

高电压、电流模式 开关稳压器控制器

特 点

- 宽输入范围：4V 至 60V
- 输出电压高达 36V (降压)
- 突发模式 (Burst Mode[®]) 操作：电源电流 <100 μ A
- 10 μ A 停机电源电流
- 基准精度达 $\pm 1.3\%$
- 200kHz 固定频率
- 驱动 N 沟道 MOSFET
- 可编程软起动
- 可编程欠压闭锁
- 用于栅极驱动的内部高电压稳压器
- 热停机
- 电流限值不受占空比的影响
- 16 引脚耐热增强型 TSSOP 封装

应 用

- 工业功率分配
- 12V 和 42V 汽车和重型设备
- 高电压单板系统
- 分布式电源系统
- 航空电子设备
- 电信电源

描 述

LT[®]3724 是一款面向中等功率、低元件数目、低成本和高效电源的 DC/DC 控制器。它提供了一个 4V 至 60V 的宽输入电压范围 (最小启动电压为 7.5V)，并能够实现降压、升压、反相的 SEPIC 拓扑结构。

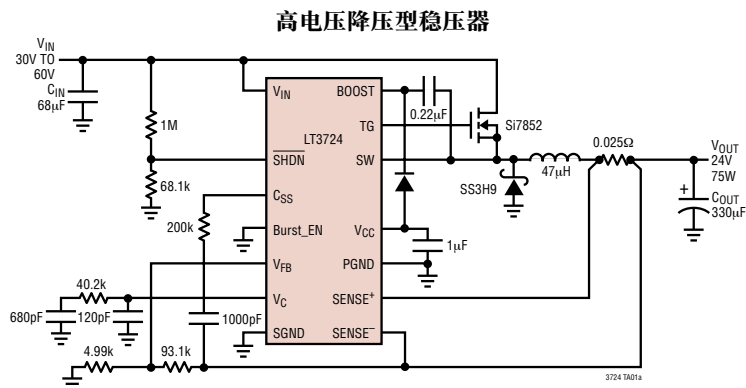
LT3724 具有突发模式操作功能，该操作模式将静态电流降至 100 μ A 以下，并可在轻负载条件下维持高效率。一个内部高电压偏置稳压器为进行简单的偏置创造了条件，并可被反向驱动以提高效率。

附加功能包括旨在实现快速电压和负载瞬态响应的固定频率电流模式控制；一个能够驱动大 N 沟道 MOSFET 的栅极驱动器；一个精准的欠压闭锁电路；10 μ A 停机电流；短路保护；和一种可编程软起动功能，该功能可在启动期间直接控制输出电压转换速率，从而限制了涌入电流、最大限度地减小了过冲并方便了电源排序。

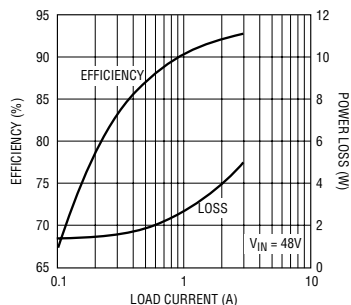
LT3724 采用 16 引脚耐热增强型 TSSOP 封装。

、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。
所有其他商标均为其各自拥有者的产权。
受包括第 5731694、6498466 和 6611131 号美国专利的保护。

典型应用



**效率和功率损耗与负载
电流的关系曲线**



绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V _{IN})	65V 至 -0.3V
自举电源电压 (BOOST)	80V 至 -0.3V
开关电压 (SW) (注 8)	65V 至 -1V
自举电压差 (BOOST 至 SW)	24V 至 -0.3V
偏置电源电压 (V _{CC})	24V 至 -0.3V
SENSE ⁺ 和 SENSE ⁻ 电压	40V 至 -0.3V
检测电压差 (SENSE ⁺ 至 SENSE ⁻)	1V 至 -1V
BURST_EN 电压	24V 至 -0.3V
V _C , V _{FB} , C _{SS} 和 SHDN 电压	5V 至 -0.3V
C _{SS} 和 SHDN 引脚电流	1mA
工作结温范围 (注 2)	
LT3724E (注 3)	-40°C 至 125°C
LT3724I	-40°C 至 125°C
贮存温度	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

TOP VIEW

FE PACKAGE
16-LEAD PLASTIC TSSOP
T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 40°C/W, θ_{JC} = 10°C/W
EXPOSED PAD IS SGND (PIN 17) MUST BE SOLDERED TO PCB

产品型号	FE 器件标记
LT3724EFE LT3724IFE	3724EFE 3724IFE

订购选项 卷带：加 #TR
无铅型：加 #PBF 无铅型卷带：加 #TRPBF
无铅型器件标记：<http://www.linear.com/leadfree/>

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°C。V_{IN} = 20V，V_{CC} = BOOST = BURST_EN = 10V，SHDN = 2V，SENSE⁻ = SENSE⁺ = 10V，SGND = PGND = SW = 0V，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V _{IN}	工作电压范围 (注 4)		● 4		60	V
	最小起动电压		● 7.5			V
	UVLO 门限 (下降)		● 3.65	3.8	3.95	V
	UVLO 门限迟滞			670		mV
I _{VIN}	V _{IN} 电源电流	V _{CC} > 9V		20		μA
	V _{IN} 突发模式电流	V _{BURST_EN} = 0V, V _{FB} = 1.35V		20		μA
	V _{IN} 停机电流	V _{SHDN} = 0V	●	9	15	μA
V _{BOOST}	工作电压范围		●		75	V
	工作电压范围 (注 5)		●		20	V
	UVLO 门限 (上升)	V _{BOOST} - V _{SW}		5		V
	UVLO 门限迟滞	V _{BOOST} - V _{SW}		400		mV
I _{BOOST}	BOOST 电源电流 (注 6)			1.4		mA
	BOOST 突发模式电流	V _{BURST_EN} = 0V		0.1		μA
	BOOST 停机电流	V _{SHDN} = 0V		0.1		μA
V _{CC}	工作电压范围 (注 5)		●		20	V
	输出电压	在整个电压和负载范围内	●	8	8.3	V
	UVLO 门限 (上升)			6.25		V
	UVLO 门限迟滞			500		mV
I _{VCC}	V _{CC} 电源电流 (注 6)		●	1.7	2.1	mA
	V _{CC} 突发模式电流	V _{BURST_EN} = 0V		80		μA
	V _{CC} 停机电流	V _{SHDN} = 0V		20		μA
	短路电流		●	-30	-55	mA

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{\text{IN}} = 20\text{V}$ ， $V_{\text{CC}} = \text{BOOST} = \text{BURST_EN} = 10\text{V}$ ， $\text{SHDN} = 2\text{V}$ ， $\text{SENSE}^- = \text{SENSE}^+ = 10\text{V}$ ， $\text{SGND} = \text{PGND} = \text{SW} = 0\text{V}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{FB}	误差放大器基准电压	在 V_{FB} 引脚上进行测量	● 1.224 1.215	1.231	1.238 1.245	V V
I_{FB}	反馈输入电流			25		nA
V_{SHDN}	使能门限 (上升) 门限迟滞		● 1.3	1.35 120	1.4	V mV
V_{SENSE}	共模范围 电流限值检测电压	$V_{\text{SENSE}^+} - V_{\text{SENSE}^-}$	● 0 ● 140	150	36 175	V mV
I_{SENSE}	输入电流 ($I_{\text{SENSE}^+} + I_{\text{SENSE}^-}$)	$V_{\text{SENSE(CM)}} = 0\text{V}$ $2\text{V} < V_{\text{SENSE(CM)}} < 3.5\text{V}$ $V_{\text{SENSE(CM)}} > 4\text{V}$		400 2 -150		μA μA μA
f_{SW}	工作频率		● 190 175	200	210 220	kHz kHz
$V_{\text{FB(SS)}}$	软起动失效电压 软起动失效迟滞	V_{FB} 上升		1.185 300		V mV
I_{SS}	软起动电容器控制电流			2		μA
g_m	误差放大器跨导		● 275	340	400	μmhos
A_V	误差放大器 DC 电压增益			62		dB
V_C	误差放大器输出范围	零电流至电流限值		1.2		V
I_{VC}	误差放大器吸收/供电电流			± 30		μA
V_{TG}	栅极驱动输出接通电压 (注 7) 栅极驱动输出关断电压	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$		9.8 0.1		V V
t_{TG}	栅极驱动脉冲上升/下降时间	10% 至 90% 或 90% 至 10%， $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$		60		ns
$t_{\text{TG(OFF)}}$	最小开关关断时间			350		ns
$t_{\text{TG(ON)}}$	最小开关接通时间		●	300	500	ns
I_{SW}	SW 引脚吸收电流	$V_{\text{SW}} = 2\text{V}$		300		mA

注 1：高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损坏。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

注 2：LT3724 具有用于在短暂过载条件下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能生效时，结温将超过 125°C 。连续工作于规定的最大工作结温以上有可能损害器件的可靠性。

注 3：LT3724E 保证满足 0°C 至 125°C 结温范围内的性能指标。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的指标通过设计、特性分析以及统计过程控制中的相关性来保证。LT3724I 的性能在 -40°C 至 125°C 的整个工作结温范围内是得到保证的。

注 4：低于启动门限 (7.5V) 的 V_{IN} 电压只在 V_{CC} 被从外部驱动至 6.5V 以上时才得到支持。

注 5：工作范围由 MOSFET 的绝对最大 V_{GS} 来确定。

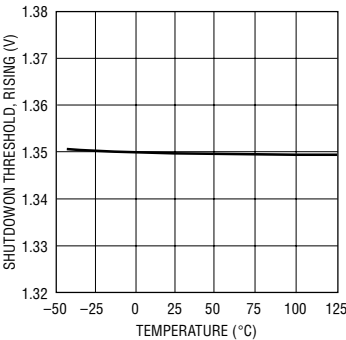
注 6：电源电流规格中不含开关驱动电流。实际电源电流将更高。

注 7：栅极驱动输出“接通”电压的 DC 测量结果通常为 8.6V。内部动态自举操作在标准开关操作期间将产生 9.8V 的典型栅极“接通”电压。标准操作栅极“接通”电压未经测试，而是由设计来提供保证的。

注 8：在 SW 引脚的 -1V 绝对最大值是一个瞬态情况。这是由设计来保证，并未进行测试。

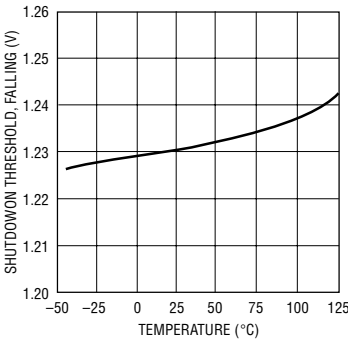
典型性能特征

停机门限 (上升) 与温度的关系曲线



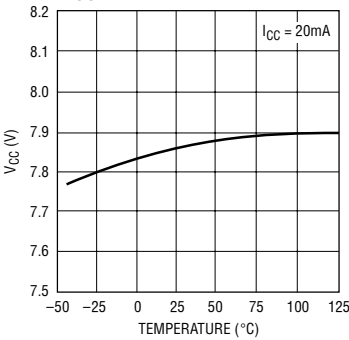
3724 G01

停机门限 (下降) 与温度的关系曲线



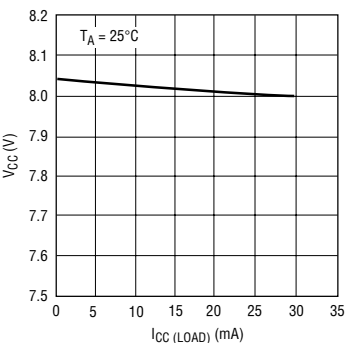
3724 G02

V_{CC} 与温度的关系曲线



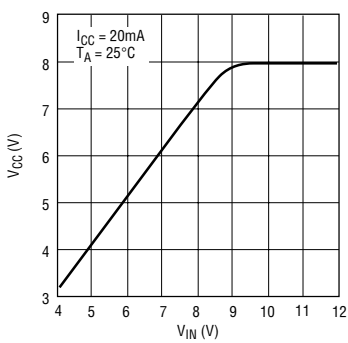
3724 G03

V_{CC} 与 I_{CC(LOAD)} 的关系曲线



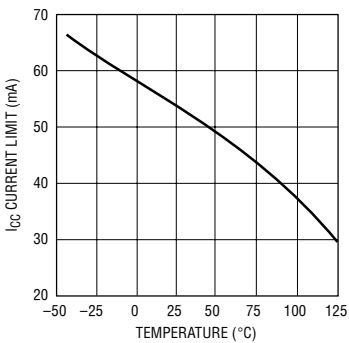
3724 G04

V_{CC} 与 V_{IN} 的关系曲线



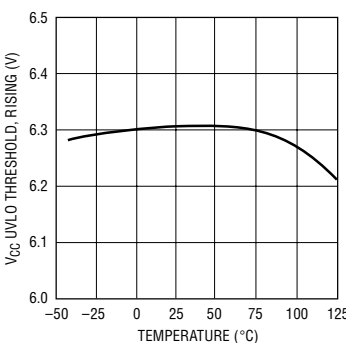
3724 G05

I_{CC} 电流限值与温度的关系曲线



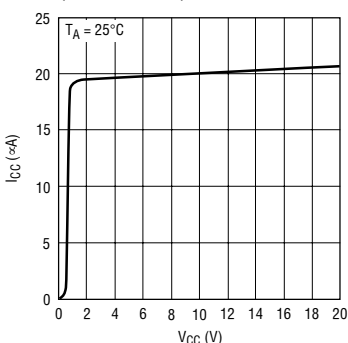
3724 G06

V_{CC} UVLO 门限 (上升) 与温度的关系曲线



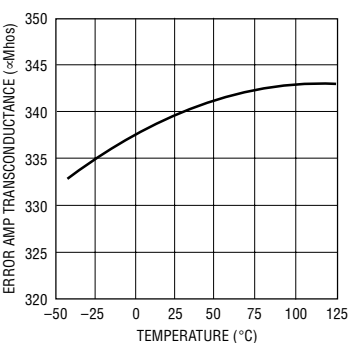
3724 G07

I_{CC} 与 V_{CC} 的关系曲线 (SHDN = 0V)



3724 G08

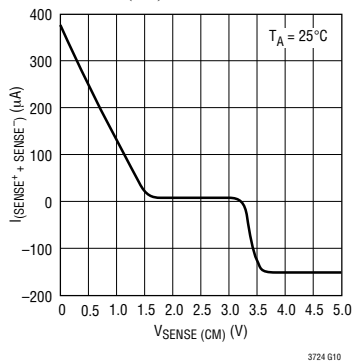
误差放大器跨导与温度的关系曲线



3724 G09

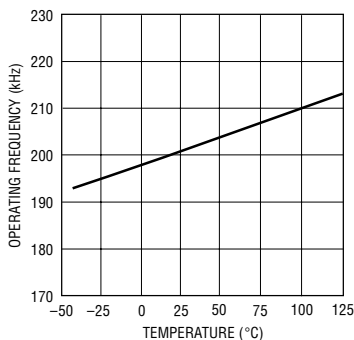
典型性能特征

$I_{(SENSE^+ + SENSE^-)}$ 与 $V_{SENSE(CM)}$ 的关系曲线



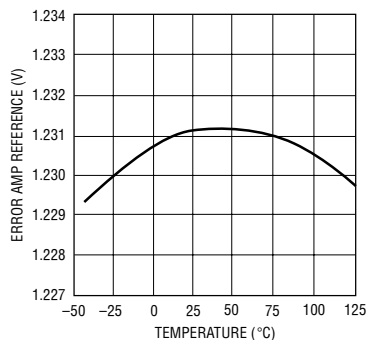
3724 G10

工作频率与温度的关系曲线



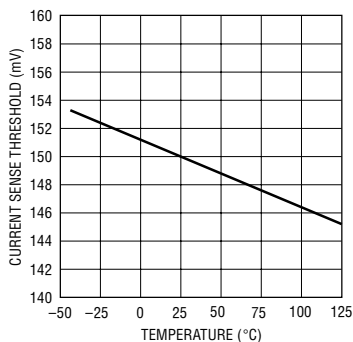
3724 G11

误差放大器基准与温度的关系曲线



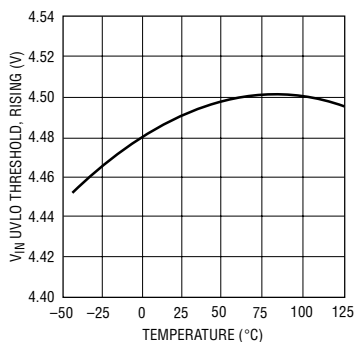
3724 G12

最大电流检测门限与温度的关系曲线



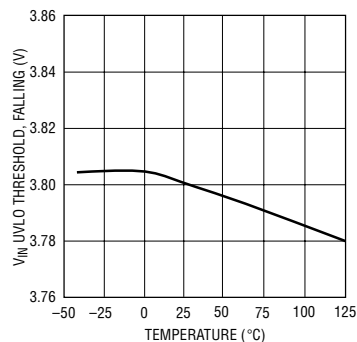
3724 G13

V_{IN} UVLO 门限 (上升) 与温度的关系曲线



3724 G14

V_{IN} UVLO 门限 (下降) 与温度的关系曲线



3724 G15

引脚功能

V_{IN} (引脚 1) : V_{IN} 引脚是主电源引脚，应通过一个布设在器件引脚附近的低 ESR 电容器来去耦至 SGND。

NC (引脚 2) : 未连接。

$\overline{\text{SHDN}}$ (引脚 3) : $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚具有一个 1.35V (上升) 的精准 IC 使能门限和 120mV 迟滞。它被用于实现一个欠压闭锁 (UVLO) 电路。请参见“应用信息”部分以了解 UVLO 功能实现方面的内容。当 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚电压被拉至一个晶体管 V_{BE} (0.7V) 以下时，将进入一个低电流停机模式，所有的内部电路均失效，而且 V_{IN} 电源电流被降至约 10 μ A。典型引脚偏置电流小于 10 μ A，并且在内部将该引脚箝位至 6V。

C_{SS} (引脚 4) : 软起动引脚被用于设置电源软起动功能。该引脚通过一个陶瓷电容器 (C_{SS}) 和 200k Ω 串联电阻器与 V_{OUT} 相连。在启动期间，对电源输出电压转换速率进行控制，以通过软起动耦合电容器来产生一个 2 μ A 的平均电流。采用下面的公式来计算针对一个给定输出电压转换速率的 C_{SS}：

$$C_{SS} = 2\mu\text{A}(t_{SS}/V_{OUT})$$

如需了解更多有关启动过程中输出电压上升时间设定的信息，请参见“应用信息”部分。把该引脚短路至 SGND 将使软起动功能失效。

BURST_EN (引脚 5) : BURST_EN 引脚被用于使能突发模式操作或使突发模式操作失效。将 BURST_EN 引脚连接至地以使能突发模式功能。把该引脚连接至 V_{CC} 将使突发模式功能失效。

V_{FB} (引脚 6) : 输出电压反馈引脚 V_{FB} 通过一个阻性分压器从外部连接至电源输出电压。V_{FB} 引脚在内部连接至误差放大器的反相输入端。在调节状态中，V_{FB} 为 1.231V。

V_C (引脚 7) : V_C 是误差放大器的输出端，其电压对应于每个振荡器周期的最大 (峰值) 开关电流。通常通过在 V_C 引脚与 SGND 之间连接一个 RC 网络来把误差放大器配置为一个积分器电路。该电路生成转换器稳压控制环路的主极点。可以配置特定的积分

器特性以优化瞬态响应。建议在该引脚与地之间连接一个 100pF 或更大的高频旁路电容器。当使能突发模式操作时 (见引脚 5 的功能说明)，V_C 引脚上的一个内部低阻抗箝位被设定于比突发门限低 100mV 的数值上，从而限制了引脚电压的负摆幅。因此，不能利用一个低阻抗电源将该引脚拉至低电平。如果必须从外部对 V_C 引脚进行控制，则可通过一个 1k Ω 串联电阻器来完成。

SGND (引脚 8、17) : SGND 引脚为低噪声地基准。应将它连接至输出电容器与 -V_{OUT} 相连的一侧。必需精心设计 PCB 的布局，以使高电流远离该 SGND 接线。请参见“应用信息”部分，以了解有关接地点的 PCB 布局的有益提示。

SENSE⁻ (引脚 9) : SENSE⁻ 引脚是电流检测放大器的负输入端，并被连接至检测电阻器与 V_{OUT} 相连的一侧以用于降压型应用。SENSE 输入端上的检测电感器电流限值被设定为 150mV。

SENSE⁺ (引脚 10) : SENSE⁺ 引脚是电流检测放大器的正输入端，并被连接至检测电阻器与电感器相连的一侧以用于降压型应用。SENSE 输入端上的检测电感器电流限值被设定为 150mV。

PGND (引脚 11) : PGND 引脚是用于内部低压侧开关和 V_{CC} 稳压器电路的高电流地基准。将该引脚直接连接至 V_{CC} 去耦电容器的负端。请参见“应用信息”部分，以了解有关接地点的 PCB 布局的有益提示。

V_{CC} (引脚 12) : V_{CC} 引脚是内部偏置电源去耦节点。采用低 ESR 1 μ F 陶瓷电容器将该节点去耦至 PGND。大多数内部 IC 功能元件均由该偏置电源来供电。一个连接在 V_{CC} 和 BOOST 引脚之间的外部二极管用于在主功率开关关断期间对自举电容器进行充电。由一个外部 DC 电压源 (例如降压型稳压器电源的 V_{OUT} 输出) 来对 V_{CC} 引脚进行反向驱动可提高总体效率并降低 IC 中的功耗。在停机模式中，该引脚吸收 20 μ A 电流，直到该引脚的电压被放电至 0V 为止。

NC (引脚 13) : 未连接。

引脚功能

SW (引脚 14) : 在降压应用中，SW 引脚被连接至一个外部箝位肖特基二极管的负极、功率 MOSFET 的漏极和电感器。SW 节点电压摆幅从功率 MOSFET 接通期间的 V_{IN} 至功率 MOSFET 关断期间地电位以下的一个肖特基二极管压降。在没有用于对肖特基二极管进行稳流的足够电流的启动和操作模式中，一个内部开关被接通，以把 SW 引脚拉至地电位，这样就能够对 BOOST 引脚电容器进行充电。在选择肖特基二极管时应缜密思考，以限制 SW 引脚上的负电压摆幅。

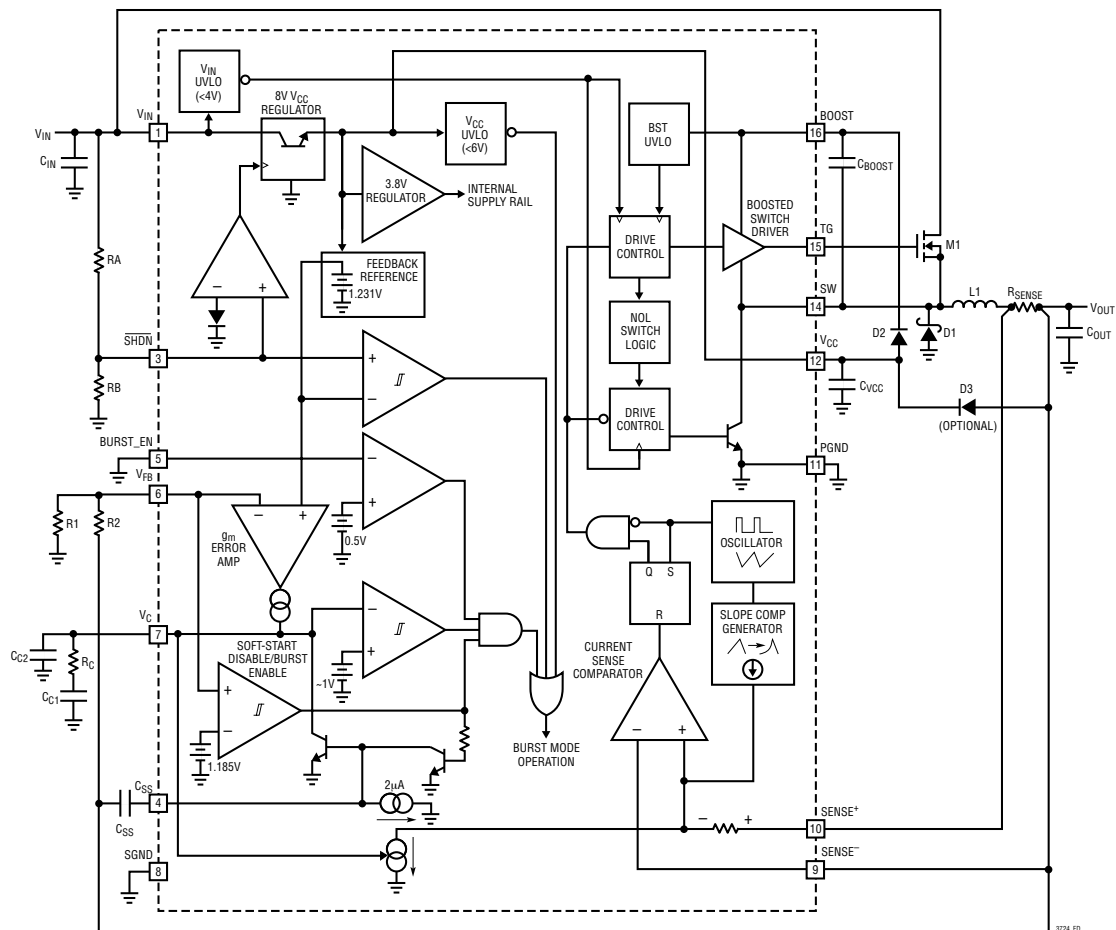
TG (引脚 15) : TG 引脚是用于上端 N 沟道 MOSFET 的自举栅极驱动器。由于速度非常快的高电流是由该引脚来驱动的，因此，应采用一根简短而宽阔 (宽

度通常为 0.02 英寸) 的 PCB 走线来把该引脚连接至功率 MOSFET 的栅极，以最大限度地减小电感系数。

BOOST (引脚 16) : BOOST 引脚是用于自举栅极驱动器的电源，并在外部连接至一个以 SW 引脚为基准的低 ESR 陶瓷升压电容器。BOOST 电容器的推荐值 C_{BOOST} 是上端 MOSFET 总输入电容的 50 倍。在大多数应用中，采用 0.1 μF 的电容器就足够了。该引脚所承受的最大电压为 $V_{IN} + V_{CC}$ (以地为基准)，并被限制于 75V。

裸露衬垫 (SGND) (引脚 17) : 裸露引线框架在内部连接至 SGND 引脚。将裸露衬垫连接至 PCB 的地以实现电接触和最佳的热性能。

功能示意图



3724 FO

工作原理 (参阅功能示意图)

LT3724 是一款采用恒定频率、电流模式控制架构的 PWM 控制器。它专为中低功率开关稳压器应用而设计。其高工作电压能力使得它能够在无需采用变压器的情况下对高达 60V 的输入电压进行升压或降压操作。LT3724 是在非同步应用中使用的, 这意味着用一个稳流整流器二极管 (功能示意图中的 D1) 来取代下端 MOSFET。如需了解电路工作原理, 请查阅 IC 的功能示意图和本数据表首页上的典型应用。LT3800 是一款采用同步整流的相似器件, 它在降压应用中用一个 MOSFET 代替了二极管。

主控制环路

在正常操作过程中, 外部 N 沟道 MOSFET 开关在每个周期的起点接通。该开关将保持接通状态, 直到电感器中的电流超过由 DC 控制电压 V_C (它是电压控制环路的输出) 所设定的电流门限为止。电压控制环路通过 V_{FB} 引脚电压来监视输出电压, 并将之与一个 1.231V 的内部基准进行比较。当 V_{FB} 电压低于基准电压时, 它将提高电流门限; 而当 V_{FB} 电压高于基准电压时, 它将降低电流门限。例如, 当负载电流增加时, 输出电压下降, 因而导致 V_{FB} 电压下降 (相对于 1.231V 基准)。电压控制环路在检测到该压降后将提高电流门限。峰值电感器电流将增加, 直到平均电感器电流与新的负载电流相等且输出电压返回调节状态为止。

电流限制/短路

电感器电流采用一个串联检测电阻器来测量 (见本数据表首页上的“典型应用”)。当检测电阻器两端的电压达到最大电流检测门限 (通常为 150mV) 时, TG MOSFET 驱动器在该周期剩余的时间里将失效。如果最大电流检测门限在下一个周期的起点仍然被超过, 则将跳过整个周期。周期跳跃可在短路期间 (特别是当 V_{IN} 为高电平时) 将电感器电流保持在一个合理的数值上。检测电阻器阻值的设定将在“应用信息”部分讨论。

V_{CC} /升压电源

一个内部 V_{CC} 稳压器负责在所有的工作条件下 (MOSFET 栅极电荷负载高达 90nC) 提供从 V_{IN} 获得的、用于启动的栅极驱动电源。该稳压器能够在 V_{IN} 电压高达 60V 的应用中连续工作, 前提是 V_{IN} 电压和/或 MOSFET 栅极充电电流并未在 IC 中产生过大的功耗。针对稳压器连续使用的安全工作条件示于图1。在这些条件被突破的应用中, V_{CC} 必须在启动之后从一个外部电源获得。然而, 对于那些短暂 V_{IN} 瞬变超过容许连续电压的应用中的“全天候”使用条件, LT3724 稳压器却能够胜任。

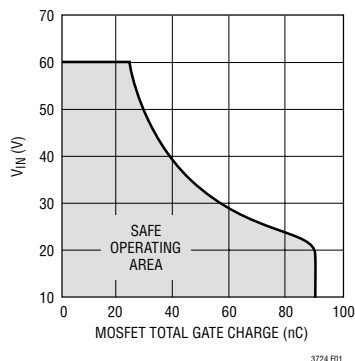


图1: V_{CC} 稳压器连续工作条件

为了获得较高的转换器工作效率和较低的 IC 功耗, V_{CC} 也可以由一个外部电源 (比如转换器输出) 来供电。当一个外部电源通过一个外部二极管来对内部 V_{CC} 稳压器进行反向驱动且 V_{CC} 电压被拉至其调节电压以上达一个二极管压降时, 内部稳压器失效并进入一个低电流模式。 V_{CC} 是用于大多数内部 IC 功能元件的偏置电源, 而且还被用来通过一个外部二极管对自举电容器 (C_{BOOST}) 进行充电。由自举电容器来给外部 MOSFET 开关施加偏压。当外部 MOSFET 开关关断时, 一个集电极与 SW 引脚相连、而发射极与 PGND 引脚相连的内部 BJT 开关被接通, 以把 SW 节点拉至 PGND, 并对自举电容器进行再充电。该开关将保持接通状态, 直到下一个周期开始或自举电容器充满电为止。

工作原理 (参阅功能示意图)

MOSFET 驱动器

LT3724 包含一个用于接通和关断外部 N 沟道 MOSFET 开关的高速升压驱动器。MOSFET 驱动器从以 SW 引脚和 MOSFET 的源极为基准的升压电容器来获取其电源。该驱动器提供了一个用于快速接通 MOSFET 的大电流脉冲,以最大限度地缩短转换时间。对于较高电流的操作,可采取将多个 MOSFET 加以并联的方法。

为了消除在 MOSFET 和内部 SW 下拉开关之间发生贯通的可能性,采用了一个自适应型非重叠电路,该电路可确保内部下拉开关在 MOSFET 的栅极电压处于其接通门限以下之前不会接通。

低电流操作(突发模式操作)

为了提高低电流负载条件下的效率,LT3724 具有在凌特公司专有的突发模式中运作的功能,在该模式中,外部 MOSFET 可根据负载电流需求进行间歇式操作。把 BURST_EN 引脚连接至 V_{CC} 将使突发模式操作功能失效,而把 BURST_EN 引脚连接至 SGND 将使能该操作模式。

如果通过 V_C 引脚电压检测的所需开关电流低于最大值的 15%,则采用突发模式操作,而且该检测电流水平被锁存于 IC 控制通路中。如果输出负载要求的开关电流小于该锁存的电流水平,则转换器将在每个开关周期中对输出实施轻微的过驱动。该过驱动条件在内部检测,并强制 V_C 引脚上的电压继续下降。当 V_C 引脚电压在 15% 负载电平以下下降 150mV 时,开关操作失效,LT3724 将其大部分内部电路关断,从而将总静态电流降至 100 μ A。当转换器输出开始下降时, V_C 引脚电压开始爬升。当 V_C 引脚上的电压回升至 15% 负载电平时,IC 返回正常操作状态且开关操作恢复。 V_C 引脚上的一个内部箝位被设定于输出失效门限以下 100mV,这限制了引脚

电压的负摆幅,从而最大限度地减小了突发模式操作期间的转换器输出纹波。

在突发模式操作过程中, V_{IN} 引脚电流为 20 μ A 且 V_{CC} 电流被减小至 80 μ A。如果未对 V_{CC} 提供外部驱动,则所有的 V_{CC} 偏置电流均产生自 V_{IN} 引脚,从而提供了 100 μ A 的总 V_{IN} 电流。当采用一个由输出获得的电源来驱动 V_{CC} 时,可以进一步减小突发电流,因为这样一来转换器占空比将使 V_{IN} 电流的 V_{CC} 分量有所减小。

启动

下面这一节描述的是电源的启动以及降压电源上电并运行时低至 4V 电压条件下的操作。为了保护 LT3724 和开关电源,如“电特性”表所示,在 V_{IN} 、 V_{CC} 和 V_{BOOST} 上设置了具有迟滞的内部欠压闭锁(UVLO)电路。启动和连续操作要求所有这三种欠压闭锁条件均应得到满足,原因是 TG MOSFET 驱动器在任何 UVLO 故障条件下都是失效的。在启动过程中,对于大多数应用来说, V_{CC} 都是由 V_{IN} 通过 LT3724 的高电压线性稳压器来供电的。这就要求 V_{IN} 足够高,以把 V_{CC} 电压驱动至其欠压闭锁门限之上。而 V_{CC} 也必须足够高,以通过一个外部二极管来对 BOOST 电容器进行充电,从而使 BOOST 电压高于其欠压闭锁门限。在 TG 功率 MOSFET 关断期间,一个 NPN 开关负责在每个周期将 SW 节点拉至地电位,以确保 BOOST 电容器被维持于满充电状态。一旦电源上电并运行,则电源的输出电压便能够通过一个外部二极管对 V_{CC} 进行反向驱动。内部电路使高电压稳压器失效,以保存 V_{IN} 电源电流。当输出电压过低或过高而无法对 V_{CC} 进行反向驱动时,需要采用诸如倍压器或线性稳压器等附加电路。一旦由 V_{IN} 以外的某个电源来对 V_{CC} 进行反向驱动,则可在维持正常操作的情况下将 V_{IN} 降至 4V。

工作原理 (参阅功能示意图)

软起动

软起动功能负责在启动期间对电源输出电压的转换速率进行控制。一个受控的输出电压斜坡最大限度地减小了输出电压过冲，减小了来自 V_{IN} 电源的涌入电流并方便了电源排序。一个连接在电源的 V_{OUT} 和 IC 的 C_{SS} 引脚之间的电容器 C_{SS} 用于设置转换速率。该电容器提供了一个至 C_{SS} 引脚的电流，该电流的大小与输出电压的 dV/dt 成比例。软起动电路取代控制环路，并调节电感器电流，直到输出电压转换速率通过软起动电容器产生一个 $2\mu A$ 电流为止。如果该电流大于 $2\mu A$ ，则降低由 DC 控制电压 V_C 所设定的电流门限，而且电感器电流减小。这又使输出电流减小，并降低了输出电压转换速率。如果该电流小于 $2\mu A$ ，则提高由 DC 控制电压 V_C 所设定的电流门限，而且电感器电流增加。这又使输出电流增大，并提升了输出电压转换速率。一旦输出电压处于其调节电压的 5% 以内，则软起动电路失效，并由主控制环路来调节输出。当输出电压降至其调节值的 70% 以下时，软起动电路被重新启动。

斜率/反斜率补偿

该 IC 采用了斜率补偿，旨在消除电流控制环路中潜在的次谐波振荡。该 IC 的斜率补偿电路在检测

电流上强加了一个人为斜坡，以便随著占空比的增加来提高斜率。

不幸的是，这一附加的斜坡常常会影响检测电流值，从而使可实现的电流限值产生与增添的斜坡所代表的数值相等的降幅。因此，随著占空比的增加，电流限值通常减小。然而，LT3724 采用了一个反斜率补偿电路，旨在消除因斜率补偿所引起的电流限值下降。与把一个斜率补偿斜坡加至检测电流一样，一个相似的斜坡被加至电流限制门限。最终结果是电流限值没有下降，因此 LT3724 能够提供满功率，而丝毫不受所需占空比的影响。

停机

LT3724 包括一个停机模式，在该模式中，所有的内部 IC 功能均失效，而且 V_{IN} 电流被减小至 $10\mu A$ 以下。停机引脚可被用于具有迟滞的欠压闭锁、低功耗停机或作为转换器输出的一个通用接通/关断控制。停机功能具有两个门限。第一个门限 (一个具有 120mV 迟滞的精准 1.23V 门限) 用于使转换器的开关操作功能失效。第二个门限 (相对于 SGND 约为 0.7V) 则用于使所有的内部电路完全失效，并把 V_{IN} 电流减小至 $10\mu A$ 以下。更多信息请参见“应用信息”部分。

应用信息

示于本数据表首页上的“典型应用”中的基本 LT3724 降压型应用可将一个较大的正输入电压转换为一个较低的正或负输出电压。本“应用信息”部分将帮助您针对电源的要求来选择合适的元件。

R_{SENSE} 的选择

电流检测电阻器 R_{SENSE} 用于监视电源的电感器电流 (见本数据表首页上的“典型应用”)。其数值是根据所需的最大输出负载电流来选择的。LT3724 电流检测放大器具有一个典型值为 150mV 的最大电压门限。于是, 峰值电感器电流为 150mV/R_{SENSE}。最大输出负载电流 I_{OUT(MAX)} 为峰值电感器电流与 1/2 峰至峰纹波电流 ΔI_L 之差。

在为纹波电流和外部元件容限提供了足够裕度的情况下, 可按下来式来计算 R_{SENSE} :

$$R_{SENSE} = \frac{100mV}{I_{OUT(MAX)}}$$

R_{SENSE} 的典型值在 0.005 Ω 至 0.05 Ω 的范围内。

电感器的选择

电感器选择的关键参数是最小电感值、伏特·秒乘积、饱和电流和/或 RMS 电流。

最小电感值由下式计算：

$$L \leq V_{OUT} \cdot \frac{V_{IN(MAX)} - V_{OUT}}{f_{SW} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot \Delta I_L}$$

式中的 f_{SW} 为开关频率 (200kHz)。

ΔI_L 的典型数值范围为 (0.2 • I_{OUT(MAX)}) 至 (0.5 • I_{OUT(MAX)})，式中的 I_{OUT(MAX)} 为电源的最大负载电流。采用 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{OUT(MAX)}$ 将在电感器性能与电感器体积和成本之间实现一种上佳的设计折衷方案。较高的 ΔI_L 值将增加峰值电流, 因而需要在电源的输入和输出端上进行更多的滤波处理。如果 ΔI_L 过高, 则斜率补偿电路无效, 而且还会在占空比大

于 50% 的情况下出现电流模式不稳定的现象。较低的 ΔI_L 值则需要采用体积较大且成本较为昂贵的磁性元件。采用 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{OUT(MAX)}$ 将产生一个以电源的 DC 输出电流为中心的 $\pm 15\% \cdot I_{OUT(MAX)}$ 纹波电流。

有些磁性元件供应商在其产品数据表中规定了一个伏特·秒乘积。对于数据表中未列出该规格的产品, 应咨询供应商, 以确保您的设计未突破该规格的限制。伏特·秒乘积由下式来计算：

$$\text{伏特·秒}(\mu\text{sec}) = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} \cdot f_{SW}}$$

磁性元件供应商提供的技术规格中有的包括饱和电流, 有的包括 RMS 电流, 有的则两者都包括。当根据电感器饱和电流来选择电感器时, 采用流过电感器的峰值电流, 即 I_{OUT(MAX)} + $\Delta I_L/2$ 。电感器饱和电流规格指的是在零电流条件下测量的电感值产生了规定大小的降幅 (通常为 30%) 时的电流值。

当根据 RMS 额定电流来选择电感器时, 采用流过电感器的平均电流, 即 I_{OUT(MAX)}。RMS 电流规格指的是在器件产生一个规定温升 (通常是在 25°C 环境温度基础上升高 40°C) 时的 RMS 电流值。

在计算出针对您的设计的最小电感值、伏特·秒乘积、饱和电流和 RMS 电流之后, 选择一个现售的电感器。磁性元件供应商名单可登录 www.linear.com 网站查询, 或与凌特公司的应用部门联系。

如需了解有关电感器选择的更多详细信息, 请参见凌特公司出版的“应用指南 44” (Application Note 44) 的“电感器选择”部分。

降压型稳压器：MOSFET 的选择

外部 N 沟道标准级功率 MOSFET 的选择依据包括接通电阻 (R_{DS(ON)})、反向转移电容 (C_{RSS})、最大漏源极电压 (V_{DSS})、总栅极电荷 (Q_G) 和最大连续漏电流。

应用信息

为了实现效率的最大化，应最大限度地减小 $R_{DS(ON)}$ 和 C_{RSS} 。低 $R_{DS(ON)}$ 最大限度地减少了传导损耗，而低 C_{RSS} 则最大限度地降低了转换损耗。问题是 $R_{DS(ON)}$ 与 C_{RSS} 之间存在著一种反比关系。在选定 MOSFET 的过程中，实现转换损耗与传导损耗之间的平衡不失为一条上佳的思路。应选择合适的 MOSFET 来在上述两种损耗之间进行权衡折衷。

计算 MOSFET 的最大传导损耗：

$$P_{COND} = (I_{OUT(MAX)})^2 \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) (R_{DS(ON)})$$

请注意， $R_{DS(ON)}$ 具有一个很大的正温度相关性。MOSFET 制造商提供的数据表中包含一条曲线，即“ $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线”。

计算最大转换损耗：

$$P_{TRAN} = (k)(V_{IN})^2 (I_{OUT(MAX)})(C_{RSS})(f_{SW})$$

式中的 k 是一个与栅极驱动器电流成反比的常数，对于 LT3724 应用，近似为 $k = 2$ 。

MOSFET 的总最大功耗为这两个损耗项之和：

$$P_{FET(TOTAL)} = P_{COND} + P_{TRAN}$$

为了实现高电源效率，应使 $P_{FET(TOTAL)}$ 小于总输出功率的 3%。此外，还应完成一项热分析，以确保 MOSFET 结温未被超过。

$$T_J = T_A + P_{FET(TOTAL)} \cdot \theta_{JA}$$

式中的 θ_{JA} 为封装热阻， T_A 为环境温度。应使 T_J 的计算值低于最大规定结温（典型值为 150°C）。

请注意，当 V_{IN} 为高电平时，可能以转换损耗为主。一个具有较高 $R_{DS(ON)}$ 和较低 C_{RSS} 的 MOSFET 可以提供较高的效率。具有较高电压 V_{DSS} 规格的 MOSFET 通常具有较高的 $R_{DS(ON)}$ 和较低的 C_{RSS} 。

选择合适的 MOSFET V_{DSS} 规格以超过 MOSFET 的漏极至源极两端的最大电压（即 $V_{IN(MAX)}$ 与开关节点上的任何附加振铃之和）。凭借优良的 PCB 布

局能够显著减少开关节点上的振铃，而且，如果必要的话，还可以采用一个 RC 缓冲器。

内部 V_{CC} 稳压器工作范围将最大总 MOSFET 栅极电荷 Q_G 限制为 90nC。“ Q_G 与 V_{GS} 的关系”规格在 MOSFET 数据表中一般都有提供。采用 V_{GS} 为 8V 条件下的 Q_G 。如果由一个外部电压对 V_{CC} 进行反向驱动，则 MOSFET 驱动电流将不由 LT3724 的内部稳压器来提供，而且 MOSFET 的 Q_G 不受 IC 的限制。然而，需要注意的是，当不能采用外部电源来对 V_{CC} 进行反向驱动时（例如在启动或短路期间），MOSFET 驱动电流将由内部稳压器来提供。

制造商的最大连续漏电流规格应超过峰值开关电流（即： $I_{OUT(MAX)} + \Delta I_L/2$ ）。

在电源启动期间，栅极驱动电平由 V_{CC} 稳压器来设定（约为 8V）。一旦电源上电并运行，则可利用一个辅助电源（例如： V_{OUT} ）来对 V_{CC} 进行反向驱动。不要超过制造商的最大 V_{GS} 规格，这一点很重要。标准级门限 MOSFET 通常具有一个 20V 的最大 V_{GS} 。

降压型转换器：整流器的选择

当主功率开关关断时，降压型转换器中的整流器二极管（功能示意图上的 D1）将生成一个用于电感器电流的电流通路。整流器的选择基于正向电压、反向电压和最大电流。建议采用一个肖特基二极管。其低正向电压可产生最低的功耗和最高的效率。该二极管将承受的最大反向电压为 $V_{IN(MAX)}$ 。

在连续模式操作中，平均二极管电流是在最大输出负载电流和最大 V_{IN} 条件下计算的：

$$I_{DIODE(AVG)} = I_{OUT(MAX)} \frac{V_{IN(MAX)} - V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}$$

为了提高效率并为短路操作提供足够的裕度，建议采用一个额定电流为最大平均二极管电流 $I_{DIODE(AVG)}$ 的 1.5 至 2 倍的二极管。

应用信息

降压型转换器：输入电容器的选择

对于降压型转换器而言，由于输入电流以快速上升和下降时间进行脉动，因此需要布设一个本机输入旁路电容器。输入电容器选择标准基于体电容和 RMS 电流能力。体电容将决定电源输入纹波电压。RMS 电流能力则用于防止电容器过热。

体电容根据最大输入纹波 ΔV_{IN} 来计算：

$$C_{IN(BULK)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT}}{\Delta V_{IN} \cdot f_{SW} \cdot V_{IN(MIN)}}$$

ΔV_{IN} 通常被选定为一个用户可以接受的水平。100mV 至 200mV 是一个不错的起点。铝电解电容器因其单位面积上的高电容而成为高电压、体电容的一种上佳选择。

电容器的 RMS 电流为：

$$I_{CIN(RMS)} = I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{(V_{IN})^2}}$$

如果合适的话，可在最差条件下 ($V_{IN} = 2V_{OUT}$) 计算 RMS 电流。电容器的额定 RMS 电流由制造商规定，并应超过 $I_{CIN(RMS)}$ 的计算值。陶瓷电容器因其具有低 ESR (等效串联电阻) 而成为高电压、高 RMS 电流处理的上佳选择。请注意，铝电解电容器制造商所提供的额定纹波电流基于 2000 小时的使用寿命。这使得合理的做法是进一步降额使用电容器，或选择一个针对高于所要求温度而设计的电容器。

将铝电解电容器和陶瓷电容器组合起来使用是一种满足输入电容器要求的经济方法。电容器的额定电压必须高于 $V_{IN(MAX)}$ 。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。应将电容器布设在非常靠近 MOSFET 开关的地方，并采用简短、宽阔的 PCB 走线，以最大限度地减小寄生电感。

降压型转换器：输出电容器的选择

输出电容器 C_{OUT} 的选择基于设计的输出电压纹波 ΔV_{OUT} 和瞬态负载要求。 ΔV_{OUT} 是 ΔI_L 和 C_{OUT} ESR 的一个函数。它由下式来计算：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \cdot \left(ESR + \frac{1}{(8 \cdot f_{SW} \cdot C_{OUT})} \right)$$

用于满足一个 ΔV_{OUT} 设计要求所需的最大 ESR 可由下式来计算：

$$ESR(MAX) = \frac{(\Delta V_{OUT})(L)(f_{SW})}{V_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)}$$

最坏情况 ΔV_{OUT} 出现在输入电压最高时。可采用多个并联的电容器来满足 ESR 要求。增加电感是一种降低 ESR 要求的可选方案。为了获得极低的 ΔV_{OUT} ，可以在电源的输出端上增设一个 LC 滤波器级。“应用指南 44” (Application Note 44) 给出了一些有关附加输出滤波器选定的有益提示。

输出电压设置

一个阻性分压器用于根据下式来设定 DC 输出电压：

$$R2 = R1 \left(\frac{V_{OUT}}{1.231V} - 1 \right)$$

如图 2 所示，外部电阻分压器与转换器的输出端相连。反馈电阻器的误差将给输出电压增加额外的误差。

实例： $V_{OUT} = 12V$ ； $R1 = 10k\Omega$

$$R2 = 10k\Omega \left(\frac{12V}{1.231V} - 1 \right) = 87.48k\Omega$$

采用精度为 1% 的 86.6k Ω 电阻器

应用信息

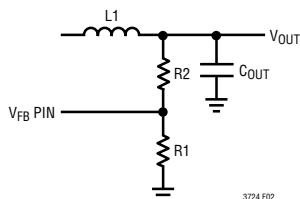


图 2：输出电压反馈分压器

V_{FB} 引脚输入偏置电流通常为 25nA，因此，采用一个具有极高阻值的反馈电阻器有可能产生略高于预期值的转换器输出。输出端上的偏置电流误差可由下式来估算：

$$\Delta V_{OUT(BIAS)} = 25nA \cdot R2$$

电源 UVLO 和停机

$\overline{SHDN}$ 引脚具有一个带迟滞的精准电压门限，该门限可被用作电源的欠压闭锁门限 (UVLO)。欠压闭锁功能可将 LT3724 保持在停机状态，直到电源输入电压高于一个由用户设置的特定电压为止。迟滞电压可防止噪声引发 UVLO 的误跳变。

电阻器的选择始于 R_B ，然后选择 R_A ：

$$R_A = R_B \cdot \left(\frac{V_{SUPPLY(ON)}}{1.35V} - 1 \right)$$

$V_{SUPPLY(ON)}$ 是欠压闭锁电路失效且电源接通时的输入电压。

实例：选择 $R_B = 49.9k\Omega$ ， $V_{SUPPLY(ON)} = 14.5V$ (基于一个 15V 的最小输入电压)

$$\begin{aligned} R_A &= 49.9k\Omega \cdot \left(\frac{14.5V}{1.35V} - 1 \right) \\ &= 486.1k\Omega \text{ (选用 } 499k\Omega \text{ 的电阻器)} \end{aligned}$$

如果在待机模式中需要低电源电流，则选择一个较高的 R_B 阻值。

电源关断电压比接通电压低 9%。在本例中， $V_{SUPPLY(OFF)}$ 将为 13.2V。

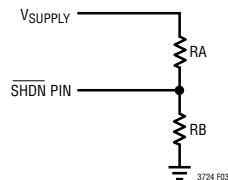


图 3：欠压闭锁电路

如果使能功能需要附加迟滞，则可采用一个从 LT3724 稳压器输出引出的外部正反馈电阻器。

将 $\overline{SHDN}$ 引脚通过一个大阻值的上拉电阻器连接至 V_{IN} 可使停机功能失效。该引脚包含一个 6V 的低阻抗箝位，于是， $\overline{SHDN}$ 引脚将从上拉电阻器 (R_{PU}) 吸收电流：

$$I_{\overline{SHDN}} = \frac{V_{IN} - 6V}{R_{PU}}$$

由于这种配置将把 $\overline{SHDN}$ 引脚电压箝位于 6V，因此它将违反该引脚的绝对最大额定电压 (5V)。不过，只要不超过 1mA 的绝对最大额定输入电流，这种情况是允许的。建议输入 $\overline{SHDN}$ 引脚电流小于 100 μ A：该配置通常采用一个 1M Ω 或更大阻值的上拉电阻器。

软起动

在转换器输出升至调节值的 95% (这对应于 1.185V 的 V_{FB} 引脚电压) 的过程中，软起动功能将强制执行设定的转换速率。一旦实现了 95% 的调节，则软起动电路失效。当 V_{FB} 引脚电压降至调节值的 70% (这对应于 V_{FB} 引脚上的 300mV 控制迟滞) 以下时，软起动电路将被重新使能。这为实现从一个“电压过低”条件的受控恢复创造了条件。

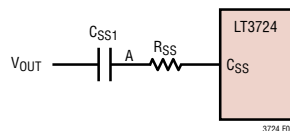


图 4：软起动电路

应用信息

期望的软起动上升时间 (t_{SS}) 通过一个设置电容器 C_{SS1} 来设定, 采用的是一个与软起动间隔期间的 $2\mu\text{A}$ 平均电流相对应的电容值。该电容器的数值遵循下面的关系式:

$$C_{SS1} = \frac{2 \cdot 10^{-6} \cdot t_{SS}}{V_{OUT}}$$

对于大多数应用, R_{SS} 被设定为 200k。

关于低电压输出应用的考虑

在软起动周期中, LT3724 的 C_{SS} 引脚被加有 220mV 的偏压, 而且, 图 4 中的节点“ A ”的电压由 $2\mu\text{A}$ 的信号电流通过 R_{SS} 来提升, 因此, 输出必须在软起动功能生效之前达到该值。该输出软起动启动电压偏移的数值 ($V_{OUT(SS)}$) 遵循下面的关系式:

$$V_{OUT(SS)} = 220\text{mV} + R_{SS} \cdot 2 \cdot 10^{-6}$$

当 $R_{SS} = 200\text{k}$ 时, 其数值通常为 0.64V。

在有些低电压偏移应用中, 有可能希望降低该软起动启动电压偏移的数值。这可以通过减小 R_{SS} 的阻值来实现。当采用较小的 R_{SS} 阻值时, 必须最大限度地减小由输出端上的电压纹波所引起的信号分量, 以实现正确的软起动操作。

峰至峰输出电压纹波 (ΔV_{OUT}) 将通过电容器 C_{SS1} 强加于节点“ A ”。 R_{SS} 的阻值可采用下式来设定:

$$R_{SS} = \frac{\Delta V_{OUT}}{1.3 \cdot 10^{-6}}$$

LT3724 电压转换器设计应采用低 ESR 输出电容器以最大限度地减小该纹波电压分量, 这一点很重要。通过观察起动周期中的 V_C 引脚即可证明一个具有过大纹波分量的设计。

应对软起动周期进行评估, 以证实 R_{SS} 阻值的减小实现了无需在最终设计完成之前对 V_C 引脚进行过度调制的操作。

如果 V_C 引脚在软起动周期中具有一个过大的纹

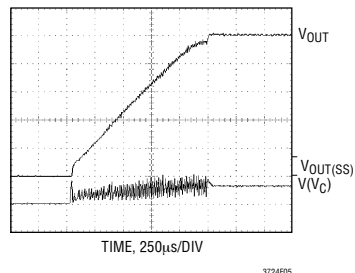


图 5：软起动特性表明存在过大的纹波分量

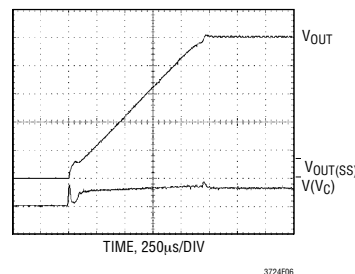


图 6：期望的软起动特性

波分量, 则应减小转换器输出纹波。这通常是通过增加输出电容和/或减小输出电容器 ESR 来完成的。

外部电流限值折返电路

在 LT3724 软起动电路进入运行状态之前的周期中可能会出现一个额外的启动电压偏移。在软起动电路针对输出电压上升而相应地回调 V_C 引脚电压之前, 高达峰值设定电流限值 (I_{MAX}) 的电流将会流过开关电感器。一旦软起动电路开始生效并降低 V_C 引脚上的电压, 开关操作将停止, 但是, 由于电感器中的储能被转移至输出电容器, 因此输出电压将继续上升。当电感器中的电流为 I_{MAX} 时, 因电感器中的储能所导致的 V_{OUT} 前沿上升遵循下面的关系式:

$$\Delta V_{OUT} = I_{MAX} \cdot \left(\frac{L}{C_{OUT}} \right)^{1/2}$$

应用信息

在软起动电路进入运行状态之前极少的几个周期当中，电感器电流通常不会达到 I_{MAX} ，但是，当采用高输入电压或小电感器时却有可能达到，因此上面的关系式可用作一种最差情形。

输出电压中的这种能量转移增幅一般很小，但对于一些采用较小输出电容器的低电压应用来说，它却会变得相当大。可通过增加输出电容来减小电压的升幅，对于这些低电压电源而言，这将对 C_{OUT} 施加额外的限制。另一种方法是增设一个外部电流限值折返电路，该电路可在启动期间减小 I_{MAX} 的数值。

通过在转换器输出 (V_{OUT}) 与 LT3724 的 V_C 引脚之间布设一个 1N4148 二极管和一个 47k Ω 电阻器即可轻松地将一个外部电流限值折返电路引入 LT3724 DC/DC 转换器应用中。当 $V_{OUT} = 0V$ 时，这将把峰值电流限制为 $0.25 \cdot I_{MAX}$ 。电流限值折返电路增加了一个优点，就是可在短路故障条件下降低 DC/DC 转换器的输出电流，因此，即使在软起动功能失效的情况下，折返电路也可能是有用处的。

如果采用将 C_{SS} 引脚短路至地来使软起动电路失效，则必须通过增设一个二极管和电阻器来对外部电流限值折返电路进行修改。图 8 所示的双二极管、双电阻器网络也可在 $V_{OUT} = 0V$ 时提供 $0.25 \cdot I_{MAX}$ 的峰值电流。

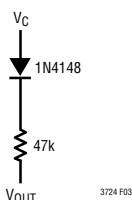


图 7：面向采用软起动的应用的电流限值折返电路

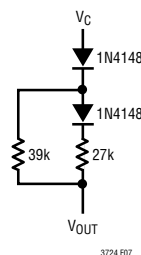


图 8：用于软起动功能失效 (C_{SS} 引脚短路至 SGND) 的应用的电流限值折返电路

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%。百分比效率可表达为：

$$\% \text{效率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

式中的 $L1$ 、 $L2$ 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 LT3724 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：

1. LT3724 V_{IN} 和 V_{CC} 电流损耗
2. I^2R 传导损耗
3. MOSFET 转换损耗
4. 肖特基二极管传导损耗

1. V_{IN} 和 V_{CC} 电流是 LT3724 的静态电流与 MOSFET 驱动电流之和。静态电流列于 LT3724 的“电特性”参数表中。MOSFET 驱动电流是在每个周期利用一组电荷 Q_G 来对功率 MOSFET 的栅极电容进行充电所产生的。 Q_G 列于 MOSFET 数据表中。平均充电电流是采用 $Q_G \cdot f_{SW}$ 来计算的。由于这些电流所产生的功耗可通过采用一个低于 V_{IN} 的电压 (例如 V_{OUT}) 对 V_{CC} 进行反向驱动来减少。

应用信息

- I^2R 损耗由 MOSFET、电感器、检测电阻器以及输入和输出电容器的 DC 电阻来计算。在连续导通方式中，平均输出电流流过电感器和 R_{SENSE} ，但在 MOSFET 和肖特基二极管之间被“斩波切换”。可把 MOSFET 的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 与 R_{SENSE} 之和与占空比的乘积和电感器的电阻及 R_{SENSE} 相加，以求出电路的总串联电阻。总传导功耗与该电阻成比例，通常造成 2% 至 5% 的效率损失。
- 当输入电压高于 20V 时，MOSFET 的转换损耗会相当大。请参见“MOSFET 的选择”部分。
- 肖特基二极管是产生功率损耗的一个主要因素，而在高输入至输出电压比（低占空比）条件下（在这种场合，二极管在开关周期的大部分时间里处于导通状态）它产生的功耗就更大。较低的 V_f 可降低损耗。请注意，二极管选得过大并不能始终提供帮助，因为随著二极管温度的升高， V_f 下降，二极管的损耗减少。

在高负载电流条件下， I^2R 损耗和肖特基二极管损耗占主导地位。其他损耗包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 损耗和电感器磁芯损耗，通常占总额外效率损失的 2% 以下。

PCB 布局检查清单

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的校验表来确保器件的正确操作。图 9 给出的布线图对这些事项进行了图示。

- 使信号地和电源地分离。信号地由 LT3724 的 SGND 引脚、LT3724 IC 背部的裸露衬垫和 V_{OUT} 的负 (-) 端组成。信号地是无噪声地，并且不包含任何数值高、速度快的电流。电源地则由肖特基二极管正极、输入电容器的负 (-) 端以及 V_{CC} 电容器的接地回线所组成。这个地具有非常快速的高电流，并被认为是噪声地。这两个地只在 V_{OUT} 的负 (-) 端彼此相连。
- 在由 MOSFET、肖特基二极管和输入电容器所组成的环路中采用简短、宽阔的走线，旨在最大限度地降低高频噪声和来自寄生电感的电压应力。优先选用表面贴装型元件。
- 将 V_{FB} 引脚直接连接至反馈电阻器（这与诸如 $SENSE^-$ 引脚等任何其他节点无关）。把反馈电阻器连接在 C_{OUT} 的正 (+) 端和负 (-) 端之间。应将反馈电阻器布设在靠近 LT3724 的地方，以使高阻抗节点 V_{FB} 尽可能地简短。
- 同时布设 $SENSE^-$ 和 $SENSE^+$ 走线并使这些走线尽可能简短。
- 将 V_{CC} 和 BOOST 电容器布设在靠近 IC 的地方。这些电容器用于传输 MOSFET 驱动器的高峰值电流。使小信号元件远离高频开关节点 (BOOST、SW 和 TG)。在图 9 所示的电路板布局中，所有的小信号元件均被置于 IC 的一侧，而所有的功率元件则被布设在另一侧。这有助于保持信号地和电源地的分离。
- 有时，一个小去耦电容器 (100pF) 可被用于对反馈和检测节点上的高频噪声进行滤波。如果采用了这样一个电容器，则应将其布设在尽可能靠近 IC 的地方。
- LT3724 的封装将能够通过器件背部的裸露衬垫高效地将热量从 IC 中散失出去。该裸露衬垫被焊接于 PCB 的一块铜箔上。应使该铜箔的面积尽可能大，以改善从 IC 外壳至环境空气的热阻。这有助于把 LT3724 保持在一个较低的温度上。
- 使 MOSFET M1 的栅极与 LT3724 的 TG 引脚之间的连接印制线简短而宽阔。

应用信息

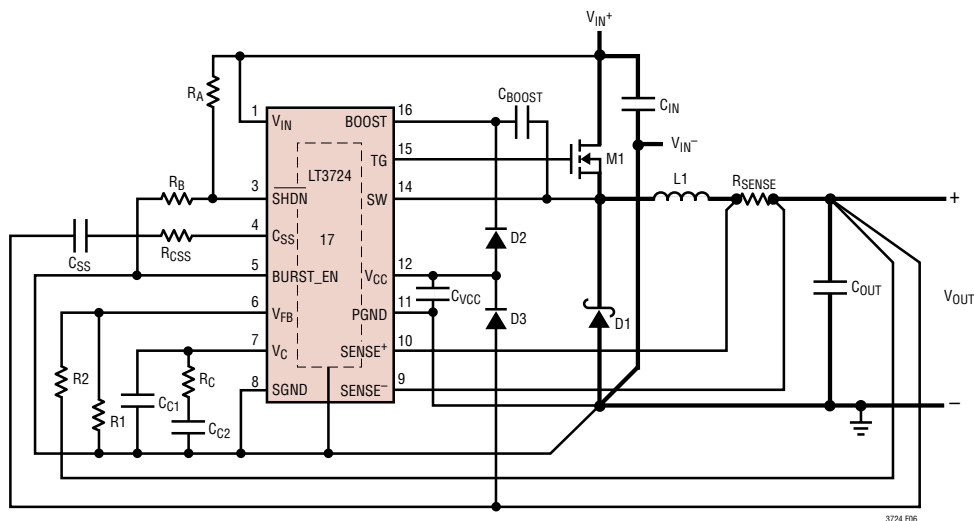


图9：LT3724 布局示意图 (参见 PCB 布局清单)

最小接通时间的考虑 (降压型转换器)

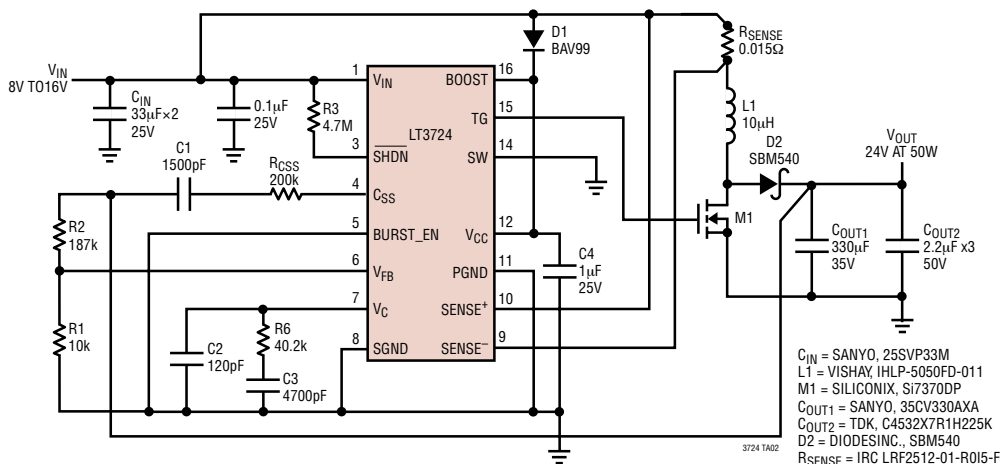
最小接通时间 $t_{TG(ON)}$ 是指 LT3724 能够将 MOSFET 接通并随后再度关断的最小时间量。它由内部定时延迟以及 MOSFET 的栅极电荷所决定。采用高输入至输出电压差的应用工作于低占空比条件下，有可能接近该最小接通时间 (典型值为 300ns)。LT3724 的开关频率在内部设定于 200kHz，因此，MOSFET 开关的最小占空比为 6%。当占空比需要小

于 6% 时，输出将保持调节状态，但有可能发生周期跳跃。周期跳跃将导致电感器纹波电流的增加。如果重要的是不发生周期跳跃，则应遵循这种将最坏情况 f_{SW} 和 $t_{TG(ON)}$ 考虑在内的准则：

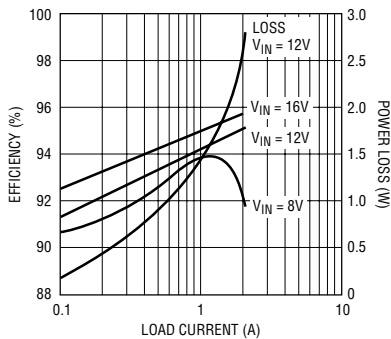
$$V_{IN(MAX)} \leq 9 \cdot V_{OUT}$$

这只对 $V_{OUT} < 7V$ 的电源才是一个问题。

12V 至 24V/50W 升压型转换器

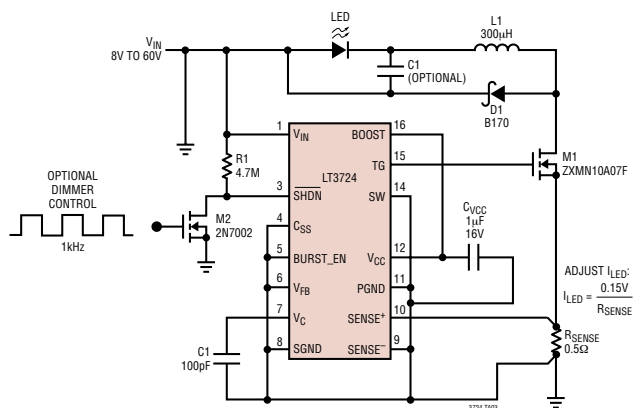


效率和功耗与负载电流的关系曲线



典型应用

具有调光控制功能的高压 LED 驱动器



C1 = OPTIONAL TO REDUCE LED RIPPLE CURRENT

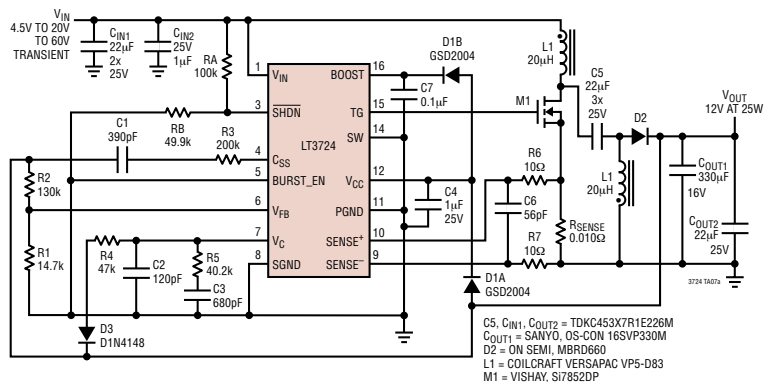
C_{IN} = TDK, C4532X7R2A225K

D1 = DIODES INC., B170

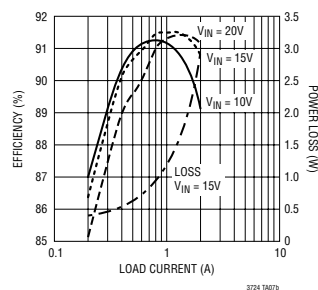
M1 = ZETEX, ZXMN10A07F

R_{SENSE} = VISHAY, WSL2010R0150FEA

L1 = COILTRONICS, CTX300-4

4.5V 至 20V 输入至 12V 及 25W 输出的
SEPIC 转换器，并具 60V 输入瞬变能力

C5, C_{IN1}, C_{OUT2} = TDKC453X7R1E226M
C_{OUT1} = SANYO, OS-CON 16SV330M
D2 = ON SEMI, MBRD660
L1 = COILCRAFT VERSAPAC VP5-D83
M1 = VISHAY, SI7852DP

效率和功耗与负载电流
的关系曲线

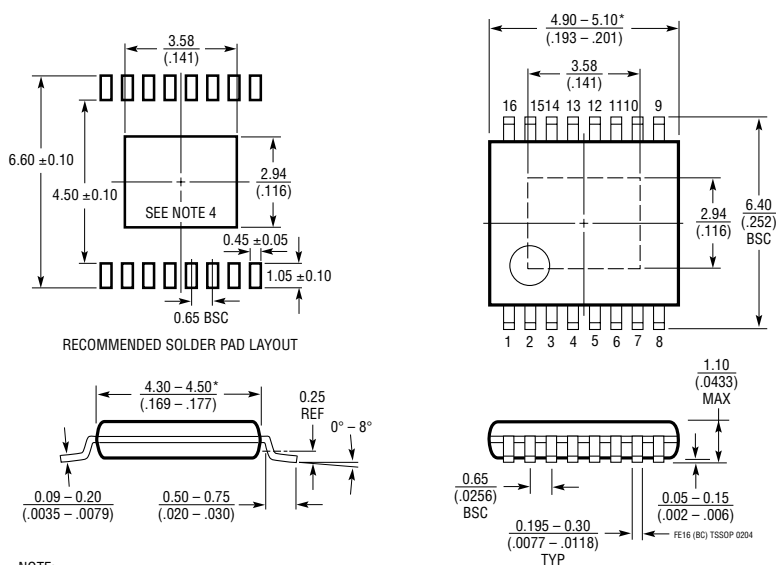
封装描述

FE 封装

16 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)

(参考 LTC DWG # 05-08-1663)

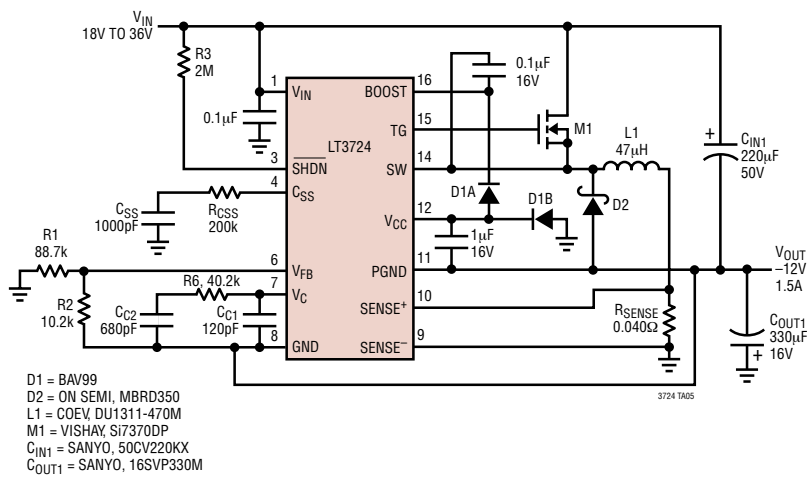
裸露衬垫变化 BC 版



NOTE:

1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
2. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
(INCHES)
3. DRAWING NOT TO SCALE
4. RECOMMENDED MINIMUM PCB METAL SIZE
FOR EXPOSED PAD ATTACHMENT
*DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH
SHALL NOT EXCEED 0.150mm (.006") PER SIDE

反相 -12V、1.5A 转换器



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1339	高功率同步 DC/DC 控制器	V_{IN} 高达 60V，驱动 10000pF 栅极电容， $I_{OUT} < 20A$
LTC1624	开关控制器	降压，升压，SEPIC， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ ；8 引脚 SO 封装
LTC1702A	双通道两相同步 DC/DC 控制器	550kHz 工作频率，无检测电阻器 (No R_{SENSE})， $3V < V_{IN} < 7V$ ， $I_{OUT} < 20A$
LTC1735	同步降压型 DC/DC 控制器	$3.5V < V_{IN} < 36V$ ， $0.8V < V_{OUT} < 6V$ ，电流模式， $I_{OUT} < 20A$
LTC1778	无检测电阻器型同步 DC/DC 控制器	$4V < V_{IN} < 36V$ ，快速瞬态响应，电流模式， $I_{OUT} < 20A$
LT3010	50mA，3V 至 80V 线性稳压器	$1.275V < V_{OUT} < 60V$ ，无需保护二极管，8 引脚 MSOP 封装
LT3430/LT3431	单片式 3A，200kHz/500kHz 降压型稳压器	$5.5V < V_{IN} < 60V$ ，0.1Ω 饱和开关，16 引脚 SSOP 封装
LTC3703/LTC3703-5	100V 同步开关稳压器控制器	无检测电阻器，电压模式控制，GN16 封装
LT3800	高电压同步稳压器控制器	V_{IN} 高达 60V， $I_{OUT} < 20A$ ，电流模式，16 引脚 TSSOP FE 封装