

用於電流模式 DC-DC 轉換器的一致性 LTspice AC 模型

■作者：Wei Gu / ADI 應用總監

簡介

當電源設計人員想要大致瞭解電源的回饋迴路時，他們會利用迴路增益和相位波特圖。知道迴路回應可進行預測有助於縮小回饋迴路補償元件的選擇範圍。產生增益和相位圖的精準方法是：在試驗台上連接電源，並使用網路分析儀；但在設計的早期階段，大部分設計人員會選擇採用電腦模擬，透過模擬快速確定大致的元件選擇範圍，並且能更直覺瞭解迴路對參數變化的回應。

本文主要研究適用於電流模式控制電源的回饋控制模型。電流模式控制在切換模式 DC-DC 轉換器和控制器中相當常見，相較於電壓模式控制，它具有多項優勢：更卓越的線路雜訊抑制、自動過流保護、更易於進行並聯操作，以及得到改善的動態回應。

設計人員已經可以採用大量電流模式電源平均模型。有些模型的精準度達到切換頻率的一半，可以匹配不斷增高的轉換器頻寬，但只適用於有限的拓撲，例如降壓、升壓，以及降壓 - 升壓拓撲（非 4 開關降壓 - 升壓）。遺憾的是，適用於 SEPIC 和 Cuk 等拓撲的 3 埤或 4 埤平均模型的精準度還達不到切換頻率的一半。

本文將介紹 LTspice 模擬模型，其精準度達到切換頻率（甚至是相對較高的頻率）的一半，適合多種拓撲，包括：

- 降壓
- 升壓
- 降壓 - 升壓
- SEPIC

■ Cuk

- 順向式
- 反馳式

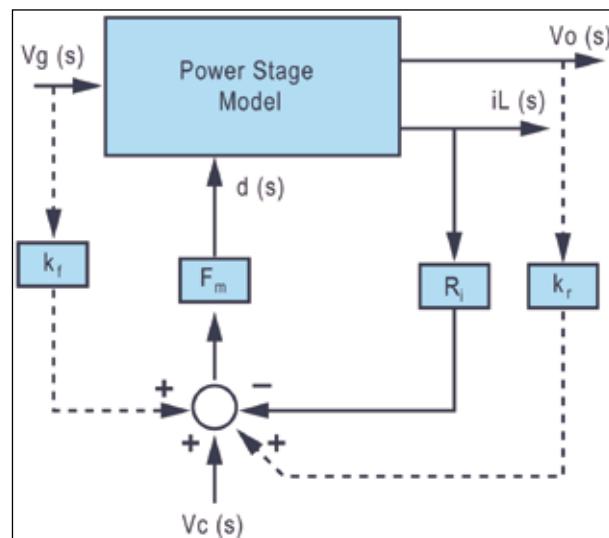
本文展示分段線性系統 (SIMPLIS) 結果模擬，以確定新模型的有效性，並舉例說明模型的具體應用。在一些示例中，使用測試結果來驗證模型。

電流模式控制模型：簡要概述

在這部分，我們將重申關於電流模式控制模型的一些要點。為了更全面地瞭解電流模式模型，請參閱文末「參考資料」部分中提到的文章。

電流迴路的作用在於：讓電感電流循著控制訊號的路線行進。在電流迴路中，平均電感電流資訊被回饋給具有檢測增益的調變器。調變器增益 F_m 可透過幾何計算得出，前提是，假設恆定電感電流

圖 1：電流模式控制的平均模型，繪圖：R. D. Middlebrook。



斜坡上升，外部補償電流也斜坡上升。為了模擬電感電流斜坡上升變化的影響，我們在模型中額外增加了兩個增益：前饋增益 (k_f) 和回饋增益 (k_r)，如圖 1 所示。

為了將圖 1 所示的平均模型的有效性擴展到高頻範圍，科研人員基於離散時間分析和樣本資料分析的結果，提出了幾種經過改良的平均模型。在 R. B. Ridley 的模型（參見圖 2）中，採樣保持效應可以用 $He(s)$ 函數等效表示，它可以插入連續平均模型的電感電流回饋路徑中。由於該模型是從離散時間模型演化而來，所以能夠準確預測次諧波振盪。

圖 2：經過改良的電流模式控制的平均模型，繪圖：R. B. Ridley。

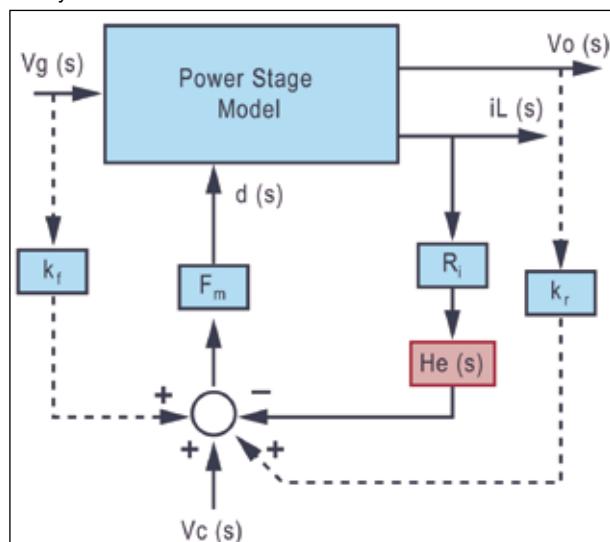
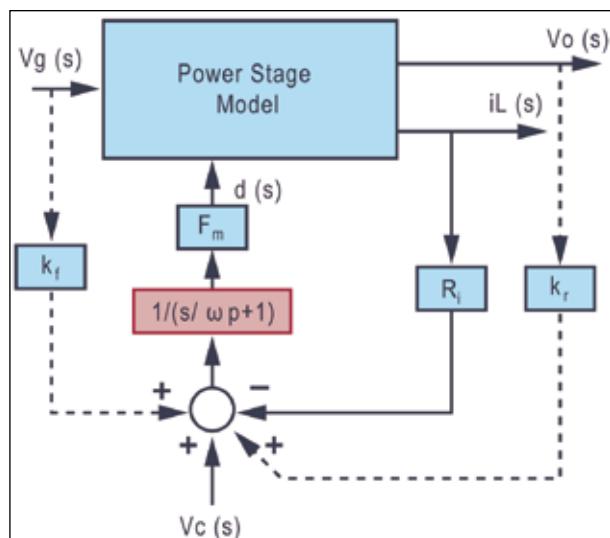


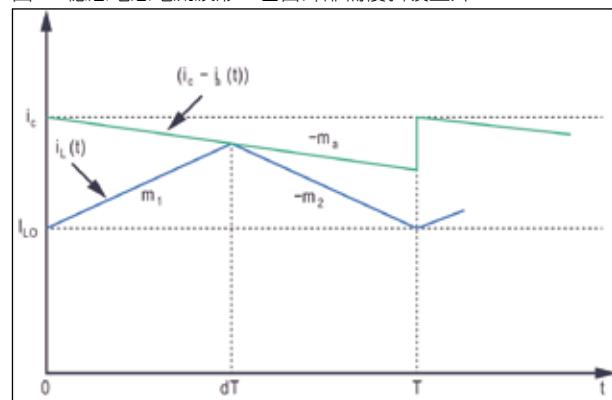
圖 3：經過改良的電流模式控制的平均模型，繪圖：F. D. Tan



另一種經過改良的平均模型由 F. D. Tan 和 R. D. Middlebrook 提出。為了考慮電流迴路中的採樣效應，必須在源自低頻模型的電流迴路增益上再增加一個極點，如圖 3 所示。

除了 R. B. Ridley 的模型外，R. W. Erickson 提出的電流控制模型也很受歡迎。電感電流波形如圖 4 所示。

圖 4：穩態電感電流波形，包含外部補償斜坡上升。



平均電感電流表示為：

$$\langle i_L(t) \rangle_T = \langle i_c(t) \rangle_T - M_a dT - \frac{d^2 T}{2} m_1(t) - \frac{(1-d)^2 T}{2} m_2(t) \quad (1)$$

其中 i_L 表示檢測到的電流， i_c 表示誤差放大器發出的電流命令， M_a 表示人為補償斜坡， m_1 和 m_2 分別表示輸出電感電流的上升和下降斜坡。擾動和線性化結果：

$$\hat{d}(t) = \frac{1}{M_a T} \left[\hat{i}_c(t) - \hat{i}_L(t) - \frac{D^2 T}{2} \hat{m}_1(t) - \frac{(1-D)^2 T}{2} \hat{m}_2(t) \right] \quad (2)$$

根據此公式和規範開關模型，可以得出電流模式轉換器模型。

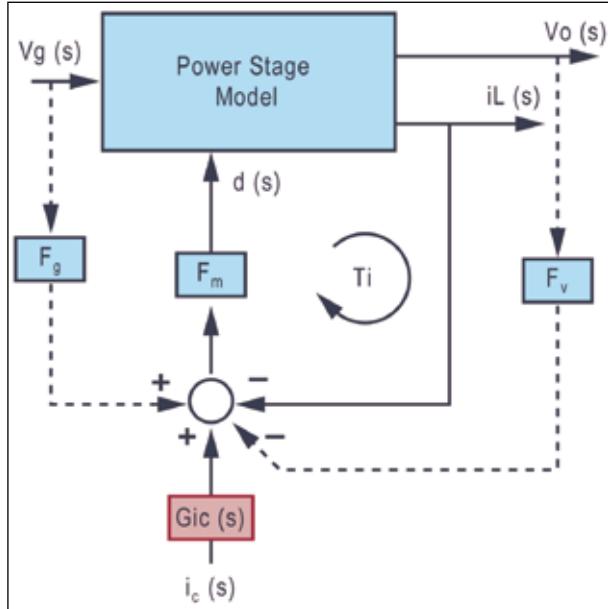
一個經過改良的新平均模型

R. W. Erickson 的模型可以協助電源設計人員從物理角度深入瞭解，但其精準度還不到切換頻率的一半。為了將該模型的有效性擴展到高頻範圍，我們基於離散時間分析和樣本資料分析的結果，提出了一種經過改良的平均模型（參見圖 5）。

根據電感動態採樣資料模型，可以得出：

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_C(s)} = \frac{1-\alpha}{1-\alpha e^{-sT}} \frac{1-e^{-sT}}{sT} \quad (3)$$

圖 5: 提出的經過改良的電流模式控制平均模型。



其中， T 為切換週期，

$$\alpha = -\frac{1 - \frac{m_d}{m_2}}{\frac{1 - D}{D} + \frac{m_d}{m_2}} \quad (4)$$

可以得出圖 5 所示的模型的 $G_{ic}(s)$:

$$G_{ic}(s) = \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right) \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha e^{-sT}} \frac{1 - e^{-sT}}{sT} \quad (5)$$

其中 ω_c 是內部電流迴路 T_i 的穿越頻率，如圖 5 所示，關於各種拓撲的值 ω_c ，請參見表 1。

表 1: 不同拓撲的內部電流迴路交叉頻率 (ω_c)

Topologies	Current Lod(ω_c)
Buck	$V_{IN}/L/M_a/T$
Boost	$V_O/L/M_a/T$
Buck-boost, Ćuk*	$(V_{IN} - V_O)/L/M_a/T$
SEPIC*	$(V_{IN} + V_O)/L/M_a/T$
Flyback**	$(V_{IN} + V_O/N_{SP})/L/M_a/T$
Forward**	$V_{IN} \times N_{SP}^2/L/M_a/T$

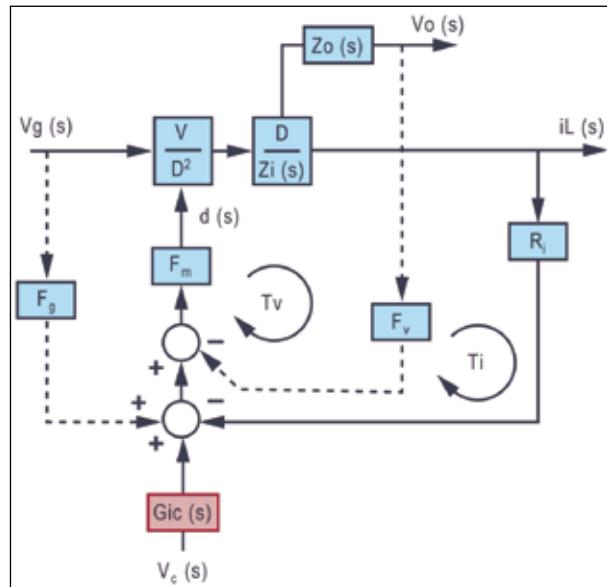
* 對於兩個單獨的電感， $L=L_1 \times L_2 / (L_1 + L_2)$

** N_{SP} 是次級與初級的匝數比

降壓轉換器示例

在圖 5 中，我們將 F_v 回饋迴路與 i_L 回饋迴路並聯。我們也可以將 F_v 回饋迴路作為 i_L 回饋迴路的內部迴路。圖 6 顯示了包含附加的 $G_{ic}(s)$ 級的完整降壓轉換器模型。

圖 6: 經過改良的降壓轉換器平均模型的框圖。



控制至輸出傳遞函數 $G_{vc}(s)$ 為

$$G_{vc}(s) = Z_o(s) \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} G_{ic}(s) \quad (6)$$

電流迴路增益 $T_i(s)$ 和電壓迴路增益 $T_v(s)$ 可以透過以下公式計算得出：

$$T_i(s) = \frac{R_i}{Z_o(s)F_v} \frac{T_v(s)}{1 + T_v(s)} \quad (7)$$

和

$$T_v(s) = F_m \frac{V}{D} \frac{Z_o(s)}{Z_i(s)} F_v \quad (8)$$

其中：

$$\begin{aligned} F_v &= \frac{(1-2D)T}{2L}, \\ F_m &= \frac{1}{M_a T}, \\ Z_o(s) &= \frac{R_o}{1 + sC_{out}R_o} \text{ and} \\ Z_i(s) &= \frac{R_o}{1 + sC_{out}R_o} + sL \end{aligned} \quad (9)$$

在圖 7 中，基於新電流模式模型計算得出的迴路增益與 SIMPLIS 結果一致。在這個示例中， $V_{IN} =$

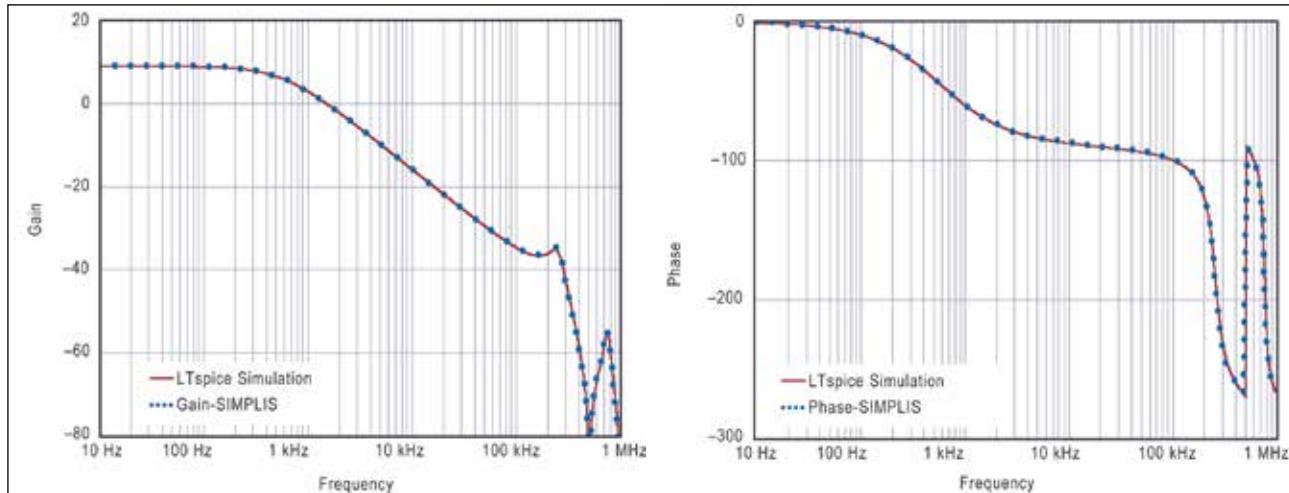
圖 7: MathCAD 結果與 SIMPLIS 結果 ($f_{sw} = 500$ kHz) 的對比。

圖 8: 使用 LTspice 模型來類比多種拓撲：(a) 降壓，(b) 升壓，(c) SEPIC，(d) Ćuk 和 (e) 反馳式。

12 V , $V_{out} = 6\text{ V}$, $I_{out} = 3\text{ A}$, $L = 10\text{ }\mu\text{H}$, $C_{out} = 100\text{ }\mu\text{F}$, $f_{sw} = 500\text{ kHz}$ 。

採用 LTspice 的 4 塊模型

基於圖 5 所示的經過改良的平均模型構建了一個 4 塊模型。在閉迴路操作中，這個 4 塊模型可以使用標準的電路分析程式（例如免費的 LTspice）來分析 PWM 拓撲，以確定 DC 和小訊號特徵。

圖 8 顯示了使用 LTspice 對各種拓撲進行模擬的模擬原理

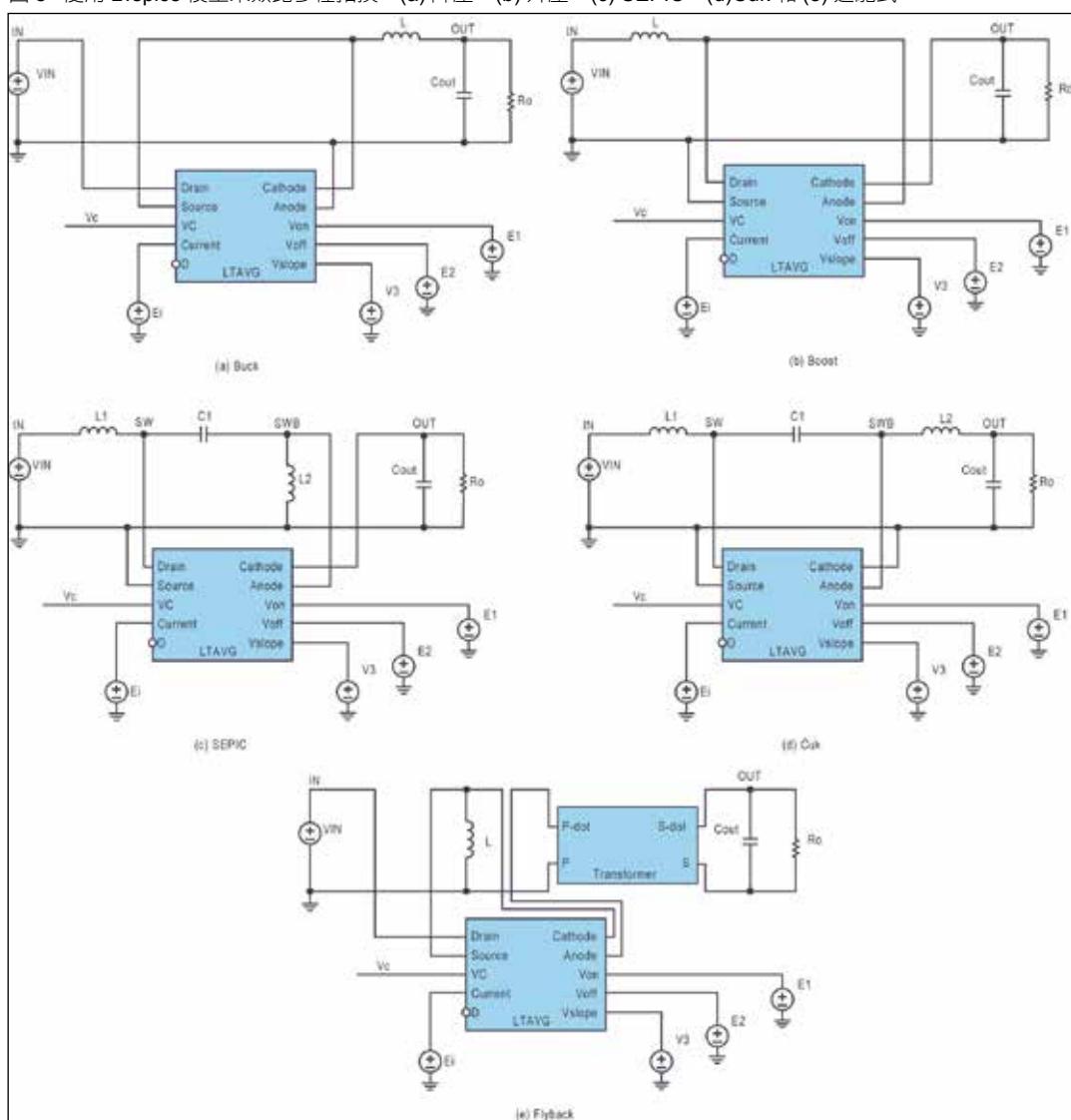


表 2: 圖 8 所示的電路的 LTspice 行為電壓源指令

Topology	E1	E2	V3	Ei
Buck	$V(IN) - V(OUT)$	$V(OUT)$	Ma/fsw	$i(L)$
Boost	$V(IN)$	$V(OUT) - V(IN)$	Ma/fsw	$i(L)$
SEPIC	$V(SW) - V(SWB) + V(IN)$	$V(OUT) + V(SW) - V(SWB) - V(IN)$	Ma/fsw	$i(L1) + i(L2)$
Ćuk	$V(SW) - V(SWB) + V(OUT) + V(IN)$	$V(OUT) + V(SW) - V(SWB) - V(IN)$	Ma/fsw	$i(L1) + i(L2)$
Flyback	$V(IN)$	$V(OUT)/Nsp$	Ma/fsw	$i(L)$

圖，對每種拓撲都使用相同的模型。圖中未顯示回饋電阻分壓器、誤差放大器和補償元件。要對真實的 DC-DC 轉換器模型使用此模型，應將誤差放大器的輸出連接至 VC 接腳。

關於圖 8 所示的各種 LTspice 行為電壓源指令，請參見表 2。E1 表示開關開啓時通過在電感上的電壓，E2 表示開關關閉時通過在電感上的電壓，V3 表示斜坡補償幅度，Ei 表示電感電流。

圖 9 顯示了採用 2 個獨立電感的 SEPIC 轉換器的模擬結果，該結果與一半切換頻率時的 SIMPLIS 結果匹配。在這個示例中： $V_{IN} = 20$ V， $V_{OUT} = 12$ V， $I_{OUT} = 3$ A， $L = 4.7$ μ H， $C_{OUT} = 120$ μ F， $C1 = 10$ μ F， $f_{sw} = 300$ kHz。

新模型的測試驗證

圖 11 所示的新 LTspice 模型針對以前傳統模型不支援的拓撲進行了測試驗證，包括 Ćuk、四象限和 4 開關降壓 - 升壓拓撲。

在測試台上驗證 Ćuk 控制器模型

LT3580 是一款包含內部 2 A、42 V 開關的 PWM DC-DC 轉換器。LT3580 可以配置為升壓、SEPIC 或 Ćuk 轉換器，其 AC 模型適用於所有這

些拓撲。圖 10 顯示了一個 Ćuk 轉換器，其中， $f_{sw} =$

圖 9: SEPIC 轉換器的 LTspice 模擬結果和 SIMPLIS 模擬結果 ($f_{sw} = 300$ kHz) 對比。

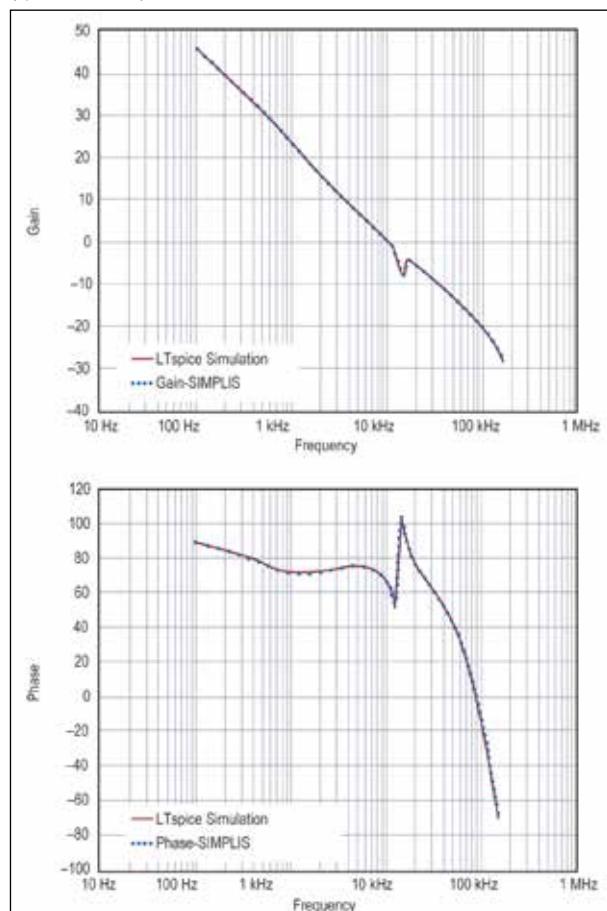
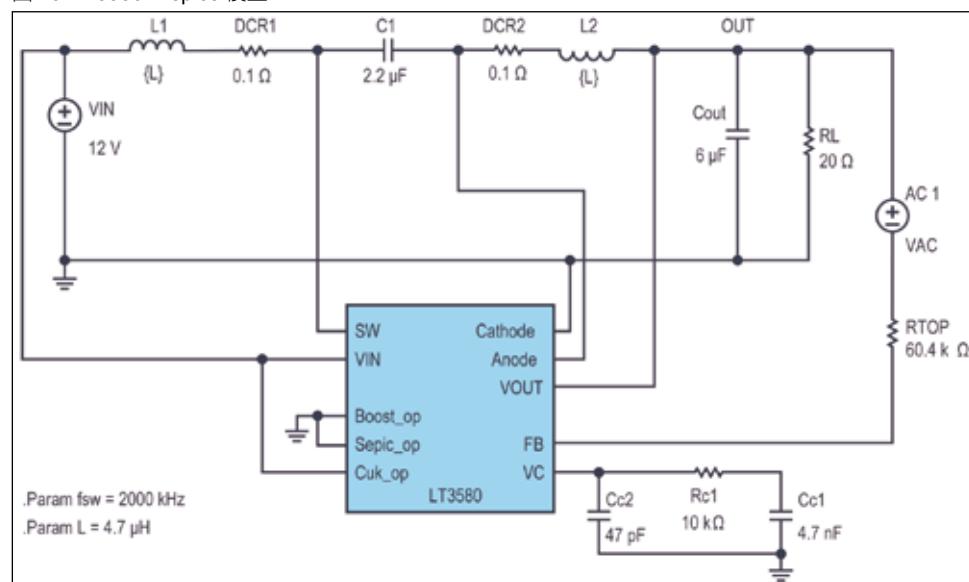


圖 10: LT3580 LTspice 模型。



2 MHz, $V_{OUT} = -5$ V。圖 11 比較 LTspice 模擬波特圖和實際測試結果，在一半切換頻率範圍內，它們非常一致。

圖 11: 波特圖 ($f_{SW} = 2$ MHz)。

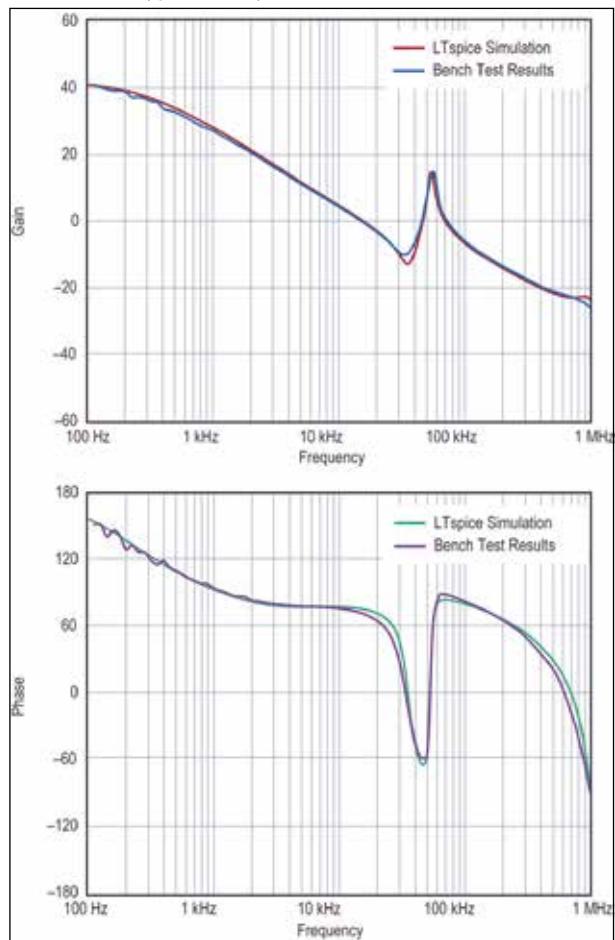
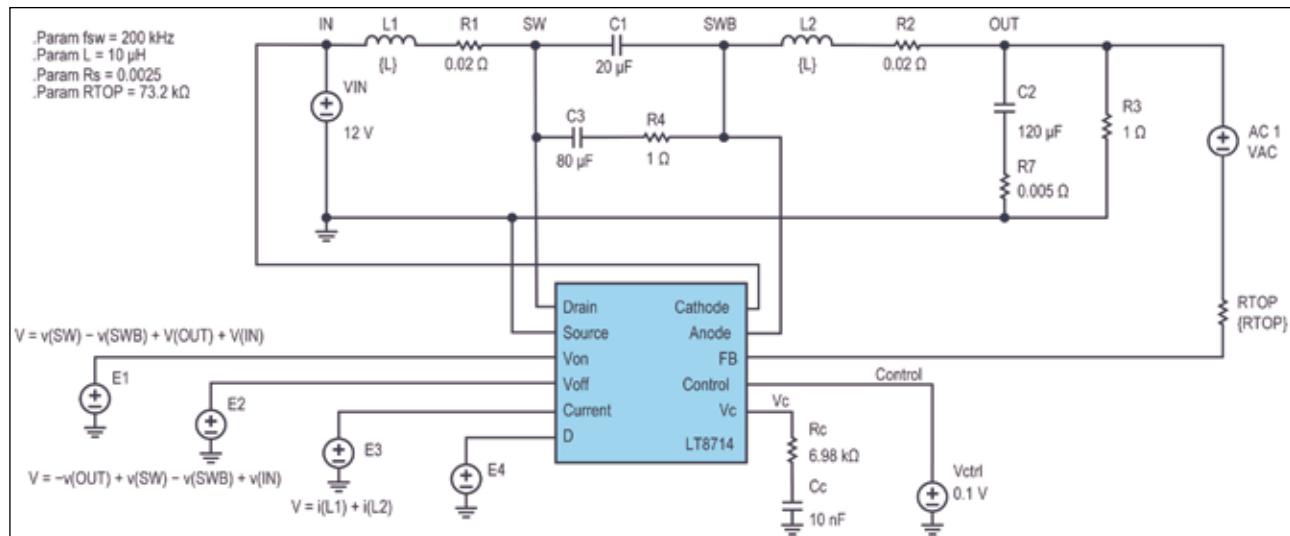


圖 12: 使用 LT8714 的四象限控制器 LTspice 模型。



在測試台上驗證四象限控制器模型

LT8714 是一款專為四象限輸出轉換器設計的同步 PWM DC-DC 控制器。輸出電壓透過汲極電流和

圖 13: 波特圖 ($f_{SW} = 200$ kHz)。

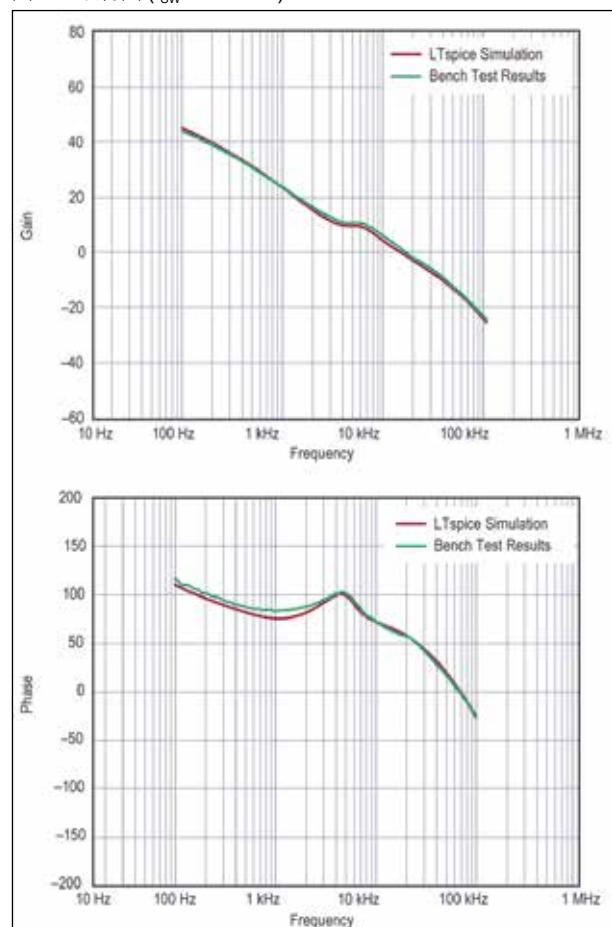


圖 14: 波特圖 ($f_{sw} = 200$ kHz)。

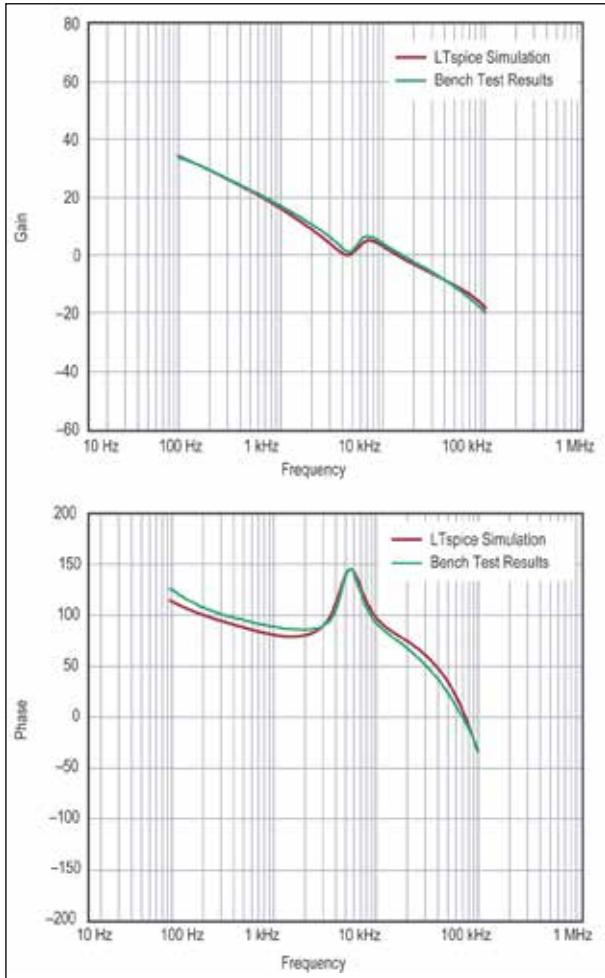
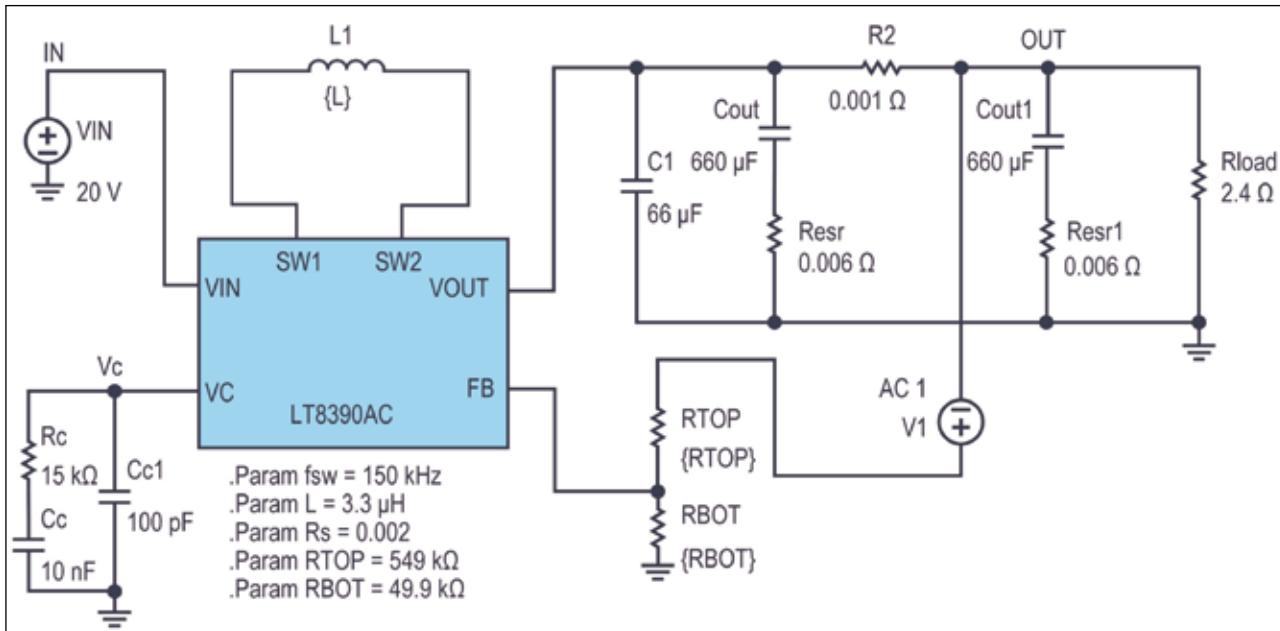


圖 15: LT8390 LTspice 模型。



灌電流輸出功能，不受干擾地轉換通過 0V。配置用於新的四象限拓撲時，LT8714 非常適合用於調節正、負或 0V 輸出。應用包括：四象限電源、高功率雙向電流源、主動負載，以及高功率、低頻訊號放大。

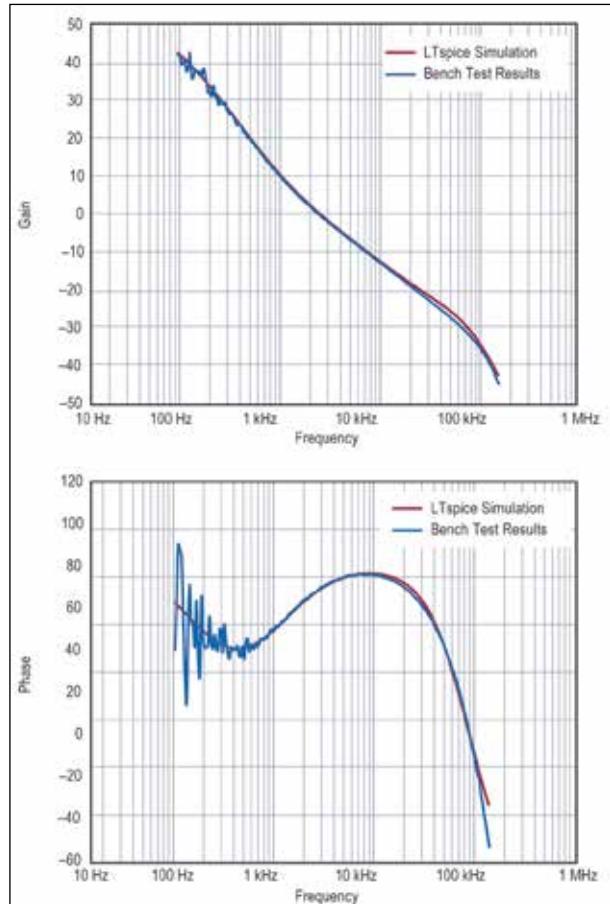
基於 CONTROL 接腳電壓，輸出電壓可能為正，也可能為負。在圖 12 所示的示例中，當接腳電壓為 0.1 V 時，輸出電壓為 -5 V，當接腳電壓為 1 V 時，輸出電壓為 5 V， V_{IN} 為 12 V，切換頻率為 200 kHz。

圖 13 比較了透過 LTspice 模擬得出的波特圖和實際測試得出的圖——在切換頻率的一半範圍內，它們的結果非常一致。控制電壓 (CONTROL) 為 1 V，這使得 V_{OUT} (OUT) 為 5 V。

圖 14 比較了透過 LTspice 模擬得出的波特圖和實際測試得出的結果——在切換頻率的一半範圍內，它們的結果非常一致。控制電壓 (CONTROL) 為 0.1 V，這使得 V_{OUT} (OUT) 為 -5 V。

在測試台上驗證 4 開關降壓 - 升壓模型

LT8390 是一款同步 4 開關降壓 - 升壓 DC-DC 控制器，可根據高於、低於或等於輸出電壓的輸入電壓調節輸出電壓 (和輸入或輸出電流)。專有的峰值 - 降壓 / 峰值 - 升壓電流模式控制方案支援可調

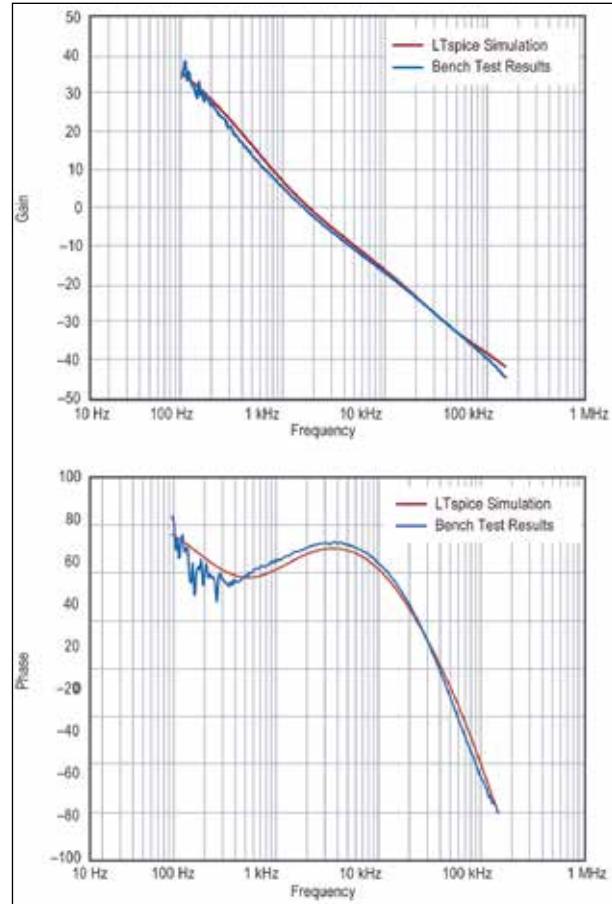
圖 16: 波特圖 ($f_{sw} = 150$ kHz)。 $V_{IN} = 20$ V, $V_{OUT} = 12$ V, $I_{OUT} = 5$ A。

節的固定頻率運行方式。

LT8390 LTspice AC 模型透過監測輸入和輸出電壓，自動從四種運行模式中選擇一種：降壓、峰值 - 降壓、峰值 - 升壓和升壓。圖 15 顯示 LT8390 示例電路。圖 16 和圖 17 分別顯示降壓和升壓模式的 LTspice 模擬結果和實際測試結果。在切換頻率的一半範圍內，兩條曲線非常一致。

總結

透過建立這個電流模式控制模型，既可以提供樣本資料模型的準確性，也可以提供 4 塊開關模型的簡潔性和通用性。本文展示一個一致性的 LTspice 模型，在一半切換頻率內，該模型保持準確，適用於降壓、升壓、降壓 - 升壓、SEPIC、Ćuk、返馳式和順向式拓撲。將 LTspice 模擬結果與實際測試結果比對，以進行驗證。在連續導通模式下設計電

圖 17: 波特圖 ($f_{sw} = 150$ kHz)。 $V_{IN} = 8$ V, $V_{OUT} = 12$ V, $I_{OUT} = 5$ A。

流模式轉換器時，此模型適用於分析迴路。

參考電路

- Basso, Christophe P.《切換模式電源 SPICE 手冊》，第 1 版，McGraw-Hill，2001 年。
- Robert W Erickson、Dragan Maksimovic。《電力電子學基礎》，第 2 版，第 11 章，Kluwer (Springer)，2001 年。
- Jian Li、Fred C Lee。「電流模式控制的新建模方法和等效電路表示」，《IEEE 電源電子會刊》，第 25 卷，第 5 期，2010 年 5 月。
- Dragan Maksimović。「電流程式設計控制」，ECEN 5807，科羅拉多大學，2009 年。
- R. D. Middlebrook。「模擬電流編程降壓和升壓控制器」，《IEEE 電源電子會刊》第 4 卷，第 1 期，1989 年 1 月。
- R. B. Ridley。「用於電流模式控制的新型連續時間模型 (電源轉換器)」，《IEEE 電源電子會刊》，第 6 卷，第 2 期，1991 年 4 月。
- F. D. Tan & R. D. Middlebrook。「適用於電流編程轉換器的統一模型」，《IEEE 電源電子會刊》，第 10 卷，第 4 期，1995 年 7 月。 **CTA**