

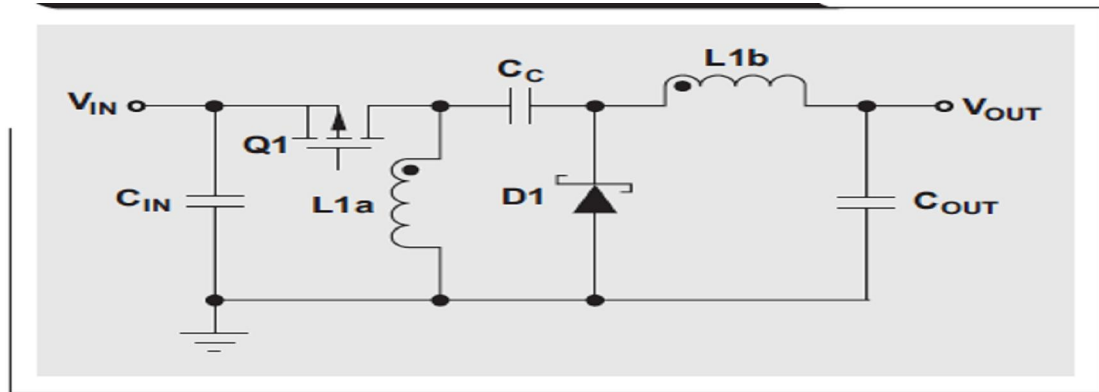
基于 ZETA 拓扑结构的 DC/DC 转换器设计

作者: Jeff Falin, 德州仪器 (TI) 高级应用工程师

基本工作原理

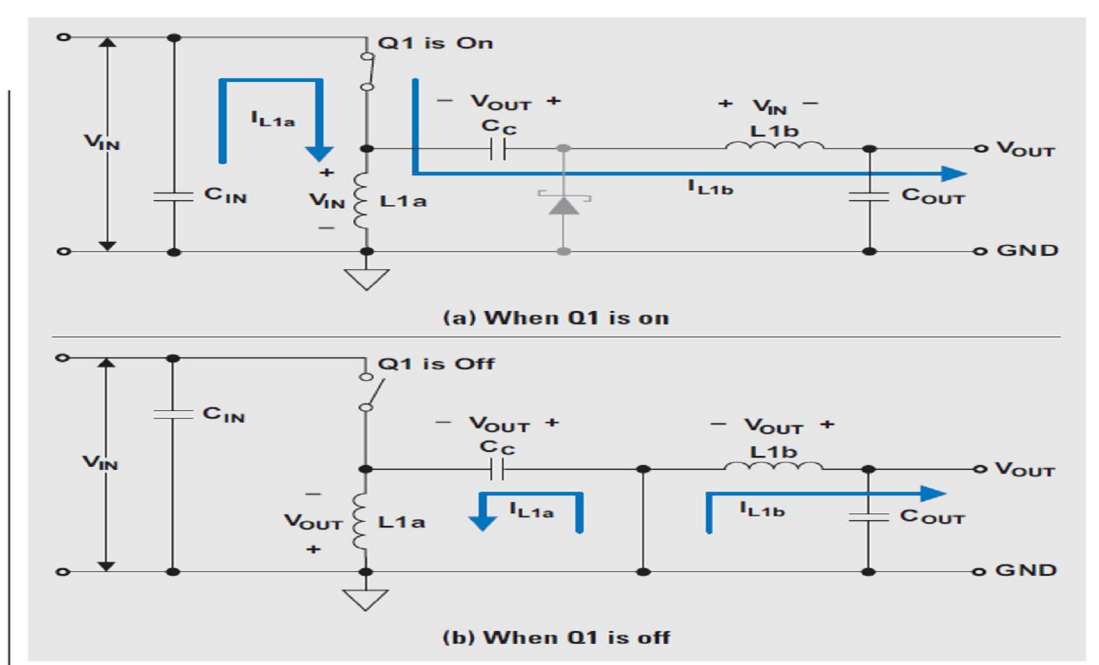
图 1 显示了 ZETA 转换器的简单电路图, 其由一个输入电容 C_{IN} 、一个输出电容 C_{OUT} 、耦合电感 $L1a$ 和 $L1b$ 、一个 AC 耦合电容 C_C 、一个功率 PMOS FET 即 $Q1$, 以及一个二极管 $D1$ 组成。图 2 显示了 $Q1$ 为开启状态和 $Q1$ 为关闭状态时, 在 CCM 下运行的转换器。

图 1 ZETA 转换器的简单电路图



若想要知道各个电路节点的电压, 在两个开关都为关闭状态且无开关操作时对 DC 条件下的电路进行分析很重要。电容 C_C 与 C_{OUT} 并联, 因此在稳态 CCM 期间 C_C 被充电至输出电压 V_{OUT} 。图 2 显示了 CCM 运行期间 $L1a$ 和 $L1b$ 的电压。

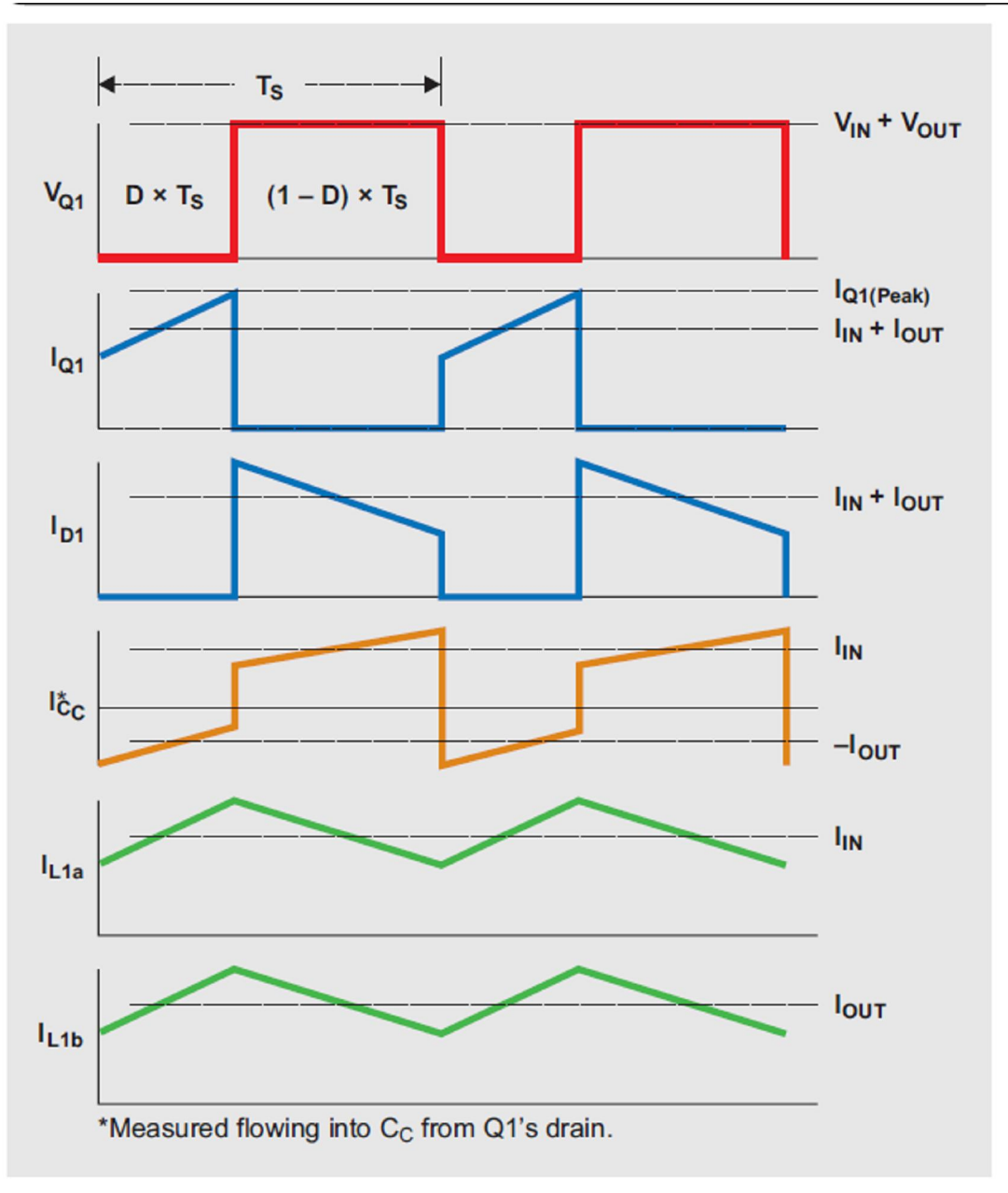
图 2 CCM 运行期间的 ZETA 转换器



Q1 关闭时，L1b 的电压必须为 V_{OUT} ，因为其与 C_{OUT} 并联。由于 C_{OUT} 被充电至 V_{OUT} ，因此 Q1 关闭时 Q1 的电压为 $V_{IN} + V_{OUT}$ ；这样一来，L1a 的电压便为相对于 Q1 漏极的 $-V_{OUT}$ 。Q1 开启时，充电至 V_{OUT} 的电容 C_C 与 L1b 串联；因此 L1b 的电压为 $+V_{IN}$ ，而二极管 D1 的电压则为 $V_{IN} + V_{OUT}$ 。

图 3 显示了通过各种电路组件的电流。Q1 开启时，输入电源的能量被存储在 L1a、L1b 和 C_C 中。L1b 还提供 I_{OUT} 。Q1 关闭时， C_C 持续为 L1a 提供电流，而 L1b 再次提供 I_{OUT} 。

图 3 CCM 期间 ZETA 转换器的分量电流



占空比

假设 100% 效率占空比 D ，用于 CCM 运行的 ZETA 转换器，其为：

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} + V_{OUT}}. \quad (1)$$

它还可以被重写为：

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

D_{max} 出现在 $V_{IN(min)}$ ，而 D_{min} 出现在 $V_{IN(max)}$ 。

选择无源组件

设计任何 PWM 开关调节器的首要步骤之一便是决定允许多少电感纹波电流 $\Delta I_{L(PP)}$ 。过多会增加 EMI，而过少又会导致不稳定的 PWM 运行。一般原则是给 K 分配一个介于 0.2 和 0.4 平均输入电流之间的值。理想纹波电流的计算如下：

$$\begin{aligned} \text{Desired } \Delta I_{L(PP)} &= K \times I_{IN} \\ &= K \times I_{OUT} \times \frac{D}{1-D}. \end{aligned} \quad (3)$$

在理想紧密型耦合电感中，每个电感的单芯上都有相同的绕组数，这时耦合迫使纹波电流在两个耦合电感之间等分。在现实耦合电感中，电感并没有相等的电感，并且纹波电流也不会完全相等。无论如何，在理想纹波电流值的情况下，如果存在两个单独的电感，则我们将耦合电感中要求的电感估算为实际需要的一半，如方程式 4 所示：

$$L_{1a_{min}} = L_{1b_{min}} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{IN} \times D}{\Delta I_{L(PP)} \times f_{SW(min)}} \quad (4)$$

为了能够承受负载瞬态，在高端电感中，耦合电感的饱和电流额定值需至少为稳态峰值电流的 1.2 倍，其计算方法如方程式 5 所示：

$$I_{L1a(PK)} = I_{OUT} \times \frac{D}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5)$$

请注意， $I_{L1b(PK)} = I_{OUT} + \Delta I_L/2$ ，其小于 $I_{L1a(PK)}$ 。

与降压转换器一样，ZETA 转换器的输出有非常低的纹波。方程式 6 计算了完全由电容值引起的输出纹波电压部分：

$$\Delta V_{C_{OUT}(PP)} = \frac{\Delta I_{L1b(PP)} [at V_{IN(max)}]}{8 \times C_{OUT} \times f_{SW(min)}}, \quad (6)$$

其中 $f_{SW(\min)}$ 为最小开关频率。方程式 7 计算了完全由输出电容 ESR 引起的输出纹波电压部分：

$$\Delta V_{ESR_C_{OUT}(PP)} = \Delta I_{L1b(PP)} [\text{at } V_{IN(\max)}] \times ESR_{C_{OUT}} \quad (7)$$

请注意，这两个纹波电压部分均被相移，且不直接相加。就低 ESR（例如：陶瓷电容）电容而言，可以忽略 ESR 部分电压。要想满足应用的负载瞬态要求，最小电容限制是必需的。

输出电容必须有一个大于电容 RMS 电流的 RMS 电流额定值，其计算方法如方程式 8：

$$I_{C_{OUT}(RMS)} = \frac{\Delta I_{L1b(PP)} [\text{at } V_{IN(\max)}]}{\sqrt{3}} \quad (8)$$

输入电容和耦合电容吸取和下拉的电流电平相同，但开关周期相反。与降压转换器类似，输入电容和耦合电容都需要 RMS 电流额定值，

$$I_{C_{IN}(RMS)} = I_{C_C(RMS)} = I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN(\min)}}} \quad (9)$$

方程式 10a 和 10b 计算了完全由各自电容器电容值引起的输出纹波电压部分：

$$\Delta V_{C_{IN}(PP)} = \frac{D_{\max} \times I_{OUT}}{C_{IN} \times f_{SW(\min)}} \quad (10a)$$

$$\Delta V_{C_C(PP)} = \frac{D_{\max} \times I_{OUT}}{C_C \times f_{SW(\min)}} \quad (10b)$$

方程式 11a 和 11b 计算了完全由各自电容器 ESR 值引起的输出纹波电压部分：

$$\begin{aligned}\Delta V_{\text{ESR}_{C_{\text{IN}}}}(\text{PP}) &= (I_{\text{IN}(\text{max})} + I_{\text{OUT}}) \times \text{ESR}_{C_{\text{IN}}} \\ &= \frac{I_{\text{OUT}}}{1 - D_{\text{max}}} \times \text{ESR}_{C_{\text{IN}}}\end{aligned}\quad (11a)$$

$$\begin{aligned}\Delta V_{\text{ESR}_{C_{\text{C}}}}(\text{PP}) &= (I_{\text{IN}(\text{max})} + I_{\text{OUT}}) \times \text{ESR}_{C_{\text{C}}} \\ &= \frac{I_{\text{OUT}}}{1 - D_{\text{max}}} \times \text{ESR}_{C_{\text{C}}}\end{aligned}\quad (11b)$$

此外，两个纹波电压组成部分均被相移，且不直接相加；同时，就低 ESR 电容器而言，ESR 电压部分再次可以被忽略。典型的纹波值小于输入电容输入电压的 0.05 倍，也小于耦合电容输出电压的 0.02 倍。

选择有源组件

我们必须谨慎选择功率 MOSFET，以便它可以处理峰值电压和电流，同时最小化功耗。功率 FET 的电流额定值可以决定 ZETA 转换器的最大输出电流。

如图 3 所示，Q1 承受了 $V_{\text{IN}(\text{max})} + V_{\text{OUT}}$ 的最大电压。Q1 的峰值电流额定值必须为

$$I_{\text{Q1}(\text{PK})} = I_{\text{L1a}(\text{PK})} + I_{\text{L1b}(\text{PK})} = I_{\text{IN}} + I_{\text{OUT}} + \Delta I_{\text{L}} \quad (12)$$

在相关环境温度下，FET 功耗额定值必须大于传导损耗（FET $r_{\text{DS}(\text{on})}$ 的函数）和开关损耗（FET 栅极电荷的函数）的和，计算方法如方程式 13 所示：

$$\begin{aligned}P_{\text{D}_{\text{Q1}}} &= P_{\text{r}_{\text{DS}(\text{on})}} + P_{\text{SWG}} + P_{\text{Gate}} \\ &= I_{\text{Q1}(\text{RMS})}^2 \times r_{\text{DS}(\text{on})} \\ &\quad + (V_{\text{IN}(\text{max})} + V_{\text{OUT}}) \times I_{\text{Q1}(\text{PK})} \times Q_{\text{GD}} / I_{\text{Gate}} \times f_{\text{SW}(\text{max})} \\ &\quad + V_{\text{Gate}} \times Q_{\text{G}} \times f_{\text{SW}(\text{max})},\end{aligned}\quad (13)$$

其中， Q_{GD} 为栅极到漏极电荷， Q_{G} 为 FET 的总栅极电荷， I_{Gate} 为最大驱动电流，而 V_{Gate} 为控制器的最大栅极驱动。Q1 的 RMS 电流为：

$$\begin{aligned}I_{\text{Q1}(\text{RMS})} &= (I_{\text{IN}(\text{max})} + I_{\text{OUT}}) \times \sqrt{D_{\text{max}}} \\ &= \frac{I_{\text{OUT}} \times V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{min})} \times \sqrt{D_{\text{max}}}}.\end{aligned}\quad (14)$$

输出二极管必须要能够处理与 Q1 相同的峰值电流，即 $I_{\text{Q1}(\text{PK})}$ 。该二极管还必须能够承受大于 Q1 最大电压 ($V_{\text{IN}(\text{max})} + V_{\text{OUT}}$) 的反向电压，以处理瞬态和振铃

问题。由于平均二极管电流为输出电流，因此二极管的封装必须能够驱散高达 $I_{OUT} \times V_{FWD}$ 的功率，其中 V_{FWD} 为肖特基二极管 I_{OUT} 的正向电压。

环路设计

ZETA 转换器是一种具有多个实复极频和零频的四阶转换器。与 SEPIC 转换器不同，ZETA 转换器没有右半面零点，并且更容易获得补偿，以使用更小的输出电容值达到更大环路带宽和更好负载瞬态结果。参考文献 1 提供一个基于状态空间平均法的较好数学模型。该模型将电感 DC 电阻 (DCR) 排除在外，但却包括了电容 ESR。尽管参考文献 1 中的转换器使用陶瓷电容，但就后面的设计举例而言，电感 DCR 代替了电容 ESR，这样模型便可以更加紧密地匹配测得值。开环路增益带宽（即利用一个可接收的典型 45° 相位余量让增益穿过零频的频率），应该大于 $L1b$ 和 C_C 的谐振频率，这样反馈环路便可以在该谐振频率下利用基频阻尼输出端出现的非正弦纹波。

设计举例

就本例而言，诸多要求都是针对一个 $\eta = 0.9$ 峰值效率的 12-V、1-W 电源。负载为稳态，因此几乎看不到负载瞬态。2-A 输入电源为 9 到 15V。我们选择了异步电压模式控制器即 TI TPS40200，其工作在 340 和 460kHz 之间的开关频率下。输入端和快速电容器的最大允许纹波分别为彼此交叉最大电压的 1%。最大输出纹波为 25 mV，而最大环境温度为 55°C 。由于 EMI 并不是问题，通过使用最小输入电压，我们选择了具有更低电感值的电感。下一页的表 1 概括了前面介绍的一些设计计算方法。我们忽略了方程式 7 到 9 以及方程式 11，因为使用了高 RMS 电流额定值的低 ESR 陶瓷电容。

表 1 举例 ZETA 转换器设计计算

BASED ON DESIGN EQUATION	COMPUTATION (ASSUMING $\eta = 1$)	ADJUSTED FOR $\eta = 0.9$	SELECTED COMPONENT/RATING
Passive Components			
(1)	$D_{\max} = \frac{12\text{ V}}{12\text{ V} + 9\text{ V}} = 0.57$	N/A	N/A
(1)	$D_{\min} = \frac{12\text{ V}}{12\text{ V} + 15\text{ V}} = 0.44$	N/A	N/A
(2)	$I_{N(\max)} = 1\text{ A} \times \frac{0.57}{1 - 0.57} = 1.33\text{ A}$	$\frac{1.33\text{ A}}{0.9} = 1.48\text{ A}$	N/A
(3)	Desired $\Delta I_{L(\text{pp})}$ [at $V_{IN(\min)}$] = $0.3 \times 1.33\text{ A} = 0.4\text{ A}$	$\frac{0.4\text{ A}}{0.9} = 0.44\text{ A}$	N/A
(4) using $V_{IN(\min)}$	$L1a = L1b = \frac{1}{2} \times \frac{9\text{ V} \times 0.57}{0.40\text{ A} \times 340\text{ kHz}} = 18.9\text{ }\mu\text{H}$	$18.9\text{ }\mu\text{H} \times 0.9 = 17.0\text{ }\mu\text{F}$	Coilcraft MSD1260: $22\text{ }\mu\text{H} - I_{\text{RMS}} = 1.76\text{ A}$ in each winding simultaneously, $I_{\text{SAT}} = 5\text{ A}$
(4) at $V_{IN(\min)}$	Actual $\Delta I_{L(\text{pp})} = \frac{1}{2} \times \frac{9\text{ V} \times 0.57}{22\text{ }\mu\text{H} \times 340\text{ kHz}} = 0.34\text{ A}$	N/A	
(5)	$I_{L1a(\text{PK})} = 1.33\text{ A} + \frac{0.34\text{ A}}{2} = 1.50\text{ A}$	$1.48\text{ A} + \frac{0.34\text{ A}}{2} = 1.65\text{ A}$	
(4) at $V_{IN(\max)}$	Actual $\Delta I_{L(\text{pp})} = \frac{1}{2} \times \frac{15\text{ V} \times 0.44}{22\text{ }\mu\text{H} \times 340\text{ kHz}} = 0.45\text{ A}$	N/A	N/A
(6)	$C_{\text{OUT}(\min)} = \frac{0.44\text{ A}}{8 \times 0.025\text{ V} \times 340\text{ kHz}} = 6.5\text{ }\mu\text{F}$	N/A	Two $10\text{-}\mu\text{F}$, 25-V X5R ceramics and one $4.7\text{-}\mu\text{F}$, 25-V X5R ceramic to provide good load-transient response and to accommodate ceramic capacitor derating
(10a) for C_{IN}	$C_{\text{IN}(\min)} = \frac{0.57 \times 1\text{ A}}{0.01 \times 15\text{ V} \times 340\text{ kHz}} = 11.2\text{ }\mu\text{F}$	$\frac{11.2\text{ }\mu\text{F}}{0.9} = 12.4\text{ }\mu\text{F}$	Two $10\text{-}\mu\text{F}$, 25-V X5R ceramics and one $4.7\text{-}\mu\text{F}$, 25-V X5R ceramic to accommodate ceramic capacitor derating
(10b) for C_C	$C_{\text{C}(\min)} = \frac{0.57 \times 1\text{ A}}{0.01 \times 12\text{ V} \times 340\text{ kHz}} = 14\text{ }\mu\text{F}$	$\frac{14\text{ }\mu\text{F}}{0.9} = 15.6\text{ }\mu\text{F}$	Three $10\text{-}\mu\text{F}$, 25-V X5R ceramics to accommodate ceramic capacitor derating
Active Components			
(12)	$I_{\text{O1(PK)}} = 1.33\text{ A} + 1\text{ A} + 0.34\text{ A} = 2.67\text{ A}$	$1.48\text{ A} + 1\text{ A} + 0.34\text{ A} = 2.82\text{ A}$	N/A
(14)	$I_{\text{O1(RMS)}} = \frac{1\text{ A} \times 12\text{ V}}{9\text{ V} \times \sqrt{0.57}} = 1.77\text{ A}$	$\frac{1.77\text{ A}}{0.9} = 1.96\text{ A}$	Fairchild FDC365P: -35-V , -4.3-A , $55\text{-m}\Omega$ PFET
(13)	$P_{\text{D}_01} = (1.96\text{ A})^2 \times 55\text{ m}\Omega + (15\text{ V} + 12\text{ V}) \times 2.82\text{ A} \times 2.2\text{ nC} / 0.3\text{ A} \times 460\text{ kHz} + 8\text{ V} \times 15\text{ nC} \times 460\text{ kHz} = 0.54\text{ W}$	Included	
—	$P_{\text{D}_01} = 1\text{ A} \times 0.5\text{ V} = 0.5\text{ W}$	N/A	MBRS340: 40 V , 3 A , SMC

图 4 显示的是示意图，而图 5 则显示了 ZETA 转换器的效率。在下一页，图 6 显示了转换器在深度 CCM 下的运行情况，而图 7 则显示了环路响应。

图 4 1A 电流时 9V 到 15V V_{IN} 和 12-V V_{OUT} 的 ZETA 转换器设计

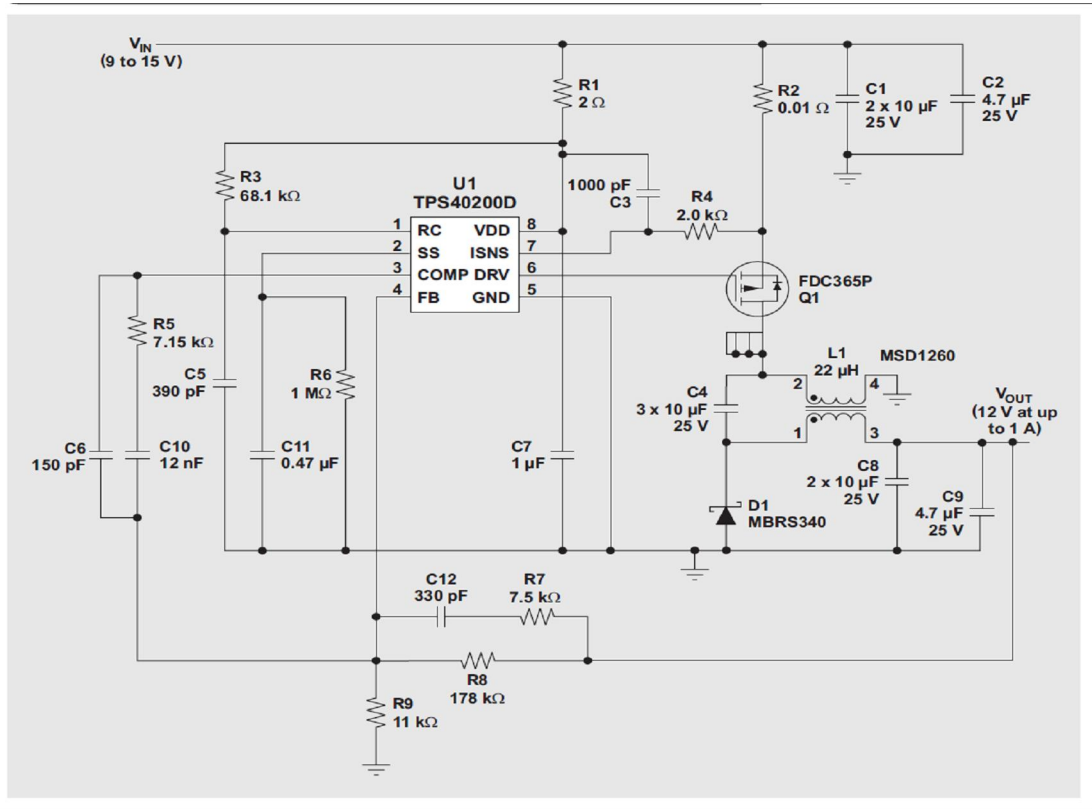


图 5 举例 ZETA 转换器设计的效率

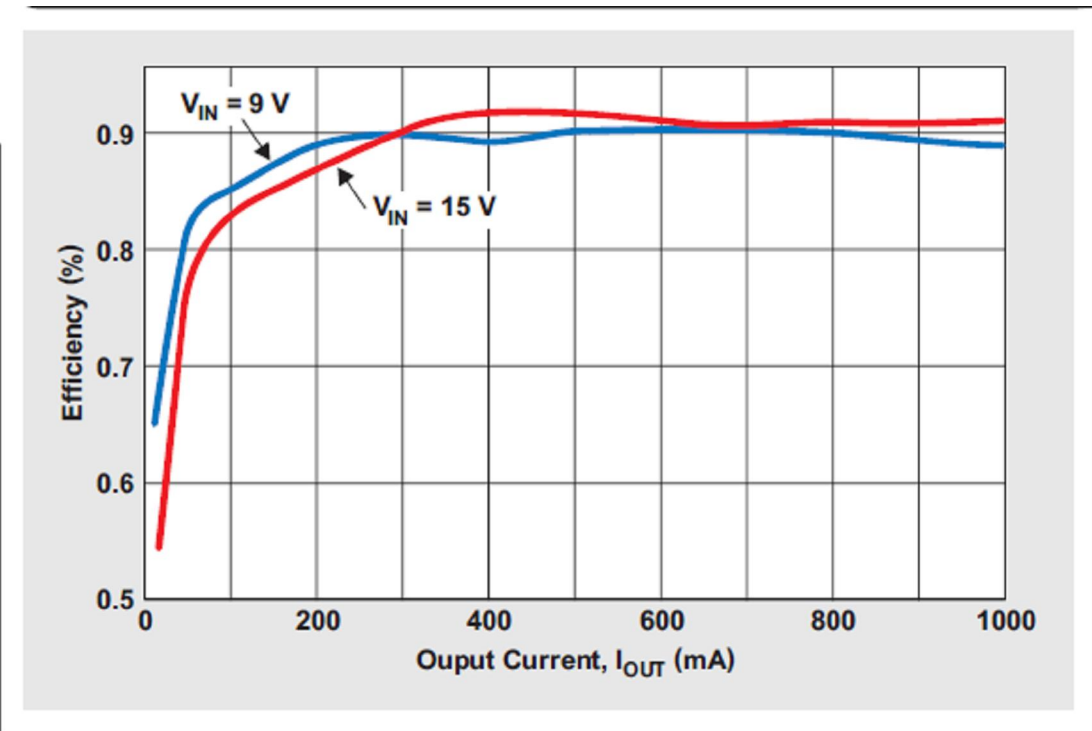


图 6 $V_{IN}=9V$ 且 $I_{OUT}=1A$ 时的运行情况

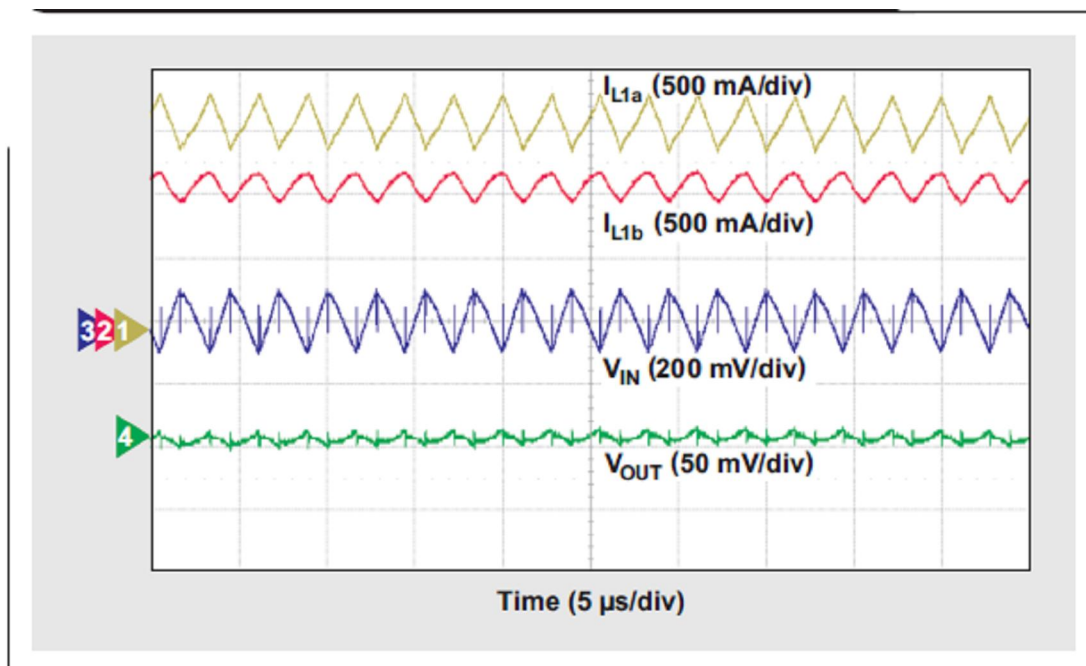
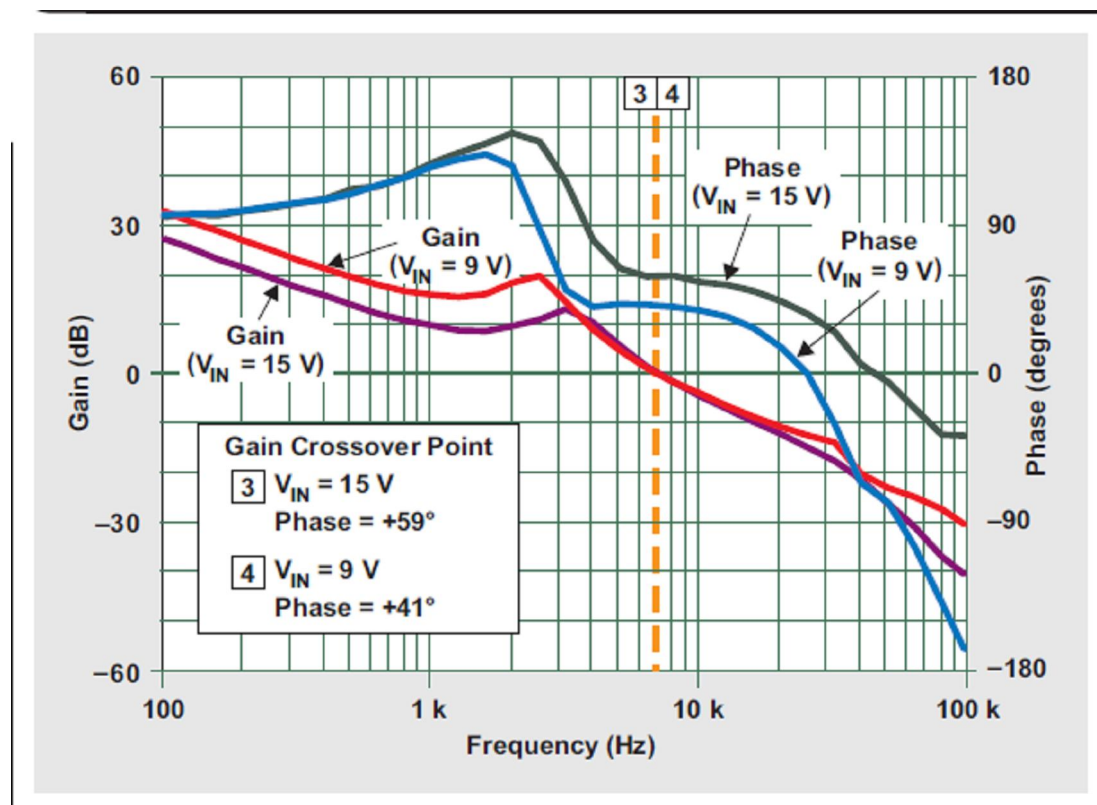


图 7 $V_{IN}=9V$ 和 $15V$ 且 $I_{OUT}=1A$ 时的环路响应



重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/optical network
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated