

隔離式雙向功率轉換器的數位控制

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具有標準的正向功率傳輸 (FPT) 功能外，並支援反向功率傳輸 (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驗證。實際應用顯示，在兩個能量傳輸方向上，轉換效率始終高於 94%。

■文：Juan Carlos Rodriguez
ADI 功率轉換系統工程師

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 年時，這些系統會為電網增加 1 TWh 的容量。¹ 在不久的將來，如此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）。

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

圖 1：模組化 ESS 的挑戰

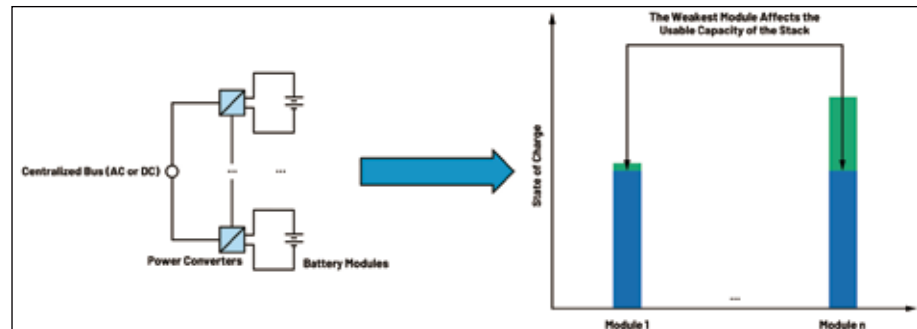
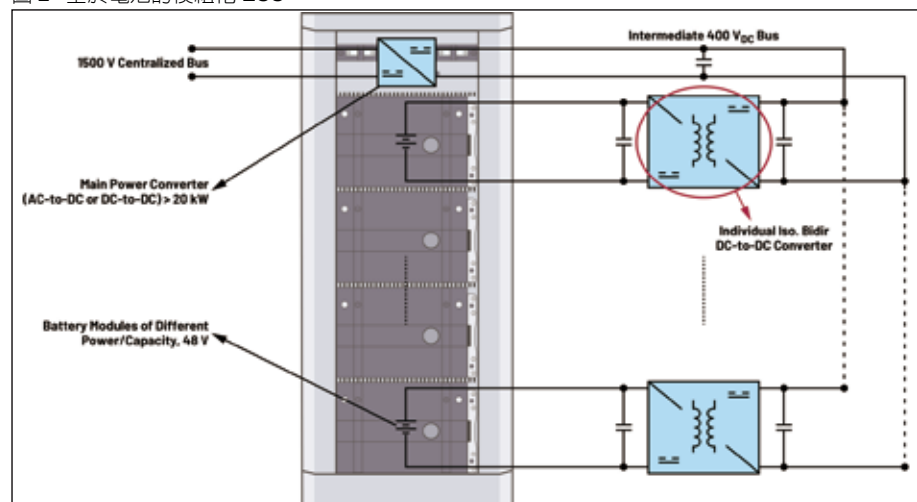


圖 2：基於電池的模組化 ESS



器以及高達 1500 V 的集中式母線²。

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。如此便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構建），使其支援雙向操作，如此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，而且其通常基於微控制器單元（MCU）。³ 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⁴。

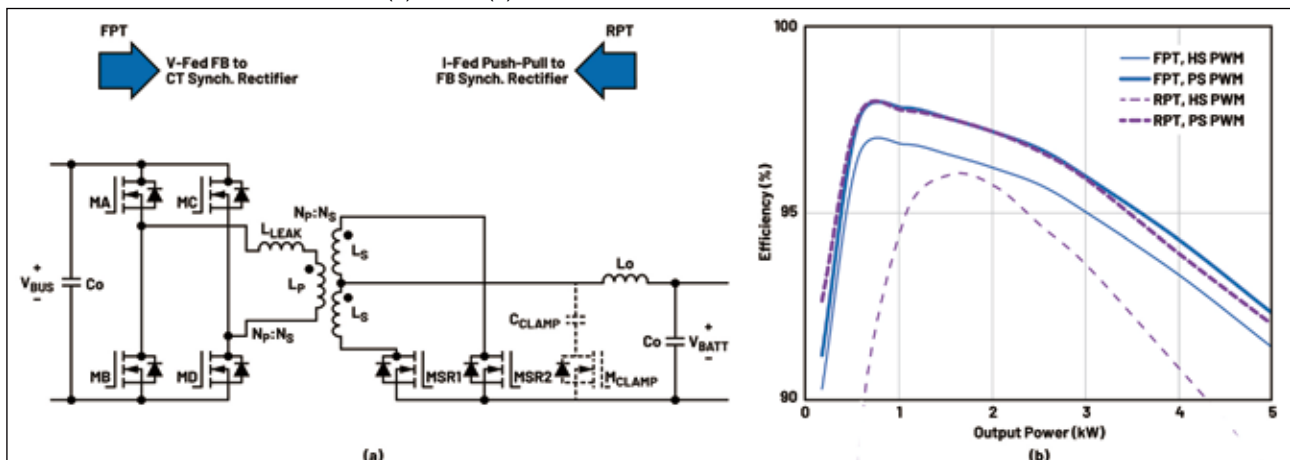
- 微控制器依賴於軟體，包含的狀態數量較多，被認為不穩定，因此在 IEC 61508 標準制定之前，

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（作為可配置裝置）仍然是數據驅動的，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。
- 相較於專用控制器中的整合安全功能，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 為一款專為隔離式 DC-DC 高功率轉換而設計的數位控制器，其提供了一系列功能來提高效率和安全性，包括：可編程過電流保護（OCP）、過壓保護（OVP）、欠壓保護（UVLO）和過溫保護（OTP）。該控制器與市場上許多現成的等效元件一樣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。下一部分將探討對 FPT 和 RPT 模式而言都很重要的層面，亦即目標 DC-DC 轉換器的效率，在調整過程開始之前必須瞭解這一點。

圖 3：功率轉換拓撲模擬：標準操作中的 (a) 模型和 (b) 效率



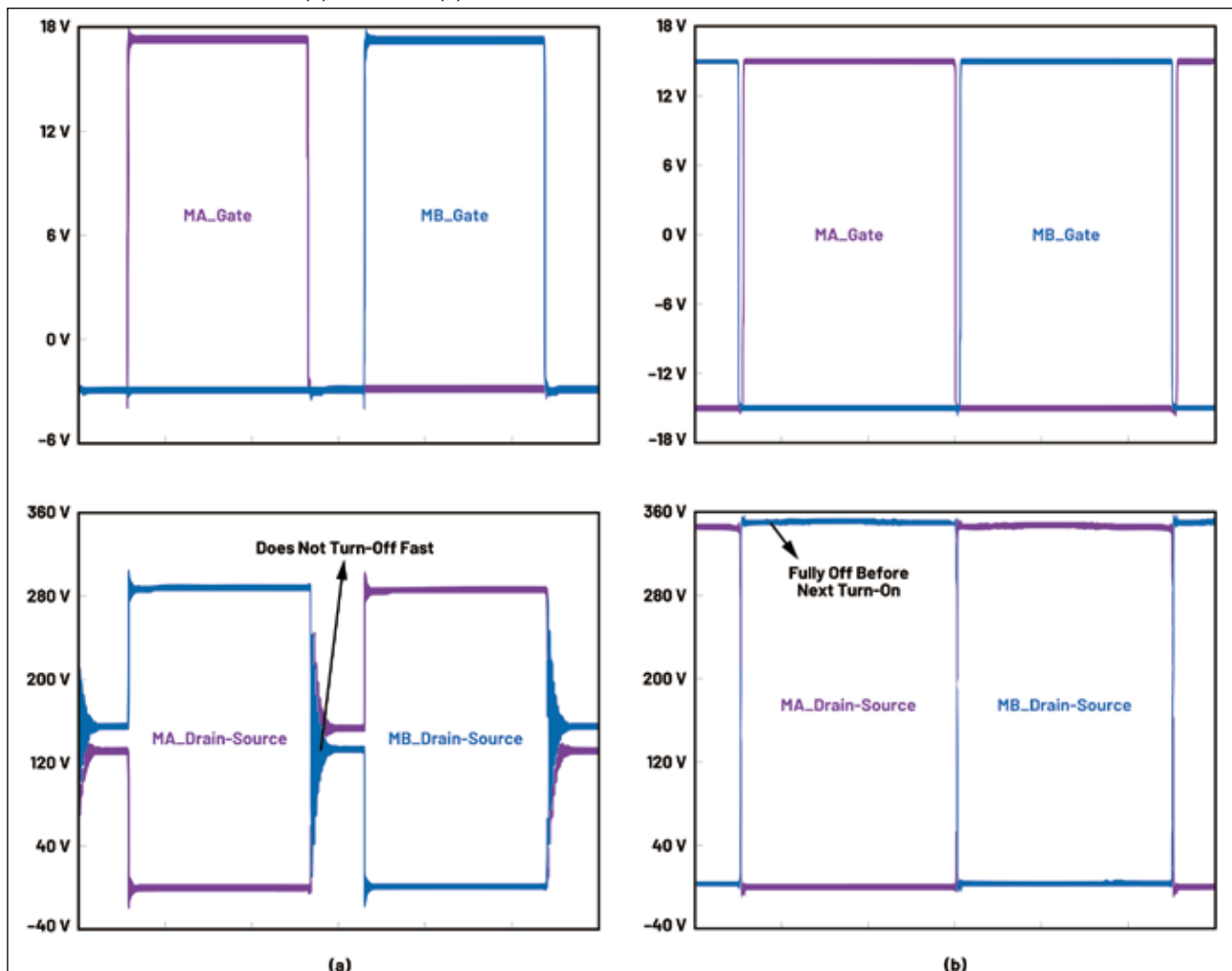
實現高效能量轉換

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一⁵。

表 1: 模擬研究參數

電路參數	值
額定直流母線電壓	VBUS= 400 V (DC)
額定電池電壓	VBATT= 48 V (DC)
開關 MA、MB、MC、MD	SCT3017AL 650 V/18 A SiC MOSFETs
開關 MSR1、MSR2、MCLAMP	IPB065N15N3 150 V/136 A MOSFETs
變壓器	Np/Ns = 6:1 ; Lm = 50 μ H ; LLEAK=0.1 至 1 μ H
扼流圈電感	Lo = 50 μ H
箝位電容	CCLAMP= 1 μ F
母線電容	Co = 10 μ F
開關頻率	100 kHz(有效 200 kHz)

圖 4: 初級開關被動到主動轉換: (a) HS PWM, (b) PS PWM



此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 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 FTP 進行比較時，

這一點更加突出。為了改善操作，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。

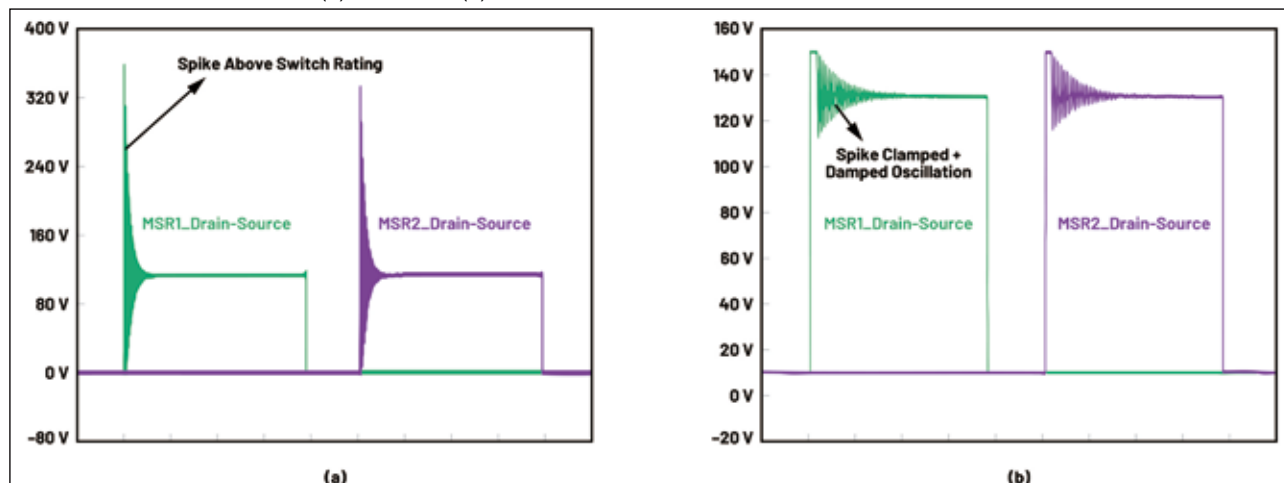
■軟開關：圖 4a 顯示在此種低漏感設計中，當使用常規 PWM 時，初級開關 MA 和 MB 在被動到主動開關轉換過程中不會快速關斷。此種狀況會在整個系統中產生較高的開關損耗。在此種情況下，使用相移 (PS) PWM (亦稱零電壓開關 (ZVS) 或軟開關) 有助於在這些轉換期間將漏源電壓降至零。為此，我們可以提供與負載相關的適當死區時間，使得開關的漏源電容可以完全放電。應用相移的結果如圖 4b 所示。

■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而浪費能量，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⁶。如此可以進一步提升該架構的效率。應用某種形式主動箝位的結果如圖 5b 所示。

進行這些策略後，5 kW 時 RPT 模式下的轉換器效率從不足 80% 提升到 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 個可編程 PWM 輸出以形成開關時序，並提供 2 個可

圖 5: 初級開關被動到主動轉換：(a) HS PWM，(b) PS PWM



配置為主動箝位吸收器的 GPIO。此兩種功能都可以在用戶友好的 GUI 中輕鬆編程實現。有關該數位控制器的這些和其他功能的優勢，請參閱 ADP1055-EVALZ 使用者指南了解標準 FPT 應用考量。

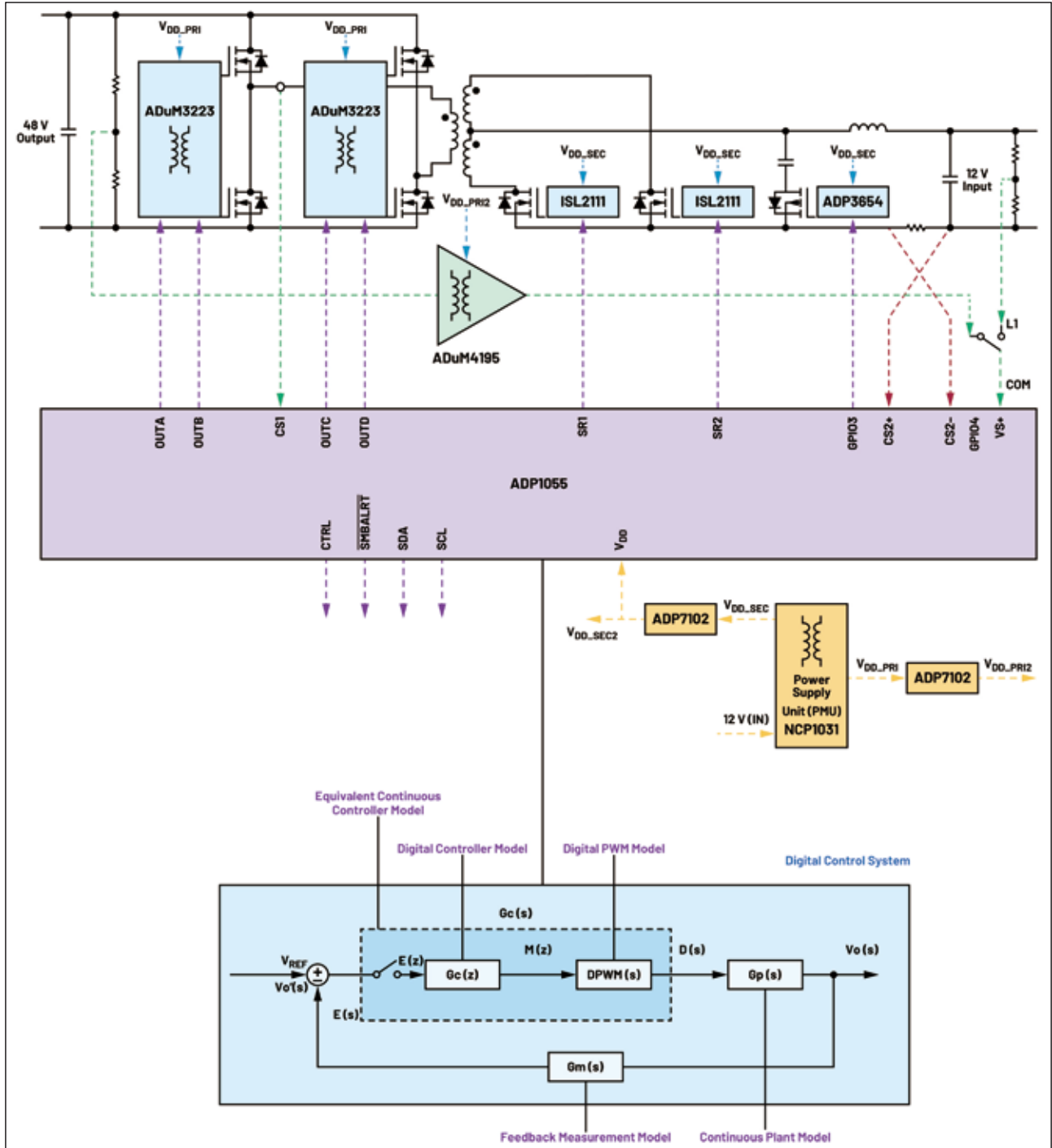
確定實現可行效率水準的機制 (對於本應用的 FPT 和 RPT 模式均適用) 後，接下來我們探討如何調整以適應 RPT。

適應反向功率傳輸

為了展示所研究的應用在 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：

- 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 54 ns) 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。

圖 6: 訊號鏈利用專用數位控制器來適應 RPT

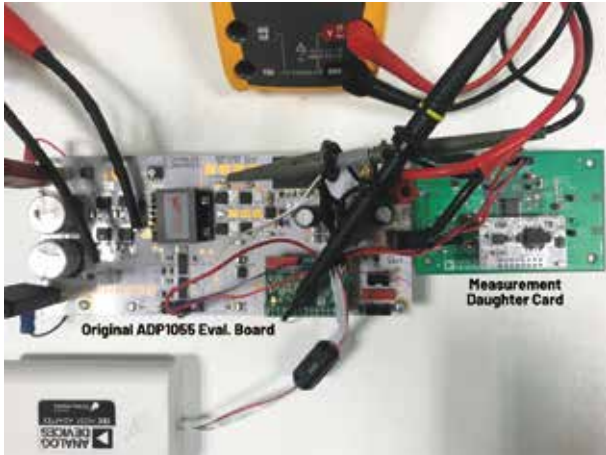


- 在測量部分，分流電阻上的電流測量端子產生交換，以便在控制器的端子 CS2+ 和 CS2- 上以正確的方向測量整個轉換器的變壓器次級的輸出電流。
- 最後，隔離式放大器 ADuM4195 用於安全、準確地測量直流母線電壓。在 RPT 模式下，直流母線

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（從高壓一次側到低壓控制側）、多達 4.3 V 的寬

圖 7: RPT 概念驗證的實驗裝置



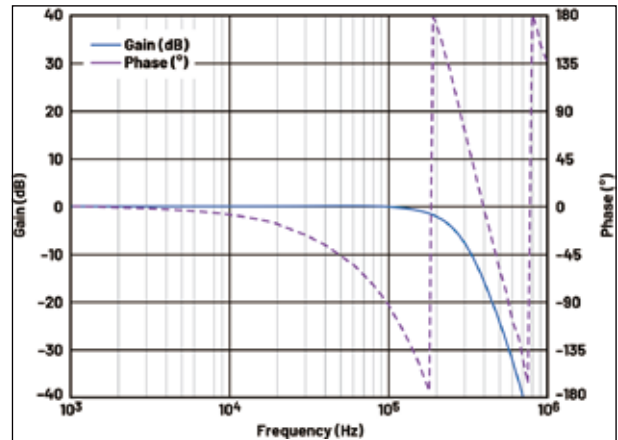
廣輸入範圍以及精度約為 0.5% 的基準電壓外，ADuM4195 還有高達 200 kHz 的最小頻寬。相較於典型的並聯穩壓器和光耦合器解決方案，其支援實現更快的迴路操作，進而提供更好的瞬態響應，這對於應用在 125 kHz 開關頻率下的運行非常重要。圖 7 顯示了最終的實驗裝置，圖 6 中增加的硬體在基於 ADuM4195 的測量子卡中實現，該子卡已增加到 ADP1055-EVALZ 使用者指南中的原始評估板中。

圖 6 (下) 並描述了為適應 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，來實現正確的穩態響應。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 $G_p(s)$ ⁷。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，此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 $G_m(s)$ 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 的頻率響應



- 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，這在此種非最小相位升壓式轉換器設備中是必要的。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 $G_c(s)$ ⁹。因此，首先增加一個運算延遲 ($\times z^{-1}$)，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

$$\left(z = \frac{(4f_{sw} + s)}{(4f_{sw} - s)} \right) \text{ and}$$

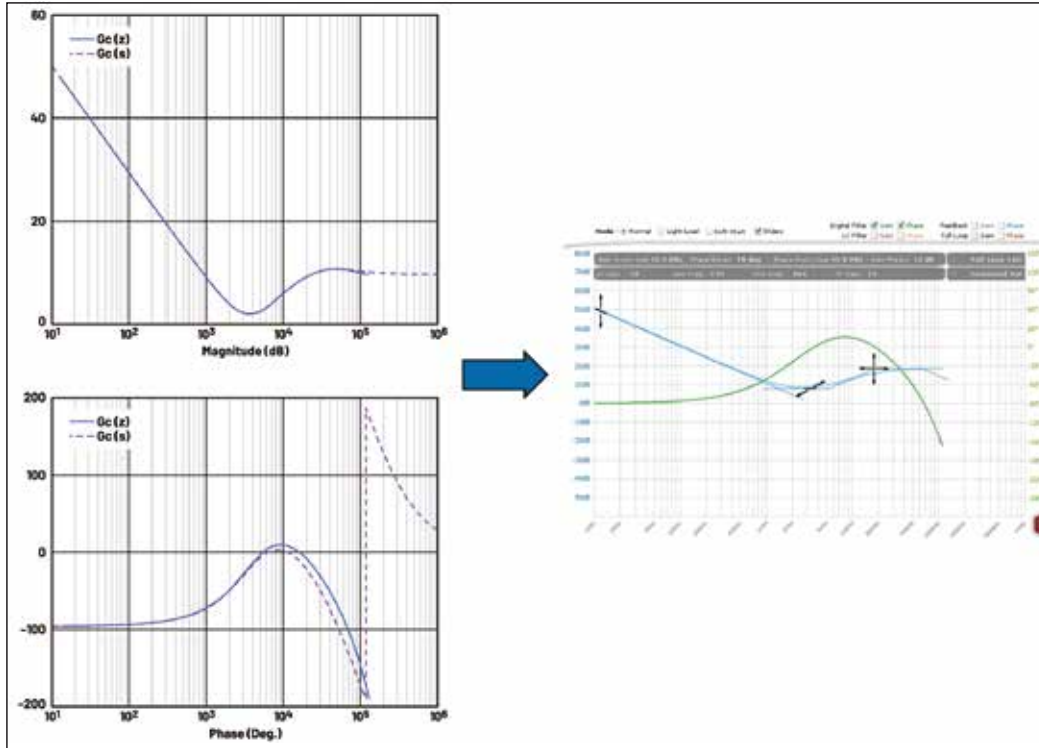
和 (b) Padé 近似模擬離散 PWM (DPWM) 延遲 ($T_{sa}/2=1/4f_{sw}$)，使得：

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

- 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

圖 9: ADP1055 上配置的數位濾波器回應

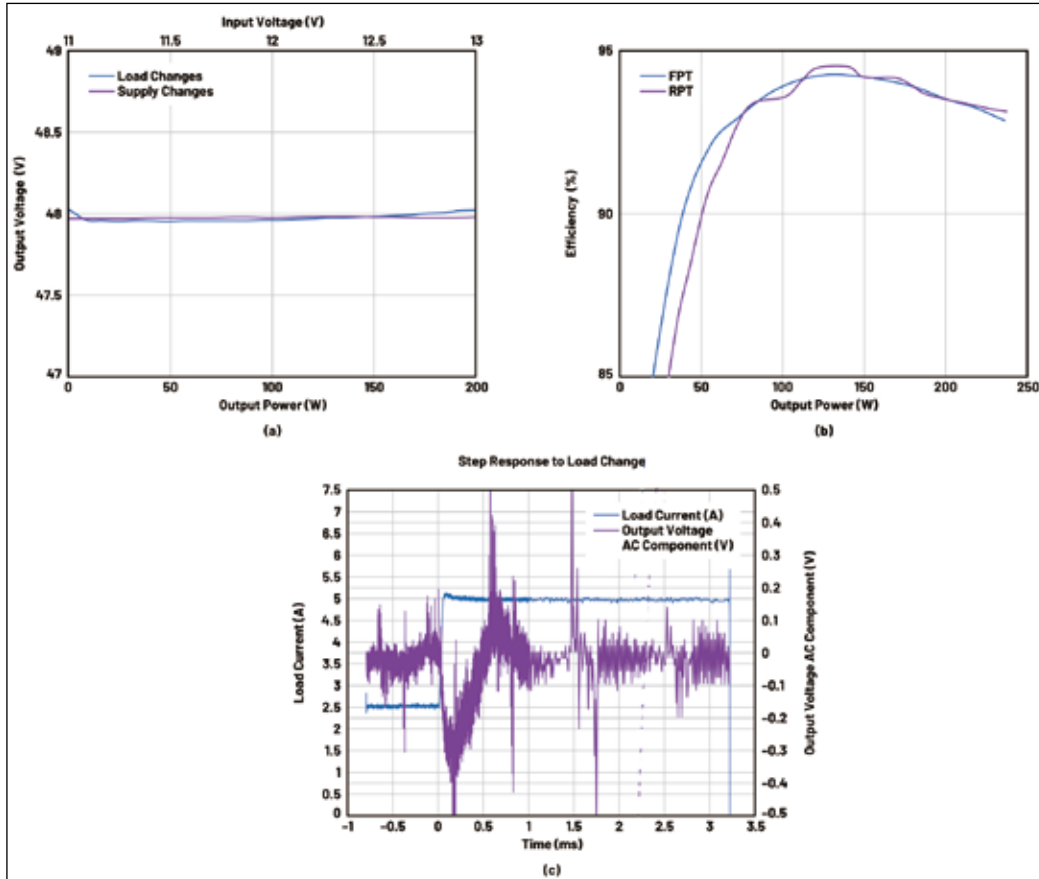


$G_c(s)$ 中常數的最終值對於確保運行可靠非常重要。一旦透過設計實現了穩定的開迴路轉換函數，控制器就會變換回數位域。圖 9 (左) 顯示所設計的數位濾波器的頻率響應 $G_c(z)$ ，利用圖 9 (右) 中 ADP1055 的 GUI 可以透過圖形化方式輕鬆配置該濾波器。

我們還配置了上一節中研究的提升效率功能 (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⁹。

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

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



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 μ s)。我們觀察到，較低的過沖，稍慢的建立時間，構成穩定的瞬態響應。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，能更快獲取收益。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。

參考電路

¹ 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。

² Gerard Reid 和 Javier Julve。「Second Life-Batterien als flexible Speicher für Erneuerbare Energien」。Bundesverband Erneuerbare Energie e.V. (BEE)，2016 年 4 月。

³ Hrishikesh 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。

⁴ Tom Meany。「功能安全的理想電源監視器」。EngineerZone，2020 年 6 月。

⁵ 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。

⁶ 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。

⁷ Robert W. Erickson 和 Dragan Maksimović。電力電子基礎，第二版，Spring，2001 年 1 月。

⁸ Simone Buso 和 Paolo Mattavelli。電力電子數位控制，第二版，Morgan & Claypool Publishers，2015 年 5 月。

⁹ 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。

CTA

COMPOTECHAsia 臉書

每週一、三、五與您分享精彩內容

<https://www.facebook.com/lookcompotech>