

# 42V<sub>IN</sub> 微功耗无光耦隔离型反激式电源转换器，集成 65V/1.2A 开关

## 特点

- 通过 AEC-Q100 汽车应用认证
- 2.7V 至 42V 输入电压范围
- 1.2A、65V 内部 DMOS 功率开关
- 低静态电流：
  - 100μA (睡眠模式下)
  - 350μA (活动模式下)
- 边界工作模式 (重负载下)
- 低纹波 Burst 工作模式 (轻负载下)
- 全输出的最小负载 <0.5% (典型值)
- 通过单个外部电阻设置 V<sub>OUT</sub>
- 无需变压器第三绕组或光耦进行电压调整
- 精确的 EN/UVLO 阈值和迟滞
- 内部补偿和软启动
- 输出短路保护
- 5 引脚 TSOT-23 封装

## 应用

- 电信、汽车、工业、医疗隔离电源应用
- 隔离辅助/管理电源供应器

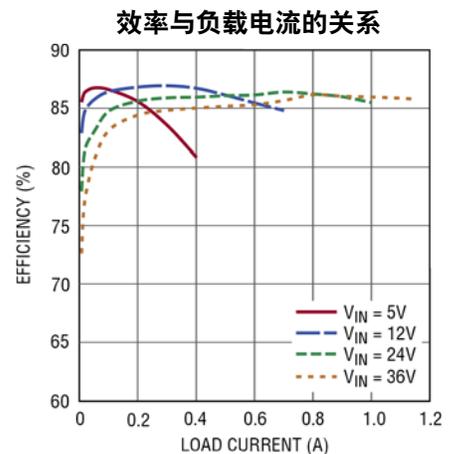
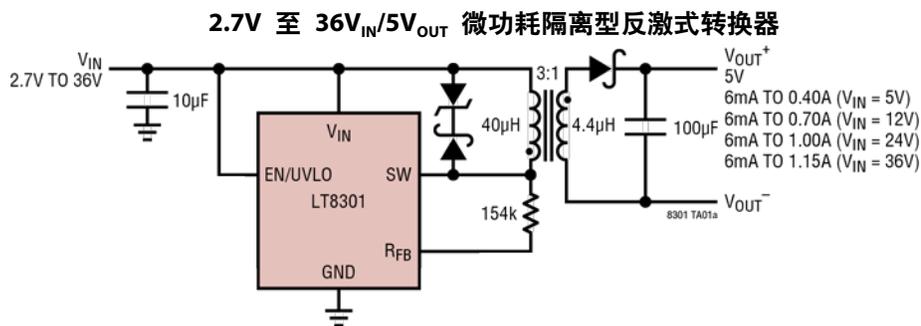
## 说明

LT<sup>®</sup>8301 是一款微功耗隔离型反激式转换器。该器件从原边反激式波形直接对隔离输出电压采样，无需第三绕组或光耦进行调节。输出电压通过单个外部电阻编程。内部补偿和软启动进一步减少了外部元件数量。边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 Burst 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。5 引脚 ThinSOT™ 封装中集成了 1.2A、65V DMOS 功率开关以及所有高压电路和控制逻辑。

LT8301 在 2.7V 至 42V 的输入电压范围内工作，最多可提供 6W 的隔离输出功率。高集成度、使用边界和低纹波 Burst 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



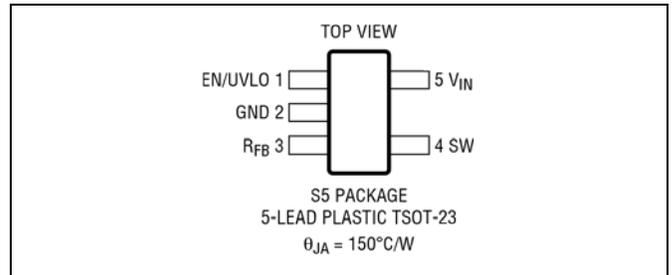
# LT8301

## 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 $\mu$ A
工作结温范围 (注释 3、4)	
LT8301E、LT8301I	-40°C 至 125°C
LT8301H	-40°C 至 150°C
LT8301MP	-55°C 至 150°C
存储温度范围	-65°C 至 150°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
LT8301ES5#TRMPBF	LT8301ES5#TRPBF	LTGMF	5 引脚塑料 TSOT-23	-40°C 至 125°C
LT8301IS5#TRMPBF	LT8301IS5#TRPBF	LTGMF	5 引脚塑料 TSOT-23	-40°C 至 125°C
LT8301HS5#TRMPBF	LT8301HS5#TRPBF	LTGMF	5 引脚塑料 TSOT-23	-40°C 至 150°C
LT8301MPS5#TRMPBF	LT8301MPS5#TRPBF	LTGMF	5 引脚塑料 TSOT-23	-55°C 至 150°C
<b>汽车应用产品**</b>				
LT8301ES5#WTRMPBF	LT8301ES5#WTRPBF	LTGMF	5 引脚塑料 TSOT-23	-40°C 至 125°C
LT8301IS5#WTRMPBF	LT8301IS5#WTRPBF	LTGMF	5 引脚塑料 TSOT-23	-40°C 至 125°C
LT8301HS5#WTRMPBF	LT8301HS5#WTRPBF	LTGMF	5 引脚塑料 TSOT-23	-40°C 至 150°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。

\*\*该器件的某些版本的生产工艺受到严格控制，以满足汽车应用的质量和可靠性要求。这些型号带有 #W 后缀。只有显示为汽车应用级的产品才能用于汽车应用。欲了解特定产品的订购信息并获得这些型号的汽车可靠性报告，请联系当地 ADI 公司的客户代表。

**电气特性** • 表示规格适用于全部工作温度范围，其他规格的适用温度为  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。除非另有说明， $V_{IN} = 5\text{V}$ ，

$V_{EN/UVLO} = V_{IN}$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{IN}$	输入电压范围		2.7		42	V
	$V_{IN}$ UVLO 阈值	上升 下降		2.5 2.3	2.65	V V
$I_Q$	$V_{IN}$ 静态电流	$V_{EN/UVLO} = 0.2\text{V}$		0.8	2	$\mu\text{A}$
		$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$		215		$\mu\text{A}$
		睡眠模式 (关断)		100		$\mu\text{A}$
		活动模式 (导通)		350		$\mu\text{A}$
	EN/UVLO 关断阈值	实现最低关断 $I_Q$	0.2	0.55		V
	EN/UVLO 使能阈值	下降 迟滞	1.204	1.228 0.014	1.248	V V
$I_{HYS}$	EN/UVLO 迟滞电流	$V_{EN/UVLO} = 0.2\text{V}$	-0.1	0	0.1	$\mu\text{A}$
		$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$	2.2	2.5	2.8	$\mu\text{A}$
		$V_{EN/UVLO} = 1.3\text{V}$	-0.1	0	0.1	$\mu\text{A}$
$f_{MIN}$	最小开关频率		9.4	10	10.6	kHz
$t_{ON(MIN)}$	最短导通时间			170		ns
$t_{OFF(MAX)}$	最短关断时间	备用定时器		190		$\mu\text{s}$
$I_{SW(MAX)}$	最大 SW 电流限值		1.200	1.375	1.550	A
$I_{SW(MIN)}$	最小 SW 电流限值		0.22	0.29	0.36	A
$R_{DS(ON)}$	开关导通电阻	$I_{SW} = 500\text{mA}$		0.4		$\Omega$
$I_{LKG}$	开关漏电流	$V_{IN} = 42\text{V}$ , $V_{SW} = 65\text{V}$		0.1	0.5	$\mu\text{A}$
$I_{RFB}$	$R_{FB}$ 调节电流		97.5	100	102.5	$\mu\text{A}$
	$R_{FB}$ 调节电流电压调整率	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 42\text{V}$		0.02	0.1	%/V

**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，如图 5 所示。

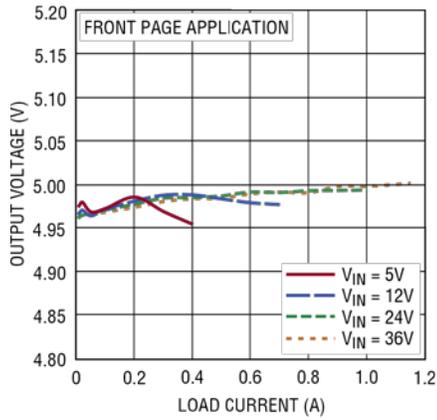
**注释 3:** LT8301E 保证满足  $0^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$  工作结温范围内的性能规格要求。 $-40^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$  工作结温范围内的规格通过设计、表征以及与统计过程控制的相关性来保证。

LT8301I 的保证工作结温范围为  $-40^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$ 。LT8301H 的保证工作结温范围为  $-40^\circ\text{C}$  至  $150^\circ\text{C}$ 。LT8301MP 的保证工作结温范围为  $-55^\circ\text{C}$  至  $150^\circ\text{C}$ 。高结温会降低使用寿命。结温高于  $125^\circ\text{C}$  时，工作寿命会缩短。

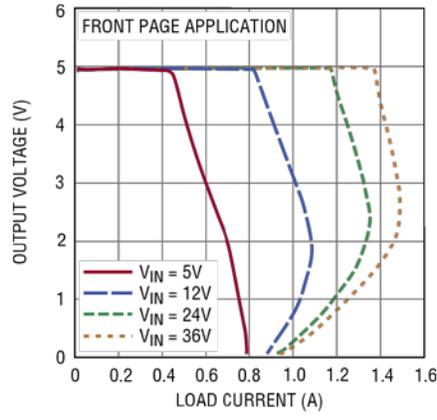
**注释 4:** LT8301 包含过温保护功能，旨在保护器件免受瞬时过载状况影响。结温超过  $150^\circ\text{C}$  时就会启动过温保护。在额定最大工作结温以上连续工作可能会影响器件的可靠性。

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

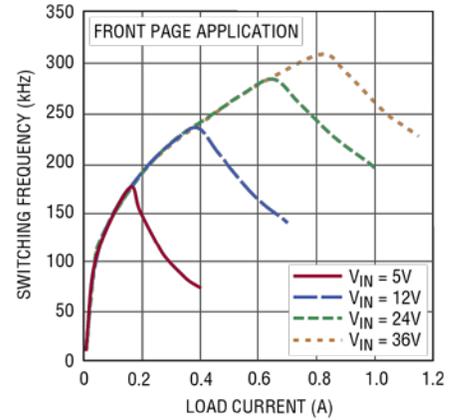
### 输出负载和电压调整率



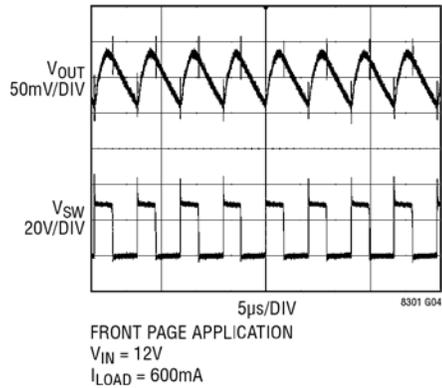
### 输出短路保护



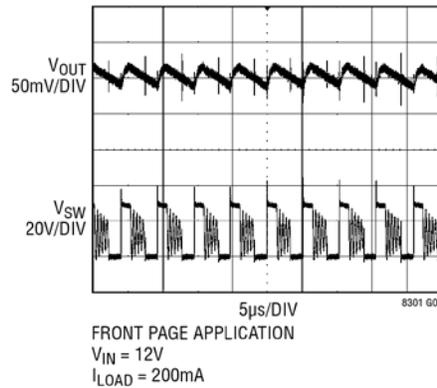
### 开关频率与负载电流的关系



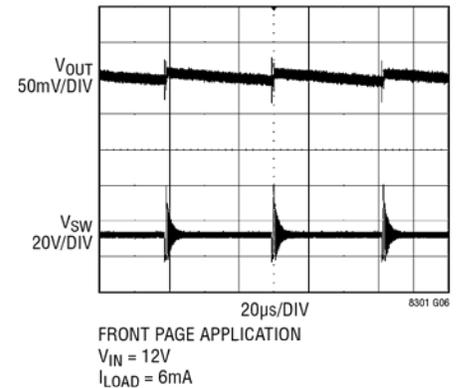
### 边界模式波形



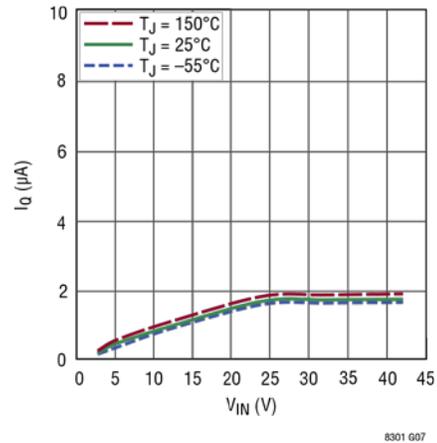
### 断续模式波形



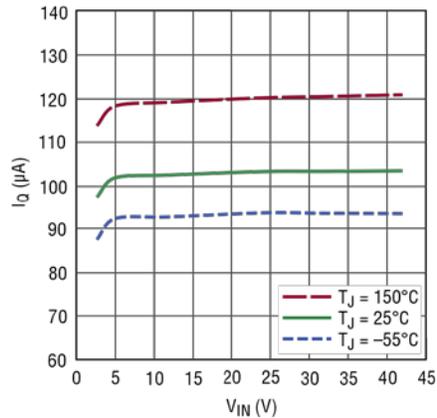
### Burst 模式波形



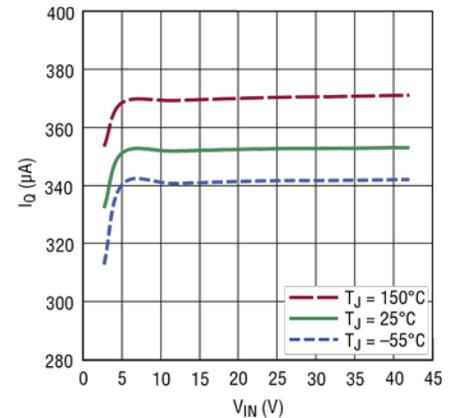
### $V_{IN}$ 关断电流



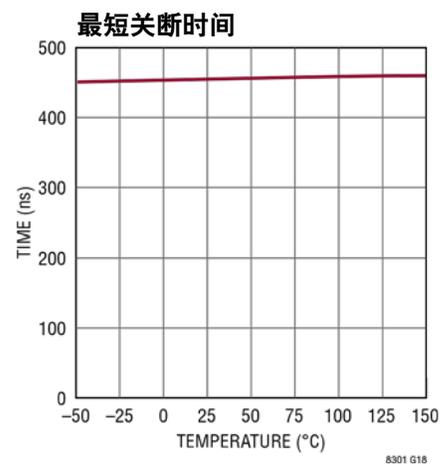
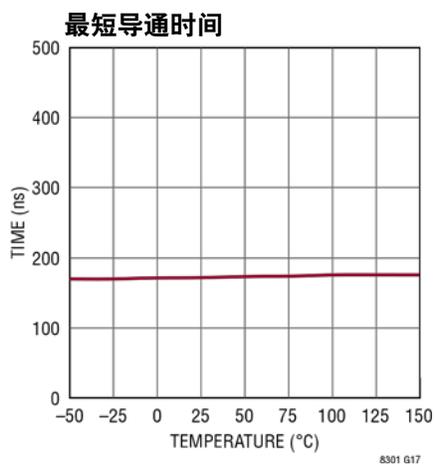
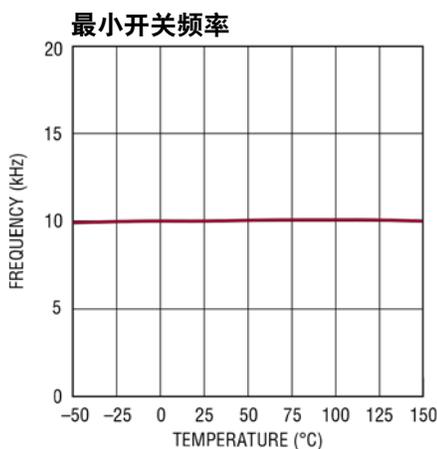
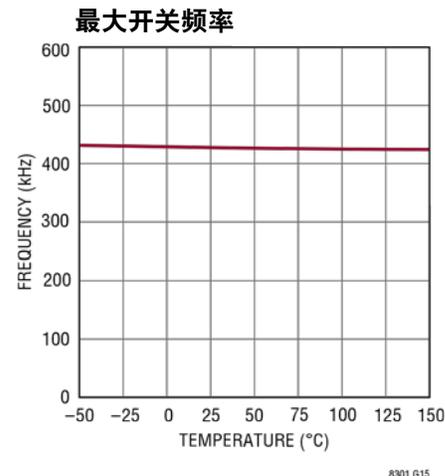
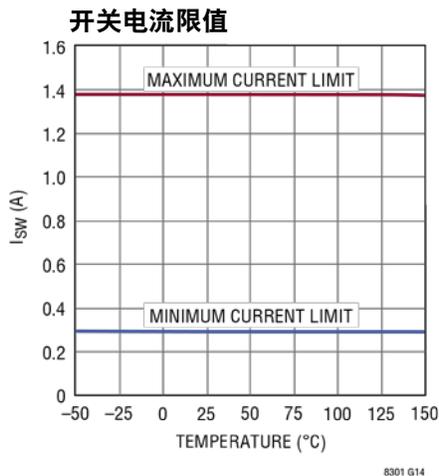
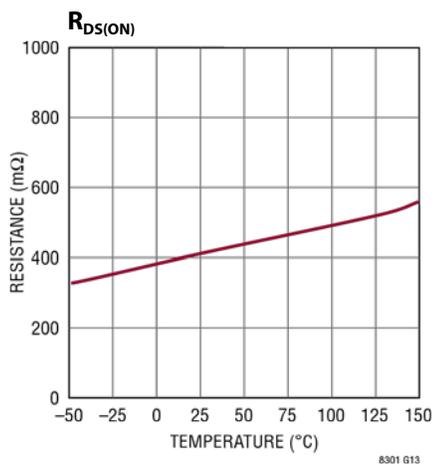
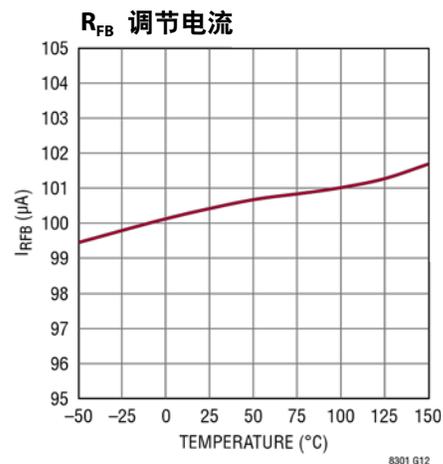
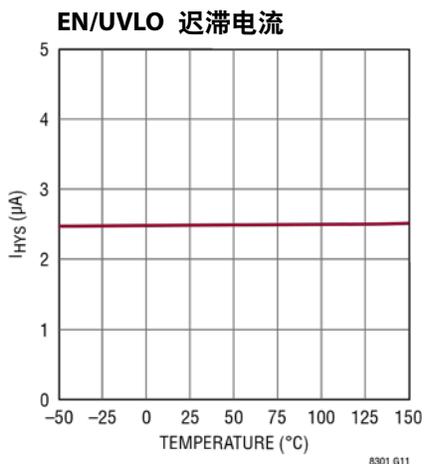
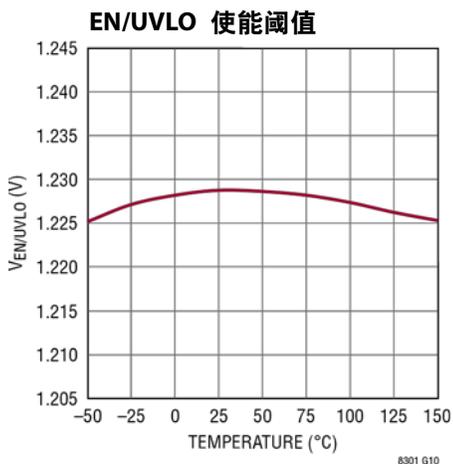
### 睡眠模式 $V_{IN}$ 静态电流



### 活动模式 $V_{IN}$ 静态电流



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



## 引脚功能

**EN/UVLO (引脚 1):** 使能/欠压闭锁。EN/UVLO 引脚用于使能 LT8301。将该引脚拉至 0.2V 以下会关断 LT8301。该引脚具有精确的 1.228V 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 $\mu$ 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  $V_{IN}$ 。

**GND (引脚 2):** 地。此引脚直接连接到局部接地层。

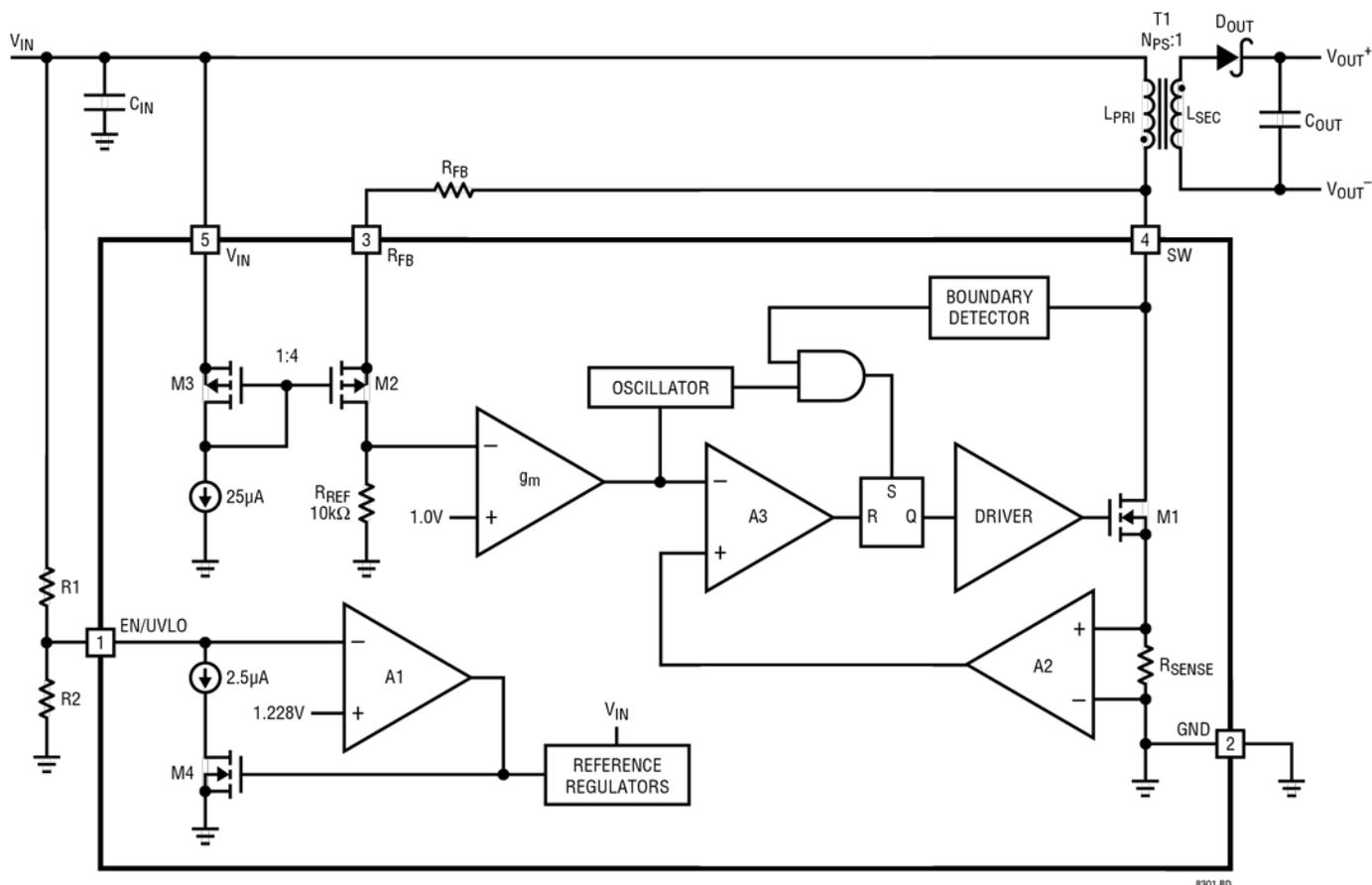
**$R_{FB}$  (引脚 3):** 外部反馈电阻的输入引脚。在此引脚与变压器原边 SW 引脚之间连接一个电阻。 $R_{FB}$  电阻与内部 10k 电阻之比乘以调整后的

1.0V 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。

**SW (引脚 4):** 65V 内部 DMOS 功率开关的漏极。该引脚处的走线包围面积应最小化，以减小 EMI 和电压尖峰。

**$V_{IN}$  (引脚 5):** 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。

## 框图



## 操作

LT8301 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。传统上是利用光耦或额外的变压器绕组将此信息传递到隔离边界的另一边。光耦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，光耦还会引起系统问题。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。

LT8301 通过原边反激脉冲波形对隔离输出电压进行采样。这样，调节既不需要光耦，也不需要额外的变压器绕组。由于 LT8301 以边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。

LT8301 是一款易用的微功耗隔离型反激式转换器，采用 5 引脚 TSOT-23 封装。输出电压通过单个外部电阻编程。该器件内部集成环路补偿和软启动功能，因而所需外部元件数量进一步减少。如框图所示，许多模块与传统开关稳压器中的模块相似，包括基准电压源、稳压器、振荡器、逻辑、电流放大器、电流比较器、驱动器和功率开关。新颖的部分包括反激脉冲检测电路、采样保持误差放大器、边界模式检波器，以及用于边界导通模式、断续导通模式和低纹波 Burst 工作模式的附加逻辑。

### 边界导通工作模式

LT8301 在重负载下已边界导通模式工作，当副边电流为零时，芯片会接通原边功率开关。边界导通模式是一种可变频率、可变峰值电流切换方案。功率开关导通时，变压器原边电流增加，直至达到内部控制的峰值电流限值。功率开关关断后，SW 引脚上的电压上升至输出电压乘以变压器原边/副边匝数比再加上输入电压的值。当通过输出二极管的副边电流降至零时，SW 引脚电压崩溃并在  $V_{IN}$  附近振铃。边界模式检波器检测到此事件后，重新接通功率开关。

在边界导通模式下，每个周期副边电流都会降至零，因此寄生电阻压降不会因负载变化而引入误差。与连续导通模式相比，边界导通模式还允许使用更小的变压器，并且不存在次谐波振荡。

### 断续导通工作模式

当负载变轻时，边界导通模式以相同的比率提高开关频率并减小开关峰值电流。在高达数兆赫兹的高开关频率下运行会增加开关和栅极电荷损耗。为避免这种情况，LT8301 有一个额外的内部振荡器，它会将最大开关频率箝位在小于 430kHz (典型值) 的水平。一旦开关频率达到内部频率箝位值，该器件便开始延迟开关导通，并以断续导通模式工作。

### 低纹波 Burst 工作模式

与传统反激式转换器不同，为实现对输出电压的准确采样，LT8301 的导通和关断必须维持一个最短时间量和一个最小频率。固有的最小开关电流限值和最小关断时间对于保证特定应用正常运行是必不可少的。

## 操作

当负载变得非常轻时，LT8301 开关频率开始折返，同时保持最小开关电流限值。因此，负载电流可以减小，但仍能为采样保持误差放大器提供最短关断时间。同时，该器件在睡眠模式和活动模式之间切换，从而降低有效静态电

流，提高轻负载效率。在这种情况下，LT8301 以低纹波 Burst 模式工作。10kHz (典型值) 的最小开关频率决定了输出电压的采样频率以及最小负载要求。

## 应用信息

### 输出电压

框图所示的  $R_{FB}$  电阻是用于设置输出电压的唯一外部电阻。LT8301 的工作方式与传统电流模式开关稳压器相似，不同之处在于前者使用了独特的反激脉冲检测电路和采样保持误差放大器，采样后根据反激脉冲调节隔离输出电压。

操作如下：当功率开关 M1 关断时，SW 引脚电压升至  $V_{IN}$  电源电压以上。反激脉冲的幅度，即 SW 引脚电压和  $V_{IN}$  电源电压之差为：

$$V_{FLBK} = (V_{OUT} + V_F + I_{SEC} \cdot ESR) \cdot N_{PS}$$

$$V_F = \text{输出二极管正向电压}$$

$$I_{SEC} = \text{变压器副边电流}$$

$$ESR = \text{副边电路总阻抗}$$

$$N_{PS} = \text{变压器有效原边/副边匝数比}$$

然后，反激电压检测电路 (M2 和 M3) 将反激电压转换为电流  $I_{RFB}$ 。此电流  $I_{RFB}$  也流过内部  $10k R_{REF}$  电阻，产生一个以地为基准的电压。所得电压馈入采样保持误差放大器的反相输入。当副边电流为零时，采样保持误差放大器对电压进行采样，因此可以认为  $V_{FLBK}$  方程式中的  $(I_{SEC} \cdot ESR)$  项为零。

内部调整的基准电压  $V_{IREF}$  1.0V 馈入采样保持误差放大器的同相输入。整个环路中相对较高的增益导致  $R_{REF}$  电阻两端的电压几乎等于  $V_{IREF}$ 。因此， $V_{FLBK}$  和  $V_{IREF}$  之间的关系可以表示为：

$$\left( \frac{V_{FLBK}}{R_{FB}} \right) \cdot R_{REF} = V_{IREF}$$

或

$$V_{FLBK} = \left( \frac{V_{IREF}}{R_{REF}} \right) \cdot R_{FB} = I_{RFB} \cdot R_{FB}$$

$$V_{IREF} = \text{内部调整的基准电压}$$

$$I_{RFB} = R_{FB} \text{ 调节电流} = 100\mu A$$

结合先前的  $V_{FLBK}$  方程式，可得出用  $R_{FB}$  电阻、变压器匝数比和二极管正向电压表示的  $V_{OUT}$  方程式：

$$V_{OUT} = 100\mu A \cdot \left( \frac{R_{FB}}{N_{PS}} \right) - V_F$$

### 输出温度系数

$V_{OUT}$  方程中的第一项没有温度相关性，但输出二极管的正向电压  $V_F$  具有显著的负温度系数 ( $-1mV/^\circ C$  到  $-2mV/^\circ C$ )。在整个温度范围内，这种负温度系数会使输出电压发生大约 200mV 至 300mV 的电压变化。

## 应用信息

对于较高电压输出，例如 12V 和 24V，输出二极管温度系数对输出电压调节的影响可忽略不计。但是，对于较低电压输出，例如 3.3V 和 5V，输出二极管温度系数会造成相当于 2% 至 5% 输出电压调节的影响。如果希望在整个温度范围内拥有严格的输出电压调节特性，可使用其他集成温度补偿功能的 ADI 器件。

### 选择实际 $R_{FB}$ 电阻值

LT8301 使用独特的采样方案来调节隔离输出电压。由于采样性质，该方案具有重复的延迟和误差，这会影响到输出电压，必须重新评估  $R_{FB}$  电阻值。因此，需要一个简单两步流程来选择反馈电阻  $R_{FB}$ 。

重新整理“输出电压”部分中  $V_{OUT}$  的表达式，得出  $R_{FB}$  的起始值：

$$R_{FB} = \frac{N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{100\mu A}$$

$V_{OUT}$  = 输出电压

$V_F$  = 输出二极管正向电压 = ~0.3V

$N_{PS}$  = 变压器有效原边/副边匝数比

在安装了其他元件的情况下，使用  $R_{FB}$  起始值为应用上电，测量稳定输出电压  $V_{OUT(MEAS)}$ 。最终  $R_{FB}$  值可调整为：

$$R_{FB(FINAL)} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT(MEAS)}} \cdot R_{FB}$$

对于给定应用，一旦选定最终  $R_{FB}$  值，不同电路板的稳压精度将非常一致，通常在  $\pm 5\%$  以下（包括系统中所有组件的器件间变化，假设电阻容差和变压器绕组匹配精度在  $\pm 1\%$  以内）。但是，如果变压器或输出二极管发生改变，或者布局发生了巨大变化，则  $V_{OUT}$  可能会有所变化。

### 输出功率

与降压或升压转换器相比，反激转换器的输入和输出电流之间具有复杂的关系。无论输入电压是多少，升压转换器具有相对恒定的最大输入电流，而降压转换器具有相对恒定的最大输出电流。这是因为这两个电流具有连续非切换特性。反激转换器具有不连续的输入和输出电流，类似于非隔离型降压-升压转换器。占空比会影响输入和输出电流，因此很难预测输出功率。另外，可以改变绕组比来放大输出电流，其代价是开关电压更高。

图 1-4 中的曲线显示了输出电压为 3.3V、5V、12V 和 24V 时最大输出功率的可能典型值。在关断期间，如果开关电压为 50V，则最大输出功率曲线反映的是输出功率计算值。针对漏感电压尖峰留有 15V 的裕量。为了在给定输入下实现该功率水平，必须计算绕组比值，以使开关承受 50V 的电压，从而产生一些奇数比值。最大输出功率曲线下方的曲线是常见绕组比值和给定输入电压下的输出功率量的示例。

一个设计示例是 5V 输出转换器，其最小输入电压为 8V，最大输入电压为 32V。三比一的绕组比非常适合此设计示例，在 32V 时输出功率等于 5.42W，但在 8V 时降低至 2.71W。

下式计算输出功率：

$$P_{OUT} = \eta \cdot V_{IN} \cdot D \cdot I_{SW(MAX)} \cdot 0.5$$

$$\eta = \text{效率} \approx \sim 85\%$$

$$D = \text{占空比} = \frac{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS}}{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS} + V_{IN}}$$

$$I_{SW(MAX)} = \text{最大开关电流限值} = 1.2A \text{ (最小值)}$$

## 应用信息

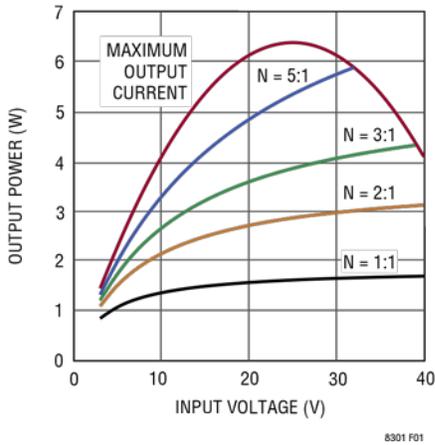


图 1. 3.3V 输出的输出功率

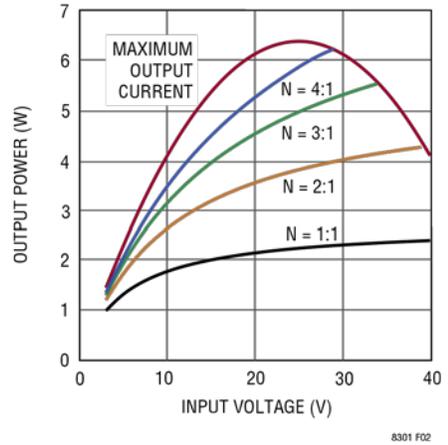


图 3. 12V 输出的输出功率

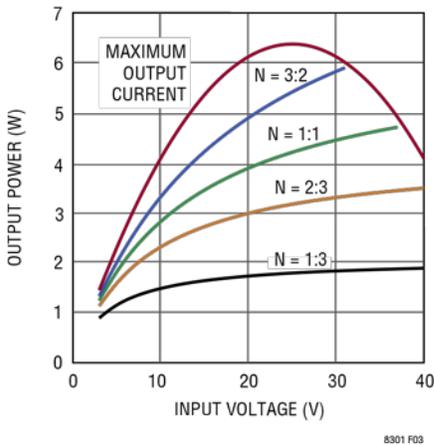


图 2. 5V 输出的输出功率

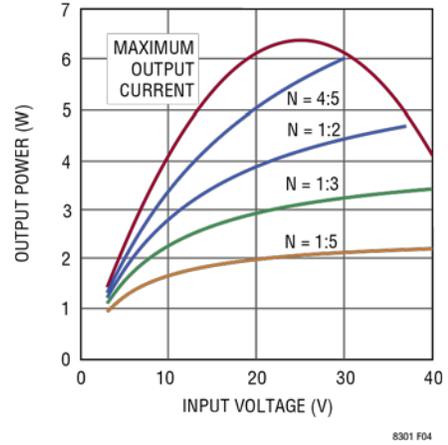


图 4. 24V 输出的输出功率

### 原边电感要求

LT8301 从 SW 引脚上的反射输出电压获得输出电压信息。副边电流的传导反映了原边 SW 引脚上的输出电压。采样保持误差放大器至少需要 450ns 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 450ns 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 = 450ns

$I_{SW(MIN)}$  = 最小开关电流限值 = 290mA (典型值)

除了保证最短关断时间的原边电感要求以外，LT8301 还有一个最短导通时间，其作用是防止芯片接通功率开关的时间短于约 170ns。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 = 170ns

## 应用信息

一般选择原边励磁电感比上面计算出的最小值大 30% 左右的变压器。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。

### 选择变压器

变压器规格和设计可能是成功应用 LT8301 的最关键部分。除了有关高频隔离电源变压器设计的常规指南之外，还应仔细考虑以下信息。

ADI 公司已与多家领先的磁性元件制造商合作，设计出适合于 LT8301 应用的反激式变压器。表 1 给出了这些变压器的详细信息。

### 匝数比

请注意，当选择  $R_{FB}$  电阻以设置输出电压时，用户可以相对自由地选择变压器匝数比来适应特定应用。相比之下，使用简单的小整数比，例如 3:1、2:1、1:1，可为确定总匝数和互感提供更大的自由度。

表 1. 预设计变压器 — 典型规格

变压器 产品型号	尺寸 (W × L × H) (mm)	$L_{PRI}$ ( $\mu$ H)	$L_{LKG}$ ( $\mu$ H)	NP:NS	$R_{PRI}$ (m $\Omega$ )	$R_{SEC}$ (m $\Omega$ )	供应商	目标应用		
								$V_{IN}$ (V)	$V_{OUT}$ (V)	$I_{OUT}$ (A)
750313973	15.24 × 13.34 × 11.43	40	1	4:1	80	40	Würth Electronik	8 至 36	3.3	0.80
750370047	13.35 × 10.8 × 9.14	30	1	3:1:1	60	12.5	Würth Electronik	8 至 32	5	0.55
750313974	15.24 × 13.34 × 11.43	40	1	3:1	80	50	Würth Electronik	8 至 36	5	0.55
750313970	15.24 × 13.34 × 11.43	40	1	2:1	80	70	Würth Electronik	18 至 42	3.3	0.75
750310799	9.14 × 9.78 × 10.54	25	0.125	1:1:0.33	60	74	Würth Electronik	8 至 30	12	0.22
750313972	15.24 × 13.34 × 11.43	40	1	1:1	80	185	Würth Electronik	18 至 42	5	0.42
750313975	15.24 × 13.34 × 11.43	40	1	1:2	110	865	Würth Electronik	8 至 36	24	0.12
750313976	15.24 × 13.34 × 11.43	40	1	1:4	110	2300	Würth Electronik	8 至 32	48	0.05
12387-T036	15.5 × 12.5 × 11.5	40	2	4:1	160	25	Sumida	8 至 36	3.3	0.80
12387-T037	15.5 × 12.5 × 11.5	40	2	3:1	210	30	Sumida	8 至 36	5	0.55
12387-T040	15.5 × 12.5 × 11.5	40	1.5	2:1	210	50	Sumida	18 至 42	3.3	0.75
12387-T041	15.5 × 12.5 × 11.5	40	1.5	1:1	210	200	Sumida	18 至 42	5	0.42
12387-T038	15.5 × 12.5 × 11.5	40	2	1:2	220	460	Sumida	8 至 36	24	0.12
12387-T039	15.5 × 12.5 × 11.5	40	2	1:4	220	2200	Sumida	8 至 32	48	0.05
PA3948.003NL	15.24 × 13.08 × 11.45	40	1.45	4:1	210	26	Pulse Engineering	8 至 36	3.3	0.80
PA3948.004NL	15.24 × 13.08 × 11.45	40	1.95	3:1	220	29	Pulse Engineering	8 至 36	5	0.55
PA3948.001NL	15.24 × 13.08 × 11.45	40	1.45	2:1	410	70	Pulse Engineering	18 至 42	3.3	0.75
PA3948.002NL	15.24 × 13.08 × 11.45	40	1.45	1:1	405	235	Pulse Engineering	18 至 42	5	0.42
PA3948.005NL	15.24 × 13.08 × 11.45	40	1.60	1:2	220	1275	Pulse Engineering	8 至 36	24	0.12
PA3948.006NL	15.24 × 13.08 × 11.45	40	1.65	1:4	220	3350	Pulse Engineering	8 至 32	48	0.05

## 应用信息

通常,所选变压器的匝数比应使可用输出功率最大化。对于低输出电压 (3.3V 或 5V), 可以使用较大的 N:1 匝数比 (多个原边绕组相对于副边绕组), 以使变压器的电流增益 (和输出功率) 最大化。但应注意, SW 引脚电压等于最大输入电源电压加上输出电压乘以匝数比。此外, 漏感会在该反射电压之上产生一个电压尖峰 ( $V_{LEAKAGE}$ )。为防止内部功率开关击穿, 此总量必须在 SW 引脚的 65V 绝对最大额定值以下。这些条件共同为给定应用的匝数比  $N_{PS}$  设置了上限。选择足够低的匝数比以确保:

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

对于较低输出功率水平, 应选择较小的 N:1 匝数比以减轻 SW 引脚电压应力。虽然 1:N 的匝数比可以提供非常高的输出电压而不超过内部功率开关的击穿电压, 但匝数比引起的寄生电容倍增可能导致开关导通电流尖峰在 170ns 前沿消隐之后继续振铃, 这在某些应用中会造成轻负载不稳定。因此, 在将 1:N 的匝数比与 LT8301 一起使用之前, 应进行充分评估。

匝数比是隔离反馈方案的重要因素, 直接影响输出电压精度。应确保变压器制造商指定的匝数比精度在  $\pm 1\%$  以内。

### 饱和电流

变压器绕组中的电流不应超过其额定饱和电流。一旦铁芯饱和, 注入的能量就不会转移到副边, 而是在铁芯中消耗。设计与 LT8301 一起使用的定制变压器时, 务必注意变压器制造商规定的饱和电流。

### 绕组电阻

原边或副边绕组中的电阻会降低整体功效比。尽管绕组电阻与 LT8301 的边界/断续导通工作模式相关, 但不会影响输出电压的调整。

### 漏感和缓冲器

功率开关断开后, 原边或副边上的变压器漏感都会导致原边上出现电压尖峰。负载电流越高, 需要消耗的能量就越多, 该峰值会越显著。必须使变压器漏感最小, 这点非常重要。

设计应用时, 应针对过载条件下的最差情况漏电压尖峰保持足够的裕量。在大多数情况下, 如图 5 所示, 原边上的反射输出电压加上  $V_{IN}$  应低于 50V。这样就为全部电压和负载情况下的泄漏峰值留下了至少 15V 的裕量。对于绕线不佳的变压器或漏感过大的情况, 需要更大的电压裕量。

除电压尖峰外, 漏感还会在功率开关断开后引起 SW 引脚振铃一段时间。为防止电压振铃误触发边界模式检波器, LT8301 内部会使边界模式检波器在 350ns 之后再启动。350ns 之后, 任何剩余的电压振铃都可能在副边电流降至零之前再次使功率开关导通。因此, 漏感尖峰振铃应限制在 350ns 以下。

## 应用信息

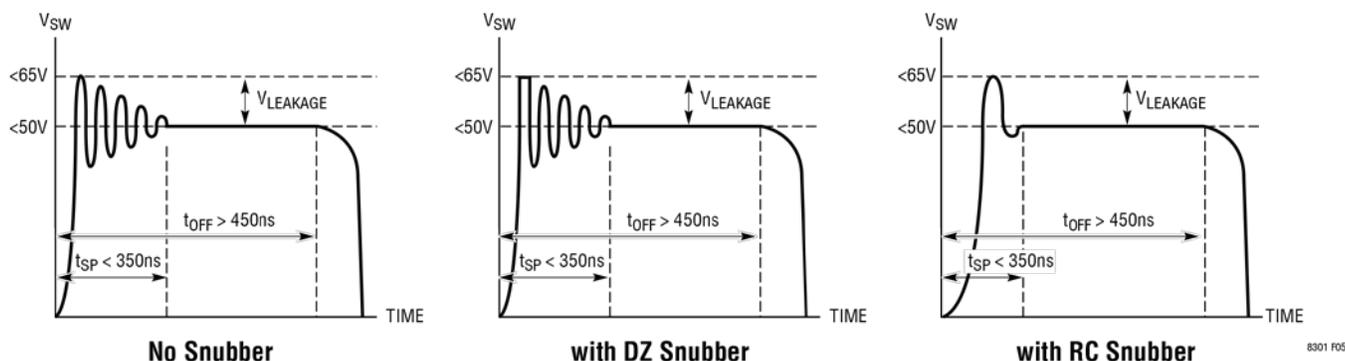


图 5. SW 引脚反激波形的最大电压

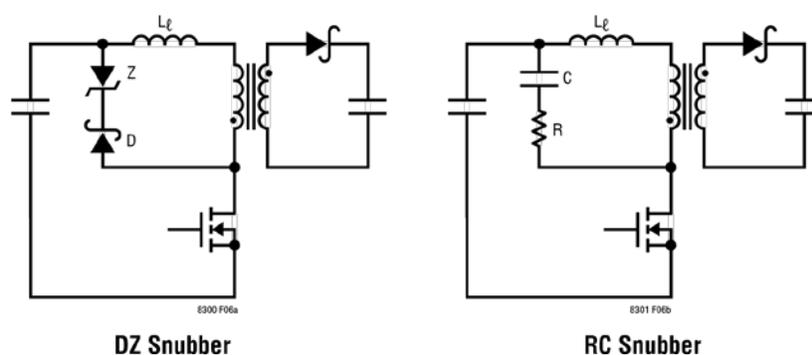


图 6. 缓冲器电路

对大多数应用而言, 建议使用缓冲电路。图 6 显示了两类可以保护内部功率开关的缓冲器电路: DZ (二极管-齐纳二极管) 缓冲器和 RC (电阻-电容) 缓冲器。DZ 缓冲器可确保箝位电压定义明确且一致, 而且效率略高; RC 缓冲器可快速抑制电压尖峰振铃, 提供更好的负载调整率和 EMI 性能。图 5 显示了采用 DZ 和 RC 缓冲器的反激波形。

对于 DZ 缓冲器, 选择二极管和齐纳二极管时必须格外小心。肖特基二极管通常是最佳选择, 但某些 PN 二极管如果能以足够快的速度导通以限制漏感尖峰, 那么也可以使用。应选择反向电压额定值高于最大 SW 引脚电压的二极管。

选择齐纳二极管的击穿电压时, 应在损耗和保护电压之间做好平衡。最好的折衷方案是选择最大击穿电压。使用下式可作出正确的选择:

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 65V - V_{IN(MAX)}$$

对于最大输入电压为 32V 的应用, 应选择 20V 齐纳二极管, 其  $V_{ZENER(MAX)}$  约为 21V, 低于 33V 最大值。

箝位器的功率损耗决定齐纳二极管的额定功率。在最大负载和最小输入电压的情况下, 箝位器的功率损耗最高。此时的开关电流以及漏感中储存的能量最高。当选择最高  $V_{ZENER}$  时, 0.25W 的齐纳二极管可满足大多数应用需要。

## 应用信息

表 2 和表 3 列出了一些推荐使用的二极管和齐纳二极管。

**表 2. 推荐使用的齐纳二极管**

器件	V <sub>ZENER</sub> (V)	功率 (W)	外壳	供应商
CMDZ5248B	18	0.25	SOD-323	Central Semiconductor
CMDZ5250B	20	0.25	SOD-323	

**表 3. 推荐使用的二极管**

器件	I <sub>MAX</sub> (A)	V <sub>REVERSE</sub> (V)	外壳	供应商
CMHD4448	0.25	100	SOD-123	Central Semiconductor
DFLS1100	1	100	PowerDI-123	Diodes Inc.
DFLS1150	1	150	PowerDI-123	Diodes Inc.

RC 缓冲器的推荐设计方法是在没有缓冲器且功率开关断开时测量 SW 引脚上的振铃周期，然后增加电容（从 100pF 开始），直到振铃周期延长 1.5 至 2 倍为止。根据周期的变化可确定寄生电容的值，然后还能根据初试周期确定寄生电感。知道 SW 节点电容和电感的值之后，便可将一个电阻与缓冲器电容串联，以耗散功率并强力抑制振铃。使用观测到的周期（t<sub>PERIOD</sub> 和 t<sub>PERIOD(SNUBBED)</sub>）及缓冲器电容（C<sub>SNUBBER</sub>）得出最佳串联电阻的公式为：

$$C_{PAR} = \frac{C_{SNUBBER}}{\left(\frac{t_{PERIOD(SNUBBED)}}{t_{PERIOD}}\right)^2 - 1}$$

$$L_{PAR} = \frac{t_{PERIOD}^2}{C_{PAR} \cdot 4\pi^2}$$

$$R_{SNUBBER} = \sqrt{\frac{L_{PAR}}{C_{PAR}}}$$

注意，RC 缓冲器吸收的能量将转换为热量，而不会传递给负载。在高电压或高电流应用中，可能需要根据散热信息确定缓冲器大小。

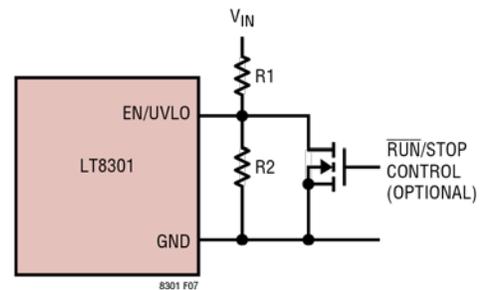
### 欠压闭锁 (UVLO)

从 V<sub>IN</sub> 到 EN/UVLO 引脚的电阻分压器实现欠压闭锁 (UVLO) 功能。EN/UVLO 引脚的下降阈值设置为 1.228V，具有 14mV 的迟滞。此外，当 EN/UVLO 引脚上的电压低于 1.228V 时，它会吸收 2.5μA 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：

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.242V \cdot (R1 + R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

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

图 7 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，LT8301 被置于关断状态，静态电流小于 2μA。



**图 7. 欠压闭锁 (UVLO)**

## 应用信息

### 最低负载要求

LT8301 从原边反激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传导电流，反激脉冲就会出现。为了对输出电压进行采样，LT8301 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，LT8301 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：

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

$L_{\text{PRI}}$  = 变压器原边电感

$I_{\text{SW(MIN)}}$  = 最小开关电流限值 = 360mA (最大值)

$f_{\text{MIN}}$  = 最小开关频率 = 10.6kHz (最大值)

LT8301 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 20% 的齐纳二极管用作最小负载。对于 5V 输出，请使用 6V 齐纳二极管，其阴极连接到输出。

### 输出短路保护

当输出严重过载或短路时，反射的 SW 引脚波形的振铃时间会超过内部消隐时间。如果未应用保护方案，则在 450ns 的最短关断时间之后的振铃可能会误触发边界模式检波器，并在副边电流降至零之前再次使功率开关导通。然后，器件进入连续导通模式，以最大开关频率工作，开关电流可能会失控。为防止开关电流在这种情况下失控，当输出电压从稳压值下降时，LT8301 会逐渐使最大开关电流限值和开关频率折返。结果，开关电流保持在最大开关电流限值 1.375A (典型值) 以下。在最坏情况下，输出通过长导线直接短接到地，折返后的巨大振铃仍会误触发边界

模式检波器，而副边过流保护确保 LT8301 仍能正常工作。一旦开关电流达到 2.2A 过流限值，就会启动软启动周期，非常严格地限制开关电流限值和开关频率。这种输出短路保护可防止开关电流失控，并限制二极管平均输出电流。

### 设计示例

请使用以下设计示例作为 LT8301 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 500mA，输入范围为 8V 至 32V。

$$V_{\text{IN(MIN)}} = 8\text{V}, V_{\text{IN(NOM)}} = 12\text{V}, V_{\text{IN(MAX)}} = 32\text{V}, \\ V_{\text{OUT}} = 5\text{V}, I_{\text{OUT}} = 500\text{mA}$$

#### 第一步：选择变压器匝数比。

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

$$V_{\text{LEAKAGE}} = \text{变压器漏电尖峰的裕量} = 15\text{V}$$

$$V_{\text{F}} = \text{输出二极管正向电压} = \sim 0.3\text{V}$$

示例：

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

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 4 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 4. 开关电压应力和输出电流能力与匝数比的关系

$N_{\text{PS}}$	$V_{\text{IN(MAX)}}$ 时的 $V_{\text{SW(MAX)}} (V)$	$V_{\text{IN(MIN)}}$ 时的 $I_{\text{OUT(MAX)}} (mA)$	占空比 (%)
1:1	37.3	330	14-40
2:1	42.6	470	25-57
3:1	47.9	540	33-67

由于只有  $N_{\text{PS}} = 3$  才能满足 500mA 输出电流要求，因此本示例选择  $N_{\text{PS}} = 3$ 。

## 应用信息

### 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:

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

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

$$t_{OFF(MIN)} = 450\text{ns}$$

$$t_{ON(MIN)} = 170\text{ns}$$

$$I_{SW(MIN)} = 290\text{mA (typ)}$$

示例:

$$L_{PRI} \geq \frac{450\text{ns} \cdot 3 \cdot (5\text{V} + 0.3\text{V})}{290\text{mA}} = 25\mu\text{H}$$

$$L_{PRI} \geq \frac{170\text{ns} \cdot 32\text{V}}{290\text{mA}} = 19\mu\text{H}$$

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 30%。因此, 本示例选择  $L_{PRI} = 40\mu\text{H}$ 。

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:

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

$$I_{SW} = \frac{5\text{V} \cdot 0.5\text{A} \cdot 2}{0.85 \cdot 12\text{V} \cdot 0.57} = 0.86\text{A}$$

$$f_{SW} = 199\text{kHz}$$

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 LT8301 配合使用时, 饱和电流额定值必须大于 2A。反激变压器选择 Würth 750313974。

### 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。保守值是最大开关电流限值乘以匝数比,

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

示例:

$$I_{DIODE(MAX)} = 4.125\text{A}$$

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:

$$V_{REVERSE} = 5\text{V} + \frac{32\text{V}}{3} = 15.6\text{V}$$

选择 Central Semiconductor 的 CMSH5-20 (5A、20V 二极管)。

## 应用信息

### 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 1%，即 50mV。

$$C_{OUT} = \frac{40\mu H \cdot (0.86A)^2}{2 \cdot 5V \cdot 0.05V} = 60\mu F$$

请注意，陶瓷电容会随着电压的施加而损失一些电容量。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 100 $\mu$ F、10V 额定值的陶瓷电容。

### 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 DZ 缓冲器，因为它具有较低的漏电感和较大的电压裕量。需要选择齐纳二极管和二极管。

最大齐纳击穿电压根据最大  $V_{IN}$  设置：

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 65V - V_{IN(MAX)}$$

示例：

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 65V - 32V = 33V$$

最大值 21V 的 20V 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 20V、0.25W 齐纳二极管 (CMDZ5250B)。

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：

$$V_{REVERSE} > 53V$$

选择 Central Semiconductor 的 100V、0.25A 二极管 (CMHD4448)。

### 第六步：选择 $R_{FB}$ 电阻。

使用下式计算  $R_{FB}$  的起始值：

$$R_{FB} = \frac{N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{100\mu A}$$

示例：

$$R_{FB} = \frac{3 \cdot (5V + 0.3V)}{100\mu A} = 159k$$

根据标准电阻值的容差，所需的精确电阻值可能不存在。对于 1% 标准值，一个 158k 电阻应足够接近。如“应用信息”部分所述，最终  $R_{FB}$  值应根据实测输出电压进行调整。

## 应用信息

### 第七步：选择 EN/UVLO 电阻。

确定所需的迟滞量并计算 R1 电阻值：

$$V_{IN(HYS)} = 2.5\mu\text{A} \cdot R1$$

示例：

选择 2V 迟滞，

$$R1 = 806\text{k}$$

确定 UVLO 阈值并计算 R2 电阻值：

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.242\text{V} \cdot (R1 + R2)}{R2} + 2.5\mu\text{A} \cdot R1$$

示例：

将  $V_{IN}$  UVLO 上升阈值设置为 7.5V，

$$R2 = 232\text{k}$$

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

$$V_{IN(UVLO-)} = 5.5\text{V}$$

### 第八步：确保最小负载。

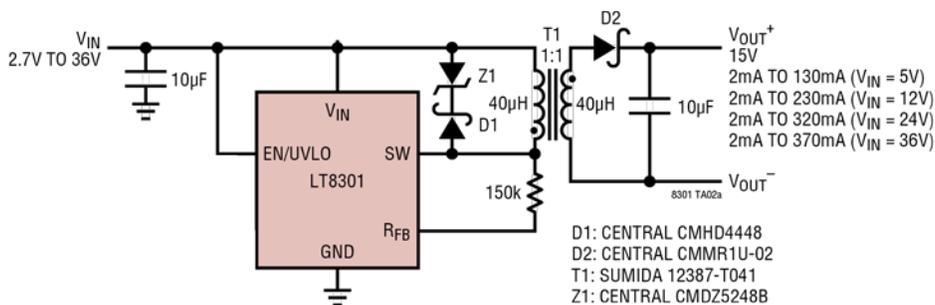
理论最小负载可以近似估算为：

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{40\mu\text{H} \cdot (360\text{mA})^2 \cdot 10.6\text{kHz}}{2 \cdot 5\text{V}} = 5.5\text{mA}$$

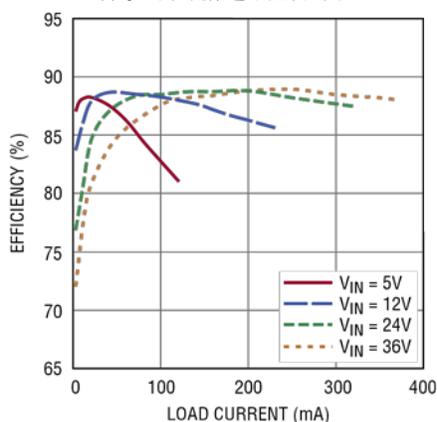
切记在实际应用中检查最低负载要求。最小负载发生在输出电压开始上升时，此时转换器提供的能量大于输出消耗的能量。此应用的实际最小负载约为 6mA。本示例选择 820Ω 电阻作为最小负载。

# 典型应用

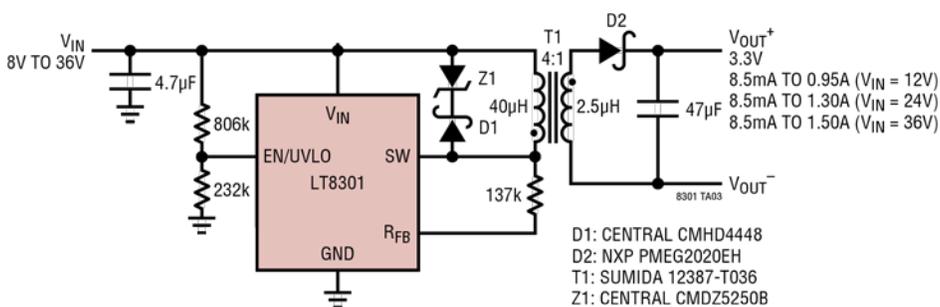
## 2.7V 至 36V<sub>IN</sub>/15V<sub>OUT</sub> 低功耗隔离型反激式转换器



效率与负载电流的关系

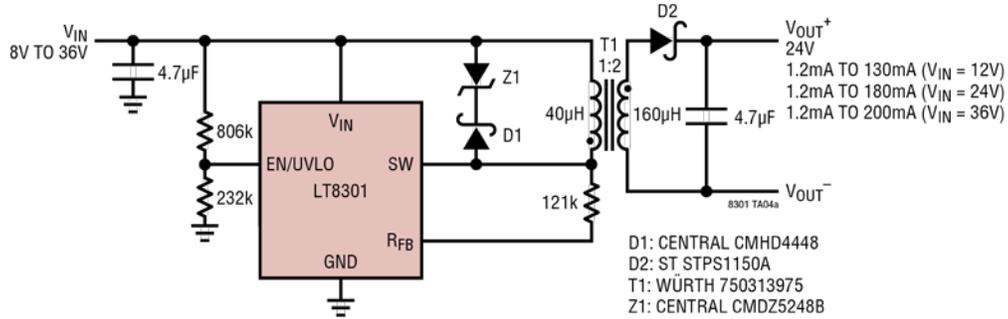


## 8V 至 36V<sub>IN</sub>/3.3V<sub>OUT</sub> 低功耗隔离型反激式转换器

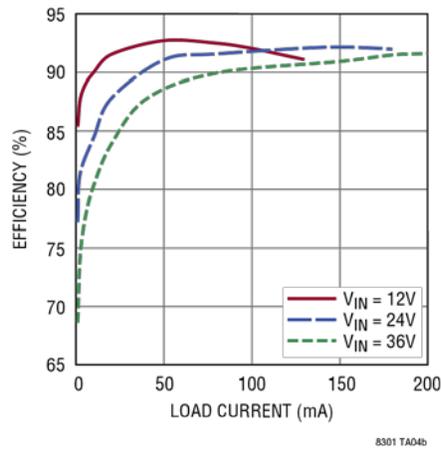


## 典型应用

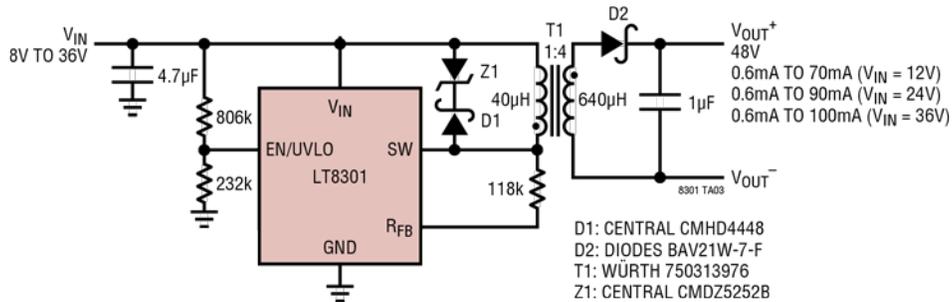
### 8V 至 36V<sub>IN</sub>/24V<sub>OUT</sub> 微功耗隔离型反激式转换器



### 效率与负载电流的关系

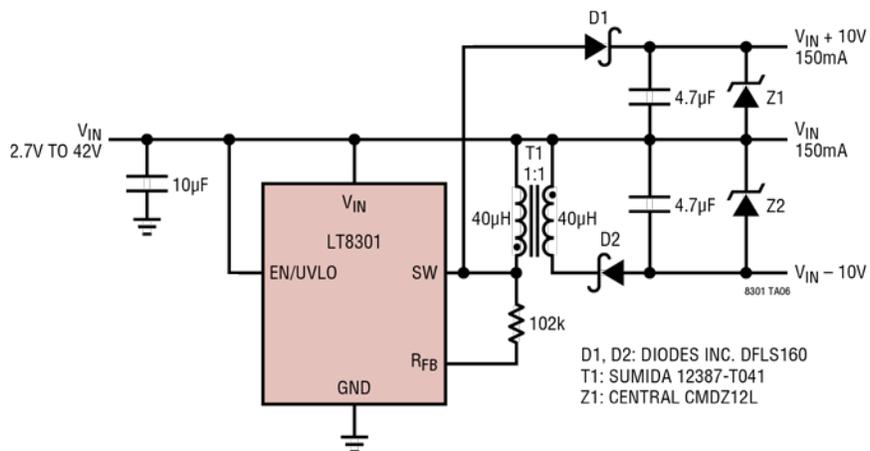


### 8V 至 36V<sub>IN</sub>/48V<sub>OUT</sub> 微功耗隔离型反激式转换器

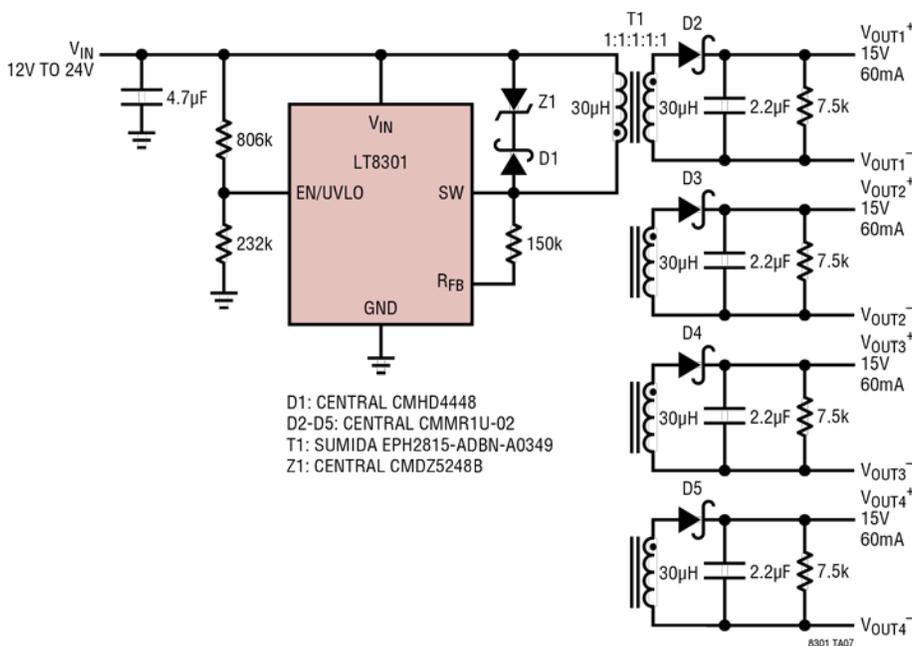


# 典型应用

$V_{IN}$  至  $(V_{IN} + 10V)/(V_{IN} - 10V)$  微功耗转换器



12V 至  $24V_{IN}/$ 四路  $15V_{OUT}$  微功耗隔离型反激式转换器



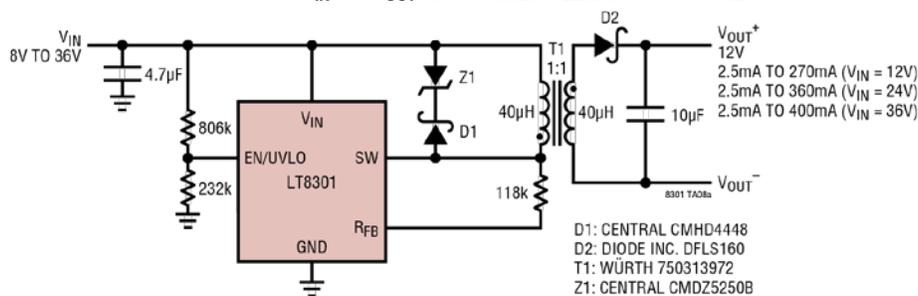


## 修订历史

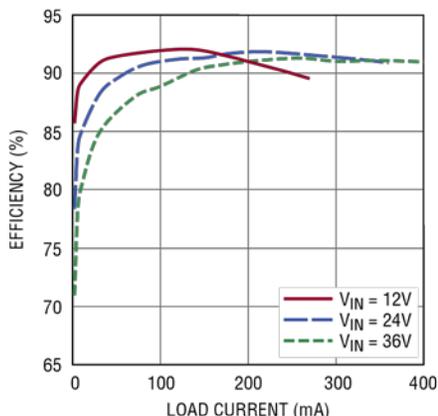
修订版	日期	说明	页码
A	04/19	首页特性列表增加“通过 AEC-Q100 认证”。 “订单信息”部分增加汽车 (W) 流器件。	1 2

## 典型应用

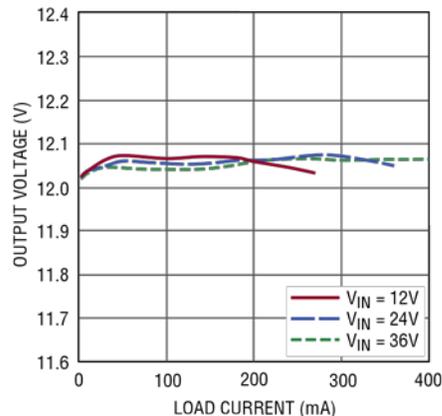
### 8V 至 36V<sub>IN</sub>/12V<sub>OUT</sub> 低功耗隔离型反激式转换器



#### 效率与负载电流的关系



#### 输出负载和电压调整率



## 相关器件

产品型号	说明	备注
<a href="#">LT8300</a>	100V <sub>IN</sub> 低功耗隔离型反激式转换器, 带 150V/260mA 开关	低 I <sub>Q</sub> 单片非光反激, 5 引脚 TSOT-23
<a href="#">LT8302</a>	42V <sub>IN</sub> 低功耗隔离型反激式转换器, 带 65V/3.6A 开关	低 I <sub>Q</sub> 单片非光反激, 8 引脚 SO-8E
<a href="#">LT8309</a>	副边同步整流器驱动器	4.5V ≤ V <sub>CC</sub> ≤ 40V, 快速导通和关断, 5 引脚 TSOT-23
<a href="#">LT3511/LT3512</a>	100V 隔离型反激式转换器	集成 240mA/420mA 开关的单片非光反激, MSOP-16(12)
<a href="#">LT3748</a>	100V 隔离型反激式控制器	5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 100V, 非光反激, MSOP-16, 高压间距
<a href="#">LT3798</a>	离线隔离型非光耦合器反激式控制器, 带有源 PFC	V <sub>IN</sub> 和 V <sub>OUT</sub> 仅受外部元件限制
<a href="#">LT3573/LT3574/LT3575</a>	40V 隔离型反激式转换器	集成 1.25A/0.65A/2.5A 开关的单片非光反激
<a href="#">LT3757A/LT3759/LT3758</a>	40V/100V 反激/升压控制器	采用小型封装并具有强大栅极驱动能力的通用控制器
<a href="#">LT3957/LT3958</a>	40V/100V 反激/升压转换器	单片, 集成 5A/3.3A 开关
<a href="#">LTC<sup>®</sup>3803/LTC3803-3/LTC3803-5</a>	200kHz/300kHz 反激控制器, 采用 SOT-23 封装	V <sub>IN</sub> 和 V <sub>OUT</sub> 受外部元件限制
<a href="#">LTC3805/LTC3805-5</a>	可调频率反激控制器	V <sub>IN</sub> 和 V <sub>OUT</sub> 受外部元件限制

