

由单一输入电压实现分离供电轨的改进拓扑结构

作者：Kevin Tompsett

简介

虽然轨到轨单电源运算放大器已得到广泛使用，但仍然常常需要由单一（正）输入供电轨产生两个供电轨（例如 $\pm 15\text{ V}$ ），以便为模拟信号链的不同部分供电。这些部分的电流一般较低（例如 10 mA 至 500 mA ），正负电源具有相对匹配良好的负载。

该问题的一种解决方案是使用两个不同的转换器，一个提供正供电轨，一个提供负供电轨。这样做成本高昂，而且正如本应用笔记所示，也没有必要。另一种解决方案是使用一个反激式转换器，然而，两个电源在差分负载下往往不能非常好地保持一致，需要较大且昂贵的变压器，而且效率低下。

更好的解决方案是使用一个 SEPIC-Ćuk 转换器，该拓扑结构由连接到同一开关节点的一个输出不受调节的 Ćuk 转换器和一个输出受到调节的 SEPIC 转换器组成。这一组合产生的两个电源几乎能在所有条件下都非常好地保持一致，除非负载 100% 不匹配。

对该转换器的工作原理及使用 ADI 公司 ADP161x 的实现方案进行分析，证明这种拓扑结构功能全面。此外，本文将介绍一种革命性的新型设计工具，它有助于在用户应用中快速实现 SEPIC-Ćuk 转换器。

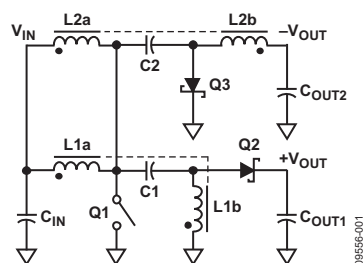


图 1. SEPIC-Ćuk 转换器原理图

目录

简介	1	功率器件选型要点.....	6
修订历史	2	输出滤波器.....	8
拓扑结构描述	3	ADP161x 设计工具.....	9
耦合系数的限制	4	实验结果	10
差分负载和输出电压跟踪	4	参考文献	10
小信号分析和环路补偿.....	5	结束语	10

修订历史

2011 年 7 月—修订版 0 : 初始版

拓扑结构描述

初看起来, SEPIC-Ćuk 似乎是一个很复杂的转换器, 具有四个不同的电感和开关。但是, 可以将它看作由两个转换器组成, 从而简化分析。对于 SEPIC 或 Ćuk 转换器, Q1 和 Q2 开关以相反的相位工作。图 2 显示 SEPIC 转换器在两种不同开关状态下的电流流向。

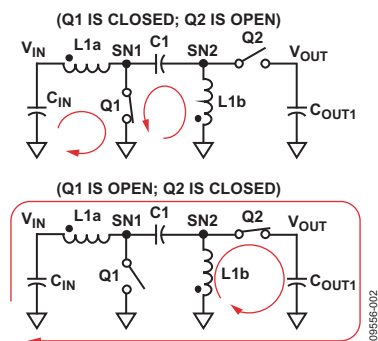


图 2. SEPIC 转换器的电流流向

虽然并不十分明显, 但传输电容 (C1) 的电压约为恒定的 V_{IN} (带很小的纹波)。

图 4 所示为 SEPIC 转换器的理想波形。当 Q1 导通时, SN2 的电压等于 $-V_{IN}$ 。因此, 在 Q1 导通 (Q2 断开) 期间, L1a 和 L1b 上的电压为 V_{IN} ; 当 Q1 断开 (Q2 导通) 时, L1a 和 L1b 上的电压为 $-V_{OUT}$ 。应用电感伏秒平衡原理, 可以计算稳态直流转换比, 如方程式 1 所示。D 为转换器的占空比 (开关周期中 Q1 导通时间所占的比例)。

$$\frac{V_{OUT\text{SEPIC}}}{V_{IN}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (1)$$

Ćuk 转换器的工作方式与 SEPIC 转换器相似, 但是, 开关 Q2 接地, 而不是连接到输出端, 电感 L2b 连接到输出端, 而不是接地。图 3 显示 Ćuk 转换器在两种开关位置时的电流流向。

Ćuk 是一个负输出转换器, 因此流出负载的电流为其提供能量。

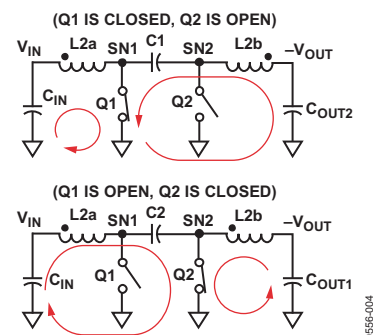


图 3. Ćuk 转换器的电流流向

Ćuk 转换器的理想波形如图 4 所示。应用电感伏秒平衡和电容电荷平衡的原理, 可知 C1 上的电压为 $V_{IN} + V_{OUT}$ 。因此, SN2 开关节点在 GND (当 Q2 闭合时) 与 $-(V_{IN} + V_{OUT})$ 之间切换。当 Q1 导通 (Q2 断开) 时, L2a 和 L2b 上的电压为 V_{IN} ; 当 Q1 断开 (Q2 导通) 时, L2a 和 L2b 上的电压为 $-V_{OUT}$ 。

比较图 4 和图 5 中的波形可知, Ćuk 中电感上的电压与 SEPIC 中的情况完全相同。因此, Ćuk 的占空比关系式恰好为 SEPIC 的负值, 如方程式 2 所示。

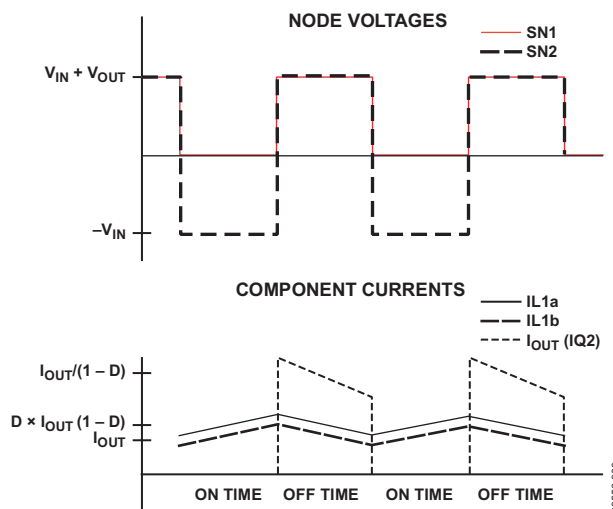


图 4. SEPIC 理想波形

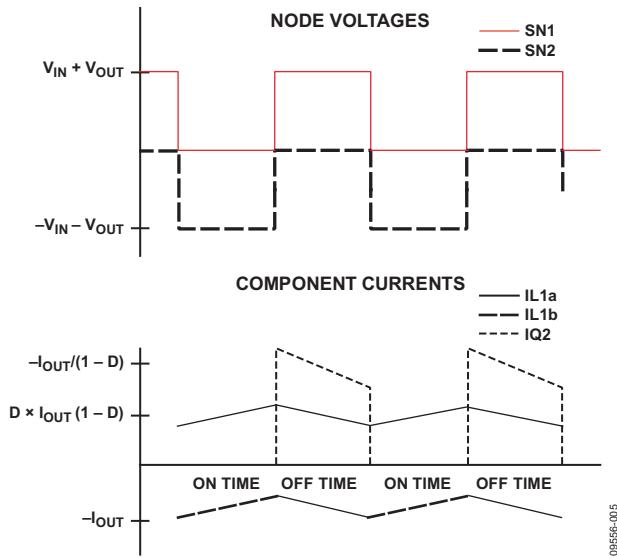


图 5. Ćuk 理想波形

$$\frac{V_{OUT\ Ćuk}}{V_{IN}} = \frac{-D}{(1-D)} \quad (2)$$

由于占空比关系式大小相等但符号相反，开关节点 (SN1) 电压相同，电感电流相同，因此可以简单地将这两个转换器同时连接到节点 SN1。合并后的转换器如图 1 所示。

Q2 和 Q3 由二极管取代，因为这些电源一般是低功率模拟电源，适合使用异步控制器。此外，两个电感 (L1a 和 L2a) 并联，这是因为 L1a 和 L1b、L2a 和 L2b 通过两个独立的耦合电感耦合在一起，由此会带来多项好处。

耦合电感可将电感中的电流纹波降低两倍（参见“参考文献”部分引用的 Ćuk-Middlebrook 论文）。此外，它可以消除方程式 3 和方程式 4 所确定的 SEPIC 和 Ćuk 谐振，从而显著降低小信号模型的复杂度，并且支持更高的带宽。这样，我们就能使用种类众多的现成器件，而不必局限于为数不多的三绕组 1:1:1 电感。

$$f_{\text{SEPIC resonance}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{1a} + L_{1b})C_1}} \quad (3)$$

$$f_{\text{Ćuk resonance}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{2a} + L_{2b})C_2}} \quad (4)$$

也可以使用 Coilcraft Hexapath 系列等六绕组器件或定制三绕组变压器。

耦合系数的限制

虽然耦合电感具有突出的优势，但并不希望耦合太紧，以至于有大量能量通过铁芯传输。为避免这种情况，设计人员必须确保 C1（和 C2）在开关频率下的复阻抗小于泄漏电感 (L_{LKG}) 的阻抗加上单一绕组 DCR 构成的复阻抗的十分之一。

该不等式如方程式 5 所示。泄漏电感 (L_l) 可以利用方程式 6 和耦合电感数据手册中提供的耦合系数 (K) 来计算。 L_m 是数据手册中提供的自感测量值。注意，在方程式 5 中， C_x 和 L_x 中的 x 表示 C1 或 C2、L1 或 L2。

$$|Z_{C_x}| = \sqrt{ESR_{C_x}^2 + \left(\frac{1}{2\pi C_{C_x} f_{sw}}\right)^2} \leq \frac{|Z_{L_{\text{LKG}} L_x}|}{10} = \frac{\sqrt{DCR_{L_x}^2 + 2\pi L_{L_{\text{LKG}} L_x}}}{10} \quad (5)$$

$$L_{\text{LKG}} = L_m(1-K) \quad (6)$$

差分负载和输出电压跟踪

本质上，SEPIC-Ćuk 的 Ćuk（负）输出是未经调节的，因此与 SEPIC（正）输出相比，输出电流的变化会带来一定的负载变化，特别是负载不匹配时。注意，其跟踪特性比相似配置的反激式转换器要好得多，尤其是在瞬变或负载不匹配的情况下，这是因为通道之间的耦合是直接连接，而不是通过本身具有泄漏电感的变压器进行连接。

图 6 显示将一个 30 mA 瞬变施加于 SEPIC-Ćuk 转换器的 Ćuk ($-V_{\text{OUT}}$) 输出的响应，SEPIC 输出保持恒定的 100 mA。图中显示两个输出均对该瞬变负载做出了响应。这是最差情况的瞬变，因为 Ćuk 输出未经调节。值得注意的是， $-V_{\text{OUT}}$ 轨显示的大部分偏差实际上是应用于两个轨的负载 ($I_{\text{OUT}+}$ 、 $I_{\text{OUT}-}$) 之间不匹配所引起的直流调节偏移。

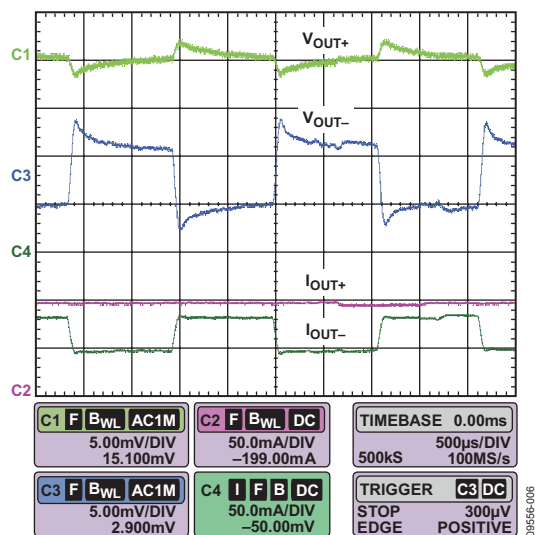


图 6. 对负 (Ćuk) 输出施加 30 mA 阶跃负载的瞬态响应

当两个电源的负载相同时，在稳态下，权重较大的误差项是电感的 DCR 不匹配和二极管的正向电压，可以让这些误差变得相对输出电压非常小。

当负载显著不匹配时，误差增大，如图 7 所示。因此，在某些应用中，可能有必要在一个或两个通道上放置一个小的伪负载，使两个电源均在其调节窗口中。应注意，一般而言，只要有足够的裕量，则运算放大器等模拟芯片对其电源的直流变化不是很敏感。

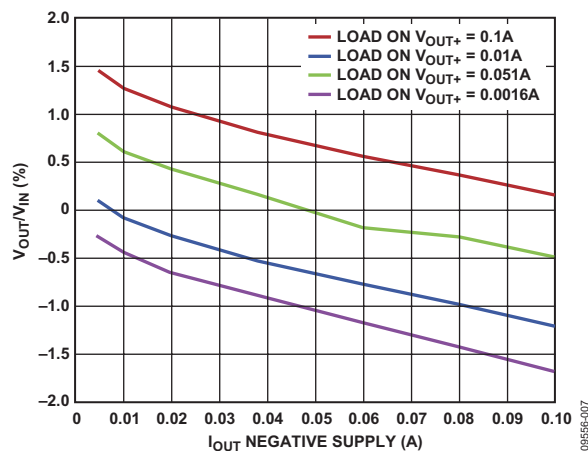


图 7. 差分负载下供电轨之间的相对电压调节

小信号分析和环路补偿

SEPIC-Ćuk 转换器的完整小信号分析超出了本文的范围，不过，利用本应用笔记提供的方程式，设计人员应能正确补偿其设计。ADP161x SEPIC-Ćuk 设计工具使用的模型更完整、更精确，但也复杂得多。所示的方程式适用于

SEPIC-Ćuk 中的 ADP161x 器件，对 ADI 公司或其他公司制造的其他器件而言可能不够精确。

只要满足几项设计要求，则 SEPIC-Ćuk 的小信号模型看起来与不带 Ćuk 的 SEPIC 转换器非常相似。假设 SEPIC-Ćuk 供电轨使用的电感相同，这一要求是有道理的，因为两个输出是针对同一电压和电流而设计。

Ćuk 和 Middlebrook 的论文（参见“参考文献”部分）表明：无论是小信号还是大信号，耦合电感的行为都与具有两倍的单绕组电感值、无 SEPIC 或 Ćuk 谐振的电感相似。因此，本应用笔记的分析使用有效电感值，即耦合电感数据手册提供的单绕组电感值的两倍。分析假设使用相同的阻性负载，不过，转换器在较大的负载不平衡下仍能保持稳定。两个传输电容 (C1 和 C2) 的值应几乎相同，但 C2 略大于 C1。假设这些电容为陶瓷电容，因此在计算有效电容时，设计人员需要考虑其直流偏置值的不同。

补偿 SEPIC Ćuk 的第一步是选择可实现的目标交越频率。像大多数升压和降压 / 升压拓扑结构一样，SEPIC-Ćuk 具有一个右半平面零点 (RHP)，它依据方程式 7 确定。RHP 具有双重作用，既能像零点一样提高增益，也能像极点一样减除相位。因此，必须用最大为 RHP 频率 (f_{RHP}) 五分之一的频率来补偿转换器的交越频率。

SEPIC-Ćuk 还有一个谐振，它由泄漏电感 (L_{lk}) 和传输电容 (C1) 引起，发生于 F_{res} 。该谐振一般会被电感的 DCR 很好地消除，但可能引起较大的相位延迟，因此，交越频率应不超出其十分之一。此外，由于使用一个采用标准 Type II 补偿的电流模式控制器，因此最大可实现的交越频率约为开关频率的十分之一。所以，目标 f_u 应为这三种约束条件下的最小值，如方程式 9 所示。

$$f_{RHP} = \frac{R_{LOAD} D_{Q2}^{1.5}}{L \times D_{Q1}} \quad (7)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{lk} C_1}} \quad (8)$$

$$f_u = \text{minimum} \left(\frac{f_{RHP}}{5}, \frac{f_{res}}{10}, \frac{f_{sw}}{10} \right) \quad (9)$$

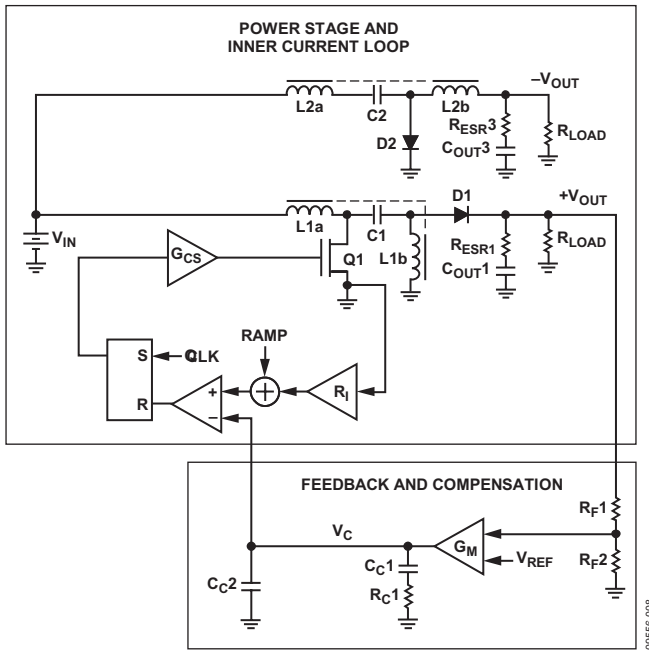


图 8. 功率级和补偿器件框图

图 8 中的补偿值可以按照下式计算。由于假设使用陶瓷输出电容，因而可以将 C_{C2} 选为 10 pF。

$$C_{C1} = -C_{C2} + \sqrt{\frac{V_{REF}^2 G_m^2 A_c^2}{4\pi^2 V_{OUT}^2} \left(\frac{1}{f_p^2} + \frac{1}{f_u^2} \right)} - C_{C2}^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{f_u^2}{f_p^2} \right) \quad (10)$$

$$R_c = \frac{1}{2\pi f_p C_{C1}} \quad (11)$$

其中：

f_p 为电流模式转换器的主要极点，通过一些校正因数来处理斜坡补偿和有限电流增益。

$$f_p = \frac{(1 - D_{off})^{0.25}}{\left(\frac{D_{off} M_c}{D_{on}} \right)^{0.45}} \frac{2}{(C_{out1} + C_{out3} + C_2) R_{LOAD}} \quad (12)$$

A_c 为开环转换器增益在交越频率 f_u 时的幅度。

$$A_c = \frac{F_m}{2D_{on}D_{off} \left(1 + \frac{F_m V_{out}(1 + D_{on})}{D_{on}D_{off}^2 R_{load}} \right)} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_u}{f_{rhp}} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_u}{f_p} \right)^2}} \quad (13)$$

M_c 和 F_m 是 Ridley 关于电流模式控制的论文（参见“参考文献”部分）中导出的项。

$$M_c = 1 + \frac{V_{RAMP} f_{sw} L_I A_{cs}}{2 V_{IN}} \quad (14)$$

$$F_m = \frac{L f_{sw} A_{cs}}{4 M_c V_{IN}} \quad (15)$$

V_{ramp} 和 A_{cs} 是芯片内的固定常数。

$$V_{RAMP} = 0.1 \text{ (ADP1612/ADP1613)} \quad (16)$$

$$A_{cs} = 13.5 \text{ (ADP1612/ADP1613)} \quad (17)$$

功率器件选型要点

电感中的 30% 纹波一般会产生合理的值（见方程式 19），这是通常情况。然而，当降压比较大时，将输入电感中的纹波百分比提高到 50% 或 60% 可能更佳。

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{V_{IN}} \text{ (into each inductor L1a and L2a)} \quad (18)$$

$$\Delta I_L = 0.3 I_{IN} \quad (19)$$

$$I_{pkLx_a} = I_{IN} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (20)$$

$$I_{pkLx_b} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (21)$$

$$L1 = \frac{V_{IN} V_{OUT}}{(V_{IN} + V_{OUT}) f_{sw} \Delta I_L} \quad (22)$$

FET 开关 Q1、两个二极管开关 Q2 和 Q3 中的电流如图 9 所示。图 9 同时给出了开关电流的直流成分。注意，Q1 承载用于 SEPIC 和 Ćuk 两个供电轨的电流。峰值电流取决于方程式 19 中选择的纹波。

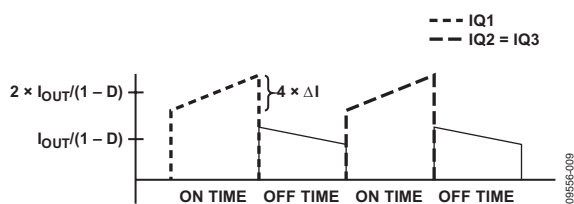


图 9. SEPIC-Ćuk 理想波形

主开关 Q1 中的开关损耗计算超出了本应用笔记的范围。注意，在许多情况下，开关损耗可能相当大，因为开关得到的电压摆幅很大 ($\sim V_{IN} + V_{OUT}$)，而且电流也很大 (参见图 9)。

ADP1612/ADP1613 通过高速开关来降低这一损耗。所选 FET 的额定耐压值至少应为 $V_{IN} + V_{OUT}$ ，良好的设计应当为杂散电感引起的开关节点响铃振荡，以及导通电阻损耗和开关损耗引起的热应力留有余量。

SEPIC (正) 输出的峰峰值输出电压纹波 ($\Delta V_{\text{ripple SEPIC}}$) 可通过下式近似计算：

$$\Delta V_{\text{ripple SEPIC}} \approx \frac{I_{OUT} D_{ON}}{f_{sw} C_{OUT1}} + ESR_{COUT1} \times I_{OUT} (1 - D_{ON}) \quad (23)$$

流经电容的电流值 ($I_{\text{RMS COUT SEPIC}}$) 为：

$$I_{\text{rms_COUT_SEPIC}} = \frac{I_{OUT} D_{ON}}{(1 - D_{ON})} \sqrt{1 + \left(\frac{1}{3}\right) \left(\frac{\Delta I_L (1 - D_{ON})}{2 I_{OUT}}\right)^2} \quad (24)$$

Ćuk (负) 输出的峰峰值输出电压纹波 ($\Delta V_{\text{ripple Ćuk}}$) 可通过下式近似计算：

$$\Delta V_{\text{ripple Ćuk}} \approx \frac{\Delta I_L D_{ON}}{8 f_{sw} C_{OUT3}} + ESR_{COUT3} \times I_L \quad (25)$$

流入 Ćuk (负) 输出 ($\Delta V_{\text{rip Ćuk}}$) 上 C_{OUT} 的电流均方根值可通过下式近似计算：

$$I_{\text{rms_COUT_Ćuk}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{3}} \quad (26)$$

C1 和 C2 上的纹波应当约为 V_{IN} 的 5%。如上文所述，尽管其直流电压不同，但这些电容应具有相近的值。

$$V_{\text{ripple_Cx}} = \frac{(1 - D_{ON}) I_{IN}}{f_{sw} C_1} + I_{IN} ESR_{Cx} \quad (27)$$

选择 C1 和 C2 时，由于流经其中的电流相当大，必须考虑电流均方根额定值。

$$I_{\text{rms_C1} \times \text{C2}} = \sqrt{\frac{(1 - D_{ON})}{3} \left(I_{pk_Lxa}^2 + I_{pk_Lxa} \left(I_{IN} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \left(I_{IN} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right) + \left(\frac{D_{ON}}{3} \right) \left(I_{pk_Lxb}^2 + I_{pk_Lxb} \left(I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) + \left(I_{OUT} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right)} \quad (28)$$

$$V_{\text{ripple_Cx}} = \frac{(1 - D_{ON}) I_{IN}}{f_{sw} C_1} + I_{IN} ESR_{Cx} \quad (29)$$

Q2 和 Q3 一般是二极管，因此选择器件时需要考虑多个事项。 $V_{ds\ max}$ 的额定值至少应为 $V_{IN} + V_{OUT}$ 。连续电流至少应为所见峰值电流的 1/3。值得注意的是，由于两个电源的输出电压纹波之间的相位关系，SEPIC 二极管实际上会在一定的时间内接收到全部开关电流，之后电流才实现更平均的分配。不过，正如预期的那样，流过两个二极管的平均电流相同，均为 I_{OUT} 。此外，在应用的热环境下，封装必须能够处理 I_{OUT} 。

$$I_{DC_diode_current_rating} \geq \frac{2}{3}(I_{IN} + I_{OUT} + \Delta I_L) \quad (30)$$

输出滤波器

SEPIC-Ćuk 作为双轨转换器通常用于模拟电源，往往要求输出纹波极低。只需使用陶瓷输出电容，一般就能在 Ćuk（负）输出轨上轻松实现低输出纹波（低至 1 mV），因为输出电流是连续的，像降压转换器的输出电流一样。

在 SEPIC（正）轨上，输出电流是断续的，像降压转换器的输入电流一样，这导致流入输出电容的电流发生阶跃变化。即便使用陶瓷电容，由于其电感影响，这些开关尖峰也不能得到很好的衰减。因此，常常需要在 SEPIC 绕组的输出端放置一个小的阻尼输出 pi 滤波器。

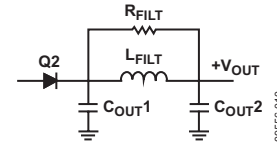


图 10. 输出滤波器原理图

虽然该滤波器会以值得注意的新方式影响小信号模型，但本应用笔记不会详细讨论这一问题。只要根据方程式 31 和方程式 32 选择阻尼电阻，并且将转换器的交越设计在 ω_o 的十分之一或更低，则 pi 滤波器应不会引起电路不稳定。

利用“功率器件选型要点”部分的方程式， C_{OUT1} 应针对约 2% 的输出纹波进行选择， C_{OUT2} 应与 Ćuk 输出端的输出电容匹配。 L_{filt} 的合理值一般是 1 μ H， Q_o 应设为 1。

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2(C_{OUT1} + C_{OUT2})}{L_{filt} C_{OUT1} C_{OUT2}}} \quad (31)$$

$$R_{filt} = \frac{\left(R_{load} L_{filt} (C_{OUT1} + C_{OUT2}) - \frac{L_{filt}}{Q_o \omega_o} \right)}{\frac{R_{load} (C_{OUT1} + C_{OUT2})}{Q_o \omega_o} - L_{filt} C_{OUT1}} \quad (32)$$

ADP161x 设计工具

ADP161x SEPIC-Ćuk 设计工具是一款基于 Excel® 的完全集成设计器，支持以 SEPIC-Ćuk 配置使用 ADP161x 芯片。一旦用户启用宏（可能需要更改 Excel 的安全设置），就会出现 **Enter Inputs**（输入信息）对话框，也可以通过点击 **Find Solution**（查找解决方案）按钮找到该对话框。在对话框中，输入设计所要求的电压和电流，并选择是否优化成本、损耗或尺寸。

点击 **View Solution**（查看解决方案）按钮，设计工具将输出一个完整的优化设计，包括带价格和补偿值的 BOM、精确并经过测试的效率 - 负载曲线、功率损耗 - 负载曲线、满载波特图、性能参数、器件应力以及每个器件的功耗。此外，**Build Your Design**（构建设计）选项卡提供同样的 BOM，但器件安排在空白演示板（ADP161x-BL3-EVZ）上，并且会提供配置演示板所需的任何额外器件。

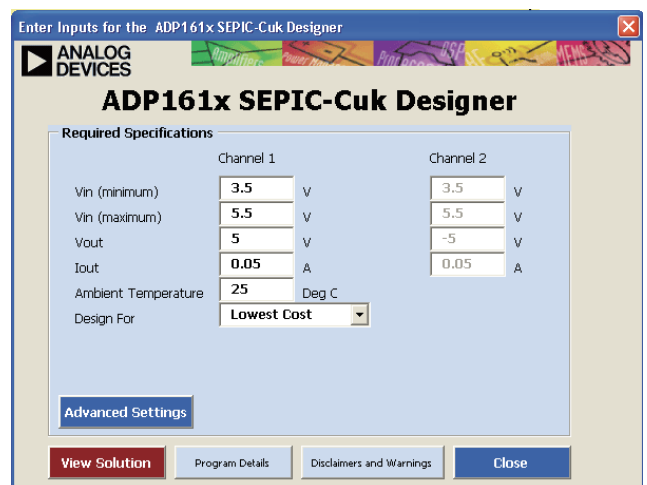


图 11. 基本输入对话框

Advanced Settings（高级设置）对话框提供其他定制工具，用户可以选择输出电压纹波、电流、瞬态响应、可选输出滤波器使用、外部 UVLO 等参数指标。关于这些选项功能的详细说明，请点击 **Enter Inputs**（输入信息）对话框中的 **Program Details**（程序详情）按钮，可打开 **Program Details**（程序详情）对话框。

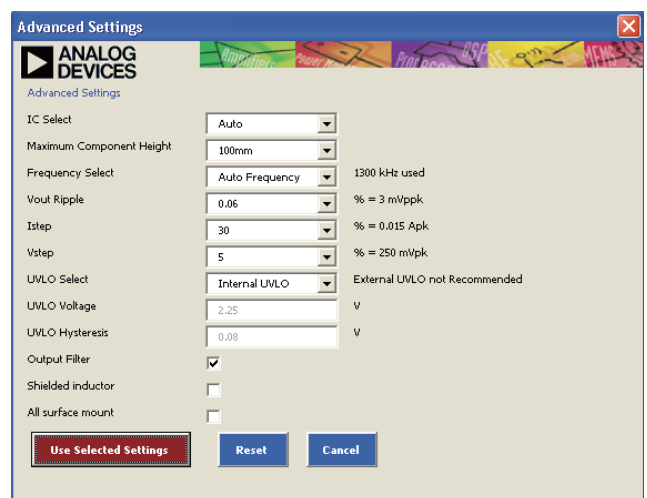


图 12. 高级输入对话框

该工具最强大的功能之一是 **User Interface**（用户接口）选项卡中的器件按钮。利用该功能，用户可以更改各个器件，全面定制设计。

先从成千上万器件组成的数据库中预选出下拉列表中的各器件，产生一个功能设计；然后根据 **Enter Inputs**（输入信息）对话框中选择的优化条件进行排序。不同器件之间存在关联，因此必须从上至下依次选择器件。

实验结果

为了证明该设计工具的有效性，我们利用该工具完成了一项设计，要求如下： 5 V_{IN} 、 $\pm 5\text{ V}_{\text{OUT}}$ 、 50 mA ，高级规格如图 11 和图 12 所示。此外，我们更换了二极管，使损耗稍低些。10 mA 左右时参差不齐效率的曲线是转换器进入断续模式引起的。一旦两个开关均断开，开关节点响铃振荡便会在特定负载电流时引起零电压切换。该电路的原理图如图 14 所示。

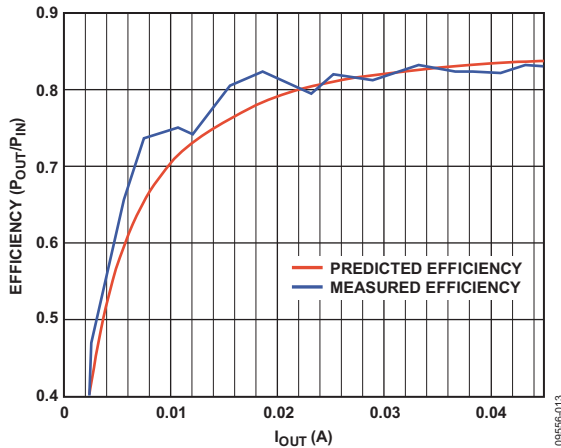


图 13. 效率验证

参考文献

Ćuk, Slobodan and R.D. Middlebrook. 1983. "Coupled-Inductor and Other Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-DC Converter." *Advances in Switched-Mode Power Conversion*, Volumes I and II. Irvine, CA: Tesla Co.

Ridley, Dr. Ray. 1990. "A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control." Brandenton, FL: Ridley Engineering.

结束语

总之，SEPIC-Ćuk 提供了一种低成本的可靠途径，可以仅用一个控制器来产生两个供电轨。ADIsimPOWER™ 设计工具支持完全定制设计，能够迅速构建鲁棒的 SEPIC-Ćuk 设计。

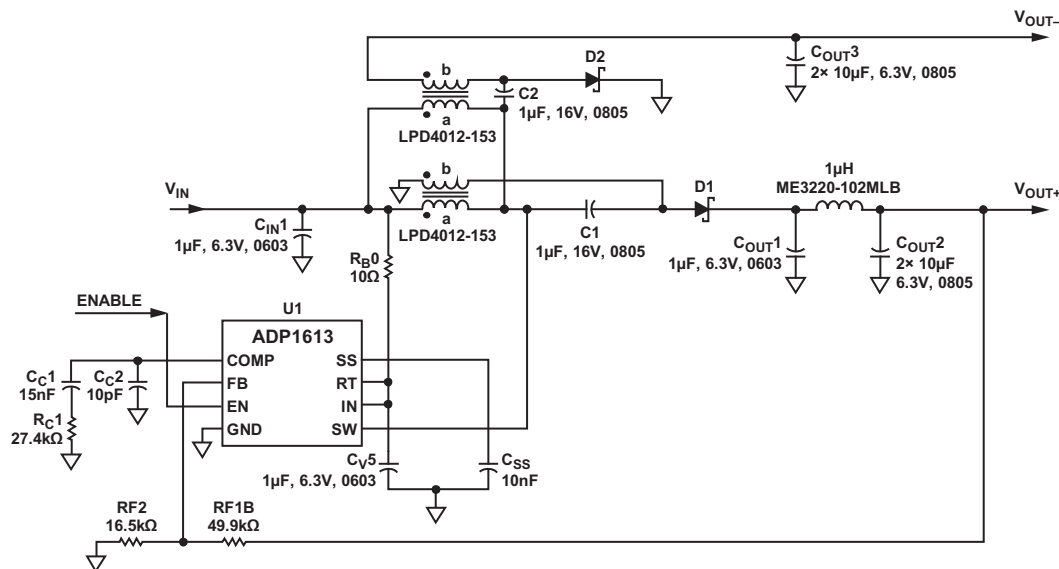


图 14. 测试电路原理图

注释

注释