

# BT5981

## 42V微功率隔离反激式变换器

### 主要特色

- 2.7V至42V输入电压范围
- 1.2A、65V内置DMOS功率管
- 低静态电流:
  - 睡眠模式140uA
  - 工作模式350uA
- 重载工作在边界模式
- 轻载工作在低纹波突发模式
- 最小负载<满载的0.5%(典型值)
- VOUT通过外部电阻设置
- 无第三绕组、光耦器件
- 内置补偿和软启动
- 输出短路保护
- 封装形式SOT23-5

### 应用范围

- 工业、医疗、自动化领域适用的电源
- 隔离型辅助/内务处理电源

### 简要描述

BT<sup>®</sup>5981 是一款微功率隔离反激式开关电源芯片。无需第三方绕组和光耦，采用原边电压反馈控制输出电压。输出电压通过一个外部电阻设置，并且通过内置补偿电路和软启动减少外部器件。低纹波突发模式通过最小化输出纹波保证系统的高效率。SOT23-5 封装中集成了 1.2A、65V 功率 DMOS 管以及所有高压电路和逻辑管理电路。

BT5981 输入电压范围 2.7V 至 42V，并且可以传输 6W 功率至隔离端。内置电路、边界模式及低纹波突发模式使芯片使用简便。

### 典型应用

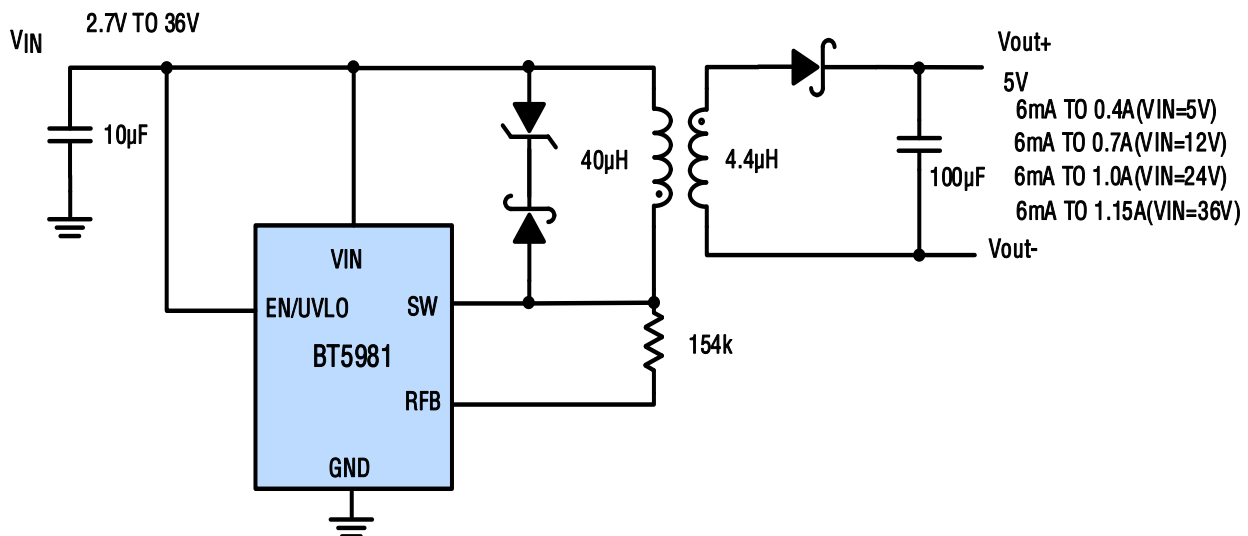


图 1 5V 输出典型应用

# BT5981

## 额定极限

SW 引脚耐压 .....	65V
VIN 引脚耐压 .....	42V
EN/UVLO 引脚耐压 .....	VIN
RFB 引脚耐压 .....	VIN-0.5V to VIN
RFB 引脚灌入电流 .....	200 $\mu$ A

最大结温 .....	150 $^{\circ}$ C
存储温度 .....	-65 $^{\circ}$ C to 150 $^{\circ}$ C
工作结温 .....	-40 $^{\circ}$ C to 150 $^{\circ}$ C
引脚温度(焊接 10 秒) .....	300 $^{\circ}$ C

## 引脚配置

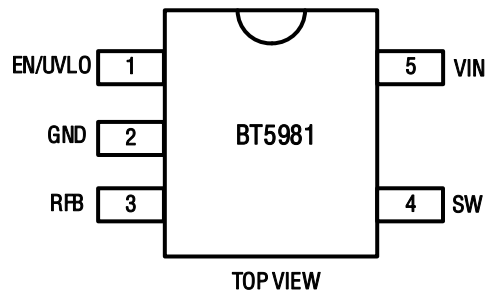


图 2 BT5981 SOT23-5 封装的引脚配置

## 引脚功能

**EN/UVLO:** 欠压锁定，BT5981 的使能引脚。输入电压经过电阻分压后连接到 EN/UVLO，当其电压大于 1.2V，内部电路开启。也可以与 VIN 直接相连使用。

**GND:** 芯片的地。

**RFB:** 外部反馈电阻的输入引脚，通过电阻  $R_{RFB}$  连接到 SW 脚，由电阻  $R_{RFB}$  与内部 10K 电阻的比值，决定输出电压。

**SW:** 65V 内置 DMOS 功率管的漏极，有大电流流过，通过初级线圈连接到电源。

**VIN:** 电压输入引脚，为内部电路供电，并且通过反馈电路与 RFB 脚相连。使用时要连接旁路电容。

## 订购信息

联系电话: +86-400-833-2598 邮箱: [sales@batelab.com](mailto:sales@batelab.com) 网址: <http://www.batelab.com>

## 参数指标

如无特殊说明,  $V_{IN}=5V$ ,  $V_{EN/UVLO}=V_{IN}$ 。

	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
VIN	输入电压范围		2.7		42	V
	VIN UVLO 阈值电压	上升		2.5		V
		下降		2.3		V
IQ	VIN 静态电流	EN/UVLO=0V		1		$\mu A$
		睡眠模式 (开关关闭)		140		$\mu A$
		工作模式 (开关打开)		350		$\mu A$
EN/UVLO	enable 阈值	上升		1.2		V
		下降		1.1		V
F <sub>MIN</sub>	最小开关频率			10		kHz
T <sub>ON_MIN</sub>	最小导通时间			170		ns
T <sub>ON_MAX</sub>	最大关闭时间			190		$\mu s$
I <sub>SW_MAX</sub>	最大开关电流			1.5		A
I <sub>SW_MIN</sub>	最小开关电流			0.375		A
RDSON	导通电阻	I <sub>SW</sub> =500mA		0.5		$\Omega$
ILKG	开关漏电	V <sub>IN</sub> =42V, V <sub>SW</sub> =65V		0.3		$\mu A$
I <sub>RFB</sub>	RFB 调节电流		95	100	105	$\mu A$
	RFB 调节电流变化率	2.7V<V <sub>IN</sub> <42V			0.1	%/V
温度保护	shut down 温度			150		$^{\circ}C$
	迟滞			10		$^{\circ}C$

注：以上数据来自工程批样品。

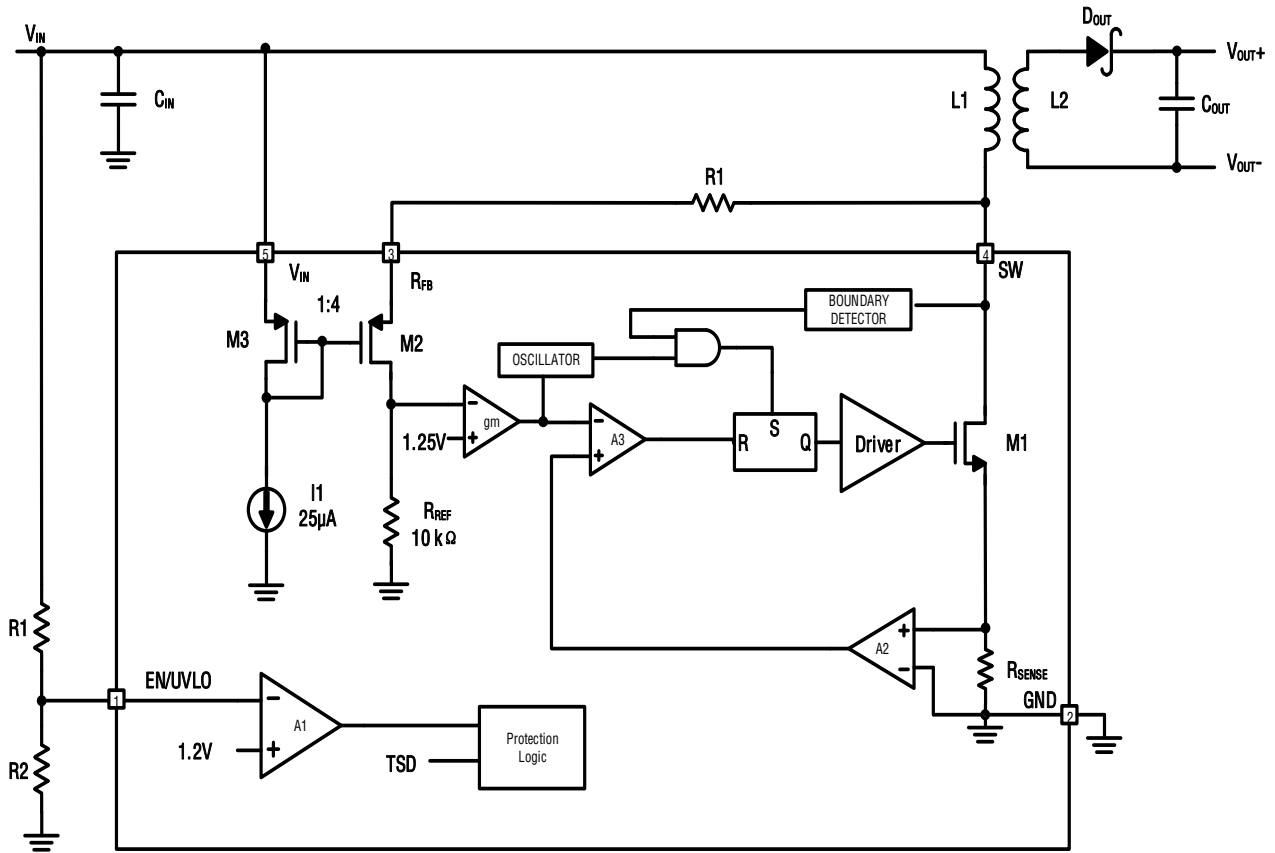


图 3 BT5981 内部框图

## 工作原理

BT5981 是一款简单易用的微功率隔离型反激式转换器，采用 5 引脚 SOT-23 封装。输出电压利用单个外部电阻来设置。通过在内部集成环路补偿和软起动，该器件进一步减少了外部元件的数量。如框图所示，许多模块与传统开关稳压器中的模块类似，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。这些新颖的部分包括一个反激式脉冲检测电路、一个采样保持误差放大器和一个边界模式检测器，以及用于边界导通模式、不连续导通模式和低纹波突发模式操作的附加逻辑。

### 边界模式工作

BT5981 在重负载条件下具有边界导通模式工作，其中芯片在次级电流为零时接通主电源开关。边界导通模式是一种变频、变峰值电流的开关方案。电源开关导通，变压器初级电流增加，直到内部控制的峰值电流限制。电源开关关闭后，SW 引脚上的电压上升到输出电压乘以初级和次级变压器匝数比加上输入电压。当通过输出二极管的次级电流降至零时，SW 引脚电压崩溃并在 VIN 周围振荡。边界模式检测器检测此事件并重新打开电源开关。

边界导通模式每个周期将次级电流返回零，因此寄生电阻压降不会导致负载调节误差。与连续导通模式相比，边界有利于的电流模式还允许使用更小的变压器，并且不会出现次谐波振荡。

## 应用信息

### 输出电压

如框图所示，R<sub>FB</sub> 电阻是唯一用于设置输出电压的外部电阻。BT5981 的工作方式与传统的电流模式开关类似，只是使用了一个独特的反激式脉冲检测电路和一个采样保持误差放大器，该放大器对来自反激式脉冲的隔离输出电压进行采样并因此进行调节。

### 不连续导通模式工作

随着负载变轻，边界导通模式会折反开关频率，并以相同的比率降低开关峰值电流。在高达数 MHz 的较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，BT5981 具有一个额外的内部振荡器，该振荡器可将最大开关频率箝位至 400kHz（典型值）以下。一旦开关频率达到内部频率箝位，该器件就开始延迟开关接通，并在不连续导通模式下运作。

### 低纹波突发模式工作

与传统的反激式转换器不同，BT5981 必须至少在最短的时间内以最小的频率接通和关断，以便对输出电压进行准确的采样。固有的最小开关电流租用限制和最小关断时间对于保证特定应用的正确运行是必要的。

当负载变得非常轻时，BT5981 开始折返开关频率，同时保持最小开关电流限值。因此，负载电流能够减小，同时仍允许采样和保持误差放大器的最短关断时间。同时，该器件在睡眠模式和活动模式之间切换，从而降低了有效静态电流，从而提高了轻负载效率。在这种情况下，BT5981 可在低纹波突发模式下工作。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。

操作方式如下：当电源开关 M1 关断时，SW 引脚电压上升到 VIN 电源以上。反激脉冲的幅度，即 SW 引脚电压和 VIN 电源之间的差值，高出的电压值可以用如下公式计算：

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

$$V_F = \text{二极管正向压降}$$

$$I_{SEC} = \text{次级线圈上的电流}$$

ESR=整个次级电路上的等效串联电阻

$N_{PS}$ =变压器初级线圈和次级线圈的有效匝数比

然后，反激式电压通过反激式脉冲检测电路（M2 和 M3）转换为电流  $I_{RFB}$ 。该电流  $I_{RFB}$  还流过内部 10k  $R_{REF}$  电阻，以产生一个接地参考电压。由此产生的电压馈送到采样保持误差放大器的反相输入。由于采样保持误差放大器在次级电流为零时对电压进行采样，因此可以假设  $V_{FLBK}$  方程中的  $(I_{SEC} \cdot ESR)$  项为零。

通过把一个内部调整的基准电压  $V_{IREF}$  1.0V 馈送到采样保持误差放大器的正相输入端，而且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  $V_{IREF}$ 。

$V_{FLBK}$  与  $V_{IREF}$  满足如下关系：

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

或

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

$V_{IREF}$ =内部调整基准电压

$I_{RFB}=R_{FB}$  调节电流=100 $\mu$ A

结合前面的  $V_{FLBK}$  方程，根据  $R_{FB}$  电阻，变压器匝数比和二极正向电压，得出  $V_{OUT}$  方程：

$$V_{OUT}=100\mu A \times \frac{R_{FB}}{N_{PS}} - V_F$$

## 输出温度系数

$V_{OUT}$  方程中的第一项没有温度依赖性，但输出二极管正向电压  $V_F$  具有显着的负温度系数（-1mV/ $^{\circ}$ C 至 -2mV/ $^{\circ}$ C）。这样的负温度系数在整个温度范围内的输出电压上产生大约 200mV 至 300mV 的电压变化。

对于较高的电压输出，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以忽略不计。然而，对于较低的电压输出，例如 3.3V 和 5V，输出二极管温度系数确实计入额外的 2%至 5%的输出电压调节。

## $R_{FB}$ 反馈电阻选择

BT5981 采用一种独特的采样方案来调节隔离式输出电压。由于采样特性，该方案包含可重复的延迟和误差源，这将影响输出电压并强制重新评估  $R_{FB}$  电阻值。因此，选择反馈电阻  $R_{FB}$  需要一个简单的两步过程。

在“输出电压”部分中重新排列  $V_{OUT}$  表达式将生成  $R_{FB}$  的起始值：

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

$V_{OUT}$ =输出电压

$V_F$ =输出二极管正向电压 = ~0.3V

$N_{PS}$ =变压器初级电感和次级电感匝数比

在连接起始  $R_{FB}$  值和其他组件的情况下为应用上电，并测量输出电压  $V_{OUT (MEAS)}$ 。最终的  $R_{FB}$  值可以调整为：

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

一旦选择了最终的  $R_{FB}$  值，给定应用的电路板到电路板的调节精度将非常一致，当包括系统中所有元件的器件变化时，通常低于  $\pm 5\%$ （假设电阻容差和变压器绕组匹配在  $\pm 1\%$  以内）。但是，如果变压器或输出二极管发生变化，或者布局发生巨大变化，则  $V_{OUT}$  可能会有一些变化。

## 初级电感要求

鉴于 BT5981 要从 SW 引脚检测次级电流获取输出电压的反馈机制，采样电路获取电压信息需要一个最小的 450ns，为了确保正确的采样，第二个绕组需要传导至少 450ns 的电流。所以必须确定一个最小的初级线圈的电感量，下式给出了初级线圈电感的最小值：

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

$t_{OFF(MIN)}$ =开关最短关断时间=450ns

$I_{SW(MIN)}$ =初级线圈最小电流限制=375mA(typ)

除了对最小关断时间的要求外，BT5981 还有最小导通时间，可防止芯片开关导通短于约 170ns，这个最短的导通时间主要用于初始开关导通电流尖峰的前沿消隐。

如果电感电流在这段时间内超过所需的电流限值，则输出端可能会发生振荡，因为电流控制环路将失去其调节能力。因此，在选择初级电感时，还必须遵循以下与最大输入电压相关的公式：

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

$t_{ON(MIN)}$  = 开关最小导通时间 = 170ns

一般来说，变压器的初级电感选择会比上面计算的最小值大 30% 左右的，电感大得多的变压器将具有更大的物理尺寸，并可能在轻负载时引起不稳定。

### 匝数比

在选择  $R_{FB}$  电阻来设置输出电压时，用户可以相对自由地选择匝数比，以适应给定的应用。相比之下，使用小整数的简单比率，例如 3:1、2:1、1:1，在建立总匝数和互感方面提供了更大的自由度。

通常，可通过选择变压器匝数比来最大化可用输出功率。对于低输出电压（3.3V 或 5V），相对于次级线圈，可以与多个初级绕组一起使用更大的 N:1 匝数比，以最大化变压器的电流增益（和输出功率）。但是，请记住，SW 引脚看到的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，漏感会在反射电压之上引起电压尖峰（ $V_{LEAKAGE}$ ）。该总量需要保持在 SW 引脚的最大额定值 65V 以下，以防止内部电源开关击穿。这些条件共同为给定应用的匝数比 NPS 设置了上限。确保选择足够低的匝数比：

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

对于较低的输出功率，选择较小的 N:1 匝数比以减轻 SW 引脚电压压力。虽然 1:N 的匝数比使得在不超过内部电源开关击穿电压的

情况下具有非常高的输出电压成为可能，但乘以寄生电容通过匝数比可能导致开关导通电流尖峰振荡时间超过 170ns 的前沿消隐时间，从而在某些应用中产生轻负载不稳定性。

因此，任何 1:N 的匝数比在与 BT5981 配合使用之前都应对其进行全面评估。匝数比是隔离反馈方案中的重要元件，直接影响输出电压精度，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。一旦磁芯饱和，注入的能量将不会转移到次级，而是在磁芯中消散。在设计与 BT5981 一起使用的定制变压器时，饱和电流应始终由变压器制造商指定。

### 绕组电阻

初级或次级绕组中的电阻都会降低整体功率效率。由于 BT5981 的边界/不连续导通模式工作，将保持良好的输出电压调节性能，而不受绕组电阻的影响

### 欠压锁存 (UVLO)

一个从  $V_{IN}$  到 EN/UVLO 引脚的电阻分压器实现了欠压锁存 (UVLO)。EN/UVLO 引脚下降门限设置为 1.2V，迟滞为 100mV。

图 4 显示了在仍然使用 UVLO 功能时实现的外部关断控制。当接通时，NMOS 将 EN/UVLO 引脚接地，并将 BT5981 置于停机模式中，静态电流小于  $2\mu A$ 。

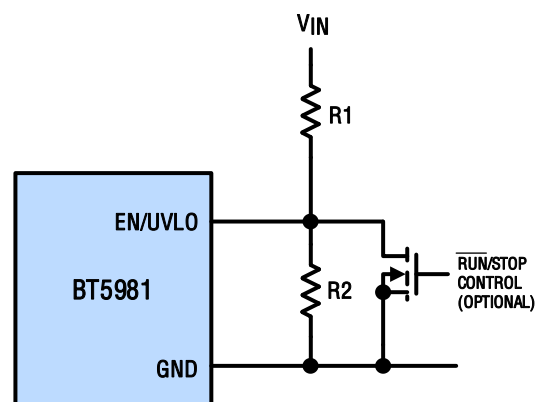


图 4 欠压锁存 (UVLO)

# BT5981

## 最小负载要求

BT5981 从原边反激式脉冲波形对隔离输出电压进行采样。一旦初级开关关断并且次级绕组传导电流，就会发生反激脉冲。为了对输出电压进行采样，BT5981 必须至少在最短的时间内以最小的频率接通和关断。

即使在轻负载条件下，BT5981 也能提供最少的能量，以确保准确的输出电压信息。最小能量输送创造了最小负载要求，可以近似估计为：

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

$L_{PRI}$  = 变压器初级电感

$I_{SW(MIN)}$  = 最小开关电流限制 = 375mA(max)

$f_{MIN}$  = 最小开关频率 = 10.6kHz (max)

作为最小负载，BT5981 通常需要不到其全输出功率的 0.5%。或者，如果预加载不可接受，可以选择击穿比输出电压高 20% 的齐纳二极管用作最小负载。对于 5V 输出，请使用一个 6V 齐纳二极管，阴极连接到输出。

## 输出短路保护

当输出严重过载或短路时，反馈的 SW 引脚波形振铃时间长于内部消隐时间。如果未应用保护方案，则在 450ns 的最小关断时间之后，过大的振铃可能会错误地触发边界模式检测器，并在次级电流降至零之前再次打开电源开关。然后，该器件在最大开关频率下进入连续导通模式，开关电流可能会耗尽。为了防止开关电流在此条件下耗尽，BT5981 在输出电压从稳压状态下降时，会逐渐将最大开关电流限值 and 开关频率折回。因此，开关电流保持在 1.5A（典型值）最大开关电流限值以下。在最坏的情况下，输出通过一根长导线直接短路至地，而折返后的振荡仍然错误地触发边界模式检测器，这时第二重过冲保护电路可确保 BT5981 仍能正常工作。

一旦开关电流达到 2.2A 过流限值，一个软启动周期将启动并极力地调节开关电流限值和

开关频率。这种输出短路保护可防止开关电流耗尽并限制输出二极管平均电流。

## 设计实例

使用以下设计示例作为 BT5981 设计应用的指南。该设计示例涉及设计一个具有 500mA 负载电流和 8V 至 32V 输入范围的 5V 输出。

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

### 步骤 1: 选择变压器匝数比

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

$V_{LEAKAGE}$  = 变压器漏感尖峰裕度 = 15V

$V_F$  = 输出二极管正向电压 ≈ 0.3V

示例:

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

变压器匝数比的选择会严重限制转换器的输出电流能力。表 1 显示了不同变压器匝数比下的开关最大电压和最大输出电流能力。

表 1 开关电压应力和输出电流能力与匝比的关系

$N_{PS}$	$V_{SW(MAX)}$ at $V_{IN(MAX)}$ (V)	$I_{OUT(MAX)}$ at $V_{IN(MIN)}$ (mA)	DUTY CYCLE(%)
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  $N_{PS}=3$  可以满足 500mA 输出电流要求，因此本例选择  $N_{PS}=3$ 。

### 步骤 2: 确定初级电感

变压器的初级电感必须设置为最小值以上，以满足最小的关断和导通时间要求：

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

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

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

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

$$I_{SW(MIN)}=375\text{mA}(\text{typ})$$

例如:

$$L_{PRI} \geq \frac{450\text{ns} * 3 * (5\text{V} + 0.3\text{V})}{375\text{mA}} = 19\mu\text{H}$$

$$L_{PRI} \geq \frac{170\text{ns} * 32\text{V}}{375\text{mA}} = 15\mu\text{H}$$

大多数变压器的初级电感容差为±20%。在其他元件公差限制的情况下，选择其初级电感比上述计算的最小值大 30%的变压器。在本例中，选择  $L_{PRI} = 40 \mu\text{H}$ 。一旦确定了初级电感，最大负载开关频率可以计算如下：

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

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

例如:

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

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

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

变压器还需要在线路和负载条件下选择正确的饱和电流水平。与 BT5981 配合使用时，必须有一个大于 2A 的饱和电流额定值。

### 步骤 3: 选择输出二极管。

选择输出二极管的两个主要标准是正向额定电流和反向额定电压。可通过最大负载要求来考虑来输出二极管的平均电流。保守指标是最大开关电流限值乘以匝数比。

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

例如:

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

接下来使用最大  $V_{IN}$  计算反向电压要求:

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

例如:

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

可选择中央半导体的 CSMH5-20 (5A, 20V 二极管)

### 步骤 4: 选择输出电容。

选择输出电容是为了将输出电压纹波降至最低，同时也要考虑较大电容的尺寸和成本的增加。使用以下公式计算输出电容:

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

例如:

输出电压纹波设计小于  $V_{OUT}$  的 1%，即 50mV

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

请记住，陶瓷电容器的容值会随着施加电压降低。在最大额定电压下，电容可降至所引用电容的 40%。因此选择了 100μF、10V 额定值的陶瓷电容器。

### 步骤 5: 设计缓冲电路

缓冲电路可保护电源开关免受漏感电压尖峰的影响。对于此应用，建议使用 DZ 缓冲器，因为其漏感较低，电压裕量较大。需要选择齐纳二极管和二极管。最大齐纳击穿电压根据  $V_{IN}$  最大值设置:

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

例如:

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

最大电压为 21V 的 20V 齐纳二极管将提供最佳保护并最大限度地减少功率损耗。因此，选择了来自中央半导体 (CMDZ5250B) 的 20V、0.25W 齐纳二极管。选择快速且具有足够反向电压击穿的二极管:

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

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

例如:

$$V_{REVERSE} > 53\text{V}$$

## BT5981

选择中央半导体 (CMHD4448) 的 100V、0.25A 二极管。

### 步骤 6: 选择 RFB 电阻器

使用以下公式计算 RFB 的起始值:

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

例如:

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

根据标准电阻值的误差, 可能不存在精确的电阻值。对于 1% 的标准值, 158k 电阻应该足够接近。如“应用信息”部分所述, 最终 RFB 值应根据测量的输出电压进行调整

### 步骤 7: 选择 EN/UVLO 电阻器

确定 VIN 的最小工作电压, 并计算 R1 电阻值:

$$\frac{V_{EN/UVLO}}{R_2} = \frac{V_{IN(MIN)}}{(R_1 + R_2)}$$

例如:

$$R_2 = 100k$$

$$\frac{1.2V}{100k} = \frac{8V}{(R_1 + 100k)}$$

$$R_1 = 566k$$

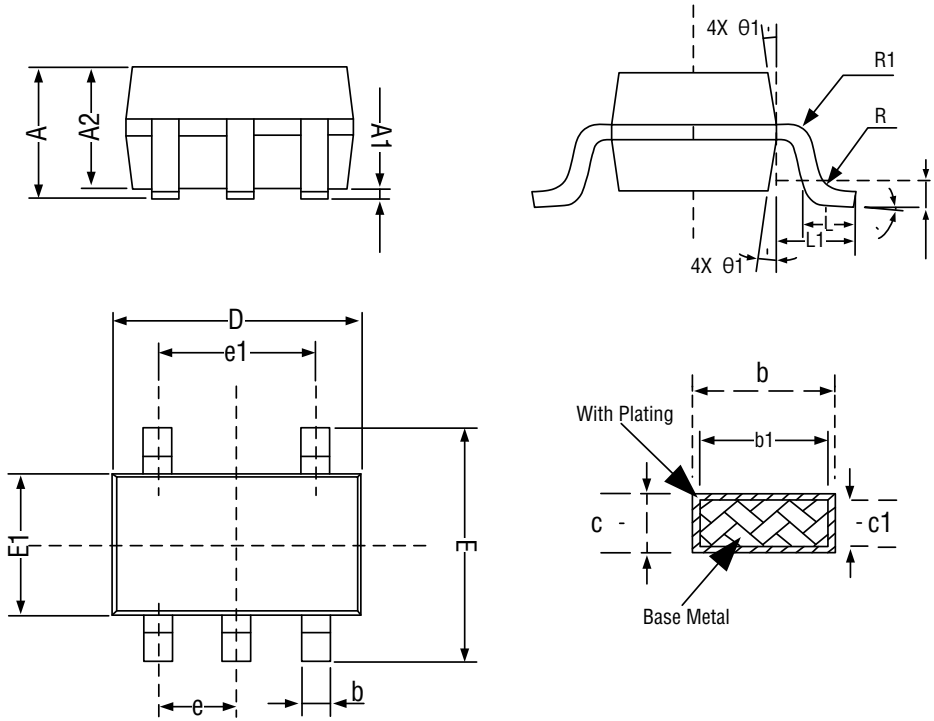
### 步骤 8: 确保最小负载

理论最小负载可以近似估计为:

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{40\mu H * (375mA)^2 * 10.6kHz}{2 * 5V} = 5.96mA$$

请记住检查实际应用中的最低负载要求。最小负载发生在输出电压开始攀升的点, 此时输出电压提供的能量比输出端消耗的能量更多。该应用的实际最小负载约为 6mA, 在本例中, 选择 820  $\Omega$  电阻作为最小负载。

封装信息



符号	毫米		
	最小值	典型值	最大值
A	-	-	1.35
A1	0	-	0.15
A2	1.00	1.10	1.20
b	0.35	-	0.45
b1	0.32	-	0.38
c	0.14	-	0.20
c1	0.14	0.15	0.16
D	2.82	2.92	3.02
E	2.60	2.80	3.00
E1	1.526	1.626	1.726
e	0.90	0.95	1.00
e1	1.80	1.90	2.00
L	0.35	0.45	0.60
L1	0.6 REF		
L2	0.25 REF		
R	0.10	-	-
R1	0.10	-	0.25
$\theta$	0°	4°	8°
$\theta 1$	5°	10°	15°