

微功率无检测电阻器型 恒定频率降压 DC/DC 控制器

特 点

- 无需电流检测电阻器
- 40 μ A 无负载静态电流
- 可轻松实现高输出电流
- 内部软启动功能可使 V_{OUT} 斜坡上升
- 宽 V_{IN} 范围：2.75V 至 9.8V
- 低压降：100% 占空比
- 550kHz 恒定频率操作
- 在轻负载条件下执行低纹波突发模式 (Burst Mode[®]) 操作
- 输出电压低至 0.8V
- $\pm 1.5\%$ 电压基准准确度
- 旨在实现卓越的电压和负载瞬态响应的电流模式操作
- 在停机模式中电源电流仅为 8 μ A
- 采用扁平 8 引脚 SOT-23 (高度仅 1mm) 和 (3mm $\times$ 2mm) DFN (高度仅 0.75mm) 封装

应 用

- 单节或两节锂离子电池供电型应用
- 无线设备
- 便携式计算机
- 分布式电源系统

描 述

LTC[®]3772 是一款采用扁平 8 引脚 SOT-23 (ThinSOT[™]) 封装和 3mm $\times$ 2mm DFN 封装的恒定频率电流模式降压型 DC/DC 控制器。无检测电阻器 (No R_{SENSE} [™]) 型架构免除了增设一个检测电阻器的需要, 从而提升了效率并节省了电路板占用空间。

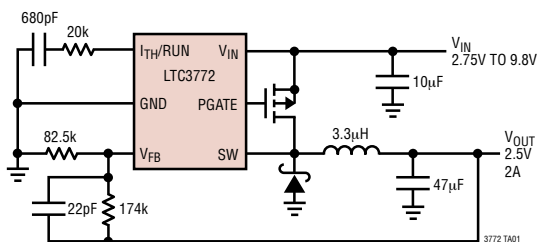
LTC3772 可在轻负载条件下自动切换至突发模式操作, 以提高低输出电流条件下的效率水平。在无负载条件下, 其静态电流消耗仅为 40 μ A。

LTC3772 具有欠压闭锁功能, 可在输入电压降至 2V 以下时关断器件。为了最大限度地延长电池电源的运行时间, 外部 P 沟道 MOSFET 在降压方式中连续导通 (100% 占空比)。550kHz 的高开关频率使得能够采用小电感器和电容器。内部软启动电路可使输出电压平稳地从 0V 斜坡上升至其调节点电压。

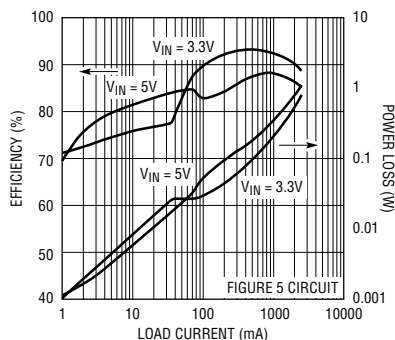
 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
Burst Mode 是凌特公司的注册商标。
ThinSOT 和 No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。
所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

550kHz 微功率降压型 DC/DC 转换器



效率和功耗与负载电流的关系曲线

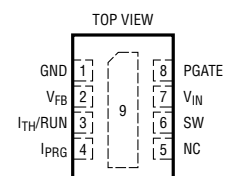
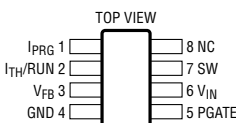


LTC3772

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V_{IN})	–0.3V 至 10V	工作温度范围 (注 2)	–40°C 至 85°C
IPRG , PGATE 电压	–0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)	结温 (注 3)	125°C
V_{FB} , I_{TH}/RUN 电压	–0.3V 至 2.4V	贮存温度范围	–65°C 至 125°C
SW 电压	–2V 至 ($V_{IN} + 1V$) 或 10V 最大值	引脚温度 (焊接时间 10 秒)	
PGATE 峰值输出电流 (<10 μ s)	1A	TSOT-23 封装	300°C

封装/订购信息

 TOP VIEW GND 1, VFB 2, ITH/RUN 3, IPRG 4, PGATE 8, VIN 7, SW 6, NC 5 DDB PACKAGE 8-LEAD (3mm × 2mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 76^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 9) IS GND MUST BE SOLDERED TO PCB	产品型号	 TOP VIEW IPRG 1, ITH/RUN 2, VFB 3, GND 4, NC 8, SW 7, VIN 6, PGATE 5 TS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC TSOT-23 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 230^{\circ}C/W$	产品型号
	LTC3772EDDB		LTC3772ETS8
	DDB8 器件标记		TS8 器件标记
	LBNR		LTBNQ

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

电特性 凡标注●表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 4.2V$ ，除非特别注明。(注 2)

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
输入电压范围		●	2.75		9.8	V
输入 DC 电源电流	(注 4)					
正常操作	$V_{ITH}/RUN = 1.3V$			250	375	μA
睡眠模式				40	60	μA
停机模式	$V_{ITH}/RUN = 0V$			8	20	μA
UVLO	$V_{IN} < UVLO$ 门限 – 100mV			1	5	μA
欠压闭锁 (UVLO) 门限	V_{IN} 上升	●		2.0	2.75	V
	V_{IN} 下降	●		1.85	2.60	V
启动电流源	$V_{ITH}/RUN = 0V$		0.7	1.2	1.7	μA
停机门限 (在 I_{TH}/RUN 引脚上)	V_{ITH}/RUN 上升	●	0.3	0.6	0.95	V
已调反馈电压	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ (注 5)		0.788	0.800	0.812	V
	$-40^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ (注 5)	●	0.780	0.800	0.812	V
反馈电压调整率	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ (注 5)			0.08	0.2	mV/V
反馈电压负载调整率	$V_{ITH}/RUN = 1.6V$ (注 5)			0.2		%
	$V_{ITH}/RUN = 1V$ (注 5)			–0.2		%

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{\text{IN}} = 4.2\text{V}$ ，除非特别注明。（注 2）

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{FB} 输入电流	(注 5)	-10	2	10	nA
过压保护门限	在 V_{FB} 引脚上测量	0.850	0.880	0.910	V
过压保护迟滞			40		mV
振荡器频率 正常操作	$V_{\text{FB}} = 0.8\text{V}$	500	550	650	kHz
输出短路	$V_{\text{FB}} = 0\text{V}$		200		kHz
栅极驱动脉冲上升时间	$C_{\text{LOAD}} = 3000\text{pF}$		40		ns
栅极驱动脉冲下降时间	$C_{\text{LOAD}} = 3000\text{pF}$		40		ns
峰值电流检测电压	$I_{\text{PRG}} = \text{GND}$ (注 6)	● 90	105	120	mV
	$I_{\text{PRG}} = \text{浮置}$	● 160	175	190	mV
	$I_{\text{PRG}} = V_{\text{IN}}$	● 228	245	262	mV
缺省软启动时间			0.6		ms

- 注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的使用寿命可能会受损。

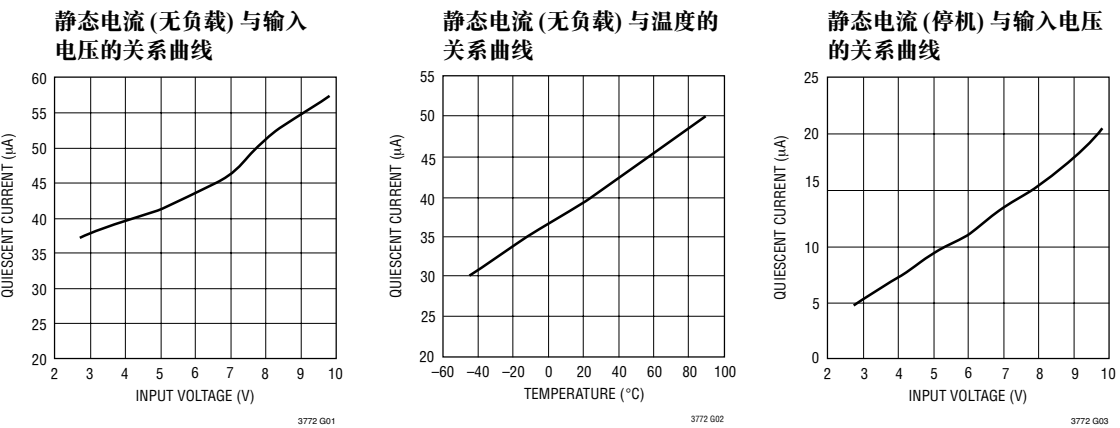
注 2：LTC3772ETS8/LTC3772EDDB 在 0°C 至 70°C 的范围内保证能够满足性能规格的要求。在 -40°C 至 85°C 工作环境温度范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制的相关性来保证。

注 3： T_J 根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得：
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}^{\circ}\text{C/W})$$
- 注 4：由于以开关频率输送的栅极电荷的缘故，动态电源电流更高。

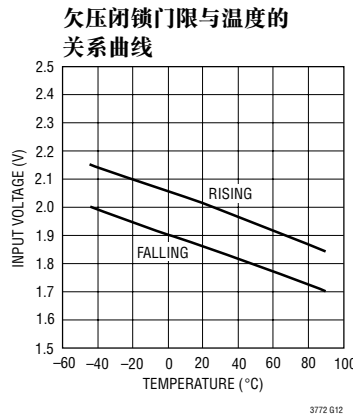
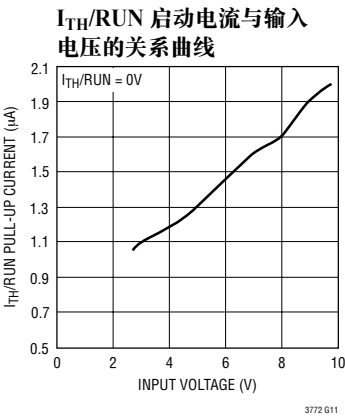
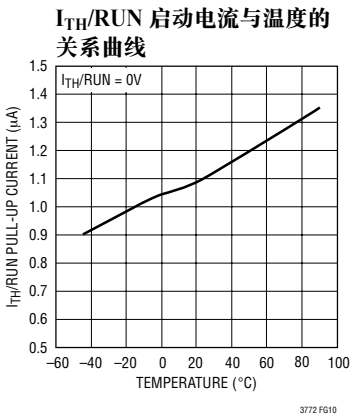
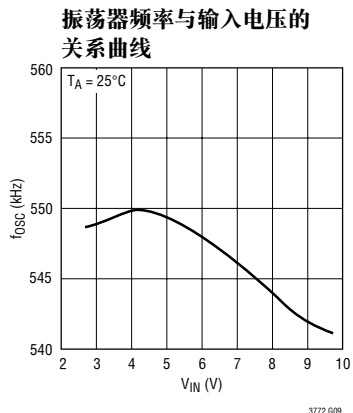
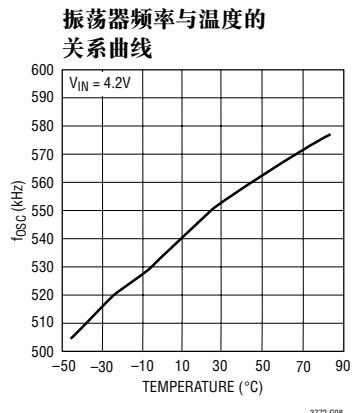
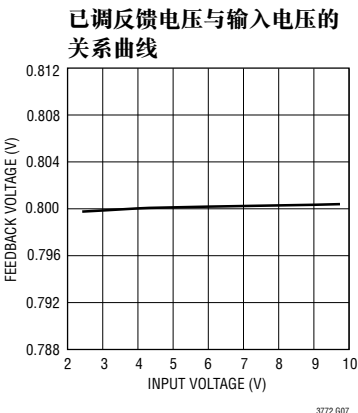
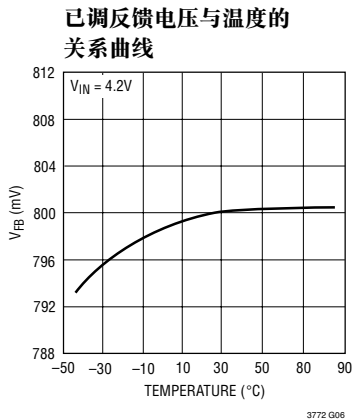
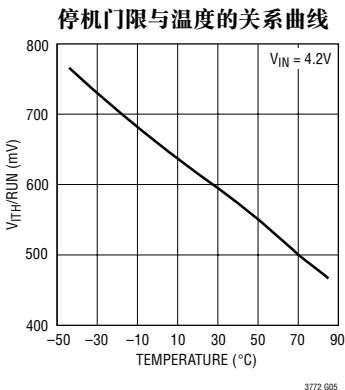
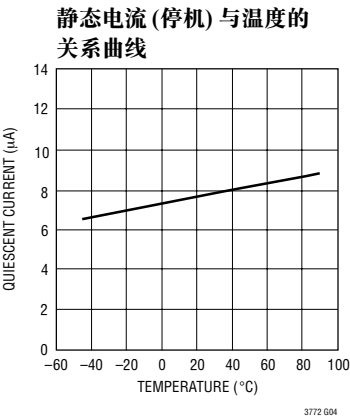
注 5：LTC3772 是在一个把 V_{FB} 维持于误差放大器的输出电压、并同时保持 I_{TH}/RUN 保持在电流限值范围的中点的反馈环路中进行测试的。

注 6：如图 1 所示，峰值电流检测电压的降幅视占空比而定。

典型性能特征

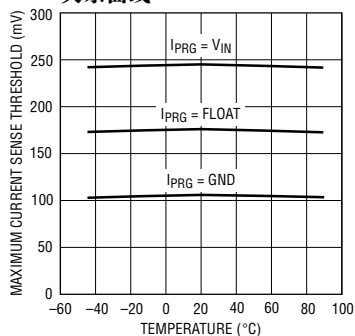


典型性能特征



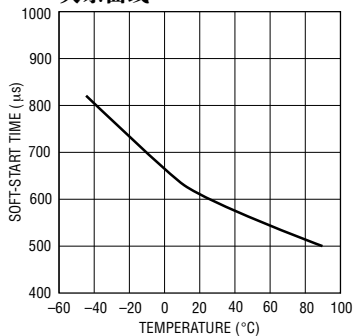
典型性能特征

最大电流检测门限与温度的关系曲线



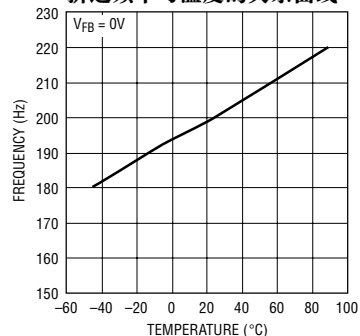
3772 G13

软启动时间与温度的关系曲线



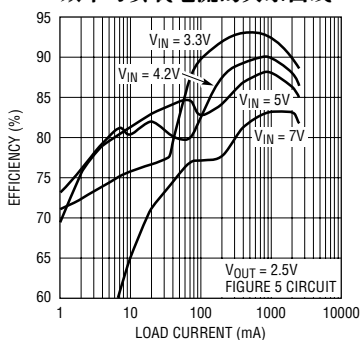
3772 G14

折返频率与温度的关系曲线



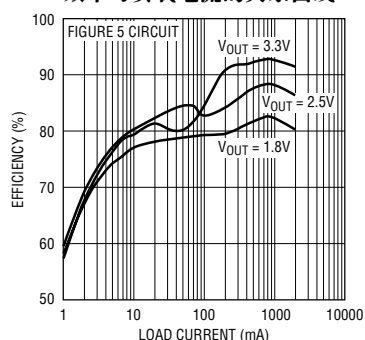
3772 G15

效率与负载电流的关系曲线



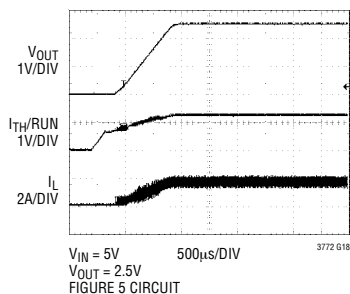
3772 G16

效率与负载电流的关系曲线



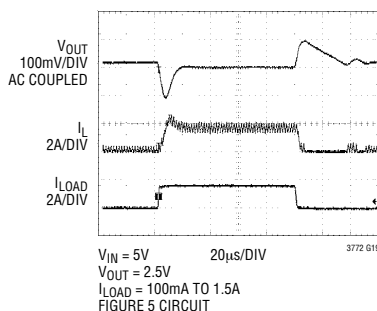
3772 G17

启动



3772 G18

负载阶跃



3772 G19

引脚功能 (DDB 封装/TS8 封装)

GND (引脚 1/引脚 4) : 接地引脚。

V_{FB} (引脚 2/引脚 3) : 从一个跨接在输出端上的外部电阻分压器来接收反馈电压。

I_{TH}/RUN (引脚 3/引脚 2) : 该引脚执行两项功能。它起着误差放大器补偿点和运行控制输入的作用。该引脚的标称电压范围为 0.7V 至 1.9V。强制该引脚的电压低于 0.6V 将导致器件被关断。在停机模式中，所有的功能均失效，而且 PGATE 引脚被保持于高电平。

I_{PRG} (引脚 4/引脚 1) : 电流检测限制引脚。三态引脚负责选择最大峰值检测电压门限。该引脚选择外部 P 沟道 MOSFET 两端的最大压降。将该引脚连接至 V_{IN}、GND 或浮置将分别选择 245mV、105mV 或 175mV。

NC (引脚 5/引脚 8) : 无需连接。

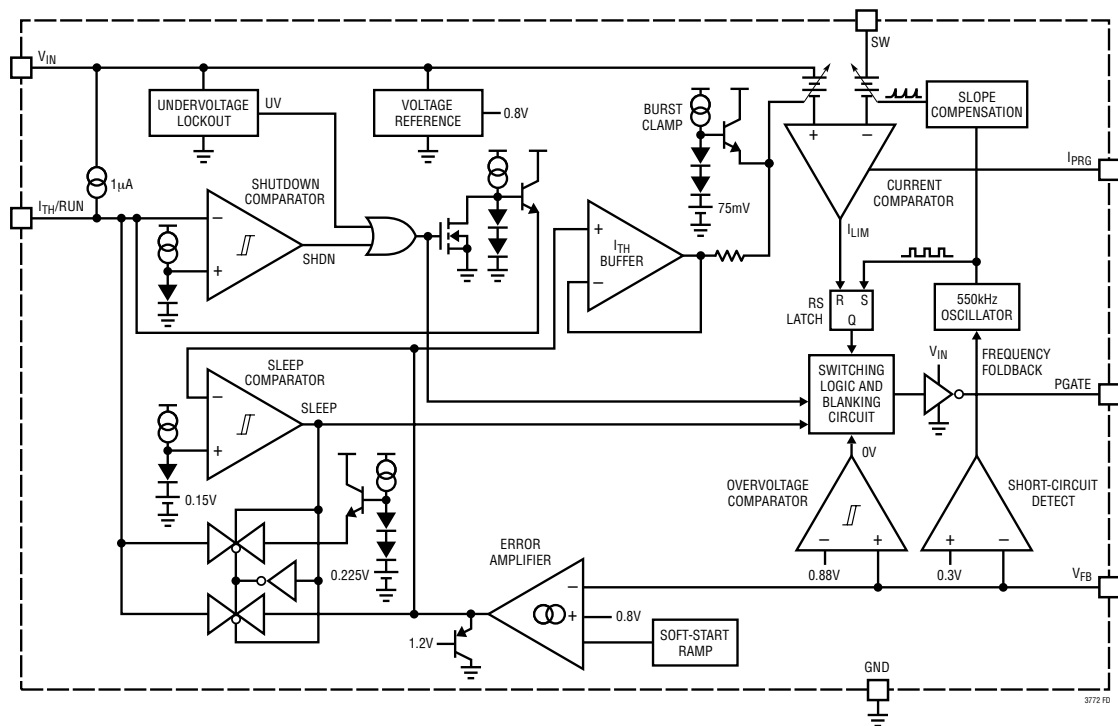
SW (引脚 6/引脚 7) : 至电感器和电流检测输入引脚的开关节点连接。一般地，外部 P 沟道 MOSFET 的漏极被连接至该引脚。

V_{IN} (引脚 7/引脚 6) : 电源和电流检测输入引脚。该引脚必须紧密去耦至 GND (引脚 4)。一般而言，外部 P 沟道 MOSFET 的源极被连接至该引脚。

PGATE (引脚 8/引脚 5) : 用于外部 P 沟道 MOSFET 的栅极驱动。该引脚的电压摆幅为 0V 至 V_{IN}。

裸露衬垫 (引脚 9，仅 DDB 封装) : 裸露衬垫为地，并且必须焊接至 PCB，以实现电连接和最佳的热性能。

功能示意图



工作原理 (参阅功能示意图)

主控制环路 (正常操作)

LTC3772 是一款恒定频率、电流模式降压型开关稳压器控制器。在正常操作过程中,当振荡器设置 RS 锁存器时,外部 P 沟道 MOSFET 每个周期都导通,而当电流比较器使锁存器复位时则关断。电流比较器发生跳变时的峰值电感器电流由 I_{TH}/RUN 引脚 (它是误差放大器的输出端) 上的电压来控制。至误差放大器的负输入是输出反馈电压 V_{FB} ,它由一个连接在 V_{OUT} 和地之间的外部电阻分压器产生。当负载电流增加时,它将导致 V_{FB} 相对 0.8V 基准发生轻微的下降,而这又会使 I_{TH}/RUN 引脚电压升高,直到平均电感器电流与新的负载电流相匹配为止。

将 I_{TH}/RUN 引脚拉至地电位可关断主控制环路。释放 I_{TH}/RUN 引脚将允许一个内部 $1\mu A$ 电流源对外部补偿网络进行充电。当 I_{TH}/RUN 引脚电压达到 0.6V 左右时,主控制环路被使能,而且, I_{TH}/RUN 引脚电压将被一个箝位电路拉至其零电流电平 - 约为一个二极管压降 (0.7V)。随著外部补偿网络充电过程的继续,对应的峰值电感器电流电平将随之提高,从而实现了正常操作。可获得的最大峰值电感器电流由 I_{TH}/RUN 引脚上的一个比零电流电平高 1.2V (约为 1.9V) 的箝位来设定。

突发模式操作

LTC3772 在低负载电流条件下 ($< I_{MAX}$ 的 10%) 执行突发模式操作。在该模式中,一个内部箝位电路将电感器的峰值电流设定在一个与 0.925V 的 I_{TH}/RUN 电压相对应的水平上,即使实际的 I_{TH}/RUN 电压低于该数值也不例外。当电感器的平均电流高于负载要求时, I_{TH}/RUN 引脚上的电压将下降。当 I_{TH}/RUN 电压降至 0.85V 时,睡眠比较器将跳变,从而关断外部 MOSFET。在睡眠模式中,输送至 IC 的输入 DC 电源电流从正常操作状态下的 $250\mu A$ 减小至 $40\mu A$ 。

在开关保持关断的情况下,平均电感器电流将减小至零,而且,负载将最终导致误差放大器输出开始移动至更高的电压。当误差放大器输出升至 0.87V 时,睡眠比较器将解除跳变,器件将恢复正常操作状态。下一个振荡器周期将接通外部 MOSFET,而且开关周期将重复。

压降方式操作

当输入电源电压降至输出电压附近时,电感器电流在导通周期里的变化率下降。该下降意味着在某些差分输入-输出条件下,外部 P 沟道 MOSFET 将在超过一个振荡器周期的时间里保持接通状态 (在关断周期里开始产生压降),这是因为电感器电流未斜坡上升至由误差放大器所设定的门限。输入电源电流的进一步下降将最终导致 P 沟道 MOSFET 始终处于接通状态 (即 DC)。这样,输出电压将由输入电压与检测电阻器、MOSFET 和电感器两端的压降之差来决定。

欠压闭锁保护

为了防止外部 P 沟道 MOSFET 在栅极驱动电压不足的情况下运作, LTC3772 内置了一个欠压闭锁电路。当输入电源电压降至约 2V 以下时, P 沟道 MOSFET 和所有的内部电路 (欠压功能电路本身除外) 均被关断。在欠压状态下,输入电源电流约为 $1\mu A$ 。

短路保护

如果输出被短路至地,则振荡器的频率从 550kHz 折返至 200kHz 左右,并维持相同的最小接通时间。这一较低的频率使得电感器电流能够安全地放电,从而防止了电流失控。在短路状态被清除之后,随著 V_{FB} 途经 0.3V 回升至 0.8V,振荡器频率将逐渐增加并返回 550kHz。

工作原理 (参阅功能示意图)

过压保护

一旦 V_{FB} 由于任何原因 (比如至一个较高电压的输出短路) 而超过其 0.8V 的调节点达 10% 以上, 则过压比较器将把外部 P 沟道 MOSFET 保持在关断状态。该比较器具有一个 40mV 的典型迟滞。

峰值电流检测电压选择和斜率补偿 (I_{PRG} 引脚)

当一个控制器的工作占空比低于 20% 时, 外部 P 沟道 MOSFET 两端所容许的峰值电流检测电压 (位于 $SENSE^+$ 和 SW 引脚之间) 由下式决定:

$$\Delta V_{SENSE(MAX)} = \frac{A(V_{ITH} - 0.7V)}{10} - 0.015$$

式中的 A 是一个由 I_{PRG} 引脚的状态所决定的常数。把 I_{PRG} 引脚浮置将选择 $A = 1.58$; 把 I_{PRG} 引脚连接至 V_{IN} 选择的是 $A = 2.2$; 把 I_{PRG} 引脚连接至 SGND 将选择 $A = 0.97$ 。 V_{ITH} 的最大值约为 1.98V, 因此, 对于上述三种不同的 I_{PRG} 引脚状态, 外部 P 沟道 MOSFET 两端所允许的最大检测电压分别为 175mV、100mV 或 250mV。

然而, 一旦控制器的占空比超过 20%, 即开始进行斜率补偿, 并按照图 1 中的曲线所给出的比例因子使峰值检测电压有效地下降。

峰值电感器电流由峰值检测电压和外部 P 沟道 MOSFET 的接通电阻来决定:

$$I_{PEAK} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{SD(ON)}}$$

软启动

V_{OUT} 的启动受控于 LTC3772 的内部软启动功能。在软启动期间, 误差放大器 EAMP 对反馈信号 V_{FB} 和在大约 0.6ms 的时间里从 0V 线性上升至 0.8V 的内部软启动斜坡信号 (而非 0.8V 基准) 加以比较。这使得输出电压能够平稳地从 0V 上升至其终值, 并保持对电感器电流的控制。在软启动电路结束之后, 软启动电路失效, 直到器件再次被置于停机模式或输入电源循环为止。

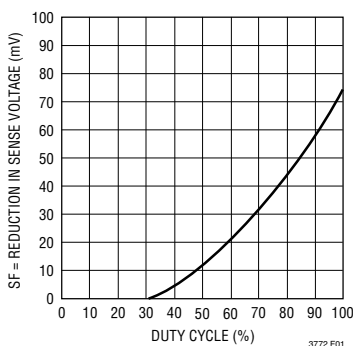


图 1: 因斜率补偿所导致的检测电压下降与占空比的关系曲线

应用信息

LTC3772 的基本应用电路示于本数据表的首页。外部元件的选择受负载要求的驱使，首先选择功率 MOSFET、电感器和输出二极管，然后选择输入旁路电容器 C_{IN} 和输出旁路电容器 C_{OUT} 。

功率 MOSFET 的选择

必须选择一个与 LTC3772 一道使用的外部 P 沟道功率 MOSFET。功率 MOSFET 的主要选择依据是门限电压 $V_{GS(TH)}$ 、“接通”电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向转移电容 C_{RSS} 和总栅电荷。

由于 LTC3772 是专为在低输入电压条件下进行操作而设计的，因此，对于工作电压与该电压接近的应用，需要采用一个低逻辑电平门限 MOSFET ($R_{DS(ON)}$ 在 $V_{GS} = 2.5V$ 的条件下得到保证)。当采用这些 MOSFET 时，应确定 LTC3772 的输入电源电压低于 V_{GS} 的绝对最大额定值。

P 沟道 MOSFET 的接通电阻的选择基于所需的负载电流。最大平均输出负载电流 $I_{OUT(MAX)}$ 等于峰值电感器电流与 1/2 峰至峰纹波电流 I_{RIPPLE} 之差。LTC3772 的电流比较器负责监视 P 沟道 MOSFET 的漏-源极间电压 V_{DS} (该电压在 V_{IN} 和 SW 引脚之间检测)。峰值电感器电流受限于由电流比较器的 I_{TH} 引脚上的电压所设定的电流门限。对 I_{TH} 引脚上的电压进行了内部箝位，这可以在 I_{PRG} 引脚浮置、被连接至低电平或被连接至高电平时分别将最大电流检测门限 $\Delta V_{SENSE(MAX)}$ 限制为 175mV、100mV 或 250mV 左右。

LTC3772 所能提供的输出电流由下式给出：

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)} - I_{RIPPLE}}{R_{SD(ON)}} \cdot \frac{1}{2}$$

一个合理的起点是将纹波电流 I_{RIPPLE} 设定为 $I_{OUT(MAX)}$ 的 40%。将上式重新整理后得出：

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{5}{6} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)}}$$

(对于占空比 < 20% 的情形)

然而，对于高于 20% 的工作占空比，必须将斜率补偿考虑在内，以便选择能够提供所需负载电流值的合适 $R_{DS(ON)}$ 数值：

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{5}{6} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)} - SF}{I_{OUT(MAX)}}$$

式中的 SF 是一个比例因子，其数值从图 1 中的曲线获得。

如果把接通电阻随温度变动所发生的显著变化考虑在内，则必须进一步提升规格要求。下面的公式对确定 25°C 条件下的所需 $R_{DS(ON)(MAX)}$ 提供了一种上佳的指导 (制造商提供的规格)，并为 LTC3772 和外部元件值的变化留有了一些余量：

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{5}{6} \cdot 0.9 \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)} - SF}{I_{OUT(MAX)} \cdot \rho_T}$$

ρ_T 是用于补偿导通电阻的温度变化的归一化项，通常约为 0.4%/°C，如图 2 所示。在大多数应用中，结点至外壳温度 T_{JC} 约为 10°C。对于 70°C 的最大环境温度，在上面的公式中采用 $\rho_{80^\circ C} \sim 1.3$ 是一种合理的选择。

所需的最小 MOSFET 接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 还受控于其容许的功耗。对于有可能在降压条件下使用

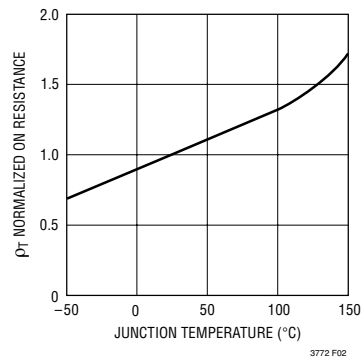


图 2： $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线

应用信息

LTC3772 (即占空比为 100%) 的应用而言, 在其最坏情况下所需的 $R_{DS(ON)}$ 由下式给定:

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

式中的 P_p 为容许的功耗, δ_p 为 $R_{DS(ON)}$ 与温度的相关性。对于一个 MOSFET, $(1 + \delta_p)$ 项通常是以归一化的 $R_{DS(ON)}$ 与温度关系曲线的形式提供的, 不过, 对于低电压 MOSFET 而言, 可采用 $\delta_p = 0.005/^\circ\text{C}$ 来作为一个近似值。

在最大占空比小于 100% 且 LTC3772 处于连续工作模式的应用中, $R_{DS(ON)}$ 由下式决定:

$$R_{DS(ON)} \cong \frac{P_p}{(DC)I_{OUT}^2 (1+\delta_p)}$$

式中的 DC 为 LTC3772 的最大工作占空比。

电感值的计算

工作频率与电感器的选择是相互关联的, 即对于相同的电感器纹波电流来说, 较高的工作频率允许采用较小的电感器。然而, 这是以牺牲效率为代价的, 原因是 MOSFET 的栅极电荷损耗有所增加。

电感值对纹波电流也有著直接的影响。纹波电流 I_{RIPPLE} 会随著电感或频率的增加而减小, 并随著 V_{IN} 或 V_{OUT} 的升高而增加。电感器的峰至峰纹波电流由下式得出:

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

式中的 f 为工作频率。如果能够接受较大数值的 I_{RIPPLE} , 则可以采用低电感, 但这会导致较高的输出电压纹波和磁芯损耗。用于设定纹波电流的一个合理的起点为 $I_{RIPPLE} = 0.4(I_{OUT(MAX)})$ 。请牢记, 最大 I_{RIPPLE} 出现于输入电压最大时。

电感器磁芯的选择

一旦确定了电感值, 就必须选择电感器的类型。对于一个固定的电感值, 实际的磁芯损耗与磁芯的大小无关, 但与所选的感应系数关系很大。随著感应系数的增加, 磁芯损耗下降。不幸的是, 电感系数的增加需要更多的线匝数, 从而导致铜损增加。

铁氧体结构的磁芯损耗非常低, 在高开关频率下优先选用, 这样就可以把设计目标集中在如何减少铜损和防止饱和上。铁氧体磁芯材料会发生“硬”饱和, 即指当超过峰值设计电流时, 电感系数会迅速遭到破坏, 这将导致电感器纹波电流突然增加, 并最终使得输出电压纹波增加。不能让磁芯饱和!

不同的磁芯材料和形状将改变一个电感器的尺寸/电流和价格/电流关系。采用铁氧体或坡莫合金材料的环芯或屏蔽式罐形磁芯体积小且不辐射太多的能量, 但其价格一般比具有相似电特性的铁粉磁芯电感器要高。电感器类型的选择主要取决于价格与尺寸要求的相互关系以及任何的辐射场/EMI 要求。Coiltronics、Coilcrafts、Toko 和 Sumida 公司可提供面向表面贴装型电感器的新型设计。

输出二极管的选择

在关断期间, 续流二极管传输负载电流。因此, 平均二极管电流取决于 P 沟道开关的占空比。在高输入电压条件下, 二极管在大部分时间里都是导电的。当 V_{IN} 达到 V_{OUT} 时, 二极管只在很少一部分时间里导电。当输出短路时, 二极管承受的应力最大。在该条件下, 二极管必须能在占空比接近 100% 的情况下安全处理 I_{PEAK} 。所以, 适当地规定二极管峰值电流和平均功耗以不超过二极管的额定值是很重要的。

应用信息

在正常的负载条件下，二极管传导的平均电流为：

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

二极管中允许的正向压降由最大短路电流来计算，公式如下：

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

式中的 P_D 为容许的功耗，将由效率和/或热特性的要求来决定。

还必须采用一个快速开关二极管来优化效率。对于低正向压降和快速开关时间来说，肖特基二极管是一种上佳的选择。请牢记：应保持短引线长度并遵循正确的接地规则，以避免产生振铃和增加功耗。

在无负载时低静态电流至关重要的应用中，还必需另外考虑输出电压条件下的二极管反向漏电流。大于几微安的漏电流有可能占到总输入电流的一个很大的百分比。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

需要采用输入电容 C_{IN} 来对上端 MOSFET 源极上的梯形电流进行滤波。为了防止产生大纹波电流，必须采用按最大 RMS 电流选取的低 ESR 输入电容器。RMS 电流由下式给出：

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

当 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，该公式具有一个最大值：即 $I_{MAX} = I_{OUT}/2$ 。这种简单的最差条件通常用于设计，因为这样的设计即使在产生较大的设计偏差时也不用担心。请注意电容器制造商所提供的额定纹波电流通常仅基于 2000 小时的使用寿命。这使得合理的做法是采用规格更高的电容器，或选择一个针对高

于所要求温度而设计的电容器。也可以把多个电容器并联起来使用以满足设计的外形尺寸或高度要求。

输出滤波电容器 C 用于平滑从电感器流至负载的电流，帮助在负载瞬变期间维持一个稳定的输出电压，并减小输出电压纹波。所选择的电容器必须具有足够低的 ESR (以便最大限度地减小电压纹波和负载阶跃瞬变) 和足够的体电容 (以确保控制环路稳定性)。

输出纹波 ΔV_{OUT} 由下式决定：

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

因为 DIL 随输入电压的增加而增加，因此在最大输入电压条件下输出纹波达到最高。有可能需要采用多个并联的电容器以满足 ESR 和 RMS 电流处理要求。固体钽电容器、特殊的聚合物电容器、铝电解电容器和陶瓷电容器均有助于表面安装的封装。特殊聚合物电容器具有非常低的 ESR，但其电容密度不及其他类型的电容器。钽电容器的电容密度最高，但重要的是只能采用那些为应用于开关电源而进行了浪涌测试的电容器。铝电解电容器的 ESR 虽然高得多，考虑包括额定纹波电流和长期稳定性，能够在对成本敏感的应用中使用，陶瓷电容器的低 ESR 特性极佳，但可能具有很高的电压系数，并产生声频压电效应。陶瓷电容器的高 Q 值和走线电感还会引发显著的振铃。

采用陶瓷输入和输出电容器

目前，外壳尺寸较小的高数值、低成本陶瓷电容器已有供应。由于它们具有高纹波电流、高额定电压和低 ESR，因而成为开关稳压器应用的理想选择。不过，在输入和输出端上采用这些电容器的时候必须谨慎。当在输入端采用一个陶瓷电容器且功率是从一个交流适配器通过长电线来输送的时候，输出端上的一个负载阶跃有可能在输入端 (V_{IN} 引脚) 上引发振铃。在最好的情况下，该振铃会被耦合至输出端并被误认为是环路的不稳定。在最坏的情况下，通过该长电线传导的瞬时涌入电流有可能在 V_{IN} 上引发一个足以损坏器件的电压尖峰。

应用信息

对于陶瓷电容器，应采用 X7R 或 X5R 型，而不要采用 Y5V 型。可供选择的产品包括 Murata GRM 系列、TDK C2012 和 Taiyo-Yuden JMK 系列。

设置输出电压

如图 3 所示，LTC3772 的输出电压均由一个精心布设于输出端上的外部反馈电阻分压器来设定。已调制输出电压由下式决定：

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)$$

为了改进频率响应，可以采用一个前馈电容器 C_{FF} 。应格外谨慎地使 V_{FB} 的布线远离噪声源 (比如电感器或 SW 线)。

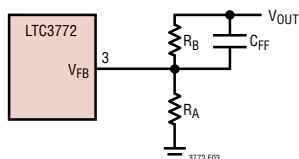


图 3：设定输出电压

效率考虑

开关稳压器的效率等于输出功率与输入功率相除所得的商再乘以 100%。对单独损耗进行分析以确定效率的限制因素以及做出何种变更能够实现最大的改进往往很有用处。效率可表达为：

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

式中的 η_1 、 η_2 等等是作为输入功率百分比的单独损耗分量。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3772 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：1) LTC3772 的 DC 偏置电流，2) MOSFET 的栅极电荷电流，3) I^2R 损耗，和 4) 输出二极管的压降。

1. V_{IN} (引脚) 电流为除去 MOSFET 驱动器和控制电流的 DC 电源电流 (在电特性参数表中给出)。 V_{IN} 电流产生一个随 V_{IN} 的增加 而增加的小损耗。
2. 功率 MOSFET 的栅极电容的开关操作产生的 MOSFET 栅极电荷电流。每当一个 MOSFET 栅极从低电平转换至高电平并再次转换至低电平时，一组电荷 dQ 从 V_{IN} 引脚移至地。合成 dQ/dt 是一个流出 V_{IN} 引脚的电流，它往往远远大于 DC 电源电流。在连续操作方式中， $I_{GATECHG} = (f)(dQ)$ 。
3. I^2R 损耗由 MOSFET、电感器和分流器的 DC 电阻来计算。在连续操作方式中，平均输出电流流过 L，但在 P 沟道 MOSFET (与 R_{SENSE} 串联) 和输出二极管之间被“斩波”。可把 MOSFET 的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 与 R_{SENSE} 之和与占空比的乘积和 L 的电阻及 R_{SENSE} 相加，以求出 I^2R 损耗。
4. 输出二极管是大电流条件下产生功率损耗的一个主要因素，而在高输入电压下它产生的功耗就更大。二极管损耗可通过计算正向电压、二极管占空比和负载电流三者的乘积来求得。例如：假设占空比为 50%，肖特基二极管的正向压降为 0.4V，则当负载电流从 0.5A 增加至 2A 时，损耗将从 0.5% 上升至 8%。
5. 转换损耗加在外部 MOSFET 上并随著工作频率和输入电压的增加而增加。转换损耗可由下式估算：

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

其他损耗 (包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 消耗以及电感器磁芯损耗) 通常只占总额外损耗的 2% 以下。

折返电流限制

如“输出二极管的选择”部分所述，当二极管几乎连续地传导电流限值时，最坏情况二极管消耗随短路输出而出现。

应用信息

为了防止二极管过热，可增加折返电流限值以根据故障的严重程度成正比地减小电流。

折返电流限制是通过在输出端和 I_{TH}/RUN 引脚之间增设二极管 D_{FB1} 和 D_{FB2} 来实现的，如图 4 所示。在发生剧烈的短路时 ($V_{OUT} = 0V$)，电流将被降至最大输出电流的 50% 左右。

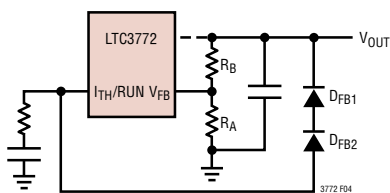


图 4：折返电流限制

检查瞬态响应

通过观察负载瞬态响应可以验证稳压器环路响应。开关稳压器需要几个周期来对负载电流的阶跃作出响应。当发生负载阶跃时， V_{OUT} 立即产生 (ΔI_{LOAD}) (ESR) 的偏移量，其中，ESR 为 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 进行充电和放电操作，这将产生一个反馈误差信号。然后，稳压器环路使 V_{OUT} 恢复至其稳态值。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃监视。OPTI-LOOP 补偿允许在一个宽输出电容和 ESR 数值范围内对瞬态响应进行优化。

I_{TH} 串联 R_C - C_C 滤波器 (见“功能方框图”) 设定主要的极点-零点环路补偿。对大多数应用来说，图 5 所示的 I_{TH} 外部元件将提供一个合适的起点。一旦完成了最终的 PC 布局并确定了特殊输出电容器类型和大小，即可对数值稍作改动 (调整范围为其推荐值的 0.2 至 5 倍) 以优化瞬态响应。需要选定输出电容器，因为它的类型和大小决定了环路反馈系数增益

和相位。一个具有 $1\mu s$ 至 $10\mu s$ 上升时间、幅度为满负载电流的 20% 至 100% 的输出电流脉冲将产生可反映整体环路稳定性的输出电压和 I_{TH} 引脚波形。可通过增大 R_C 来提高环路增益，而环路的带宽则可通过减小 C_C 来增加。输出电压稳定特性与闭环系统的稳定性相关，并将显示实际的总体电源性能。如需了解有关补偿元件优化的详细说明 (包括对控制环路理论的评述)，请参阅应用指南 76 (Application Note 76)。

再有，采用大数值 (大于 $1\mu F$) 电源旁路电容器的负载的开关操作会引发更为严重的瞬变现象。被放电的旁路电容器有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 迅速下降。如果负载开关电阻低且被快速驱动，则任何稳压器都无法提供足够的电流来防止该问题发生。唯一的解决方案是对开关驱动脉冲的上升时间加以限制，以便把负载上升时间限制在 $(25)(C_{LOAD})$ 左右。这样，一个 $10\mu F$ 电容器将需要 $250\mu s$ 的上升时间，从而将充电电流限制为约 $200mA$ 。

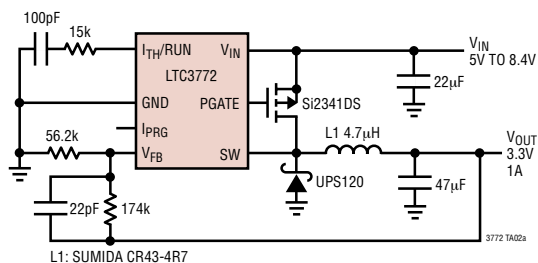
最小接通时间考虑

最小接通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是指 LTC3772 能够将上端 MOSFET 接通并随后关断的最小时间量。它由内部延时以及接通上端 MOSFET 所需的栅极电荷所决定。LTC3772 的最小接通时间约 $250ns$ 。低占空比和高频应用有可能接近该最短接通时间限值，而且，应注意确保：

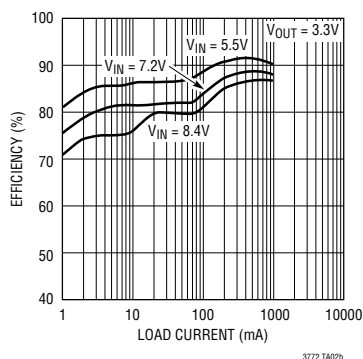
$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{f \cdot V_{IN}}$$

如果占空比降至最小接通时间所能调节的水平以下，则 LTC3772 将开始跳过某些周期。输出电压将继续被调节，但纹波电流和纹波电压将增加。

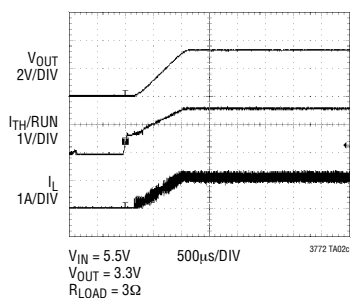
典型应用

550kHz 微功率、1A、两节锂离子电池至 3.3V_{OUT}
降压型 DC/DC 转换器

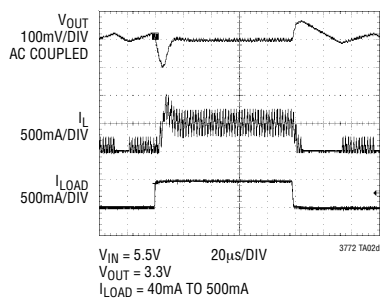
效率与负载电流的关系曲线



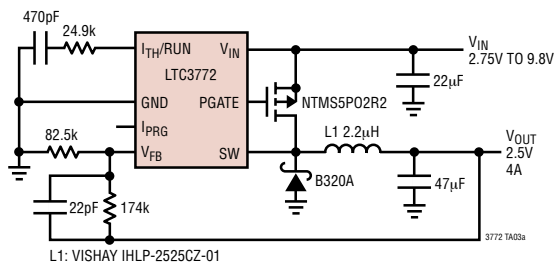
启动



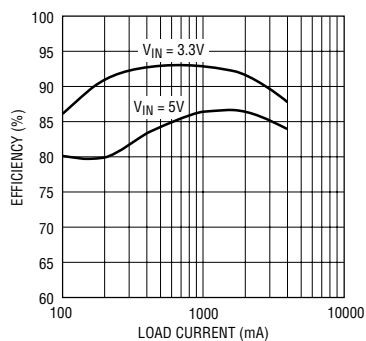
负载阶跃



550kHz 微功率 4A 降压型 DC/DC 转换器

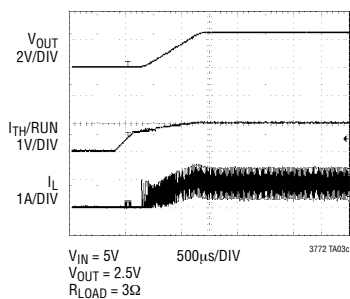


效率与负载电流的关系曲线

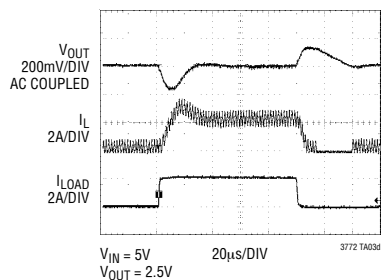


3772 TA03b

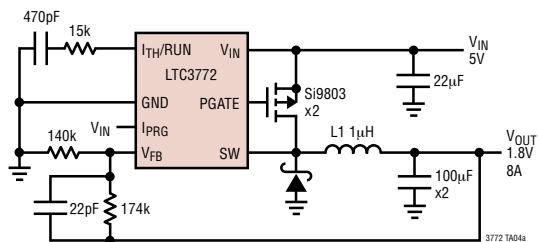
启动



负载阶跃

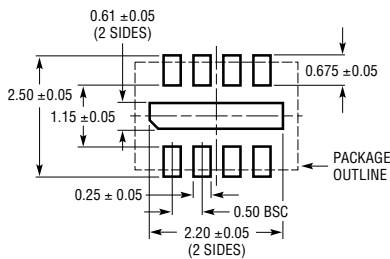


典型应用

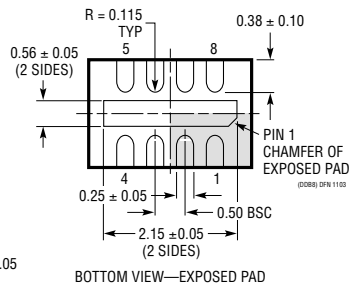
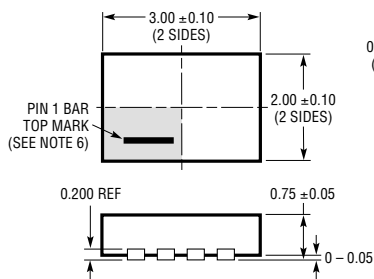
550kHz 微功率 $5V_{IN}$ 至 $1.8V_{OUT}/8A$ DC/DC 转换器

封装描述

DDB 封装
8 引脚塑料 DFN (3mm×2mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1702)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

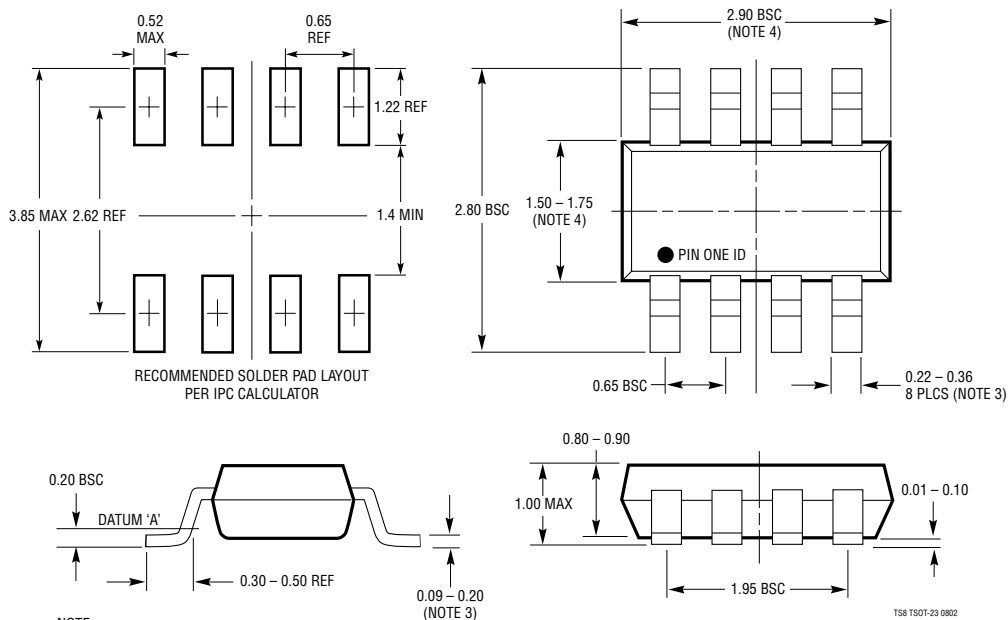


NOTE:

1. DRAWING CONFORMS TO VERSION (WECD-1) IN JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-229
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

封装描述

TS8 封装
8 引脚塑料 TSOT-23
(参考 LTC DWG # 05-08-1637)



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

TS8 TSOT-23 0802

典型应用

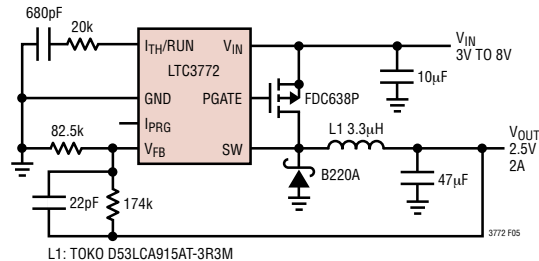


图 5：550kHz 微功率降压型 DC/DC 转换器

相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1624	采用 SO-8 封装的高效 N 沟道开关稳压控制器	N 沟道驱动器， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1625	无检测电阻器 (No R_{SENSE}^{TM}) 型同步降压型稳压器	效率达 97%，无检测电阻器
LT®1765	25V，2.75A (I_{OUT})，1.25MHz 降压型转换器	$3V \leq V_{IN} \leq 25V$ ， $V_{OUT} \geq 1.2V$ ，SO-8 和 TSSOP16 封装
LTC1771	超低电源电流降压型 DC/DC 控制器	10µA 电源电流，效率达 93%， $1.23V \leq V_{OUT} \leq 18V$ ； $2.8V \leq V_{IN} \leq 20V$
LTC1772/LTC1772B	采用 ThinSOT 封装的 550kHz 降压型 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ， $V_{OUT} \geq 0.8V$ ， $I_{OUT} \leq 6A$
LTC1778/LTC1778-1	无检测电阻器型电流模式同步降压型控制器	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ ， $0.8V \leq V_{OUT} \leq (0.9)(V_{IN})$ ， I_{OUT} 高至 20A
LTC1872/LTC1872B	采用 ThinSOT 封装的 550kHz 升压型 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ；效率达 90%
LTC3411/LTC3412	1.25/2.5A 单片式同步降压型转换器	效率达 95%， $2.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ ， $V_{OUT} \geq 0.8V$ ，TSSOP16 裸露衬垫封装
LTC3440	600mA (I_{OUT})，2MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ ，单个电感器
LTC3736	具有输出跟踪功能的双通道、两相、无检测电阻器型同步控制器	V_{IN} ：2.75V 至 9.8V， I_{OUT} 高至 5A，4mm × 4mm QFN 封装
LTC3736-1	采用扩频技术的双通道、两相、无检测电阻器型同步控制器	V_{IN} ：2.75V 至 9.8V，扩频操作，输出电压跟踪，4mm × 4mm QFN 封装
LTC3737	具有输出跟踪功能的双通道、两相、无检测电阻器型控制器	V_{IN} ：2.75V 至 9.8V， I_{OUT} 高至 5A，4mm × 4mm QFN 封装
LTC3776	面向 DDR/QDR 存储器终端的双通道、两相、无检测电阻器型同步控制器	利用一个 IC 来提供 V_{DDQ} 和 V_{TT} ， $2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ，可调恒定频率和 PLL 高达 850kHz，扩频操作，4mm × 4mm QFN 封装和 16 引脚 SSOP 封装
LTC3808	具有输出跟踪功能的无检测电阻器型低 EMI、同步降压型控制器	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ，扩频操作，3mm × 4mm DFN 封装和 16 引脚 SSOP 封装