

双输出恒定频率电流模式 降压型 DC/DC 控制器

特 点

- 高效率：高达 94%
- 容易达到高输出电流
- 宽 V_{IN} 范围：2.5V 至 9.8V
- 恒定频率 550kHz 工作
- 轻负载下 Burst Mode™ 突发方式工作
- 低压降：100% 占空比
- 0.8V 基准允许低输出电压
- 电流模式工作以获得优良电源和负载瞬态响应
- 低静态电流：270 μ A (每个控制器)
- 每个控制器具有单独停机引脚
- 停机模式仅消耗 8 μ A 供电电流 (每个控制器)
- $\pm 2.5\%$ 基准精度
- 16 引脚窄 SSOP 封装
- 每个控制器功能相互独立

应 用

- 1 或 2 节锂离子电池供电应用
- 个人信息设备
- 便携式计算机
- 分布式 3.3V、2.5V 或 1.8V 电源系统

描 述

LTC®1874 是一个双输出恒定频率电流模式降压型 DC/DC 控制器，它具有优秀的 AC 和 DC 负载以及电源调节特性。每个控制器具有一个精确的欠压闭锁，当输入电压下降到 2.0V 以下时，可关闭各自的控制器。

LTC1874 宣称具有 $\pm 2.5\%$ 输出电压精度，并且每个控制器仅消耗 270 μ A 静态电流。LTC1874 可被配置为突发模式工作，对于效率是主要考虑因素的应用而言，这提高了低输出电流的效率。

为进一步延长电池寿命，在下降 (100% 占空比) 时，每个外接 P 沟道 MOSFET 持续导通。在停机时，每个控制器仅消耗 8 μ A 电流。550kHz 高恒定工作频率允许使用较小型外接电感器。

LTC1874 采用小外形 16 引脚窄 SSOP 封装。

 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
Burst Mode 是凌特公司的商标。

典型应用

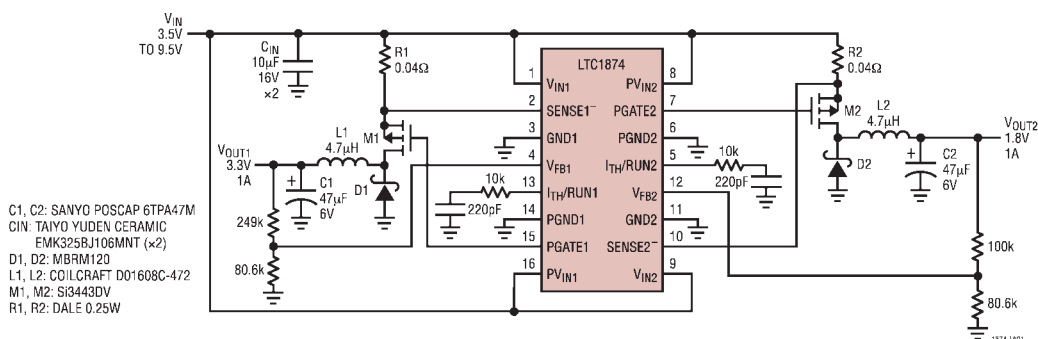


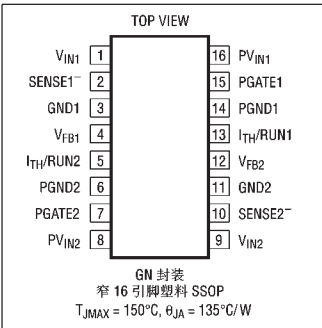
图 1：LTC1874 的 3.5V-9.5V 输入至 3.3V/1A 和 1.8V/1A 双输出降压型转换器

绝对最大额定值

(注1)

输入电源电压 (V_{IN} , PV_{IN})	–0.3V 至 10V
SENSE ⁺ , PGATE电压	–0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
V_{FB} , I_{TH}/RUN 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 (注2)	–40°C 至 85°C
结温 (注3)	150°C
引线温度 (焊接时间10秒)	300°C

封装/订购信息

	产品型号
	LTC1874EGN
	GN 型号标记
	1874

关于特别规定具有较宽工作温度范围的器件，请咨询凌特公司

电 特 性 所有指标适用于每个控制器。凡标注 ● 代表技术指标适合整个工作温度范围，否则指标是在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。除非另外注明， $V_{IN} = 4.2V$ 。(注2)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入 DC 供电电流 (每控制器)	典型值在 $V_{IN} = 4.2V$ (注4)				
正常工作	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$		270	420	μA
休眠模式	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$		230	370	μA
停机	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$, $V_{ITH}/RUN = 0$		8	22	μA
UVLO	$V_{IN} < UVLO$ 阈值		6	10	μA
欠压闭锁阈值	V_{IN} 下降 ●	1.55	2.0	2.35	V
	V_{IN} 上升	1.85	2.3	2.40	V
停机阈值 (在 I_{TH}/RUN)	●	0.15	0.35	0.55	V
启动电流源	$V_{ITH}/RUN = 0V$	0.25	0.5	0.85	μA
稳压反馈电压	$T_A = 0^\circ\text{C}$ 至 70°C (注5) ●	0.780	0.800	0.820	V
	$T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 85°C (注5) ●	0.770	0.800	0.830	V
输入电压调整	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ (注5)		0.05		mV/V
输出电压负载调整	I_{TH}/RUN 引脚流入 $5\mu A$ (注5)		2.5		mV/ μA
	I_{TH}/RUN 引脚流出 $5\mu A$ (注5)		2.5		mV/ μA
V_{FB} 输入电流	(注5)		10	50	nA
过压保护阈值	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	$V_{FB} = 0.8V$	500	550	650	kHz
	$V_{FB} = 0V$		120		kHz
栅极驱动上升时间	$C_{LOAD} = 3000pF$		40		ns
栅极驱动下降时间	$C_{LOAD} = 3000pF$		40		ns
峰值电流检测电压	(注6)		120		mV

注1：绝对最大额定值是指器件超过这个临界值可能会被损坏。

注2：LTC1874E 在 0°C 至 70°C 温度范围内保证符合性能规格。但工作温度在 -40°C 至 85°C 范围，技术指标则靠设计、特征和相关的统计过程控制来保证。

注3： T_J 是从环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 并根据下列方程计算出来：

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

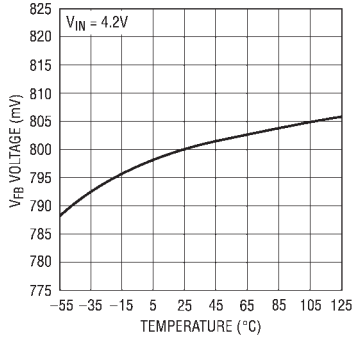
注4：由于栅电荷是在开关频率下输送，因此动态供电电流较高。

注5：LTC1874 的每个控制器是在 V_{FB} 至误差放大器输出端的反馈环路中单独测试。

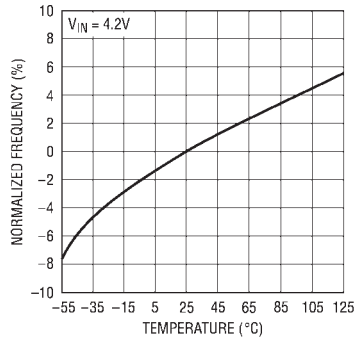
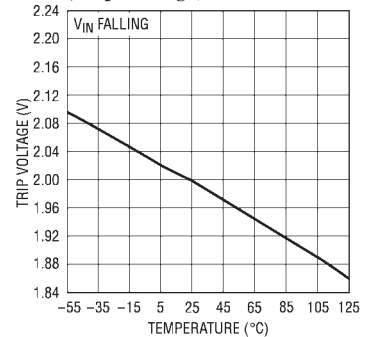
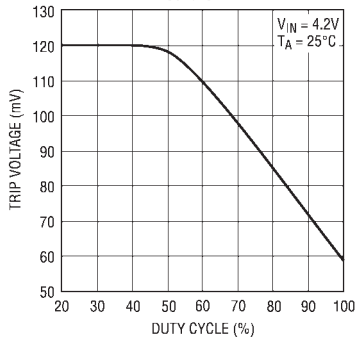
注6：如图2所示，峰值电流检测电压依据占空比而被减少到某个百分值。

典型性能特征

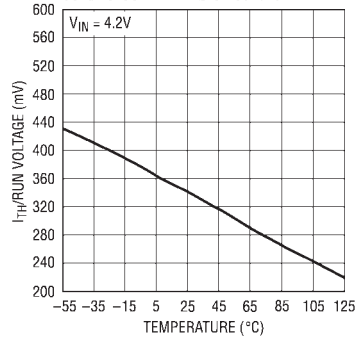
基准电压与温度的关系



标称振荡频率与温度的关系

欠压闭锁跳变电压
(Trip Voltage) 与温度的关系最大电压 ($V_{IN-SENSE}$)
与占空比的关系

停机阈值与温度的关系



引脚功能

V_{IN1} (引脚 1) : 控制器 #1 的主电源引脚。该引脚传送输入 DC 供电电流 (见电特性列表) 加上一个小量逻辑开关电流。必须将该引脚连接至 PV_{IN1} (引脚 16) 并靠近 GND1 (引脚 3) 去耦。

SENSE1⁻ (引脚 2) : 控制器 #1 电流比较器的负极输入端。

GND1 (引脚 3) : 控制器 #1 的信号地。必须连接至 PGND1 (引脚 14)。

V_{FB1} (引脚 4) : 从跨接在控制器 #1 输出端上的外接电阻分压器接收反馈电压。

I_{TH}/RUN2 (引脚 5) : 这个引脚完成两个功能。它充当误差放大器补偿点以及控制器 #2 的运行控制输入。电流比较器的阈值随著这个控制电压而增高。这个引脚的标称电压范围为 0.7V 至 1.9V。将这个引脚强制到 0.35V 以下会导致控制器 #2 停机。在停机时, 控制器 #2 的所有功能停止, 并且 PGATE2 (引脚 7) 保持高电平。

PGND2 (引脚 6) : 控制器 #2 的功率地。必须连接至 GND2 (引脚 11)。

PGATE2 (引脚 7) : 控制器 #2 的外接 P 沟道 MOSFET 栅极驱动。该引脚的电压摆幅可从 0V 至 PV_{IN2} 电压。

PV_{IN2} (引脚 8) : 控制器 #2 的电源引脚。该引脚输送动态开关电流来驱动控制器 #2 的外接 P 沟道 MOSFET 栅极。必须将该引脚连接至 V_{IN2} (引脚 9) 并靠近 PGND2 (引脚 6) 去耦。

V_{IN2} (引脚 9) : 控制器 #2 的主电源引脚。该引脚输送 DC 输入电流 (见电特性列表) 加上一个小量逻辑开关电流。必须将该引脚连接至 PV_{IN2} (引脚 8) 上并靠近 GND2 (引脚 11) 去耦。

SENSE2⁻ (引脚 10) : 控制器 #2 的电流比较器负极输入端。

GND2 (引脚 11) : 控制器 #2 的信号地。必须将该引脚连接至 PGND2 (引脚 6)。

V_{FB2} (引脚 12) : 从跨接在控制器 #2 输出端上的外接电阻分压器接收反馈电压。

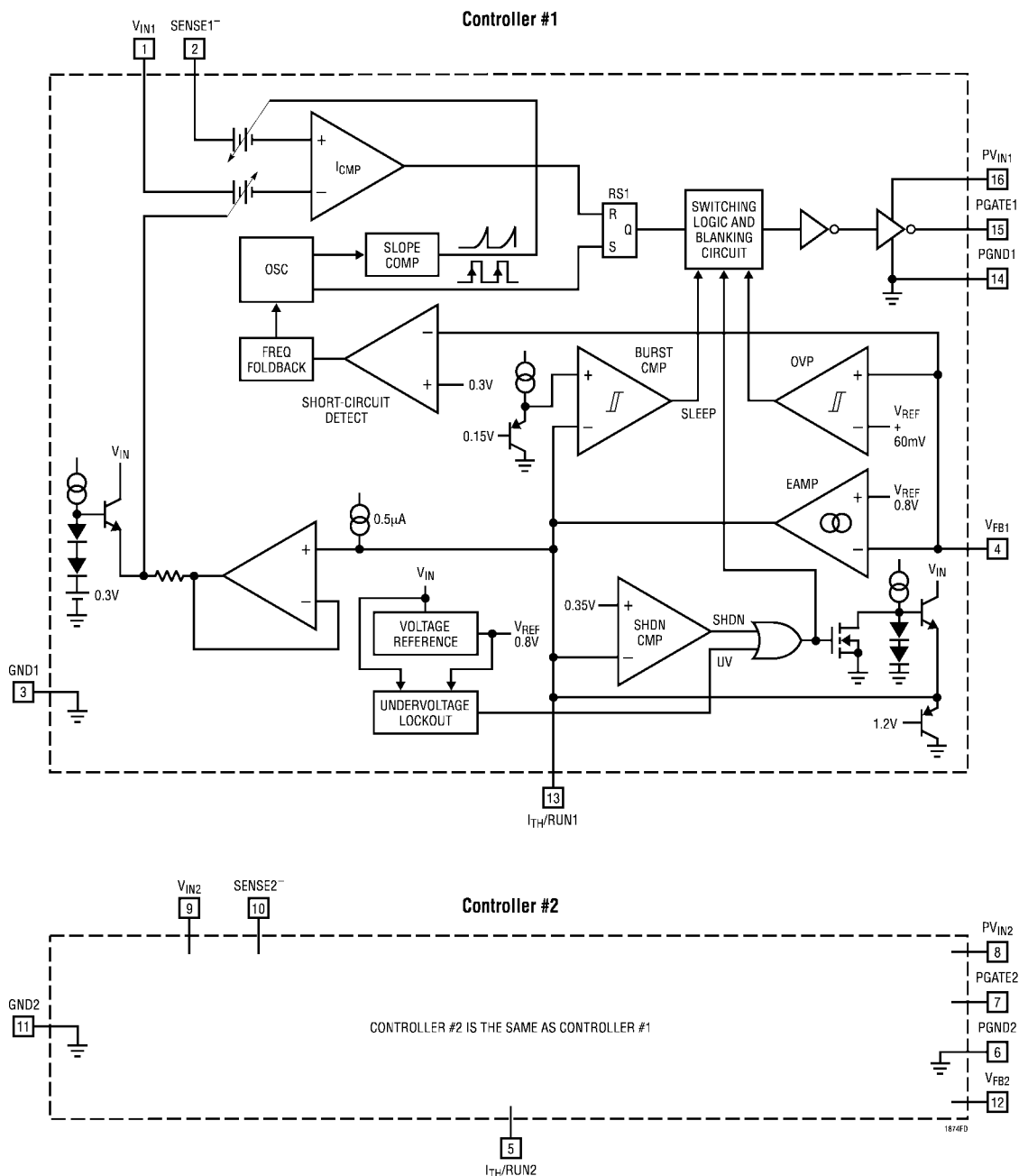
I_{TH}/RUN1 (引脚 13) : 该引脚完成两个功能。它充当误差放大器补偿点以及控制器 #1 的运行控制输入。电流比较器的阈值随著这个控制电压的增加而提高。这个引脚的标称电压范围为 0.7V 至 1.9V。将这个引脚电压强制至 0.35V 以下来关闭控制器 #1。在关闭时, 控制器 #1 的所有功能停止, 而 PGATE1 (引脚 15) 保持高电平。

PGND1 (引脚 14) : 控制器 #1 的功率地。必须连接 GND1 (引脚 3)。

PGATE1 (引脚 15) : 控制器 #1 的外接 P 沟道 MOSFET 栅极驱动。该引脚电压摆幅从 0V 至 PV_{IN1} 电压。

PV_{IN1} (引脚 16) : 控制器 #1 的电源引脚。这个引脚输送动态开关电流来驱动控制器 #1 的外接 P 沟道 MOSFET 栅极。必须将该引脚连接至 V_{IN1} (引脚 1) 并靠近 PGND1 (引脚 14) 去耦。

功能方框图



工作原理 (参见功能方框图)

LTC1874 是一个双输出恒定频率电流模式开关稳压器，两个开关稳压器的功能相同但彼此独立。以下工作原理描述是针对单个开关稳压器。

主控制回路

在正常工作中，外接 P 沟道功率 MOSFET 由振荡器导通，而当电流比较器 (I_{CMP}) 复位 RS 锁存时被关断。 I_{CMP} 复位 RS 锁存时的峰值电感电流受 I_{TH}/RUN 引脚上电压控制，这是误差放大器 EAMP 的输出。一个连在 V_{OUT} 和地之间的外部电阻分压器允许 EAMP 接收一个输出反馈电压 V_{FB} 。当负载电流增加时，将导致相对于 0.8V 基准电压而言的 V_{FB} 略微减少，进而引起 I_{TH}/RUN 电压增加直到平均电感电流与新负载电流相匹配。

通过将 I_{TH}/RUN 引脚电压拉低，主控制回路被截止。释放的 I_{TH}/RUN 引脚允许内部 0.5 μ A 电流源对外接补偿网络充电。当 I_{TH}/RUN 引脚电压达到 0.35V 时，主控制回路与 I_{TH}/RUN 电压被激活，接著上拉到大约 0.7V 的零电流水平上。随著外部补偿网络继续充电，相应的输出电流跳变随著变化，从而允许正常工作。

比较器 OVP 通过关断外接 P 沟道功率 MOSFET 来防止超过 7.5% 的瞬态过冲，并使其一直关断直到故障消除。

突发模式工作

在低负载电流时，控制器进入突发模式工作。在这种模式中，峰值电感电流被设置成如 $V_{I_{TH}/RUN} = 1V$ (在低占空比)，即使 I_{TH}/RUN 引脚上的电压值较低。如果电感器的平均电流大于负载要求， I_{TH}/RUN 引脚的电压将下降。当 I_{TH}/RUN 电压降至 0.85V 以下时，休眠信号变高，关断外接 MOSFET。当 I_{TH}/RUN

电压大于 0.925V 时，休眠信号变低，而控制器恢复正常工作。下一个振荡器周期将导通外接 MOSFET 并重复开关循环。

压降工作

当输入电源电压减少至趋近输出电压时，在导通周期里电感电流变化率下降。这种下降意味著外接 P 沟道 MOSFET 将处于导通状态，并超过一个振荡器周期，因为电感电流已经没有了上冲到由 EAMP 设置的阈值。输入电源电压进一步降低最终将 P 沟道 MOSFET 100% 导通，即是 DC。而输出电压将由输入电压减去 MOSFET、检测电阻和电感上的电压降来决定。

欠压闭锁

为避免 P 沟道 MOSFET 在安全输入电压水平以下工作，一个欠压闭锁被整合到控制器中。当输入电源电压下降到大约 2.0V 以下，除了欠压方块，P 沟道 MOSFET 以及所有电路关断这时仅消耗几个微安电流。

短路保护

当输出短接到地时，振荡器频率减少至大约 120kHz。这个较低频率允许电感电流安全放电，从而避免电流漏走。当反馈电压再次接近 0.8V 时，振荡器频率将逐渐增加到其设计额定值。

过压保护

作为进一步的保护，当反馈电压上升超过 0.8V 基准电压的 7.5% 时，控制器中的过电压比较器将关断外接 MOSFET。这个比较器具有一个 20mV 的典型迟滞。

工作原理

斜率补偿和电感峰值电流

当控制器工作在 40% 占空比以下时，电感峰值电流由下式决定：

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

但是，一旦占空比超过 40%，开始进行斜率补偿并有效地减少峰值电感电流，减少量由图 2 曲线给出。

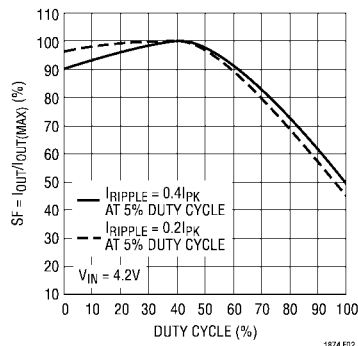


图 2：最大输出电流百分比与占空比的关系

应用信息

LTC1874 基本应用电路如图 1 所示。每个控制器的外部元件选择由负载要求决定并从选择 L_1 和 R_{SENSE} ($= R_1$) 开始。接下来，选择功率 MOSFET (M_1) 和输出二极管 (D_1)，然后再选择 C_{IN} 和 C_{OUT} ($= C_1$)。

为输出电流选择 R_{SENSE}

选择 R_{SENSE} 要基于输出电流的要求。采用电流比较器监控在 R_{SENSE} 的电压，比较器的阈值决定了电感器的峰值电流。控制器能够提供的输出电流由下式给出：

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

在这里 I_{RIPPLE} 为电感峰到峰纹波电流 (参见 "电感值计算" 部分)。

设置纹波电流的一个合理起点为 $I_{RIPPLE} = (0.4)(I_{OUT})$ 。重新整理上面的等式，在占空比 $< 40\%$ 时它变成：

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

但是对于 40% 占空比以上的工作，斜率补偿效应必

须考虑进去以选择适当的值来提供所需电流值。利用图 2， R_{SENSE} 的值为：

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

在这里 SF 为“斜率因子”。

电感值计算

工作频率和电感器选择是相互关联的，因为较高的工作频率允许使用较小的电感器以得到同样大小的电感纹波电流。但是，这要牺牲效率为代价，因为 MOSFET 的栅电荷损耗增加。

电感值对纹波电流也有一个直接影响。纹波电流 I_{RIPPLE} 随著较大电感或较高频率而减少，而随著较高 V_{IN} 或 V_{OUT} 而增大。电感器的峰到峰纹波电流由下式给出：

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

在这里 f 为工作频率。接受较大的 I_{RIPPLE} 允许采用低电感，但导致较高输出电压纹波以及较大磁芯损

应用信息

耗。设置纹波电流的一个合理起点为 $I_{\text{RIPPLE}} = 0.4 (I_{\text{OUT(MAX)}})$ 。要切记最大 I_{RIPPLE} 出现在最大输入电压上。

当一个 LTC1874 控制器以突发模式工作时，纹波电流在正常设置，使在突发周期里电感电流是连续。因此，峰到峰纹波电流一定不能超过：

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

这里隐含著一个最小的电感值为：

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

(采用 $V_{\text{IN(MAX)}} = V_{\text{IN}}$)

在电路中可以采用一个比 L_{MIN} 更小的值，然而，在突发周期电感电流将不连续。

电感磁芯的选择

一旦知道电感值，就可以选择一个市面上现成的电感器。电感应以计算出的峰值电流为其额定值。有些制造商给出了峰饱和电流以及峰 RMS 电流指标。要确保 RMS 电流指标满足你的连续负载要求。同样，为了优化效率，你需要比较不同电感器的 DC 阻值。

电感磁芯损耗通常不做说明而需要你自己评价它们。通常磁芯损耗不是问题，这是因为电感以相对低的磁通量摆幅进行工作。估计磁芯损耗的最佳方法是测量转换器效率，转换器效率将揭示出 DC 电流损耗以及磁芯损耗的不同。

许多制造商可以提供现成的电感器，普遍的制造商有 Coilcraft、Coiltronics、Panasonic、Toko、Tokin、Murata 和 Sumida。

功率 MOSFET 的选择

功率 MOSFET 的主要选择标准是阈值电压 $V_{\text{GS(TH)}}$ 、“导通”电阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、反向传输电容 C_{RSS} 以及总栅电荷。

因为控制器是针对低输入电压工作而设计，对于靠近这个电压工作的应用而言，需要一个逻辑水平阈值 MOSFET ($R_{\text{DS(ON)}}$ 被保证在 $V_{\text{GS}} = 2.5\text{V}$)。当采用这些 MOSFET 时，要确保到控制器的输入电源低于 V_{GS} 的绝对最大额定值，典型为 8V。

MOSFET 所要求的最小 $R_{\text{DS(ON)}}$ 由其允许的功率消耗决定。对于那些控制器工作在降压的应用 (即 100% 占空比)，在其最坏情况下，所要求的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 由下式给出：

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

在这里 P_{p} 为允许的功率消耗，而 δp 受 $R_{\text{DS(ON)}}$ 的温度系数影响。对于一个 MOSFET， $(1 + \delta p)$ 通常以一个标称的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 对温度曲线的形式给出，但 $\delta p = 0.005/^{\circ}\text{C}$ 可作低电压 MOSFET 的一个近似值。

在那些最大占空比小于 100%，而控制器处于连续模式的应用中， $R_{\text{DS(ON)}}$ 由下式决定：

$$R_{\text{DS(ON)}} \cong \frac{P_{\text{p}}}{(\text{DC})_{\text{IOUT}}^2 (1 + \delta p)}$$

在这里 DC 为控制器的最大工作占空比。

输出二极管选择

钳位二极管在关断时间里运送负载电流，因此二极管的平均电流由 MOSFET 的占空比来决定。在高输入电压时，二极管大部分时间处于导通状态。随著 V_{IN} 接近 V_{OUT} ，二极管只导通很短的时间。二极管的最大应力条件就是当输出短路的时候，在这种条

应用信息

件下，二极管必须安全地处理在接近 100% 占空比的 I_{PEAK} ，因此，足够地说明二极管的峰值电流和平均功率消耗很重要，这样就不会超过二极管的额定值。

在正常负载条件下，由二极管导通的平均电流为：

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

二极管允许的正向压降可从最大短路电流中计算出来：

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

这里 P_D 为允许的功率消耗并由效率和/或热要求决定。

对于低正向压降和快开关时间，肖特基二极管是一个很好的选择。切记要使引线短并观察适当接地（参见“电路板布局检查清单”）以避免振荡和增加消耗。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在连续模式中，P 沟道 MOSFET 的源电流是占空比 $(V_{OUT} + V_D)/(V_{IN} + V_D)$ 的方波。为了防止大电压瞬态，必须采用满足最大 RMS 电流要求的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

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

这个公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时具有一个最大值，在这里 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这种简单的最坏条件通常在设计时使用，因为即使再有显著的偏差也不会出错。几个电容器可以并联起来以便在设计中满足尺寸大小或高度要求。鉴于控制器的高工作频率，可以采用陶瓷电容器作为 C_{IN} 。如有什么问题请咨询制造商。

C_{OUT} 的选择受所要求的等效串联电阻 (ESR) 的驱动，通常一旦满足了 ESR 的要求，电容足以滤波。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 近似为：

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

在这里 f 为工作频率， C_{OUT} 为输出端电容，而 I_{RIPPLE} 为电感器中的纹波电流。在最大输入电压时，输出纹波最大，这是因为 ΔI_L 随输入电压的增加而增加。

一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求得到满足，RMS 电流额定值通常远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求。可将多个电容器并联起来以满足应用中 ESR 或 RMS 电流处理的要求。铝电解电容器和钽电容器都有表面贴装。钽电容器的一个优越之选择就是采用 AVX TPS 以及 KEMET T510 系列表面贴装钽电容器。

应用信息

低电源电压工作

虽然控制器能在低至大约 2.0V 时工作，但当 V_{IN} 减少到 3V 以下时，允许的最大输出电流有所下降。图 3 给出了随著电源电压下降到 2V 时的变化量。图 3 还给出了随著 V_{IN} 下降到 2.3V 以下时， V_{IN} 对 V_{REF} 的影响。

设置输出电压

控制器在反馈 (V_{FB}) 端和地之间发展了一个 0.8V 基准电压 (参见图 4)。通过选择电阻器 R1，所导致的恒定电流通过 R1 和 R2 来设置总输出电压。稳定的输出电压由下式决定：

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

对于大多数应用，建议 R1 采用一个 80k 电阻器。为避免拾取杂散噪声，要将电阻器 R1 和 R2 放置在靠近 LTC1874 的位置。

折返电流限制

正如输出二极管选择中所描述的那样，最坏情况下的消耗是出现在输出短路，这时二极管几乎连续处理电流限制值。为了避免二极管过热，可增加折返电流限制以减少与故障严重程度成比例的电流。

折返电流限制是通过在输出和 I_{TH}/RUN 引脚之间增加二极管 D_{FB1} 和 D_{FB2} 来实现的，如图 5 所示。在硬短路 ($V_{OUT} = 0V$) 时，电流将减少至最大输出电流的 50% 左右。

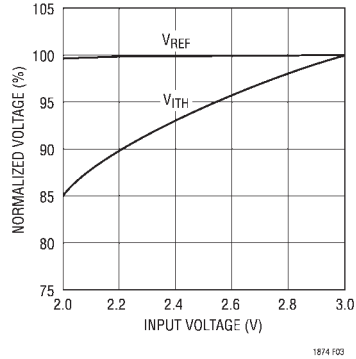


图 3： V_{REF} 和 V_{ITH} 的电压调节

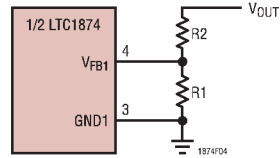


图 4：设置输出电压

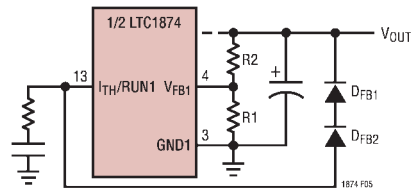


图 5：折返电流限制

应用信息

电路板布局检查清单

当印刷电路板布局时，应采用如下清单以确保 LTC1874 正常工作。这些事项用图解在图 6 所示的单控制器布局中加以说明。在你的布局中要逐一检查以下事项：

- 肖特基二极管是否就近连接在功率地 (PGND) 和外接 MOSFET 漏极之间？
- C_{IN} 的 (+) 极板是否尽可能就近连接到检测电阻上？这个电容器为 MOSFET 提供 AC 电流。
- 输入去耦合电容 ($0.1\mu\text{F}$) 是否就近连接在 V_{IN} 和信号地 (GND) 之间？
- 将 R_{SENSE} 的末端尽可能就近连接到 V_{IN} 上。 V_{IN} 引脚为电流比较器的 $SENSE^+$ 端。
- 从 $SENSE^-$ 到 $SENSE$ 电阻器的走线是否最短？走线是否就近连接到 R_{SENSE} ？
- 使开关节点 PGATE 远离敏感的小信号节点。
- V_{FB} 引脚是否直接连到反馈电阻上？电阻分压器 $R1$ 和 $R2$ 必须连接在 C_{OUT} 的 (+) 极板和信号地之间。
- PV_{IN} 必须连接到 V_{IN} ，而 PGND 必须连接到 GND。在布局中要将大电流功率通道与信号电源和信号地隔离开。建议采用一个不断的接地面。

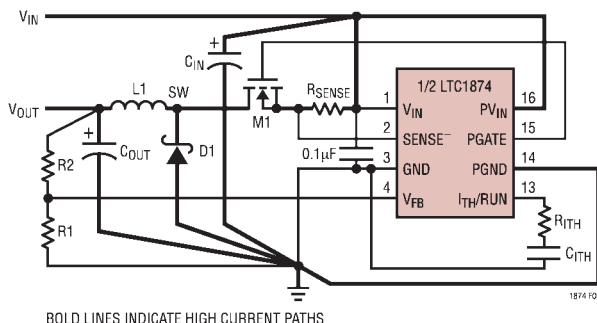
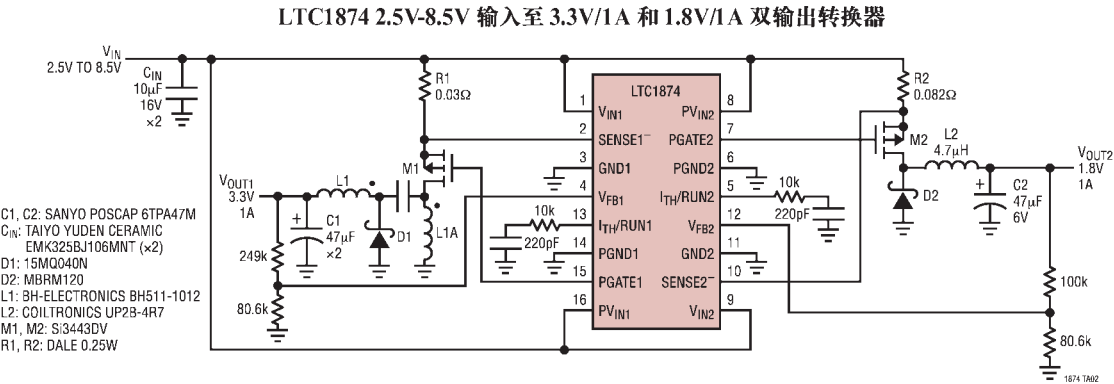


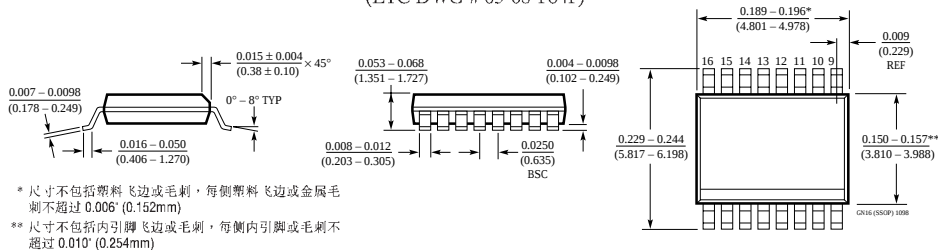
图 6：LTC1874 布局图 (参见电路板布局检查清单)

典型应用



封装描述 尺寸单位为英寸 (毫米)，除非另外说明。

GN 封装
16 引线塑料 SSOP (窄 0.150)
(LTC DWG # 05-08-1641)



相关器件

型号	描述	说明
LTC1147 系列	高效率降压式开关稳压控制器	100% 占空比, $3.5V \leq V_{IN} \leq 16V$
LTC1622	同步低输入电压电流模式降压型 DC/DC 控制器	V_{IN} 2V 至 10V, I_{OUT} 高达 4.5A, 可选突发方式工作, 8 引线 MSOP
LTC1624	高效率 SO-8 N 沟道开关稳压控制器	8 引脚 N 沟道驱动, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1625	无需检测电阻 (No R_{SENSE}^{TM}) 同步降压式稳压器	97% 效率, 无检测电阻, 高达 10A
LTC1626	低电压, 高效率降压式 DC/DC 转换器	单片, 恒定关机时间, 低电压范围: 2.5V 至 6V
LTC1628	双输出两相同步降压式控制器	最小 C_{IN} 和 C_{OUT} , $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1735	单输出高效率低噪声同步开关控制器	在高达 15A 情况下, 有高效率 5V 至 3.3V 的转换
LT1767	1.5A, 500kHz 降压式开关稳压器	高频率, 小电感器, 高效率
LTC1772	恒定频率电流模式降压型 DC/DC 控制器	V_{IN} 2.5V 至 9.8V, I_{OUT} 高达 4A, SOT-23 封装
LTC1773	同步降压式控制器	V_{IN} 2.65V 至 8.5V, I_{OUT} 高达 4A
LTC1877/LTC1878	低电压单片同步降压式稳压器	低供电电压范围: 2.65V 至 8V, $I_{OUT} = 0.5A$

No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。