

## PWM LED 驱动器及升压、反激和 SEPIC 型控制器

### 特点

- True Color PWM™ 提供了恒定的彩色和 3000:1 的调光比
- 用于实现高功率 LED 的 PWM 调光控制的全集成化负载 FET 驱动器
- 从模拟输入进行 100:1 的调光
- 宽 FB 电压范围：0V 至 1.23V
- 恒定电流或恒定电压调节
- 低停机电流： $I_Q = 20\mu A$
- 精度为 1% 的 1.23V 内部电压基准
- 具有 100mV 迟滞的 2% RUN 引脚门限
- 可利用一个外部电阻器来设置工作频率（范围为 20kHz 至 1MHz）
- 可与一个频率高达  $1.3f_{OSC}$  的外部时钟同步
- 内部 7V 低压差稳压器
- 可编程输出过压保护
- 可编程软启动
- 可在一种无检测电阻 (No  $R_{SENSE}$ ™) 模式中使用 (当  $V_{DS} < 36V$  时)
- 16 引脚 DFN 和 TSSOP 封装

### 应用

- 高电压 LED 阵列
- 电信电源
- 42V 汽车系统
- 24V 工业控制
- IP 电话电源

LT、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。  
True Color PWM 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。正在进行专利审议。

### 描述

LTC®3783 是一款电流模式 LED 驱动器及升压、反激和 SEPIC 型控制器，用于驱动一个 N 沟道功率 MOSFET 和一个 N 沟道负载 PWM 开关。当采用一个外部负载开关时，PWMIN 输入不仅驱动 PWMOUT，而且还将使能控制器 GATE 开关和误差放大器操作，可使控制器在 PWMIN 为低电平时存储负载电流信息。该功能 (正在进行专利审议) 实现了速度极快、真正的 PWM 负载开关操作，而不会发生瞬态过压或欠压问题；3000:1 的 LED 调光比可以通过数字方式来实现，从而避免了采用 LED 电流调光时常见的彩色偏移现象。FBP 引脚提供了负载电流的模拟调光，因此，与仅采用 PWM 的时候相比，有效调光比增加了 100:1。

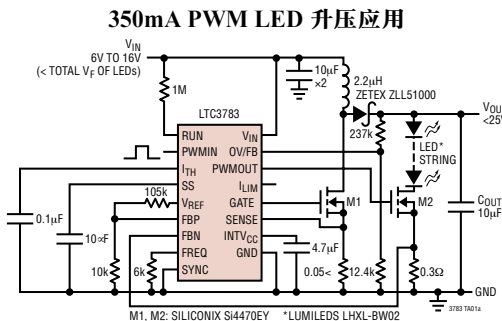
在输出负载电流必须返回  $V_{IN}$  的应用中，任选的恒定电流/恒定电压调节用于控制输出 (或输入) 电流或输出电压，并对另一个参数提供一个限值。 $I_{LIM}$  提供了一个 10:1 的模拟调光比。

对于中低功率应用，无检测电阻器的模式能够利用功率 MOSFET 的导通电阻，不需要电流检测电阻器，从而实现效率的最大化。

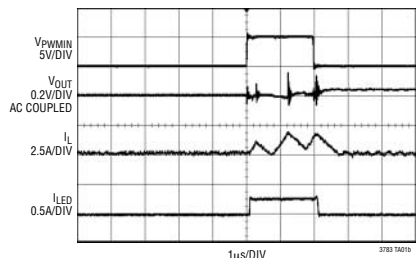
可以通过一个外部电阻器将该 IC 的工作频率设定在 20kHz 至 1MHz 的范围内，并能够利用 SYNC 引脚来使之与一个外部时钟同步。

LTC3783 采用 16 引脚 DFN 和 TSSOP 封装。

### 典型应用



### 典型波形



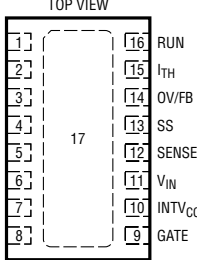
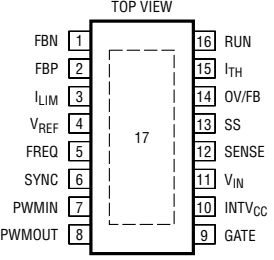
# LTC3783

## 绝对最大额定值 (注1)

$V_{IN}$ , SENSE, FBP, FBN 电压	-0.3V 至 42V
INTV <sub>CC</sub> 电压	-0.3V 至 9V
INTV <sub>CC</sub> 输出电流	75mA
GATE 输出电流	50mA(RMS)
PWMOUT 输出电流	25mA(RMS)
$V_{REF}$ 输出电流	1mA
GATE, PWMOUT 电压	-0.3V 至 ( $V_{INTVCC} + 0.3V$ )
$I_{TH}$ , $I_{LIM}$ , SS 电压	-0.3V 至 2.7V
RUN, SYNC, PWMIN 电压	-0.3V 至 7V

FREQ, $V_{REF}$ , OV/FB 电压	-0.3V 至 1.5V
工作结温范围 (注2)	-40°C 至 85°C
结温 (注3)	-40°C 至 125°C
贮存温度范围	
DFN 封装	-65°C 至 125°C
TSSOP 封装	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	
TSSOP 封装	300°C

## 封装/订购信息

 <p>DHD PACKAGE 16-LEAD (5mm × 4mm) PLASTIC DFN <math>T_{JMAX} = 125^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 43^{\circ}C/W</math> EXPOSED PAD (PIN 17) IS GND MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	产品型号	 <p>FE PACKAGE 16-LEAD PLASTIC TSSOP <math>T_{JMAX} = 125^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 38^{\circ}C/W</math> EXPOSED PAD (PIN 17) IS GND MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	产品型号
	LTC3783EDHD		LTC3783EFE
	DHD 器件标记		
	3783		
<p><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></p>			

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  $T_A = 25^{\circ}C$ 。  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{RUN} = 1.5V$ ,  $V_{SYNC} = 0V$ ,  $V_{FBP} = V_{REF}$ ,  $R_T = 20k$ , 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>主控制环路 / 整个系统</b>						
$V_{IN}$	输入电压范围		3		36	V
$I_Q$	输入电压电电流 连续模式 停机模式	(注4) $V_{OV/FB} = 1.5V$ , $V_{ITH} = 0.75V$ $V_{RUN} = 0V$		1.5 20		mA μA
$V_{RUN}^+$	上升 RUN 输入门限电压			1.348		V
$V_{RUN}^-$	下降 RUN 输入门限电压		1.223	1.248	1.273	V
$V_{RUN(HYST)}$	RUN 引脚输入门限迟滞			100		mV

3783f

## 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  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。  $V_{IN} = 12\text{V}$ ，  $V_{RUN} = 1.5\text{V}$ ，  $V_{SYNC} = 0\text{V}$ ，  $V_{FBP} = V_{REF}$ ，  $R_T = 20\text{k}$ ， 除非特别说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$I_{RUN}$	RUN 引脚输入电流			5		nA
$V_{SENSE(MAX)}$	最大电流检测门限		125	150	180	mV
$I_{SENSE(ON)}$	SENSE 引脚电流 (GATE 为高电平)	$V_{SENSE} = 0\text{V}$		70		$\mu\text{A}$
$I_{SENSE(OFF)}$	SENSE 引脚电流 (GATE 为低电平)	$V_{SENSE} = 36\text{V}$		0.2		$\mu\text{A}$
$I_{SS}$	软起动引脚输出电流	$V_{SS} = 0\text{V}$		-50		$\mu\text{A}$

## 电压/温度基准

$V_{REF}$	基准电压		● 1.218 1.212	1.230	1.242 1.248	V V
$I_{REF}$	最大基准引脚输出电流		0.5			mA
$\Delta V_{REF}/\Delta V_{IN}$	基准电压调整率	$3\text{V} \leq V_{IN} \leq 36\text{V}$		0.002	0.02	%/V
$\Delta V_{REF}/\Delta I_{REF}$	基准电压负载调整率	$0\text{mA} \leq I_{REF} \leq 0.5\text{mA}$		0.2	1.0	%/mA
$T_{MAX}$	过热 SD 门限上升			165		$^\circ\text{C}$
$T_{HYST}$	过热迟滞			25		$^\circ\text{C}$

## 误差放大器

$I_{OV/FB}$	OV/FB 引脚输入电流			18	60	nA
$\Delta V_{OV/FB(OV)}$	OV/FB 过压闭锁门限	$V_{OV/FB(OV)} - V_{OV/FB(NOM)}$ (单位: %), $V_{FBP} \leq V_{REF}$		7		%
$V_{OV/FB(FB)}$	OV/FB 引脚调节电压	$2.5\text{V} < V_{FBP} < 36\text{V}$	1.212	1.230	1.248	V
$I_{FBP}, I_{FBN}$	误差放大器输入电流	$0\text{V} \leq V_{FBP} < V_{REF}$ $2.5\text{V} < V_{FBP} < 36\text{V}$		-0.4 50		$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$V_{FBP} - V_{FBN}$	误差放大器失调电压 (注 5)	$0\text{V} \leq V_{FBP} \leq V_{REF}$ $2.5\text{V} < V_{FBP} \leq 36\text{V}$ ( $V_{ILIM} = V_{REF}$ ) $2.5\text{V} < V_{FBP} \leq 36\text{V}$ ( $V_{ILIM} = 0.123\text{V}$ )	-3		3	mV mV mV
$g_m$	误差放大器跨导	$V_{FBP} \leq V_{REF}$ $2.5\text{V} < V_{FBP} < 36\text{V}$		1.7 14		mmho mmho
$A_{OVL}$	误差放大器开环增益		500			V/V

## 振荡器

$f_{OSC}$	振荡器频率 振荡器频率范围	$R_{FREQ} = 20\text{k}\Omega$	250 20	300 1000	350	kHz kHz
$D_{MAX}$	最大占空比		85	90	97	%
$f_{SYNC}/f_{OSC}$	推荐的最大同步频率比	$f_{OSC} = 300\text{kHz}$ (注 6)		1.25	1.3	
$t_{SYNC(MIN)}$	SYNC 最小输入脉冲宽度	$V_{SYNC} = 0\text{V}$ 至 $5\text{V}$		25		ns
$t_{SYNC(MAX)}$	SYNC 最大输入脉冲宽度	$V_{SYNC} = 0\text{V}$ 至 $5\text{V}$		$0.8/f_{OSC}$		ns
$V_{IH(SYNC)}$	SYNC 输入电压高电平		1.2			V
$V_{HYST(SYNC)}$	SYNC 输入电压迟滞			0.5		V
$R_{SYNC}$	SYNC 输入下拉电阻			100		k $\Omega$
$t_{ON(MIN)}$	最小导通时间	采用检测电阻器, 10mV 过驱动 无检测电阻器 (No $R_{SENSE}$ ) 模式		170 300		ns ns

## 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  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。  $V_{IN} = 12\text{V}$ ，  $V_{RUN} = 1.5\text{V}$ ，  $V_{SYNC} = 0\text{V}$ ，  $V_{FBP} = V_{REF}$ ，  $R_T = 20\text{k}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>低压降稳压器</b>						
$V_{INTVCC}$	INTV <sub>CC</sub> 稳压器输出电压	$V_{OV/FB} = 1.5\text{V}$	● 6.5	7	7.5	V
UVLO	INTV <sub>CC</sub> 欠压闭锁门限	上升 INTV <sub>CC</sub> 下降 INTV <sub>CC</sub> 迟滞	1.8	2.3 2.1 0.2	2.5	V V V
$\frac{\Delta V_{INTVCC}}{\Delta V_{IN}}$	INTV <sub>CC</sub> 电压调节	$12\text{V} \leq V_{IN} \leq 36\text{V}$		2	6	mV/V
$\Delta V_{LDO(LOAD)}$	INTV <sub>CC</sub> 负载调节	$0 \leq I_{INTVCC} \leq 10\text{mA}$	-1	-0.1		%
$V_{DROPOUT}$	INTV <sub>CC</sub> 压降	$V_{IN} = 7\text{V}$ ， $I_{INTVCC} = 10\text{mA}$		300	500	mV
$I_{INTVCC(SD)}$	停机期间的自举模式 INTV <sub>CC</sub> 电源电流	$V_{SENSE} = 0\text{V}$ $V_{SENSE} = 7\text{V}$		25 15		$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
<b>GATE/PWMOUT 驱动器</b>						
$t_r(\text{GATE})$	GATE 驱动器输出上升时间	$C_L = 3300\text{pF}$ (注 7)		15		ns
$t_f(\text{GATE})$	GATE 驱动器输出下降时间	$C_L = 3300\text{pF}$ (注 7)		8		ns
$I_{PK(\text{GATE,RISE})}$	GATE 驱动器峰值供电电流	$V_{\text{GATE}} = 0\text{V}$		0.5		A
$I_{PK(\text{GATE,FALL})}$	GATE 驱动器峰值吸收电流	$V_{\text{GATE}} = 7\text{V}$		1		A
$V_{P\text{WMIN}}$	PWMIN 引脚输入门限电压	上升 PWMIN 下降 PWMIN 迟滞		1.6 0.8 0.8		V V V
$R_{P\text{WMIN}}$	PWMIN 输入上拉电阻			100		k $\Omega$
$t_r(\text{PWMOUT})$	PWMOUT 驱动器输出上升时间	$C_L = 3300\text{pF}$ (注 7)		30		ns
$t_f(\text{PWMOUT})$	PWMOUT 驱动器输出下降时间	$C_L = 3300\text{pF}$ (注 7)		16		ns
$I_{PK(\text{PWMOUT,RISE})}$	PWMOUT 驱动器峰值供电电流	$V_{\text{PWMOUT}} = 0\text{V}$		0.25		A
$I_{PK(\text{PWMOUT,FALL})}$	PWMOUT 驱动器峰值吸收电流	$V_{\text{PWMOUT}} = 7\text{V}$		0.50		A

注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的使用寿命有可能受损。

注 2：LTC3783E 保证满足  $0^\circ\text{C}$  至  $85^\circ\text{C}$  结温范围内的性能指标。  
 $-40^\circ\text{C}$  至  $85^\circ\text{C}$  工作温度范围内的指标通过设计、特性分析及统计过程控制中的相关性来保证。

注 3： $T_J$  是根据以下公式由环境温度  $T_A$  和功耗  $P_D$  计算而得的：

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 43^\circ\text{C/W}) \text{ (对于 DFN 封装)}$$

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 38^\circ\text{C/W}) \text{ (对于 TSSOP 封装)}$$

注 4：由于以功率 MOSFET 栅极充电 ( $Q_G \cdot f_{\text{OSC}}$ ) 的缘故，动态输入电源电流因而更高。见“工作原理”部分。

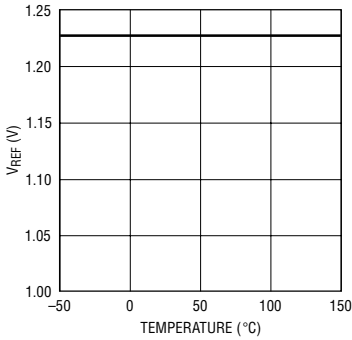
注 5：LTC3783 是在一个将  $V_{\text{FBN}}$  维持于  $V_{\text{FBP}} = V_{\text{VREF}}$  的反馈环路中进行测试的，且  $I_{\text{TH}}$  引脚电压被强制在其电压范围的中点 ( $0.3\text{V} \leq V_{\text{ITH}} \leq 1.2\text{V}$ ；中点 =  $0.75\text{V}$ )。

注 6：在同步应用中，内部斜率补偿增加了 25%。同步至一个高得多的比值将减小有效的斜率补偿量，这会在占空比大于 50% 时引发次谐波振荡。

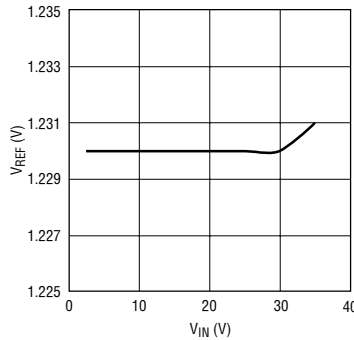
注 7：上升和下降时间是在 10% 和 90% 的电平上进行测量的。

典型性能特征 (T<sub>A</sub> = 25°C, 除非特别注明)

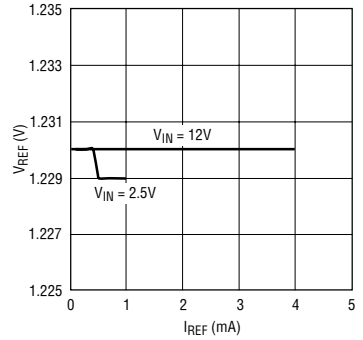
V<sub>REF</sub> 与温度的关系曲线



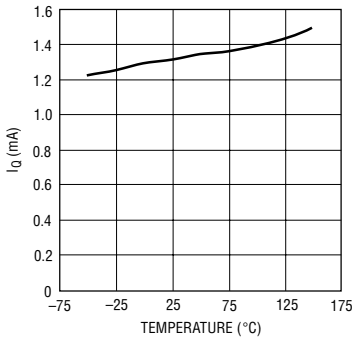
V<sub>REF</sub> 电压调节



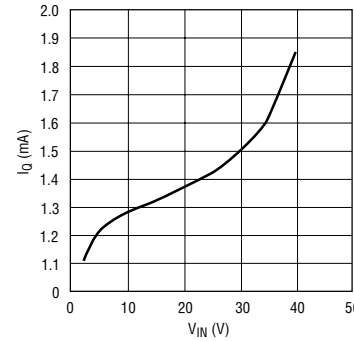
V<sub>REF</sub> 负载调节



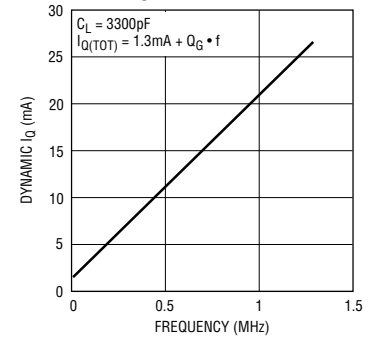
I<sub>Q</sub> 与温度的关系曲线  
(P<sub>WMIN</sub> 为低电平)



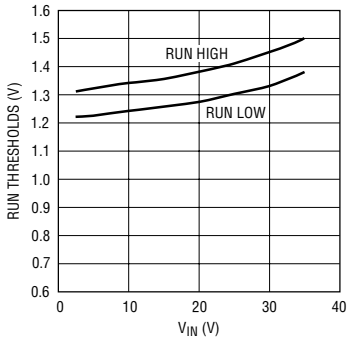
I<sub>Q</sub> 与 V<sub>IN</sub> 的关系曲线  
(P<sub>WMIN</sub> 为低电平)



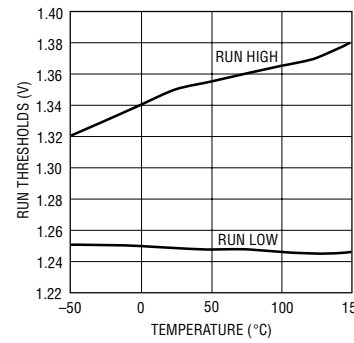
动态 I<sub>Q</sub> 与频率的关系曲线



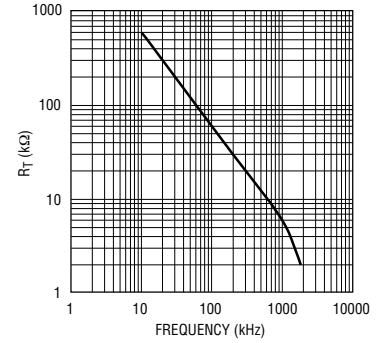
RUN 门限与 V<sub>IN</sub> 的关系曲线



RUN 门限与温度的关系曲线

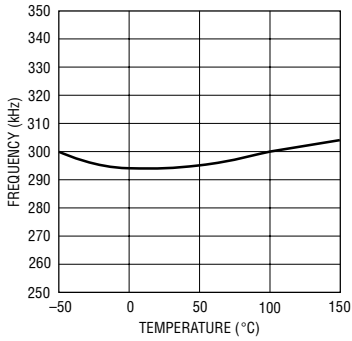


R<sub>T</sub> 与频率的关系曲线



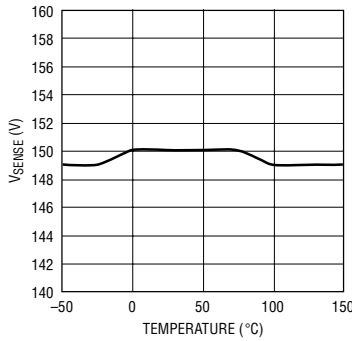
## 典型性能特征 (T<sub>A</sub> = 25°C, 除非特别注明)

频率与温度的关系曲线



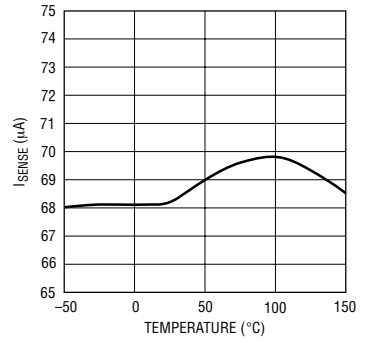
3783 G10

最大 V<sub>SENSE</sub> 与温度的关系曲线



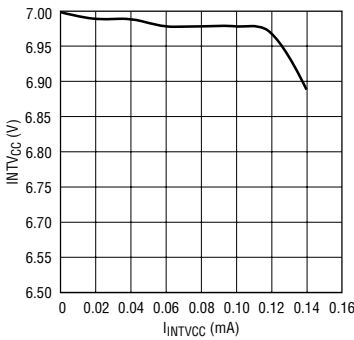
3783 G11

I<sub>SENSE</sub> 与温度的关系曲线



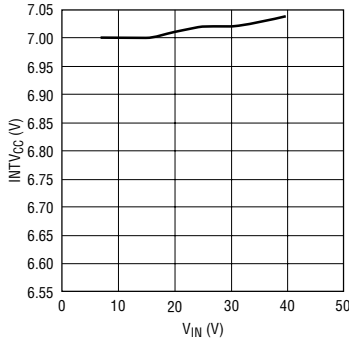
3783 G12

INTV<sub>CC</sub> 负载调节



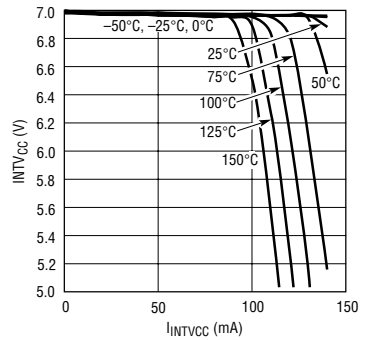
3783 G13

INTV<sub>CC</sub> 电压调节



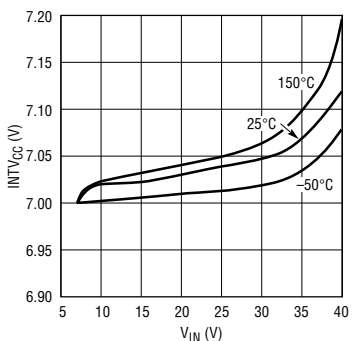
3783 G14

整个温度范围内的 INTV<sub>CC</sub> 负载调节



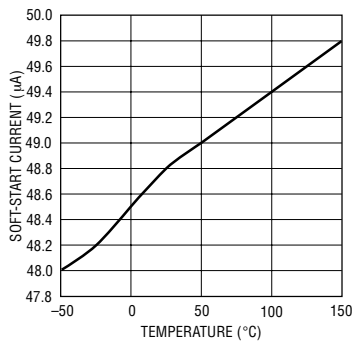
3783 G15

INTV<sub>CC</sub> 电压调节与温度的关系曲线



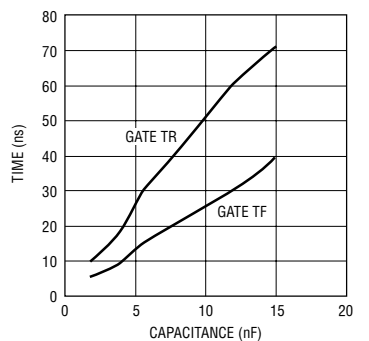
3783 G16

I<sub>SS</sub> 软起动电流与温度的关系曲线



3783 G17

栅极上升/下降时间与电容的关系曲线



3783 G18

## 引脚功能

**FBN (引脚 1):** 误差放大器反相输入/负电流检测引脚。在电压模式中 ( $V_{FBP} \leq V_{REF}$ )，该引脚负责从  $V_{OUT}$  两端的外部电阻分压器来检测反馈电压 (以进行输出电压调节)，或者从负载下方的接地检测电阻器来检测反馈电压 (以进行输出电流调节)。在恒定电流/恒定电压模式中 ( $V_{FBP} > 2.5V$ )，将该引脚连接至电流调节电阻器的负端。在调节状态下，该引脚的标称电压为  $V_{FBP}$  或 ( $V_{FBP} - 100mV$ ) (当  $V_{ILIM} = 1.23V$  时)，这取决于由  $V_{FBP}$  电压所设定的工作模式 (电压或恒定电流/恒定电压)。

**FBP (引脚 2):** 误差放大器同相输入/正电流检测引脚。该引脚的电压决定了控制环路的反馈模式 (电压或恒定电流/恒定电压)，其门限约为 2V。在电压模式中 ( $V_{FBP} \leq V_{REF}$ )，该引脚代表了期望的电压，调节环路将使 FBN 引脚跟随此电压。在恒定电流/恒定电压模式中 ( $V_{FBP} > 2.5V$ )，将该引脚连接至负载电流检测电阻器的正端。对于该引脚而言，可接受的输入范围为 0V 至 1.23V (电压模式) 和 2.5V 至 36V (恒定电流/恒定电压模式)。

**ILIM (引脚 3):** 电流限制引脚。在恒定电流模式调节状态中 (即：当  $V_{FBP} > 2.5V$  时)，该引脚负责设定电流检测电阻器失调电压 ( $V_{FBP} - V_{FBN}$ )。当  $I_{LIM} = 1.23V$  时，失调电压为 100mV，并将随  $V_{ILIM}$  成比例地下降。该引脚的标称电压范围为 0.1V 至 1.23V。

**VREF (引脚 4):** 基准电压引脚。该引脚提供了内部带隙电压的一个缓冲版本，此电压可直接或经过衰减后连接至 FBP 引脚。该引脚的标称电压为 1.23V。在噪声的系统中绝对不能采用一个与 GND 相连的电容器来对该引脚进行旁路，而是应采用一个与 GND 相连的 10k 电阻器，从而减小噪声系统中的引脚阻抗。

**FREQ (引脚 5):** 一个连接在 FREQ 引脚和地之间的电阻器负责设置芯片的工作频率。FREQ 引脚上的标称电压为 0.615V。

**SYNC (引脚 6):** 该输入可使工作频率与一个外部时钟同步，其内部有一个 100k 下拉电阻器。

**PWMIN (引脚 7):** PWM 栅极驱动器输入。内部有一个 100k 上拉电阻器。当 PWMIN 为低电平时，PWMOUT 为低电平，GATE 停止开关操作，且外部  $I_{TH}$  网络被断接，从而保存了  $I_{TH}$  引脚的状态。

**PWMOUT (引脚 8):** PWM 栅极驱动器输出。用于恒定电流调光 (LED 负载) 或输出断接 (升压型电源)。

**GATE (引脚 9):** 用于升压型转换器的主栅极驱动器输出。

**INTVCC (引脚 10):** 内部 7V 稳压器输出。主和 PWM 栅极驱动器及控制电路由该电压来供电。采用一个最小 4.7 $\mu F$  的低 ESR 陶瓷电容器来把该引脚局部旁路至 IC 的地。

**VIN (引脚 11):** 主电源引脚。必须紧密去耦至地。

**SENSE (引脚 12):** 用于控制环路的电流检测输入。将该引脚连接至主功率 MOSFET 的漏极，检测  $V_{DS}$  电压，并在  $V_{SENSE} \leq 36V$  的条件下实现最高的效率。也可以把 SENSE 引脚连接至主功率 MOSFET 漏极的一个电阻器。对于这两种检测方法，均提供了内部前沿消除。

**SS (引脚 13):** 软起动引脚。该引脚提供了一个 50 $\mu A$  的上拉电流 (由 RUN 引脚来使能和设定)，用于给一个任选的外部电容器充电。该电压斜坡通过主 MOSFET 变换成一个对应的电流限制斜坡。

**OV/FB (引脚 14):** 过压引脚/电压反馈引脚。在电压模式中 ( $V_{FBP} \leq V_{REF}$ )，该引脚通过一个电阻器网络与  $V_{OUT}$  相连，在 GATE 关操作禁止期间设定输出电压，以防止发生过压现象。OV 引脚的标称门限电压为 1.32V ( $V_{REF} + 7\%$ )，并具有 20mV 迟滞。在电流/电压模式中 ( $V_{FBP} > 2.5V$ )，该引脚将通过一个电阻分压器来检测  $V_{OUT}$ ，并使环路进入电压调节状态，这样，该引脚的电压将接近  $V_{REF} = 1.23V$ ，前提是环路未在对负载电流进行调节 (例如：当  $I_{LIM} = 1.23V$  时， $[V_{FBP} - V_{FBN}] < 100mV$ )。

## 引脚功能

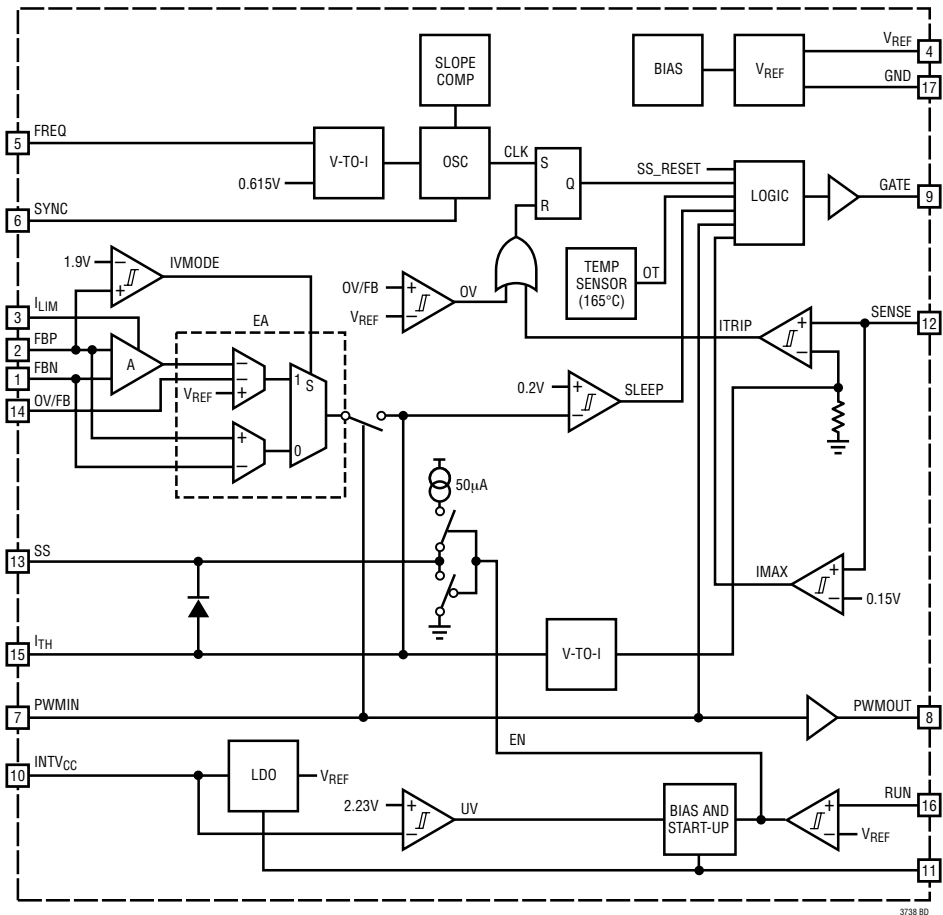
**I<sub>TH</sub> (引脚 15) :** 误差放大器输出/补偿引脚。电流比较器输入门限将随著该控制电压 (它是  $g_m$  型误差放大器的输出) 的上升而上升。该引脚的标称电压范围为 0V 至 1.40V。

**RUN (引脚 16) :** RUN 引脚为用户提供了一种用于检测输入电压和设置转换器启动门限电压的准确方

法。RUN 引脚下降门限的标称值为 1.248V，而且，比较器具有 100mV 迟滞 (以获得噪声免疫力)。当 RUN 引脚接地时，IC 进入停机模式，且  $V_{IN}$  电源电流被保持在一个低数值上 (典型值为 20 $\mu$ A)。

**裸露衬垫 (引脚 17) :** 接地引脚。应焊接至 PCB 的地，以实现电接触和额定的散热性能。

## 方框图





## 工作原理

### 主控制环路

LTC3783 是一款面向 PWM LED 以及 DC/DC 升压、SEPIC 和反激式转换器应用的恒定频率、电流模式控制器。在恒定电流 LED 应用中，LTC3783 提供了一个特别宽的 PWM 调光范围，这是因为它采用了独特的开关电路，该电路实现了短至几个转换器开关周期的 PWM 脉冲宽度。

对于电压反馈电路操作 (由  $V_{FBP} \leq 1.23V$  来定义)，请查阅 IC 的方框图以及本数据表首页上的“典型应用”。在 PWMIN 引脚为高电平的正常工作模式中，当振荡器设定锁存器时，功率 MOSFET 被接通 (GATE 电平走高)，而当 ITRIP 电流比较器使锁存器复位时则功率 MOSFET 被关断。根据由  $(V_{FBP} - V_{FBN})$  来表示的误差电压， $I_{TH}$  引脚上的误差放大器输出信号用于设定 ITRIP 电流比较器输入门限。当负载电流增加时，FBN 电压的下降 (相对于 FBP 上的基准电压) 将造成  $I_{TH}$  引脚电压上升，从而导致 ITRIP 电流比较器在一个较高的峰值电感器电流值上发生跳变。因此，平均电感器电流将上升，直到它与负载电流相等为止，由此保持稳压输出。

当 PWMIN 引脚电平走低时，PWMOUT 引脚电平走低， $I_{TH}$  开关开路且 GATE 开关操作被禁止。降低 PWMOUT 引脚电压并停用 GATE 将导致输出电容器  $C_{OUT}$  在没有负载电流的情况下保持输出电压的恒定。断开  $I_{TH}$  开关将在  $I_{TH}$  引脚电容器  $C_{ITH}$  上存储正确的负载电流值。因此，当 PWMIN 引脚电压再次走高时， $I_{TH}$  和  $V_{OUT}$  均立即处于合适的电平。

在电压反馈模式中，一个过压比较器 OV 负责检测 OV/FB 引脚电压，当其电压超过基准电压达 7% 时，向主 RS 锁存器提供一个复位脉冲。由于该 RS 锁存器主要受复位的支配，因此，在输出过压期间，功率 MOSFET 主动保持关断状态。

对于恒定电流/恒定电压调节操作 (由  $V_{FBP} > 2.5V$  来定义)，请查阅 IC 的方框图以及图 11。环路操作与电压反馈模式相似，只是 FBP 和 FBN 引脚此时检测的是与负载相串联的检测电阻器  $R_L$  两端的电压。 $I_{TH}$  引脚电压现在代表的是相对于期望的差分设定电压的误差 (对于 0.123V 至 1.23V 的  $I_{LIM}$  值，误差范围为 10mV 至 100mV)。就是说：当  $V_{LIM} = 1.23V$  时，环路将进行适当的调节，以使  $V_{FBP} - V_{FBN} = 100mV$ ；较低的  $I_{LIM}$  值将使该电压差成比例地减低。PWMIN 仍然起作用 (如上所述)，但只有在负载电流被 PWMOUT 信号关断时才能够正确地工作。

在恒定电流/恒定电压操作中，OV/FB 引脚变成了一个电压反馈引脚，进行环路进行调节，以使  $V_{OV/FB} = 1.23V$ ，前提是未达到上述的电流检测电压。这样，环路将对率先达到其预设限值的某一个参数、或者是电压或者是电流进行调节。

LTC3783 的标称工作频率是采用一个连接在 FREQ 引脚和地之间的电阻器来设置的，其受控范围为 20kHz 至 1MHz。此外，内部振荡器可与一个施加在 SYNC 引脚上的外部时钟相同步，并能够被锁定在位于其标称值的 100% 至 130% 之间的某一频率上。当 SYNC 引脚被置于开路状态时，由一个内部 100k 电阻器将其拉至低电平。在没有负载或者负载极轻的情况下，该控制器将执行跳脉冲操作，以维持调节状态，并防止产生过大的输出纹波。

IC 是处于使能状态还是低电流停机状态由 RUN 引脚来控制。一个微功率 1.248V 基准和 RUN 比较器使得用户能够设定 IC 接通或关断时的电源电压 (RUN 引脚具有用于实现噪声免疫力的 100mV 的迟滞)。当 RUN 引脚电压低于 1.248V 时，芯片被关断，输入电源电流的一般仅为 20 $\mu$ A。

## 工作原理

SS 引脚通过对一个外部电容进行充电，从而提供了软起动电流的功能。该  $50\mu\text{A}$  软起动电流由 RUN 引脚来使能，它在  $V_{\text{SS}}$  上生成一个正电压斜坡（内部  $I_{\text{TH}}$  被限制于该电压），从而避免了在启动时出现峰值电流。一旦  $V_{\text{SS}}$  达到  $1.23\text{V}$ ，则确立了完整的  $I_{\text{TH}}$  范围。

如本数据表首页上的“典型应用”所示，LTC3783 的使用既可通过检测功率 MOSFET 两端的压降来完成，也可通过把 SENSE 引脚连接至功率 MOSFET 源极的一个普通分流电阻器来完成。检测功率 MOSFET 两端电压的方法实现了转换器效率的最大化，并最大限度地减小了元件数目，但是要将输出电压限制为该引脚的最大额定值 ( $36\text{V}$ )。通过把 SENSE 引脚连接至功率 MOSFET 源极的一个电阻器，用户将能够把输出电压设置得比  $36\text{V}$  高得多，而仅受限于其他元件的击穿电压。

### 外部同步操作

当一个外部时钟信号以高于芯片内部振荡器频率的速率来驱动 SYNC 引脚时，振荡器将与该时钟信号同步。当振荡器的内部逻辑电路在 SYNC 引脚上检测到一个同步信号时，内部振荡器斜坡上升将被提前终止，而且斜率补偿将增加约 25%。因此，在要求同步的系统中，建议把 IC 的标称工作频率设置为外部时钟频率的 80% 左右。如果试图与一个过高的外部频率（高于  $1.3f_{\text{OSC}}$ ）同步，则会导致斜率补偿不足，并有可能引发次谐波振荡（或抖动）。

外部时钟信号超过  $2\text{V}$  的持续时间必须至少达到  $25\text{ns}$ ，并应具有一个 80% 的最大占空比，如图 1 所示。MOSFET 的接通将与外部时钟信号的上升沿同步。

### 设置工作频率

工作频率和电感值的选择是对效率和元件尺寸的一个折衷权衡的过程。低频操作通过降低 MOSFET

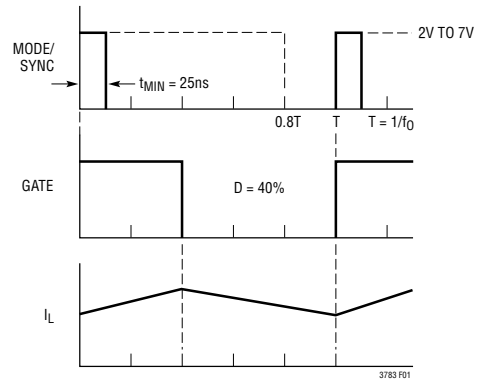


图 1：同步操作时的 MODE/SYNC 时钟输入和开关波形

和二极管开关损耗改善了效率。然而，对于一个给定的负载电流值，较低的工作频率要求采用更大的电感。

LTC3783 采用一种恒定频率架构，可利用一个从 FREQ 引脚连接到地的外部电阻器在  $20\text{kHz}$  到  $1\text{MHz}$  的范围内进行设置，如本数据表首页上的“典型应用”所示。FREQ 引脚上的标称电压为  $0.615\text{V}$ ，流出 FREQ 引脚的电流被用来对一个内部振荡电容器进行充放电。利用电阻器  $R_T = 20\text{k}$  来把振荡频率修整至  $300\text{kHz}$ 。图 2 示出了针对给定工作频率来选择  $R_T$  值的图形。

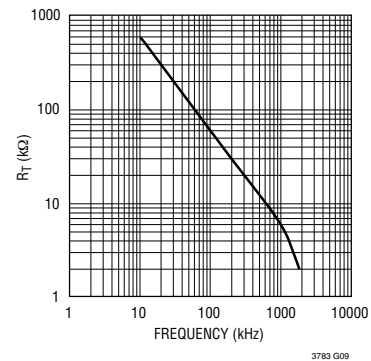


图 2：定时电阻 ( $R_T$ ) 值



## 工作原理

$$I_{Q(TOT)} = 1.2\text{mA} + 35\text{nC} \cdot 300\text{kHz} = 12\text{mA}$$

$$P_{IC} = 12\text{V} \cdot 12\text{mA} = 144\text{mW}$$

$$T_J = 70^\circ + 110^\circ/\text{W} \cdot 144\text{mW} = 86^\circ\text{C}$$

这表明了与 IC 中的静态电流相比时，栅极充电电流有多么重要。

为了防止超过最高结温，在高  $V_{IN}$  条件下，工作于连续方式时，必须检查输入电源电流。可能需要在 工作频率与功率 MOSFET 的外形尺寸之间进行权衡，以保持可靠的 IC 结温。然而，在降低工作频率之前，一定要与功率 MOSFET 制造商核对他们最新推出的低  $Q_G$ 、低  $R_{DS(ON)}$  器件。功率 MOSFET 制造技术正在不断改进，几乎每个月都会推出更新和性能更好的器件。

## 输出电压设置

在恒定电压模式中，为了调节输出电压，可由一个电阻分压器按照下式来设定输出电压：

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

式中： $0 \leq V_{FBP} \leq 1.23\text{V}$ 。如图 4 所示，外部电阻分压器与输出端相连，从而实现了远端电压采样。电阻  $R1$  和  $R2$  选择标准一般是使在正常操作期间流出  $FBN$  引脚的  $500\text{nA}$  输入偏置电流所引起的误差小于 1% (当  $V_{FBP} = 1.23\text{V}$  时，由此转换成的  $R1$  最大阻值为  $25\text{k}$  左右)。对于更低的  $FBN$  电压，必须相应地减小  $R1$  的阻值，以维持准确度 (例如：当  $V_{FBP} = 100\text{mV}$  时， $R1 < 2\text{k}$ ，以实现 1% 的准确度)。减小阻值可实现更高的准确度，但代价是功耗增加，而且轻负载时，效率会有所下降。

相似的分析适用于  $V_{FBP}$  电阻分压器 (如果采用)：

$$V_{FBP} = V_{REF} \cdot \frac{R3}{R3 + R4}$$

式中的  $R3$  流过相同的  $500\text{nA}$  偏置电流。

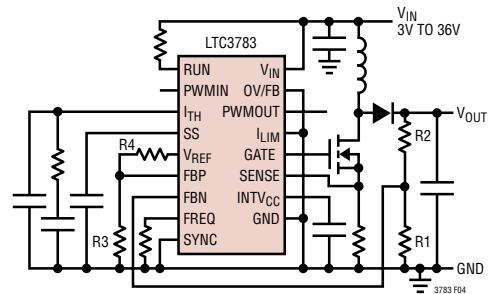


图 4：LTC3783 升压应用

## 利用 RUN 引脚来设置导通和关断门限

LTC3783 包括一个独立的微功率电压基准和一个即使在该器件处于停机状态下仍保持运行的比较器检测电路，如图 5 所示。这使得用户能够精确设置转换器的导通和关断输入电压。 $RUN$  引脚上的下降门限与  $1.248\text{V}$  的内部基准电压相等。比较器具有  $100\text{mV}$  的迟滞，以增强噪声免疫力。

导通和关断输入电压门限是采用一个电阻分压器根据下式来设置的：

$$V_{IN(OFF)} = 1.248\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

$$V_{IN(OON)} = 1.348\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

电阻器  $R1$  的阻值通常被选为  $1\text{M}$  以下。

## 工作原理

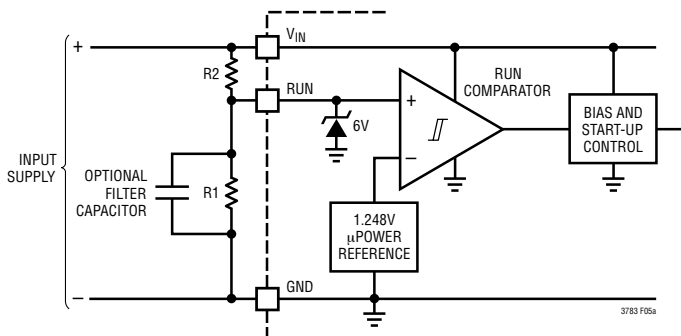


图 5a：采用 RUN 引脚来设置导通和关断门限

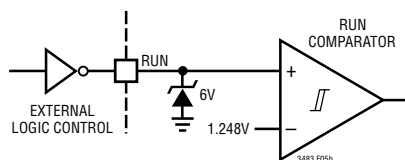


图 5b：采用外部逻辑电路的导通/关断控制

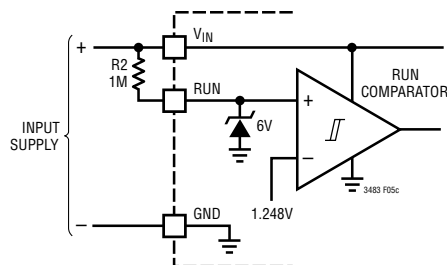


图 5c：RUN 引脚上用于“始终接通”操作的外部上拉电阻器

对于 RUN 引脚只被用作一个逻辑输入的应用，用户应知晓该引脚电压的绝对最大额定值为 7V！如图 5c 所示，对于“始终接通”的操作，可通过一个外部 1M 电阻器将 RUN 引脚与输入电压相连。

## 软起动电容器的选择

为了实现正确的软起动操作，LTC3783 应具有一个与 SS 引脚相连的足够大的软起动电容器  $C_{SS}$ 。软起动电容器的最小数值可根据输出电压、电容器大小和负载电流来估算。此外，PWM 操作利用调光比减小了 SS 电容器的有效值。

$$C_{SS(MIN)} > \frac{2 \cdot \text{调光比} \cdot 50\mu\text{A} \cdot C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R_{DS(ON)/SENSE}}{150\text{mV} \cdot 1.2\text{V}}$$

假设 50% 纹波电流，式中的  $R_{DS(ON)/SENSE}$  代表开关 MOSFET 的  $R_{DS(ON)}$  或  $R_{SENSE}$  (SENSE 引脚上随便采用哪一个)。如图 6 所示，调光比用  $1/D_{PWM}$  来描述。

## 应用电路

一种基本的 LTC3783 PWM 调光 LED 应用示于本数据表的首页。

## 工作频率和 PWM 调光比

PWM 调光的正确操作所需的最小工作频率  $f_{OSC}$  取决于最小 PWM 频率  $f_{PWM}$ 、调光比  $1/D_{PWM}$  和  $N$  (每个 PWM 周期的  $f_{OSC}$  周期数)：

$$f_{OSC} > \frac{R \cdot f_{PWM}}{D_{PWM}}$$

## 工作原理

图 6 示出了这些不同参数之间的相互关系。

一般来说，为了避免发生明显的闪烁， $f_{\text{PWM}}$  应高于 120Hz。假设所选的电感器和电容器数值与不连续操作模式时相近，则 2 个  $f_{\text{OSC}}$  周期便足以实现正确的 PWM 操作。因此，在 1MHz 的额定最大  $f_{\text{OSC}}$  之内，可以获得一个  $1/D_{\text{PWM}} = 3000$  的调光比。

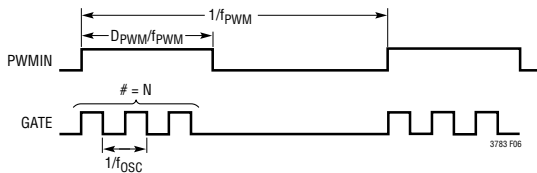


图 6：PWM 调光参数

### 升压型转换器：占空比的考虑

对于工作于连续导通方式 (CCM) 的升压型转换器，主开关的占空比为：

$$D = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}$$

式中的  $V_{\text{D}}$  是升压二极管的正向电压。对于输入电压接近输出电压的转换器，占空比较低；对于由低输入电压产生高输出电压的转换器，占空比较大。工作于连续导通方式的升压型转换器的最大输出电压为：

$$V_{\text{OUT(MAX)}} = \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} - V_{\text{D}}$$

LTC3783 的最大占空比能力为 90% (典型值)。这使得用户能够由低输入电源电压获得高输出电压。

### 升压型转换器：峰值和平均输入电流

LTC3783 中的控制电路一直在测量输入电流 (可通过采用功率 MOSFET 的  $R_{\text{DS(ON)}}$  或位于 MOSFET 源极的检测电阻器)，因此，输出电流需要折回输入

端，以正确选定功率 MOSFET。在理想的状态下，输入功率和输出功率相等，由此得出最大平均输入电流为：

$$I_{\text{IN(MAX)}} = \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

峰值输入电流为：

$$I_{\text{IN(PEAK)}} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

最大占空比  $D_{\text{MAX}}$  应在最小  $V_{\text{IN}}$  条件下计算。

### 升压型转换器：纹波电流 $\Delta I_{\text{L}}$ 和“ $\chi$ ”因子

上述公式中的常数“ $\chi$ ”代表电感器的峰-峰值纹波电流相对其最大值的百分比。例如，若选择的是 30% 的纹波电流，则  $\chi = 0.30$ ，峰值电流比平均值大 15%。

对于工作于 CCM 的电流模式升压型稳压器，当占空比大于 50% 时，必须增加斜率补偿，以避免发生次谐波振荡。对 LTC3783 而言，该斜坡补偿是在内部进行的。然而，拥有一个在内部固定的斜坡补偿波形确实对电感值和工作频率有所约束。如果采用的是一个过大的电感器，则相对于内部斜坡补偿，合成电流斜坡 ( $\Delta I_{\text{L}}$ ) 将比较小 (当占空比大于 50% 时)，且转换器操作将接近电压模式 (斜坡补偿降低了电流环路的增益)。如果采用的电感器过小，但转换器仍工作于 CCM (接近临界导通模式)，则内部斜坡补偿有可能不足以防止次谐波振荡的发生。为了确保良好的电流模式增益并避免次谐波振荡，建议使电感器中的纹波电流处于最大平均电流的 20% 到 40% 的范围内。例如，若最大平均输入电流为 1A，则选择一个在 0.2A 到 0.4A 之间的  $\Delta I_{\text{L}}$ ，以及一个相应的在 0.2 到 0.4 之间“ $\chi$ ”值。



## 工作原理

### 升压型转换器：电感器的选择

给定了输入电压的工作范围选择了工作频率和电感器的纹波电流之后，可采用下式来确定电感值：

$$L = \left( \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \right) \cdot D_{MAX}$$

式中的

$$\Delta I_L = \frac{\chi \cdot I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

请记住，大多数升压型转换器并未采取短路保护措施。在短路输出条件下，电感器电流仅受输入电源能力的限制。对于要求有短路保护措施的升压型转换器的应用，请参阅应用部分中与 SEPIC 型转换器有关的内容。

所需的电感器最小饱和电流可表达为占空比和负载电流的函数，具体如下：

$$I_{L(SAT)} > \left( 1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

应在最小输入电压（它将产生最大的电感器电流）和最大输出电流的条件下检查电感器的额定饱和电流。

### 升压型转换器：工作于不连续方式

如图 7 所示，不连续方式操作出现于负载电流低至允许电感器电流在开关管关断期间流出的时候。一旦电感器电流接近于零，开关管和二极管电容与电感谐振以形成 1MHz 至 10MHz 的阻尼振铃。如果开关管断开的足够长，则漏电压将稳定至输入电压。

根据输入电压以及电感器中残余能量的不同，该振铃可能会使功率 MOSFET 的漏极走低至地电位

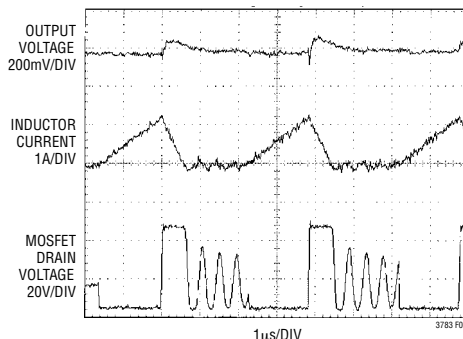


图 7：不连续方式的波形

以下，并被体内二极管箝位。该振铃对 IC 无害，且无迹像表明它对 EMI 有明显的影响。采用任何吸收电路对其实施阻尼的企图都将使效率下降。

### 升压转变换器：功率 MOSFET 的选择

在 LTC3783 中，功率 MOSFET 起两个作用：它是电源路上的主要开关元件，而其  $R_{DS(ON)}$  可以作为控制环路的电流检测元件。功率 MOSFET 的重要参数包括漏至源极击穿电压 ( $BV_{DSS}$ )、门限电压  $V_{GS(TH)}$ 、接通电阻  $R_{DS(ON)}$  与栅至源极电压的相互关系、栅至源和栅至漏极电荷（分别为  $Q_{GS}$  和  $Q_{GD}$ ）、最大漏电流 ( $I_{D(MAX)}$ ) 以及 MOSFET 的热阻 ( $\theta_{JC}$  和  $\theta_{JA}$ )。

栅极驱动电压由 7V 的  $INTV_{CC}$  低压差稳压器来设定，因此，在大多数高压 LTC3783 应用中采用额定电压为 6V 的 MOSFET。如果需要进行低电压操作（例如，由一节锂离子电池或一个 3.3V 逻辑电源供电），则应采用次逻辑电平门限电压的 MOSFET。应针对应用中的最大实际开关电压密切关注 MOSFET 的  $BV_{DSS}$  规格。许多逻辑电平器件的  $BV_{DSS}$  被限制在 30V 或更低的数值上，而且，由于布局寄生效应，开关节点会在 MOSFET 关断期间产生振铃。采用实际的 PCB 布局直接检查漏极和源极两端 MOSFET 开关波形的过度振铃。

## 工作原理

在开关导通期间，IMAX 比较器将功率 MOSFET 两端的最大压降限制在标称值 150mV 左右（这与占空比无关）。因此，峰值电感电流被限制为  $150\text{mV}/R_{\text{DS(ON)}}$ 。最大负载电流、占空比和功率 MOSFET 的  $R_{\text{DS(ON)}}$  之间的关系如下：

$$R_{\text{DS(ON)}} < 150\text{mV} \cdot \frac{1 - D_{\text{MAX}}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot \rho_T}$$

$\rho_T$  项表示 MOSFET 的  $R_{\text{DS(ON)}}$  的温度系数，通常为  $0.4\%/^{\circ}\text{C}$ 。图 8 示出了一种典型的功率 MOSFET 其归一化的  $R_{\text{DS(ON)}}$  随温度变化的情况。

另一种选用功率 MOSFET 的方法是检查对应给定的  $R_{\text{DS(ON)}}$  的最大输出电流，因为 MOSFET 的导通电阻可以是离散值。

$$R_{\text{DS(ON)}} < 150\text{mV} \cdot \frac{1 - D_{\text{MAX}}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot \rho_T}$$

值得注意的是， $I_{\text{OUT(MAX)}}$  与  $R_{\text{DS(ON)}}$  之间的  $1 - D_{\text{MAX}}$  关系有可能使具有宽输入范围的升压型转换器承受极大的最大输入和输出电流范围。在某些应用中，

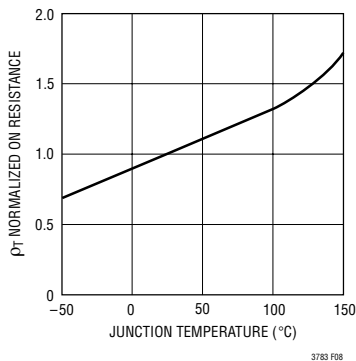


图 8：归一化  $R_{\text{DS(ON)}}$  与温度的关系曲线

限制从输入电源吸收的最大电流以及避免触发 150mV IMAX 比较器是很重要的（因为该条件会导致过大的噪声），此时，应将这一问题考虑在内。

## 功率 MOSFET 开关和导通损耗以及结温的计算

为了计算功率 MOSFET 的结温，必须知道器件消耗的功率。该功率消耗是占空比、负载电流和结温本身的函数（由于其  $R_{\text{DS(ON)}}$  的正温度系数的原因）。因此，通常需要进行一些迭代计算，以确定一个合理的准确值。由于该控制器把 MOSFET 用作开关和检测元件，所以应谨慎地确保转换器能够在所有的工作条件（输入电压和温度）以及制造商的数据表所罗列的  $V_{\text{SENSE(MAX)}}$  和 MOSFET 的  $R_{\text{DS(ON)}}$  最坏规格下提供所需的负载电流。

MOSFET 在升压型转换器中消耗的功率为：

$$P_{\text{FET}} = \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}\right)^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot D_{\text{MAX}} \cdot \rho_T + k \cdot V_{\text{OUT}}^{1.85} \cdot \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}\right) \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

上面公式中的第一项代表器件中的  $I^2R$  损耗，第二项为开关损耗。常数  $k = 1.7$  是与栅极驱动电流成反比关系的经验因子，其大小为电流的倒数。

利用以下公式可由功率 MOSFET 的已知功耗求得它的结温：

$$T_J = T_A + P_{\text{FET}} \cdot \theta_{\text{JA}}$$

该公式中采用的  $\theta_{\text{JA}}$  一般包括器件的  $\theta_{\text{JC}}$  加上从外壳到环境温度的热阻 ( $\theta_{\text{CA}}$ )。然后，可将该  $T_J$  值与迭代计算过程中所使用的当初假设的数值加以比较。



## 工作原理

### 升压型转换器：输出二极管的选择

为了最大限度地提高效率，需要采用具有低正向压降和低反向漏电流的快速开关二极管。升压型转换器中的输出二极管在开关管断开期间流过电流。二极管必须承受的峰值反向电压等于稳压器的输出电压。正常操作状态下的平均正向电流等于输出电流，而峰值电流等于峰值电感器电流。

$$I_{D(\text{PEAK})} = I_{L(\text{PEAK})} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{\text{OUT}(\text{MAX})}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

二极管消耗的功率为：

$$P_D = I_{\text{OUT}(\text{MAX})} \cdot V_D$$

以及二极管的结温为：

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$$

该公式中采用的  $\theta_{JA}$  一般包括该器件的  $\theta_{JC}$  加上从电路板到外壳中的环境温度热阻。

请牢记保持较短的二极管引线长度并遵循正确的开关节点布局（见“电路板布局检查清单”）以避免振铃过大和功耗增加。

### 升压型转换器：输出电容器的选择

当针对给定的输出纹波电压选择正确的元件时必须考虑 ESR（等效串联电阻）、ESL（等效串联电感）和体电容的影响。图 9 示出了对于一个常用的升压型转换器，这三个参数（ESR、ESL 和体电容）对输出电压纹波波形的影响。

元件的选择始自最大可接受纹波电压（以输出电压的百分数来表示）以及应如何在 ESR 阶跃和充电/放电  $\Delta V$  之间分配该纹波。为简单起见，我们将选择

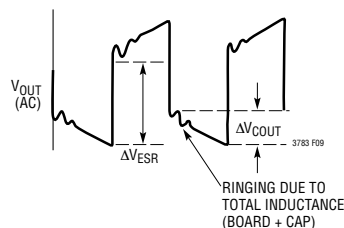


图 9：输出纹波电压

2% 的最大输出纹波在 ESR 阶跃和充电/放电  $\Delta V$  之间等分。根据应用要求的不同，该百分率纹波将发生变化，而且，下面的公式可以容易地修正。

对总纹波电压产生 1% 影响的输出电容器的 ESR 可采用下式来确定：

$$ESR_{\text{COUT}} < 0.01 \cdot \frac{V_{\text{OUT}}}{I_{\text{IN}(\text{PEAK})}}$$

式中：

$$I_{\text{IN}(\text{PEAK})} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{\text{OUT}(\text{MAX})}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

同样对总纹波产生 1% 影响的体电容元件为：

$$C_{\text{OUT}} > \frac{I_{\text{OUT}(\text{MAX})}}{0.01 \cdot V_{\text{OUT}} \cdot f}$$

对于许多应用而言，可以选择一种类型的电容器来同时满足设计的 ESR 和体电容要求。然而，在某些要求严格的应用中，并联两种或更多种电容器能够显著改善纹波电压。例如，采用低 ESR 陶瓷电容器能最大限度地减小 ESR 阶跃，而电解电容器则可被用来提供所需的体电容。

一旦确定了输出电容器 ESR 和体电容，应在一块专用 PC 板上对总纹波电压波形进行验证（参阅“电路板布局”部分以了解更多有关元件布局的信

## 工作原理

息)。实验室的试验板往往会受到过多串联电感的影响(由于元件间布线的原因),而这些寄生效应有可能使得开关波形看上去比其在正确设计的PC板上的时候要差得多。

升压稳压器中的输出电容器会经受高RMS纹波电流。输出电容器的RMS纹波电流为:

$$I_{\text{RMS(COUNT)}} = I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(MIN)}}}{V_{\text{IN(MIN)}}}}$$

请注意,电容器制造商所提供的额定纹波电流通常是基于使用寿命仅2000小时这种情形的。合理的做法是采用额定值更高的电容器,或选择一个比所要求的额定温度更高的电容器。还可以并联几个电容器以满足设计中的尺寸和高度要求。

### 升压型转换器:输入电容器的选择

升压型转换器的输入电容器没有输出电容器那么重要,原因是电感器与输入端串联,所以输入电流波形是连续的(见图10)。输入电压源阻抗决定了输入电容器的大小(其数值范围一般为 $10\mu\text{F}$ 至 $100\mu\text{F}$ )。建议采用一个低ESR电容器,尽管这一点并不像对输出电容器时那么重要。

升压型转换器的输入电容器RMS纹波电流为:

$$I_{\text{RMS(CIN)}} \approx 0.3 \cdot \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{L \cdot f} \cdot D_{\text{MAX}}$$



图10:电感器和输入电流

请注意,当电池突然与转换器的输入端相连时,输入电容器中会出现非常大的浪涌电流,而且,在这些条件下,钽固体电容器有可能严重受损。一定要指定经过浪涌测试的电容器!

### 升压型转换器设计实例

这里提供的设计实例是针对图1所示电路的。输入电压为12V,输出电压在最大负载电流为0.7A(峰值电流为1A)时为25V。

1. 占空比为:

$$D = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}} = \frac{25 + 0.4 - 12}{25 + 0.4} = 53\%$$

2. 工作频率被选定为1MHz,以最大限度地扩大PWM调光范围。由图2可知,从FREQ引脚连接到地的电阻器的阻值为6k。

3. 选择数值为最大负载电流40%的电感纹波电流,于是,峰值输入电流(也是最小饱和电流)为:

$$I_{\text{IN(PEAK)}} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} = 1.2 \cdot \frac{0.7}{1 - 0.53} = 1.8\text{A}$$

电感器纹波电流为:

$$\Delta I_{\text{L}} = \chi \cdot \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} = 0.4 \cdot \frac{0.7}{1 - 0.53} = 0.6\text{A}$$

因此,电感值为:

$$L = \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{\Delta I_{\text{L}} \cdot f} \cdot D_{\text{MAX}} = \frac{12\text{V}}{0.6\text{A} \cdot 1\text{MHz}} \cdot 0.53 = 11\mu\text{H}$$

4.  $R_{\text{SENSE}}$  应为:

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{0.5 \cdot V_{\text{SENSE(MAX)}}}{I_{\text{IN(PEAK)}}} = \frac{0.5 \cdot 150\text{mV}}{1.8\text{A}} = 42\text{m}\Omega$$

## 工作原理

5. 本设计所采用的二极管必须能处理 0.7A 的最大 DC 输出电流，并且最小反向电压为  $V_{OUT}$  (或 25V)。Zetex 公司的 1A、40V 二极管因其合适的规格 (特别是在较高的温度条件下具有极低的泄漏，这对于维持调光范围是很重要的) 而被选用。
6. 在电压和电容值许可的情况下，输出电容器通常由低 ESR 陶瓷电容器组合而成。根据最大输出纹波电压为 1% (或 250mV)，体电容需大于：

$$C_{OUT} > \frac{I_{OUT(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT} \cdot f} = \frac{0.7A}{0.01 \cdot 25V \cdot 1MHz} = 3\mu F$$

该电容器的 RMS 额定纹波电流需要超过：

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

$$= 0.7A \cdot \sqrt{\frac{25V - 12V}{12V}} = 0.7A$$

根据电容值和纹波电流，并考虑到实际尺寸，表面贴装型陶瓷电容器是一种上佳的选择。4.7 $\mu$ F 的 TDK C5750X7R1 H475M 将能够满足紧凑型封装的所有要求。

7. 软起动电容器应为：

$$C_{SSMIN} > \frac{2 \cdot \text{调光比} \cdot 50\mu A \cdot C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R_{DS(ON)}/SENSE}{150mV \cdot 1.2V}$$

$$> \frac{2 \cdot 3000 \cdot 50\mu A \cdot 4.7\mu F \cdot 25V \cdot 42m}{150mV \cdot 1.2V} = 8\mu F$$

8. 为升压型转换器选择的输入电容器取决于电源的阻抗和转换器能够安全承受的输入纹波的大小。针对本特定设计以及实验室的配置，我们发现采用 20 $\mu$ F 电容器可取得满意的效果。

### PC 板布局检查清单

1. 为了最大限度地降低开关噪声并改善输出负载调节，LTC3783 的 GND 衬垫应直接连接到 1) INTV<sub>CC</sub>

去耦电容器的负端，2) 输出去耦电容器的负端，3) 检测电阻器的底端或功率 MOSFET 的源极，4) 输入电容器的负端和 5) 裸露衬垫下方至少有一个直接到地平面的过孔。PC 板顶层的接地线应尽可能短而宽，以使串联电阻和电感最小。

2. 请注意在多层 PC 板中布设良好的接地环路。尽可能在电路板上保留一个中心接地节点，并采用输入电容器来避免高输出电流电源产生过大的输入纹波。如果接地平面用于大 DC 电流，则需采用一条远离小信号元件的路径。
3. 把  $C_{VCC}$  电容器放置在 IC 封装的 INTV<sub>CC</sub> 和 GND 引脚近旁。该电容器承受着高 di/dt MOSFET 栅极驱动电流。这里，采用一个低 ESR 和 ESL 的 4.7 $\mu$ F 陶瓷电容器可起到很好的作用。
4. 始自输出电容器的底端并经功率 MOSFET、升压二极管及经输出电容器返回的高 di/dt 环路应尽可能地紧密，以减少感性振铃。电感过大有可能导致功率 MOSFET 应力的增大和输出端 HF 噪声的增加。如果在输出端采用低 ESR 陶瓷电容器来降低输出噪声，则应把这些电容器布设在升压二极管的近旁，以把串联电感保持在最小值。
5. 通过直接在功率 MOSFET 的两端测量其漏源极电压来检查功率 MOSFET 的应力 (把一个示波器探头的地直接定位在 PC 板的源极上)。请注意感性振铃，它有可能超过 MOSFET 规定的最大额定电压。如果该振铃不能避免并超过了器件的最大额定值，则应选择一个更高电压的器件或指定一个具有合适雪崩功率的 MOSFET。
6. 把小信号元件放置在远离高频开关节点的地方。所有的小信号元件都应被安放在 IC 的一侧，而功率元件则全部放置在另一侧。这也允许对信号地采用伪开尔文 (pseudo-Kelvin) 连接法，此时，高 di/dt 栅极驱动器电流沿一个方向流出 IC 的接地引脚 (至

## 工作原理

INTV<sub>CC</sub> 去耦电容器的底部平面), 而小信号电流则沿另一个方向流动。

- 如果在功率 MOSFET 的源极采用了一个检测电阻器, 则应最大限度地减小 SENSE 引脚布线与任何高频开关节点之间的电容。LTC3783 包含一个约 160ns 的内部脉冲前沿消隐时间, 对于大多数应用而言应该是足够了。
- 为了实现最佳的负载调节和真正的远端采样, 输出电阻器的顶部应与输出电容器的顶部单独相连 (开尔文连接), 并远离任何的高 dV/dt 轨迹。将分压电阻器放置在 LTC3783 的附近, 以保持较短的高阻抗 FBN 节点。
- 对于有多个开关功率转换器连接至相同输入电源的应用来说, 要确定 LTC3783 的输入滤波电容器没有与其他功率转换器共用。来自另一个转换器的 AC 电流输入会引发明显的输入电压纹波, 这会影响到 LTC3783 的操作。在 LTC3783 的 C<sub>IN</sub> 与实际电源 V<sub>IN</sub> 之间设置几英寸的 PC 布线或导线 (L ~ 100nH) 应足以防止出现电流共用问题。

将负载回接至 V<sub>IN</sub>: 单电感器降压-升压型应用

如图 11 所示, 由于 LTC3783 采用了高压侧电流检测模式, 因此它也非常适合于负载电流回流至 V<sub>IN</sub> (从而提供一个既可高于也可低于输入电压 V<sub>IN</sub> 的负载电压 (V<sub>OUT</sub> - V<sub>IN</sub>) 的升压型转换器。这种配置允许输入电压与输出电压完全重叠, 其不足之处是只能对负载电流 (而不是负载电压) 进行严格调节。开关的额定规格必须针对一个与 V<sub>IN</sub> + V<sub>LOAD</sub> 相等的 V<sub>DS(MAX)</sub> 来拟订。

本电路的设计与上述的升压型转换器相似, 而且程序大致相同, 只不过此时的 V<sub>OUT</sub> 为 (V<sub>IN</sub> + V<sub>LOAD</sub>), 而且占空比和电压必须相应地进行调整。

与可以通过数字 PWMIN 输入或模拟 FBP 引脚来进行调光的升压型转换器相似, 降压-升压型转换器也可通过 PWMIN 引脚或模拟 I<sub>LIM</sub> 引脚来实施调光, 它调整的是失调电压, 而环路将把 (V<sub>FBP</sub> - V<sub>FBN</sub>) 驱动至该电压。然而, 在采用降压-升压型转换器的场合, 调光比不可能像采用升压型转换器时那么高, 这是因为没有用于在 PWMIN 引脚为低电平的情况下保持 V<sub>OUT</sub> 电平的负载开关。

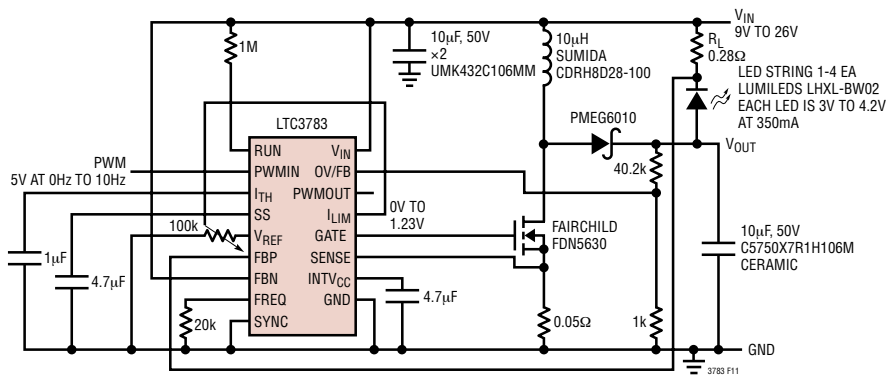


图 11: 采用模拟调光和低频 PWM 调光的单电感器降压-升压应用

## 工作原理

### 把 LTC3783 用于降压应用

如图 12 所示，高压侧电流检测的运用还使得 LTC3783 能够在负载电压始终充分低于  $V_{IN}$  的场合控制一个处于运行状态中的降压型转换器。在该电路

中，负载使电感器的输入电压产生压降。升压型转换器此时承受的电压为  $V_{IN}' = V_{IN} - V_{LOAD}$ ，这意味着控制器此刻被从  $(V_{IN} - V_{LOAD})$  提升至  $V_{IN}$ 。

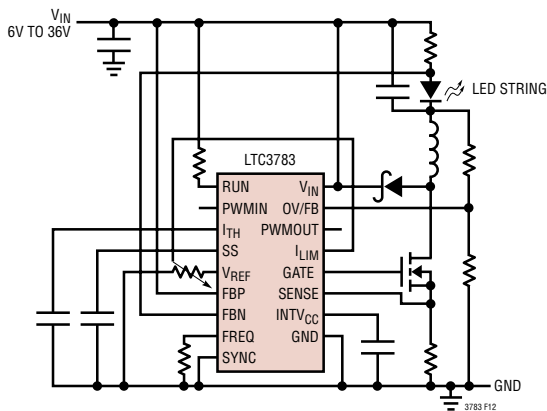
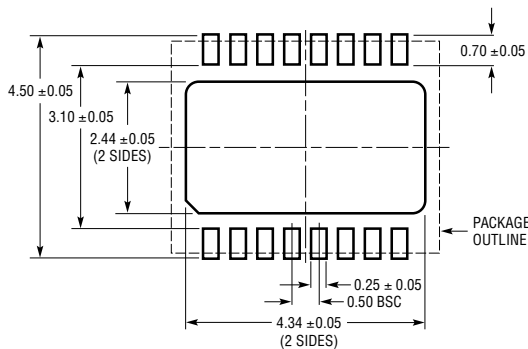


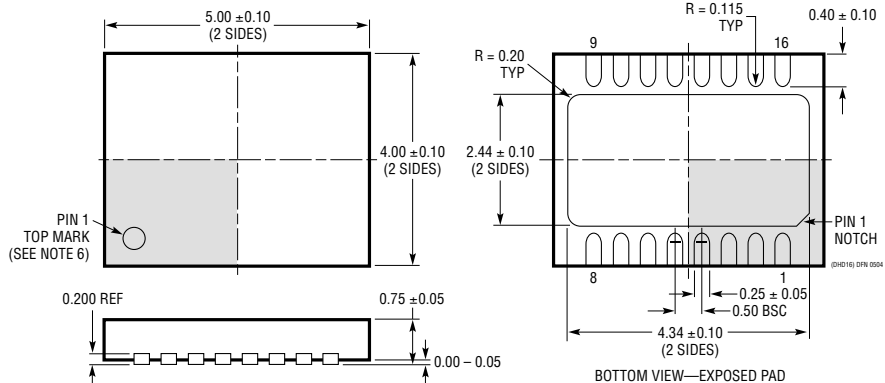
图 12 : LED 降压应用

## 封装描述

### DHD 封装 16 引脚塑料 DFN (5mm × 4mm) (参考 LTC DWG # 05-08-1707)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

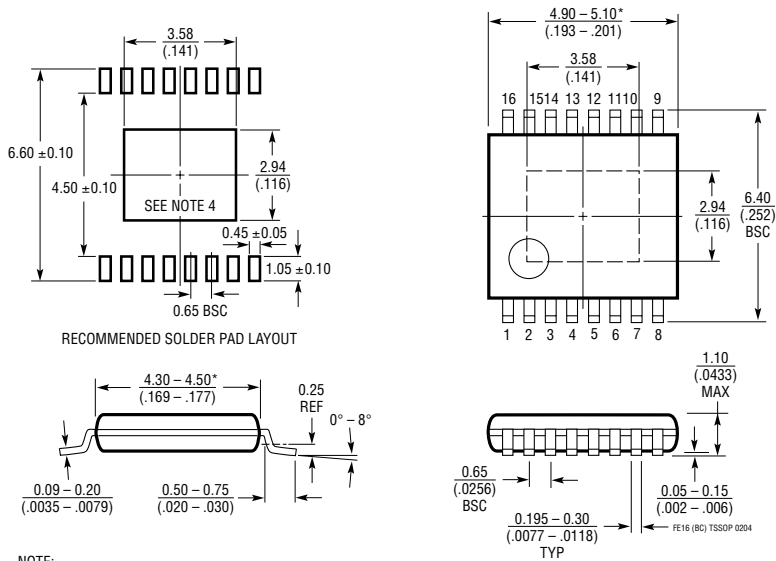


NOTE:

1. DRAWING PROPOSED TO BE MADE VARIATION OF VERSION (WJGD-2) IN JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-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

FE 封装  
 16 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)  
 (参考 LTC DWG # 05-08-1663)  
 裸露衬垫变化版 BC



- 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

# LTC3783

## 相关器件

器件型号	描述	备注
LT <sup>®</sup> 1618	单片式 1.4MHz 升压型转换器	恒定电流/恒定电压, 1A 开关
LTC1871	升压, 反激和 SEPIC 控制器	无检测电阻器 (No R <sub>SENSE</sub> ), 2.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V, 92% 占空比
LT3477	具有轨至轨电流检测功能的 3A DC/DC LED 驱动器	2.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 25V: 降压, 降压-升压和升压型拓扑结构
LTC3780	高功率降压-升压型控制器	四开关, 4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V, 0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 30V
LTC3782	两相升压型控制器	高功率, 6V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 40V, 150kHz 至 500kHz
LTC3827/LTC3827-1	低 I <sub>Q</sub> 电流双路控制器	两相, 80μA I <sub>Q</sub> , 0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 10V, 4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V
LTC4002	独立型 2A 锂离子电池充电器	单节和两节电池, 4.7V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 22V, 三小时定时器