

36V 10W 无光耦 (No-Opto) 隔离型反激式转换器

特点

- 4V 至 36V 输入电压范围
- 3.6A、65V 内部 DMOS 功率开关
- 低静态电流
- 准谐振临界工作模式 (重载下)
- 低纹波突发工作模式 (Burst Mode®) (轻负载下)
- 最小负载 <0.5% 的最大负载 (典型值)
- 无需变压器第三绕组或光隔离器进行输出电压调整
- 精确的 EN/UVLO 阈值和迟滞
- 输出二极管温度补偿
- 输出短路保护
- 散热增强型 8 引脚 SO 封装

应用

- 汽车、工业、医疗隔离电源
- 隔离辅助/管理电源

描述

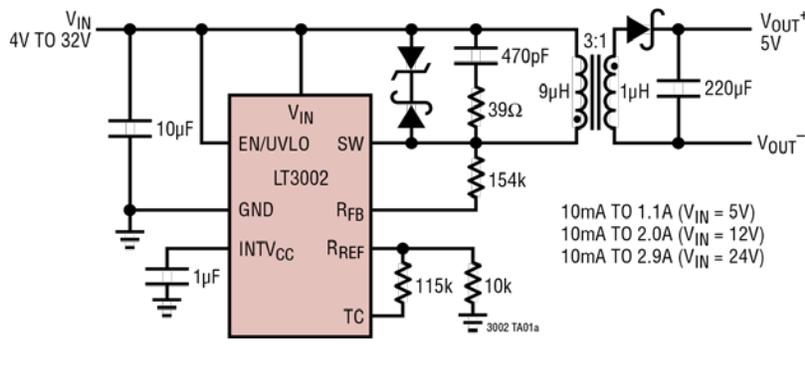
LT[®]3002 是一款单芯片低功耗隔离型反激式转换器。该器件从反激式原边波形直接对隔离输出电压采样，无需第三绕组或光隔离器进行调节。输出电压通过两个外部电阻和第三个可选温度补偿电阻进行设定。临界工作模式提供一种具有出色负载调整率的小型解决方案。低纹波突发工作模式可在小负载时保持高效率，同时使输出电压纹波最小。散热增强型 8 引脚 SO 封装中集成了 3.6A、65V DMOS 功率开关以及所有高压电路和控制逻辑。

LT3002 在 4V 至 36V 的输入电压范围内工作，最多可提供 10W 的隔离输出功率。高集成度、使用边界和低纹波突发模式可实现易于使用的、低元件数和高效率隔离电源传输应用解决方案。

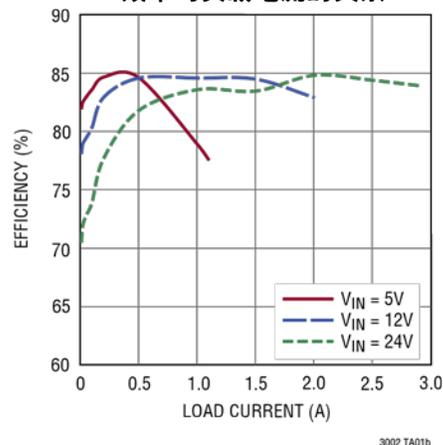
所有注册商标和商标均属各自所有人所有。受美国专利保护，包括 5438499、7463497 和 7471522。

典型应用

4V 至 32V_{IN}/5V_{OUT} 隔离型反激式转换器



效率与负载电流的关系



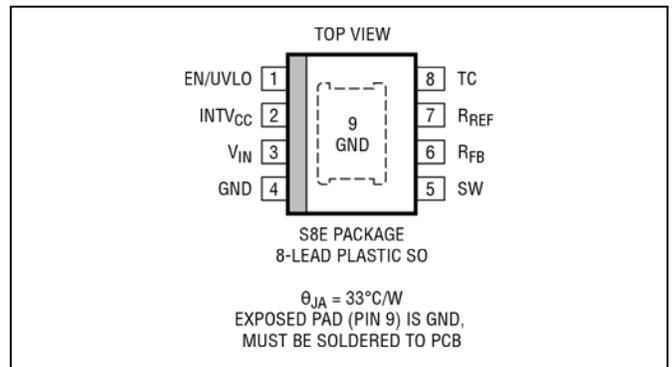
LT3002

绝对最大额定值

(注释 1)

SW (注释 2).....	65V
V_{IN}	42V
EN/UVLO.....	V_{IN}
R_{FB}	$V_{IN} - 0.5V$ 至 V_{IN}
流入 R_{FB} 的电流.....	200 μ A
INTV _{CC} , R _{REF} , TC.....	4V
工作结温范围 (注释 3、4)	
LT3002E、LT3002I.....	-40°C 至 125°C
存储温度范围.....	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接, 10 秒).....	300°C

引脚配置



订购信息

无铅表面处理	卷带和卷盘	器件标识*	封装说明	温度范围
LT3002ES8E#PBF	LT3002ES8E#TRPBF	3002	8 引脚塑料 SO	-40°C 至 125°C
LT3002IS8E#PBF	LT3002IS8E#TRPBF	3002	8 引脚塑料 SO	-40°C 至 125°C

关于具有更宽额定工作温度范围的器件，请联系工厂。*温度等级通过运输容器上的标签识别。

卷带和卷盘规格。某些封装以 500 单元卷盘形式通过指定销售渠道提供，其带有 #TRMPBF 后缀。

电气特性 ● 表示规格适用于整个工作温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。除非另有说明， $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ ， $V_{\text{EN/UVLO}} = V_{\text{IN}}$ ， $C_{\text{INTVCC}} = 1\mu\text{F}$ 接 GND。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{IN}	V_{IN} 电压范围		4		36	V
I_{Q}	V_{IN} 静态电流	$V_{\text{EN/UVLO}} = 0.2\text{V}$ 活动模式		0.5	2	μA
				380		μA
	EN/UVLO 关断阈值	实现最低关断 I_{Q}	0.2	0.75		V
	EN/UVLO 使能阈值	下降	1.178	1.214	1.250	V
	EN/UVLO 使能迟滞			14		mV
I_{HYS}	EN/UVLO 迟滞电流	$V_{\text{EN/UVLO}} = 1.1\text{V}$	2.3	2.5	2.7	μA
		$V_{\text{EN/UVLO}} = 1.3\text{V}$	-0.1	0	0.1	μA
V_{INTVCC}	INTV _{CC} 调节电压	$I_{\text{INTVCC}} = 0\text{mA}$ 至 10mA	2.85	3	3.1	V
I_{INTVCC}	INTV _{CC} 电流限值	$V_{\text{INTVCC}} = 2.8\text{V}$	10	13	20	mA
	INTV _{CC} UVLO 阈值	下降	2.39	2.47	2.55	V
	INTV _{CC} UVLO 迟滞			105		mV
	($R_{\text{FB}} - V_{\text{IN}}$) 电压	$I_{\text{RFB}} = 75\mu\text{A}$ 至 $125\mu\text{A}$	-50		50	mV
	R_{REF} 调节电压		● 0.98	1.00	1.02	V
V_{TC}	TC 引脚电压			1.00		V
I_{TC}	TC 引脚电流	$V_{\text{TC}} = 1.2\text{V}$	12	15	18	μA
		$V_{\text{TC}} = 0.8\text{V}$		-200		μA
f_{MIN}	最小开关频率		11.3	12	12.7	kHz
$t_{\text{ON(MIN)}}$	最短导通时间			160		ns
$I_{\text{SW(MAX)}}$	最大开关电流限值		3.6	4.5	5.4	A
$I_{\text{SW(MIN)}}$	最小开关电流限值		0.70	0.87	1.04	A
$R_{\text{DS(ON)}}$	开关导通电阻	$I_{\text{SW}} = 1.5\text{A}$		80		m Ω

注释 1: 应力超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。在任何绝对最大额定值条件下长期工作会影响器件的可靠性和使用寿命。

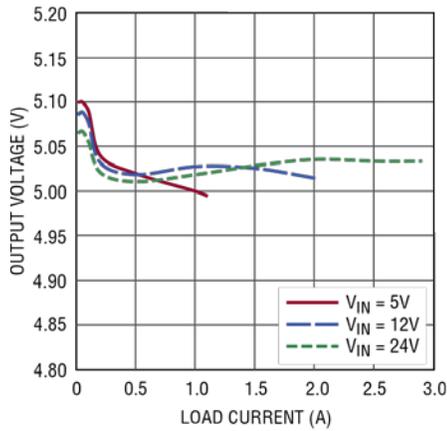
注释 2: SW 引脚的瞬变额定值为 65V。根据漏电感电压尖峰，应酌情降低 SW 引脚的工作波形，以将反激电压尖峰保持在 65V 以下。

注释 3: LT3002E 保证满足 0°C 至 125°C 结温范围内的性能规格要求。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的规格通过设计、表征以及与统计过程控制的相关性来保证。LT3002I 的保证工作结温范围为 -40°C 至 125°C 。

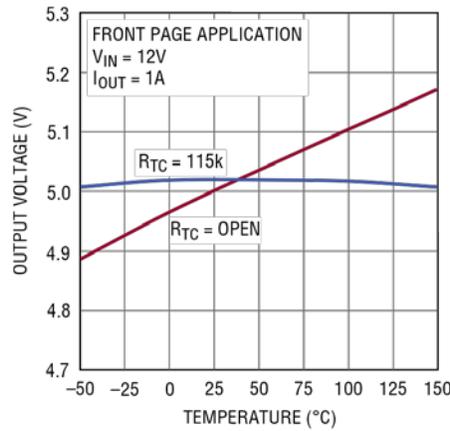
注释 4: LT3002 包含过温保护功能，旨在保护器件免受瞬时过载状况影响。结温超过 150°C 时就会启动过温保护。在额定最大工作结温以上连续工作可能会影响器件的可靠性。

典型性能 参数除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

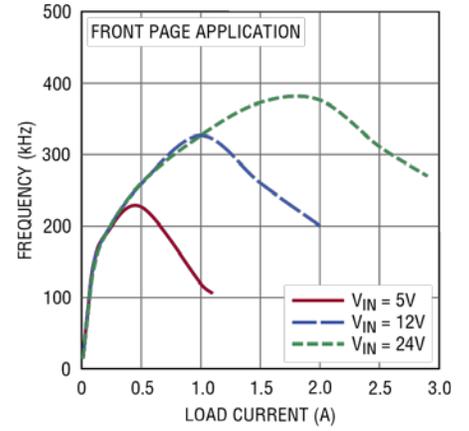
输出负载和电压调整率



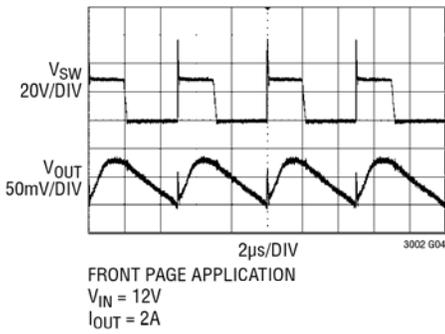
输出温度变化



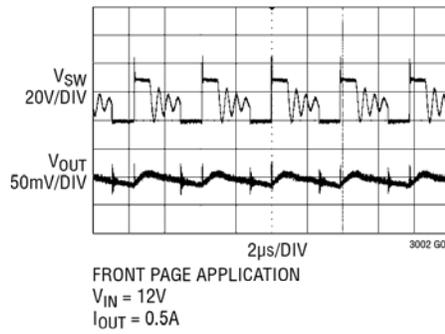
开关频率与负载电流的关系



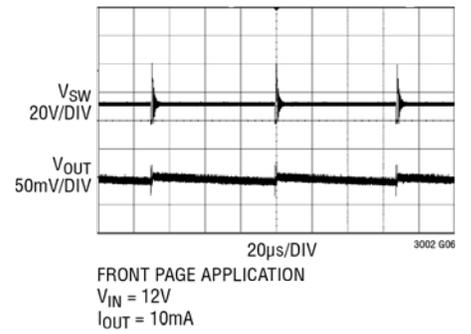
临界模式波形



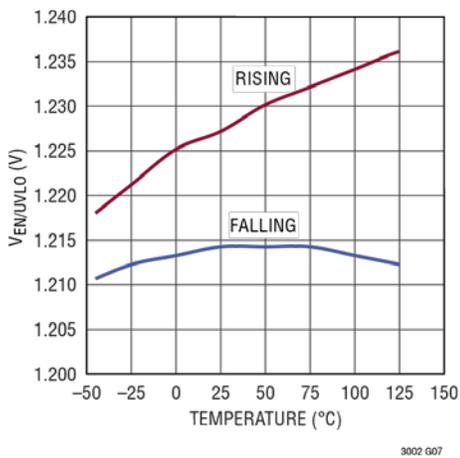
断续模式波形



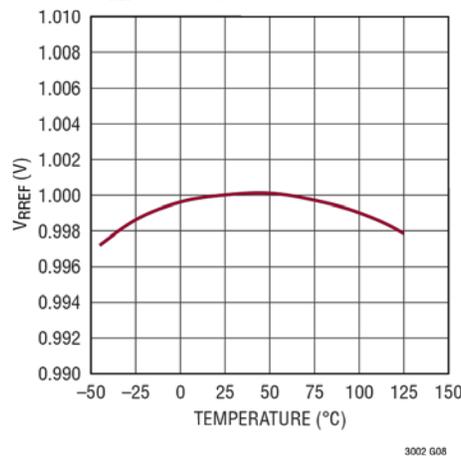
突发模式波形



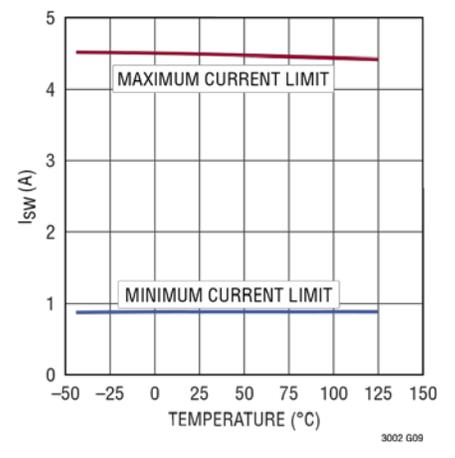
EN/UVLO 使能阈值



RREF 调节电压



开关电流限值



引脚功能

EN/UVLO (引脚 1): 使能/欠压闭锁。EN/UVLO 引脚用于使能 LT3002。将该引脚拉至 0.3V 以下会关断 LT3002。该引脚具有精确的 1.214V 阈值，可通过 V_{IN} 至地的电阻分压器设置 V_{IN} 欠压闭锁 (UVLO) 阈值。2.5 μ A 电流迟滞支持对 V_{IN} UVLO 迟滞进行编程。如果这两个功能均不使用，应将此引脚直接连接至 V_{IN} 。

INTV_{CC} (引脚 2): 内部 3V 线性稳压器输出。INTV_{CC} 引脚由 V_{IN} 供电，且为内部控制电路和栅极驱动器供电。请勿用任何外部电源（例如第三绕组电源）过驱 INTV_{CC} 引脚。通过最小 1 μ F 陶瓷电容在本地将此引脚旁路至地。

V_{IN} (引脚 3): 输入电源。 V_{IN} 引脚为内部电路提供电流，并用作连接到 R_{FB} 引脚的反馈电路的基准电压。通过一个电容在本地将此引脚旁路至地。

GND (引脚 4, 裸露焊盘引脚 9): 地。裸露焊盘既提供电气接地，也提供与印刷电路板的良好热接触。将裸露焊盘直接焊接到接地层。

SW (引脚 5): 内部 DMOS 功率开关的漏极。该引脚处的走线面积应最小化，以减小 EMI 和电压尖峰。

R_{FB} (引脚 6): 外部反馈电阻的输入引脚。在此引脚与变压器原边 SW 引脚之间连接一个电阻。 R_{FB} 电阻与 R_{REF} 电阻之比乘以内部基准电压，即确定输出电压（加上任何非 1 的变压器匝数比的影响）。该引脚处的走线面积应最小化。

R_{REF} (引脚 7): 以外部接地为基准的基准电阻的输入引脚。该引脚上的电阻应在 10k 范围内，但是为了方便选择电阻分压比，其值可以 9.09k 至 11.0k 之间。

TC (引脚 8): 输出电压温度补偿。此引脚上的电压与绝对温度 (PTAT) 成正比，温度系数等于 3.35mV/ $^{\circ}$ K，在室温 25 $^{\circ}$ C 下其等于 1V。TC 引脚电压可用于估计 LT3002 的结温。在此引脚和 R_{REF} 引脚之间连接一个电阻，以补偿输出二极管的温度系数。

工作

LT3002 是一款电流模式开关稳压器 IC，专门为隔离型反激式拓扑而设计。隔离拓扑的关键问题是如何将输出电压信息从变压器的隔离副边传递到原边进行调节。传统上是利用光隔离器或额外的变压器绕组将此信息传递到隔离边界的另一边。光电隔离器电路会浪费输出功率，额外的元件会增加电源的成本和物理尺寸。由于动态响应有限、非线性、器件间差异以及随时间的老化，光电隔离器还会引起系统问题。采用额外变压器绕组的电路也存在缺陷，因为使用额外绕组会增加变压器的物理尺寸和成本，而且动态响应常常很一般。

LT3002 通过反激原边脉冲波形对隔离输出电压进行采样。这样，调节既不需要光电隔离器，也不需要额外的变压器绕组。由于 LT3002 以临界导通模式或断续导通模式工作，因此当副边电流为零时，输出电压始终在 SW 引脚上进行采样。此方法无需外部负载补偿元件即可改善负载调整率。

应用信息

输出电压

R_{FB} 和 R_{REF} 电阻是用于设置输出电压的外部电阻。

输出电压设置如下：

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}} \right) - V_F$$

V_F = 输出二极管正向电压

N_{PS} = 变压器有效原边/副边匝数比

V_{REF} = 内部基准电压 1.00V

输出温度补偿

为了抵消输出二极管的温度系数，应满足以下两个方程式：

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}} \right) - V_F(T_0)$$

$$\left(\frac{\delta V_{TC}}{\delta T} \right) \cdot \left(\frac{R_{FB}}{R_{TC}} \right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}} \right) = - \left(\frac{\delta V_F}{\delta T} \right)$$

T_0 = 室温 25°C

$(\delta V_F / \delta T)$ = 输出二极管正向电压温度系数

$(\delta V_{TC} / \delta T) = 3.35\text{mV}/^\circ\text{C}$

原边电感要求

LT3002 从 SW 引脚上的反射输出电压获得输出电压信息。副边导通时，将输出电压反射到原边 SW 引脚上。采样保持误差放大器至少需要 350ns 的时间才能建立并对反射输出电压进行采样。为了确保正确采样，副边绕组需要传导至少 350ns 的电流。下式给出了原边励磁电感的最小值：

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{OFF(MIN)} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{I_{SW(MIN)}}$$

$t_{OFF(MIN)}$ = 最短关断时间 = 350ns (典型值)

$I_{SW(MIN)}$ = 最小开关电流限值 = 0.87A (典型值)

除了保证最短关断时间的要求以外，LT3002 还有一个最短导通时间，其作用是防止芯片功率开关的导通时间短于约 160ns。此最短导通时间主要用于前沿消隐初始开关接通电流尖峰。如果在此期间电感电流超过所需的电流限值，输出端可能会发生振荡，电流控制环路将失去调节能力。因此，当选择原边励磁电感时，还必须遵循以下与最大输入电压有关的公式：

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{ON(MIN)} \cdot V_{IN(MAX)}}{I_{SW(MIN)}}$$

$t_{ON(MIN)}$ = 最短导通时间 = 160ns (典型值)

一般选择原边励磁电感比上面计算出的最小值大 40% 至 60% 的变压器。电感非常大的变压器，物理尺寸会更大，在轻负载下可能造成系统不稳定。

欠压闭锁 (UVLO)

从 V_{IN} 到 EN/UVLO 引脚的电阻分压器实现欠压闭锁 (UVLO) 功能。EN/UVLO 使能下降阈值设置为 1.214V，具有 14mV 的迟滞。此外，当 EN/UVLO 引脚上的电压低于 1.214V 时，它会吸收 2.5 μ A 电流。该电流提供基于 R1 值的用户可编程迟滞。可编程 UVLO 阈值为：

$$V_{IN(UVLO^+)} = \frac{1.228V \cdot (R1+R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO^-)} = \frac{1.214V \cdot (R1+R2)}{R2}$$

图 1 显示了在使用 UVLO 功能的情况下外部关断控制的实现方案。NMOS 接通时，EN/UVLO 引脚接地，LT3002 被置于关断状态，静态电流小于 2 μ A。

应用信息

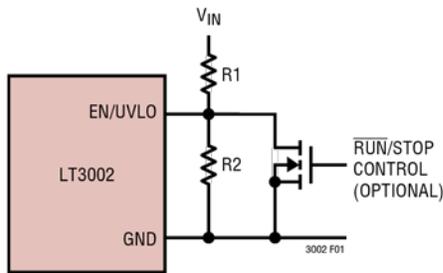


图 1. 欠压闭锁 (UVLO)

最低负载要求

LT3002 从反激原边脉冲波形对隔离输出电压进行采样。一旦原边开关断开且副边绕组导通电流，反激脉冲就会出现。为了对输出电压进行采样，LT3002 的接通和关断必须保持一个最短时间且有一个最小频率。即使在轻载条件下，LT3002 也能提供一个最小能量，以确保获得准确的输出电压信息。最小能量传输会产生一个最低负载要求，它可以大致估算如下：

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{L_{PRI} \cdot I_{SW(MIN)}^2 \cdot f_{MIN}}{2 \cdot V_{OUT}}$$

L_{PRI} = 变压器原边电感

$I_{SW(MIN)}$ = 最小开关电流限值 = 1.04A (最大值)

f_{MIN} = 最小开关频率 = 12.7kHz (最大值)

LT3002 通常需要其全部输出功率的不到 0.5% 作为最低负载。或者，如果不接受预先加载，可以将一个击穿电压比输出电压高 10% 的齐纳二极管用作最小负载。对于 5V 输出，请使用 5.6V 齐纳二极管，其阴极连接到输出。

设计示例

请使用以下设计示例作为 LT3002 应用设计的指南。设计示例需要设计一个 5V 输出，负载电流为 1.5A，输入范围为 8V 至 32V。

$V_{IN(MIN)} = 8V$, $V_{IN(NOM)} = 12V$, $V_{IN(MAX)} = 32V$,

$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 1.5A$

第一步：选择变压器匝数比。

$$N_{PS} < \frac{65V - V_{IN(MAX)} - V_{LEAKAGE}}{V_{OUT} + V_F}$$

$V_{LEAKAGE}$ = 变压器漏电尖峰的裕量 = 15V

V_F = 输出二极管正向电压 = ~0.3V

示例：

$$N_{PS} < \frac{65V - 32V - 15V}{5V + 0.3V} = 3.4$$

变压器匝数比的选择对于确定转换器的输出电流能力至关重要。表 1 列出了不同变压器匝数比下的开关电压应力和输出电流能力。

表 1. 开关电压应力和输出电流能力与匝数比的关系

NPS	$V_{IN(MAX)}$ 时的 $V_{SW(MAX)}$ (V)	$V_{IN(MIN)}$ 时的 $I_{OUT(MAX)}$ (A)	占空比 (%)
1:1	37.3	0.92	14-40
2:1	42.6	1.31	25-57
3:1	47.9	1.53	33-67

显然，只有 $N_{PS} = 3$ 才能满足 1.5A 输出电流要求，因此本示例选择 $N_{PS} = 3$ 作为匝数比。

第二步：确定原边电感。

变压器的原边电感必须设置为最小值以上，以满足最短关断和导通时间要求：

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{OFF(MIN)} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{I_{SW(MIN)}}$$

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{ON(MIN)} \cdot V_{IN(MAX)}}{I_{SW(MIN)}}$$

$t_{OFF(MIN)} = 350ns$

$t_{ON(MIN)} = 160ns$

$I_{SW(MIN)} = 0.87A$

应用信息

示例:

$$L_{PRI} \geq \frac{350\text{ns} \cdot 3 \cdot (5\text{V} + 0.3\text{V})}{0.87\text{A}} = 6.4\mu\text{H}$$

$$L_{PRI} \geq \frac{160\text{ns} \cdot 32\text{V}}{0.87\text{A}} = 5.9\mu\text{H}$$

大多数变压器规定的原边电感容差为 $\pm 20\%$ 。再考虑到其他元件容差,所选变压器的原边电感应比上面计算的最小值大 40% 至 60%。因此,本示例选择 $L_{PRI} = 9\mu\text{H}$ 。

一旦确定原边电感,便可计算最大负载开关频率:

$$f_{SW} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{\frac{L_{PRI} \cdot I_{SW}}{V_{IN}} + \frac{L_{PRI} \cdot I_{SW}}{N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}}$$

$$I_{SW} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT} \cdot 2}{\eta \cdot V_{IN} \cdot D}$$

示例:

$$D = \frac{(5\text{V} + 0.3\text{V}) \cdot 3}{(5\text{V} + 0.3\text{V}) \cdot 3 + 12\text{V}} = 0.57$$

$$I_{SW} = \frac{5\text{V} \cdot 1.5\text{A} \cdot 2}{0.8 \cdot 12\text{V} \cdot 0.57}$$

$$f_{SW} = 277\text{kHz}$$

在全部电压和负载条件下,变压器还需要具有正确的饱和电流额定值。与 LT3002 配合使用时,饱和电流额定值必须大于 7A。

第三步: 选择输出二极管。

选择输出二极管有两个主要标准:正向电流额定值和反向电压额定值。最大负载要求是对输出二极管的平均电流需求的很好的初步猜测。在输出短路情况下,输出二极管需要传导更高的电流。因此,保守值是最大开关电流限值的 60% 乘以匝数比:

$$I_{DIODE(MAX)} = 0.6 \cdot I_{SW(MAX)} \cdot N_{PS}$$

示例:

$$I_{DIODE(MAX)} = 8.1\text{A}$$

接下来使用最大 V_{IN} 计算反向电压要求:

$$V_{REVERSE} = V_{OUT} + \frac{V_{IN(MAX)}}{N_{PS}}$$

示例:

$$V_{REVERSE} = 5\text{V} + \frac{32\text{V}}{3} = 15.7\text{V}$$

选择 Diodes Inc. 的 PDS835L (8A、35V 二极管)。

第四步: 选择输出电容。

选择的输出电容器应使输出电压纹波最小,同时要考虑较大电容带来的尺寸和成本的增加。使用以下公式计算输出电容:

$$C_{OUT} = \frac{L_{PRI} \cdot I_{SW}^2}{2 \cdot V_{OUT} \cdot \Delta V_{OUT}}$$

示例:

设计输出电压纹波小于 V_{OUT} 的 $\pm 1\%$, 即 100mV。

$$C_{OUT} = \frac{9\mu\text{H} \cdot (4.5\text{A})^2}{2 \cdot 5\text{V} \cdot 0.1\text{V}} = 182\mu\text{F}$$

请注意,陶瓷电容会随着电压的施加而损失一些电容。在最大额定电压下,电容可能降至所额定电容的 40%。因此,选择一个 220 μF 、6.3V 额定值的 X5R 或 X7R 陶瓷电容。

应用信息

第五步：设计缓冲电路。

缓冲电路可保护功率开关免受漏电感电压尖峰的影响。对于此应用，建议使用 (RC + DZ) 缓冲器。选择一个与 39Ω 电阻串联的 470pF 电容作为 RC 缓冲器。

最大齐纳击穿电压根据最大 V_{IN} 设置：

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 60V - V_{IN(MAX)}$$

示例：

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 60V - 32V = 28V$$

最大值 26V 的 24V 齐纳二极管将能提供最佳保护，并最大程度地降低功率损耗。因此，选择 Central Semiconductor 的 24V、1.5W 齐纳二极管 (CMZ5934B)。

选择一个快速且有足够大反向击穿电压的二极管：

$$V_{REVERSE} > V_{SW(MAX)}$$

$$V_{SW(MAX)} = V_{IN(MAX)} + V_{ZENER(MAX)}$$

示例：

$$V_{REVERSE} > 60V$$

选择 Diodes Inc. 的 100V、1A 二极管 (DFLS1100)。

第六步：选择 R_{REF} 和 R_{FB} 电阻。

使用下式计算 R_{REF} 和 R_{FB} 的起始值：

$$R_{FB} = \frac{R_{REF} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F(T_0))}{V_{REF}}$$

$$R_{REF} = 10k$$

示例：

$$R_{FB} = \frac{10k \cdot 3 \cdot (5V + 0.3V)}{1.00V} = 159k$$

对于 1% 标准值，选择一个 158k 电阻。

第七步：根据输出电压调整 R_{FB} 电阻。

利用应用元器件构建应用并为其加电，测量稳定输出电压。根据测得的输出电压调整 R_{FB} 电阻：

$$R_{FB(NEW)} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT(MEASURED)}} \cdot R_{FB}$$

示例：

$$R_{FB} = \frac{5V}{5.14V} \cdot 158k = 154k$$

第八步：根据输出电压温度变化选择 R_{TC} 电阻。

在受控温度环境（例如烤箱）中测量输出电压，以确定输出温度系数。在整个工作温度范围内，以很定的负载电流和输入电压测量输出电压。

计算 V_F 的温度系数：

$$-(\delta V_F / \delta T) = \frac{V_{OUT}(T_1) - V_{OUT}(T_2)}{T_1 - T_2}$$

$$R_{TC} = \frac{3.35mV/^\circ C}{-(\delta V_F / \delta T)} \cdot \left(\frac{R_{FB}}{N_{PS}} \right)$$

示例：

$$-(\delta V_F / \delta T) = \frac{5.189V - 5.041V}{100^\circ C - (0^\circ C)} = 1.48mV/^\circ C$$

$$R_{TC} = \frac{3.35mV/^\circ C}{1.48mV/^\circ C} \cdot \left(\frac{154}{3} \right) = 115k$$

第九步：选择 EN/UVLO 电阻。

确定所需的迟滞量并计算 R_1 电阻值：

$$V_{IN(HYS)} = 2.5\mu A \cdot R_1$$

示例：

选择 2V 迟滞， $R_1 = 806k$

应用信息

确定 UVLO 阈值并计算 R2 电阻值:

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.228V \cdot (R1+R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

示例:

将 V_{IN} UVLO 上升阈值设置为 7.5V:

$$R2 = 232k$$

$$V_{IN(UVLO+)} = 7.5V$$

$$V_{IN(UNLO-)} = 5.5V$$

第十步: 确保最小负载。

理论最小负载可以近似估算为:

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{9\mu H \cdot (1.04A)^2 \cdot 12.7kHz}{2 \cdot 5V} = 12.4mA$$

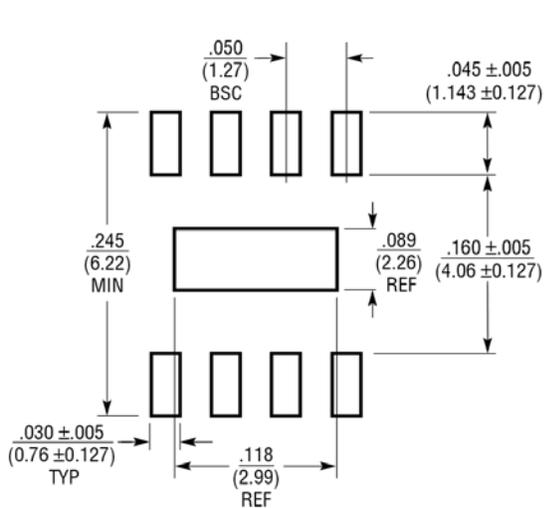
切记在实际应用中检查最低负载要求。最小负载发生在输出电压开始上升时, 此时转换器提供的能量大于输出消耗的能量。此应用的实际最小负载约为 10mA。本示例选择 500Ω 电阻作为最小负载。

封装说明

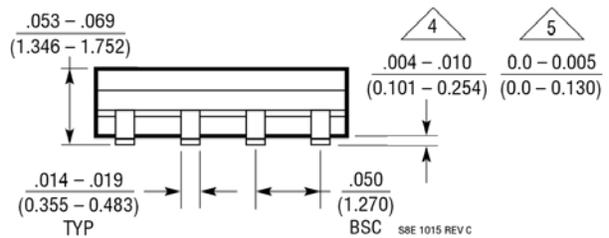
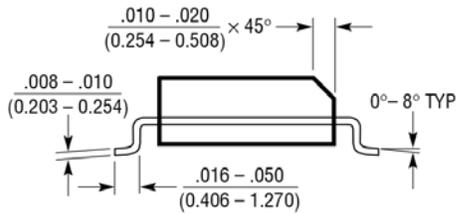
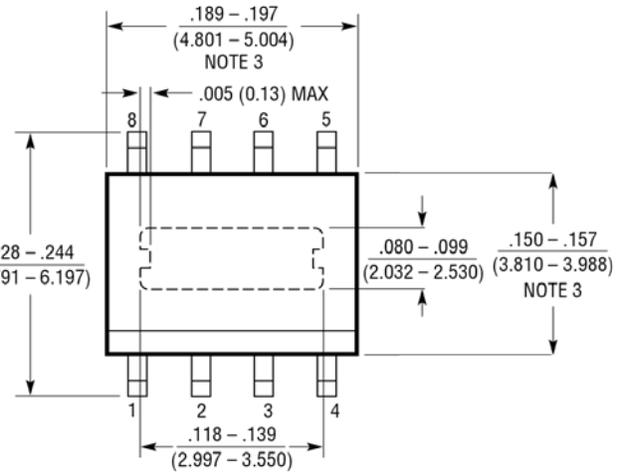
S8E 封装

8 引脚塑料 SOIC (窄体, 150 英寸) 裸露焊盘

(参考 LTC DWG # 05-08-1857 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT



- NOTE:
1. DIMENSIONS IN $\frac{\text{INCHES}}{\text{(MILLIMETERS)}}$
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED .010" (0.254mm)

4. STANDARD LEAD STANDOFF IS 4mils TO 10mils (DATE CODE BEFORE 542)
5. LOWER LEAD STANDOFF IS 0mils TO 5mils (DATE CODE AFTER 542)

