

# 資料中心 解決方案



超越一切可能™



瀏覽：[analog.com/datacenter](http://analog.com/datacenter)

# 目錄

因應AI領域的±400 V/800 V熱插拔保護與遙測技術 .....	1
推動未來創新：適用於1/4磚電源的混合轉換器—第1部分：優勢 .....	4
推動未來創新：適用於1/4磚電源的混合轉換器—第2部分：性能 .....	10
一次通過EMI合規性測試—第1部分：相關物理知識 .....	14
一次通過EMI合規性測試—第2部分：PCB輻射示例 .....	17
使用熱插拔控制器增強系統可靠性 .....	22
具備耦合電感的多相降壓轉換器中，關於輸出電流和電壓漣波的考量因素 .....	29
一步轉換至核心電壓 .....	37
48 V技術的魅力：系統級應用中的重要性、優勢與關鍵要素 .....	39
實現不斷電能源的智慧備用電池第一部分：電氣和機械設計 .....	44
實現不斷電能源的智慧備用電池第二部分：BBU微控制器的功能和操作 .....	51
實現不斷電能源的智慧備用電池第三部分：電池管理系統 .....	56
實現不斷電能源的智慧備用電池第四部分：BBU架的操作 .....	60
實現不斷電能源的智慧備用電池第五部分：輔助電源系統 .....	64

技術文章

# 因應AI領域的 $\pm 400\text{ V}/800\text{ V}$ 熱插拔 保護與遙測技術

資料中心電源行銷總監 Donal McCarthy

## 摘要

隨著GPU功耗的持續攀升，AI伺服器環境中的供電需求不斷增加，本文便將圍繞此趨勢展開討論。文中重點闡述了供電架構從48 V向800 V的轉型變化，並探討隨著資料中心基礎設施的演進，以及ADI在高壓熱插拔保護領域的持續創新成果。

## 資料中心熱插拔控制器的未來發展

隨著AI工作負載不斷加重，伺服器環境中的GPU催生了前所未有的供電需求，推動機櫃級供電架構向800 V轉型。這種高壓架構為系統保護與監控帶來了新的挑戰，尤其是在托盤熱插拔的過程中。因應這些挑戰需要新一代熱插拔控制器：不僅要具備管理高壓湧浪電流的能力，還要能提供可靠的遙測功能，以支援系統診斷與安全防護。ADI在12 V與48 V熱插拔技術領域是公認的領先企業，如今正將此方面的技術專長拓展至800 V領域，以支援產業向高壓架構轉型。

## 為何800 V架構非常重要？

在AI伺服器基礎設施中，有兩大核心趨勢正推動機櫃級供電朝向更高電壓轉型。

- GPU功耗持續攀升：**隨著GPU的運算性能不斷提升，其供電需求也在大幅增加。
- 單機櫃運算密度增高：**為實現大規模AI訓練與推理場景下的性能最大化，並盡可能降低互聯延遲，越來越多的GPU被整合到單個機櫃中。這種共置方式透過縮短加速器之間的資料傳輸路徑，不僅提升了頻寬效率，還減少了通訊開銷。

為滿足由此激增的機櫃級供電需求，產業正逐漸轉向分散式供電架構。在這種模式下，傳統供電元件（如配電單元(PDU)、

電池備份單元(BBU)與電容單元(CU)）不再部署在IT主機櫃內，而是轉移至相鄰的供電側櫃(sidecar)中。這種分離設計不僅支援800 V等更高電壓的電力傳輸，還能騰出機櫃內的寶貴空間，用於容納更多運算資源。

## 現有的供電方式

AI機架採用48 V匯流排進行供電（見圖1）。交流電透過機櫃內的電源單元(PSU)轉換為48 V直流電源( $V_{DC}$ )。48 V匯流排為以下設備供電：IT設備（包括伺服器PSU、GPU節點、交換器）、自帶雙向直流-直流轉換器的電池備份單元(BBU)，以及用於快速暫態支撐與瞬態處理的超級電容單元(SCU)。

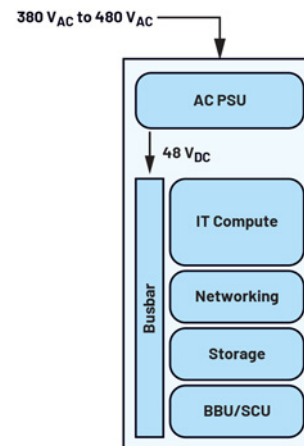


圖1. 資料中心48 V機櫃供電架構。

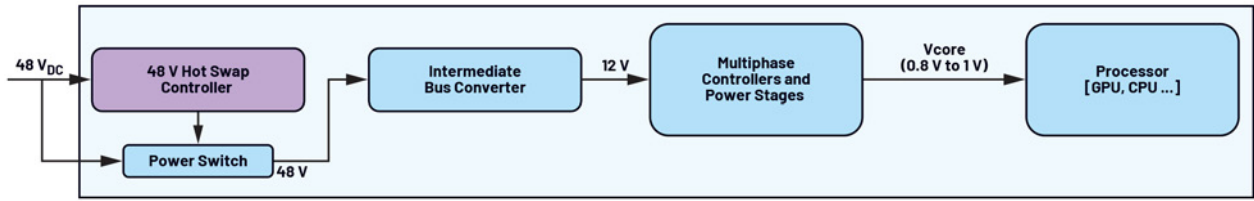


圖2. 48 V AI伺服器。

機櫃上的每個節點（例如伺服器托盤）都需要具備在設備運行狀態下實現接入與斷開的能力。試想如此一個場景：一名技術人員到現場更換伺服器時，要為了更換單台伺服器而關閉整個機櫃是不可行的，因為這種操作會對資料中心的運行造成極大干擾，更遑論伺服器停機帶來的巨額損失。只有在出現重大電力問題（如匯流排或設施供電相關故障）時，才會將機櫃下線。除此之外，節點均採用熱插拔方式：技術人員無需關閉其他任何設備，即可取下待更換節點、完成替換並重新裝回。

在此過程中，節點的熱插拔控制器會在內部切斷電源，確保節點可安全移除；而機櫃的匯流排仍保持通電狀態，繼續為其他所有節點、BBU及SCU供電。當替換節點安裝到位後，預充電電路會在完全接通前限制湧浪電流，這也是熱插拔控制器的一項關鍵功能。隨後，替換節點會自動啟動並重新連接AI叢集（通常由編排工具負責負載再平衡）。

圖2展示了AI伺服器從48 V匯流排到處理器的供電分配情況，其中清晰地將熱插拔控制器標註為「第一個介面」，讓技術人員能夠安全、高效地移除節點。

ADI擁有豐富的48 V熱插拔控制器產品系列，具備PMBus®電源監控功能，例如LTC4286與LTC4287二者均為7 mm × 7 mm QFN封裝的熱插拔控制器，分別採用單閘極與雙閘極架構。最近，該產品系列又新增了LTC4284雙閘極解決方案，其封裝規格為5 mm × 8 mm QFN。

## 朝向更高電壓演進

隨著AI處理器的功耗不斷增加，機櫃級高壓直流配電正成為新的發展方向。ADI站在技術前端，並與業界領先的企業緊密合作，共同解決相關難題。

機櫃側已定義新的配電電壓等級（±400 V或800 V），由供電側櫃直接輸送至IT機櫃。圖3展示了此一擬議架構。

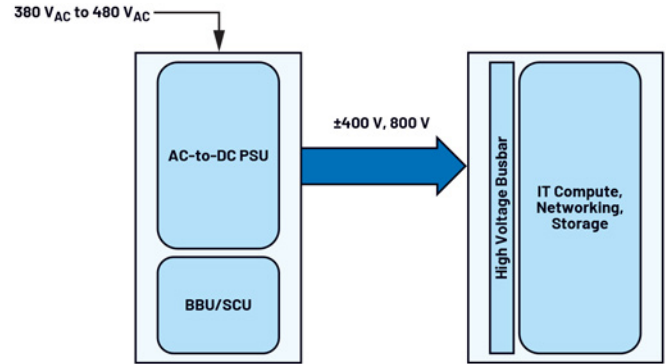


圖3. 資料中心±400 V/800 V機櫃供電架構。

機櫃級電壓向更高水準轉型的主要驅動力，是單機櫃不斷攀升的供電需求。隨著供電功率增加，流經匯流排的電流也會隨之增大。為維持符合要求的熱性能與電性能，電流增大表示需要更大、更重的匯流排，而這在機械實用性與系統設計層面帶來了高度挑戰。透過提高供電電壓，所需電流可按比例降低，進而能夠使用尺寸更精巧、更易管理的匯流排及互聯元件。這種朝向更高電壓的轉型，對於在下一代AI伺服器機櫃中實現可擴展、高效且機械可行的配電非常重要。

值得注意的是，這種架構演進過程中可能存在轉換階段：機櫃內仍使用48 V匯流排。在此情況下，PSU會升級至更高功率規格，在機櫃側接收±400 V/800 V電壓，然後降壓轉換為48 V，以適配現有的48V匯流排。但這並非長期方案，因為其供電能力存在侷限（單機櫃功率可能最高僅達250 kW）；而產業目標是實現單機櫃算力最大化，到本十年末將單機櫃供電功率提升至1 MW。因此，PSU與BBU最適合部署在IT電腦櫃外部，如圖3所示。

未來，固態變壓器可望投入使用，直接向每個IT電腦櫃分配高壓，無需再依賴這些供電側櫃。

## 熱插拔技術邁向新高度

ADI在資料中心電源領域擁有深厚的專業技術積澱，正與雲端服務供應業者及半導體製造商合作，共同開發下一代機櫃級高壓供電解決方案。

要實現高壓熱插拔，需明確諸多設計考量，也需攻克各類技術難題，方能打造出最優質的解決方案。

- **功率密度：**功率密度是關鍵因素：因為±400 V/800 V熱插拔電路最終需整合在IT機櫃內的伺服器卡上。這些伺服器卡的空間極為寶貴，且隨著機櫃密度提升（即在單個機櫃內整合更多伺服器），空間限制將愈嚴格。因此，高壓熱插拔解決方案必須設計為盡可能佔用小幅的空間。
- **高壓控制與保護：**向±400 V及800 V電壓轉型，帶來了嚴峻的安全挑戰。48 V電壓的觸電風險極低，而高電壓則可能危及生命。因此，熱插拔電路必須在微秒級時間內處理大幅電流湧浪，而精準控制變得非常重要。管控湧浪電流上升斜率是核心，這能避免機櫃設備損壞，同時保障技術人員安全。此外，系統還需協調時序、檢測過電流或欠壓事件，並在必要時實現平穩關機。
- **遙測：**作為節點供電路徑中的第一個元件，熱插拔控制器是資料擷取的理想位置。它必須精準測量電壓、電流與功率，以滿足系統規格要求，同時還需記錄過流、欠壓、熱關斷等

事件日誌。此外，熱插拔控制器還應上報功率開關(MOSFET)或附近印刷電路板(PCB)區域的溫度資料。精準的熱插拔遙測技術能為系統帶來顯著價值：透過即時分析負載電流，改善能源需求預測。熱插拔環節收集的歷史電流資料，既支援預測性維護（例如在PSU觸發故障前識別異常），也能為機櫃級配電容量規劃模型提供資料支撐。ADI正積極開發新型高壓熱插拔控制器解決方案，以支援新興的機櫃級供電架構。依託在電源保護與遙測領域經過驗證的智慧財產權，ADI正將自身的技術能力拓展至±400 V與800 V領域。透過與領先的資料中心OEM及功率開關供應商合作，ADI的下一代解決方案在設計上可充分滿足熱插拔系統不斷演進的需求，包括精巧的外型尺寸、精準的大功率控制及更高的資料擷取精確度。這些創新對於保障高壓AI伺服器環境安全高效運行非常重要。

## 結語

本文重點闡述了AI伺服器機櫃向800 V供電架構轉型的關鍵趨勢，此一轉型目的在滿足先進GPU日益增加的功耗需求，並支援更高的運算密度。新架構將供電元件遷移至獨立的供電側櫃，進而優化主機櫃內運算資源的空間配置。ADI處於此一技術發展的前緣，所開發的下一代高壓熱插拔控制器能夠有效管理湧浪電流、提供全面的系統診斷與安全遙測功能，並確保運行可靠性。從系統層面審視機櫃供電的演進後，開發者可促進雲端伺服器提供商與系統整合商獲得新的洞察，節省成本。

## 作者簡介

Donal McCarthy為ADI資料中心電源領域的行銷總監，擁有科克大學的工商管理學士學位、波士頓學院的工商管理碩士學位和都柏林愛爾蘭管理學院的市場行銷文憑。Donal擔任過多個職位，包括M/A COM設計工程師、Hittite現場銷售工程師和行銷職位以及ADI行銷經理和總監等職位。

# 推動未來創新： 適用於1/4磚電源的混合轉換器—— 第1部分：優勢

應用工程師Karl Audison Cabas  
資深應用工程師Christian Cruz

## 摘要

將54 V電壓轉換為合適的12 V電壓是一項頗具挑戰性的任務，需要新型轉換器拓撲來開發改良的高性能電源。此外，為了適應最新的資料中心和超大規模架構，尺寸必須很精巧，因此1/4磚的精巧尺寸規格是理想選擇。本文將探討ADI的參考設計如何解決效率、功率損耗、散熱、通用封裝設計等關鍵問題，進而在同類產品中脫穎而出。另外，文中還將討論這些優勢對系統應用的積極影響。

## 簡介

在數位資訊盛行、社交互動頻繁的現今時代，設計精良且運作高效的資料中心顯得尤為重要。我們所依賴的網路、儲存和全球互聯服務都由資料中心來提供。讓資料中心保持平穩運行，對於避免資料中斷和損壞非常重要。然而，市場對算力的需求不斷攀升，資料中心的使用量每年都在快速增加，老舊的資料中心已經不堪負荷，快要接近營運負荷的極限。例如，在人工智慧(AI)領域，大型語言模型的過活躍使用者數在不到一年的時間裡就達到翻倍。相對地，市場對更高功率密度的需求也日益增加，進而需要更穩健和高性能的電源轉換器。

為了支援更加強大的伺服器、網路設備和儲存系統，資料中心不斷擴展，電力需求持續上升，從輸電線路到機架內部的可用直流電壓，涉及多級電源轉換。在資料中心內，傳統架構通常將整流後的交流電壓轉換為12 V DC，作為主機板內部的主要電源。然而，12 V DC架構效率低下的問題日益突顯，無法滿足電路板內的主電源供電需求。若將輸入電壓提高到48 V，則PCB兩端的 $I^2R$ 損耗最多可降為原來的1/16，轉換損耗將大幅降低，而且48 V電壓仍屬於安全特低電壓(SELV)。

因此，中間匯流排轉換器是現代資料中心電源架構中的關鍵器件，它將主電源（如UPS不斷電供應系統）提供的48 V電壓匯流排轉換為現有的中間匯流排電壓（5 V、12 V架構）和負載點(POL)穩壓器的輸入電壓。這種電源被稱為中間匯流排轉換器(IBC)。IBC有多種功率容量和尺寸，其中一種常見的類型是1/4磚(QB)電源。

1/4磚電源(QB PS)是一種精巧、高效的DC-DC轉換器模組，在現代電源系統中扮演著非常重要的角色。它將高壓直流輸入轉換為相對較低的電壓，進而為主機板內部的各種周邊和核心處理器供電。「1/4磚」是指這種電源的形狀小巧，且呈矩形。此類電源通常佔用大約58.4 mm × 36.8 mm（2.3英寸 × 1.45英寸）的PCB面積，高度通常約為14.5 mm（0.57英寸）。QB PS雖然尺寸小巧，但效率很高，並且可以輕鬆整合到現有電源系統中。

此類電源廣泛應用於資料中心，因其尺寸小和效率高的特點，成為伺服器機架、網路交換器、通風系統、整流器和備用電池的理想選擇。憑藉多功能性和卓越的可靠性，QB電源是滿足現代電子基礎架構電源需求的理想解決方案。QB電源的輸入電壓範圍通常為40 V至60 V，也有一些型號支援其他的輸入電壓範圍。此類電源利用開關技術，高效地將輸入電壓調節和轉換為較低的穩定輸出電壓，通常為9 V至16 V。而輸出電壓則可以根據具體需求而變化。

## 1/4磚電源的主要特性通常包括：

### 高效率

此類電源能夠使轉換效率最大化。轉換損耗應低於傳統12 V DC架構的 $I^2R$ 損耗。

### 寬廣輸入電壓範圍

此類電源可以接受寬廣範圍的輸入電壓，因而與各種電源相容。典型的標稱輸入電壓範圍在48 VDC至54 VDC之間，擴展範圍為40 V DC到60 V DC。

### 保護機制

此類電源具有過壓保護、過電流保護、短路保護和熱關斷等保護特性，可以保護電源和連接設備。

### 散熱管理

高效散熱是保障可靠運行的關鍵。QB電源通常內建散熱管理功能，例如利用散熱片或整合風扇來調節溫度。

### 遠端檢測

某些型號支援遠端檢測，可補償輸出線纜造成的壓降，確保負載獲得精確穩定的電壓。

### PMBus®和進階控制功能

許多QB電源提供進階控制功能，例如電壓微調、遠端開/關控制、與其他電源模組進行同步等。

### 可擴展性

QB電源應當易於擴展，即只需對電路進行少量改動就能實現擴展。而且，QB電源可以配置為並聯操作以滿足不同的功率需求，並且可以處理預偏置啟動，以實現熱插拔功能。

選擇QB電源時，必須考慮多種因素，例如輸入/輸出電壓要求、負載電流、效率、工作溫度範圍、適用於目標應用的特定產業認證或標準等。而QB參考設計具備了所有特性，適合需要穩定高效供電的高要求應用。

QB電源的關鍵組成部分包括輸入濾波器、輸出濾波器、一些回饋控制電路以及保護機制，其中保護機制可以包含在控制器或電源管理IC (PMIC)中。參見圖1。

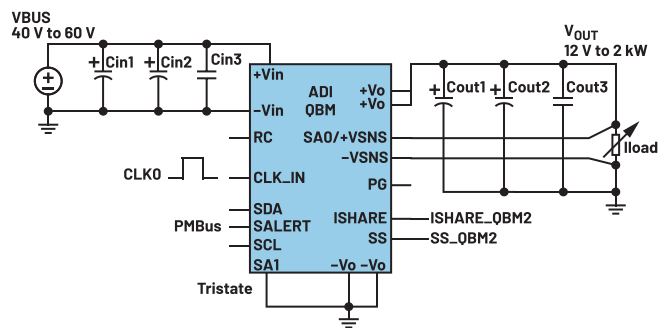


圖1. AD11/4磚PSU框圖。

## QB電源的優勢

### 精巧尺寸

QB電源的主要優勢之一是其外型精巧，因而在尺寸受限的應用中，它能使空間得到有效利用。

### 高功率密度

QB電源儘管體積很小，但具有高功率密度，能夠提供相當大的功率輸出。

### 效率

隨著電源轉換技術的進步，QB電源實現了高效率水準，減少能量浪費，並盡可能降低了發熱量。

### 散熱管理

QB電源通常注重散熱管理設計，例如採用可安裝散熱片的平面基板，以確保在具有挑戰性的熱環境中實現理想的運行性能和可靠性。

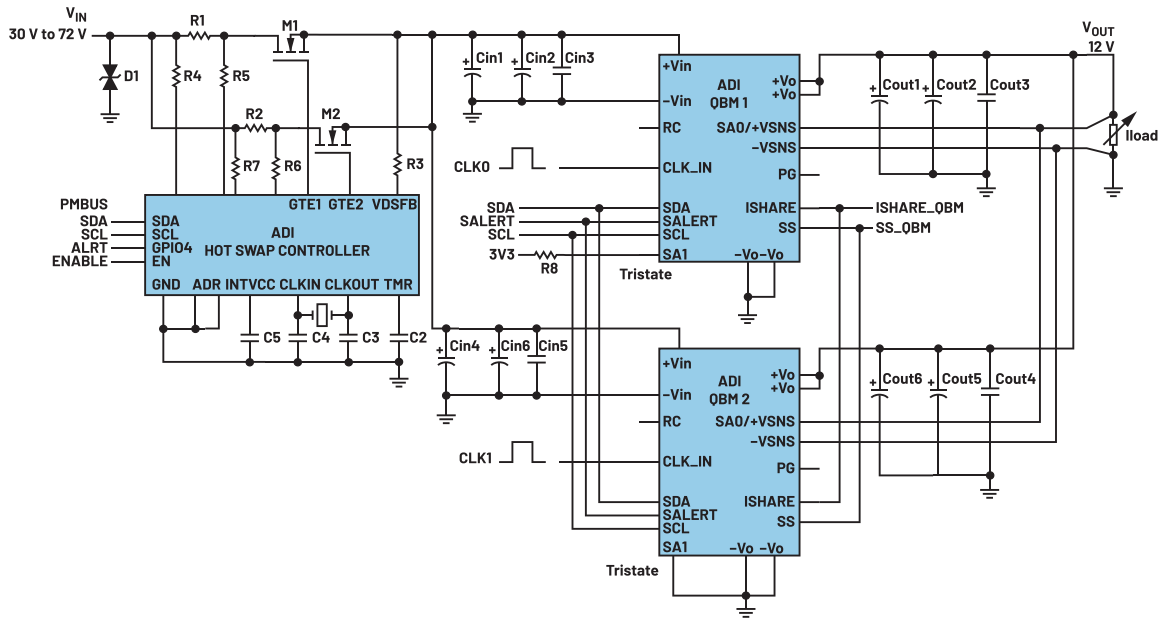


圖2. 將SS和ISHARE接腳相連，LTC7822 QB電源便可實現並聯。

## 可靠性和耐用性

此類電源的設計符合嚴格的產業標準，即使在惡劣的工作條件下，也能確保長久的可靠性和耐用性。

## 供應鏈韌性

不同廠商的QB電源接腳採用通用封裝(CFP)，因而相互相容，由此確保了生產供應鏈的韌性，出現故障時也便於提供售後支援。

## 基於LTC7822的QB電源的主要特性

### 寬廣輸入電壓範圍

QB電源通常支援寬廣輸入電壓範圍，能夠與各種電源相容。

### 輸出電壓調節

此類電源提供精確穩定的輸出電壓調節能力，確保在不同負載條件下保持性能一致。

### 高功率密度

此類電源的拓撲透過增加一個開關電容部分將輸入電壓減半，從本質上縮小了電感的尺寸。

### 可擴展

此類電源的拓撲是一種電流模式電源，將軟啟動接腳和補償接腳相連，即可輕鬆實現並聯。這種拓撲降低了並聯操作的複雜性。圖2顯示了各個QB並聯的示例。

## 保護機制

QB電源整合了過壓保護(OVP)、過流保護(OCP)、短路保護(SCP)和熱關斷等保護特性，能夠防範電氣故障並防止相連設備受損。

## 可靠性

由於存在電容分壓結構，這種拓撲自身就能夠保護任何下一級下游轉換器免受直流高電壓的影響。即使最頂部的FET失效，也會形成分壓結構，以防止下游轉換器發生故障。

## 採用QB拓撲的混合轉換器

QB電源是一種DC-DC轉換器，可將40 V至60 V的輸入電壓轉換為12 V的穩定輸出電壓。這種設計利用了一種複雜的架構，結合了軟開關電荷泵分壓器和同步降壓(buck)轉換器拓撲。軟開關電荷泵會以非常低的轉換損耗將輸入電壓減半，因此降壓部分僅需在 $V_{IN}/2$ 位準（即MID接腳電壓）下進行硬開關操作（圖3）。透過這種方式可以實現高效的電源轉換，並縮小輸出端電感。此方案的代價是須將一個電容用於另一個儲能元件，但透過優化額定值和尺寸，混合轉換器性能可以超越市面上的大多數常規拓撲。本文便將討論混合轉換器作為一種高效拓撲的原因及其工作原理。

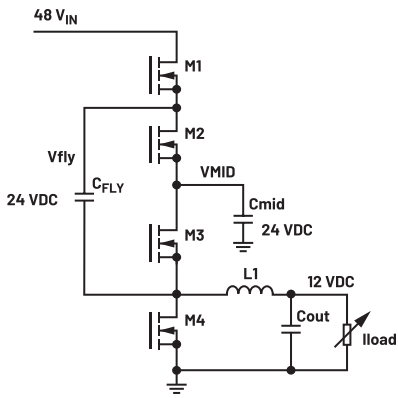


圖3. 飛跨電容和中間電容兩端的電壓。

對於1/4磚應用而言，混合轉換器在功率傳輸和功率密度之間取得了良好的平衡。典型的固定比率開關電容在高功率密度和低輸出功率水準下非常高效。例如，LTC7820在28 mm × 28 mm PCB面積上進行48 V至24 V轉換時，效率高達99%（圖4）。然而，這種設計只能支援大約300 W到600 W的輸出功率。

要在不降低效率的情況下實現更高的輸出功率，需要考慮再並聯一個開關電容轉換器和更多的陶瓷電容，因而需要更大的PCB面積。這會極度影響功率密度，並且24 V至12 V DC轉換需要第二級電路。為此，我們可以採用另一種開關電容拓撲，利用Dickson轉換器來實現單級4:1降壓比。此拓撲需要用到額外的開關，但其也存在著同樣的問題，即超過600 W時需要更多陶瓷電容，當應用需要更大輸出電流時會影響可擴展性。

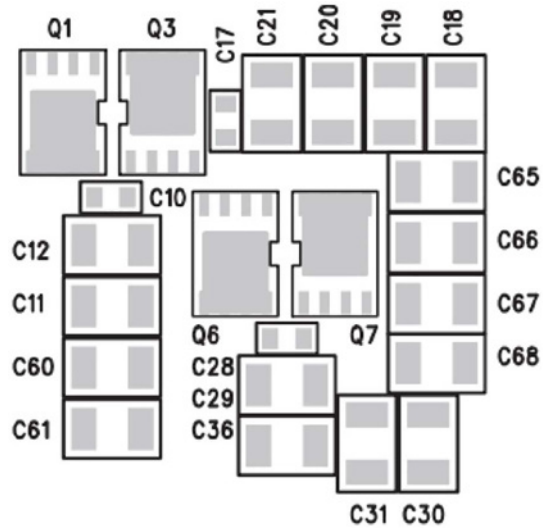


圖4. 採用LTC7820的48 V<sub>IN</sub>至24 V<sub>OUT</sub>、20 A開關電容轉換器。

穩壓混合轉換器是更適合1 kW功率級別的拓撲，因為它能在有限的PCB面積下提供更高輸出電流。開關電容部分將轉換主輸入電壓線，而不處理大部分電流轉換。主輸出電流轉換由降壓部分承擔，飛跨電容尺寸和電感尺寸得以精簡。對於1/4磚外形，固定尺寸為58.4 mm × 36.8 mm，因而PCB面積非常重要。圖5顯示了1/4磚尺寸的四相混合轉換器的參考元件佈置。

LTC7822是一款高性能、兩相混合式降壓DC-DC控制器，專為高密度電源應用而設計。其所採用的拓撲如圖6所示，包含兩相，但大幅減少了每瓦所需的電容元件數，因為一相的飛跨電容身兼兩職：(1)用於其互補相的電容分壓器，(2)用於其自身相的主儲能元件之一。如此一來，每相所需的中間電容數量大幅減少。此款元件的單晶片功率輸出可達1 kW，大於相同面積下任何典型開關電容拓撲的輸出功率。

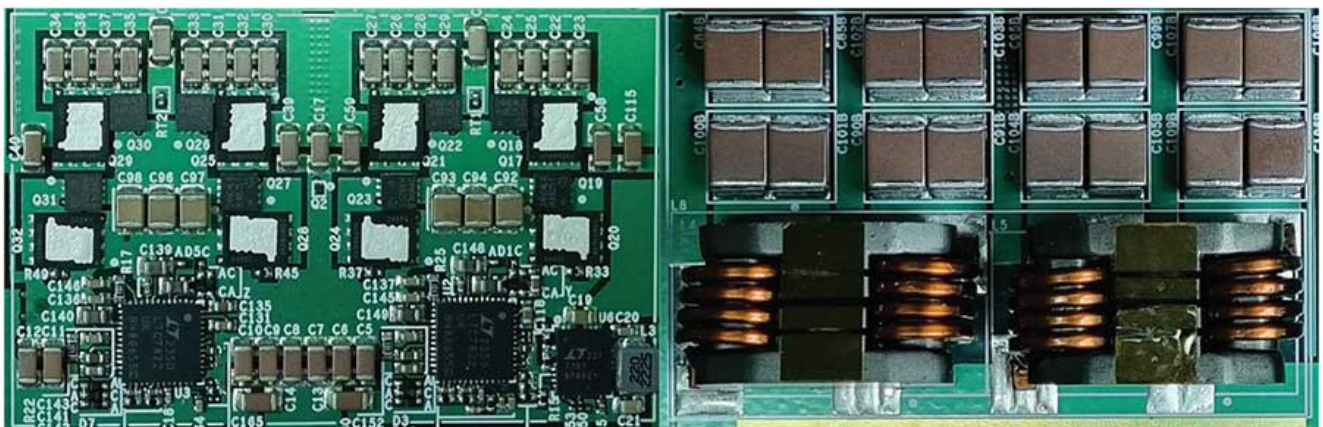


圖5. 四相2 kW混合轉換器，採用LTC7822以適應1/4磚PCB面積。

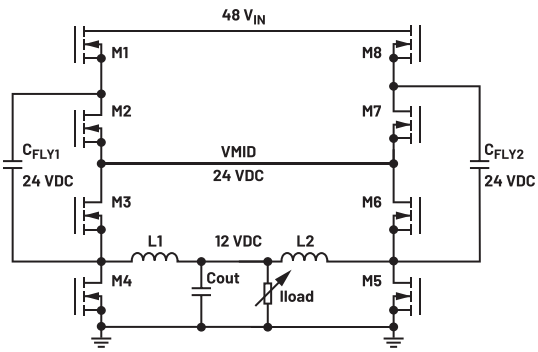


圖6.  $C_{FLY1}$ 和 $C_{FLY2}$ 充當電容分壓器。

當奇數FET (M1、M3、M5、M7) 導通時，互補FET (M2、M4、M6、M8) 關斷。在開關切換過程中， $C_{FLY1}$ 由輸入電壓供電，並透過VMID節點與 $C_{FLY2}$ 串聯。這兩個飛跨電容應具有相同的容值，以確保平均電壓相等，進而降低電荷再分配時電流尖峰造成的損耗。

謹慎選擇MOSFET也很重要，務必確保底部FET (M4、M8) 在安全工作區域(SoA)內工作。由於兩個網狀電流通過公共MID節點共用，底部FET所承受的最大電流約為平均相電流的1.5倍。舉個例子：L2斷電時，電流將流過M5。但是， $C_{FLY2}$ 也透過M3向L1提供部分能量，因此其返回路徑也將經過M5。電流流向參見圖7。

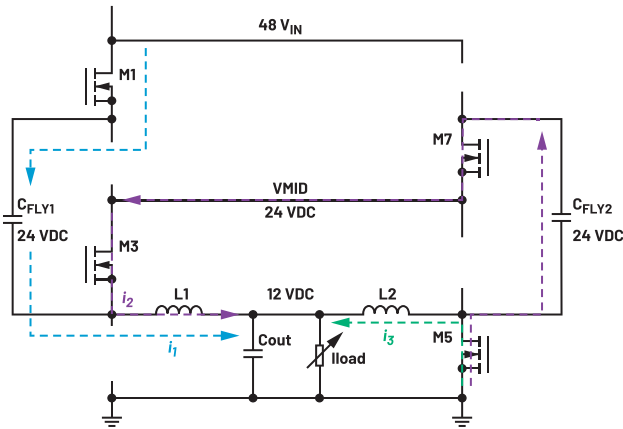


圖7.  $i_1 + i_2 = i_3$ ,  $i_1 = i_2$ 。M5接收的電流是其相電流的1.5倍。

## 中間匯流排轉換器中的耦合電感

耦合電感具有整數比轉換特性，因此是中間匯流排應用中與混合轉換器配合使用的另一種優秀技術。對於兩相耦合電感設計，48 V至12 V轉換的工作週期為50%，使得降壓部分工作在陷波頻率下。即使對於更寬的40 V至60 V (典型) 輸入電壓範圍，用耦合電感代替分立電感(DL)仍能獲益。圖8顯示了不同相數的分立電感和耦合電感的歸一化電流漣波比較。

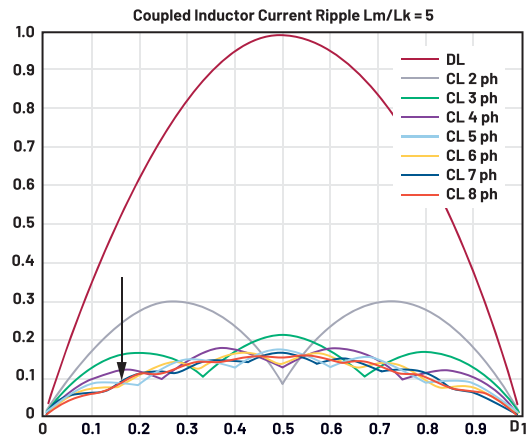


圖8. 對於給定的耦合係數 $Lm/Lk$ ，歸一化電流漣波與工作週期的關係。

如圖8所示，對於兩相耦合電感設計，電流漣波在50%工作週期時最小。請注意，在不同工作週期下，耦合電感的優勢並不相同。相數不同，電流漣波降幅最大化的陷波位置也不同。因此，對於1/4磚設計，考慮輸入電壓範圍和目標輸出電壓非常重要。例如，降壓比為4:1的混合轉換器應使用兩相設計，以使耦合電感的電流漣波降幅最大化，但降壓比為8:1時，由於25%工作週期下的陷波，設計人員可能需要考慮使用單個四相耦合電感設計。圖9為單個四相耦合電感的示例。



圖9. 單通道四相耦合電感，與四相混合轉換器配合使用時，可實現48 V至6 V轉換。

在1/4磚設計中使用耦合電感，最重要的影響在於，能在保持效率的同時，使磁元件的尺寸顯著精簡。如此一來，混合轉換器不僅能夠適應1/4磚面積，而且仍能以具有競爭力的效率提供非常高的輸出功率。

## 1/4磚電源應用

0B電源在各行各業都有應用，包括以下領域。

其常用於電信基礎設施、資料中心和網路設備，為通訊系統和網路交換機供電。

0B電源適用於工業自動化應用，如馬達驅動器、機器人和控制系統。

使用基於混合轉換器的1/4磚電源，可以實現不同的輸出電壓降壓比。藉由ADI的分立1/4磚參考設計，可以更輕鬆地使用多個耦合電感來評估最多兩種輸出電壓位準，或將其並聯以測試是否滿足更高輸出電流要求。圖10顯示了1/4磚部分。

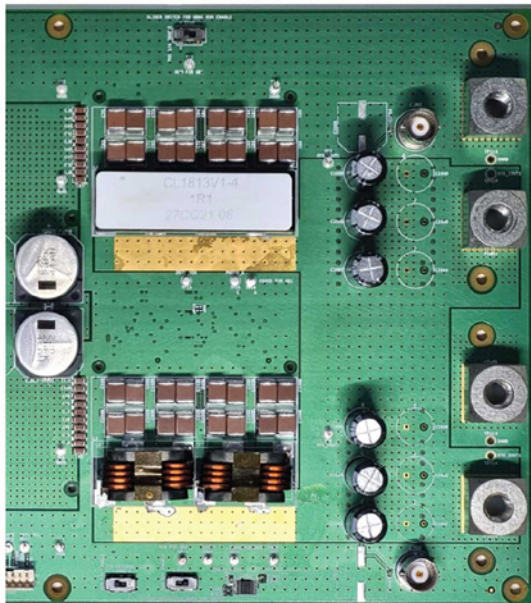


圖10. ADI分立1/4磚參考設計。

## 結語

面對日益增加的算力需求，尤其是隨著人工智慧的快速成長，傳統資料中心已難以滿足需求。為了因應此類挑戰，現代資料中心開始採用功率密度更高的新設計，例如48 V架構。相較於傳統的12 V架構，新架構的功率損耗顯著降低。在此一轉變中，產生關鍵作用的元件是中間匯流排轉換器，具體而言就是1/4磚電源。為將高壓直流輸入轉換為各種周邊和核心處理器所需的較低電壓，此類精巧、高效的DC-DC轉換器必不可少。

QB電源是精簡的高性能電源解決方案，適合多種應用。此類電源以精巧的設計、高能效和卓越的可靠性而聞名，擁有優越的功率密度、精準的電壓調節能力和先進的保護特性，是眾多產業不可或缺的重要元件。QB電源能夠盡可能提高空間利用率，確保可靠運行，並滿足現代電子基礎架構的供電需求。

## 作者簡介

**Karl Audison Cabas**自2020年9月起擔任ADI的應用工程師，專注於電源應用方面的工作。他擁有菲律賓理工大學電子工程學士學位和瑪布亞大學電力電子碩士學位，於DC-DC電源轉換器方面擁有4年多的經驗。其之前的職責是處理客戶諮詢以及與DC-DC轉換器相關的設計問題，目前則擔任雲端和資料中心應用的電源系統應用工程師。

**Christian Cruz**為ADI菲律賓分公司的資深應用開發工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端的運算和系統通訊應用的電源管理需求。

ADI的混合轉換器及最新的LTC7822，在為資料中心供電方面具有顯著優勢，不僅效率高、性能穩健，而且具備先進的控制特性。憑藉優化的精巧外型，並結合耦合電感，LTC7822成為高功率應用領域中頗具競爭力的拓撲方案。增強的可靠性和更低的運行成本，使之成為資料中心實現高效、可靠電源管理的理想之選。

本系列的下一部分將介紹基於LTC7822 1/4磚電源的全面評估，展示收集到的電氣和散熱性能資料，並討論如何為高功率應用選擇合適的元件。

## 參考文獻

Sam Ben-Yaakov、Michael Evzelman，[ [Generic and Unified Model of Switched Capacitor Converters](#) ]，2009年IEEE能源轉換大會暨展覽會，2009年9月。

Cruz Christian，[ [48 V技術的魅力：系統級應用中的重要性、優勢與關鍵要素](#) ]，《類比對話》，2024年7月。

Michael Evzelman、Shmuel Ben-Yaakov，[ [Average-Current-Based Conduction Losses Model of Switched Capacitor Converters](#) ]，《IEEE電源電子會刊》，第28卷第7期，2012年10月。

Bruce Haug，[ [72 V混合式DC-DC轉換器使中間匯流排轉換器的尺寸精減達50%](#) ]，《類比對話》，2018年2月。

Alexandr Ikriannikov，[ [耦合電感器技術的優勢](#) ]，Maxim Integrated，2015年3月。

Alexandr Ikriannikov、Laszlo Lapcsei，[ [大幅提高48 V至12 V調節第一級的效率](#) ]，ADI，2023年12月。

[ [OpenAI says ChatGPT's Weekly Users Have Grown to 200 Million](#) ]，路透社，2024年8月。

Samuel Webb、Yan-Fei Liu，[ [A Novel Intermediate Bus Converter Topology for Cutting Edge Data Center Applications](#) ]，《中國電氣工程學報》，第6卷第4期，2020年12月。

# 推動未來創新： 適用於1/4磚電源的混合轉換器— 第2部分：性能

產品應用開發工程師Karl Audison Cabas  
應用開發助理工程師Ralph Clarenz Matociños  
資深應用工程師Christian Cruz

## 摘要

隨著48 V架構的出現，1/4磚電源成為資料中心應用中的一個關鍵組成部分。電源必須在效率和瞬態響應方面表現卓越，同時仍保持1/4磚的尺寸規格。在嚴格的尺寸限制下，基於混合轉換器的1/4磚電源能夠同時滿足高效率和瞬態響應的要求，並提供高達2kW的輸出功率。4相混合轉換器整合了一個雙2相耦合電感，在降壓部分使用2:1的降壓比，進而顯著降低了電流漣波，進一步提升了性能。參考設計在48 V輸入下的峰值效率為98.59%，在54 V輸入下的滿載效率為97.68%。

## 引言

隨著處理器核心的性能提升，加上資料中心大量導入人工智慧(AI)晶片，下一代電腦對電力的需求遠超以往，而且需要保持外型尺寸不變，以確保遷移工作的前期成本最小化。為此，極需性能更好但尺寸不變的電源來為下一代晶片提供所需的電力。因此，使用標準化的1/4磚電源對系統設計十分有利。1/4磚電源具有開箱即用的特性，並且不同供應商的產品能夠相互相容，因此使用這種電源可以降低系統設計的複雜性。

然而，並非所有1/4磚電源的拓撲和性能都相同，因此工程師應根據具體要求謹慎選擇。採用1/4磚電源進行設計時，工程師需要考慮的一些關鍵參數包括：工作輸入電壓、輸出電壓調節、峰值效率、滿載效率、瞬態性能、熱性能、可擴展性等。

本文將介紹採用4相混合轉換器LTC7822設計的分立式1/4磚電源及其性能，並探討如何以高效率滿足更高的輸出功率需求。

## 資料與結果

以下測試結果包括啟動時的測量資料、穩態性能測量資料、工作性能波形和溫度測量資料。下列配置採用1/4磚參考設計及其系統板進行了測試。系統板配有熱插拔電路。

## 1/4磚電源的工作設定

- 輸入電壓：40 V至60 V
- 輸出電壓：12 V
- 輸出負載：0 A至166.67 A
- 開關頻率：150 kHz

## 性能資料

### 效率與功率損耗

1/4磚參考設計採用雙2相混合轉換器LTC7822，可以實現負載分配，降低每相電流，進而減少導通損耗，成為高功率、高降壓比應用的理想選擇。LTC7822混合轉換器展現出優異的效率，有效減少功率損耗，進而降低散熱需求。

在48 V和54 V輸入條件下，測試了這種1/4磚電源的效率，效率曲線如圖1所示。輸入電壓較低時，由於電壓降幅較低，因此峰值效率更高。然而，當輸出功率提高時，由於輸入電流增大，效率會逐漸下降。而在54 V下，峰值效率較低，但滿載效率更高。

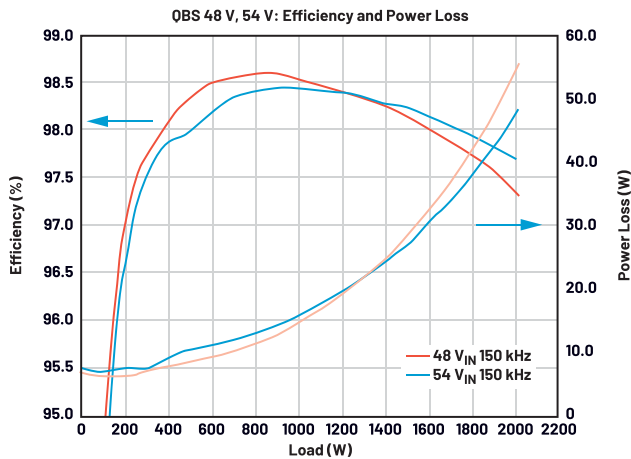


圖1. ADI的1/4磚設計在48 V和54 V下的效率及功率損耗曲線。

在1/4磚PCB面積上，轉換器在48 V、800 W時達到約98.59%的峰值效率，滿載效率為97.33%。對於54 V應用，轉換器在1000 W時達到98.45%的峰值效率，滿載效率為97.68%。

混合轉換器採用的同步整流技術減少了二極體導通損耗，進一步優化了效率。控制器透過使用高品質、低等效串聯電阻(ESR)的輸入和輸出電容器，再配合適當選擇的耦合電感，有效降低了關鍵元件的損耗。精心挑選的元件和周全的設計考量，使整體功率損耗得以降低，混合轉換器因此成為降壓型應用的高效解決方案。

此外，混合轉換器的開關頻率可以彈性調整，設計人員可以根據具體應用要求，在效率和開關損耗之間找到平衡點。再結合適當的佈局設計、有效的熱管理和控制迴路參數的優化，就能打造出可靠高效的電源。總之，LTC7822憑藉雙相架構、同步整

流和彈性脫穎而出，在眾多降壓轉換器應用中都能展現出優異的效率和更低的功率損耗。

### 瞬態響應：擴展供電功率

LTC7822混合轉換器非常適合用來滿足中間匯流排應用的動態供電需求。創新的4相架構能夠有效分配負載，降低負載意外變化的影響。進而提升了控制器的能力，能夠快速有效地適應功率需求變化，確保在瞬態事件期間輸出電壓保持恆定。雙2相的交錯操作支援對突發負載波動做出快速回應，在需要快速調整電源的情況下非常重要。

LTC7822能夠在有限的時間內提供擴展功率，以支援突發負載需求，同時輸出電壓保持穩定。我們對這個額定功率2 kW的設計進行了測試。圖2所示為以1.5倍擴展功率供電50 ms的情形，圖3所示為以1.8倍擴展功率供電500  $\mu$ s的情形。

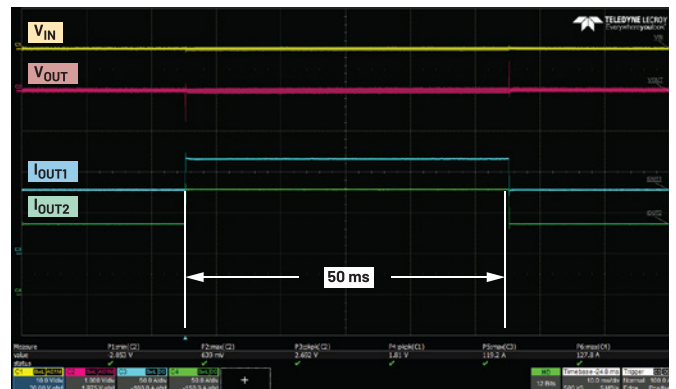


圖2. 2 kW擴展到3 kW階躍負載，持續50 ms。

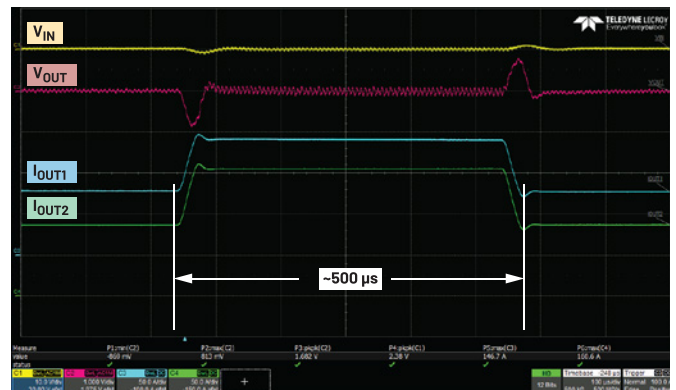


圖3. 2 kW擴展到3.6 kW階躍負載，持續500  $\mu$ s。

透過調整2型補償，可以進一步優化混合轉換器的瞬態響應，實現精密調節和輸出電壓偏差的最小化。

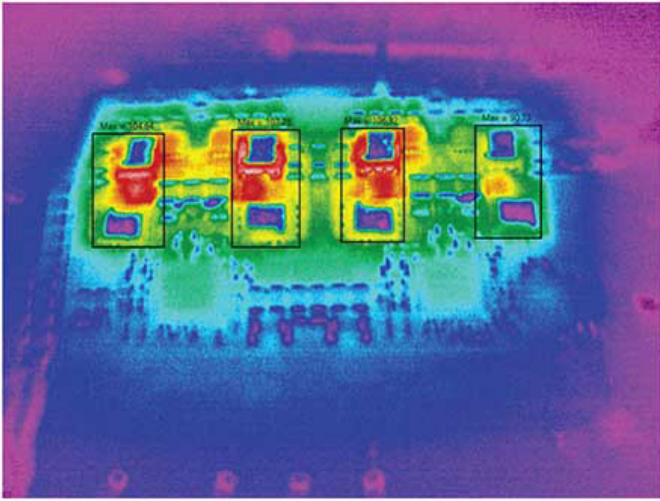


圖4. 48 V<sub>IN</sub>、滿載( $P_{out} = 2 \text{ kW}$ )下的1/4磚電源熱性能。

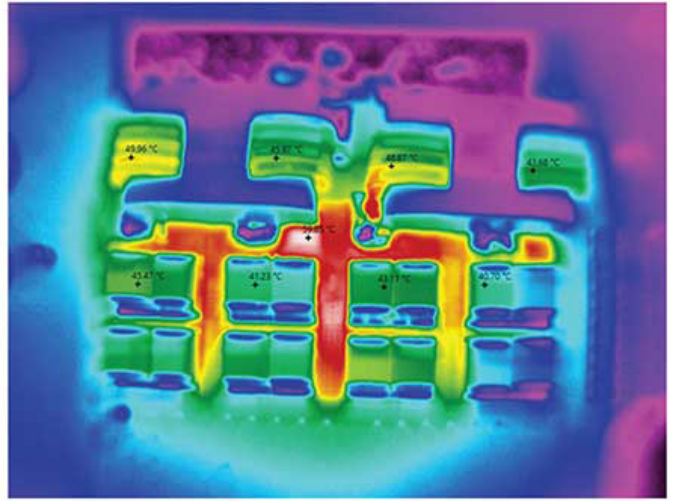
## 熱性能

這種參考設計的熱性能對於整體性能的發揮非常重要。適當的熱管理能夠確保元件可靠運行，防止過熱，進而避免性能降低和電子元件壽命縮短。圖4所示為在沒有使用散熱片和底板情況下的熱特性。

為了增強混合轉換器的熱性能，可以採用高效的散熱片來確保熱量有效散發，同時保證元件周圍空氣流通順暢。資料手冊通常會提供有關如何適當設計散熱片的建議，包括熱阻和最大允許界面溫度等詳細資訊。設計人員可以遵循這些指導原則，防止關鍵元件（控制器、FET）的溫度超過限值，確保系統可靠持續地運行。此外，混合轉換器也可能具有過溫保護等特性，以保護元件免受過熱問題的影響。這種保護機制可以在溫度過高的情況下自動關閉控制器或降低輸出功率，防止元件和周圍元件受損。

## 啟動回應

混合控制器具備可控的啟動回應，保證運行的可靠性和穩定性。它採用兩段式軟啟動：飛跨電容預充電階段和輸出軟啟動階段。這樣可以利用主電源的低輸入衝擊電流為飛跨電容充電，而輸出電壓也會在初始上電期間逐漸上升。這種設計避免了飛跨電容的衝擊電流和電壓過沖，增強了系統的可靠性，並



保護下游元件免受損壞。控制器還具備故障監測機制，能夠檢測啟動期間的異常情況，觸發適當的回應來避免潛在問題。圖5顯示了在開啟降壓部分之前如何對飛跨電容進行預充電。

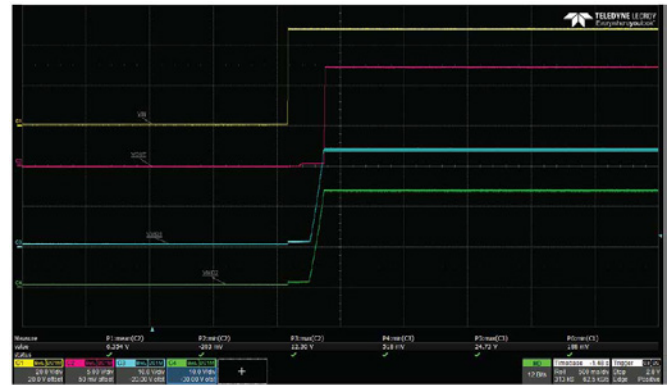


圖5. 混合轉換器在空載條件下啟動。

在啟動過程中，混合轉換器謹慎地逐步提高輸出電壓，確保平穩轉換到工作模式。對於電壓的驟變可能會對所連接元件造成影響的應用而言，這種受控啟動方式非常重要。控制器能夠處理各種情況下的啟動過程，支援廣泛的輸入電壓和負載場景。ADI的1/4磚參考設計並整合了熱插拔控制器LTC4287，以確保輸入電壓平穩升降。



圖6. 1/4磚電源在空載條件下啟動。

## 輸出漣波

輸出漣波是指電源輸出電壓的波動或變化。為了實現低輸出漣波，控制器採用交錯雙相架構，並結合耦合電感，開關相位之間略微錯相，進而有效降低了輸出電壓漣波，使得輸出電壓更乾淨、更穩定。參見圖7。

混合轉換器的輸出漣波性能受多種因素影響，包括輸入和輸出電容器的品質、電感的選擇及整體的佈局設計。透過採用高品質、低ESR的電容器並選擇適當的電感，設計人員可以進一步降低輸出漣波。資料手冊通常會提供有關如何選擇合適的電容器以優化輸出漣波性能的指南和建議。在要求保證低輸出電壓漣波的應用中，多相設計和特性有助於維持平穩且精準調節的輸出，對於需要穩定電壓以確保正常運行的敏感電子元件或系統尤其有利。

## 參考文獻

Christian Cruz, [ [48 V技術的魅力：系統級應用中的重要性、優勢與關鍵要素](#) ]，《類比對話》，第58卷，2024年7月。

Bruce Haug, [ [72 V混合式DC-DC轉換器使中間匯流排轉換器的尺寸精減達50%](#) ]，《類比對話》，第52卷，2018年2月。

## 作者簡介

**Karl Audison Cabas**自2020年9月起擔任ADI的應用工程師，專注於電源應用方面的工作。他擁有菲律賓理工大學電子工程學士學位和瑪布亞大學電力電子碩士學位，於DC-DC電源轉換器方面擁有4年多的經驗。其之前的職責是處理客戶諮詢以及與DC-DC轉換器相關的設計問題，目前則擔任雲端和資料中心應用的電源系統應用工程師。

**Ralph Clarenz Matociños**畢業於菲律賓馬尼拉Pamantasan ng Lungsod ng Maynila (PLM)，擁有電子工程學士學位。他在電力電子領域擁有一年多的工程經驗，包括電池管理系統開發和DC-DC電源轉換。他於2022年加入ADI，目前擔任雲端和資料中心應用的電源系統應用工程師。

**Christian Cruz**為ADI菲律賓分公司的資深應用開發工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端的運算和系統通訊應用的電源管理需求。

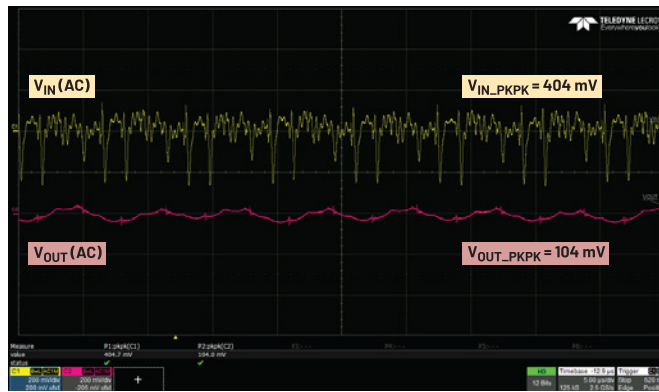


圖7. 輸入電壓漣波和輸出電壓漣波。

輸入和輸出電壓的漣波資料也依賴於測量設定，建議在最近的陶瓷電容器處使用短探頭來量測穩態下的真實漣波性能。

## 結論

1/4磚電源是精簡的高性能電源解決方案，適合多種應用。此類電源以精巧的設計、高效率 and 卓越的可靠度而聞名，擁有優異的功率密度、精準的電壓調節能力和先進的保護特性，是眾多產業不可或缺的重要元件。

ADI最新的混合轉換器LTC7822在為資料中心供電方面具有顯著優勢，不僅效率高、性能穩健，而且具備先進的控制特性。它能夠優化供電、增強可靠性並降低運行成本，因而成為資料中心實現高效、可靠電源管理的理想之選。

Alexandr Ikiriannikov、Laszlo Lipcsei, [ [大幅提高48 V至12 V調節第一級的效率](#) ]，ADI，2023年10月。

[ [The Benefits of the Coupled Inductor Technology](#) ]，Maxim Integrated，2015年3月。

# 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，目的在協助讀者一次就能通過電磁干擾(EMI)合規性測試。用於降低EMI的技術也將減輕干擾，展現通用的PCB佈局理念。本文分為三個部分。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，文章的第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。這種情況常令人感到可惜。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。本文所提供的方法則將有助於將電磁干擾(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，孤立系統中具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個主題。

## 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的影響，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公式是理解輻射和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。

這一項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，應如何設計电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取電荷，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。同樣的，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。在設計电路板時，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）。

上文並描述了傳輸線路的屬性。大多數工程師對傳輸線路瞭若指掌，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，馬克斯威爾方程式表示，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。馬克斯威爾方程式表示，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，這些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方式。文章的下一部分將逐一介紹。

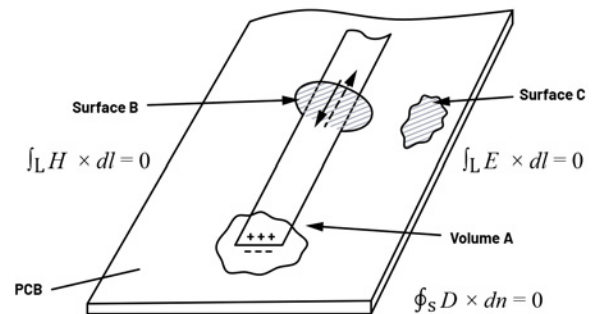


圖1. 傳輸線路周圍的電場和磁場示意圖。

## 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，而非僅關注電壓和電流

能量和資訊透過電磁場實現的，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（這並不理想），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上用於傳輸能量和資訊的結構並不完美，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。

文章的下個部分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，介紹了如何佈局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擔任現場應用工程師，工作地點為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，且擁有14項專利。

技術文章

# 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，旨在協助讀者一次就能通過電磁干擾(EMI)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。本系列文章分為三個部分。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，文章的第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)，本系列文章的第1部分介紹了所有必要的物理知識。文章最後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非理想的傳輸線路傳播

針對這些問題，本文將透過兩個例子來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

假設有一個邏輯閘，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？其儲存在本地，即去耦電容內部的電介質（空間）中。接下來，設想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，而且其具有良好的導電性，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，在這個小耦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非常重要。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。從數學上看，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，表示它們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），沿著任何閉合路徑運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要慢，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。通常情況下，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。

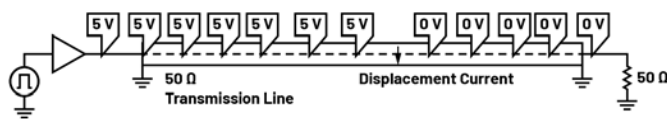


圖1. 對於正確端接的傳輸線，由於電場變化產生位移電流，在訊號轉換的地方將會發生輻射。

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。



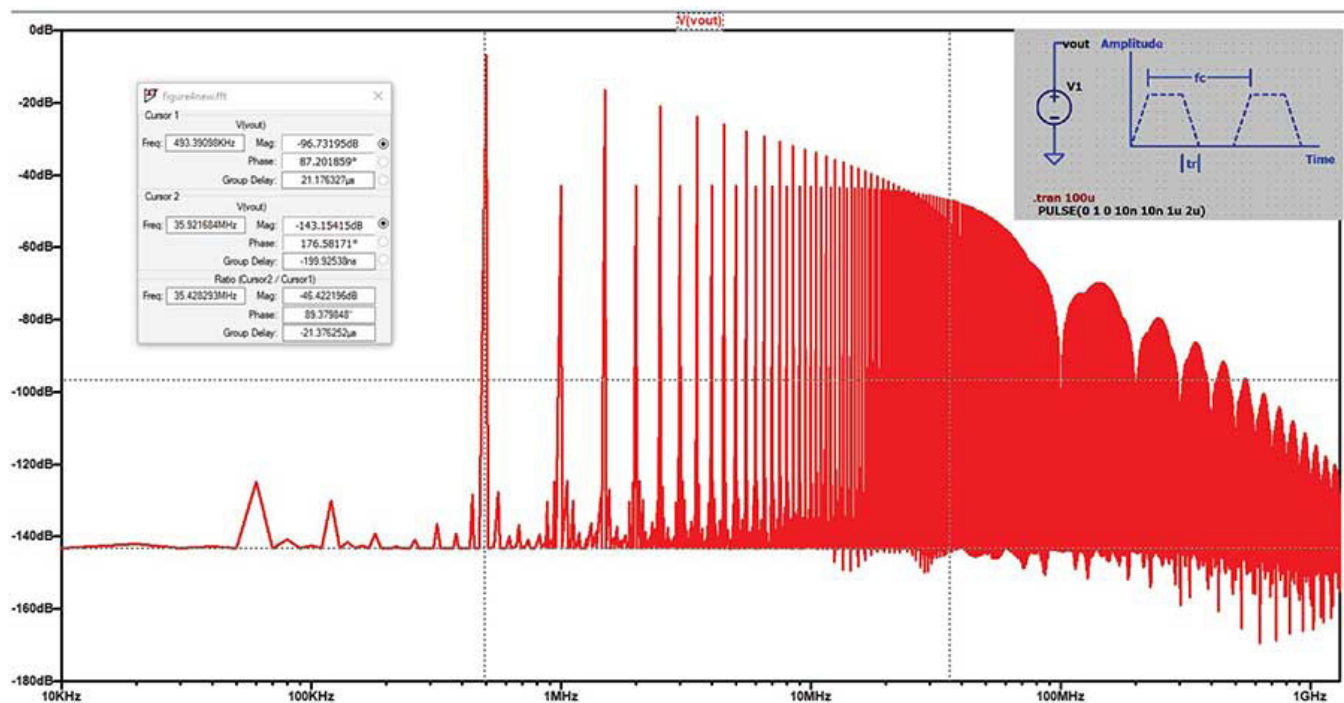


圖4. 對非理想方波的傅立葉分析顯示，每個奇次諧波中都存在能量。這個實際波形也有兩個拐點。一個位於  $f = 2 fc/(m)$  (20 dB/dec)，另一個位於  $1/(m)$  (40 dB/dec)。

- 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  $I = Cdv/dt$ ，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，請參見圖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  $\Omega$  的閘極電阻來抑制振盪，並將元件佈置得更緊密以降低電感，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，電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電路板阻抗，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靈活。

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。精巧型電路板中的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。

在本系列文章的第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示例，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，透過兩個PCB互連示例（傳輸線和諧振電路），說明一些常見布局做

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擔任現場應用工程師，任職地點為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，且擁有14項專利。

類比對話

# 使用熱插拔控制器 增強系統可靠性

產品應用開發工程師Karl Audison Cabas  
產品應用開發助理工程師Ralph Clarenz Matocinos  
資深產品應用工程師Christian Cruz

## 摘要

本文探討了在系統級應用中建置熱插拔控制器的優勢和好處。熱插拔控制器提供了一種先進的解決方案，可無縫插入和拔出電子裝置，確保持續運行、防止過電流並進行即時監測。透過提供參考設計，用戶能更瞭解關鍵功能，進而增強這些功能的相關性和重要性。本文將重點介紹熱插拔控制器如何提升系統可靠性、大幅減少停機時間並保護敏感設備，最終優化系統性能並降低維護成本。

## 簡介

在電子產品中，在不中斷系統運行的情況下安全地插入和拔出電源模組的能力非常重要。眾所皆知，熱插拔已成為從資料中心到電信系統等許多應用的基本功能。為了確保系統在這些操作期間的安全性和完整性，需要專門的控制器。ADI的LTC4287在此類產品中具有明顯優勢。本文將深入探討此款熱插拔控制器在系統級應用中的性能、特性、益處和優勢。

## LTC4287：強大的熱插拔控制器

LTC4287為一款多功能的高性能熱插拔控制器，專為在系統即時增加或更換期間保護系統和插入的元件而設計。憑藉全面的功能和強大的性能，LTC4287成為了許多關鍵應用中的重要組成部分。

## 熱插拔要點

熱插拔涉及在系統運行時插入或拔出元件（例如卡、電源或驅動器）的行為。這個過程充滿挑戰，因為需要處理供電軌並確保電壓水準保持在安全範圍內。熱插拔控制器透過提供以下主要功能，卓越地解決了這些挑戰：

## 使用RC熱電路實現精準限流

熱插拔可提供精準限流，在熱插拔應用中發揮著非常重要的作用。此功能可確保插入的元件所消耗的電流保持在安全範圍內。一旦突發大衝擊電流或故障情況，控制器會迅速做出反應，保護系統免受過流事件的影響。使用者可以選擇使用RC熱電路，該電路類比MOSFET從節到印刷電路板(PCB)的熱傳導，進而進一步提高限流的準確性。

## 故障檢測與保護

在熱插拔場景中，可能由於未對準、元件損壞或其他因素而出現故障。熱插拔控制器配備全面的故障檢測機制，包括欠壓和過壓保護。其會持續監測輸入側和輸出側的電壓水準，立即採取行動隔離故障並保護系統。

## 衝擊電流控制

在插入電源裝置(PSU)期間，由於電容負載，可能會產生高衝擊電流，這可能會導致電壓下降並影響系統穩定性。熱插拔控制

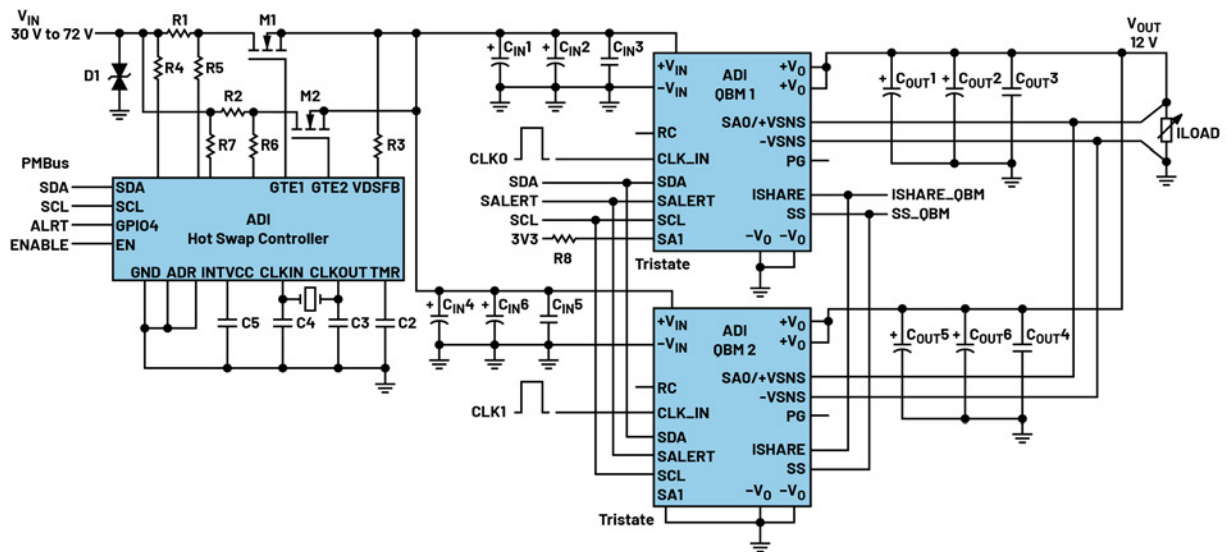


圖1. 54 V至12 V系統應用的示意圖。

器整合了衝擊電流控制功能，可在插入過程中平穩增加電流，以減輕電壓波動。這種平穩的啟動過程可確保系統中的其他組件保持運行而不中斷。

## 輸出電壓和電流監測

為了確保插入的PSU正常運行，熱插拔控制器透過整合的PMBus<sup>®</sup>對輸出電壓和電流進行即時監測。監測資料可傳輸至LTpowerPlay<sup>®</sup>進行分析和評估。此監測功能可以快速識別PSU行為中的任何異常，進而有助於快速回應潛在問題。

## 綜合控制

這款熱插拔控制器提供了良好的彈性和可配置性。設計人員可自訂設定，以滿足其熱插拔系統的特定要求。這種適應性在具有不同PSU需求的應用中尤其重要。

## 系統級性能優勢

現在，我們來看一下在系統級應用（特別是54 V至12 V系統應用）中加入熱插拔控制器的優勢和益處。參考圖1。

系統參考設計專門針對並行模式功能進行了設計和優化，進而能夠透過熱插拔控制器從帶電背板上安全地插入和拔出54V至12V PSU模組。在正常運行期間，電荷泵和閘極驅動器啟動M1和M2 MOSFET，促進電力向負載傳輸。這些閘極驅動器由熱插拔控制器電源( $V_{DD}$ )接腳供電，並包括內建14 V閘極-源極鉗位，用於外部MOSFET保護。在熱插拔控制器中，透過一組比較器（包括欠壓(UV)、過壓(OV)和啟用(EN)比較器）在啟用閘極之前驗證外部條件。三個欠壓保護電路（UVL01、UVL02和UVL03）會驗證輸入電源並在內部生成5V電源（INTVCC和DVCC）。當DVCC超過閾值時，UVL03還會觸發邏輯電路的上電初始化，並將EEPROM內容讀取到操作記憶體中。在正常運行期間，熱插拔控制器會在啟動去抖延遲後啟動外部N通道MOSFET。

LTC4287提供雙級電流保護，利用開爾文電流輸入（SENSE+和SENSE-）接腳來監測檢測電阻上的負載電流。其具有主動限流和快速限流比較器閾值。快速限流閾值始終設定為標稱限流的三倍。當感測電壓達到限流閾值時，相關閘極被拉低以合主動限流迴路。如果發生突然短路或輸入尖峰達到快速限流比較器閾值，

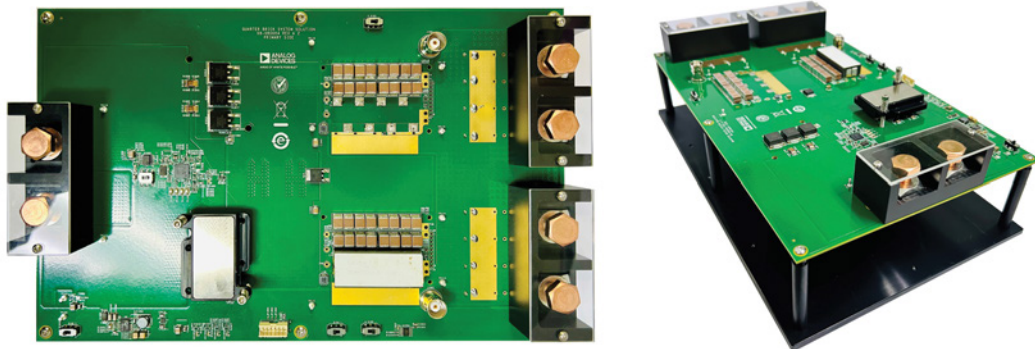


圖2. BR-080064，適用於54 V至12 V系統應用的ADI參考設計硬體。

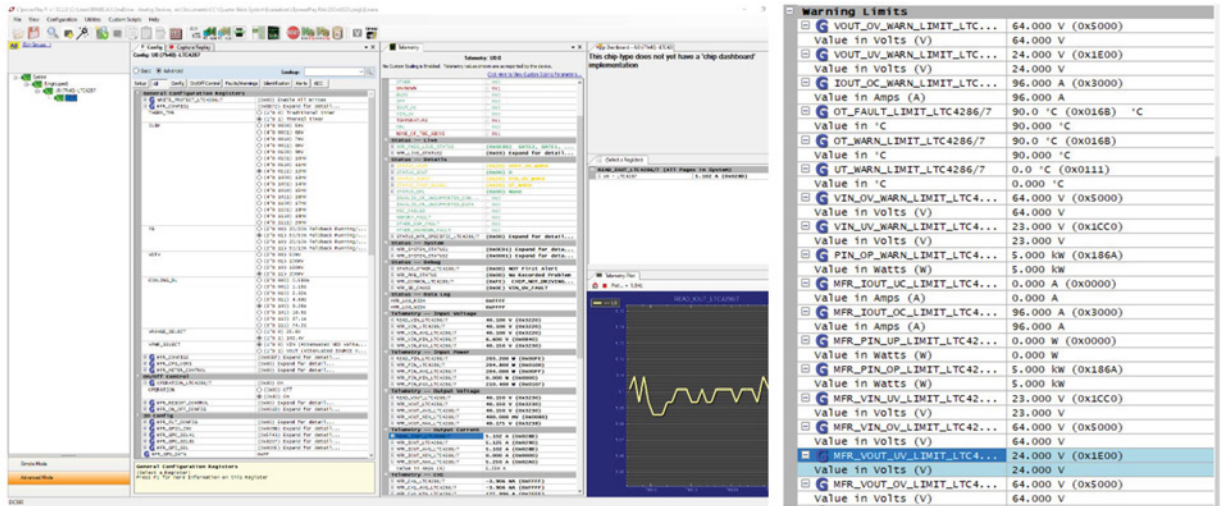


圖3. 適用於連接到LTpowerPlay的54 V至12 V系統應用的ADI參考設計。

則相應的閘極立即被拉至源極，進而限制峰值電流。一旦感測電壓恢復到限流閾值，主動限流迴路就會接管電流控制。

### 增強系統可靠性

在系統應用中，可靠性非常重要。54 V至12 V PSU模組的熱插拔是一個非常精細的操作過程，任何錯誤或故障都可能導致系統停機或元件損壞。熱插拔控制器的精準限流和故障檢測機制確保熱插拔操作安全進行，進而降低系統中斷和元件故障的風險。

圖2所示的系統應用參考設計重點展示了LTC4287以及兩個能夠處理高達4 kW功率的54 V至12 V PSU模組。其中還包含可透過LTpowerPlay®（使用DC1613）瀏覽的PMBus通訊功能，以增強控制和監測功能。

### 無縫維護

在必須保障連續運行的應用中，通常需要定期維護或更換元件。此款熱插拔控制器的衝擊電流控制和即時監測功能使PSU能夠順利插入和拔出。這表示無需關閉整個系統即可執行維護操作，進而大幅減少停機時間並大幅提高系統可用性。

### 降低擁有成本

無需中斷系統運行即可進行元件熱插拔，進而可以顯著節省成本，可能降低30%至50%。關鍵應用的停機可能會導致收入或生產力的損失。透過部署熱插拔控制器，系統可以設計為大幅減少或消除此類中斷，進而降低長期總體持有成本。

### 廣泛適用於多種應用

熱插拔控制器並不侷限於特定的產業或應用。它可以整合到各種系統中，包括資料中心、電信設備、工業自動化等。其具有良好的適應性，能夠在不同場景中提供保護和控制，因而成為系統級應用的多功能解決方案。

### 即時監測和資料收集

除了保護功能外，熱插拔控制器還提供即時監測功能，可提供豐富的資訊。這些監測資料對於系統診斷、性能優化和預測性維護非常有價值。透過分析這些資料，系統操作員可以做出明智的決策，並在潛在問題惡化之前主動加以解決。

系統應用示例中包含一個熱插拔控制器和PMBus協議通訊（參見圖3），提供了使用者友善的可存取性。當配置了GPIO接腳時，可以實現讀取A/D暫存器、故障檢測和通過ALERT#中斷進行即時回應等任務。PMBus裝置的輔助位址由ADRO和ADRI接腳決定，每個接腳提供三種狀態（接地、INTVCC或保持開路），總共提供9個裝置位址。

### 簡化系統設計

這款熱插拔控制器功能全面，使系統設計得以簡化。設計人員可以依靠這款控制器來管理熱插拔操作，進而降低系統其餘部分的複雜性。這種簡化可以縮短開發週期並減少設計工作量。

### 54 V至12 V系統解決方案的電氣性能和結果

在系統參考設計中，對這款熱插拔控制器在多種測試條件下的性能進行了評估：

**參數：系統應用的電氣指標**

**輸入電壓範圍：40 V至60 V**

**負載電流：0 A至130 A**

**工作溫度：0°C至60°C**

在評估熱插拔控制器時，根據特定應用的要求，需要考慮幾個關鍵參數和指標。以下是一些需要評估的重要參數：

### 過流保護

熱插拔控制器採用多級方法來提供強大的過流保護。首先，其採用具有預設閾值的主動限流(ACL)。



圖4. 限流保護，輸入電壓40 V，負載電流0 A至130 A。

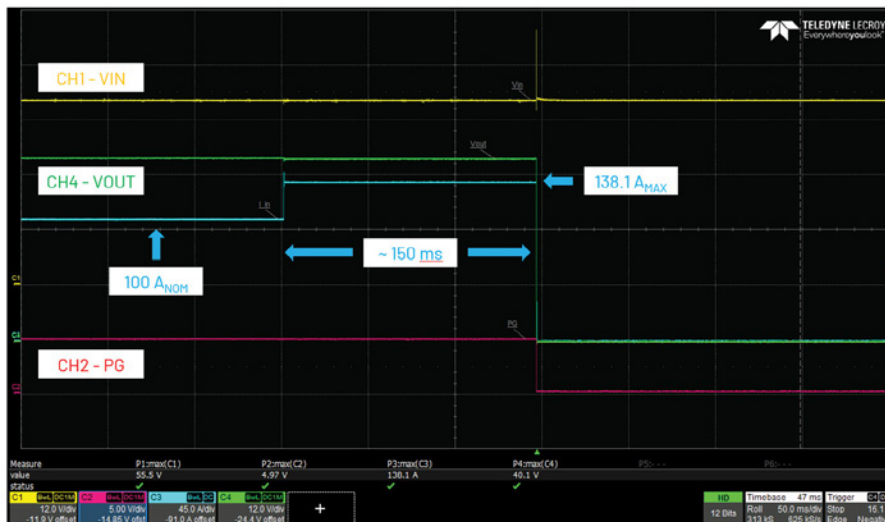


圖5. 短路保護。輸入電壓為40 V，負載電流為100 A至130 A。

當負載電流超過此限制時，控制器會主動調節輸出電壓，抑制電流並防止問題進一步加重。其次，快速限流比較器作為主動限制的補充，能夠立即對突發的高幅度過流（例如短路）做出反應。其會迅速拉低MOSFET閘極，限制峰值電流以保護電路免受損壞。此外，這款控制器支援故障報告和恢復。如果發生過流，其會透過指定的通用接腳(GPIO)報告故障，這些接腳可以與LED相連以指示故障。故障解決後，其就會促進受控恢復，逐步恢復對負載的供電，以安全地恢復正常運行。圖4顯示了如何對參考設計進行程式化，以便在線路電流超過128 A時快速做出反應，同時鎖定輸出以防止發生潛在的危險。當達到限流時，熱插拔控制器的故障接腳會被啟動。

## 短路保護

LTC4287配備多級短路保護系統，以確保短路事件期間PSU模組的安全。首先，它能夠立即回應短路，具有快速限流比較器，可對突發的高幅度短路情況做出迅速反應，包括快速下拉MOSFET開關閘極以限制峰值電流並保護電路。此外，還建置了主動限

流機制，為正常運行建立了預定義的限流閾值。如果短路電流超過該閾值，控制器將透過主動調節輸出電壓進行干預，以將電流降低至安全水準。

如圖5所示，如果在正常運行期間發生短路，此款熱插拔控制器會立即斷開輸入與輸出，進而提供即時保護。然後會發送一個訊號，表示已觸發故障，具體以故障訊號和電源良好(PGOOD)訊號表示。這確保了輸入線路之間能夠得到充分的隔離。這種綜合方法可保證系統在短路情況下的安全性和彈性。

## 衝擊電流控制

熱插拔控制器中整合了熱衝擊電流管理，以限制熱插拔FET上因上電期間電流湧浪而引起的熱相關故障，確保安全啟動。其透過測量串聯電流感測電阻兩端的電壓來感測電流的上升情況。軟啟動電路逐漸增加輸出電壓，大幅降低超出MOSFET安全工作區(SOA)的電壓上升速率和電流尖峰。當感測到啟動短路時，計時器(TMR)接腳中程式化的SOA計時器輸出會逐漸增加到大於2.56 V的TMR閾值。熱插拔控制器會自動斷開線路而不啟動保護MOSFET，

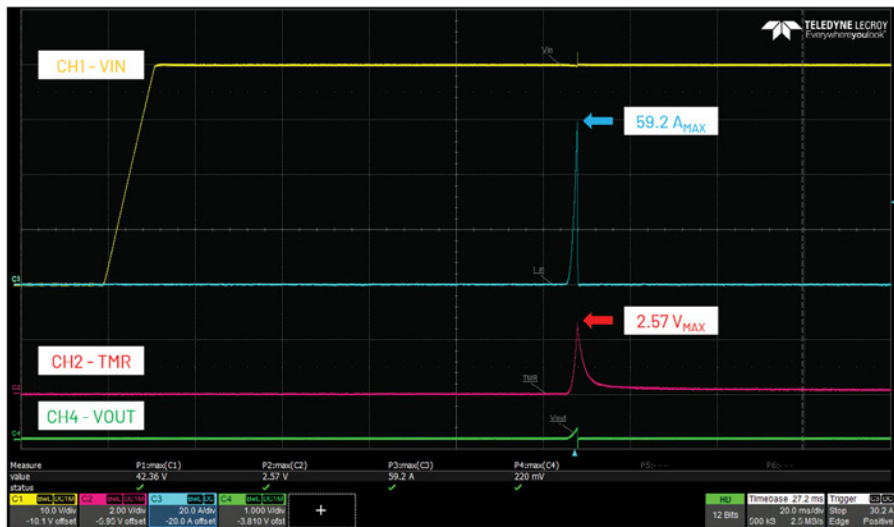


圖6.40 V輸入電壓時的啟動短路保護。

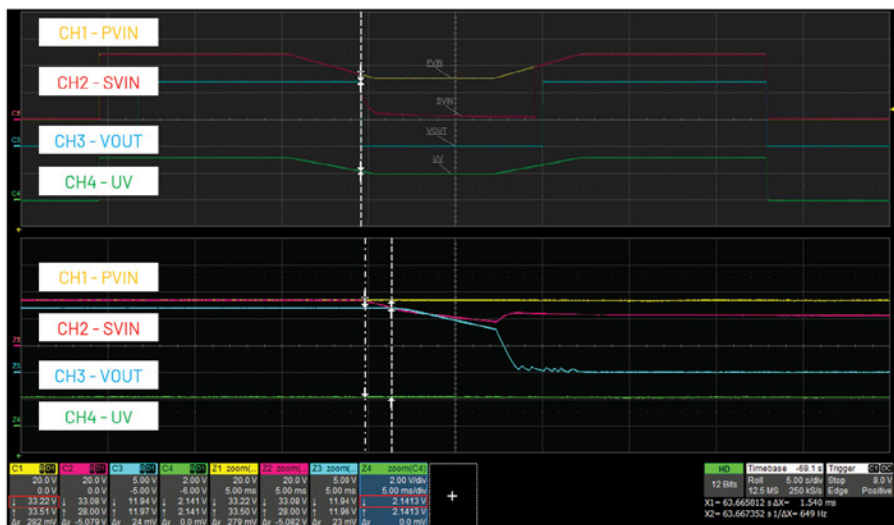


圖7.33 V輸入電壓時觸發欠壓保護(UVP)。



圖8.64 V輸入電壓時觸發過壓保護(OVP)。

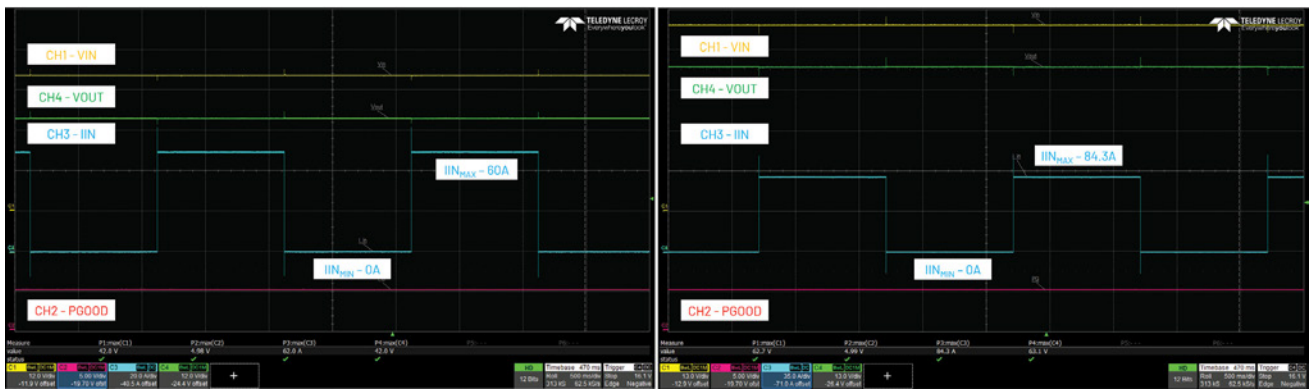


圖9. 輸入電壓為40 V和60 V時，2 kW負載下的負載瞬態響應。

如圖6所示。這樣就保證了系統的安全運行。這些關鍵元件可實現平穩有序的上電過程，提高系統可靠性和使用壽命，同時減少電壓尖峰和湧浪。

總之，這款熱插拔控制器透過管理熱衝擊電流和限制湧浪來確保安全啟動。它使用電流檢測電阻來檢測增加量，採用軟啟動電路來大幅減少尖峰，並在發生啟動短路時自動斷開線路，進而增強系統安全性。這些元件可保證平穩上電，提高系統可靠性和使用壽命，同時降低電壓尖峰。

## 電壓監測

熱插拔控制器具有內建電壓監測功能，可確保54 V輸入到12 V系統應用的安全穩定。其會持續追蹤電壓水準以進行欠壓和過壓檢測提供關鍵保護。它會評估熱插拔MOSFET後的輸入和輸出電壓，並在電壓低於欠壓閾值時做出回應，進而防止出現操作問題。同樣，如果它感應到電壓超過了過壓限制，就會啟動保護措施來保護元件免受潛在損壞。這種主動回應可防止因電壓波動而導致的性能問題，進而確保系統的可靠性和耐用性。電壓監測資料儲存在控制器內建的EEPROM中。

圖7說明了熱插拔控制器的欠壓保護機制，當UV接腳的電壓低於閾值（測量值為2.14 V，相當於PVIN電壓33 V）時，會使裝置停止運行。圖8則顯示了過壓保護機制，當OV接腳的電壓超過閾值（測量值為2.47 V，對應PVIN電壓為64 V）時，會關閉裝置。當輸入電壓恢復正常時，控制器會自動重試並恢復。可以透過修改UV和OV接腳上的電阻分壓器值來調整閾值。

## 溫度監測

LTC4287利用遠端電晶體作為感測器來即時監測溫度。如此便可以收集溫度資料以進行系統健康評估和保護。

## 故障報告和指示

借助LTpowerPlay，此款熱插拔控制器可以有效地監測和解決系統中的任何故障和異常，確保有效的管理和維護。

## 負載瞬態響應

這款熱插拔控制器具有卓越的瞬態響應，可確保動態負載變化時系統的穩定性。它會持續監測輸出電壓，防止電壓波動並保護系統中的敏感元件，如圖9所示。

## 準確性和精準度

此款熱插拔控制器結合了高品質元件、校準、溫度補償、降噪、反饋迴路和數位通訊功能，實現了卓越的準確性和精準度。這些特性共同確保了測量的可靠和一致，有助於提升系統應用的整體準確性和精準度。圖10顯示了LTC4287輸出功率讀數與測試設備測得的資料的比較。

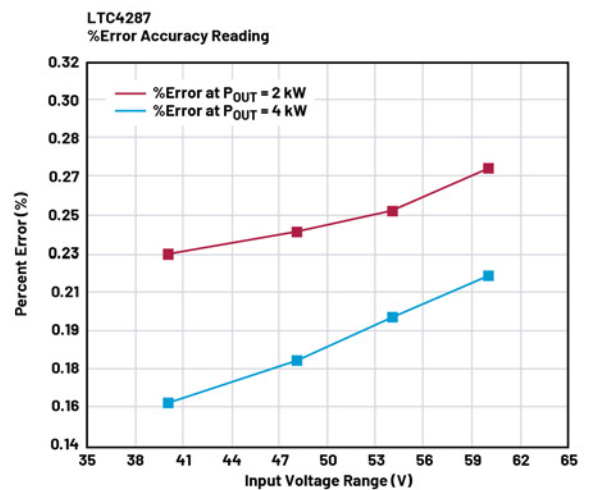


圖10. 2 kW和4 kW功率負載之間的百分比誤差精度。

校準過程對於確保熱插拔控制器測量的準確性和精確度非常重要，這對於重視資料可靠性和一致性的系統應用尤為重要。透過在製造過程中校準控制器並提供使用者校準選項，LTC4287提供非常準確和精準的電壓和電流測量，有助於提升系統應用和PSU模組的整體性能和可靠性。

透過仔細評估可用參數和測試條件，此款熱插拔控制器可滿足系統應用和其他大電流應用的要求。

此外，還應考慮加入一個強大的輔助電路，以便有效地為系統內的各種內部周邊設備供電。在系統應用中，參考設計已經利用LT8631來提供穩定的5 V電壓，利用LT3009確保可靠的3.3 V供電。

## 結論

ADI的LTC4287熱插拔控制器是一款強大的電源管理產品，可提升系統可靠度、減少停機時間並在系統級提供眾多優勢。它具有故障保護、控制衝擊電流和提供即時監測的能力，是各個產業關鍵應用中不可或缺的元件。透過引入這款熱插拔控制器，系統設計人員可以確保順暢、高效的熱插拔操作，進而提升系統可用性並降低總體持有成本。

此外，本文還初步介紹了54 V至12 V PSU模組的參考設計；相關團隊正致力於撰寫一篇詳盡的文章來闡述優勢和益處。

## 參考文獻

<sup>1</sup> [瞭解、使用和選擇熱插拔控制器]。ADI，2003年12月。

## 作者簡介

**Christian Cruz**是ADI（菲律賓）公司的資深產品應用工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在電力電子和電源控制韌體設計領域擁有14年的工程經驗，包括電源管理解決方案開發及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前專注於研發消費和雲端基礎設施事業部及系統通訊應用所需的電源管理解決方案。

**Karl Audison Cabas**自2020年9月起擔任ADI的應用工程師，專注於電源應用方面的工作，擁有菲律賓理工大學電子工程學士學位和瑪布亞大學電力電子碩士學位。他在DC-DC電源轉換器方面擁有4年多的經驗，之前的職責是處理客戶諮詢以及與DC-DC轉換器相關的設計問題。他目前擔任雲端和資料中心應用的電源系統應用工程師。

**Ralph Clarenz Matociños**畢業於菲律賓馬尼拉Pamantasan ng Lungsod ng Maynila (PLM)，擁有電子工程學士學位，在電力電子領域擁有一年多的工程經驗，包括電池管理系統開發和DC-DC電源轉換。他於2022年加入ADI，目前擔任雲端和資料中心應用的電源系統應用工程師。

類比對話

# 具備耦合電感的多相降壓轉換器中，關於輸出電流和電壓漣波的考量因素

ADI 院士 Alexandr Ikriannikov

## 摘要

多相耦合電感器是一項很有前景的技術，由於每個耦合相內的電流漣波得以消除，為系統帶來顯著的優勢。而令人意想不到的是，無論是耦合電感器還是非耦合電感器，多相降壓轉換器的總輸出電流漣波都是相同的。本文將重點探討輸出電流漣波的考量因素，以及影響輸出電壓漣波和整體轉換器性能的具體細節。

## 簡介

多相降壓轉換器是廣泛用於具有高輸出電流的降壓型應用的拓撲結構。基於這種電路的電壓調節器可用於伺服器、人工智慧、資料中心、雲端運算、通訊、汽車等領域。

電感器中的電流漣波是影響設計方案選擇的重要參數，它會影響效率、輸出電壓漣波、瞬態性能、解決方案尺寸和其他性能指標。本文將重點討論這些關於電流漣波的考量因素。

採用分立電感(DL)的傳統多相降壓轉換器如圖1a所示。圖1b顯示了用耦合電感(CL)取代DL的替代方法<sup>1-9</sup>。為實現波形的美好交錯，確保所有轉換器相位(1至 $N_{ph}$ )之間的相移非常重要。這種相移通常可以大幅減少進入輸出電容 $C_o$ 的總輸出電流漣波，進而大幅減少輸出電壓漣波。另外，還需要適當的相移才能獲得CL的理想性能。

常規降壓轉換器各相的電流漣波可由公式1求出，其中工作週期 $D = V_{OUT}/V_{IN}$ ， $V_{OUT}$ 為輸出電壓， $V_{IN}$ 為輸入電壓， $L$ 為電感值， $F_s$ 為開關頻率。假設將分立電感替換為具有相同值( $L$ ，現為漏感)的耦合電感並增加互感 $L_m$ ，則CL中的電流漣波可表示為公式2<sup>8</sup>。品質

因數(FOM)表示為公式3，其中 $N_{ph}$ 是耦合相的數量， $\rho$ 是耦合係數(公式4)， $j$ 是定義工作週期適用區間的運行指數(公式5)。

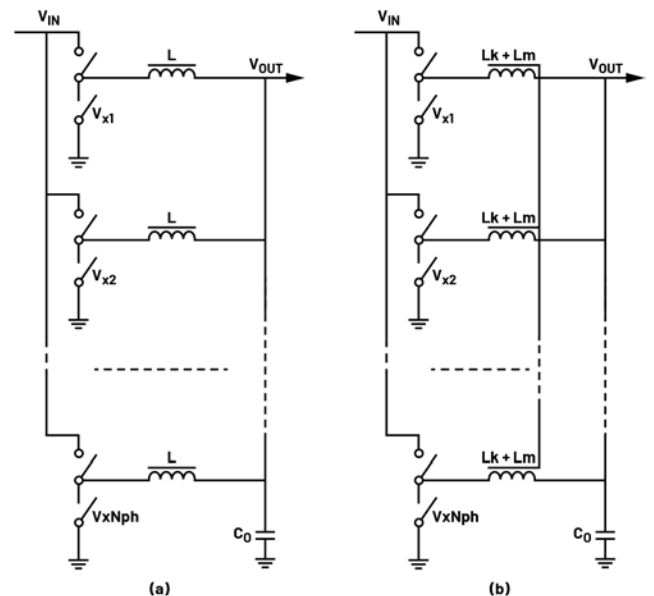


圖1. 多相降壓轉換器，採用(a)分立電感DL和(b)耦合電感CL。

$$dI_{DL} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \times \frac{D}{F_s} \quad (1)$$

$$dIL_{CL} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \times \frac{D}{F_S} \times \frac{1}{FOM(D, N_{ph}, \rho, j)} \quad (2)$$

$$FOM = \frac{1 + \frac{\rho}{\rho + 1} \times \frac{1}{N_{ph} - 1}}{1 - \left[ (N_{ph} - 2 \times j - 2) + \frac{j \times (j + 1)}{N_{ph} \times D} + \frac{(N_{ph} \times D \times (N_{ph} - 2 \times j - 1) + j \times (j + 1))}{N_{ph} \times (1 - D)} \right]} \times \frac{\rho}{\rho + 1} \times \frac{1}{N_{ph} - 1} \quad (3)$$

$$\rho = \frac{L_m}{L} \quad (4)$$

$$j = \text{floor}(D \times N_{ph}) \quad (5)$$

一般來說，CL展現出更大的FOM<sup>6</sup>，相較於與DL（公式1），在電流漣波消除（公式2）方面具有明顯優勢。換言之，電感L的相同瞬態性能將導致使用CL時的電流漣波明顯變小，進而有可能降低F<sub>s</sub>以實現更高的效率。或者，可以降低電感值以獲得更快的瞬態響應和更小的磁性和輸出電容。因此，可以在多個層面利用CL的優勢，例如減小解決方案尺寸或顯著提高效率。

## 輸出端的總電流漣波

當多個電感電流流入同一網路時，交錯式多相轉換器具有降低總電流漣波的優勢<sup>10,11</sup>。對於多相降壓轉換器，通常可以減少流入輸出電容(C<sub>o</sub>)的總交流電（公式6）。降低輸出電容中的交流電通常是有益的，因為如此可以降低輸出電壓漣波並略微提升效率。此外，還可以觀察到輸入電容漣波的改善。然而，本文主要關注電感中的電流漣波及其對輸出的影響。

$$dILO = \frac{V_{OUT}}{L \times F_S} \times \left(1 - \frac{j}{N_{ph} \times D}\right) \times (1 + j - N_{ph} \times D) \quad (6)$$

DL相位的電流漣波（公式1）在D = 0.5時將具有最大幅度。用最差值進行歸一化（公式6）可以消除電壓、頻率和電感，並繪製歸一化（相對）總電流漣波曲線，作為工作週期的函數（公式7）。當然，前提是假設所有消除的電路條件保持不變。

$$dILO_{NORM} = \frac{D}{0.25} \times \left(1 - \frac{j}{N_{ph} \times D}\right) \times (1 + j - N_{ph} \times D) \quad (7)$$

多相降壓轉換器中的總歸一化輸出電流漣波用公式7表示，並在圖2中直觀顯示。值得注意的是，當N<sub>ph</sub> = 1時，等於單相電流漣波，這與預期一致。當更多相（1至N<sub>ph</sub>）並聯且各相之間的相移為360/N<sub>ph</sub>度時，通常會產生相應更高的輸出電流和功率。然而，圖2顯示，進入輸出電容的總電流漣波同時急劇下降。這凸顯了交錯多相的優勢之一，即可以獲得更好的系統性能，這適用於DL和CL配置。雖然非耦合DL和CL各相內的電流波形可能看起來不同，但總電流（多相降壓轉換器中的總輸出電流）呈現相同的波形。事實上，公式6和7對DL和CL降壓轉換器都適用（不同的是CL需要N<sub>ph</sub> > 1）。圖3、圖4和圖5顯示了降壓轉換器六個相中的模擬電流漣波，其中V<sub>IN</sub> = 12 V、V<sub>OUT</sub> = 1.0 V (D = 0.0833)、L = 50 nH、F<sub>s</sub> = 600 kHz。底部的紅色曲線代表輸出端的六相電流漣波。圖3a對應於分立電感的情況L<sub>m</sub> = 0 (DL = 50 nH)，圖3b引入了較小的L<sub>m</sub> = 20 nH (CL = 6 × 50 nH)。進一步增加耦合，圖4a的L<sub>m</sub> = 50 nH，圖4b的L<sub>m</sub> = 200 nH。後者對應於現成的六相耦合電感CL1010V1-6-R050-R: CL = 6 × 50 nH, L<sub>m</sub> = 200 nH。最後，值得注意的是，圖5a和圖5b所描繪的情況其實不切實際，因為分別實現非常大的L<sub>m</sub> = 1 μH和L<sub>m</sub> = 10 μH異常困難。

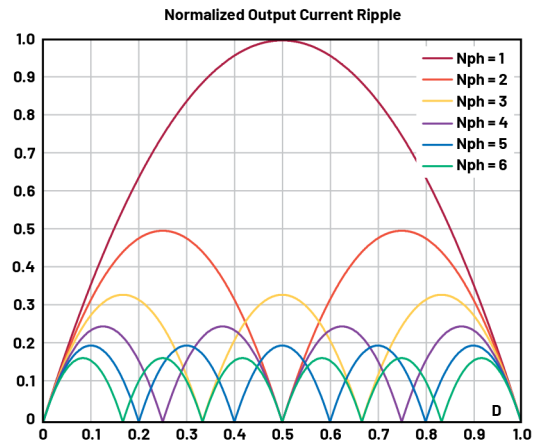
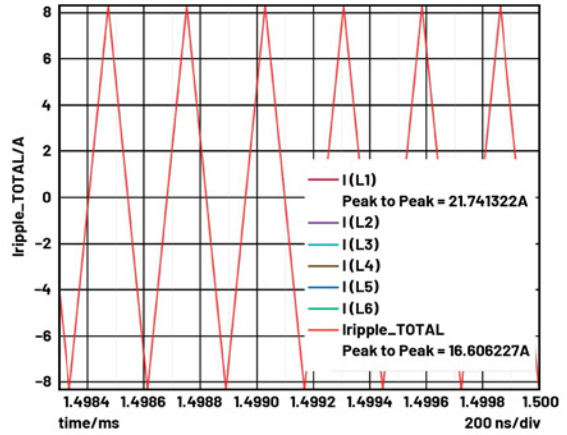
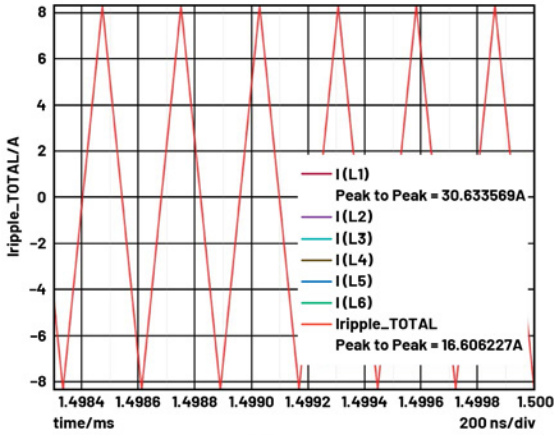
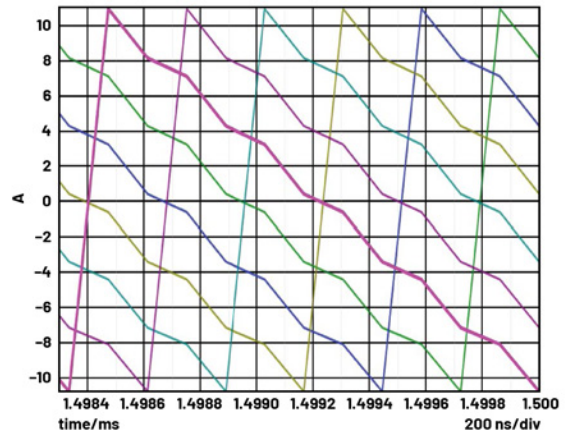
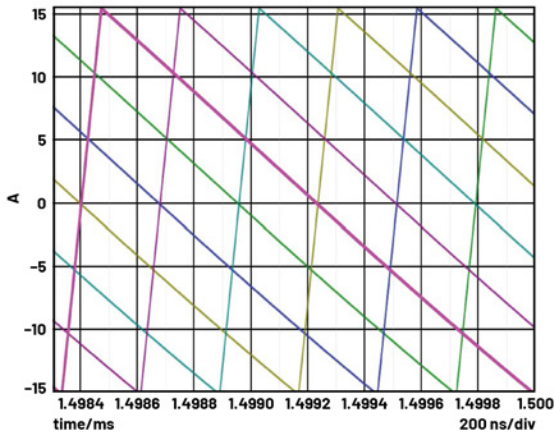


圖2. 多相降壓轉換器中的歸一化總輸出電流漣波(7)是工作週期D的函數。



(a)

(b)

圖3. 6相12 V至1.0 V降壓轉換器的單個電感電流（頂部）和總輸出電流（底部紅色曲線），其中 $F_s = 600 \text{ kHz}$ ：(a)分立DL = 50 nH ( $L_m = 0$ )，(b) CL = 6 × 50 nH，且  $L_m = 20 \text{ nH}$ 。為了清楚顯示，此處突顯了第一個相位的電流I(L1)。對於任何 $L_m$ 值，輸出電流漣波均為相同的16.6 A。

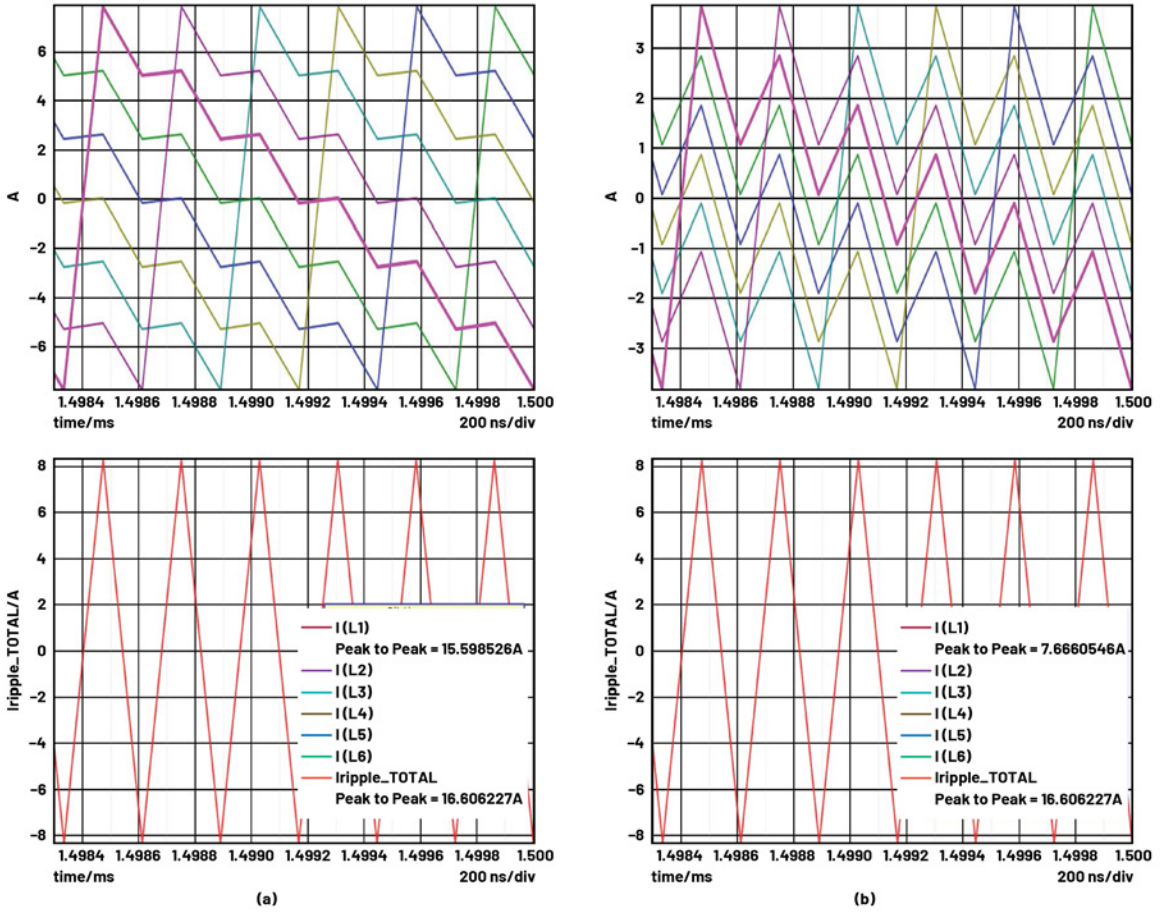


圖4. 6相12 V至1.0 V降壓轉換器的單個電感電流（頂部）和總輸出電流（底部紅色曲線），其中 $F_s = 600$  kHz；(a)  $C_L = 6 \times 50$  nH,  $L_m = 50$  nH, (b)  $C_L = 6 \times 50$  nH, 且  $L_m = 200$  nH。為了清楚顯示，此處突顯示第一個相位的電流 $I(L1)$ 。對於任何 $L_m$ 值，輸出電流漣波均為相同的16.6 A。

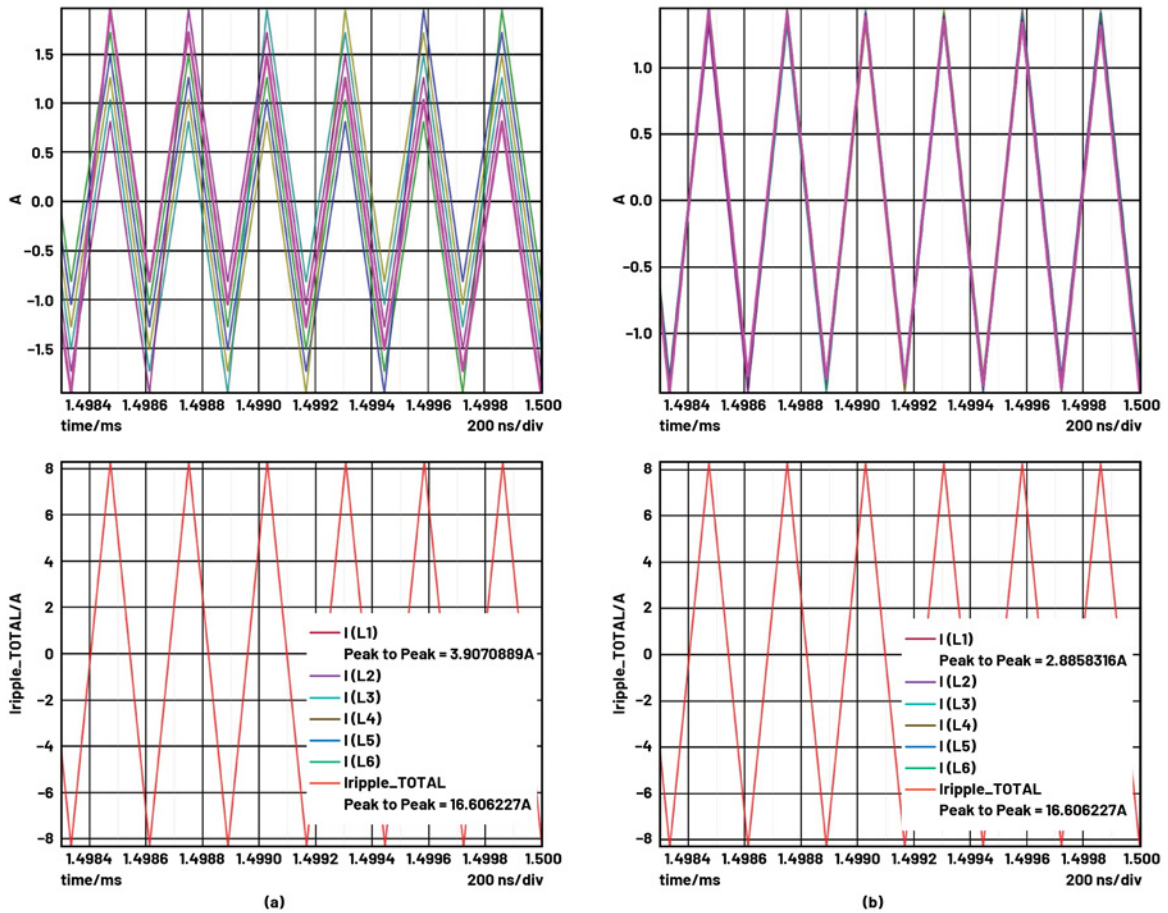


圖5. 6相12 V至1.0 V降壓轉換器的單個電感電流（頂部）和總輸出電流（底部紅色曲線），其中 $F_s = 600$  kHz：(a)  $CL = 6 \times 50$  nH， $L_m = 1$   $\mu$ H，(b)  $CL = 6 \times 50$  nH，且 $L_m = 10$   $\mu$ H。為了清楚顯示，此處突顯了第一個相位的電流 $I(L1)$ 。對於任何 $L_m$ 值，輸出電流漣波均為相同的16.6 A。

在CL中，電流漣波消除所帶來的優勢顯而易見。隨著互感的增加，每相的漣波電流急劇減小，直至達到「效益遞減」，此時 $L_m$ 的進一步增加會使電流漣波以越來越小的速率降低。設計過大的 $L_m$ 時，例如圖5中的1  $\mu$ H或10  $\mu$ H，也會明顯影響CL尺寸，並且很可能影響DCR，因此繪製這些情況只是為了顯示電流漣波趨勢。

比較DL = 50 nH（圖3a）和CL = 6x50 nH與 $L_m = 200$  nH（圖4a）之間的相位電流幅度，可發現電流漣波顯著減少，減少為約四分之一（從30.63 A降至7.7 A）。不過，請注意，表示所有相位的總輸出電流漣波的底部紅色曲線對於任何 $L_m$ 值（包括圖3a中的 $L_m = 0$ ）都保持不變，即使相位電流波形非常不同。圖3至圖5中模擬漣波波形的峰對峰值幅度與圖6中繪製的計算電流漣波(1)、(2)和(6)一致。對於給定的條件 $V_{IN} = 12$  V、 $N_{ph} = 6$ 和 $F_s = 600$  kHz，無論 $L_m$ 值為何，所有六個相位的總輸出電流漣波都保持不變，並且當 $V_{OUT} = 1.0$  V時，等於16.6 A。理解此一現象的一種方法是認識到隨著 $L_m$ 值的增加，電流漣波會減小，進而導致相位電流變得更加相似。因此，它們的峰值實際上加起來等於輸出。可以大致認為，耦合將相位漣波降低了約 $N_{ph}$ 倍，但隨後 $N_{ph}$ 個相似的漣波峰值在輸出端相加，進而產生相同的總輸出電流漣波。這在圖5中尤為明顯，其中顯示了 $L_m$ 非常大的波形。可以觀察到，對於相同的電感值，交錯相位的總電流漣波消除保持一致。然而，這種

消除發生的方式是有區別的。如果是DL，主要發生在輸出網路中。另一方面，耦合電感的存在允許很大一部分交錯和漣波消除向上游傳播到每個單獨的相位電流中。

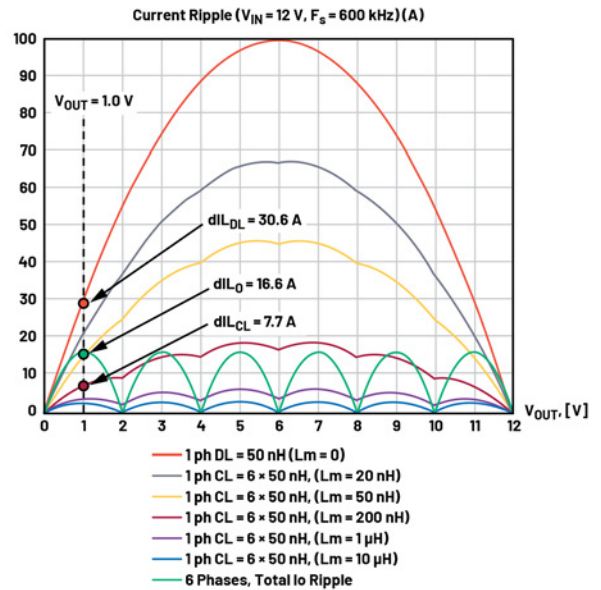


圖6. 計算六相 $V_{IN} = 12$  V降壓( $F_s = 600$  kHz)的電流漣波與 $V_{OUT}$ 的關係，使用50 nH的電感和不同的 $L_m$ 值。總輸出電流漣波顯示為綠色，所有 $L_m$ 值均相同。

請注意，圖6中的所有曲線都對應於相同的最大電流擺率限制（因此也是瞬態的），由每個相位的50 nH電感值定義。

## 輸出電壓漣波

對輸出電壓漣波的簡單理解是，假設總輸出電流漣波透過輸出電容組的有效等效串聯電阻(ESR)，導致成正比的壓降。該壓降表現為轉換器輸出端的穩態電壓波形。更詳細的分析需要考慮每個輸出電容中的實際電容以及電容寄生和佈局寄生。然而，一般預期是輸出端的總電流漣波越高，輸出電壓漣波就越高。這可能會成為CL的限制因素。圖3至圖5顯示了同類條件下的相位電流漣波比較，表示相同電感值具有相同的總輸出電流漣波。然而，在實際應用中，圖3a所示的30.6 A的DL漣波可能超出每相30 A至50 A負載電流的典型目標範圍。在這種情況下， $F_s$ 會更高或DL值會增加。為了利用CL的優勢，通常需要在DL和CL設計之間保持相當（且可接受）的相位電流漣波。CL的優勢體現在明顯更低的 $F_s$ ，可實現更高的效率，或體現在更小的電感值，有利於加快瞬態響應並減小輸出電容的尺寸<sup>8</sup>。這表示雖然DL和CL之間的相內電流漣波相當，但CL解決方案的總輸出電流漣波可能更高。

然而，有幾個因素需要考慮。典型的多相解決方案通常將功率級按順序排列，然後是電感和輸出電容。此類佈局在使用CL時同樣適用。因此， $V_{OUT}$ 網路不是模擬中的單個連接點，而是相位電流以不同距離注入的分散式網路。電容也沿著這一排 $V_{OUT}$ 電感引線分佈，並且在它們內部和之間有相關的寄生效應。佈局和輸出電容中的寄生分散式網路可以更快速、有效地濾除遠距離相位的波形。因此，單個電容從附近的 $V_{OUT}$ 電感接腳傳導的電流漣波比從較遠的接腳傳導的電流漣波要多。由於陶瓷電容通常在1 MHz至2 MHz以上具有最小阻抗，因此與每個開關週期具有多個電流峰值的波形（例如，CL；圖4b）相比，主 $F_s < 1$  MHz的諧波（DL，圖3a）衰減的更少。此外，考慮到輸出電容的ESL和ESR產生的極點以及佈局寄生，預計具有較高頻率內容的波形的衰減也會更大。

另一個因素是，儘管CL的總輸出電流漣波在數學上可能大於DL的電流漣波，但局部相位電流相當，實際上CL相位波紋電流的幅度通常會小一些。CL可有效地將輸出 $V_{OUT}$ 網路（如果是DL）的電流漣波消除提升到每個開關相位。

圖7顯示了多相降壓轉換器的典型元件位置和佈局，其中輸出電壓軌提供給某些CPU或GPU負載（大矩形輪廓所示為插座區域）。輸出電容陣列位於指定的負載區域下方。

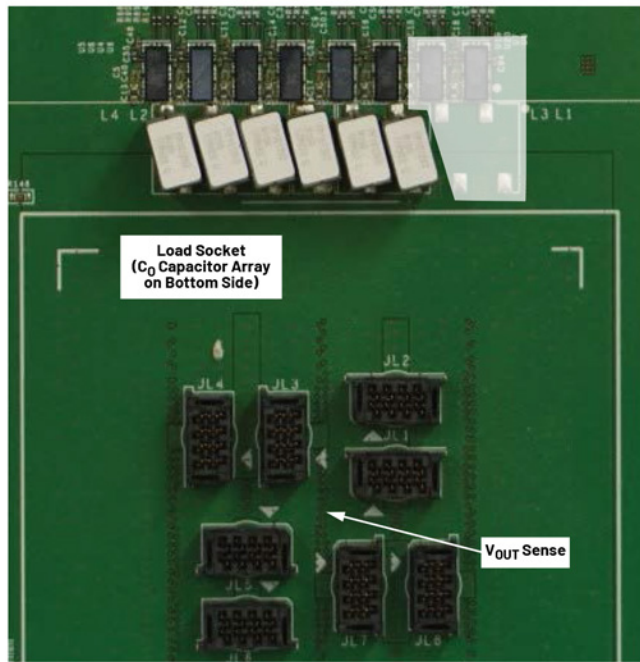
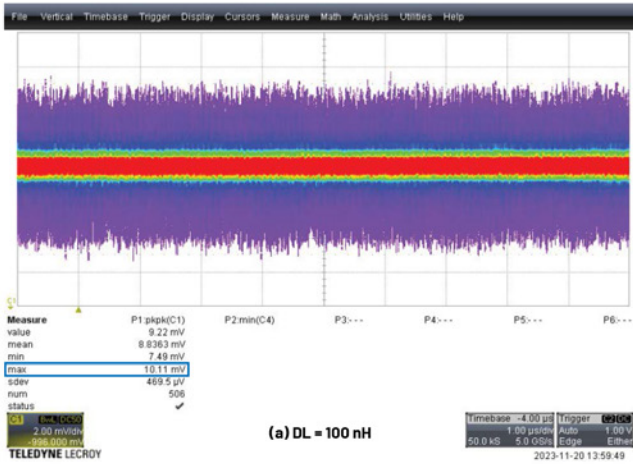
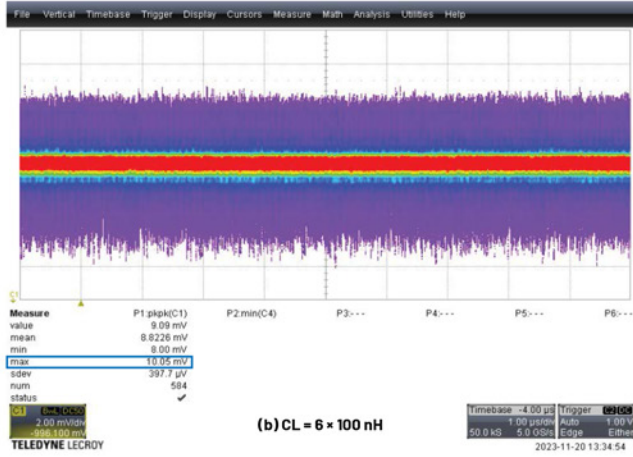


圖7. 採用多相降壓的電路板佈局。六個分立電感有負載。

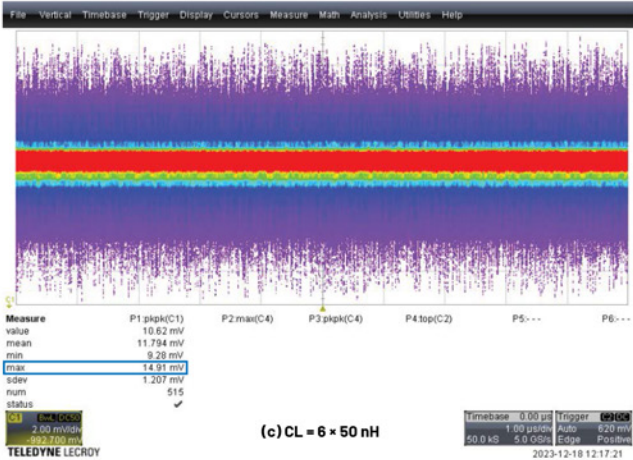
圖8顯示了以下條件下圖7中負載插座中間電壓感應點的 $V_{OUT}$ 電壓漣波： $V_{IN} = 12V$ ， $V_{OUT} = 1V$ ， $F_s = 600kHz$ 。最初，DL = 100 nH載入到電壓調節器的六個相位中，導致最大電壓漣波為10.11 mV（圖8a）。放置CL = 6×100 nH會導致測量值略有改善，最大為10.05 mV（圖8b）。然後，為改善瞬態響應，將CL = 6×50 nH載入到電感位置，結果僅發現漣波略有增加，為14.91 mV（圖8c）。這是一個可以忽略不計的增加，特別是考慮到最小輸出電容的典型限制因素是快速瞬態條件，而不是 $V_{OUT}$ 漣波。



(a) DL = 100 nH



(b) CL = 6 × 100 nH



(c) CL = 6 × 50 nH

圖8. CPU插座中 $V_{OUT}$ 感測端的6相降壓（12 V至1 V，600 kHz）的 $V_{OUT}$ 漣波：(a) DL = 100 nH，最大值10.11 mV，(b) CL = 6 × 100 nH，最大值10.05 mV，(c) CL = 6 × 50 nH，最大值14.91 mV。

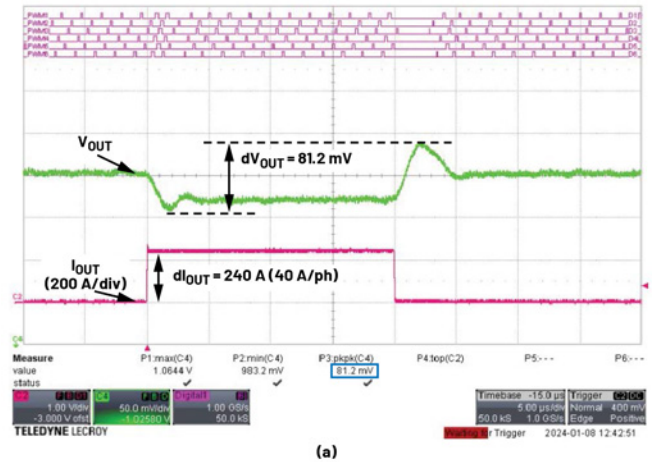
CL = 6 × 50 nH的相位電流漣波僅為7.7 A，如圖4b或圖6所示。透過將值增加到DL = 100 nH來降低DL = 50 nH時的30.6 A高電流漣波，會導致按比例減少到15.3 A，這是一種改善（但瞬態響應會受影響）。然而，其仍然是CL = 6 × 50 nH漣波的兩倍。因此，選擇DL = 100 nH仍會影響效率。

## 瞬態性能

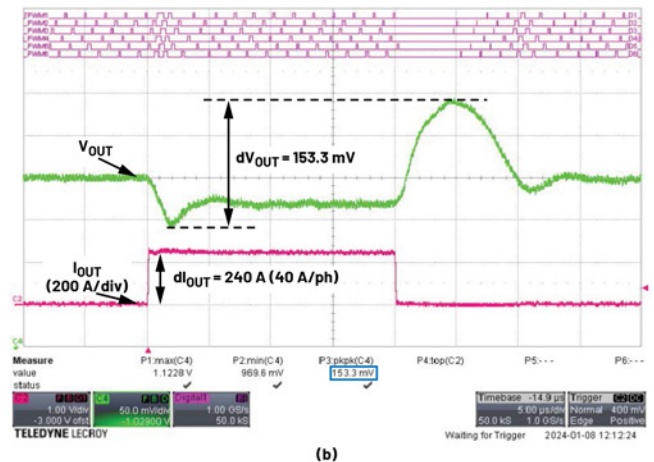
由於6相CL = 6 × 50 nH在電流漣波方面比具有相似瞬態性能的DL = 50 nH有著很大優勢，因此分立電感的值增加到DL = 100 nH，至少一定程度上可以降低與CL = 6 × 50 nH的漣波差異。圖9比較了產生的瞬態響應。

測量是在相同的條件下進行的： $V_{IN} = 12\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 1\text{ V}$ 、 $F_s = 600\text{ kHz}$ 。為了展示輸出電壓的欠沖和過沖，負載線設定更改為較小的壓降0.132 mΩ。展示電壓過沖的方法比移除一些輸出電容的方法更簡單。正如預期一樣，當 $V_{OUT}$ 較低時（例如， $V_{OUT} < V_{IN}/2$ ），輸出電壓的峰對峰值瞬態性能主要受過沖影響。

對於240 A（每相40 A）的負載階躍，輸出電壓峰對峰值為 $dV_{OUT} = 81.2\text{ mV}$ （CL = 6 × 50 nH）（圖9a）， $dV_{OUT} = 153.3\text{ mV}$ （DL = 100 nH）（圖9b）。注意圖9中波形頂部的PWM訊號：即使反饋迴路不是暫態的，但過沖現象與PWM脈衝的完全缺失相對應。這表示所有相位都被拉低而沒有發生任何開關事件，並且瞬態性能僅受電感本身的電流擺率的限制。因此，CL = 6 × 50 nH和DL = 100 nH之間測得的輸出電壓峰對峰值才有約2倍的差異。



(a)



(b)

圖9. 6相降壓轉換器的瞬態性能，其中 $V_{IN} = 12\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 1\text{ V}$ 、 $F_s = 600\text{ kHz}$ ，負載階躍為240 A：(a) CL = 6 × 50 nH，(b) DL = 100 nH。相同的電路板、相同的輸出電容和相同的負載線設定降低至0.132 mΩ。

從圖9的波形可見， $V_{out}$ 漣波不是問題所在，因為劇烈的瞬態擺幅是影響輸出電壓峰對峰值的主要原因。最小輸出電容取決於瞬態規範，而不是 $V_{out}$ 漣波。

在實際應用中，相較於 $CL = 6 \times 50 \text{ nH}$ ，較慢的 $DL = 100 \text{ nH}$ 將需要接近2倍的輸出電容才能滿足相同的 $V_{out}$ 峰對峰值瞬態規範。同時，如果使用相同的開關頻率， $DL = 100 \text{ nH}$ 仍將具有2倍大的電流漣波。這可能會因兩個原因而影響效率：其一可能是由於較大的電流漣波導致整個電路的電流波形的rms增加以及DL中的交流損耗增加，或是由於需要更高的開關頻率來減少漣波，進而導致開關損耗相應增加。

## 結論

相較於傳統方法，耦合電感技術可實現多種系統優勢，並且這些優勢可針對許多不同的優先順序和應用進行優化<sup>8-10</sup>。然而，一個有趣但違反直覺的事實是，對於具有相同電感值的分立電感和耦合電感，多相降壓轉換器的總電流漣波是相同的。利用CL的優勢時，通常會使總輸出電流漣波增加，但會減少每個相位的電流漣波。然而，這種潛在的問題通常可以透過一些方法減輕，例如透過CL有效地將相位交錯從轉換器輸出上游拉到每個相位，以及透過分散式Co槽的濾波特性。換言之，即使是有意增加基於CL的解決方案的總輸出電流漣波，相較於DL，其也更能分散在不同相位的物理隔離的 $V_{out}$ 引線之間。此外，CL的各個相位電流通常具有較高的頻率分量和較低的峰對峰值，因此它們通常在輸出電容和佈局寄生的分散式網路中進行更好的濾波。當利用CL優勢實現更良好的瞬態響應或效率時，這通常會導致 $V_{out}$ 漣波略為增加。

在許多多相應用中，輸出電容的最小值通常取決於又快又大的瞬態階躍規範，而不是出於對 $V_{out}$ 漣波的考慮。這使得關於總電流漣波的考量變得更加不重要。隨著相數( $N_{ph}$ )的增加以滿足更大的負載電流規範，需要注意一個總體趨勢：瞬態階躍預計會隨著 $N_{ph}$ 成比例成長，進而導致所需最小輸出電容成比例增加。

## 作者簡介

Alexandr Ikriannikov是ADI通訊和雲端電源團隊的研究員。他於2000年獲得加州理工學院電氣工程博士學位，在校期間追隨Slobodan Čuk博士學習電力電子技術，曾他展開多個研究生項目，從AC/DC應用的功率因數校正到適用於火星探測器的15 V至400 V DC/DC轉換器。研究生畢業後，他加入Power Ten，重新設計和優化大功率AC/DC電源，之後在2001年加入Vltterra Semiconductor，專注於低壓大電流應用和耦合電感器。Vltterra於2013年被Maxim Integrated收購，Maxim Integrated現在則是ADI的一部分。目前，Alexandr已是IEEE的資深會員，除擁有70多項美國專利，還有多項專利正在申請中，並撰寫發表了多篇電力電子技術論文。

然而，隨著並聯交錯相位的增加，輸出端的總電流漣波顯著減小。DL和CL均如此，因此關於輸出電壓漣波的考量也變得那麼重要。由於CL解決方案通常與更快的瞬態和/或更高的效率相關，因此總輸出電流漣波的潛在增加通常不是一個重要的設計因素。然而，在具有緩慢瞬態響應和低 $N_{ph}$ 的應用中，檢查 $V_{out}$ 紋波性能是一種很好的做法，因為在這類應用中， $V_{out}$ 漣波是決定所需最小輸出電容的主要因素，而不是瞬態響應。

## 參考文獻

- 1 Aaron M. Schultz和Charles R. Sullivan。[具有耦合感應繞組的電壓轉換器及相關方法]。美國專利6,362,986，2001年3月。
- 2 Jieli Li。[DC-DC轉換器中的耦合電感設計]。碩士論文，Dartmouth學院，2001年12月。
- 3 Pit-Leong Wong、Peng Xu、P. Yang和FC Lee。[採用耦合電感的交錯VRM的性能改進]。《IEEE電源電子會刊》，第16卷第4期，2001年7月。
- 4 Yan Dong。[負載點應用中多相耦合電感降壓轉換器的研究]。博士論文，維吉尼亞理工學院暨州立大學，2009年7月。
- 5 Alexandr Ikriannikov和Di Yao。[解決耦合電感中的鐵損問題]。Electronic Design News，2016年12月。
- 6 [耦合電感的基礎知識和優勢]。ADI，2022年10月。
- 7 Alexandr Ikriannikov。[多相DC-DC應用中磁元件的演變和比較]。IEEE應用電源電子會議，2023年3月。
- 8 Alexandr Ikriannikov和Di Yao。[採用多相磁元件的轉換器：TLVR與CL和新穎優化結構之比較]。PCIM Europe，2023年5月。
- 9 Alexandr Ikriannikov和Brad Xiao。[具有電感的多相轉換器的廣義FOM]。IEEE ECCE 2023，2023年10月。
- 10 Brett Miwa。[高密度電源的交錯轉換技術]。博士論文，麻省理工學院，1992年5月。
- 11 Tim Hegarty。[多相降壓轉換器的優點]。EE Times，2007年11月。

技術文章

# 一步轉換至核心電壓

電源管理主題專家Frederik Dostal

## 摘要

本文介紹了將高電壓（如48 V或54 V）直接一步轉換為核心電壓（通常低於1 V）的可能性。這種轉換方式不僅能節省空間、提升效率，還能降低與設計輸入電源軌相關的成本。相較於使用12 V中間匯流排，當承載相同功率時，由佈設高壓匯流排所消耗的銅更少。

資料中心數位文書處理器、高階FPGA、更大型的人工智慧(AI)處理器和超級電腦有何共同點？答案是它們都需要電源來提供核心電壓。核心電壓通常低於1 V，電流水準從100 A以下到1 kA及以上不等。

建構大電流、低電壓電源難度很大。為了盡可能減少散熱要求，高轉換效率非常重要。此外，電壓轉換器必須設計精巧，以盡可能減小電源電路和負載（處理器）之間的寄生佈線效應，進而有利於快速回應負載瞬變並更好地調節電壓。

圖1為一種常見的電壓轉換器架構，首先將48 V電源電壓轉換為12 V直流鏈路電壓，然後在第二步將其調節到低於1V的核心電壓。

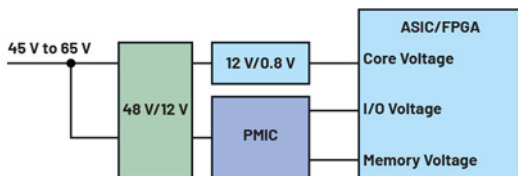


圖1. 分兩步從48 V轉換為0.8 V核心電壓的電壓轉換架構。

儘管每一步的效率都很高，但兩步轉換的總體效率卻較低。由於累積損失，即使每個轉換步驟的效率達到93%，總效率也只有大約87% ( $0.93 \times 0.93 = 0.8649$ )。

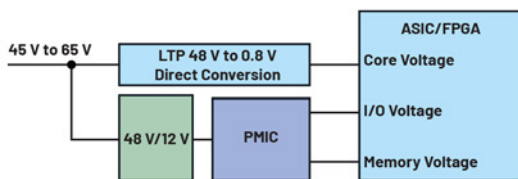


圖2. 一步將48 V轉換為0.8 V核心電壓的電壓轉換架構。

圖2為另一種轉換架構，其採用µModule® LTP8800-4A，能夠透過一個步驟直接將48 V電壓轉換為0.8 V的核心電壓。當負載電流為100 A時，該解決方案的效率可達90%以上。而且，該模組可提供最高200 A的輸出電流。多個此類元件可以並聯工作，產生1000 A或更大的電流——這對於某些高階處理器非常重要。

專用核心電壓轉換器，例如LTP8800-4A，可以在電流高達200 A時，一步產生0.5 V至1.1 V的核心電壓。常規降壓轉換器電路難以因應極低的工作週期。從48 V轉換為0.5 V時，工作週期通常僅有1%左右，這為電路設計帶來了很大的挑戰。由於開關穩壓器的固有約束（如最短導通時間），在較高開關頻率下難以實現如此低的脈衝寬度比（工作週期），進而導致效率難以達到理想水準。

免去直流鏈路電壓可簡化系統組態，電路只需要一個電源轉換器級便可完成轉換。這種方法不僅節省了空間，而且因為48 V或54 V的高電源電壓被直接送入核心電壓轉換器，這還減少了銅需求，進而優化了成本。

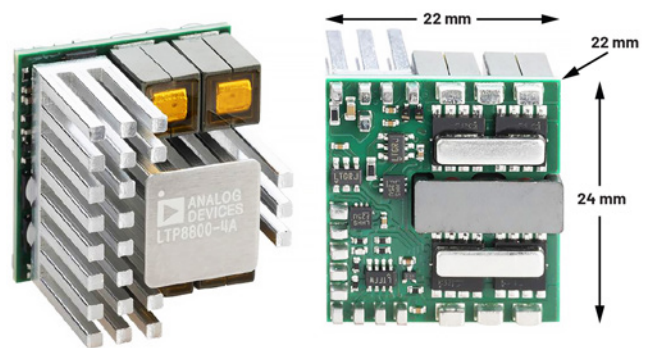


圖3. 尺寸精巧，採用LTP8800-4A模組。

圖3展示了採用LTP8800-4A模組的精巧尺寸解決方案。利用µModule元件可以獲得卓越的電源，並避免傳統電路設計的複雜性。最終生成的電路結構緊湊，易於整合到鄰近數位負載的電路板上。

現代核心電壓轉換器（例如前面提到的µModule元件）透過PMbus<sup>®</sup>連接提供先進的數位控制功能，便於即時監控電壓、電流、溫度和故障。內部EEPROM可以儲存各種設定和錯誤日誌。此外，數位連接支援對電源轉換器的控制迴路進行微調。

## 結論

新模組可將48 V電壓直接轉換為核心電壓，進而提供結構精巧且效率卓越的電源架構選項。

---

## 作者簡介

Frederik Dostal是一名擁有20多年產業經驗的電源管理專家。他曾就讀於德國埃爾蘭根大學微電子學專業，並於2001年加入National Semiconductor公司擔任現場應用工程師，協助客戶在專案中建置電源管理解決方案，進而積累了不少經驗。在此期間，他還在美國亞利桑那州鳳凰城擔任應用工程師達4年的時間，負責開關模式電源產品。他於2009年加入ADI，先後擔任多個產品線和歐洲技術支援職位，具備廣泛的設計和應用知識，目前則擔任電源管理專家，任職於ADI的德國慕尼黑分公司。

類比對話

# 48 V技術的魅力： 系統級應用中的重要性、 優勢與關鍵要素

應用開發工程師Christian Cruz

## 摘要

科技世界千變萬化，人們對高效可靠電源解決方案的需求也持續攀升。近年來，48 V電源電壓備受關注。乍看之下，48 V可能並不新穎，但它具有諸多優勢且非常實用，並且已成為各種系統級、工業、汽車和通訊應用中的重要組成部分。本文將透過實際例子和展示探討48 V電源電壓的優勢。

## 簡介

48 V電源電壓用途廣泛且與現有基礎設施相容，因此在各種應用中發揮著關鍵作用。以前，配電系統嚴重依賴標準12 V或24 V位準。然而，現代設備和電子產品的功率需求不斷增加，對系統效率和能源經濟性要求也逐漸提高，因此，48 V等更高電源電壓逐漸受到青睞。

資料中心彙集了超級電腦等高算力設備，非常需要節能解決方案。48 V電源電壓在傳輸效率和轉換損耗之間取得了平衡，是一種比較卓越的折衷方案。提高電壓可以減少配電損耗，降低總體能耗。

48 V電源電壓也有利於汽車產業，尤其是電動車(EV)。電動車的先進功能和電驅動子系統日漸增加，人們也越來越需要更節能的解決方案。48 V架構改善了再生制動期間的能量回收，並更易於整合電子轉向促進和先進駕駛輔助系統等大功率元件。

## 48 V電源電壓的優勢

採用48 V電源電壓，不僅能提升系統效率，還能夠為設計提供更彈性的選擇。以下是一些主要優勢：

- ▶ IR損耗更低
  - 配電系統中的電阻損耗 ( $I^2R$ 損耗) 會對效率產生重大影響。相較於較低電壓系統，功率水準一定時，48 V電源電壓系統的電流更低。因此，傳輸過程中的 $I^2R$ 損耗更低，整體系統效率更高。
- ▶ 功率密度更高
  - 相較於較低電壓系統，48 V電源電壓支援使用更小的導線和元件來傳輸同一功率。這相當於提高了功率密度，因此可以讓設計更加精巧，特別適合空間有限的應用。
- ▶ 增強電壓調節能力
  - 根據定義，電壓位準越高，電壓調節能力越強，這對於波動敏感型應用非常關鍵。為了保持可靠運行，工業自動化和通訊系統通常需要穩定且經過良好調節的電壓位準。
- ▶ 設計彈性
  - 48 V電源電壓支援更多設計選擇。支援整合電壓需求各不相同的眾多子系統。馬達、感測器和通訊介面都可以在同一個系統中共存。
- ▶ 與可再生能源相容
  - 48 V電源電壓與可再生能源系統 (如太陽能裝置) 中太陽能電池板的電壓輸出完美匹配。這種互通性使得我們可以輕鬆將可再生能源納入現有電力系統。

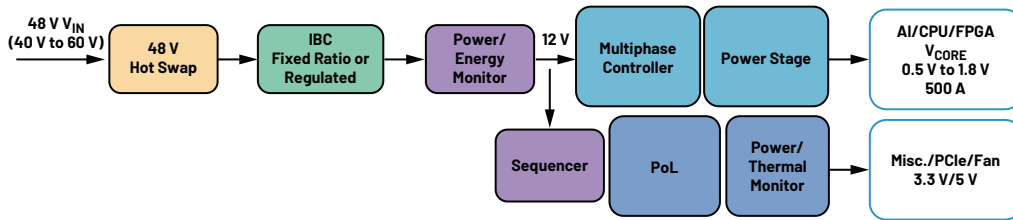


圖1. 系統內的高效電壓轉換。

## 48 V 電源電壓實施要點

建置過程中必須充分考量注意事項，才能充分利用48 V 電源電壓的優勢。讓我們從系統級、工業和通訊應用的角度來瞭解這些基礎知識。

### 高效電壓轉換

雖然48 V 越來越受歡迎，但並非所有裝置和元件都能直接處理該電壓位準，而是需採用高效的電壓轉換方法（如DC-DC轉換器）來降低電壓，以滿足子系統對更低電源電壓的需求。參見圖1。

### 熱管理

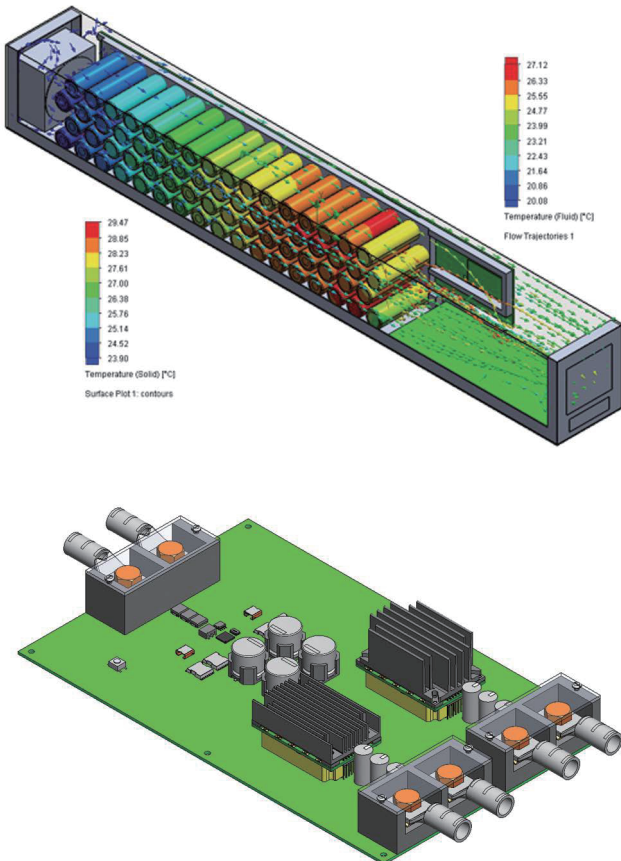


圖2. ADI-BBU模組<sup>2</sup>和四分之一磚型規格參考設計。

圖2備用電池單元(BBU)模組中的較高電壓位準和四分之一磚型組件參考設計方法可能會產生較大的熱量。散熱片、風扇和熱設計考慮等熱管理方法對於確保48V元件的壽命和可靠度至為關鍵。

### 安全措施

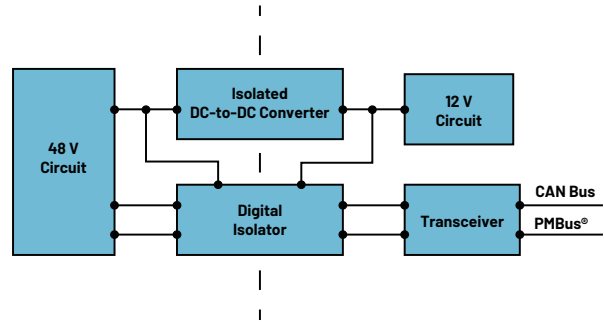


圖3. 輕度混合動力電動汽車中48 V與12 V之間的電氣隔離<sup>3</sup>。

安全是所有電氣系統的最關鍵的要素。雖然48 V 電源電壓不是特別高，但也必須配備足夠的安全預防措施，例如電路保護、隔離柵和接地，以避免與電氣故障相關的風險。48 V和12 V系統應用就使用了隔離柵來實現電氣隔離，如圖3所示。BBU模組 Modbus<sup>®</sup>通訊方法藉由ADM2561E在BBU模組與BBU架之間建立隔離通訊。

### 通訊協議

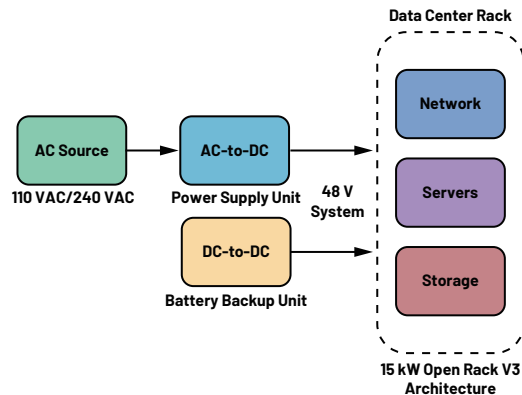


圖4. 開放運算計畫Open Rack V3架構<sup>4</sup>。

在現代工業和通訊應用中，互通性非常重要。建置標準化的通訊協議可確保在48 V運行的子系統之間實現無縫的資料交換，進而提升整個系統的效率。開放運算專案(OCPC)正在引領新的資料中心架構的持續採用。該組織為48V系統的電力整流器、BBU（電池備份單元）、網路、儲存和伺服器提供了完整的架構設計。請參見圖4。

## 監測與控制

為使系統始終保持卓越性能，需要持續即時監測電壓位準、電流和溫度。可以採用智慧控制系統來主動管理這些要素。透過無縫協調即時調整，這些系統不僅可以預測故障，還能夠預防性診斷鋪平道路，將系統效率和可靠性提升到更高水準。

## 實際應用

48 V 電源電壓已應用到眾多領域和技術中。以文的一些實際例子將帶您理解其重要意義：

### 電信電源系統

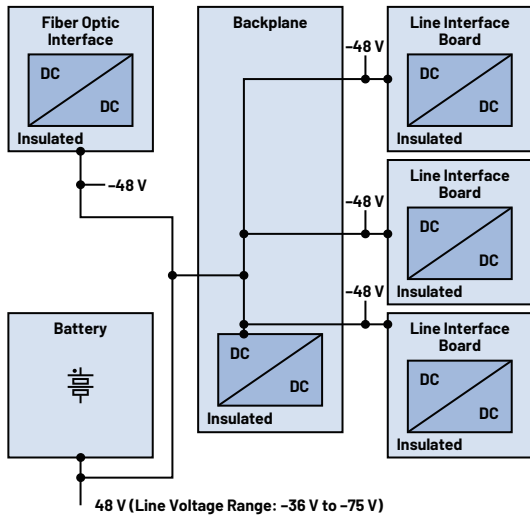


圖5. 電信—48 V 配電系統<sup>5</sup>。

電信網路是現代社會的基石，而電信網路的穩定運行離不開持續可靠的電力供應。48 V 架構作為可靠性和效率的基礎，正逐漸嶄露頭角，改變電信電源系統的格局。參見圖5。這些系統負責提供全球通訊，其電力基礎設施必須要能夠承受地區差異和停電意外。

然而，48 V 架構的真正優勢在於可以克服地理限制。在偏遠地區和受災地區，傳統電力基礎設施可能缺失或老化，但48 V 架構不會受到影響。即使環境條件較為嚴苛，它也能可靠地提供電力，成為通訊服務的有力保障。該架構固有的耐久性可確保孤立無援的群眾能在需要幫助時保持聯繫，在緊急情況下保障關鍵通訊，並透過超強連接能力促進農村發展。

## 工業自動化中的電動驅動

在工業自動化領域，精度和效率非常重要。48 V 電源電壓在這種動態環境中大放異彩，可以為馬達、輸送帶到機械手臂等各種關鍵元件提供動力。該電壓位準是功率密度和控制的基礎，不僅能協調系統穩定運行，還能減少能量損失，並進一步提升工業自動化水準。

## 混合電力系統

混合電力系統為難以連結傳統電網的農村和無電網地區帶來了新的能源使用方式。這些先進系統將可再生能源（主要是太陽能電池板）與現代儲能設施無縫結合，提供可靠且永續的能源解決方案。在本例中，48 V 電源電壓與太陽能輸出的相容性，對於有效彌補太陽能電池板能量與各種應用需求之間的差距具有重要影響。

48 V 電源電壓與太陽能電池板產生的電壓範圍完全一致，有助於實現高效的能量轉換和分配。這種相容性消除了高壓轉換的需要，而高壓轉換是能源損失、效率低下和成本增加的主要原因。48 V 架構透過與太陽能輸出準確匹配來盡可能提高能量收集效率，太陽能產生的電力可以直接進入系統，損失很小。

此外，48 V 電源電壓和太陽能輸出的一致性使混合電力系統安裝具有良好的成本效益。簡化的電壓轉換過程無需複雜且昂貴的元件，安裝和維護成本更低。這種可以降低成本的做法，對於那些遠離電網的社區和企業來說是一次意義重大的變革，不僅讓可再生能源觸手可及，還帶來了更加經濟的解決方案。

## 電動車

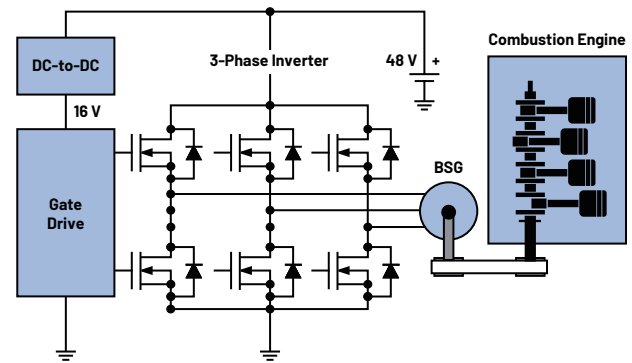


圖6. 48 V 輕度混合動力電動車<sup>6</sup>。

48 V 設計在電動車中的應用（如圖6所示）是一個策略性步驟，帶來了諸多益處。這種電壓架構對於改善全車子系統的電源分配非常重要。除了在電源分配中的作用外，48 V 架構還提供

一系列新功能，例如再生制動，即在制動過程中回收能量。此外還支援整合有助於提高乘客舒適度的輔助系統，包括先進HVAC（加熱、通風和空調）系統和先進多媒體設備。48 V架構使得這種全面的電動車設計成為可能，不僅提升了能源經濟性，而且透過優化功率使用、資源管理和車內便利設施，改善了整體駕駛體驗。

雖然48 V電源電壓可以為系統級應用帶來不少優勢，但我們也必須正視這種系統可能存在的一些缺點。

## 需要考慮的缺點：

### 元件相容性和可用性

切換到48 V電源電壓需要仔細評估現有系統元件，進而某些元件可能需要更換或調整。然而，一個潛在問題是，能相容指定額定電壓的元件不多。這可能導致採購價格上漲，系統順利整合的時間也可能延後。因此，制定正確的策略規劃和採購方案很重要。參見圖7。

### 設計複雜度

48 V電源電壓往往會導致在一個時期內增加設計複雜度。建置階段通常需要謹慎處理複雜的設計問題，例如準確的電壓調節、完善的熱管理策略和穩健的安全標準。複雜性提高可能會延長開發週期，並增加對具體技術技能的需求。因此，企業需要組建一支經驗豐富、能力出眾的設計團隊，以便高效因應這些複雜的挑戰。

### 電壓相關風險更高

雖然48 V並不是特別高，但也仍然可能帶來安全問題，尤其是在沒有充分建置基本安全預防措施的情況下。電壓位準升高可能會提升觸電風險和其他危險，因此必須採取嚴格的安全預防措施。

### 轉換損耗增加

當需要轉換電壓以便為需要較低電壓位準的元件（如感測器或低功耗設備）供電時，額外的轉換步驟可能會導致提高系統中的能量損失。這會抵消48 V電源電壓的一些能效提升優勢。

## 傳統系統採用有限

對於針對較低電壓位準的傳統系統，切換到48 V電源電壓需要進行仔細評估。後續的調整工作可能會面臨一些障礙，使其既不切實際，又成本過高。改造現有基礎設施以順利支援48 V標準可能是一項複雜且耗時的任務，需要進行重大調整和策略規劃，以確保相容性和卓越性能。

## 尺寸和空間限制

雖然48 V設備的電流水準較低，可支援更高的功率密度，但可能不適合對尺寸和空間有嚴格要求的應用。額外的絕緣和安全預防措施要求可能導致元件尺寸加大。參見圖8。

## 電磁干擾(EMI)增加

電壓位準升高會增加電磁干擾(EMI)，進而還會導致嚴重問題。電磁干擾會讓精密元件和複雜通訊網路無法平穩運行。因此，有必要額外採用遮罩技術和高標準濾波技術，以有效抵消和減輕EMI的負面影響，確保關鍵系統持續可靠運行。

## 可擴展性挑戰

雖然48 V對於許多應用來說都是合理的選擇，但某些情況可能有更佳選擇。某些應用，特別是功率水準更高的應用，可能需要使用其他電壓設計來滿足特定需求。

## 成本考慮

採用48 V電源電壓需要仔細考慮前期成本，包括更換元件、協調系統開發以及建置關鍵安全措施等的成本。這些初始費用可能會對整個專案預算產生顯著影響，具體影響取決於實際應用和所處的產業。面對這些潛在的費用，明智地分配資源對於能否順利整合和實現成功非常重要。

## 結論

48 V電源電壓不再是小眾選擇，而且已經成為了系統級、工業和通訊應用的關鍵組成部分，不僅可以滿足人們日益增加的節能解決方案需求，並兼具效率更高、功率密度更高和設計彈性更大等優勢。然而，48 V應用的成功離不開高效率的電源轉換、

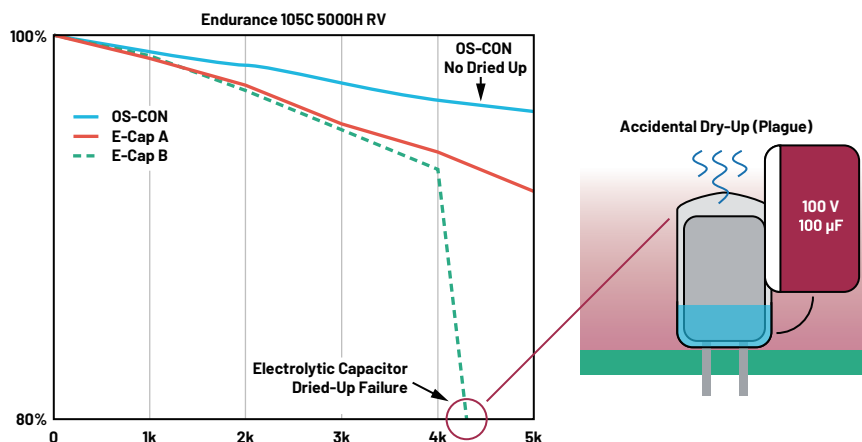


圖7. 電解質乾涸造成電解電容器電容降低。

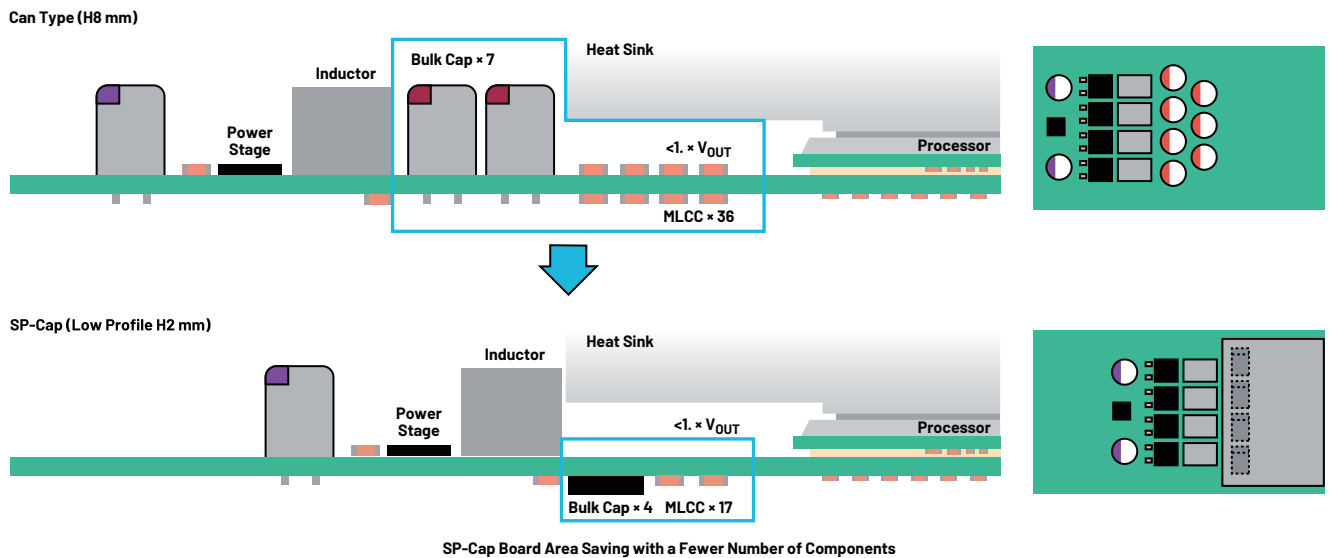


圖8. 電容器輸出側電路安裝注意事項。

嚴格的熱管理、穩健的安全預防措施、標準化的通訊協議以及複雜的監測和控制系統。隨著技術環境的演變，48 V電源電壓仍是多個領域的關鍵創新推動因素，未來將繼續提供高效可靠的動力。

此外，在系統級應用中，48 V電源電壓能帶來顯著優勢，值得設計人員或應用工程師深入研究。然而，我們也必須全面權衡，充分認識到這種選擇可能帶來的潛在弊端。針對特定應用，為了明智地使用該電壓位準，應綜合考慮元件相容性、設計複雜度、安全預防措施、能量轉換損耗和相關成本。

## 參考資料

<sup>1</sup> Brad Xiao和Nazzareno "Reno" Rossetti, [ [處理48 V至12 V降壓](#) ], 《Power Electronics Tips》(電源提示), 2021年2月。

<sup>2</sup> Christian Cruz、Gary Sapia和Marvin Neil Cabueñas, [ [實現不斷電能源的智慧備用電池第一部分：電氣和機械設計](#) ], 《類比對話》, 第57卷第4期, 2023年12月。

<sup>3</sup> Anant Kamath, [ [簡化HEV 48 V系統的隔離CAN電源介面](#) ], 《Electronic Design》(電子設計), 2019年4月。

<sup>4</sup> Glenn Charest、Steve Mills和Loren Vorreiter, [ [OpenRackV3基本規範](#) ], 開放運算計畫, 2022年9月。

<sup>5</sup> [ [電信系統電源](#) ], ADI, 2002年7月。

<sup>6</sup> [ [48V降壓轉換器促進MHEV滿足燃料排放標準](#) ], ADI, 2020年3月。

<sup>7</sup> [ [它對於資料中心而言是否必不可少？需要48 V電源的原因以及相關電源設計挑戰](#) ], Panasonic Industry, 2021年8月。

## 作者簡介

**Christian Cruz**為ADI菲律賓公司的應用開發工程師，擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位。他在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端運算和系統通訊應用的電源管理需求。

類比對話

# 實現不斷電能源的 智慧備用電池第一部分： 電氣和機械設計

應用開發工程師Christian Cruz

系統應用總監Gary Sapia

資深韌體工程師Marvin Neil Cabuenas

## 摘要

本文概要介紹了開放運算計畫開放機架第3版(OCP ORV3)備用電池單元(BBU)的系統要求。文中強調了可在停電時提供電能的高效、智慧BBU的重要性。此外，本文並說明類比和數位設計解決方案、電氣和機械解決方案及其為滿足書面規範而開發的架構。

## 引言

資料中心為網際網路提供支援，連接全球各地的社群。Facebook、Instagram和X（前稱Twitter）等社交媒體公司依靠資料中心來傳播和儲存資訊，而YAHOO和Google等搜尋引擎則利用資料中心支援其主要搜尋引擎和儲存功能。全球幾乎所有大型公司和政府機構都需要可靠的資料中心功能，以透過智慧運算、儲存和搜尋來營運和維護其主要業務職能。隨著使用者數量逐年增加，資料中心容量持續以驚人的速度增加，以適應需求和技術進步。為了跟上不斷成長的需求，資料中心的系統架構也要不斷更新升級。

OCP是一個共用資料中心設計的組織，其系統架構定義基於開放運算計畫開放機架第2版(OCP ORV2)，其中背板電壓標稱值為12 V，系統功率為3 kW。另一方面，使用量的增加導致功率需求增加，這使得12 V系統的功率要求過高，進而不利於整體系統性能。為了解決這個問題，在系統功率保持不變的情況下，背板電壓增加到48 V，進而儘量減少所需的電流和銅佈線，並降低背板散發的熱量。此一變化提升了整體系統效率，並降低對複雜散熱系統的需求。這就是新的開放機架第3版標準(OCP ORV3)的基礎。

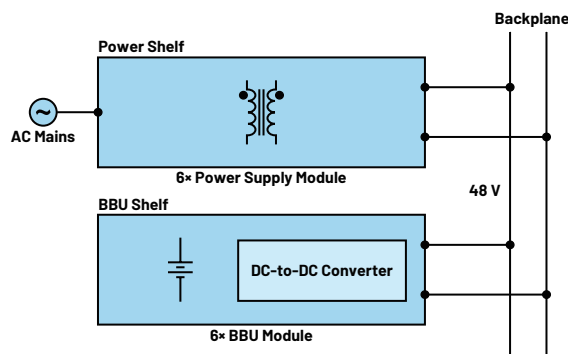


圖1. OCP ORV3電源架構。

資料中心的可靠度是保證營運正常的基本條件。為系統增加BBU可提供系統冗餘性。如果發生停電或限電，系統需要時間來察覺情況，保存重要資料，並將操作切換到另一台資料中心伺服器（很可能位於不同的資料中心設施和地點）。這些因應操作必須以無縫的方式完成。每個機架都使用備用電源系統來調節系統的延時電源。此一需求在最新標準ORV3 BBU中被明確為：基於鋰離子電池儲存和調節的電量，每個BBU單元需提供15 kW功率輸出，維持系統運行4分鐘。

在該規範的指導下，ADI與OCP組織合作完成和製作了參考設計方案，其包含：用於透過單一電路專門進行充電和放電操作的雙向電源轉換器、電池管理系統(BMS)元件、具有韌體和GUI支援的板載設計系統主機微控制器以及硬體放大。

## 設計要求和硬體實現

OCP組織提供的規範（第1.3版）中概述了滿足BBU模組標準所需達到的構思和設計要求。BBU模組參考設計基於ORV3 48 V提案，由具有BMS的電池包、充電/放電電路和其他功能塊組成，如圖2所示。

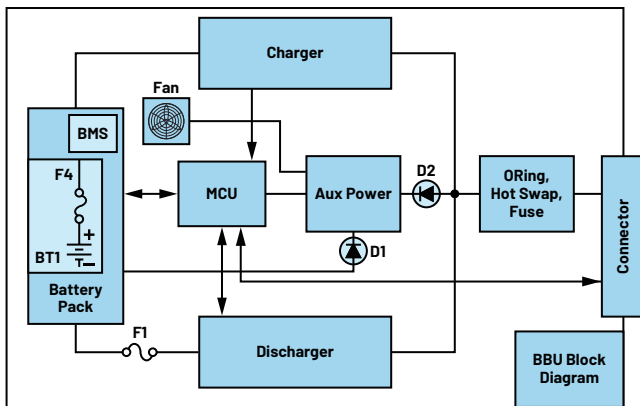


圖2. OCP ORV3 BBU框圖。

除了電路要求外，BBU模組在其使用壽命期間還需要有幾種主要工作模式，具體如下：

- ▶ 休眠模式：BBU模組處於運輸或庫存狀態，或者未連接到主動匯流排。此時電池放電電流最小，以延長儲存時間。BBU監控或報告功能在休眠模式下不可用。當檢測到匯流排電壓高於46 V且持續時間大於100 ms而小於200 ms，並且PSKILL訊號為低位準時，BBU將喚醒並退出休眠模式。
- ▶ 待機模式：BBU模組已充滿電且運行正常，並持續監控匯流排電壓，以便為放電事件做好準備。BBU模組在其使用壽命的大部分時間都以這種模式運行。BBU模組的狀態和參數透過通訊匯流排顯示在上游機架監視器上。
- ▶ 放電模式：當匯流排電壓降至48.5 V以下且持續時間大於2 ms時，BBU模組放電模式就會啟動。BBU模組預計將在2 ms內接管匯流排電壓，備用時間為4分鐘。
- ▶ 充電模式：當所有條件都滿足時，BBU模組致能其內部充電器電路，為其電池包充電。根據電池容量的上次放電深度，充電電流可以為0 A至5.5 A之間的任意值。它還允許上游系統透過通訊匯流排超控充電電流。應該有一個基於運算的充電電流的充電器超時控制方案。

- ▶ 運行狀態檢查(SOH)模式：BBU模組透過對電池包進行強制放電來例行測試電池包容量。BBU模組應每90天執行一次SOH測試，以確定電池的EOL狀態。
- ▶ 系統控制模式：BBU應允許上游系統透過通訊匯流排控制充電/放電操作。

除了BBU模組運行要求外，OCP還規定了電池包容量、電芯類型和電池包配置的標準。具體說明如下：

- ▶ 電池包容量：BBU模組可以在4年時間裡提供不超過4分鐘的3 kW備用電源。
- ▶ 電芯類型：BBU模組應為鋰離子18650型，電芯電壓為3.5 V至4.2 V，電池容量至少為1.5 AH，連續額定放電電流為30 A。
- ▶ 電池包電池包配置：BBU模組的電池包配置為11S6P（6個串聯組合並聯在一起，每個串聯組合由11個電芯串聯而成）。

此外，BBU模組需要BMS來提供電池充電/放電演算法、保護、控制訊號和通訊介面。BMS還負責建立電芯平衡電路，使電池包中的電芯電壓保持在 $\pm 1\%$  (0.1 V)容差以內。

參考設計框圖（見圖3）顯示了選定的元件，以及為完成某些任務而整合的各種元件，它們構成的電路能夠提供不斷電供應系統、判斷模組運行狀況和故障並執行模組通訊。LT8228是一款雙向同步控制器，位於BBU模組內。該元件在線路電源中斷的情況下提供電源轉換，並在非故障運行期間提供電池充電功能。LT8551是一款4相同步升壓DC-DC相位擴展器，與LT8228協同工作，將放電功率輸送能力提高至每個BBU模組3 kW。除了電源轉換IC外，BBU模組還包含MAX32690，其為一款超低功耗Arm<sup>®</sup>微控制器，負責整個系統的運行。LTC2971是一款2通道電源系統管理器，用於實現電源路徑的精確感知和故障檢測，以及關鍵的電壓下降功能。MAX31760是一款精密風扇轉速控制器，用於在充電和放電操作期間執行系統散熱功能。EEPROM用於資料存放裝置，允許使用者在BBU模組可用期間恢復任何有用資料。除了電源轉換器和負責一般管理任務的微控制器之外，設計中還包含BMS IC。ADBMS6948是一款16通道多電芯電池監控器，用於監測電池電壓水準，而其固有的庫侖計數器用於確定充電狀態(SOC)和SOH水準，以進行電池平衡和電池預期壽命計算。電池運行狀態監測程序由超低功耗Arm微控制器MAX32625完成。兩款微控制器均經過精心挑選，以降低總功耗，進而延長BBU休眠工作模式期間的電池壽命。

除了所提供的元件之外，該參考模組還提供和建構了BBU模組（見圖4a）和BBU層板（見圖5），以容納和展示符合OCP ORV3 BBU模組和層板機械規範的參考設計。BBU層板包括6個BBU模組插槽，因此單個BBU層板可根據需要提供高達18 kW的備用電源。

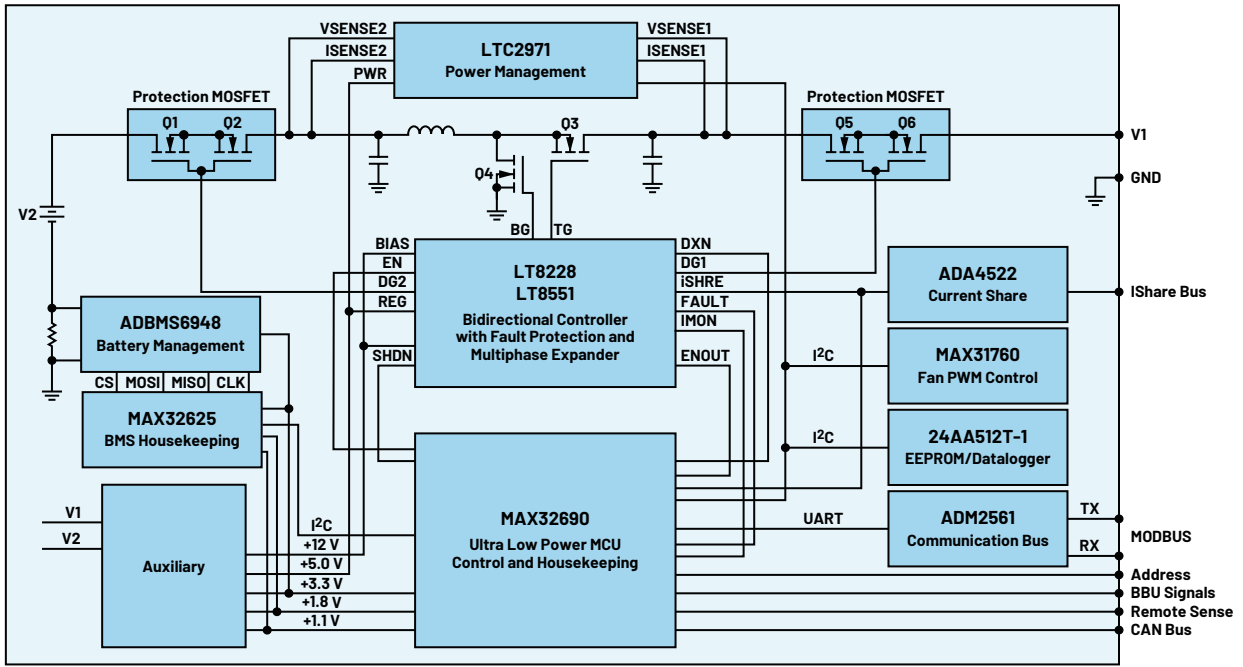


圖3. ADI OCP ORV3 BBU框圖。

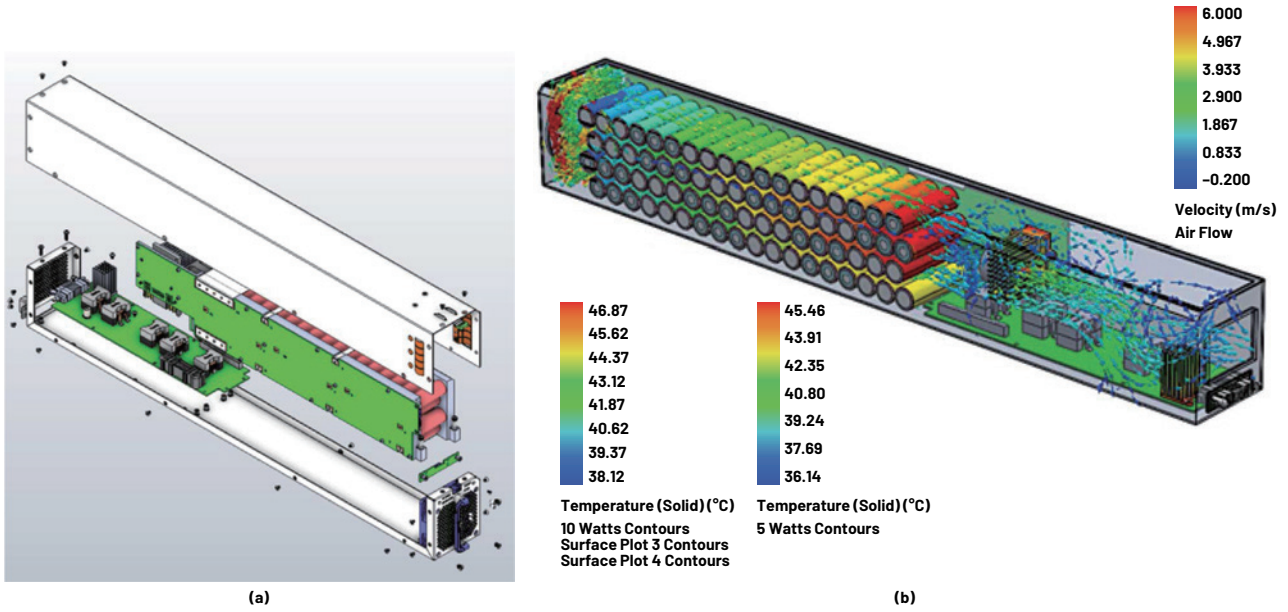


圖4. (a) ADI BBU模組的3D渲染機械概覽，(b) 氣流模擬。

機械渲染和氣流模擬是BBU模組參考設計在架構上的兩個優勢。首先，其支援視覺化，可提供準確且有吸引力的表示形式。機械結構分析可儘早發現設計問題和潛在變化，這有助於整個設計過程。最後但同樣重要的是，它可以減少對耗時又昂貴的實際原型的需求。另外，氣流模擬可以提供性能分析，協助識別潛在問題並提升設計效率。它還負責熱管理，能夠協助識別熱點，優化熱損失，並增強整體系統可靠性。此外，還能夠根據安全和合規的要求規劃電池包空間，進而降低風險。更多資訊請參見圖4b。

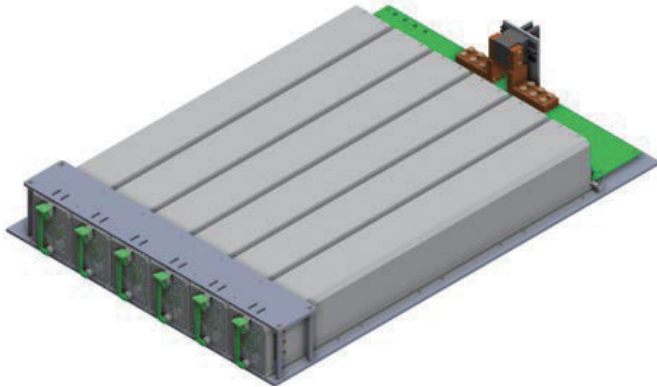


圖5. 已插入六個BBU模組的ADI BBU層板的3D渲染。

## 資料與結果

以下提供的測試結果包括穩態性能測量、功能性能波形、溫度測量和模式轉換。使用BBU模組參考設計測試了以下配置：

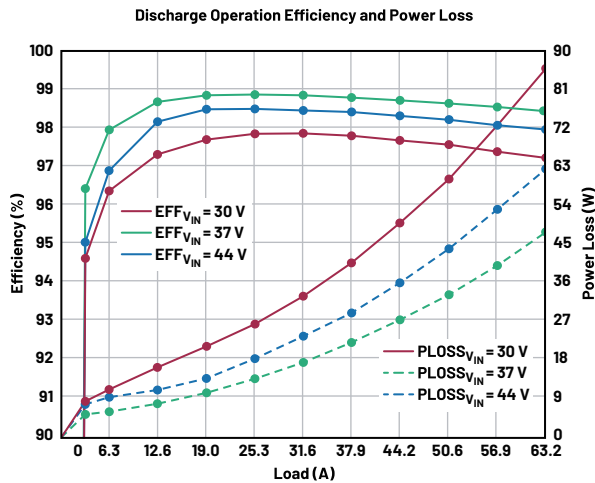


圖6. 放電和充電工作模式期間各自的效率和功率損耗。

## 表1. ORV3 BBU模組參數

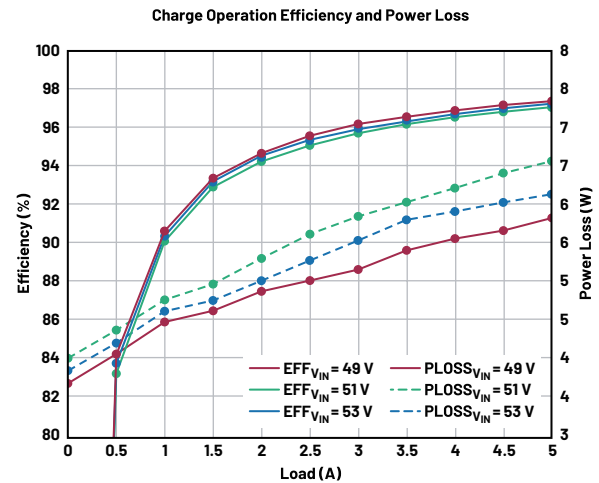
放電操作（升壓模式）	充電操作（降壓模式）
輸入電壓：30 V至44 V	輸入電壓：49 V至53 V
輸出電壓：47.5 V至48 V	輸出電壓：48 V
輸出負載：0 A至63.2 A	輸出負載：0 A至5 A
開關頻率：150 kHz	開關頻率：400 kHz

## 性能資料

### 效率與功率損耗

BBU模組參考設計證明了其能夠在滿足ORV3 BBU規範的約束條件下，實現更高的效率和更低的功率損耗。放電和充電限制分別設定為97%和95%。在放電操作期間，測得的半負載(31.6 A)平均效率為98.5%，而滿負載(63.2 A)平均效率為98%。受更大電感的影響，較低的MOSFET漏源導通電阻和精心選擇的開關頻率將有助於提升效率和降低漣波電流。此外，BBU模組在5 A負載的充電操作期間實現了97%的高平均效率。在使用相同電感值的情況下以400 kHz開關頻率運行時，效率得到提高，功率損耗也充分降低。高效率和較低功率損耗將有助於延長電池壽命週期，並降低散熱所需的風扇轉速。參見圖6。

另一方面，控制和同步MOSFET的傳導損耗會影響BBU放電和充電操作期間的整體功率損耗。



## 輸出壓降

ORV3 BBU規範的另一個要求，是在放電工作模式期間考慮壓降。電壓下降是指在驅動系統負載時有意降低BBU背板電壓的現象。BBU背板電壓將根據LTC2971線上DAC測得的系統負載電流而即時改變。因此，從空載到滿載的背板壓降保持在ORV3 BBU要求的 $\pm 1\%$  限值以下。參見圖7。

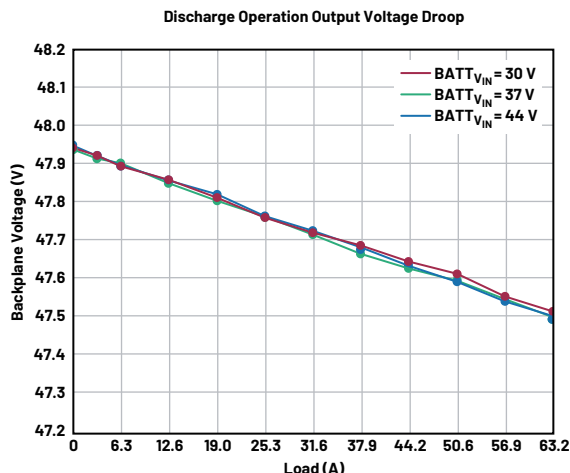


圖7. 放電工作模式期間的輸出壓降。

## 開關波形

檢查開關波形可為性能評估、故障分析、效率優化、降低EMI和安全考量提供有價值的資訊。其讓工程師能夠發現和解決問題，優化系統性能，確保資料中心BBU模組可靠、高效運行。

BBU模組的開關操作在放電工作模式期間非常重要，它將30 V至44 V電池包電壓轉換為48 V背板電壓。這是透過同步功率MOSFET實現的，其由LT8228脈衝寬度調變(PWM)訊號準確調節，配套的LT8551重複LT8228的操作。每相的開關頻率和均流導致電壓升高，是影響其運行的重要因素。主轉換器及其多相擴展器在滿載時的開關波形如圖8所示。在充電工作模式中，雙向轉換器以單相操作，將49 V至53 V背板電壓降低至44 V，為電池包充電。它的工作原理是快速切換同步功率MOSFET並使電感電流斜坡上升。雙向轉換器在5 A負載下的開關波形如圖9所示。

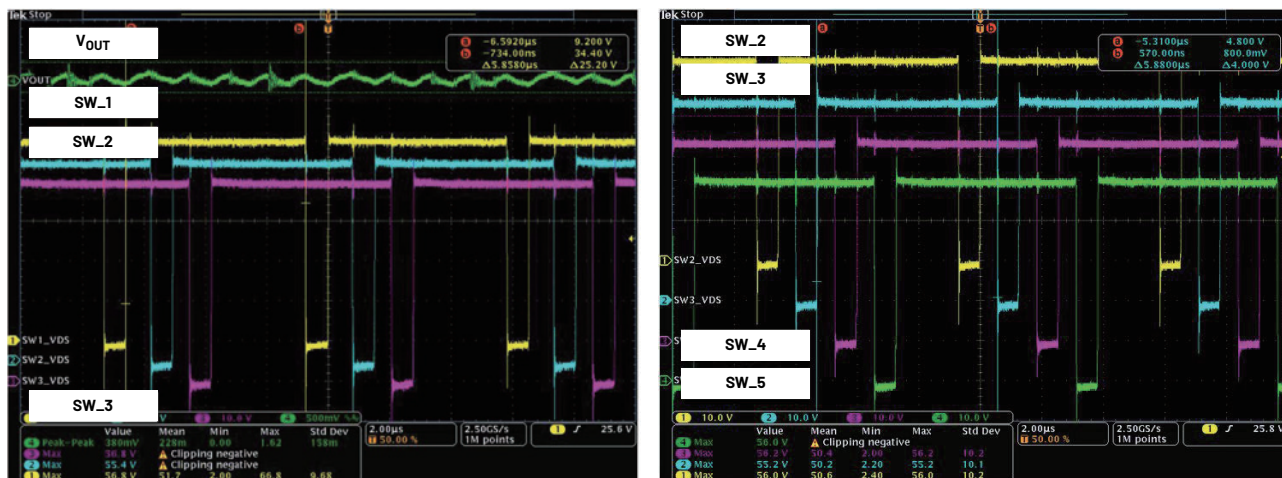


圖8. 以44 V輸入和63.2 A輸出負載運行時，放電工作模式期間主控制器和擴展器的開關波形。

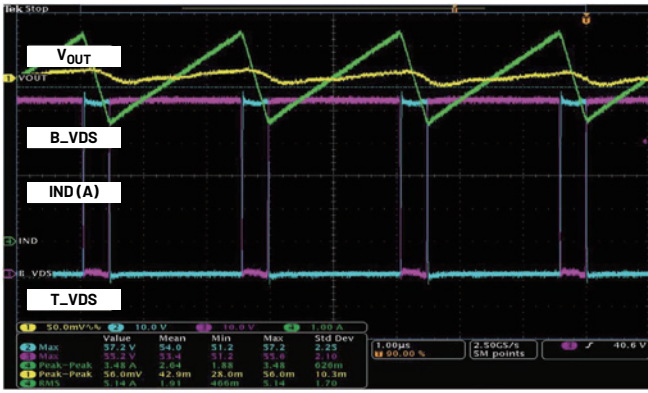


圖9. 以53 V輸入和5 A輸出負載運行時，充電模式期間主控制器的波形。

## 熱性能

必須仔細平衡熱性能和效率。BBU模組必須能夠承受高溫並持續工作，而不會過熱，同時也要以理想效率運行，能夠將盡可能多的輸入功率轉化為輸出功率。在圖10中，在放電工作模式

(滿負載運行約4分鐘)期間測得的電路板最差溫度僅為40°C至60°C。在充電模式下，同步MOSFET的溫度低於50°C。合理建構的空氣散熱系統可降低元元件的發熱量，防止熱失控。為避免電池堆過熱，需要設計合理的電芯間距和適當的氣流。參見圖11。

## 工作模式轉換

BBU模組的工作模式轉換對於確保電源中斷或變化期間的不斷電供電非常重要。此過程包括將電池包能量順利傳輸到資料中心的背板，確保重要系統和設備保持正常運行4分鐘。BBU模組持續監測背板匯流排電壓。當匯流排電壓在2 ms內下降至BBU模組啟動位準(48.5 V)時，BBU模組背板電壓必須斜坡上升，以在2 ms內為匯流排提供全部功率。在整個轉換過程中，匯流排電壓不得降至46 V以下。BBU模組檢測到匯流排電壓超過48.5 V並持續200 ms以上後，退出放電工作模式。參見圖12。

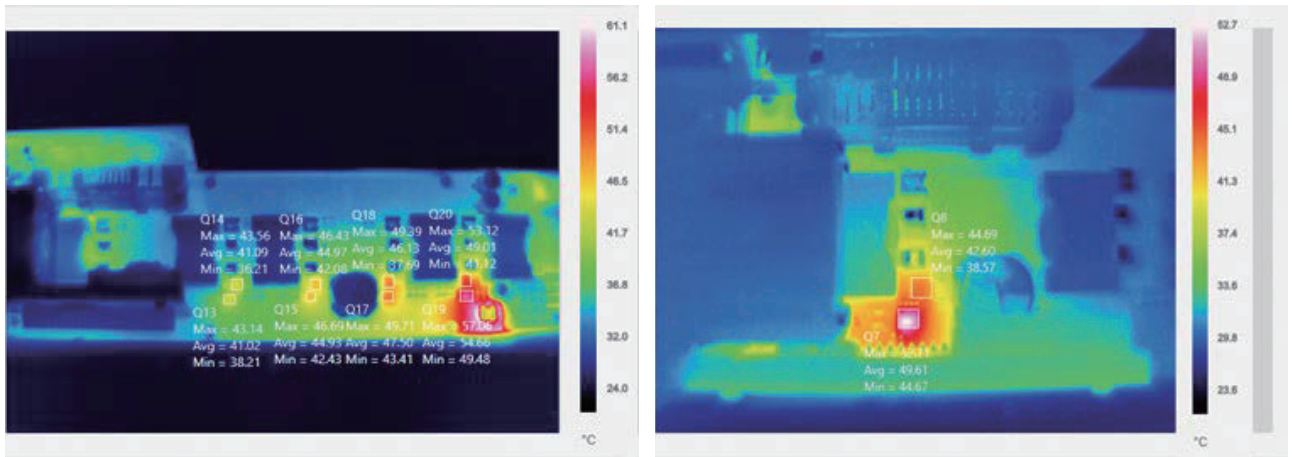


圖10. 放電和充電工作模式下各自滿載運行時電路板的熱性能。

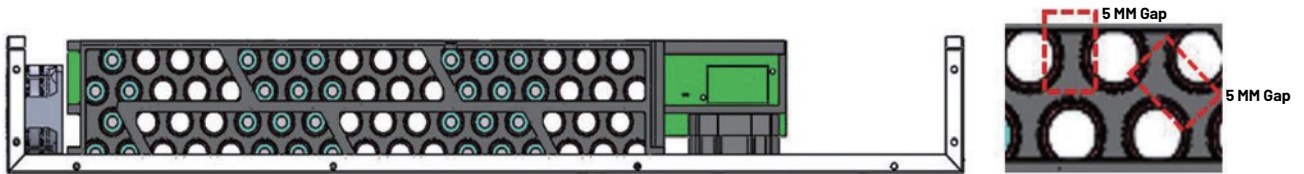


圖11. 電池堆間隙設計。

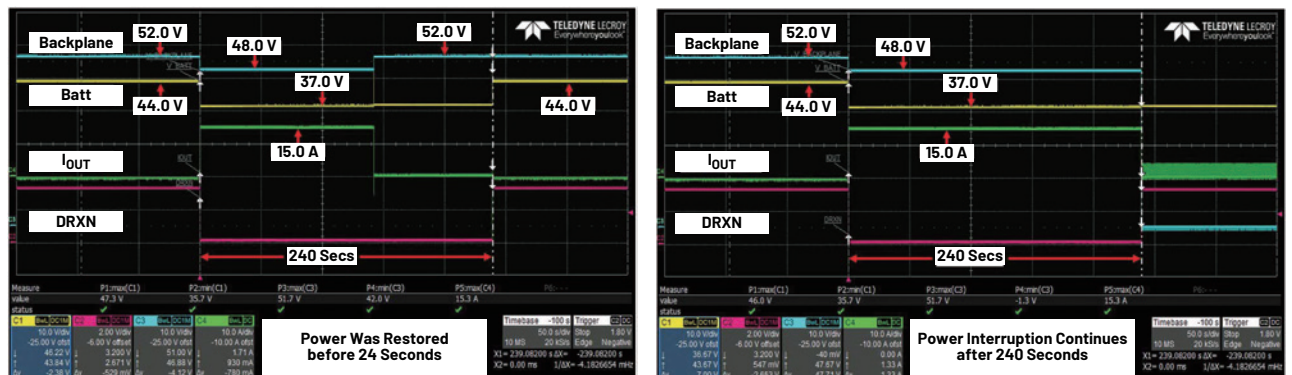


圖12. 從穩定狀態轉換到電源中斷狀態。

## 總結

為了節省能源，資料中心正在轉向採用48 V系統。由於電流、銅損和電源匯流排尺寸更精巧，48 V伺服器機架在功耗、散熱、尺寸及成本方面比12 V伺服器機架更具效益。前端無調節的高效率電路級，後面接一個根據適當負載調整的穩壓器，如此的設計非常適合資料中心伺服器微處理器和記憶體。這種高水準的思考，加上OCP的最新創新，為實現更高效的配電和智慧備用電池單元設計奠定了基礎，進而可以支援連續和無縫的操作。

為BBU模組和層板選擇並實現合適的元件可以簡化整體設計，延長電池使用壽命，縮短漫長的工程開發週期，並有效降低工

程和生產成本。此外，提供機械模擬可以簡化原型製作步驟，獲得可用於改進散熱和熱管理的資料，並增強設計可靠性。最後，提供適當且精心設計的韌體演算法和序列可確保BBU輕鬆順利地運行。

本系列文章的第二部分將針對因應BBU一般管理任務的專門設計，介紹BBU模組的各種主要微控制器功能和操作。此外，第二部分將更深入地概述如何監測有用資訊，以及如何使用這些資訊來建構和執行正確的工作流程。

## 作者簡介

**Christian Cruz**是ADI菲律賓公司的資深應用開發工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端的運算和系統通訊應用的電源管理需求。

**Gary Sapia**畢業於德克薩斯農工大學，曾修讀電力電子和RF系統設計專業的高級技術課程，並獲得工程學士學位。他擁有超過28年的類比系統設計和開發經驗，包括用於通訊和GPS市場的電源轉換和高頻解決方案。在加入ADI之前，Gary曾在凌力爾特（現為ADI的一部分）擔任現場應用工程師達18年，主要與思科和其他重要的灣區網路公司開展合作。

**Marvin Neil Solis Cabueñas**畢業於菲律賓馬尼拉德拉薩大學，擁有電子工程學士學位。在2021年加入ADI之前，Marvin曾在Azeus Systems菲律賓公司擔任系統工程師，之後在Technistock菲律賓公司擔任網路工程師（2014年至2017年），並在2017年至2020年擔任諾基亞技術中心菲律賓公司的研發工程師。他在不同領域擁有超過十年的工作經驗，如嵌入式系統程式設計、數位訊號處理、模擬建模等。目前則擔任資深軟體系統工程師，負責ADI電源事業部的不同專案。目前也正在攻讀菲律賓大學電氣工程碩士學位。

類比對話

# 實現不斷電能源的 智慧備用電池第二部分： BBU微控制器的功能和操作

應用開發工程師Christian Cruz  
資深韌體工程師Marvin Neil Cabuenas

## 摘要

開放運算計畫(OCP)是一個非營利組織，專注於推動各企業在資料中心產品設計及最佳實踐方面加強交流。近日，該組織發表了開放機架第三版(ORV3)規範。規範中比較顯著的變化在於設計架構從12 V遷移到了48 V。本系列文章重點介紹ADI的備用電池單元(BBU)參考設計，本系列文章共有五部分，本篇為第二部分。「[實現不斷電能源的智慧備用電池第一部分：電氣和機械設計](#)」討論了BBU的電氣和機械設計考慮因素。第二部分則將深入介紹微控制器的軟體，該軟體主要負責確保進程平穩運行，進而為BBU的高效率和容量提供保障。硬體和軟體必須順暢協作，才能實現滿足規範要求的系統級解決方案。

## 簡介

在BBU模組中建置優良的管理非常重要，這能帶來諸多顯著的好處。保持電路井然有序的主要優勢在於，可以增強和提升安全性，進而降低模組發生電氣火災和其他危險的風險。此外，優良的管理方式可以防止發生可能干擾正常運行的電氣故障，進而提高電路性能，延長使用壽命。定期監控和整理電路以識別和解決可能出現的問題或故障非常重要。將良好的管理方式放在優先位置，可以確保電路具有優異安全性和性能，此方法簡單而有效，不容小覷。每個BBU模組均採用一個微控制器和一個電池管理系統(BMS)微控制器。在ADI的參考設計中，超低功耗Arm®微控制器MAX32690充當微控制器，負責執行六個重要進程

(見圖1)。MAX32625微控制器充當參考設計的BMS微控制器。BMS微控制器負責與ADBMS6948晶片通訊，並將所有測量資料傳遞給微控制器。

微控制器的六個進程如下

- ▶ 執行管理任務和透過I<sup>2</sup>C協議與各種周邊進行通訊。
- ▶ 處理由背板電壓資料提供的放電序列。
- ▶ 選擇恆流模式或恆壓模式處理電池的充電工作。
- ▶ 轉變BBU模組的充放電狀態。
- ▶ 故障處理和響應。
- ▶ 作為Modbus從機回應Modbus指令。

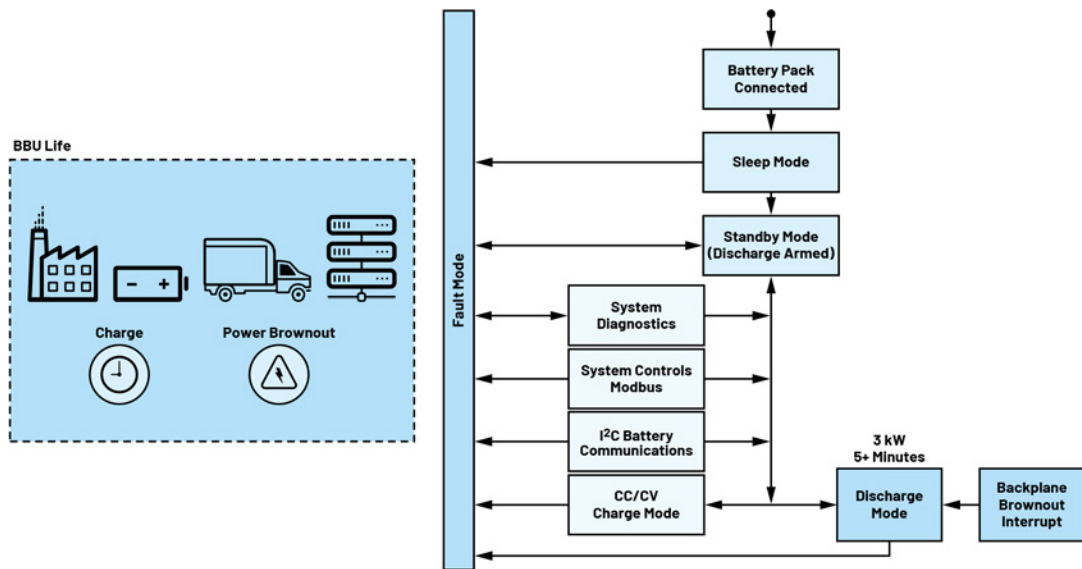


圖1. 主控制器的管理操作週期。

## 微控制器進程：

### 執行管理任務和透過I<sup>2</sup>C與各種周邊通訊

在眾多輔助元件連接到模組電路的情況下，微控制器用於I<sup>2</sup>C主元件。核心微控制器收集並保存來自輔助元件的資料，同時充當I<sup>2</sup>C主元件。為了推進各種任務順利進行，微控制器還負責控制各種I<sup>2</sup>C輔助元件。多款I<sup>2</sup>C輔助元件示例如下：

- ▶ BMS微控制器採用MAX32625。
- ▶ LTC2971，雙通道電源系統管理器。
- ▶ MAX31760，精密風扇速度控制器。
- ▶ 24AA512T/EEPROM，用於資料記憶體，可瀏覽和儲存重要資料。
- ▶ LTC2991，溫度感測器。

### BMS微控制器(MAX32625)

微控制器定期與BMS微控制器(MAX32625)通訊，接收有關各個電池組的電芯電壓、充電狀態(SOC)、健康狀態(SOH)、電芯溫度以及電池包可能出現的任何故障的更新資訊。更新為每四分鐘進行一次，因為電芯電壓、SOC、SOH和溫度預計不會快速變化。如果發生任何故障，兩個微控制器之間的共用接腳將置為高位準，並觸發微控制器上的中斷，進而立即讀取BMS微控制器，獲得有關故障的資訊。微控制器中有專用I<sup>2</sup>C埠，僅用於與BMS微控制器通訊，以支援兩個微控制器之間快速通訊。

### LTC2971 ( 電源管理IC )

微控制器時常透過電源管理匯流排(PMBUS)協定與LTC2971通訊，檢查電壓、電流和溫度測量結果以及有無警告和故障。當測量背板輸出電壓參數時，LTC2971產生快速回饋作用，以便微控制器調整其常式。此外，該元件會調整電源變換器的回饋電壓，並允許其將輸出電壓下調1%，進而確保放電工作模式下輸出電壓處於調節範圍內。

### MAX31760 ( 風扇控制器 )

MAX31760負責調節BBU模組的風扇速度。脈衝寬度調變的工作週期由微控制器配置，以透過I<sup>2</sup>C調節風扇的速度。微控制器根據溫度以及背板負載電流或電池包負載電流，計算並調整所需的風扇速度。

### 24AA512TT ( EEPROM資料儲存 )

板載EEPROM充當整個BBU模組的外部記憶體裝置。微控制器透過I<sup>2</sup>C寫入快閃記憶體頁，定期將電池電壓水準、SOC、SOH、電芯類型和型號年份以及電路板溫度等重要資訊保存到EEPROM中。該資料每小時更新一次，使用者可以在維護和故障排除期間瀏覽。

### LTC2991 ( 數位板載溫度監測 )

LTC2991為一款八通道電壓、電流和溫度感測器。該元件藉由放置在電池模組內部重要位置的各種數位感測器，監測電池模組的溫度。根據溫度讀數，微控制器可以調節風扇速度，確保電源板和電池堆的工作溫度保持在適當水準，並且始終低於40°C。

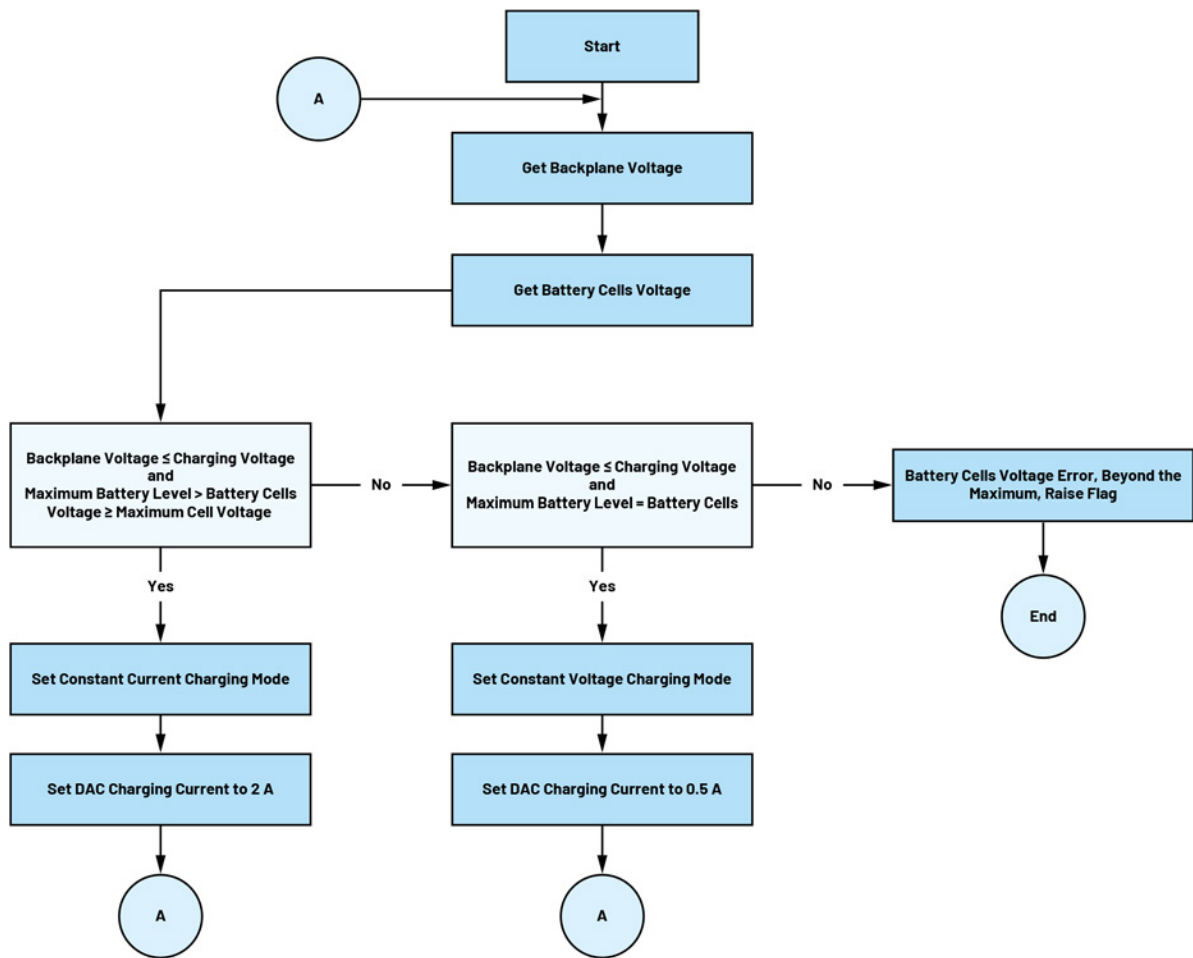


圖2. 恆流和恆壓充電演算法。

## 選擇恆流模式或恆壓模式處理電池的充電

微控制器還負責處理電池的充電模式。剛開始時，電芯的電容量非常低，微控制器允許以最大5 A的電流為電芯充電。一旦電芯處於穩定狀態，微控制器就會將充電電流調整為2 A，此時每個電芯的電壓尚未達到4 V。利用來自BMS微控制器的資料持續監測電芯電壓，並使用類比數位轉換器周邊測量整個電池層電壓，微控制器便可以判斷所有電芯是否都已達到4 V，如果達到4 V，微控制器便會將充電模式切換為恆壓模式。這需要將充電電流限制為僅0.5 A。微控制器將繼續監測整個電池層電壓水準，同時從BMS微控制器獲得資料，檢查所有電池是否充滿電。如圖2所示。

## 電源變換器充放電狀態的轉變

充分瞭解BBU在電源中斷期間如何從待機模式轉變到電池供電模式非常重要。為了防止任何意外斷電和資料丟失，模組的微控制器需要密切監視背板電壓水準。LT8228的預設充電模式設定在49 V至53 V左右，但如果微控制器檢測到背板電壓在2 ms內降至48.5 V以下，則會立即將LT8228方向接腳從充電模式切換到放

電模式，這種模式持續四分鐘以處理停電情況。這四分鐘裡模組將持續放電，以確保供電不斷電。如果電芯的條件允許且背板電壓供應仍未恢復，模組將再等待一分鐘，以便電芯冷卻，然後再次進入放電模式。電源恢復後，BBU將切換回主電源，並開始為電池充電。有關如何操作和維護BBU的具體說明，請參考圖3瞭解此過程。

## 故障處理和響應

制定明確的故障處理計畫非常重要。為了避免產生壓力和得到不好的結果，提前發現潛在問題並制定處理方案非常重要。如需確保系統操作順利運行，瞭解即將發生的情況，那麼與相關系統中整合的元件進行順暢通訊也是非常必要的。請記住，錯誤和故障難以完全避免，而因應方式才是決定結果的關鍵。因此，微控制器經過專門設計，可減少OCP指定故障的誤報發生率。微控制器中的韌體程式執行演算法檢查以檢測可能觸發故障的前兆現象。檢測到相關徵兆後，演算法將執行驗證檢查，只有在問題連續發生或在設定的週期數內發生時，才會確認故障。這種做法非常明智，可以確保識別和解決真正的故障。

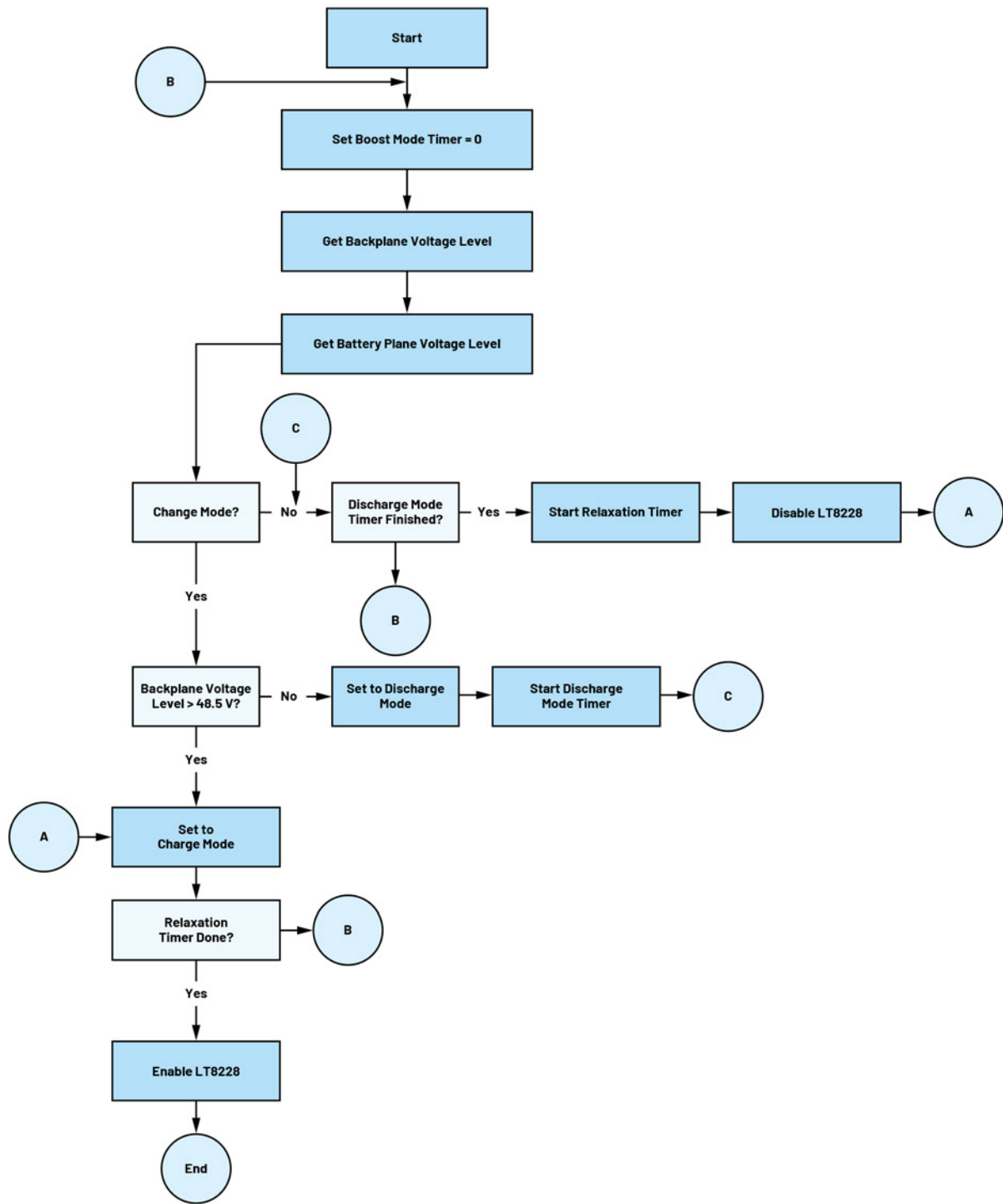


圖3. 充放電模式轉換的處理操作。

## 作為Modbus從機回應Modbus指令

Modbus功能代碼對於在Modbus網路的元件之間建立通訊十分重要。這些代碼確定元件之間發送的請求或回應的類型，例如讀取或寫入資料。一些比較常見的Modbus功能代碼包括模組指標、模組工作狀態、模組暫存器位址和故障狀態。

Modbus指令的處理完全由微控制器控制。微控制器可以為OCP規範認為必要的所有基本Modbus指令提供支援。這些指令有權更改模組的設定，或提供有關電池SOC、運行狀況、電芯電壓水平、充電和放電電流以及其他參數的重要資訊。微控制器驗證消息後，就會根據收到的指令做出回應。

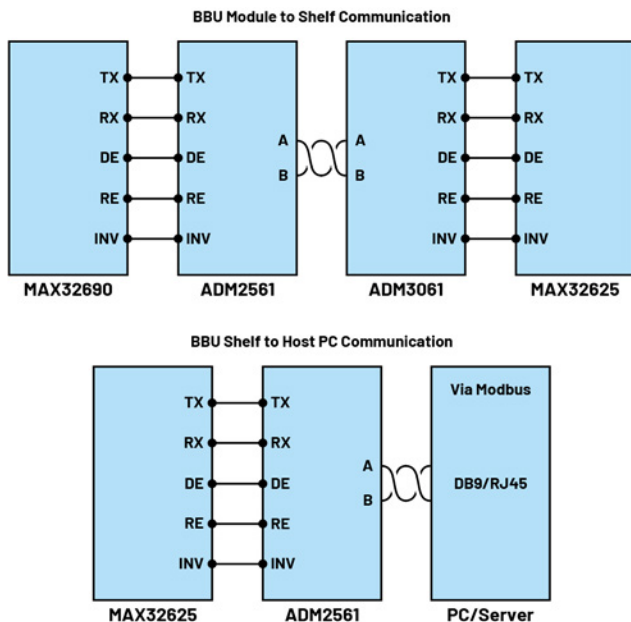


圖4. 模組到機架通訊和機架到PC通訊框圖。

微控制器利用ADM2561和ADM3061收發器，透過UART協議處理來自各種外設的資料，並將其傳輸到機架微控制器，如圖4所示。

採用隔離型收發器的優點在於，其不受系統級電磁干擾的影響，並且符合OCP制定的電磁相容性(EMC)標準。此外，機架到PC的通訊是透過ADM2561完成的，ADM2561透過DB9 (D-Subminiature)連接器和RJ45網路埠連接到主機PC。

## 總結

控制器架構必須要滿足穩健可靠、高效且適應性強的要求，同時應該具有明確定義的輸入和輸出，並可以處理複雜演算法常式。該架構應該是模組化的，以便支援無縫的演算法更改和更新。此外還應內建有安全機制，以防範系統故障或事故，並能輕鬆處理意外事件。總體而言，高品質的控制器架構應提供可靠且高效的系統控制，同時可以降低錯誤或故障發生的概率。

本系列文章的第三部分將介紹BBU BMS及其相關的微控制器，討論如何處理和使用可讀數據來維持電池包電芯間電壓和電池包溫度。除了電池平衡之外，還將探討SOC和SOH演算法的實現，以及如何利用這些資訊來延長電池包生命週期。

## 參考文獻

<sup>1</sup> David Sun。[ [開放機架/規格和設計](#)。] 開放運算計畫。

## 作者簡介

**Christian Cruz**是ADI菲律賓公司的應用開發工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端運算和系統通訊應用的電源管理需求。

**Marvin Neil Solis Cabueñas**畢業於菲律賓馬尼拉德拉薩大學，擁有電子工程學士學位。2021年加入ADI。此前，Marvin曾在Azeus Systems菲律賓公司擔任系統工程師，之後在Technistock菲律賓公司擔任網路工程師（2014年至2017年），並在諾基亞技術中心菲律賓公司擔任研發工程師（2017年至2020年）。他在不同領域擁有超過9年的工作經驗，如嵌入式系統程式設計、數位訊號處理、模擬建模等。目前擔任資深韌體工程師，負責ADI電源事業部的不同專案。目前也正在攻讀菲律賓大學電氣工程碩士學位。

類比對話

# 實現不斷電能源的 智慧備用電池第三部分： 電池管理系統

應用開發工程師Christian Cruz

資深韌體工程師Marvin Neil Cabuenas

## 摘要

本文介紹ADI為開放運算計畫(OCP)開放機架第3版(ORV3)備用電池單元(BBU)的電池管理系統(BMS)開發的算法。BMS是任何資料中心BBU不可或缺的裝置，其主要作用是透過監視和調節電池包的充電狀態(SOC)、健康狀況和功率來確保電池包的安全。因此，BMS是資料中心中複雜而重要的元件，必須謹慎設計和建置。

## 簡介

在探索ADI的BBU參考設計時，有必要瞭解BMS的工作原理。BMS負責監視和調節電池的狀況，確保電池在安全參數內運行。其中包括監視電池堆電壓、電池堆溫度和電池堆整體電流水準，以及管理充電和放電週期。穩健的BMS可以使系統實現理想效率和安全性。延長電池壽命對於維持峰值性能非常重要。在不知情的情況下頻繁過度充電或過度放電，會損害電池健康，縮短電池使用壽命。透過仔細監測電池的健康狀態(SOH)並正確使用，可以避免電池意外關閉或故障，使電池發揮理想性能。

此外，監視電池的SOC對於電池堆的整體健康狀況非常重要。隨著時間的推移，電池會損失容量，而電量耗盡至零會加速電池容量的損耗。延長電池壽命的理想方法是將電池電量保持在20%到80%之間。瞭解電池的SOC可確保BBU模組持續運行更長時間。

除了SOH和SOC之外，還必須能更瞭解放電深度(DOD)。DOD是使用充電電池時需要考慮的一個重要因素。其是指在單次放電迴圈中消耗的電池容量百分比。一般來說，為了延長電池整體壽

命，建議避免將電池放電至20% DOD以下。然而，一些電池可以承受更深程度的放電而不會造成明顯損壞。務必查詢製造商的指南，瞭解特定電池的具體放電深度建議。

此外，仔細考量電池的化學特性非常重要。在BBU模組的設計中，使用鋰離子(Li-ion)電池是一個謹慎的選擇。選擇鋰離子電池是因為它已得到廣泛使用，與OCP ORV3規範的要求完全一致<sup>1</sup>。這種一致性的背後原因在於鋰離子電池的優良特性，即卓越的能量密度和非常輕的重量。值得注意的是，深入研究鋰離子電池的化學成分揭示了一個非常重要的事實：鋰離子電池的化學成分是一個複雜的關鍵因素，始終決定著電池的性能、安全性和整體耐用性。

另一個需要考慮的方面是電池平衡。電池平衡是電池技術領域的一個重要概念。隨著對高效、高性能電池的需求不斷增加，實現理想的電池平衡變得越來越重要。電池平衡是指均衡電池包內各個電池的電壓或SOC的過程。在包含多個電池的電池包中，每個電池都有各自獨特的特性，並且隨著時間的推移，電

池性能可能會發生變化。製造容差、電池容量變化以及使用模式差異等因素，都可能導致電池不平衡。這些不平衡可能造成電池總容量減少、效率降低，甚至電池包過早失效。相關設計要求BBU上有一個被動平衡器。因此，被動平衡涉及使用電阻來洩放或消耗電壓水準較高的電池中的多餘能量。這種方法相對簡單且經濟高效，但會導致能量損失和熱量產生。電池平衡可確保電池包中的每個電池都以理想水準運行，進而提高儲能系統的整體效率和有效性，有助於BBU模組系統更加永續和可靠地運行。BBU中使用的BMS微控制器是MAX32625。BMS微控制器負責兩個重要的過程。參見圖1。

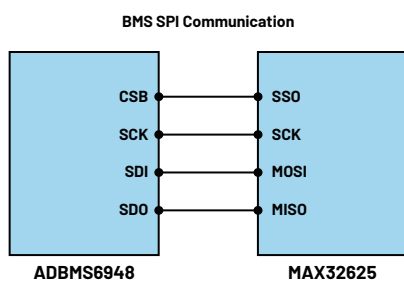


圖1. 連接到BMS IC (ADBMS6948)的BMS微控制器(MAX32625)。

1. 與BMS IC (ADBMS6948)通訊，獲得電池電壓、電池溫度、欠壓、過壓和整體電池堆電流水準的遙測資料。
2. 透過<sup>2</sup>C通訊將從元件收集的所有遙測資料傳遞到主微控制器。

BMS微控制器透過SPI協議與ADBMS6948通訊。透過發送適當的指令代碼，BMS微控制器允許該元件收集遙測資料並同時執行操作。參見圖2。從BMS IC收集的所有資料都將由BMS MCU發送和處理。

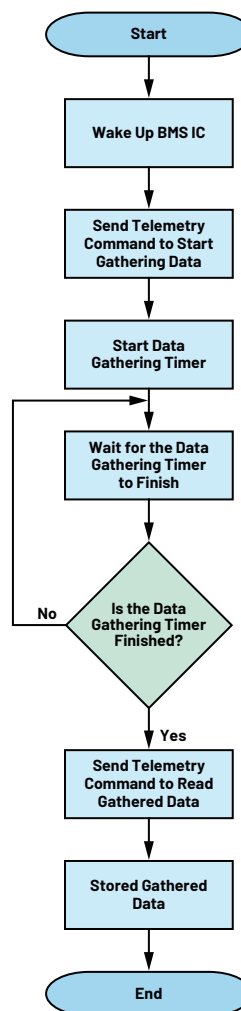


圖2. BMS微控制器發送指令和儲存BMS晶片資料的過程。

BMS微控制器的另一個重要任務是將收集到的資料發送到主微控制器，用於充電和放電演算法及風扇轉速控制。這是透過與BMS微控制器進行I<sup>2</sup>C協議通訊，然後由主微控制器讀取暫存器來完成的BMS微控制器的暫存器映射如表1所示。

表1. BMS微控制器暫存器映射

暫存器	地址	長度 (單位: 位元組)
CMD_Voltage	0x00	0x16
CMD_Temperature	0x01	0x08
CMD_SOC	0x02	0x16
CMD_Fan_Error	0x03	1
CMD_EOL	0x04	1
CMD_Stop_Discharge	0x05	1
CMD_BMS_Fault	0xE0	0x06
CMD_Manufactured_Date	0xF0	0x07
CMD_Serial_Number	0xF1	0x07

請注意，目前所有BMS微控制器暫存器都是唯讀暫存器。建構日期和序號僅採集一次，然後儲存在主微控制器的外部EEPROM中。

## 電池檢測和平衡操作

### 電池充電技術

恆壓(CV)和恆流(CC)是電池充電系統中採用的兩種不同充電技術，可優化充電過程並延長電池壽命。

### CV充電

CV充電是一種在充電初始階段向電池堆施加固定電壓的充電方法。充電過程開始時，BBU模組工作在充電模式，保持44 V的穩定電壓水準，充電電流從5 A開始，隨著電池SOC的增加而逐漸減小。這種方法對於防止過度充電特別有效，因為電壓保持恆定，不會超過電池的安全電壓限值。電池堆電壓達到37 V至40 V或預定義閾值後，充電器可能會轉變到其他充電階段，例如將充電電流從5 A減少到0.5 A。

### CC充電

CC充電則是向電池堆端子施加一致的充電電流。在此階段，充電電流保持在5 A不變，而電池電壓隨著電池充電的進行而逐漸升高。

該方法對於初始充電水準較低的電池堆快速充電特別有用。它確保電流以受控方式流入電池堆，直至達到一定的電壓水準。電池堆電壓達到預定點後，充電過程可以轉變到其他階段，例如將恆定電流從5 A減小到2 A，或者進入恆壓階段。

在BBU模組電池堆充電模式中，CV和CC充電方法經常結合使用，以獲得理想的充電曲線。前期CC階段協助快速向電池傳輸能量，而後期CV階段則透過限制電壓來避免過度充電。這種組合技術可實現高效充電，延長電池壽命，並保持電池包的安全性和性能。正確建置CV和CC充電機制對於BBU模組充電操作非常重要。

## 電池檢測方法

電池檢測方法是電池管理系統的一個關鍵方面。此技術目的在精準確定電池包中每個電池的電壓和狀態。電池檢測方法採用複雜的檢測電路和測量演算法，讓系統能夠收集有關每個電池的電壓、溫度和整體健康狀況的即時資料，然後利用這些資訊做出有關充電、放電和平衡操作的明智決策，進而優化電池包的性能、安全性和使用壽命。有效的電池檢測對於維持現代儲能系統的整體效率和可靠性非常重要。

ADBMS6948有11個ADC，專門用於檢測電池包的11個差分電池輸入。電池堆採用11路串聯和6路並聯配置，並連接到C0至C10接腳，即BMS的ADC。ADC的輸入範圍為-2.5 V至+5.5 V，採樣頻率約為4 MHz，每1 ms產生16位元結果，LSB為150  $\mu$ V。另有11個ADC專門利用S接腳同時測量11個差分輸入，輸入範圍為0 V至5.5 V，採樣頻率約為4 MHz，每8 ms產生13位元結果，LSB為1.6 mV。這些S-ADC透過完全獨立於C-ADC的測量方法實現冗餘電池電壓測量。

## 被動平衡操作

被動平衡是電池系統管理中常用的技術，它採用被動元件（特別是電阻）和並聯在每個電池上的整合MOSFET來實現電池平衡。這些整合元件承擔電壓洩放器或能量耗散器的作用，有利於讓表現出較高電壓或能量狀態的電池以受控方式耗散多餘的能量，使得電池之間的電壓電位或能量狀態逐漸協調一致，進而在較長時間內促進電壓和能量平衡。

如果電池包中的電池變得不平衡，BMS必須透過讓電壓較高的電池放電來達成平衡。ADBMS6948上的S-ADC接腳可用於對單個電池進行放電。S-ADC接腳上內建的MOSFET可用於對電池進行放電。每個S-ADC接腳都可以使用PWM單獨或連續控制。透過配置PWMA、PWMB和CFGB暫存器，還可以在BMS微控制器處於休眠工作模式時平衡電池。

## 使用庫侖計數器的電池充電

庫侖計數器的主要作用是準確測量流入流出電池或電路的電荷量（以庫侖為單位）。透過這種測量，可以更準確地控制電池堆充電和放電，進而延長電池堆壽命，提升效率，並且更精準地監測容量。

ADBMS6948整合了庫侖計數器，因此可以監測充電過程中流經電池的電荷量。庫侖計數器也稱為整合電流感測器或電荷監測器，用於測量流入或流出電池的電荷總量（以庫侖為單位）。使用庫侖計數器進行電池充電時，計數器會監測輸送到電池的電荷量。這是透過測量流經電池的電流並將其對時間積分以計算總電量來完成的。因此，估計電池的SOC並實施充電演算法可以優化充電過程。

ADBMS6948庫侖計數器的基本操作涉及將流入流出電池堆的電流對時間積分，以計算傳輸的總電荷。其工作原理如下：

- ▶ 電流測量：該元件測量流入或流出電池堆的電流。這通常利用電流感測器（例如連接在電池堆低端的分流電阻）來完成。
- ▶ 積分：使用ADBMS6948將測得的電流對時間積分。積分涉及定期對電流值求和以計算累積電荷。
- ▶ 容量計算：累積電荷轉換為安時(Ah)或庫侖，以提供有關電池堆剩餘容量的資訊。
- ▶ 監視與顯示：計算出的容量經過處理後傳輸到主MCU，並顯示在圖形化使用者介面上以供進一步處理。該資訊對於電池管理、確定SOC以及防止過度充電或過度放電非常有價值。

充電時，庫侖計數器會連續測量流過電池的電流，並將其對時間積分。透過瞭解電池的初始SOC，可以將積分電量與初始值相加來估計充電期間的SOC。此估計有助於防止過度充電，並支援建立充電演算法，根據溫度、電池使用時間和化學成分等因素優化充電過程。

歡迎查詢ADI相關的文章，瞭解電池平衡和電池壽命優化技巧。相關資源將對於該領域人士相當有助益，在此也推薦Kevin Scott和Sam Nork所撰寫兩篇關於電池平衡類型的文章：「[被動電芯平衡](#)」和「[主動電芯平衡](#)」。有關電池特性測試的更多資訊，請參閱「[配合電量計使用的鋰離子電池特性測試](#)」。

## 作者簡介

**Christian Cruz**為ADI菲律賓公司的應用開發工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端運算和系統通訊應用的電源管理需求。

**Marvin Neil Solis Cabueñas**畢業於菲律賓馬尼拉德拉薩大學，擁有電子工程學士學位。2021年加入ADI。此前，Marvin曾在Azeus Systems菲律賓公司擔任系統工程師，之後在Technistock菲律賓公司擔任網路工程師（2014年至2017年），並在諾基亞技術中心菲律賓公司擔任研發工程師（2017年至2020年）。他在不同領域擁有超過9年的工作經驗，如嵌入式系統程式設計、數位訊號處理、模擬建模等。目前擔任資深韌體工程師，負責ADI電源事業部的不同專案。目前也正在攻讀菲律賓大學電氣工程碩士學位。

## 總結

綜合以上，ADI的ADBMS6948 BMS與BBU的整合非常重要。BMS具有許多優點，可以改善電池系統的性能、安全性、可靠性和壽命。透過優化電池性能，良好的BMS有助於大幅延長電池壽命和提高容量，確保高效利用電池的儲能能力。BMS可以主動管理充電和放電過程，防止過度充電、過度放電和過熱，避免損壞電池。安全性是一個關鍵方面，尤其是對於電池系統。BMS整合了安全功能和監控機制，以防止熱失控並大幅減少潛在危險。它能防範過流、過壓和異常溫度情況，進而保護電池系統和周圍環境。能效是BMS的另一大優勢。優化充電和放電過程可大幅減少能量損失，並提高BBU的整體效率。這表示可以節省成本，減少對環境的影響，增加可用能源的利用率。

BMS還能準確監測和估算電池堆的SOC和SOH。這些資訊對於正確管理電池使用情況、計算剩餘執行時間以及規劃維護或更換時間非常重要。增加庫侖計數器對於精確測量和監測非常重要。此資訊對於在各種應用中實現高效電池管理和延長電池壽命非常重要，有利於提高系統可靠性並降低意外故障的可能性。

總之，BBU中包含的ADI ADBMS6948 BMS在保證資料中心的性能、安全性和可靠性方面發揮著重要作用。它可以提供每位用戶都應該瞭解的關鍵資訊，以協助延長電池使用壽命。

本系列的第四部分——「實現不斷電能源的智慧備用電池第四部分：BBU架的操作」——將介紹ADI如何設計和實現圖形化使用者介面，同時允許用戶與BBU架上的六個BBU模組進行通訊並從中收集資料。該文還會說明作為BBU架專用MCU的MAX32625的功能和操作。

「[實現不斷電能源的智慧備用電池第一部分：電氣和機械設計](#)」討論了BBU的電氣和機械設計考慮因素。「[實現不斷電能源的智慧備用電池第二部分：BBU微控制器的功能和操作](#)」進一步詳細介紹了主微控制器的軟體。

## 參考文獻

<sup>1</sup>David Sun。「[開放機架/規格和設計](#)。」開放運算計畫。

類比對話

# 實現不斷電能源的 智慧備用電池第四部分： BBU架的操作

應用開發工程師Christian Cruz  
資深韌體工程師Marvin Neil Cabuenas

## 摘要

本文介紹ADI用於開放運算計畫開放機架第3版(OCP ORV3)備用電池單元(BBU)架的硬體和軟體。其主要功能是建立BBU模組之間的通訊，並透過為此類應用精心打造的圖形化使用者介面(GUI)向使用者呈現可讀數據和資訊。

## 引言

備用電池架是OCP ORV3架構和資料中心應用中電源管理系統的重要功能，對於不斷電供應系統(UPS)來說尤為關鍵。這些電池架經過精心設計，專門用於存放和管理備用電池，是確保關鍵設備在停電和電壓波動情況下穩定運行的重要保障。

在如今技術高度發達的時代，可靠備用電源系統的重要性不言而喻。資料中心、電信樞紐和伺服器機房的穩定性對公司營運非常重要，因此強大的備用電源系統必不可少。在此種背景下，備用電池架作為這些系統的基礎，在各行各業發揮著關鍵作用。這些電池架是高效存放BBU的基礎樞紐，有助於提升關鍵電力儲備的可用性，其主要作用是容納和管理多達六個BBU模組，每個模組都精準對齊以容納與電源轉換器配對的鋰離子電池。這些電池架的結構經過悉心設計，巧妙地將空間利用效率和可瀏覽性融為一體，令維護工作更加便捷，更換操作也更加簡單。

備用電池架的一大優點在於能夠集中管理和組織BBU模組庫存。一個規範的存放系統有利於對BBU模組進行追蹤、標記和維護，進而減少誤放或混淆的風險，這對於關鍵情況尤其重要。此外，這個集中化的存放系統還為電池健康監測提供了超大便利，更加便於定期進行檢查、測試和更換操作。

BBU架有多種尺寸和配置，可滿足不同產業和機構的個性化需求。部分架子採用模組化設計，提供了彈性，可適應未來電力需求的發展。同時，這些電池架上裝有整合監控系統，可即時提供電池狀態資訊。此外，電壓水準、溫度、模組活動和剩餘容量等詳細資訊也相當清楚，方便進行預防性維護，並確保電池在關鍵時刻隨時可以提供電力。

## BBU架概述

根據OCP對ORV3新架構的定義，開放機架電源架構由集中式可擴展電源架和BBU架組成，BBU架透過公共母線將電力分配給有效載荷設備（IT設備）。此規範對適合放入開放機架的BBU架做出了定義。BBU架將包含六個BBU模組，具有5+1冗餘能力，為機架內的所有有效載荷提供直流電源。當交流電源斷電時，BBU架可以在指定的備用時限內持續提供備用電源，功率最高可達電源架的最大額定值。BBU架的備用時間使機架可以在不同電源之間切換而不影響IT設備運行，並且應用程式可以在電源斷電前安全轉移或關閉。

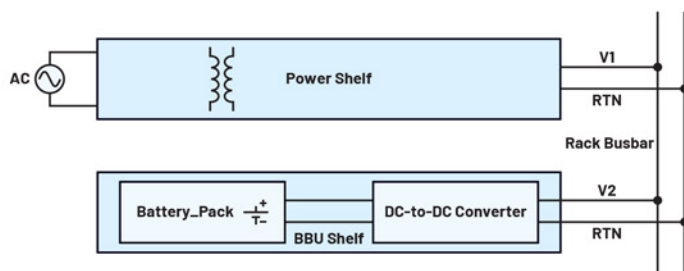
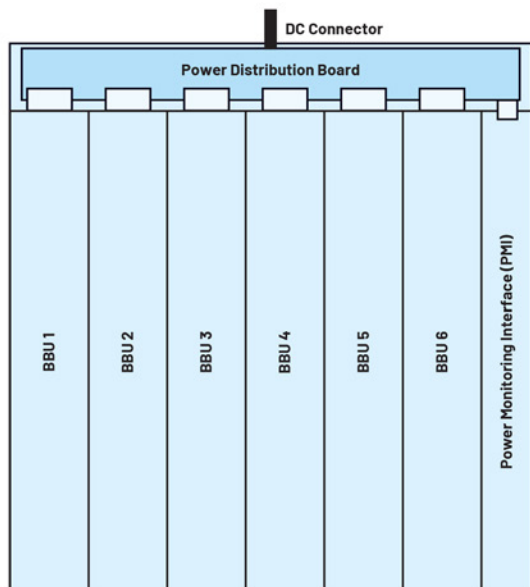


圖1. OCP ORV3架構中的BBU架配置<sup>1</sup>。

## 架微控制器韌體

BBU應用中使用MAX32625作為架微控制器，這是一款超低功耗Arm® Cortex®-M4微控制器，在應用中需負責多個過程。

1. 透過Modbus®協定與主機通訊
2. 透過Modbus協定與模組通訊
3. 處理模組的定期充電
4. 系統控制模式

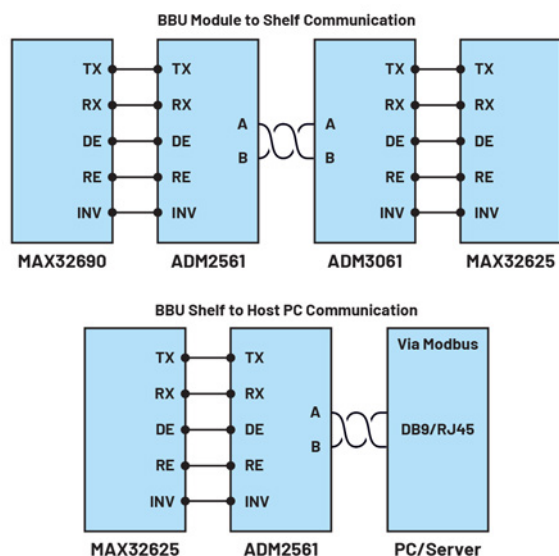


圖2. (a) 模組到架的通訊示意圖，(b) 架到PC的通訊方框圖。

## 透過Modbus協定與主機通訊

在圖2中，架微控制器發揮的關鍵作用是充當專業Modbus伺服器，透過穩健的RS-485介面與主機建立無縫通訊，主要功能是不遺餘力地即時從眾多模組收集資料。隨後將所採集的數據傳送到主機，用於填充動態GUI應用程式，進而提供更直覺的圖形展示。當從主機接收到通訊時，架微控制器充當「守門員」，有條不紊地驗證每條消息的有效性和完整性。微控制器確認消息的真實性滿足要求後，會利用保持暫存器中儲存的訊息量快速地擬定答案。這個精心設計的回應包含主機所需的答案，答案以結構化的方式呈現。

然而，當傳入的消息受到異常污染時，架微控制器不會發生故障而是會迅速承擔起有效通訊者的角色，根據Modbus協定以錯誤消息進行回應。此錯誤通知會向主機發出異常警報，以便後者採取適當的糾正措施。

本質上，架微控制器的重要性體現在其所扮演的多方面角色上——它既是資料管道，又是資料完整性守護者，還是回應式資訊提供者。這些都有助於在Modbus驅動的交互領域建構強大而可靠的通訊框架。

## 透過Modbus協定與模組通訊

在圖2中，架微控制器的關鍵作用愈發明晰，它在Modbus用戶端和Modbus伺服器的角色之間無縫轉換，協調複雜而高效的通訊生態系統。當與許多BBU模組交互時，架微控制器扮演Modbus用戶端的角色，發起並維護與每個唯一模組的對話。這些BBU模組

充當Modbus伺服器，不斷使用最新資訊更新其保持暫存器。在同步工作時，架微控制器還以迴圈方式遍歷BBU模組環境，定期擷取來自每個模組的遙測資料。這些包含有用洞察的資料被小心地儲存在微控制器的記憶體中，以便在主機提出問題時可以隨時做出回答。

不過，架微控制器的用途不僅限於BBU系統內的用戶端-伺服器通訊，還可以轉換為Modbus伺服器，根據請求將收集的資料傳送到主機，在主機和眾多BBU模組之間架起重要橋樑。與此同時，它繼續發揮Modbus用戶端的作用，管理與BBU模組的通訊，並確保資訊是最新且準確的。

本質上，架微控制器具備多功能性和適應性，能夠彈性地充當用戶端和伺服器，促進主機與BBU模組之間的通訊。這種相互聯繫表示其有能力維持穩固的通訊結構，進而提高整個系統的效率 and 可靠性。

## 處理模組的定期充電

根據OCP要求，BBU模組必須定期充電，因為電池包在待機時會漏電。BBU模組每10天只能充電一次，因此架微控制器必須監控和管理哪些BBU模組需要充電。架微控制器透過Modbus協議指令來確定哪些BBU模組需要定期充電，然後啟動相應的定期充電操作。OCP確立的標準決定了系統架構中BBU模組的基本需求。這些模組是系統的關鍵組成部分，必須定期充電，因為電池包在待機期間會發生電流洩漏。換句話說，定期充電是保持最佳性能和運行可靠性的必要操作。

## 系統控制模式

最後，OCP建議增加用戶控制項來覆蓋BBU模組操作。透過Modbus，用戶可以調整單個BBU的運行狀況，以確定其是否需要充電或放電。

## BBU架圖形化使用者介面(GUI)

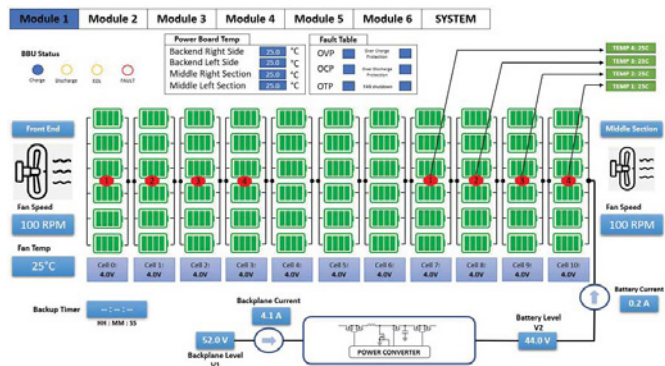


圖3. BBU 模組。

BBU模組GUI分為若干部分，負責向使用者提供重要資訊，以下將詳細介紹具體部分和功能。參見圖3。

1. 模組運行狀態指示燈
2. 模組內部溫度讀數
3. 模組故障指示表
4. 風扇轉速指示（單位：rpm）
5. 電源轉換器指標資訊
6. 電芯資訊（電壓和溫度）

## 模組運行狀態指示燈

GUI上至少有4個LED指示燈：

- ▶ 藍色LED表示BBU模組處於充電工作模式
- ▶ 第一個琥珀色LED表示BBU模組處於放電模式，並為資料中心的背板提供備用電源
- ▶ 第二個琥珀色LED表示BBU模組處於壽命末期(EOL)，需要更換
- ▶ 紅色LED指示BBU模組發生故障

## 模組內部溫度讀數

除了BBU運行狀態外，模組的內部溫度也會顯示在GUI中。電池堆和電源板內至少放置了九個溫度感測器。LTC2991向主MCU提供數位溫度讀數；而ADBMS6948提供電池堆的類比溫度讀數。

## 模組故障指示表

GUI的故障表描述了模組運行期間觸發的不同類型故障。模組故障如下：

- ▶ 過壓保護(OVP)
- ▶ 過流保護(OCP)
- ▶ 過溫保護(OTP)
- ▶ 過放電保護/過充電保護
- ▶ 風扇關停

## 電源轉換器指標

GUI是一項重要資源，可在模組運行時，為電池堆和背板提供重要運行指標。這些指標範圍很廣，涵蓋了輸入、輸出電壓以及電流等關鍵資料。模組運行和GUI之間的這種動態互動讓使用者得以完整即時地瞭解系統性能和能源動態。

## 電芯資訊

GUI會顯示電池堆電芯電壓和溫度水準。這些資料對於確定電池堆的健康狀態(SOH)和充電狀態(SOC)非常重要。

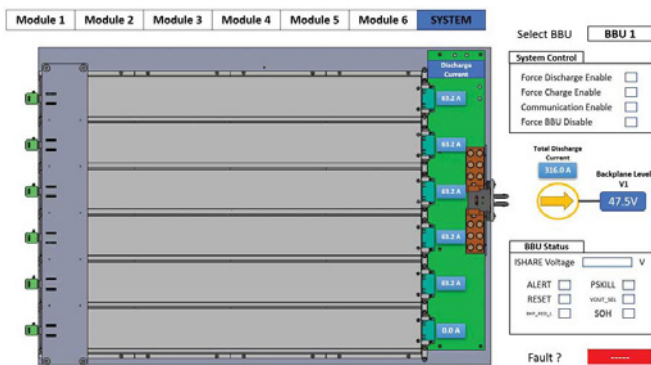


圖4. BBU模組摘要GUI。

BBU模組GUI中有一個包含簡單摘要和使用者控制功能的視窗。這個特定選項卡可以監控所有六個BBU模組，同時支援對特定BBU進行單獨控制，包括執行運行決策。圖4直覺的呈現了相關內容。

- ▶ 位址選擇器
- ▶ 架系統控制
- ▶ 架系統參數
- ▶ 架故障和均流

## 位址選擇器

用戶可以透過策略性地準確選擇BBU槽位址來順利瀏覽指定的BBU模組。這種策略分配並不是隨機的；這是為了防止Modbus通訊衝突而採取的預防措施，通過預定義一組BBU架槽地址來實現。

## 架系統控制

賦予用戶修改BBU操作的許可權，讓使用者可以指令特定BBU模組在運行期間充電或放電。選擇強制放電模式會導致升壓電壓

從48V升高到51V，進而有利於背板供電，同時讓資料中心內的電源單元(PSU)保持運行而不受干擾。這種細微的控制可確保BBU功能與大型基礎設施的無縫運行之間保持卓越平衡。

## 架故障和均流

摘要表中會顯示在六個BBU模組上檢測到的任何故障並通知用戶，可以迅速定位BBU架中任何故障。此外，在BBU模組並行或冗餘操作期間，均流匯流排指示器顯示當背板負載為最大值時，匯流排電壓為7V，當峰值負載操作有效時，匯流排電壓為10.5V。

## 總結

BBU架是實現可靠電源管理系統的關鍵元件。這些架子牢牢地相互連接，為備用電池系統創建了一個穩定的環境，是高效管理的核心樞紐。如此就能實現無縫運行，保持關鍵系統不斷電，避免受到斷電和電壓波動影響。BBU架為資料中心、電信網路和任何需要UPS的環境提供重要保護，其主要使命是確保營運的連續性，提高可靠性，並保持電源基礎設施穩健運行。本系列的下一篇文章將介紹如何為BBU輔助電路選擇合適的元件，其中的標準和建議將有助於為關鍵設備選擇恰當的供電元件，並減少設計不規範問題。

## 參考資料

David Sun. [ [1.1版開放運算計畫開放機架V3 BBU架](#) ]。開放運算計畫，2022年9月。

## 作者簡介

**Christian Cruz**為ADI菲律賓公司的應用開發工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端運算和系統通訊應用的電源管理需求。

**Marvin Neil Solis Cabueñas**畢業於菲律賓馬尼拉德拉薩大學，擁有電子工程學士學位。2021年加入ADI。此前，Marvin曾於Azeus Systems菲律賓公司擔任系統工程師，之後在Technistock菲律賓公司擔任網路工程師（2014年至2017年），並在諾基亞技術中心菲律賓公司擔任研發工程師（2017年至2020年）。他在不同領域擁有超過9年的工作經驗，如嵌入式系統程式設計、數位訊號處理、模擬建模等。目前擔任資深韌體工程師，負責ADI電源事業部的不同專案。目前也正在攻讀菲律賓大學電氣工程碩士學位。

類比對話

# 實現不斷電能源的 智慧備用電池第五部分： 輔助電源系統

應用開發工程師Christian Cruz

助理工程師Ralph Clarenz Matociños

## 摘要

本系列文章的第五部分闡述ADI備用電池單元(BBU)參考設計中輔助電源的重要性。輔助電源包括與主電源輸出一起提供的補充電壓軌，用於支援眾多元件和功能。它對於確保BBU參考設計模組中整合的電源元件的可靠和高效運行十分重要。

## 引言

對於採用先進開放運算計畫(OCP)開放機架第3版(ORV3)架構的資料中心、網路、伺服器 and 存放裝置，電源單元(PSU)和BBU是支援它們正常運行的命脈。中央電源轉換器負責輸送所需的大部分電能。輔助電源元件則扮演著幕後的無名英雄，為了維護包括PSU和BBU在內的整個電源供應生態系統的整體穩健性、可靠性和安全性，其發揮著不可或缺的作用。

在接下來的詳細討論中，我們將研究輔助電源在BBU模組參考設計中發揮的作用，探索其功能和內部機制。透過深入探究輔助電源的複雜性，我們的目的是突顯它為了確保不斷電電力供應和保護重要技術資源免受損害而作出的重大貢獻。

## 備用電源

輔助電源用於提供BBU內的副電源。即使背板電源中斷或不可用，補充電源也會繼續為模組內的元件供電，確保BBU內儲存的關鍵操作能夠順利執行。這種備用電源讓該單元能夠保留和維持重要操作，例如安全轉換過程、周密監控、複雜控制電路管理以及為低功耗元件持續供電。輔助電源透過在停電期間提供持續不斷電的電源，確保模組在需要時能夠分配電力。這反過來可以產生緩衝器的作用，抵禦潛在干擾，並防止發生資料遺失。

## 電壓調節

為使BBU內部的元件達到理想性能，確保其處於恆定平衡和恆定電壓輸出狀態非常重要。在這種情況下，著重強調輔助電源的重要性也不為過，因為它充當關鍵的保護措施，可以監督BBU模組複雜架構內電壓控制的敏感區域。輔助電源持續監測輸出電壓，在嚴格定義的容差範圍內對電壓進行精細調整，使其保持穩定。

這種調節猶如一道堅實的屏障，有效地保障了BBU與其關聯元件之間的互動。輔助電源確保能源供應穩定可靠，防止電壓波動，避免引發故障、資料損壞或物理損害。

輔助電源透過精密校準發揮關鍵作用。它不僅讓模組保持高效運行，還能保護所連接的元件。憑藉卓越的精密度和可靠性，資料中心的PSU、BBU和一系列相關元件能夠獲得更長的使用壽命、更高的效率和持久的運行活力。

# 散熱和風扇控制

有效的散熱管理對於防止電氣設備過熱非常重要。BBU內部的風扇由輔助電源供電並進行協調。此散熱過程有助於保護BBU和受支援元件。這種組合利用輔助電源來管理風扇轉速，創造平穩高效的散熱環境。如此一來，系統能夠實現良好平衡，保持理想工作溫度，防止過熱造成破壞性影響。

熱量的耗散涉及熱動力學中複雜的相互作用。該系統會管理熱量，防止因過熱而導致故障。精心的溫度調節和輔助電源可提高性能和可靠性。

# 保護和安全特性

BBU具有一系列重要的安全和防護特性，可保護所連接的元件和電源轉換器。為了實現這些功能的部署和監督，輔助電源的整

合非常重要。輔助電源支援一系列主動保護措施，包括過壓、過流和短路保護以及溫度監控等。輔助電源透過連續即時檢查各種參數，確保對異常或問題做出快速反應。這種快速啟動的保護機制有效地避免了對PSU及其連接元件的損害，減輕了電氣危險，並顯著提高系統的整體安全性。

# 診斷評估

BBU在向連接的元件供電之前，會定期進行自診斷測試以驗證其功能。在此過程中，輔助電源會提供啟動和結束診斷程式所需的電壓和控制訊號。這種自我評估有助於及時檢測BBU內的潛在故障，包括元件問題或電壓異常。輔助電源的參與有助於透過及早識別和查明故障來增強PSU的性能，並延長其使用壽命。這種主動方法讓PSU工作更可靠，準備更充分，確保不斷電供電，並大幅降低系統發生故障的風險。

Power Tree - ADI OCP ORV3 BBU Rev2 Reference Design

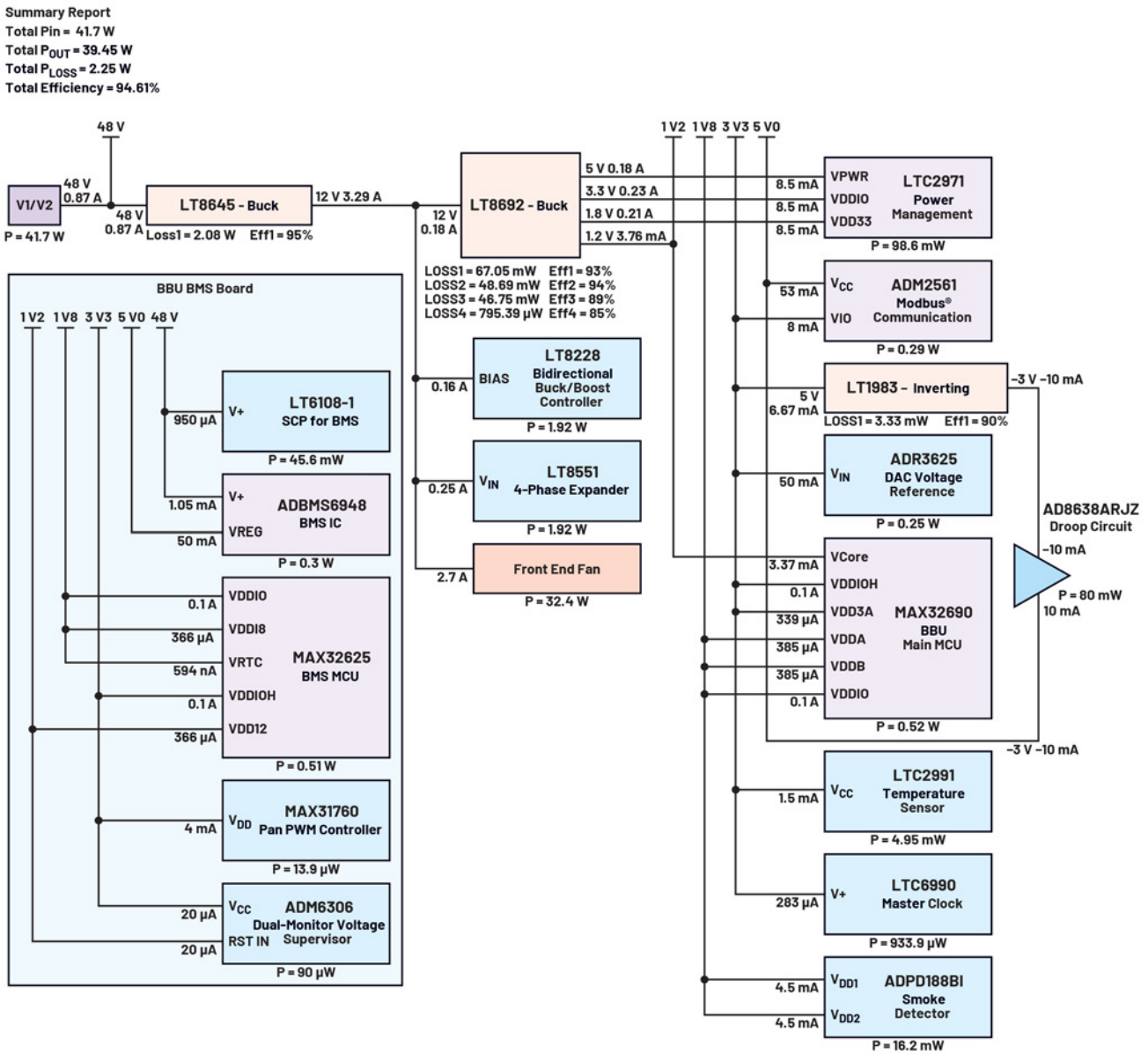


圖1. BBU模組在充電和放電過程中的輔助電路設計。

Summary Report  
 Total P<sub>IN</sub> = 1.67 W  
 Total P<sub>OUT</sub> = 1.03 W  
 Total P<sub>LOSS</sub> = 0.64 W  
 Total Efficiency = 61.48%

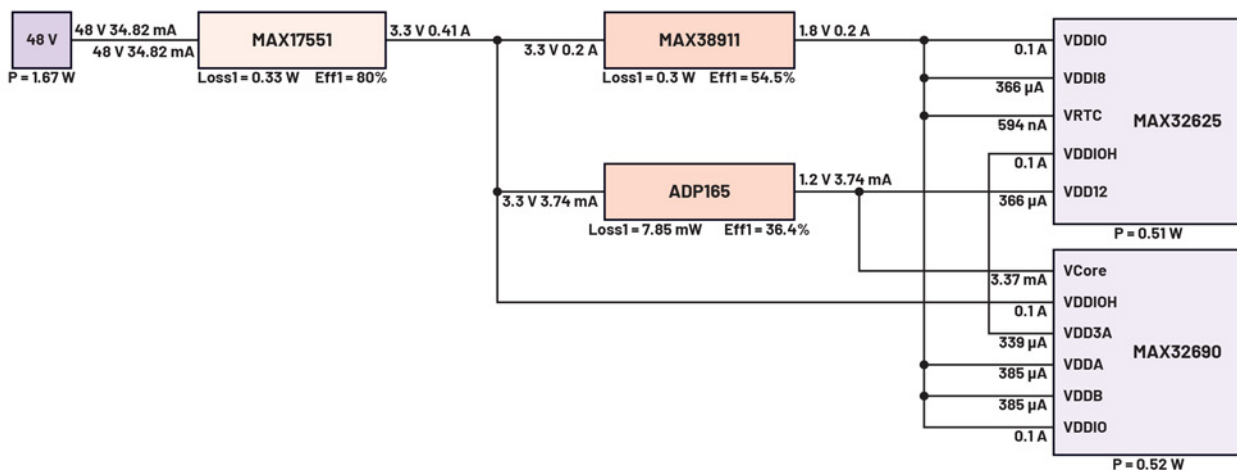


圖2. BBU模組在休眠模式下的輔助電路設計。

ADI的電源設計工具LTpowerCAD®提供專為BBU輔助電源設計的客製化工程見解和元件性能資料。如此強大的組合成功地加快了複雜的電氣評估過程，縮短原型設計階段，並大幅加速輔助電源電路的整體開發進程。這會明顯減少審查所花費的時間，大幅降低電路設計的複雜性。

圖1展示了為優化充電模式或放電模式下BBU運行期間的能量流而設計的輔助電路，其中體現龐大的工程工作量。圖2則顯示了BBU休眠模式下的低功耗輔助電路，它採用低壓差(LDO)穩壓器和單通道降壓轉換器。

為了為此類電源轉換器、微控制器和其他周邊供電，BBU模組輔助電路包含表1所列的六個電壓軌。

表1. BBU電壓軌

充電或放電工作模式	休眠工作模式
▶ 12 V偏置軌	
▶ 5 V、3.3 V、1.8 V和1.2 V偏置軌	▶ 3.3 V、1.8 V和1.2 V偏置軌
▶ -3.0 V偏置軌	

## BBU充電或放電工作模式下的輔助電源

### 12 V偏置軌

LT8645S為一款高壓同步降壓控制器，具有高達8 A的驚人負載能力。其主要功能是以非常高的精度將48 V背板電壓電源高效轉換為12 V輔助電壓電源。該元件整合了旁路電容，這使其有別於其他高壓降壓控制器。此一策略性選擇不僅可以減小PCB尺寸，而且巧妙地解決了快速電流迴路和電磁干擾(EMI)發射等難題。這種組合顯著提升整體效率，增強控制器優化能耗的能力。

12 V偏置軌為電源轉換器、風扇電源和電流共用匯流排電路等基本元件提供支援。12 V偏置軌充當這些關鍵元件的主要能源通道，促進系統實現無縫運行和高性能。這些元件在電源下有機結合在一起，其中LT8645在增強效率和功能方面發揮著關鍵作用。

### 5 V、3.3 V、1.8 V和1.2 V偏置軌

採用四通道同步降壓控制器LT8692S是一個經過深思熟慮的選擇，目的在提供多種輸出：5 V、3.3 V、1.8 V和1.2 V。這種調整對於適應降低的輔助電壓以與較低的匯流排電壓保持一致尤為重要。該控制器在一個以2 MHz頻率運行的單一振盪器的引導下，確保其輸出的精密度和同步性。

該元件真正的獨特之處在於整合了電容，此一特性有效降低了佈局對EMI的敏感性，有助於滿足嚴格的EMI性能要求。因此，其與雜訊敏感的設定和應用的相容性顯著增強。四通道架構具有高整合度特點，不僅節省空間，而且設計方法更加簡潔高效。

為了解釋其使用方式，5 V偏置軌為放大器電源軌、Modbus UART驅動器、數位溫度感測器和電源管理元件供電。3.3 V、1.8 V和1.2 V輸出分別為EEPROM元件、主微控制器單元(MCU)和電池管理系統(BMS) MCU供電。

### -3.0 V偏置軌

LTC1983為驅動BBU的運算放大器提供關鍵的-3 V電源軌，是電荷泵反相器的明智選擇。該元件僅需一對附加電容即可支援高達100 mA的輸出負載，這證明其固有效率非常高。值得注意的是，這種高效率得益於其微小的外型尺寸，此一設計特性賦予了它獨特的優勢——在BBU電源板上僅需1 mm空間即可發揮作用。

## BBU休眠工作模式下的輔助電源

### 3.3 V、1.8 V和1.2 V偏置軌

MAX17551是一款性能突出的同步降壓轉換器，可將電池堆的48 V電壓轉換為穩定的3.3 V輸出。此電壓充當一個重要通道，在主MCU和BMS MCU處於休眠模式時將電力輸送至其數位通用接腳。選擇此款降壓轉換器是因為它具有以下優勢：輸入電壓範圍寬廣，從4 V到60 V，通用性強；外型精巧，節省空間；運行效率卓越，最低功耗不到10 mW。這些特性的融合使其成為提高電池堆整體耐用性和續航能力的優選解決方案。

ADP165 LDO穩壓器實現了更為複雜的降壓功能，可準確地將電源電壓從3.3 V降至1.2 V。這種有針對性的降壓可作為主要能源，為主MCU和BMS MCU的核心操作供電。在微控制器電路中巧妙地整合LDO穩壓器可以改善電壓調節，顯著降低雜訊，簡化設計架構，提升運行效率，並提升可靠性標準。此外，ADP165的功耗不到15  $\mu$ W，因此系統能耗大幅降低，電池的續航時間顯著延長。

最後，為了供應類比和USB電源電壓以及其他一些核心電壓，系統採用了MAX38911，它能準確地將電源電壓從3.3 V降至1.8 V。此LDO穩壓器可以輸送高達500 mA的負載電流，足以提供微控制器所需的負載電流。該電源轉換器在低功耗模式下消耗約19.2  $\mu$ A的電源電流，因而適合休眠工作模式。

有鑑於輔助電源在充電或放電操作期間的效率高達94%，而在休眠模式期間的效率為62%，為了保持一致的理想性能，著重強調回應式熱管理的重要性並不為過。為輔助電路選擇適當元件的意義不僅在於提升普通功能；更關鍵的是，這構成了在BBU不同工作狀態下的設計完整性的基礎。借助該策略可以預測整

體功耗，並估算電池的使用壽命。此外，其支援以經濟有效的方式改善輔助電路的性能，最終全面提升該單元的整體效率。<sup>1</sup>

## 總結

在本系列的最後一篇文章中，輔助電源被描述為BBU的關鍵元件，負責協調各種重要功能。其功能涉及許多關鍵責任，這些責任對於BBU的平穩、可靠、安全運行都非常重要。輔助電源作為後備電源，如同保護盾，負責調整電壓水準、管理散熱風扇電源、採取保護措施以及開展開機自我檢視等。這些操作精妙地相互作用，以提供不斷電供應系統，保護元件，並延長整個系統的壽命。

輔助電源是為類比和數位元件提供可靠補充電源的關鍵因素。隨著輔助電源技術的進步，資料中心PSU和BBU的效率和安全性不斷提升，功耗不斷降低，推動創新達到新的高度。我們不斷變化的技術世界對電源的需求日益增加，而持續的技術進步是對這種需求的有力回應，不僅塑造了我們的當下，也影響著未來的電氣化。

本系列文章的每一篇都是一份全面性的資源，提供了準確的指導，協助設計和應用工程師獲得必要的見解，以便基於OCP ORV3 BBU提供的複雜規範建構更智慧、更可靠、更具成本效益的解決方案。為此，文中提供了詳盡的元件選型流程、周全的操作指南、工程設計方法以及具體的程式性建議。

## 參考文獻

<sup>1</sup> David Sun。[ [開放運算計畫開放機架V3 48 BBU 1.3版](#) ]。開放運算計畫，2022年11月。

## 作者簡介

Christian Cruz為ADI菲律賓公司的應用開發工程師。他擁有菲律賓馬尼拉東方大學的電子工程學士學位，在類比和數位設計、韌體設計和電力電子領域擁有超過12年的工程經驗，包括電源管理IC開發以及AC-DC和DC-DC電源轉換。他於2020年加入ADI，目前負責支援基於雲端運算和系統通訊應用的電源管理需求。

Ralph Clarenz Matociños畢業於菲律賓馬尼拉Pamantasan ng Lungsod ng Maynila (PLM)，擁有電子工程學士學位。他在類比和數位設計以及電力電子領域，包括電池管理系統IC開發和DC-DC電源轉換方面擁有超過一年的工程經驗和專業知識。

瀏覽ADI線上支援論壇，與ADI技術專家互動。提出您的棘手設計問題、並參考常見問題解答，或參與討論。

[ez.analog.com](http://ez.analog.com)

 ADI EngineerZone™



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。