

高效同步降压型 开关稳压器

特 点

- 可同步/可设置固定频率
- OPTI-LOOP™ 补偿可使 C_{OUT} 最小化
- $\pm 1\%$ 输出电压精度
- 双 N 沟道 MOSFET 同步驱动
- 宽 V_{IN} 范围：3.5V 至 36V 工作
- V_{OUT} 范围：0.8V 至 6V
- 内部电流折返
- 输出过压急剧短路保护
- 具有失效选项的闭锁短路停机定时器
- 超低压降工作：99% 占空比
- 强制连续控制引脚
- 供选择的可设置软开启
- 远程输出电压检测
- 电源良好输出 (只限 LTC1735F)
- 逻辑控制的微功率停机： $I_Q < 25\mu A$
- 只需少数元件改变即可与 LTC1435 引脚兼容
- 16 引线窄 SSOP 和 SO 封装以及 20 引线 TSSOP 封装 (仅限 LTC1735F)

应 用

- 笔记本和掌上电脑、个人数字助理
- 蜂窝电话和无线调制解调器
- DC 电源分布系统

描 述

LTC®1735 是一个同步降压型开关稳压控制器，可通过一个固定频率结构驱动外部功率 MOSFET。突发模式 (Burst Mode™) 工作在低负载电流下提供高效率。精确 0.8V 基准与新一代的微处理器兼容。OPTI-LOOP 补偿允许在一个很宽的输出电容范围和 ESR 值内优化瞬态响应。

工作频率 (可同步至 500kHz) 由一个外接电容器来设定，这样在优化效率时具有最大的灵活性。一个强制连续控制引脚减少了噪声和 RF 干扰，并且当主输出是轻载时，可通过禁止突发模式工作来帮助次绕组稳压。

保护功能包括内部折返电流限制、输出过压急剧短路保护以及可选的短路停机。软开启由一个能够用来按正确顺序供电的外部电容器提供。工作电流水平通过一个外部电流感测电阻由用户设定。宽输入电源范围允许在 3.5V 至 30V (最大可达 36V) 的电压下工作。

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

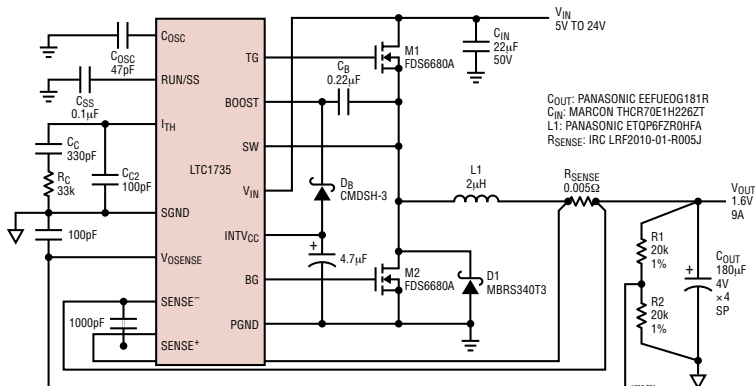


图 1：高效降压型转换器

LTC1735

绝对最大额定值 (注1)

输入供应电压 (V _{IN})	36V 至 -0.3V	驱动器峰值输出电流 <10μs (TG , BG)	3A
顶端驱动器电源电压 (BOOST)	42V 至 -0.3V	INTV _{CC} 输出电流	50mA
开关电压 (SW)	36V 至 -5V	工作环境温度范围	
EXTV _{CC} 电压	7V 至 -0.3V	LTC1735C	0°C 至 85°C
升压驱动器电压 (BOOST-SW)	7V 至 -0.3V	LTC1735I	-40°C 至 85°C
SENSE ⁺ , SENSE ⁻ 电压	1.1(INTV _{CC}) 至 -0.3V	结温 (注 2)	125°C
FCB 电压	(INTV _{CC} + 0.3V) 至 -0.3V	存储温度范围	-65°C 至 150°C
I _{TH} , V _{OSENSE} 电压	2.7V 至 -0.3V	引线温度 (焊接时间 10 秒)	300°C
RUN/SS, PGOOD (仅限 LTC1735F)			
电压	7V 至 -0.3V		

封装/订购信息

TOP VIEW GN PACKAGE 16-LEAD NARROW PLASTIC SSOP S PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SO T_JMAX = 125°C, θ_{JA} = 130°C/W (GN) T_JMAX = 125°C, θ_{JA} = 110°C/W (S)	产品型号 LTC1735CGN LTC1735CS LTC1735IGN LTC1735IS GN 器件标记 1735 1735I	TOP VIEW F PACKAGE 20-LEAD PLASTIC TSSOP T_JMAX = 125°C, θ_{JA} = 110°C/W	产品型号 LTC1735CF LTC1735IF
---	---	--	--

有关更宽工作温度范围，请咨询凌特公司。

电 特 性

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°C。V_{IN} = 15V，V_{RUN/SS} = 5V，除非另外注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控制回路						
I _{OSENSE}	反馈电流	(注 3)		-4	-25	nA
V _{OSENSE}	反馈电压	(注 3)	● 0.792	0.8	0.808	V
ΔV _{LINEREG}	基准电压调整	V _{IN} = 3.6V 至 30V (注 3)		0.001	0.02	%/V
ΔV _{LOADREG}	输出电压负载调整	(注 3) 在伺服回路中测量；V _I TH = 0.7V 在伺服回路中测量；V _I TH = 2V	● ●	0.1 -0.1	0.3 -0.3	% %
DF Max	最大占空比因数	在压降中	98	99.4		%
g _m	跨导放大器 g _m			1.3		mmho
V _{FCB}	强制连续阈值		● 0.76	0.8	0.84	V
I _{FCB}	强制连续电流	V _{FCB} = 0.85V		-0.17	-0.3	μA

sn1735 1735fas

电特性 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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_{RUN/SS} = 5\text{V}$ ，除非另外注明。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
V_{OVL}	反馈欠压闭锁		●	0.84	0.86	0.88	V
I_Q	输入 DC 供电电流 正常模式 停机模式	(注 4) $V_{RUN/SS} = 0\text{V}$			450 15	25	μA μA
$V_{RUN/SS}$	运行引脚启动阈值	$V_{RUN/SS}$ ，正斜坡		1.0	1.5	1.9	V
$V_{RUN/SS}$	运行引脚开始闭锁阈值	$V_{RUN/SS}$ ，正斜坡			4.1	4.5	V
$I_{RUN/SS}$	软启动充电电流	$V_{RUN/SS} = 0\text{V}$		-0.7	-1.2		μA
I_{SCL}	RUN/SS 放电电流	软短路条件， $V_{SENSE} = 0.5\text{V}$ ， $V_{RUN/SS} = 4.5\text{V}$		0.5	2	4	μA
$UVLO$	欠压闭锁	在 V_{IN} 引脚测量 (V_{IN} 负斜坡)	●		3.5	3.9	V
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	最大感测电流阈值	$V_{SENSE} = 0.7\text{V}$	●	60	75	85	mV
I_{SENSE}	SENSE 引脚总源电流	$V_{SENSE}^- = V_{SENSE}^+ = 0\text{V}$			60	80	μA
$t_{ON(MIN)}$	最小导通时间	采用方波测试 (注 6)			160	200	ns
TG t_r	TG 转换时间： 上升时间	(注 7) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			50	90	ns
TG t_f	下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			50	90	ns
BG t_r	BG 转换时间： 上升时间	(注 7) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			50	90	ns
BG t_f	下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			40	80	ns
TG/BG t_{1D}	上部栅极关闭至同步栅极 导通延迟时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ 每个驱动器			100		ns
TG/BG t_{2D}	同步栅极关闭至上部栅极 导通延迟时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ 每个驱动器			70		ns

内部 V_{CC} 稳压器

V_{INTVCC}	内部 V_{CC} 电压	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$ ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$		5.0	5.2	5.4	V
$V_{LDO(INT)}$	内部 V_{CC} 负载稳压	$I_{CC} = 0\text{mA}$ 至 20mA ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$			0.2	1	%
$V_{LDO(EXT)}$	EXTVCC 下降电压	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ， $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$			130	200	mV
V_{EXTVCC}	EXTVCC 交换电压	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ，EXTVCC 正斜坡	●	4.5	4.7		V
$V_{EXTVCC(HYS)}$	EXTVCC 迟滞				0.2		V

振荡器

f_{OSC}	振荡器频率	$C_{OSC} = 43\text{pF}$ (注 5)		265	300	335	kHz
f_H/f_{OSC}	最大同步频率比				1.3		
$f_{FCB(SYNC)}$	同步的 FCB 引脚阈值	负斜坡		0.9	1.2		V

PGOOD 输出 (仅限 LTC1735F)

V_{PGL}	PGOOD 电压低	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$			110	200	mV
I_{PGOOD}	PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$				± 1	μA
V_{PG}	PGOOD 跳变电压	相对设定输出电压的 V_{SENSE} V_{SENSE} 负斜坡 V_{SENSE} 正斜坡		-6.0 6.0	-7.5 7.5	-9.5 9.5	% %

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： T_J 是依据下列方程式从环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 中计算出来：

$$LTC1735CS, LTC1735IS: T_J = T_A + (P_D \cdot 110^\circ\text{C/W})$$

$$LTC1735CGN, LTC1735IGN: T_J = T_A + (P_D \cdot 130^\circ\text{C/W})$$

$$LTC1735CF, LTC1735IF: T_J = T_A + (P_D \cdot 110^\circ\text{C/W})$$

电特性

注3：LTC1735是在反馈回路中测试，该回路将 V_{OSENSE} 伺服至误差放大器($V_{\text{ITH}} = 1.2\text{V}$)的平衡点。

注4：由于栅电荷是在开关频率下输送的，动态供电电流比较高。参见“应用信息”。

注5：振荡器频率是通过测量 C_{OSC} 充电电流(I_{OSC})而测试的，并适用如下方程：

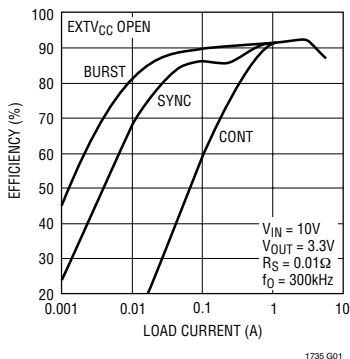
$$f_{\text{OSC}} = \left(\frac{8.477(10^{11})}{C_{\text{OSC}}(\text{pF}) + 11} \right) \left(\frac{1}{I_{\text{CHG}}} + \frac{1}{I_{\text{DIS}}} \right)^{-1}$$

注6：最小导通时间条件是指电感器峰至峰纹波电流大于 I_{MAX} 的40%(参见“应用信息”一节中“最小导通时间的考虑”)。

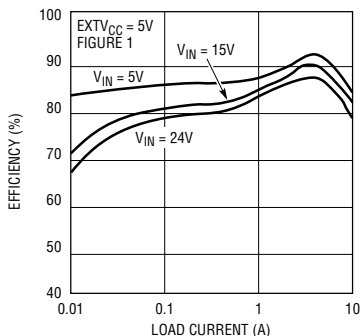
注7：上升和下降时间是采用10%至90%的电平测量的，延迟时间是用50%的电平测量的。

典型性能特征

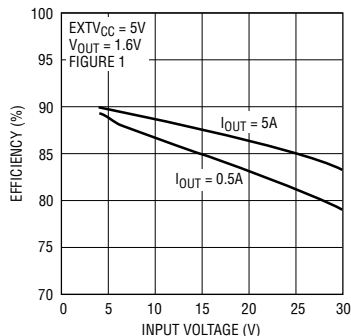
效率与负载电流的关系
(三个工作模式)



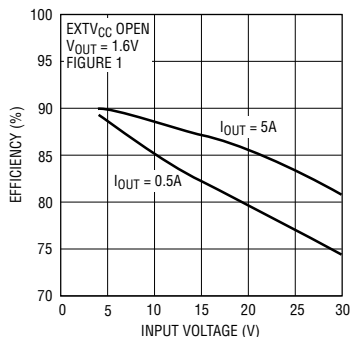
效率与负载电流的关系



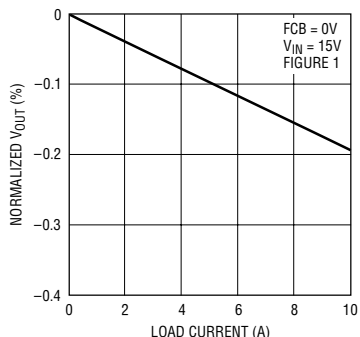
效率与输入电压的关系



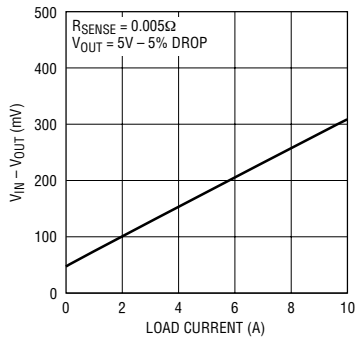
效率与输入电压的关系



负载稳压

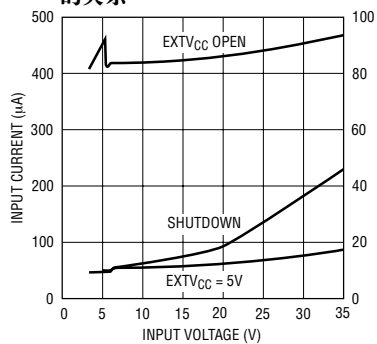


$V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}$ 压降与负载电流的关系

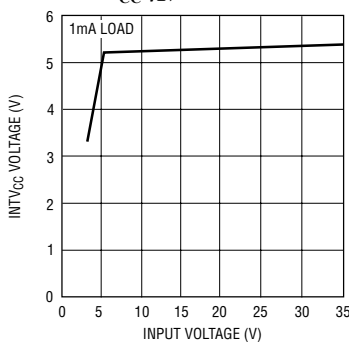


典型性能特征

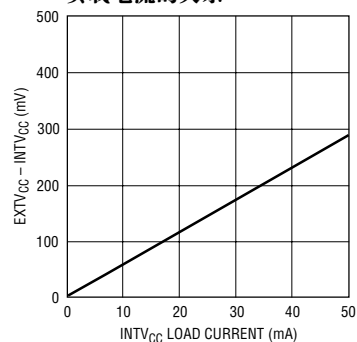
输入和关机电流与输入电压的关系



1735 G07

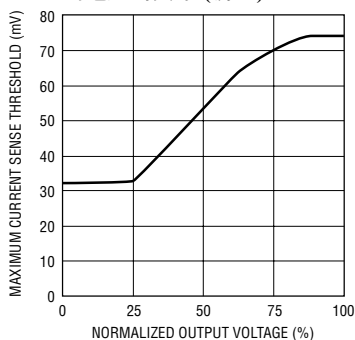
INTV_{CC} 稳压

1735 G08

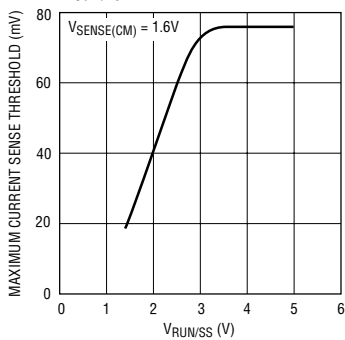
EXTV_{CC} 开关压降与 INTV_{CC} 负载电流的关系

1735 G09

最大电流检测阈值与标称输出电压的关系 (折返)

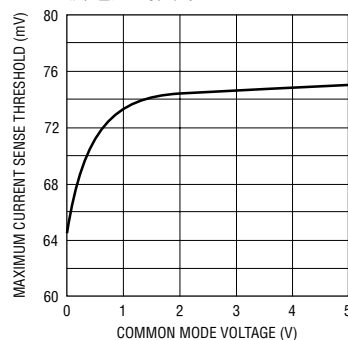


1735 G10

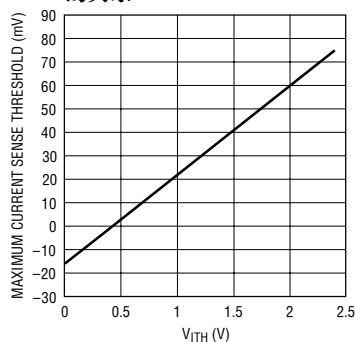
最大电流检测阈值与 V_{RUN/SS} 的关系

1735 G11

最大电流检测阈值与检测共模电压的关系

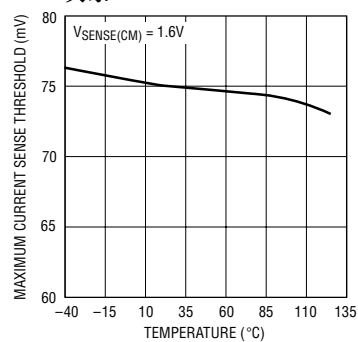


1735 G12

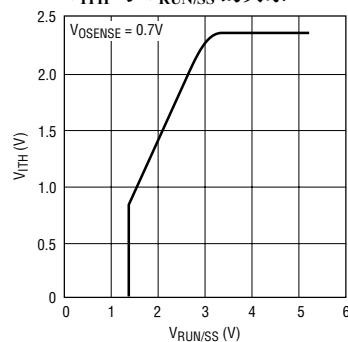
最大电流检测阈值与 I_{TH} 电压的关系

1735 G13

最大电流检测阈值与温度的关系



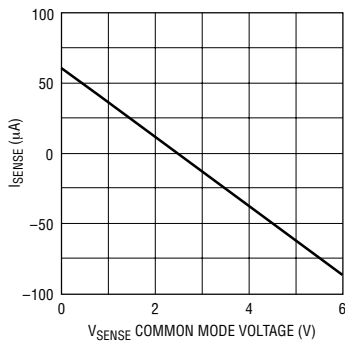
1735 G18

V_{ITH} 与 V_{RUN/SS} 的关系

1735 G15

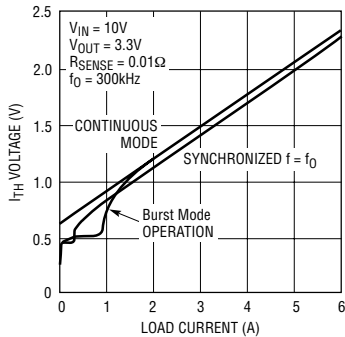
典型性能特征

SENSE 引脚总源电流



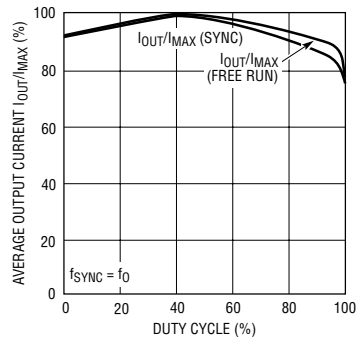
1735 G16

I_{TH} 电压与负载电流的关系



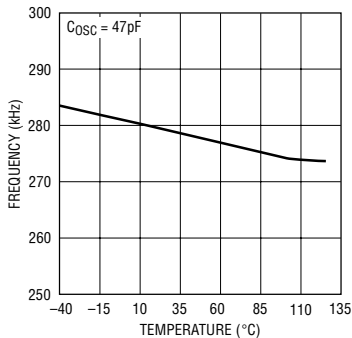
1735 G17

输出电流与占空比的关系



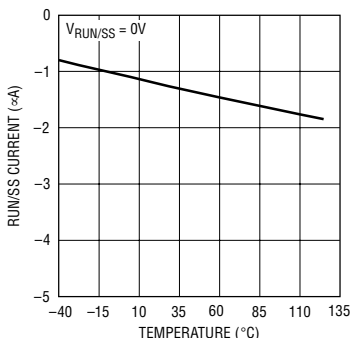
1735 G14

振荡器频率与温度的关系



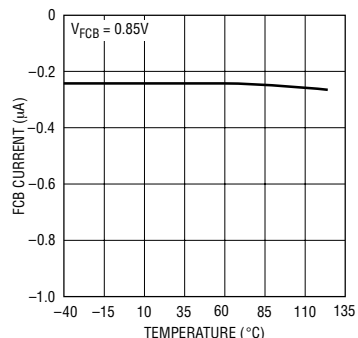
1735 G19

RUN/SS 引脚电流与温度的关系



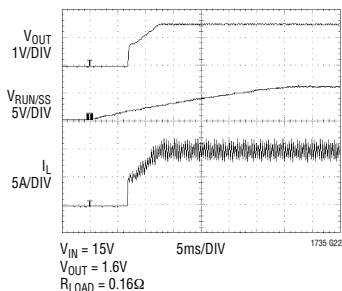
1735 G20

FCB 引脚电流与温度的关系



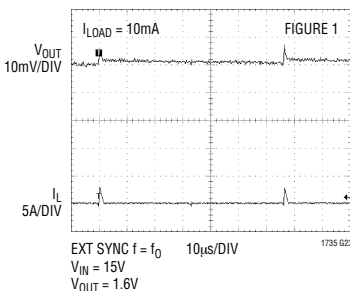
1735 G21

启动



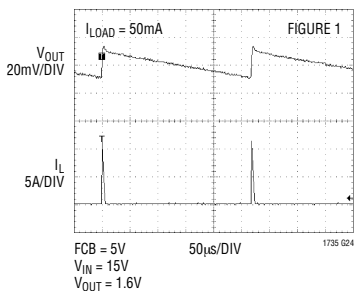
1735 G22

$V_{OUT(ripple)}$ (同步)



1735 G23

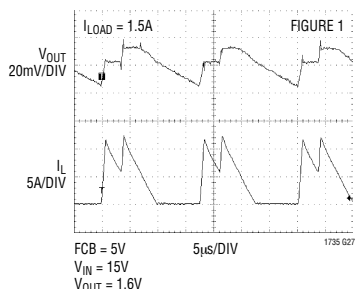
$V_{OUT(ripple)}$ (突发模式工作)



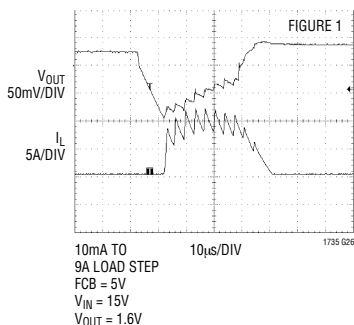
1735 G24

典型性能特征

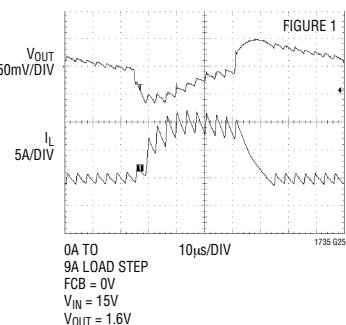
$V_{OUT(ripple)}$ (突发模式工作)



负载台阶 (突发模式工作)



负载台阶 (连续模式)



引脚功能

C_{OSC} ：从该引脚至地的外部电容器 C_{OSC} 设定工作频率。

RUN/SS：软开启和运行控制输入的组合。在该引脚上，一个接地的电容器设定达到满电流输出的上升时间，该时间大约为 $1.25s/\mu F$ 。将该引脚的电压强制在 1.5V 以下会导致器件停机。在停机时，全部功能无效。闭锁过流保护也通过该引脚被启动，正如在“应用信息”部分所描述的那样。

I_{TH} ：误差放大器补偿点。电流比较器的阈值随著控制电压的增加而提高。该引脚的标称电压范围为 0V 至 2.4V。

FCB：强制连续/同步输入。连接该引脚到地以连续同步运作；当使用次绕组时可从次输出接至电阻分压器；或接至 $INTV_{CC}$ 以在低载负电流时使能突发模式工作。在该引脚上加上一个高于 $1.5V_{P-P}$ 的信号可禁止突发模式工作，但在低负载电流容许周期窃取和与外部时钟同步于内部振荡器。

SGND：小信号地。所有的小信号元件（如 C_{OSC} 、 C_{SS} ）、反馈分压器加上回路补偿电阻以及电容器等应当单点接至该引脚，然后该引脚应当接 PGND。

V_{OSENSE} ：从输出的外部电阻分压器上接收反馈电压。

$SENSE^-$ ：至电流比较器的 (-) 输入。

$SENSE^+$ ：至电流比较器的 (+) 输入。 $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 引脚之间内置的偏移连同 R_{SENSE} 来设定电感电流的跳变阈值。

PGOOD (仅限 LTC1735F)：漏极开路逻辑输出。当在 V_{OSENSE} 引脚的压不在其设置点的 $\pm 7.5\%$ 内，PGOOD 被接至地。

$EXTV_{CC}$ ：至内部开关的输入接至 $INTV_{CC}$ 。无论何时只要 $EXTV_{CC}$ 引脚电压高于 4.7V，该开关就关闭并提供 V_{CC} 电源。参见“应用信息”部分中的 $EXTV_{CC}$ 连接。该引脚上的电压不要超过 7V 并确保 $EXTV_{CC} \leq V_{IN}$ 。

PGND：驱动器的功率地。该引脚连接至底端 N 沟道 MOSFET 的源极，肖特基二极管的正极和 C_{IN} 的 (-) 端。

BG：底端 N 沟道 MOSFET 的大电流栅驱动端。该引脚的电压摆幅从地至 $INTV_{CC}$ 。

$INTV_{CC}$ ：内部 5.2V 低压降稳压器和 $EXTV_{CC}$ 开关的输出。驱动器和控制电路由该电压驱动。采用一个直接靠近 IC 的 $1\mu F$ 陶瓷电容加上一个最小为 $4.7\mu F$

引脚功能

的铝电容器或其它低 ESR 电容器对功率地去耦。

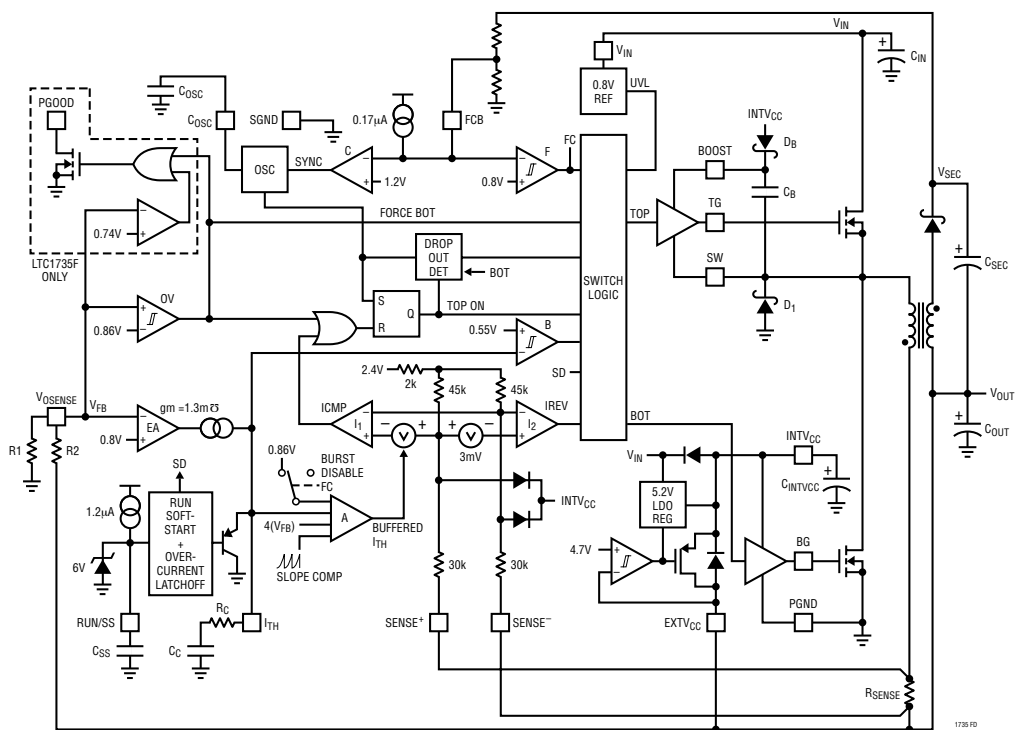
V_{IN}：主电源引脚。该引脚必须就近对功率地去耦。

SW：至电感器和自举电容器的开关节点连接。该引脚上的电压摆幅是从一个低于地电平的肖特基二极管(外部) 压降至 V_{IN} 。

BOOST：顶端浮置驱动器的供电。自举电容返回至该引脚。该引脚上的电压摆幅是从一个低于 INTV_{CC} 的二极管压降至 $(V_{\text{IN}} + \text{INTV}_{\text{CC}})$ 。

TG: 高端 N 沟道 MOSFET 大电流栅驱动端。这是一个浮置驱动器的输出，其电压摆幅等于 $INTV_{CC}$ 加上开关节点电压 SW。

功能框图



工作原理 (参考功能框图)

主控制回路

LTC1735采用一个恒定频率的电流模式降压架构，在正常工作中，当振荡器将RS锁存器设定时，高端MOSFET在每个周期导通；而当主电流比较器

I₁ 将 RS 锁存器复位时, 高端 MOSFET 则关闭。在 I₁ 把 RS 锁存器复位时的峰值电感电流是由引脚 3 (I_{TH}) 上的电压控制, 该引脚为误差放大器 EA 的输出, 正如在“引脚功能”一节中所描述的那样, 引脚 6

工作原理 (参考功能框图)

(V_{OSENSE}) 允许 EA 从外部电阻分压器上接收一个输出反馈电压 V_{FB} 。当负载电流增加时, 相对于 0.8V 基准会引起一个在 V_{FB} 的轻微下降, 这会使 I_{TH} 电压升高直至平均电感电流与新负载电流相匹配。当高端 MOSFET 关闭时, 底端 MOSFET 导通, 直到如电流比较器 I_2 所指示的电感电流开始反向或下一个周期的开始。

高端 MOSFET 驱动器是由一个浮置自举电容器 C_B 供电, 该电容通常在高端 MOSFET 关闭时通过一个外部二极管由 INTV_{CC} 对其进行再充电。随著 V_{IN} 降低并接近 V_{OUT} , 转换器将试图持续导通高端 MOSFET (“压降模式”)。一个压降计数器感测这种情况并强制高端 MOSFET 在每第十个周期里关闭大约 500ns, 从而对自举电容器进行再充电。

主控制回路通过将引脚 2 (RUN/SS) 拉为低电位而关闭。释放 RUN/SS 允许一个内部 1.2 μA 电流源对软开启电容器 C_{SS} 进行充电, 当 C_{SS} 达到 1.5V 时, 主控制回路工作有效, 此时, I_{TH} 电压箝位在其最大值的 30% 附近。随著 C_{SS} 继续充电, I_{TH} 逐渐释放从而允许恢复正常工作。如果 V_{OUT} 还没有达到其最终值的 70%, 而此时 C_{SS} 已经充电至 4.1V, 闭锁就会实现, 正如“应用信息”部分所描述的那样。

内部振荡器能够与施加在 FCB 引脚上的外部时钟同步, 并能够将频率锁定在一个由电容器 C_{OSC} 设定标称值的 90% 和 130% 之间。

过压比较器 OV 用来防止瞬态过冲 (> 7.5%) 以及其它可能引起过压输出的严重情况。在这种情况下, 高端 MOSFET 关闭而底端 MOSFET 导通直至过电状态清除。

针对输出短接至地的折返电流限制功能是由放大器 A 提供。随著 V_{OSENSE} 下降至 0.6V 以下, 到电流比较器的 I_{TH} 缓冲输入逐渐下拉至 0.86V 的箝位位置, 这就将峰值电感电流减少到最大值的 1/4。

低电流工作

LTC1735 具有三种由 FCB 引脚控制的低电流模式。当 FCB 引脚电压在 0.8V 以上 (通常连接至 INTV_{CC}) 时, 就选择了突发模式工作。在突发模式工作中, 如果误差放大器将 I_{TH} 电压驱动至 0.86V 以下, 到电流比较器的 I_{TH} 缓冲输入将被箝位在 0.86V。这时电感电流的峰值大约保持在 $20\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ (大约为最大输出电流的 1/4)。如果 I_{TH} 降至 0.5V 以下, 突发模式比较器 B 将关闭这两个 MOSFET 以提高效率。负载电流将单独由输出电容供给, 直至 I_{TH} 上升至比较器的 60mV 迟滞以上以及开关重新恢复。当 FCB 引脚低于 0.8V 时, 比较器 F 禁止突发模式工作。这会强制连续工作并有助次绕组稳压。

当 FCB 引脚由外部振荡器驱动, 就要求一个低噪声的周期窃取模式操作。并且内部振荡器通过比较器 C 与外部时钟同步。在这模式中, 25% 的最小电感电流箝位被解除, 从而在最宽的可能输出电流范围内提供这恒定频率间断工作。这恒定频率工作不像突发模式工作一样有效, 但可提供拱一个较低噪声的恒定频谱。

当希望以强制连续模式运作, FCB 引脚被接至地。这是最低效的模式, 但正是某些应用所期望的。在这模式中输出能够提供或吸纳电流。当在强制连续工作时吸纳电流, 电流将强制流回主电源, 从而可能将输入电源提升至危险电压水平——要特别小心。

折返电流、短路监测和短路闭锁

RUN/SS 电容器 C_{SS} 最初用来限制开关稳压器的浪涌电流。在控制器被启动并给予足够的时间对输出电容器进行充电以及提供满负载电流之后, C_{SS} 被用做一个短路定时电路。如果输出电压下降至输出电压标称值的 70% 以下, 假定输出处于一种过流和/或短路状态, C_{SS} 开始放电。如果这种情况持续一段

工作原理 (参考功能框图)

长时间，这由 C_{SS} 的大小而决定，控制器将关闭直至 RUN/SS 引脚电压重新循环。通过向 RUN/SS 引脚于 5V 电压提供一个 $>5\mu A$ 的电流可不理内置的闭锁功能。该电流缩短了软开启周期，但同时也防止在一个过流和/或短路状态时 C_{SS} 的净放电。当输出电压下降至其标称值的 70% 以下，则不论短路闭锁电路是否有效，折返电流限制都会启动。

INTV_{CC} / EXTV_{CC} 电源

高端和底端 MOSFET 驱动器以及 LTC1735 的大部分内部电路电源来自于 INTV_{CC} 引脚。当 EXTV_{CC} 引脚开路，一个内部的 5.2V 低压降稳压器从 V_{IN} 为 INTV_{CC} 供电。如果 EXTV_{CC} 上升至 4.7V 以上，内部

稳压器关闭而内部开关将 EXTV_{CC} 连接至 INTV_{CC}。这允许诸如转换器自身的主或次输出这样的一个大效率源为 INTV_{CC} 供电。可以对 EXTV_{CC} 施加最大至 7V 的电压以获得额外的栅驱动能力。

为提供清晰的开启过程和保护 MOSFET，采用欠压关闭以使两个 MOSFET 关闭直至输入电压高于 3.5V。

PGOOD (仅限 LTC1735F)

一个窗口比较器负责监控输出电压，并且当分路输出电压不在 0.8V 参考电压的 $\pm 7.5\%$ 范围内时，漏极开路输出被拉为低电平。

应用信息

LTC1735 的基本应用电路可参见本数据手册第一页的图 1。外部元件选择是由负载要求决定的，并从选择 R_{SENSE} 开始。一旦知道 R_{SENSE} ，就能选择 C_{OSC} 和 L，接下来选择功率 MOSFET 和 DI。选择工作频率和电感器主要基于所希望的纹波电流大小。最后， C_{IN} 是依据其处理流入转换器的 RMS 大电流能力进行选择的，而 C_{OUT} 则选择足够小的 ESR 以满足输出电压纹波和瞬态指标要求。图 1 所示的电路能够设置成在 28V 输入电压 (由外部 MOSFET 限制) 下工作。

输出电流的 R_{SENSE} 选择

R_{SENSE} 是基于所要求的输出电流进行选择。LTC1735 电流比较器具有一个 $75mV/R_{SENSE}$ 的最大阈值以及一个从 SGND 至 1.1 (INTV_{CC}) 的输入共模范围。电流比较器阈值设定电感电流的峰值，从而得到一个最大平均输出电流 I_{MAX} 相等于峰值减去峰至峰纹波电流 ΔI_L 的一半。

允许 LTC1735 和外部元件值之间有一个变化空间而得到：

$$R_{SENSE} = \frac{50mV}{I_{MAX}}$$

工作频率和同步的 C_{OSC} 选择

工作频率和电感值的选择就是在效率和元件尺寸之间寻找一种折衷。低频工作通过降低 MOSFET 开关损耗，即栅电荷损耗和转换损耗而提高效率。然而，对于给定的纹波电流，较低频率工作需要更多电感。

LTC1735 采用一种恒定频率架构，其频率由外部振荡器电容 C_{OSC} 决定。每次高端 MOSFET 导通时， C_{OSC} 上的电压复位到地。在导通时间里， C_{OSC} 由一个固定电流进行充电。当电容器上的电压达到 1.19V 时， C_{OSC} 复位到地，该过程接著重复下去。

应用信息

C_{OSC} 的值是在假定 FCB 引脚上没有外部时钟输入的情况下由希望的工作频率计算出来：

$$C_{OSC}(pF) = \left[\frac{1.61(107)}{\text{频率}} \right] - 11$$

选择 C_{OSC} 与频率的关系曲线可参见图 2。建议采用 550kHz 为最大开关频率。

当 FCB 引脚被拉高至 $INTV_{CC}$ 或接地时，内部振荡器以其标称频率 (f_0) 运行。加在 FCB 引脚上的时钟信号高于和低于 0.8V 将导致内部振荡器锁定在 FCB 引脚上的一个外部时钟信号，其频率介于 $0.9f_0$ 与 $1.3f_0$ 之间。时钟高电平必须在至少 $0.3\mu s$ 时超过 1.3V，而时钟低电平必须在至少 $0.3\mu s$ 时低于 0.3V。高端 MOSFET 的导通将与外部时钟的上升沿同步。

试图同步于一个太高的外部频率 ($1.3f_0$ 以上) 能引起不适当的斜率补偿以及可能的环路不稳定。如果这种条件存在，根据图 2 可以简单地降低 C_{OSC} 值，这样就会得到 ($f_{EXT} = f_0$)。

当同步至一个外部时钟时，突发工作模式失效，但电感电流不允许反向。存在突发模式工作中

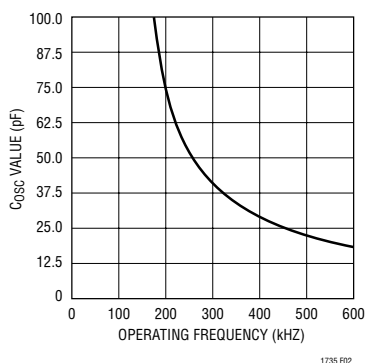


图 2：定时电容器值

的 25% 最小电感电流箝位被消除，从而在可能的最宽输出电流范围进行恒定频率间断工作。在这模式中，同步 MOSFET 在每 10 个时钟周期被强制导通一次以对自举电容器进行再充电，这可最大程度减少听觉噪声，同时维持相当高的效率。

电感值计算

工作频率和电感选择是相互关联的，较高的工作频率允许采用较小的电感和电容值，那为什么任何人总是选择采用大型元件而以较低的频率工作？答案是效率。一个较高的频率通常因为 MOSFET 栅电荷损耗而导致较低的效率。除了这种基本的折衷处理，电感值对纹波电流和小电流工作的影响也必须加以考虑。

电感值会直接影响纹波电流。电感纹波电流 ΔI_L 随著较大的电感或较高的频率而减少，而随著较高的 V_{IN} 或 V_{OUT} 而增加：

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left[1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right]$$

能够接受较大值的 ΔI_L 就可以采用低值电感，但会引起较大输出电压纹波和更大的磁芯损耗。一个设定纹波电流的合理起始点为 $\Delta I_L = 0.3$ 至 $0.4 (I_{MAX})$ 。要记住，最大 ΔI_L 出现在最大输入电压的时候。

电感值对于小电流工作也有影响。当电感电流达到零且底端 MOSFET 导通时，开始转换至小电流工作。当所要求的平均电感电流导致一个峰值电流低于由 R_{SENSE} 确定的电流限制 25% 时，突发模式开始工作，较小的电感值 (较大的 ΔI_L) 在较大负载电流时将导致这种情况发生，这能够引起在小电流工作的上限范围内之效率下降。在突发模式工作时，较小的电感值将导致突发频率下降。

应用信息

电感磁芯选择

一旦知道 L 值, 就必须选择电感类型。高效率转换器通常不能承受低成本粉末磁芯的磁芯损耗, 因此必须使用较昂贵的铁氧体、钕坡莫合金或 Kool M μ [®] 磁芯。对于一个固定的电感值, 实际的磁芯损耗与磁芯尺寸无关, 但与所选择的电感值密切相关。随著电感值增加, 磁芯损耗下降。不幸的是, 增加电感需要更多的线圈匝数, 因而铜损耗将增加。

采用铁氧体的设计具有非常低的磁芯损耗并成为高开关频率时的首选, 因此, 设计目标可以集中在铜损耗和防止饱和上。铁氧体磁芯材料饱和变“硬”, 这意味著当超过设计电流峰值时, 电感突然消失, 这会导致电感纹波电流的一个突然增加, 进而引起输出电压纹波。不可允许磁芯饱和!

钕坡莫合金 (Magnetics 公司产品) 是一种非常好的低损耗环形磁芯材料, 但它比铁氧体昂贵得多。来自同一家制造商的合理折衷选择是 Kool M μ 。环形具有很高的有效空间, 尤其是当你采用几层导线的时候, 因为它们通常缺少线轴, 安装较为困难。但有针对表面贴装的设计, 且不会显著增加高度。

功率 MOSFET 和 DI 选择

必须选择两个外部功率 MOSFET 与 LTC1735 使用: 一个 N 沟道 MOSFET 用做顶端 (主) 开关, 另一个 N 沟道 MOSFET 用做底端 (同步) 开关。

峰至峰的栅驱动水平由 INTV_{CC} 电压来设定。在开启过程中该电压通常为 5.2V (参见 EXTV_{CC} 引脚连接)。因此, 在大多数 LTC1735 应用中, 必须采用逻辑水平阈值电压 MOSFET。唯一例外的就是当低输入电压 ($V_{IN} < 5V$) 的时候, 那样就应当采用具有次逻辑水平阈值 MOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$)。要同时密切注意 MOSFET 的 BV_{DSS} 规格, 大多数逻辑水平的 MOSFET 被限制在 30V 或更低。

功率 MOSFET 的选择标准包括“导通”电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向传输电容 C_{RSS} 、输入电压和最大输出电流。当 LTC1735 工作在连续模式时, 顶端和底端 MOSFET 的占空比由下式给出:

$$\text{主开关占空比} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{同步开关占空比} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

在最大输出电流时, MOSFET 功耗由下式给出:

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k(V_{IN})^2 (I_{MAX}) (C_{RSS}) (f)$$

$$P_{SYNC} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

在这里 δ 为 $R_{DS(ON)}$ 的温度系数, 而 k 为一个与栅驱动电流成反比的常数。

两个 MOSFET 都有 I^2R 损耗, 而顶端 N 沟道 MOSFET 方程包含针对转换损耗的额外项, 并在高输入电压时最大。对于 $V_{IN} < 20V$ 的情况, 采用较大的 MOSFET 通常能够进一步提高电流效率, 而对于 $V_{IN} > 20V$, 其转换损耗迅速上升到一处采用较小 C_{RSS} 而较大 $R_{DS(ON)}$ 器件可实际获得较高效率的那一点。同步 MOSFET 在高输入电压或在短路过程中的损耗最大, 这时该开关的占空比接近 100%。

$(1 + \delta)$ 这一项通常针对一个 MOSFET 以标称的 $R_{DS(ON)}$ 与温度曲线的形式给出, 但对于低压 MOSFET, $\delta = 0.005/^{\circ}C$ 可以作为一个近似值使用。 C_{RSS} 通常在 MOSFET 特性中给出。常数 $k = 1.7$ 能够用来估计主开关损耗方程中两项的贡献。

Kool M μ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

图1所示的肖特基二极管D1在两个功率 MOSFET 导通之间的死区时间里导通，这防止了在死区时间里底端 MOSFET 的体二极管导通以及储存电荷，这能够做成代价为1%的效率损失。因为平均电流相对较小，通常一个3A肖特基二极管对于10A至12A的稳压器是比较适合。更大的二极管会因它们较大的结电容而引起额外的转换损耗，如果效率损失能够忍受的话，二极管可以省略。

C_{IN} 选择

在连续模式中，顶端N沟道 MOSFET 的源电流是一个占空比为 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为了避免大电压瞬态，必须采用一个适合最大 RMS 电流的低 ESR 输入电容。最大 RMS 电容电流由下式给出：

$$I_{RMS} \approx I_{O(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1 \right)^{1/2}$$

该公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时具有一个最大值，这时 $I_{RMS} = I_{O(MAX)}/2$ 。这种简单的最坏情况通常在设计时采用，因为即使显著的偏差也不带来更多的减轻。要注意电容器制造商的纹波电流额定值通常仅基于2000小时的寿命，所以建议采用一个进一步规格的电容器，即使功能在现实情况打了折扣，也可达到所需的要求，或选择一个比所要求的温度指标更高的电容器。为满足设计中的尺寸大小或高度要求，可以并联几个电容器。如果遇到问题，请咨询制造商。

C_{OUT} 选择

C_{OUT} 的选择首先由等效串联电阻 (ESR) 决定以便减少电压纹波。在连续模式中的输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式决定：

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

在这里 f = 工作频率， C_{OUT} = 输出电容，而 ΔI_L = 电感器的纹波电流。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。通常，一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求已经满足，RMS 电流额定值通常要远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 的要求。由于 $\Delta I_L = 0.3 I_{OUT(MAX)}$ 以及允许 ESR 引起的 2/3 纹波，在最大 V_{IN} 时，输出纹波将低于 50mV，并有以下假设：

$$C_{OUT} \text{ 所要求的 } ESR < 2.2 R_{SENSE}$$

$$C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$$

第一个条件与流入输出电容器的 ESR 纹波电流相关，而第二个条件保证了输出电压在工作频率周期内不会因纹波电流而明显放电。选择采用较小输出电容将会因放电项而增加纹波电压，但可以采用 ESR 非常低的电容器进行补偿以维持 50mV 或更小的纹波电压。可以优化 I_{TH} 引脚 OPTI-LOOP 补偿元件以获得稳定、高性能的瞬态响应，而不必顾及所选择的输出电容器。

为 CPU 或具有大负载电流瞬态的其它应用选择输出电容器首先由负载电压容差指标而决定。电容器的电阻成分 ESR 乘以负载电流变化加上任何输出电压纹波必须位于负载 (CPU) 电压容差范围内。

由于负载电流台阶所要求的 ESR 为：

$$R_{ESR} < \Delta V / \Delta I$$

在这里 ΔI 为满负载至零负载 (或最小负载) 的电流变化，而 ΔV 为允许的电压偏差 (不包括因为电容有限而引起的任何电压下降)。

所需要的电容量是由储存在电感器中的最大能量决定的。电容必须足够大以便在发生一个大电流向小电流的转换时吸收在电感电流的变化，而小电流到大负载电流转换通常是由控制环路 OPTI-LOOP 元件来决定，因此，确保不要过补偿以及放慢响应，确保电感能量能被充分吸收的最小电容为：

应用信息

$$C_{OUT} > \frac{L(\Delta I)^2}{2(\Delta V)V_{OUT}}$$

在这里 ΔI 为负载电流的变化量。

可以考虑采用 Nichicon、United Chemicon 和 Sanyo 等制造商的高性能穿孔电容器。Sanyo 公司 OS-CON 半导体介质电容器具有任何铝电解电容器最小的 (ESR)(单位体积), 但价格稍高一点。建议采用一个陶瓷电容器与 OS-CON 电容器并联以减少电感效应。

在表面贴装应用中, 需要多个电容器并联以满足 ESR、RMS 电流处理能力以及负载台阶等应用要求。铝电解电容器、钽电容器以及特殊聚合物电容器采用表面贴封装供货。特殊聚合物表面贴装电容器具有很低的 ESR, 但与其它电容器类型相比, 其单位体积的电容密度低很多。这些电容器提供了一个成本效益非常好的输出电容解决方案, 当配合高环路带宽的控制器使用时, 它们是理想的选择。钽电容器可提供最高电容密度并经常用做具有可控制软开启功能的开关稳压器输出电容。几种极好的浪涌测试选择分别为 AVX TPS、AVX TPSV 或 KEMET T510 系列的表面贴装钽电容器, 其高度范围为 2mm 至 4mm。如果考虑纹波电流额定值、温度以及长期可靠性, 铝电解电容器适合对成本敏感的应用。一个典型应用将需要几个或多个并联的铝电解电容器。上面所提及的电容器组合常常能够提高性能并尽量降低总成本。其它电容器类型包括 Nichicon PL 系列、NEC Neocap、Panasonic SP 以及 Sprague 595D 系列。请咨询制造商以了解其他特别的建议。

像所有器件一样, 电容器不是完美。每个电容器都有其自己的优点和限制。结合不同电容器种类是一个成本效益高的方案, 不要忘记包括高频去耦电容器。它们应尽量靠近负载的电源引脚。存在于电路板走线的任何电感会否定其效用。

INTV_{CC} 稳压器

内部 P 沟道低压降稳压器可产生 5.2V 电源, 该

电源为 LTC1735 内部的驱动器和内部电路供电。INTV_{CC} 引脚能够提供最大 50mA 的 RMS 电流, 并且必须采用一个最小值为 4.7μF 的钽电容器、10μF 的特殊聚合物电容器或低 ESR 类型的电解电容器旁路到地。强烈推荐将一个 1μF 的陶瓷电容器直接放置在靠近 INTV_{CC} 和 PGND IC 引脚的位置上。MOSFET 栅驱动器所需的大瞬态电流要求要有很好的旁路。

对于更高输入电压的应用, 在高频下有大的 MOSFET 被驱动, 因此可能会超过 LTC1735 的最高结温额定指标。系统供应电流通常由栅电荷电流支配, INTV_{CC} 的额外负载也需要加入到功耗计算当中。总 INTV_{CC} 电流可以由 5.2V 内部线性稳压器提供或由 EXTV_{CC} 输入引脚提供。当提供给 EXTV_{CC} 引脚的电压低于 4.7V 时, 所有的 INTV_{CC} 电流由内部 5.2V 线性稳压器供给。在这种情况下 IC 的功耗最大: $(V_{IN})(I_{INTVCC})$, 并且总效率降低了。栅电荷电流依赖于工作频率, 正如在“效率考虑”部分中所讨论的那样。结温可以采用“电特性”部分中注 2 给出的公式进行估算, 例如, 当没有采用 EXTV_{CC} 引脚时, LTC1735CS 从一个 30V 的电源被限制在 17mA 以下:

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (17\text{mA})(30\text{V})(110^\circ\text{C/W}) = 126^\circ\text{C}$$

使用 EXTV_{CC} 输入引脚, 结温度下降为:

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (17\text{mA})(5\text{V})(110^\circ\text{C/W}) = 79^\circ\text{C}$$

为了防止超出最大结温, 必须检查在最大 V_{IN} 时连续模式工作的输入供给电流。

EXTV_{CC} 连接

LTC1735 含有一个连接在 EXTV_{CC} 和 INTV_{CC} 引脚之间的内部 P 沟道 MOSFET 开关, 无论何时只要 EXTV_{CC} 引脚电压在 4.7V 以上, 内部 5.2V 稳压器关闭, 开关关闭以及 INTV_{CC} 通过 EXTV_{CC} 被供电, 直到 EXTV_{CC} 下降至 4.5V 以下。这允许在正常工作中 MOSFET 的栅驱动和控制电源可以来自输出或其它外部源。当输出没有处于稳压状态时(启动、短路), 电

应用信息

源是由内部稳压器提供。不要在 EXTV_{CC} 引脚上施加大于 7V 的电压并确保 $\text{EXTV}_{\text{CC}} \leq V_{\text{IN}}$ 。

从输出端驱动 INTV_{CC} 能够显著有效地提高增益，因为驱动器和控制电流引起的 V_{IN} 电流将以一个(占空比)/(效率)的倍数缩小。对于 5V 稳压器，这就意味着简单地将 EXTV_{CC} 引脚直接连到 V_{OUT} 。然而，对于 3.3V 和共其他较低压的稳压器，需要另外的电路以便从输出端驱动 INTV_{CC}。

下面的列表总结了 EXTV_{CC} 四种可能的连接方式：

1. EXTV_{CC} 开路(或接地)。这将导致 INTV_{CC} 从内部 5.2V 稳压器获得驱动，从而在高输入电压时，会引起高至 10% 的效率下降。
2. EXTV_{CC} 直接连到 V_{OUT} 。对于一个 5V 的输出稳压器，这是一种正常的连接方式并且效率最高。对于高于 5V 的输出电压情况，EXTV_{CC} 需要连接到 V_{OUT} ，这就不会超过 SENSE 引脚的绝对最大额定值。
3. EXTV_{CC} 连接到一个源自输出的升压网络。对于 3.3V 和其他低输出电压稳压器，效率的提高仍然可以通过将 EXTV_{CC} 连接到来自输出的电压上来实现，并且该电压已经升高至 4.7V 以上，这可以通过感应升压线圈(如图 3a 所示)或容性电荷泵电路(如图 3b 所示)来完成。电荷泵具有简单磁性的优点。
4. EXTV_{CC} 连接到外部电源。如果有一个在 5V 至 7V 范围内的外部电源 ($\text{EXTV}_{\text{CC}} \leq V_{\text{IN}}$)，诸如笔记本电脑 5V 主系统电源，它可以用来驱动 EXTV_{CC}，在这里假定它与 MOSFET 的栅驱动要求兼容。这是一个典型例子，因为 5V 电源几乎总是存在，并且来自另一个高效率稳压器。

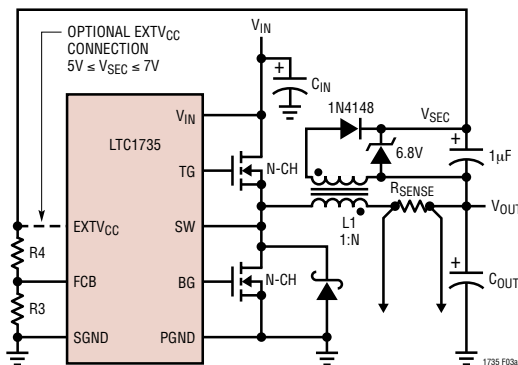


图 3a：次输出环路和 EXTV_{CC} 连接

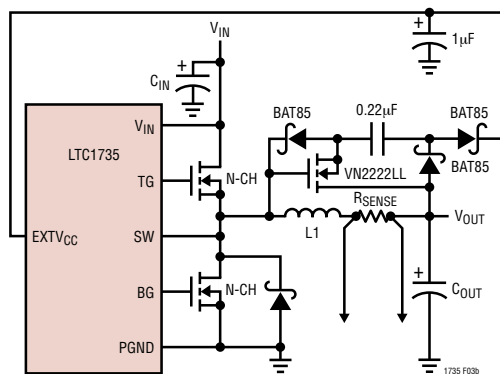


图 3b：EXTV_{CC} 的容性电荷泵

输出电压设置

根据下面的公式，输出电压由一个外部电阻分压器进行设置：

$$V_{\text{OUT}} = 0.8V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

电阻分压器连接至输出端上，如图 4 所示，从而允许远距离的电压感应。

应用信息

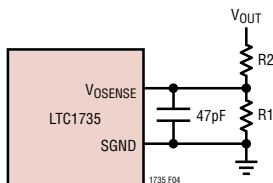


图 3：设定 LTC1735 的输出电压

顶端 MOSFET 驱动器电源 (C_B , D_B)

一个连接至 BOOST 引脚上的外部自举电容器 C_B 为顶端 MOSFET 提供栅驱动电压。功能框图中的电容 C_B 在 SW 引脚为低电平时通过由 INTV_{CC} 的外部二极管 D_B 对其充电。注意到 C_B 上的电压大约比 INTV_{CC} 低一个二极管压降，当顶端 MOSFET 导通时，驱动器将 C_B 的电压加在 MOSFET 栅源上，这进一步加强 MOSFET 并使顶端开关导通。开关节点电压 SW 上升至 V_{IN} ，而 BOOST 引脚上上升至 $V_{IN} + \text{INTV}_{CC}$ 。升压电容 C_B 的值需要比顶端 MOSFET 的总输入电容大 100 倍。在大多数应用中，0.1 μF 至 0.33 μF 的电容就足够了。 D_B 的反向击穿电压必须高于 $V_{IN(\text{MAX})}$ 。

当调整栅驱动水平时，最终的仲裁者是稳压器的总输入电流。如果你做了一个改变而输入电流下降，那么你就提高了效率。如果输入电流没有变化，那么效率就没有改变。

SENSE⁺/SENSE⁻ 引脚

电流比较器的共模输入范围为 0V 至 1.1 (INTV_{CC})，在该范围内保证降压应用的连续线性工作，而容许输出电压在 0.8V 至 7V 的范围。采用了一个差分 NPN 输入级并通过内部电阻由一个内部 2.4V 电压源提供偏置，正如功能框图所示。这使得由这些引脚根据在输出电压提供或吸纳电流。如果输出电压低于 2.4V，电流将从两个 SENSE 引脚流至主输出。这会强迫一个最小负载电流，并可以由

V_{OUT} 电阻分压器来实现。流出 SENSE 引脚的最大电流为：

$$I_{\text{SENSE}^+} + I_{\text{SENSE}^-} = (2.4V - V_{OUT})/24k$$

因为 V_{OSENSE} 是服务于 0.8V 参考电压，我们可以选择在图 4 中 R1 的最大值来吸收该电流：

$$R1(\text{MAX}) = 24k \left(\frac{0.8V}{24V - V_{OUT}} \right)$$

调整一个 1.8V 的输出电压，R1 的最大值应为 32k。要注意对于输出电压在 2.4V 以上的情况，没有必要采用 R1 的最大值来吸收感测电流；但是，R1 仍然受到 V_{OSENSE} 反馈电流的限制。

软开启/运行功能

RUN/SS 引脚是一个多用途引脚，它提供了一个软开启功能以及一种关闭 LTC1735 的方法。软开启通过逐渐提高控制器的电流限制 $I_{TH(\text{MAX})}$ 来减少来自 V_{IN} 的浪涌电流。该引脚也可以用作电源供电排序控制。

将 RUN/SS 引脚拉至 1.5V 以下使 LTC1735 进入低静态电流停机状态 ($I_Q < 25\mu\text{A}$)。该引脚可由逻辑电平直接驱动，正如图 5 所示。释放 RUN/SS 引脚将允许一个内部 1.2 μA 的电流源对外部软开启电容 C_{SS} 进行充电。如果 RUN/SS 已经被拉至地，在开始之前有一个延迟大约为：

$$t_{\text{DELAY}} = \frac{1.5V}{1.2\mu\text{A}} C_{SS} = (1.25\text{s}/\mu\text{F}) C_{SS}$$

当 RUN/SS 上的电压达到 1.5V，LTC1735 开始与一个大约为 $25\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 的电流限制工作。随著 RUN/SS 上的电压从 1.5V 增加至 3.0V，内部电流限制从 $25\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 增加至 $75\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 。输出电流限制缓慢上升，这需要加上 1.25s/ μF 的时间才能达到满电流。缓慢提升输出电流减小了来自输入电源所需的启动浪涌电流。

应用信息

图 5 中的二极管 D1 减少了启动延迟, 允许 C_{SS} 缓慢充电以实现软开启功能。如果不需要软开启, 该二极管和 C_{SS} 可以去掉。RUN/SS 引脚具有一个内部的 6V 齐纳箝位(参见“功能框图”)。

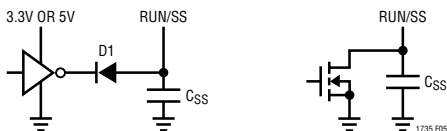


图 5：RUN/SS 引脚接口

故障情况：过流闭锁

当感应出一个过流情况时, RUN/SS 引脚也具有关闭控制器和闭锁能力。RUN/SS 的电容 C_{SS} 最初是用来开启和限制控制器的涌入电流, 在控制器开启和给出适当的时间以便对输出电容充电和提供满负载电流之后, C_{SS} 用做一个短路定时器。在 C_{SS} 达到 4.1V 以后, 如果输出电压下降到输出电压标称值的 70% 以下, 假定输出处于一种严重的过流和/或短路状态, 而 C_{SS} 开始放电。如果这种状态持续时间足够长(由 C_{SS} 的大小而决定), 控制器将关闭直到 RUN/SS 引脚电压重新循环。

通过在 5V 应允电压下为 RUN/SS 引脚提供 $>5\mu A$ 的电流, 这种内置闭锁可以被忽略不理, 如图 6 所示。该电流缩短了软开启周期但也防止了在严重过流和/或短路情况下 RUN/SS 电容的净放电。当从 V_{IN}

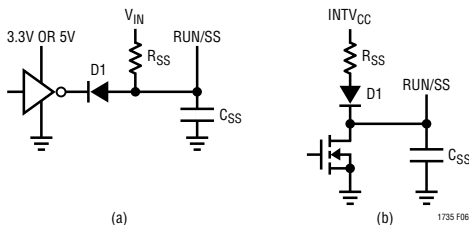


图 6：闭锁关闭的 RUN/SS 引脚接口方式

得到 $5\mu A$ 电流, 如图 6a 所示, 电流闭锁功能一直失效。连接上拉电阻的二极管接到 INTV_{CC} 上, 如图 6b 所示, 消除了在停机时的任何额外电源电流, 同时也消除了阻止控制器启动的 INTV_{CC} 负载。如果 C_{SS} 上的电压不超过 4.1V, 过电流闭锁则不处于待命状态, 而其功能被禁止。

为什么你要关闭电流闭锁功能呢? 在一个设计的试制阶段, 会有一个因噪声拾取或糟糕的设计进而导致保护电路闭锁的问题。破坏该功能将非常容易地查找到电路和 PC 设计的故障。内部短路和折返电流限制仍然处于活跃状态, 从而保护电源系统避免发生故障。在完成一个设计之后, 可以决定是否起用闭锁功能。

软开启电容 C_{SS} 的容值需要随输出电流、输出电压以及负载电流特性而改变。最小软开启电容由下式给出:

$$C_{SS} > (C_{OUT})(V_{OUT})(10^{-4})(R_{SENSE})$$

建议采用的最小软开启电容 $C_{SS} = 0.1\mu F$ 对大多数应用已是足够。

故障情况：电流限制和电流折返

LTC1735 电流比较器具有一个 75mV 的最大感测电压, 从而产生一个 $75mV/R_{SENSE}$ 的最大 MOSFET 电流。

LTC1735 具有电流折返功能有助于在输出短接到地时进一步限制负载电流。即使当上述所示的过载停机锁存失效, 折返电路也会有效。如果输出下降超过一半, 那么最大感测电压将逐渐从 75mV 下降至 30mV。在占空比很小的短路条件下, 为了限制短路电流, LTC1735 将开始周期窃取。在这种情况下, 底端 MOSFET 将传导峰值电流, 短路纹波电流是由

应用信息

LTC1735 的最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ (大约 200ns)、输入电压以及电感值所决定：

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} V_{IN}/L$$

引起的短路电流为：

$$I_{SC} = \frac{30mV}{R_{SENSE}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

电流折返功能一直是有效的，并且不受电流闭锁功能的影响。

故障情况：输出过压保护(急剧短路)

输出过压急剧短路保护是为当稳压器的输出上升至远远高过标称水平时，使在输入引脚上的一个系统熔丝熔断而作出保护。该条件会导致巨大的电流流动，远远高于在正常工作时的情况。该功能是为了保护顶端 MOSFET 短路而设计的；它不会防止控制器自身的故障而作出保护。

比较器(功能框图中的 OV) 感应超过输出电压标称值 7.5% 的过压故障。当感测出这种状态时，顶端 MOSFET 关闭而底端 MOSFET 被强制导通。只要 OV 的状态不变，底端 MOSFET 保持连续导通；如果 V_{OUT} 返回至一个安全水平，自动恢复正常工作。

要注意在输出电压下降过程中，动态改变输出电压可能会引起瞬息间的启动过压保护。这样既不会导致永久闭锁，也不会中断所希望的电压变化。采用软闭锁的过压保护，动态改变输出电压是允许的，而过压保护遵循新设定的输出电压，一直保护负载。

最小导通时间的考虑

最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 为 LTC1735 能够导通并再关闭顶端 MOSFET 的最短时间。它是由内部时间延

迟以及导通顶端 MOSFET 所需要的栅电荷来决定的。低占空比应用可能会接近该最小导通时间限制，并且应当注意要确保：

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

如果占空比下降至由最小导通时间调节的水平以下，LTC1735 将开始周期窃取。输出电压将继续受调整，但纹波电压和电流将会增加。

在一个适当配置应用中的 LTC1735 最小导通时间是小于 200ns，但随着最大感测电压的下降，正如图 7 所示，最小导通时间逐渐增加。这在轻负载时小纹波电流强制连续应用中尤其值得注意。这种情况下如果占空比下降至低于最小导通时间限制时，相对更大的电流和电压纹波情况会出现大量的周期窃取。

如果一个应用要能够靠近最小导通时间限制工作，就必须选择一个足够小的电感以提供足够的纹波幅度从而满足最小导通时间要求。作为一个通常的原则，要使电感纹波电流等于或大于在 $V_{IN(MAX)}$ 时 $I_{OUT(MAX)}$ 的 30%。

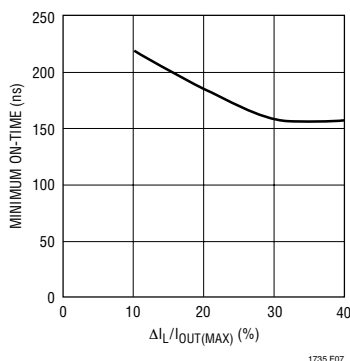


图 7：最小导通时间与 ΔI_L 的关系

应用信息

FCB 引脚工作原理

当 FCB 引脚下降至低于其 0.8V 的阈值时, 就会被强制为连续模式工作。在这种情况下, 顶端和底端 MOSFET 继续被同步驱动而不管主输出上的负载。突发模式工作被禁止而允许电感器中的电流反向。

除了提供一个逻辑输入以强制连续同步工作和外部同步, FCB 引脚还提供了一个方法以调节一个返激绕组输出。在连续模式中, 电流连续在主端变压器流过。次绕组只在底部同步开关导通时吸纳电流。当主负载电流是低和/或 V_{IN}/V_{OUT} 的比值也低, 同步开关不一定在足够时间导通以传送电源从输出电容器至次负载。当有足够同步开关占空因子, 强制连续工作会支持次绕组。如此, FCB 输入引脚除去了电源一定要从主电感器吸取的要求, 从而在辅助绕组抽取电源。环路在连续模式时, 可标称负载辅助输出, 而不需考虑主输出负载。

次输出电压 V_{SEC} 通常以变压器的线圈比值 N 来设置 (如图 3a 所示):

$$V_{SEC} \approx (N + 1) V_{OUT}$$

但如果控制器进入突发模式工作和因为一个轻主负载电流而停止开关, V_{SEC} 就会下降。一个从 V_{SEC} 至 FCB 引脚的外部电阻分压器设置一个最小电压 $V_{SEC(MIN)}$:

$$V_{SEC(MIN)} \approx 0.8V \left(1 + \frac{R4}{R3} \right)$$

如果 V_{SEC} 下降至低于这水平, FCB 电压强制连续开关工作直至 V_{SEC} 再次高于这最小值。

为了在没有外部连接至 FCB 引脚的情况防止异常运作, FCB 引脚有一个 0.17 μ A 外部电流源把这引脚拉高。当选择电阻器 $R3$ 和 $R4$ 时要紧记包括这电流。

LTC1735 的内部振荡器能通过向 FCB 脚上施加时钟信号而与外部振荡器同步, 信号的幅度在 1.5V_{P-P} 以上。当同步至一个外部频率时, 突发工作模式失效但在小负载电流时允许周期窃取, 这是因为电流反向是禁止的。底端的栅极在每 10 个时钟周期导通一次以确保自举电容再充电。一个施加在 FCB 引脚上的外部时钟上升沿开始一个新的循环。

同步范围是从 $0.9f_0$ 至 $1.3f_0$, 而 f_0 由 C_{OSC} 设定。尝试同步至一个高于 $1.3f_0$ 的频率会引至不足的斜率补偿和导致环路不稳定及高占空比 (占空比 > 50%)。当同步时察觉环路不稳定, 则额外的斜率补偿可简单地通过减少 C_{OSC} 而获得。

下面的表格归纳了在 FCB 引脚上的各种可能状态。

表 1

FCB 引脚	条件
DC 电压: 0V 至 0.7V	突发禁止/强制连续 电流反向有效
DC 电压: $\geq 0.9V$	突发模式, 没有反向电流
反馈电阻器	调节次绕组
外部时钟: (0V 至 $V_{FCBSYNC}$) ($V_{FCBSYNC} > 1.5V$)	突发模式工作禁止 没有电流反向

效率考虑

一个开关稳压器百分比效率等于输出功率除以输入功率再乘 100%。通常分析个别损耗是非常有用的, 为的是确定哪些限制了效率以及哪个变化能够引起最显著的改进。百分数效率可以用下式表示:

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

在这里 $L1$ 、 $L2$... 等分别为各自的损耗, 以一个输入功率的百分数形式出现。

应用信息

虽然电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但四种主要损耗通常占 LTC1735 电路损耗的绝大部分：1) LTC1735 的 V_{IN} 电流，2) $INTV_{CC}$ 电流，3) I^2R 损耗，4) 顶端 MOSFET 转换损耗。

1. V_{IN} 电流就是在电特性中给出的 DC 供给电流，它不包括 MOSFET 驱动器和控制电流。 V_{IN} 电流会导致一个小损耗 ($< 0.1\%$) 且随 V_{IN} 的升高而增加。
2. $INTV_{CC}$ 电流是 MOSFET 驱动器和控制电流的总和。MOSFET 驱动器电流来源于开关功率 MOSFET 的栅电容。每次一个 MOSFET 栅从低转换至高然后再至低，一部分电荷 dQ 从 $INTV_{CC}$ 迁移至地，所导致的 dQ/dt 就是一个来自 $INTV_{CC}$ 的电流，而该电流通常比控制电路电流大得多。在连续模式中， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，在这里 Q_T 和 Q_B 分别为顶端和底端 MOSFET 的栅电荷。

通过一个来自输出的源或其它高效源的 $EXTV_{CC}$ 开关输入向 $INTV_{CC}$ 提供电源，驱动器和控制电路所要求的 V_{IN} 电流将以一个 (占空比)/(效率) 的因数而改变。例如，在一个 20V 至 5V 的应用中，10mA 的 $INTV_{CC}$ 电流将产生大约 3mA 的 V_{IN} 电流。这就将中间电流损耗从 10% 或更高 (如果驱动器直接由 V_{IN} 驱动) 减少至仅仅几个百分点。

3. I^2R 损耗可以从 MOSFET 的 DC 电阻、电感以及电流分流方面预计出来。在连续模式中，平均输出电流流过 L 和 R_{SENSE} ，但在顶端主 MOSFET 和同步 MOSFET 之间被“轮流导通”。如果这两个 MOSFET 具有大致相同的 $R_{DS(ON)}$ ，那么，一个 MOSFET 的电阻可以简单归纳为 L 和 R_{SENSE} 的电阻之和，从而得到 I^2R 损耗。例如，如果每个 $R_{DS(ON)} = 0.03\Omega$ ， $R_L = 0.05\Omega$ ，和 $R_{SENSE} = 0.01\Omega$ ，那么总电阻为 0.09Ω 。这样，对于一个 5V 的输出，随著输出电流从 1A 增加至 5A，损耗范围则从 2% 至 9%；而对于一个 3.3V 的输出，损耗则从 3% 至 14%。对于同样的外部元件和功率水平，效率随著 V_{OUT} 平

方的倒数而变化。在大输出电流时， I^2R 损耗会导致效率下降。

4. 温度损耗仅适用顶端 MOSFET，并且只有在高输入电压 (通常为 12V 或更高) 下工作时才变得显著。转换损耗可由下式估算：

$$\text{温度损耗} = (1.7) V_{IN}^2 I_{O(MAX)} C_{RSS} f$$

在便携式系统中，其它诸如铜走线和内部电池电阻的“隐性”损耗能够占到额外 5% 至 10% 的效率下降，在系统设计中包含这些“系统”级损耗是非常重要的。可以通过确保 C_{IN} 具有足够的电荷存储以及在开关频率下一个很低的 ESR 来降低内部电池和熔丝电阻的损耗。一个 25W 的电源通常需要一个最小容值为 $20\mu F$ 至 $40\mu F$ 的电容器带有最大为 0.01Ω 至 0.02Ω 的 ESR。其它损耗还包括在死区期间的肖特基传导损耗和电感磁心损耗，通常低于总附加损耗的 2%。

检查瞬态响应

稳压器环路响应能够通过观察负载电流的瞬态响应来检查，开关稳压器用几个周期来响应在负载电流的台阶。当出现负载台阶时， V_{OUT} 漂移一个等于 ΔI_{LOAD} (ESR) 的量值，在这里 ESR 为 C_{OUT} 的等效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 也开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，从而产生反馈误差信号来强制稳压器去适应电流变化，并使 V_{OUT} 返回至稳态值。在该恢复时间里， V_{OUT} 能够被监控以防过分过冲或振荡，这表示著一个稳定性问题。OPTI-LOOP 补偿允许在一个很宽的输出电容和 ESR 值范围内优化瞬态响应。 I_{TH} 引脚的用途不仅允许优化控制环路性能，而且提供了一个 DC 耦合和 AC 滤波闭环响应测试点。该测试点 DC 台阶、上升时间以及调节时间真实地反映出闭环的响应。假定一个两阶主导系统，相容限和/或阻尼因数可以采用该引脚上看到的过冲百分数来估计。带宽也可以通过感应该引脚的上升时间而估计出来。图 1 电路中所示的 I_{TH} 外部元件将针对大多数应用提供一个适当的起点。

应用信息

I_{TH} 串联 R_C - C_C 滤波器设定主要的极点-零点环路补偿。一旦完成最终的电路板设计并且确定特定的输出电容类型和容值,则可以稍微修改其数值(建议值的 0.5 至 2 倍)以优化瞬态响应。输出电容需要被选择,因为不同类型和容值决定了环路反馈因子增益和相位。满负载电流的 20% 至 100% 输出电流脉冲(上升时间 $1\mu s$ 至 $10\mu s$) 将产生输出电压和 I_{TH} 引脚波形,从而给出整个环路稳定性的感应而不会破坏反馈环路。最初输出电压台阶可能不在反馈环路带宽的范围内,所以标准的次级过冲/DC 之比不能用来决定相容限。环路的增益将通过增大 R_C 而提高,而环路的带宽将通过减少 C_C 而增加。如果 R_C 增加的倍数与 C_C 减少的倍数相同,则零点频率将保持一致,因此要在反馈环路最主要的频率范围内保持相同相移。输出电压的稳定过程与闭合环路系统稳定性相关并将显示出总电源的真实性能。对于优化补偿元件的详细说明,包括对控制环路理论的一个回顾,可参考应用指南 76 (Application Note 76)。

第二更严重的瞬态由在负载的开关和大 ($>1\mu F$) 供应旁路电容器所导致。放电旁路电容器有效地与 C_{OUT} 并联,使 V_{OUT} 有一个快速下降。如果负载开关电阻是低并且快速驱动,没有稳压器能改变这电流递送以足够快地在输出电压防止这突然的阶跃变化。如果 C_{LOAD} 与 C_{OUT} 的比值大于 1:50,开关上升时间应受控制,所以负载上升时间被限制至大约 $(25)(C_{LOAD})$ 。因此一个 $10\mu F$ 电容器要求一个 $250\mu s$ 上升时间,限制了充电电流至大约 200 mA。

采用活动电压设置改善瞬态响应和减低输出电容

迅速的负载瞬态响应、有限的线路板空间以及低成本是微处理器电源的常规要求。活动电压设置

改善了瞬态响应并减小了驱动微处理器所需的输出电容,在这里一个典型的负载台阶可以在 100ns 内从 0.2A 至 15A 或在 100ns 内从 15A 至 0.2A。虽然有这些负载台阶,微处理器上的电压必须保持在大约为 $\pm 0.1V$ 的标称值。因为控制环路不能响应这样快,输出电容必须提供负载电流直至控制环路能够响应。电容器的 ESR 和 ESL 主要决定输出电压下降或过冲的数值大小。通常,需要并联几个电容以满足微处理器瞬态要求。

活动电压设置是一种不稳定形式。对于轻负载,它将输出电压调高,而对于重负载则调低。当负载电流突然增加时,输出电压起始于一个高于标称值的电压水平上,所以输出电压能够下降更多并保持在规定的电压范围内。当负载电流突然下降,输出电压起始一个低于标称值的电压水平上,所以输出电压能够有更多的过冲并保持在规定的电压范围内。当采用电压设置时要采用较小的输出电容,因为在输出电容上允许更大的电压变化。

活动电压设置能够通过采用 LTC1735 中的 OPTI-LOOP 架构以及两个连接至 I_{TH} 引脚的电阻来实现。当误差放大器必须驱动一个电阻负载时,就会引入一个输入电压偏移。在误差放大器输入端的偏移电压限制在 $\pm 30mV$ 。引起的输出电压变化是输入偏移电压和反馈电压分压器之比的乘积。

图 8 给出了一个带活动电压设置的 CPU 内核电压稳压器,电阻器 $R1$ 和 $R4$ 强制输入电压偏移,从而根据负载电流水平调整输出电压。为了选择 $R1$ 和 $R4$ 的阻值,首先要确定允许输出不稳定的数值大小。一个典型微处理器的实际规格允许输出变化为 $\pm 0.112V$ 。LTC1735 基准的精度是 $\pm 1\%$ 。采用 1% 容差的电阻,总反馈分压器的精度大约是 1%,因为两个反馈电阻器接近同一个值。由此决定设置点精度

应用信息

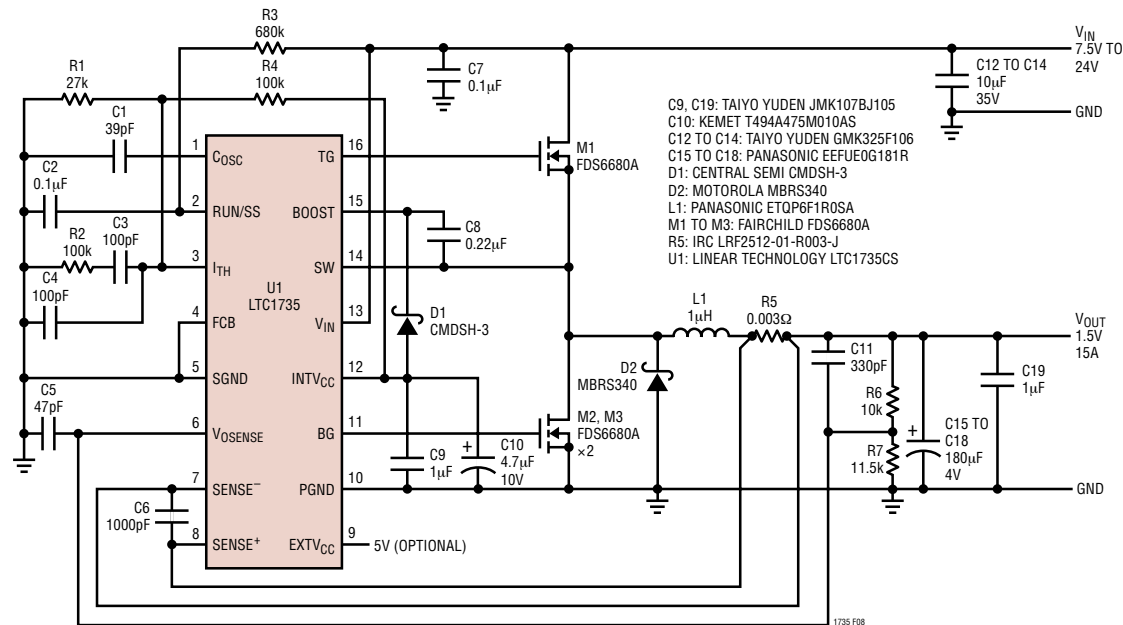


图 8：具有活动电压设置的 CPU 内核电压稳压器

是±2%，所以输出瞬态电压不能超过±0.082V。对于 $V_{OUT} = 1.5V$ ，由 I_{TH} 引脚控制的最大输出电压变化为：

$$\begin{aligned}\Delta V_{OSENSE} &= \frac{\text{输入偏移电压} \cdot V_{OUT}}{V_{REF}} \\ &= \frac{\pm 0.03V \cdot 1.5}{0.8V} = \pm 56mV\end{aligned}$$

在 I_{TH} 引脚上采用合适的电阻值，输出电压将从最小负载时的 1.55V 摆动至满载时的 1.44V。在该输出电压下，活动电压设置在输出电容上允许的瞬态电压提供了一个额外的±56mV，比没有活动电压设置时的±82mV 改进了 68%。

下一步骤就是计算 I_{TH} 引脚电压 V_{ITH} 比例因子。 V_{ITH} 比例因子反映出一个给定负载电流所要求的 I_{TH} 引脚电压。 V_{ITH} 控制著检测电阻的峰值电压，该

电压代表 DC 输出电流加上峰至峰电感电流的一半。无负载至满载的 V_{ITH} 变化范围为 0.3V 至 2.4V，它控制著检测电阻电压从 0V 至 $\Delta V_{SENSE(MAX)}$ 的 75mV 电压变化。与一个 0.003Ω 感测电阻所计算得到的 V_{ITH} 比例因子为：

$$\begin{aligned}V_{ITH} \text{ 比例因子} &= \frac{V_{ITH} \text{ 范围} \cdot \text{检测电阻值}}{\Delta V_{SENSE(MAX)}} \\ &= \frac{(2.4V - 0.3V) \cdot 0.003}{0.075V} = 0.084V/A\end{aligned}$$

在任何负载电流的 V_{ITH} 为：

$$\begin{aligned}V_{ITH} &= \left[\left(I_{OUTDC} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot V_{ITH} \text{ 比例因子} \right] \\ &\quad + V_{ITH} \text{ 偏移}\end{aligned}$$

应用信息

在满负载电流时：

$$V_{\text{ITH(MAX)}} = \left[\left(15A + \frac{5A_{\text{P-P}}}{2} \right) \cdot 0.084\text{V/A} \right] + 0.3\text{V} \\ = 1.77\text{V}$$

在最小负载电流时：

$$V_{\text{ITH(MIN)}} = \left[\left(0.2A + \frac{2A_{\text{P-P}}}{2} \right) \cdot 0.084\text{V/A} \right] + 0.3\text{V} \\ = 0.40\text{V}$$

在这电路， V_{ITH} 从轻载时的 0.40V 改变到满载的 1.77V，有一个 1.37V 的变化。要注意峰至峰电感电流 ΔI_L 从轻负载变为满负载。提高 DC 电感电流会减少电感磁芯材料的磁导率，进而减少电感和增加 ΔI_L 。电感的变化量是电感设计的一个函数。

为了产生 $\pm 30\text{mV}$ 输入偏移，误差放大器的增益必须进行限制。期望的增益为：

$$A_v = \frac{\Delta V_{\text{ITH}}}{\text{输入偏移误差}} = \frac{1.37\text{V}}{2(0.03\text{V})} = 22.8$$

将一个电阻连接至跨导误差放大器的输出端上将限制电压增益，该电阻值为：

$$R_{\text{ITH}} = \frac{A_v}{\text{误差放大器 } g_m} = \frac{22.8}{1.3\text{ms}} = 17.54\text{k}$$

为了使输出电压居中变化， V_{ITH} 必须居中。当输出电压为标称值时没有 I_{TH} 引脚电流流动。 $V_{\text{ITH(NOM)}}$ 是在最大输出电流时的 V_{ITH} 和最小输出电流时的 V_{ITH} 之间的平均电压：

$$V_{\text{ITH(NOM)}} = \frac{V_{\text{ITH(MAX)}} - V_{\text{ITH(MIN)}}}{2} + V_{\text{ITH(MIN)}} \\ = \frac{1.77\text{V} - 0.40\text{V}}{2} + 0.04\text{V} = 1.085\text{V}$$

17.54k 的 Thevenin 等效增益限制电阻值是由一个为 I_{TH} 引脚提供电流的电阻 R4 和吸纳电流至 SGND 的电阻 R1 组成的。

为了计算电阻值，首先要确定它们之间的比率：

$$k = \frac{V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{ITH(NOM)}}}{V_{\text{ITH(NOM)}}} = \frac{5.2\text{V} - 1.085\text{V}}{1.085\text{V}} = 3.79$$

如果没有使用 EXTVCC ， V_{INTVCC} 就等于 V_{EXTVCC} 或 5.2V。电阻 R4 为：

$$R4 = (k+1) \cdot R_{\text{ITH}} = (3.79+1) \cdot 17.54\text{k} = 84.0\text{k}$$

电阻 R1 为：

$$R1 = \frac{(k+1) \cdot R_{\text{ITH}}}{k} = \frac{(3.79+1) \cdot 17.54\text{k}}{3.79} = 22.17\text{k}$$

不幸的是 PCB 噪声能够加到检测电阻 R5 的电压上，引起 I_{TH} 引脚电压稍稍高于一个给定输出电流的计算值。噪声的大小与输出电流水平成正比。这种 PCB 噪声不是一个严重问题，但它确实改变了 R5 的有效值，因此需要调整 R1 和 R4 的计算值以获得所要求的结果。因为 PCB 的噪声为布局的一个函数，它对于采用同样布局的所有线路板都是一样。

图 9 和图 10 给出了活动电压设置之前和之后的瞬态响应。要注意活动电压设置将瞬态响应从大约 200mV_{P-P} 减少到稍稍高于 100mV_{P-P} 的水平。

请参照参考设计方案 10 (Design Solutions 10) 以获得更多有关活动电压设置的信息。

应用信息

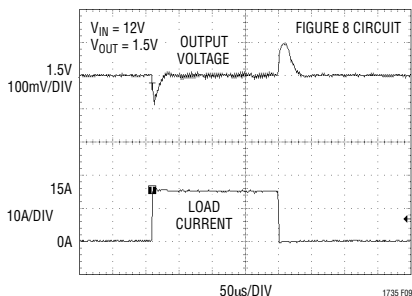


图 9：正常瞬态响应 (没有 R1、R4)

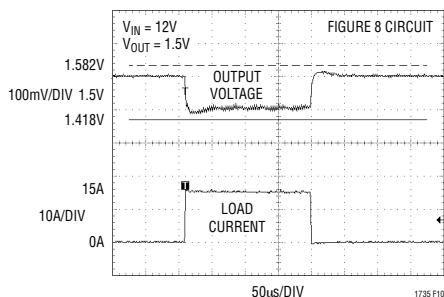


图 10：带有活动电压设置的瞬态响应

汽车应用的考虑：插上香烟打火机

当电池供电设备是移动时，为了在工作中保存电池组能量或对其充电，自然会想到插上香烟打火机。但在你进行连接之前，要考虑到：你正在插入来自恶劣环境的电源。汽车上的主电源是多个潜在危险瞬变的源，这包括负载倾卸、反向电池和双电池。

负载倾卸是电池电缆松散的结果。当电缆突然断接，交流发电机当场失去稳定性，能够引起高达 60V 的正尖峰，它用几百微妙的时间来衰减。反向电池则顾名思义，而双电池是驾驶员在冷车发动时认为用 24V 启动比 12V 快的结果。

在图 11 给出的网络是保护 DC/DC 转换器避免受到汽车电源破坏的一种最直接了当的方法。串联二极管防止了电池反向时的电流流动，而瞬态抑制器箝位负载倾卸时的输入电压。注意瞬态抑制器在双电池工作时不应导通，但仍然可以将输入电压箝位在转换器击穿电压以下。虽然 LTC1735 具有最大 36V 的输入电压，但大多数应用由 MOSFET 的 BV_{DSS} 限制在 30V。

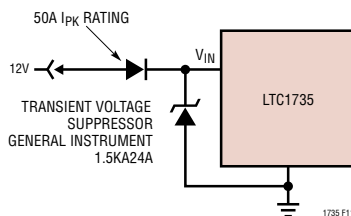


图 11：插入香烟打火机

设计实例

作为一个设计实例，假定 $V_{IN} = 12V$ (标称值)， $V_{IN} = 22V$ (最大值)， $V_{OUT} = 1.8V$ ， $I_{MAX} = 5A$ 和 $f = 300kHz$ ，能够直接计算出 R_{SENSE} 和 C_{OSC} ：

$$R_{SENSE} = 50mV/5A = 0.01\Omega$$

$$C_{OSC} = 1.61(10^7)/(300kHz) - 11pF = 43pF$$

假定一个 3.3µH 的电感器并查看纹波电流的实际值。采用下面的公式：

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{(f)(L)} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

纹波电流的最大值出现在最大输入和输出电压的时候：

$$\Delta I_L = \frac{1.8V}{300kHz(1.2\mu H)} \left(1 - \frac{1.8V}{22V} \right) = 2.3A$$

最大纹波电流为最大输出电流的 33%，这是正常的。

应用信息

下一步，验证 200ns 的最小导通时间没有被侵害。最小导通时间出现在最大 V_{IN} 的时候：

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}f} = \frac{1.8V}{22V(300kHz)} = 273ns$$

因为输出电压低于 2.4V，输出电阻分压器的大小不但需要设置输出电压，也可以吸纳感测引脚的电流。

$$\begin{aligned} R1_{(MAX)} &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right) \\ &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - 1.8V} \right) = 32k \end{aligned}$$

选择 1% 电阻， $R1 = 25.5k$ 和 $R2 = 32.4k$ 可得 1.816V 的输出电压。

顶端 MOSFET 上的功耗可容易地估计出来。选择 Siliconix 公司的 Si4412DY 可得到 $R_{DS(ON)} = 0.042\Omega$ ， $C_{RSS} = 100pF$ 。在最大输入电压和 T (估计值) = 50°C 时：

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.8V}{22V} (5)^2 \left[1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C) \right] (0.042\Omega) \\ &\quad + 1.7(22V)^2 (5A) (100pF) (300kHz) \\ &= 220mW \end{aligned}$$

因为底端 MOSFET 的占空比比顶端 MOSFET 大得多，所以选择一个如 Siliconix 公司 Si4410DY 的较大 MOSFET ($R_{DS(ON)} = 0.02\Omega$)。再次假设 $T_A = 50^\circ C$ ，底端 MOSFET 的功耗为：

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{22V - 1.8V}{22V} (5A)^2 (1.1) (0.02\Omega) \\ &= 500mW \end{aligned}$$

得益于电流折返功能，底端 MOSFET 在短路时的功耗将少于满负载条件下的功耗。

选择一个在温度条件下至少具有 2.5A RMS 电流额定值的 C_{IN} 。选择一个具有 0.02Ω ESR 的 C_{OUT} 以实现小输出纹波。连续模式中的输出纹波在最大输入电压时最高。由 ESR 引起的最差输出电压纹波大约为：

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta I_L) = 0.02\Omega(2.3A) = 46mV_{p-p}$$

电路板布局检查清单

当进行电路板布局时，应当使用下面的检查清单表以确保 LTC1735 正常工作。图 12 的布局图也给出了这些条目。在你的布局中，要检查下面各项：

1. 信号地和功率地是否隔离开？LTC1735 PGND 引脚应当在输入电容附近连接到地平面上。SGND 引脚应接到 PGND，并且接到 SGND 的所有元件应当单点连接到 SGND 引脚。同步 MOSFET 的源极应当连接到输入电容器的地。
2. V_{OSENSE} 引脚是否直接连到反馈电阻上？电阻分压器 $R1$ 、 $R2$ 必须连接在 C_{OUT} 的 (+) 极板和信号地之间。47pF 至 100pF 的电容器应当尽可能靠近 LTC1735。注意要将反馈电阻放置在远离 LTC1735 的位置上。 V_{OSENSE} 连线不应当靠近其它任何具有高转换率的节点。
3. 是否用最小的 PC 走线间距安排 $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 的引线？ $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 之间的滤波电容器应当尽可能靠近 LTC1735。如图 13 所示采用开尔文 (Kelvin) 连接方式以确保精确的电流检测。可以在 $SENSE$ 线上串联电阻器以提高噪声抑制能力。
4. C_{IN} 的 (+) 极是否尽可能就近连接到顶端 MOSFET 的漏极？该电容为 MOSFET 提供了 AC 电流。
5. $INTV_{CC}$ 去耦电容器是否就近连接在 $INTV_{CC}$ 和功率地引脚之间？该电容器承载著 MOSFET 驱动器的

应用信息

峰值电流。一个另加的 $1\mu\text{F}$ 陶瓷电容器直接放置在 INTV_{CC} 和 PGND 引脚上有助于改善噪声性能。

6. 要使开关节点 (SW)、顶端栅节点 (TG) 以及升压节点 (BOOST) 远离敏感的小信号节点，尤其要远离

电压和电流检测反馈引脚。所有这些节点都具有非常大且迅速移动的信号，因此应当放置在 LTC1735 的“输出边”(引脚 9 至 16) 和占用最小电路板走线面积。

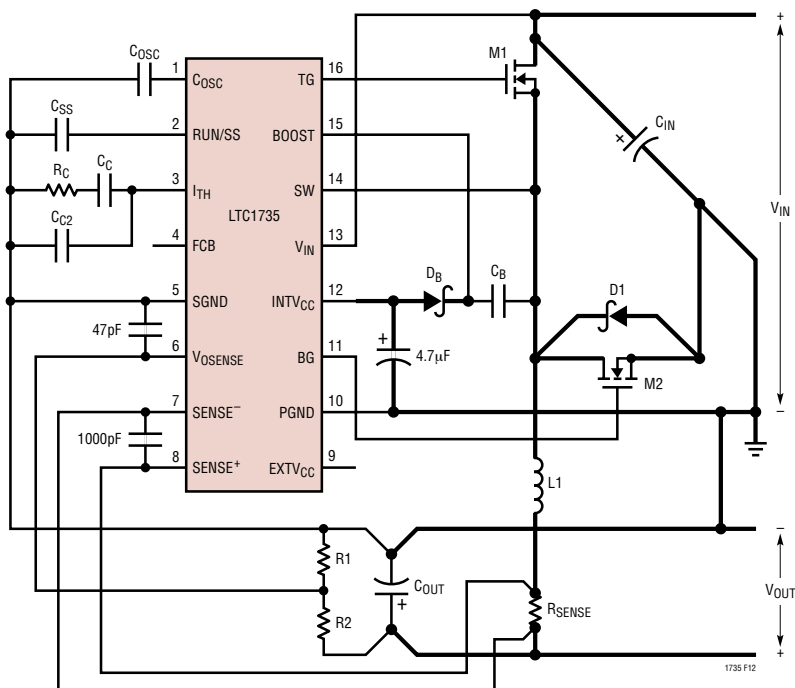


图 12 : LTC1735 布局图

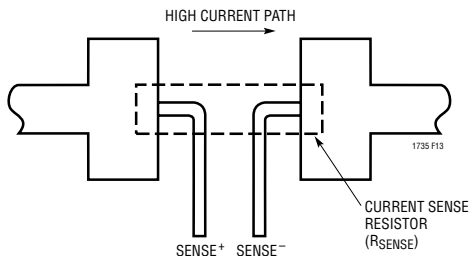
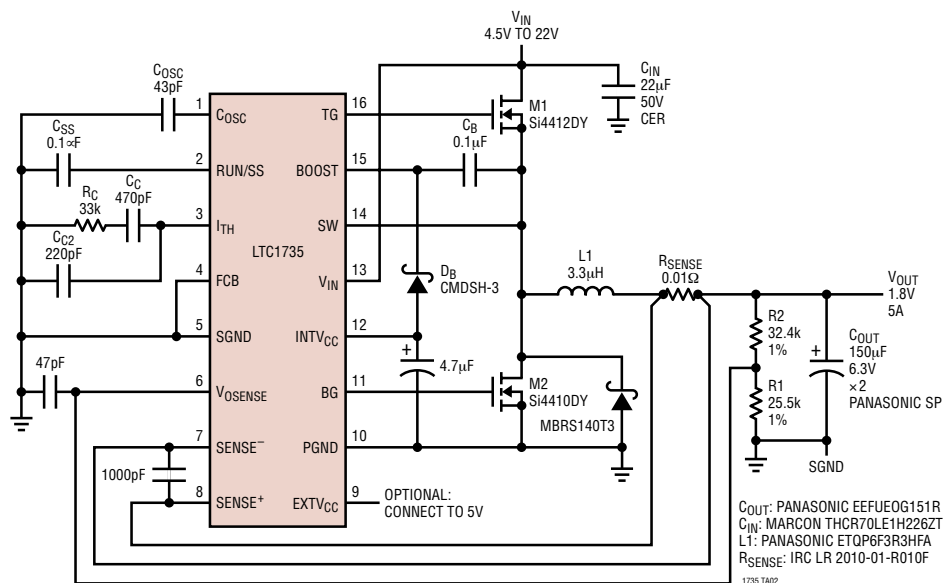
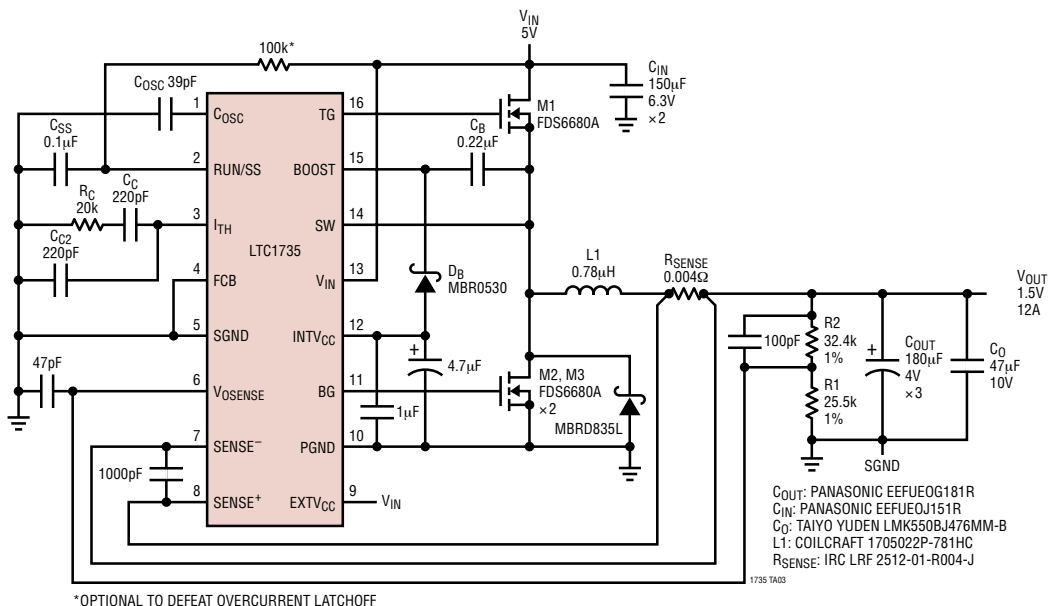


图 13 : 开尔文检测电阻 R_{SENSE}

典型应用

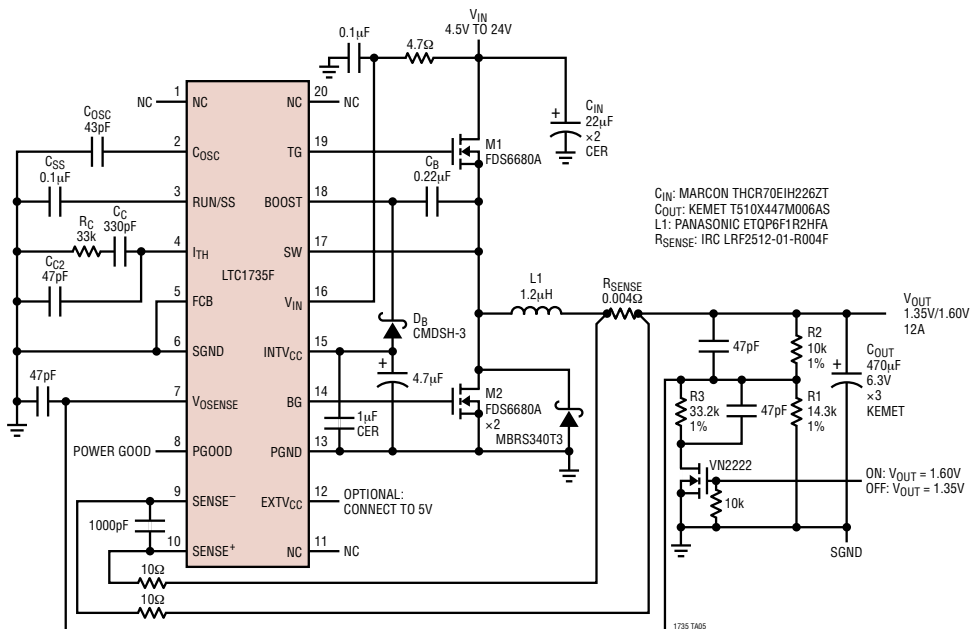
突发模式禁止的 1.8V/5A 变换器设计例子

两步应用 ($V_{IN} = 5V$) 的 CPU 内核电压稳压器

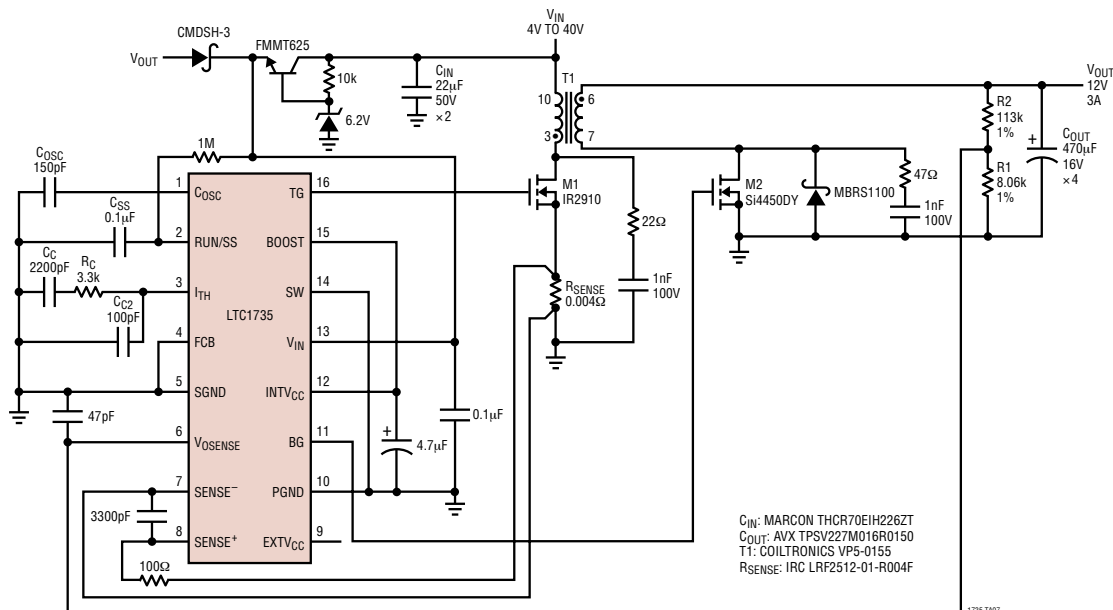
*OPTIONAL TO DEFEAT OVERCURRENT LATCHOFF

典型应用

为 CPU 电源突发模式运作禁止的可选输出电压变换器



4V ~ 40V 输入至 12V 输出的反激式变换器

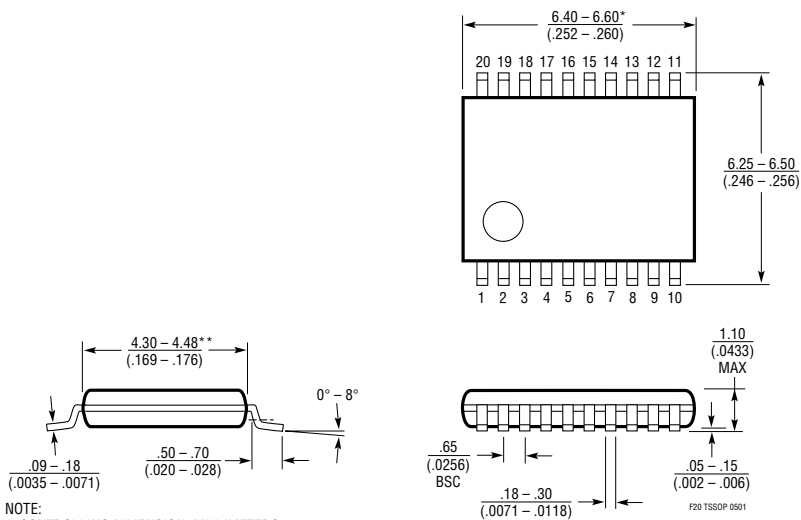


封装描述

F 封装

20 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)

(参考 LTC DWG # 05-08-1650)



NOTE:

1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS

2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{MILLIMETERS}}{(\text{INCHES})}$

3. DRAWING NOT TO SCALE

*DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED .152mm (.006") PER SIDE

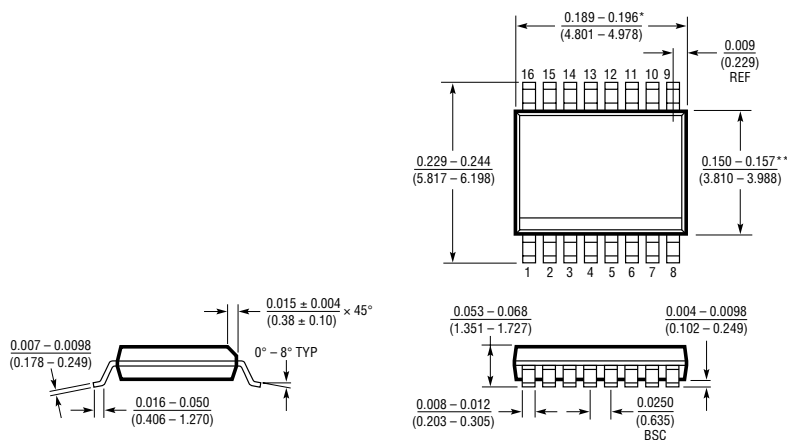
**DIMENSIONS DO NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED .254mm (.010") PER SIDE

封装描述

GN 封装

16 引脚塑料 SSOP (窄 .150 寸)

(参考 LTC DWG # 05-08-1641)



* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006* (0.152mm) PER SIDE

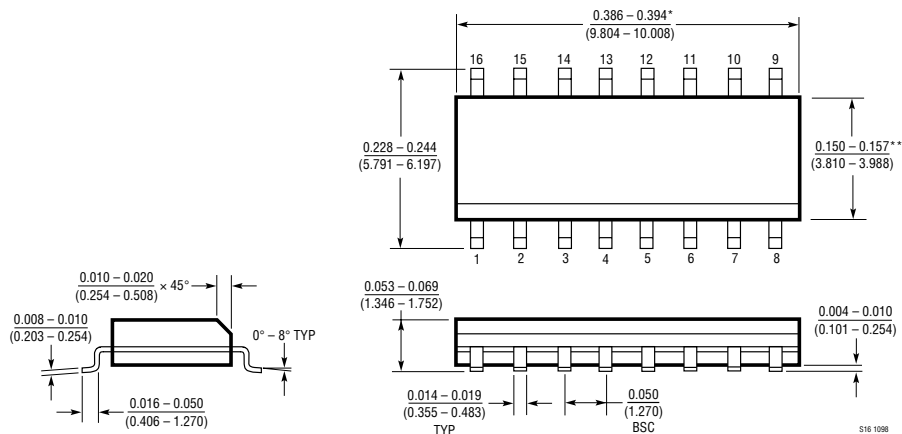
** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010* (0.254mm) PER SIDE

GN16 (SSOP) 1098

S 封装

16 引脚塑料小外型 (窄 .150 寸)

(参考 LTC DWG # 05-08-1610)



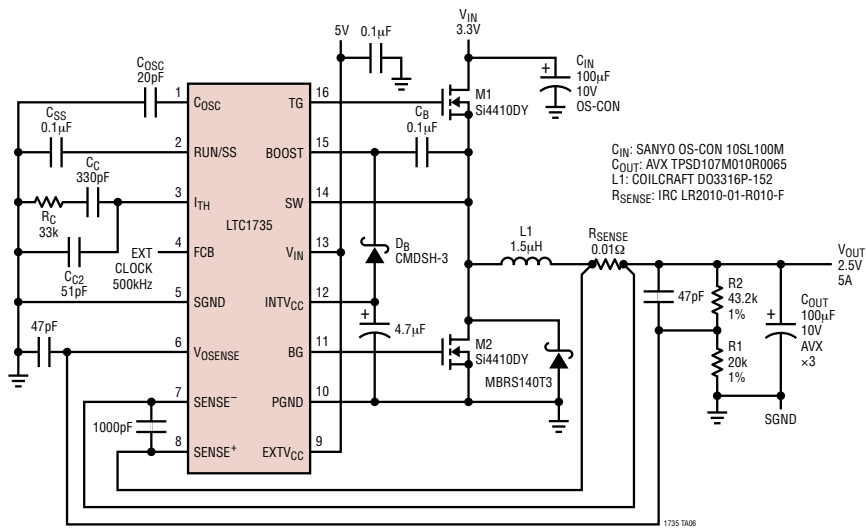
* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006* (0.152mm) PER SIDE

** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010* (0.254mm) PER SIDE

S16 1098

典型应用

外部时钟同步工作于 500kHz 的 3.3V 至 2.5V/5A 变换器



相关器件

型号	名称	说明
LTC1148HV/LTC1148	高效率同步降压控制器	100% DC*, 突发模式, $V_{IN} < 20V$
LTC1159	高效率同步降压控制器	100% DC*, 逻辑电平 MOSFET, $V_{IN} < 40V$
LT1375/LT1376	1.5A 500kHz 降压开稳压器	高效率, 单片, SO-8
LTC1435A	高效率同步降压控制器, N 沟道驱动	突发模式工作, 16 引脚窄 SO
LTC1436/LTC1436-PLL	高效率低噪声同步降压控制器, N 沟道驱动	自适应功率模式, 24 引脚 SSOP 封装
LTC1624	高效率 SO-8 封装 N 沟道开关稳压控制器	95% DC*, 3.5V 至 36V V_{IN}
LTC1625/LTC1775	无需感测电阻 (No R_{SENSE}^{TM}) 电流模式同步降压型控制器	突发模式, 16 引脚 SSOP
LTC1628	双输出高效率两相降压控制器	减少输入电容的反相驱动
LTC1702	550kHz 双输出同步降压控制器	反相驱动, 24 引脚 SSOP 封装
LTC1735-1	具电源良好的高效率降压控制器	输出故障保护, 16 引脚 SO / SSOP
LTC1736	具有 VID 控制的高效率降压控制器	输出故障保护, 24 引脚 SSOP
LTC1771	超低静态电流 DC/DC 控制器	10µA 待机电流, $28V \leq V_{IN} \leq 20V$
LTC1772	SOT-23 封装的降压控制器	100% DC*, 电流高达 4A, 2.2V 至 9.8V V_{IN}
LTC1773	同步降压控制器	550kHz 工作, $2.65 \leq V_{IN} \leq 8.5V$, MS10 封装
LTC1778	无需感测电阻的同步降压控制器	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$, 真正电流模式, 高达 36V 输入
LTC1876	三输出 DC/DC 控制器	双输出两相同步运作的升压型 DC/DC 控制器
LTC1878	同步单片 0.6A 降压型稳压器	100% DC*, 2.6V 至 6V V_{IN} , 8 引脚 MSOP

No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。*DC = 占空比