

产品概述

TL1584 是一款高效率降压开关模式转换器，内置高压功率 MOSFET，能提供 3A 输出电流，提供快速的瞬态响应。

宽范围输入范围 4.5V 至 28V，适用于各种降压应用，包括应用于汽车环境中。具有 100uA 的静态工作电流，适用于电池驱动应用。

高转换效率，在轻载情况下通过降低开关频率降低门驱动损耗。

在启动、热关断或其他故障时，通过频率反馈提供电感电流获得保护。

开关频率最大为 1.5MHz，TL1584 在解决 EMI（电磁干扰）噪声方面具有明显优势，如 AM 广播和 ADSL 应用。

TL1584 能提供 SOIC8E 封装。

主要特点

- 4.5V 至 28V 宽范围输入
- 1.5MHz 开关频率
- 高效率轻载模式下跳频模式
- 陶瓷电容标准
- 内置软启动
- 内部设置电流限制无需电流感应电阻

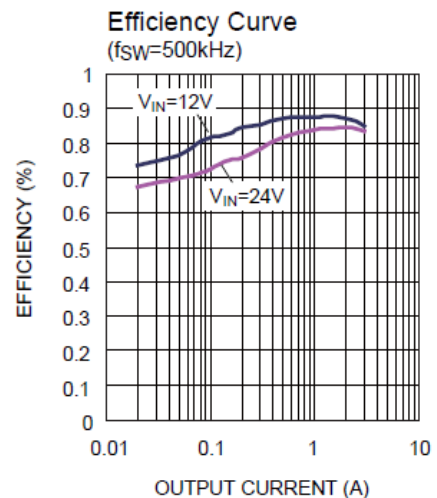
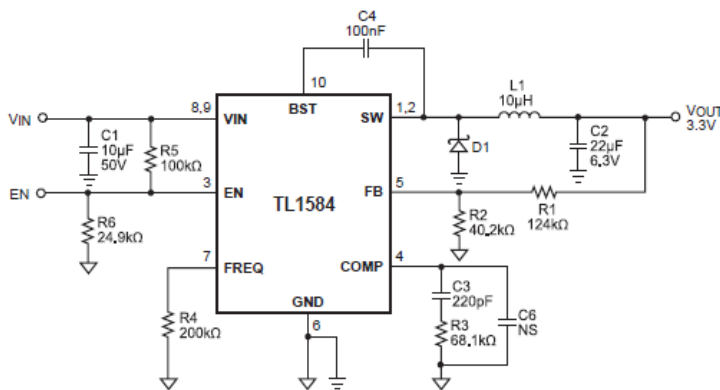
电阻

- 提供 SOIC8E 封装

应用

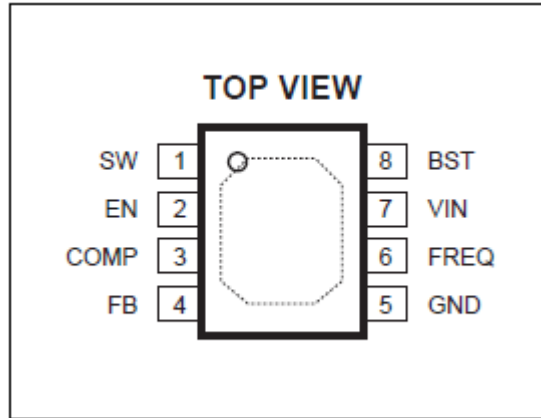
- 高压电源转换
- 汽车系统
- 工业电力系统
- 分布式电力系统
- 电池电力系统

典型应用



TL1584

引脚排列



绝对最大额定值

项目	符号	范围	单位
Vin 脚		-0.3~+30	V
Vsw 脚		-0.3~+Vin+0.3	V
BST 到 SW 脚		-0.3~+6	V
其余所有脚		-0.3~+6	V
连续功率损失		2.5	W
节点温度		150	°C
焊接温度		260	°C
存储温度	T_{stg}	-65~+150	°C

推荐工作条件

项目	符号	范围	单位
Vin 工作电压		+4.5~+28	V
Vout 输出电压		+0.8~+30	V
工作温度		-20~+85	°C

热阻

封装	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
SOIC8E	50	10	°C/W

TL1584

电气参数

$V_{IN} = 12V$, $V_{EN} = 2.5V$, $V_{COMP} = 1.4V$, $T_A = +25^{\circ}C$ 除另外说明外

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入工作电压	V_{IN}		4.5		28	V
待机电流		$V_{EN} = 0V$		12	20	μA
静态电流		空载, $V_{FB} = 0.9V$		100	125	μA
开关频率	f_{sw}			1		MHZ
启动时间(1)		$0V < V_{FB} < 0.8V$		1.5		ms
最小关断时间(1)				100		ns
最大关断时间(1)				100		ns
误差放大器源电流		$V_{FB} = 0.7V$		5		μA
误差放大器漏电流		$V_{FB} = 0.9V$		-5		μA
误差放大器跨导		$I_{COMP} = \pm 3\mu A$	40	60	80	$\mu A/V$
误差放大器电压增益(1)				200		V/V
输入欠压锁存						
欠压分离			2.7	3.0	3.3	V
电压分离滞后				0.35		V
使能欠压锁存						
欠压分离			1.35	1.5	1.65	V
电压分离滞后				0.3		V
反馈						
FB 电压	V_{FB}	$4.5V \leq V_{IN} \leq 28V$	0.776	0.8	0.824	V
输出转换						
SW 导通阻抗	$R_{DS(ON)}$	$V_{BST} - V_{SW} = 5V$		150		$m\Omega$
SW 限定电流			4.0	4.7		A
过热关断				150		$^{\circ}C$
过热关断迟滞				15		$^{\circ}C$

(1)保证设计

TL1584

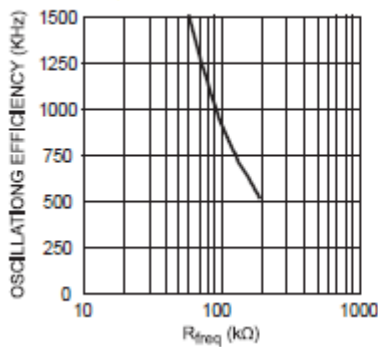
管脚功能

引脚	名称	描述
1	SW	开关脚。这是一个高速开关输出脚，需要一个肖特基二极管到地，二极管必须靠近 SW 脚减少开关峰值。
2	EN	使能输入。拉低此脚将关闭芯片，拉高此脚芯片工作。
3	COMP	补偿。这个节点是误差放大器输出脚，控制循环频率补偿。
4	FB	反馈。这个是误差放大器输入，输出电压通过电阻分压连接到输出与地之间作为参考。
5	GND 裸露脚	地。应该尽可能靠近输出电容，缩短大电流开关路径。连接裸露脚到地增加散热性能。
6	FREQ	开关频率编程输入。连接电阻到地设置开关频率。
7	VIN	提供输入。提供内部控制的所有电源，BS 调整和高速开关。退耦电容必须靠近此脚减少开关峰值。
8	BST	辅助。提供电源到内部高边检测 MOSFET 驱动，需连接一个旁路电容到 SW 脚

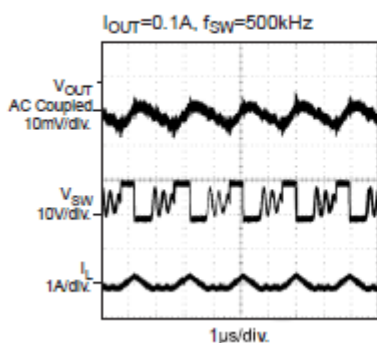
典型性能特性

$V_{IN}=12V, V_{OUT}=5V, L=10\mu H, C1=10\mu F, C2=22\mu F, T_A = +25^\circ C$ 除另外说明外

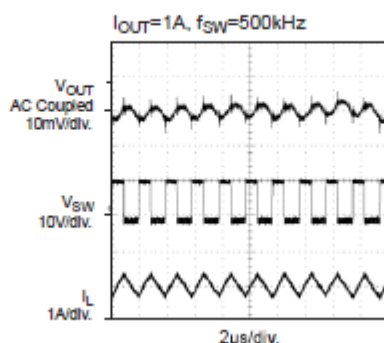
振荡频率与 R_{freq}



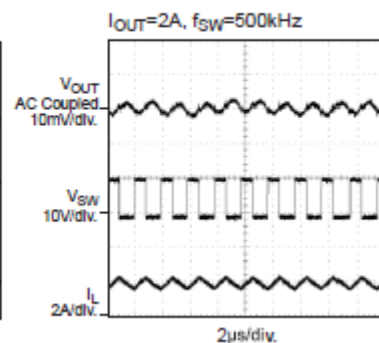
稳态测试



稳态测试



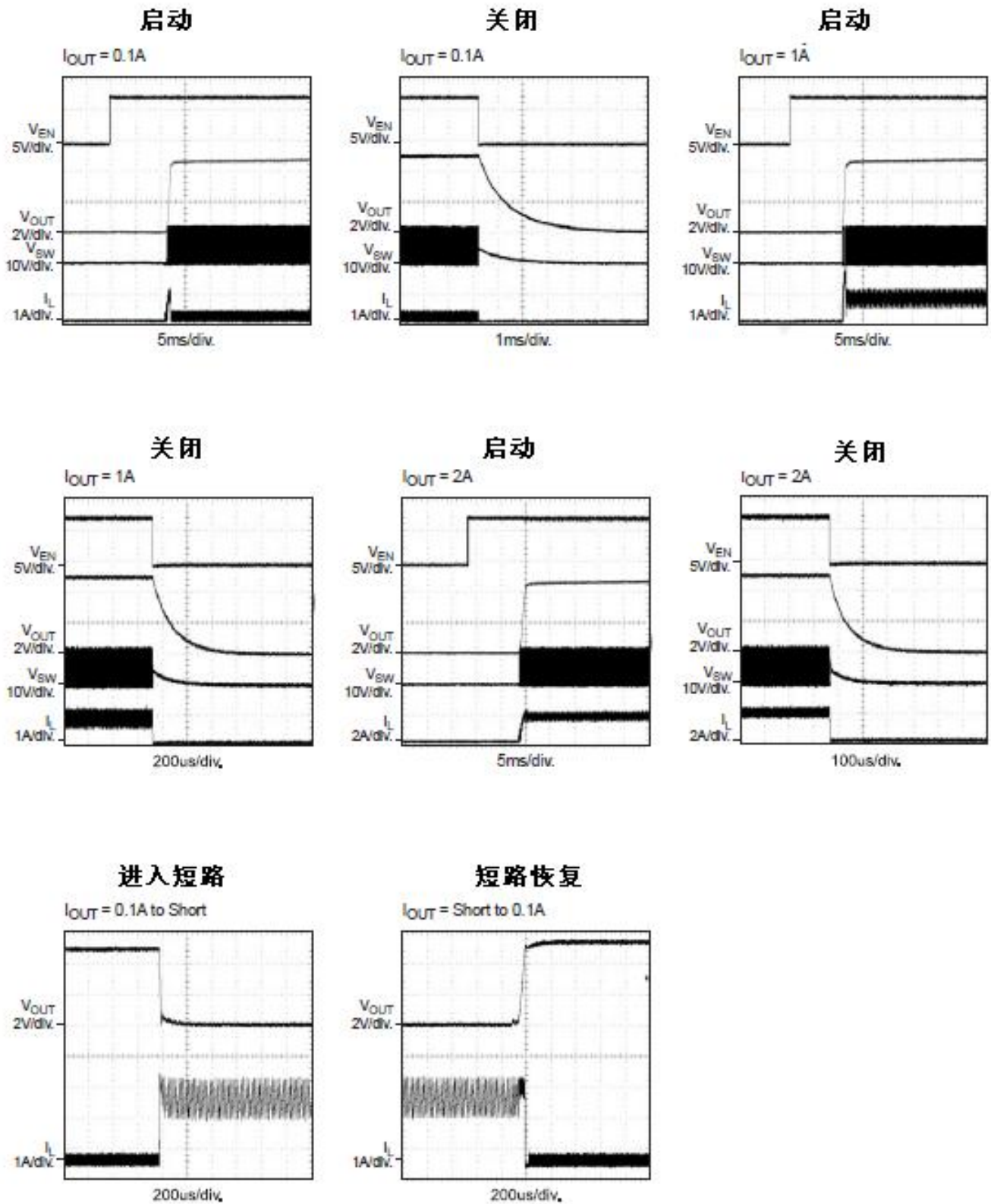
稳态测试



TL1584

典型性能特性(续上)

$V_{IN}=12V$, $V_{OUT}=5V$, $L=10\mu H$, $C1=10\mu F$, $C2=22\mu F$, $T_A = +25^\circ C$ 除另外说明外



TL1584

内部框图

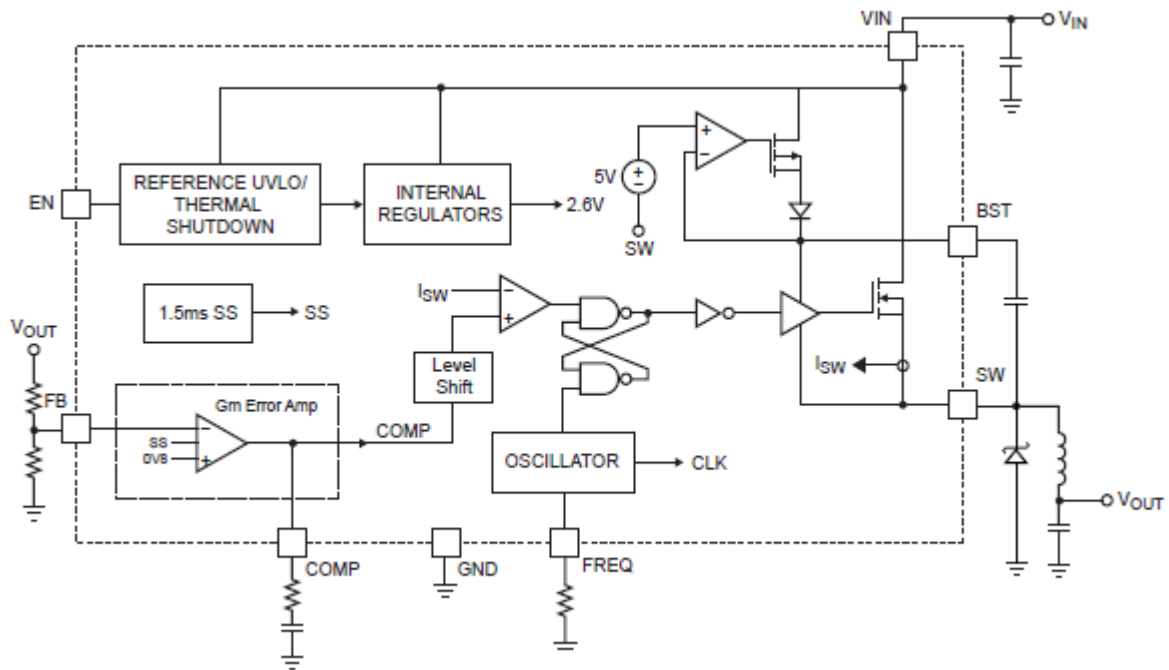


图 1-功能框图

功能描述

TL1584 是一款变频、异步的降压开关芯片，内置高压 MOSFET，高效率。其工作在电流模式下，具有快速环路补偿与调整，宽电压输入范围，内部自带软启动和精密电流限制。具有极低的静态电流，适合工作于电池供电应用中。

PWM 控制

在半载左右到重载输出过程中，TL1584 工作在固定频率阶段，通过峰值电流控制方式调节输出电压。其 PWM 周期是由内部时钟产生，功率 MOSFET 打开直到电流达到设定值 COMP 电压，功率 MOSFET 关闭时至少保持 100ns 直到下个周期开始。如果在下一个 PWM 周期，当前功率 MOSFET 仍未达到当前设定值，功率 MOSFET 会保持处于断开工作状态。

误差放大器

误差放大器通过比较FB脚电压与内部基准电压，输出电流与两者成正比，这个输出电流用于向外部补偿网络形成COMP

内部校准

大部分的内部电路限定在2.6V额定值，这需要VIN的输入和操作在VIN的输入范围内，当输入大于3.0V是，内部监控电路已开始工作，当输入低于3.0V时，输出减少。

使能控制

TL1584 具有一个专用的使能控制脚(EN)。当输入电压足够高时，可通过使能EN脚启动和禁止逻辑控制输入。退出输出模式的阈值电压为1.2V，上升的阈值为1.5V(300mV更高)。

当EN脚处于浮动状态时，其内部一个3.0V的1 μ A电流电平将启动，将其处于下拉状态，1 μ A电流是必要的。

当EN脚下拉到1.2V时，芯片处于关闭模式状态，当EN脚高于0V低于它的不断上升阈值电压时，芯片仍然工作在关机模式，但关机电流会相对增加。

欠压锁存(UVLO)

欠压锁存(UVLO)实现保护芯片，当工作电源电压不足时。UVLO阈值上升电压约3.0V，下降的阈值电压是与其它保持一致的2.6V电压。

内部软启动

软启动的作用是防止转换输出时电压过高。当芯片启动时，内部产生一个软启动电压(SS)从0V到2.6V升高。当低于内部参考电压点(REF)时，SS包括误差放大器使用REF，此时SS作为参考，当SS高于REF时，REF恢复控制权限。

电压，用于控制功率MOSFET电流。

在工作期间，最小COMP电压被钳位在0.9V，最大钳位电压为2.0V。COMP内部下拉到地工作在关闭模式，COMP不能超过2.6V。

过温保护

过温保护的作用是防止芯片工作过程中温度过高。当节点温度高于阈值值，其将关闭整个芯片，当温度低于它的阈值，芯片将再一次启动。

驱动和调整

悬空的功率MOSFET驱动由外部引导电容提供，这个悬空的驱动有自己的ULVO保护。ULVO的阈值是上升为2.2V，迟滞为150mV。

引导电容通过充电和调整到5V的专用内部引导调节器。当电压在BST和SW节点是低于监控值，PMOS通过晶体管连接VIN到BST打开。充电电流路径是从VIN，BST到SW。外部电路提供足够的电压余量来方便充电。

只要VIN足够高于SW，引导电容就可以充电。当电源MOSFET打开，VIN大致等于SW，所以引导电容不能带点。当外部二极管打开，区别VIN和SW是最大的，因此需要选择最理想值。当没有电流到电感，SW等于输出电压Vout，所以区别VIN和Vout可以通过自举电容。

在高占空比工作条件下，时间周期内引导充电减少，因此自举电容可能不能提供足够能量。

如果内部电路没有足够的电压和引导电容不带点，额外的外部电路可以确保引导电压是在正常工作范围内。引用外部自举二极管在应用条件中。

直流静态驱动电流大约为20 μ A，确保输出到SW脚电流高于这个值，公式如下：

TL1584

$$I_o + \frac{V_o}{(R1+R2)} > 20\mu A$$

电流比较器和电流限制

电流通过 MOSFET 传输到传感器,通过高速电流比较器使其工作在电流模式下, 电流比较器通过电流传感器输入。当电源 MOSFET 打开时, 电流比较器开始工作直到开启时间结束。电流比较器通过 COMP 电压控制, 当电流传感器电压高于 COMP 电压时, 比较器输出低, 关闭 MOSFET。循环周期的最大电流由内部 MOSFET 限制。

启动和关闭

如果 VIN 和 EN 都高于其阈值电压点, 芯片开始工作。基准模块最先开始工作, 生成

典型应用信息

设置输出电压

输出电压通过分压电阻对输出电压进行分压反馈到 FB 脚, 输出电压分压电阻对应的反馈电压等式为:

$$V_{FB} = V_{OUT} \frac{R2}{R1+R2}$$

输出电压等式为:

$$V_{OUT} = V_{FB} \frac{(R1+R2)}{R2}$$

当 TL1584 处于空载模式下时, 大约 20uA 的来自高边 BS 电路的电流到输出。为了吸收这个电流, 保持 R2 在 40KΩ, 典型应用 R2 值为 40.2KΩ, R1 计算等式为:

$$R1 = 50.25 \times (V_{out} - 0.8) \text{ (k}\Omega\text{)}$$

例如: 当输出 3.3V 时, R2 为 40.2KΩ 时, R1 为 127KΩ。

电感选择

稳定的基准电压和电流, 然后监测网络开始启动, 监测网络提供稳定的输入给剩余的电路工作。

内部线路工作中, 内部计数器让功率 MOSFET 关闭 50us, 内部软启动时, 首先让 SS 输出低, 确保剩余的电路正常工作起来。

三种状态下芯片将停止工作: EN 低, VIN 低和过热保护。功率 MOSFET 首先开始关闭, 避免任何故障触发。COMP 电压和内部供应线路再停止工作。

振荡频率设置

TL1584 的振荡频率设置需要外接一个电阻, Rfreq 电阻到地进行连接, Rfreq 电阻的计算等式为:

$$R_{req} \text{ (K}\Omega\text{)} = \frac{180000}{f_s \text{ (KHz)}^{1.1}}$$

在开关工作模式下, 电感提供一定的电流给输出负载。大的电感可以减少纹波电流, 减少输出纹波电压。大的电感相对物理尺寸会增加, 阻抗和饱和电流都会有保障。一个好的设计中, 电感的选择至少要保证峰值电流基础上 30% 的余量, 已使用更多不同的用处, 电感感量的计算公式为:

$$L1 = \frac{V_{OUT}}{f_s \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

等式中 Vout 为输出电压, Vin 为输入电压, fs 为工作频率, ΔIL 为电感峰值电流。

选择电感时要考虑其最大峰值电流, 峰值电流的计算等式为:

$$I_{LP} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}}{2 \times f_s \times L1} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

这里 Iload 为负载电流。

表 1 中列出了一些电感的选择参数, 在选择时应考虑其价格、尺寸和电磁辐射的要求。

表1-电感选择指南

Part Number	Inductance (μH)	Max DCR (Ω)	Current Rating (A)	Dimensions L x W x H (mm ³)
Würth Electronics				
7447789003	3.3	0.024	3.42	7.3x7.3x3.2
744066100	10	0.035	3.6	10x10x3.8
744771115	15	0.025	3.75	12x12x6
744771122	22	0.031	3.37	12x12x6
TDK				
RLF7030T-3R3	3.3	0.02	4.1	7.3x6.8x3.2
RLF7030T-4R7	4.7	0.031	3.4	7.3x6.8x3.2
SLF10145T-100	10	0.0364	3	10.1x10.1x4.5
SLF12565T-220M3R5	22	0.0316	3.5	12.5x12.5x6.5
Toko				
FDV0630-3R3M	3.3	0.031	4.3	7.7x7x3
FDV0630-4R7M	4.7	0.049	3.3	7.7x7x3
919AS-100M	10	0.0265	4.3	10.3x10.3x4.5
919AS-160M	16	0.0492	3.3	10.3x10.3x4.5
919AS-220M	22	0.0776	3	10.3x10.3x4.5

输出整流二极管

输出整流二极管在开关断开时将电感能量传送到输出端。为了减少由于二极管的正向电压和恢复时间损耗，建议使用肖特基二极管。

选择二极管时应考虑输出最大反向电压对应的二极管允许输入电压，电流应大于最大负载电流，表 2 列出了一些二极管的选择型号和信息。

表2-二极管选择信息

Diodes	Voltage/ Current Rating	Manufacturer
B340A-13-F	40V, 3A	Diodes Inc.
CMSH3-40MA	40V, 3A	Central Semi

输入电容

输入电流的降压转换器工作在断续模式，因此需要一个电容提供一个保持电压。建议使用低 ESR 电容，最好选择陶瓷电容，使用钽电容或低 ESR 的电解电容也能满足要求。

在我们选择电容时，应该注意其峰值电压要大于最大负载电压。

输入电容 (C1) 可以使用电解、钽或陶瓷电容，使用时应尽量放置在输入脚附近。使用陶瓷电容时，确保它有足够的容量来降低输入电压纹波。这个输入电压纹波计算等式为：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_s \times C1} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

输出电容

输出电容 (C2) 是为了降低直流输出电压纹波，选择是建议选择低 ESR 电容，确保有足够的容量来降低输出电压纹波，输出电压纹波计算等式为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_s \times C2}\right)$$

其中 L 为电感量，Resr 为输出电容的 ESR 值。

陶瓷电容应注意其开关频率下的阻抗。降低输出电压纹波是输出电容的首要作用，其输出电压纹波等式为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_s^2 \times L \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

使用钽电容应注意其在开关频率下 ESR 特

TL1584

性，其输出电压纹波等式为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR}$$

输出电容的特性影响到系统的稳定性，通过选择合适的电容可以优化 TL1584 的性能。

系统补偿

TL1584 通过电流模式控制补偿和瞬态响应。通过 COMP 脚控制系统稳定性和瞬态响应。COMP 脚是一个内部误差放大器，通过一系列的电阻、电容组合来设置过零检测控制系统特性。其直流电压反馈回路等式为：

$$A_{VDC} = R_{LOAD} \times G_{CS} \times A_{VEA} \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}}$$

其中 Avea 是误差放大器其电压增益，200V/V; Gcs 为流过电流，9A/A; Rload 为负载电阻值。

该系统由两个重要的极值，一个是补偿电容 (C3)，输出电阻的误差放大器，另一个是输出电容和负载电阻，其极值为：

$$f_{P1} = \frac{G_{EA}}{2\pi \times C3 \times A_{VEA}}$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{LOAD}}$$

其中 Gea 是误差放大器传输特性，60uA/V。另一个特性由补偿电容 (C3) 和补偿电阻 (R3) 决定，其等式为：

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C3 \times R3}$$

当输出电容具有高 ESR 特性，其等式为：

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{ESR}}$$

当采用 (图 2) 中应用时，用外部添加补偿电容 (C6) 和补偿电阻 (R3) 的方法，其等式为：

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times C6 \times R3}$$

整个设计的理念是塑造一个理想的环路增益。系统交叉频率在反馈回路中增益是重要参数。降低交叉频率可以提高负载瞬态响应，而更高的交叉频率可能导致系统不稳定。表 3 中列出了一些典型的输出电压下电感感量、补偿电容、补偿电阻的典型值。

表3-典型电压下补偿回路/电感参数参考

V _{OUT} (V)	L (μH)	C2 (μF)	R3 (kΩ)	C3 (pF)	C6
1.8	4.7	47	105	100	None
2.5	4.7 - 6.8	22	54.9	220	None
3.3	6.8 - 10	22	68.1	220	None
5	15 - 22	22	100	150	None
12	22 - 33	22	147	150	None

在优化系统时，也可采用以下等式计算所得。

1、选择补偿电阻 (R3) 设置所需的交叉频率，确定 R3 值通过以下等式：

$$R3 = \frac{2\pi \times C2 \times f_c \times V_{OUT}}{G_{EA} \times G_{CS} \times V_{FB}}$$

f_c 为交叉频率。

2、选择补偿电容 (C3) 达到预期阶段特性。对已应用中典型电感值，设置补偿零，f_{z1}，提供足够的交叉频率，确定 C3 值通过以下等式：

$$C3 > \frac{4}{2\pi \times R3 \times f_c}$$

3、选择第二补偿电容 (C6)，如果输出电筒位于不到一半的开关频率，有如下等式：

$$\frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{ESR}} < \frac{f_s}{2}$$

如果是这样的话，第二补偿电容有如下等式可的：

$$C6 = \frac{C2 \times R_{ESR}}{R3}$$

TL1584

高频工作特性

TL1584 可通过外部电阻设置开关频率，其最高开关频率为 1.5MHz。

在高频率下需要电容来配合，输入、输出电容决定了输出电压的纹波，为了得到更低的纹波，建议选择高频陶瓷电容作为退耦电容。

在高频率工作下，布局显得更为重要，输入脚、SW 尽可能靠近地，这样可以大大降低 SW 电压峰值，有利于 EMI 设计。

在布局时，补偿线路应尽可能远离 SW 脚，裸露的焊盘尽可能大的接触，有助于散热。

外部自举二极管

外部自举电路二极管上施加一个大于 5V 或 5V 的电压，这样有助于提高效率检测网路，此二极管可使用低成本的 IN4148 或 BAT54。

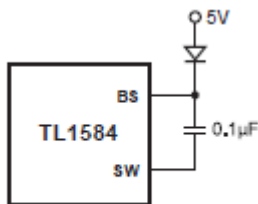


图2-外部自举二极管

此二极管建议使用高占空比工作（当 $V_{out}/V_{in} > 65\%$ ）或者 $V_{in} < 5V_{in}$ 时应用。

在轻载或者空载时，转换器工作在脉冲跳跃模式下已保证输出电压的稳定。因此需要更短的时间去不断的检测 BS 电压，保证有足够的电压工作。例如，如果输出电压为 3.3V，那么输入电压需要更高 $3.3V + 3V = 6.3V$ 或者更高才能维持空载或者轻载，输入阈值电压为 $V_{out} + 3V$ 。

TL1584

典型应用图

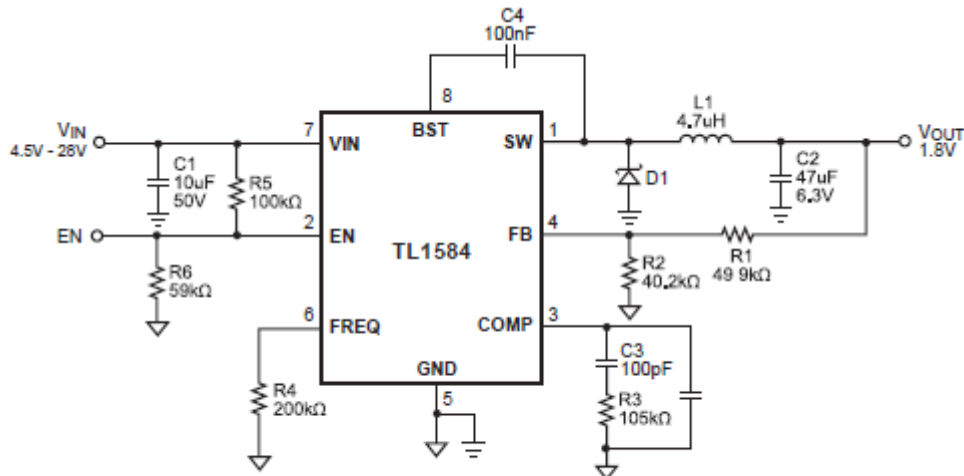


图3-输出1.8V时典型应用图

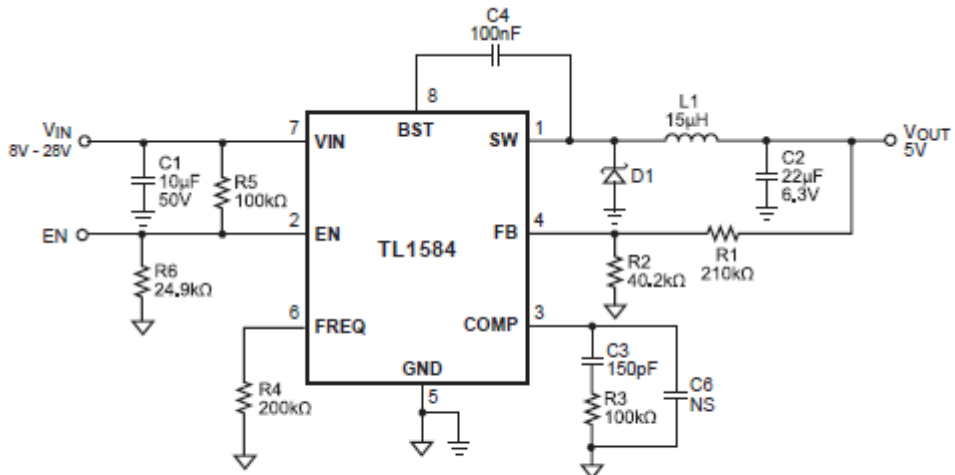
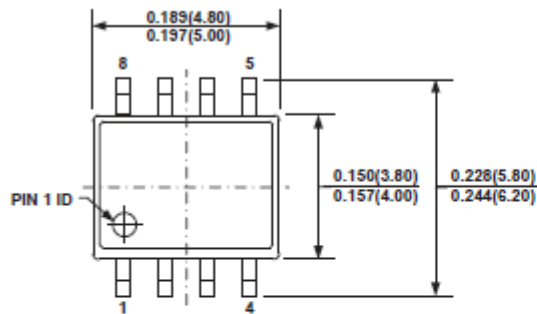


图4-输出5V时典型应用图

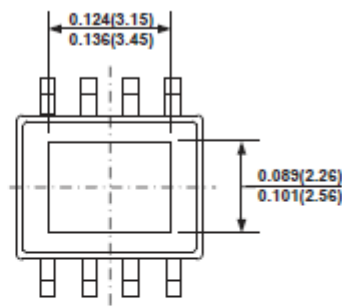
TL1584

封装尺寸与信息

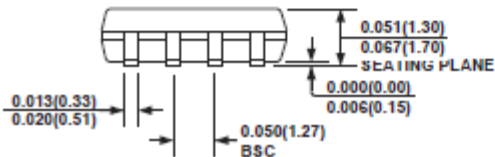
SOIC8E (EXPOSED PAD)



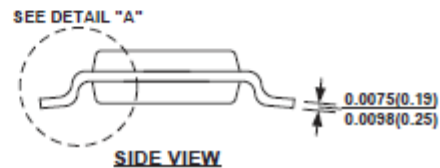
TOP VIEW



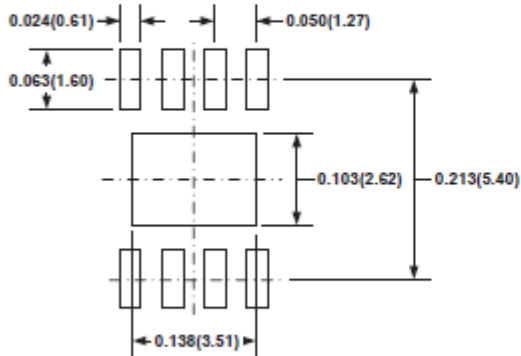
BOTTOM VIEW



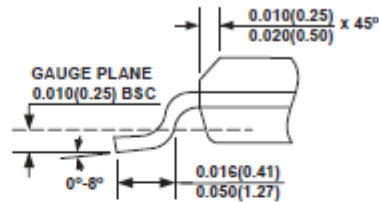
FRONT VIEW



SIDE VIEW



RECOMMENDED LAND PATTERN



DETAIL "A"

NOTE:

- 1) CONTROL DIMENSION IS IN INCHES. DIMENSION IN BRACKET IS IN MILLIMETERS.
- 2) PACKAGE LENGTH DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS.
- 3) PACKAGE WIDTH DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.
- 4) LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.004" INCHES MAX.
- 5) DRAWING CONFORMS TO JEDEC MS-012, VARIATION BA.
- 6) DRAWING IS NOT TO SCALE.

感谢您使用凌湖科技的产品，建议您在使用前仔细阅读本资料。凌湖科技产品在不断更新和改进，希望您经常和凌湖科技有关部门联系，索取最新资料。本资料之所有数据，包括文字、图表或其它项目只作一般参考用途。虽然数据已力求准确，但对上述数据之正确性、充足性或完整性不予保证，并表明不会对数据之错误或遗漏负任何赔偿责任。本资料中的信息如有变化，恕不另行通知。