

适用于电流模式DC-DC转换器的 统一的LTspice AC模型

Wei Gu, 应用总监

简介

当电源设计人员想要大致了解电源的反馈环路时，他们会利用环路增益和相位波特图。知道环路响应可进行预测有助于缩小反馈环路补偿元件的选择范围。生成增益和相位图的精准方法是：在试验台上连接电源，并使用网络分析仪；但在设计的早期阶段，大部分设计人员会选择采用计算机模拟，通过模拟快速确定大致的元件选择范围，并且，更直观地了解环路对参数变化的响应。

本文主要研究适用于电流模式控制电源的反馈控制模型。电流模式控制在开关模式DC-DC转换器和控制器中相当常见，相比电压模式控制，它具有多项优势：更出色的线路噪声抑制、自动过流保护、更易于进行并联操作，以及得到改善的动态响应。

设计人员已经可以采用大量电流模式电源平均模型。有些模型的精准度达到开关频率的一半，可以匹配不断增高的转换器带宽，但只适用于有限的拓扑，例如降压、升压，以及降压-升压拓扑（非4开关降压-升压）。遗憾的是，适用于SEPIC和Ćuk等拓扑的3端口或4端口平均模型的精准度还达不到开关频率的一半。

本文将介绍LTspice®模拟模型，其精准度达到开关频率（甚至是相对较高的频率）的一半，适合多种拓扑，包括：

- ▶ 降压
- ▶ 升压
- ▶ 降压-升压
- ▶ SEPIC
- ▶ Ćuk
- ▶ 正激式
- ▶ 反激式

本文展示分段线性系统 (SIMPLIS) 结果模拟，以确定新模型的有效性，并举例说明模型的具体应用。在一些示例中，使用测试结果来验证模型。

电流模式控制模型：简要概述

在这部分，我们将重申关于电流模式控制模型的一些要点。为了更全面地了解电流模式模型，请参阅文末“参考资料”部分中提到的刊物。

电流环路的作用在于：让电感电流循着控制信号的路线行进。在电流环路中，平均电感电流信息被反馈给具有检测增益的调制器。调制器增益 F_m 可通过几何计算得出，前提是，假设恒定电感电流斜坡上升，外部补偿电流也斜坡上升。为了模拟电感电流斜坡上升变化的影响，我们在模型中额外增加了两个增益：前馈增益(k_f)和反馈增益(k_r)，如图1所示。

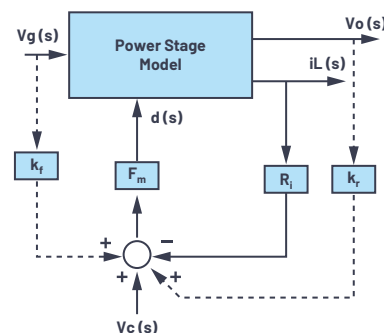


图1. 电流模式控制的平均模型，绘图：R. D. Middlebrook。

为了将图1所示的平均模型的有效性扩展到高频范围，科研人员基于离散时间分析和样本数据分析的结果，提出了几种经过改进的平均模型。在R. B. Ridley的模型（参见图2）中，采样保持效应可以用 $H_s(s)$ 函数等效表示，它可以插入连续平均模型的电感电流反馈路径中。由于该模型是从离散时间模型演化而来，所以能够准确预测次谐波振荡。

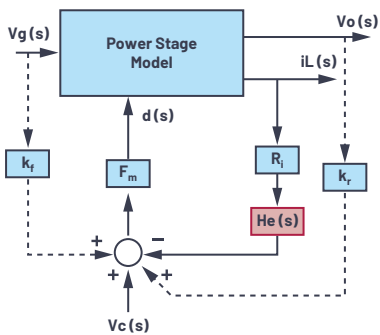


图2. 经过改进的电流模式控制的平均模型, 绘图: R. B. Ridley.

另一种经过改进的平均模型由F. D. Tan和R. D. Middlebrook提出。为了考虑电流环路中的采样效应, 必须在源自低频模型的电流环路增益上再增加一个极点, 如图3所示。

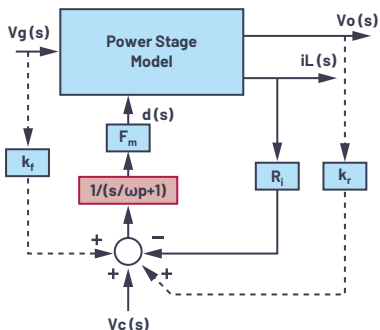


图3. 经过改进的电流模式控制的平均模型, 绘图: F. D. Tan.

除了R. B. Ridley的模型外, R. W. Erickson提出的电流控制模型也很受欢迎。电感电流波形如图4所示。

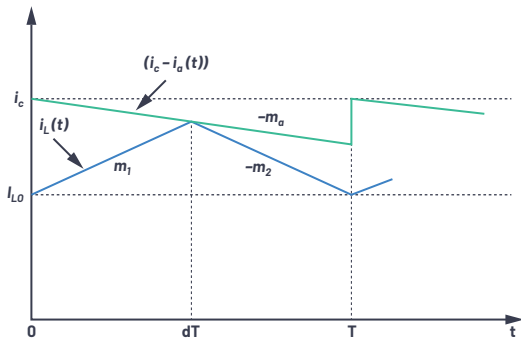


图4. 稳态电感电流波形, 包含外部补偿斜坡上升。

平均电感电流表示为:

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

其中 i_L 表示检测到的电流, i_c 表示误差放大器发出的电流命令, M_a 表示人为补偿斜坡, m_1 和 m_2 分别表示输出电感电流的上升和下降斜坡。扰动和线性化结果:

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

根据此公式和规范开关模型, 可以得出电流模式转换器模型。

一个经过改进的新平均模型

R. W. Erickson的模型可以帮助电源设计人员从物理角度深入了解, 但其精度还不到开关频率的一半。为了将该模型的有效性扩展到高频范围, 我们基于离散时间分析和样本数据分析的结果, 提出了一种经过改进的平均模型 (参见图5)。

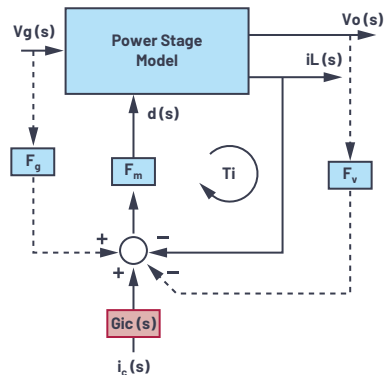


图5. 提出的经过改进的电流模式控制平均模型。

根据电动态采样数据模型, 可以得出:

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

其中, T 为开关周期,

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

可以得出图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 是内部电流环路 T_i 的穿越频率, 如图5所示, 关于各种拓扑的值 ω_c , 请参见表1。

表1. 不同拓扑的内部电流环路交叉频率(ω_c)

拓扑	电流环路(ω_c)
降压	$V_{IN}/L/M_a/T$
升压	$V_0/L/M_a/T$
降压-升压, Ćuk*	$(V_{IN} - V_0)/L/M_a/T$
SEPIC*	$(V_{IN} + V_0)/L/M_a/T$
反激式**	$(V_{IN} + V_0/N_{SP})/L/M_a/T$
正激式**	$V_{IN} \times N_{SP}^2/L/M_a/T$

* 对于两个单独的电感, $L=L1 \times L2/(L1+L2)$

** N_{SP} 是次级与初级的匝数比

降压转换器示例

在图5中, 我们将 F_v 反馈环路与 i_l 反馈环路并联。我们也可以将 F_v 反馈环路作为 i_l 反馈环路的内部环路。图6显示了包含附加的 $G_{ic}(s)$ 级的完整降压转换器模型。

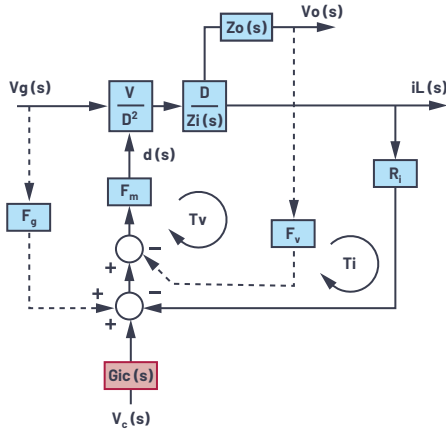


图6. 经过改进的降压转换器平均模型的框图。

控制至输出传递函数 $G_{vc}(s)$ 为

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

电流环路增益 $T_i(s)$ 和电压环路增益 $T_v(s)$ 可以通过以下公式计算得出:

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

和

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

其中:

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

在图7中, 基于新电流模式模型计算得出的环路增益与SIMPLIS结果一致。在这个示例中, $V_{IN} = 12\text{ V}$, $V_{OUT} = 6\text{ V}$, $I_{OUT} = 3\text{ A}$, $L = 10\text{ }\mu\text{H}$, $C_{OUT} = 100\text{ }\mu\text{F}$, $f_{SW} = 500\text{ kHz}$ 。

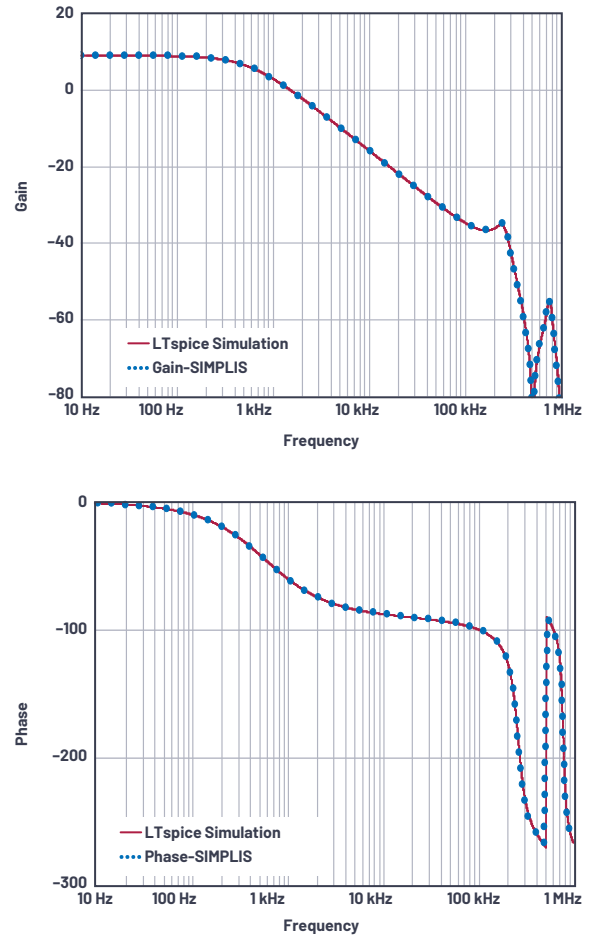


图7. MathCAD结果与SIMPLIS结果 ($f_{sw} = 500\text{ kHz}$) 的对比。

采用LTspice的4端口模型

基于图5所示的经过改进的平均模型构建了一个4端口模型。在闭环操作中, 这个4端口模型可以使用标准的电路分析程序 (例如免费的LTspice) 来分析PWM拓扑, 以确定DC和小信号特征。

图8显示了使用LTspice对各种拓扑实施模拟的模拟原理图, 对每种拓扑都使用相同的模型。图中未显示反馈电阻分压器、误差放大器和补偿元件。要对真实的DC-DC转换器模型使用此模型, 应将误差放大器的输出连接至VC引脚。

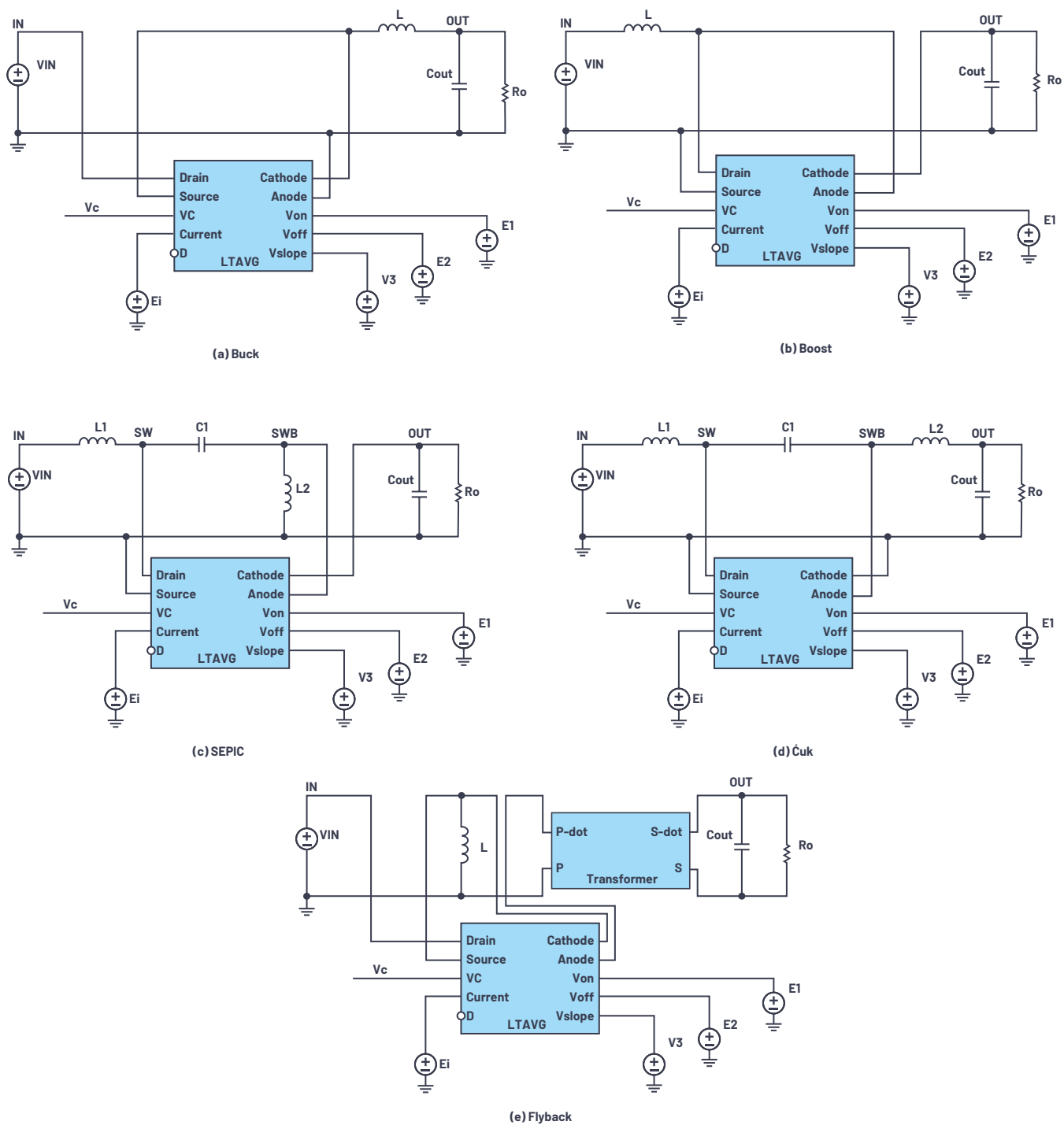


图8. 使用LTspice模型来模拟多种拓扑: (a)降压, (b)升压, (c)SEPIC, (d)Ćuk和(e)反激式。

关于图8所示的各种LTspice行为电压源指令, 请参见表2。E1表示开关开启时通过电感上的电压, E2表示开关关闭时通过电感上的电压, V3表示斜坡补偿幅度, Ei表示电感电流。

表2. 图8所示的电路的LTspice行为电压源指令

拓扑结构	E1	E2	V3	Ei
降压	$V(IN) - V(OUT)$	$V(OUT)$	Ma/f_{sw}	$i(L)$
升压	$V(IN)$	$V(OUT) - V(IN)$	Ma/f_{sw}	$i(L)$
SEPIC	$V(SW) - V(SWB) + V(IN)$	$V(OUT) + V(SW) - V(SWB) - V(IN)$	Ma/f_{sw}	$i(L1) + i(L2)$
$\hat{C}uk$	$V(SW) - V(SWB) + V(OUT) + V(IN)$	$V(OUT) + V(SW) - V(SWB) - V(IN)$	Ma/f_{sw}	$i(L1) + i(L2)$
反激式	$V(IN)$	$V(OUT)/N_{sp}$	Ma/f_{sw}	$i(L)$

图9显示了采用2个独立电感的SEPIC转换器的模拟结果, 该结果与一半开关频率时的SIMPLIS结果匹配。在这个示例中: $V_{IN} = 20\text{ V}$, $V_{OUT} = 12\text{ V}$, $I_{OUT} = 3\text{ A}$, $L = 4.7\text{ }\mu\text{H}$, $C_{OUT} = 120\text{ }\mu\text{F}$, $C1 = 10\text{ }\mu\text{F}$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$ 。

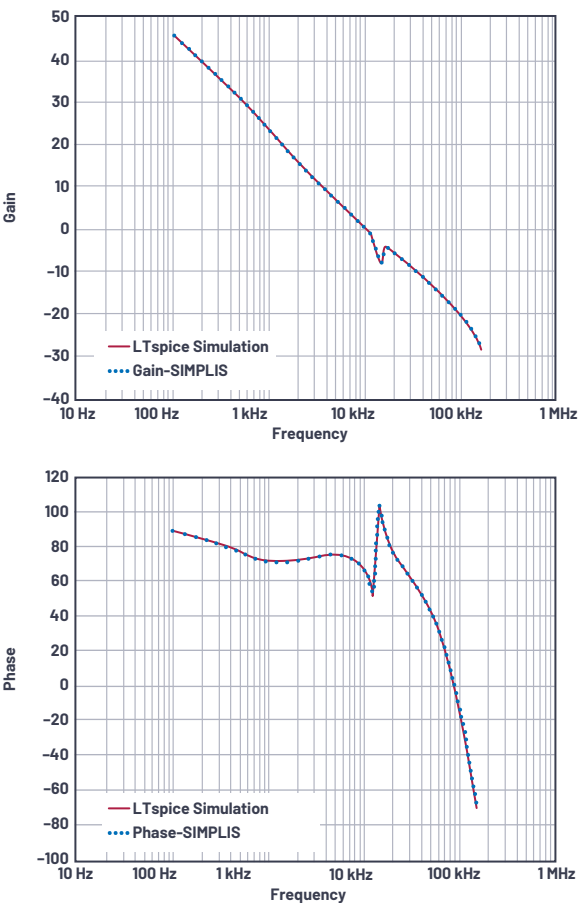


图9. SEPIC转换器的LTspice模拟结果和SIMPLIS模拟结果 ($f_{sw} = 300\text{ kHz}$) 对比。

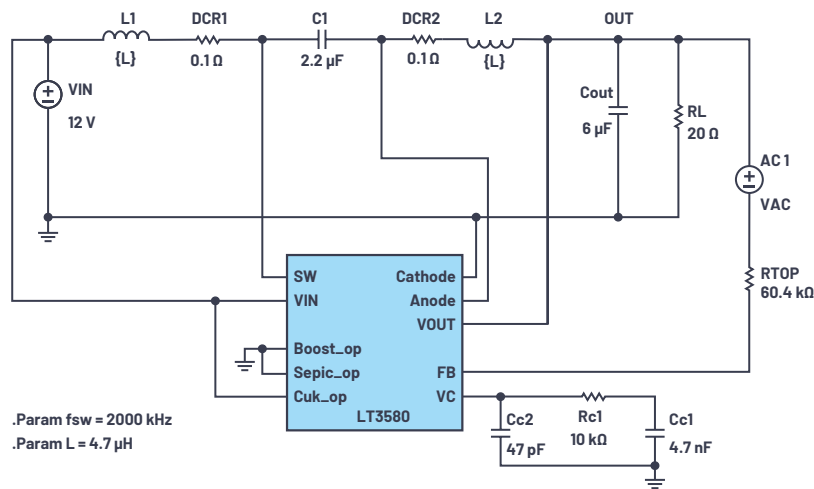


图10. LT3580 LTspice模型。

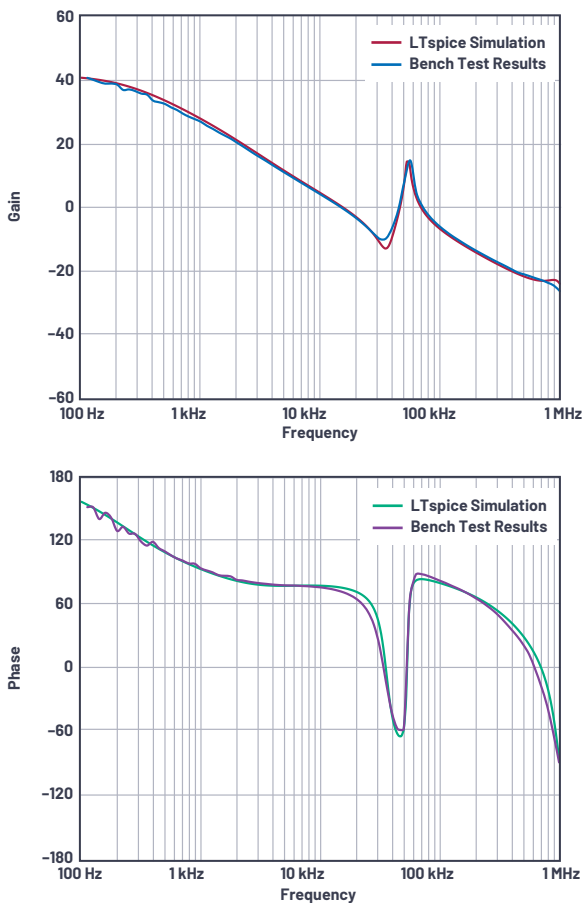


图11. 波特图 ($f_{sw} = 2 \text{ MHz}$)。

新模型的测试验证

图11所示的新LTspice模型针对以前传统模型不支持的拓扑进行了测试验证, 包括Ćuk、4象限和4开关降压-升压拓扑。

在测试台上验证Ćuk控制器模型

LT3580是一款包含内部2 A、42 V开关的PWM DC-DC转换器。LT3580可以配置为升压、SEPIC或Ćuk转换器, 其AC模型适用于所有这些拓扑。图10显示了一个Ćuk转换器, 其中, $f_{sw} = 2 \text{ MHz}$, $V_{out} = -5 \text{ V}$ 。图11比较LTspice模拟波特图和实际测试结果, 在一半开关频率范围内, 它们非常一致。

在测试台上验证4象限控制器模型

LT8714是一款专为4象限输出转换器设计的同步PWM DC-DC控制器。输出电压通过吸电流和灌电流输出功能, 不受干扰地转换通过0V。配置用于新的4象限拓扑时, LT8714非常适合用于调节正、负或0V输出。应用包括: 4象限电源、高功率双向电流源、有源负载, 以及高功率、低频信号放大。

基于CONTROL引脚电压, 输出电压可能为正, 也可能为负。在图12所示的示例中, 当引脚电压为0.1 V时, 输出电压为-5 V, 当引脚电压为1 V时, 输出电压为5 V, V_{in} 为12 V, 开关频率为200 kHz。

图13比较通过LTspice模拟得出的波特图和实际测试得出的图——在开关频率的一半范围内, 它们的结果非常一致。控制电压(CONTROL)为1 V, 这使得 V_{out} (OUT)为5 V。

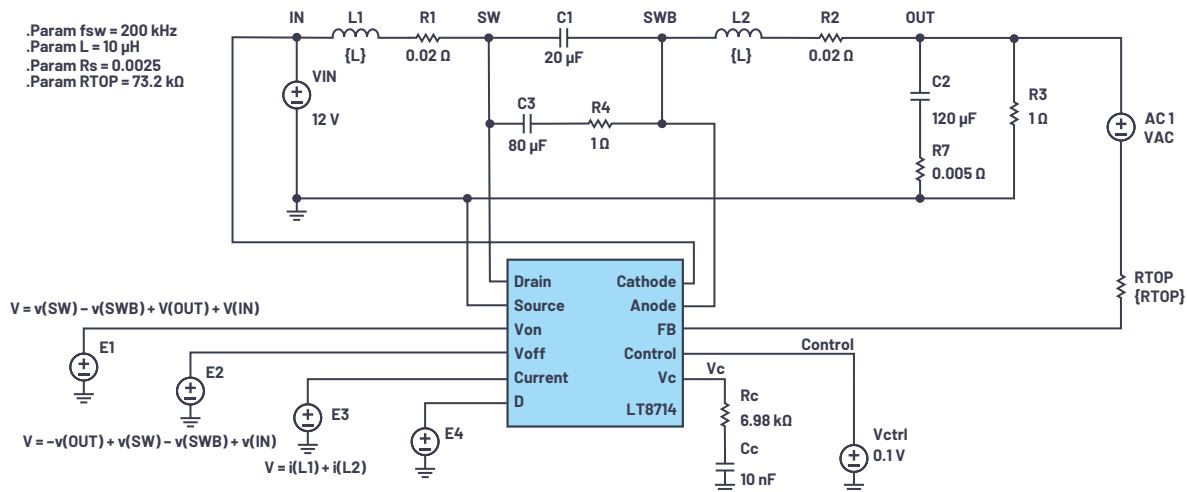


图12. 使用LT8714的4象限控制器LTspice模型。

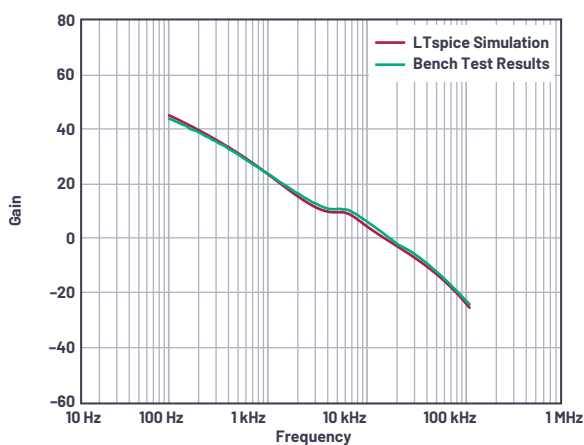


图13. 波特图 ($f_{SW} = 200$ kHz)。

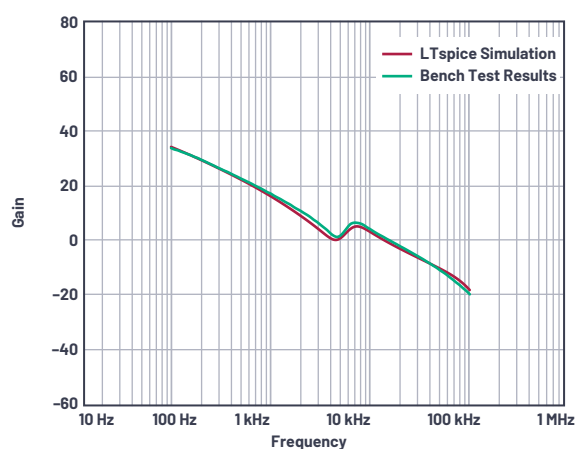


图14. 波特图 ($f_{SW} = 200$ kHz)。

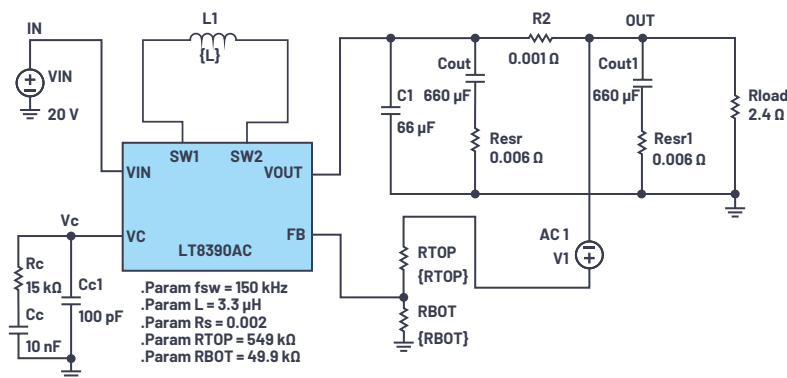
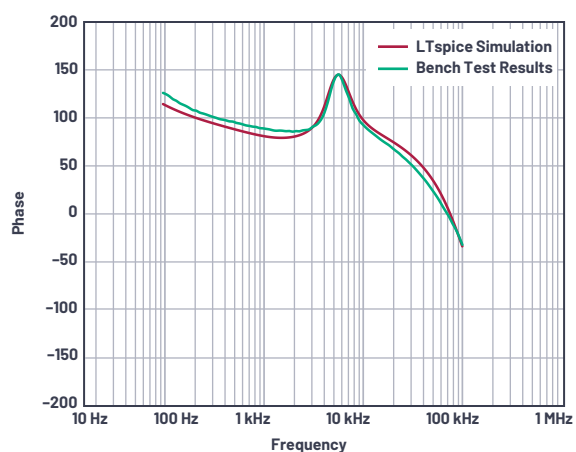
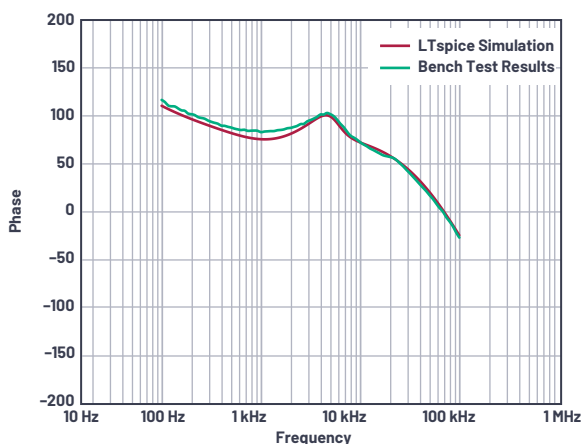


图15. LT8390 LTspice模型。

图14比较通过LTspice模拟得出的波特图和实际测试得出的结果——在开关频率的一半范围内，它们的结果非常一致。控制电压 (CONTROL) 为0.1 V，这使得 V_{OUT} (OUT) 为-5 V。

在测试台上验证4开关降压-升压模型

LT8390是一款同步4开关降压-升压DC-DC控制器，可根据高于、低于或等于输出电压的输入电压调节输出电压（和输入或输出电流）。专有的峰值-降压/峰值-升压电流模式控制方案支持可调节的固定频率运行方式。

LT8390 LTspice AC模型通过监测输入和输出电压，自动从四种运行模式中选择一种：降压、峰值-降压、峰值-升压和升压。图15显示LT8390示例电路。图16和图17分别显示降压和升压模式的LTspice模拟结果和实际测试结果。在开关频率的一半范围内，两条曲线非常一致。

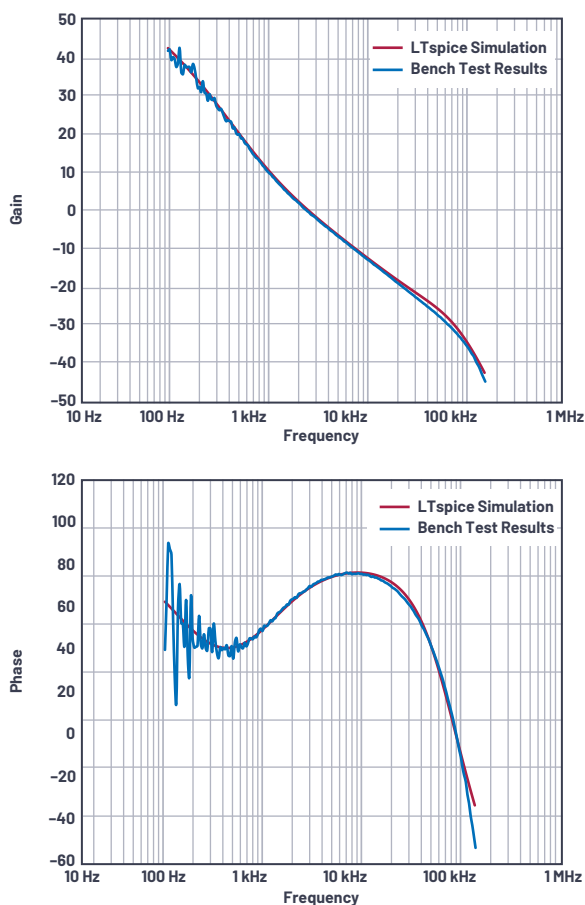


图16. 波特图 ($f_{SW} = 150 \text{ kHz}$)。 $V_{IN} = 20 \text{ V}$, $V_{OUT} = 12 \text{ V}$, $I_{OUT} = 5 \text{ A}$ 。

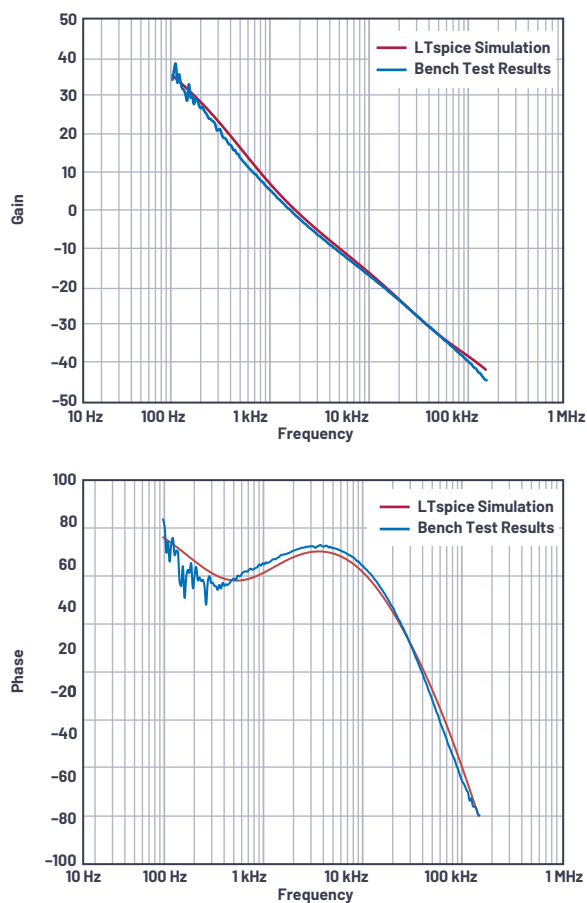


图17. 波特图 ($f_{SW} = 150 \text{ kHz}$)。 $V_{IN} = 8 \text{ V}$, $V_{OUT} = 12 \text{ V}$, $I_{OUT} = 5 \text{ A}$ 。

总结

通过建立这个电流模式控制模型，既可以提供样本数据模型的准确性，也可以提供4端口开关模型的简洁性和通用性。本文展示一个统一的LTspice模型，在一半开关频率内，该模型保持准确，适用于降压、升压、降压-升压、SEPIC、Ćuk、反激式和正激式拓扑。将LTspice模拟结果与实际测试结果比对，以进行验证。在连续导通模式下设计电流模式转换器时，此模型适用于分析环路。

参考资料

Christophe P Basso. [开关模式电源SPICE手册](#), 第1版, McGraw-Hill, 2001年。

Robert W Erickson、Dragan Maksimovic. [电力电子学基础](#), 第2版, 第11章, Kluwer (Springer), 2001年。

Jian Li、Fred C Lee. “[电流模式控制的新建模方法和等效电路表示](#)”, 《IEEE电源电子会刊》, 第25卷, 第5期, 2010年5月。

Dragan Maksimović. “[电流编程控制](#)”, ECEN 5807, 科罗拉多大学, 2009年。

R. D. Middlebrook. “[模拟电流编程降压和升压控制器](#)”, 《IEEE电源电子会刊》, 第4卷, 第1期, 1989年1月。

R. B. Ridley. “[用于电流模式控制的新型连续时间模型 \(电源转换器\)](#)”, 《IEEE电源电子会刊》, 第6卷, 第2期, 1991年4月。

F. D. Tan、R. D. Middlebrook. “[适用于电流编程转换器的统一模型](#)”, 《IEEE电源电子会刊》, 第10卷, 第4期, 1995年7月。

作者简介

Wei Gu是电源产品应用总监。他于2006年加入ADI公司（以前为凌力尔特）。他获得了浙江大学颁发的电气工程学士学位，以及中佛罗里达大学颁发的电气工程博士学位。联系方式：wei-x.gu@analog.com。

在线支持社区



中文技术论坛

访问ADI在线支持社区，
与ADI技术专家互动。提出您的
棘手设计问题、浏览常见问题
解答，或参与讨论。

请访问ez.analog.com/cn

