

LMZ14203

LMZ14203 3A SIMPLE SWITCHER® Power Module with 42V Maximum Input Voltage



Literature Number: ZHCS548

LMZ14203

具备42V最高输入电压的3A SIMPLE SWITCHER®电源模块

易于使用的7引脚封装



顶视图



底视图

30107086

TO-PMOD 7引脚封装

10.16 x 13.77 x 4.57 mm (0.4 x 0.542 x 0.18英寸)

 $\theta_{JA} = 20^{\circ}\text{C/W}$ · $\theta_{JC} = 1.9^{\circ}\text{C/W}$

符合RoHS(有害物质限制指令)标准

电气性能规格

- 总输出功率最大为18W
- 输出电流高达3A
- 输入电压范围为6V至42V
- 输出电压范围为0.8V至6V
- 效率高达90%

主要特性

- 集成屏蔽电感器
- 简单的PCB布线
- 灵活的启动顺序 · 使用外部的软启动和高精度使能端
- 针对浪涌电流以及输入欠压锁定和输出短路等故障提供的保护
- 结温范围为-40°C 至 125°C
- 采用整块的裸露焊盘和标准引脚 · 更易于装配和制造
- 卓越的瞬态响应 · 可驱动现场可编程逻辑门阵列和特定用途集成电路电路。
- 低输出电压纹波
- 引脚对引脚兼容系列：
LMZ14203/2/1(42V最大值 3A、2A、1A)
LMZ12003/2/1(20V最大值 3A、2A、1A)
- 可得到WEBENCH®电源设计工具的全面支持

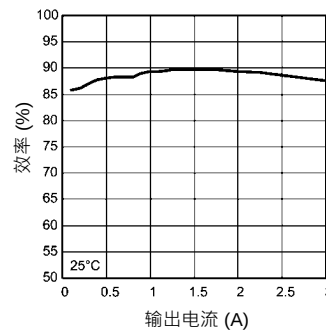
应用领域

- 12V和24V输入电源转换器
- 设计周期受限的项目
- 空间受限/高散热需求应用
- 适用于负输出电压场合(见AN-207)

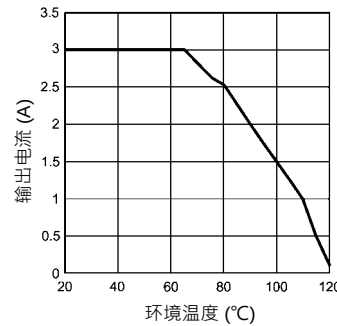
性能优势

- 高温环境下工作时不降低热特性额定值
- 高效率：减少系统产生的热量
- 低电磁干扰(EMI)辐射 · 符合EN55022 B级标准
- 10V/m辐射抗扰度 · 通过EN61000 4-3 EMI测试标准

系统性能

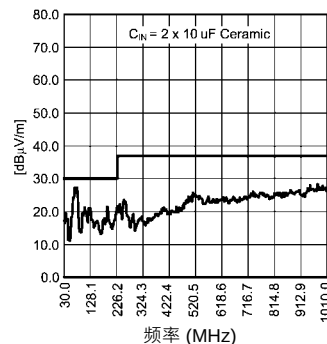
效率 $V_{IN} = 24\text{V}$ $V_{OUT} = 5.0\text{V}$


30107036

热特性降额曲线
 $V_{IN} = 24\text{V}$, $V_{OUT} = 5.0\text{V}$


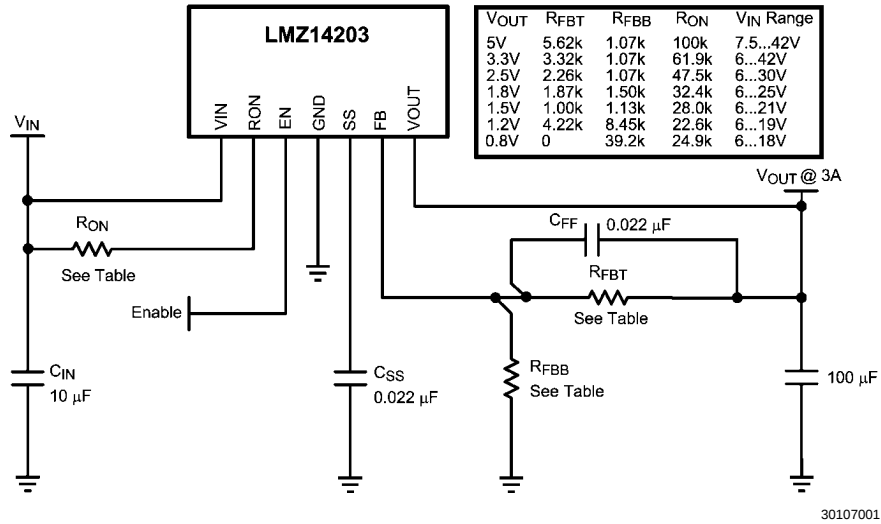
30107037

评估板电磁辐射值(EN 55022 B级)

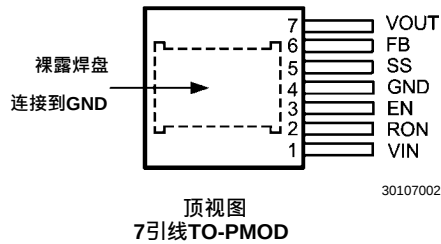


30107038

应用原理简图



连线图



订购信息

订购号	封装类型	NSC封装图纸	供货方式
LMZ14203TZ-ADJ	TO-PMOD-7	TZA07A	250件，卷带包装
LMZ14203TZX-ADJ	TO-PMOD-7	TZA07A	500件，卷带包装
LMZ14203TZE-ADJ	TO-PMOD-7	TZA07A	45件，逐排分布

引脚描述

引脚	名称	描述
1	VIN	电源输入—标称工作范围6V至42V。内部集成封装少量电容。该引脚和裸露焊盘之间要求增加外部输入电容。
2	RON	导通时间电阻—VIN与该引脚之间的外部电阻可设置导通时间。典型阻值为25k至124k欧姆。
3	EN	使能端—高精度使能比较器的输入端。标称上升阈值1.18V；90 mV标称磁滞电压。建议最大输入电压6.5V。
4	GND	接地—所有电压的参考点。必须从外部连接至EP。
5	SS	软启动—由一个内部8 μA电流源向一个外部电容充电实现软启动功能。在禁用、过电流、热关断和内部欠压锁定情况下，电容以200 μA电流放电。
6	FB	反馈—内部连接调节、过电压和短路比较器。该输入引脚的调节参考电压为0.8V。连接输出端和地之间的反馈电阻分压器调节输出电压。
7	VOUT	输出电压—内部电感的输出。连接该引脚和裸露焊盘之间的输出电阻。
EP	EP	裸露焊盘—内部连接至引脚4。用于使用过程中封装体的散热。必须和引脚4有电信号连接，外部为封装。

最大绝对额定值

(注释1)

如果用于军用/航空专用设备，请向美国国家半导体销售办事处/经销商咨询具体可用性和规格。

VIN、RON到GND	-0.3V 至 43.5V
EN、FB、SS到GND	-0.3V 至 7V
结点温度	150°C
储存温度范围	-65°C 至 150°C

ESD敏感性

(注释2)

± 2 kV

如需了解焊接规格，请于www.national.com 查看产品文件夹和www.national.com/ms/MS/MS-SOLDERING.pdf 的内容。

额定工作值

(注释1)

VIN	6V 至 42V
EN	0V 至 6.5V
工作结点温度	-40°C 至 125°C

电气特性

规格中的标准字体仅用于在 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 时；使用粗体字体的极限值适用于 T_J 在 -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ 工作结点温度范围内。最小值和最大值通过测试、设计或统计关系确定。典型值是 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 时最标准的参数值，这里仅供参考。除非另作说明，将采用以下的工作条件： $V_{IN} = 24\text{V}$ ， $V_{OUT} = 3.3\text{V}$

符号	参数	工作条件	最小 (注释3)	典型值 (注释4)	最大值 (注释3)	单位
系统参数						
使能控制						
V_{EN}	使能阈值跳变点	V_{EN} 上升时	1.1	1.18	1.25	V
V_{EN-HYS}	使能阈值迟滞	V_{EN} 下降时		90		mV
软启动						
I_{SS}	软启动电流源	$V_{SS} = 0\text{V}$	5	8	11	μA
I_{SS-DIS}	软启动放电电流			-200		μA
电流限制						
I_{CL}	电流限定值	直流平均值 $V_{IN} = 12\text{V}$ 至 24V	3.2	4.2	5.25	A
开启 / 关闭定时器						
t_{ON-MIN}	开启定时器最小脉冲宽度			150		ns
t_{OFF}	关闭定时器脉冲宽度			260		ns
调节器和过电压比较器						
V_{FB}	内部调节器反馈电压	$V_{SS} > +0.8\text{V}$ $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C $I_O = 3\text{A}$	0.784	0.804	0.825	V
		$V_{SS} > +0.8\text{V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_O = 10\text{mA}$	0.786	0.802	0.818	V
V_{FB-OV}	反馈过电压保护阈值			0.92		V
I_{FB}	反馈输入偏置电流			5		nA
I_Q	非切换输入电流	$V_{FB} = 0.86\text{V}$		1		mA
I_{SD}	关断静态电流	$V_{EN} = 0\text{V}$		25		μA
热特性						
T_{SD}	热关断	上升		165		$^\circ\text{C}$
$T_{SD-HYST}$	热关断迟滞	下降		15		$^\circ\text{C}$
θ_{JA}	结到环境	4层 JEDEC 印刷电路板，100孔，无气流条件下		19.3		$^\circ\text{C/W}$
		2层 JEDEC 印刷电路板，无气流条件下		21.5		$^\circ\text{C/W}$
θ_{JC}	结到外壳	无气流条件下		1.9		$^\circ\text{C/W}$
性能参数						
ΔV_O	输出电压纹波			8		mV _{PP}
$\Delta V_O/\Delta V_{IN}$	输入电压调节率	$V_{IN} = 12\text{V}$ 至 42V ， $I_O = 3\text{A}$		.01		%
$\Delta V_O/I_{OUT}$	负载调节率	$V_{IN} = 24\text{V}$		1.5		mV/A

符号	参数	工作条件	最小 (注3)	典型值 (注4)	最大值 (注3)	单位
η	效率	$V_{IN} = 24V$ $V_O = 3.3V$ $I_O = 1A$		92		%
η	效率	$V_{IN} = 24V$ $V_O = 3.3V$ $I_O = 3A$		85		%

注释1: 一旦超过最大绝对额定值, 器件可能受到损坏。额定工作值是保证器件正常工作时的工作条件。关于规格保证和测试环境, 请见电气特性。

注释2: 人体模型是一个通过1.5 k Ω 电阻向每个引脚放电的 100 pF 电容器。测试方法依据 JESD-22-114。

注释3: 最小限定值和最大限定值完全在25°C条件下测定。利用统计质量控制(SQC)方法确定超过工作温度时的临界值。这些极限值可用于计算美国国家半导体平均出厂质量水平(AOQL)。

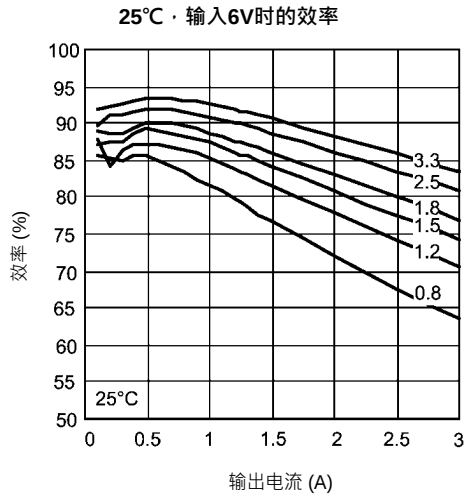
注释4: 典型值是25°C时最标准的参数值, 这里仅供参考。

注释5: EN 55022:2006, +A1:2007, FCC Part 15 Subpart B:2007. 详细信息见测试设备的AN-2024和布线图。

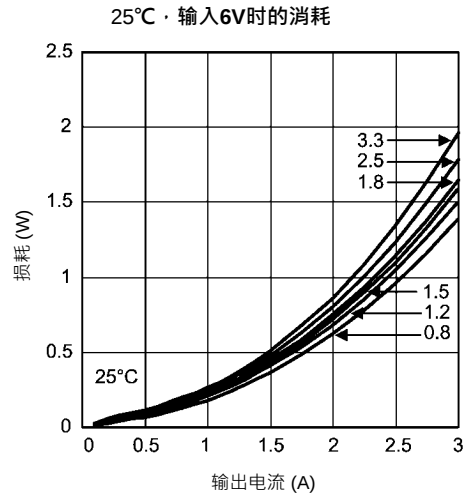
注释6: θ_{JA} 的测试条件: 1.705" x 3.0"四层测试板, 1盎司铜线, 35个12密耳散热通孔, 无气流条件下, 1W功率耗散。参考PCB布线图

典型性能特征

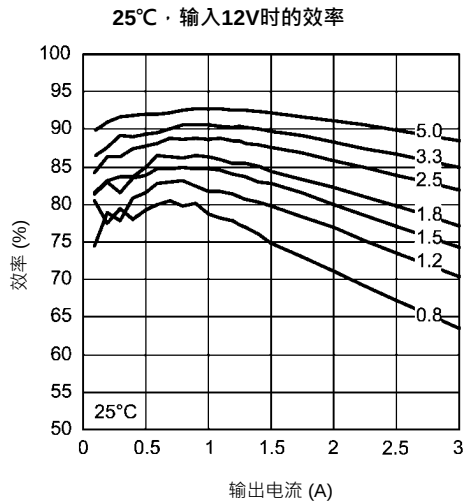
除非另作说明, 将采用以下的工作条件: $V_{IN} = 24V$; $C_{in} = 10\mu F$ X7R 陶瓷; $C_O = 100\mu F$ X7R 陶瓷; $T_{ambient} = 25^\circ C$ 得到高性能的曲线和波形。



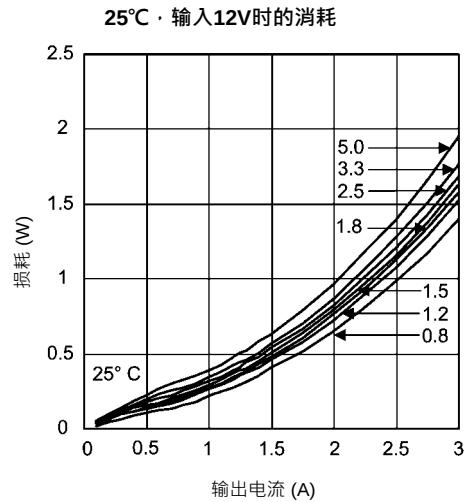
30107031



30107032

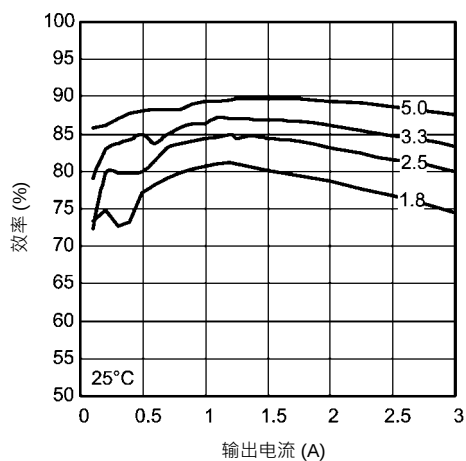


30107003



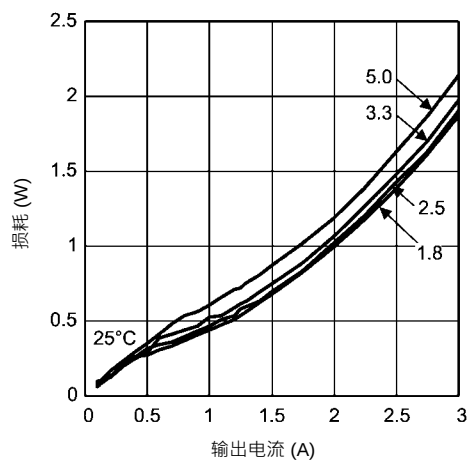
30107004

25°C · 输入24V时的效率



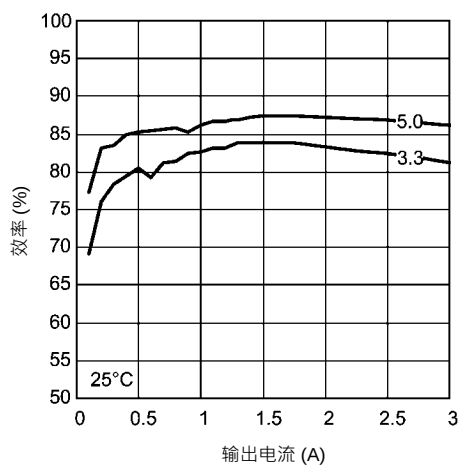
30107026

25°C · 输入24V时的消耗



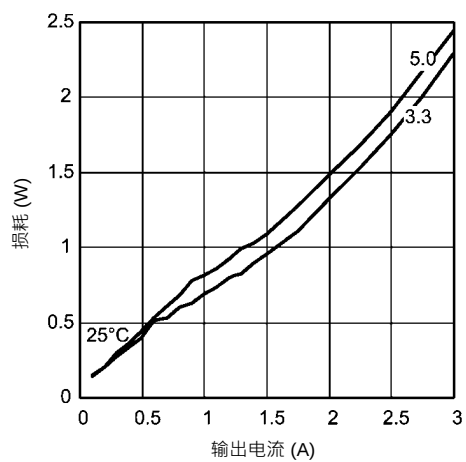
30107027

25°C · 输入36V时的效率



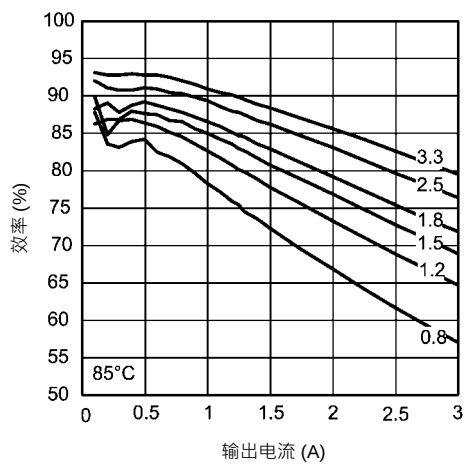
30107029

25°C · 输入36V时的消耗



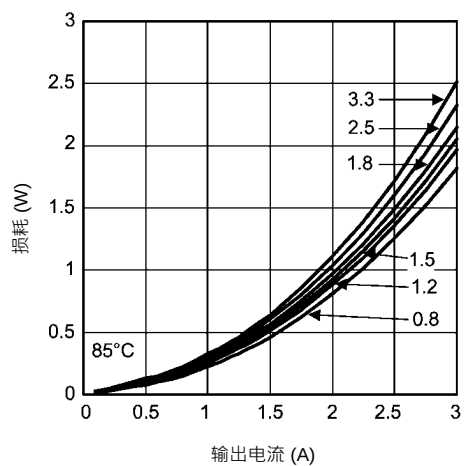
30107030

85°C · 输入6V时的效率



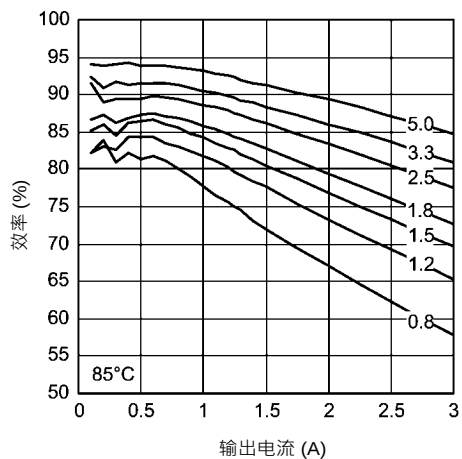
30107033

85°C · 输入6V时的消耗



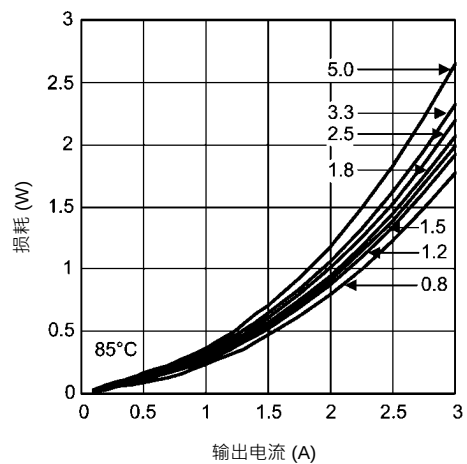
30107034

85°C · 输入8V时效率



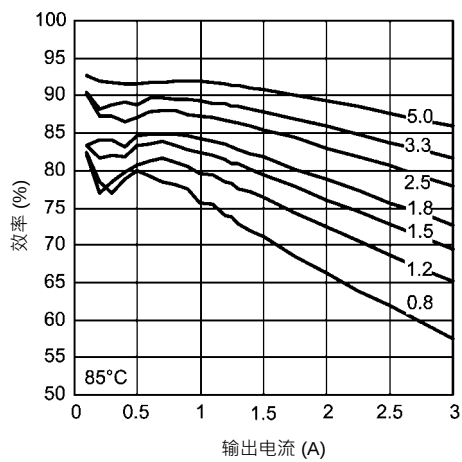
30107040

85°C · 输入8V时的消耗



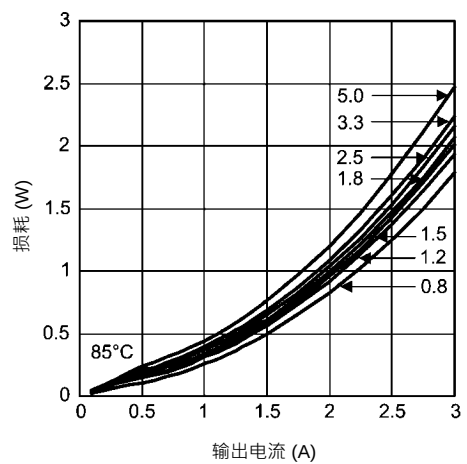
30107041

85°C · 输入12V时效率



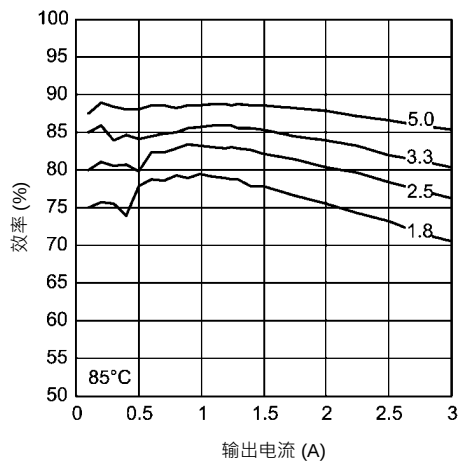
30107042

85°C · 输入12V时的消耗



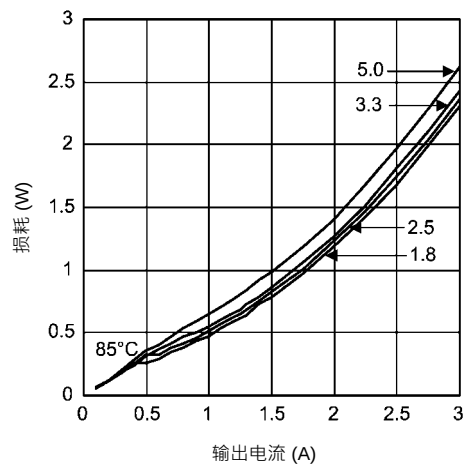
30107043

85°C · 输入24V时效率

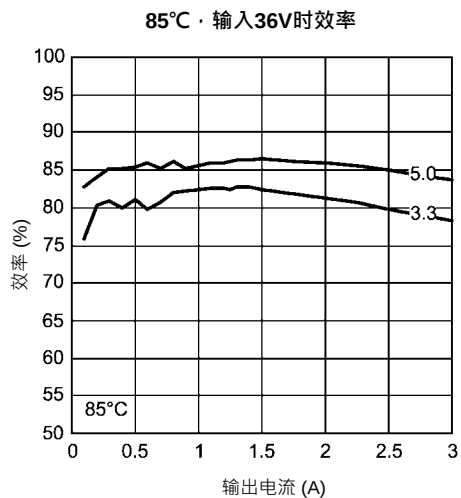


30107044

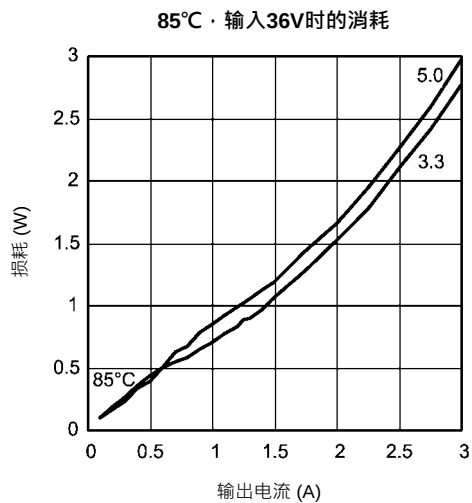
85°C · 输入24V时的消耗



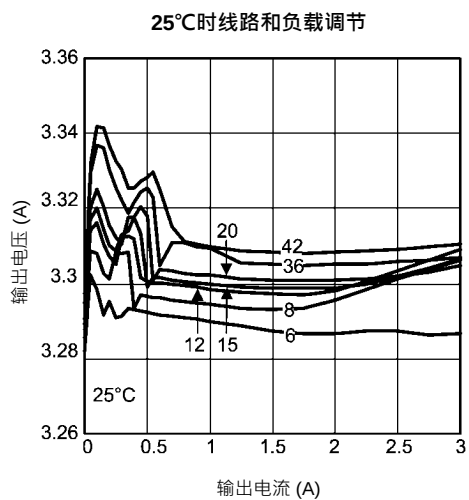
30107045



30107046

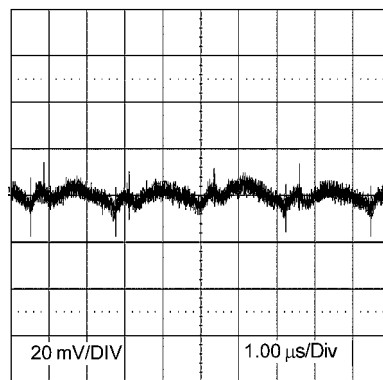


30107047



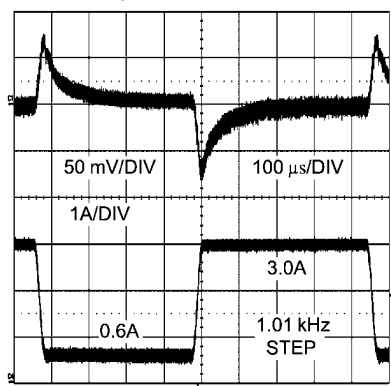
30107048

输出纹波
 $V_{IN} = 24V$ · $V_O = 3.3V$ · $3A$ · $BW = 200\text{ MHz}$

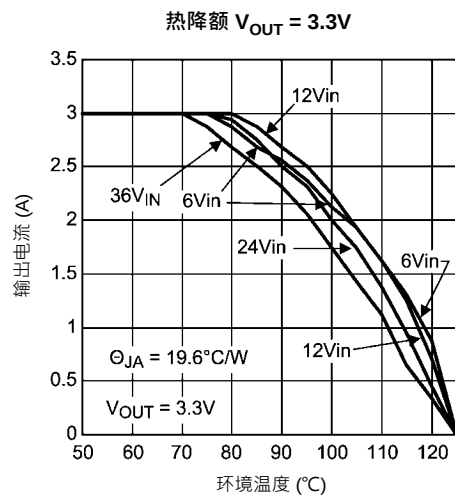


30107005

瞬态响应
 $V_{IN} = 24V$ · $V_O = 3.3V$ · $3A$ · $0.6A$ 至 $3A$ 阶跃

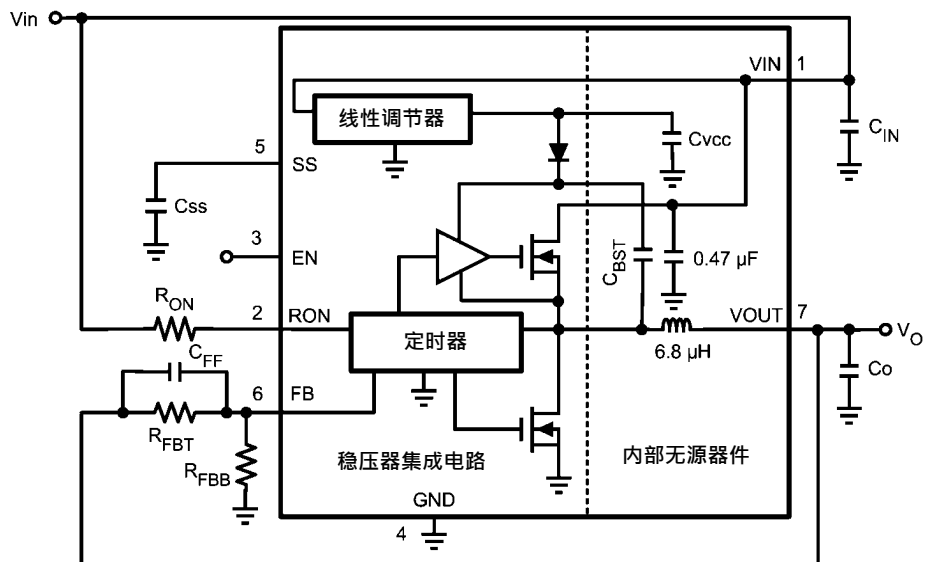


30107006



30107051

应用原理框图



30107008

COT控制电路概述

恒定导通时间控制方式基于一个比较器和一个导通时间单次触发器，及相对于内部0.8V参考电压的反馈输出电压。若反馈电压低于参考电压，主MOSFET将按照可编程电阻 R_{ON} 设定的时间导通。 R_{ON} 连接 V_{IN} 以便通过提高输入电压来缩短导通时间。导通后，主MOSFET保持最短260 ns关闭时间。若反馈引脚电压再次低于参考电压，导通时间循环重复。调节功能以该方式实现。

该电阻分压器允许设计者选择输入电压值(低于该值则禁用电路)。这实现了欠压锁定的可编程功能。这通常用于电池供电系统，防止系统电池深度放电。在输出有序控制的系统设计或防止由于主输入电压上升期间的提前导通，这也非常实用。在高输入电压的应用场合，如24V AC/DC系统，使能分压器通常有主电源供电，这样工作范围会比较窄。在时序上电应用中，相对于LMZ14203输出电压，分压器由主电源提前上电。这两个电阻应基于以下比率选择：

LMZ14203应用设计步骤

LMZ14203可得到WEBENCH®的全面支持并提供：元器件选择、电气特性、热模拟和Build-It板来缩短设计时间。以下步骤可用于手动设计LMZ14203应用。

- 利用使能电阻分压器设定最小工作电压
- 根据输出分压器电阻确定 V_O
- 根据所选软启动电容确定启动时间
- 选择 C_O
- 选择 C_{IN}
- 根据 R_{ON} 设置工作频率
- 确定模块功耗
- 根据散热性能要求设计PCB板布线

使能脚分压器、 R_{ENT} 和 R_{ENB} 选择

使能输入提供了精确的1.18V带隙上升阈值电压，允许采用直接逻辑驱动或连接更高电压(如 V_{IN})的使能分压器。使能输入包含90 mV(典型)迟滞，造成阈值电压下降1.09V。EN引脚建议的最大输入电压为6.5V。实际应用中，当使能分压器中点电压超过6.5V时，可增加一个齐纳二极管限制电压。

$$R_{ENT} / R_{ENB} = (V_{IN\ UVLO} / 1.18V) - 1 \quad (1)$$

LMZ14203演示板及评估电路板使用11.8 kΩ的 R_{ENB} 和68.1 kΩ的 R_{ENT} ，因此输入电压的上升UVLO是8V。当分压器的输入提高至42V时，它提供给EN输入端的电压为6.25V。

输出电压选择

输出电压由连接在 V_O 端和地之间的两个电阻决定。分压器中点与FB输入端相连。FB引脚电压与0.8V内部参考电压比较。通常情况下当FB引脚电压降至0.8V以下时初始化导通时间周期。主MOSFET导通而使得输出电压上升且FB引脚电压超过0.8V。只要FB引脚电压高于0.8V，导通就停止。

可调输出电压由外部分压器电阻 R_{FBT} 和 R_{FBB} 决定：

$$V_O = 0.8V * (1 + R_{FBT} / R_{FBB}) \quad (2)$$

变换上式；输出电压的反馈电阻比为：

$$R_{FBT} / R_{FBB} = (V_O / 0.8V) - 1 \quad (3)$$

电阻选择范围是1.0千欧至10.0千欧。

若 $V_O = 0.8V$ ，FB 引脚可直接连接输出端，但这时输出预偏电阻也会从输出端分流 $20\mu A$ 电流。然而空载时，转换器是需要这个小负载来产生一个小电感纹波电流进而维持输出电压稳定。

为改善负载阶跃瞬态响应，将一个前馈电容与 R_{FBT} 跨接放置。其值通常由 DCM 和 CCM 传导方式之间的带载阶跃响应实验测定且可调节至最佳瞬态响应和最小纹波。

应用原理图中包含 R_{FBT} 、 R_{FBB} 、 C_{FF} 和 R_{ON} 的值。

软启动电容选择

启动后，可编程软启动允许调节器缓慢上升至稳定工作点，从而减小输入电源带来的浪涌电流并延长输出电压上升时间避免超调。导通且经过所有 UVLO 状态后，内部 $8\mu A$ 电流源开始为外部软启动电容充电。

软启动过程（达到稳定工作状态）的时间由该公式给出：

$$t_{SS} = V_{REF} * C_{SS} / I_{SS} = 0.8V * C_{SS} / 8\mu A \quad (4)$$

等式变换如下：

$$C_{SS} = t_{SS} * 8\mu A / 0.8V \quad (5)$$

采用 $0.022\mu F$ 电容产生 2.2 msec 软启动时间。当软启动电容电压超过 $0.8V$ 时，控制器正常工作。SS 引脚电压会继续上升至 $3.8V$ 时，软启动电容停止充电。 $0.8V$ 和 $3.8V$ 之间的电平不会影响其他电路工作。请注意以下情况将通过 SS 输入端以 $200\mu A$ 内部电流对地放电而重启软启动电容。

- 使能端输入为“拉低”
- 热关断情况
- 过电流故障
- 内部 V_{CC} UVLO (V_{IN} 端输入约为 $4V$)

C_O 选择

所需 C_O 输出电容均不包含在该模块内。最小输出电容必须达到最不利情况下的最小纹波电流 $0.5 * I_{LRP-P}$ (通过 (19) 式计算)。除此之外，只要 ESR 足够低并且在允许范围内，额外的电容会减小输出纹波。通常最小值为 $10\mu F$ 。若以最小值工作需要实验。建议使用陶瓷电容或其他低 ESR 类型电容。详见 AN-2024。

下面的公式针对负载瞬态响应要求较为准确地估算了初步 C_O 值：

$$C_O \geq I_{STEP} * V_{FB} * L * V_{IN} / (4 * V_O * (V_{IN} - V_O) * V_{OUT-TRAN}) \quad (6)$$

求解：

$$C_O \geq 3A * 0.8V * 6.8\mu H * 24V / (4 * 3.3V * (24V - 3.3V) * 33mV) \geq 43\mu F \quad (7)$$

LMZ14203 演示和评估板装有 $100\mu F$ 、 $6.3V$ X5R 输出电容。为额外输出电容预留空间。

C_{IN} 选择

LMZ14203 模块包含一个 $0.47\mu F$ 内部输入陶瓷电容。实际应用中，

模块外部需要增加输入电容以减小输入纹波电流。该输入电容位置应非常接近模块。输入电容的选择通常是为了满足输入电流纹波的要求，而不是取决于电容大小。最差情况下额定输入纹波电流由下式

计算：

$$I(C_{IN(RMS)}) \cong 1/2 * I_O * \sqrt{(D/1-D)} \quad (8)$$

$$\text{其中 } D \cong V_O / V_{IN}$$

(作为参考值，当模块满载且 $V_{IN} = 2 * V_O$ 时，将产生最差情况下纹波电流)。

实际应用中，建议使用的最小输入电容是 $10\mu F$ X7R 陶瓷电容且额定电压至少高于输入电压的 25%。同时请注意所选电容的电压和温度降额。应该指出的是，某些陶瓷电容的纹波电流额定值可能不在电容数据表中，您需要联系电容制造商获取该额定值。

如果系统设计需要保持特定的输入纹波电压最低值 ΔV_{IN} ，可用下面的公式计算。

$$C_{IN} \geq I_O * D * (1-D) / f_{SW-CCM} * \Delta V_{IN} \quad (9)$$

若输入为 $24V$ ，输出为 $3.3V$ 且 ΔV_{IN} 为 $1\% V_{IN}$ ，则该值等于 240 mV ， $f_{SW} = 400\text{ kHz}$ 。

$$C_{IN} \geq 3A * 3.3V / 24V * (1 - 3.3V / 24V) / (400000 * 0.240V) \geq 3.7\mu F$$

为抑制输入线路中输入电容和寄生电感的共振效应需要增加 ESR 值较高的大容量电容。

R_{ON} 电阻选择

许多设计都需要首先考虑所需的开关频率。为此可采用下列公式。

$$f_{SW(CCM)} \cong V_O / (1.3 * 10^{-10} * R_{ON}) \quad (10)$$

变换如下：

$$R_{ON} \cong V_O / (1.3 * 10^{-10} * f_{SW(CCM)}) \quad (11)$$

R_{ON} 和 $f_{SW(CCM)}$ 选择受限于 COT 控制模块导通时间和关闭时间限制。

LMZ14203 定时器的导通时间由电阻 R_{ON} 和输入电压 V_{IN} 决定。计算公式如下：

$$t_{ON} = (1.3 * 10^{-10} * R_{ON}) / V_{IN} \quad (12)$$

当 V_{IN} 变化时， t_{ON} 和 V_{IN} 之间的反比关系给出一个几乎恒定的开关频率。选择的 R_{ON} 应使得在输入电压最大时导通时间大于 150 ns 。导通定时器使用了一个限制器，以确保 t_{ON} 最短时间为 150 ns 。这限制了最高工作频率，该频率由下式求得：

$$f_{SW(MAX)} = V_O / (V_{IN(MAX)} * 150\text{ nsec}) \quad (13)$$

如果在最小导通时间为 150 ns 的条件下需要特定工作频率，可用该式选择 R_{ON} 。 R_{ON} 的限定值可计算如下：

$$R_{ON} \geq V_{IN(MAX)} * 150\text{ nsec} / (1.3 * 10^{-10}) \quad (14)$$

若由 (11) 式计算得到 R_{ON} 值小于由 (14) 确定的最小值，需要选择更低的频率。另外，也可以限制 $V_{IN(最大值)}$ 以保持频率不变。

还应注意的，260 ns的最短关闭时间会限制最大占空比。在任何要求大占空比的应用场合都应选择更大的 R_{ON} (较低的 F_{SW})。

非连续传导和连续传导模式

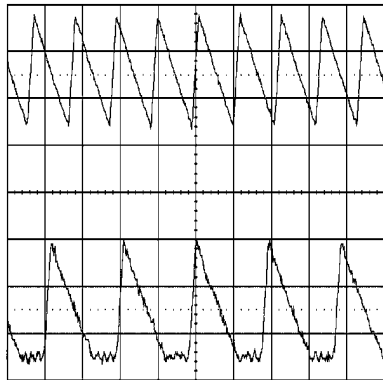
小负载情况下，稳压器将以非连续传导模式(DCM)工作。随着负载电流大于临界传导点，稳压器将以连续传导模式(CCM)工作。在DCM模式下，开关周期始于0安电感电流时；上升至峰值后在关断时间结束前降至0安。注意，在电感电流为零期间，所有负载电流由输出电容提供。当FB引脚电压低于内部参考值时下一次导通开始。与CCM相比，在DCM模式下开关频率较低且随负载电流变化较大。通过减小负载和降低开关频率，减少了传导和开关损失，因此可保持DCM的转换效率。DCM下的工作频率计算如下：

$$f_{SW(DCM)} \cong V_O * (V_{IN} - 1) * 6.8 \mu H * 1.18 * 10^{20} * I_O / (V_{IN} - V_O) * R_{ON}^2 \quad (15)$$

在CCM下，在整个开关周期内电流流过电感且在关断时间内绝不会降至零。随着负载电流和线路电压变化，开关频率保持相对稳定。CCM工作频率可由7式计算。

以下是CCM(上方)和DCM工作模式的波形比较。

CCM和DCM工作模式
 $V_{IN} = 24V, V_O = 3.3V, I_O = 3A/0.4A \quad 2\mu sec/div$



30107012

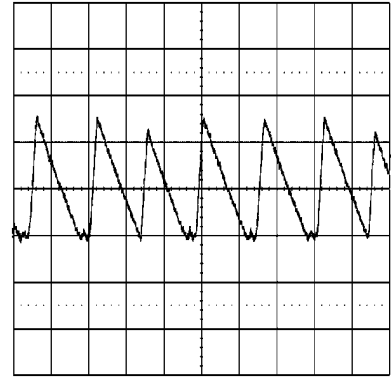
确定DCM/CCM边界的近似公式如下：

$$I_{DCB} \cong V_O * (V_{IN} - V_O) / (2 * 6.8 \mu H * f_{SW(CCM)} * V_{IN}) \quad (16)$$

下面的典型波形显示出边界条件。

过渡模式运行

$$V_{IN} = 24V, V_O = 3.3V, I_O = 0.5 A \quad 2 \mu sec/div$$



30107014

模块的内部电感为6.8 μH。该值为高电平和低电平输入之间较好的平衡点。电感影响的主要参数是电感纹波电流(I_{LR})幅值。 I_{LR} 可计算如下：

$$I_{LR P-P} = V_O * (V_{IN} - V_O) / (6.8 \mu H * f_{SW} * V_{IN}) \quad (17)$$

其中 V_{IN} 为最大输入电压且 f_{SW} 由10式确定。

若假设输出电流 $I_O = I_L$ ，则可确定 I_{LR} 峰值和谷值。注意，若为CCM工作模式， I_{LR} 的谷值必须为正。

功耗和电路板散热要求

给出一个设计示例： $V_{IN} = 24V, V_O = 3.3V, I_O = 3A, T_{AMB}$ (最大值) = 85°C，和 $T_{JUNCTION} = 125^\circ C$ ，器件要求控制外壳到环境的热阻小于：

$$\theta_{CA} < (T_{J-MAX} - T_{A-MAX}) / P_{IC-LOSS} - \theta_{JC} \quad (18)$$

假设从结到外壳的典型热阻为1.9 °C/W。设计时，使用“典型性能曲线”一节中的85°C功率耗散曲线估算 $P_{IC-LOSS}$ 。在此应用中该值为2.25 W。

$$\theta_{CA} < (125 - 85) / 2.25W - 1.9 = 15.8$$

为使 $\theta_{CA} = 15.8$ ，电路板需要有效散热。在没有空气流动和外部热源的情况下，按照以下公式近似估算用1盎司铜皮在顶层和底层覆盖的规定电路板面积：

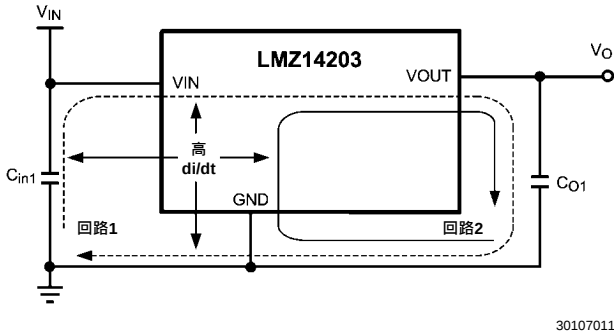
$$\text{电路板面积}_{cm^2} > 500^\circ C \times cm^2/W / \theta_{CA} \quad (19)$$

结果是，电路板设计需要大概31.5平方厘米的1盎司铜皮以覆盖顶层和底层板。电路板铜散热器必须连接到裸露焊盘上。大约需要36个10密耳(254 μm)、间隔为59密耳(1.5 mm)的散热通孔来连接顶层和底层的铜箔区域。高散热性能PCB布线示例请参阅评估板应用注释AN-2024。

PC板布线指南

印刷电路板布线是直流-直流转换器设计的一个重要部分。不理想的布线方案会增加电磁干扰、接地反弹和走线上的电阻压降，这些都将影响直流-直流转换器和周边电路的性能。这些将向直流-直流转换器发送错误的信号，导致调节不利或不稳定。

好的布线方案需要遵循以下几点简单的设计规则。



1. 使开关电流回路尽可能小。

从抑制EMI的角度来看，必须尽量降低PC板布线时电流通路的高 di/dt 。如果输入电容(C_{in1})和LMZ14203之间距离较远，具有高 di/dt 特性的非重叠大电流回路将在输出端产生明显的高频噪声。因此使 C_{in1} 与LMZ14203的VIN和GND裸露焊盘尽量接近。这将最小化高 di/dt 区面积，从而降低辐射的电磁干扰。另外，输入和输出电容接地都需要使用一个连接平面，用来连接GND裸露焊盘(EP)。

2. 采用单点地。

反馈电路、软启动和使能端元件的接地线应连接到器件的GND引脚。这样可避免开关电流或负载电流流入模拟地走线中。如果处理不当，接地不良可能导致负载调节性能降低或输出电压纹波漂移现象。连接引脚4到EP，形成单点接地连接。

3. 使FB引脚的走线长度尽可能短。

反馈电阻 R_{FBT} 、 R_{FBB} 和前馈电容 C_{FF} 应靠近FB引脚。由于FB引脚具有高阻抗，因此应使覆铜面积尽可能小。来自 R_{FBT} 、 R_{FBB} 和 C_{FF} 的走线应远离LMZ14203主体以减小噪声。

4. 输入输出总线连线尽可能宽。

这样可以减少转换器输入或输出上的压降，从而使效率最大化。为了优化负荷上的电压精度，要确保负载上有单独的反馈电压走线。这样可以减小压降，提供最优输出精度。

5. 确保器件散热充分。

使用一组散热孔将裸露焊盘和电路板底层的地平面连接起来。如果电路板有多个覆铜层，散热通孔同样可以用来连接内层散热地平面。为了达到最佳效果，可使用一个最小半径为10密耳(254 μm)、间隔为59密耳(1.5 mm)的6 x 6散热通孔组。确保有足够大的覆铜面积用来散热，保持结点温度低于125°C。

附加特性

输出过电压比较器

FB引脚电压与0.92V内部参考电压比较。若FB引脚电压超过0.92V，立即终止导通。这种情况被称为过电压保护(OVP)。如果输入电压突然上升或输出负载突然减少，将产生这种现象。一旦过压保护被激活，高端MOSFET将被关断直到过压消除。此外，同步MOSFET将导通直到电感电流下降到零。

电流限制

通过在关闭时间内监测同步MOSFET的电流进行限流检测。参阅功能框图，当高端MOSFET关闭，电感电流流过负载、PGND引脚和内部同步MOSFET。如果此电流超过4.2A(典型值)，电流限制比较器将禁止进入下一次导通。只有当FB输入电压低于0.8V且电感电流低于4.2A时才会进入下一个开关周期。同步MOSFET导通期间监测电感电流。只要电感电流超过4.2A，高端MOSFET将关闭。由于延长了关闭时间，限流期间的开关频率变低。此外，电流限制取决于占空比和温度。

热保护

LMZ14203的结点温度不能超过其最大额定值。热保护由一个内部热关断电路实现，它在165°C(典型值)时被激活，使设备进入低功耗待机状态。在这种状态下，主MOSFET保持关闭使得 V_O 下降，另外CSS电容对地放电。热保护功能有助于防止意外过热造成的严重事故。当结点温度降至低于145°C(典型 Hyst = 20°C)，SS引脚电流被释放， V_O 平稳上升并进入正常工作。

实际要求最大输出电流，特别是在高输入电压时，可能需要降低额定温度。

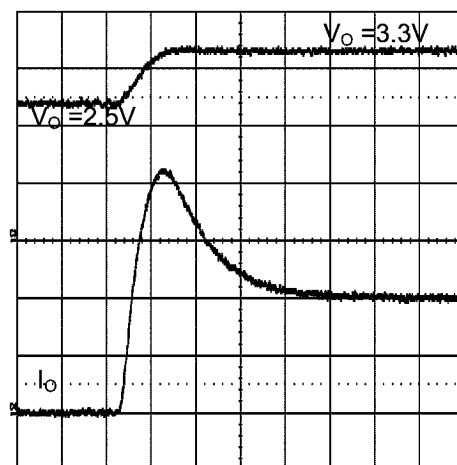
零线圈电流检测

通过一个零线圈电流检测电路监测低端(同步)MOSFET中的电流，当该电流为零时控制同步MOSFET，直至下次导通。该电路采用DCM工作模式，从而提高了轻载时的效率。

预偏置启动

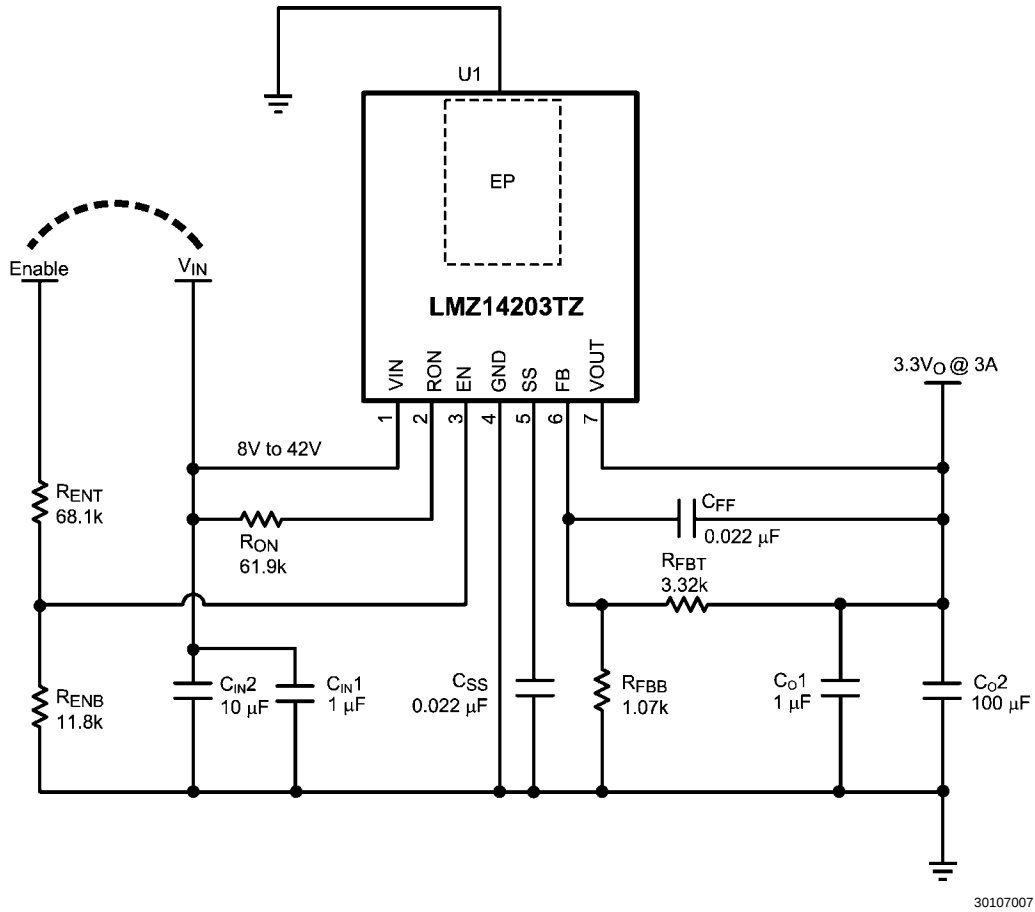
LMZ14203将正常启动进入预偏置输出。这种情况在启动程序中不同电源之间存在电流通路的多路电源供电的逻辑中非常普遍。下方示波截图显示这一期间的正常效果。

预偏置启动

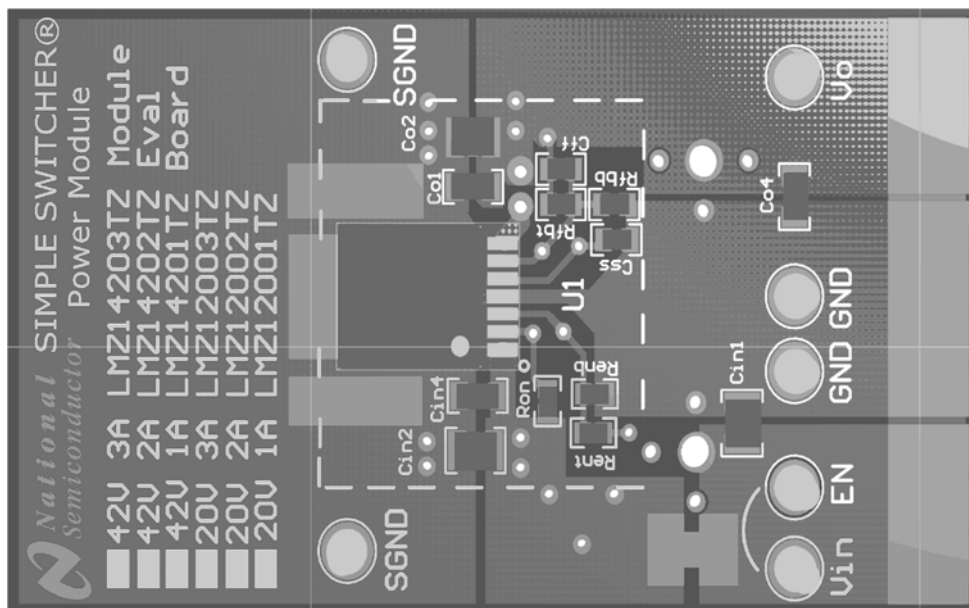


30107025

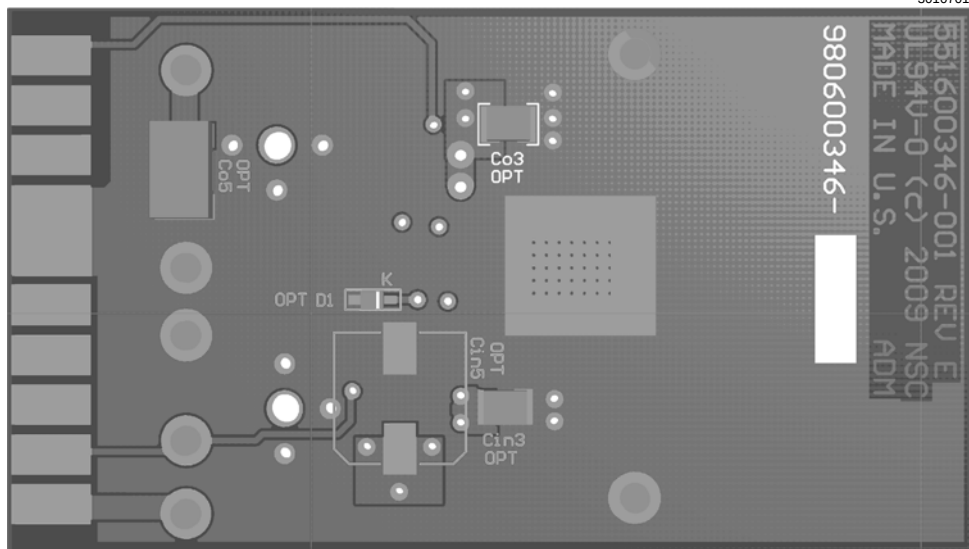
评估板示意图



参考命名	描述	外壳尺寸	外壳尺寸	制造商零件编号
U1	SIMPLE SWITCHER [®]	TO-PMOD-7	美国国家半导体	LMZ14203TZ
C _{in1}	1 μF, 50V, X7R	1206	太阳诱电	UMK316B7105KL-T
C _{in2}	10 μF, 50V, X7R	1210	太阳诱电	UMK325BJ106MM-T
C _{O1}	1 μF, 50V, X7R	1206	太阳诱电	'UMK316B7105KL-T
C _{O2}	100 μF, 6.3V, X7R	1210	太阳诱电	JMK325BJ107MM-T
R _{FBT}	3.32 kΩ	0603	威世达勒	CRCW06033K32FKEA
R _{FBB}	1.07 kΩ	0603	威世达勒	CRCW06031K07FKEA
R _{ON}	61.9 kΩ	0603	威世达勒	CRCW060361k9FKEA
R _{ENT}	68.1 kΩ	0603	威世达勒	CRCW060368k1FKEA
R _{ENB}	11.8 kΩ	0603	威世达勒	CRCW060311k8FKEA
C _{FF}	22 nF, ±10%, X7R, 16V	0603	TDK	C1608X7R1H223K
C _{SS}	22 nF, ±10%, X7R, 16V	0603	TDK	C1608X7R1H223K



30107016



30107017

注释

欲了解有关美国国家半导体的产品和验证设计工具的更多信息，请访问以下站点：

www.national.com

产品		设计支持工具	
放大器	www.national.com/amplifiers	WEBENCH® 设计工具	www.national.com/webench
音频	www.national.com/audio	应用注解	www.national.com/appnotes
时钟及定时	www.national.com/timing	参考设计	www.national.com/refdesigns
数据转换器	www.national.com/adc	索取样片	www.national.com/samples
接口	www.national.com/interface	评估板	www.national.com/evalboards
LVDS	www.national.com/lvds	封装	www.national.com/packaging
电源管理	www.national.com/power	绿色公约	www.national.com/quality/green
开关稳压器	www.national.com/switchers	分销商	www.national.com/contacts
LDOs	www.national.com/ldo	质量可靠性	www.national.com/quality
LED 照明	www.national.com/led	反馈及支持	www.national.com/feedback
电压参考	www.national.com/vref	简易设计步骤	www.national.com/easy
PowerWise® 解决方案	www.national.com/powerwise	解决方案	www.national.com/solutions
串行数字接口 (SDI)	www.national.com/sdi	军事 / 宇航	www.national.com/milaero
温度传感器	www.national.com/tempsensors	SolarMagic™	www.national.com/solarmagic
无线通信解决方案(PLL/VCO)	www.national.com/wireless	PowerWise® 设计大学	www.national.com/training

本文内容涉及美国国家半导体公司(NATIONAL)产品。美国国家半导体公司对本文内容的准确性与完整性不作任何表示且不承担任何法律责任。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行公司通知。本文没有明示或暗示地以禁止反言或其他任何方式，授予过任何知识产权许可。

美国国家半导体公司按照其认为必要的程度执行产品测试及其它质量控制以支持产品质量保证。没有必要对每个产品执行政府规定范围外的所有参数测试。美国国家半导体公司没有责任提供应用帮助或者购买者产品设计。购买者对其使用美国国家半导体公司的部件的产品和应用承担责任。在使用和分销包含美国国家半导体公司的部件的任何产品之前，购买者应提供充分的设计、测试及操作安全保障。

除非有有关该产品的销售条款规定，否则美国国家半导体公司不承担任何由此引出的任何责任，也不承认任何有关该产品销售权与/或者产品使用权的明示或暗示的授权，其中包括以特殊目的、以营利为目的的授权，或者对专利权、版权、或其他知识产权的侵害。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

生命支持设备或系统指：(a)打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b)支持或维持生命的设备或系统，其在依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备或系统失效，或影响生命支持设备或系统的安全性或效力的任何部件。

National Semiconductor和National Semiconductor标志均为美国国家半导体公司的注册商标。其他品牌或产品名称均为有关公司所拥有的商标或注册商标。

美国国家半导体公司2010版权所有。

欲了解最新产品信息，请访问公司网站：www.national.com



National Semiconductor
Americas Technical
Support Center
Email: support@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor Europe
Technical Support Center
Email: europe.support@nsc.com

National Semiconductor Asia
Pacific Technical Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan
Technical Support Center
Email: jpn.feedback@nsc.com

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 保证的范围内, 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 的产品手册或数据表, 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。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品 & TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

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	应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters
DLP® 产品	www.dlp.com
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers
接口	www.ti.com.cn/interface
逻辑	www.ti.com.cn/logic
电源管理	www.ti.com.cn/power
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys
OMAP 机动性处理器	www.ti.com.cn/omap
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity
德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术(上海)有限公司