。本文所述隔離產品是ADI針對工業測量和控制的豐富創新產品中目前和未來設計的傑出範例。

## 參考文獻

<sup>1</sup> 圖片來源：First Solar。

[“Defining Smart Grids and Smart Opportunities.”](#)

[“Smart PV Inverter Shipments to Grow to 27 GW by 2015—Grid Integration the Key Driving Factor.”](#)

Technical Article [MS-2318](#), *Design Fundamentals of Implementing an Isolated Half-Bridge Gate Driver.*

# 併網光伏逆變器 隔離的整合隔離

ADI研究員Baoping Chen

## 內容提要

過去幾年，光伏(PV)產業飛速發展，其動力主要來自居高不下的油價和環境憂慮。然而，PV成本仍然是妨礙其進一步擴張的最大障礙，要與傳統的煤電相競爭，必須進一步降低成本。在太陽能電池板以外，電子元件(如PV逆變器)是導致高成本的主要元件。出於安全和可行性考慮，併網PV轉換器把獲得的直流與交流網相隔離。隔離的作用通常是滿足安全法規的要求，防止直流注入交流網，因為結果可能會影響配電變壓器和傳統的瓦特小時電錶。諸如光耦合器一類的傳統隔離解決方案無法滿足PV電池板25年的典型擔保要求。同時，微逆變器逐漸佔據主流，因為這種元件不但可以提高系統可用性，而且能夠大幅提升遮光條件下的性能。在這些情況下，PV逆變器安裝在PV電池板的後部，那裡的高溫可能加速光耦合器的性能下降。本文旨在討論PV逆變器中的訊號和電源隔離需求，探討如何利用微變壓器整合隔離功能以提高系統性能和可靠性、降低系統尺寸和成本。

市場上主要有兩類PV逆變器，即無變壓器逆變器和變壓器隔離逆變器。無變壓器逆變器可能會受到大接地漏電流和注入的直流的影響，因為PV電池板與交流網之間存在很大的電池板電容而且缺少隔離，如圖1(a)所示。如果有直流組分注入電網中的交流電流中，這種情況是應該避免的，因為結果可能導致配電變壓器飽和。許多安全標準對電網中注入的直流電流量進行了嚴格的規定，有些情況下，必須對變壓器進行隔離。在電池板與電網之間採用變壓器隔離技術可以消除因電池板相對於電網的電壓差而產生的直流注入路徑，如圖1(b)所示。除直流注入以外，併網逆變器還需滿足電網的其他要求，比如總諧波失真和單諧波電流水準、功率係數以及孤網運行情況的檢測等。電網電壓和注入電網的電流必須精確監控。如果用於執行MPPT和柵極驅動功能的控制器位於電池板一端，則必須將這些測量值隔離開來。為了使PV電池板發揮最大效率，需要採用最大功率點追蹤(MPPT)演算法。為了實現MPPT，還需監控電池板電壓和電流。當人們嘗試串聯多個PV逆變器以減少所需逆變器的數量時，電池板電壓可能變得非常高。從PV電池板高邊端進行的電流測量也需要隔離。

除了隔離電流和電壓測量以外，還需要RS-485、RS-232和CAN等接口功能。RS-485或RS-232一般用於面向這些PV逆變器的通訊，以獲得即時的性能資料，而通訊匯流排則需要進行隔離，因為匯流排需要傳輸較長的距離，同時也是出於安全考慮。對於通訊距離較短時，也可使用隔離CAN。這些收發器也需要把隔離電源從電池板一端抽取至匯流排一端。

傳統上，隔離是由光耦合器實現的。然而，光耦合器的電流傳輸功能會隨著時間而下降，可能幾年後就無法運行，遠遠低於許多太陽能電池板提供的20年壽命擔保。這裡，我們建議使用基於微變壓器的訊號和電源隔離法，這種方法可以滿足PV逆變器中存在的多種整合需求。這種方法不但可以克服光耦合器的性能下降缺陷，而且允許整合ADC之類的檢測功能或者RS-485或RS-232收發器之類的介面功能。另外，該方法可以提供隔離電源用以驅動這些檢測IC、隔離收發器或者隔離柵極驅動器。基於光耦合器的柵極驅動器則耗電量大，時序特性也非常不穩定。基於微變壓器的柵極驅動器不但功耗更低，而且可以具有匹配性更好的柵極驅動器時序特性，可以顯著提高系統的總功率轉換效率。隔離的訊號和電源整合也可大幅減少元件數量，進而降低系統成本、提高可靠性。

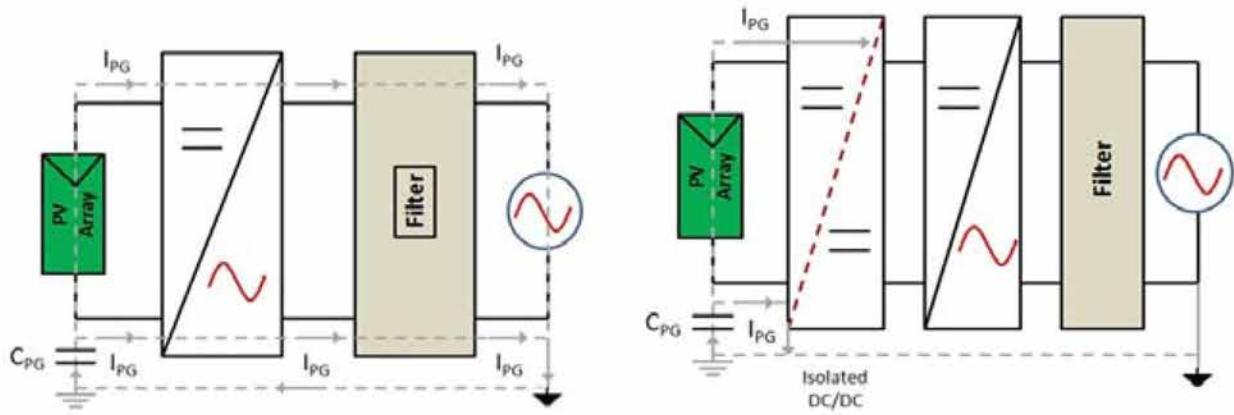


圖1. (a)非隔離逆變器下電網中的直流注入(b)透過隔離阻斷直流注入

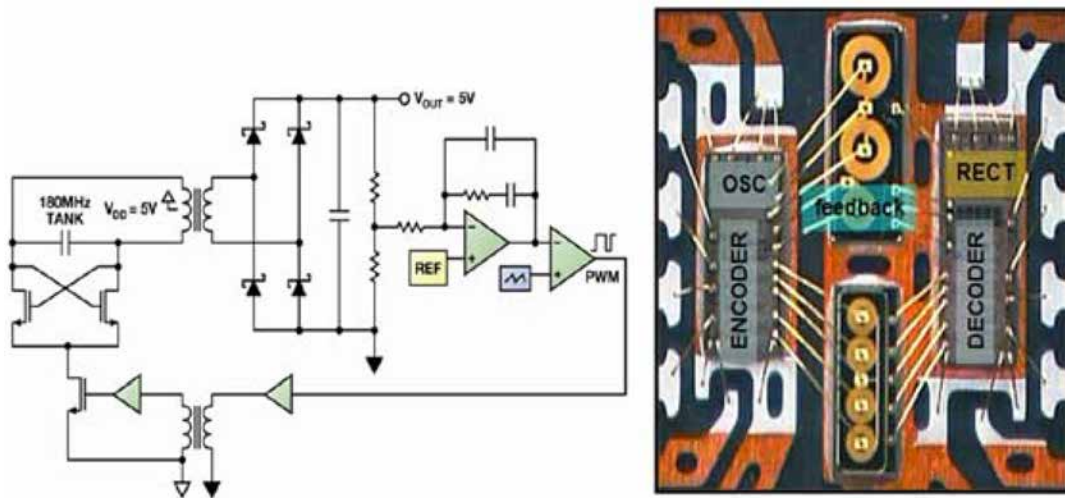


圖2. (a)隔離DC-DC逆變器原理圖(b)4通道隔離器、500 mW隔離電源下的封裝方案

## 用微變壓器實現訊號和電源隔離

微變壓器可以用於提供整合的訊號和電源隔離，最大額定值為 5 kV rms [1]。對於訊號傳輸，輸入資料通常在編碼之後再傳輸給資料變壓器原邊。副邊則透過解碼來還原訊號。輸入與輸出之間的隔離透過初級線圈與次級線圈之間的絕緣層來實現。為了在隔離之間實現高效的電源傳輸，用一個自振高頻振盪器來驅動電源變壓器的原邊，同時用高頻肖特基二極體來提供整流直流電壓。調節由次級控制器產生的PWM完成，該PWM透過一個回饋變壓器以遠低於振盪頻率的頻率來開啟和關閉振盪器，如

圖2(a)所示。透過回饋變壓器的回饋訊號的工作方式與透過資料變壓器的其他資料通道訊號相同。當為能量轉換和回饋設定不同的控制路徑時，可以優化能量轉換效率，同時維持調節的穩定性。圖2(b)展示的是帶四個獨立的隔離資料通道的500 mW隔離 dc-dc轉換器。

在本例中，變壓器由兩個獨立的晶片構成，一個是編碼器(即原邊晶片)，另一個是解碼器(即副邊晶片)。然而，這主要是出於成本原因考慮，而在理論上，變壓器是可以由其中一個IC晶片建構的。閘極驅動器、收發器、ADC等額外電路功能全部都可以整合進來。

## PV逆變器中的隔離整合

圖3所示為一個典型的3級併網PV逆變器。第1級是一個可選的升壓轉換器，用於提高電池板電壓，該電壓然後再透過隔離dc-dc轉換器級。該隔離dc-dc轉換器包括一個透過高頻變壓器的全橋dc-ac轉換功能。該高頻變壓器具有尺寸小、效率高的優勢。副邊的交流被整流成通常高於電網峰值電壓的直流電壓。整流形成的直流再透過第3逆變器級轉換成電網線路頻率。需要檢測電池板輸出電壓和電流，並將其饋入一個微控制器，以執行最大功率傳輸跟蹤(MPTT)演算法。同時，該微控制器還負責控制隔離dc-dc和輸出逆變器的閘極驅動器。輸出逆變器位於電網一端，其接地電壓與直流電池板接地電壓不同，從微控制器到逆變器驅動級的通訊需要隔離。通常需要四個光耦合器，但它們功耗較高，其較大的傳播延遲也可能影響閘極驅動器的時序精度，進而影響到逆變器的效率，而且最重要的是，它們難以支援PV電池板20至25年的擔保壽命。另一方面，基於微變壓器的

隔離器[1, 2]功耗要低得多，傳播延遲要短得多，而且性能不會隨時間而下降。另外，多通道隔離器也可以與片上DC-DC轉換器整合，以便為閘極驅動器提供隔離電源。在逆變器輸出與併網之間用繼電器來確保逆變器輸出頻率和相位與市電電壓同步，同時，還能在電網發生故障時或者在市電電壓或頻率超過可接受限時迅速斷開，進而實現防孤島保護。在電網一端需要電壓檢測功能以檢測零交越，同時也需要電流感測功能，以確保負載中饋入的是正弦波電流。檢測資訊可以透過隔離ADC傳送給控制器。隔離ADC整合一個16位元二階 $\Sigma$ - $\Delta$ 調變器和基於微變壓器的數位隔離功能，能夠實現3.75 kV的隔離，是分流電流感測的理想之選。電流變壓器也可用於電流感測，但它們價格昂貴、體積龐大，而且可能對外部磁場非常敏感。也可以使用霍爾效應檢測器，但它們在非線性度和失調方面先天不足，結果會影響到電流測量值的精度。分流與整合隔離ADC一起形成一種可靠的低成本替代方案。隔離ADC在電網一端也需要隔離電源以驅動自己，同時，可以整合基於微變壓器的隔離DC-DC，進而省去使用分立式DC-DC轉換器的諸多麻煩。當需要PLC通訊時，電網端的PLC晶片可以由隔離DC-DC來驅動，而其與電池板一端的控制器的通訊則透過一個多通道隔離器來實現。

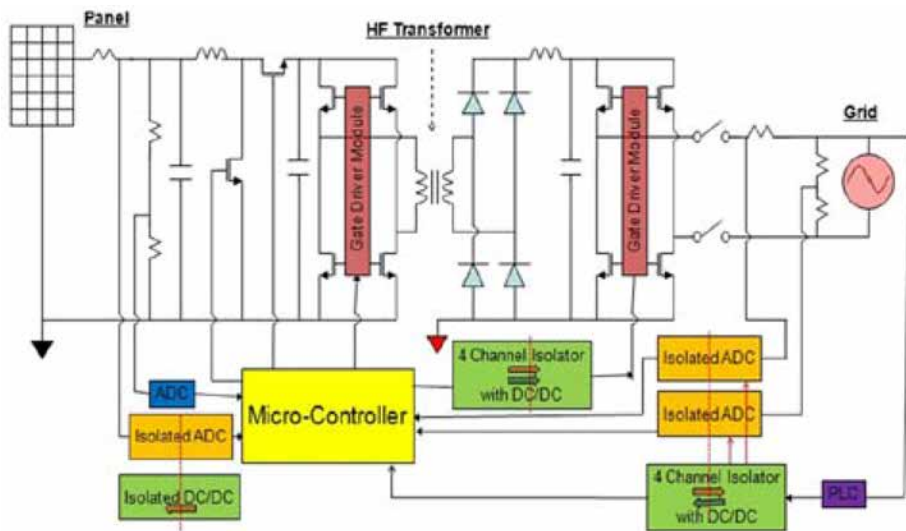


圖3. 3級PV逆變器的隔離方案

基於微變壓器的隔離方法也可與高電流輸出閘極驅動器相集成，以形成全隔離半橋閘極驅動器。圖4所示為一個併網PV逆變器的示例閘極驅動方案。對於原邊的DC-AC全橋開關，通常沒有必要為低端閘極驅動器（尤其是低功耗逆變器）設定隔離。對於兩個高端開關，具有4 A驅動能力的2通道1 kV隔離驅動器就能勝任工作。逆變器開關位於交流端，因此，低端和高端都需要隔離閘極驅動器。

要使直流端的微控制器與交流端的逆變器直接通訊，通常需要2.5 kV或5 kV隔離閘極驅動器。低端閘極驅動器可以由整合的DC-DC驅動（其動力來自電池板一端），而高端電源則可透過自舉解決方案來提供。

每個半橋閘極驅動器均由3向隔離構成，即是說，輸入與輸出之間存在隔離，兩個輸出之間也有隔離。輸入到輸出的隔離透過晶片上變壓器提供。圖5(a)是1 kV閘極驅動器的變壓器結構，圖5(b)是5 kV閘極驅動器的變壓器結構。1 kV半橋閘極驅動器以三晶片單封裝實現，包括一個輸入晶片和兩個相同的閘極驅動器晶片。

兩個1 kV變壓器（如圖5(a)所示）在輸入晶片上實現，兩個閘極驅動器輸出各一個。輸入與底部線圈相連，底部線圈與頂部線圈之間由2.64  $\mu\text{m}$ 厚的氧化物隔離，而頂部線圈相互之間則透過橫向氧化物來實現隔離。這兩個閘極驅動器晶片位於自己的分片焊盤上，並透過與[2]類似的晶片間焊線與輸入晶片處的頂部線圈相連。5 kV閘極驅動器實現方法與此相似，只是頂部線圈與底部線圈之間是透過20 mm厚的聚醯亞胺材料進行隔離的。

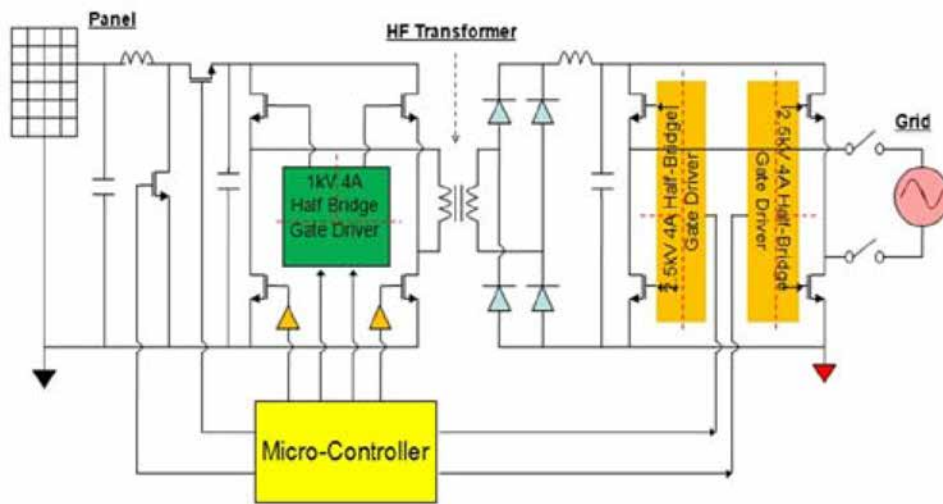


圖4. 3級PV逆變器的閘極驅動器實現方案

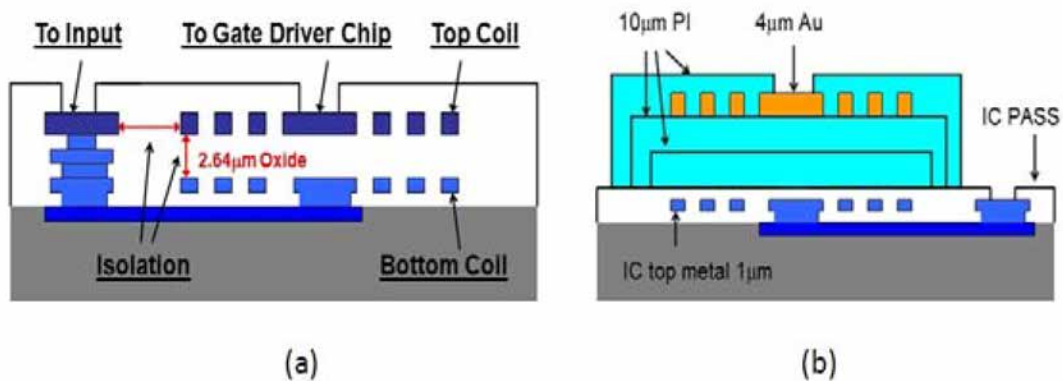


圖5. 變壓器結構(a)1 kV閘極驅動器(b)2.5 kV閘極驅動器

對於多逆變器並聯系統（如串式逆變器），逆變器之間也需要通訊，這一般是透過RS-485匯流排、RS-232匯流排或者CAN匯流排（需要隔離時）實現的。自驅動隔離收發器將能夠從電池板端獲得匯流排端所需要的電源。

微逆變器也開始受到人們的青睞，因為它們有助於提升系統的可靠性和性能。它們還有利於解決串式逆變器存在的潛在直流電弧問題。微逆變器一般安裝在樓頂電池板的下方，這種條件下的環境溫度可能非常高。高溫會加快光耦合器中LED性能的下落；另一方面，基於微變壓器的隔離方法，其性能不會隨時間而下降，在這些極端條件下表現卓越。微逆變器可以使用單級逆變器而非全三級逆變器，以降低系統成本。每個微逆變器的功耗可能僅僅為兩三百瓦，在這一功耗水準下，隔離整合法為降低系統成本、提升系統可靠性帶來了許多系統整合機會。

## 結論

基於微變壓器的隔離整合方法是滿足併網PV逆變器、中央逆變器或微逆變器的隔離需求的理想解決方案。其整合式訊號和電源隔離能力可以大幅減少元件數量，提高系統可靠性和使用壽命，同時，其精密的閘極驅動時序特性則可能進一步提高逆變器的效率。利用基於微變壓器的隔離ADC，可以對電網電流和電壓進行更加準確的測量，結果給電網帶來高品質的單位功率係數正弦電流。

## 參考文獻

- <sup>1</sup> Chen, B. "Fully integrated isolated dc-dc converter using micro-transformers," 23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings, p. 335-338, February 2008.
- <sup>2</sup> Chen, B. "Isolated half bridge gate driver with integrated high-side supply," 39th IEEE Power Electronics Specialist Conference Proceedings, p. 3615-3618, June 2009.

# iCoupler技術為AC/DC設計中的氮化鎵(GaN)電晶體帶來諸多優勢

現場應用工程師Robbins Ren

大規模資料中心、企業伺服器或電信交換站使得功耗快速增長，因此高效AC/DC電源對於電信和資料通訊基礎設施的發展至關重要。但是，電力電子產業中的矽MOSFET已達到其理論極限。同時，近來氮化鎵(GaN)電晶體已成為能夠取代矽基MOSFET的高性能開關，進而可提高能源轉換效率和密度。為了發揮GaN電晶體的優勢，需要一種具有新規格要求的新隔離方案。

GaN電晶體的開關速度比矽MOSFET要快得多，並可降低開關損耗，原因在於：

- ▶ 閘極電容和輸出電容更低。
- ▶ 較低的漏源極導通電阻( $R_{DS(ON)}$ )可實現更高的電流操作，進而降低了傳導損耗。
- ▶ 無需體二極體，因此反向恢復電荷( $Q_{RR}$ )低或為零。

GaN電晶體支援大多數包含單獨功率因數校正(PFC)和DC-DC部分的AC/DC電源：前端、無電橋PFC以及其後的LLC諧振轉換器（兩個電感和一個電容）。此拓撲完全依賴於圖1所示的半橋和全橋電路。

如果將數位訊號處理器(DSP)作為主控制器，並用GaN電晶體替換矽MOSFET，就需要一種新的隔離技術來處理更高的開關頻率。這主要包括隔離式GaN驅動器。

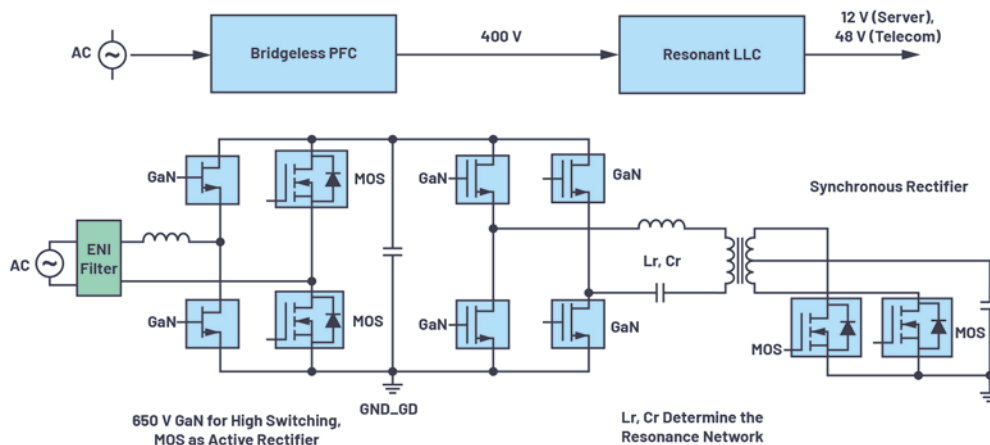


圖1. 適合電信和伺服器應用的典型AC/DC電源。

## 典型隔離解決方案和要求

### UART通訊隔離

從以前的類比控制系統轉變為DSP控制系統時，需要將脈寬調變(PWM)訊號與其他控制訊號隔離開來。雙通道ADuM121可用於DSP之間的UART通訊。為了儘量減小隔離所需系統的總體尺寸，進行電路板組裝時使用了環氧樹脂密封膠。小尺寸和高功率密度在AC/DC電源的發展過程中至關重要。市場需要小封裝隔離器產品。

### PFC部分隔離

與使用MOS相比，使用GaN時，傳輸延遲/偏斜、負偏壓/箝位和ISO閘極驅動器尺寸非常重要。為了使用GaN驅動半橋或全橋電晶體，PFC部分可使用單通道驅動器ADuM3123，LLC部分則使用雙通道驅動器ADuM4223。

### 為隔離閘後的元件供電

ADI的isoPower®技術專為跨越隔離柵傳輸功率而設計，ADuM5020緊湊型晶片解決方案採用該技術，能夠使GaN電晶體的輔助電源與閘極的輔助電源相匹配。

## 隔離要求

為了充分利用GaN電晶體，要求隔離閘極驅動器最好具有以下特性：

- ▶ 最大允許柵電壓 $<7\text{ V}$
- ▶ 開關節點下 $dv/dt > 100\text{ kV/ms}$ ，CMTI為 $100\text{ kV}/\mu\text{s}$ 至 $200\text{ kV}/\mu\text{s}$
- ▶ 對於 $650\text{ V}$ 應用，高低開關延遲匹配 $\leq 50\text{ ns}$
- ▶ 用於關斷的負電壓箝位( $-3\text{ V}$ )

有幾種解決方案可同時驅動半橋電晶體的高端和低端。關於傳統的位準轉換高壓驅動器有一個傳說，就是最簡單的單晶片方案僅廣泛用於矽基MOSFET。在一些高階產品（例如，伺服器電源）中，使用ADuM4223雙通道隔離驅動器來驅動MOS，以實現精小型設計。但是採用GaN時，位準轉換解決方案存在一些缺點，如傳輸延遲很大，共模瞬變抗擾度(CMTI)有限，用於高開關頻率的效果也不是很理想。與單通道驅動器相比，雙通道隔離驅動器缺少佈局彈性。同時，也很難配置負偏壓。表1對這些方法做了比較。

表1. 驅動GaN半橋電晶體不同方法的比較

解決方案	技術	優點	挑戰	ADI產品
整合高端和低端驅動器	位準轉換	最簡單的單晶片解決方案	大延遲時間、有限的CMTI、外部自舉電路	
雙通道隔離整合驅動器	磁性	單晶片解決方案	犧牲佈局彈性、需要時間給自舉電容充電	ADuM4223
單通道隔離驅動器	磁性	易於佈局、高CMTI、低傳輸延遲/偏斜	需要外部輔助電源	ADuM3123、ADuM4121
隔離器和isoPower	磁性	佈局靈活、負偏壓配置簡單、無自舉電路	成本高、EMI問題	ADuM110+ ADuM5020

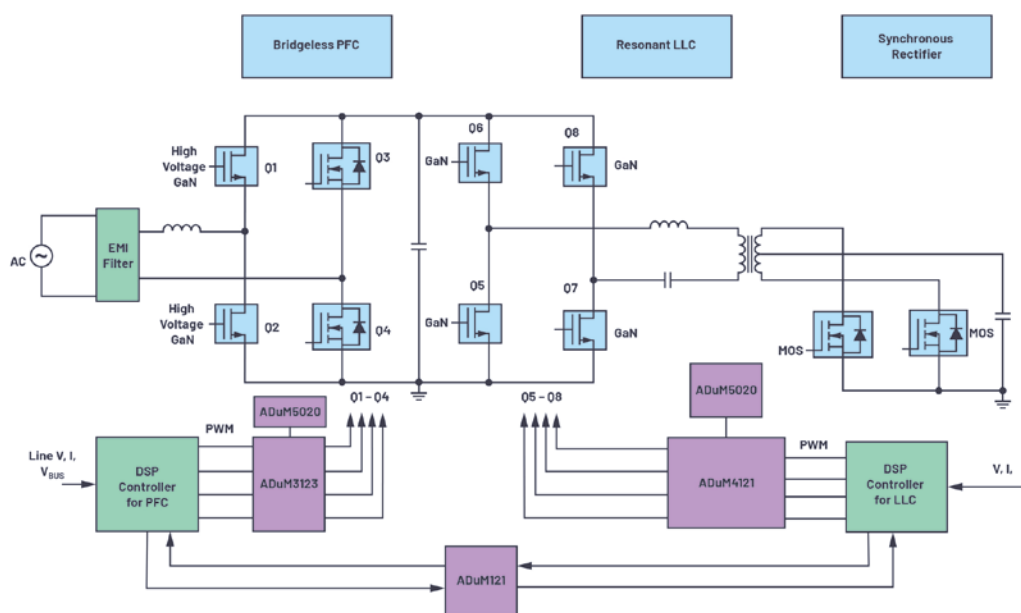


圖2. 在isoPower元件中實現UART隔離和PFC部分隔離，需要採用ISO技術及其要求。

對於GaN電晶體，可使用單通道驅動器。ADuM3123是典型的單通道驅動器，可使用齊納二極體和分立電路提供外部電源來提供負偏壓（可選），如圖3所示。

## 新趨勢：客製化的隔離式GaN模組

目前，GaN元件通常與驅動器分開封裝。這是因為GaN開關和隔離驅動器的製造工藝不同。未來，將GaN電晶體和隔離柵驅動器

整合到同一封裝中將會減少寄生電感，進而進一步增強開關性能。一些主要的電信供應商計畫自行封裝GaN系統，建構單獨的定制模組。從長遠來看，用於GaN系統的驅動器也許能夠整合到更小的隔離器模組中。如圖4所示，ADuM110N等微型單通道驅動器（低傳輸延遲、高頻率）和isoPower ADuM5020設計簡單，可支援這一應用趨勢。

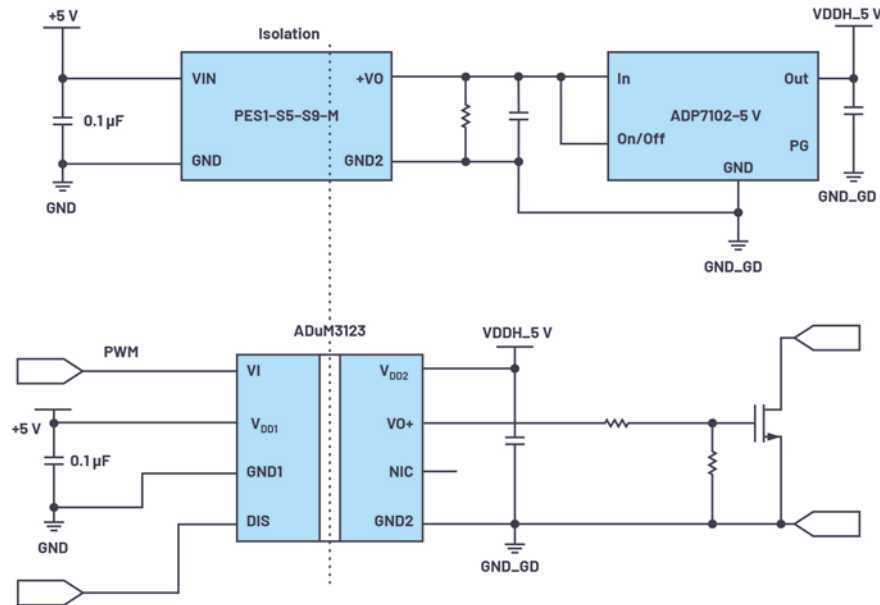


圖3. 用於GaN電晶體的單通道、隔離式isoCoupler驅動器。

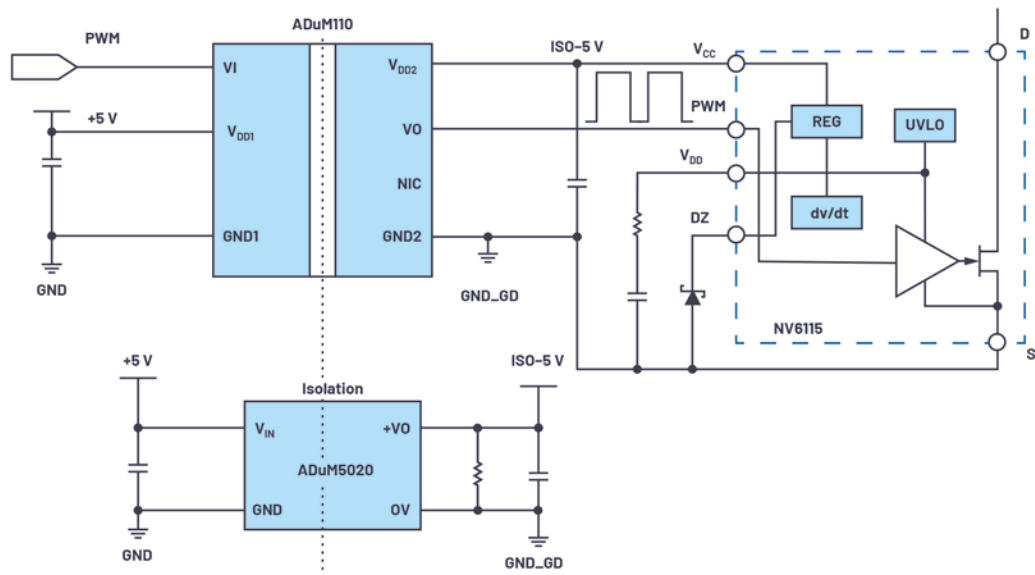


圖4. iCoupler ADuM110N和isoPower ADuM5020非常適合Navitas GaN模組應用。

## 結論

與傳統矽基MOSFET相比，GaN電晶體具有更小的元件尺寸、更低的導通電阻和更高的工作頻率等諸多優點。採用GaN技術可縮小解決方案的總體尺寸，且不影響效率。GaN元件具有廣闊的應用前景，特別是在中高電壓電源應用中。採用ADI的*iCoupler*®技術驅動新興GaN開關和電晶體能夠帶來卓越的效益。

## 參考資料

Bismuth、Alain。[ [針對資料中心能源效率即將到來的硬體革命](#)。] GaN Systems, Inc.，2020年4月。

[ [EiceDRIVER 1EDF5673K和1EDS5663H](#)。] Infineon Technologies AG，2018年5月。

[ [GNO01應用簡報：如何驅動GaN增強模式HEMT](#)。] GaN Systems, Inc.，2016年4月。

Oliver、Stephen。[ [GaN功率IC：透過整合提升性能](#)。] 慕尼黑Bodo功率會議。Navitas，2017年12月。

---

## 關於作者

[Robbins Ren](#)是中國深圳的一名現場應用工程師。Robbins於2010年加入ADI，負責中國通訊客戶的電源和*iCoupler*產品支援。他獲得了華南理工大學電力電子碩士學位。

# 隔離式閘極驅動器的重要特性

ADI現場應用工程師Thomas Brand

在功率電子（例如驅動技術）中，IGBT經常用作高電壓和高電流開關。這些功率電晶體由電壓控制，其主要損耗產生於開關期間。為了最大程度減小開關損耗，要求具備較短的開關時間。然而，快速開關同時隱含著高壓瞬變的危險，這可能會影響甚至損壞處理器邏輯。因此，為IGBT提供合適閘極訊號的閘極驅動器，還執行提供短路保護並影響開關速度的功能。然而，在選擇閘極驅動器時，某些特性至關重要。

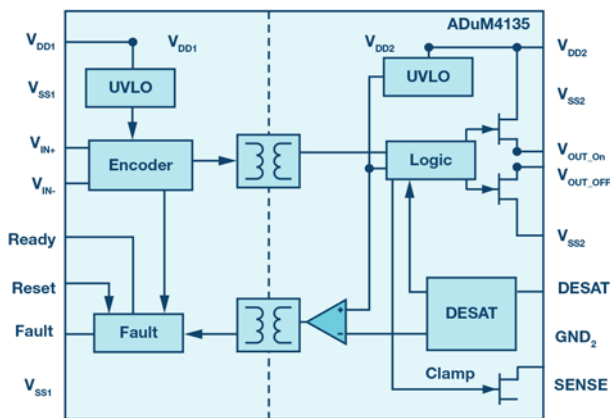


圖1. 隔離式閘極驅動器ADuM4135的簡化原理圖。

## 電流驅動能力

在開關期間，電晶體會處於同時施加了高電壓和高電流的狀態。根據歐姆定律，這將導致一定的損耗，具體取決於這些狀態的持續時間（參見圖2）。目標是要大幅減小這些時間段。此處的主要影響因素是電晶體的閘極電容，為實現開關必須對其進行充電/放電。較高的瞬態電流會加速此過程。

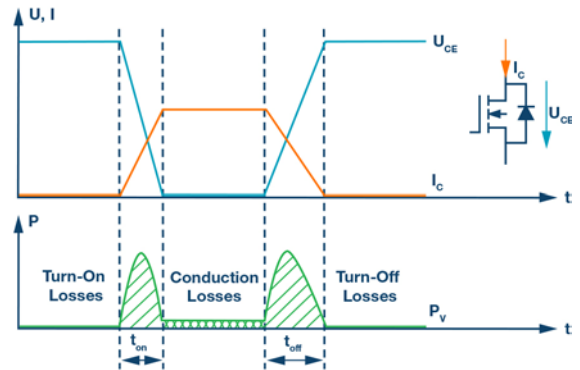


圖2. 電晶體各個損耗分量的簡化表示。

因此，能夠在更長時間內提供更高閘極電流的驅動器對開關損耗更能起到積極作用。例如，ADI的ADuM4135可以提供高達4 A的電流。根據IGBT的不同，這可能會使開關時間處於很小的幾ns範圍內。

## 時序

開關時間最小化的決定性因素是輸出上升時間( $t_r$ )、下降時間( $t_f$ )和傳播延遲( $t_0$ )。傳播延遲定義為輸入沿到達輸出所需的時間，並取決於驅動器輸出電流和輸出負載。傳播延遲通常伴隨脈衝寬度失真(PWD)，其為上升沿時延和下降沿時延之間的差值：

$$PWD = |t_{DLH} - t_{DHL}|$$

因為驅動器通常具有多個輸出通道，儘管採用相同的輸入驅動，但仍會具有不同的回應時間，因此會產生小的附加偏置，即傳播延遲偏斜( $t_{skew}$ )。

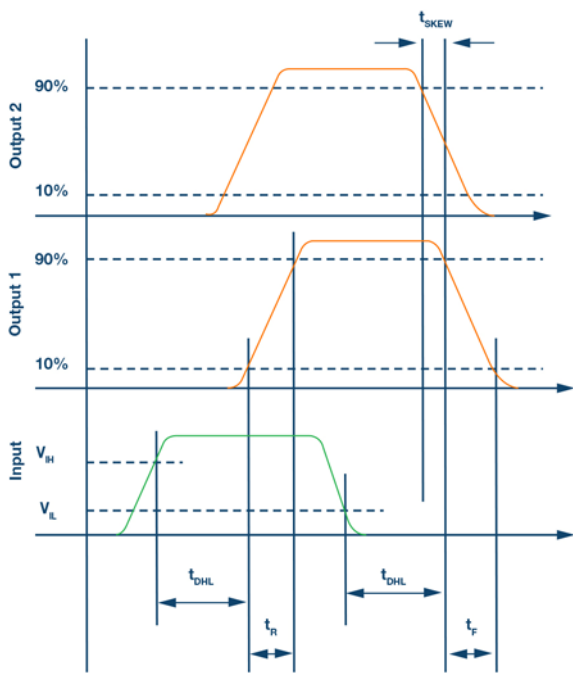


圖3. 具有多個輸出的閘極驅動器的時序行為。

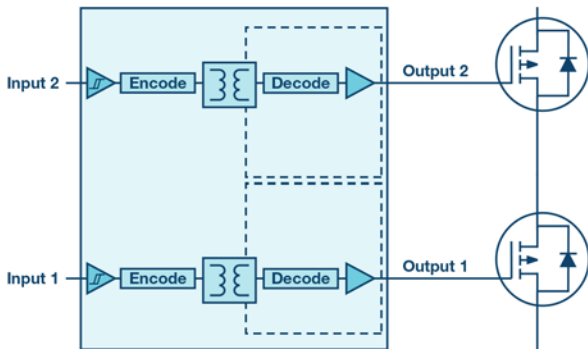


圖4. 具有多個輸出的閘極驅動器的簡單原理圖。

## 隔離耐受電壓

在電力電子中，出於功能和安全考慮需要進行隔離。由於採用了閘極驅動器（例如在驅動技術中採用半橋拓撲形式），因此會與高匯流排電壓和電流接觸，隔離不可避免。功能方面的原因是功率級的驅動通常發生在低壓電路中，因此無法驅動半橋拓撲的高端開關，因為低端開關同時打開時，它的電位較高。同時，隔離代表在發生故障時高壓部分與控制電路的可靠隔離，進而可以進行人為接觸。隔離式閘極驅動器的 $V_{iso}$ （隔離耐壓等級）通常為5 kV (rms)/min或更高。

## 抗擾度

惡劣的工業環境要求應用對干擾源具有最佳抗擾度或抗干擾性。例如，RF雜訊、共模瞬變和干擾磁場是關鍵性因素，因為它們可以耦合到閘極驅動器中，並且會激勵功率級，使其在不希望的時間內進行開關。隔離式閘極驅動器的共模瞬變抗擾度(CMTI)定義了抑制輸入和輸出之間共模瞬變的能力。例如，ADuM4121具有卓越的大於150 kV/ $\mu$ s的規格值。

本文提到的參數僅代表閘極驅動器規格的一部分，並不代表完整列表。其他決定性因素包括工作電壓、電源電壓、溫度範圍以及附加整合功能（如米勒箝位和去飽和保護）。因此，可根據應用需求選擇大量不同的閘極驅動器。

## 關於作者

Thomas Brand於2015年10月加入德國慕尼黑的ADI，當時他還在攻讀碩士。2016年5月至2017年1月，他參加了ADI的現場應用工程師培訓生計畫。2017年2月他開始擔任現場應用工程師職位，主要負責工業主要客戶。此外，他還專注於研究工業乙太網路，並為中歐的相關事務提供支援。他畢業於德國莫斯巴赫的聯合教育大學電氣工程專業，之後在德國康斯坦茨應用科學大學獲得國際行銷碩士學位。

# 醫療健康儲能系統透過 先進電池管理提升 可靠性、安全性， 並延長30%的使用壽命

ADI再生能源策略行銷經理Stefano Gallinaro

## 摘要

電池監控系統是不同市場的基本促進因素。電池在各種應用中都發揮著重要作用，包括在電動車領域取得更大的成就，為智慧電網儲存再生能源。相同和類似的電池技術用於醫療器械，可提高手術的安全性，並在醫院自由移動器械。所有應用都使用需要精確、高效半導體來進行監控、平衡、保護和通訊的電池供電。本文將介紹一流的電池監控系統（包括電池平衡和隔離通訊網路）如何利用新鋰離子電池化學的優勢。使用創新積體電路可提升可靠性，延長30%的電池使用壽命，特別是大規模儲能系統。

用於醫療應用的電池需要在通常使用這些電池的所有應用中滿足非常高的可靠性、效率和安全標準，這些應用包括：胸部按壓系統等患者可攜式系統、醫院急診室設備、供電式醫療車和床、可攜式超音波裝置、遠端監控以及市面上的新產品儲能系統(ESS)。

儲能系統既不與患者直接有連接，也不由醫生操作。它們是不斷電供應系統(UPS)的升級。UPS歷來被用於最關鍵應用的備用電源，如急診室設備、IT網路關鍵基礎設施。醫院的儲能系統涵蓋越來越多的功能，由新鋰離子電池供電。它們正與醫院電網完全整合，進而帶來以下優勢：

- ▶ 用於整個設施而不僅僅是一小部分關鍵設施的完整備用電源，以及停電保護，防止電網的電源/電壓品質不良，減少使用應急柴油發電機。藉由MWh規模的ESS，醫院甚至可以在長時間停電的情況下做手術，並且可以參與電網穩定。
- ▶ 電費開支的經濟效益。藉由ESS，醫院可以直接控制電力使用配置，並減少高功率峰值需求，進而降低水電費。

醫院的屋頂通常很大，適用於安裝光伏(PV)系統來發電。PV系統與ESS相互結合可儲存並自用發出的電，同時提供經濟效益，減少碳排放量。



圖1. 儲能電池單元。

鋰化學系統現在是各種產業中使用的電池的先進技術，包括汽車產業、工業產業和醫療健康產業。不同類型的鋰離子電池有不同的優勢，更能滿足各種應用和產品設計的電源需求。例如， $\text{LiCoO}_2$ （鈷酸鋰）具有極高的能量密度，非常適合可攜式產品； $\text{LiMn}_2\text{O}_4$ （鋰錳氧化物）的內阻很低，因此充電快，電流放電也大，這表示其是調峰儲能應用的理想選擇。 $\text{LiFePO}_4$ （磷酸鐵鋰）更能承受完全充電狀況，並能長時間保持在高電壓下。這使其成為需要在停電期間工作的大型儲能系統的最佳選擇。缺點是自放電速率較高，但這在上述儲存建置中無關緊要。



很長的高壓電池串。每個堆疊監控器都具有isoSPI™介面，用於高速、RF抗擾、遠距離通訊。多個元件以菊鏈形式連接，並為所有元件連接一個主機處理器。該菊鏈可雙向操作，即使通訊路徑出錯，也能確保通訊完整性。電池堆疊可直接為IC供電，也可採用隔離電源為其供電。IC具有用於每個電池單元的被動式平衡和個別PWM工作週期控制功能。其他特性包括一個板載5 V調節器、9個通用I/O線路和睡眠模式（在此模式下，功耗降至6 μA）。

BMS應用具備短期和長期精度需求，因此使用嵌入式齊納轉換基準電壓源而非帶隙基準電壓源。這能夠提供穩定的低漂移（20 ppm/√kHz）、低溫度係數（3 ppm/°C）、低遲滯（20 ppm）原邊電壓基準源以及卓越的長期穩定性。這種精度和穩定性非常重要，它是所有後續電池單元測量的基礎，這些錯誤對所獲資料的可信度、演算法一致性和系統性能會產生累積影響。

雖然高精度基準電壓源是確保卓越性能的必要功能，但光憑該功能還不夠。類比數位轉換器架構及其操作必須符合電雜訊環境要求，這是系統大電流/電壓逆變器的脈寬調變(PWM)瞬態特性的結果。準確評估電池的充電狀態和工作狀態還需要相關的電壓、電流和溫度測量。

堆疊監控轉換器使用 $\Sigma$ - $\Delta$ 拓撲結構在系統雜訊影響BMS性能之前降低雜訊，該拓撲由六個使用者可選擇的濾波器選項輔助來解決雜訊環境。透過每次轉換使用多次取樣的天然特性，以及採用均值濾波功能， $\Sigma$ - $\Delta$ 方法降低了電磁干擾(EMI)和其他瞬態雜訊的影響。

在任何使用排列為電池單元或模組的大型電池組的系統中，都不可避免地需要實現電池平衡，例如用於為醫院微型電網和子電網供電的大型儲能單元。雖然大多數鋰離子電池在首次出場時具有良好的一致性，但會隨著老化損失容量。不同電池的老化過程出於多種因素可能各有不同，如電池組溫度梯度。使這整個過程加劇的是，超過SOC上限工作的電池單元將過早老化，並損失額外容量。這些容量差異以及自放電和負載電流的小差異都會導致電池不平衡。

為了解決電池不平衡問題，堆疊監控器IC直接支援被動式平衡（使用用戶可設定的計時器）。被動式平衡是在電池充電週期內標準化所有電池的SOC的簡單、低成本方法。透過從較低容量的電池中移除電荷，被動式平衡可確保這些較低容量的電池不會過度充電。IC也可用於控制主動平衡，這是一種更複雜的平衡技術，透過充電或放電迴圈在電池之間傳輸電荷。

無論是使用主動方法還是被動方法，電池平衡都依賴於高測量精度。隨著測量誤差越來越大，系統所建立的操作保護等級也必須增加，因此平衡性能的有效性將受到限制。此外，由於SOC範圍受到限制，對這些誤差的靈敏度也增加了。小於1.2 mV的總測量誤差在電池監控系統的系統級要求範圍內。

在儲能系統中，要連接所有電池單元，通訊迴路是必不可少的。該迴路將來自系統電池的資料傳送到基於雲端的能量管理演算法，該演算法追蹤充電和放電事件以確定充分利用電池的最佳方式，或者在斷電的情況下保持最高容量的電池完全充電。

ADI的LTC681x和LTC680x系列代表一流的電池堆疊監控器。18通道版本為LTC6813。

電池堆疊監控器設備需要與主機通訊，在此期間微控制器或處理器計算SOC和SOH值並調節充電和放電配置。可以進行各種形式的互連，其中隔離通訊通道是高電壓應用的首選，如儲能系統（400 V至1500 V）和具有大容量電池的可攜式裝置（40 V至200 V）。

內建在LTC6813電池堆疊監控器中的isoSPI功能，與LTC6820 isoSPI通訊介面結合使用時，可透過高壓屏障實現安全可靠的資訊傳輸。isoSPI在透過串聯電池產生數百V電壓的儲能系統中特別有用，串聯電池需要全電介質隔離以大幅減少對人員的傷害。

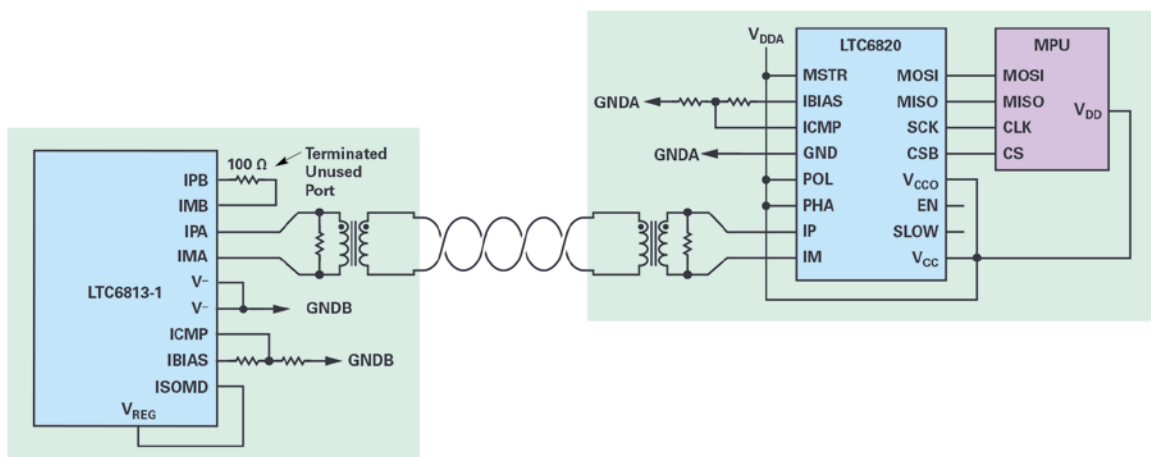


圖4. LTC6813與LTC6820的隔離連接。

在這些使用超過18個電池的儲存系統中，需要將多個LTC6813 BMS板連接在一起。以下是多個相同PCB的可靠互連，每個PCB都包含一個為在菊鏈中操作而配置的LTC6813。微處理器位於單獨的PCB上。為實現微處理器PCB和首個LTC6813 PCB之間的2線隔離，使用了LTC6820支援IC。當只需要一個LTC6813-1時，如果第二個isoSPI埠（埠B）正確偏置和端接，則可將其用於單一（非菊鏈）元件。

具有平衡和通訊功能的電池堆疊監控器的主要設計挑戰是創建無雜訊PCB佈局設計，且關鍵佈線遠離開關電源等噪音源，向堆疊監控器發出清晰的訊號。採用ADI解決方案，堆疊監控器卓越的準確度和精度有助於優化現有的良好設計。電池將得到有效利用，使用壽命將延長30%，並且操作更安全。

為了支援客戶設計自己的最終產品，ADI為電池監控設備提供了全系列評估系統和平台，以及滿足所有需求的完整版本組合。

---

## 關於作者

**Stefano Gallinaro**於2016年加入ADI再生能源業務部，負責管理太陽能、電動車、充電和儲能領域的策略行銷活動，同時特別關注功率轉換。他目前工作地點位於慕尼黑，負責全球業務責任。

**Stefano**曾在義大利都靈理工大學學習電子工程，擁有學士學位。他的職業生涯始於義大利奧斯塔的STMicroelectronics Srl—DORA S.p.A.，擔任應用工程師。2016年加入ADI之前，他在德國安達赫治Vincotech公司工作達兩年半的時間，主要擔任產品行銷經理職務。

# 驅動新一代SiC/GaN功率轉換器的IC生態系統

ADI再生能源策略行銷經理Stefano Gallinaro

新型和未來的SiC/GaN功率開關將會為各個層面帶來高度進步，從新一代再生電力的大幅增加到電動車市場的迅速成長。其高度的優勢—更高功率密度、更高工作頻率、更高電壓和更高效率—將有助於實現更精巧、更具成本效益的功率應用。為了獲得所有優勢，必須設計更高性能的開關驅動系統。實際的以開關為中心的視角正在演變成一種更完整的系統解決方案，新一代的具有更穩固的晶片上隔離的先進閘極驅動器IC、檢測IC、電源控制器和高整合度嵌入式處理器，將能管理複雜的多位準、多級功率迴路，進而正確發揮新一代SiC/GaN功率轉換器的優勢。

各種應用的功率轉換器正從純矽IGBT轉向SiC/GaN MOSFET。一些產業（例如馬達驅動逆變器市場）採用新技術的速度較慢，而另一些產業（例如太陽能逆變器、電動車牽引逆變器和充電器產業）在創新中發揮著關鍵作用。

預計未來五年太陽能市場將以10%的年複合成長率增加，非常樂觀，而光伏系統價格預計將再下降20%。這很可能是光伏逆變器電子元件技術進步的結果。功率開關(SiC/GaN MOSFET)的新技術將提高開關頻率，進而減小電感和電容尺寸，同時要求更精確、更快速、能效更高的檢測、控制和驅動IC。到2021年，在全部電站級逆變器中，30 kW至100 kW的1500 V<sub>DC</sub>電站級串式逆變器將佔有90%以上的市場份額。它們代表了採用創新多位準拓撲結構的新型高密度SiC/GaN功率開關的測試基準。

電動車(EV)和儲能系統(ESS)等顛覆性新應用產生了對超高效率、高功率密度、高頻SiC功率轉換器的需求。車載牽引馬達驅動器希望獲得最高功率密度以精減尺寸和重量，並刷新新的效率記錄，而車外快速充電器則要求高電壓（高達2000 VDC、> 150 kW）和複雜的高頻拓撲結構，進而降低磁性部件、機械部件和總成的整體系統成本。除此之外，這些新應用也推動了創新多核控

制處理器的發展，並能管理複雜的控制演算法，確保系統在雙向模式下（從交流電網到直流負載及相反）工作時的效率和穩定性。

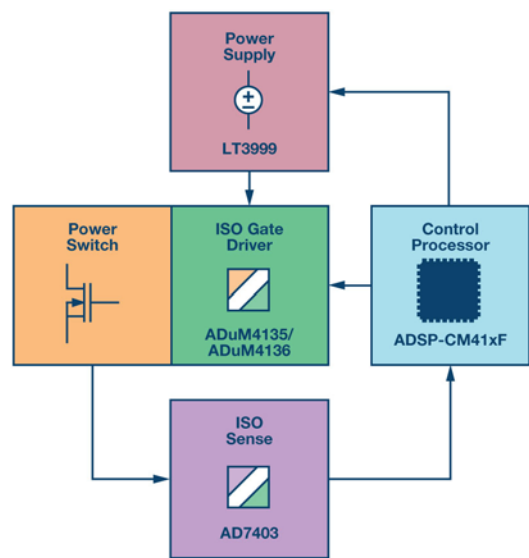


圖1. ADI IC生態系統

驅動SiC/GaN功率開關需要設計一個完整的IC生態系統，這些IC經過精密調整，彼此配合。設計重點不再只是以開關為中心，必須加以擴大。應用的工作頻率、效率要求和拓撲結構的複雜性要求使用同類最佳的隔離式閘極驅動器（例如ADuM4135），其由高側隔離式電源電路（例如LT3999）供電。控制須利用整合先進類比前端和特定安全特性的多核控制處理器（例如ADSP-CM410F）完成。最後，利用高能效隔離式 $\Sigma$ - $\Delta$ 型轉換器（例如AD7403）檢測電壓，進而實現設計的精巧性。

在Si IGBT到SiC MOSFET的轉換階段，必須考慮混合拓撲結構，其中SiC MOSFET用於高頻開關，Si IGBT用於低頻開關。隔離式閘極驅動器必須能夠驅動不同要求的開關，其中較多的是並聯且採用矽IGBT/SiC MOS混合式多位準配置。客戶希望一種元件就能滿足其所有應用要求，進而簡化BOM並降低成本。利用多位準轉換器很容易達到1500 V<sub>DC</sub>以上的高工作電壓（例如大規模儲能使用2000 V<sub>DC</sub>），此類電壓對於為安全而建置的隔離屏障是一個重大挑戰。

ADuM4135隔離式閘極驅動器採用ADI經過驗證的iCoupler®技術，可以為高電壓和高開關速度應用帶來諸多重要優勢。ADuM4135是驅動SiC/GaN MOS的最佳選擇，卓越的傳播延遲優於50 ns，通道間一致性小於5 ns，共模瞬變抗擾度(CMTI)優於100 kV/μs，單一封装能夠支援高達1500 V<sub>DC</sub>的全壽命工作電壓。



圖2. ADuM4135評估板

ADuM4135採用16接腳寬體SOIC封装，包含米勒箝位，以便閘極電壓低於2 V時實現穩健的SiC/GaN MOS或IGBT單軌電源關斷。輸出側可以由單電源或雙電源供電。去飽和感測電路整合在ADuM4135上，提供高壓短路開關工作保護。去飽和保護包含降低雜訊干擾的功能，比如在開關動作之後提供300 ns的遮罩時間，用來遮罩初始導通時產生的電壓尖峰。內部500 μA電流源有助於降

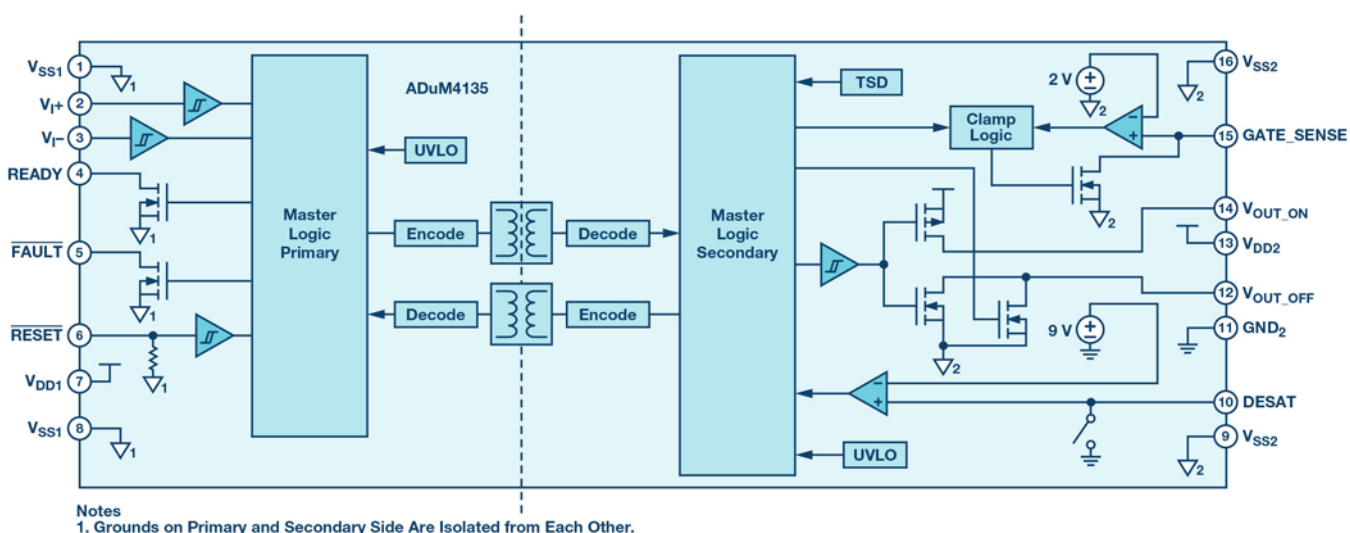


圖3. ADuM4135方塊圖

低元件數量；如需提高抗噪水準，內部消隱開關也支援使用外部電流源。考慮到IGBT通用閾值水準，副邊UVLO設定為11 V。ADI iCoupler晶片級變壓器還提供晶片高壓側與低壓側之間的控制訊息隔離通訊。晶片狀態資訊可從專用輸出讀取。元件原邊控制元件在副邊發生故障後重定。

對於更精巧的純SiC/GaN應用，新型隔離式閘極驅動器ADuM4121是解決方案。該驅動器同樣基於ADI的iCoupler數位隔離技術，其傳播延遲在同類元件中最低(38 ns)，支援最高開關頻率和150 kV/μs的最高共模瞬變抗擾度。ADuM4121提供5 kV rms隔離，採用寬體8接腳SOIC封装。

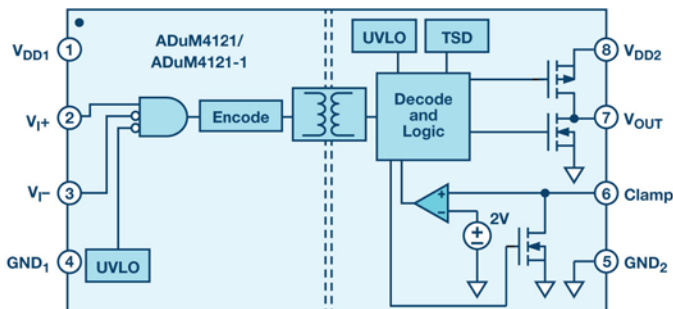


圖4. ADuM4121方塊圖



圖5. ADuM4121評估板

當隔離式閘極驅動器用在高速拓撲中時，必須對其正確供電以保持其性能水準。ADI的LT8304/LT8304-1是單晶片、低功耗、隔離式反馳轉換器。這些元件從原邊反馳式波形直接對隔離輸出電壓取樣，無需第三繞組或隔離器進行調節。輸出電壓透過兩個外部電阻和第三個可選溫度補償電阻進行程式化。邊界工作模式提供一種具有卓越負載調整率的小型解決方案。低漣波突發工作模式可在小負載時保持高效率，同時使輸出電壓漣波最小。散熱增強型8接腳SO封裝中整合了2 A、150 V DMOS功率開關，以及所有高壓電路和控制邏輯。LT8304/LT8304-1支援3 V至100 V的輸入電壓範圍，最多可提供24 W的隔離輸出功率。



圖6. LT3999評估板

ADI的LT3999是一款單晶片、高電壓、高頻率DC-DC變壓器驅動器，提供隔離電源，解決方案尺寸很精巧。LT3999的最大開關頻率為1 MHz，具有外部同步能力和2.7 V至36 V的寬廣輸入工作電壓範圍，代表了為高速閘極驅動器提供穩定受控諧波和隔離電源的最高技術水準。其採用外露焊墊的IO接腳MSOP和3 mm × 3 mm DFN封裝。

系統控制單元（一般是MCU、DSP或FPGA的組合）必須能夠並行運行多個高速控制迴路，而且還能管理安全特性。它們必須提供冗餘性以及大量獨立的PWM訊號、ADC和I/O。ADI的ADSP-CM419F支援設計人員透過一個混合訊號雙核處理器來管理並行高功率、高密度、混合開關、多位準功率轉換系統。

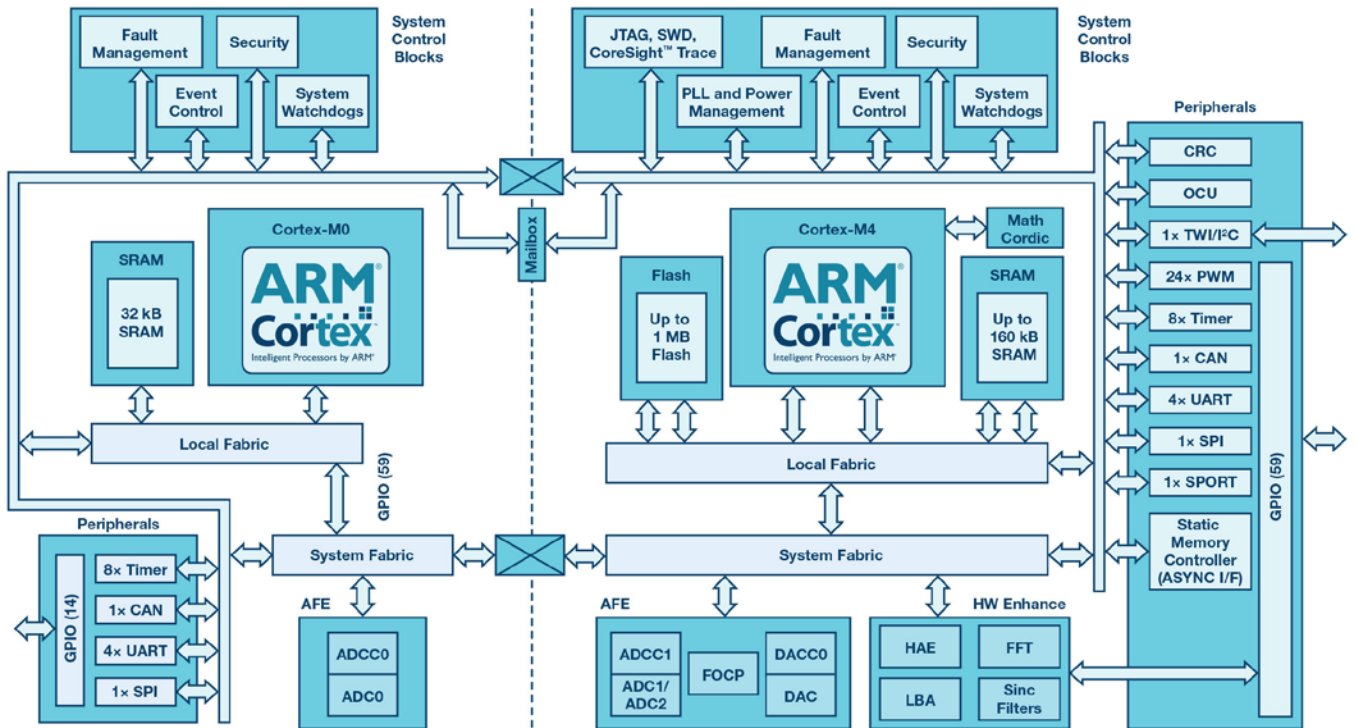


圖7. ADSP-CM419F方塊圖

ADSP-CM419F基於ARM® Cortex®-M4處理器核心，浮點單元工作頻率高達240 MHz，而且包含一個工作頻率高達100 MHz的ARM Cortex-M0處理器核心。這使得單一晶片可以整合雙核安全冗餘性。主ARM Cortex-M4處理器整合具有ECC（錯誤檢查與校正）的160 KB SRAM記憶體，具有ECC的1 MB快閃記憶體，針對功率轉換器控制而優化的加速器和周邊（包括24個獨立的PWM），以及由兩個16位SAR型ADC、一個14位元M0 ADC和一個12位元DAC組成的類比模組。ADSP-CM419F採用單電源供電，利用內部穩壓器和一個外部調整管自行生成內部電壓源。其採用210接腳BGA封裝。



圖8. ADSP-CM419F評估板

快速精確的電壓感測是高速設計必備的功能。ADI的AD7403是一款高性能二階 $\Sigma$ - $\Delta$ 調變器，能將類比輸入訊號轉換為高速（高達20 MHz）單比特資料流程。8接腳寬體SOIC封裝中集高速互補金屬氧化物半導體(CMOS)技術與單晶片變壓器技術（iCoupler技術）於一體。AD7403採用5 V電源供電，可輸入 $\pm 250$  mV的差分訊號。透過適當的數位濾波器可重構原始資訊，以在78.1 kSPS時實現88 dB的訊號雜訊比(SNR)。

為使客戶的新一代功率轉換器設計具備高性能、高可靠性和市場競爭力，ADI已決定開發各種硬體和軟體設計平台，其既可用於評估IC，又可作為完整系統的建構模組。這些設計平台目前針對策略客戶而推出，代表了驅動新一代SiC/GaN功率轉換器的完整IC生態系統的最高水準。設計平台類型眾多，既有用於高電壓、大電流SiC功率模組的隔離式閘極驅動器板，也有完整的交流/直流雙向轉換器，其中ADSP-CM419F的軟體在正確控制SiC/GaN功率開關方面產生關鍵作用。

## 關於作者

Stefano Gallinaro於2016年加入ADI再生能源業務部，負責管理太陽能、電動車、充電和儲能領域的策略行銷活動，同時特別關注功率轉換。他工作地點位在慕尼黑，主要負責全球相關業務。Stefano曾在義大利都靈理工大學學習電子工程，擁有學士學位。他的職業生涯始於義大利奧斯塔的STMicroelectronics Srl—DORA S.p.A.，主要擔任應用工程師。2016年加入ADI之前，他在德國安達赫治Vincotech GmbH擔任達兩年半的產品行銷經理。

# ADSP-CM403 Sinc— 太陽能應用中的隔離測量

Martin Murnane

## 簡介

太陽能應用中的電壓和電流測量需採用隔離測量技術。DSP Sinc輸入以及ADI AD7401A隔離式ADC恰好提供ADI訊號鏈的一個示例，實現此種隔離測量。

本文介紹採用ADSP-CM403xy和AD7401A元件，並由ADI設計的測量應用典型訊號鏈。

## 太陽能光伏逆變器系統

太陽能光伏逆變器轉換來自太陽能面板的電能，並高效地將其佈署到公用電網中。來自太陽能面板的電能基本上屬於直流源，它會被轉換成交流，並與電網頻率成一定的相位關係以饋送至公用電網上，且效率極高。轉換可以採用單級，也可以採用多級（見圖1）。第1級通常為DC-DC轉換，其中太陽能面板的

低電壓與高電流輸出轉換為高電壓與低電流。如此做的目的是為了將電壓提升至與電網峰值電壓相容的水準。第2級通常將直流電壓和電流轉換為交流電壓和電流，一般使用H-電橋拓撲。

## ADC理論—AD7401A

AD7401A是一款二階 $\Sigma$ - $\Delta$ 調變器，晶片上的數位隔離採用ADI的*iCoupler*®技術，能將類比輸入訊號轉換為高速1位元資料流程。AD7401A採用5 V電源供電，可輸入 $\pm 250$  mV的差分訊號（滿量程 $\pm 320$  mV）。類比調變器對類比輸入訊號連續取樣，因而無需外部取樣保持電路。輸入資訊以資料流程密度的形式包含在輸出資料流程內，該資料流程的最高資料速率可到20 MHz。透過適當的數位濾波器（稱為Sinc濾波器）可重構原始資訊。處理器側（非隔離）可採用5 V或3 V電源( $V_{DD2}$ )。

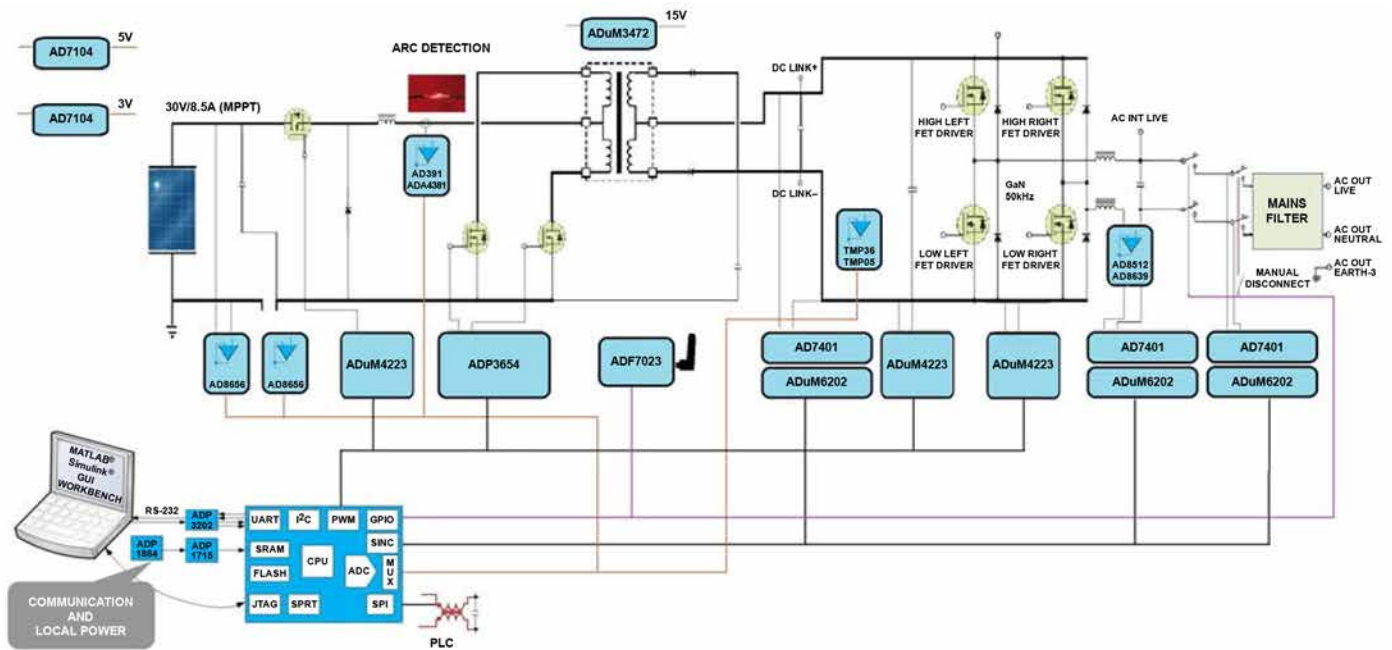


圖1. 太陽能光電逆變器訊號鏈(ADI)

## 示例電路-描述

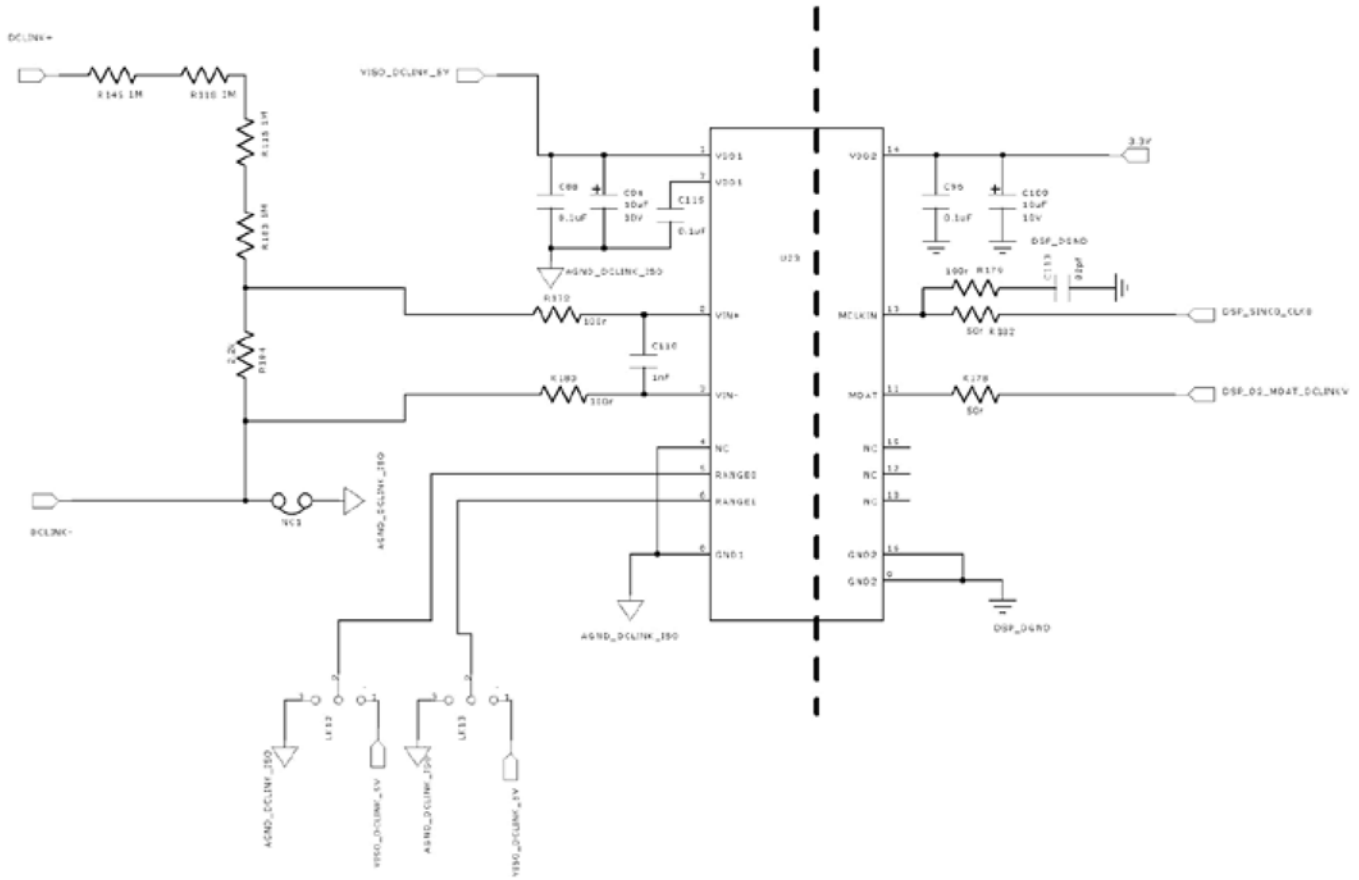


圖2. 隔離式電壓電路

$\Sigma$ - $\Delta$ 調變器的交流輸入是一個交流正弦波，表示單相電網發出的 220 V rms 訊號。電阻分頻器將輸入範圍縮小到ADC的額定輸入範圍。輸入濾波器可降低輸入端的雜訊。

$\Sigma$ - $\Delta$ 調變器輸出包含兩個訊號：來自ADSP-CM403xy DSP處理器的高速時脈輸入，以及保持調變資料的資料訊號。該資料可直接輸入Sinc3濾波器，直接將資料轉換為ADC結果。以下顯示該資料的一個示例。

在ADC的下限範圍內，輸入訊號具有窄脈衝寬度，而在上限範圍內脈衝寬度幾乎達到其最大值。輸出資料透過Sinc濾波器後，便如對角線所示。AD7401A工作電壓高達891 V單極性範圍，或565 V雙極性範圍，並橫跨隔離屏障：20 $\mu$ m聚醯亞胺。更多有關這些內容的資訊以及各種認證請參閱相關資料手冊。

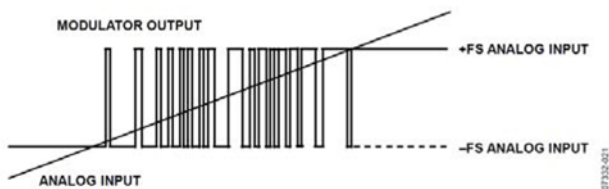


圖3. 調變器示例資料

## ADSP-CM403XY SINC3周邊模組

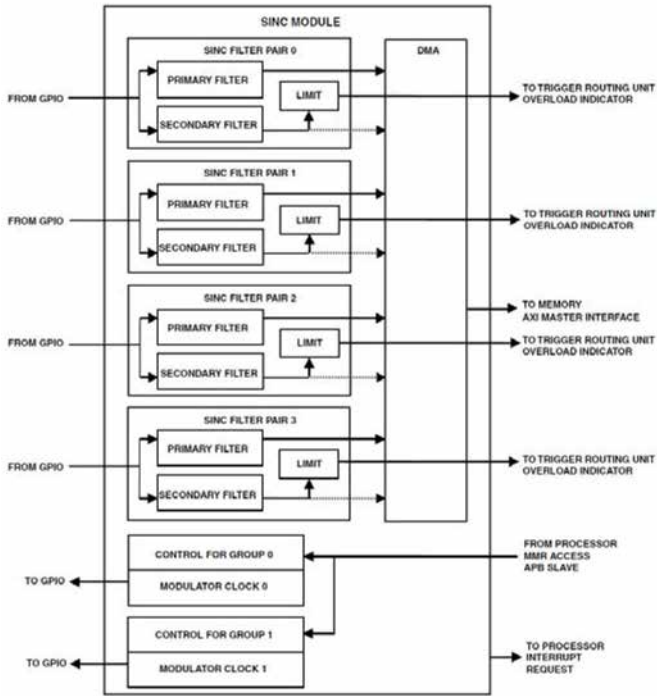


圖4. ADSP-CM403 Sinc周邊方塊圖

方塊圖顯示4對Sinc濾波器（Sinc0至Sinc3）、2個調變器時脈源和2組控制暫存器（單元）。模組接受4路來自GPIO輸入接腳的 $\Sigma$ - $\Delta$ 位流，並將2個調變器時脈源導入GPIO輸出接腳。脈衝寬度調變(PWM)訊號使調變器時脈同步，以獲得最佳的系統性能。每個Sinc濾波器對均包含初級濾波器、次級濾波器、DMA介面和超載限值檢測功能。初級Sinc濾波器透過DMA將其資料傳輸至記憶體。次級Sinc濾波器產生超載訊號，可透過觸發路由單元(TRU)路由該訊號，使PWM調變器產生跳變，生成中斷。

使用AD7401A時，元件額定降取樣速率(DR)為256，但也可在其他降取樣速率下使用該元件。

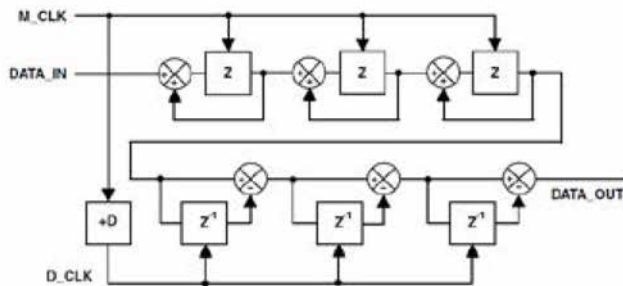


圖6. ADSP-CM403 Sinc濾波器方塊圖

對於DR=256的情況而言，Sinc3濾波器的回應見下文中的圖5a和5b。

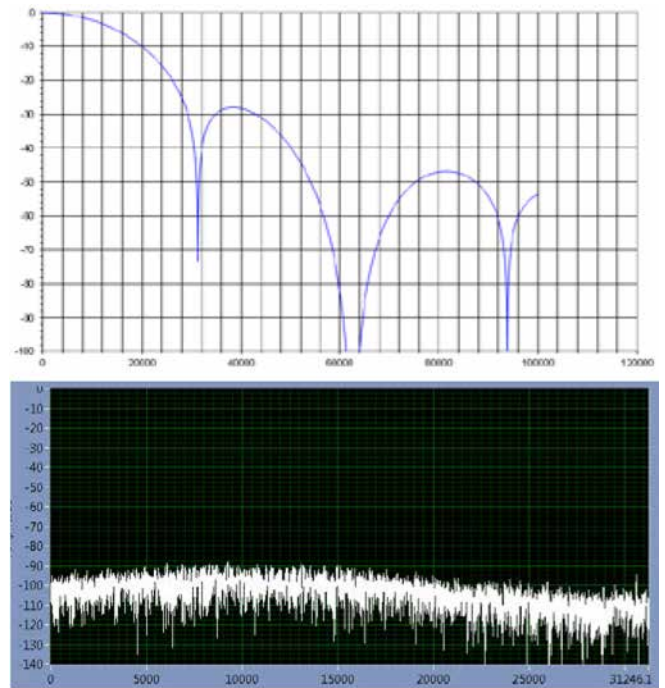


圖5. (a) Sinc3降取樣速率=256 (b) 模組噪底

## 數位濾波器

Sinc濾波器的傳遞函數使其能用在數位邏輯中（使用一系列求和與降取樣函數）。使用濾波器移除調變器取樣時脈，恢復取樣訊號的數位值。濾波器設計匹配雙極性 $\Sigma$ - $\Delta$ 調變器，0 V輸入下具有50%脈衝密度，正輸入時超過50%，而負輸入時不足50%，如圖6所示。

數位濾波器是一組累加器，由調變器時脈(M\_CLK)驅動，後接一組由降取樣時脈(D\_CLK)驅動的微分器。輸入累加器將輸入位元流轉換為多位元組字，而輸出微分器獲得位流的均值密度。

累加器和微分器的級數可以為3或4，具體取決於濾波器階數。濾波器的直流增益和頻寬為濾波器階數(D)和降取樣速率(D)的函數，即調變器時脈與降取樣時脈的比值。Sinc濾波器傳遞函數由累加器與微分器的傳遞函數之積確定，Z域內的運算式為：

$$H(z) = \left[ \frac{1}{D} \times \frac{1 - z^{-D}}{1 - z^{-1}} \right]^0$$

## PWM和SINC數據對齊

Sinc周邊時脈和PWM本質上運行在同樣的ADSP-CM403系統時脈下，典型值為100 MHz。PWM和Sinc可以同步以便提供資料，並且時間

與速率恰好和控制演算法一致。通常與PWM位準波形對齊。下圖顯示使用Sinc輸入進行電網同步所需時序的示例。當PWM運行在20kHz (50 μs)時，PWM\_SYNC訊號（同步不同DSP的PWM模組或外部PWM時需要用到該訊號）位於PWM波形中央，幾乎不發生切換。若要對齊Sinc資料，則AD7401A的時脈速率應設為10.24 MHz，並且降取樣速率為256（見AD7401A資料手冊）。這將產生40 KHz (50μs)的16位元字速率，兩倍於PWM頻率。由於Sinc還可設為與PWM\_SYNC輸出對齊（如下方塊圖所示），Sinc現在能在每個PWM週期內產生兩個數據輸出。輸出字在SRAM中可用，位置在下一個PWM\_SYNC訊號位置處。顯然，其說明Sinc資料可用於電網同步演算法控制中。

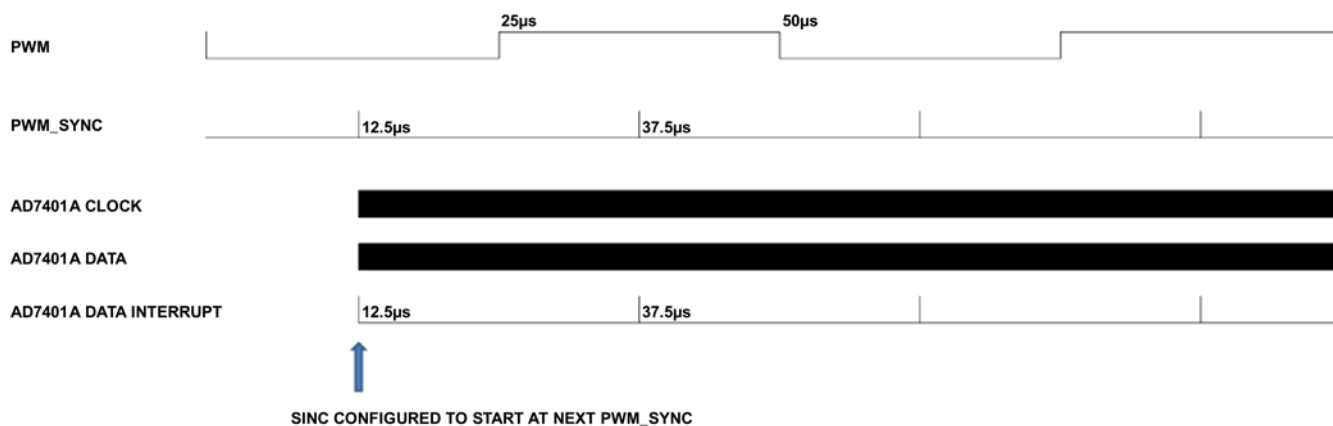


圖7. PWM與Sinc周邊對齊(ADSP-CM403)

## 程式設計範例

```
/* SPECIFY DECIMATION RATE OPTIONS */

/* 256 */
// RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_PRIMARY, DECRATE_256, 0);
// RESULT = ADI_SINC_SETLEVELCONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, 0, 0, SAMPLECOUNT_INTRATE, PSCALE_256); // PCINT INT RATE

/* 128 */
RESULT = ADI_SINC_SETLEVELCONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, 0, 0, SAMPLECOUNT_INTRATE, PSCALE_128); // PCINT INT RATE
RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_PRIMARY, DECRATE_128, 0);

/* 64 */
RESULT = ADI_SINC_SETLEVELCONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, 0, 0, SAMPLECOUNT_INTRATE, PSCALE_64); // PCINT INT RATE
RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_PRIMARY, DECRATE_64, 0);

/* SET SECONDARY RATE CONTROL */
RESULT = ADI_SINC_SETRATECONTROL (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_SECONDARY, 8, 0);
RESULT = ADI_SINC_SETFILTERORDER (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_FILTER_THIRD_ORDER, ADI_SINC_FILTER_THIRD_ORDER); RESULT = ADI_SINC_SETCIRCBUFFER(DEV, ADI_SINC_GROUP_0, SINC_CIRCBUFFER, CIRC_BUF_SIZE);

/* SET OVERLOAD AMPLITUDE DETECTION LIMITS TO 0 - FULLSCALE */
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_0, 0X0000, 0XFFFF);
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_1, 0X0000, 0XFFFF);
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_2, 0X0000, 0XFFFF);
RESULT = ADI_SINC_SETAMPLITUDELIMIT (DEV, ADI_SINC_PAIR_3, 0X0000, 0XFFFF);

/* SPECIFY MODULATOR CLOCK FREQUENCY, PHASE & STARTUP SYNCHRONIZATION */
RESULT = ADI_SINC_CONFIGMODCLOCK (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, FSYSCLK, MODCLK, 0, FALSE); // UP TO 20MHZ

/* IT'S THE SAME CLOCK AS THE PWM - SO PWM AND SINC ARE SYNCHRONOUS */
RESULT = ADI_SINC_ENABLEMODCLOCK (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_MOD_CLK_IMMEDIATE);

/* ASSIGN BUFFERS TO RECEIVE SINC DATA - AUTOMATICALLY DMA'D INTO SRAM IN THE ADSP-CM403*/
RESULT = ADI_SINC_SUBMITBUFFER(DEV, ADI_SINC_GROUP_0, SINC_DATA0, NUM_SAMPLES);

/* ROUTE THE TRU INTERRUPT */
RESULT = ADI_SINC_ENABLEDATAINTERRUPT (DEV, ADI_SINC_GROUP_0, ADI_SINC_DATA_INT_0, TRUE);

/* ENABLE & ASSIGN USED SINC FILTER PAIR, AND SPECIFY INTERRUPT MASKS */
RESULT = ADI_SINC_SETCONTROLINTMASK (DEV, ADI_SINC_INT_EPCNT0|ADI_SINC_INT_EFOVF0|ADI_SINC_INT_EPCNT1|ADI_SINC_INT_EFOVF1);
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_0, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // ACV_EXTERNAL
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_1, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // ACV_INTERNAL
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_2, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // DC LINK
RESULT = ADI_SINC_ENABLEPAIR(DEV, ADI_SINC_PAIR_3, ADI_SINC_GROUP_0, TRUE); // AC_CURRENT

/* WAIT AND READ FULL SINE WAVE INTO SRAM - START NEAR AC CROSSOVER. */
DO
{
    PWM_SINC_LOOP=0;
    GET_ADC_DATA_PWM();
}
WHILE ((SINC_VEXT_DATA[0] > 50) || (SINC_VEXT_DATA[0] < -50)); // START SINC AT 0 V MEASUREMENT - ALIGNS WITH SINEWAVE
```

# 一次通過EMI合規性測試— 第1部分：相關物理知識

現場應用工程師James Niemann

## 摘要

對於任何需要高速時脈的產品設計，電磁相容性(EMC)合規問題可能是一大困擾。本文從電磁(EM)場定向的角度概述了印刷電路板(PCB)設計，目的在協助您一次性通過電磁干擾(EMI)合規性測試。用於降低EMI的技術也將減輕干擾，這體現了通用的PCB佈局理念。本文分為三個部分。文章將首先介紹基本物理知識，協助您瞭解為什麼本文所述的技術能夠減輕PCB佈局上的EMI。第2部分將舉例說明如何將第1部分的材料應用於實際電路板佈局。最後，第3部分將討論滿足所提議解決方案的複雜電路板的PCB佈局策略。

## 簡介

在設計過程中，為什麼合規性往往是最後才考慮的因素？這通常是因為在展開任何實際測試之前，需先確保整個系統可用。如果在設計後期才發現問題，那麼可能需要調整印刷電路板(PCB)，當產品設計週期的後期涉及到多人操作時，這項工作的成本總是很高。這種情況常令人覺得可惜。但實際上，只需遵循本文中描述的最佳實踐，就必然可以符合電磁相容性(EMC)（輻射、傳導或敏感性）要求。本文所述方法有助於將電磁干擾(EMI)合規性貫穿整個PCB的架構、設計和佈局過程。本文的目的不僅是展示如何設計電路板以使其通過EMC測試，更是希望您能理解相關基本原則及工作原理，以便您可以在其他地方運用這些原則。

EMI、干擾和敏感性背後的基本原理非常簡單。減少EMI的關鍵就在於控制和約束電場與磁場。簡單來說，如果電磁(EM)場暴露在自由空間中並可以進一步擴展，干擾和EMI就會隨之產生。如何實現這種場約束？只需在電路板上（以及任何連接的電纜中）各處設計實現零淨加速電荷即可。這表示對於每個正在加速的電荷，其附近都有另一個電荷可以沿著與原始電荷相反的方向加速。當這些事件在遠場一起發生時，每個電荷的效應將能夠抵消。沒有了場能，就不會產生EMI或干擾。也就是說所有電磁

場能量將會被約束在元件內部，或者約束在訊號佈線與接地層之間的PCB電介質中。上述理念適用於電路板上的佈線，但事實上，孤立系統中帶有無約束場且長度較長的天線是更大的問題。我們將在日後的文章中討論這一主題。

## 電荷上靜態和動態力的物理知識

電荷只有暴露在電場中時才會移動。空間中給定位置的電場可以是靜態的（例如靜止電荷產生的場）。某一位置的電場也會隨時間而變化（例如運動電荷產生的場）。當電荷開始運動時，磁場便隨之產生。與電場類似，磁場既可以是靜態的，也可以隨時間變化。根據洛倫茲力公式 $F = q(E + v \times B)$ ，我們可以得知，磁場中的運動電荷會受到一個力，這個力的方向如果不是朝向產生磁場的運動電荷，就是遠離它們。由於只有電場才能對電荷施加力，因此磁場實際上是由相對論效應產生的電場。這是運動電荷原始庫侖場的一種表現形式。電場和磁場本質上是同一種物理現象，只是在不同的參考系下呈現出不同的形態。

當這些場隨時間而變化時，可能會產生輻射或EMI。電荷可以是靜態的，可以在空間中移動，或者被加速。只有當電荷被加速時，才會產生輻射。這本質上是簡單的事實：磁場本質上是電場，而加速電荷將導致該相對論場釋放其能量。加速電荷同

時滿足安培定律和法拉第定律的條件，進而在空間中形成了傳播的電磁場。透過仔細研究下方所示的馬克斯威爾(Maxwell)方程式，我們可以從數學上解釋這一現象。其中，安培和法拉第提出的第三和第四個方程式是理解輻射和EMI的關鍵。

電場的高斯定律：

$$\oint_S D \times dn = \oint_S \rho v dv \quad (1)$$

磁場的高斯定律：

$$\oint_S B \times dn = 0 \quad (2)$$

安培-馬克斯威爾(Ampere-Maxwell)定律：

$$\int_L H \times dl = \int_S J \times dn + \delta / \delta t \int_S D \times dn \quad (3)$$

法拉第定律：

$$\int_L E \times dl = -\delta / \delta t \int_S B \times dn \quad (4)$$

這些公式顯示，除了使用電荷，還有其他方法可以產生電場和磁場。變化場或動態場也可以創建場，進而會在自由空間或PCB上傳播電磁場能量。坡印廷能量向量描述了該能量的運動。

坡印廷向量：

$$S = E \times H \quad (5)$$

有電壓和電流的地方始終存在場。電磁場是資訊和能量的載體。消除電磁場既不可行，也不可取。我們的目標是控制場的位置，以使電磁場不能對受擾電荷施加力（即避免干擾），也不會向自由空間輻射（即避免EMI）。

好消息是，如果PCB設計合理，就可以自動約束這些場。

無論是運動電荷還是靜止電荷，任何電荷分佈都會自行排列，進而盡可能減少因電荷分佈而儲存或耗散的能量。

此一規律不僅適用於靜電能，也適用於磁能。參與分佈的電荷首先會自行排列，以盡可能減少儲存的能量。隨著時間推移，該排列將恢復成耗散盡可能少的能量。這種行為實際上是電荷之間相互作用力的結果。

那麼，應如何設計電路板以盡可能減少其儲存的能量？這可以透過在訊號和電源路徑附近設定接地層來實現。接地層的靠近

使得銅幾何結構能夠儲存最少的電能和磁能。這是因為電場將從接地層獲得電荷，進而幾乎抵消從外部觀察到的淨電場，正如從該偶極外部所見。同樣，當電荷加速時，法拉第定律會在接地層中感應出電流，進而抵消外部磁場。在設計電路板時，應確保這種自然現象能夠順利發生。需要注意的是，這兩種效應幾乎是即時發生的，唯一的延遲是訊號從電荷到接地層的傳播速度（即光速C）。

上文還描述了傳輸線路的屬性。大多數工程師對傳輸線路了如指掌，並且每天都會為高速電路使用傳輸線路。為了避免干擾和EMI，必須將這些傳輸線路技術融入所有PCB應用。微帶線傳輸線路可能是PCB設計中較常用的結構，基本上只是接地層上方的一條佈線。理論上，這會將電場和磁場約束在佈線和接地層之間的空間內。如圖1所示，在體積A中，馬克斯威爾(Maxwell)方程式顯示，封閉的總電荷等於穿過該體積表面的電通量的積分。由於零電荷被包圍，且內部相等和相反電荷的分離發生在同一個地方，表面外的淨電場將趨近於零。傳輸線路，表面B，將包圍零加速電荷。馬克斯威爾(Maxwell)方程式顯示，如果穿過表面B的淨電流為零，那麼圍繞該表面的磁場的線積分也將趨近於零。根據法拉第定律，圍繞表面C的線積分同樣會趨近於零。

需要注意的是，傳輸線與接地層之間的空間不能為零（否則會導致外部場為零）。在RF和高速數位應用中，通常使用50 Ω的傳輸線以最大化訊號頻寬。而對於電源電路，則使用阻抗低得多的設計，通常僅為幾歐姆。

值得注意的是，所有物理知識可歸納為三個良好實踐，在佈局過程中應遵循這些實踐。下一部分文章將逐一介紹各個實踐。

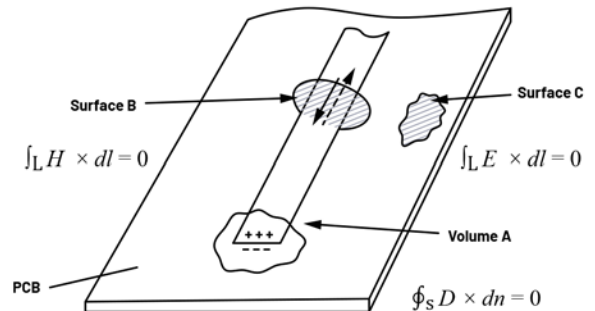


圖1. 傳輸線路周圍的電場和磁場示意圖。

## 良好實踐

### #1 追求零淨加速電荷

該實踐鼓勵設計人員關注PCB設計中的電流路徑。根據法拉第定律，考慮電路板佈局是否允許自然提供抵消電流。請記住，任何電流的存在都表示其在某一時刻經歷了變化，才能達到目前的值。

### #2 設計佈局時，將電場和電磁場約束在特定的較小區域內

這是第一個實踐的應用結果。如果佈局設計能夠實現零淨加速電荷，那麼電場也會被有效地限制在特定區域內。在佈局過程中，設計者需要特別關注這一點，因為無論是電場還是磁場，都是能量傳輸的必要條件。

### #3 關注電磁場，而非僅僅關注電壓和電流

能量和資訊是透過電磁場實現的，而不是透過PCB上的銅線。如果微帶線有瑕疵，那麼完全消除外部電磁場是不可能的。傳輸線路阻抗越大，場受到的約束就越少。幸運的是，阻抗較高的線路（最大頻寬時阻抗為 $50\ \Omega$ ）通常以較低的電流工作，其初始值限制為電壓除以 $50\ \Omega$ 特性阻抗。電源層的阻抗較低（這是理想狀態），但以較高的電流運行（這不太好），並且需要處於欠阻尼狀態（即具有最小的實際電阻），否則損耗會太大。這些高 $Q$ 電路會產生顯著輻射，此一問題將在後續文章中詳細討論。從EMI的角度來看，自然現象實際上是在協助設計者，而不是製造障礙——電荷總是會以消耗最少能量（無論是儲存還是耗散）的方式排列。

由於磁耦合或靜電耦合（互感和互容），PCB佈局會引起EMI和干擾。這種耦合現象的產生，主要是因為PCB上用於傳輸能量和訊息的結構並不完美，無法像同軸電纜那樣完全約束電磁場。波導（佈線和接地層）之間的空間（電介質）將導致干擾和EMI，除非該幾何結構能夠完全約束場。

下一篇文章將深入討論實際電路板佈局，介紹由於不完善的佈局技術而導致的輻射源，並提供改進方法。我們將分析以下PCB佈局中常見的情況。

在PCB上，發生以下情況時，通常會失去場約束：

- 訊號在層間轉換
- 訊號在公共接地層上方共用相同的空間
- 訊號在共用接地層上方相互交叉
- 訊號並行運行
- 出現場邊緣
- 訊號沿著微帶線或其他有缺陷的傳輸線路傳播

## 結論

本文介紹了為低輻射和EMI合規性測試設計電路板佈局所需的基本物理知識和思維過程。透過分析，我們瞭解到只有電場可以作用於電荷，運動電荷產生的磁場實際上是一種相對論電場。電荷加速時，馬克斯威爾(Maxwell)方程式和坡印廷向量揭示了場如何在自由空間中傳播。所有PCB銅幾何結構均可視為傳輸線路，能夠利用場對電荷的影響，將其約束在PCB的特定區域內。本文第2部分在此基礎之上，介紹如何佈局PCB以盡可能減少無約束場。這些無約束場正是干擾和EMI的主要來源。無約束場可能有兩個來源：電路本身或外界（敏感性）。下一篇文章將分別討論這兩個來源。

只需遵循以下三個良好實踐，即可兼顧關鍵點和所有物理效應。

- **良好實踐#1：** 追求零淨加速電荷。
- **良好實踐#2：** 設計佈局時，將電場和電磁場約束在特定的較小區域內。
- **良好實踐#3：** 關注電磁場，而非僅僅關注電壓和電流。

無論是運動電荷還是靜止電荷，任何電荷分佈都會自行排列，進而盡可能減少因電荷分佈而儲存或耗散的能量。

## 參考文獻

Richard P. Feynman、Robert B. Leighton和Matthew Sands。《費曼物理學講義》，盒裝：新千年版。Basic Books，2011年1月。

Johnson, Howard W. 和Martin Graham。《High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic》，PTR Prentice Hall，1993年4月。

Ralph Morrison。《Fast Circuit Boards: Energy Management》，John Wiley & Sons Publications，2018年1月。

---

## 作者簡介

James Niemann於2020年3月加入ADI，目前擔任現場應用工程師，工作地點位在美國俄亥俄州克里夫蘭。James擁有35年的豐富工作經驗，曾從事測試與測量設備設計工作，目前擔任ADI現場應用工程師。他持有14項專利。

# 一次通過EMI合規性測試— 第2部分：PCB輻射示例

現場應用工程師James Niemann

## 摘要

對於任何需要高速時脈的產品設計而言，電磁相容性(EMC)合規問題可能是一大困擾。本文從電磁(EM)場定向的角度概述了印刷電路板(PCB)設計，目的在協助您一次性通過電磁干擾(EMI)測試。用於降低EMI的技術也將減輕干擾，而這體現了通用的PCB佈局理念。本文分為三個部分。第2部分透過幾個PCB互連示例，清晰地說明如何建置第1部分提出的技術。最後，第3部分將討論滿足所提議解決方案的複雜電路板的PCB佈局策略。

## 簡介

為了說明為什麼需要使用傳輸線來約束佈局中的場能量以管理電磁干擾(EMI)，本文第1部分介紹了所有必要的物理知識。文章最後並簡單列出了需要因應的常見印刷電路板(PCB)佈局挑戰，如下所示。

在PCB上，發生以下情況時，通常會失去場約束：

1. 訊號在層間轉換
2. 訊號在公共接地層上方共用相同的空間
3. 訊號在共用接地層上方相互交叉
4. 訊號並行運行
5. 出現場邊緣效應
6. 訊號沿著微帶線或其他有缺陷的傳輸線路傳播

針對這些問題，本文也曾透過兩個範例，剖析了甚至連經驗豐富的工程師也容易忽視的最常見PCB輻射來源。

## 傳輸線會產生輻射

假設有一個邏輯門，其輸出電壓即將升高。而IC的去耦電容就在附近，那麼即將被利用的能量應儲存在哪裡呢？它儲存在本地，即去耦電容內部的電介質（空間）中。接下來，想像IC將電荷移動到先前處於地電位的輸出接腳，進而提高其輸出電壓。移動的電荷會產生一個電磁場，該電磁場以光速向外傳播，並對遇到的其他電荷施加力。幸運的是，接地平面是最近的電荷源，而且它具有良好的導電性，只需要很少的能量就能在佈線正下方產生一個抵消電荷。電場可確保該抵消電荷盡可能接近邏輯門提供的原始電荷。從此時起，在這個小偶極子之外的較遠位置，電磁場將接近於零。而且，距離這兩個相互抵消的電荷越遠，時間越長，電磁場就越接近於零。對於加速電荷產生的電磁場，去耦電容中以及輸出佈線和接地平面之間發生電壓轉換的電介質中，都會出現位移電流。整個電氣小迴路中都存在加速電荷（其中一部分由變化的電場提供，即電流）。當電流迴路的尺寸相對於觀察距離而言很小時，迴路加速段的電磁效應會相互抵消。因此，從遠處看，淨加速電荷似乎為零。

法拉第定律描述的相對論場對於理解EMI十分重要。所有電荷都有庫侖場，但當電荷移動（相對而言）和加速時，還會產生其他兩種電場，這些電場共同形成總電場。運動和加速會「扭曲」庫侖場，使其變成三個分量之和。當電荷作相對運動時，狹義相對論的空間壓縮效應會使原本電中性的電路出現淨電荷。從數學上講，這種現象被稱為磁場，而其本質是相對運動產生的電場。第三個電場，也是最後一個電場，源於電荷的加速，其與原始加速度方向相反且垂直。這兩個額外電場中包含的能量與庫侖場中儲存的能量不同。磁場和橫向電場都是相對論效應的產物，表示其所蘊含的能量會因情況而異。只有在正交維度視角下，能量才具有真實意義，這導致了一個有趣的結果：空間的一個維度似乎消失了。庫侖場的能量儲存在三維空間中，而這種橫向場的能量則存在並儲存於二維空間中。根據法拉第定律，表示當存在該橫向場時（即當電荷加速時），沿著任何閉合路徑計算的電場線積分將不為零。這也表示該能量隨距離衰減的速度比庫侖場更慢，其擴散是基於表面積，而非體積。

源於加速電荷的橫向場會產生一個相反的場，這個場也會作用於接地平面中的電荷。接地平面中的電荷基於所有三種電力的疊加而移動，淨效應導致抵消電流從所需的方向移動，以消除原始加速電荷的變化磁場。掌握了這些知識，我們就能準確預測訊號前緣沿著傳輸線傳播時會發生什麼。當位移電流沿著傳輸線移動時，去耦電容以及傳播前緣之前的傳輸線會看到固定的前向和返回電流。然而，微小電氣片段（長度等於訊號佈線和接地平面之間距離）沿著傳輸線傳播時，只有波前緣的位移電流才會產生輻射。這段位移電流沒有閉合的回流路徑，所以它產生的電磁場會擴散，引起輻射和EMI。如前所述，前緣之前和之後的傳輸線部分不會產生任何電活動。傳輸線上電壓發生變化的位置所發生的位移電流，是一種經常被忽視的常規輻射源。這段非常微小的加速電荷可能看似無關緊要，但在複雜的電路板上，會有成千上萬條傳輸線在同一時脈訊號下運行。一般情況下，同頻時脈產生的輻射會在網路分析儀上以複雜的方式相互疊加，進而可能會形成一個相當可觀的輻射源。

## 諧振電路

除了不理想的傳輸線之外，普通PCB上還存在著大量諧振電路。這些都是必要的模擬連接，包括運算放大器輸入/輸出網路、開關電源互連、測量路徑等等。問題是，對於大多數設計人員而言，它們與傳輸線並沒有什麼區別。我們可以透過將傳輸線端接電容（或短路），而不是電阻，來將一個正確端接的傳輸線轉變為諧振電路。經過這一簡單的改變，整個電路現在僅包含電抗元件，即傳輸線的L和C以及容性或感性終端。如果線路夠長或容性端電極夠大，此電路便可能在較低頻率產生諧振，進而影響電磁輻射。尤其當線路中的電流很大時，這種影響尤為顯著。電流越大，產生的輻射也越強。

在正確端接的傳輸線中，對於每個邊緣，能量只會單向傳輸一次。即使對於0.66倍光速的長傳輸線，哪怕PCB佈線非常長，這段小小的輻射也不會持續太久。參見圖1。相較之下，諧振電路沒有任何電阻來消耗能量，因此當輸入一個階躍訊號時，線路會以 $1/2\pi\sqrt{LC}$ 的頻率持續振盪，直到能量以輻射的形式散失出去。

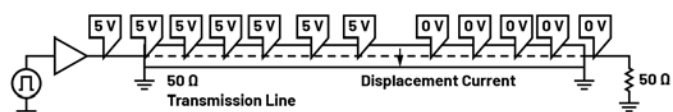


圖1. 對於正確端接的傳輸線，由於電場變化產生位移電流，在訊號轉換的地方將會發生輻射。

最麻煩的諧振電路莫過於開關電源上的熱迴路。圖2為兩種開關電源佈局。大多數工程師會認為第二種佈局很好，但實則不然。熱迴路是一個高Q諧振電路，由一些低電阻互連線組成，一端接至阻抗非常低（高電容）的電源，而另一端連接至降壓MOSFET，如圖所示。簡化電路和模擬如圖3所示。雖然幾奈亨的電感和下方400 pF Cds的MOSFET，看似不會在CISPR B級頻率範圍內產生諧振，但實際上卻會產生顯著諧振。此電路簡直是雜訊產生的「完美風暴」。

- 因為諧振電路恰好位於EMI合規要求的頻率範圍內。
- 它是一個串聯諧振電路，在諧振時會短路（使電流最大化），並且由低電感電壓源驅動。

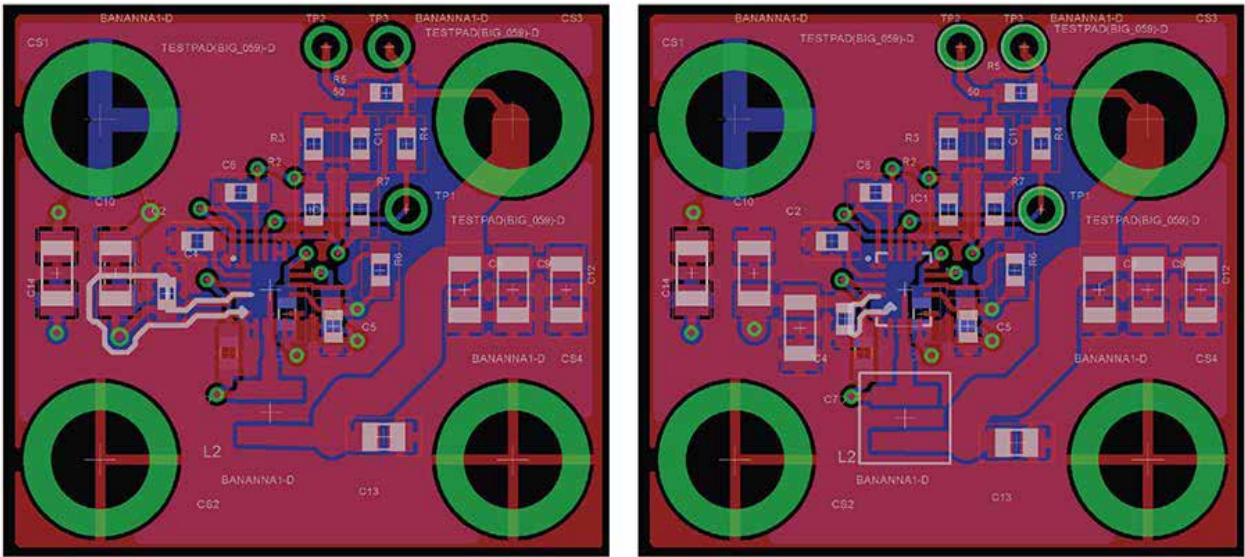


圖2. 左圖為LT8641A的錯誤熱迴路佈局。突顯的迴路很容易在1GHz以下產生諧振。右圖是開關電源熱迴路良好佈局的示例。

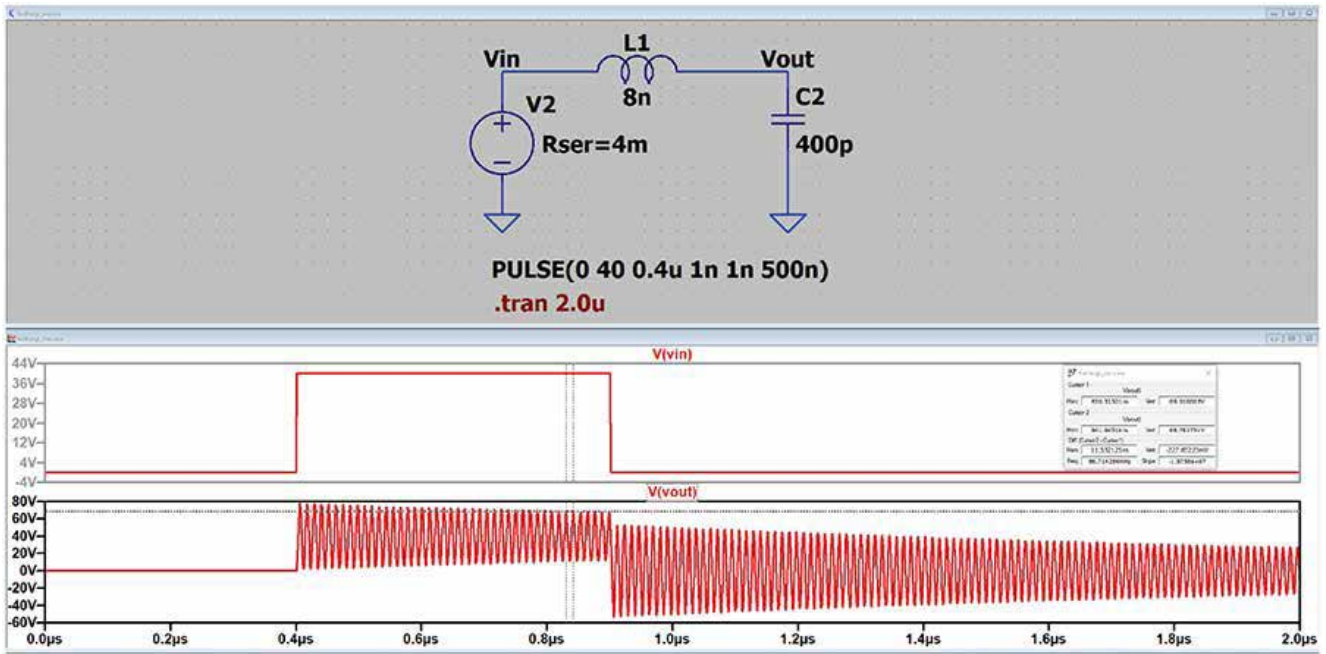


圖3. 以上的模擬強調了管理熱迴路電感的重要性。請注意，8 nH熱迴路可以在88 MHz時產生諧振。即使這個迴路在電氣意義上很小，但由於電流很大，所以會產生強烈的輻射。

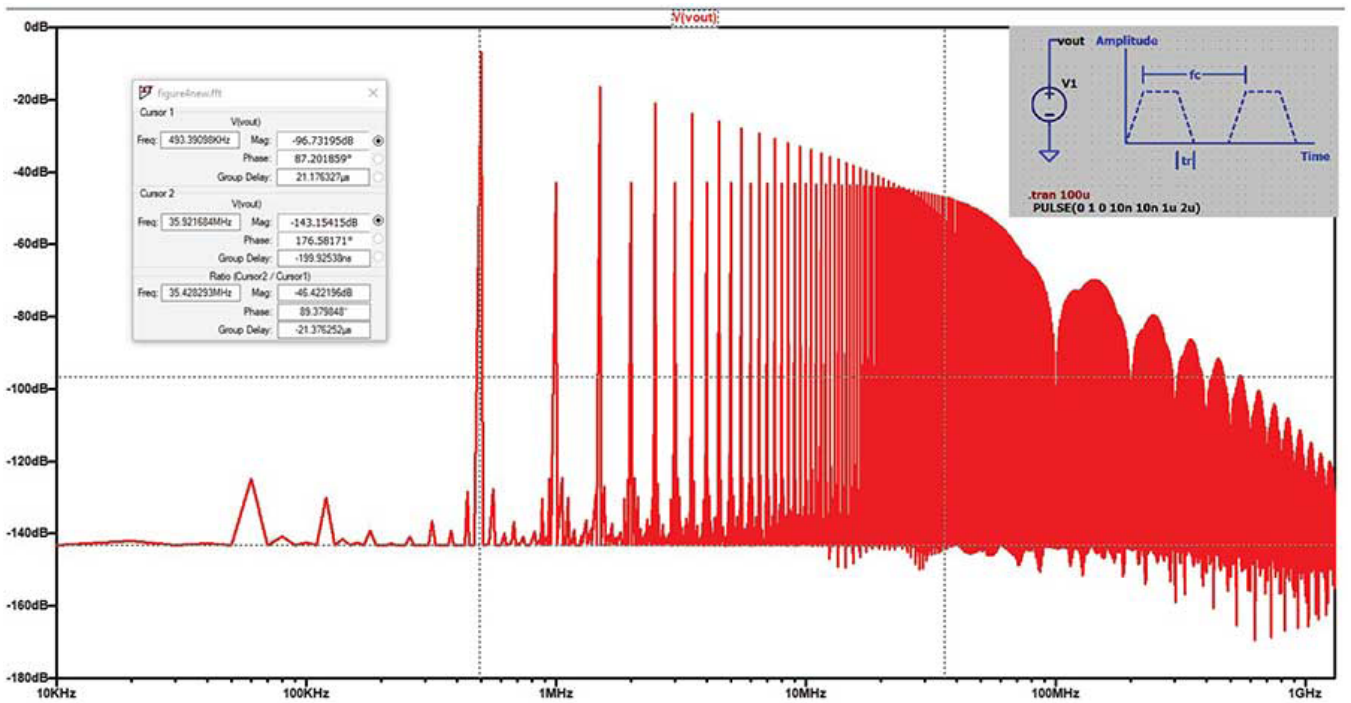


圖4. 對非理想方波的傅立葉分析顯示，每個奇次諧波中都存在能量。這個實際波形也有兩個拐點。一個位於 $f = 2fc/(n)$  (20 dB/dec)，另一個位於 $1/(n)tr$  (40 dB/dec)。

- 它由高壓方波驅動，方波訊號包含顯著的諧波成分，並且頻率接近諧振頻率。諧振頻率附近總是伴隨著一定的諧波成分。
- 由於電路的Q值較高（實部電阻非常低），因此能量會在電感和電容之間來回震盪，直到所有能量以輻射的形式耗散殆盡。
- 同步MOSFET的慢速高電容（高於Cds）體二極體會使開關導通時的初始電流最大化。例如，對於 $V_{in} = 48\text{ V}$ 的降壓轉換器，體二極體在短短1 ns的時間內就可能經受48 V的電壓。對於 $C_{ds} = 400\text{ pF}$ （不考慮同步開關的導電體二極體的電感和反向恢復電荷），初始電流將為 $I = C_{dv}/dt$ ，既約20 A。該電流僅受電感L限制。

由於初始電流非常高，最終在電路諧振頻率附近的諧波中會儲存大量能量。這就是為什麼對於不同設計中的相同降壓控制器，在相同頻率下工作時，也會在各種位置出現電磁輻射超標問題。輻射的位置與串聯LC諧振電路的短路點密切相關，同時也受到諧波電流成分的影響。降低基頻電流（降低電壓）或降低開關電源(SMPS)基頻（以較低頻率運行轉換器）會有所幫助，因為這樣做會衰減有害諧波。將擺率降至諧振頻率以下，也能產生改善作用。參見圖3。為了避免這個問題，可以提高該諧振電路的頻率，進而可以消除熱迴路。在較高諧振頻率下，諧波成分會更低（見圖4），較小的電感和電容儲存的能量也會較少。

同樣的問題也存在於閘極導通電路中，但程度更小。對於該電路，可以增加10 Ω的閘極電阻來抑制振盪，並將元件佈置得更精巧以降低電感，進而實現阻尼效果更好、諧振頻率更高的迴路。

需要注意的是，电路板上的直流電源系統必須採用低阻抗傳輸線建構。當傳輸線阻抗 $\sqrt{L/C}$ ，呈現低特性阻抗時，表示電感(L)較小而電容(C)較大。這可以透過縮短供電佈線與接地迴路之間的距離來實現。這種幾何結構能為所有接收電力的電路提供更大的能量管道。導體之間距離非常近，因此該結構提供的外部磁場非常小。而由於所有磁場都集中在一個較小的空間中，內部的磁場強度會大幅增強。由於薄電介質的存在，電場也會很高，因此坡印廷向量所描述的功率流 $P = E \times H$ 也會很大。PCB製造製程存在限制，因此只能透過使用多層電源和接地平面對來降低电路板阻抗，進而改善上述情況。請注意，特性阻抗較高的線路仍然能夠傳輸大量能量。然而，為實現此目的，必須增加線路面積。因為在相同電壓和電流條件下，電介質中的電場（E場）和磁場（H場）強度會降低。電感越大，改變儲存能量所需的時間就越長（負載電流更大），但對於該固定電源，電容上的線電壓根本沒有變化。這表示當需要快速改變功率流時，較低電感的線路會更加彈性。

回顧引言中列出的常見PCB佈局挑戰，很容易看出上述示例中這些缺陷是如何在不經意之間引入的。在佈局中，為調整電路層而暫時斷開傳輸線是很常見的。這種層變化很容易引入一段傳輸線（貫孔距離），若不在此附近設定接地縫合貫孔，該傳輸線就不會有回流路徑。對於多層電路板，如果多個訊號層共用一個接地平面，設計性能可能會受影響。在精巧型電路板中，佈線可能在同一接地平面上長距離平行佈線。無論哪種做法，都會導致不同訊號產生的電磁場相互影響，造成干擾。最後，與上面描述的貫孔類似，微帶傳輸線同樣無法限制訊號傳播前緣的磁場。該能量會在電路板平面上自由輻射。

在文章的第3部分中，我們將討論PCB佈局策略，以協助盡可能地避免各種缺陷。此外，基於本文所呈現的兩個範例，第3部分還會增加第三個關於電力傳輸的例子。

## 結語

本系列的第一篇文章從電場的角度介紹了佈局概念，並闡述支撐所提出佈局策略的基礎物理原理。本文是第二篇文章，主要透過兩個PCB互連示例（傳輸線和諧振電路），說明一些常見佈

局做法如何導致電磁干擾(EMI)問題。不合理的電路佈局，即使電流很小，也可能因受影響電路的位置、傳輸線數量以及電流強度（如SMPS中的熱迴路）等因素，造成干擾和EMI。用於管理EMI和干擾的技術，也能增強PCB對外部電磁場的抗干擾能力。最後，本文探討了僅由電抗元件組成的常用諧振電路，當發生諧振時，前文所討論的缺陷會使其輻射能量。

本系列的下一篇文章將介紹最後一種電路類型，即電力傳輸電路，並將提出一種兼顧電力和訊號傳輸的複雜PCB佈局策略。

## 參考文獻

Richard P. Feynman、Robert B. Leighton和Matthew Sands。《費曼物理學講義》，盒裝：新千年版。Basic Books，2011年1月。

Howard W. Johnson，Martin Graham。《High-Speed Digital Design A Handbook of Black Magic》。PTR Prentice Hall，1993年4月。

Ralph Morrison。《Fast Circuit Boards》。John Wiley & Sons Publications，2018年1月。

---

## 作者簡介

James Niemann於2020年3月加入ADI，目前擔任現場應用工程師，工作地點位在美國俄亥俄州克里夫蘭。James擁有35年的豐富工作經驗，曾從事測試與測量設備設計工作，目前擔任ADI現場應用工程師。他持有14項專利。

技術文章

# 簡單制勝—第一部分： 深入探討BMS中的主動均衡

應用工程師Frank Zhang

## 摘要

簡單高效，即便不是所有設計人員的共同追求，也是大多數人的目標。本著「簡單制勝」的原則，本文針對電池管理系統(BMS)深入探討了一種簡單而高效之主動均衡系統的設計原型。

## 引言

您是否依然認為電芯的主動均衡方案要不是複雜昂貴，就是簡單經濟但效率低下？其實，這種看法並不全然源於評估者的主觀偏見，而更多是基於對市面上各類主動均衡方案所做的客觀且公正的分析所得出的判斷。

本系列文章分為三個部分：

- **第一部分** 探討電芯容量不匹配和阻抗不匹配對電池管理系統(BMS)電池組的影響。
- **第二部分** 介紹市面上幾種傳統的主動均衡解決方案，並分析為什麼過去的設計未能實現簡單高效。文中還會討論為什麼電池組之間的均衡與電芯之間的均衡同樣重要。
- **第三部分** 深入評估一個簡單高效的主動均衡原型，包括電路設計、演算法、GUI和均衡性能。

隨著討論從基礎概念逐步進入細緻分析，無論是BMS和主動均衡領域的專業人士和工程師，還是僅僅因標題而產生興趣的普通讀者，都能從中獲得有價值的見解和啟示。

## 電芯不匹配對BMS電池組的影響

在BMS中，多個電芯通常串聯連接，形成高壓電池組。這種高壓電池組能夠為多種系統供電，包括電動車、高壓儲能系統和不斷電供應系統。對於這些串聯連接的電芯，理想的工作條件是所有電芯具有一致的參數，例如一致的電芯電壓、內阻、荷電狀態(SoC)、健康狀態(SoH)和工作溫度。

實際上，當一批全新電芯剛剛由製造商生產出來時，它們的性能和指標通常是一致的。但在投入實際使用後，隨著電芯的老化，負載、環境溫度和濕度、充電迴圈次數等因素會導致電芯性能不可避免地出現差異。

當電芯之間的性能差異較小時，一般不會對電池組的正常運行造成影響，也無需予以特別關注。一旦電芯之間的性能差異變得夠顯著，威脅到電池組的正常運作，就必須解決此問題。在以下章節中，電芯之間的顯著性能差異將被稱為電芯不匹配。

## 電芯容量不匹配

如圖1所示，如果電池組中有幾個電芯的容量明顯低於其他電芯，則稱這幾個電芯為弱電芯。在充電和放電過程中，弱電芯都會帶來問題。在充電過程中，弱電芯會更快達到滿電壓，先於其他電芯充滿電。然而，電池組由多個電芯串聯而成，當弱電芯充滿電時，充電電流並不會自動停止。因此，一旦弱電芯充滿電，整個電池組的充電過程必須立即停止，以避免過充風險，防止危及弱電芯和整個電池組。

類似地，在放電過程中，弱電芯的電壓會更快下降，先於其他電芯更早達到完全放電狀態。同樣，一旦弱電芯完全放電，整個電池組的放電過程必須立即停止，否則就會有過放電風險，也會帶來安全隱患。細心的您可能很快就意識到，在包含弱電芯的電池組中，整體容量利用率顯著降低。若沒有電芯均衡，健康的電芯在每次迴圈中將無法完全充電或完全放電。隨著時間推移，電芯經歷反覆充放電迴圈，其中弱電芯由於經歷更多的迴圈，往往會出現更快的容量衰減，進而加劇與其他健康電芯之間的不匹配。

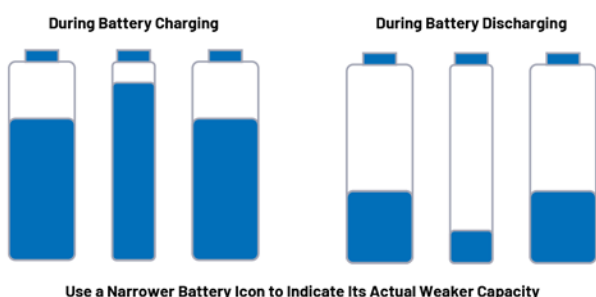


圖1. 電池封組充電和放電過程中電芯容量不匹配的影響

## 電芯阻抗不匹配

除了電芯容量，另一個需要高度關注的重要參數是電芯阻抗。與容量不匹配類似，阻抗不匹配是指電池組中一個電芯的阻抗與其他電芯的阻抗明顯不同。一些工程師使用電化學阻抗譜分析(EIS)方法來測量每個電芯的阻抗，並評估它們的健康狀態。健康或相對較新的電芯通常具有較低的阻抗，而老化或不健康的電芯往往具有較高的阻抗。透過以下圖示，可以更直覺地理解阻抗不匹配對電池組性能的影響。

為了便於討論，我們將電池組中阻抗明顯較高的電芯稱為不健康電芯。圖2直覺展示了此一現象，將電芯在充放電時的行為簡化為一個由電容和電阻串聯構成的等效電路模型。需要注意的是，這種抽象是為本文的討論而作出的必要簡化。儘管它有助於說明阻抗不匹配的影響，但並不反映真實電芯的實際物理和電氣特性。

在充電過程中，內阻較高的不健康電芯在給定的充電電流下，會經歷更大的電壓降。在這種情況下，如果所有電芯都表現出相同的電壓值，不健康電芯儲存的電能實際上更少。如圖所示，不健康電芯在充電過程中具有較小的 $V_{cell\_actual}$ 值。此外，由於其阻抗造成的功率損耗更高，不健康的功率電芯通常會經受更高的充電溫度。

在放電過程中，更高的阻抗導致在給定的放電電流下，電壓降更大，功耗更高。因此，不健康電芯的電壓和容量下降速度更快，放電溫度通常也更高。隨著時間推移，經過反覆充放電迴圈，更高的溫度和老化效應會進一步加速不健康電芯的阻抗增加，進而加劇電池組內的阻抗不匹配問題。

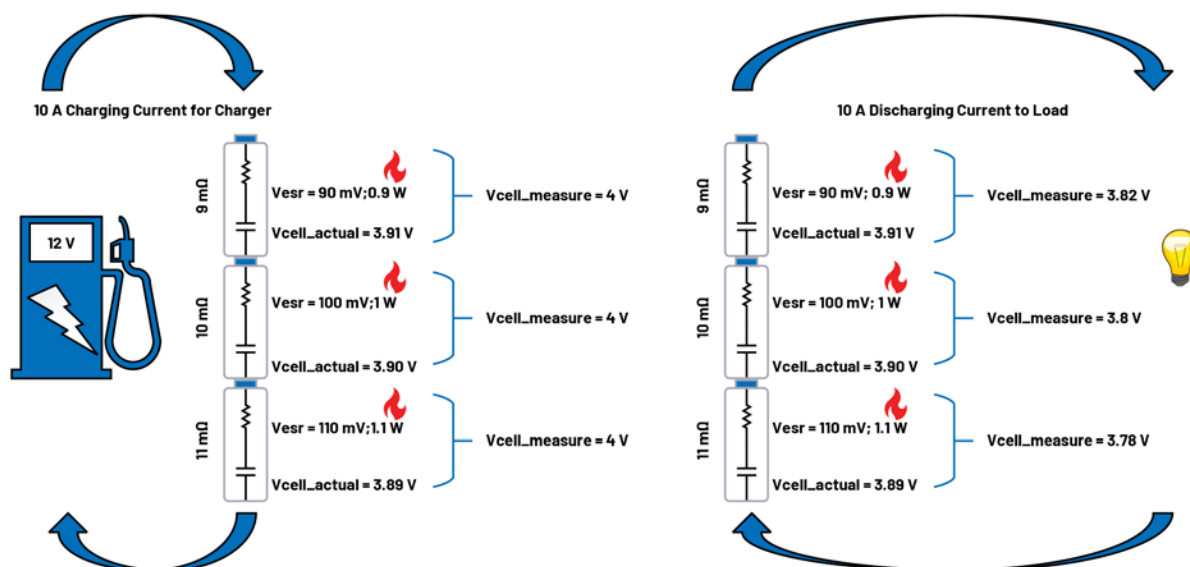


圖2. 電池組充電和放電過程中電芯阻抗不匹配的影響

透過分析容量不匹配和阻抗不匹配，細心的您可能注意到，儘管這兩種不匹配代表了電芯不均衡的不同方面，但它們最終產生的影響非常相似。無論是容量較低的弱電芯，還是阻抗較高的不健康電芯，它們主要影響的都是電池組的可用容量和工作電壓。含有弱電芯或不健康電芯的電池組，其整體容量利用率和安全工作時間會顯著減少。此外，這些不匹配的電芯會對電池組內表現良好的電芯的安全性和正常運行構成持續威脅。

## BMS中的被動/主動均衡非常重要

基於上文關於電芯不匹配問題的討論，理解BMS中被動和主動均衡的應用就會容易得多。

**被動均衡**是一種耗散性方法，通常在充電週期中進行。弱電芯的容量較低，因此在相同的充電電流下，其電壓上升得更快。當弱電芯首先達到或接近滿電時，多餘的電能必須立即耗散掉。雖然這種電能耗散會導致熱量產生和熱管理挑戰，但可以延長健康電芯的充電時間，最終會提升電池組的整體執行時間。被動均衡在BMS中廣泛採用，大多數電芯監測IC都整合了此一功能。

**主動均衡**則是透過變壓器、電容和電感在電芯之間轉移電能。這種方法在充電和放電週期中均有效，能夠高效地重新分配電荷。雖然被動均衡和主動均衡各有優缺點（如表1所總結），但在實際BMS設計中，選擇哪種均衡方法並非簡單地基於優缺點的直接比較，而是取決於電池系統的容量和規模。

通常，均衡電流設為電芯容量的約1%到5%。例如，在一個4 Ah鋰電芯中，如果均衡電荷是容量的5%，則需要進行200 mAh的均衡。這種情形非常適合被動均衡，BMS設計人員可實現一個200 mA被動均衡電路，在大約一小時內完成電荷耗散，或實現一個100 mA電路，在兩小時內完成電荷耗散。最終，設計人員可以根據所選的電芯監測IC的被動均衡電流能力和電芯容量，制定具有針對性的被動均衡策略。

作為對比，考慮一個300 Ah大容量儲能電芯，5%的均衡電荷相當於15 Ah。即便使用300 mA的被動均衡電流（已經相當高），也需要50多個小時才能完成均衡。實際的均衡時間會更長，因為

在單個電芯通道上長時間地持續進行被動均衡會導致過熱，並可能損壞BMS晶片。因此，主動均衡對於大容量電芯是必不可少的。

例如，如果一個主動均衡電路可以處理15 A的電荷轉移電流，則15 Ah的不均衡可在大約一小時內得到糾正。如果容量為7.5 A，則可能需要大約兩小時，依此類推。與被動均衡不同，主動均衡不會浪費電能，而是將電能重新分配到其他電芯或電池組，因此能夠提升整體能效，同時減輕BMS的熱管理負擔。

表1. 被動和主動電池均衡的優缺點

	被動均衡	主動均衡
優點	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 尺寸精巧</li> <li>2. 成本低</li> <li>3. 複雜度低且易於控制</li> <li>4. 延長電池組充電時間</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 電池充電和放電期間均可有效應用</li> <li>2. 提升電池組總執行時間和容量利用效率</li> <li>3. 改善電路系統熱管理</li> <li>4. 實現快速均衡，支援大均衡電流</li> </ol>
缺點	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 多餘電能以熱量形式耗散（浪費電能且不環保）</li> <li>2. 均衡電流有限（通常為數十到數百毫安培）</li> <li>3. 在大均衡電流下產生的高熱量可能會影響電池和BMS晶片</li> <li>4. 均衡速度慢，放電期間不太可能使用</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 需要更多空間，並可能需要使用變壓器</li> <li>2. 變壓器可能需要客製</li> <li>3. 需要更多IC，電路設計和控制邏輯較為複雜</li> <li>4. 昂貴（並非總是如此，但通常更昂貴）</li> </ol>

## 結語

本文介紹了電芯容量不匹配和阻抗不匹配對電池組正常運行的影響。文中還概述了BMS中的被動均衡和主動均衡方法，為後續文章的進一步討論奠定了基礎。

---

## 作者簡介

Frank Zhang是ADI中國技術支援中心的應用工程師。他的專業領域是電池管理系統(BMS)、精密訊號鏈和嵌入式軟體發展。他於2022年獲得福州大學電子工程碩士學位，同年加入ADI。

技術文章

# 簡單制勝—第二部分： 探尋適用於BMS設計的高 效主動均衡解決方案

應用工程師Frank Zhang

## 摘要

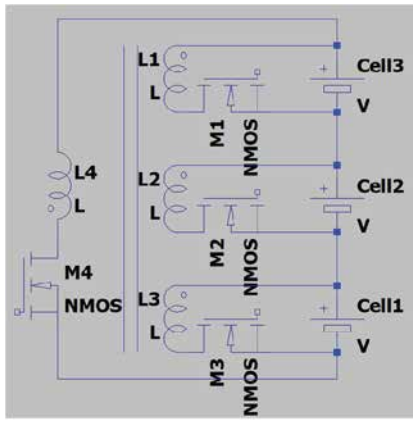
簡潔與高效未必不可兼得，優秀且成功的設計往往能兩者兼顧。本文介紹了電池管理系統(BMS)的幾種傳統主動均衡解決方案，並討論如何綜合利用主流方法的優勢，形成一種更具實用性、更能實現簡潔與高效設計的解決方案。最後，文中闡述為什麼電池組之間的均衡與電芯之間的均衡同樣重要。

## 引言

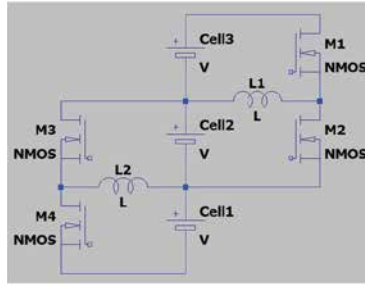
主動均衡設計的簡潔與高效，絕非華而不實的宣傳噱頭。本文將審視並介紹目前市場上廣泛採用的幾種主動均衡解決方案。我們將分析每種方法的優缺點，目的是整合它們的優勢，形成一種更具實用性、更能實現簡潔與高效設計的解決方案。最後，我們將強調，儘管大多數現有主動均衡設計主要關注電芯之間的均衡，但電池組之間的均衡同樣重要，不容忽視。

## 市面上現有的幾種主動均衡解決方案

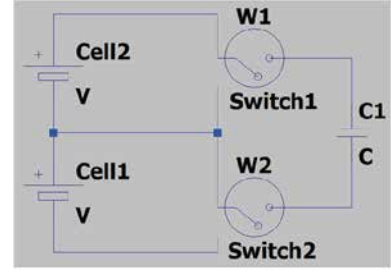
本系列文章的第一部分討論了主動均衡在電池管理系統(BMS)中的重要性。事實上，市面上早已存在多種主動均衡解決方案。這裡將重點介紹圖1展示的三種常見主動均衡解決方案。限於篇幅，這裡無法探討所有可用解決方案，但本文介紹的三種方案極具代表性。這三種主動均衡解決方案分別基於反馳、多電感和開關電容，利用了電路中廣泛使用的三種儲能元件：變壓器、電感和電容。表1總結這三種主動均衡解決方案的工作原理及優缺點。



Flyback



Multi-Inductor



Switched Capacitor

圖1. 三種最具代表性的主動均衡解決方案架構：反馳式（左）、多電感（中）和開關電容（右）。

### 表1. 三種主動均衡解決方案的工作原理和優缺點比較

	反馳式	多電感	開關電容
工作原理	反馳式電源架構方法支援在由多個電芯組成的模組與單個電芯之間進行單向或雙向能量傳輸。這種方法主要基於隔離式DC-DC拓撲進行能量傳輸。	對於每n個電芯，需要n-1個電感和 $2 \times (n-1)$ 個開關來傳輸電能。開關採用脈寬調變(PWM)方式以相對高的頻率運行，電流流動和PWM工作週期根據公式 $V/L = di/dt$ 進行控制。透過開關的通斷和電感的充放電，電能可以在相鄰電芯之間傳輸。這種方法主要基於非隔離式DC-DC拓撲進行能量傳輸。	對於每n個電芯，需要n-1個電容和 $4 \times (n-1)$ 個開關來傳輸電能。透過開關的通斷和電容的充放電，電能可以在相鄰電芯之間傳輸。
優點	均衡時間短，均衡效率高；甚至非相鄰電芯也可以快速實現電荷轉移。	如果僅需要在相鄰電芯之間進行電荷轉移，則這種方法相對高效；控制機制的複雜度適中。	如果僅需要在相鄰電芯之間進行電荷轉移，則這種方法相對高效，且控制機制簡單。
缺點	很可能需要客製化變壓器；控制機制相對複雜。	難以在非相鄰電芯之間實現電荷轉移；非相鄰電芯之間的電荷轉移路徑較長，多次轉移必然導致能量損耗增加。	難以在非相鄰電芯之間實現電荷轉移；非相鄰電芯之間的電荷轉移路徑較長，多次轉移必然導致能量損耗增加。此外，利用電容來擴展功率水準時，會面臨 $i^2R$ 損耗過大的難題。

## 簡化主動均衡：更巧妙的設計方法

如上文所述，傳統的主動均衡解決方案如果不是複雜昂貴，就是簡單經濟但效率低下。本文探討的關鍵問題是如何在確保主動均衡設計足夠簡潔的同時，維持卓越的效率。

## 重新評估主動均衡的設計要求

得益於日益先進的電池製造技術和嚴格的品質控制流程，單體電芯的性能，尤其是規格相同且來自同一製造商的電芯的性能，通常高度一致。然而，單體電芯通常不會直接出售給電動車(EV)或儲能系統(ESS)市場中的終端使用者。相反的，專業電池組製造商會將多個規格相同的新電芯組裝成中高壓電池組，然後將其出售給電動車和儲能系統製造商這樣的終端使用者。

由此不難明白，對於新組裝的電池封組，內部的電芯應具有相似且一致的性能。但需要注意的是，在新電池組首次使用之前，電池組中各個電芯的電壓和荷電狀態(SOC)未必一致。這是因為，新製造的電池不一定會在生產出來後就立即組裝成電池組。此外，在電池組完成組裝後，產品運送到終端使用者並投入實際使用之前，也會需要一些時間。

在長時間的儲存或運輸期間，無論是對於單體電芯還是組裝好的電池組，電芯之間的電壓和SOC不平衡很容易發生。這個問題見。新的（或相對較新的）電池組經過長時間儲存或運輸後，如果出現不平衡跡象，並不一定表明電芯性能不匹配。事實上，這些電芯仍可能具有非常相似的特性。務必注意，性能相似並必然意味著電壓或SOC水準相似，尤其是在經過長時間儲存或運輸之後。

因此，對於已儲存或運輸較長時間的電池組或電芯，在投入使用之前，一般建議進行主動或被動均衡處理。

除了儲存和運輸場景之外，還有一個需要注意的情況：隨著電池組執行時間的延長及充放電迴圈次數的增加，單體電芯之間的性能差異可能較電池組組裝初期有所擴大。

隨著儲能系統容量的持續增加，單體電芯的容量現在已達到320 Ah、600 Ah，甚至1000 Ah。其中，320 Ah代表以前的主流容量，600 Ah正成為目前標準容量，而1000 Ah被視為未來方向，有些製造商已經實現1000 Ah高容量電芯的量產能力。

對於不具備主動均衡能力或僅使用被動均衡的大容量電池組，電芯之間的初始微小不平衡隨著時間的推移，可能會逐漸演變為顯著的不匹配，原因是均衡能力有限，而且長期充放電迴圈會帶來累積效應。最終，這種電芯不匹配可能導致電池組在實際運行過程中出現顯著的容量損失和安全風險（例如過充和過放）。

## 主動均衡的兩個關鍵作用

電池組內電芯不匹配問題幾乎無法避免，主動均衡因此成為改善性能的必要手段，可實現如下兩大功能：

- 1. 預防功能：**在沒有顯著不匹配的電池組中，電芯狀況良好，性能差異極小。在此種情況下，主動均衡的工作量相對較輕。如果將主動均衡比作監測電芯健康狀況的醫生，那麼它只需定期對電芯進行檢查即可。這種簡單的監測有助於防止或延遲性能差異的放大，使電芯不匹配的可能性最小化，並有效延長電池組的使用壽命。
- 2. 糾正功能：**在已經存在較弱或不健康電芯的電池組中，主動均衡可利用彈性、大均衡電流和快速均衡特性，在較弱、不健康和表現良好的電芯之間重新分配電荷。由此可以有效延長受電芯不匹配影響的電池組的使用壽命，確保電池組安全穩定地運行，同時降低過充和過放的風險。更重要的是，電芯不匹配對電池組容量損失的影響被盡可能降低。在此階段，主動均衡如同外科醫生，努力緩解電芯不匹配問題並延長電池組的使用壽命。

## 為何要簡化設計？具體如何實現？

既然上述三種主流的主動均衡解決方案已經在市場上得到廣泛應用，為什麼還要繼續進一步簡化主動均衡設計？原因在於，雖然這三種解決方案（及其他未介紹的方法）都已成熟且有效，但它們仍然存在相當大的改進潛力。

本文的主要目標是分析過去的解決方案，綜合利用各種主流方法的優勢，形成一種更具實用性、更能實現簡潔與高效設計的解決方案。

例如，反馳式隔離主動均衡架構的特點是效率高，特別是需要非相鄰電芯之間進行均衡時，這種架構的性能明顯優於其他方法。另一方面，基於多電感和開關電容的主動均衡方法在均衡相鄰電芯時表現卓越，控制邏輯更簡單，運行穩定且性能強大。

總之，如果期望簡化後的解決方案能夠實現高均衡效率，則應優先考慮基於反馳式的均衡電路架構。然而，基於反馳式的均衡電路通常需要變壓器，而使用大量變壓器會導致成本增加、系統體積增大，控制邏輯變得更加複雜。因此，當追求簡化設計時，務必在保持高效率的同時，儘量減少變壓器的數量。對此，容易想到的一個思路是讓電池組內的所有電芯共用同一反馳式電路和變壓器。

但是，僅僅簡化硬體和減少變壓器數量還不夠。控制邏輯和運行策略的簡化也同樣重要。主動均衡是一種系統級解決方案，設計人員不僅需要考慮使用哪些IC和元件來實現能量傳輸（屬於硬體設計），還必須密切關注均衡策略，即主動均衡演算法的設計（屬於系統軟體設計）。

一般而言，電池均衡演算法的設計取決於所支援的硬體架構。因此，在簡化均衡硬體設計的同時降低演算法設計的複雜度，仍然是一個必須解決的關鍵挑戰。

## 一種經過簡化的主動均衡設計

基於上文討論的概念，本文提出了一種簡單而高效的主動均衡解決方案，如圖2所示。這種設計具有一個16電芯的電池組，利用兩個獨立的反馳式電路和兩個變壓器：一個用於電芯之間的均衡，另一個用於電池組之間的均衡。

在電芯間均衡部分，所有16個電芯共用一個基於反馳式的主動均衡電源電路。透過開關矩陣選擇性地將均衡電路連接到不同電芯，實現對相同硬體資源的分時利用。這種設計既簡單又精巧，避免了不必要的複雜性，同時保持了高效率 and 穩健的性能。因此，這種方法在主動均衡系統設計中表現出顯著的優勢。

此外，這種解決方案支援單體電芯之間和多個電池組之間的雙向均衡，顯著增強了跨電池組均衡的有效性。常規解決方案往往依賴外部獨立電源（如單獨的12 V或24 V電池）來支援電芯間甚至電池組間的均衡，但這種設計則不同，它完全利用電池組內部的能量實現均衡。這樣不僅提高了系統整體效率，還減少了硬體和軟體設計的複雜度。

關於簡化的均衡演算法設計，將在本系列文章的第三部分詳細討論。然而，這種演算法有如下兩個關鍵原則：

1. 在電池組內實現真正的雙向電芯間均衡會導致設計過於複雜，因此這種演算法依賴中間充電緩衝區來實現間接均衡。具體而言，電池組內的 $n$ 個相鄰電芯被指定為緩衝區。然後透過兩步流程實現均衡：電芯到緩衝區放電，隨後是緩衝區到電芯充電，進而有效模擬單體電芯之間的雙向電荷轉移。
2. 在電芯到緩衝區放電期間，源電芯的能量均勻分配到 $n$ 個緩衝電芯中。而在緩衝區到電芯充電期間，目標電芯所需的能量均勻地從 $n$ 個緩衝電芯中獲取。

這種方法在簡化硬體架構的同時，依然具備高性能均衡能力，在成本、效率與實際應用價值之間實現了理想平衡，因而成為先進BMS部署的高度實用且可擴展的解決方案。

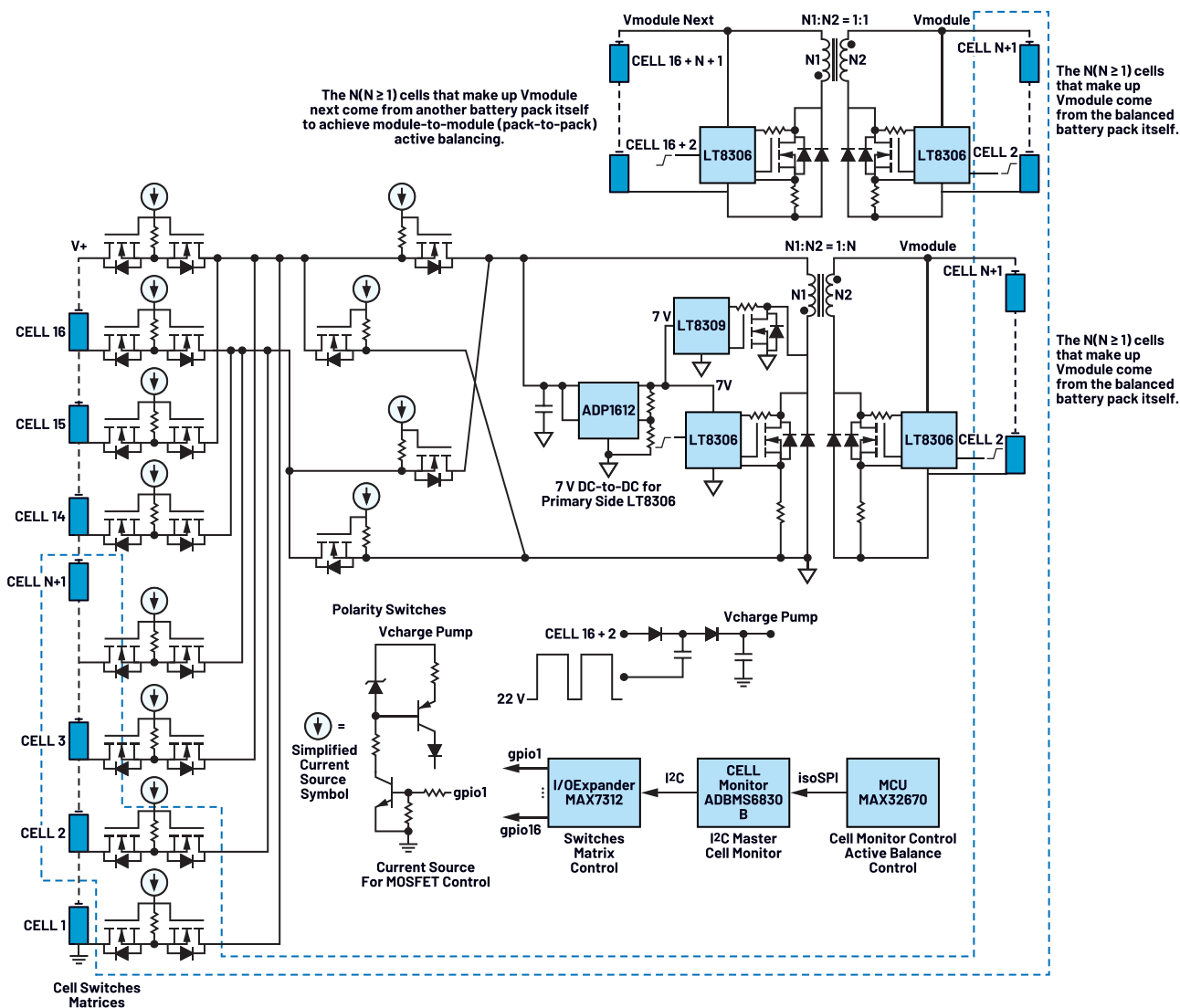


圖2. 經過簡化的主動均衡解決方案的示意圖，採用LT8306、LT8309、ADP1612、MAX7312、MAX32670和ADBMS6830B。

## 為什麼電池組之間的均衡同樣重要

在繼續討論建議的解決方案之前，讓我們首先探討為什麼電池組之間的均衡也非常重要。

在由BMS和電池組組成的系統中，當BMS工作時，多個電路模組會消耗電力，包括電芯監控、隔離通訊、溫度感測器、主動均衡和被動均衡等。然而，讓不同BMS電路實現相同的功耗水準非常有挑戰性。即使兩個BMS電路的功耗幾乎相同，但如果它們監

控的電池組具有不同數量的電芯（並不罕見），情況也會變得更加複雜。

在這種情況下，電芯較少的電池組需要為其電芯監控器提供更大的 $I_{\text{MONITOR}}$ 電流。隨著時間推移，供電電流的差異會累積，兩個電池組之間的不均衡會變得更加嚴重。如果沒有適當的均衡調整，這種差異會導致電池組的容量顯著不匹配。因此，電池組之間的均衡同樣重要。參見圖3。

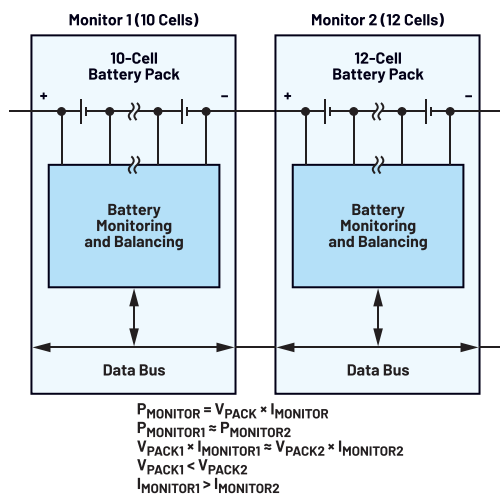


圖3. 電池封包之間不匹配情況的示意圖。

## 結語

本文介紹了市場上常見的幾種主動均衡架構。透過綜合利用每種架構的優勢，我們提出了一種更具實用性、更能實現簡潔與高效設計的解決方案。

## 作者簡介

Frank Zhang是ADI中國技術支援中心的應用工程師。他的專業領域是電池管理系統(BMS)、精密訊號鏈和嵌入式軟體發展。他於2022年獲得福州大學電子工程碩士學位，同年加入ADI。

然而，必須要承認的是，儘管這種均衡解決方案注重簡潔與高效，但在實際應用場景下，任何單一設計都無法輕鬆解決所有電芯不匹配問題。隨著單體電芯容量從320 Ah提升到600 Ah，甚至1000 Ah，電芯不匹配問題會更加明顯。在這種情況下，任何均衡策略在部署到電池組之前，都必須進行仔細評估和驗證。

ADI提供的解決方案涵蓋了幾乎所有主流的主動均衡架構，包括本文討論的三種架構。每種架構都有其優點、侷限性和理想應用場景。系統設計人員可以根據具體需求，彈性選擇合適的解決方案。

下一篇文章將深入實踐層面，引導您設計和實現一個簡單而高效的主動均衡原型。

技術文章

# 簡單制勝—第三部分： 高效主動均衡背後的架構

應用工程師Frank Zhang

資深工程師Henry Chen

資深工程師Meng Wang

經理Nandin Xu

## 摘要

在系統級電路解決方案中，為了實現或平衡「簡潔與高效」這兩大目標，往往需要統籌考量硬體架構與軟體演算法。主動均衡正是這種系統級解決方案的典型體現。在硬體層面，設計人員需審慎選擇合適的IC和元件以實現能量轉移；與此同時，主動均衡策略的設計，即主導均衡過程的關鍵演算法，也應給予同等重視。本文深入探討了電池管理系統(BMS)高效主動均衡設計背後的架構和演算法。

## 引言

承續本系列已闡述的主動均衡概念，接下來將從兩個維度繼續討論該主題：均衡架構和均衡演算法。我們將從硬體和軟體兩個層面，探討如何設計一個高效、精簡、易於部署與評估的系統級主動均衡解決方案。

本文（本系列的第三部分）重點介紹均衡架構。設計方案中包括一個開關矩陣主機板、兩個反馳式電源板、一個電池管理系統(BMS)控制板、一個微控制器單元(MCU)評估板和一個isoSPI隔離通信評估板。以下章節將簡要介紹每個硬體板的功能。

## 開關矩陣電路板

在主動均衡設計中，電荷需要在電芯之間以及電池封包之間傳輸。正如本系列第二部分所述，更高效、更精簡的均衡解決方案採用多電芯電池封包，並使用兩個獨立的反馳式電路和兩個變壓器：一個專用於電芯之間的均衡，另一個專用於電池封包之間的均衡。開關矩陣以時分複用的方式，選擇性地將不同電芯連接到主動均衡電路。

該主動均衡架構中的開關矩陣是基於先前討論的概念建構而成。它包含一個16通道電芯選擇矩陣，能夠精確接入目標電芯進行均衡。此外還有四個極性選擇開關，用於在選定電芯連接到反馳式電路時調整電壓極性。整體均衡架構如圖1所示。

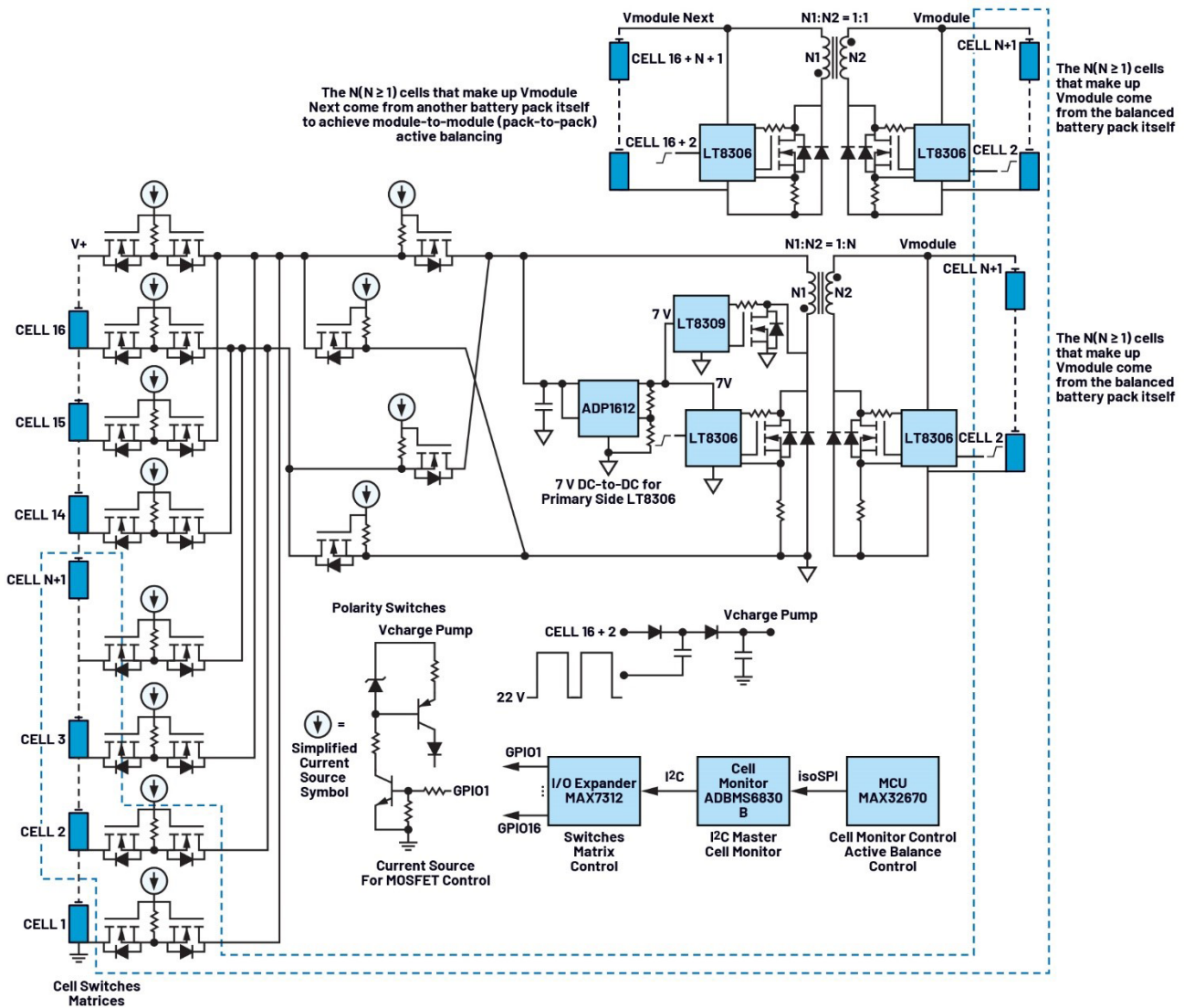


圖1. 主動均衡電路架構示意圖

該架構使用單個反馳式電源級，透過在電池組內的多個電芯之間分時共用一個反馳式轉換器來實現電芯間均衡。可選擇已均衡電池組中16個電芯中的任何一個進行均衡。

反馳式電源級由LT8306驅動，後者是一款高整合度且高效的控制器，只需極少的外部元件，非常適合主動均衡系統中的隔離式能量轉移應用。模組電壓直接來源於已均衡的電池組，因此在運

行期間，即使單個電芯電壓出現波動，工作週期變化仍能保持最小。這使得充電和放電能夠接近恆流，進而帶來更穩定的硬體性能，並大幅簡化主動均衡演算法的開發和除錯，如表1所示。

理論上，源自電池組中N個電芯的模組電壓Vmodule可能並不完全等於 $N \times V_{cell}$ （任何單個電芯的電壓），但實際上，配置良好且運行正常的主動均衡系統能以非常高的一致性維持 $V_{module} \approx N \times V_{cell}$ 。

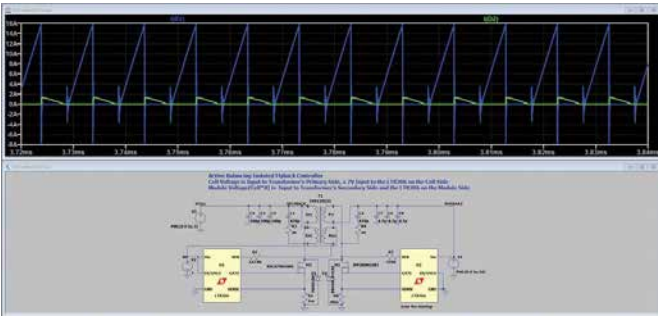


圖2. 基於本文所提出架構的單電芯放電的LTSpice模擬

**表1. 電芯均衡期間的工作週期變化（假設模組電壓為N個電芯的電壓之和，其中N = 8）**

Vcell (V)	工作週期 (電芯放電)	工作週期 (電芯充電)
4.2	0.5022	0.5172
4.1	0.5023	0.5176
4.0	0.5023	0.5181
3.9	0.5024	0.5185
3.8	0.5025	0.5190
3.7	0.5025	0.5195
3.6	0.5026	0.5200
3.5	0.5027	0.5205
3.4	0.5027	0.5211
3.3	0.5028	0.5217
3.2	0.5029	0.5224
3.1	0.5030	0.5231
3.0	0.5031	0.5238

$$\text{工作週期 (電芯放電)} = (V_{\text{cell}} \times N + V_{\text{F}}) \times \text{NPS} / (V_{\text{cell}} + (V_{\text{cell}} \times N + V_{\text{F}}) \times \text{NPS})$$

$$\text{工作週期 (電芯充電)} = (V_{\text{cell}} + V_{\text{F}}) \times \text{NSP} / (V_{\text{cell}} \times N + (V_{\text{cell}} + V_{\text{F}}) \times \text{NSP})$$

$$\text{NPS} = 1:N; \text{NSP} = N:1; V_{\text{F}} = 0.3 \text{ V}$$

## 反馳式電路設計和模擬

LT8306與Würth變壓器（產品型號749119533）和必要的被動元件結合使用，可實現隔離式反馳式電源級，作為主動均衡架構的一部分，用於電芯之間的能量轉移。

圖2和圖3展示了該架構中使用的反馳式電路的LTSpice®原理圖和相應的模擬結果。模擬清楚顯示該電路實現了預期的電芯充放電雙向均衡。

## 升壓轉換器和同步整流

在該架構中：

- 在電芯側，LT8306由7 V穩壓電源供電。假設單一鋰電芯的最大電壓為4.2 V，該架構的推薦工作範圍為3.0 V至4.2 V，則7 V電源軌由ADP1612升壓轉換器對電芯電壓進行升壓來產生。該元件是一款高性價比、高效率轉換器，非常適合將均衡電路中的低電芯電壓升高至適當的位準，以確保LT8306在最佳範圍內工作。
- 在電芯均衡充電期間，反馳式輸出與單個電芯的電壓一致。在如此低的電壓和相對較高的充電電流下，使用二極體進行續流會造成顯著的損耗和過熱問題，而且這些問題會隨著電芯電壓下降而變得更加嚴重。但是，若將LT8306與LT8309等同步次級控制器配合使用，則可實現高效率轉換路徑，同時大幅減輕熱應力，尤其是在低電壓、高電流情況下。

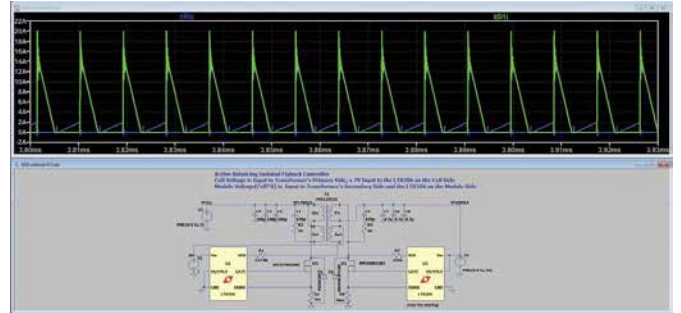


圖3. 基於本文所提出架構的單電芯充電的LTSpice模擬

圖4顯示了採用ADP1612升壓轉換器和LT8309同步整流以實現主動均衡的反馳式電源級的完整LTSpice模擬。

## 回饋設計考量因素

利用LT8306進行主動均衡的一個關鍵因素是其回饋網路的設計。從電芯到反馳式電路輸入端的路徑的總電阻（稱為 $R_{\text{ROUTE}}$ ）通常不容忽略。該電阻由以下幾部分構成：電芯內阻、母線電阻、線束電阻、連接器電阻、保險絲電阻、PCB佈線電阻以及六個串聯MOSFET的總導通電阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 。

根據元件選擇、線束品質和實際裝配條件， $R_{\text{ROUTE}}$ 可能會有很大差異，從幾十mΩ到幾百mΩ不等。其精確值通常需要現場測量才能確定。當乘以平均充電電流（ $I_{\text{CHARGE}}$ ，可達數安培）時， $R_{\text{ROUTE}}$ 兩端的電壓降可能在幾十到幾百mV之間。對電芯充電時，次級側LT8306以相對較高的開關頻率（ $f_{\text{sw}}$ ）工作。在這種情況下，由電芯輸入端反馳式級的大佈線電阻（ $R_{\text{ROUTE}}$ ）和大輸入電容器（ $C_{\text{INPUT}}$ ）形成的時間常數 $\tau = R_{\text{ROUTE}} \times C_{\text{INPUT}}$ 變得非常重要。如果該 $\tau$ 超過反馳式開關週期（ $T_{\text{sw}} = 1/f_{\text{sw}}$ ），特別是如果它超過次級LT8306關斷時間（ $T_{\text{off}}$ ），那麼當LT8306取樣保持誤差放大器對次級電壓進行取樣時， $R_{\text{ROUTE}}$ 兩端的電壓降尚未衰減到0 V。

因此，當 $\tau$ 較大時，必須將此電壓降的影響納入LT8306回饋電阻網路的計算中。雖然與總模組電壓相比，此電壓降相對較小，但相較於單個電芯的電壓，此電壓降卻很大。

因此，使用LT8306設計電池充電電路時，必須將此電壓降納入回饋電阻的計算中。相較於資料手冊中提供的公式，改進後的回饋電阻計算公式為：

$$R_{FB} = \frac{N_{PS} \times (V_{OUT} + V_F + V_{ROUTE})}{100 \mu A} \quad (1)$$

而原式為：

$$R_{FB} = \frac{N_{PS} \times (V_{OUT} + V_F)}{100 \mu A} \quad (2)$$

RFB = 回饋電阻

$V_{OUT}$  = 輸出電壓

$V_F$  = 輸出二極體正向電壓

$N_{PS}$  = 變壓器有效初級/次級匝數比

$V_{ROUTE}$  =  $R_{ROUTE}$  兩端的電壓降

這種調整可確保電壓調節精準且運行穩定，尤其是在電芯充電電流較高的情況下。

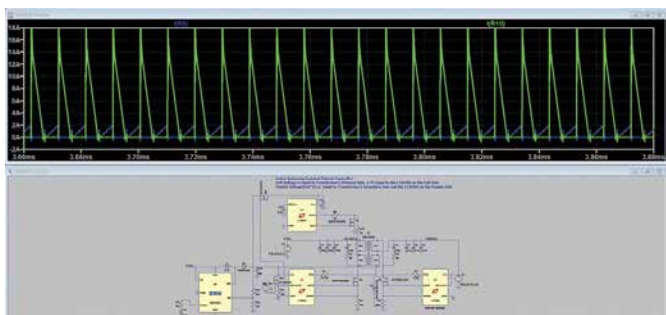


圖4. 基於本文所提出架構（同步整流）的單電芯充電的LTSpice模擬

## 電池組間的主動均衡設計

我們還針對電池組間均衡場景進行了LTSpice模擬和實驗驗證。由於核心操作與電芯間均衡非常相似，因此圖5中僅展示了模擬原理圖和關鍵結果。

建置基於電壓的電池組間均衡策略時，務必確保電池模組之間的均衡電流路徑不經過電池組的主端子（V+和V-）。這種預防措施可防止干擾電池組總電壓的測量，無論是直接在V+和V-之間測量，還是透過對電芯1至電芯16的各個電芯電壓求和來計算。

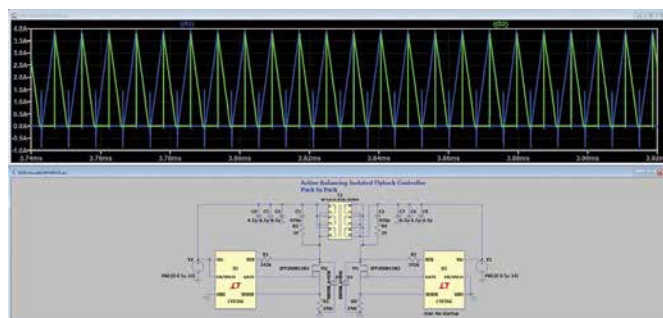
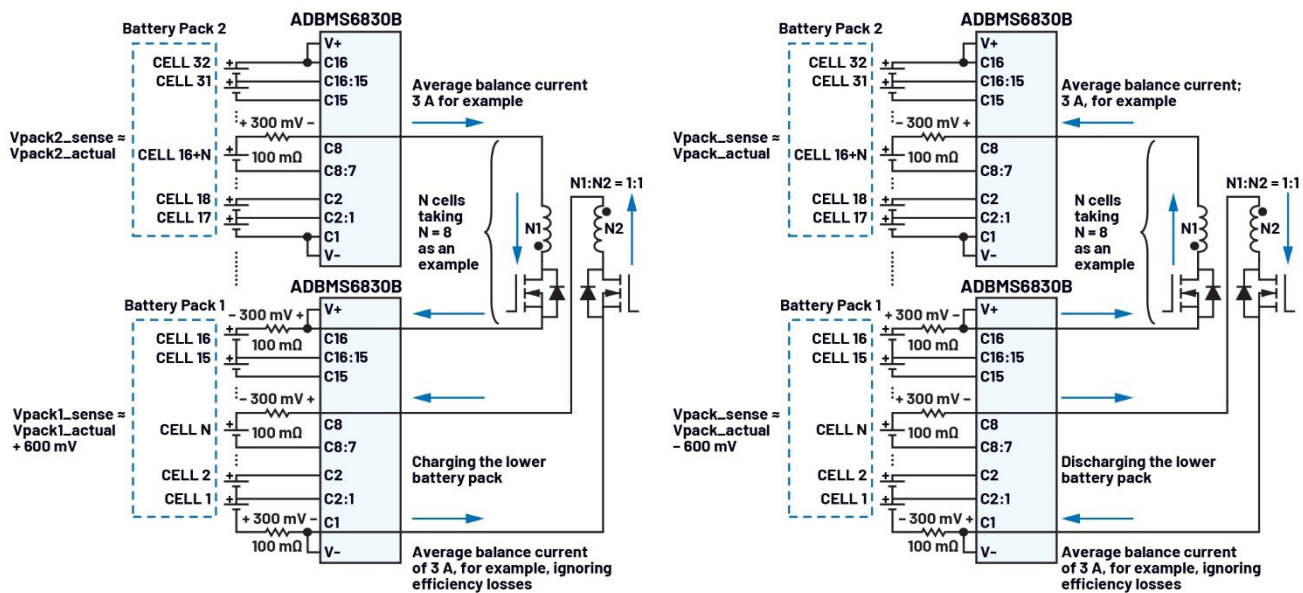


圖5. 基於本文所提出架構的電池封包間均衡的LTSpice模擬



$V_{pack\_sense}$  can be measured either directly between the battery pack's V+ and V- terminals or by summing the voltages of cells 1 through 16

By sharing the same wiring for both the cell-voltage sampling harness and the active-balancing harness to simplify the design and reduce the number of harnesses used, the resistance labeled in the figure above primarily represents the resistance of the wiring harness and connectors—not the resistance of the RC filter.

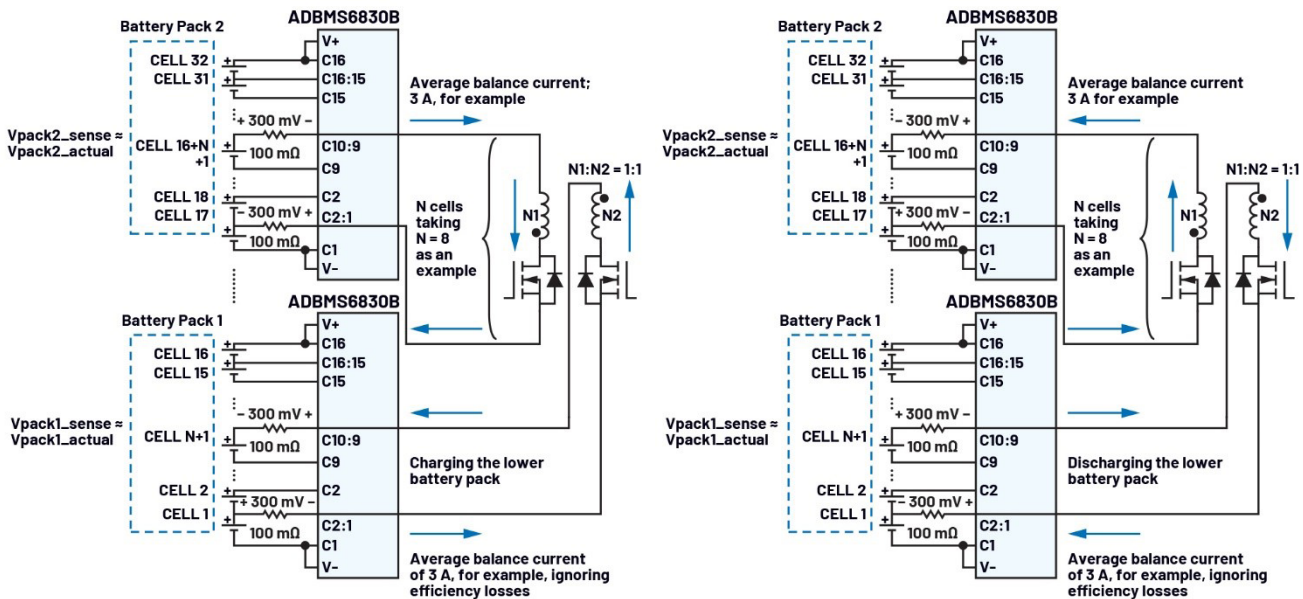


圖6. 不同電池組間均衡連接方法對電池組電壓測量的影響

圖6展示了不同接線方法對電池組電壓測量精度的影響，而圖7顯示了針對電池組間均衡的建議連接方案。

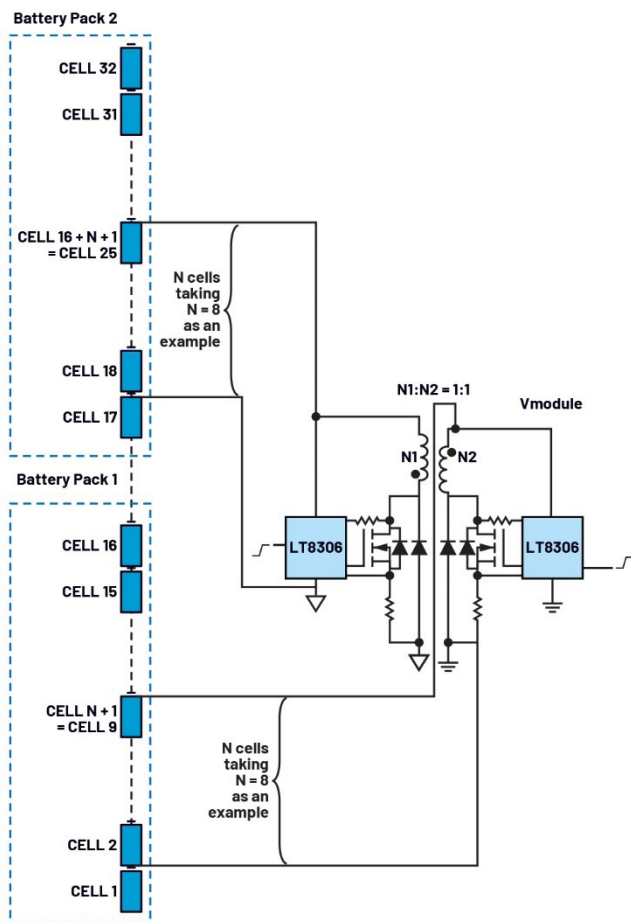


圖7. 電池封包間均衡的建議連接方法

## BMS控制板

主動電芯均衡的實現根本上依賴於BMS，更具體地說，依賴於BMS電芯監控單元提供的功能。在主動均衡架構中，電芯監控器發揮著幾個重要作用，包括：

1. 即時監控每個電芯的狀態—跟蹤電壓、溫度和保護限值（如過壓和欠壓狀況）。
2. 開路故障檢測和診斷—確保整個系統的安全性和可靠性。
3. 均衡開關控制—充當I<sup>2</sup>C主機，解譯從MCU通過isoSPI接收到的均衡指令，並將其轉發到I/O擴展器晶片，根據需要管理讀/寫操作。
4. 均衡狀態管理—透過I<sup>2</sup>C來處理板載EEPROM運行資料的讀寫操作。
5. 菊鏈通訊—以菊鏈配置高效傳輸資料，儘量減少MCU的需求量。

以上只是主動均衡電路中電芯監控器眾多功能的一部分，但已清楚地說明了其所發揮的關鍵作用。

在該架構中，ADBMS6830B用作BMS控制單元。這款高性能多電芯電池組監控器支援測量多達16個串聯電芯；在全溫度範圍內，整個使用壽命期內的總測量誤差(TME)小於2 mV。因此，它能夠對已均衡電池組中的所有16個電芯進行精確、即時的電壓監控。

ADBMS6830B的輸入測量範圍為-2 V至+5.5 V，相容多種電池化學體系，從高電壓的鋰鎳錳鈷氧化物(NMC)電芯到低電壓的LiFePO<sub>4</sub>電芯，可彈性支援不同類型的電池。此外，所有電芯均可透過兩個獨立的ADC進行同步和冗餘取樣，進而確保電壓資料高度準確可靠，使均衡演算法有效運行。

## MCU評估板

在此架構中，MAX32670用於主要控制單元。除非另有說明，後續提及的所有MCU均指MAX32670。它是一款超低功耗、高性能比且高度可靠的32位元微控制器，能夠提供複雜感測器和控制任務所需的處理餘裕，非常適合工業和物聯網應用。

在該主動均衡架構中，控制邏輯分佈在兩個主要位置：

1. 主機端控制—PC上運行的主動均衡GUI。
2. 嵌入式控制—MCU上執行的韌體。

MCU透過UART與主機GUI通訊，並透過SPI與BMS對接；通常採用isoSPI模組來實現電氣隔離並提升通訊穩健性。MCU還利用計時器和GPIO等內部周邊來管理均衡過程中的時序、狀態控制和I/O功能。

目前，該架構未設計客製化MCU板，而是採用MAX32670EVKIT評估板。這種方式可加快開發速度，韌體和驅動程式代碼可利用SDK編寫和除錯，然後寫入到MCU的快閃記憶體中，並與主動均衡GUI一起進行驗證，進而實現全功能系統驗證，而無需在早期階段使用客製化MCU PCB。

## isoSPI隔離通訊評估板

在該架構中，DC2792B隔離通訊評估板（基於LTC6820）用於實現MCU與電芯監控器之間的通訊。LTC6820支援兩個電氣隔離元件之間透過單條雙絞線進行雙向SPI通訊。

在運行過程中，它將MCU的4線SPI訊號轉換為2線isoSPI脈衝訊號，以傳輸到電芯監控器，同時能夠反其道而行，將從電芯監控器接收到的isoSPI訊號解碼回MCU使用的標準4線SPI訊號。

LTC6820的隔離功能並非強制要求，但它透過在電氣上隔離高壓域和低壓域，顯著提升了系統的可靠性和安全性。這可以保護電池封包、BMS控制電路和MCU硬體，同時將高壓風險降至最低，

進而增強系統開發人員和最終使用者的安全保障。出於這些原因，強烈建議在該架構中使用LTC6820。

## 均衡過程中的SOC計算

該架構實現了接近恆流的充電和放電過程，有利於電芯均衡，大幅簡化了均衡過程中對荷電狀態(SOC)的估算和監控。由於該架構在整個均衡過程中維持接近恆定的電流，因此用戶通常只需要追蹤三個關鍵參數：均衡持續時間、均衡狀態（充電或放電）和預測量的均衡電流。利用這些參數可以獲得近似的SOC估計值，而無需專用庫侖計數器IC。

當然，對於均衡過程中需要更高精度SOC計算的應用，使用庫侖計仍然是最準確的方法。

## 主動均衡架構的實體展示

該架構的實體建置如圖8至圖11所示。這些圖片展示了用於在由16電芯組成的電池封包中實現主動均衡的硬體設定。

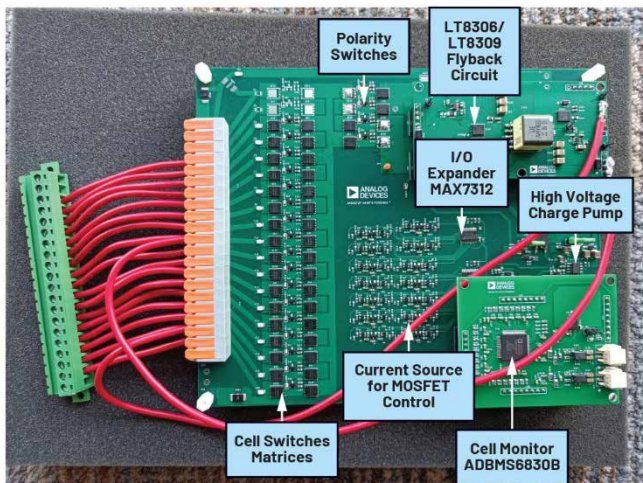


圖8. 主動均衡架構內的主機板

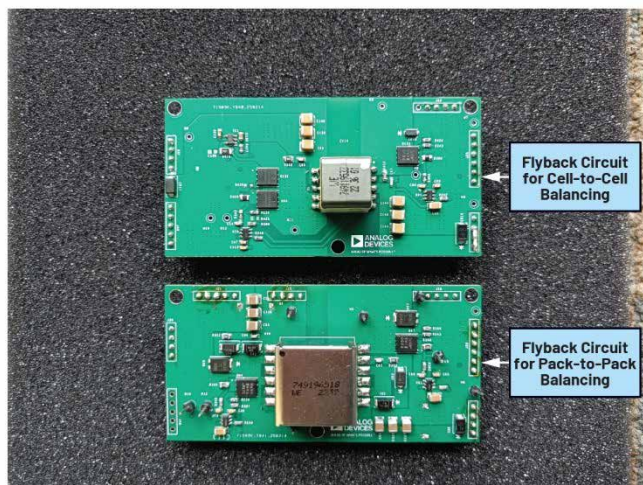


圖9. 架構中有兩個反馳式電路：一個專用於電芯間均衡，另一個專用於電池組間均衡

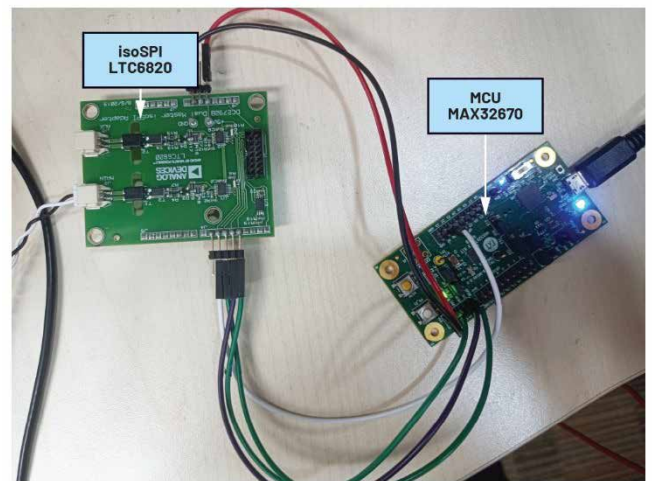


圖10. 架構中的isoSPI通訊板和MCU控制板

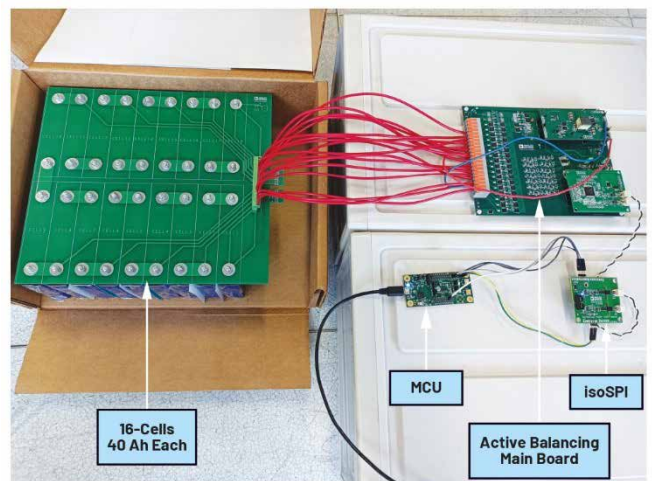


圖11. 在使用真實16電芯電池組（每個電芯的額定容量為40 Ah）的主动均衡實驗中，該架構的物理接線和連接圖

## 結語

本文重點介紹了一種高效、精簡的主动均衡硬體架構的設計，著重闡述了如何審慎選擇和整合關鍵IC與硬體板以開發出合適的解決方案。其中的元件經過精心挑選，目的在創建一個簡潔而有效的主动均衡系統。

在下一篇文章中，我們將深入探討BMS高效主动均衡解決方案背後的演算法設計。

---

## 作者簡介

**Frank Zhang**是ADI中國技術支援中心的應用工程師。他的專業領域是電池管理系統(BMS)、精密訊號鏈和嵌入式軟體發展。他於2022年獲得福州大學電子工程碩士學位，同年加入ADI。

**Henry Chen**是ADI廣泛市場解決方案部門的一名資深應用工程師。他的專業領域是電源相關應用。他於2003年獲得華中科技大學電子工程碩士學位，並於2010年加入ADI。

**Meng Wang**是ADI北京公司的產品應用工程師。他於2014年加入ADI，為工業測試、物聯網、3D相機系統和電池管理系統提供設計技術支援。他擁有北京科技大學機械設計與理論專業的學士和碩士學位（2011年）。

**Nandin Xu**是ADI上海公司技術支援中心經理，負責管理中國CAC和CIC團隊。他畢業於武漢華中科技大學，並獲得控制科學與控制技術碩士學位，於2013年加入ADI。

技術文章

# 簡單制勝—第四部分： 高效主動均衡背後的演算法

應用工程師 Frank Zhang

## 摘要

一般而言，主動均衡演算法的設計取決於所支援的硬體架構。因此，在簡化均衡硬體設計的同時降低演算法設計的複雜度，仍然是一個必須解決的關鍵挑戰。本文將深入剖析電池管理系統(BMS)高效主動均衡設計背後的演算法。需要注意的是，由於均衡演算法與硬體架構通常深度整合且需協同優化，本文所討論的演算法主要針對本系列文章中介紹的架構。即便如此，文中提出的諸多設計原則、權衡考量及實現思路，仍可為工程師開發其他主動均衡架構的均衡演算法提供靈感。

## 引言

在本系列文章的前幾部分中，討論重點主要集中在如何選擇合適的積體電路(IC)與元元件，以建構主動均衡電路或架構。雖然均衡演算法在主動均衡系統中舉足輕重，但仍需對其進行更深入的探討。

因此，本文目的在嘗試開發一種專門針對本系列所介紹的均衡架構的演算法。目標是提供一套高效、簡潔且易於部署和評估的主動均衡演算法參考設計，協助工程師及從業者快速實現、測試，並直接觀察ADI解決方案在電池封包中的實際均衡性能。

話雖如此，有一點值得反覆強調：儘管本文所提出的均衡演算法強調簡潔性與高效性，但在實際應用中，不存在任何一種單一演算法能一勞永逸地因應所有電芯不一致場景。任何均衡策略在投入實際電池系統使用前，都必須經過全面的評估與驗證。

## 主動均衡圖形化使用者介面軟體

基於本系列之前文章中介紹的主動均衡概念，主動均衡系統的控制代碼主要部署在兩個位置：嵌入式微控制器(MCU)和基於個人電腦(PC)的主動均衡圖形化使用者介面(GUI)。MCU的作用與功能已在之前的文章中討論過，本部分將重點介紹PC端評估軟體，即主動均衡GUI。

圖1和圖2展示了本設計架構中所用GUI介面的截圖。為避免視覺混亂，僅對功能不直覺的部分進行了標注，以確保清晰明瞭。

該GUI既是MCU與電腦之間的通訊橋樑，也提供即時資料視覺化功能，可顯示電芯電壓、指示每個電芯的均衡狀態，並擷取和記錄系統故障或異常運行情況。最重要的是，該GUI整合了自動化主動均衡演算法，因而不僅是一款監控工具，更是執行均衡過程的關鍵驅動程式。



圖1. 主動均衡GUI：顯示電芯電壓、均衡狀態和錯誤警報的圖形介面。

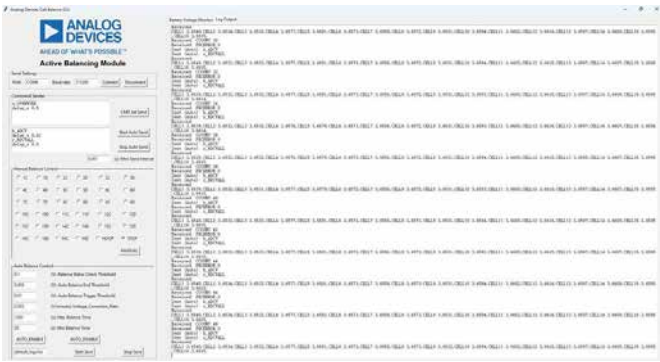


圖2. 主動均衡GUI：除錯期間用於監控MCU與GUI資料交互的日誌視窗。

## 主動均衡演算法下的性能表現

本設計架構支援主動均衡過程的兩種控制模式：手動均衡控制和全自動演算法控制。

### 1. 手動均衡控制

在手動模式下，使用者可直接發送指令，對單個電芯進行充電、放電或禁用均衡操作。該模式適用於診斷測試，或針對特定電芯執行定向均衡干預與微調。

### 2. 自動化主動均衡演算法

在自動模式下，操作流程經過簡化以提升易用性：將電池封包連接至系統、啟動GUI軟體、建立與MCU的串列通訊，然後點擊AUTO\_ENABLE按鈕。此後，系統將自動使所有16個電芯達到相同電壓水準，無需使用者進一步干預。

圖3至圖5展示了在啟用自動化均衡功能的情況下，三種不同運行狀態（充電、放電、空閒）下電芯電壓的收斂過程。測試所用的電池封包中包含16個鎳錳鈷(NMC)鋰電芯，每個電芯的額定容量為40 Ah。

- 充電狀態：使用最大電流為10 A的充電器為電池封包充電，電芯電壓從約3.65 V升至接近4.1 V。
- 放電狀態：將電池組連接至10 Ω的大功率電阻負載，電芯電壓從約3.85 V降至約3.65 V。
- 空閒狀態：電池組處於空閒狀態，未連接充電器或負載。

在這三種情況下，測試開始時均有意使電芯電壓處於不均衡狀態，以更能展示主動均衡電路的收斂效果。當所有電芯的電壓偏差收斂到閾值範圍內（定義為與平均電壓的差值在±3 mV以內）時，自動均衡停止條件被觸發，實驗隨即終止。

如圖3至圖5所示，啟用自動化演算法後，16個電芯的電壓收斂到了較窄的容差範圍內。由此證明，所提出的架構與演算法不僅在空閒狀態下，在充電和放電階段UR均能實現穩定且有效的均衡。

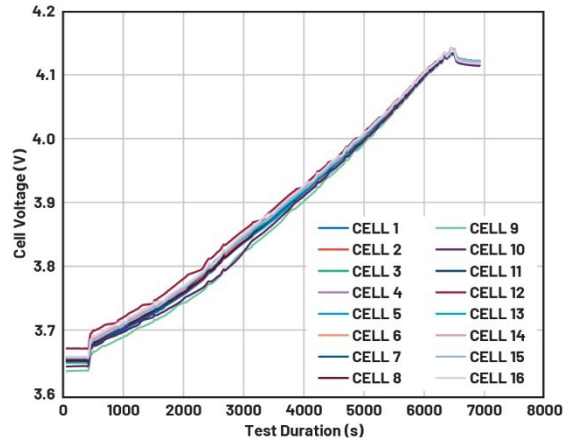


圖3. 電池組以最大電流10 A充電，啟用自動化主動均衡演算法。

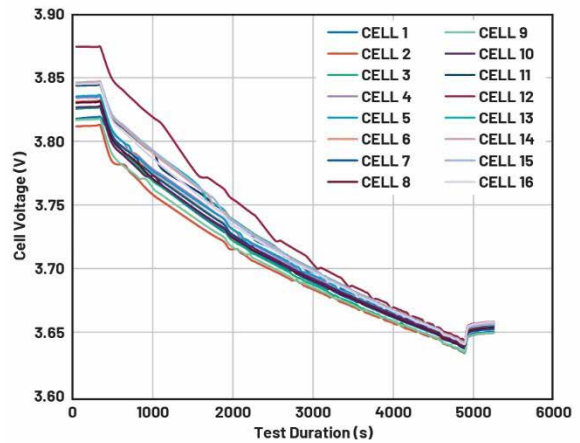


圖4. 電池組透過10 Ω大功率電阻放電，啟用自動化主動均衡演算法。

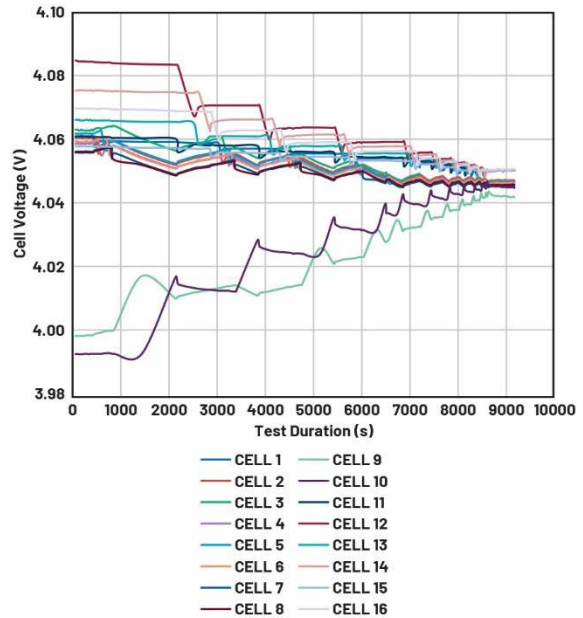


圖5. 電池組處於空閒狀態，啟用自動化主動均衡演算法。

## 自動化均衡演算法的執行邏輯

自動化均衡演算法以迴圈、順序的方式運行：依次對16個電芯進行均衡，之後重複該過程。它不會嘗試在一次迴圈中完全平衡單個電芯，而是採用輪詢策略，執行多次短時間的均衡週期。這種方式可避免單個電芯的均衡停留時間過長，因為停留過長會降低整體均衡效率，還可能影響電池組安全性。持續聚焦單個電芯的均衡，還可能導致其他長時間空閒的電芯面臨過充或過放風險。透過在所有電芯間分配均衡任務，電芯電壓偏差能高效收斂至預設的停止閾值。

演算法根據電芯分組，採用兩種互補的均衡方法：

### 1. 緩衝區均衡（2-9號電芯）—相對均衡

- 計算緩衝區組（2-9號電芯）的平均電壓，記為Avg(2-9)。
- 每個緩衝區電芯（2-9號）均以Avg(2-9)為基準進行均衡，而非以電池組整體平均電壓(AvgALL)為基準。

### 2. 獨立電芯均衡（1號、10-16號電芯）—絕對均衡

- 計算全部16個電芯的電池組整體平均電壓，記為AvgALL。
- 每個獨立電芯（1號、10-16號）均以AvgALL為基準進行均衡，向該電壓值靠攏。

無論是緩衝區電芯還是獨立電芯，其均衡方向（充電或放電）與均衡時間，均由各個電芯電壓偏差的正負符號和偏差幅度決定。儘管均衡時長大致與偏差幅度成正比，但不會出現單個電芯主導整個均衡過程的情況。演算法透過短時間、反覆運算式的迴圈遍歷所有電芯，確保電壓偏差快速、穩定地收斂。

均衡過程的最終目標是讓電池組內所有電芯的電壓盡可能接近AvgALL。將演算法劃分為「緩衝區組相對均衡」與「獨立電芯絕對均衡」，原因是為了提升效率：如果緩衝區電芯直接以AvgALL為基準均衡，它們在作為其他電芯的能量儲備庫時，會反覆經歷充放電迴圈，導致均衡收斂效率低下。透過相對均衡，先讓緩衝區電芯電壓與Avg(2-9)對齊，再以緩衝區整體為獨立電芯充放電，系統能實現更快的整體收斂。在一個完整均衡週期結束

時，Avg(2-9)與AvgALL可能並非完全一致，但會非常接近，進而確保整個電池組達到良好的均衡狀態。

為進一步提升效率與可靠性，倘若某一電芯的電壓偏差已在容差範圍內，或檢測到異常情況，演算法會跳過此一電芯，繼續處理下一個符合條件的電芯。

## 架構設計原理與基於緩衝區的均衡機制

細心的您或許會發現，上述均衡策略與理想的全雙向電芯間均衡拓撲存在差異。原因一目了然：若不引入極高的架構複雜度，要在電池組內任意兩個電芯之間實現真正的直接雙向能量傳輸，在實際應用中並不可行。

為解決這一難題，該演算法藉由中間充電緩衝區實現間接均衡。具體而言，電池組內n個相鄰的電芯被指定為緩衝區。此一配置在均衡架構圖（圖6）中也有體現，圖中緩衝區被描繪為由這n個連續電芯組成的模組。

傳統設計依賴獨立的外部電源（如大容量12 V或24 V電池）作為緩衝區，而本架構則完全利用電池組內部已儲存的能量運行。這種方式不僅提升系統整體效率，還降低軟硬體的設計複雜度。

本架構與演算法中的均衡過程透過兩步式能量傳輸實現。

1. 電芯到緩衝區放電：將過充電芯的能量轉移至緩衝區電芯中。
2. 緩衝區到電池充電：而後將緩衝區的能量重新分配給欠充電芯。

這種兩步式流程，在功能上等效於實現了雙向電芯間均衡，同時避開了直接一對一傳輸拓撲的工程複雜度。這種拓撲雖被視為理想的均衡形式，但因其電路複雜度高、成本高，在大型電池組中往往難以落地。在這種方法中，當某個電芯需要充電時，所需能量會從緩衝區電芯中統一獲取；反之，當某個電芯需要放電時，其多餘能量會被均勻重新分配回緩衝區電芯。

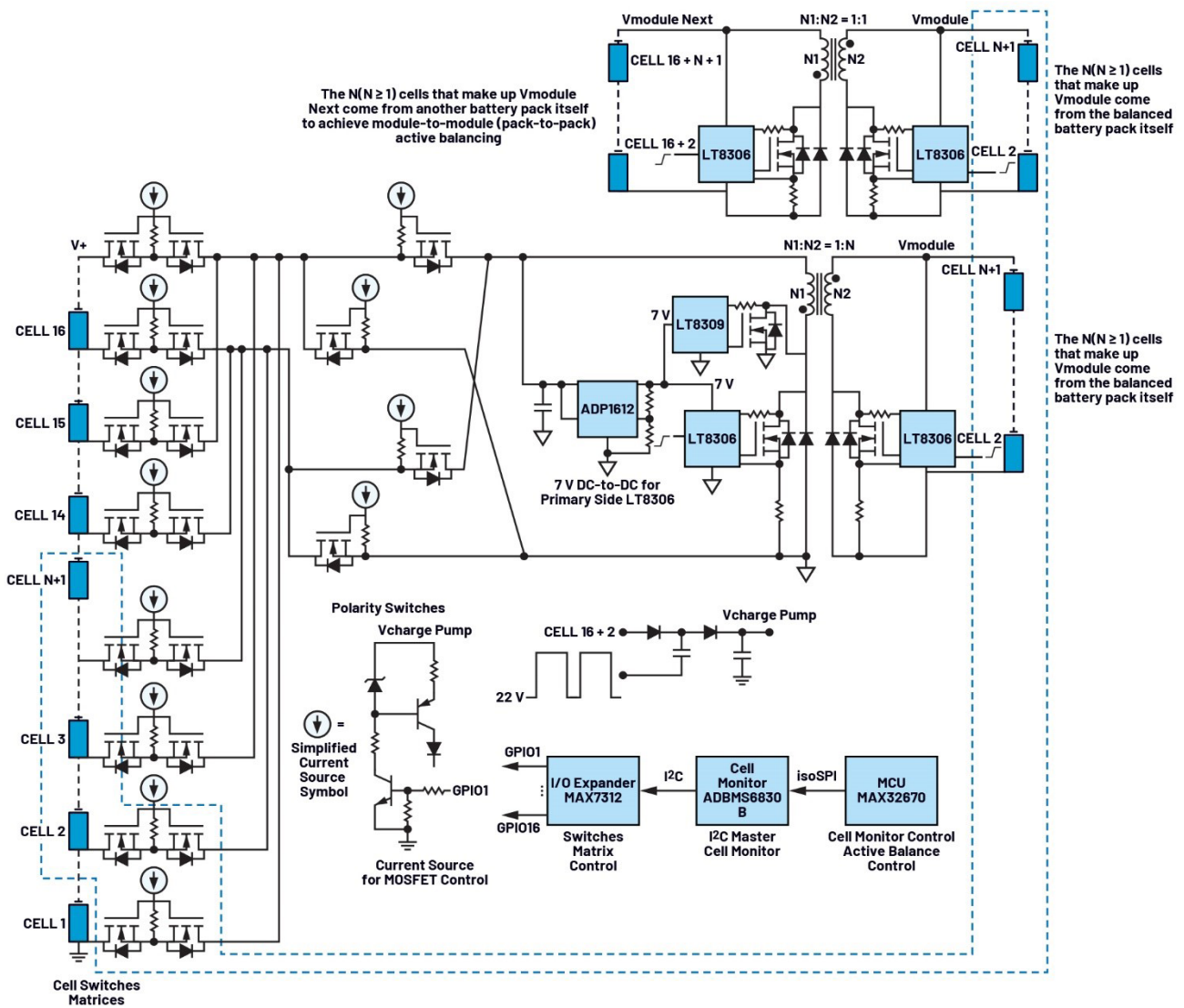


圖6. 基於LT8306、LT8309、ADP1612、MAX7312、ADBMS6830和MAX32670的主動均衡電路架構圖。

## 臨時暫停和重新啟動自動均衡的條件

當2到9號電芯相對Avg(2-9)的電壓偏差降至設定閾值（例如  $\pm 3$  mV）以下，且1號、10到16號電芯相對AvgALL的電壓偏差也處於同一閾值內時，自動化均衡過程會臨時暫停。此時，Avg(2-9)與AvgALL可能並非完全一致，但會十分接近。滿足這些條件後，演算法將轉入待機狀態，等待下一次均衡觸發。

自動化均衡演算法在啟動狀態下，會持續輪詢電池系統，判斷是否需要啟動均衡。觸發條件可由使用者配置，預設觸發邏輯為：當16個電芯中最高電芯電壓與最低電芯電壓的差值超過 10 mV時，啟動均衡。

演算法啟動後，會持續運行直至滿足暫停條件，隨後停止並等待下一次觸發事件。如前所述，暫停條件保持不變，此處不再贅述。

為避免均衡過程過度迴圈及不必要的能量損耗，在觸發閾值 (10 mV)與暫停閾值( $\pm 3$  mV)之間設定了「滯回帶」。這可確保當電芯出現顯著電壓偏差時，均衡才會重新啟動，進而同時提升系統效率與使用壽命。

## 特殊注意事項

由於電芯電壓取樣線束與主動均衡線束共用同一佈線，且受本系列之前文章提及的線路電阻(Rroute)及大均衡電流的共同影響，主動均衡過程中會出現電壓降。如圖7至10所示，該電壓降會影響電芯電壓測量的準確性。因此，必須定期暫停主動均衡，以獲得準確的電壓讀數。

- 如果暫停過於頻繁，會降低均衡效率。
- 如果暫停間隔過長，可能導致過度均衡。

在本架構中，演算法會根據觀測到的電壓偏差估算所需均衡時長，例如每5 mV偏差對應約1分鐘均衡時間。達到計算出的時長後，均衡會自動暫停以進行準確的電壓測量，隨後演算法將決定下一步操作。

這種自我調整時序策略相較於固定間隔方式提升了效率，但它依賴於「充放電電流接近恆定」此一前提。在本設計中，電流穩定性透過直接從電池組獲得緩衝區電壓而非依賴外部電源來實現，即便電芯電壓在3.0 V至4.2 V之間變化，也能確保電流接近恆定。

儘管組合使用取樣線束與均衡線束會在均衡期間引入測量誤差，但也帶來了顯著優勢：

- 減少線束數量，簡化佈線，節省印刷電路板(PCB)空間。
- 均衡期間觀測到的電壓降可作為運行狀態指示器，協助確認主動均衡電路是否正常工作。

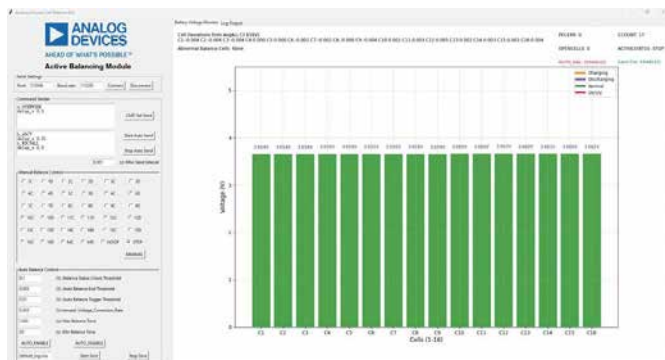


圖7. 主動均衡功能未啟動時，電芯電壓測量值保持穩定。



圖8. 主動均衡運行期間，為特定電芯充電時對電壓測量的影響。

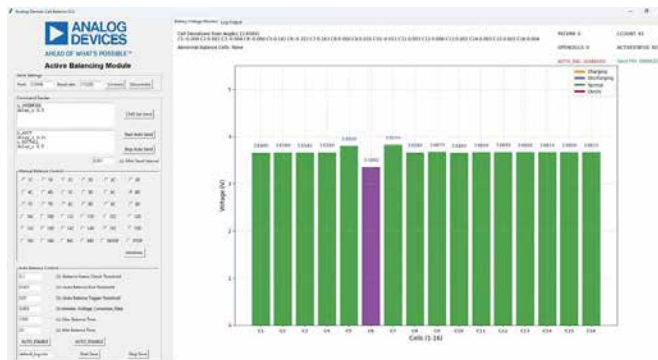


圖9. 主動均衡運行期間，為特定電芯放電時對電壓測量的影響。

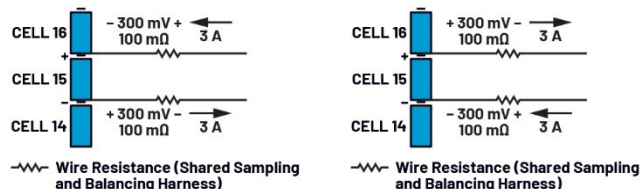


圖10. 主動均衡運行期間，均衡電流對電芯電壓測量的影響：左側為電芯充電，右側為電芯放電。

## 結語

至此，本系列關於主動均衡的文章已畫上圓滿句號。顯然，即便我們力求詳盡闡述，要在有限篇幅內將這類系統性設計的所有細節囊括無遺，仍是不小的挑戰。許多錯綜複雜的設計要素，尤其是本主動均衡方案中涉及的完整軟體程式設計內容，終究無法在此一一鋪陳。

本系列文章的核心目標，在於點燃對電池主動均衡技術感興趣的工程師及電子愛好者的探索熱情與創新靈感。我們誠摯鼓勵您，或是直接採納文中介紹的設計方案，或是以此為基石進一步深耕拓展，透過持續創新，打造出兼具簡潔性與高效性的主動均衡解決方案。

## 作者簡介

Frank Zhang是ADI中國技術支援中心的應用工程師。他的專業領域是電池管理系統(BMS)、精密訊號鏈和嵌入式軟體發展。他於2022年獲得福州大學電子工程碩士學位，同年加入ADI。

技術文章

# 智慧電錶現場診斷的進展

現場應用工程師Cosimo Carriero

## 簡介

一百多年來，能源輸送在技術方面變化很小，但近年來，配電網路發生了巨大變化。在一個由技術演進主導的世界中，能源部門已經發展到包括風能和太陽能等可再生能源。我們面臨著新的挑戰，例如電能的雙向流動、可再生能源發電的間歇性、電力分配、電力線上的雜訊等，這些可能導致電網穩定性問題。為了保證向終端客戶提供持續和優質的服務，配電公司開始採用智慧電錶，以便能對電網進行即時診斷並即時檢測故障。這項技術為電力公司和終端用戶帶來了諸多好處。本文介紹智慧電錶的基礎知識和現場診斷方面的進展。

## 智慧電錶

智慧電錶是配電網路的基本組成部分。除了監測能耗外，智慧電錶還能收集有關供電品質的資料。例如，它能測量無功電能、總諧波失真、諧波成分、電壓湧浪和瞬變是否存在以及頻率的變化，這些都是電網狀態的指標。但是，電錶如何工作呢？

圖1中的方塊圖顯示了單相系統和三相系統電錶的主要組成部分。

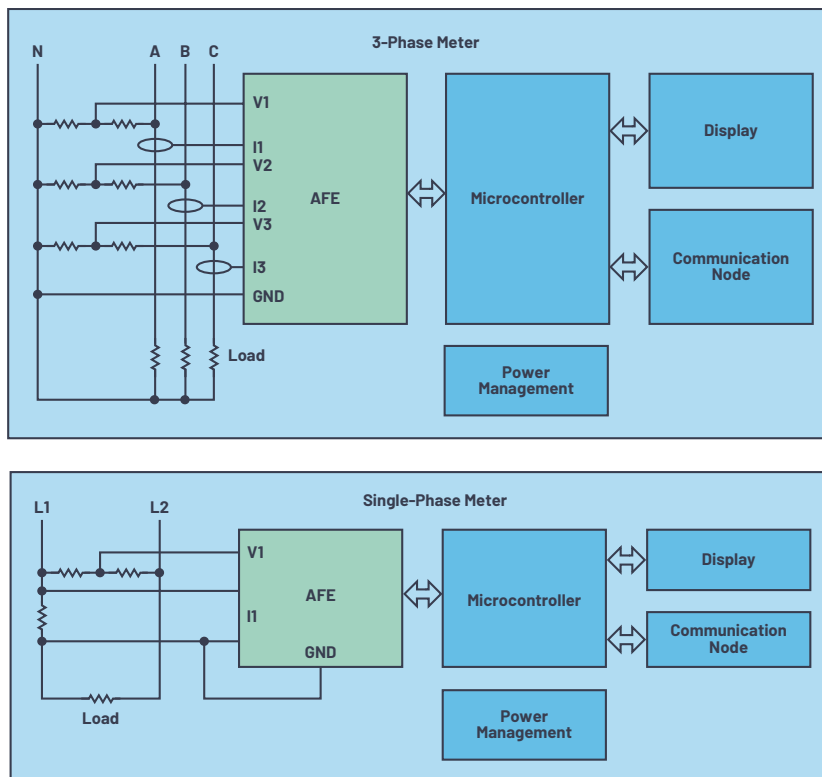


圖1. 單相和三相智慧電錶方塊圖

在智慧電錶中，基本電力品質是從電壓和電流測量獲得的。這些測量結果由一個特殊的類比前端(AFE)處理並提供給微控制器，微控制器顯示結果或將其提供給通訊節點以進行遠端傳輸。完整結構還包括一個電源管理單元。

## 測量電壓和電流的感測器

電錶的一個關鍵方面是電流測量。在電壓測量中，測量結果與標稱值可能只有很小的偏差，但電流測量不同，電流具有非常寬廣的動態範圍，從幾毫安培到數百安，整個範圍內都必須以盡可能高的精度進行測量。使用簡單的電阻分壓器（較少情況下使用變壓器）就可以進行電壓測量，但用於讀取電流的感測器則有很多種類。一般使用以下四種感測器：分流器、電流互感器(CT)、羅氏線圈和霍爾效應感測器。這些感測器各有其優缺點。例如，分流器廣泛用於家用電錶，具有經濟優勢和實用性。分流器的最大缺點是焦耳熱效應，這限制了其在大電流下的使用。

相較之下，電流互感器在最大電流方面消除了分流器的限制，並且其本質上是隔離的，這非常有利。CT以環形形式提供，其初級繞組由導體表示，要測量的電流流過迴路。次級繞組纏繞在鐵磁材料上，匝數決定互感器匝數比。相較於分流器，CT成本更高，尺寸更大。電流互感器的一個重大限制是其鐵磁芯，如果飽和，智慧電錶的運行會受到嚴重影響。飽和可能由交流中的直流偏置、高電流峰值或外部磁場（例如永久磁鐵產生的磁場）引起。由於此限制，使用電流互感器的系統必須提供遮罩或其他保護機制以避免被篡改。

霍爾效應傳感器具有卓越的頻率回應，可以測量高強度電流。然而，這些優勢會因高溫漂移而減弱；為了獲得所需的精度，必須在多個點進行系統校準。

與電流互感器和霍爾效應感測器一樣，羅氏線圈本質上也是隔離的。羅氏線圈是一個與導體互耦的電感器，待測電流流經該導體。磁耦合透過空氣芯發生，因此不會引入鐵磁材料常見的飽和問題。羅氏線圈的特點是感測器產生的訊號與電流的導數成正比，因此需要積分器來重建原始訊號。

為了實現寬廣動態範圍和高線性度，以及能夠測量非常高的電，使用羅氏線圈進行電流感測需要使用穩定的積分器。此外，羅氏線圈特別容易受到外部場的影響，終端用戶可以藉此操縱功率測量。

## 為下一代智慧電錶引入mSure技術

智慧電錶必須能夠在相對較長的時間內（可能超過10年）準確執行其功能。良好的設計和矽電子元件的穩定性使其可以多年保持高精度水準。然而，閃電、電流尖峰或電壓瞬變等環境事件會永久性地改變感測器的性能。如果沒有先進的診斷系統，則很難檢測到這種影響。mSure<sup>®</sup>是ADI開發的一種新型電錶診斷技術，可以即時檢查測量鏈的狀態，防止感測器受到環境影響。mSure技術不受環境影響，可以透過診斷檢測有無人為操縱。

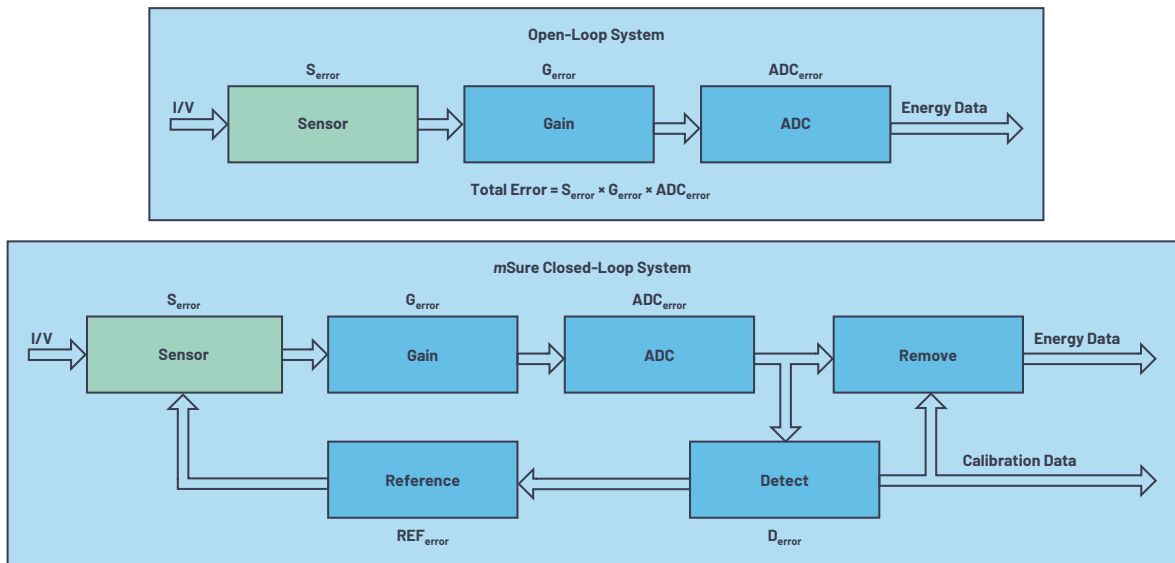


圖2. 採用mSure技術的開迴路系統和閉迴路系統的比較

mSure技術的工作原理如圖2所示。標準電錶在沒有回饋路徑的情況下以開迴路方式工作。電流和電壓由感測器轉換，有一個處理鏈會增加增益，最後是類比數位轉換，以便直接在數位域中擷取資料。每個元件都對總誤差有貢獻；下線校準用於補償初始誤差，並確保電錶精度保持在特定等級的規格範圍內。

標準電錶一旦安裝到現場，要測試其精度就只剩下一種辦法，那就是將其物理移除並送到實驗室測試。一種侵入性較小的替代方法是驗證生產批次的性能，但這種方法成本很高。相較於標準電錶，採用mSure技術的電錶可以在現場透過更複雜的閉迴路系統即時驗證精度，如圖2所示。閉迴路系統包括增加一個基準電壓模組，其生成一個穩定且非常精確的訊號以注入感測器。該訊號穿過整個測量鏈，由檢測模組拾取。整個訊號鏈受到即時監控，任何誤差（如增益、漂移等）都會被擷取，支援連續校準以調整這些誤差。此外，mSure技術的最大優勢之一是欺詐檢測。大多數篡改都涉及到改變測量鏈的增益，因此與開迴路系統不同，mSure能夠立即檢測到這種變化。

mSure是非侵入式的，可以在電錶運行時啟動。為確保讀數準確，一個適當的模組會檢測並扣除mSure元件對最終電能測量的貢獻。因此，電錶的精度取決於基準電壓模組的精度。根據定義，基準電壓模組的精度優於系統所用感測器的精度。

自動校準功能可以隨時啟動。校準資料由電流和電壓測量鏈的增益組成。mSure技術可以高精度地擷取這些資料，而無需求助於昂貴的校準工作台。要執行自校準，首先應將電錶連接到一個電壓源。是否加負載是可選的。

一旦將具備mSure技術的智慧電錶安裝到現場，您就可以連續或以預定時間間隔檢查電錶的精度。如果電錶存在精度漂移，可以校正校準資料，使電能計數準確。迄今為止，政府法規不允許在現場更改標準電錶的校準資料。藉由mSure技術，電力公司將能在需要時及時進行干預；如果干預時間較長，對電能差異將有一個準確估計。

ADE9153B和ADE9322B是內嵌mSure®的電能計量IC，具有感測器監控和自校準功能，適用於ADI的下一代智慧電錶。

## Energy Analytics Studio

mSure產品組合包括Energy Analytics Studio (EAS)。EAS是一種支援mSure技術的雲端分析服務，可驗證每只電錶的健康狀況（健康監測），最終保護電力公司的收入。mSure Manager軟體在系統微控制器上運行，可報告與電錶參數相關的資料。報告頻率可由業者確定。mSure Manager允許您檢查單一電錶的狀態，某個地理區域的所有電錶（例如，那些受到某些異常天氣事件影響的電錶）的狀態，或者某個生產批次的所有電錶的狀態。

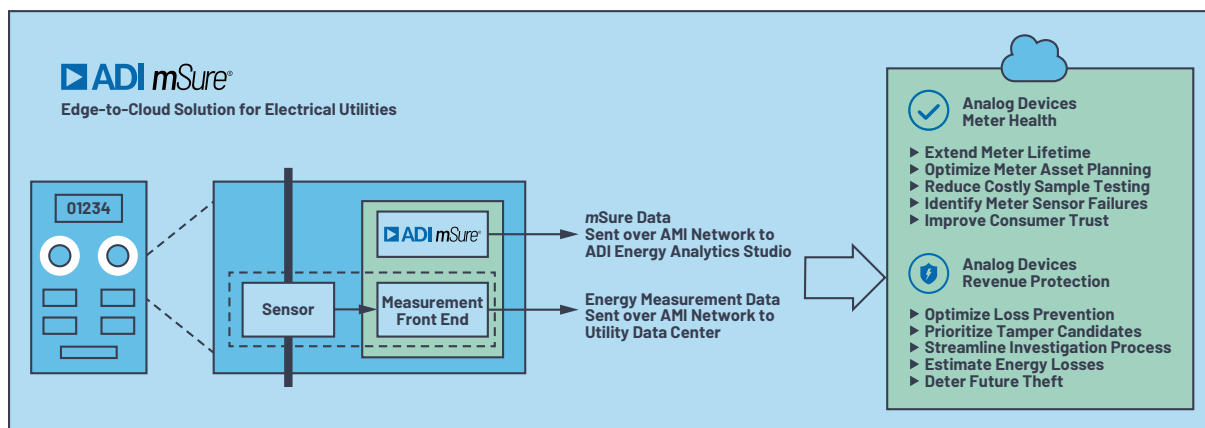


圖3. 適用於電力公司的邊緣到雲端解決方案

## 結論

創新的mSure技術支援對現場電錶進行即時診斷。結合Energy Analytics Studio，其能監控電錶健康狀況，發生實際故障時也無需干預，並能防止欺詐。這為電力公司帶來的好處是優化電錶管理，減少損失，節省成本，同時延長電錶的平均使用壽命。

---

## 作者簡介

**Cosimo Carrero**於2006年加入ADI擔任現場應用工程師，為策略和關鍵客戶提供技術支援。他擁有義大利米蘭Università degli Studi的物理學碩士學位。他過去的經歷包括：在義大利核子物理研究所(INFN)定義和開發核子物理實驗儀器，與小型公司合作開發工廠自動化感測器和系統，以及在Thales Alenia Space擔任衛星電源管理系統高級設計工程師。

# 三相電能計量趨勢： 創新的隔離式ADC架構支援利用 分流電阻進行三相電能計量

ADI系統工程師Petre Minciunescu

## 內容提要

傳統三相電錶使用電流互感器(CT)感測相電流和零線電流。CT的優勢之一是能夠在數百V的電力線與電錶地（通常連接到零線）之間提供固有的電隔離。CT可以實現良好的線性度；透過調整匝數比和負載電阻，可以彈性測量各種類型的電流。然而，CT用於電錶時也有一些缺點。首先，外部直流磁場可能會使CT的磁芯飽和。現在，一般大眾易於取得強效稀土磁鐵並應用於竊電。其次，電源電子裝置也能使CT飽和，例如用於分散式太陽能發電的直連逆變器，其線上路上產生直流電流。製造商可以透過遮罩和使用直流相容CT來克服這兩種影響，但這會增加成本。有人說，無論是何種CT，都可以找到一個永久磁鐵來干擾它。第三，CT會引入一個與線電流頻率相關的測量相位延遲。如果應用僅關注線電流的基波成分，那麼補償此延遲相對容易。然而，測量諧波成分日益變得重要，而要補償基波和所有諧波的總延遲則非常困難。

其它電流感測器在三相電錶應用中使用較少，包括羅氏線圈等  $di/dt$  感測器或霍爾效應感測器。雖然這些感測器在某些應用中具有優勢，但也存在特殊的困難。例如，羅氏線圈具有卓越的線性度，可以感測非常高的電流，但難以製造，而且難以實現良好的抗擾度，不適合精確的低電流測量。在防竊電方面，羅氏線圈也容易受交流磁場干擾。霍爾效應感測器要求對溫度失調進行主動補償，而且本身很容易受磁場影響。

## 分流電阻與三相電能計量

近年來，在成本、磁場抗擾度和尺寸等因素的推動下，分流電阻在單相電錶中的使用迅速增加。許多情況下，單相電錶以線電壓為基準，因而無需額外的隔離。在三相電錶中，必須在各分流電阻與電錶核心之間提供一個隔離屏障，這是嚴重的挑戰。熱量也是一個問題，迫使分流電阻一般只能用於最大電流不超過120 A的電錶。

我們先考慮一個三相系統的A相及其負載。假設利用分流電阻來檢測相電流（圖1）。

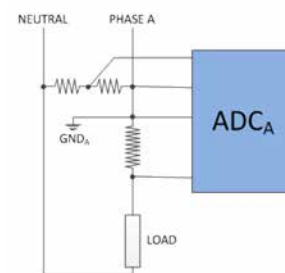


圖1. 利用分流電阻檢測相電流時的A相電流和電壓檢測

這恰好是一個單相電錶配置：分流電阻位於電力線上，一個分壓器檢測相至零線電壓。分流電阻和分壓器上的電壓由一個類比數位轉換器(ADC)檢測。地為分流電阻與分壓器共用的極點。單相電錶大部分用於住宅，其最大電流一般低於120 A。此一限制加上低成本要求，使得分流電阻成為單相電能計量中使用最廣泛的電流感測器。

所有三相都複製此一方案，各ADC有其自己的地（圖2）。

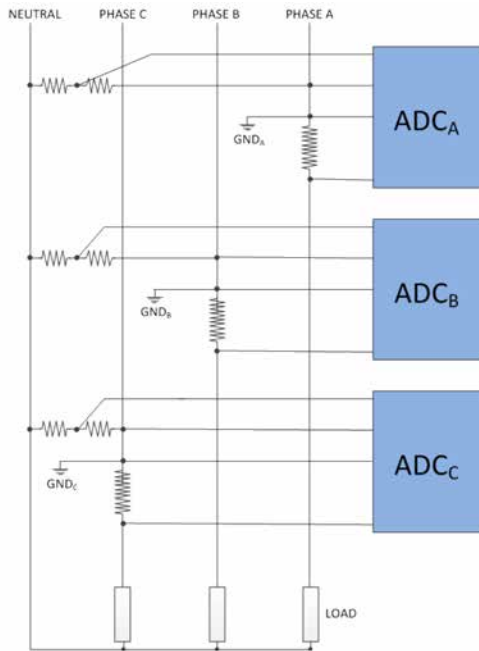


圖2. 利用分流電阻檢測相電流時的三相電流和電壓感測

管理所有活動的微控制器(MCU)與零線處於相同的電位，為了在ADC與MCU之間進行通訊，必須隔離資料通道。如此每個ADC都有其自己的隔離電源（圖3）。

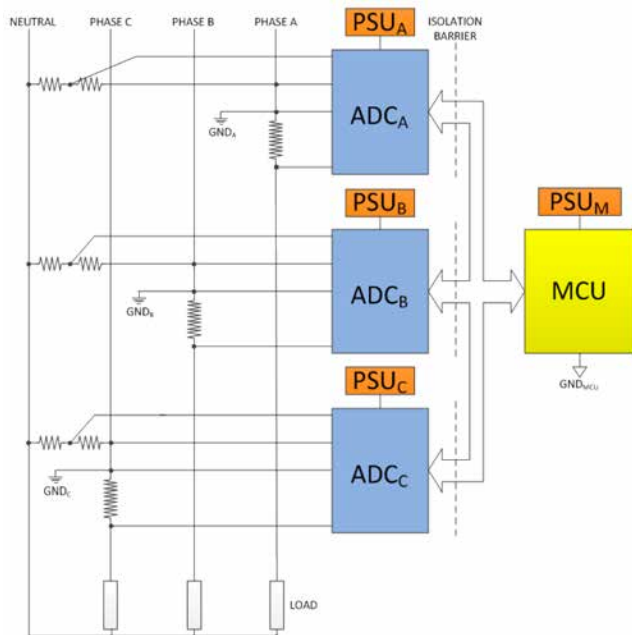


圖3. 具有分流電阻、獨立電源和隔離通訊的三相電錶

這種電錶架構已在使用：雙通道ADC利用光耦合器或晶片級變壓器，跨越隔離屏障將訊息序列傳輸到MCU。隔離電源利用獨立元件或採用晶片級變壓器的隔離DC-DC轉換器來建構。

理想的情況下，所有相電流和電壓都應同步取樣，以便利用瞬時值進行全面的三相分析。但是，各相的ADC讀數完全獨立，因為不存在ADC同步。這是這種架構的第一個局限。使用電流互感器或羅氏線圈的電錶則不存在這種問題，因為它們可以使用一個計量類比前端(AFE)來同時讀取所有相電流和電壓。

這種架構的另一個問題是高元件數：一個MCU、三個ADC、三個多通道資料隔離器以及四個電源。使用CT的電錶不存在這個問題，因為電路板通常具有一個MCU、一個計量AFE和一個電源。

那麼，如何建構一款具有分流電阻的優勢，元件數對於這種架構而言最少（即一個MCU、一個電源和三個ADC），並且能對所有相電流和電壓同步取樣的電錶呢？

## 隔離式ADC架構

答案是建構一種整合至少兩個ADC、一個隔離式DC-DC轉換器和資料隔離器，並能使屬於不同晶片的ADC同步取樣資料的晶片（圖4）。MCU的電源VDD也為此晶片供電。採用晶片級變壓器技術的隔離式DC-DC轉換器為ADC的第一級提供隔離電源。一個ADC檢測分流電阻上的電壓，另一個ADC利用分壓器感測相至零線電壓。由分流電阻極點之一所確定的地就是晶片隔離側的地。ADC為sigma-delta型，僅第一級放在晶片的隔離側。第一級輸出的位元流經過晶片級變壓器，後者是隔離資料通訊通道的一部分。晶片的非隔離側收到位流，濾波後將其變為24位元，然後透過SPI序列埠提供給外部。

晶片級變壓器技術對這種新型ADC架構的貢獻最大。相較於光耦合器，ADI獲得專利的*iCoupler*®數位隔離器更可靠、尺寸更精巧、功耗更低、通訊速度更快、時序精度更佳。但這還不夠。隔離式sigma-delta調變器上市已久，採用光耦合器或晶片級變壓器。

晶片級變壓器技術的最重要貢獻是伴隨*isoPower*®隔離式DC-DC轉換器，其可以與ADC、數位模組、隔離資料通道一同整合到一個表面黏著薄型封裝中。

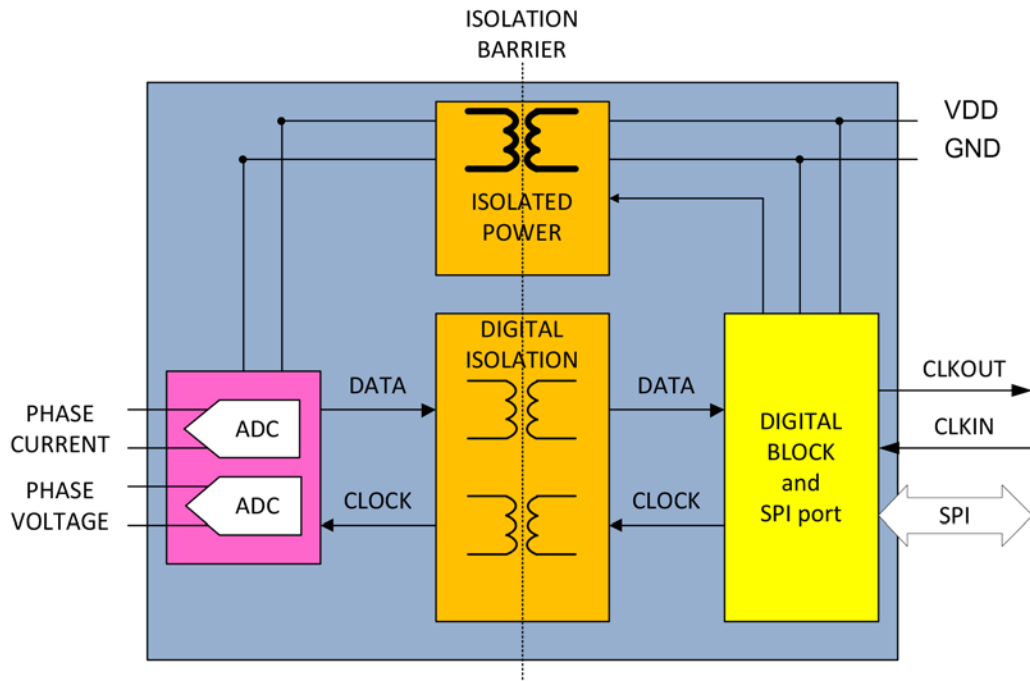


圖4. 新型ADC架構包括雙通道ADC、資料隔離和一個隔離式DC-DC轉換器

晶片級變壓器的核心是空氣，因此*iCoupler*數位隔離器和*isoPower*隔離式DC-DC轉換器根本不受永久磁鐵的影響，使得電錶這一側完全不受直流磁場干擾。這種變壓器對交流磁場同樣具有高抗擾度。線圈面積非常小，要影響*isoPower*線圈運行，必須產生一個10 kHz、2.8 T的磁場。換言之，為了影響晶片級變壓器的行為，必須讓69 kA的10 kHz電流透過一根導線，並讓該導線與晶片相隔5 mm。

資訊利用極高頻PWM脈衝傳輸到隔離層另一側。由此產生的高頻電流會在電路板上傳播，引起邊緣和偶極子輻射。隔離式DC-DC轉換器的負載僅由sigma-delta ADC的第一級構成，其幅度是已知的。因此，線圈是針對已知負載進行設計，進而可以降低一般與DC-DC轉換器相關的輻射，並且無需四層電路板。使用這種架構的IC時，電錶製造商可以使用兩層電路板，並透過所需的CISPR 22 Class B標準。

為使與MCU的介面盡可能簡單，晶片的數位模組對來自第一級的位流進行濾波，並透過簡單的從機SPI序列埠提供24位元ADC輸出。電錶每一相都有一個隔離式ADC，因此獲得一致ADC輸出的挑戰仍未解決。如果採用同一時脈工作，則所有相上的ADC第一級可以在同一時刻取樣。如果圖4中的CLKIN訊號產生自MCU，則這很容易實現。另一個方案是使用一個晶振為一個晶片產生時脈，然後利用緩衝CLKOUT訊號為所有其它隔離式ADC提供時脈。控制所有隔離式ADC以在同一時刻產生ADC輸出。現在，電錶就能利用分流電阻感測電流，執行精確、全面的三相分析。

圖5顯示一款採用三個隔離式ADC的三相電錶。該電錶僅有一個電源為MCU和隔離式ADC供電。MCU利用SPI介面從各IC讀取ADC輸出。

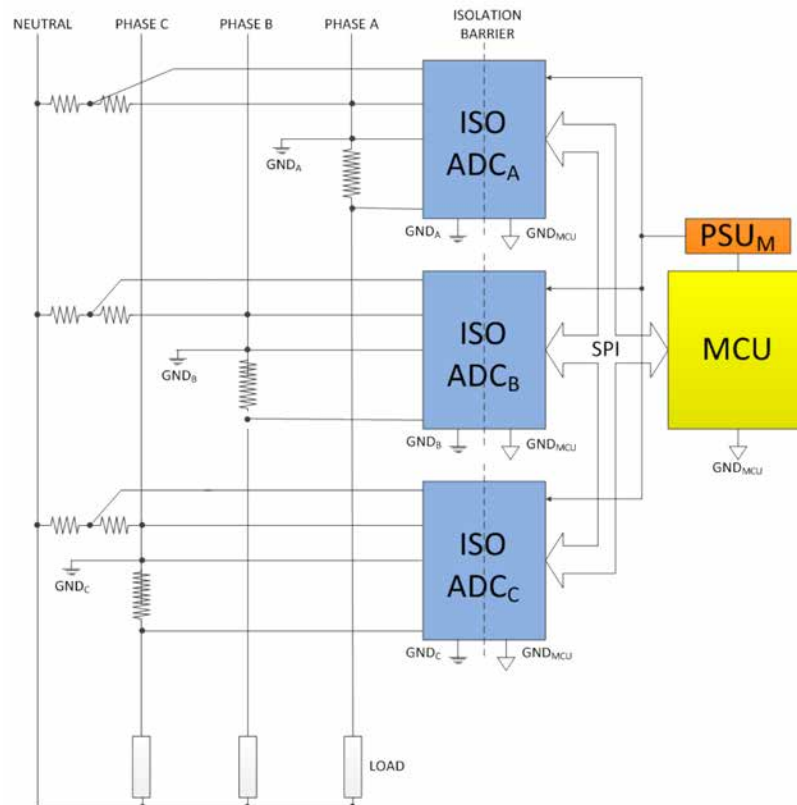


圖5. 採用新型隔離式ADC的三相電錶

以上的說明假設利用外部MCU執行計量計算。對於希望解決方案包括計量計算的電錶製造商，可以將隔離式ADC耦合到一個IC以執行所有計量計算，如圖6所示。

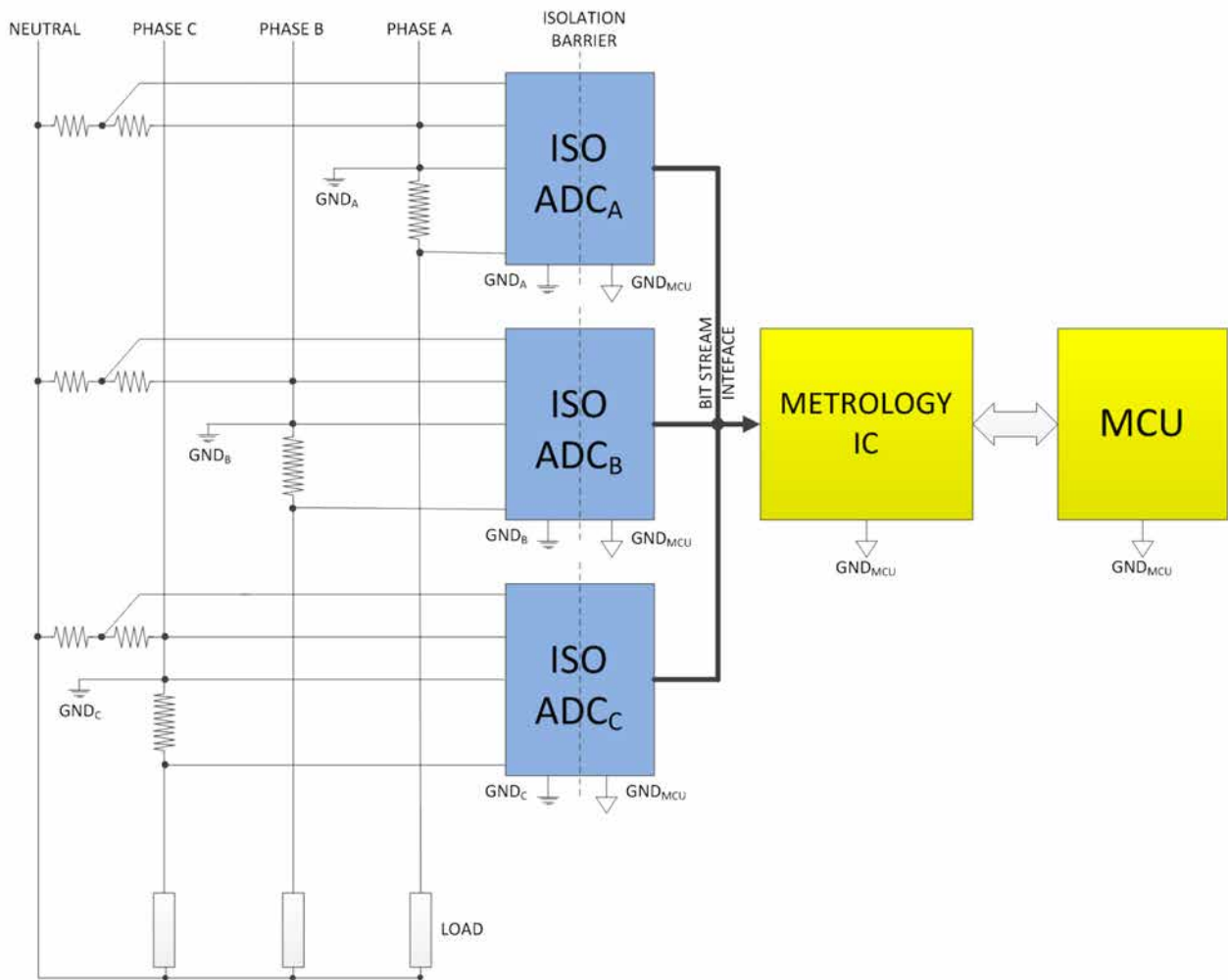


圖6. 採用新型隔離式ADC和計量IC的三相電錶

## 基於此架構的新產品

此架構已被ADI的一系列新產品採用：[ADE7913](#)、[ADE7912](#)、[ADE7933](#)和[ADE7932](#)。圖7顯示了ADE7913的方塊圖。它與圖4非常相似，但有一個額外ADC通道用於量測與溫度感測器共用的輔助電壓。該輔助電壓可以是斷路上的電壓，溫度感測器可用於校正分流電阻的溫度變化。ADE7912是一個變體，無輔助電壓測量功能，但有溫度感測器。

ADE7933和ADE7932將SPI介面替換為位元流介面，其餘特性分別與ADE7913和ADE7912相同。它們就是圖6所示的隔離式ADC。圖中的計量IC已透過[ADE7978](#)實現。

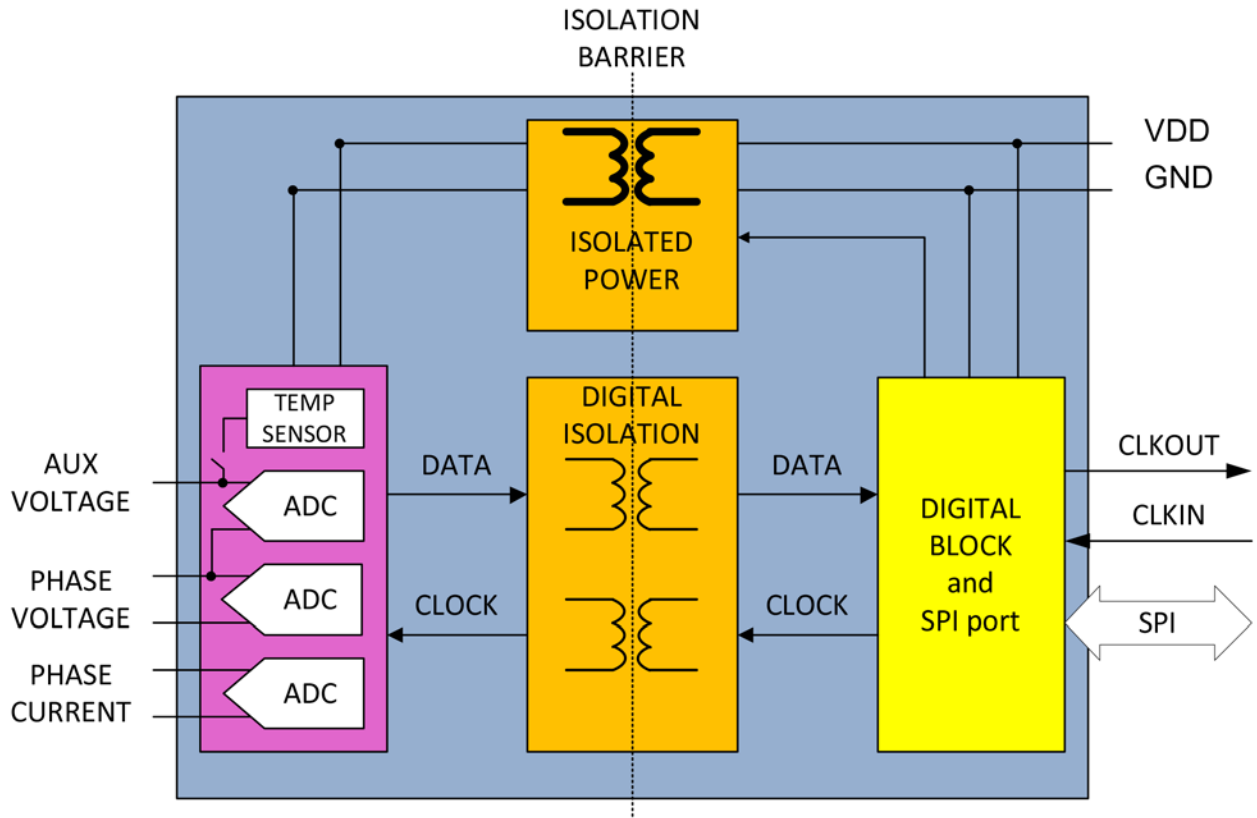


圖7. 基於此架構的新型ADE7913隔離式ADC

## 結論

本文說明了一種新型隔離式ADC架構。它包含一個isoPower隔離式DC-DC轉換器，利用MCU電源為隔離層另一側的多通道sigma delta ADC第一級供電。ADC輸出的位元流經過iCoupler資料隔離器，由數位模組接收。此模組對其進行濾波，產生24位元ADC輸出，可利用簡單的SPI介面讀取。一個ADC可以測量經過一個分流電阻的電流，第二個ADC可以利用分壓器測量相至零線電壓，第三個ADC可以測量輔助電壓或溫度感測器。其支援三相電錶使用分流電

阻，確保完全不受直流和交流磁場干擾，執行電流感測時不會產生任何相移，同時可降低系統總成本。精巧尺寸解決方案確保電路板非常小，只需安裝非常少的元件。整合式isoPower晶片級變壓器針對已知ADC負載而設計，輻射降至最低，並通過測試，利用兩層電路板即可達到CISPR 22 Class B標準。

當然，使用分流電阻的電流感測並不侷限於電能計量應用，電能品質監控、太陽能逆變器、過程監控和保護設備均可受益於這種新型ADC架構。

## 作者簡介

Petre Minciunescu博士是ADI電能計量部門（美國麻薩諸塞州威明頓）的系統工程師。他於2000年加入ADI，在馬達控制和DSP部門擔任多項系統工程師職務。他於1988年畢業於羅馬尼亞布加勒斯特理工學院，獲電氣工程學位，並於1996年獲得義大利杜林米蘭理工大學博士學位。

技術文章

# 無線智慧計量技術

ADI資深現場應用工程師Cosimo Carriero  
Smart Metering總經理Michele Bissanti

## 簡介

技術的進步使人們淘汰了機械和機電式的水、電、氣表，取而代之的是具備先進功能的數位儀錶。擁有這些新工具後，用戶將擺脫被動消極的角色，變得更加積極主動，每個人都能控制自己的消費習慣並制定各自的資源節約策略。這裡的關鍵字是「通訊」二字。利用新的技術，公用事業機構和用戶便能實現相互溝通，進而開創基礎資源智慧化利用的新局面。

## 智慧型儀器表

使用智慧型儀器表具有諸多優勢。公用事業機構能夠從自動化資料收集中受益，避免了人工抄錶帶來的人為差錯，並最終降低人工成本。此外，靜態資料收集變得更加容易，因而能夠實現最佳容量規劃，並充分利用配送網。利用診斷和暫態故障檢

測功能，還可以進行預測性維護，建構更高效、更可靠的配送網。此外，公用事業機構還可以提供更多服務，例如根據一天中的不同時間段進行即時計費。某些能源使用行為可以推遲到服務成本較低的時間段，如此既能讓用戶節省資金，又能讓公用事業機構有效管理峰值需求。

智慧型儀器表連接到家用網路之後，便能提供關於消費習慣的實用資訊，如此便能瞭解某個洗衣迴圈的能耗、澆灌花園所需的用水量、每日供應暖氣所需的用氣量等等。多項研究顯示，僅憑加強節能意識一項，就能節省20%或更多的能源。消費者如果有機會透過減少能源使用來節省資金，並獲得可降低能耗的技術，他們願意採取行動，並因此實現高達50%的能源節約效益。

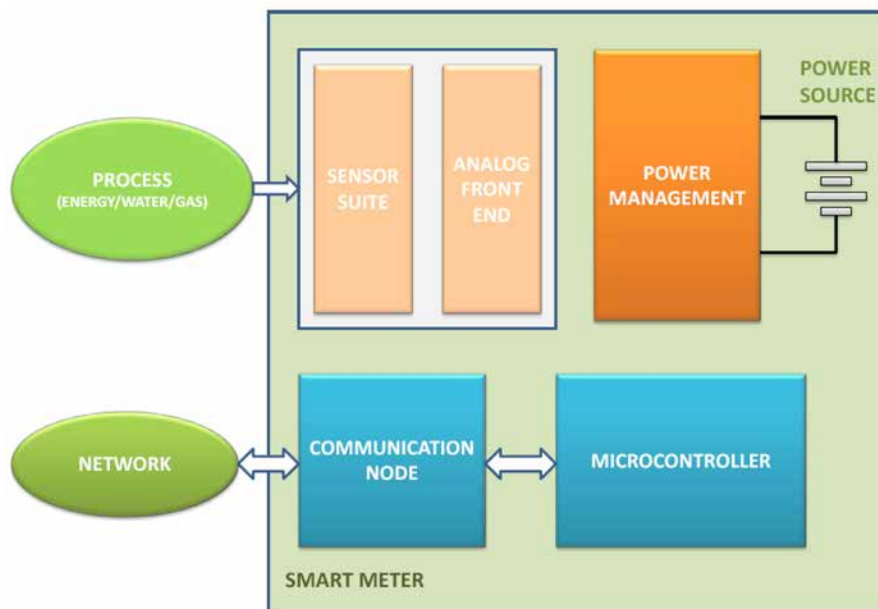


圖1. 智慧型儀器表方塊圖

智慧型儀器表能夠減少用戶一端所耗用的基礎資源，降低公用事業機構一端的損耗，最終有助於實現「減少碳排放、讓地球更環保」的目標。

## 智慧型儀器表的結構

智慧型儀器表的總體方塊圖如圖1所示。根據、水、電、氣計量等具體應用，可以包含一個或多個與前端電子裝置連接的感測器、電源，以及相關的電源管理電路、通訊節點和系統管理微控制器。

可以使用多種技術實現網路化的計量系統，然而，其中兩種技術佔據主導地位，即無線短程(SRD)和電力線通訊(PLC)。PLC作為免費提供的電力線載波，特別適用於電能計量；對於水、氣計量，由於缺少適用的電力線載波，SRD成為當仁不讓的選擇。此外，水表和氣表採用電池供電，因此功耗是一個非常重要的因素。

為了在功耗和通訊範圍之間達成最佳平衡，北美的儀錶設計師選擇sub-GHz頻段（如915 MHz）的無線電，而在歐洲，目標頻段為868 MHz和433 MHz，同時169 MHz頻段也日益受到關注。此外，大多數儀錶製造商紛紛考慮2.4 GHz全球免費頻段；然而，在給定功耗下，這些頻率的無線電通訊距離短於sub-GHz無線電。水錶和氣表由於安裝在惡劣的環境中進行RF傳播（如地下室和地下坑洞），因此獲得較寬廣的通訊範圍非常重要。

## 水計量—Smart Metering開發的MultiReader系統

無線短程傳輸技術的進步實現了對配水網的監控。過去，監控用水情況依靠的是數學模型，以及在配水網的輸入端和使用者介面進行零星的測量。如今，有了適用的硬體，便能執行同步多次測量，進而能夠妥善管理配水網。

該儀錶實現了AMR（自動抄表），不僅能夠用於計費，還能檢測網路中的損耗。由於可以在輸入端和輸出端進行同步而頻繁的測量，公用事業機構得以執行每月、每週，甚至是每天的水量預算。如此一來，就能更輕鬆地監控由於故障或非法用水造成的網路損耗。公用事業機構還可以為客戶提供更多的服務，例如透過監控夜間或非高峰時段的使用情況來檢測使用者網路中的損耗。

透過電池供電式無線網路進行水資源監控是一項棘手的任務。儀錶需要在惡劣的環境中連續工作多年，甚至長達10年或15年，而且電能來源也非常有限。帶外干擾訊號（如無線電和電視廣播、GSM基地台）或頻內干擾訊號（如遙控）會帶來電磁干擾，降低接收機的靈敏度，有時還會造成接收機本身的阻塞。另外，天氣條件和金屬物體（如排水管和停泊的車輛）也會影響天線性能和無線電波傳播。較高的濕度和熱迴圈則會產生機械應力或影響電池性能。

上述因素都會影響系統的總體可靠性，並使維護成本難以保持低水準。

從上述工作條件明顯可以看出，設備應具備極高的靈敏度、穩定的抗干擾能力以及較低的功耗。Smart Metering對一系列短程設備進行了對比分析，最終決定選擇ADI的ADF702x系列無線收發器，因為該系列產品在滿足上述嚴苛要求方面表現領先市場。

## MultiReader系統

Smart Metering開發了基於ADF702x系列的MultiReader系統（圖2），以滿足公用事業機構的水資源監控需求。該系統由水錶MultiReader-C、中繼器MultiReader-R和集中器MultiReader-G組成。

MultiReader-C是一個電池供電計數器，最多可連接三個脈衝發射極元件。該儀錶可提供即時用水情況、根據固定日曆儲存的資料，以及應用特定演算法處理的測量資料。上述功能實現了多項服務，例如不同位置的同步測量、按規定時間間隔提供耗水資料，以及報告其他有價值的資訊，如回流、計數器關閉和終端用戶損耗等等。



圖2. MultiReader系統

MultiReader-R是一個電池供電中繼器，通常安裝在電線桿上，用於擴展單一儀錶的通訊範圍。該中繼器能與儀錶、其他中繼器以及集中器實現通訊。

MultiReader-G收集來自儀錶的資料，並能夠透過GSM網路與中央交換局實現通訊。

要對可靠的無線水計量網路進行安裝和維護，需要具備硬體、軟體和系統管理能力，而Smart Metering已在長期實踐中發展了這種能力。

圖3所示為MultiReader-C單元裝置，其中每個單元與三個脈衝發射極元件相連。圖4所示為安裝在電線桿上的中繼器。



圖3. MultiReader-C三個輸入單元



圖4. MultiReader-R中繼器

## ADI的ISM頻段收發器技術

ADI的SRD收發器可以覆蓋75 MHz至1 GHz的頻段。最受歡迎的元件包括ADF7020中頻收發器（100 kHz至200 kHz，資料速率最高可達200 kbps）、ADF7021窄帶收發器（9 kHz至25 kHz，資料速率最高可達32 kbps）及其衍生產品。彈性是這些元件的主要特性之一。為了在性能和功耗之間達成最佳平衡，可以對多種參數進行程式化。這些收發器提供了ASK、FSK、OOK、GFSK、MSK調變方案、-16 dBm至+13 dBm範圍內的可程式化輸出功率，以及許多適用於低雜訊前置放大器(LNA)的程式化選項，可在靈敏度、線性度和功耗之間進行權衡取捨。差分LNA輸入級、功率放大器(PA)斜坡控制以及高斯和升餘弦資料濾波均可保證元件在複雜的電磁環境中正常工作。

同一系列中的ADF7023嵌入了一個8位元通訊處理器，以提供資料封包處理、無線電控制和智慧喚醒模式功能。該通訊處理器透過整合一個典型通訊協定堆疊的低層，減輕了配套處理器的處理負擔。

## 資源

欲瞭解ADI能源解決方案的更多詳情，請瀏覽

<https://www.analog.com/energy>

## 本文提到的產品

產品	描述
ADF7020	ISM頻段收發器IC
ADF7021	高性能窄帶ISM收發器IC
ADF7023	高性能、低功耗ISM頻段FSK/GFSK/OOK/MSK/GMSK收發器IC

技術文章

# 自我調整即時DSP架構可以 監控電網中的諧波成分和 各種電源品質因數

ADI Gabriel Antonesei

## 簡介

在過去，諧波分析儀不僅非常昂貴，而且難以整合到大規模製造的電錶中。因此，對電網進行諧波污染分析是一件非常困難的事情，只能偶爾由專業操作員在某些特定位置進行。如今，晶片不僅可以整合更多的訊號處理功能，而且尺寸更精巧、價格更低廉，能夠實現對電網的高效使用和監控。

過去幾十年來，電源系統呈指數式成長，其非線性過特性引起了嚴重的諧波污染。這可能帶來多方面的不利影響，例如：電氣設備過熱和過早老化，傳輸線路損耗增加，以及繼電器保護失靈等。

因此，業界越來越關注諧波污染問題，並採取了各項措施以實現更好的電網管理。其中，最佳的一個方法是在電網內設定更多的觀測和分析點，並且延長監控時間。隨著智慧電錶在全世界範圍內的加快部署，滿足上述要求的最佳元件會被用於其

中。用於智慧電錶的ASIC集電能計量特性與諧波分析功能於一身，可能是最適合當下的理想解決方案。請切記，考慮到一塊晶片內要嵌入大量DSP資源，同時又必須廉價、尺寸精巧、功耗低，可想而知頻譜分析絕非易事。本文將討論一種嘗試滿足所有這些需求的DSP架構解決方案。

## 基頻估算和頻譜成分提取

電網上不斷變化的負載與相對恆定的發電輸出之間存在一種動態的平衡關係，這導致在負載較高時，主電源頻率會略微降低，而在負載較低時，主電源頻率會略微提高。在電網高度發達並受到密切監控的國家，頻率偏移量相當小，但在電網控制不佳的地區，頻率偏移量可能大到足以影響電氣設備。為此，業界已進行大量研究工作，試圖找到透過優化各種參數，如精度、速度、雜訊和諧波抗擾度等，來實現追蹤頻率的最有效方法。

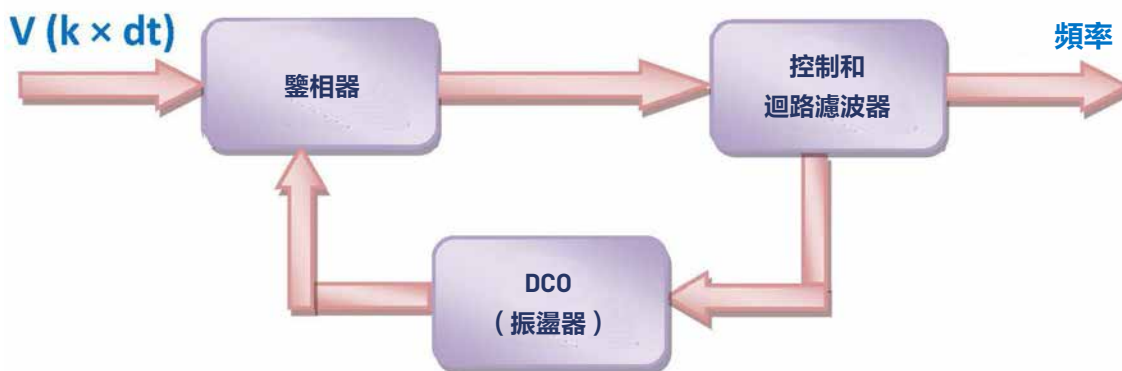


圖1. 基於數位PLL結構的頻率估算

就電源系統的安全性、穩定性和效率而言，電網的頻率是與電流和電壓同等重要的工作參數。可靠的頻率測量是有效的進行電源控制、負載減輕、負載恢復和系統保護的先決條件。

檢測和估算頻率的方法有許多種。例如，過零方法透過測量兩個相繼過零點之間的時間間隔來檢測頻率，這種方法的優點是非常容易實現，缺點是精度較低，並且易受諧波、雜訊、直流成分等影響。基於DFT的演算法可以利用取樣序列來估算頻率，但其對輸入訊號中的諧波非常敏感。針對本文所述的DSP架構，我們探討了一種基於數位PLL的方法，發現它很有效，具有高抗擾度，同時還能提供精確的頻率估算。

圖1所示為標準數位PLL結構及其三個主要模組。相位誤差檢波器將輸出發送到迴路濾波器，迴路濾波器進一步控制一個數位振盪器，目的是大幅降低相位誤差。因此，最終可以獲得輸入訊號基頻的估算值。控制迴路經過優化，在45 Hz到66 Hz的標準電網頻率範圍內可提供最佳的鎖定參數性能。

知道了要從頻譜中所提取成分的精確頻率後，我們就可以探究各種用於擷取的選項。談到取樣系統的頻譜分析，我們自然會想到利用離散傅立葉變換(DFT)這個工具將訊號從時域映射到頻域。有多種數值演算法和處理架構專門用於實現這種變換，FFT是其中最著名的一種。對比考慮擷取的訊息量和所需的DSP資源量，每種方法都有其優點和缺點。

有一種交流電源系統理論使用複平面中的相量來代表電壓和電流，該理論與一種以類似格式提供頻譜成分的DFT變化形式相互一致。從根本上來說，在目標頻率直接實現DFT公式也能達到同樣的效果。但是，為使測量具有即時性，我們採用了一種從DFT公式獲得求和元素的遞迴方法。進行方式有多種（取決於可用的DSP資源），但必須牢牢控制一個重要方面，這就是大幅降低頻譜洩漏和雜訊引起的誤差。

圖2以方塊圖形式說明了頻譜成分提取的工作原理。

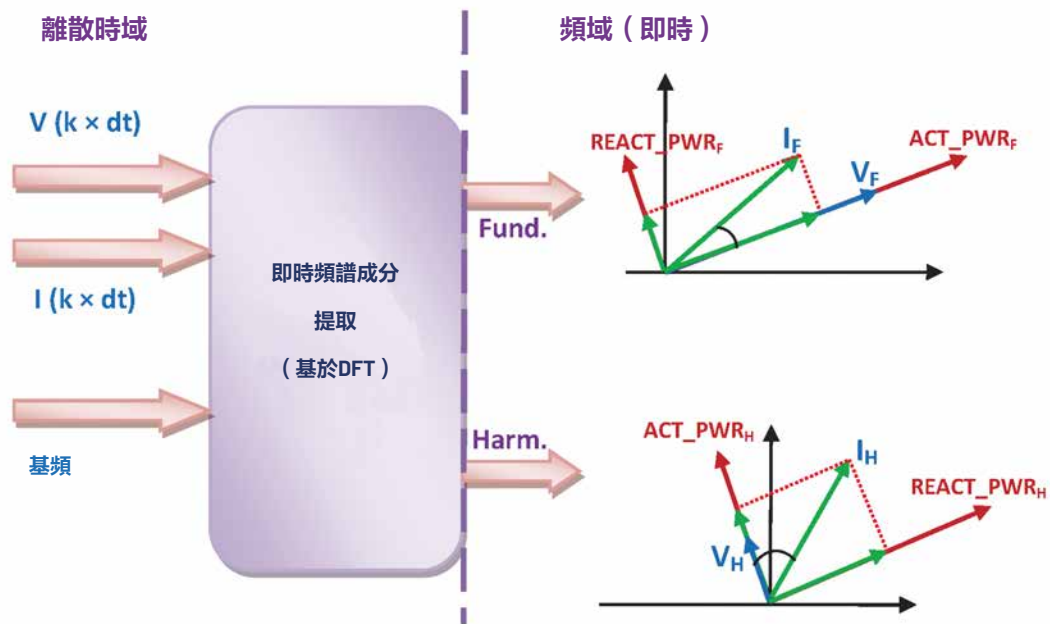


圖2. 擷取基波和諧波頻譜成分

某一相的取樣電壓和電流與基波頻率值一起透過一個計算模組，該計算模組以相量形式提供計算結果。針對每個基波頻率和某些使用者可選的諧波頻率，都會提供一對相量（電壓和電流）。有了這些分量之後，我們就可以運用電源理論中的已知方法來擷取RMS值和功率。RMS值相當於這些相量的幅度，視在功率則等於這些幅度的乘積。將電流相量直接投影到電壓上並將二者相乘，就可以獲得有功功率。分解電流的另一個正交元素與電壓相乘就得到無功功率。

說到這裡，我們要討論一下採用即時方法的可能優點（動機）。例如，此架構能夠有效監控變壓器中的湧浪電流。這種電流發生在變壓器通電期間，由磁芯的部分週期飽和引起。初始幅度為額定負載電流的2到5倍（然後慢慢降低），並具有極高的二次諧波，四次和五次諧波也會攜帶有用的資訊。如果只看總RMS電流，湧浪電流可能會被誤認為短路電流，因而可能錯誤地讓變壓器退出服務。為了識別這種情形，必須獲得二次諧波幅度的精確即時值。當我們只需要幾個諧波的資訊時，運用完整的FFT變換可能不是非常有效。

這種有選擇地計算幾個諧波成分的方法可能比FFT方法更有效率，所謂三次諧波序列就是另一個很好的例子。有時需要特別注意三次諧波的奇數倍諧波（3、9、15、21...）。在接地Y型系統中，當電流在零線上流動時，這些諧波就會成為一個重要問題。它會引起兩個典型問題：零線超載和電話干擾。有時候，零線的三次諧波序列壓降導致線路到零線電壓嚴重失真，致使某些設備發生故障。本文提出的解決方案可以只監控零線電流以及所有相位電流之和上的這些諧波。

## 頂層DSP架構

上述DSP模組已增加到一個根據基本公式計算總RMS值和功率的現有架構。我們還加入了一個用於計算多個電源品質因數的元件。首先，我們計算諧波失真(THD)，以便根據基波RMS值歸一化所有諧波RMS值。然後，利用總RMS值和基波RMS值，我們根據標準定義計算總諧波失真加雜訊(THD+N)。最後，根據有功功率與視在功率的比值，提取所有功率因數。如圖3所示，三個相位並存執行所有訊號處理，但諧波分析模組是例外，任一給定時間只能將該模組分配給某一相位。

透過計算諧波功率因數，可以找出電網中的諧波源。雖然業界仍然對查找主要諧波源的最佳方法存在爭議，但是其中一種傳統方法是基於「有功功率的流動方向」。這相當於確認該特定諧波頻率在系統某一點或多個點上的有功功率符號。在失真電壓下工作時，線性負載會針對每個諧波產生有功功率，而且如果用戶端存在非線性元件，該功率會進入網路。透過測量污染諧波電壓和電流的相位角度，然後計算其差值，可以確定該值。而在此架構中則不必如此，因為諧波功率因數可以提供該資訊。

這種DSP架構已在三相電能計量元件上成功實現，其具有如下硬體資源：單MAC架構，工作時脈頻率為16 MHz，訊號取樣速率為8 kHz，具有1k字的資料記憶體。所有三相的基波測量結果連續計算，諧波分析儀則能從給定相位（A、B或C）連續擷取三個隨機諧波值。該架構是可擴展的，某些性能參數已根據已知的電網工作條件進行了優化。

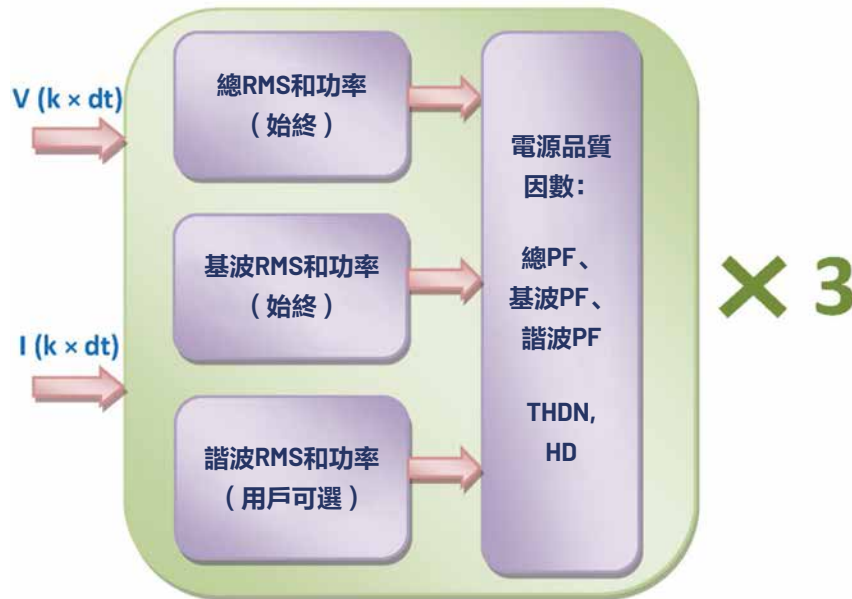


圖3. 頂層DSP架構

雖然不能一次性提供所有諧波值看起來像缺點，但我們要記住，電網中的諧波污染最重要的影響還是在於準穩態現象。實際上，對於工業和商用負載，建議分析至少一周內的諧波污染，而應避免任何零星的測量。在上述前提下，憑藉該架構的多功能性，使用者可以透過掃描所有三相上的所有可用諧波內容來獲得近似FFT的結果。

## 結論

在過去，諧波分析儀不僅非常昂貴，而且難以整合到大規模製造的電錶中。因此，對電網進行諧波污染分析是一件非常困難的事情，只能偶爾由專業操作員在某些特定位置進行。將更多訊號處理功能整合到小型且經濟的晶片中將徹底改變此一現狀，為更有效地理解和使用電網打開方便之門，讓電力公司和

消費者均將從中獲益。本文介紹的DSP架構現已整合到ADI的一款元件中，該元件是ADI電能計量部門針對多相市場推出的最新元件(ADE7880)之一。

## 資源

若要瞭解有關電能計量的更多資訊，請瀏覽：

<https://www.analog.com/energy>

## 本文提到的產品

產品	描述
ADE7880	整合諧波監控的多相多功能電能計量IC

技術文章

# 電錶資料分析的 重大機會

ADI技術人員Jed Hurwitz

## 簡介

電錶產業擁有了超過100年的悠久歷史，而且在未來必將持續發展，就部署和使用而言，智慧電錶在該產業中還處於嬰兒期。對於電力公司而言，電錶就是前端的收銀機，其精度不容折扣。無論是電錶製造商，還是力圖確保精度的電力公司，都必須遵守很多要求、規範和法規。但實際上，一旦電錶通過認證並完成製造和部署，大多數電錶的精度只在最初生產測試時可知。電錶在使用壽命內的現場工作情況，只能透過統計取樣測試瞭解。

從機械式和電子式電錶到智慧電錶，其主要變化是通訊方式，現在我們不僅可以遠端獲取使用的電量，還能實現診斷功能，可報告電錶自身的狀態、運行狀況和性能。這種全新的可能性讓我們能夠在電錶現場工作的同時獲得各種資訊，進而無需人工干預、斷開連接或專用設備。

## 精度和監控整個訊號鏈是關鍵

在汽車和工業等其他產業中，關鍵功能已將安全性概念納入診斷要求中，其實質是要求確認功能在整個流程中正常運轉。對於電錶產業，電力公司需要定期檢查現場工作的電錶的精度。電錶產業目前執行現場樣本測試，該方法主要依賴現場工作電錶內部元件的默示精度，但這種方法也存在風險。《Metering International》最近發表的一篇文章討論了需要現場監控精度的原因。<sup>1</sup>重要的是，精度變化的原因在很大程度上受感測器影響，感測器很容易受到大電流和高電壓以及惡劣環境的影響。因此，任何診斷功能必須監控整個電力測量訊號鏈，例如感測器和電子元件。

## 大數據分析機會

針對資訊系統架構的一個問題是：「如果能夠定期擷取現場所有電錶的精度資料，您將如何利用這種功能？」首先可以利用這個功能來排除故障和異常情況，但它還提供了更多的可能，可以收集現場的所有電錶的相關資訊，並進行某種形式的大資料分析。

遠端監控現場所有電錶的精度不會違反任何法規，而且收集的大量資料可為您帶來優勢，具體取決於管理電錶的方式。每小時或每天收集的資料量並不龐大，但帶來了無窮的可能性。圖1顯示了一種場景，您可以監控所有電錶的精度，讓這些資料達到高解析度，還可以分析所有電錶在使用壽命期間的差異。這樣就能夠獲得電錶之間的差異，包括製造批次、供應商、區域、不同電網拓撲結構。您還可將精度資料與其他指標關聯起來，例如季節性、溫度、濕度和耗電量，以便確定是否存在某些趨勢，協助您推動未來電錶的設計及製造規範，提供更加可重複的現場測量。

此外，瞭解所有電錶的工作情況，可讓您探究監管機構要求的樣本測試的結果。針對所有儀錶進行大數據分析，可協助您妥善地處理電力公司承擔的責任風險。

## 解決方案：mSure

迄今為止，沒有任何測試能夠包括整個訊號鏈、現場運行並自檢精度。因此，沒有任何方法能夠識別並報告儀錶設備精度的變化。15年之前，ADI率先開發針對電錶的整合計量晶片，全球部署的電錶中有近5億台內建ADI計量晶片，現在又開發出一種在電錶中使用的全新監控技術，稱為mSure™。該系統能夠在現場持續監控電錶精度，提供內建的自我測試功能，用於監查電錶在使用壽命內的性能。

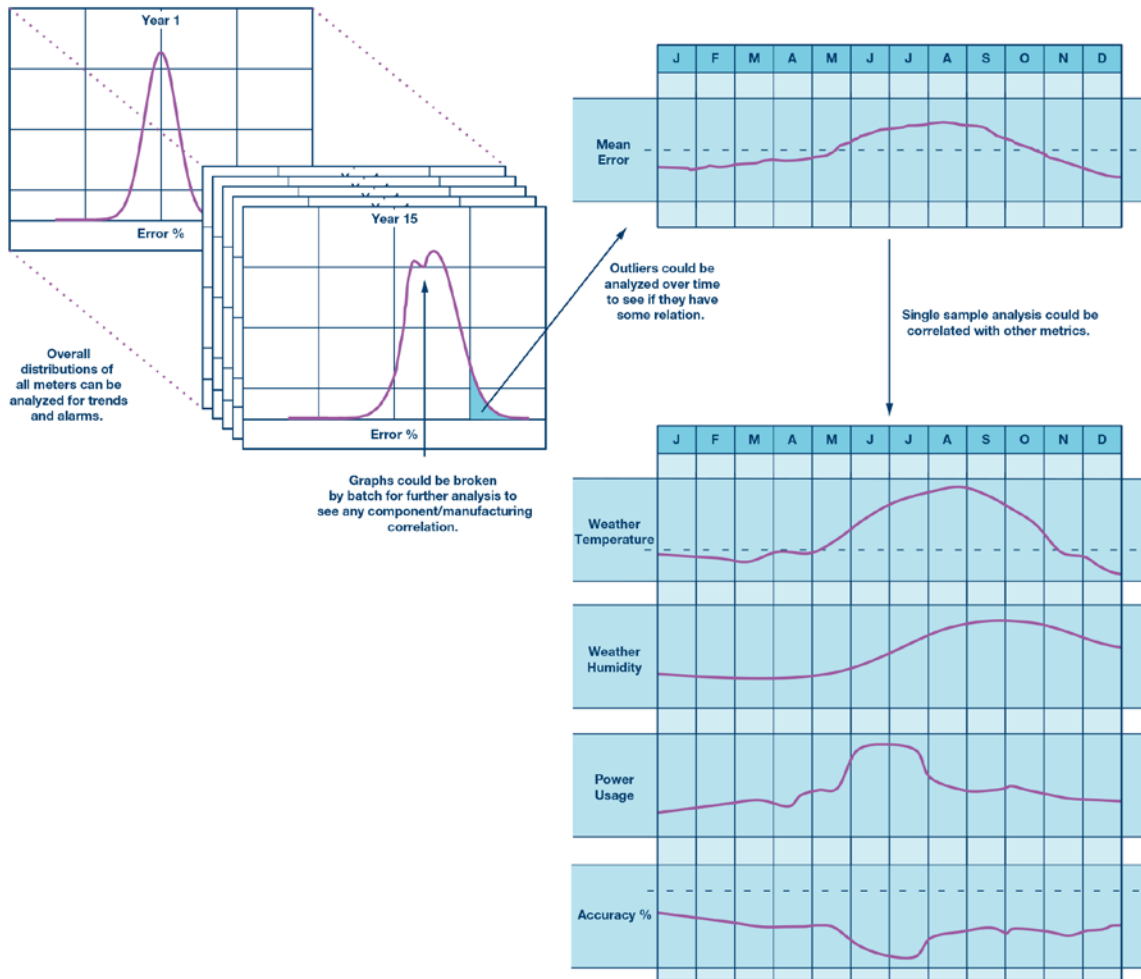


圖1. 對電錶精度測量的圖表資料分析被發送至雲端，展示如何提高分析資料本體及與其他關聯參數的能力

mSure可以測試電錶精度，最重要的是，可在儀錶工作時運行，且不影響計量功能，因此無需斷開接線。下圖2顯示了採用mSure的電錶的前端方塊圖。與傳統的計量前端非常相似，由感測器（橙色）和一些電子元件組成，實現電壓或電流訊號（藍色）數位化，積體電路（綠色）內部包括參考訊號產生器、檢測器和移除電路等模組，以實現mSure功能。

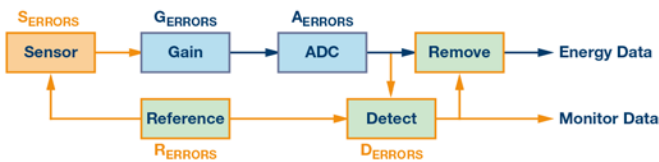


圖2. mSure模型

在製造過程中，電錶供應商透過感測器測量標準的電流和電壓，校準感測器和電子元件的精度，使得整個電錶符合規範。在剩餘工作壽命，電錶要依賴於這些元件的精度來維持精度。工作壽命中環境出現的任何誤差，都會導致感測器和電子元件的後續誤差。

mSure系統將已知參考訊號注入與輸入感測器的負載訊號相同路徑，持續監控該訊號路徑的回饋。透過疊加，感測器能夠同時感應參考訊號和負載訊號。這個組合訊號透過了相同的路徑，並由後端的電子元件將該組合訊號的數位化。感測電路將從組合訊號中擷取參考訊號分量，一旦實現這一點，mSure系統就會使用傳遞函數描述從感測器到數位化的完整訊號鏈。根據疊加理論，該傳遞函數同樣適用於負載訊號數位化，進而能夠確定精度是否發生變化。為了確保計量精度，mSure訊號將從測量及計量計算鏈路中被移除。

為了得到廣泛適用性，mSure系統目的在實現經濟、節能，能夠在電錶很長的使用壽命內保持穩定，耐受所有類型的負載和干擾。它支援業界主流的感測器，包括錳銅分流器、比流器、分壓取樣電路和羅氏線圈。監控功能不會影響計量認證，也不需要更改任何認證流程，同樣也不會修改校準參數或精度設定。

## 保護收益

電錶竊電是電力公司收入損失的罪魁禍首。雖然該問題在開發中國家更嚴重，但在很多已開發地區也呈上升趨勢。英國天然氣與電力市場辦公室最近發佈的報告中，估計每年竊電導致的收入損失達2億英鎊，另外電力公司還需要花費2500萬英鎊來調查竊電事件，維修或更換現場被篡改的電錶。<sup>2</sup>雖然mSure本身並不能預防所有類型的竊電方法，但它具有監控感測器和電子元件的獨特功能，能夠感測到目前的防竊電電錶無法識別的篡改企圖，例如篡改感測器。即便電力公司只能防止一小部分竊電方法，挽回的收入損失也對營利狀況大有裨益。

## 摘要

如今的電錶在售出和現場安裝前會進行認證、校準和出廠前測試，以確保達到不同地區規定的不同標準各種。因此，保證電

錶的精確是一種產業共識（元件品質和統計測試）。mSure該項新技術可以充分利用智慧電錶的現有接線，在現場對電錶進行持續非侵入式精度測試。它可以帶來諸多優勢，例如大資料分析，協助我們瞭解所有電錶的精度，識別任何竊電企圖，有助於電力公司提高業務收入。

未來，mSure方法還將超出計量相關範疇，應用於監控電網設備，特別是資產運轉情況、故障位置隔離及供電恢復(FLISR)方面。

## 參考文獻

<sup>1</sup> Bal Mukund Vyas. [保持精度的重要性—不精確儀錶帶來的商業影響。] 《Metering International》，2015年第2期。

<sup>2</sup> [解決竊電問題—諮詢。] Ofgem，2013年7月。

## 作者簡介

Jed Hurwitz（工程學學士）於Vision Group從事CMOS成像器的開發，並共同創立了Gigle Semiconductor（2010年為Broadcom所收購）和Metroic（2014年為ADI所收購）。目前擔任ADI電源管理產品部門的技術人員，他擁有18項已授予專利和50多項正在申請中的專利。

# 電能品質監測第1部分： 符合標準的電能品質 測量的重要性

產品應用資深工程師 Jose Mendia

## 摘要

本文討論了電能品質(PQ)測量在當今電力基礎設施中的重要性，並回顧了PQ監測的應用領域，並將介紹IEC電能品質標準及其參數。最後總結了A類和S類電能品質儀錶的主要區別。後續文章將闡述關於「如何設計符合標準的電能品質儀錶」的推薦解決方案。

## 現今電力基礎設施對電能品質測量的需求

由於發電模式以及能源消費結構不斷變化，電能品質重新受到關注。不同電壓水準的可再生能源實現了前所未有的成長，導致PQ相關的問題增多。由於在電網的多個入口點增加了多種電壓水準的不同步負載，消費模式也產生廣泛的變化。例如，電動車(EV)充電樁可能需要數百千瓦功率和大量資料中心及其相關設備，如暖氣供應、通風和空調。在工業應用中，由變頻驅動器運行的電弧爐、開關變壓器等不僅會為電網增加許多不良諧波，而且會導致電壓突降、突升、暫態掉電和閃爍。

電力領域的電能品質是指輸送給消費者的電壓品質。關於幅度、相位和頻率的一系列規定決定了此種服務品質。然而，根

據定義，其表示電壓和電流兩者。電壓很容易由發電方控制，但電流在很大程度上取決於消費者的使用情況。根據終端使用者的不同，PQ問題的概念和含義相當廣泛。

過去幾年裡，人們對不良PQ的經濟影響進行了廣泛的研究和調查。據估計，其在全球範圍內造成的經濟影響約為數十億美元<sup>1</sup>。這些研究的結論是，監測電能品質對許多商業部門的經濟效益有直接影響。儘管不良PQ對商業經濟的負面影響顯而易見，但有效且高效地大規模監測PQ並非易事。監測設施中的PQ需要訓練有素的人員和昂貴的設備，這些設備長時間或無限期地安裝在電力系統的多個節點上。

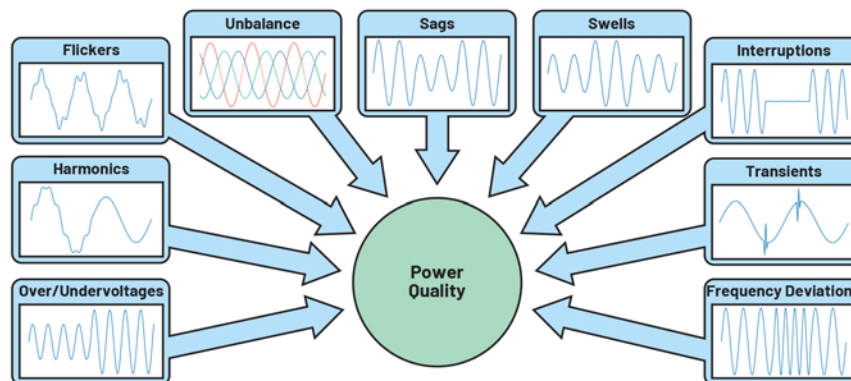


圖1. 電能品質問題

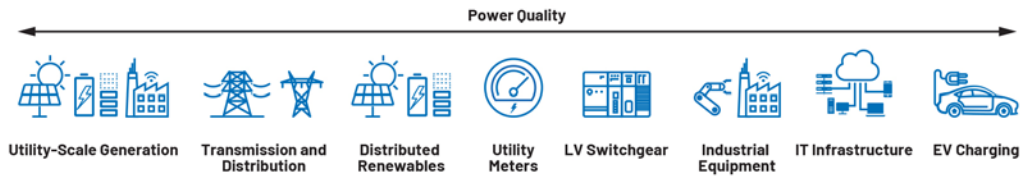


圖2. 發電和用電的動態變化可能導致各種電力基礎設施出現電能品質問題

## 電能品質監測應用領域

電能品質監測常被一些商業部門視為成本節約策略，而對另一些商業部門來說，它是一項關鍵活動。如圖2所示，電能品質問題可能出現在各種電力基礎設施中。正如我們將在後面所討論的，電能品質監測在發電和配電、電動汽車充電、工廠、資料中心等商業領域變得越來越重要。

## 電力公司和輸配電

電力公司透過輸配電系統為消費者服務，輸配電系統包括變電站，變電站經由輸電線路供應電力。透過這些輸電線路提供的電壓由變電站變壓器降壓到較低位準，變壓器會向系統注入一些諧波或間諧波。配電系統中的諧波電流可能導致諧波失真、低功率因數、額外損耗以及電氣設備過熱<sup>2</sup>，進而造成設備壽命縮短和散熱成本增加。由這些變電站變壓器供電的非線性單相負載會使電流波形變形。非線性負載的不平衡會導致電力變壓器的額外損耗、額外中性負載、低功率斷路器的意外操作以及用電量的不正確測量<sup>3</sup>。圖3顯示了此類非線性負載的影響。

風力和光伏(PV)太陽能系統產生的電力注入電網後，也會導致一些電能品質問題。在風力發電方面，風的間歇性會產生諧波和短期電壓變化<sup>4</sup>。光伏系統中的逆變器會產生雜訊，這些雜訊可能引起電壓瞬變、失真諧波和射頻雜訊，因為逆變器通常使用高速開關來提升能量手機的效率。

## 電動汽車充電樁

電動汽車充電樁可能面臨多種電能品質挑戰，既有輸往電網及取自電網的電力（見圖4）。從配電公司的角度來看，電動汽車充電樁中使用的基於電力電子的轉換器會注入諧波和間諧波。電源轉換器設計不當的充電樁可能會注入直流電(DC)。此外，快速電動汽車充電樁會將快速電壓變化和電壓閃爍引入電網。從電動汽車充電樁方面來看，輸電或配電系統中的故障會導致電壓突降或充電樁電源電壓中斷。電動汽車充電樁的電壓容限降低會導致欠壓保護啟動和與電網斷開（這會導致極差的使用者體驗）<sup>5</sup>。

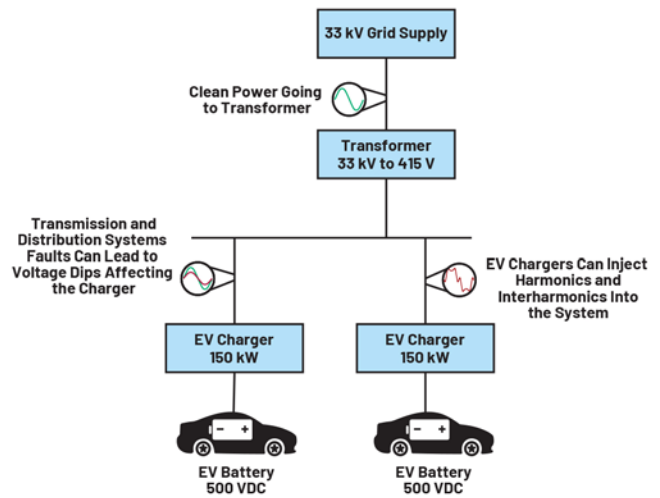


圖4. 電動汽車充電樁面臨的電能品質問題

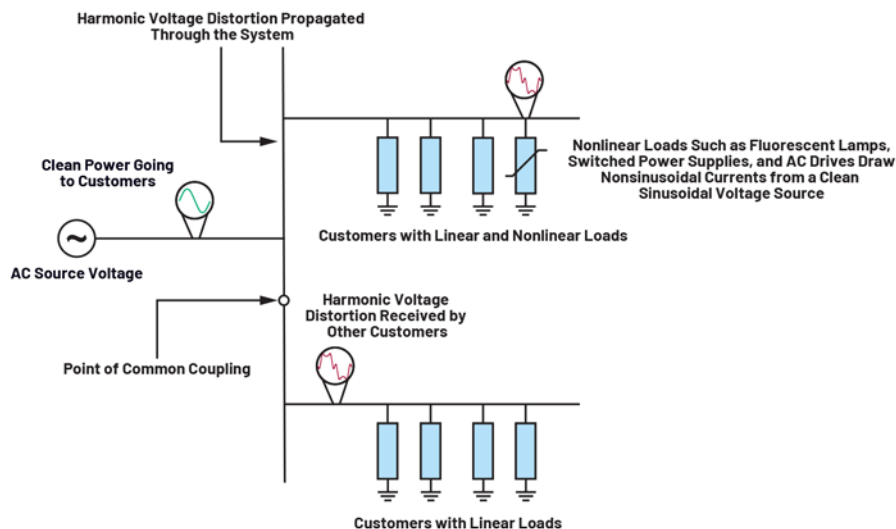


圖3. 非線性負載產生的電流諧波的影響

## 工廠

根據美國電力研究所(EPRI)的報告，美國工業設施每年因為電源變化和電壓擾動引起的電能品質問題而蒙受的損失約為1190億美元<sup>6</sup>。此外，根據歐洲銅業研究所的資料，25個歐盟國家每年因為不同的PQ問題而遭受相當於1600億美元的財務損失<sup>7</sup>。這些數字與後續的停工和生產損失以及知識生產力的折算損失直接相關<sup>8</sup>。

電能品質的下降通常是由電弧爐和工業馬達的間歇性負載和負載變化引起的。此類干擾會引起湧浪、突降、諧波失真、中斷、閃爍和信令電壓<sup>9</sup>。為了在工廠設施內部檢測和記錄這些干擾，有必要在整個電氣設施中的多個節點上使用電能品質監測設備，或在負載級使用電能品質監測設備會更好。隨著新的工業4.0技術的到來，負載處的電能品質監測可以透過工業面板儀錶或子儀錶來解決，以全面瞭解輸送到每個負載的電能品質。

## 資料中心

目前，大多數商業活動皆仰賴資料中心提供電子郵件、資料儲存、雲端服務等。資料中心需要高水準、潔淨、可靠、不間斷的電力供應。卓越的PQ監測有助於管理人員預防代價高昂的停電，並協助管理因電源單元(PSU)問題而需要進行的設備維護或更換。不斷電供應系統(UPS)系統整合到機架配電單元(PDU)中，是需要向資料中心內的IT機架增加PQ監測的另一個原因。這種整合可以提供電源插座級別的電源問題可見性。

根據Emerson Network Power的一份報告指出，UPS系統故障（包括UPS和電池）是資料中心意外停電的首要原因<sup>10</sup>。在所有報告的停電事件中，約有三分之一為公司造成了接近25萬美元的損失<sup>11</sup>。每個資料中心都會使用UPS系統，以確保潔淨和不斷電的電力供應。這些系統隔離並減輕了電力公司的大部分電力問題，但它們不能防範IT設備本身的PSU產生的問題。IT設備PSU是非線性負載，此類負載可能引入諧波失真和其它由設備造成的問題，有些問題可能導致需要使用具有變頻調速風扇的高密度散熱系統。除了這些問題，PSU還面臨多種形式的干擾，如電壓瞬變和湧浪、電壓突升、下降和尖峰、不平衡或波動、頻率變化、設備接地不良。

## 電能品質標準說明

電能品質標準規定了電力幅度的可測量限值，即它們可以偏離標稱額定值多遠。不同的標準適用於電力系統的不同組成部分。具體來說，國際電子馬達委員會(IEC)在IEC 61000-4-30標準中定義了交流(AC)電力系統PQ參數的測量方法和結果解釋。PQ參數是針對50 Hz和60 Hz的基頻聲明的。此標準還規定了兩類測量設備：A類和S類。

- ▶ A類定義了PQ參數測量的最高準確度和精確度，適用於契約事務和爭議解決中需要高精度測量的儀器。亦適用於需要驗證標準合規性的設備。
- ▶ S類用於電能品質評估、統計分析應用和低不確定度的電能品質問題診斷。此類儀器可以報告標準定義的參數的一個有限子集。使用S類儀器進行的測量可以在網路上的多個網站、在全部位置、甚至在單台設備上進行。

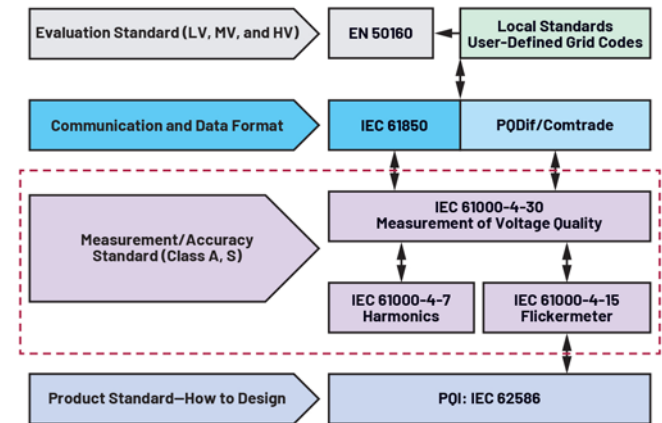


圖5. IEC電能品質標準

需要注意的是，該標準定義了測量方法，說明了解釋結果的指南，並規定了電能品質儀錶的性能。它沒有提供儀器本身的设计指南。

IEC 61000-4-30標準為A類和S類測量設備定義了如下PQ參數<sup>12</sup>。

- ▶ 工頻
- ▶ 電源電壓和電流的幅度
- ▶ 閃爍
- ▶ 電源電壓突降和突升
- ▶ 電壓中斷
- ▶ 電源電壓不平衡
- ▶ 電壓和電流諧波和間諧波
- ▶ 快速電壓變化
- ▶ 欠偏差和過偏差
- ▶ 電源電壓上的交流電源信令電壓

## IEC 61000-4-30標準定義的A類和S類的主要區別

儘管A類定義了比S類更高的準確度和精確度，但差異不僅僅是精度水準。儀器必須符合時間同步、探頭品質、校準週期、溫度範圍等要求。表列出了儀器要獲得某類認證所應滿足的要求。

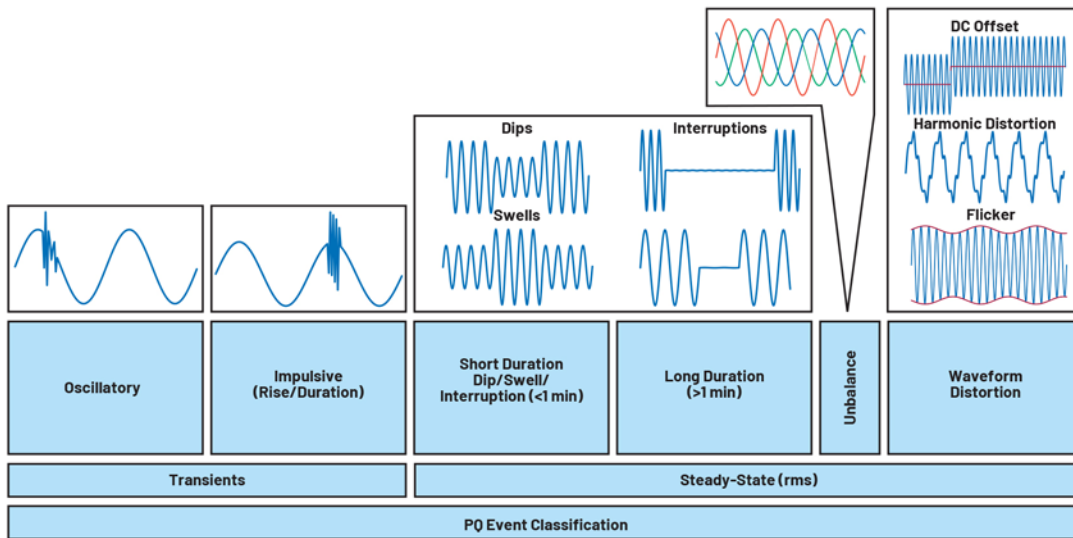


圖6. 電能品質參數在時間尺度上的分類

### 表1. IEC 61000-4-30 A類和S類的主要區別

	A類	A類
電壓測量精度	±0.1%	±0.5%
電流測量精度	±1%	±2%
電壓和電流有效值計算	半週期步進	單週期步進
頻率測量精度	±10 mHz	±50 mHz
150/180週期聚合	不允許間隙， 每10分鐘與UTC同步	聚合之間 允許存在間隙
諧波測量最高次數	50th	40th
每24小時時脈不確定度	±1秒	±5秒
時間同步	GPS接收機、 無線電定時訊號或 網路定時訊號	不需要
工作溫度範圍	0°C至45°C	由製造商指定

### 結語

電能品質問題存在於整個電力基礎設施中。擁有監測這些PQ問題的設備有助於改善性能、服務品質和設備壽命，同時減少經濟損失。在後續文章「如何設計符合標準的電能品質儀錶」中，我們將介紹一種整合解決方案和一個即用型平台，它們能夠顯著加快開發速度並降低PQ監測產品的開發成本。

### 參考資料

<sup>1</sup> Panuwat Teansri、Worapong Pairindra、Narongkorn Uthathip Pornrapeepat Bhasaputra和Woraratana Pattarakorn。[泰國金屬、機械和設備製造相關產業的電能品質擾動的成本]。GMSARN國際雜誌，第6卷，2012年。

<sup>2</sup> Sai Kiran Kumar Sivakoti、Y. Naveen Kumar和D. Archana。[傳輸線路中使用D-Statcom給配電系統帶來的電能品質改進]。國際工程研究與應用雜誌(IJERA)，第1卷第3期。

<sup>3</sup> Gabriel N. Popa、Angela Lagar和Corina M. Dinis。[住宅和教育建築中的變電站的一些電能品質問題]。第10屆電氣工程高階主題(ATEE)國際研討會，IEEE，2017年。

<sup>4</sup> Sulaiman A. Almohaimeed和Mamdouh Abdel-Akher。[風電穿透功率給電網帶來的電能品質問題和緩解措施]。應用科學，2020年10月。

<sup>5</sup> George G. Karady、Shahin H. Berisha、Tracy Blake和Ray Hobbs。[電動車充電站的電能品質問題]。SAE會議論文，1994年。

<sup>6</sup> David Lineweber和Shawn McNulty。[工業和數位經濟公司的電能擾動的成本]。Electric Power Research Institute, Inc.，2001年6月。

<sup>7</sup> Roman Targosz和Jonathan Manson。[泛歐電能品質調查]。第9屆電能品質和利用國際會議，IEEE，2007年。

<sup>8</sup> Subrat Sahoo。[電能品質的近期趨勢和進步]。現代電力系統的電能品質，2020年。

<sup>9</sup> A. El Mofty和K. Youssef。[工業電能品質問題]。第16屆國際配電會議與展覽會，2001年。第一部分：徵稿。CIRED (IEE會議出版號482)，IEEE，2001年6月。

<sup>10</sup> [資料中心斷電的成本]。Ponemon Institute，2016年1月。

<sup>11</sup> [資料中心斷電是常見事故，成本高昂，但可預防]。Uptime Institute。

<sup>12</sup> [IEC 61000-4-30:2015：電磁相容性(EMC)-第4部分-30：測試測量技術-電能品質測量方法]。國際電子馬達委員會，2015年2月。

---

## 作者簡介

[Jose Mendia](#)擁有電子和電腦科學工程學士學位，於2016年加入ADI的能源和工業系統部。目前擔任愛丁堡英國設計中心的产品應用資深工程師。

# 電能品質監測第2部分： 符合標準的電能品質 儀錶的設計考慮因素

資深產品應用工程師 Jose Mendia

## 摘要

本文介紹如何藉由即用型平台加快開發速度，高效設計符合標準的電能品質(PQ)測量儀錶。文中詳細探討設計A類和S類電能表的不同解決方案，包括新的S類電能品質測量整合解決方案，該方案可大幅縮短電能質量監測產品的開發時間並降低成本。文章「[電能品質監測第1部分：符合標準的電能品質測量的重要性](#)」則詳細闡述了電能品質IEC標準及其參數。

## 進行電能品質解決方案面臨的挑戰

圖1顯示了用於測量電能品質的儀錶所包含的基本元件。首先，電流和電壓感測器必須支援該儀器的工作範圍，且輸入訊號應能根據類比數位轉換器(ADC)輸入的動態範圍進行調整。傳統感測器是導致測量結果不準確的第一個來源；因此，正確選擇感測器十分重要。然後，訊號傳輸至ADC；其各種特性，例如偏置、增益和非線性度誤差成為導致測量結果不準確的第二個來源。正確選擇ADC來執行此功能，這是設計電能品質儀錶時的一大難點。最後，必須開發一系列訊號處理演算法，以便從輸入訊號取得電氣和電能品質測量結果。

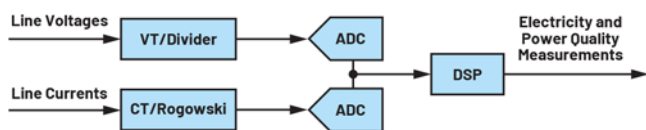


圖1. 電能品質測量儀錶的主要元件。

## 電壓和電流感測器

電能品質儀錶的位置和應用不同，標稱電源電壓( $U_{NOM}$ )、標稱電流( $I_{NOM}$ )和頻率也會不同。除了儀錶測得的標稱值，IEC 61000-4-7標準要求電能品質測量儀錶達到表1所示的精度；因此，在選擇感測器時，必須確保在使用該感測器後，儀器能夠達到要求的測量精度。

表1. IEC 61000-4-7標準指定的電流、電壓和電能測量精度要求

類別	測量	條件	最大誤差
A	電壓	$U_M \geq 1\% U_{NOM}$	$\pm 5\% U_M$
		$U_M < 1\% U_{NOM}$	$\pm 0.05\% U_{NOM}$
	電流	$I_M \geq 3\% I_{NOM}$ $I_M < 3\% I_{NOM}$	$\pm 5\% I_M$ $\pm 0.15\% I_{NOM}$
S	電能	$P_M \geq 150 \text{ W}$ $P_M < 150 \text{ W}$	$\pm 1\% P_M$ $\pm 1.5 \text{ W}$
	電壓	$U_M \geq 3\% U_{NOM}$ $U_M < 3\% U_{NOM}$	$\pm 5\% U_M$ $\pm 0.15\% U_{NOM}$
S	電流	$I_M \geq 10\% I_{NOM}$	$\pm 5\% I_M$
		$I_M < 10\% I_{NOM}$	$\pm 0.15\% I_{NOM}$

$I_{NOM}$ ：測量儀錶的標稱電流範圍

$U_{NOM}$ ：測量儀錶的標稱電壓範圍

$U_M$ 、 $I_M$ 和 $P_M$ ：測量值

IEC61000-4-7標準推薦在設計輸入電路時，採用這些標稱電壓( $U_{NOM}$ )和標稱電流( $I_{NOM}$ ):

- ▶ 對於50 Hz系統: 66 V、115 V、230 V、400 V、690 V
- ▶ 對於60 Hz系統: 69 V、120 V、240 V、277 V、347 V、480 V、600 V
- ▶ 0.1 A、0.2 A、0.5 A、1 A、2 A、5 A、10 A、20 A、50 A、100 A

此外，在連續施加 $1.2 \times U_{NOM}$ 和 $I_{NOM}$ 時，用於測量電壓和電流的感測器的特性和精度必須保持不變。對儀器施加四倍標稱電壓訊號或1 kV rms (以低值為準) 1秒，不得導致任何損壞。同樣地對儀器施加 $10 \times I_{NOM}$  1秒，不得導致任何損壞。

## 類比數位轉換器

儘管IEC 61000-4-30標準未明確提供最低取樣速率要求，但ADC的取樣速率必須足以測量一些振盪和快速的電能品質現象。取樣速率如果不足，會導致電能品質事件分類出錯，或無法檢測到事件。IEC 61000-4-30標準規定，儀錶的電壓和電流感測器應該能夠支援高達9 kHz。因此，必須按照訊號分析規則選擇ADC的取樣頻率，以測量高達9 kHz (包含在內) 的能量譜分量。圖2顯示在取樣速率不足時會造成的後果。左上方的波形每10個週期(200 ms)包含64個樣本，右上方的波形每10個週期包含1024個樣本。如圖2所示，左上圖顯示電壓突降事件，右上圖則顯示這種突降是由瞬變引起的。

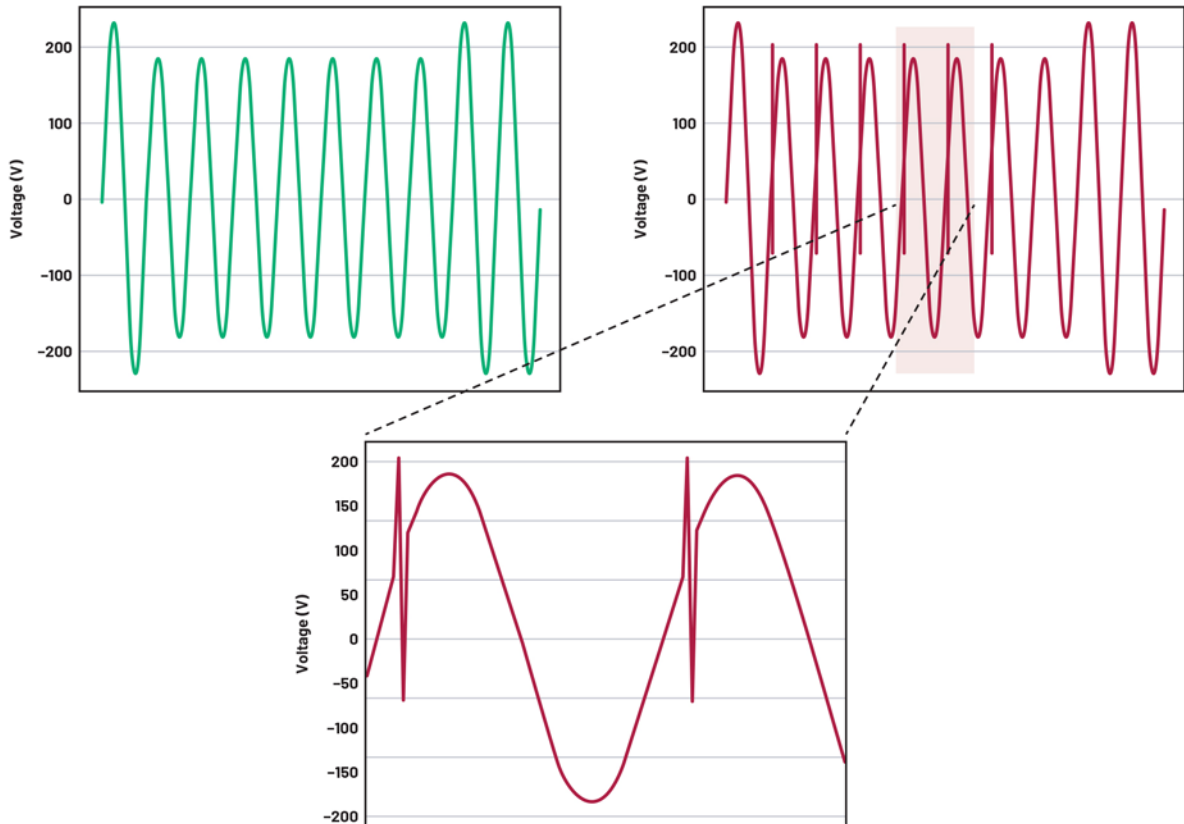


圖2. ADC取樣速率會影響電能品質測量。

IEC標準適用於單相和三相系統；因此，所選的ADC必須能夠同時對規定數量的電壓和電流通道取樣。能夠同時對儀錶上的所有電壓和電流通道執行測量，如此便能檢查所有參數並在發生電能品質事件時，立即觸發這些參數。

## 數位訊號處理(DSP)

儘管為電能品質測量應用選擇感測器和ADC需要付出全面的工程努力，但毫無疑問，開發演算法來處理ADC原始測量資料才是電能品質測量過程中最費時間和資源的任務。要建構符合標準的儀錶，必須選擇正確的DSP硬體，還必須開發基於波形樣本計算電能品質參數的演算法並進行適當測試。這項標準不止要求進行計算，還要求基於不同的時間進行整合，要求A類的時間精度小於 $\pm 1$ 秒/24小時，S類的時間精度小於 $\pm 5$ 秒/24小時。這些演算法必須執行諧波分析。此外，電能品質參數依賴快速傅立葉轉換(FFT)分析(諧波、間諧波、電源訊號電壓、失衡)，但這種分析很難進行。FFT分析要求以最低每200 ms (10個週期) 1024個樣本的速率對波形進行取樣。要按規定的速率對ADC的原始波形重取樣，必須非常小心，以免造成諧波失真和混疊。

演算法開發完成之後，IEC標準要求儀錶必須通過400多項測試，才能獲得完全認證。

圖3所示的方塊圖顯示了DSP系統進行電能品質測量時所需的最相關功能。

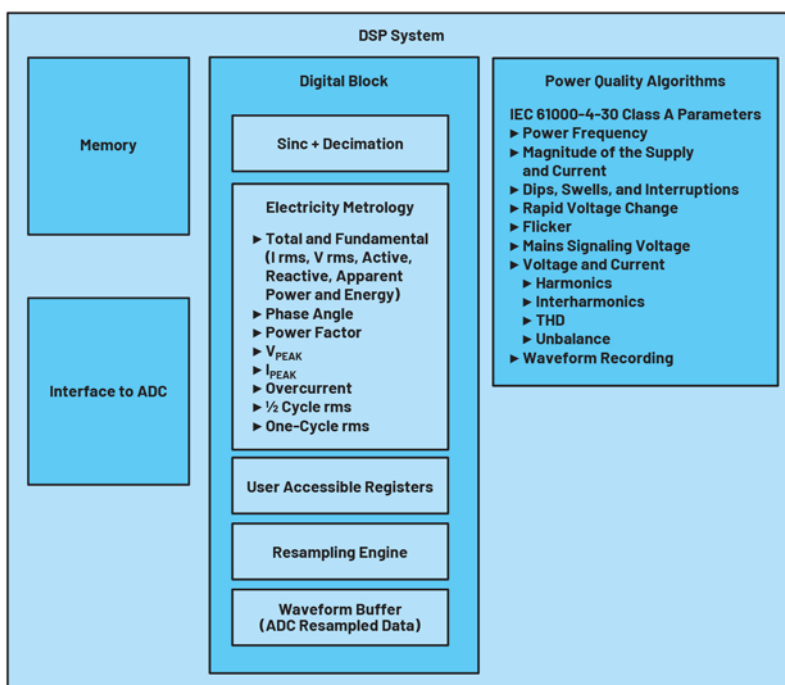


圖3. 方塊圖：DSP電能品質系統的相關功能。

## ADI的電能品質測量解決方案

### 多通道同步取樣ADC，符合IEC 61000-4-30 A類標準

在開發A類PQ儀錶時，我們需要考慮精度、通道數量和取樣速率要求，所以我們推薦使用AD777x和AD7606x系列產品來進行訊號鏈/系統的ADC轉換。注意，這些解決方案只提供來自輸入訊號的原始數位化資料。必須開發DSP系統，以取得通過認證的PQ測量結果。

### AD777X系列 $\Sigma$ - $\Delta$ ADC

AD777x是8通道、24位元同步取樣ADC系列元件。晶片內整合8個完整的 $\Sigma$ - $\Delta$  ADC，提供16 kSPS/32 kSPS/128 kSPS取樣速率。AD777x提供低輸入電流，允許直接連接感測器。每個輸入通道都有一個增益為1、2、4和8的可程式化增益級，可將低幅度感測器輸出映射到滿量程ADC輸入範圍，進而儘量擴大訊號鏈的動態範圍。AD777x支援1V至3.6V<sub>REF</sub>電壓，類比輸入範圍為0V至2.5V或者±1.25V。類比輸入可配置為接受真差分、偽差分或單端訊號以配合不同的感測器輸出配置。取樣速率轉換器可以用來對AD7770進行精細分辨率控制，還可用於線路頻率變化為0.01 Hz時，需要ODR解析度用於保持取樣頻率跟隨維持相關性的應用。AD777x還提供5 kHz大訊號輸入頻寬（AD7771為10 kHz）。透過SPI提供的資料輸出和SPI通訊介面還可配置用於輸出 $\Sigma$ - $\Delta$  ADC轉換資料。其溫度範圍為-40°C至+105°C，採用3.3V或±1.65V電源時，最高可達到+125°C。

圖4顯示了PQ儀器使用的AD777x系列ADC的典型3相應用系統方塊圖，其中使用電流互感器作為電流感測器，且使用電阻分壓器作為電壓感測器。

### AD7606x系列16/18位元ADC資料擷取系統

AD7606x是8通道16/18位元同步取樣類比數位資料擷取系統(DAS)系列。每個通道均包含模擬輸入箝位保護、可程式化增益放大器(PGA)、低通濾波器、16/18位元逐次逼近型(SAR)ADC。AD7606x並內建彈性的數位濾波器、低漂移2.5V精密基準電壓源和基準電壓緩衝器，可驅動ADC及彈性的並行和序列介面。

AD7606B採用5V單電源供電，支援±10V、±5V和±2.5V真雙極性輸入範圍，所有通道均能以800 kSPS (AD7606B)/1 MSPS (AD7606C)的吞吐速率取樣。輸入箝位保護容忍不同的電壓輸入，它們是使用者可選的類比輸入範圍(±20V、±12.5V、±10V、±5V和±2.5V)。AD7606x採用單一5V類比電源供電。其採用單電源工作方式，具有晶片內濾波和高輸入阻抗，因此無需採用需要雙極性電源的外部驅動運算放大器。

在軟體模式下，可以使用以下先進功能：

- ▶ 額外的過取樣(OS)選項，高達OS × 256
- ▶ 每通道的系統增益、系統失調和系統相位校準
- ▶ 類比輸入開路檢測器
- ▶ 用於診斷的多工器
- ▶ 監控功能：SPI無效讀/寫、迴圈冗餘校驗(CRC)、過壓和欠壓事件、忙碌鎖死監控和重置偵測

圖4顯示了適用於電能品質儀錶的AD7606x系列ADC的典型3相應用系統方塊圖，其中使用電流互感器作為電流感測器，且使用電阻分壓器作為電壓感測器。

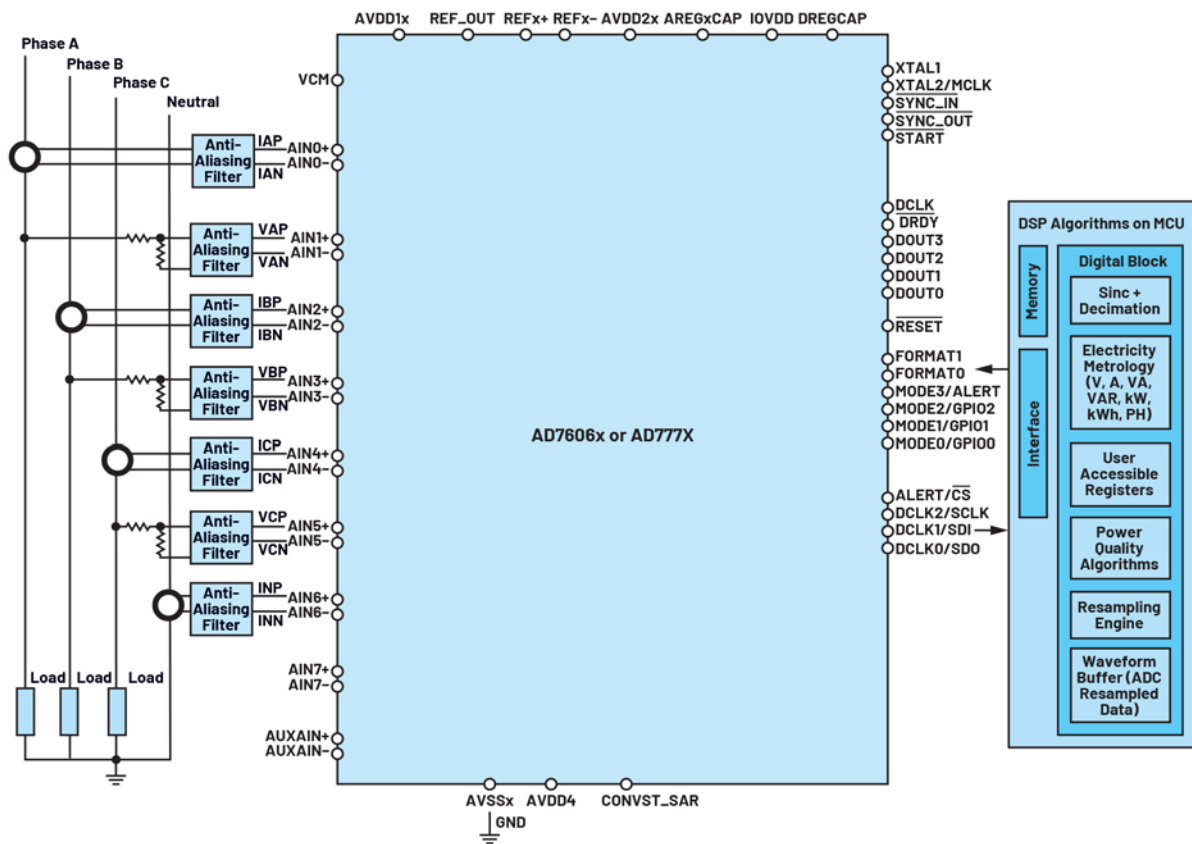


圖4. AD777X和AD7606x系列ADC的電能品質3相應用系統方塊圖。

## ADI預認證的IEC S類電能品質解決方案

ADE9430是一款高精度、全整合式多相電能計量IC，結合主機微控制器上運行的ADSW-PQ-CLS軟體庫，共同構成符合IEC 61000-4-30 S類標準的完整解決方案。透過整合大幅縮短了PQ監控產品的開發時間，且降低了成本。ADE9430 + ADSW-PQ-CLS解決方案緊密整合擷取引擎和運算引擎，簡化電能和PQ監控系統的實現和認證。圖5顯示了適用於電能品質儀錶的ADE9430 + ADS W-PQ-CLS解決方案的3相應用系統方塊圖，其中使用電流互感器作為電流感測器，且使用電阻分壓器作為電壓感測器。

### ADE9430 S類電能品質類比前端

ADE9430整合七個輸入通道，可在三相系統或多達三個單相系統上使用。配合外部類比積分器使用時，該元件支援使用分流器(CT)或羅氏線圈來進行電流測量。其提供整合式類比前端來進行電能品質監控和電能計量。ADE9430與ADE9000和ADE9078接腳相容，提供同等的類比和計量性能。具有以下特性：

- ▶ 7個高性能24位Σ-Δ ADC
- ▶ 101 dB SNR
- ▶ 寬廣輸入電壓範圍：±1V，707 mV rms，滿量程，增益為1
- ▶ 差分輸入

- ▶ 0.2級精度計量
- ▶ 1週期rms、線路頻率、過零、先進計量方法
- ▶ 波形緩衝器
- ▶ 連續重取樣資料：每10/12線路週期1024點
- ▶ 先進計量方法覆蓋50 Hz和60 Hz基波頻率
- ▶ 支援有功電能標準：IEC 62053-21和IEC 62053-22；EN 50470-3 OIML R46；以及ANSI C12.20
- ▶ 支援無功電能標準：IEC 62053-23、IEC 62053-24
- ▶ 高速通訊連接埠：20 MHz序列埠介面(SPI)

### ADSW-PQ-CLS軟體庫

ADSW-PQ-CLS軟體庫專用於與ADE9430整合，以生成符合IEC 61000-4-30標準的S類PQ測量值。其採用了IEC 61000-4-30中定義的有關S類儀器的所有參數。用戶可以決定使用哪些PQ參數。此庫需要低CPU/RAM資源，且與核心/OS無關（最低需要採用Arm® Cortex®-M）。支援的MCU架構包括Arm Cortex-M0、Cortex-M0+、Cortex-M1、Cortex-M3和Cortex-M4。在提供給終端用戶時，該庫以CMSIS-PACK檔(.pack)的形式提供，相容Keil Microvision、IAR Embedded Workbench (8.x版本)，或者ADI的CrossCore® Embedded Studio。在購買ADE9430時，會隨附提供該軟體庫的許可證。提供一個PC串列指令列介面(CLI)示例，用於評估該庫及其功能。圖6顯示此CLI如何顯示PQ參數。

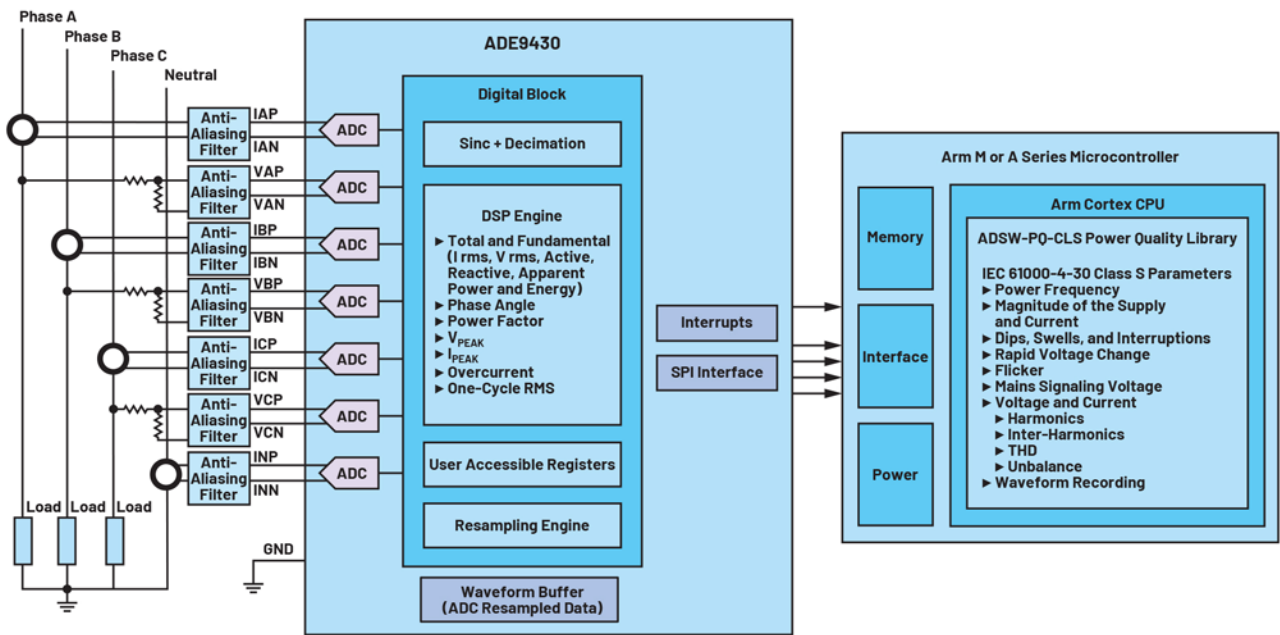


圖5. ADE9430和ADSW-PQ-CLS PQ 3相系統方塊圖。

```

COM4 - Tera Term V1
File Edit Setup Control Window KanjiCode Help
INB,150180cycles,1,6,0,946706645130,Y,0,15,0,13
MAG,150180cycles,VA,7,0,946706645130,Y,229,22478
HARM,150180cycles,VA,7,0,946706645130,Y,0,0,0,0,0,0,0,0
THD,150180cycles,VA,7,0,946706645130,Y,0,0
MAG,150180cycles,VB,7,0,946706645130,Y,172,78564
HARM,150180cycles,VB,7,0,946706645130,Y,0,0,0,0,0,0,0,0
THD,150180cycles,VB,7,0,946706645130,Y,0,0
MAG,150180cycles,VC,7,0,946706645130,Y,164,84148
HARM,150180cycles,VC,7,0,946706645130,Y,60,25,55,18,50,16,41,14
THD,150180cycles,VC,7,0,946706645130,Y,104,32
INB,150180cycles,1,7,0,946706645130,Y,89,11,80,39
MAG,150180cycles,1A,7,0,946706645130,Y,10,18533
HARM,150180cycles,1A,7,0,946706645130,Y,0,0,0,0,0,0,0,0
THD,150180cycles,1A,7,0,946706645130,Y,0,0
MAG,150180cycles,1B,7,0,946706645130,Y,10,15129
HARM,150180cycles,1B,7,0,946706645130,Y,0,0,0,0,0,0,0,0
THD,150180cycles,1B,7,0,946706645130,Y,0,0
MAG,150180cycles,1C,7,0,946706645130,Y,10,11558
HARM,150180cycles,1C,7,0,946706645130,Y,0,0,0,0,0,0,0,0
THD,150180cycles,1C,7,0,946706645130,Y,0,0
MAG,150180cycles,1N,7,0,946706645130,Y,0,0,9438
HARM,150180cycles,1N,7,0,946706645130,Y,0,0,0,0,0,0,0,0
THD,150180cycles,1N,7,0,946706645130,Y,0,0
INB,150180cycles,1,7,0,946706645130,Y,0,15,0,14
ADSW-PQ-CLS>
  
```

圖 6. ADSW-PQ-CLS 軟體庫串列 CLI 介面。

## ADE9xxx系列電能品質功能匯總

表2. ADE9xxx系列電能計量IC的電能和電能品質特性；S類數值表示功能符合IEC 61000-4-30 S類標準

參數	ADE9078 電錶計量	ADE9000 電能品質	ADE9430 + ADSW-PQ-CLS
瓦特、瓦時	✓	✓	✓
I rms、V rms、 VA、VA-hr	✓	✓	✓
總VAR、VAR-hr	✓	✓	✓
基波無功功率、 VAR-hr	✓	✓	✓
功率因數	✓	✓	✓
電流相位角	✓	✓	✓

參數	ADE9078 電錶計量	ADE9000 電能品質	ADE9430 + ADSW-PQ-CLS
電壓相位角	✓	✓	✓
線路頻率—3	✓	✓	S類
相序檢測	✓	✓	✓
1/2週期rms	—	✓	—
1週期rms	—	✓	S類
10/12週期rms	—	✓	S類
150/180週期rms	—	—	S類
突降/突升	—	✓	S類
中斷	—	—	S類
過電流	—	✓	✓
基波功率瓦特、 瓦時、VA、VA-hr	—	✓	✓
快速電壓變化	—	—	S類
上/下偏差	—	—	S類
閃變	—	—	S類
電壓/電流失衡	—	—	S類
電壓/電流諧波、 間諧波	—	—	S類最高達到 第40位元
ITHD、VTHD	—	✓	S類

參數	ADE9078 電錶計量	ADE9000 電能品質	ADE9430 + ADSW-PQ-CLS
電源訊號電壓	-	-	S類 (<3 kHz)
基波 I rms、V rms	-	✓	✓
資料速率	16 kSPS/4 kSPS	32 kSPS/8 kSPS	32 kSPS/8 kSPS
重採樣資料	64 pts/cycle	128 pts/cycle	128 pts/週期， 或者1024 pts/ (10/12週期)
最大SPI頻率	10 MHz	20 MHz	20 MHz

## ADE9430評估套件

**EVAL-ADE9430ARDZ**能夠使用**ADE9430**和**ADSW-PQ-CLS**電能品質庫，快速評估和建構電能和S類功率品質測量系統的原型。提供的功率質量庫和應用示例能夠協助簡化大型系統的實現。此套件提供隨插即用型體驗，易於使用，可用於測試3相電氣系統的電能品質參數。

此套件具有如下硬體特性：

- ▶ 比流器輸入
- ▶ 高壓/電流輸入
- ▶ 240 V rms標稱值（採用分壓器）
- ▶ 80 A rms最大值（採用提供的CT感測器）
- ▶ 2.5 kV隔離
- ▶ 板載RTC，用於標記測量時間
- ▶ 預先通過IEC 61000-4-30 S類認證（需要使用者進行校準）
- ▶ ADSW-PQ-CLS庫和範例應用（在Arm Cortex-M4 MCU上運行）
- ▶ 與PC之間的串列CLI，用於進行配置，並記錄電能品質參數

圖7顯示在PC上使用**EVAL-ADE9430ARDZ**需要進行的連接。

**EVAL-ADE9430ARDZ**由一個PCB（具有4個電流和3個電壓+零線輸入連接器）、板載ADE9430、隔離器、即時時脈）、一個Cortex-M4 STM NUCLEO-413ZH開發板（包含ADSW-PQ-CLS庫的示例應用）和三個電流感測器組成。

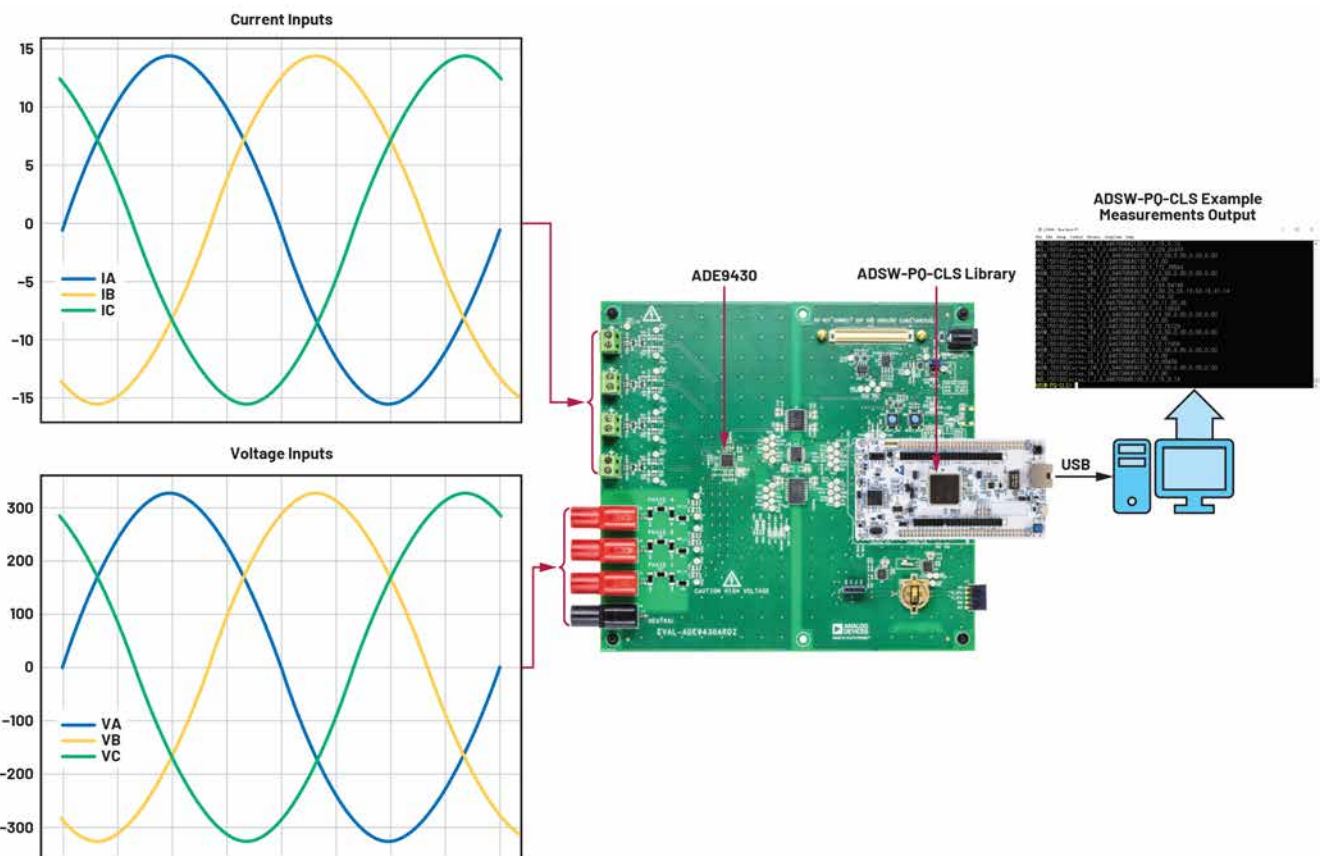


圖7. 連接至PC的**EVAL-ADE9430ARDZ**的方塊圖。

## 認證

ADE9430 + ADSW-PQ-CLS解決方案已通過認證，可以按照IEC 61000-4-30 S類標準的要求準確測量電能品質參數。

## 結論

設計符合標準的電能品質表是一項頗具挑戰性的任務。為了減少建構符合IEC 61000-4-30 S類標準的PQ測量儀錶的時間和工程資源，我們提供了ADE9430 + ADSW-PQ-CLS解決方案，該方案為設計人員提供即用型平台，可加快開發速度，並協助解決多項關鍵設計挑戰。

## 參考資料

<sup>1</sup> [ [IEC 61000-4-30:2015：電磁相容性\(EMC\)第4-30部分：測試和測量技術——電能品質測量方法。](#) ] International Electrotechnical Commission, February 2015.

---

## 作者簡介

[Jose Mendia](#)擁有電子和電腦科學工程學士學位，並於2016年加入ADI的能源和工業系統部，目前擔任愛丁堡英國設計中心的資深產品應用工程師。

# 直流電能計量應用

系統工程師Luca Martini

## 為什麼直流電能計量很重要？

21世紀，全球各國政府都在制定行動計畫，以因應長期複雜的減少碳排放的挑戰。碳排放已證實是造成氣候變化嚴重後果的原因，同時對新型高效能源轉換技術和改進電池化學組成的需求也在迅速成長。

包括可再生和不可再生能源在內，僅去年一年，全球人口就消耗了近18兆千瓦時，而此一需求還在繼續成長；事實上，在過去的15年裡，消耗了超過一半的現有能源。

為此，我們的電網和馬達還在不斷地增加；如今，對更高效、更環保的能源的需求與日俱增。由於更容易使用，早期的電網開發人員使用交流電(ac)向世界供電，但在許多地區，直流電(dc)可顯著提升效率。

在基於寬頻隙半導體（例如GaN和SiC元件）的高效經濟型功率轉換技術發展的推動下，許多應用現在都看到了轉換為直流電能的好處。因此，精確的直流電能計量變得越來越重要，特別是涉及到電能計費的地方。本文將討論直流計量在電動車充電站、可再生能源發電、伺服器場、微電網和點對點能源共用層面的發展機會，並介紹一種直流電錶設計。

## 直流電能計量應用

### 電動車直流充電站

然而，為了加速減少私人交通造成的二氧化碳排放，電動車需求成為汽車市場的首選。

近年來，人們在提高電池容量和使用壽命層面做了大量工作，但同時必須提供廣泛的電動車充電網路，如此才能無需擔心行駛里程或充電時間問題，從容實現長途旅行。許多能源供應商和民營業者都在部署高達150 kW的快速充電器，並且每個充電樁功率高達500 kW的超快充電器也引發了公眾的興趣。考慮到局部充電峰值功率高達兆瓦的超快充電站和相關的快速充電能源溢價率，電動車充電將成為一個龐大的電能交換市場，隨之需要進行準確的電能計費。

目前，標準電動車充電器在交流側計量，缺點是無法測量交流-直流轉換過程中損失的電能，因此，對終端客戶來說，計費不準確。自2019年以來，新的歐盟法規要求能源供應商只能向客戶收取傳輸到電動車的電能費用，使得電源轉換和分配損失都由能源供應商來承擔。

雖然先進的SiC電動車轉換器可達到97%以上的效率，但快速和超快充電器直接連接到汽車電池時，電能以直流方式傳輸，在這種情況下，顯然需要在直流側實現準確計費。除了涉及電動車充電計量公共利益外，私人住宅點對點電動車充電計畫可能對於直流側進行精確的電能計費具有更大的誘因。

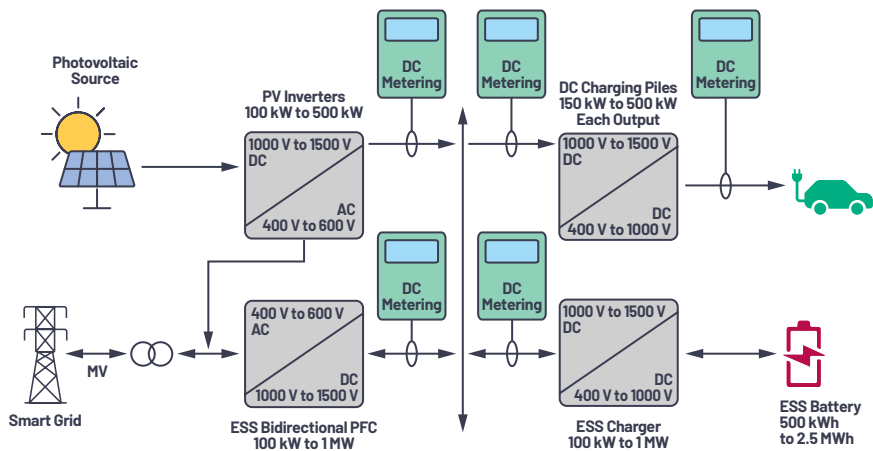


圖1. 未來電動車充電站的直流電能計量。

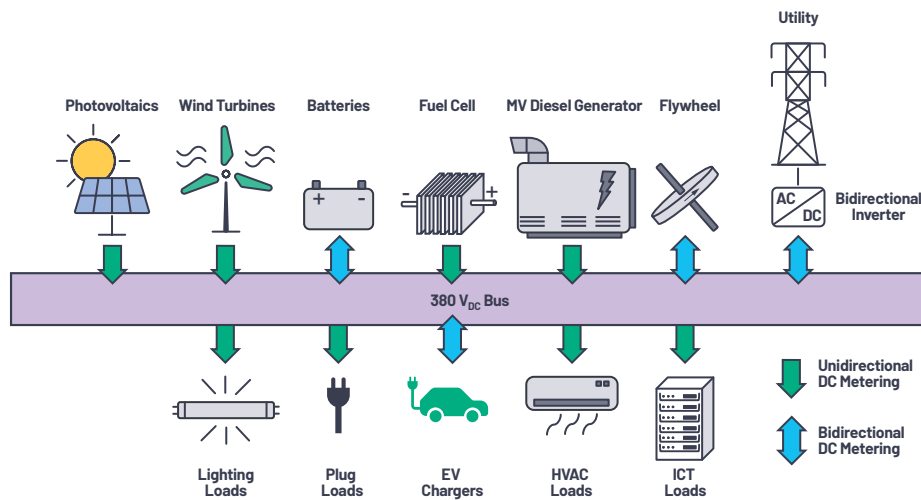


圖2. 永續微電網基礎設施的直流電能計量。

## 直流配電—微電網

什麼是微電網？從本質上講，微電網是更小版本的公用電力系統。因此，需要安全、可靠、高效的電源。醫院、軍事基地都可能使用微電網，微電網甚至會作為公用系統的一部分，其中可再生能源發電、燃料發電和儲能共同作用形成一個可靠的能源分配系統。

大樓建築中也會使用微電網。隨著可再生能源發電的廣泛使用，建築物甚至可以自行供電，屋頂太陽能電池板和小型風力渦輪機產生的電能足夠使用，獨立運行但仍提供公共電網支援。

此外，建築物多達50%的電力負載是直流電。目前，每台電子設備都必須將交流電轉換為直流電，在這個過程中會損失高達20%的電能，相較於傳統交流配電，估計總能耗可節省多達28%。<sup>1</sup>

在部署直流電的建築物中，可以透過將交流電一次轉換為直流電，並將直流電直接饋送至所需設備（如LED燈和電腦）來降低能耗。

隨著大家對直流微電網日益關注，對標準化的需求也在增加。

IEC 62053-41是一個即將推出的標準，將規定住宅直流系統和封閉式電錶（類似於直流電能計量的等效交流計量）的要求和標稱水準。

截止2017年<sup>2</sup>，直流微電網領域價值約為70億美元，並且隨著新興直流配電的發展趨勢將會進一步增加。

## 直流供電資料中心

資料中心營運業者正在積極考慮使用不同的技術和解決方案來提升設施的電力效率，因為電力是其最大的成本之一。

資料中心營運業者看到了直流配電的相關好處，不僅可減少交流和直流之間需要進行的最少轉換次數，而且與可再生能源的整合也更輕鬆、更高效。轉換級數的減少按下式估計：

- ▶ 節能5%至25%：提高傳輸和轉換效率，並減少熱量產生
- ▶ 雙倍可靠性和可用性
- ▶ 佔地面積減少33%

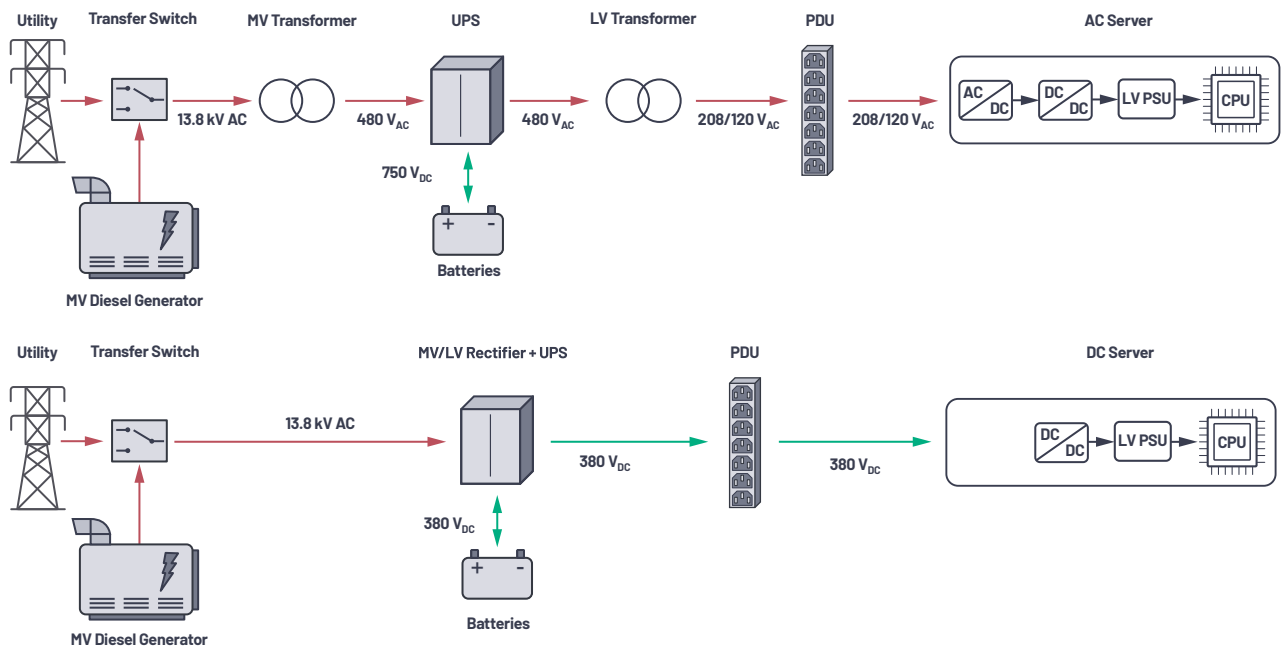


圖3. 相較於傳統交流配電，資料中心直流供電需要的元件更少，損耗也更低。

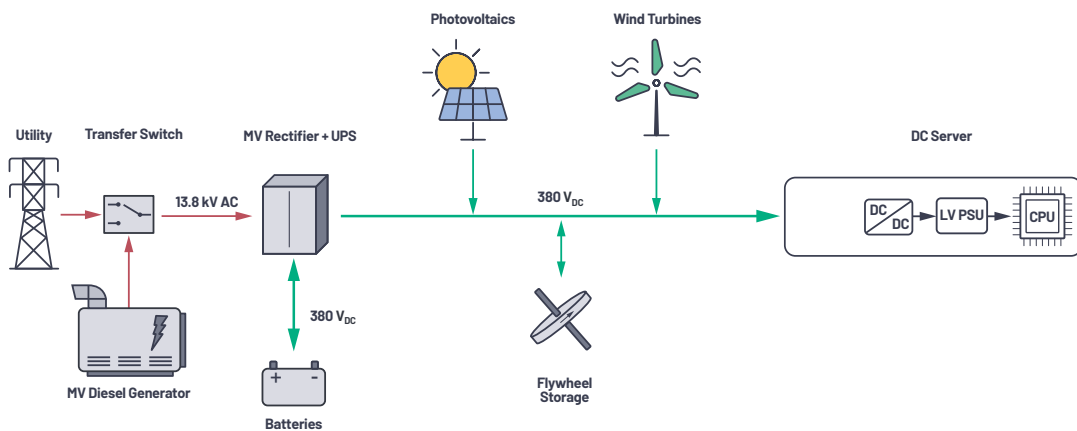


圖4. 直流供電資料中心的可再生能源整合。

配電匯流排電壓範圍高達 $380\text{ V}_{\text{DC}}$ 左右，由於許多營運業者開始採用按用電量向託管客戶收費的測量方法，因此精確的直流電能計量越來越倍受關注。

向託管客戶收取電費的兩種常用方式：

- ▶ 每次（每個出口固定費用）
- ▶ 消耗的電能（計量出口一對所消耗的每千瓦時收取電費）

為了鼓勵提高電源效率，計量輸出方法越來越受歡迎，客戶定價涉及以下幾部分：

經常性費用 = 空間費用 + (IT設備抄表 × PUE)

- ▶ 空間費用：固定，包括安全保障和所有建築物營運成本
- ▶ IT設備抄表：IT設備消耗的千瓦時數乘以電能成本
- ▶ 電源使用效率(PUE)：考慮IT背後基礎設施的效率，例如散熱冷卻

一個典型的現代機架會消耗高達40 kW的直流電。因此，需要使用計費級直流電錶來監測高達100 A的電流。

## 精密直流電能計量挑戰

20世紀初，傳統交流電錶完全是機電式。使用電壓和電流線圈的組合在旋轉鋁盤中感應渦流。鋁盤上產生的轉矩與電壓和電流線圈產生的磁通量的乘積成正比。最後，在鋁盤上增加一個破碎磁鐵，使轉速與負載消耗的實際功率成正比。此時，只需計算一段時間內的旋轉次數即可計量耗電量。

現代交流電錶則更複雜，也更準確，並可防止竊電。現在，先進的智慧電錶甚至可以監測其絕對精度，並且安裝在現場時可全天候檢測是否存在竊電跡象。ADI的ADE9153B計量IC就具有此功能，其採用mSure®技術。

無論是現代電錶、傳統電錶、交流電錶還是直流電錶，都是根據其每千瓦時脈衝常數和百分比等級精度進行分類的。每千瓦時脈衝數表示電能更新率，即解析度。等級精度表示電能的最大計量誤差。

與老式機械電錶類似，給定時間間隔內的電能也是透過計算這些脈衝數進行計量；脈衝頻率越高，暫態功率也越高，反之亦然。

## 直流電錶架構

直流電錶的基本架構如圖5所示。要測量負載所消耗的功率 ( $P = V \times I$ )，至少需要一個電流感測器和一個電壓感測器。當低電壓側為地電位時，流過電錶的電流通常在高電壓側測量，以便儘量減少未計量漏電的風險，但電流也可在低電壓側測量，如果設計架構需要，也可以在兩側測量。通常使用測量和比較負載兩側電流的技術，使電錶具有故障和竊電檢測能力。但是，在測量兩側的電流時，至少需要隔離一個電流感測器，以便處理導體間的高電位。

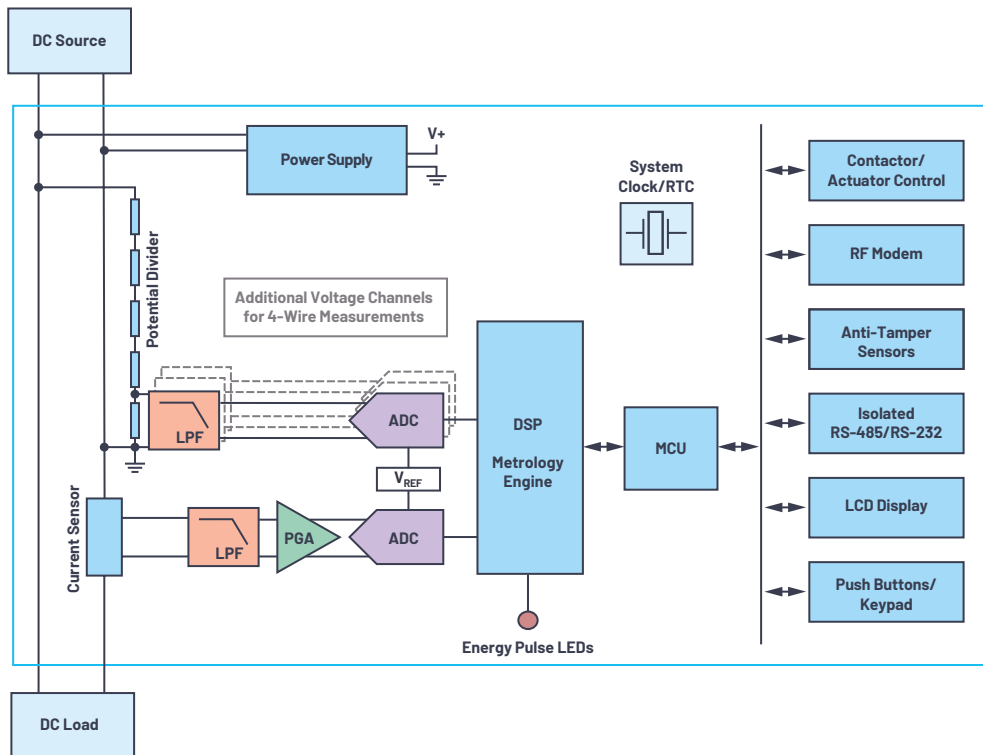


圖5. 直流電錶系統架構。

## 電壓測量

電壓通常用電阻分壓器來測量，其中使用階梯電阻將電位以一定比例降低到與系統ADC輸入相容的位準。

由於輸入訊號的幅度很大，使用標準元件可輕鬆實現精確的電壓測量。但是，必須注意所選元件的溫度係數和電壓係數，以確保在整個溫度範圍內具有所需的精度。

如前所述，用於電動車充電站等應用的直流電錶有時需要專門對傳輸到車輛的電能計費。為了滿足測量要求，電動車充電器的直流電錶可能需要有多個電壓通道，使電錶也能在車輛的入口點檢測電壓（4線測量）。採用4線配置的直流電能計量方式，就可以將充電樁和電纜的所有電阻損耗從總電能帳單中扣除。

## 直流電能計量的電流測量

電流可透過直接連接測量，也可透過感應電荷載體流動所產生的磁場來間接測量。下一節將討論最常用的直流電流測量感測器。

### 分流電阻

直接連接電流感測是一種成熟可靠的交流和直流電流測量方法。電流流過一個已知阻值的分流電阻。根據歐姆定律( $V = R \times I$ )，分流電阻兩端的壓降與流經電阻的電流成正比，將壓降放大和進行數位化處理，就可以精確地得出電路中的電流。

分流電阻檢測是適合測量mA至kA電流的準確高效的低成本方法，理論上具有無限的頻寬。但是，這種方法有一些缺點。

當電流流過電阻時，產生的焦耳熱與電流的平方成比例。這不僅會造成效率損失，而且自熱效應還會影響分流電阻值，進而導致精度下降。為了限制自熱效應，可使用低值電阻。但是，使用小電阻時，透過感測元件的電壓也很小，有時會與系統的直流偏移相當。在這些情況下，要在動態範圍的低端實現所需精度並不容易。可使用具有超低直流偏移和超低溫漂的先進類比前端，來克服低值分流電阻的限制。但是，由於運算放大器具有恆定增益-頻寬乘積，高增益將會限制可用頻寬。

低值電流感測分流器通常由特定的金屬合金製成，如錳銅或鎳鉻，這些金屬合金可以抵消其各成分的反向溫度漂移，進而導致總漂移約為數十ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。

直接連接直流測量中的另一個誤差因素是熱電動勢(EMF)現象，也稱為塞貝克效應。在塞貝克效應這種現象中，在形成結的至兩個不同電導體或半導體之間的溫差會在兩者之間產生電位差。塞貝克效應是一種眾所皆知的現象，廣泛用於量測熱電偶的溫度。

在4線連接的分流器中，焦耳熱會在電阻合金元件的中心形成，與銅傳感導線一起傳播，銅傳感導線可能連接到PCB（或其他介質），也可能有不同的溫度。

感測電路將形成不同材料的對稱分佈；因此，將大致抵消正負極感測導線上的結電勢。但是，熱容量的任何差異，如連接到更大銅塊（接地層）的負極感測導線，會導致溫度分佈不匹配，進而產生由熱電動勢效應引起的測量誤差。

因此，必須注意分流器的連接和所產生熱量的分佈情況。

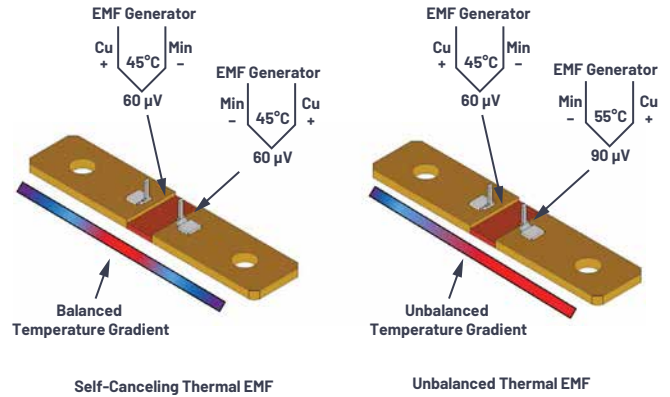


圖6. 由溫度梯度引起的分流器中的熱電動勢。

## 磁場感應—間接電流測量

### 開迴路霍爾效應

感測器由一個高磁導率環構成，感應電流導線通過該環。這會將被測導體周圍的磁力線集中到一個霍爾效應感測器上，該感測器插在磁芯的橫截面內。該感測器的輸出經過預先處理，通常有不同的配置可供選擇。最常見的有：0 V至5 V、4 mA至20 mA或數位介面。以相對低成本提供隔離和高電流範圍的同時，絕對精度通常不低於1%。

### 閉迴路霍爾效應

由電流放大器驅動的磁通磁芯上的多匝次級繞組提供負反饋，以實現總磁通量為零的情況。透過測量補償電流，線性度得到了提高，不存在磁芯磁滯，總體上具有卓越的溫漂，並且精度比開迴路解決方案更高。典型誤差範圍下降到0.5%，但是額外的補償電路使感測器成本更高，有時頻寬也受到限制。

### 磁通門

是一個複雜的開迴路或閉迴路系統，透過監測有意飽和磁芯的磁通量變化來測量電流。線圈繞在高磁導率鐵磁芯上，磁芯由對稱方波電壓驅動的二次線圈有意飽和。每當磁芯接近正負飽和時，線圈的電感就會崩潰，其電流變化率也會增加。線圈的電流波形保持對稱，除非外加一個外部磁場，如此波形就會變得不對稱。透過測量這種不對稱性的大小，就可以估算出外部磁場的強度，以及由此產生的電流。其可以提供良好的溫度穩定性和0.1%的精度。但是，感測器中複雜的電子元件使其成為一種昂貴的解決方案，其價格比其他隔離式解決方案高10倍。

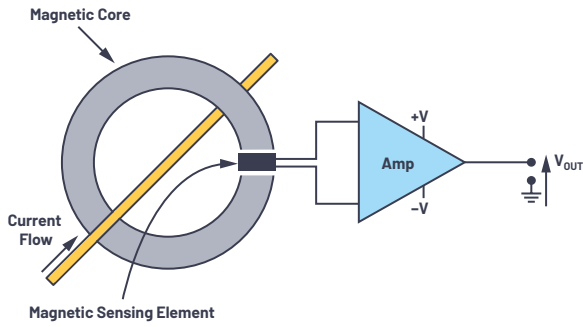


圖7. 基於通量集中器和磁性感測器的開迴路電流感測器。

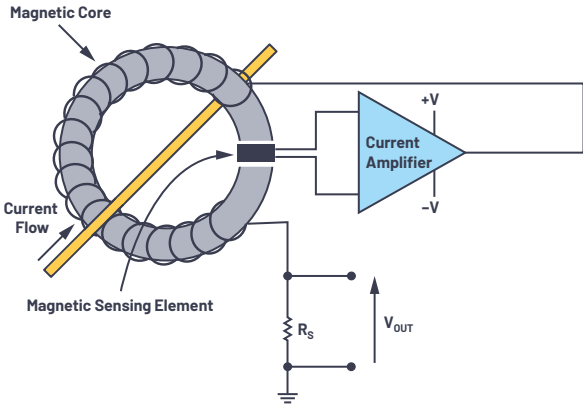


圖8. 開迴路電流感測器的工作原理示例。

## 直流電能計量：要求和標準化

雖然相對於現有交流計量標準生態系統，直流電能計量的標準化似乎不難實現，但產業利益相關者仍在討論不同應用的要求，這就需要更多的時間來敲定直流計量的具體細節。

IEC正在制定IEC 62053-41，以定義精度等級為0.5%和1%的有功電能直流靜電電錶的具體要求。

該標準提出了一個標稱電壓和電流的範圍，並對電錶的電壓和電流通道的最大功耗進行了限制。此外，與交流計量要求一樣，定義了動態範圍內的具體精度，以及空載條件下的電流閾值。

草案中對系統頻寬沒有具體要求，但要求成功完成快速負載變化測試，並對系統最小頻寬定義了隱含要求。

電動車充電應用中的直流計量有時符合德國標準VDE-AR-E 2418或舊鐵路標準EN 50463-2。根據EN 50463-2，對每個感測器都指定了精度，組合電能誤差是電壓、電流和計算誤差的正交和：

$$c = \sqrt{e_V^2 + e_I^2 + e_{calc}^2} \quad (1)$$

## 表1. 根據EN 50463-2標準確定的最大電流誤差百分比

電流範圍	0.2R級	0.5R級	1R級
1%至5% $I_N$	1%	2.5%	5%
5%至10% $I_N$	0.4%	1%	1.5%
10%至120% $I_N$	0.2%	0.5%	1%

## 表2. 根據EN 50463-2標準確定的最大電壓誤差百分比

電壓範圍	0.2R級	0.5R級	1R級
<66% $V_N$	0.4%	1%	2%
66%至130% $V_N$	0.2%	0.5%	1%

## 結論：符合概念驗證標準的直流電錶

ADI是精密感測技術的產業領導者，為精密電流和電壓測量提供完整訊號鏈，以滿足嚴格的標準要求。下一節將介紹符合即將推出的專用標準IEC 62053-41要求的直流電錶的概念驗證。

考慮到微電網和資料中心計費級直流電能計量的空間，我們可以假設表3中所示的需求。

## 表3. 直流電錶規格—概念驗證

額定值	標稱值	動態範圍	測量 (最大範圍)
電壓	$\pm 400 V_{DC}$	100:1	$\pm 600 V$
電流	$\pm 80 A$	100:1	$\pm 240 A$
精度	1%至5% $I_{NOM}$	1%	
	5%至120% $I_{NOM}$	0.5%	
溫度		-25°C至+55°C	-40°C至+70°C 儲存
電錶常數	1000 imp/kWh		
電壓和電流頻寬	2.5 kHz		

使用低值和低電動勢分流器可以實現準確的低成本電流感測 (<1  $\mu V_{CHF}/^\circ C$ )。採用低值分流電阻對於減少自熱效應並使功率位準低於標準要求的限值至關重要。

商用75  $\mu\Omega$ 分流器將會使功耗保持在0.5 W以下。

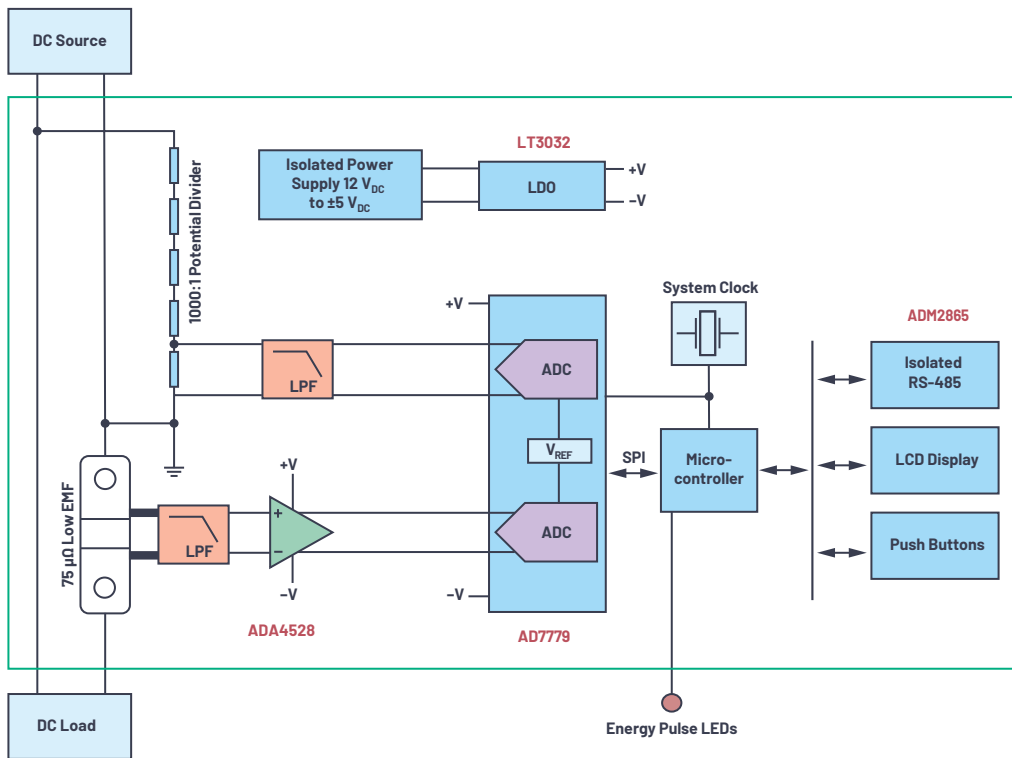


圖9. 直流電錶系統架構。

但是，在75 µΩ分流器上，80 A標稱電流的1%會產生60 µV的小訊號，需要使用在亞微伏的失調漂移性能範圍內的訊號鏈。

ADA4528的最大失調電壓為2.5 µV，最大失調電壓漂移為0.015 µV/°C，非常適合為小分流訊號提供超低漂移、100 V/V放大。因此，同步取樣、24位ADC AD7779可直接連接到放大級，具有5 nV/°C輸入參考失調漂移量。

透過直接與AD7779 ADC輸入端相連的1000:1比率的電阻電位分壓器，可以精確測量高直流電壓。

最後，利用微控制器實現簡單的逐樣本、中斷驅動計量功能，其中對於每個ADC樣本，中斷常式為：

- ▶ 讀取電壓和電流樣本
- ▶ 計算暫態功率( $P = I \times V$ )
- ▶ 在電能累加器中累加暫態功率
- ▶ 檢查電能累加器是否超過電能閾值以產生電能脈衝，並清除電能累加暫存器

此外，除了計量功能，微控制器還支援系統級介面，如RS-485、LCD顯示和按鈕。



圖10. 概念驗證—原型製作。

## 參考資料

- <sup>1</sup> Venkata Anand Prabhala、Bhanu Prashant Baddipadiga、Poria Fajri和 Mehdi Ferdowsi。[ [直流配電系統架構及優勢概述](#)。] MDPI, 2018年9月。
- <sup>2</sup> [ 依照類型（交流微電網、直流微電網、混合）、連接（併

聯、偏遠/離島）、產品（硬體、服務、軟體）、電源（天然氣、太陽能、燃料電池、熱電聯產、柴油等）、應用（醫療健康、工業、軍事、公用電力事業和教育機構）、地區（北美、歐洲、亞太地區、南美以及中東和非洲地區）劃分的全球微電網市場、全球產業分析、市場規模、份額、成長、趨勢和預測，2018-2025。] Researchstore.biz。

---

## 作者簡介

Luca Martini於2016年獲得義大利博洛尼亞大學能源電子及通訊工程碩士學位。在攻讀碩士學位期間，他在德國紐倫堡弗勞恩霍夫積體電路研究所(Fraunhofer IIS)工作了7個月，並開發用於表徵壓電能量收集器的精密即時控制系統。從2006至2016年，Luca從事生物醫學領域的系統和硬體開發工作。Luca在2016年加入英國愛丁堡ADI的能源和工業系統事業部。

# 智慧化電能計量技術提升 能效，讓世界變得更環保

Austin Harney

## 引言

我們都很熟悉那些隱藏在車庫、地下室或其它隱蔽之處的電錶了。我們甚至可能每月會檢查它一次或兩次，並將電錶上的最新讀數打電話告訴電力公司，而不是估算一個數字。隨著技術的發展，一場靜悄悄的革命正在這普通的電錶上發生。

圖1顯示的是一款在19世紀後期開發的傳統機電式電錶，其具有一個轉盤和一個機械計數顯示器。這種電錶透過計算該轉盤的旋轉圈數來計量電能，金屬轉盤的旋轉速度與所用電能成一定比例。轉盤周圍的線圈透過施加一個與暫態電流和電壓成比例的渦電流和推力轉動轉盤，它利用一個永久磁鐵在轉盤上施加阻尼力，以在斷電後使之停止旋轉。



圖1. 機電式電錶

電錶發展的第一個里程碑是機電式電錶被固態電子式電錶所代替。電子式電錶利用高度整合的元件（如ADE516x<sup>1</sup>、ADE556x<sup>2</sup>、ADE716x<sup>3</sup>、ADE756x<sup>4</sup>和ADE77xx<sup>5</sup>系列電能計量IC<sup>6</sup>來計量電能。這些元件透過一個高精度的 $\Sigma$ - $\Delta$ ADC來將暫態電壓和電流轉成數位量，然後計算電壓和電流的乘積，就能到以瓦特為單位的暫態功率。對暫態功率按時間進行積分就可以得出已消耗的電能值，其通常以千瓦時(kWh)為單位計量。消耗的電能資料顯示在一個液晶顯示幕(LCD)上，如圖2所示。

電子式電錶有很多優勢。除了可計量暫態功率以外，它還可以計量其它參數，如功率因數和無功功率。它能夠每隔一個特定時段計量並儲存資料，這就允許電力公司提供分時段計費服務。如此一來，聰明的用戶在費率較低的非高峰時期使用主要電器（如洗衣機和烘乾機），這樣能節省電費，而且高峰期的電能需求量減少了，電力公司也可以避免建設新的發電廠。電子式電錶還不會受到外部磁場或電錶本身放置角度的影響，因此它們的防竊電性能要優於機電式電錶。此外，電子式電錶的可靠性也非常高。

ADI在機電式電錶向電子式電錶的演變過程中產生了關鍵的作用，迄今為止已經銷售了超過2.25億塊電能計量IC。根據IMS Research公司的報告，2007年出貨的所有電錶中，75%是電子式的，25%是機電式的<sup>7</sup>。



圖2. 固態電子式電錶

## 電子式電錶打開新的機會

一旦電錶資料可以以電子形式得到，在電錶上增加通訊功能就變得很有意義了，因為這樣就允許電錶透過通訊鏈路使用自動抄表(AMR)功能遠端發送電錶資料。電錶製造商已經開發出多種不同的遠端抄表系統架構，大致可分為近距離無線抄表系統、車載無線抄表系統和聯網抄表系統。圖3顯示了車載抄表系統。在該案例中，電力公司派出一部裝有無線資料收集器的汽車，該車只要經過居住區就可高效地收集電錶資料。車載抄表系統

使一個電力公司員工能夠在一天內抄到的電錶數量是近距離抄表系統的五倍，是人工抄表數量的十倍。在連網抄表系統中，電錶資料被傳輸到一個固定的資料收集器，它通常位於某街道或居民區盡頭的一根電線桿上。然後資料會透過寬頻或無線蜂巢式網路傳輸到電力公司。

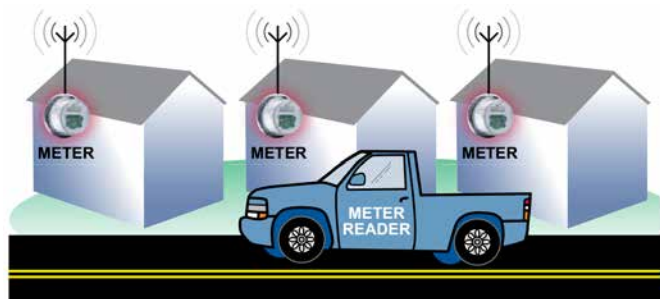


圖3. 車載抄表器

## 從AMR到AMI

最初，以AMR系統取代人工抄表只被簡單地看作是一種降低人工成本的途徑，但此一看法正在改變，因為業界認識到AMR允許電力公司方便地提供更大的好處和更好的服務（如即時計費），進而進一步提升能效、實現故障即時報告，以及提供更精確的資料來規範網路內使用者的用電習慣。AMI（先進抄表基礎設施）有時會替代AMR，以突顯與簡單遠端抄表的區別。AMI連網抄表系統可以利用從衛星到低成本無線電在內的各種技術來實現，其中兩種主導性新興技術是RF技術（利用開放的工業、科學和醫學(ISM)頻段）和電力線載波技術(PLC)。

RF技術採用低功耗、低成本的無線電系統來無線傳輸電錶訊息，PLC則利用電力線本身來傳輸。ADI已經開發出了針對這兩種技術的解決方案，ADF7xx系列短距離收發器<sup>9</sup>可滿足ISM頻段RF應用的需要，而基於廣泛使用的Blackfin<sup>®</sup>處理器的SALEM<sup>®</sup>系列則可滿足PLC技術的需要。這兩種技術都各有利弊。特別對於水錶和氣表來說，基於在水或氣旁邊部署電力線的安全問題考慮，RF技術正變成主要的選擇。水錶由於經常被埋於地下，情況也更複雜一些。對於電錶而言，混合使用這兩種技術看起來可能性最大，北美青睞RF，而歐洲則傾向於PLC。在美國，一小部分家庭通常只連接到一個變壓器，這使得PLC方案不太經濟。在某些情況下，電力公司採用混合方案部署AMI，電力線用於數據收集器和電錶之間的通訊，RF用於電錶和室內其它計量表或設備之間的通訊。Google地圖中有一個顯示全球AMR/AMI部署<sup>10</sup>和現場試驗的很有意思的頁面，其顯示了最新的部署資訊。

## 設計AMR/AMI電錶中的RF電路

電錶通常位於擁有越來越多無線設備的房屋內部或周邊，確保可靠的無線電通訊是一大挑戰，這就要求RF電路必須具備高性能，以抑制無線LAN等設備發出的較強訊號的干擾，RF輸入端可能接收低至 $\mu\text{V}$ 以下的訊號，並進行解碼。

RF模組也要求具有良好的無線電靈敏度，因為更高的靈敏度表示更長的訊號傳輸距離。請記住，電錶可能位於地下室甚至地底下，它需要和幾條街之外某根電線桿上的無線電設備或與街上電力公司的抄表車進行通訊。靈敏度越低，接收無線電就必

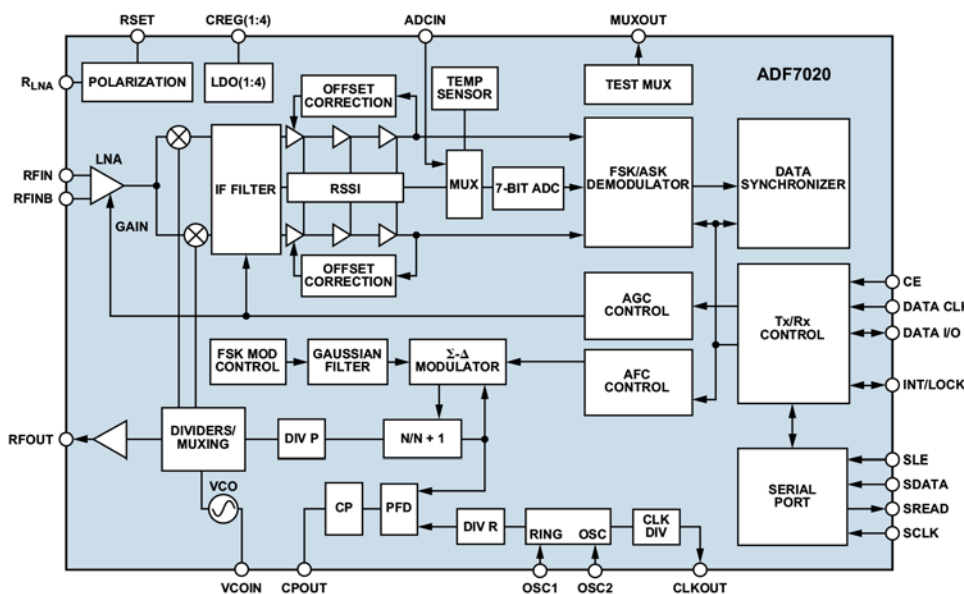


圖4. ADF7020的功能方塊圖

須靠得越近才能正確地解碼資訊。對於一個移動的車載抄表系統來說，這表示抄表車必須與您的房屋靠得更近，但固定網路基礎設施必須使用更小的單元和相應更多的資料收集器。因此，高靈敏度可以使網路基礎設施的成本最小。

低功耗是電池供電的氣表和水錶的關鍵性能要求。電錶供應商常常努力嘗試降低電錶的功耗，因為如此一來他們就可以將相同的設計移植到水錶或氣表上。此外，為了在開放的頻段內工作，計量表和抄表器使用的通訊協議必須符合所在國家的無線電發射規定。目前全世界有多個開放頻段，其中最常用的是900MHz、2.4GHz和5.8GHz。大部分電錶製造商都選擇了900MHz頻段作為電錶之間和電錶與資料收集器之間的通訊頻段。在某一給定的功率預算下，900MHz頻段的無線傳輸距離比2.4GHz頻段更長，基地台或資料收集器就可以覆蓋更大的範圍。不過，從電力公司的角度來說，使用這個頻段的一個缺點在於缺乏可用的標準。16GHz以下頻段顯然是電池供電型氣表和水錶的最佳技術選擇，這推動了業界對標準化的要求，以便不同製造商的系統之間實現互通性。已經從有線M-Bus用戶群體成長起來的無線M-Bus，就是一個計量表之間以及計量表和資料收集器之間通訊標準的例子。M-Bus<sup>®</sup>目前是歐洲規範標準的一部分，詳情可見EN 13757標準。無線M-Bus協定的詳細內容在衍生標準EN 13757-4中。900MHz頻段的其它標準化工作也在進行之中。

ADF7020<sup>™</sup>和即將推出的ADF7023就是900MHz的無線電元件，這兩款元件在設計過程中就考慮了計量應用的需求，此兩款元件也都適用於必須符合無線M-Bus標準的系統。圖4顯示了ADF7020的功能方塊圖。

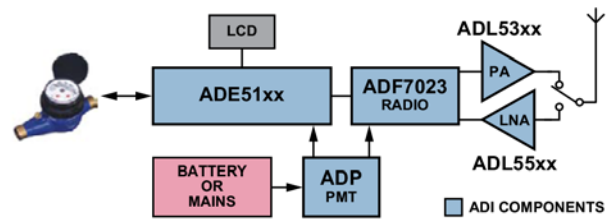


圖5. 具有AMR功能的公用儀錶

ADF7020全整合的低功耗無線電收發器可工作在以下開放ISM頻段上：中國是433MHz，歐洲是868MHz，北美則是915MHz。其整合了完整的RF發射和接收電路以及類比和數位基頻。如圖5所示，實現一個用於AMR電錶<sup>®</sup>的射頻卡，通常只需要ADF7020、一根天線、幾個外部被動元件和一個運行通訊協議的簡單微控制器。ADF7020透過整合一個超低功耗的8位元RISC核心來執行一些低階的通訊功能，大幅減輕了外部微控制器的負擔。在很多情況下，如此可以避免採用通訊專用微控制器。電錶製造商選擇ADF702x系列收發器而不是其競爭元件的另一個原因是，ADF702x系列收發器能提供業界最好的靈敏度和阻塞性能，其允許電錶和資料收集器之間有更長的通訊距離。ADF7020提供超過70dB的阻塞性能，這表示即便在一個帶外訊號比所需訊號高出70dB的情況下，ADF7020也可以正確地檢測出所需的訊號並進行正確的解碼。ADF7020的相鄰通道抑制指標大約為40dB，靈敏度可以達到-120dBm，具體需取決於資料率。這比表現最好的ZigBee解決方案<sup>®</sup>的靈敏度還低出20dB。

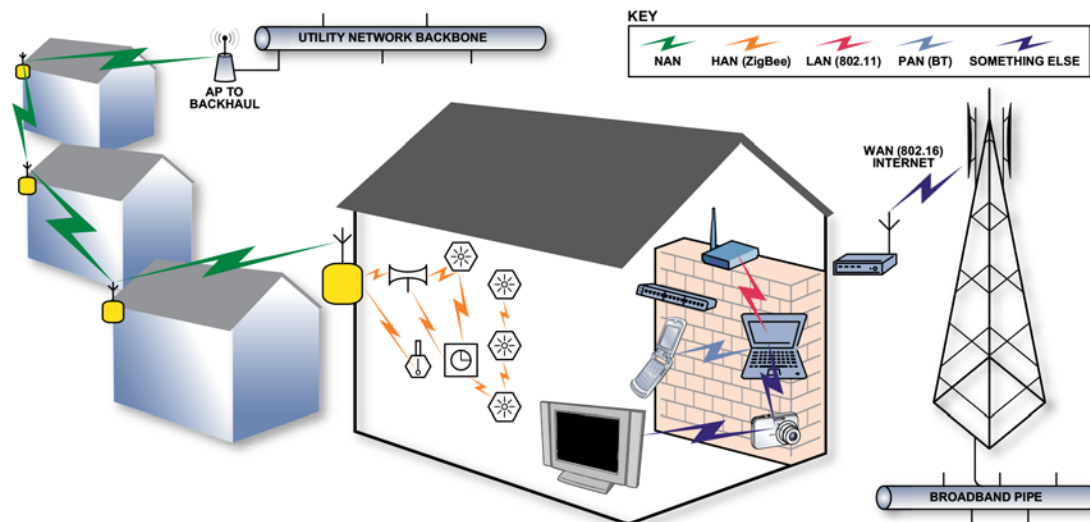


圖6. 家庭區域網路

## HAN網路

隨著很多家庭將很快地配備一個具有通訊能力的電錶，電力公司和能源管理機構開始思考未來如何利用該技術來提升能效和節能意識。利用這個有時被稱為「智慧電網」的概念，電力公司可以利用這一擴展到千家萬戶的網路，來積極地管理電能輸送負荷。例如可以提供即時價格資訊，進而讓使用者可以調整用電習慣。在用電高峰期，例如炎熱天氣時，電力公司可以為使用者發送一個資訊，提醒使用者下一個小時的費率會提高，鼓勵其關掉電器，這就需要在室內安裝一個可以顯示該資訊的顯示器。電力公司還可以更進一步地透過電錶來控制用戶家中的電器，例如調低空調或關閉游泳池的水泵，這個系統需要電錶和家用電器之間進行通訊，有時這被稱為家庭區域網(HAN)。900-MHz射頻解決方案（如ADF702x和ZigBee射頻解決方案）都在這一個領域找到了用武之地。

大多數業界人士都認識到，一個與先進的計量基礎設施相連的能夠完全運行的家庭區域網還需要若干年才能實現。然而，如此的系統的好處讓今天很多公司都積極為家庭區域網路開發解決方案。圖6顯示了家庭區域網路的示意圖。

## 結論

ADI專注於為電錶市場提供一流的技術和產品，包括RF收發器、電能計量晶片組、RF放大器、隔離產品和電力線控制產品。ADF702x高性能全整合收發器適用於具有通訊功能或支援AMI的電錶，為全球電錶製造商提供了精巧、可靠和低成本解決方案。

AMI和智慧電網被視為是提升能效的關鍵潛在技術，將最終幫助實現減少二氧化碳排放的目標。ADI承諾提供推動此一市場發展的創新型高能效元件，並在未來繼續為提升能效和促進節能作出其應有的貢獻。

## 參考資料

- [www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE5166/products/product.html](http://www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE5166/products/product.html)
- [www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE5566/products/product.html](http://www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE5566/products/product.html)
- [www.analog.com/ADE7166](http://www.analog.com/ADE7166)
- [www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE7566/products/product.html](http://www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE7566/products/product.html)
- [www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE7751/products/product.html](http://www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/ADE7751/products/product.html)
- [www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/products/overview/CU\\_over\\_analog\\_ICs\\_meter\\_\\_energy-sensitive\\_world/resources/fca.html?ref=ASC961](http://www.analog.com/analog-to-digital-converters/energymeasurement/products/overview/CU_over_analog_ICs_meter__energy-sensitive_world/resources/fca.html?ref=ASC961)
- IMS Research Report 2008
- [www.analog.com/rfif-components/short-range-transceivers/products/index.html](http://www.analog.com/rfif-components/short-range-transceivers/products/index.html)
- [www.analog.com/embedded-processing-dsp/blackfin/content/index.html](http://www.analog.com/embedded-processing-dsp/blackfin/content/index.html)
- <http://maps.google.com/maps/ms?ie=UTF8&hl=en&msa=0&msid=115519311058367534348.0000011362ac6d7d21187&om=1&ll=43.325178,-4.21875&spn=90,-33.046875&source=embed>
- [www.m-bus.com](http://www.m-bus.com)
- [www.analog.com/ADF7020](http://www.analog.com/ADF7020)
- [www.analog.com/instrumentation-solutions/electronic-energymeter-lcd-display/applications/index.html](http://www.analog.com/instrumentation-solutions/electronic-energymeter-lcd-display/applications/index.html)
- [www.zigbee.org/en/index.asp](http://www.zigbee.org/en/index.asp)

## 作者簡介

Austin Harney 1999年畢業於愛爾蘭國立都柏林大學，擁有工學學士學位，並在畢業後加入ADI。目前於位在愛爾蘭Limerick的ADIISM頻段無線產品部的應用工程師。Austin業餘時間喜歡足球、音樂，以及與他的女兒共度閒暇時光。

瀏覽ADI線上支援社群，與ADI技術專家互動。提出您的棘手設計問題、參閱常見問題解答，或參與討論。

[ez.analog.com](http://ez.analog.com)

 **ADI EngineerZone™**

 **ANALOG  
DEVICES**  
超越一切可能™

[analog.com](http://analog.com)

如需瞭解區域總部、銷售和經銷商，或聯繫客戶服務和技術支援，請瀏覽[analog.com/contact](http://analog.com/contact)。

©2026 Analog Devices, Inc. 保留所有權利。商標和註冊商標屬各自所有人所有。