

## 特点

- 可对任何容量的电容器进行充电
- 易于调节的输出电压
- 可驱动高电流 NMOS FET
- 主端检测 —— 无需输出电压分压器
- 宽输入范围：3V 至 24V
- 驱动栅极电压至  $V_{CC} - 2V$
- 采用 10 引脚 MS 封装

## 应用

- 应急报警标志灯
- 专业照相闪光灯系统
- 保安 / 库存控制系统
- 高电压电源
- 电网
- 引信

## 描述

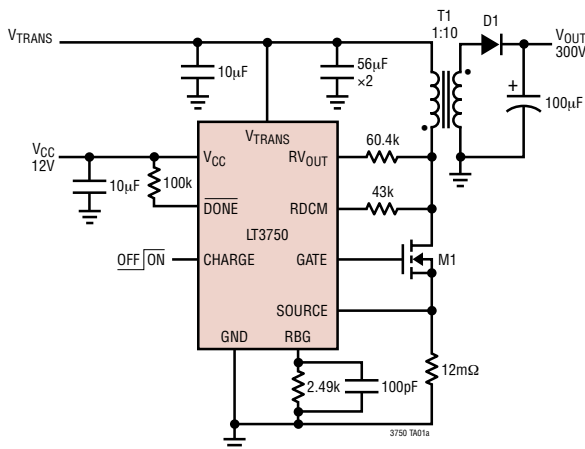
LT<sup>®</sup>3750 是一款反激式转换器，专为把大电容器快速充电至一个用户可调目标电压而设计。已获专利的边界模式控制电路\*最大限度地降低了转换损耗，并缩小了变压器尺寸。输出电压可以很容易地利用变压器匝数比和两个外部电阻器来调节\*。一个 78mV 的低电流检测准确地限制峰值开关电流，而且还有助于实现效率的最大化。凭借一个宽输入电压范围，LT3750 能够采用多种工作电源。典型应用可在不到 300ms 的时间里把一个 100 $\mu$ F 电容器充电至 300V。

CHARGE 引脚可使用户对 LT3750 进行全面控制。当电容器达到其编程值且器件停止充电操作时，DONE 引脚将发出指示信号。

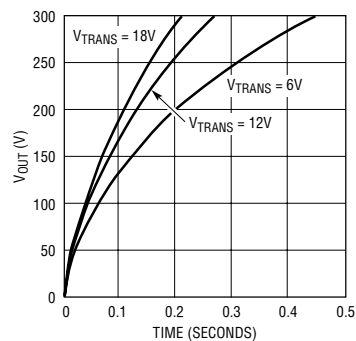
LT、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。  
 所有其他商标均为其各自拥有者的产权。  
 \* 受包括第 6518733、6636021 号美国专利的保护。

## 典型应用

300V、6A 电容充电器



6A 充电时间



# LT3750

## 绝对最大额定值 (注1)

$V_{CC}$ , $V_{TRANS}$ , GATE, $\overline{DONE}$ , CHARGE .....	24V
RBG .....	1.5V
SOURCE .....	1V
流入 RDCM 引脚的电流 .....	$\pm 1$ mA
流入 $V_{OUT}$ 引脚的电流 .....	$\pm 1$ mA
流入 $\overline{DONE}$ 引脚的电流 .....	$\pm 1$ mA
工作温度范围 (注2) .....	-40°C 至 85°C
贮存温度范围 .....	-65°C 至 150°C

## 封装/订购信息

<p>MS PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP <math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 120^{\circ}\text{C}/\text{W}</math></p>	
产品型号	MS 器件标记
LT3750EMS	LTBQD
<b>订购选项</b> 卷带: 加 #TR 无铅型: 加 #PBF 无铅型卷带: 加 #TRPBF 无铅型器件标记: <a href="http://www.linear.com/leadfree/">http://www.linear.com/leadfree/</a>	

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 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{CC} = V_{TRANS} = 5\text{V}$ , 除非特别注明。

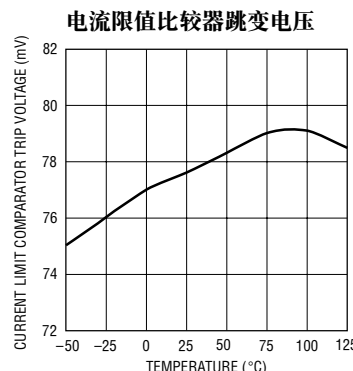
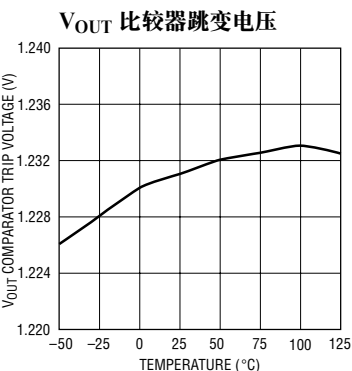
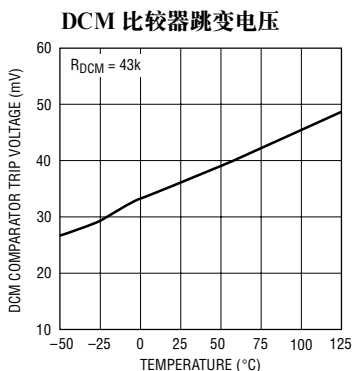
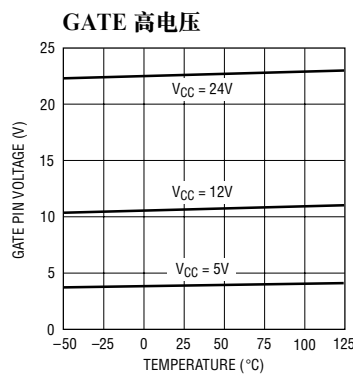
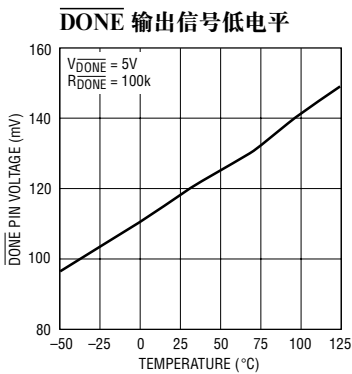
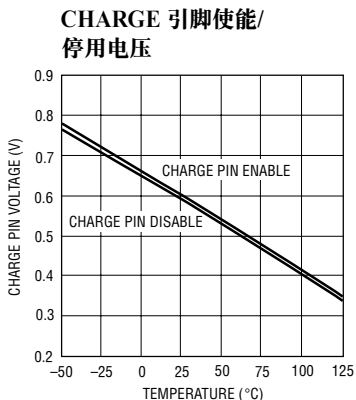
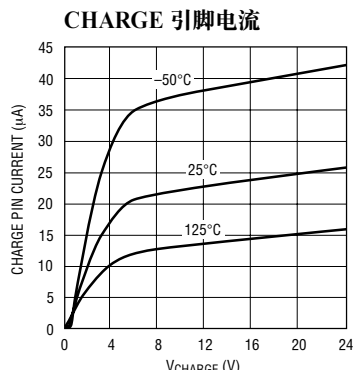
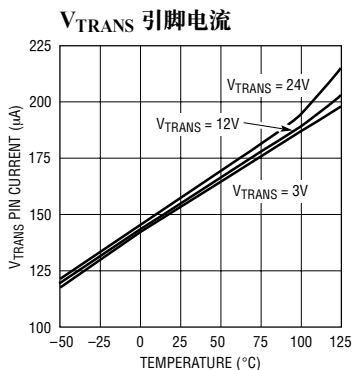
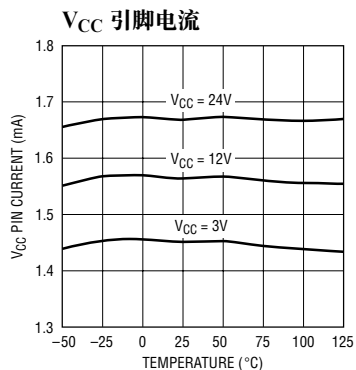
参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
最小 $V_{CC}$		●	2.8	3	V	
最小 $V_{TRANS}$		●	2.5	3	V	
$V_{CC}$ 静态电流	未进行开关操作, CHARGE = 5V 未进行开关操作, CHARGE = 0V		1.6	2.5 1	mA $\mu\text{A}$	
$V_{TRANS}$ 静态电流	未进行开关操作, CHARGE = 5V 未进行开关操作, CHARGE = 0V		140	250 1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$	
CHARGE 引脚电流	CHARGE = 24V CHARGE = 5V CHARGE = 0V		24 19	1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$	
CHARGE 引脚使能电压		●	0.87	1.1	V	
CHARGE 引脚停用电压		●	0.2	0.6	V	
最小 CHARGE 引脚低电平时间	高电平 $\rightarrow$ 低电平 $\rightarrow$ 高电平			20	$\mu\text{s}$	
$V_{OUT}$ 比较器跳变电压	在 RBG 引脚上进行测量	●	1.215	1.24	1.265	V
$V_{OUT}$ 比较器过驱动	1 $\mu\text{s}$ 脉冲宽度, 在 RBG 引脚上进行测量			30	mV	
RBG 引脚偏置电流	RBG = 1.2V		70	500	nA	
DCM 比较器跳变电压	作为 $V_{DRAIN} - V_{TRANS}$ 来测量, $R_{DCM} = 43\text{k}$ (注3)	●	5	36	80	mV
电流限值比较器跳变电压		●	68	78	88	mV
$\overline{DONE}$ 输出信号高电平	100k $\Omega$ 至 5V		4.9	5	V	
$\overline{DONE}$ 输出信号低电平	100k $\Omega$ 至 5V			0.1	0.2	V
$\overline{DONE}$ 引脚漏电流	$\overline{DONE} = 2.5\text{V}$			0.2	$\mu\text{A}$	
NMOS 最小接通时间				0.6	$\mu\text{s}$	
GATE 上升时间				50	ns	
GATE 高电压	$C_{GATE} = 1\text{nF}$ , $V_{CC} = 5\text{V}$ $C_{GATE} = 1\text{nF}$ , $V_{CC} = 24\text{V}$		3	3.8	4.5	V
GATE 关断传播延迟	$C_{GATE} = 1\text{nF}$		22	22.6	23.5	V
				100	ns	

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害。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: LT3750E 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:  $V_{DRAIN}$  的定义请参阅方框图。

典型性能特征



## 引脚功能

**V<sub>TRANS</sub> (引脚 1) :** 变压器电源引脚。负责向变压器的主端线圈以及执行边界模式检测的内部电路供电。通过一个  $1\mu\text{F}$  至  $10\mu\text{F}$  的电容器在该引脚上进行旁路。采用一个大电容器来对变压器的主端绕组进行旁路。

**DONE (引脚 2) :** 集电极开路指示引脚。当达到目标输出电压时，一个 NPN 晶体管将导通。需要一个上拉电阻器或电流源。诸如热停机或欠压闭锁等任何故障条件也将接通该 NPN。

**CHARGE (引脚 3) :** 充电引脚。当该引脚被拉至高电平时，将启动一个新的充电周期；当该引脚为低电平时，将中断充电操作并把器件置于停机模式。为了正确地使能器件，需要一个最小斜坡速率为  $1\text{V}/\mu\text{s}$  的阶跃输入。把该引脚的电压驱动至  $1.1\text{V}$  或更高将使能该器件；而把该引脚驱动至  $0.2\text{V}$  以下将关闭该器件。

**V<sub>CC</sub> (引脚 4) :** 输入电源引脚。通过一个陶瓷电容器对该引脚进行本机旁路。对于大多数应用来说，采用一个  $1\mu\text{F}$  至  $10\mu\text{F}$  的陶瓷电容器应该足够了。

**GND (引脚 5) :** 接地引脚。直接连接至本机接地平面。

**SOURCE (引脚 6) :** 源极引脚。负责检测 NMOS 漏极电流。把 NMOS 源极端子和电流检测电阻器连接至该引脚。电流限值为  $78\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 。

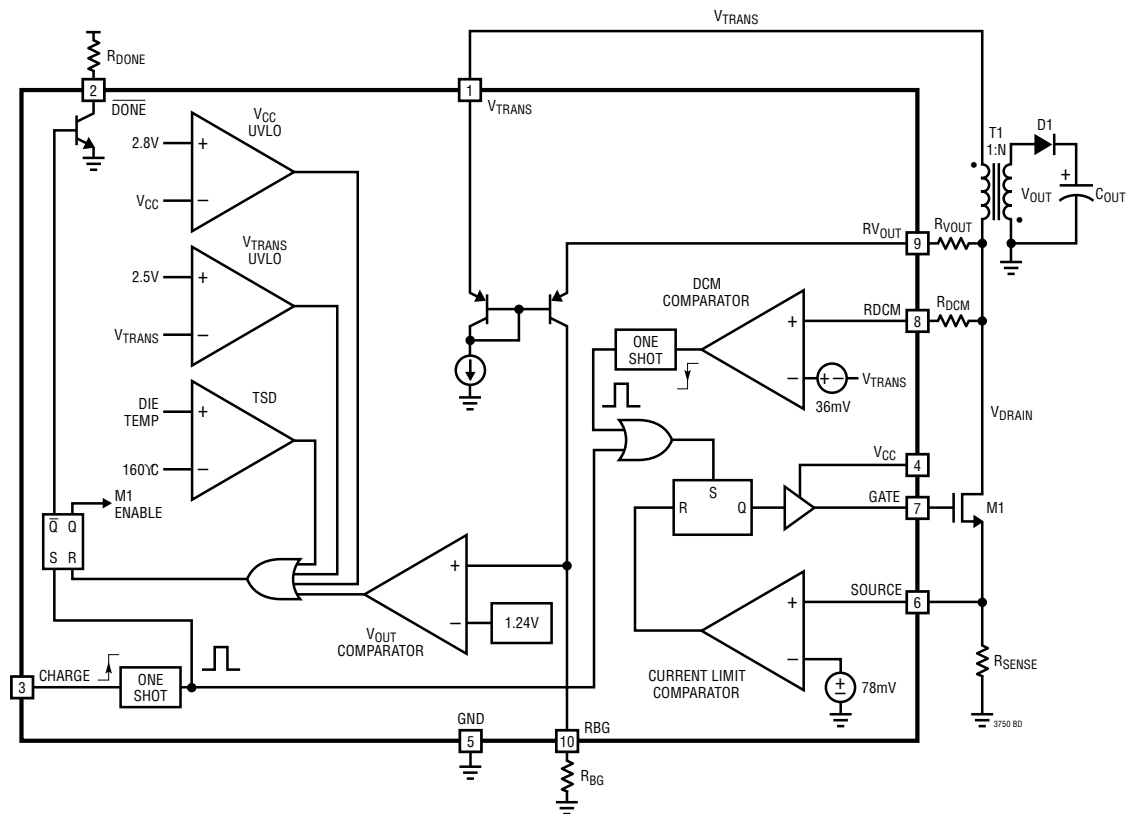
**GATE (引脚 7) :** 栅极引脚。把 NMOS 栅极端子连接至该引脚。在每个开关周期中，内部栅极驱动器将把电压驱动至  $V_{\text{CC}} - 2\text{V}$  以内。

**RDCM (引脚 8) :** 不连续模式检测引脚。检测何时变压器中的电流衰减至零，并在未达到输出电压目标值的情况下启动一个新的充电周期。在该引脚和 NMOS 的漏极之间布设一个电阻器。43k 阻值、5% 精度的电阻器是一种上佳的选择。

**RV<sub>OUT</sub> (引脚 9) :** 输出电压 VI 转换器引脚。生成一个与输出电容器电压成比例的电流。在该引脚和 NMOS 的漏极之间连接一个电阻器。

**RBG (引脚 10) :** 输出电压检测引脚。负责检测 RBG 电阻器两端的电压，该电压与流入 RV<sub>OUT</sub> 引脚的电流成比例。当此电压等于  $1.24\text{V}$  时，充电功能被停用，而且 DONE 引脚电压走低。在该引脚和 GND 之间连接一个电阻器 (建议使用阻值为  $2.5\text{k}$  或更小的电阻器)。2.49k 阻值、1% 精度的电阻器是一种上佳的选择。

方框图

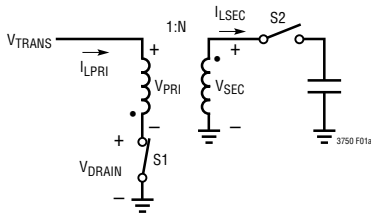


## 工作原理

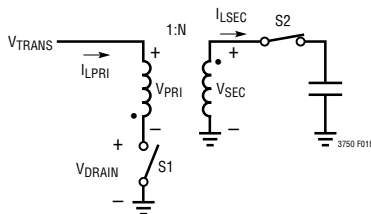
LT3750 是专为对电容器进行快速且高效的充电而设计的。参阅图 1 和图 2 可以对该器件的工作原理有一个最佳的了解。其操作按以下 4 个阶段顺序进行：1. 启动，2. 主端充电，3. 副端能量转移，4. 不连续模式检测。

### 1. 启动

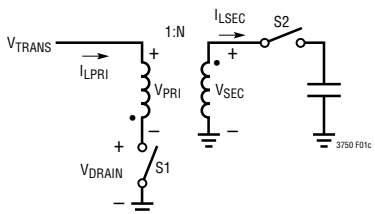
在充电引脚被拉至高电平之后约 20μs 开始启动。在该阶段中，一个单触发脉冲将使能主控锁存器并接通 NMOS。主控锁存器将保持在设定的状态，直至达到目标输出电压或故障条件使其复位为止。



(1a) 主端充电期间的等效电路



(1b) 副端能量转移和输出检测期间的等效电路



(1c) 不连续模式检测期间的等效电路

图 1：等效电路

### 2. 主端充电

当设定 NMOS 接通锁存器时，栅极驱动器迅速地把栅极引脚驱动至  $V_{CC} - 2V$ 。外部 NMOS 的接通将使主端绕组两端的电压为  $V_{TRANS} - V_{DS(ON)}$ 。因此，

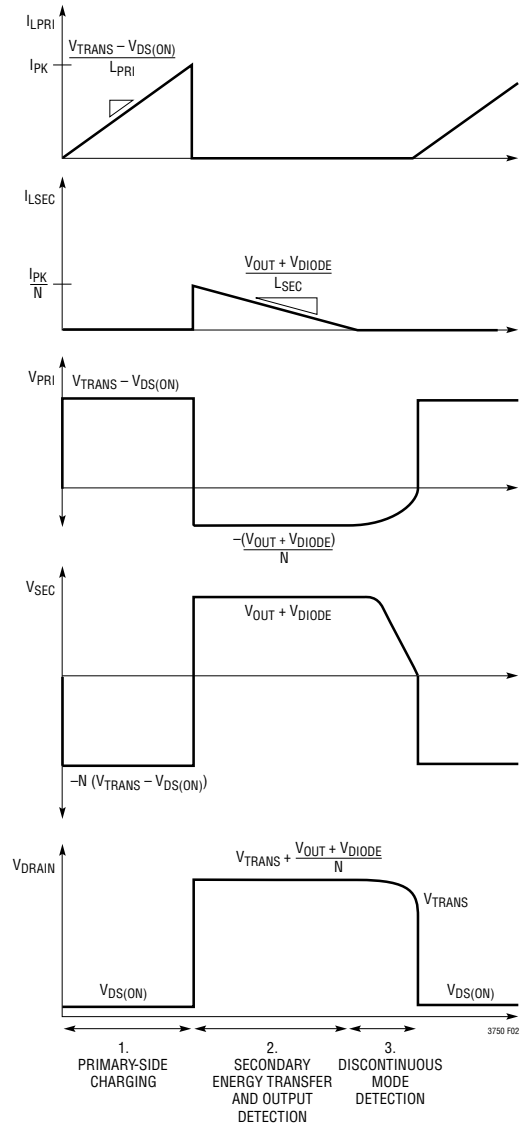


图 2：理想化的充电波形

## 工作原理

主端线圈中的电流以一个  $(V_{\text{TRANS}} - V_{\text{DS(ON)}})/L_{\text{PRI}}$  的速率线性上升。输入电压在副端绕组上反射为  $-N \cdot (V_{\text{TRANS}} - V_{\text{DS(ON)}})$ ，这将对二极管施加反向偏压，并防止电流在副端绕组中流动。于是，能量就被存储于变压器的磁芯中。

### 3. 副端能量转移

当达到电流限值时，电流限值比较器使 NMOS 接通锁存器复位，而且器件将进入第三个工作阶段，即：副端能量转移。存储于变压器磁芯中的能量给二极管施加正向偏压，电流流入输出电容器。在此期间，输出电压（忽略二极管压降）被反射回主端线圈。如果达到了目标输出电压，则  $V_{\text{OUT}}$  比较器

使主控锁存器复位，且 DONE 引脚电压走低。否则，器件将进入下一个操作阶段。

### 4. 不连续模式检测

一旦所有的电流均被转移至输出电容器，则主端绕组两端将出现  $(V_{\text{OUT}} + V_{\text{DIODE}})/N$  的电压。没有能量的变压器是不能支持 DC 电压的，因此，主端两端的电压将衰减至零。换句话说，NMOS 的漏极将从  $V_{\text{TRANS}} + (V_{\text{OUT}} + V_{\text{DIODE}})/N$  减幅振荡至  $V_{\text{TRANS}}$ 。当该漏极电压降至  $V_{\text{TRANS}} + 36\text{mV}$  时，DCM 比较器将设定 NMOS 接通锁存器，并开始一个新的充电周期。第 2~4 步操作将继续执行，直至达到目标输出电压为止。

## 应用信息

### 安全报警

如果处理不当，则被充电至高电压的大电容器会提供一个具有损害性的能量值。在应用设计中采用 LT3750 时遵守适当的安全措施尤其重要。首先，应制作一个使得设计师能够对输出电容器进行安全放电的放电电路。其次，在高电压节点与邻近的走线之间保持足够的空间，以满足印刷电路板电压击穿要求。高电压节点是 NMOS 的漏极、变压器的副边以及输出端。

### 变压器的选择

对于 LT3750 的正确操作而言，回扫变压器至关重要。必须对其进行精心的设计，这样它就不会在器件的任何引脚上引发过大的电流或电压。

和所有电路一样，LT3750 具有有限的带宽。为了为 LT3750 提供进行输出电压检测的充足时间，应遵守以下有关主端电感的约束条件：

$$L_{PRI} \geq \frac{V_{OUT} \cdot 1\mu s}{N \cdot I_{PK}}$$

否则，LT3750 有可能对输出进行过度充电。

凌特公司已经与多家领先的磁性元件制造商开展合作，以生产适合与 LT3750 一道使用的回扫变压器。表 1 汇总了特殊的变压器特性。

表 1：推荐的变压器

制造商	器件型号	外形尺寸 L × W × H (mm)	最大 I <sub>PRI</sub> (A)	I <sub>PRI</sub> (μH)	匝数比 (主端:副端)
TDK (www.tdk.com)	DCT15EFD-U44S003	22.5 × 16.5 × 8.5	5	10	1:10
	DCT20EFD-U32S003	30 × 22 × 12	10	10	1:10
Sumida (www.sumida.com)	C8118 Rev P1	21 × 14 × 8	3	10	1:10
	C8117 Rev P1	23 × 18.6 × 10.8	5	10	1:10
	C8119 Rev P1	32.3 × 27 × 14	10	10	1:10
Midcom (www.midcom.com)	32050	23.1 × 18 × 9.4	3	10	1:10
	32051	28.7 × 22 × 11.4	5	10	1:10
	32052	28.7 × 22 × 11.4	10	10	1:10
Coilcraft (www.coilcraft.com)	DA2031-AL	17.2 × 22 × 8.9	3	10	1:10
	DA2033-AL	17.4 × 24.1 × 10.2	5	10	1:10
	DA2034-AL	20.6 × 30 × 11.3	10	10	1:10

### 开关周期

LT3750 采用了一个开环控制电路，从而令开关周期随输出电压的上升而缩短。典型开关频率在 100kHz 至 300kHz 之间。图 3 示出了采用一个 3A 峰值电流的应用中的典型开关周期。

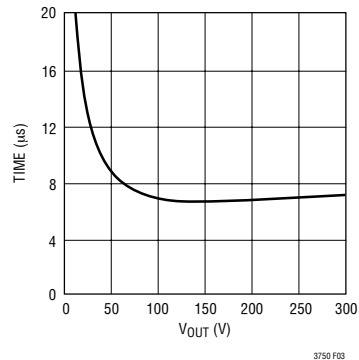


图 3：典型开关周期与 V<sub>OUT</sub> 的关系曲线

### 输出二极管的选择

当选择整流二极管时，应确保其峰值重复正向电流额定值超过了峰值电流 (I<sub>PK</sub>/N)，而且峰值重复反向电压额定值超过了 V<sub>OUT</sub> + (N)(V<sub>TRANS</sub>)。在充电周期中，流过二极管的平均电流会发生变化，这是因为开关周期随著 V<sub>OUT</sub> 的增高而缩短。当输出电容



## 应用信息

器几乎被满充电时，流经二极管的平均电流达到最大，可由下式求出：

$$I_{AVG,D} = \frac{I_{PK} \cdot V_{TRANS}}{2(V_{OUT(PK)} + N \cdot V_{TRANS})}$$

输出二极管的连续正向电流额定值必须超过  $I_{AVG,D}$ 。

至少，二极管必须满足前文所述的全部规格，以保证器件的正确运作。然而，为了优化充电时间，应当对反向恢复时间和反向偏置漏电流给予考虑。过长的二极管反向恢复时间会造成输出电容器的显著放电，从而导致充电时间的增加。应选择一个反向恢复时间小于 100ns 的二极管。处于高反向偏压之下的二极管漏电流将造成输出电容器的电荷流失，这也会增加充电时间。应选择一个具有极小反向偏置漏电流的二极管。表 2 推荐了几款针对不同输出电压并具有合适反向恢复时间的输出二极管。

表 2：推荐的输出二极管

制造商	器件型号	$I_{DC}$ (A)	峰值重复 反向电压 (V)	封装
Diodes Inc. (www.diodes.com)	MURS140	1	400	SMB
	MURS160	1	600	SMB
	ES2G	2	400	SMB
	US1M	1	1000	SMA
Philips (www.semiconductors.philips.com)	BYD147	1	400	SOD87
	BYD167	1	500	SOD87

### 旁路电容器的选择

应采用一个高质量的 X5R 或 X7R 电介质陶瓷电容器，并将其布设在 LT3750 的近旁，以对  $V_{CC}$  和  $V_{TRANS}$  引脚进行本机旁路。在大多数应用中，采用一个  $1\mu F$  至  $10\mu F$  的陶瓷电容器对于  $V_{CC}$  和  $V_{TRANS}$  引脚来说应该是足够了。

流经变压器的高峰值电流使得有必要采用一个较大的 ( $>>10\mu F$ ) 电容器来对变压器的主端绕组进行

旁路。不适当的旁路会导致器件的不正确操作。其最常见的表现形式有两种。第一种是在主端绕组电流波形出现失真 (而不是三角形) 的时候。这显著地降低了效率并增加了充电时间。第二种是当 LT3750 在第一个开关周期之后未能检测不连续模式之时。这两种问题均可通过增加变压器的容性旁路量来解决。应选择能够处理反激式稳压器中常见的高 RMS 纹波电流的电容器。

### 输出电容器选择

在照相闪光灯应用中，输出电容器将放电至一个氙气闪光灯。对于这样一种苛刻的事件，只有脉冲电容器或照相闪光灯电容器才能够承受得住。点亮一个典型的氙气灯泡需要在一个电容值达数百微法拉 ( $\mu F$ ) 的电容器上存储约 250V 至 350V 的电压。

表 3：推荐的输出电容器供应商

供应商	网址
Rubycon	www.rubycon.com
Cornell Dubilier	www.cornell-dubilier.com
NWL	www.nwl.com

### NMOS 的选择

应选择一个满足电流限值和电压击穿要求、并具有极少的栅极电荷和极低的接通电阻的外部 NMOS。在每个充电周期中，栅极电压被驱动至  $V_{CC} - 2V$  的标称值。应确保这没有超过 NMOS 的最大栅至源极电压额定值，但沟道却被增强至足以实现接通电阻的最小化。同样地，NMOS 的最大漏-源极电压额定值必须超过  $V_{TRANS} + V_{OUT}/N$  或漏电感尖峰的数值 (无论哪个更大)。最大瞬间漏极电流必须超过电流限值。由于开关周期随著输出电压的上升而缩短，因此，当输出接近满充电状态时，流经 NMOS 的平均电流达到最大，可由下式得出：

$$I_{AVG,M} = \frac{I_{PK} \cdot V_{OUT(PK)}}{2(V_{OUT(PK)} + N \cdot V_{TRANS})}$$

## 应用信息

表 4：推荐的 NMOS 晶体管

制造商	器件型号	I <sub>D</sub> (A)	V <sub>DS(MAX)</sub> (V)	V <sub>GS(MAX)</sub> (V)	R <sub>DS(ON)</sub> (mΩ)	封装
Philips Semiconductor (www.semiconductors.philips.com)	PHM21NQ15T	22.2	150	20	55	HVSON8
	PHK12NQ10T	11.6	100	20	28	SO-8
	PHT6NQ10Y	6.5	100	20	90	SOT223
	PSMN038-100K	6.3	100	20	38	SO-8
International Rectifier (www.irf.com)	IRF7488	6.3	80	20	29	SO-8
	IRF7493	9.3	80	20	15	SO-8
	IRF6644	10.3	100	20	10.7	DirectFET

该晶体管的连续漏极电流额定值必须超过 I<sub>AVG,M</sub>。

表 4 罗列了推荐的 NMOS 晶体管。

### 定电流限值

一个连接在 SOURCE 引脚和 GND 之间的检测电阻器实现了电流限制功能。电流限值的标称值为 78mV/R<sub>SENSE</sub>。电流检测电阻器的平均功耗额定值必须超过：

$$P_{\text{RESISTOR}} \geq \frac{I_{\text{PK}}^2 \cdot R_{\text{SENSE}}}{3} \left( \frac{V_{\text{OUT(PK)}}}{V_{\text{OUT(PK)}} + N \cdot V_{\text{TRANS}}} \right)$$

此外，从检测到峰值电流限值到栅极转换至低电平状态之间存在著一个约 100ns 的传播延迟。该延迟使峰值电流限值增加了 (V<sub>TRANS</sub>)(t<sub>DELAY</sub>)/L<sub>PRI</sub>。

### 设定目标输出电压

决定目标输出电压的参数是电阻器 R<sub>VOUT</sub> 和 R<sub>BG</sub>、变压器的匝数比 (N) 以及输出二极管两端的电压 (V<sub>DIODE</sub>)。目标输出电压根据下式来设定：

$$V_{\text{OUT}} = \left( 1.24\text{V} \cdot \frac{R_{\text{VOUT}}}{R_{\text{BG}}} \cdot N \right) - V_{\text{DIODE}}$$

R<sub>VOUT</sub> 和 R<sub>BG</sub> 应采用容差至少为 1% 的电阻器。R<sub>BG</sub> 选择大阻值电阻器将减小对寄生内部电容进行充电的电流值，并使 V<sub>OUT</sub> 比较器的响应时间指标发生劣化。这有可能导致输出电容器的过度充电。对于典型应用，R<sub>BG</sub> 的最大推荐阻值为 2.5k。

当采用高主端电流时，一个电压尖峰会使输出电压比较器过早地跳变。对于大多数应用来说，布设一个与 R<sub>BG</sub> 并联的 33pF 至 100pF 电容器足以滤除该尖峰。应始终检查以确保 RBG 上的电压波形未出现过冲，并且在最大 V<sub>OUT</sub> 条件下达到一个平稳段。

### 不连续模式检测

R<sub>DCM</sub> 电阻器远离漏极节点上的电压瞬变。对于 300V 应用，建议采用一个 43k 阻值、5% 精度的电阻器。更高的输出电压将需要采用一个阻值更大的电阻器。

为了使 LT3750 能够正确地检测不连续模式并启动一个新的充电周期，至主端绕组的反射电压必须超过不连续模式比较器门限 (其标称值为 36mV)。最差条件出现在 V<sub>OUT</sub> 被短路至地的时候。当发生这种情况时，该反射电压即为二极管正向压降与 N 相除所得的商。

## 应用信息

### 电路板布局

LT3750 的高电压操作要求在电路板布局时格外谨慎。应遵循以下要点：

1. 最大限度地减小副端绕组高压端的面积。
2. 为所有的高电压节点 (NMOS 漏极、 $V_{OUT}$  和变压器的副端绕组) 提供足够的间隔，以满足击穿电压要求。

3. 应尽可能地减小由  $C1$ 、 $T1$  的主端和 NMOS 的漏极所形成的电通路的尺寸。增加该通路的尺寸实际上将增加  $T1$  的漏电感，从而在 NMOS 的漏极上引发过压状态。

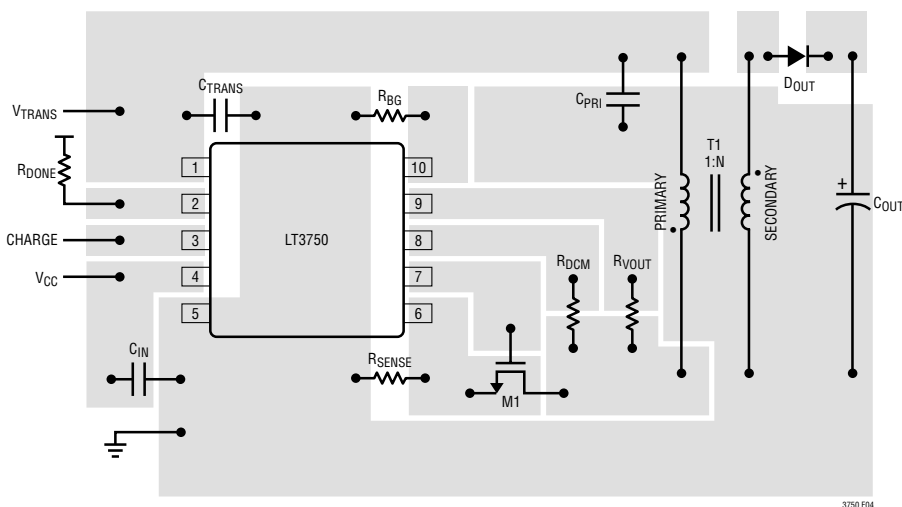
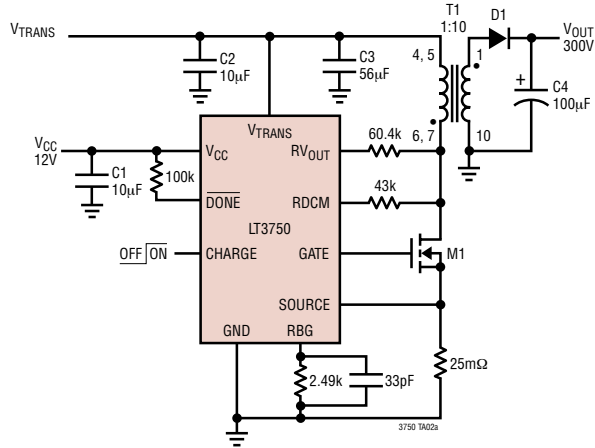


图 4：推荐的电路板布局 (未按比例绘制)

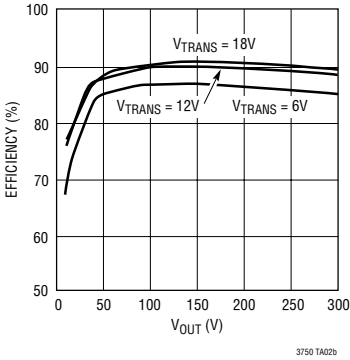
## 典型应用

### 300V、3A 电容充电器

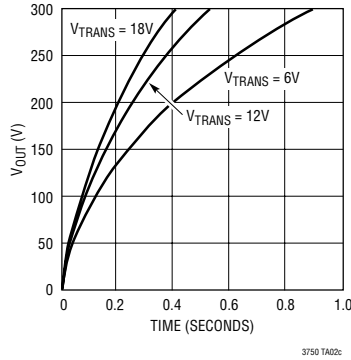


- C1: 25V X5R OR X7R CERAMIC CAPACITOR
- C2: 25V X5R OR X7R CERAMIC CAPACITOR
- C3: 25V SANYO OS-CON 25SVP56M
- C4: 330V RUBYCON PHOTOFLEASH CAPACITOR
- D1: DIODES INC. MURS160
- M1: PHILIPS PHT6NQ10T
- T1: TDK DCT15EFD-U44S003 FLYBACK TRANSFORMER

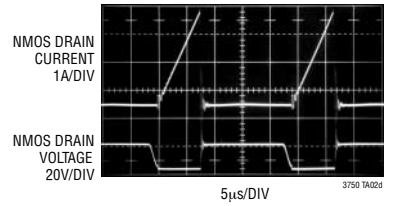
#### 3A 充电效率



#### 3A 充电时间

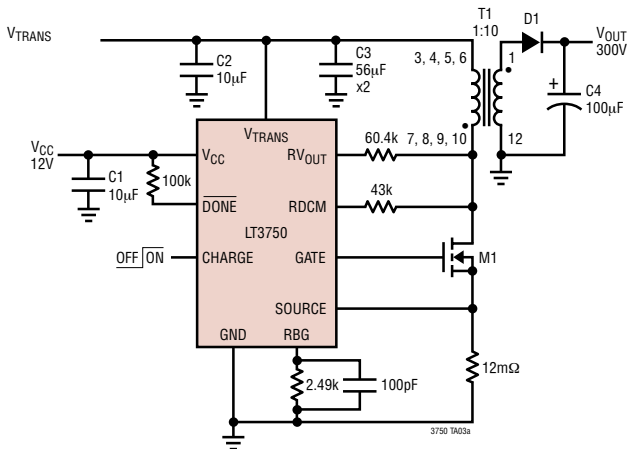


#### 典型开关波形



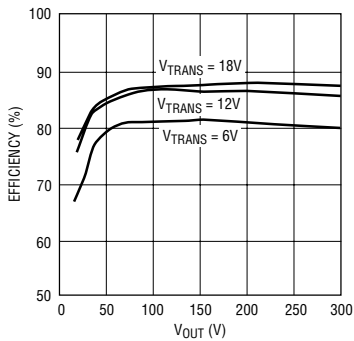
典型应用

300V、6A 电容充电器

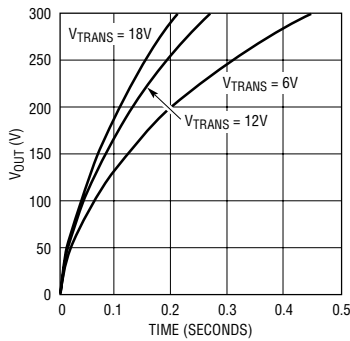


- C1: 25V X5R OR X7R CERAMIC CAPACITOR
- C2: 25V X5R OR X7R CERAMIC CAPACITOR
- C3: 25V SANYO OS-CON 25SVF56M
- C4: 330V RUBYCON PHOTOFLASH CAPACITOR
- D1: DIODES INC. MURS160
- M1: PHILIPS PHT6NQ10T
- T1: TDK DCT20EFD-U32S003 FLYBACK TRANSFORMER

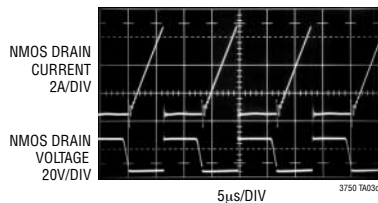
6A 充电效率



6A 充电时间

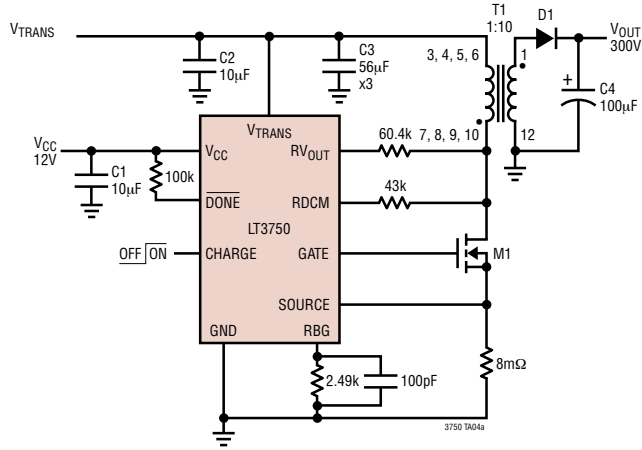


典型开关波形



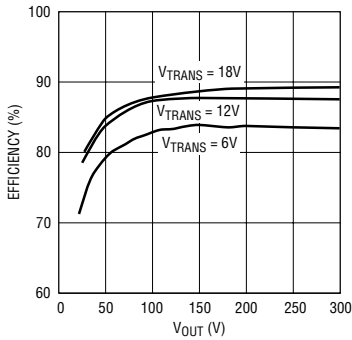
## 典型应用

### 300V、9A 电容充电器

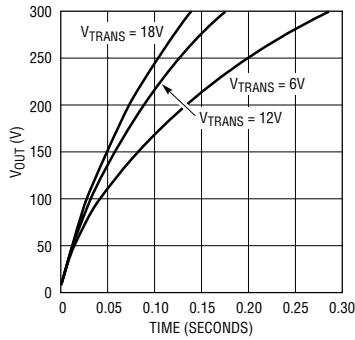


- C1: 25V X5R OR X7R CERAMIC CAPACITOR
- C2: 25V X5R OR X7R CERAMIC CAPACITOR
- C3: 25V SANYO OS-CON 25SVF56M
- C4: 330V RUBYCON PHOTOFLASH CAPACITOR
- D1: DIODES INC. MURS160
- M1: PHILIPS PHM2INQ15T
- T1: TDK DCT20EFD-U32S003 FLYBACK TRANSFORMER

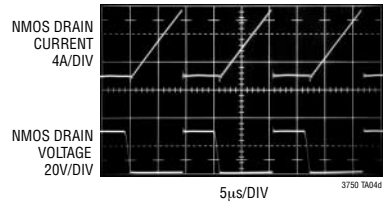
#### 9A 充电效率



#### 9A 充电时间

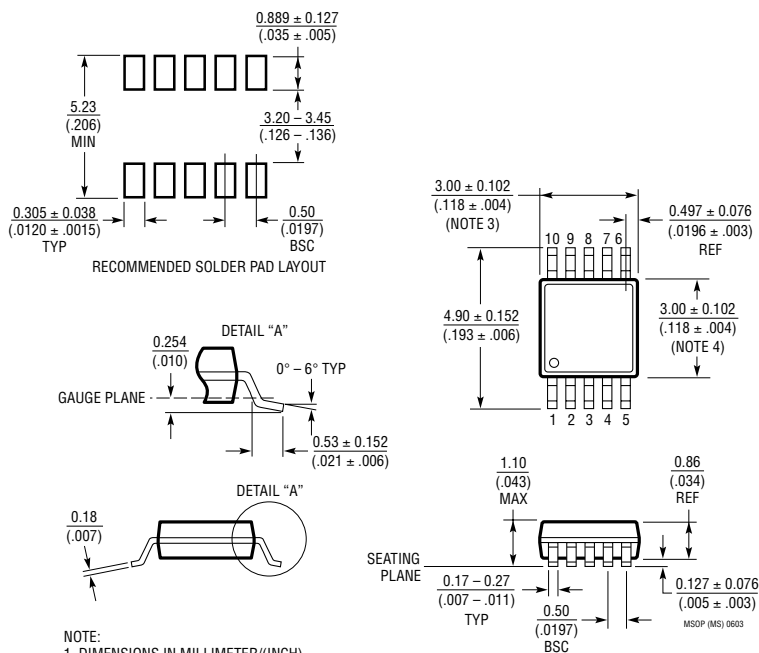


#### 典型开关波形



封装描述

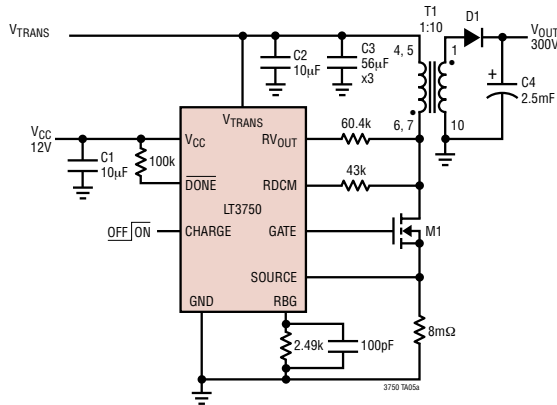
MS 封装  
10 引脚塑料 MSOP  
(参考 LTC DWG # 05-08-1661)



- NOTE:
1. DIMENSIONS IN MILLIMETER/(INCH)
  2. DRAWING NOT TO SCALE
  3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS.  
MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
  4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.  
INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
  5. LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.102mm (.004") MAX

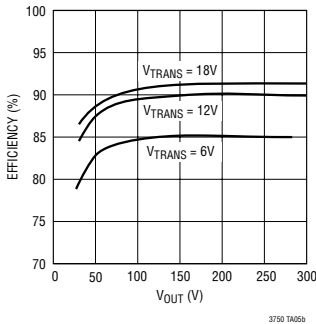
## 典型应用

### 300V、9A、2.5mF 电容充电器

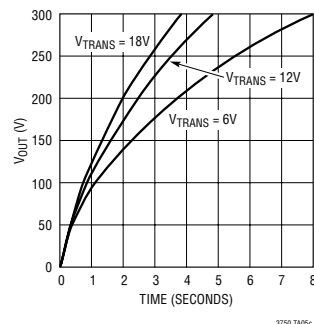


- C1, C2: 25V X5R OR X7R CERAMIC CAPACITOR  
 C3: 25V SANYO OS-CON 25SV56M  
 C4: CORNELL DUBILIER 7P252V360N082  
 D1: DIODES INC. MURS160  
 M1: PHILIPS PHM21N015T  
 T1: MIDCOM 32052 FLYBACK TRANSFORMER

效率



充电时间



## 相关器件

器件型号	描述	备注
LT3420/LT3420-1	具有自动连续补充充电功能的 1.4A /1A 照相闪光灯电容充电器	可利用 5V 电源在 3.7 秒的时间里把 220µF 电容器充电至 320V, VIN: 2.2V 至 16V, ISD < 1µA, 10 引脚 MS 封装
LT3468/LT3468-1 LT3468-2	1.4A, 1A, 0.7A 照相闪光灯电容充电器	VIN: 2.5V 至 16V, 充电时间: LT3468 为 4.6 秒 (0V 至 320V, 100µF, VIN = 3.6V), ISD < 1µA, ThinSOT 封装
LT3484-0/LT3484-1 LT3484-2	1.4A, 0.7A, 1A 照相闪光灯电容充电器	VIN: 1.8V 至 16V, 充电时间: LT3484-0 为 4.6 秒 (0V 至 320V, 100µF, VIN = 3.6V), ISD < 1µA, 2mm × 3mm 6 引脚 DFN 封装
LT3485-0/LT3485-1 LT3485-2/LT3485-3	具有输出电压监视器和集成 IGBT 驱动器的 1.4A, 0.7A, 1A, 2A 照相闪光灯电容充电器	VIN: 1.8V 至 10V, 充电时间: LT3485-0 为 3.7 秒, (0V 至 320V, 100µF, VIN = 3.6V), ISD < 1µA, 3mm × 3mm 10 引脚 DFN 封装