

采用 SOT-23 封装 恒定频率电流模式的 降压型 DC/DC 控制器

特点

- 效率：高达 94%
- 易实现大输出电流
- 宽 V_{IN} 范围：2.5V 至 9.8V
- 550kHz 恒定频率工作
- 轻载 Burst Mode® (突发模式) 工作
- 低压差：100% 占空比
- 小外形 6 引脚 SOT-23 封装
- 0.8V 基准允许低电压输出
- 电流模式工作以提供优良的电压和负载瞬态响应
- 低静态电流：270 μ A
- 停机模式仅消耗 8 μ A 电源电流
- $\pm 2.5\%$ 基准精确度

应用

- 单或双锂离子电池应用
- 蜂窝电话
- 无线调制解调器
- 便携式电脑
- 3.3V、2.5V 或 1.8V 分布式电源系统
- 扫描器

描述

LTC1772 是一种恒定频率、电流模式、降压型 DC/DC 控制器，可实现优良的 AC 和 DC 负载和电压调整性能。LTC1772 具备准确的欠压开锁特性，当输入电压低于 2.0V 时，该器件处于停机状态。

LTC1772 可提供 $\pm 2.5\%$ 的输出电压精确度，仅消耗 270 μ A 静态电流。对于效率为主要考虑因素的应用场合，LTC1772 可设定为突发模式，以提高在低电流时的输出效率。

为进一步延长电池工作寿命，外接 P 沟道 MOSFET 可在低压差时连续导通 (100% 占空比)。在停机时，器件自身仅吸取 8 μ A 电流。因为 550kHz 恒定高频工作，从而允许采用很小的外部电感器。

LTC1772 采用小外形的 6 引脚 SOT-23 封装。

LT、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
Burst Mode 是凌特公司的商标。
其他商标是各自拥有者的产权。

典型应用

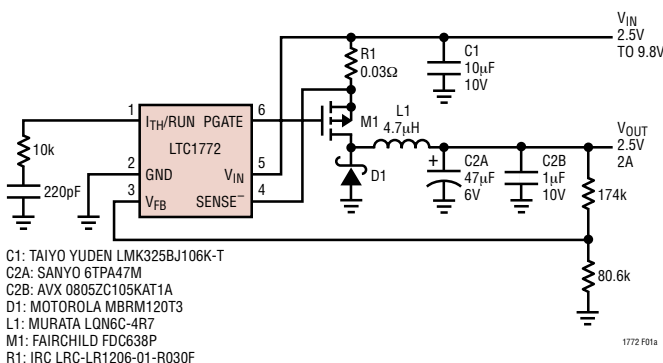
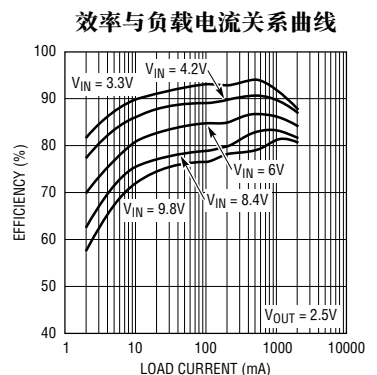


图 1：高效、大输出电流 2.5V/2A 稳压器



LTC1772

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V_{IN})	-0.3V 至 10V
SENSE ⁻ , PGATE 引脚电压	-0.3V 至 ($V_{IN}+0.3V$)
V_{FB} , I_{TH}/RUN 引脚电压	-0.3V 至 2.4V
PGATE 峰值输出电流 (<10 μ s)	1A
贮存环境温度范围	-65°C 至 150°C
工作温度范围	
LTC1772CS6	0°C 至 70°C
LTC1772ES6 (注2)	-40°C 至 85°C
LTC1772HS6 (注2、3)	-40°C 至 140°C
结温 (注3)	150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

	产品型号
	LTC1772CS6 LTC1772ES6 LTC1772HS6
	S6 器件标记
	LTIL LTIM LTBRY
订购选项 卷带: 加 #TR 无铅: 加 #PBF 无铅卷带: 加 #TRPBF 无铅器件标记: http://www.linear.com/leadfree/ 关于更宽工作温度范围, 请咨询凌特公司。	

电特性 凡标注 ● 表示技术指标均适合整个工作温度范围, 否则仅指环境温度在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。 $V_{IN} = 4.2\text{V}$, 除非特别说明。(注2)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
输入 DC 电源电流	通常 $V_{IN} = 4.2\text{V}$ (注4)					
	正常操作 $2.4\text{V} \leq V_{IN} \leq 9.8\text{V}$		270	420	μA	
	休眠方式 $2.4\text{V} \leq V_{IN} \leq 9.8\text{V}$		230	370	μA	
	待机方式 $2.4\text{V} \leq V_{IN} \leq 9.8\text{V}$, $V_{I_{TH}/RUN} = 0\text{V}$		8	22	μA	
欠压停机 (UVLO)	$V_{IN} < UVLO$ 门限		6	10	μA	
欠压闭锁门限	V_{IN} 下降 (LTC1772C)	●	1.60	2.00	2.30	V
	V_{IN} 下降 (LTC1772E, LTC1772H)	●	1.55	2.00	2.35	V
	V_{IN} 上升	●	1.85	2.10	2.40	V
停机门限 (在 I_{TH}/RUN 引脚)	(LTC1772C)	●	0.20	0.35	0.50	V
	(LTC1772E, LTC1772H)	●	0.15	0.35	0.55	V
起动的电流源	$V_{I_{TH}/RUN} = 0\text{V}$		0.25	0.5	0.85	μA
稳压反馈电压	(注5) (LTC1772C)	●	0.780	0.800	0.820	V
	(注5) (LTC1772E, LTC1772H)	●	0.770	0.800	0.830	V
输出电压调整率	$2.4\text{V} \leq V_{IN} \leq 9.8\text{V}$ (注5)		0.05		mV/V	
输出负载调整率	I_{TH}/RUN 流入 $5\mu\text{A}$ (注5)		2.5		mV/ μA	
	I_{TH}/RUN 流出 $5\mu\text{A}$ (注5)		2.5		mV/ μA	
V_{FB} 输入电流	(注5)		10	50	nA	
过压保护门限	在 V_{FB} 引脚测量	0.820	0.860	0.895	V	
过压保护迟滞			20		mV	
振荡器频率	$V_{FB} = 0.8\text{V}$	500	550	650	kHz	
	$V_{FB} = 0\text{V}$		120		kHz	
栅极驱动上升时间	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$		40		ns	
栅极驱动下降时间	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$		40		ns	
峰值电流检测电压	(注6)		120		mV	

注1: 绝对最大额定值表示超过该值可能会降低器件寿命。

注2: LTC1772E 在 0°C 至 70°C 温度下能保证满足技术指标; 在 -40°C 至 85°C 温度内的技术指标则靠设计、特性分析和统计过程控制的相关性来保证。LTC1772H 保证在 -40°C 至 140°C 符合规格性能。

注3: 结温 T_J 是由环境温度 T_A 和所耗功率 P_D 根据下式计算得出:

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA} \text{ } ^\circ\text{C/W})$$

在高结温的操作会使工作寿命下降。在结温高于 125°C 时的操作寿命会减少至 1000 小时。

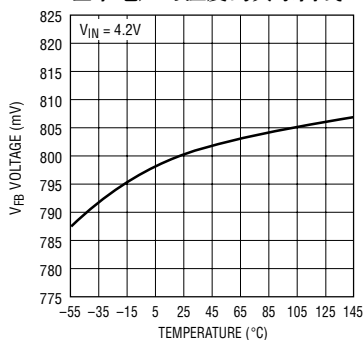
注4: 由于栅极充电电荷以开关频率传递, 故动态电源电流比较高。

注5: 对 LTC1772 的测试是在引脚 V_{FB} 至误差放大器输出端的反馈环路中进行的。

注6: 如图2所示, 峰值电流检测电压会根据空比而被降低到某个百分率。

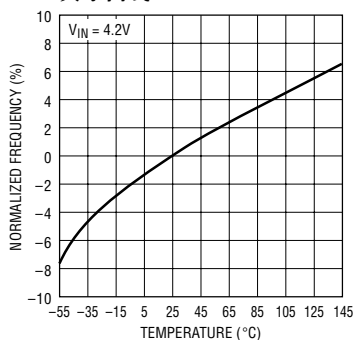
典型性能特征

基准电压与温度的关系曲线



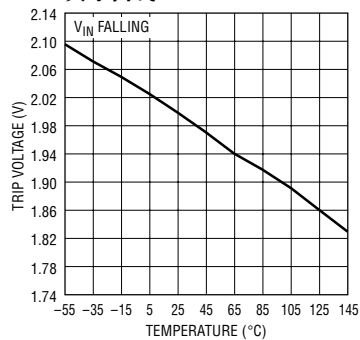
1772 G01

归一化频率与温度的关系曲线



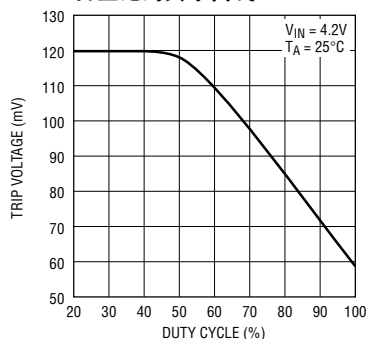
1772 G02

欠压闭锁跳变电压与温度的关系曲线



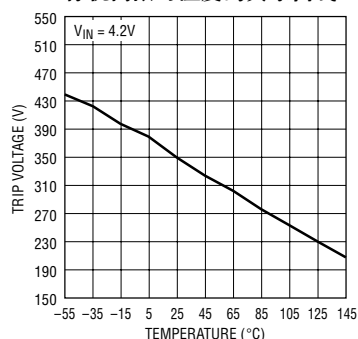
1772 G03

最大(V_{IN} - SENSE⁻) 电压与占空比的关系曲线



1772 G04

停机门限与温度的关系曲线



1772 G05

引脚功能

I_{TH} / RUN (引脚 1) : 该引脚具有两个功能。它不仅作为误差放大器的补偿点，还作为控制输入。电流比较器门限随该引脚控制电压的增加而增加。该引脚的标称电压范围为 0.7V 至 1.9V。使该引脚电压降至 0.35V 以下可使器件停机。在停机状态下，器件的所有功能都被禁止，并且 PGATE 引脚保持高电平。

GND (引脚 2) : 接地引脚。

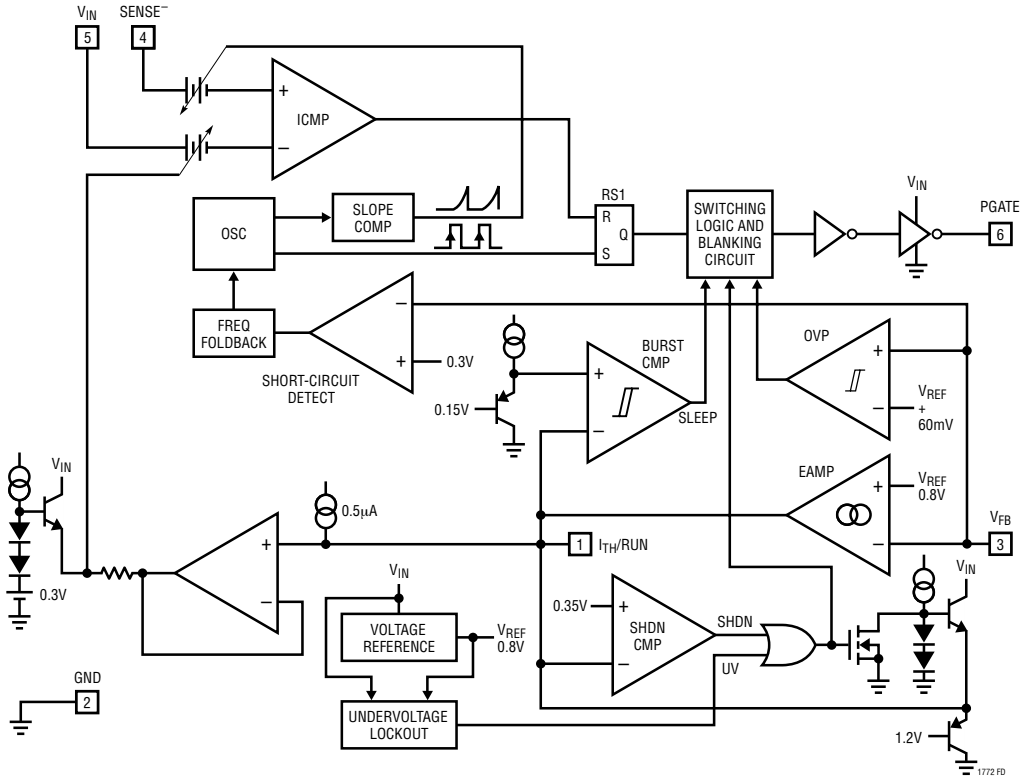
V_{FB} (引脚 3) : 接受输出电压经外部电阻分压器所得到的反馈电压。

SENSE⁻ (引脚 4) : 电流比较器负输入端。

V_{IN} (引脚 5) : 电源引脚。必须靠近 GND 引脚 2 去耦。

PGATE (引脚 6) : 用于外部 P 沟道 MOSFET 管栅极驱动引脚，此引脚电压在 0V 至 V_{IN} 之间变化。

功能框图



工作原理 (见功能框图)

主控制环路

LTC1772 是一种固定频率电流模式开关稳压器。在正常工作期间，当振荡器置位 RS 锁存 (RS1) 时，外部 P 沟道 MOSFET 在每个工作周期都导通；当电流比较器 (ICMP) 重置 RS 锁存时，MOSFET 则关断。ICMP 重置 RS 锁存时的电感峰值电流受 I_{TH}/RUN 引脚电压控制，即误差放大器 (EAMP) 的输出。EAMP 通过接在 V_{OUT} 引脚与地之间的外部电阻分压器接受输出反馈电压 V_{FB} 。当负载电流增大时， V_{FB} 相对于 0.8V 电压基准略微减小，从而使 I_{TH}/RUN 电压升高，直到电感平均电流与新的负载电流相匹配。

把 I_{TH}/RUN 引脚置为低电平可使主控制环路停止工作。释放 I_{TH}/RUN 引脚可使内部 0.5µA 恒流源向外部补偿网路充电。当 I_{TH}/RUN 引脚电压达到 0.35V 时，主控制环路开始工作，并且将该引脚零电流时的电压提高至大约 0.7V。随著外部补偿网路继续充电，相应的输出电流跳变电平跟随，从而允许正常工作。

过压保护 (OVP) 比较器通过关断外部 P 沟道功率 MOSFET，并保持关断直到故障排除，以防瞬态电压过冲 > 7.5%。

工作原理 (见功能框图)

突发模式

在低负载电流条件下, LTC1772 进入突发模式工作。在这种模式下, 即使 I_{TH}/RUN 引脚电压较低, 电感器的峰值电流设置与 $V_{ITH}/RUN=1V$ (在低占空比) 时相同。如果电感器的平均电流超过负载要求, 那么 I_{TH}/RUN 引脚电压会下降。当其电压降至 $0.85V$ 以下时, 休眠信号变为高电平, 外部 MOSFET 关断。当 I_{TH}/RUN 引脚电压超过 $0.925V$ 时, 休眠信号就变为低电平, LTC1772 恢复正常工作。下一振荡器周期使外部 MOSFET 管导通, 并且重复上述开关过程。

压差工作

当输入电压下降趋近输出电压时, 在导通期间电感器电流的变化速度降低。由于电感器电流尚未达到由 EAMP 设定的门限值, 这降低意味着外部 P 沟道 MOSFET 管持续导通时间要大于一个振荡器周期。输入电压的进一步下降最终会使 P 沟道 MOSFET 完全导通 (即 DC)。这时输出电压则由输入电压减去 MOSFET 的导通压降、检测电阻压降和电感器内阻压降决定。

欠压闭锁

LTC1772 内部具有欠压闭锁电路, 以防止 P 沟道 MOSFET 驱动电压低于安全输入电压。当输入电压降至大约 $2.0V$ 以下时, 除欠压闭锁电路以外, P 沟道 MOSFET 及其它所有电路都被关断, 这时器件仅需几微安电流。

短路保护

当输出端对地短路时, 振荡器频率将降至 $120kHz$ 左右, 这较低的频率使电感电流安全放电, 从而避免电流超出控制范围。当反馈电压再次接近 $0.8V$ 时, 振荡频率将逐渐增加到设定值。

过压保护

作为进一步保护措施, 当 LTC1772 反馈电压上升到比 $0.8V$ 基准电压高 7.5% 时, 其过压比较器会关断外部 MOSFET。该比较器的迟滞电压典型值为 $20mV$ 。

斜率补偿与电感器的峰值电流

当 LTC1772 工作占空比低于 40% 时, 其电感器的峰值电流由下式确定:

$$I_{PK} = \frac{V_{ITH} - 0.7}{10 (R_{SENSE})}$$

但是, 如果占空比超过 40% , 斜率补偿开始起作用, 并有效地减小电感器峰值电流, 减小程度由图 2 曲线给出。

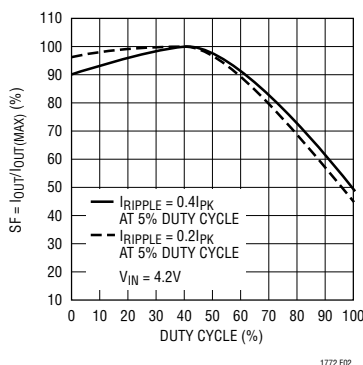


图 2：最大输出电流与占空比关系曲线

应用信息

LTC1772 的基本应用电路如图 1 所示，外部元件根据负载要求选定，首先选定 L1 和 R_{SENSE} (= R1)，然后是功率 MOSFET，M1 和输出二极管 D1，最后是 C_{IN} (= C1) 和 C_{OUT} (= C2)。

输出电流的 R_{SENSE} 选择

根据所需的输出电流而选择 R_{SENSE} ，利用电流比较器检测出 R_{SENSE} 两端的电压，比较器的门限电压可确定电感器的峰值电流。LTC1772 能够提供的输出电流可由下式确定：

$$I_{OUT} = \frac{0.12}{R_{SENSE}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

其中 I_{RIPPLE} 是电感器的纹波电流峰至峰值 (见“电感值计算”一节)。

设置纹波电流的合理起点是 $I_{RIPPLE} = 0.4(I_{OUT})$ 。当占空比小于 40% 时，重新整理上式可得：

$$R_{SENSE} = \frac{1}{(10)(I_{OUT})}$$

但当在 40% 以上占空比工作时，为了提供所需电流，选择合适的 R_{SENSE} 值还必须考虑斜率补偿因素。由图 2 可得 R_{SENSE} 为：

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(10)(I_{OUT})(100)}$$

电感值计算

电感器的选择与工作频率是相关的，为获得相同的电感纹波电流，工作频率越高，可用的电感器越小。但是，由于 MOSFET 的栅极充电损耗增加，效率会相应降低。

电感值还会直接影响纹波电流。纹波电流 I_{RIPPLE} 随著电感值或工作频率的提高而减小，并随著

V_{IN} 或 V_{OUT} 的提高而增大。电感器的纹波电流峰至峰值由下式确定：

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f(L)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

其中 f 为工作频率。如果允许的 I_{RIPPLE} 较大，则可采用较小的电感，但这会引起较大的输出纹波电压和较大的磁芯损耗。设置纹波电流的合理起点是 $I_{RIPPLE} = 0.4(I_{OUT(MAX)})$ 。请记住最大 I_{RIPPLE} 在最高输入电压时出现。

LTC1772 以突发模式工作时，一般选取纹波电流以保证电感器电流在突发期间保持连续，于是纹波电流峰至峰值为：

$$I_{RIPPLE} \leq \frac{0.03}{R_{SENSE}}$$

这意味著最小电感值：

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f \left(\frac{0.03}{R_{SENSE}} \right)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

(选取 $V_{IN(MAX)} = V_{IN}$)

此电路的电感值也可以小于 L_{MIN} ，但在突发期间，电感电流就不再连续。

电感器磁芯选择

一旦电感值 L 确定下来，必须确定电感器类型。高效变换器通常难以接受廉价的铁粉芯的高损耗，因而必须采用价格比较昂贵的铁氧体磁芯、钕坡莫合金磁芯或 Kool M μ [®] 磁芯。对于确定的电感值磁芯实际损耗是与铁芯尺寸无关，但与选取的电感值关系很大。随电感值增加，磁芯损耗降低，遗憾的是，增加电感值需要增加线圈匝数，这会使铜损

应用信息

增加。由于铁氧体磁芯具有非常低的磁芯损耗，所以在开关频率较高时优先采用，这会使设计目标集中于降低铜损和防止饱和。铁氧体磁芯材料具有“硬”饱和特性，这表明当电感电流超过峰值电流设计值时，电感值急剧降低，这会导致电感纹波电流急剧增大，输出纹波电压也迅速增大，因此严禁磁芯饱和！

钕坡莫合金（Magnetics公司生产）是用作磁环的理想材料，其损耗很低，但价格比铁氧体高得多。经过合理折衷，可选用同一厂家的 Kool M μ ，因为它的磁环体积很小，尤其在需要绕多层线圈时更有优势。由于一般不使用骨架，所以安装比较困难。但可以选用表面贴装的新设计，这高度无需明显增加。

功率 MOSFET 选择

使用 LTC1772 必须选择外部 P 沟道功率 MOSFET。其主要选择原则是功率 MOSFET 的门限电压 $V_{GS(TH)}$ 和“导通”电阻 $R_{DS(ON)}$ 、逆导电容 C_{RSS} 和总栅极电荷。

由于 LTC1772 适合低输入电压，所以为了在接近输入电压时工作，需要选用一只低逻辑门限 MOSFET (在 $V_{GS}=2.5V$ 时可保证 $R_{DS(ON)}$)。当采用这种 MOSFET 管时，要确保 LTC1772 的输入电源电压低于绝对最大额定电压 V_{GS} ，通常为 8V。

所需 MOSFET 的最小 $R_{DS(ON)}$ 由其允许的功耗决定。当 LTC1772 工作在低压差时，即 100% 占空比的场合，其最坏情况所需 $R_{DS(ON)}$ 由下式给出：

$$R_{DS(ON)DC=100\%} = \frac{P_p}{(I_{OUT(MAX)})^2 (1 + \delta p)}$$

其中 P_p 为允许功耗， δp 为 $R_{DS(ON)}$ 的温度系数。MOSFET 的 $(1 + \delta p)$ 通常以归一化 $R_{DS(ON)}$ 温度关系曲线的形式给出，但对于低压 MOSFET，可采用 $\delta p = 0.005/^\circ C$ 作为近似值。

在最大占空比低于 100% 及 LTC1772 工作在连续方式的应用场合， $R_{DS(ON)}$ 可按下式计算：

$$R_{DS(ON)} \approx \frac{P_p}{(DC) I_{OUT}^2 (1 + \delta p)}$$

其中 DC 为 LTC1772 的最大占空比。

输出二极管选择

在截止期间，箝位二极管通过负载电流，因此二极管平均电流与 P 沟道 MOSFET 管的开关占空比有关。在高输入电压工作时，二极管大部分时间导通，当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，二极管导通时间则很短。对于二极管，最苛刻的工作条件是输出短路，在这种条件下，二极管必须安全地以 100% 占空比流过峰值电流 I_{PEAK} 。因此最重要的是确定二极管的峰值电流和平均功耗时应留有裕量，不能超过二极管的额定值。

在正常负载条件下，流过二极管的平均电流为：

$$I_D = \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right) I_{OUT}$$

二极管的允许正向压降 (V_F) 可根据最大输出短路电流计算：

$$V_F \approx \frac{P_D}{I_{SC(MAX)}}$$

其中 P_D 为二极管允许功耗，这由效率和 / 或散热要求确定。

应用信息

为优化效率，必须采用高速开关二极管，肖特基二极管是低正向压降和快开关时间的理想选择。切记应保持二极管短引脚并且合理接地（见 PCB 布线检查清单），以防止产生振荡和增加损耗。

C_{IN} 和 C_{OUT} 选择

在连续模式下，P 沟道 MOSFET 的源极电流近似方波，其占空比为 $(V_{OUT} + V_D) / (V_{IN} + V_D)$ 。为防止大瞬变电压，必须采用适合 RMS 电流 (I_{RMS}) 的低等效串联电阻 (ESR) 输入电容，输入电容 C_{IN} 要求的最大 I_{RMS} 由下式计算：

$$C_{IN} \text{ 要求 } I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

当 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，上式具有最大值，此 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。通常都按照这个简单而苛刻的条件进行设计，因为即使最显著的偏差也不会提供多少缓减。由于电容制造厂家的纹波电流额定值经常以 2000 小时寿命给出，因而建议电容器应进一步降额使用，或者选取额定值高于需要温度的电容器。设计时可以用多个电容器并联使用，以满足体积或高度要求。鉴于 LTC1772 工作频率很高，所以 C_{IN} 也可采用陶瓷电容器。如有任何问题，请向厂家谘询。

C_{OUT} 应按照所需的 ESR 进行选择。通常，一旦满足了 ESR 要求，该电容器也能满足滤波要求。输出纹波电压 (ΔV_{OUT}) 可由下式近似计算：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \left(ESR + \frac{1}{4fC_{OUT}} \right)$$

其中 f 为工作频率， C_{OUT} 为输出电容， I_{RIPPLE} 为电感纹波电流。 ΔI_L 随输入电压增大而增大，所以当输入电压最高时，输出纹波电压最大。

选择高性能的通孔插装电容器时应考虑 Nichicon，United Chemicon 和 Sanyo 等厂家。Sanyo

公司的 OS-CON 半导体绝缘电容器虽然价格稍高，但在所有铝电解电容器中具有最低的 ESR (体积)。一旦 C_{OUT} 满足了 ESR 要求，其 I_{RMS} 额定值通常会远超出对 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 的要求。

在表面贴装应用场合，有时必须多只电容器并联才能满足 ESR 或 RMS 的实际应用要求。表面贴装形式的铝电解电容器或干式钽电容器都有供货。对于钽电容器，最重要的是对用于开关电源中的钽电容器进行浪涌试验。最好选择 AVX TPS，AVX TPSV 和 KEMET T510 系列的表面贴装钽电容器，其外壳高度在 2mm 至 4mm 之间。也可采用其他类型的电容器，例如 Sanyo OS-CON 系列，Nichicon PL 系列和 Panasonic SP 系列。

低压工作

虽然 LTC1772 能于低至大约 2V 的情况工作，但当 V_{IN} 降低到 3V 以下时，其最大允许输出电流下降。图 3 示出了电源电压降低到 2V 时的变化情况，以及当 V_{IN} 低于 2.3V 时， V_{IN} 对 V_{REF} 的影响。

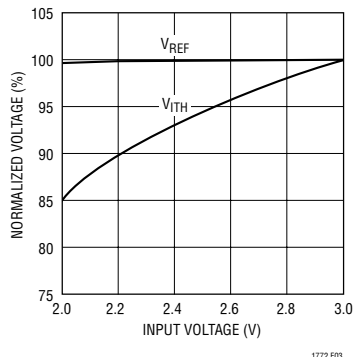


图 3：V_{REF} 和 V_{ITH} 的电压调整

应用信息

设定输出电压

LTC1772 在反馈 (引脚 3) 与地 (见图 4) 之间提供 0.8V 基准电压。通过选择电阻器 R1，使 R1 和 R2 流过恒定电流，从而可选定总输出电压。因此，可调节的输出电压由下式确定：

$$V_{OUT} = 0.8 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

对于大多数应用场合，建议电阻器 R1 取 80kΩ。为防止杂散噪声影响，电阻器 R1 和 R2 应靠近 LTC1772。

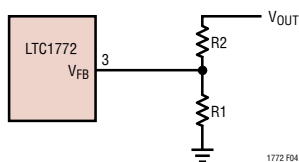


图 4：设定输出电压

效率的考虑

开关稳压器的效率等于输出功率除以输入功率再乘以 100%。当确定那部分限制了电源效率和如何调整能最有效地提高效率时，分析单项损耗通常很有效。效率 (η) 可表示为：

$$\text{效率} = 100\% - (\eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \dots)$$

其中 $\eta_1, \eta_2 \dots$ 等分别为各项损耗所占输入功率的百分比。

虽然电路中所有元器件都会产生损耗，但在 LTC1772 电路中，损耗主要由以下四项引起：1) LTC1772 的直流偏置电流；2) MOSFET 栅极充电电流；3) I^2R 的损耗和 4) 输出二极管的压降。

1. 输入电流就是电特性中给出的 DC 电源电流，不包括 MOSFET 驱动电流和控制电流。当 V_{IN} 增大时，输入电流引起的损耗也会略微增大。
2. MOSFET 栅极充电电流是由功率 MOSFET 栅极电容的充放电引起的。MOSFET 栅极电压每次由低变高和由高变低，都会有一定的电荷 dQ 从 V_{IN} 转移到地。形成的 dQ/dt 就是流出 V_{IN} 的电流，它通常要比直流静态电流大得多。在连续电流工作方式， $I_{GATECHG} = f(Q_p)$ 。
3. I^2R 损耗是由 MOSFET 的 DC 电阻、电感器和续流电阻所引起。在连续电流工作方式，平均输出电流流过 L, P 沟道 MOSFET (与 R_{SENSE} 串联) 和输出二极管则“轮流导通”。MOSFET 导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 加上 R_{SENSE} 后乘以占空比，再加上 L 的电阻和 R_{SENSE} 以确定 I^2R 的损耗。
4. 输出二极管在大电流时是其功率损耗的主要来源，在输入电压较高时尤其严重。二极管损耗可以通过正向导通压降乘以二极管占空比，再乘以负载电流计算得出。例如，如果占空比为 50%，肖特基二极管正向压降为 0.4V，当负载电流由 0.5A 增加到 2A 时，损耗将由 0.5% 增加到 8%。
5. 过渡损耗产生在外部 MOSFET 上，随工作频率和输入电压的提高而增加。过渡损耗可由下式估算得出：

$$\text{过度损耗} = 2(V_{IN})^2 I_{O(MAX)} C_{RSS}(f)$$

其他损耗还有 C_{IN} 和 C_{OUT} 的 ESR 损耗，及电感器铁心损耗等，总计一般不超过总损耗的 2%。

应用信息

折返限流

正如“输出二极管选择”一节所述，二极管最大功耗发生在输出短路时，这时二极管几乎连续地流过限流值。为防止二极管过热，可增加折返限流以降低与故障程度成比例的短路电流。

折返限流通过在输出引脚和 I_{TH}/RUN 引脚之间增加二极管 D_{FB1} 和 D_{FB2} 实现，如图 5 所示。在输出硬短路 ($V_{OUT}=0V$) 时，该电流将降至最大输出电流的 50% 左右。

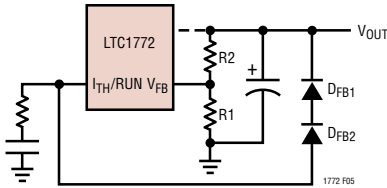


图 5：折返限流

PCB 布线检查清单

当印刷电路板 (PCB) 布线时，为保证 LTC1772 的正常工作，应进行以下项目检查。这些项目均以

图 6 为例做图示说明。在您的布线上检查下列各点：

- 肖特基二极管是否在外部 MOSFET 的漏极与 GND 引脚 (引脚 2) 之间靠近连接？
- C_{IN} 的 (+) 极是否与检测电阻尽量靠近？该电容器为 MOSFET 提供 AC 电流。
- 输入去耦电容器 ($0.1\mu F$) 是否在 V_{IN} (引脚 5) 与地引脚 (引脚 2) 之间靠近连接？
- R_{SENSE} 端线与 V_{IN} (引脚 5) 应尽量靠近连接。 V_{IN} 引脚也是电流比较器的 $SENSE^+$ 端。
- $SENSE^-$ (引脚 4) 到检测电阻器的印制线是否很短？该印制线是否靠近 R_{SENSE} ？
- 保证开关节点 PGATE 远离敏感的小信号节点。
- V_{FB} 引脚是否直接连接到反馈电阻？分压电阻 $R1$ 和 $R2$ 必须跨接在 C_{OUT} 的 (+) 极与信号地之间。

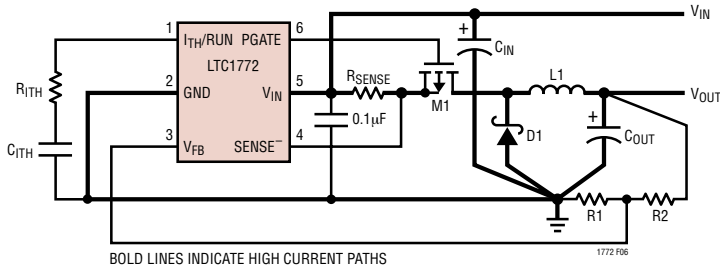
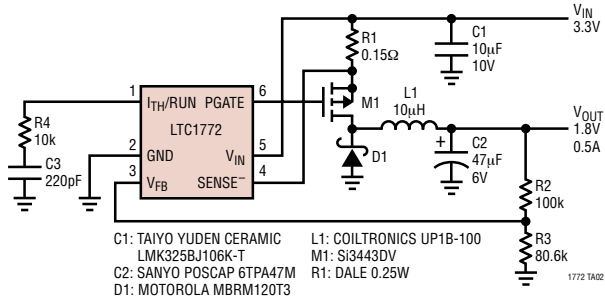


图 6：LTC1772 器件布线图 (见“PCB 布线检查清单”)

典型应用

LTC1772 高效、小型 3.3V 输入至 1.8V/0.5A 输出稳压器

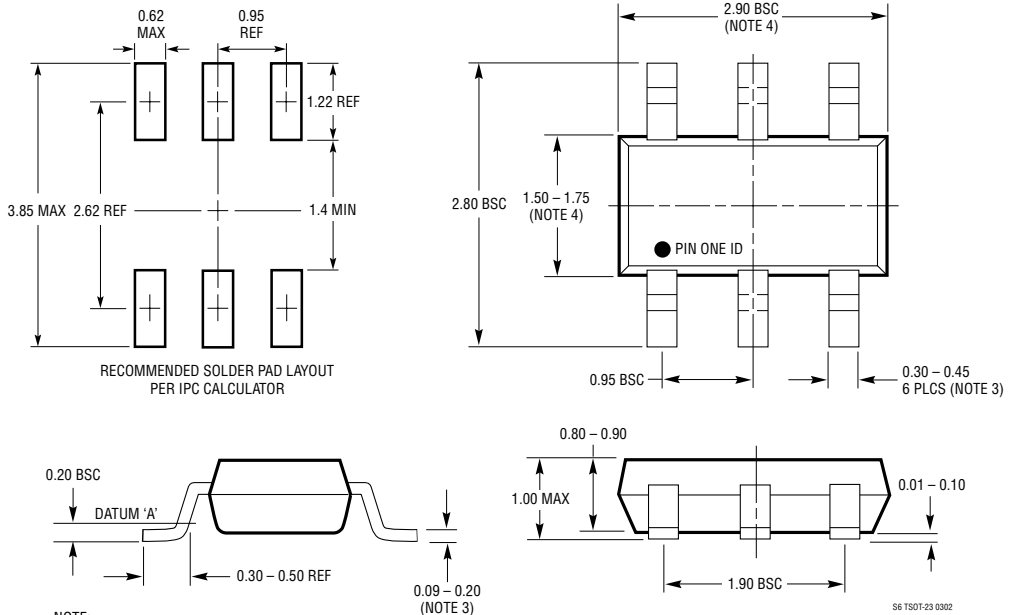


封装描述

S6 封装

6 引线塑料 TSOT-23

(参考 LTC DWG # 05-08-1636)

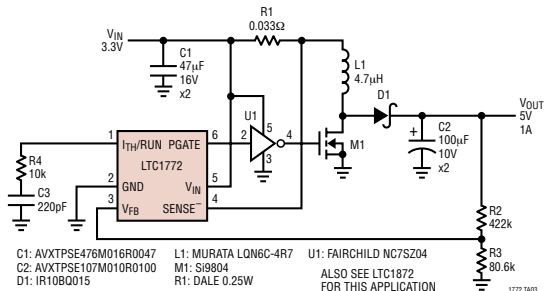


- NOTE:
1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. DIMENSIONS ARE INCLUSIVE OF PLATING
 4. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF MOLD FLASH AND METAL BURR
 5. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.254mm
 6. JEDEC PACKAGE REFERENCE IS MO-193

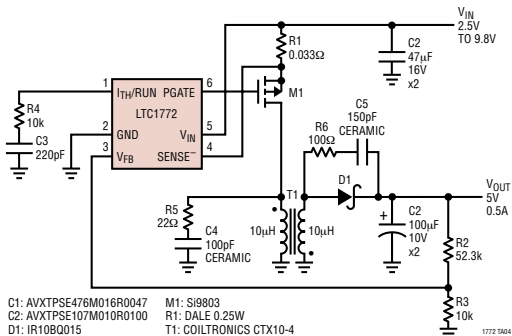
S6 TSOT-23 0302

典型应用

LTC1772 3.3V 输入至 5V/1A 输出升压稳压器



LTC1772 5V/0.5A 反激式稳压器



相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1147 系列	高效降压式开关稳压控制器	100% 占空比, $3.5V \leq V_{IN} \leq 16V$
LT1375/LT1376	1.5A, 500kHz 降压式开关稳压器	高频, 小电感, 高效率
LTC1622	低输入电压、电流型、降压式直 DC/DC 控制器	V_{IN} 2V 至 10V, I_{OUT} 高达 4.5A, 可同步至 750kHz 可选择突发模式工作方式, 8 引脚 MSOP 封装
LTC1624	高效 SO-8 封装 N 沟道开关稳压控制器	N 沟道驱动, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1625	No R _{SENSE} TM 同步降压式稳压器	效率 97%, 无检测电阻器
LTC1627	低压、单片同步降压式稳压器	低电源电压范围: 2.65V 至 8V, $I_{OUT} = 0.5A$
LTC1649	3.3V 输入同步控制器	不需要 5V 电源, 采用标准电平栅极 MOSFET, I_{OUT} 高达 15A
LTC1702	550kHz、两相、双同步控制器	双通道, C_{IN} 和 C_{OUT} 最小, I_{OUT} 高达 15A
LTC1735	单输出、高效、低噪声、同步开关控制器	高达 15A 高效率 5V 到 3.3V 变换器
LTC1771	超低电源电流、降压型 DC/DC 控制器	10µA 电源电流, 93% 效率, $1.23V \leq V_{OUT} \leq 18V$, $2.8V \leq V_{IN} \leq 20V$
LTC1872	SOT-23 封装升压型控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$, 550kHz, 90% 效率

No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。

1772ta