

80V V_{IN} 和 V_{OUT} 同步、 四开关、降压-升压型 DC/DC 控制器

特点

- 单电感可实现 V_{IN} 高于、低于或等于 V_{OUT}
- V_{IN} 范围：2.8V (需要 $EXTV_{CC} > 6.4V$) 至 80V
- V_{OUT} 范围：1.3V 至 80V
- 四路 N 沟道 MOSFET 栅极驱动器
- 同步整流：效率高达 98%
- 输入和输出电流监视引脚
- 可同步的固定频率：100kHz 至 400kHz
- 集成型输入电流、输入电压、输出电流和输出电压反馈环路
- 时钟输出可用于监视芯片温度
- 采用 38 引脚 (5mm x 7mm) QFN 封装和 TSSOP 封装 (其中 TSSOP 封装进行了修改以改善高电压操作)

应用

- 高电压降压-升压型转换器
- 输入或输出电流限流型转换器

描述

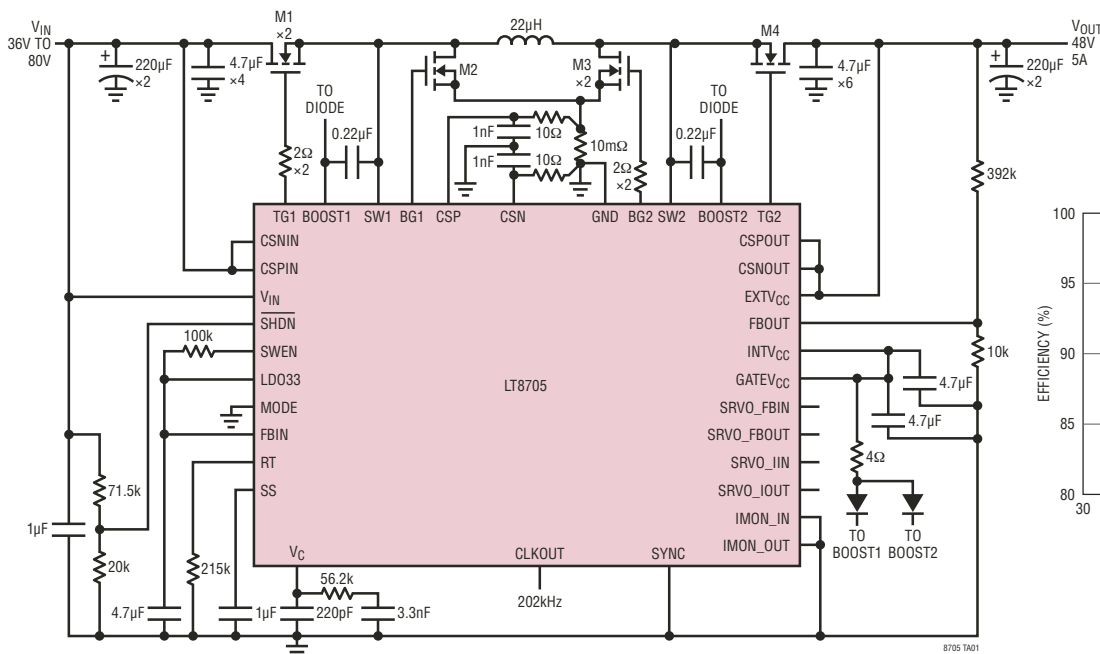
LT[®]8705 是一款高性能降压 - 升压型开关稳压控制器，其可在输入电压高于、低于或等于输出电压的情况下工作。该器件具有集成型输入电流、输入电压、输出电流和输出电压反馈环路。凭借很宽的 2.8V 至 80V 输入和 1.3V 至 80V 输出范围，LT8705 可兼容大多数的太阳能、汽车、电信和电池供电式系统。

LT8705 的 SRVO 引脚来指明当前哪个反馈环路在工作。在轻负载条件下，MODE 引脚能够在突发模式 (Burst Mode[®])、不连续或连续导通模式之间进行选择。其他特点包括一个 3.3V/12mA LDO、一个可同步的固定工作频率、内置栅极驱动器、可调 UVLO 以及具可编程最大值的输入和输出电流监视功能。

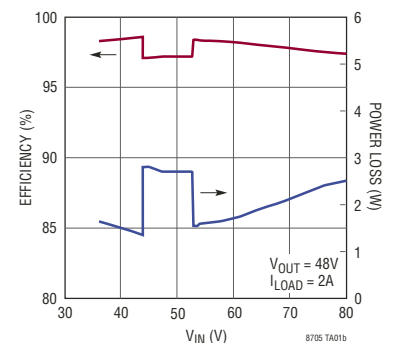
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Burst Mode、μModule 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

电信电压稳定器



效率与功率损耗的关系



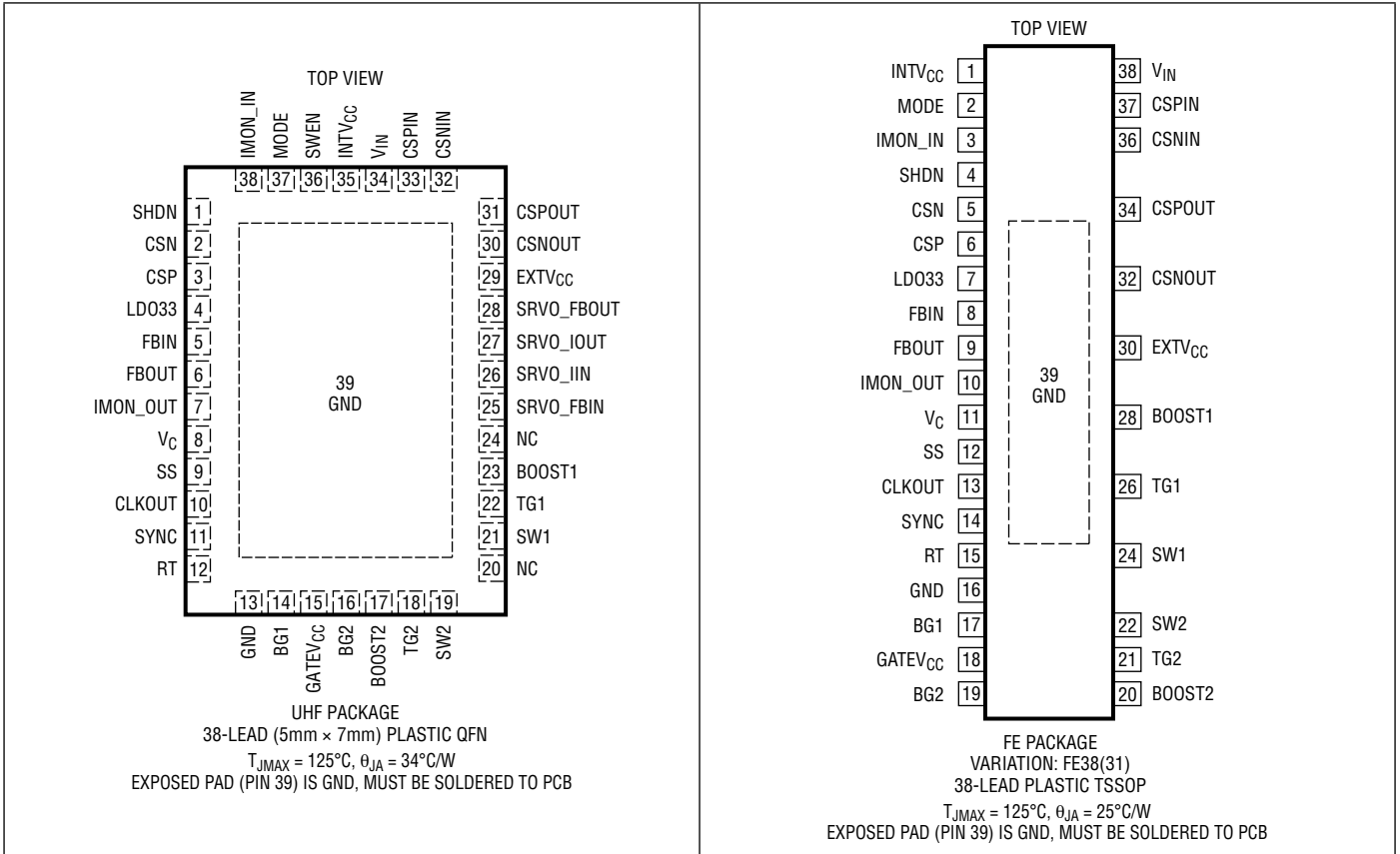
LT8705

绝对最大额定值 (注 1)

$V_{CSP}-V_{CSN}$, $V_{CSPIN}-V_{CSNIN}$,	
$V_{CSPOUT}-V_{CSNOUT}$	-0.3V 至 0.3V
SS, CLKOUT, CSP, CSN 电压	-0.3V 至 3V
V_C 电压 (注 2)	-0.3V 至 2.2V
RT, LDO33, FBOUT 电压	-0.3V 至 5V
IMON_IN, IMON_OUT 电压	-0.3V 至 5V
SYNC 电压	-0.3V 至 5.5V
INTV _{CC} , GATEV _{CC} 电压	-0.3V 至 7V
$V_{BOOST1}-V_{SW1}$, $V_{BOOST2}-V_{SW2}$	-0.3V 至 7V
SWEN, MODE 电压	-0.3V 至 7V
SRVO_FBIN, SRVO_FBOUT 电压	-0.3V 至 30V
SRVO_IIN, SRVO_IOUT 电压	-0.3V 至 30V

FBIN, SHDN 电压	-0.3V 至 30V
CSNIN, CSPIN, CSPOUT, CSNOUT 电压 ..	-0.3V 至 80V
V_{IN} , EXTV _{CC} 电压	-0.3V 至 80V
SW1, SW2 电压	81V (注 7)
BOOST1, BOOST2 电压	-0.3V 至 87V
BG1, BG2, TG1, TG2	(注 6)
工作结温范围	
LT8705E (注 3、8)	-40°C 至 125°C
LT8705I (注 3、8)	-40°C 至 125°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	
FE 封装	300°C

引脚配置



订购信息

无铅涂层	卷带	器件标记 *	封装描述	温度范围
LT8705EUHF#PBF	LT8705EUHF#TRPBF	8705	38 引脚 (5mm x 7mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LT8705IUHF#PBF	LT8705IUHF#TRPBF	8705	38 引脚 (5mm x 7mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LT8705EFE#PBF	LT8705EFE#TRPBF	LT8705FE	38 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C
LT8705IFE#PBF	LT8705IFE#TRPBF	LT8705FE	38 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌力尔特公司。 * 温度等级请见外包装上的标识。

如需了解更多有关无铅器件标记的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/leadfree/>

如需了解更多有关卷带规格的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/tapeandreeel/>

电特性

凡标注 ● 表示该指标适合整个规定温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $\overline{\text{SHDN}} = 3\text{V}$ ，除非特别注明。(注 3)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
供电电压和稳压器					
V_{IN} 工作电压范围	$\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$	● 5.5	80		V
	$\text{EXTV}_{CC} = 7.5\text{V}$	● 2.8	80		V
V_{IN} 静态电流	未执行开关操作， $V_{\text{EXTV}_{CC}} = 0$		2.65	4.2	mA
停机模式中的 V_{IN} 静态电流	$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0\text{V}$		0	1	μA
EXTV_{CC} 切换电压	$I_{\text{INTV}_{CC}} = 20\text{mA}$ ， $V_{\text{EXTV}_{CC}}$ 逐渐上升	● 6.15	6.4	6.6	V
EXTV_{CC} 切换迟滞			0.18		V
INTV_{CC} 电流限值	从 INTV_{CC} 和 LDO33 引脚吸收之最大电流的组合。 采用 V_{IN} 或 EXTV_{CC} (12V) 进行调节 $\text{INTV}_{CC} = 5.25\text{V}$ $\text{INTV}_{CC} = 4.5\text{V}$	● 90	127	165	mA
		● 28	42	55	mA
INTV_{CC} 电压	采用 V_{IN} 进行调节， $I_{\text{INTV}_{CC}} = 20\text{mA}$	● 6.15	6.35	6.55	V
	采用 EXTV_{CC} (12V) 进行调节， $I_{\text{INTV}_{CC}} = 20\text{mA}$	● 6.15	6.35	6.55	V
INTV_{CC} 负载锁定	$I_{\text{INTV}_{CC}} = 0\text{mA}$ 至 50mA		-0.5	-1.5	%
INTV_{CC} ， GATEV_{CC} 欠压锁定	INTV_{CC} 逐渐下降， GATEV_{CC} 连接至 INTV_{CC}	● 4.45	4.65	4.85	V
INTV_{CC} ， GATEV_{CC} 欠压锁定迟滞	GATEV_{CC} 连接至 INTV_{CC}		160		mV
INTV_{CC} 稳压器压差电压	$V_{IN} - V_{\text{INTV}_{CC}}$ ， $I_{\text{INTV}_{CC}} = 20\text{mA}$		245		mV
LDO33 引脚电压	5mA (从 LDO33 引脚)	● 3.23	3.295	3.35	V
LDO33 引脚负载调整率	$I_{\text{LDO33}} = 0.1\text{mA}$ 至 5mA		-0.25	-1	%
LDO33 引脚电流限值		● 12	17.25	22	mA
LDO33 引脚欠压锁定	LDO33 逐渐下降	2.96	3.04	3.12	V
LDO33 引脚欠压锁定迟滞			35		mV
开关稳压器控制					
最大电流检测门限 ($V_{\text{CSP}} - V_{\text{CSN}}$)	升压模式，最小 M3 开关占空比	● 102	117	132	mV
最大电流检测门限 ($V_{\text{CSN}} - V_{\text{CSP}}$)	降压模式，最小 M2 开关占空比	● 69	86	102	mV
从 V_C 至最大电流检测电压的增益 ($V_{\text{CSP}} - V_{\text{CSN}}$) (方框图中的 A5)	升压模式 降压模式		150 -150		mV/V mV/V
$\overline{\text{SHDN}}$ 输入电压高	$\overline{\text{SHDN}}$ 逐渐上升以使能器件	● 1.184	1.234	1.284	V
$\overline{\text{SHDN}}$ 输入电压高迟滞			50		mV
$\overline{\text{SHDN}}$ 输入电压低	器件停用，低静态电流	●		0.35	V

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个规定温度范围，否则仅指 25°C， $V_{IN} = 12V$ ， $SHDN = 3V$ ，除非特别注明。(注 3)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
SHDN 引脚偏置电流	$V_{SHDN} = 3V$ $V_{SHDN} = 12V$	0	1		μA	
		11	22		μA	
SWEN 上升门限电压 (注 5)		● 1.156	1.206	1.256	V	
SWEN 门限电压迟滞 (注 5)			22		mV	
MODE 引脚强制连续模式门限		● 0.4			V	
MODE 引脚突发模式范围		● 1.0		1.7	V	
MODE 引脚不连续模式门限		●		2.3	V	
软起动充电电流	$V_{SS} = 0.5V$		13	19	μA	
软起动放电电流	$V_{SS} = 0.5V$			9.5	μA	
电压调节器环路 (请参阅“方框图”以确定放大器的位置)						
FBOUT 的调节电压	$V_C = 1.2V$	● 1.193	1.207	1.222	V	
FBIN 的调节电压	$V_C = 1.2V$	● 1.184	1.205	1.226	V	
针对 FBOUT 和 FBIN 误差放大器基准电压的输入电压调整率	$V_{IN} = 12V$ 至 80V		0.002	0.005	%/V	
FBOUT 引脚偏置电流	流出引脚的电流			15	nA	
BOUT 误差放大器 EA4 g_m				315	μmho	
FBOUT 误差放大器 EA4 电压增益				220	V/V	
FBIN 引脚偏置电流	流出引脚的电流			10	nA	
FBIN 误差放大器 EA3 g_m				130	μmho	
FBIN 误差放大器 EA3 电压增益				90	V/V	
SRVO_FBIN 启动门限 (注 5)	(V_{FBIN} 下降) – (FBIN 的调节电压)， $V_{FBOUT} = V_{IMON_IN} = V_{IMON_OUT} = 0V$		56	72	89	mV
SRVO_FBIN 启动门限迟滞 (注 5)	$V_{FBOUT} = V_{IMON_IN} = V_{IMON_OUT} = 0V$			33	mV	
SRVO_FBOUT 启动门限 (注 5)	(V_{FBOUT} 上升) – (FBOUT 的调节电压)， $V_{FBIN} = 3V$ ， $V_{IMON_IN} = V_{IMON_OUT} = 0V$		-37	-29	-21	mV
SRVO_FBOUT 启动门限迟滞 (注 5)	$V_{FBIN} = 3V$ ， $V_{IMON_IN} = 0V$ ， $V_{IMON_OUT} = 0V$			15	mV	
SRVO_FBIN，SRVO_FBOUT 低电压 (注 5)	$I = 100\mu A$	●		110	330	mV
SRVO_FBIN，SRVO_FBOUT 漏电流 (注 5)	$V_{SRVO_FBIN} = V_{SRVO_FBOUT} = 2.5V$	●		0	1	μA
电流调节器环路 (请参阅“方框图”以确定放大器的位置)						
IMON_IN 和 IMON_OUT 的调节电压	$V_C = 1.2V$	● 1.187	1.208	1.229	V	
针对 IMON_IN 和 IMON_OUT 误差放大器基准电压的输入电压调整率	$V_{IN} = 12V$ 至 80V		0.002	0.005	%/V	
CSPIN，CSNIN 偏置电流	BOOST 电容充电控制块不处于运行状态 $I_{CSPIN} + I_{CSNIN}$ ， $V_{CSPIN} = V_{CSNIN} = 12V$			31	μA	
CSPIN，CSNIN 共模工作电压范围		● 1.5		80	V	
CSPIN，CSNIN 差分工作电压范围		● -100		100	mV	
$V_{CSPIN-CSNIN}$ 至 IMON_IN 放大器 A7 g_m	$V_{CSPIN} - V_{CSNIN} = 50mV$ ， $V_{CSPIN} = 5.025V$	● 0.95	1	1.05	mmho	
		0.94	1	1.06	mmho	
IMON_IN 最大输出电流		● 100			μA	
IMON_IN 过压门限		● 1.55	1.61	1.67	V	
IMON_IN 误差放大器 EA2 g_m				185	μmho	
IMON_IN 误差放大器 EA2 电压增益				130	V/V	

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个规定温度范围，否则仅指 25°C， $V_{IN} = 12V$ ， $\overline{SHDN} = 3V$ ，除非特别注明。(注 2)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
CSPOUT, CSNOUT 偏置电流	BOOST 电容充电控制块不处于运行状态 $I_{CSPOUT} + I_{CSNOUT}$, $V_{CSPOUT} = V_{CSNOUT} = 12V$ $I_{CSPOUT} + I_{CSNOUT}$, $V_{CSPOUT} = V_{CSNOUT} = 1.5V$		45 4		μA μA	
CSPOUT, CSNOUT 共模工作电压范围		●	0	80	V	
CSPOUT, CSNOUT 差模工作电压范围		●	-100	100	mV	
V_{CSPOUT} - V_{CSNOUT} 至 IMON_OUT 放大器 A6 g_m	$V_{CSPOUT} - V_{CSNOUT} = 50mV$, $V_{CSPOUT} = 5.025V$ $V_{CSPOUT} - V_{CSNOUT} = 50mV$, $V_{CSPOUT} = 5.025V$ $V_{CSPOUT} - V_{CSNOUT} = 5mV$, $V_{CSPOUT} = 5.0025V$ $V_{CSPOUT} - V_{CSNOUT} = 5mV$, $V_{CSPOUT} = 5.0025V$	●	0.95 0.94 0.65 0.55	1 1 1 1	1.05 1.085 1.35 1.6	mmho mmho mmho mmho
IMON_OUT 最大输出电流		●	100		μA	
IMON_OUT 过压门限		●	1.55	1.61	1.67	V
IMON_OUT 误差放大器 EA1 g_m			185		μmho	
IMON_OUT 误差放大器 EA1 电压增益			130		V/V	
SRVO_IIN 启动门限 (注 5)	$(V_{IMON_IN} \text{ 上升}) - (\text{IMON_IN 的调节电压})$, $V_{FBIN} = 3V$, $V_{FBOUT} = 0V$, $V_{IMON_OUT} = 0V$		-60	-49	-37	mV
SRVO_IIN 启动门限迟滞 (注 5)	$V_{FBIN} = 3V$, $V_{FBOUT} = 0V$, $V_{IMON_OUT} = 0V$		22		mV	
SRVO_IOUT 启动门限 (注 5)	$(V_{IMON_OUT} \text{ 上升}) - (\text{IMON_OUT 的调节电压})$, $V_{FBIN} = 3V$, $V_{FBOUT} = 0V$, $V_{IMON_IN} = 0V$		-62	-51	-39	mV
SRVO_IOUT 启动门限迟滞 (注 5)	$V_{FBIN} = 3V$, $V_{FBOUT} = 0V$, $V_{IMON_IN} = 0V$		22		mV	
SRVO_IIN, SRVO_IOUT 低电压 (注 5)	$I = 100\mu A$	●	110	330	mV	
SRVO_IIN, SRVO_IOUT 漏电流 (注 5)	$V_{SRVO_IIN} = V_{SRVO_IOUT} = 2.5V$	●	0	1	μA	
NMOS 栅极驱动器						
TG1, TG2 上升时间	$C_{LOAD} = 3300pF$ (注 4)		20		ns	
TG1, TG2 下降时间	$C_{LOAD} = 3300pF$ (注 4)		20		ns	
BG1, BG2 上升时间	$C_{LOAD} = 3300pF$ (注 4)		20		ns	
BG1, BG2 下降时间	$C_{LOAD} = 3300pF$ (注 4)		20		ns	
TG1 关断至 BG1 导通延迟	$C_{LOAD} = 3300pF$ (每个驱动器)		100		ns	
BG1 关断至 TG1 导通延迟	$C_{LOAD} = 3300pF$ (每个驱动器)		80		ns	
TG2 关断至 BG2 导通延迟	$C_{LOAD} = 3300pF$ (每个驱动器)		100		ns	
BG2 关断至 TG2 导通延迟	$C_{LOAD} = 3300pF$ (每个驱动器)		80		ns	
升压操作模式中主开关的最小导通时间 ($t_{ON(M3,MIN)}$)	开关 M3, $C_{LOAD} = 3300pF$		265		ns	
降压操作模式中同步开关的最小导通时间 ($t_{ON(M2,MIN)}$)	开关 M2, $C_{LOAD} = 3300pF$		260		ns	
稳态升压操作模式中主开关的最小关断时间	开关 M3, $C_{LOAD} = 3300pF$		245		ns	
稳态降压操作模式中同步开关的最小关断时间	开关 M2, $C_{LOAD} = 3300pF$		245		ns	
振荡器						
开关频率范围	外部同步或电阻设定频率		100	400	kHz	
开关频率, f_{osc}	$R_T = 365k$ $R_T = 215k$ $R_T = 124k$	● ● ●	102 170 310	120 202 350	142 235 400	kHz kHz kHz

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个规定温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $\overline{\text{SHDN}} = 3\text{V}$ ，除非特别注明。(注 3)

参数	条件		单位
用于同步的 SYNC 高电平		● 1.3	V
用于同步的 SYNC 低电平		● 0.5	V
SYNC 时钟脉冲占空比	$V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ 至 2V	20 80	%
推荐的最小 SYNC 比值 $f_{\text{SYNC}}/f_{\text{OSC}}$		3/4	
CLKOUT 输出电压高	CLKOUT 引脚输出 1mA 电流	2.3 2.45 2.55	V
CLKOUT 输出电压低	1mA 电流输入 CLKOUT 引脚	25 100	mV
CLKOUT 占空比	$T_J = -40^\circ\text{C}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$	22.7 44.1 77	% % %
CLKOUT 上升时间	$C_{\text{LOAD}} = 200\text{pF}$	30	ns
CLKOUT 下降时间	$C_{\text{LOAD}} = 200\text{pF}$	25	ns
CLKOUT 相位延迟	SYNC 上升至 CLKOUT 上升， $f_{\text{OSC}} = 100\text{kHz}$	● 160 180 200	Deg

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：不要在 V_C 引脚上施加电压。

注 3：LT8075E 的性能指标在 0°C 至 125°C 的结温范围内得到保证。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的规格指标由设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。LT8705I 的性能指标在 -40°C 至 125°C 的整个结温范围内得到保证。

注 4：上升和下降时间采用 10% 和 90% 的电平进行测量。延迟时间采 50% 的电平来测量。

注 5：该规格指标不适用于 FE38 封装。

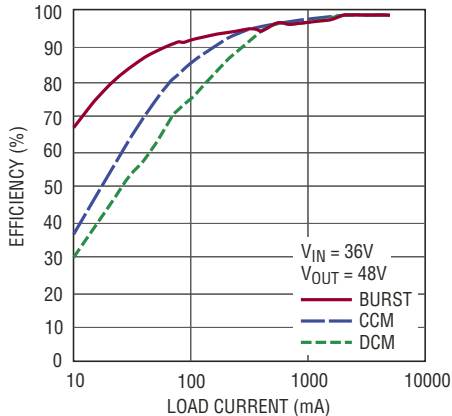
注 6：不要给这些引脚施加一个电压或电流源。它们必须仅连接至容性负载，否则有可能遭受永久性损坏。

注 7：在应用中，SW1 和 SW2 引脚上的负电压受限于外部 NMOS 器件的体二极管、M2 和 M3、或并联的肖特基二极管 (如果有的话)。SW1 和 SW2 引脚可容许这些负电压超过 (地电位 - 一个二极管压降)，这由设计提供保证。

注 8：该 IC 备有用于在短暂过载条件下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能电路运行时结温将超过最大工作结温。在高于规定的最大工作结温条件下连续工作有可能损害器件的可靠性。

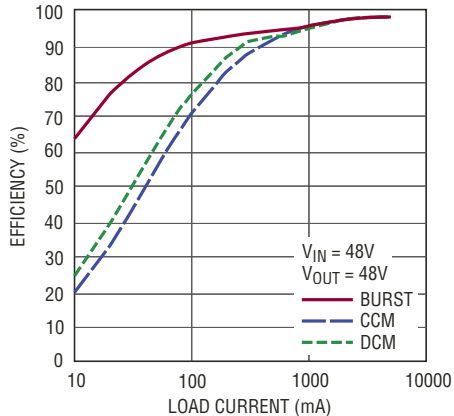
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非另有说明。

效率与输出电流的关系
(升压区 - 图 14)



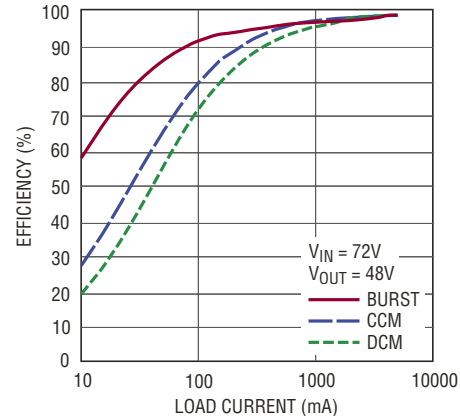
8705 G01

效率与输出电流的关系
(降压-升压区 - 图 14)



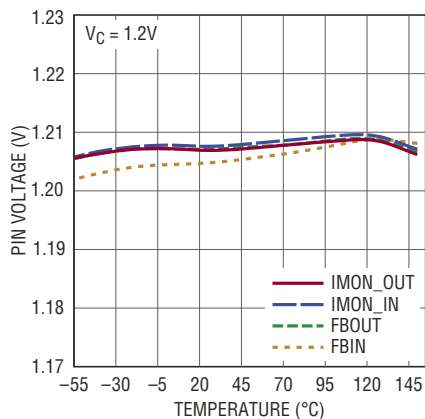
8705 G02

效率与输出电流的关系
(降压区 - 图 14)



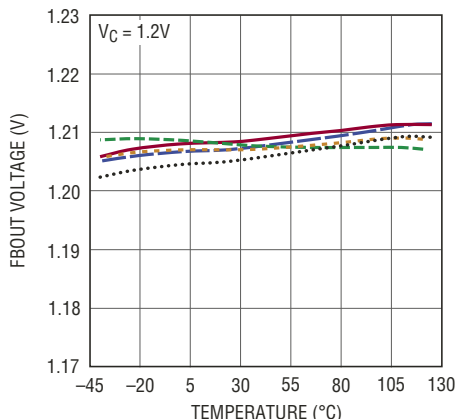
8705 G03

反馈电压



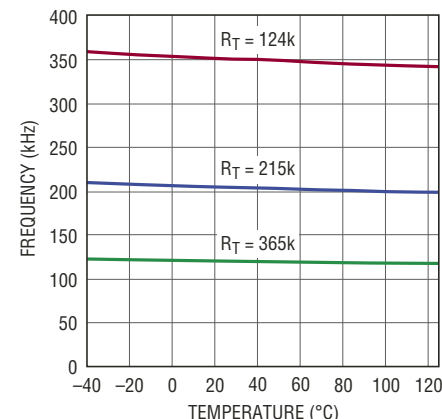
8705 G04

F_{BOUT} 电压 (5 个器件)



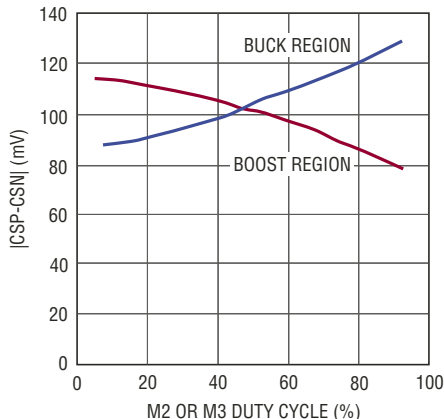
8795 G05

振荡器频率



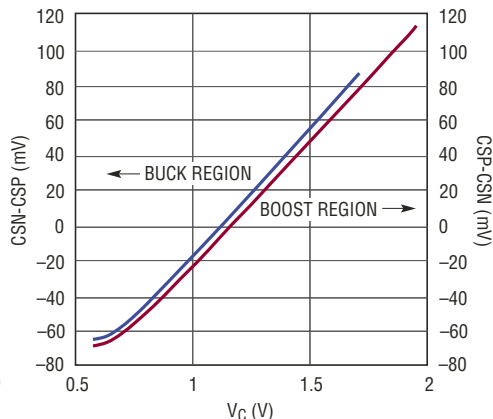
8705 G06

最大电感电流检测电压
与占空比的关系



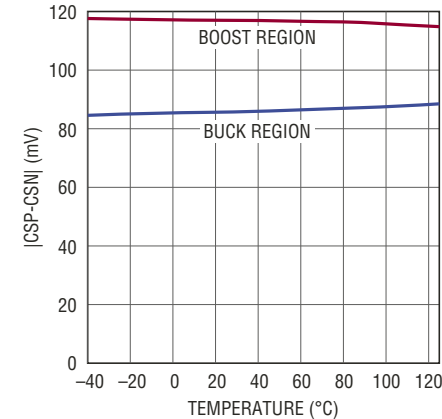
8705 G07

最小占空比下的电感电流
检测电压



8705 G08

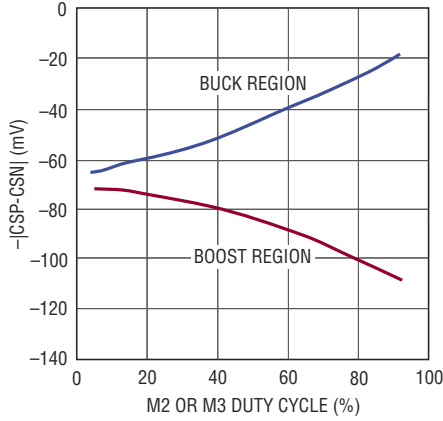
最小占空比下的最大电感电流
检测电压



8705 G09

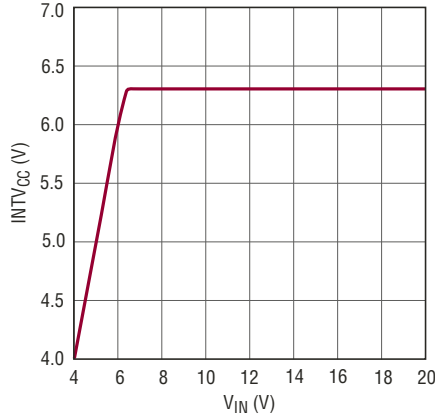
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非另有说明。

强制连续模式中的最小电感电流
检测电压



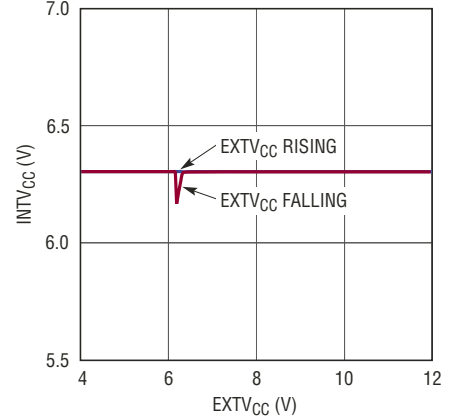
8705 G10

INTV_{CC} 电压调节
(EXTV_{CC} = 0V)



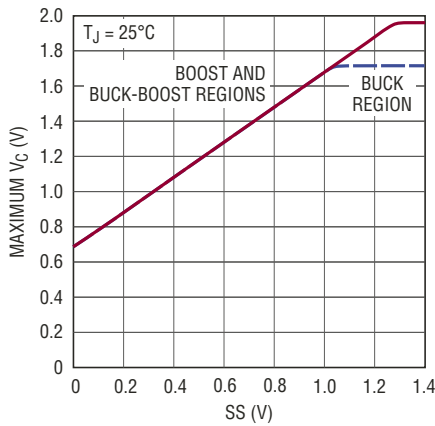
8705 G11

INTV_{CC} 电压调节
(VIN = 12V)



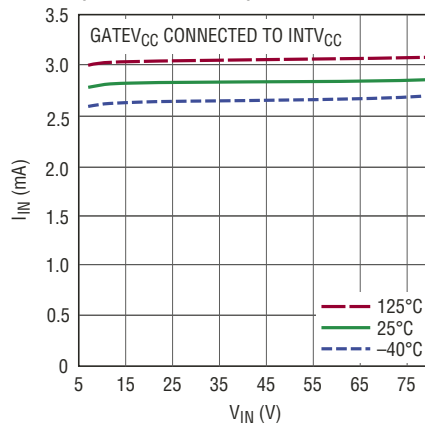
8705 G12

最大 V_C 与 SS 的关系



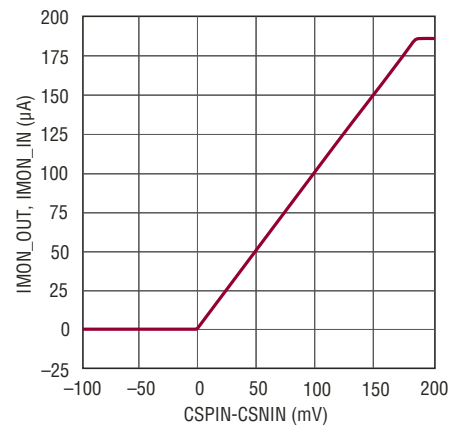
8705 G13

V_{IN} 电源电流与电压的关系
(未执行开关操作)



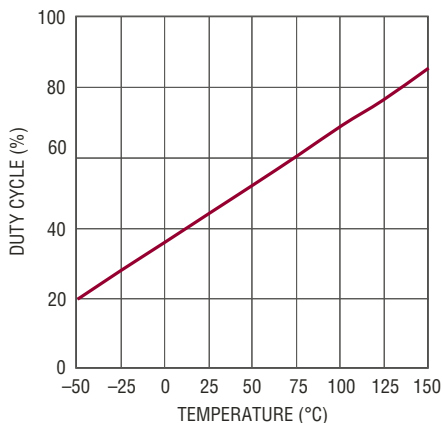
8705 G14

IMON 输出电流



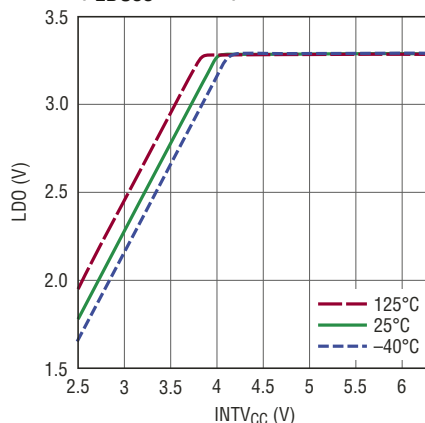
8705 G15

CLKOUT 占空比



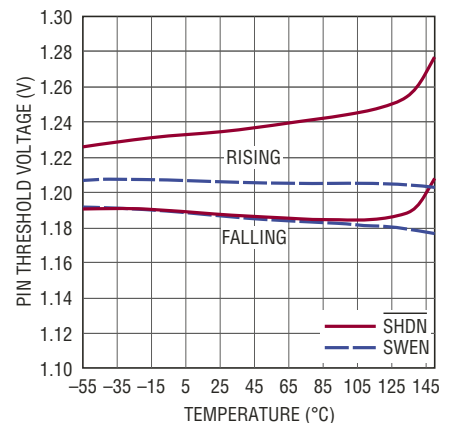
8705 G16

LD033 引脚调节
(ILD033 = 1mA)



8705 G17

SHDN 和 SWEN 引脚门限与温度的
关系

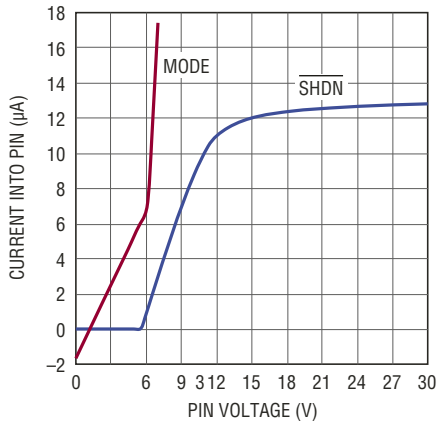


8705 G18

8705fa

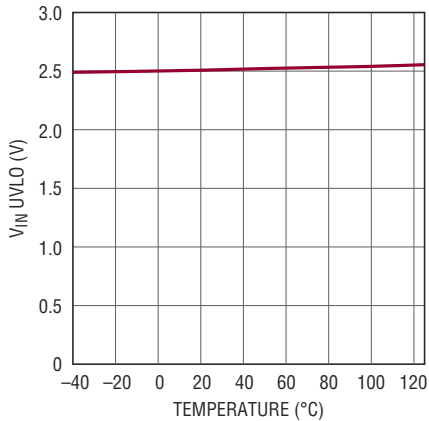
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非另有说明。

SHDN 和 MODE 引脚电流



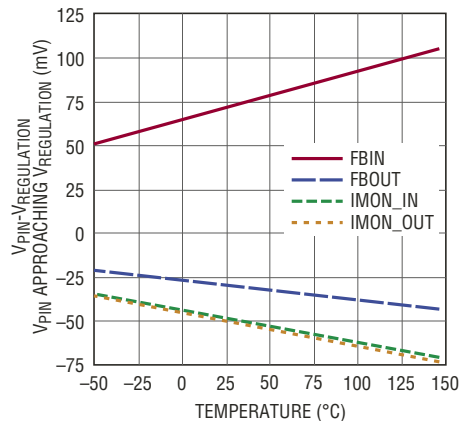
8705 G19

内部 V_{IN} UVLO



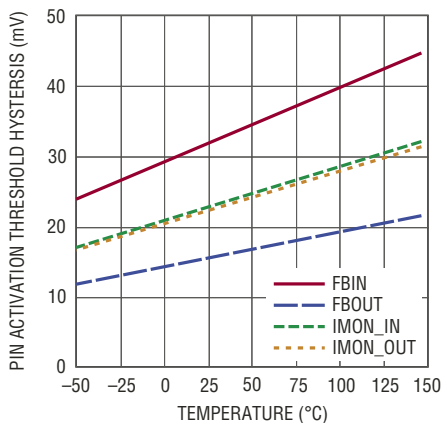
8705 G20

SRVO_{xx} 引脚启动门限



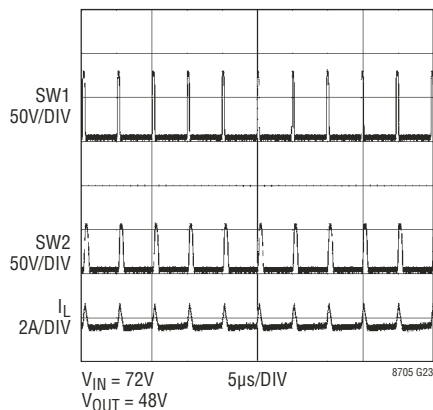
8705 G21

SRVO_{xx} 引脚启动门限迟滞

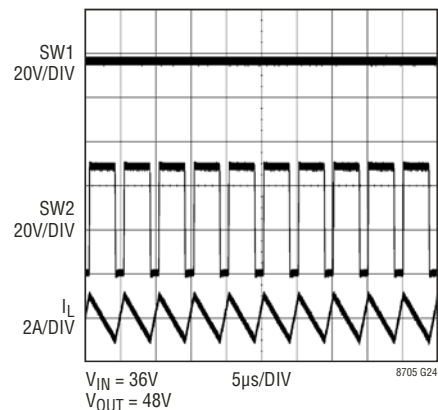


8705 G22

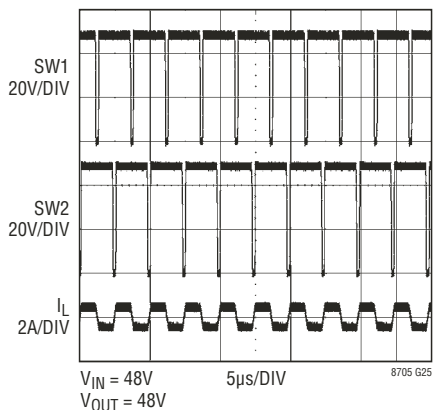
不连续模式 (图 14)



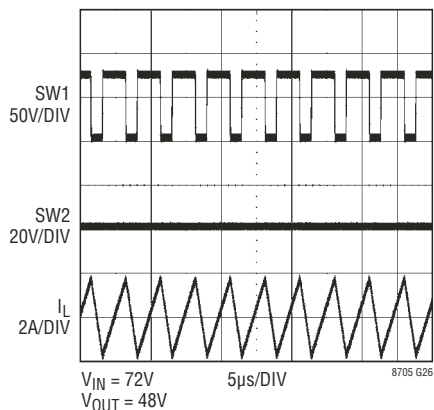
强制连续模式 (图 14)



强制连续模式 (图 14)

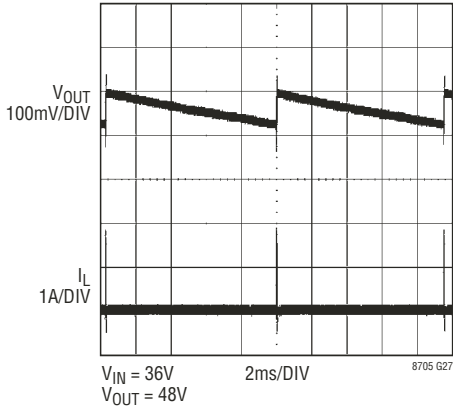


强制连续模式 (图 14)

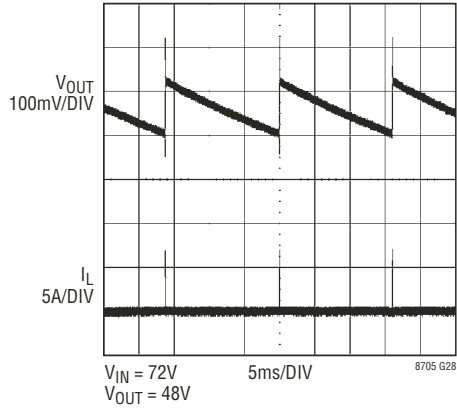


典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非另有说明。

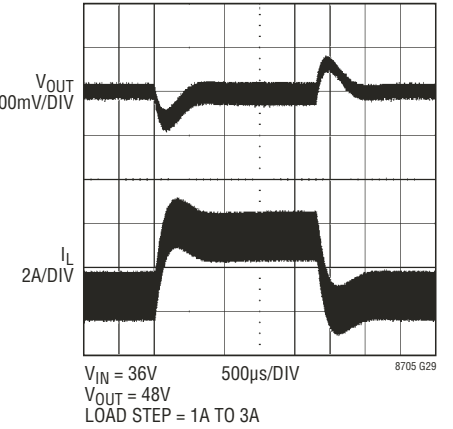
突发模式操作 (图 14)



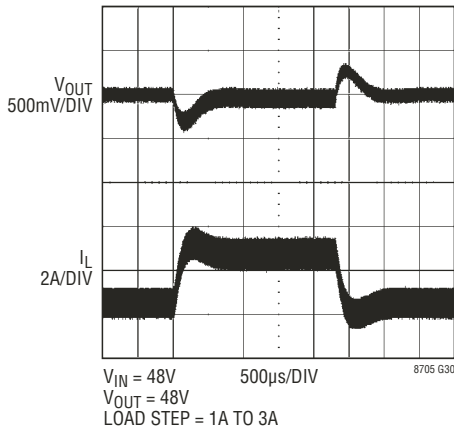
突发模式操作 (图 14)



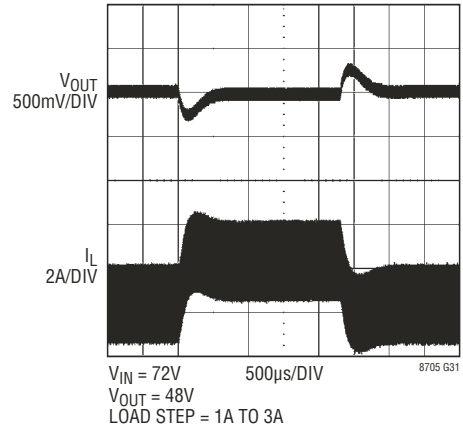
负载阶跃 (图 14)



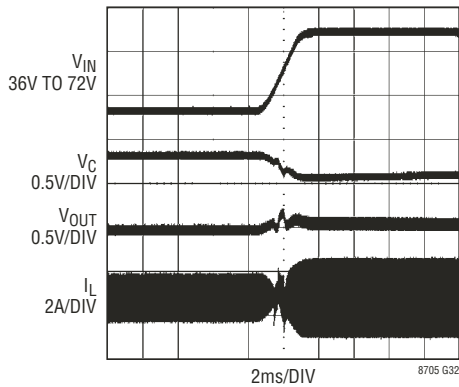
负载阶跃 (图 14)



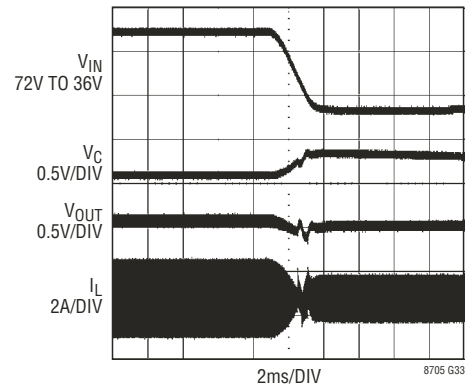
负载阶跃 (图 14)



输入电压瞬变 (图 14)



输入电压瞬变 (图 14)



引脚功能 (QFN/TSSOP 封装)

SHDN (引脚 1 / 引脚 4)：停机引脚。将该引脚连接至高电平可启用器件。把该引脚接地则使器件停机并将静态电流减至最小。不要将该引脚浮置。

CSN (引脚 2 / 引脚 5)：至电感电流检测和反向电流检测放大器的负 (-) 输入。

CSP (引脚 3 / 引脚 6)：至电感电流检测和反向电流检测放大器的正 (+) 输入。 V_C 引脚电压及 CSP 和 CSN 引脚之间的内置偏移与 R_{SENSE} 电阻阻值一起设定电流跳变门限。

LD033 (引脚 4 / 引脚 7)：3.3V 稳压器输出。通过一个最小 $0.1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容将该引脚旁路至地。

FBIN (引脚 5 / 引脚 8)：输入反馈引脚。该引脚连接至输入误差放大器的输入端。

FBOUT (引脚 6 / 引脚 9)：输出反馈引脚。该引脚把误差放大器输入连接至一个从输出端引出的外部分压电阻。

IMON_OUT (引脚 7 / 引脚 10)：输出电流监视引脚。该引脚流出的电流与输出电流成比例。见“工作原理”和“应用信息”部分。

V_C (引脚 8 / 引脚 11)：误差放大器输出引脚。将外部补偿网络连接至该引脚。

SS (引脚 9 / 引脚 12)：软起动引脚。把至少 100nF 的电容布设于此引脚。在启动时，该引脚将由一个内部电阻充电至 2.5V 。

CLKOUT (引脚 10 / 引脚 13)：时钟输出引脚。使用该引脚可使一个或多个兼容的开关稳压器 IC 同步至 LT8705。CLKOUT 的变换频率与内部振荡器或 SYNC 引脚相同，但异相大约 180° 。另外，由于 CLKOUT 的占空比随器件的结温呈线性变化，因此 CLKOUT 也可以用作一个温度监视器。CLKOUT 引脚能够驱动高达 200pF 的容性负载。

SYNC (引脚 11 / 引脚 14)：如欲使开关频率同步至一个外部时钟，只需采用一个时钟来驱动该引脚。时钟的高电压电平需要超过 1.3V ，而低电平则应低于 0.5V 。把该引脚驱动至 0.5V 以下可恢复为内部自由运行时钟。更多详情请见“应用信息”部分。

RT (引脚 12 / 引脚 15)：定时电阻引脚。该引脚用于调节开关频率。在该引脚和地之间布设一个电阻可设定自由运行频率。不要把该引脚浮置。

BG1、BG2 (引脚 14、16 / 引脚 17、19)：底端栅极驱动。该引脚用于驱动位于地和 GATEV_{CC} 之间的底端 N 沟道 MOSFET 的栅极。

GATEV_{CC} (引脚 15 / 引脚 18)：用于栅极驱动器的电源。该引脚必须连接至 INTV_{CC} 引脚。不要采用任何其他电源来给该引脚供电。将该引脚就近旁路至 GND。

BOOST1、BOOST2 (引脚 23、17 / 引脚 28、20)：升压的浮动驱动器电源。自举电容的正 (+) 端连接于此。BOOST1 引脚的摆动范围从“ GATEV_{CC} - 一个二极管压降”至高达“ $V_{IN} + \text{GATEV}_{CC}$ ”。BOOST2 引脚的摆动范围则从“ GATEV_{CC} - 一个二极管压降”至高达“ $V_{OUT} + \text{GATEV}_{CC}$ ”。

TG1、TG2 (引脚 22、18 / 引脚 26、21)：顶端栅极驱动。用于驱动顶端 N 沟道 MOSFET，其电压摆幅等于 GATEV_{CC} 与开关节点电压的叠加。

SW1、SW2 (引脚 21、19 / 引脚 24、22)：开关节点。自举电容的负 (-) 端连接于此。

SRVO_FBIN (引脚 25，仅限 QFN 封装)：漏极开路逻辑输出。该引脚在输入电压反馈环路运行时被拉至地。

SRVO_IIN (引脚 26，仅限 QFN 封装)：漏极开路逻辑输出。该引脚在输入电流环路运行时被拉至地。

SRVO_IOUT (引脚 27，仅限 QFN 封装)：漏极开路逻辑输出。该引脚在输出电流反馈环路运行时被拉至地。

SRVO_FBOUT (引脚 28，仅限 QFN 封装)：漏极开路逻辑输出。该引脚在输出电压反馈环路运行时被拉至地。

EXTV_{CC} (引脚 29 / 引脚 30)：外部 V_{CC} 输入。当 EXTV_{CC} 超过 6.4V (典型值) 时， INTV_{CC} 将从该引脚供电。当 EXTV_{CC} 低于 6.22V (典型值) 时， INTV_{CC} 将从 V_{IN} 供电。

CSNOUT (引脚 30 / 引脚 32)：至输出电流监视放大器的负 (-) 输入。不用时将该引脚连接至 V_{OUT} 。该引脚的正确用法见“应用信息”部分。

引脚功能 (QFN/TSSOP 封装)

CSPOUT (引脚 31 / 引脚 34) : 至输出电流监视放大器的正 (+) 输入。该引脚和 CSNOUT 引脚负责测量检测电阻 R_{SENSE2} 两端的电压以提供输出电流信号。不用时将该引脚连接至 V_{OUT} 。该引脚的正确用法见“应用信息”部分。

CSNIN (引脚 32 / 引脚 36) : 至输入电流监视放大器的负 (-) 输入。该引脚和 CSPIN 引脚负责测量检测电阻 R_{SENSE1} 两端的电压以提供输入电流信号。不用时将该引脚连接至 V_{IN} 。该引脚的正确用法见“应用信息”部分。

CSPIN (引脚 33 / 引脚 37) : 至输入电流监视放大器的正 (+) 输入。不用时将该引脚连接至 V_{IN} 。该引脚的正确用法见“应用信息”部分。

V_{IN} (引脚 34 / 引脚 38) : 主输入电源引脚。该引脚必须就近旁路至地。

INTV_{CC} (引脚 35 / 引脚 1) : 内部 6.35V 稳压器输出。该引脚必须连接至 GATEV_{CC} 引脚。当 EXTV_{CC} 电压高于 6.4V 时, INTV_{CC} 从 EXTV_{CC} 供电, 否则 INTV_{CC} 从 V_{IN} 供电。通过一个最小 4.7 μ F 的陶瓷电容将该引脚旁路至地。

SWEN (引脚 36, 仅限 QFN 封装) : 开关使能引脚。把该引脚连接至高电平将使能开关操作。而把该引脚连接至地则可停用开关操作。不要将该引脚浮置。在 TSSOP 封装中该引脚在内部连接至 INTV_{CC}。

IMON_IN (引脚 38 / 引脚 3) : 输入电流监视引脚。该引脚流出的电流与输入电流成比例。见“工作原理”和“应用信息”部分。

MODE (引脚 37/引脚 2) : 模式引脚。施加至该引脚的电压用于设定控制器的工作模式。当施加电压低于 0.4V 时, 芯片工作于强制连续电流模式。当允许该引脚浮置时, 则芯片工作于突发模式 (Burst Mode)。而当 MODE 引脚电压高于 2.3V 时, 则为不连续模式运行。

GND (引脚 13, 芯片底部焊盘引脚 39 / 引脚 16, 芯片底部焊盘引脚 39) : 地。直接连接至局部接地平面。

方框图

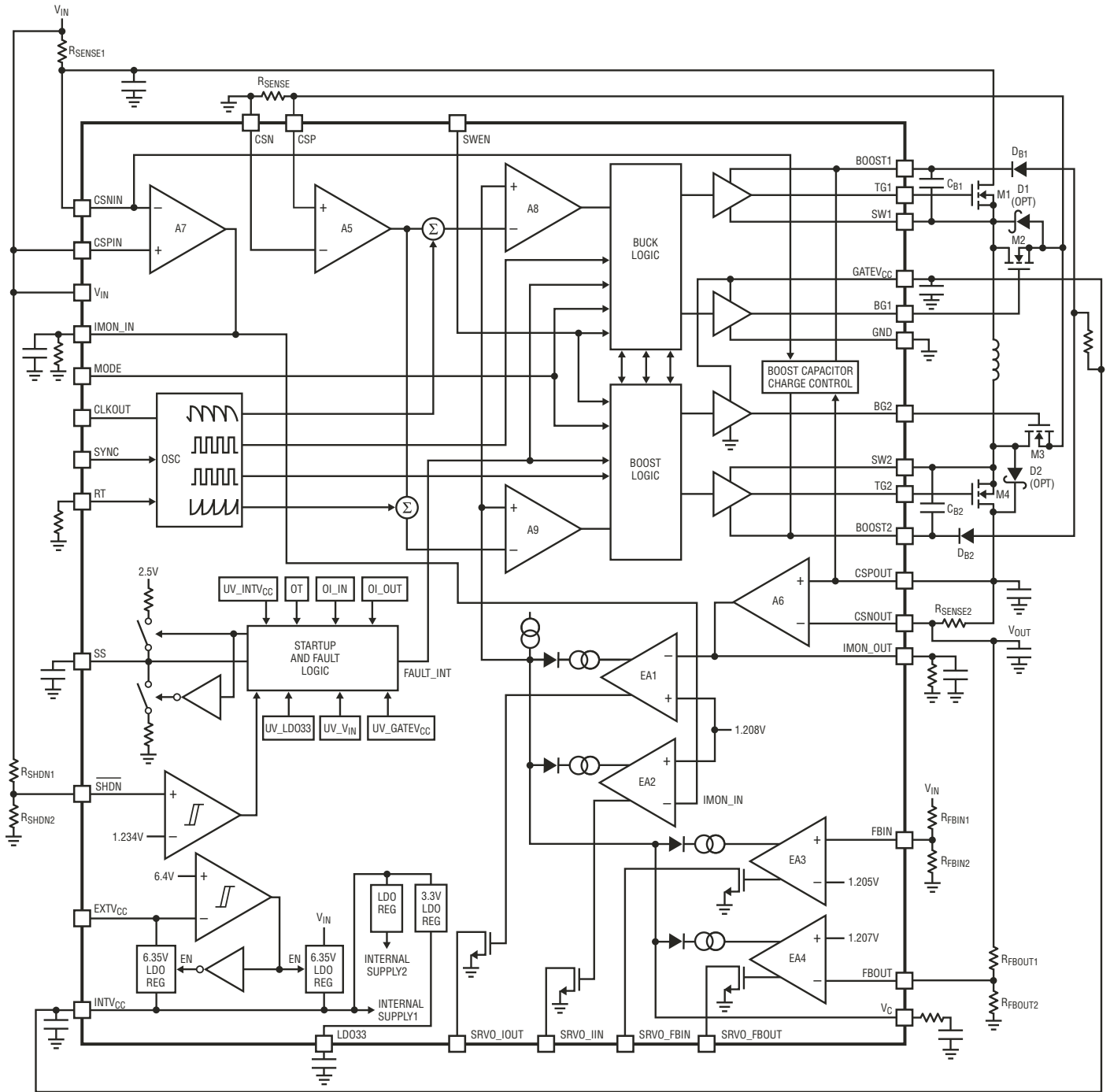


图 1：方框图

8705 f01

工作原理

当阅读有关 LT8705 工作原理的以下章节时，请参阅“方框图”(图 1)。

主控制环路

LT8705 是一款电流模式控制器，其可提供一个高于、等于或低于输入电压的输出电压。LTC 专有的拓扑和控制架构在降压或升压模式中采用了同一个电流检测电阻 (R_{SENSE})。电感电流受控于 V_C 引脚 (它是误差放大器 EA1-EA4 的二极管“与”) 上的电压。在把输出调节至一个恒定电压的最简单形式中，FBOUT 引脚接收输出电压反馈信号，并由 EA4 将其与内部基准电压加以比较。低输出电压将产生一个较高的 V_C 电压，因而将有更多的电流流入输出端。相反，较高的输出电压将导致 V_C 下降，从而减小流入输出端的电流。

LT8705 包含 4 个误差放大器 (EA1-EA4)，因而使其能够调节或限制输出电流 (EA1)、输入电流 (EA2)、输入电压 (EA3) 和 / 或输出电压 (EA4)。在典型应用中，可以采用 EA4 来调节输出电压，而由其余的误差放大器来监视输入或输出电流过大或者输入欠压的情况。在其他的应用中 (例如：电池充电器)，输出电流调节器 (EA1) 可帮助实现恒定电流充电，直至达到一个预定的电压为止，此时输出电压 (EA4) 控制将接管。

INTV_{CC} / EXTV_{CC} / GATEV_{CC} / LDO33 电源

顶端和底端 MOSFET 驱动器、LDO33 引脚和大多数内部电路的电源从 INTV_{CC} 引脚获得。INTV_{CC} 采用 V_{IN} 或 EXTV_{CC} 引脚调节至 6.35V (典型值)。当 EXTV_{CC} 引脚被置于开路状态或连接至一个低于 6.22V (典型值) 的电压时，一个内部低压差稳压器采用 V_{IN} 来调节 INTV_{CC}。如果 EXTV_{CC} 被拉至高于 6.4V (典型值)，另一个低压差稳压器将转而采用 EXTV_{CC} 来调节 INTV_{CC}。采用 EXTV_{CC} 来调节 INTV_{CC} 可允许从最低的电源电压 (例如：LT8705 开关稳压器输出) 获得电源 (效率最高)(更多详情请见“应用信息”部分中的“INTV_{CC} 稳压器和 EXTV_{CC} 连接”)。

GATEV_{CC} 引脚直接为开关 M2 和 M3 的底端 MOSFET 驱动器供电。GATEV_{CC} 应始终连接至 INTV_{CC}，且不得由任

何其他电源供电或者连接至任何其他电源。负责监视 INTV_{CC} 和 GATEV_{CC} 的欠压闭锁 (UVLO) 功能电路将在这些引脚低于 4.65V (典型值) 时停用开关稳压器。

LDO33 引脚可用于为外部元件 (例如：一个微控制器) 供电和 / 或提供一个准确的偏置电压。负载电流被限制为 17.25mA (典型值)。只要 \overline{SHDN} 为高电平，则 LDO33 输出采用 INTV_{CC} 引脚进行线性调节，而且不会受到 INTV_{CC} 或 GATEV_{CC} UVLO 或者 SWEN 引脚电压的影响。只要 \overline{SHDN} 为高电平且在 INTV_{CC} 上提供了充足的电压 (通常 > 4.0V)，LDO33 将保持调节状态。一个负责监视 LDO33 的欠压闭锁电路将在 LDO33 低于 3.04V (典型值) 时停用开关稳压器。

启动

图 2 示出了 LT8705 的启动过程。用于芯片的主控制器停机引脚为 \overline{SHDN} 。当该引脚被驱动至 0.35V 以下时芯片即被停用 (“芯片关断”状态)，静态电流降至最小。提高 \overline{SHDN} 电压会导致静态电流增加，但在 \overline{SHDN} 被驱动至高于 1.234V (典型值) 之前将不会启用芯片，之后则使能 INTV_{CC} 和 LDO33 稳压器 (“开关电路关断”状态)。如果在 V_{IN} 或 EXTV_{CC} 上提供了足够的电压以把 INTV_{CC} (也包括 LDO33) 提升至一个合适的电压，则由 LDO33 引脚供电的外部器件此时可变至运行状态。

在 SWEN (开关电路使能) 也被驱动至高于 1.206V (典型值)、INTV_{CC} 和 GATEV_{CC} 升至高于 4.81V (典型值) 且 LDO33 引脚电压上升至高于 3.08V (典型值) 之后，开关稳压器将启动 (“初始化”状态)。在 TSSOP 封装器件中未提供 SWEN 引脚。在该封装中，SWEN 引脚在内部连接至 INTV_{CC}。

启动：开关电流的软启动

在初始化状态中，SS (软启动) 引脚被拉至低电平以准备好对稳压器进行软启动。如果选择了强制连续模式 (MODE 引脚为低电平)，则器件在软启动期间被置于不连续模式，以避免电流被从输出端抽出并被强制进入输入端。在 SS 被放

工作原理

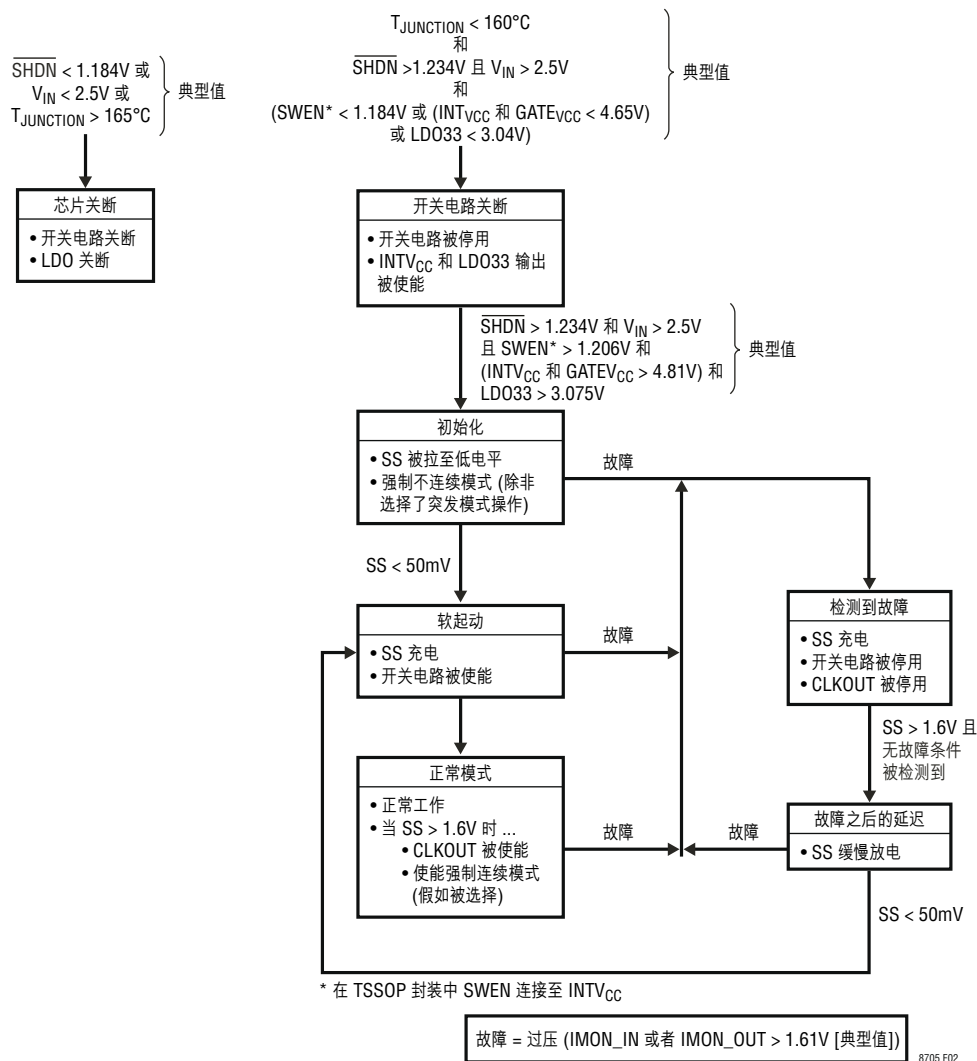


图 2：启动和故障过程

电至低于 50mV 之后，将开始开关稳压器的软起动 (软起动状态)。软起动电路通过使 V_C 电压逐渐上升而实现了电感电流的逐渐上升 (参阅“典型性能特征”中的“ V_C 与 SS 电压的关系”)。这可防止从输入电源抽出的电流突然激增。内部集成的 100k 电阻将 SS 引脚拉至 $\approx 2.5V$ 。 SS 引脚电压的上升斜率由该 100k 电阻和连接至该引脚的外部电容来设定。一旦 SS 引脚电压达到 1.6V， $CLKOUT$ 引脚被使能，器件被允许进入强制连续模式 (假如 $MODE$ 为低电平)，而且一个内部稳压器快速地把 SS 上拉至 $\approx 2.5V$ 。外部软起

动电容的典型值范围从 100nF 至 1 μ F。建议采用的最小电容为 100nF。

故障条件

LT8705 在某些特定的操作条件下启动一个故障过程。倘若出现任何此类条件 (见图 2)，则 $CLKOUT$ 引脚和内部开关动作被停用。与此同时，一个定时过程开始， SS 引脚在此过程中被充电至一个最小值为 1.6V 的电压 (“检测到故障”状态)。如果某一故障过程持续，则 SS 引脚将继续充

工作原理

电至高达 2.5V 并保持在该电压。在故障条件已经终止且 SS 引脚电压高于 1.6V 之后，SS 引脚将随后缓慢地放电至 50mV (“故障之后的延迟”状态)。该定时周期将缓解器件及其他下游功率元件所承受的电力和热应力，而持续的最小时间由 SS 引脚上的电压斜率来设定。在 SS 放电至 < 50mV 之后，LT8705 将进入软起动状态并重启开关动作。

功率开关控制

图 1 给出了怎样将四个电源开关连接至电感、 V_{IN} 、 V_{OUT} 和地的简化示意图。图 4 示出了 LT8705 的工作区与 $V_{OUT}-V_{IN}$ 或开关占空比 DC 的关系。对电源开关进行了正确的控制，因此操作模式之间的转换是连续的。

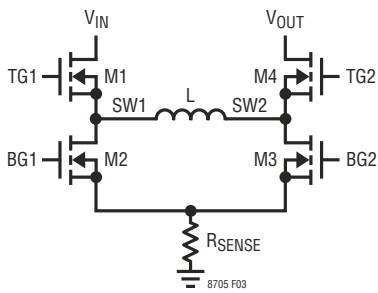


图 3：输出开关的简化示意图

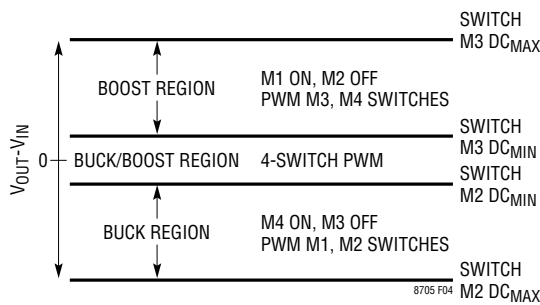


图 4：工作区与 $V_{OUT}-V_{IN}$ 的关系

功率开关控制：降压区 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

当 V_{IN} 显著高于 V_{OUT} 时，器件将运行于降压区。在该工作区中，开关 M3 始终关断。另外，开关 M4 则始终导通，除非在突发模式操作或不连续模式中检测到反向电流。在每个周期的起点，同步开关 M2 首先导通。当开关 M2 导通时，由放大器 A5 对电感电流进行检测。一个斜率补偿斜坡被加

至检测电压，并随后由 A8 将其与一个和 V_C 成比例的基准电压进行比较。在检测电感电流降低至低于基准电压之后，在该周期的剩余时间里开关 M2 关断，而开关 M1 导通。开关 M1 和 M2 将交替导通，其开关动作类似于一个典型的同步降压型稳压器。

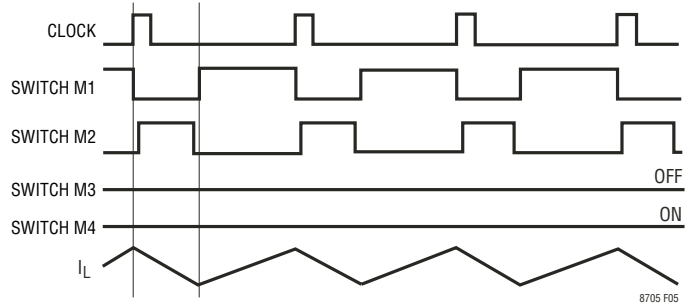


图 5：降压区 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

在 M2 一定的占空比范围内，器件一直工作于降压区。开关 M2 在降压区中的占空比由下式给出：

$$DC_{(M2,BUCK)} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \cdot 100\%$$

当 V_{IN} 和 V_{OUT} 相互靠近时，占空比将下降，直到转换器在降压模式中的最小占空比达到 $DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)}$ 为止。如果占空比变至低于 $DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)}$ ，则器件将移至降压-升压区。

$$DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)} \cong t_{ON(M2,MIN)} \cdot f \cdot 100\%$$

式中：

$t_{ON(M2,MIN)}$ 是同步开关在降压操作中的最小导通时间 (典型值为 200ns，见“电特性”)。

f 为开关频率

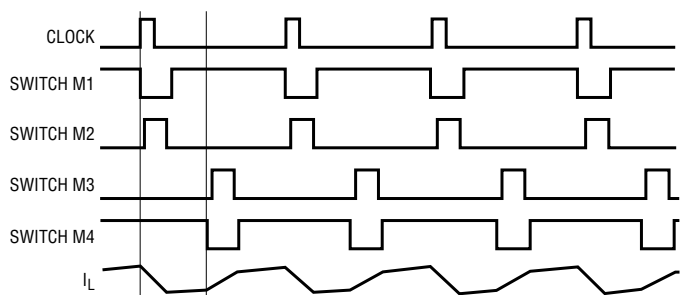
当 V_{IN} 远远高于 V_{OUT} 时，开关 M2 的占空比将增加，致使 M2 开关的断开时间减少。M2 开关的断开时间应保持在高于 245ns (典型值，见“电特性”) 以维持稳态操作，并避免占空比抖动、输出纹波增加和最大输出电流减小的情况出现。

工作原理

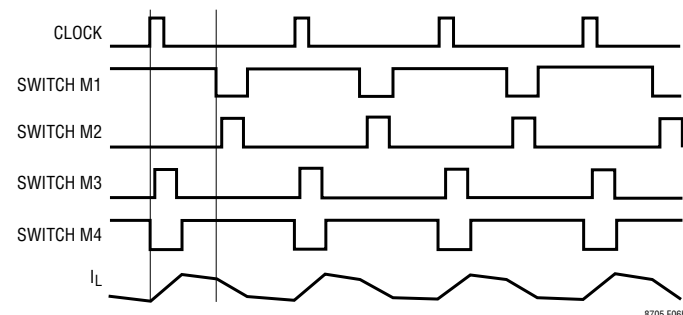
功率开关控制：降压-升压 ($V_{IN} \cong V_{OUT}$)

当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，控制器进入降压-升压区。图 6 示出了该工作区中的典型波形。每个周期中，如果控制器以开关 M2 和 M4 的导通作为开始，则控制器最初的操作就像是在降压区中一样。当 A8 跳变时，开关 M2 关断而 M1 导通，直到时钟周期的中间为止。接着，开关 M4 关断而 M3 导通。LT8705 随后的工作与升压模式类似，直到 A9 跳变为止。最后，开关 M3 关断而开关 M4 导通，直到周期结束为止。

如果控制器以开关 M1 和 M3 的导通作为开始，则控制器最初的操作与升压区类似。当 A9 跳变时，开关 M3 关断而 M4 导通，直到时钟周期的中间为止。接着，开关 M1 关断而 M2 导通。LT8705 随后的工作与降压模式类似，直到 A8 跳变为止。最后，开关 M2 关断而开关 M1 导通，直到周期结束为止。



(6a) 降压-升压区 ($V_{IN} \geq V_{OUT}$)



(6b) 降压-升压模式 ($V_{IN} \leq V_{OUT}$)

图 6：降压-升压区

功率开关控制：升压区 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

当 V_{OUT} 显著高于 V_{IN} 时，器件将运行于升压区。在该工作区中，开关 M1 始终导通，而开关 M2 则始终关断。在每个周期的起点，开关 M3 首先导通。当开关 M3 导通时，由放大器 A5 对电感电流进行检测。检测电压与斜坡补偿电压相加后，由 A9 将其与一个和 V_C 成比例的参考电压进行比较。在检测电感电流升高至高于参考电压之后，在该周期的剩余时间里开关 M3 关断，而开关 M4 导通。开关 M3 和 M4 将交替导通，其开关动作类似于一个典型的同步升压型稳压器。

在 M3 一定的占空比范围内，器件一直工作于升压区。开关 M3 在升压区中的占空比由下式给出：

$$DC_{(M3,BOOST)} = \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right) \cdot 100\%$$

当 V_{IN} 和 V_{OUT} 相互靠近时，占空比将下降，直到转换器在升压模式中的最小占空比达到 $DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}$ 为止。如果占空比变至低于 $DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}$ ，器件将移至降压-升压区：

$$DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)} \cong t_{ON(M3,MIN)} \cdot f \cdot 100\%$$

式中：

$t_{ON(M3,MIN)}$ 是主开关在升压操作中的最小导通时间 (典型值为 265ns，见“电特性”)。

f 为开关频率

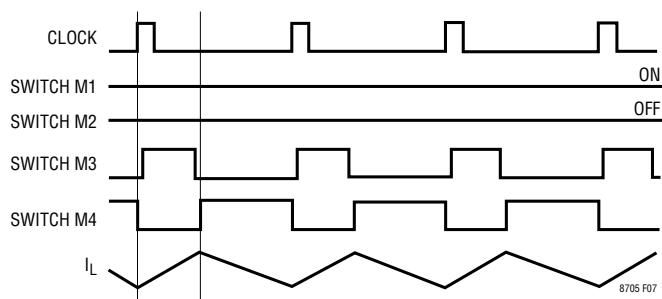


图 7：升压区 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

工作原理

当 V_{OUT} 远远高于 V_{IN} 时，开关 M3 的占空比将增加，致使 M3 开关的断开时间减少。M3 开关的断开时间应保持在高于 245ns (典型值，见“电特性”) 以维持稳态操作，并避免占空比抖动、输出纹波增加和最大输出电流减小的情况出现。

轻负载电流操作 (MODE 引脚)

在轻电流负载条件下，LT8705 可被设定为工作于不连续模式、强制连续模式或突发模式。如欲选择强制连续模式，则把 MODE 引脚连接至一个低于 0.4V 的电压 (即：地)。若想选择不连续模式，则将 MODE 连接至一个高于 2.3V 的电压 (即：LD033)。如需选择突发模式操作，则将 MODE 引脚浮置或将其连接至介于 1.0V 和 1.7V 之间的电压。

不连续模式：当 LT8705 处于不连续模式时，一旦在电感中检测到反向电流则将同步开关 M4 断开。这是为了防止从输出吸收电流和 / 或向输入电源馈送电流。在非常轻负载条件下，电流比较器也可能持续工作几个周期后强制开关 M1 和 M3 在相同数目的周期中处于断开状态 (即：跳跃)。同步开关 M2 将在被跳过的周期当中处于导通状态，但开关 M4 断开，因此电感电流将不会反向。

突发模式：突发模式操作设定一个 V_C 电平 (具有约 25mV 的迟滞)，在该电平以下开关动作被禁止，而高于该电平将重新使能开关动作。一个典型的例子是：在轻输出电流条件下，当 V_{OUT} 上升并强制 V_C 引脚电压低于该门限时，将短暂地禁止执行开关操作。在 V_{OUT} 略有下降且 V_C 上升大约 25mV 之后，开关操作恢复，最初是在降压-升压区。突发模式能够通过免除不必要的开关动作及相关的功率损耗来提高轻负载电流条件下的效率。突发模式像不连续模式一样，也可以检测到反向电流。当检测到反向电流时，M4 开关被关断。

强制连续模式：强制连续模式允许电感电流反转方向，而不会强制“断开”任何开关来防止这种情况的发生。在非常轻

的负载电流条件下，电感会流过正反向电流，其电流的平均值为输出电流值。在软起动期间，当 SS 引脚低于 1.6V 时，器件将被强制进入不连续模式以避免将电流从输出拉至输入。在 SS 升至高于 1.6V 之后，将使能强制连续模式。

电压调节环路

LT8705 提供了两个恒定电压调节环路，一个用于输出电压，一个用于输入电压。接在 V_{OUT} 、FBOUT 和 GND 之间的分压电阻负责检测输出电压。和传统的电压调节器一样，当 FBOUT 上升至接近或高于 EA4 的基准电压 (典型值为 1.207V，见“方框图”) 时，降低 V_C 电压以操控电流的大小，从而使 V_{OUT} 被调节至期望的电压。

另外，也可以通过连接在 V_{IN} 、FBIN 和 GND 之间的分压电阻来检测输入电压。当 FBIN 电压下降至接近或低于 EA3 的基准电压 (典型值为 1.205V，见“方框图”) 时，降低 V_C 电压以减小输入电流。对于那些具有一个高输入源阻抗 (即：一块太阳能板) 的应用，输入电压调节环路能够防止输入电压在高输出负载条件下变至过低。对于那些具有一个较低输入源阻抗 (即：电池和电压源) 的应用，FBIN 引脚可用于在输入电源电压变得过低以至于无法执行正确的系统操作时停止开关动作。有关设置电压调节环路的更多详情请见“应用信息”部分。

电流监视和调节

LT8705 提供了两个恒定电流调节环路，一个用于输入电流，一个用于输出电流。CSPIN 和 CSNIN 检测输入电容附近的检测电阻上之电压来监视输入电流。使一个与检测电压 ($V_{CSPIN}-V_{CSNIN}$) 成线性比例的电流流出 IMON_IN 引脚并进入一个外部电阻，产生的电压 V_{IMON_IN} 与输入电流成线性比例。同样，CSPOUT 和 CSNOUT 检测输出电容附近检测电阻上的电压来监视输出电流，并产生一个与输出电流成线性比例关系的电压 V_{IMON_OUT} 。

工作原理

当输入或输出电流导致各自的 IMON_IN 和 IMON_OUT 电压上升至接近或高于 1.208V (典型值) 时, V_C 引脚电压将被拉低以保持期望的最大输入和 / 或输出电流 (见“方框图”上的 EA1 和 EA2)。输入电流限制功能用于防止 DC 输入电源过载, 而输出电流限制可以满足电池充电器或 LED 驱动器应用的要求, 也可以实现恒压输出时的短路保护。有关设置电流调节环路的更多详情请见“应用信息”部分。

SRVO 引脚

QFN 封装器件具有 4 个漏极开路 SRVO 引脚: SRVO_FBIN、SRVO_FBOUT、SRVO_IIN、SRVO_IOUT。在需要的 SRVO 引脚和一个低于 30V 的电源 (如: LDO33 引脚) 之间布设上拉电阻可使其逻辑状态的读取。SRVO_FBOUT、SRVO_IIN 和 SRVO_IOUT 引脚在其相关的误差放大器 (EA4、EA2、EA1) 输入电压接近或高于其调节电压 (典型值 $\cong 1.2V$) 时将被拉至低电平。SRVO_FBIN 在 FBIN 接近或低于其调节电压 (典型值 $\cong 1.2V$) 时被拉至低电平。因此, SRVO 引脚可用来指示哪

一个反馈环路处于运行状态。例如: SRVO_FBOUT 引脚将在 FBOUT 上升至其调节电压 (典型值为 1.207V) 的 29mV (典型值, 见“电特性”) 以内时被拉至低电平。此下拉电路在 FBOUT 降至低于其调节电压达 44mV (典型值) 以上时关断。另一个实例是, 可对 SRVO_IOUT 引脚进行读操作以确定何时输出电流几乎达到其预定限值。SRVO_IOUT 的逻辑“1”表示输出电流尚未达到电流限值, 逻辑“0”则表示其已经达到。

CLKOUT 和温度检测

无论内部时钟是由外部时钟源同步还是由 R_T 来设定, CLKOUT 引脚均以 LT8705 的内部时钟频率进行变换。CLKOUT 引脚可用于使其他器件同步至 LT8705 的开关频率。而且, CLKOUT 的占空比与芯片温度成比例, 并可用于监视芯片的散热问题。

应用信息

本产品手册的首页上示出了一款典型的 LT8705 应用电路。在选定了开关频率之后，首先选择 R_{SENSE} 和电感值。接着选择功率 MOSFET。最后选择的是 C_{IN} 和 C_{OUT} 。下面的实例和计算公式假定的条件是连续导通模式，除非特别注明。该电路可配置为在一个高达 80V 的输入和 / 或输出电压下工作。

工作频率的选择

LT8705 采用了一种介于 100kHz 和 400kHz 之间的恒定频率架构。频率可由内部振荡器设定或同步至一个外部时钟源。开关频率的选择是在效率与元件尺寸之间进行权衡折衷的过程。低频工作可通过降低 MOSFET 开关损耗来提高效率，但需要使用更大的电感和 / 或电容以保持低输出纹波电压。对于高功率应用，可考虑在较低的频率下工作以尽量减少因开关损耗所引起的 MOSFET 发热。开关频率可以通过在 R_T 引脚和地之间布设一个适当的电阻并把 SYNC 引脚连接至低电平来设定。另外，也可使频率同步至一个被驱动至 SYNC 引脚中的外部时钟源。下面的章节将描述更多的细节。

内部振荡器

LT8705 的工作频率可采用内部自由运行振荡器来设定。当 SYNC 引脚被驱动至低电平 (<0.5V) 时，工作频率由一个介于 R_T 引脚和地之间的电阻值设定。IC 内部集成了一个修正的定时电容。振荡器频率采用下式计算：

$$f_{OSC} = \left(\frac{43,750}{R_T + 1} \right) \text{kHz}$$

式中的 f_{OSC} 的单位为 kHz， R_T 的单位为 $k\Omega$ 。反过来， R_T (单位： $k\Omega$) 可以采用下式由期望的频率 (单位：kHz) 来计算：

$$R_T = \left(\frac{43,750}{f_{OSC}} - 1 \right) k\Omega$$

SYNC 引脚和时钟同步

LT8705 的工作频率可同步至一个外部时钟源。如欲同步至外部时钟源，可简单地给 SYNC 引脚提供一个数字时钟信号。LT8705 将工作于 SYNC 时钟频率。

SYNC 信号的占空比必须介于 20% 和 80% 之间以执行正确的操作。而且，SYNC 信号的频率必须满足下面两个准则：

1. SYNC 不可在 100kHz 至 400kHz 的频率范围之外变换电平，除非其被停止于低电平以能使自由运行振荡器。
2. SYNC 引脚频率可始终高于自由运行振荡器设定频率 f_{OSC} ，但不得低于 f_{OSC} 超过 25%。

在 SYNC 开始电平变换之后，建议在 SYNC 引脚停止电平变换之前停止开关动作。LT8705 从外部 SYNC 时钟源转换至内部自由运行振荡器时钟时，会导致电感电流过大。通过把 SWEN 或 SHDN 引脚驱动至低电平可停止开关动作。

CLKOUT 引脚和时钟同步

CLKOUT 引脚能够驱动高达 200pF 的容性负载并以 LT8705 的内部时钟频率进行电平变换，而不管内部时钟是同步至 SYNC 引脚还是基于外部 R_T 电阻自由运行。CLKOUT 的上升沿与内部时钟的上升沿或 SYNC 引脚的上升沿异相约 180° (假如其正在输出脉冲)。CLKOUT 仅在正常模式中输出脉冲 (见图 2)。

应用信息

CLKOUT 引脚可用于使其他器件同步至 LT8705 的开关频率。例如，CLKOUT 引脚可以连接至另一个与主控 LT8705 异相大约 180° 工作 (由于 CLKOUT 相移的原因) 的 LT8705 稳压器的 SYNC 引脚。主控 LT8705 的频率可由外部 R_T 电阻或通过 SYNC 引脚的脉冲频率来设定。CLKOUT 将在主控 LT8705 进入正常模式之后开始振荡 (见图 2)。请注意，从属 LT8705 的 RT 引脚必须具有一个连接至地的电阻。一般来说，所有同步的 LT8705 都应使用相同阻值的 R_T 电阻。

CLKOUT 的占空比与芯片温度成比例，并可用于监视芯片的散热问题。更多信息请见“结温测量”部分。

电感电流检测和斜率补偿

LT8705 采用电感电流模式控制进行工作。如先前在“功率开关控制”部分所述，LT8705 在升压区中测量电感电流波形的峰值，并在降压区中测量电感电流波形的谷值。利用引脚 CSP 和 CSN 在 R_{SENSE} 电阻的两端检测电感电流。在任何给定的周期里，电感电流的峰值 (升压区) 和谷值 (降压区) 皆受控于 V_C 引脚电压。

斜率补偿避免了在高占空比条件下发生次谐波振荡，使器件在恒定频率电流模式控制架构中能稳定工作。在芯片内部的实现方式是，升压工作时给电感电流信号加上一个补偿斜坡，在降压工作时给电感电流减去一个补偿斜坡。在较高占空比条件下，这将导致在升压工作时最大电感电流减小，而在降压工作时最大电感电流增大。例如，请参阅“典型性能

特征”部分中的“最大电感电流检测电压与占空比的关系”曲线图。该曲线图显示：当 V_C 处于其最大电压时，最大电感检测电压 V_{SENSE} 介于 78mV 和 117mV 之间 (取决于占空比)。该图还显示：降压区中的最大电感谷底电流为 86mV，并在较高占空比条件下增加至大约 130mV。

R_{SENSE} 的选择和最大电流

必须正确地选择 R_{SENSE} 电阻以实现期望的输出电流值。过大的电阻会将输出电流限制在应用所要求的水平以下。首先确定升压区中的最大容许 R_{SENSE} 电阻，即 $R_{SENSE(MAX,BOOST)}$ 。在此之后找出降压区中的最大容许 R_{SENSE} 电阻，即 $R_{SENSE(MAX,BUCK)}$ 。选择的 R_{SENSE} 电阻必须小于此两者。

升压区：在升压区中，当 V_{IN} 处于其最小值而 V_{OUT} 为其最大值时，最大输出电流能力最低。因此，在这些条件下必须选择适当的 R_{SENSE} 以满足输出电流要求。

首先采用下式计算出 V_{IN} 为其最小值而 V_{OUT} 为其最大值时的升压区占空比：

$$DC_{(MAX,M3,BOOST)} \cong \left(1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT(MAX)}} \right) \cdot 100\%$$

例如： V_{IN} 范围为 12V 至 48V 且 V_{OUT} 被设定为 36V 的应用电路将具有：

$$DC_{(MAX,M3,BOOST)} \cong \left(1 - \frac{12V}{36V} \right) \cdot 100\% = 67\%$$

应用信息

参阅“典型性能特征”部分中的“最大电感电流检测电压”曲线图，67% 占空比条件下的最大 R_{SENSE} 电压 $\approx 93\text{mV}$ ，即：

$$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)} \approx 93\text{mV}$$

(对于 $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $V_{OUT} = 36\text{V}$ 。)

接着，必须确定升压区中的电感纹波电流。如果主电感 L 未知，则可通过将 $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ 选择为升压区中最大电感电流的 30% 至 50% 来估算最大纹波电流 $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ ，公式如下：

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \approx \frac{V_{OUT(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{IN(MIN)} \cdot \left(\frac{100\%}{\%Ripple} - 0.5 \right)} \text{ A}$$

式中：

$I_{OUT(MAX,BOOST)}$ 是升压区中需要的最大输出负载电流
%Ripple 为 30% 至 50%

例如，采用 $V_{OUT(MAX)} = 36\text{V}$ ， $V_{IN(MIN)} = 12\text{V}$ ， $I_{OUT(MAX,BOOST)} = 2\text{A}$ 和 %Ripple = 40% 时，我们可以估计：

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \approx \frac{36\text{V} \cdot 2\text{A}}{12\text{V} \cdot \left(\frac{100\%}{40\%} - 0.5 \right)} = 3\text{A}$$

否则，倘若电感值已知，则可采用下式更加准确地计算 $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ ：

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} = \frac{\left(\frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%} \right) \cdot V_{IN(MIN)}}{f \cdot L} \text{ A}$$

式中：

$DC_{(MAX,M3,BOOST)}$ 是前面计算的升压区中的最大占空比百分数。

f 为开关频率

L 为主电感的电感值

在获知了最大纹波电流之后，则可按下式计算升压区中的最大容许 R_{SENSE} ：

$$R_{SENSE(MAX,BOOST)} = \frac{2 \cdot V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)} \cdot V_{IN(MIN)}}{\left(2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT(MIN)} \right) + \left(\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \cdot V_{IN(MIN)} \right)} \Omega$$

式中的 $V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)}$ 是上一节中讨论的最大电感电流检测电压。

采用前一个实例中的参数值：

$$R_{SENSE(MAX,BOOST)} = \frac{2 \cdot 93\text{mV} \cdot 12}{\left(2 \cdot 2\text{A} \cdot 36\text{V} \right) + \left(3\text{A} \cdot 12\text{V} \right)} = 12.4\text{m}\Omega$$

降压区：在降压区中，当在最小占空比条件下工作时，最大输出电流能力最低。这是因为斜率补偿斜坡会随着占空比的增加而提高最大 R_{SENSE} 电压。针对降压操作的最小占空比可采用下式计算：

$$DC_{(MIN,M2,BUCK)} \approx t_{ON(M2,MIN)} \cdot f \cdot 100\%$$

式中的 $t_{ON(M2,MIN)}$ 为 260ns (典型值，见“电特性”)

不过，在计算最大 R_{SENSE} 电阻之前，必须确定电感纹波电流。如果主电感 L 未知，则可通过将 $\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$ 选择为降压区中最大电感电流的 10% 来估算纹波电流 $\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$ ，公式如下：

$$\Delta I_{L(MIN,BUCK)} \approx \frac{I_{OUT(MAX,BUCK)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5 \right)} \text{ A}$$

式中：

$I_{OUT(MAX,BUCK)}$ 是降压区中所需的最大输出负载电流。

应用信息

假如电感值已知，则可按下式计算 $\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$ ：

$$\Delta I_{L(MIN,BUCK)} = \frac{\left(\frac{DC_{(MIN,M2,BUCK)}}{100\%} \right) \cdot V_{OUT(MIN)}}{f \cdot L} \text{ A}$$

式中：

$DC_{(MIN,M2,BUCK)}$ 是前面计算的降压区中的最小占空比百分数。

f 为开关频率

L 为主电感的电感值

在获知了电感纹波电流之后，则可按下式计算降压区中的最大容许 R_{SENSE} ：

$$R_{SENSE(MAX,BUCK)} = \frac{2 \cdot 86\text{mV}}{\left(2 \cdot I_{OUT(MAX,BUCK)} \right) - \Delta I_{L(MIN,BUCK)}}$$

最终的 R_{SENSE} 阻值：最终的 R_{SENSE} 阻值应小于 $R_{SENSE(MAX,BOOST)}$ 和 $R_{SENSE(MAX,BUCK)}$ 。建议采用 30% 或更大的裕量。

图 8 近似地示出了当所有其他操作参数保持恒定时 (频率 = 350kHz, 电感 = 10 μ H, $R_{SENSE} = 10\text{m}\Omega$)，最大输出电流和最大电感电流将如何随着 V_{IN}/V_{OUT} 而变化。该曲线图进

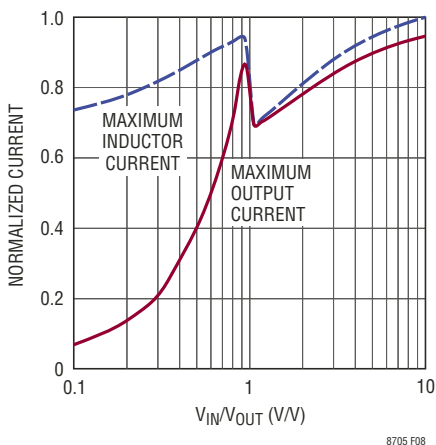


图8. 电流与 V_{IN}/V_{OUT} 比值的关系

行了归一化，并说明了由于斜率补偿斜坡和不断变化的纹波电流的影响所引起的最大电流变化。图中示出的虽然是理论曲线，但可用作预测一系列 V_{IN}/V_{OUT} 条件下最大输出电流和电感电流之相对变化的指导。

反向电流限值

当选择强制连续模式时 (MODE 引脚为低电平)，允许电感电流反向，从 V_{OUT} 端流至 V_{IN} 端。这会导致从输出端吸收电流并迫使电流进入输入端。当 V_C 最低时，该反向电流处于最大值。“典型性能特征”部分中的“强制连续模式中的最小电感电流检测电压”曲线图可帮助确定最大反向电流能力。

电感的选择

为了获得高效率，应选择一个具有低磁芯损耗的电感，例如铁氧体。而且，该电感应具有低 DC 电阻以减少 I^2R 损耗，且必须能在不发生饱和的情况下处理峰值电感电流。为了最大限度地降低辐射噪声，应采用环形芯、罐形磁芯或屏蔽式线轴电感。

工作频率和电感的选择相互关联，因为较高的工作频率允许采用较小的电感和电容数值。下面的章节将讨论在选择电感值时需遵循的几项准则。为了获得最佳性能，应选择一个可满足所有下列准则的电感。

电感的选择：升压区中的足够负载电流

小数值电感会导致纹波电流增大，从而由于峰值电感电流受限的原因而使得在升压区工作时可提供至负载的最大平均电流 (I_{OUT}) 减小。

应用信息

在升压区中，为了在低 V_{IN} 电压下提供足够的负载电流， L 至少应为：

$$L_{(MIN1,BOOST)} \cong \frac{V_{IN(MIN)} \cdot \left(\frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%} \right)}{2 \cdot f \cdot \left(\frac{V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \right)}$$

式中：

$DC_{(MAX,M3,BOOST)}$ 是 M3 开关的最大占空比百分数 (见“ R_{SENSE} 的选择和最大电流”部分)。

f 为开关频率

$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)}$ 是最大占空比条件下升压区中的最大电流检测电压 (见“ R_{SENSE} 的选择和最大电流”部分)

$L_{(MIN1,BOOST)}$ 的负值表示电感电流限值过低导致升压工作时无法提供所需的负载电流 I_{OUT} 。如果 $L_{(MIN1,BOOST)}$ 过大或为负值，则可考虑减小 R_{SENSE} 电阻值以增加电感电流限值。

电感的选择：次谐波振荡

由于 LT8705 具有内部斜率补偿电路，因此将避免会在 V_{IN}/V_{OUT} 小于 0.5 或大于 2 时出现的次谐波振荡。斜率补偿电路将阻止此类振荡的发生，前提是电感超过一个最小值 (更多信息请见前文的“电感电流检测和斜率补偿”部分)。应选择一个数值大于下面讨论的所有相关 $L_{(MIN)}$ 限值的电感。负的计算结果可以理解为零。

在升压区中，如果 V_{OUT} 可能会大于 V_{IN} 的两倍，则可按下式计算 $L_{(MIN2,BOOST)}$ ：

$$L_{(MIN2,BOOST)} = \frac{\left[V_{OUT(MAX)} - \left(\frac{V_{IN(MIN)} \cdot V_{OUT(MAX)}}{V_{OUT(MAX)} - V_{IN(MIN)}} \right) \right] \cdot R_{SENSE}}{0.08 \cdot f} \text{ H}$$

在降压区中，倘若 V_{IN} 可能会大于 V_{OUT} 的两倍，则可按下式计算 $L_{(MIN1,BUCK)}$ ：

$$L_{(MIN1,BUCK)} = \frac{V_{IN(MAX)} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MAX)} - V_{OUT(MIN)}} \right) \cdot R_{SENSE}}{0.08 \cdot f} \text{ H}$$

电感的选择：最大电流额定值

电感电流额定值必须大于其峰值工作电流，以防止电感饱和导致效率下降。升压区中的峰值电感电流为：

$$I_{L(MAX,BOOST)} \cong I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} + \left(\frac{V_{IN(MIN)} \cdot \left(\frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%} \right)}{2 \cdot L \cdot f} \right) \text{ A}$$

式中的 $DC_{(MAX,M3,BOOST)}$ 是 M3 开关的最大占空比百分数 (见“ R_{SENSE} 的选择和最大电流”部分)。

应用信息

当工作于降压区时的峰值电感电流为：

$$I_{L(\text{MAX,BUCK})} \cong I_{\text{OUT}(\text{MAX})} + \left(\frac{V_{\text{OUT}(\text{MIN})} \cdot \left(\frac{DC_{(\text{MAX,M2,BUCK})}}{100\%} \right)}{2 \cdot L \cdot f} \right) \text{A}$$

式中的 $DC_{(\text{MAX,M2,BUCK})}$ 是 M2 开关在降压区中的最大占空比百分数，其由下式给出：

$$DC_{(\text{MAX,M2,BUCK})} \cong \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}(\text{MIN})}}{V_{\text{IN}(\text{MAX})}} \right) \cdot 100\%$$

请注意，在负载瞬变期间和负载电流超过预期的最大 $I_{\text{OUT}(\text{MAX})}$ 时，电感电流会更高。另外，其在启动期间（如果采用的软启动电容不够大）或输出短路期间电感电流也会较高。可考虑采用输出电流限制以防止电感电流变得过大。输出电流限制将在后面的“输入 / 输出电流监视和限制”部分讨论。建议对最大电感电流进行谨慎的电路板评估。

功率 MOSFET 的选择和效率考虑

LT8705 需要 4 个外部 N 沟道功率 MOSFET，两个用于顶端开关（开关 M1 和 M4，示于图 3），另两个用于底端开关（开关 M2 和 M3，示于图 3）。功率 MOSFET 的重要参数是击穿电压 $V_{\text{BR,DSS}}$ 、门限电压 $V_{\text{GS,TH}}$ 、导通电阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、反向传输电容 C_{RSS} （栅极至漏极电容）和最大电流 $I_{\text{DS(MAX)}}$ 。栅极驱动电压由 6.35V $GATEV_{\text{CC}}$ 电源设定。因此，在 LT8705 应用中必须采用逻辑电平门限 MOSFET。

在选择功率 MOSFET 时考虑功率耗散是非常重要的。为了提高效率，需要选用功耗低的 MOSFET。必须限制功耗以避免器件因过热而损坏。对于大多数降压-升压型应用，M1 和 M3 功耗最高，而 M2 功耗最低，除非输出变至短路状态。在有些场合中，可采用两个或更多的 MOSFET 并联来减少每个器件中的功耗，当功耗以 MOSFET 导通时的 I^2R 损耗为主时，这是最有帮助的。并联连接多个 MOSFET 产生的附加电容有时会减缓开关边缘速率，因而造成总开关功率损耗的增加。

以下部分提供了计算单个 MOSFET 功耗的指引。根据一个已知的功率耗散，可采用下面的公式求得 MOSFET 的结温：

$$T_{\text{J}} = T_{\text{A}} + P \cdot R_{\text{TH(JA)}}$$

式中：

T_{J} 为 MOSFET 的结温

T_{A} 为环境空气温度

P 为 MOSFET 中的功率耗散

$R_{\text{TH(JA)}}$ 是从结点至环境空气的 MOSFET 热阻。请参阅制造商的产品手册。

$R_{\text{TH(JA)}}$ 一般包括器件的 $R_{\text{TH(JC)}}$ 和从外壳至环境温度的热阻 $R_{\text{TH(JC)}}$ 。通过将 T_{J} 的计算值与制造商产品手册提供的参数值进行比较，将有助于选择不会发生过热现象的 MOSFET。

开关 M1：开关 M1 中的功率耗散源自两个主要成分：(1) 开关完全导通时电感电流流过漏极至源极的 I^2R 功率损耗和 (2) 开关处于“导通”或“关断”状态时消耗的功率。当开关导通和关断时，高电流与高电压的组合将在 MOSFET 中引

应用信息

起很高的功率耗散。虽然开关切换的时间很短暂，但平均功率耗散仍有可能十分可观，而且常常是 MOSFET 中功耗的主要来源。视具体应用的不同，M1 开关中的最大功率耗散可能出现在降压区（当 V_{IN} 最高、 V_{OUT} 最高且开关功率损耗最大时）或升压区（当 V_{IN} 最小、 V_{OUT} 最高且 M1 始终导通时）。开关 M1 的功耗可按式计算：

$$P_{M1} = P_{I^2R} + P_{SWITCHING}$$

$$\cong \left(\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_{\tau} \right) + (V_{IN} \cdot I_{OUT} \cdot f \cdot t_{RF1}) W$$

式中：

$P_{SWITCHING}$ 项在升压工作时为 0

t_{RF1} 为 SW1 引脚上升和下降时间的平均值。典型值为 20ns 至 40ns（取决于 MOSFET 电容和 V_{IN} 电压）。

ρ_{τ} 为归一化因子（在 25°C 时为 1），其用于补偿 MOSFET 导通电阻随温度所发生的显著变化，通常为 0.4%/°C 左右（如图 9 所示）。对于 125°C 的最大结温，采用一个 $\rho_{\tau} = 1.5$ 的数值是合理的。

由于开关功耗 ($P_{SWITCHING}$) 常常居主导地位，因此应寻找具有较低 C_{RSS} 的 MOSFET 或者考虑在一个较低的频率下工作，以尽量降低功率损耗并提高效率。

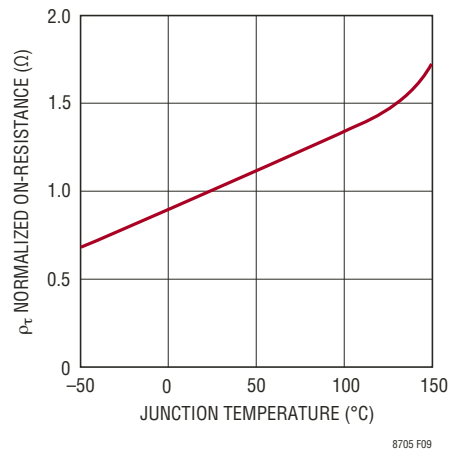


图 9：归一化 MOSFET $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系

开关 M2：在大多数场合中 M2 开关中的开关功率耗散都相当小，居主要地位的是 I^2R 功率损耗。在该开关充当同步整流器的降压区中， I^2R 功率损耗最大。较高的 V_{IN} 和较低的 V_{OUT} 将导致开关在大部分时间里“导通”，因而产生最高的功耗。降压区中的 M2 开关功耗可按式近似求出：

$$P_{(M2,BUCK)} \cong \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_{\tau} W$$

开关 M3：开关 M3 在升压区和降压区中起一个控制开关的作用。与 M1 开关相似，功率耗散源于 I^2R 功耗和开关功

应用信息

耗。最大功率耗散出现在 V_{IN} 最低和 V_{OUT} 最高之时。下面的表达式可近似求得此类条件下 M3 开关中的功率耗散：

$$P_{M3} = P_{I^2R} + P_{SWITCHING} \cong \left(\frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_{\tau} \right) + \left(V_{OUT}^2 \cdot I_{OUT} \cdot f \cdot \frac{t_{RF2}}{V_{IN}} \right) W$$

式中的总功耗在降压区中为 0。

t_{RF2} 为 SW2 引脚上升和下降时间的平均值，而且与 t_{RF1} 相似，其通常也为 20ns 至 40ns。

和 M1 开关一样，开关功耗 ($P_{SWITCHING}$) 常常居主导地位。应寻找具有较低 C_{RSS} 的 MOSFET 或考虑在一个较低的频率下工作，以尽量降低功率损耗并提高效率。

开关 M4：在大多数场合中 M4 开关中的开关功率耗散都相当小，居主要地位的是 I^2R 功率损耗。在该开关充当同步整流管的升压区中， I^2R 功率损耗最大。对于一个给定的 I_{OUT} ，较低的 V_{IN} 和较高的 V_{OUT} 将导致电感电流增大，因而产生最高的功耗。升压区中的 M4 开关功耗可按下式近似求出：

$$P_{(M4,BOOST)} \cong \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT}^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)} \right) W$$

栅极电阻：在某些场合中，在 LT8705 上的一些 NMOS 栅极引脚与其各自的栅极驱动器引脚 (TG1、BG1、TG2、BG2) 之间增设 1Ω 至 10Ω 的电阻会是有益的。由于寄生

电感和电容的原因，当低电容 MOSFET 过快地导通 / 关断时，SW1 和 SW2 上会出现振铃。MOSFET 或 LT8705 工作在接近额定电压限值时，振铃可能是最让人担心的。增加栅极电阻可减缓开关速度，从而最大限度地抑制振铃。

栅极电阻过大会对性能产生两个负面影响：

1. 减缓开关转换时间，增加开关中的功率耗散。这在上面的“开关 M1”和“开关 M3”部分中做了描述。
2. 从 SW1 或 SW2 引脚至开关栅极节点的容性耦合会使其在应该断开的时候被导通，因而造成功率耗散增加。如果栅极电阻过大，则在 SW1 上升时 M2 开关发生这种情况的频率最高。

在优化栅极电阻值时应进行谨慎的电路板评估。SW1 和 SW2 引脚振铃会受到电感电流水平的影响，因此电路板评估应包括宽负载电流范围内的测量。当实施 SW1 和 SW2 引脚的 PCB 测量时，在 PCB 的地与示波器探头的接地套管之间一定要使用一个非常短的接地接线柱，以尽量减少错误的感应电压读数。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

为了抑制流入和流出稳压器的断续电流所引起的电压纹波，输入和输出电容是必不可少的。通常采用电容的并联组合以实现高电容值和低 ESR (等效串联电阻)。干式钽电容、特

应用信息

殊的聚合物电容、铝电解电容和陶瓷电容均有助于表面安装的封装。另外，还可使用具有低 ESR 和高额定纹波电流的电容，比如 OS-CON 和 POSCAP。

陶瓷电容应布设在靠近稳压器输入和输出的地方，以抑制高频开关尖峰。应在 V_{IN} 和 GND 之间尽可能靠近 LT8705 引脚的地方布设一个至少 $1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容。陶瓷电容因其具有卓越的低 ESR 特性而能够显著地降低输入纹波电压，并有助减少具较高 ESR 的大容量电容中的功率损耗。首选 X5R 或 X7R 电介质，因为这些材料可在很宽的电压和温度范围内保持其电容值。许多陶瓷电容（特别是 0805 或 0603 外壳尺寸）在期望的工作电压下电容值大幅减低。

输入电容：由于开关 M1 在导通和断开状态之间变换，因此在降压区中不连续输入电流达到最高。应确保 C_{IN} 电容网络具有足够低的 ESR，而且其体积大小是专为处理最大 RMS 电流而选定的。对于降压操作，输入 RMS 电流由下式给出：

$$I_{RMS} \cong I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

当 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，该公式具有一个最大值：即 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ 。这种简单的最差条件通常用于设计，因为这样的设计即使在产生较大的设计偏差时也不用担心。

由于 ESR 两端的电压降所引发的最大输入纹波近似为：

$$\Delta V_{(BUCK,ESR)} \cong \frac{V_{IN(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX)}}{V_{OUT(MIN)}} \cdot ESR$$

输出电容：为了降低由于输出和负载电流的不连续性和纹波所引起的输出电压纹波，输出电容 (C_{OUT}) 是必需的。对于一个给定的输出纹波电压，在选择合适的电容时必须考虑

ESR 和大电容值的影响。由于大容量输出电容的充电和放电所引起的稳态输出纹波由下式计算：

$$\Delta V_{(BOOST,CAP)} \cong \frac{I_{OUT} \cdot (V_{OUT} - V_{IN})}{C_{OUT} \cdot V_{IN} \cdot f} V, \text{ 对于 } V_{OUT} > V_{IN}$$

$$\Delta V_{(BUCK,CAP)} \cong \frac{V_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot C_{OUT}} V, \text{ 对于 } V_{OUT} < V_{IN}$$

由于 ESR 两端的电压降所引起的最大输出纹波近似为：

$$\Delta V_{(BOOST,ESR)} \cong \frac{V_{OUT(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \cdot ESR$$

和 C_{IN} 一样，可能需要并联多个电容以满足 ESR 和 RMS 电流处理要求。

肖特基二极管 (D1、D2) 的选择

图 1 所示的肖特基二极管 D1 和 D2 在不同功率 MOSFET 开关导通状态之间的死区时间里导电。它们用于防止同步开关 M2 和 M4 的体二极管在死区时间里导通并存储电荷。例如，D2 显著地减小了开关 M4 关断和开关 M3 导通之间的反向恢复电流，从而改善了转换器效率、减少了开关 M3 的功率耗散并降低了 M3 导通时电感电流检测电阻 (R_{SENSE}) 中的噪声。为了使二极管生效，在其与同步开关之间的电感必须尽可能地小，这就要求这些元件必须彼此靠近放置。

对于具有高输入或输出电压（通常 $> 40\text{V}$ ）的应用，应避免采用反向漏电流过大（特别是在高温条件下）的肖特基二极管。有些超低 V_F 二极管将以高温漏电流的增加来换取正向电压的下降。二极管 D1 会具有一个高达 V_{IN} 的反向电压，而 D2 则会具有一个高达 V_{OUT} 的反向电压。高反向电压和

应用信息

电流的组合会导致二极管的自发热。除了降低效率之外，还有可能增加漏电流，从而使温度进一步升高。应选择具有较低热阻 (θ_{JA}) 的封装以最大限度地抑制二极管的自发热。

顶端 MOSFET 驱动器电源 (C_{B1} 、 D_{B1} 、 C_{B2} 、 D_{B2})

顶端 MOSFET 驱动器 (TG1 和 TG2) 在其各自的 SW 和 BOOST 引脚电压之间进行数字驱动。BOOST 电压从浮动自举电容 C_{B1} 和 C_{B2} 施加偏置，当各自的顶端 MOSFET 关断时，这些电容一般通过外部硅二极管 D_{B1} 和 D_{B2} 进行再充电。电容被充电至约 6.3V (大约等于 $GATEV_{CC}$)，从而使 $V_{BOOST1-SW1}$ 和 $V_{BOOST2-SW2}$ 电压为 6.3V 左右。升压电容 C_{B1} 和 C_{B2} 所需存储的电荷量是顶端 MOSFET 开关 M1 和 M4 的栅极电荷需求量的约 100 倍。在大多数应用中，采用一个 0.1 μ F 至 0.47 μ F 的 X5R 或 X7R 介质电容就足够了。连接在 $GATEV_{CC}$ 和 GND 之间的旁路电容应至少为 C_{B1} 或 C_{B2} 电容的 10 倍。

升压电容充电控制块：当 LT8705 仅工作于降压区或升压区时，顶端 MOSFET M1 或 M4 之一可持续导通。这将防止各自的自举电容 C_{B1} 或 C_{B2} 通过硅二极管 D_{B1} 或 D_{B2} 再充电。升压电容充电控制块 (见图 1) 可在这些场合中使适当的 BOOST 引脚保持充电状态。当 M1 开关始终导通时 (升压区)，将自动从 CSPOUT 和 / 或 BOOST2 引脚吸取电流以根据需要为 BOOST1 电容充电。当 M4 开关始终导通时 (降压区)，将从 CSNIN 和 / 或 BOOST1 引脚吸收电流以为 BOOST2 电容充电。由于此项功能的原因，CSPIN 和 CSNIN 应连接至一个接近 V_{IN} 的电位。这两个引脚在不用时均连接至 V_{IN} 。另外，CSPOUT 和 CSNOUT 应始终连接至一个接近 V_{OUT} 的电位，或直接连接至 V_{OUT} (如果不用的话)。

升压二极管 D_{B1} 和 D_{B2} ：尽管肖特基二极管具有低正向电压降的优势，但它们在高压和高温条件下会呈现高反向漏电流并存在发生热失控的可能性。因此，建议二极管 D_{B1} 和 D_{B2} 采用硅二极管。需确定 D_{B1} 和 D_{B2} 具有高于 $V_{IN(MAX)}$ 和 $V_{OUT(MAX)}$ 的额定反向击穿电压，并在最大工作结温条件下具有低于 1mA 的反向漏电流。应确保高工作温度和高电压下的反向漏电流不会导致二极管的热失控。

在有些场合，建议布设与 D_{B1} 和 D_{B2} 相串联且阻值高达 5 Ω 的电阻。这些电阻可减小二极管中的浪涌电流并降低 IC 的 SW 和 BOOST 引脚上的振铃。由于 SW 引脚振铃在很大程度上取决于 PCB 布局、SW 引脚边缘速率和所用二极管的类型，因此建议直接在 IC 的 SW 引脚上进行谨慎的测量。如果需要，可在 $GATEV_{CC}$ 与 D_{B1} 和 D_{B2} 的共阳极之间布设单个电阻 (如首页上的应用电路所示)，或者在每个二极管的阴极与各自的 BOOST 引脚之间布设单独的电阻。当 M2 或 M3 的导通时间非常短暂时，与 D_{B1} 和 D_{B2} 串联的电阻过大降低 BOOST-SW 电容电压，应避免发生这种情况。

输出电压

LT8705 的输出电压利用一个谨慎地布设在输出电容两端的外部反馈阻性分压器来设定。由误差放大器 EA4 将产生的反馈信号 (FBOUT) 与内部高精度电压基准 (典型值 1.207V) 进行比较。输出电压由下式给出：

$$V_{OUT} = 1.207V \cdot \left(1 + \frac{R_{FBOUT1}}{R_{FBOUT2}} \right)$$

式中的 R_{FBOUT1} 和 R_{FBOUT2} 示于图 1。

应用信息

输入电压调节或欠压闭锁

通过在 V_{IN} 、FBIN 和 GND 之间连接分压电阻，FBIN 引脚可提供一种用于调节输入电压或创建欠压闭锁功能的方法。请参阅“方框图”中的误差放大器 A3，当 FBIN 低于 1.205V 基准时， V_C 会拉低。例如，倘若 V_{IN} 由一个阻抗相对较高的电源（即：太阳能板）提供，且吸收电流把 V_{IN} 拉至一个预设限值以下，则 V_C 将被降低，从而减小从输入电源吸收的电流并限制电压降。请注意，在强制连续模式（MODE 引脚为低电平）使用该功能会导致从输出吸收电流并迫使其进入输入端。如果不需要这种运行方式，则使用不连续或突发模式操作。

如需设定最小输入电压或输入电压稳压值，可采用下式：

$$V_{IN(MIN)} = 1.205V \cdot \left(1 + \frac{R_{FBIN1}}{R_{FBIN2}} \right)$$

式中的 R_{FBIN1} 和 R_{FBIN2} 示于图 1。需确保选择合适的 R_{FBIN1} 和 R_{FBIN2} ，以使 FBIN 在最大 V_{IN} 条件下不超过 30V（绝对最大额定值）。

假如 LT8705 不处于强制连续模式，则可采用相同的方法来创建欠压闭锁。当处于突发模式操作或不连续模式时，强制 V_C 为低电平将停止所有的开关动作。请注意，这并不会使软起动功能复位，因此开关动作的恢复将不会伴随有软起动。

输入 / 输出电流监视和限制

LT8705 具有独立的输入和输出电流监视器电路，可用于监视和 / 或限制各自的电流。电流监视器电路的工作原理示于图 10 和 11。

如“顶端 MOSFET 驱动器电源”部分所述，CSNIN 和 CSPOUT 引脚也连接至升压电容充电控制块（参见图 1），并能在特定的条件下吸收电流。此外，所有 4 个电流检测引脚也能在正常操作条件下吸收偏置电流。所以，不要布设与任何 CSxIN 或 CSxOUT 引脚相串联的电阻。

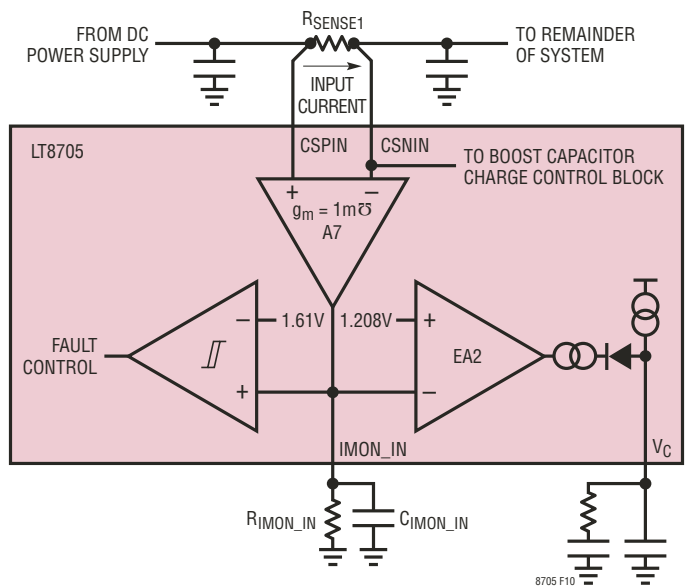


图 10：输入电视监视器和限制

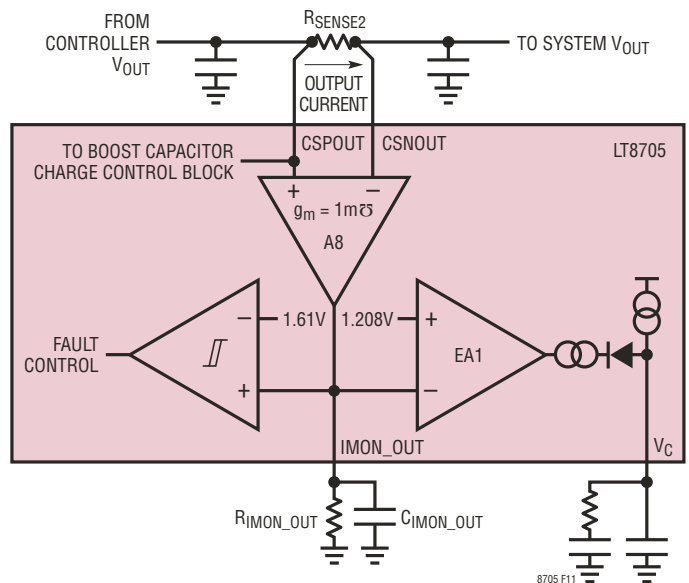


图 11：输出电视监视器和限制

而且，由于它们是和升压电容充电控制块配合使用的，因此当输入电流检测功能未使用时应将 CSPIN 和 CSNIN 引脚连接至 V_{IN} ，并把 IMON_IN 引脚连接至地。同样，在不用时 CSPOUT 和 CSNOUT 引脚应连接至 V_{OUT} ，而 IMON_OUT 则应接地。

应用信息

其余的讨论请参阅输入电流监视电路。所有的讨论和计算公式均适用于输出电流监视电路，只需酌情替换引脚和器件名称即可。

电流监视：对于输入电流监视，流过 R_{SENSE1} 的电流在 CSPIN 和 CSNIN 引脚两端产生一个电压，该电压与 1mA/V (典型值) 相乘而转换为一个电流，此电流从 IMON_IN 引脚流出并进入电阻 R_{IMON_IN} (注：负 CSPIN 至 CSNIN 电压不进行上述的乘法运算，在该场合中没有电流从 IMON_IN 引脚流出)。这样，产生的 IMON_IN 电压与输入电流成比例，依据的公式如下：

$$V_{IMON_IN} = I_{RSENSE1} \cdot \left(R_{SENSE1} \cdot 1\text{m}\frac{\text{A}}{\text{V}} \cdot R_{IMON_IN} \right)$$

为实现准确的电流监视，必须把 CSPIN 和 CSNIN 电压保持在 1.5V 以上 (CSPOUT 和 CSNOUT 引脚则应保持在 0V 以上)。而且，由于可从 IMON_IN 驱动出的电流数值有限，因此差分电压 $V_{CSPIN-CSNIN}$ 应保持在 100mV 以下。最后，必须采用电容 C_{IMON_IN} 对 IMON_IN 电压进行滤波，这是因为输入电流常常存在纹波和中断 (取决于 LT8705 所处的工作区)。 C_{IMON_IN} 应采用下式来选择：

$$C_{IMON_IN} > \left(\frac{100}{f \cdot R_{IMON_IN}} \right) \text{F}$$

式中的 f 取开关频率以实现充分滤波。如果 IMON_IN 引脚在恒定电流调节环路中使用，则有可能需要增设电容 (从而使 C_{IMON_IN} 总值为 $0.1\mu\text{F}$ 至 $1\mu\text{F}$) 以维持环路稳定性。

电流限制：如图 10 中所示，当 IMON_IN 电压超过 1.208V (典型值) 时将致使 V_C 电压下降，从而限制电感电流和输入电流。针对一个期望的输入电流限值，可采用下式来选择 R_{IMON_IN} ：

$$R_{IMON_IN} = \left(\frac{1.208\text{V}}{I_{RSENSE(LIMIT)} \cdot 1\text{m}\frac{\text{A}}{\text{V}} \cdot R_{SENSE1}} \right) \Omega$$

例如，如果把 R_{SENSE1} 选择为 $12.5\text{m}\Omega$ 且期望的输入电流限值为 4A ，则：

$$R_{IMON_IN} = \frac{1.208\text{V}}{4\text{A} \cdot 1\text{m}\frac{\text{A}}{\text{V}} \cdot 12.5\text{m}\Omega} = 24.2\text{k}\Omega$$

查看“电特性”和“典型性能特征”部分中的“IMON 输出电流”曲线图，以了解 IMON_OUT 和 IMON_IN 电流的操作限值。

过流故障：如果 IMON_IN 超过 1.6V (典型值)，将出现故障且开关动作将停止 (见本产品手册中前面的“故障条件”)。故障电流由下式确定：

$$I_{RSENSE1(FAULT)} = \left(\frac{1.61\text{V}}{1.208\text{V}} \cdot I_{RSENSE1(LIMIT)} \right) \text{A}$$

例如，一个设定在 4A 的输入电流限值将具有 5.3A 的故障电流限值。

输出过压

如果输出电压高于 FBOUT 分压电阻设定的数值，则 LT8705 将根据操作模式和工作区做出响应。在强制连续模式中，LT8705 将吸收电流至输入端中 (更多信息请见“应用信息”部分中的“反向电流限制”讨论)。在不连续模式和突发模式操作中，开关操作将停止且输出将被允许保持在高电平。

应用信息

INTV_{CC} 稳压器和 EXTV_{CC} 连接

LT8705 具有两个 PNP LDO (低压差稳压器)，它们采用 V_{IN} 或 EXTV_{CC} 电源引脚来调节 6.35V (典型值) INTV_{CC} 引脚。INTV_{CC} 必须通过 GATEV_{CC} 引脚为 MOSFET 栅极驱动器供电，另外还负责给 LDO33 引脚稳压器和 LT8705 的许多内部控制电路供电。INTV_{CC} LDO 的选择由 EXTV_{CC} 引脚电压自动决定。当 EXTV_{CC} 低于 6.22V (典型值) 时，INTV_{CC} 采用 V_{IN} LDO 进行调节。在 EXTV_{CC} 升至高于 6.4V (典型值) 时，INTV_{CC} 采用 EXTV_{CC} LDO 代替 V_{IN} LDO 进行调节。

过流保护电路通常把从任一 LDO 吸收的最大电流限制为 127mA。在启动期间或过载情况下，当 GATEV_{CC} 和 INTV_{CC} 低于 4.65V 时，典型电流限值被减小至 42mA。INTV_{CC} 引脚必须通过一个尽可能靠近 INTV_{CC} 和 GND 引脚布设的 4.7μF (最小值) 陶瓷电容旁路至地。应在尽可能靠近 GATEV_{CC} 和 GND 引脚的地方布设一个额外的陶瓷电容以提供良好的旁路，从而提供 MOSFET 栅极驱动器所需的高瞬态电流。建议的电容值为 1μF 至 4.7μF。

必须最大限度地减少 INTV_{CC} LDO 中的消耗功率，以改善效率并防止 LT8705 出现过热。由于 LDO 功率耗散与输入电压成比例，而且 V_{IN} 在某些应用中可高达 80V，因此 EXTV_{CC} 引脚可用于依靠一个较低的输入电压来调节 INTV_{CC}。在许多应用中，EXTV_{CC} 引脚连接至 V_{OUT}，这是因为 V_{OUT} 经常被调节至一个比最大 V_{IN} 低得多的电压。在启动期间，用于 MOSFET 驱动器、控制电路和 LDO33 引脚的电源从 V_{IN} 获得，直到 V_{OUT}/EXTV_{CC} 升至高于 6.4V 为止，之后电源将从 V_{OUT}/EXTV_{CC} 获得。例如，在 V_{OUT} 被调节至 12V 且最大 V_{IN} 电压为 40V 时，这种方式很管用。EXTV_{CC} 可被浮置或接地 (不用时)，也可以连接至一个外部电源 (如果有的话)。

INTV_{CC} LDO 的输入电流在下列条件下达到最大：

1. 大 (电容) 的 MOSFET 被在高频下驱动。
2. V_{IN} 和 / 或 V_{OUT} 很高，因而导通和关断 MOSFET 栅极需要更多的电荷。
3. LDO33 引脚输出电流很高。
4. 在某些应用中，LDO 吸收电流在器件工作于降压-升压区 (此时 V_{IN} 接近于 V_{OUT}) 时达到最大，因为所有 4 个 MOSFET 均在执行开关操作。

为检查过热，应找出在 LT8705 中消耗最多功率 (P_{LT8705}) 的工作条件。这通常将与那些刚刚列举的使 LDO 电流最大化的条件相同。在这些条件下通过监视 CLKOUT 引脚占空比来测量大概的芯片温度。更多信息请见“结温测量”部分。

另外，当 V_{IN} 下降到低至 2.8V 时，从 V_{OUT}/EXTV_{CC} 给 INTV_{CC} 供电还可提供足够的栅极驱动电压。这使得器件在输出进入稳压状态之后在较低的输入电压下仍能工作。

下面列举了 EXTV_{CC} 的三种可行的连接方式：

1. EXTV_{CC} 被置于开路状态 (或接地)。这将导致 INTV_{CC} 通过内部 6.35V 稳压器从 V_{IN} 来供电，代价是效率略有下降。
2. EXTV_{CC} 与 V_{OUT} (V_{OUT} > 6.4V) 直接相连。这是稳压器的标准连接方式，通常可提供最高的效率水平。
3. EXTV_{CC} 连接至一个外部电源。如果一个外部电源可提供高于 6.4V (典型值) 的电压，则其可被用来给 EXTV_{CC} 供电。

应用信息

环路补偿

环路稳定性受到诸多因素的影响，包括电感值、输出电容、负载电流、 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 V_C 电阻及电容。LT8705 采用内部跨导误差放大器驱动 V_C ，以补偿控制环路。 V_C 上的串联电容选取 3.3nF 对大多数应用来说都比较合适。并联电容（连接在 V_C 和 GND 之间）的电容值通常是该串联电容数值的 1/10 以滤除高频噪声。如果输出电容减小，则有可能需要一个较大的 V_C 串联电容数值。 V_C 串联电阻的上佳初始值为 20k。较低的电阻虽可改善稳定性，却将减缓环路响应。最初的实验室评估可采用电位器（而不是固定电阻）以确定最佳值。

LD033 引脚稳压器

LT8705 包括一个低压差稳压器 (LDO)，其用于将 LD033 引脚调节至 3.3V。该引脚可用来给外部电路（例如：微控制器或其他需要的外设）供电。LD033 引脚稳压器的输入电源为 $INTV_{CC}$ 。于是， $INTV_{CC}$ 必须具有充足的电压（通常 > 4.0V）以正确地调节 LD033。LD033 和 $INTV_{CC}$ 稳压器由 \overline{SHDN} 引脚使能，且不受 SWEN 的影响。LD033 引脚稳压器具有过流保护电路，通常可把输出电流限制为 17.25mA。一个负责监视 LDO 的欠压闭锁电路在 LD033 降至低于 3.04V（典型值）时停用开关动作。LD033 应采用一个 0.1 μ F 或更大的电容就近旁路至地路。

电压闭锁

LT8705 包含几个电压检测电路以确保芯片处在正确的操作条件之下。表 1 汇总了受监视的引脚，同时给出了在检测到欠压或过压情况时 LT8705 将进入的状态。

操作条件按照优先级自上而下地排列。如果检测到多种欠压 / 过压情况，则芯片将进入列于表中最上端的状态。

表 1：电压闭锁条件

引脚	近似的电压条件	芯片状态 (图 2)	读取部分
V_{IN}	<2.5V	芯片关断	操作：启动
\overline{SHDN}	<1.18V	芯片关断	
$INTV_{CC}$ 和 $GATEV_{CC}$	<4.65V	开关电路关断	
SWEN	<1.18V	开关电路关断	
LD033	<3.04	开关电路关断	
IMON_IN	>1.61V	故障	操作：故障条件
IMON_OUT	>1.61V	故障	
FBIN	<1.205V	—	应用信息：输入电压调节或欠压闭锁

由于其拥有准确的门限，因此可采用 \overline{SHDN} 和 SWEN 引脚（在某些场合中还包括 FBIN 引脚）来实现可配置的欠压闭锁 (UVLO)。UVLO 功能在一个期望的最小输入电压下导通 / 关断 LT8705。例如，可在 V_{IN} 、 \overline{SHDN} 和 GND 之间连接分压电阻，如图 1 和 14 所示。从“电特性”可知， \overline{SHDN} 分别具有 1.234V 和 1.184V 的上升和下降门限。用于关闭开关动作的下降门限可采用下式来选择：

$$R_{SHDN1} = \frac{R_{SHDN2} \cdot (V_{(IN,CHIP_OFF,FALLING)} - 1.184V)}{1.184V} \Omega$$

例如，当选择 $R_{SHDN2} = 20k$ 和一个 5.42V 的 V_{IN} 下降门限时，可得出：

$$R_{SHDN1} = \frac{20k\Omega \cdot (5.42V - 1.184V)}{1.184V} = 71.5k\Omega$$

用于使能开关动作的的上升门限将为：

$$V_{(IN,CHIP_OFF,RISING)} = V_{(IN,CHIP_OFF,FALLING)} \cdot \frac{1.234V}{1.184V}$$

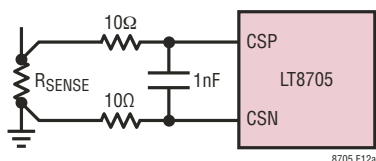
在本例中即为 5.65V。

应用信息

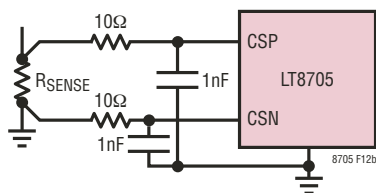
可以采用相似的计算来选择将在欠压条件下停止开关动作的分压电阻 (其连接至 SWEN)。需确保该分压电阻不会导致 SWEN 在最大 V_{IN} 下超过 7V (绝对最大额定值)。将 FBIN 引脚用作欠压闭锁的相关讨论见“输入电压调节”或“欠压闭锁”部分。

电感电流检测滤波

由于在 R_{SENSE} 的两端会出现过度的开关噪声, 因此某些应用可能需要对电感电流检测信号进行滤波。当 SW 引脚转换时, 较高的工作电压、较大的 R_{SENSE} 阻值和更多的容性 MOSFET 都将在 R_{SENSE} 的两端产生额外的噪声。通过增设图 12a 和 12b 所示的 RC 网络之一即可对 CSP/CSN 检测信号进行滤波。大多数 PC 板布局都可绘制成在同一块电路板上容纳任一 RC 网络。该网络应尽可能靠近 IC 布设。图 12b 中的网络能够降低 LT8705 的 CSP 和 CSN 引脚所承受的共模噪声, 代价是当电流通过电容时接地走线噪声稍有增加。在 PC 板上应采用一条从电容地至 IC 地的简短直导通路。应避免采用阻值大于 10Ω 的电阻, 因为这会增加 CSP/CSN 引脚上的失调电压。RC 乘积应保持在 30ns 以下。



(12a)



(12b)

图 12：电感电流检测滤波器

结温测量

CLKOUT 信号的占空比与芯片结温 T_J 成线性比例关系。测量 CLKOUT 信号的占空比并采用下式近似求出结温：

$$T_J \approx \frac{DC_{CLKOUT} - 35.9\%}{0.329\%} \text{ } ^\circ\text{C}$$

式中的 DC_{CLKOUT} 是 CLKOUT 占空比 (单位：%), T_J 为芯片结温 (单位： $^\circ\text{C}$)。实际的芯片温度有可能偏离上式的计算值达 $\pm 10^\circ\text{C}$ 。

热关机

假如芯片温度达到约 165°C , 则器件将进入热关机模式。功率开关将被切断, 而且 INTV_{CC} 和 LD033 稳压器将被关断 (见图 2)。当芯片温度下降了大约 5°C (标称值) 时, 器件将被重新使能。在重新使能之后, 器件将在开关电路关断状态中起动, 如图 2 所示。器件随后将进行初始化、完成软起动并接着进入正常工作模式 (只要芯片温度保持在大约 165°C 以下即可)。

效率考虑

开关稳压器的效率等于输出功率与输入功率相除再乘以 100%。对个别损耗进行分析以确定效率的限制因素以及做出何种变更能够实现最大的改进往往很有用处。尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗, 但在 LT8705 电路中, 大部分损耗通常来源于四个主要因素：

1. 开关损耗。该损耗是由开关 M1 或开关 M3 在开关节点转换期间短暂处于饱和区所造成的。功率损耗取决于输入电压、负载电流、驱动能力的强度和 MOSFET 电容, 以及其他诸多因素。更多细节请见“功率 MOSFET 的选择和效率考虑”部分。
2. 直流 I^2R 损耗。这种损耗产生自 MOSFET、检测电阻、电感和 PC 板走线的电阻, 并导致效率在高输出电流条件下有所下降。

应用信息

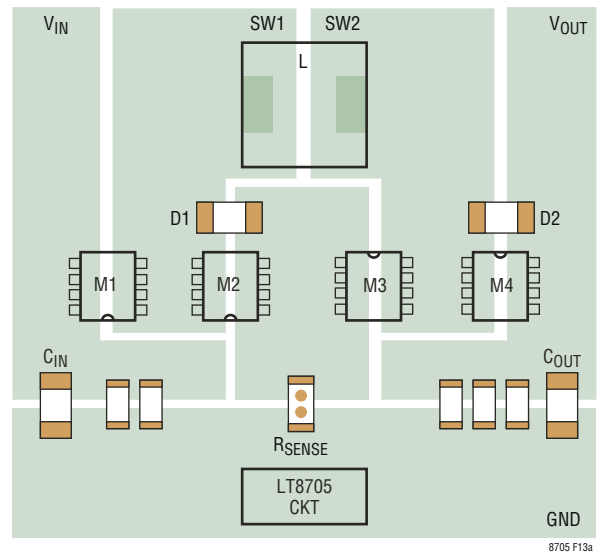
3. $INTV_{CC}$ 电流。这是 MOSFET 驱动器电流、LD033 引脚电流与控制电流之和。 $INTV_{CC}$ 稳压器的输入电压与电流的乘积代表损失的功率。从一个高效电源 (比如输出, 如果可能的话也可以是其它备用电源) 经由 $EXTV_{CC}$ 引脚提供 $INTV_{CC}$ 电流可降低该损耗。而且, 较低电容 MOSFET 也能减小 $INTV_{CC}$ 电流和功率损耗。
4. C_{IN} 和 C_{OUT} 损耗。输入电容 C_{IN} 需要在降压模式中完成一项困难的工作, 就是对大 RMS 输入电流进行滤波。输出电容需要完成的工作则更加困难, 即在升压模式中对大 RMS 输出电流进行滤波。 C_{IN} 和 C_{OUT} 均必需具有低 ESR (旨在最大限度地降低交流 I^2R 损耗) 和足够的电容值 (以防止 RMS 电流在熔丝或电池中引发额外的上游损耗)。
5. 其他损耗。肖特基二极管 D1 和 D2 会在死区时间和轻负载导通期间产生传导损耗。在轻负载条件下电感损耗主要是磁芯损耗占比较大。

当为提升效率而进行调整时, 输入电流是反映效率变化的最佳指示。如果在您做出调整之后输入电流减小, 则效率上升。如果输入电流没有变化, 则说明效率未得到提升。

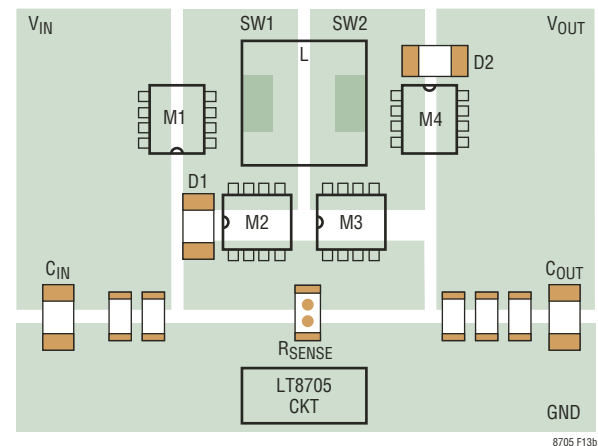
电路板布局检查清单

基本的 PC 板布局需要一个专用接地平面层。而且, 对于高电流, 多层电路板可为功率元件提供散热。

- 接地平面层上不应布设任何走线, 而且应尽可能地靠近带有功率 MOSFET 的电路层。
- 由开关 M1、开关 M2、D1、 R_{SENSE} 和 C_{IN} 电容形成的高 di/dt 通路应紧凑, 并采用长度很短的引线和 PC 走线。由开关 M3、开关 M4、D2 和 C_{OUT} 电容形成的高 di/dt 通路也应该紧凑, 并使用长度较短的引线和 PC 走线。图 13a 和 13b 示出了两个布局实例。



(13a)



(13b)

图 13 : 开关布局

- 应避免排布与传输高 di/dt 电流的走线平行的信号走线, 因为它们会接收感应耦合电压噪声, 其中包括连至控制器的 SW1、SW2、TG1 和 TG2 走线。
- 采用直接过孔将元件 (包括 LT8705 的 GND 引脚) 连接至接地平面。为每个功率元件使用多个过孔。
- 将 GND 和 VIN 铜从 SW1 和 SW2 区域的下方移除, 以最大限度地减小寄生 SW 引脚电容。

应用信息

- 将所有电路层的全部未用区域 (SW 引脚区域的下方除外) 都敷上铜。采用这种敷铜的方法将降低功率元件的温升。将铜面积连接至一个 DC 网络 (例如: 安静的 GND)。
- 使电源地和信号地分离。小信号元件的地不得经由电源接地通路返回 IC GND。
- 将开关 M2 和开关 M3 布设在尽可能靠近控制器的地方, 并使 GND、BG 和 SW 走线简短。
- 通过使走线短而宽以尽量减小 M2 和 M3 的源极与 R_{SENSE} 之间的电感。
- 使高 dV/dt 节点 SW1、SW2、BOOST1、BOOST2、TG1 和 TG2 远离敏感的小信号节点。
- 输出电容的负 (-) 端应与输入电容的负 (-) 端尽可能近地相连。
- 将顶端驱动器升压电容 C_{B1} 靠近 BOOST1 和 SW1 引脚连接。将顶端驱动器升压电容 C_{B2} 靠近 BOOST2 和 SW2 引脚连接。
- 将输入电容 C_{IN} 和输出电容 C_{OUT} 靠近功率 MOSFET 连接。这些电容在升压区和降压区中承担 MOSFET 交流电流。
- 将 FBOUT 和 FBIN 引脚分压电阻分别连接至 C_{OUT} 和 C_{IN} 的正 (+) 端。如果需要, 可以把小的 FBOUT/FBIN 旁路电容靠近 LT8705 的 GND 引脚连接。电阻接线不应沿着大电流通路或噪声通路。
- 将电流检测走线 (CSP/CSN、CSPIN/CSNIN、CSPOUT/CSNOUT) 排布在一起, 并保持最小的 PC 走线间距。应避免让检测线通过噪声区域 (例如: 开关节点)。位于 CSP 和 CSN 之间的任选滤波器网络的电容应尽可能地靠近 IC。在 R_{SENSE} 电阻上利用开尔文 (Kelvin) 连接来确保完成准确的电流检测。
- 将 V_{IN} 引脚补偿网络连接在靠近 IC 的地方 (介于 V_C 和信号地引脚之间)。电容有助于滤除 PCB 噪声的影响以及来自补偿网络的输出电压纹波。

- 将 INTV_{CC} 和 GATEV_{CC} 旁路电容连接在靠近 IC 的地方。电容负责传输 MOSFET 驱动器的峰值电流。

设计实例

$$V_{IN} = 8V \text{ 至 } 25V$$

$$V_{OUT} = 12V$$

$$I_{OUT(MAX)} = 5A$$

$$f = 350kHz$$

$$\text{最大环境温度} = 60^{\circ}C$$

R_T 的选择: 采用下式计算用于设定内部振荡器频率的 R_T 电阻:

$$R_T = \left(\frac{43,750}{f_{OSC}} - 1 \right) k\Omega = \left(\frac{43,750}{350} - 1 \right) = 124k\Omega$$

R_{SENSE} 的选择: 以计算升压区中的最大占空比作为开始:

$$\begin{aligned} DC_{(MAX,M3,BOOST)} &\approx \left(1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT(MAX)}} \right) \cdot 100\% \\ &= \left(1 - \frac{8V}{12V} \right) \cdot 100\% = 33\% \end{aligned}$$

接着, 从“典型性能特征”部分中的“最大电感电流检测电压与占空比的关系”曲线图可知:

$$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)} \approx 107mV$$

然后, 分别估计升压区和降压区中的最大和最小电感电流纹波:

$$\begin{aligned} \Delta I_{L(MAX,BOOST)} &\approx \frac{V_{OUT(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{IN(MIN)} \cdot \left(\frac{100\%}{\%Ripple} - 0.5 \right)} A \\ &= \frac{12V \cdot 5A}{8V \cdot \left(\frac{100\%}{40\%} - 0.5 \right)} = 3.75A \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{L(MIN,BUCK)} &\approx \frac{I_{OUT(MAX,BUCK)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5 \right)} A \\ &= \frac{5A}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5 \right)} = 0.53A \end{aligned}$$

应用信息

现在，计算升压区和降压区中的最大 R_{SENSE} 阻值：

$$R_{SENSE(MAX,BOOST)} = \frac{2 \cdot V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)} \cdot V_{IN(MIN)}}{\left(2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT(MIN)}\right) + \left(\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \cdot V_{IN(MIN)}\right)} \Omega$$

$$= \frac{2 \cdot 107mV \cdot 8V}{(2 \cdot 5A \cdot 12V) + (3.75A \cdot 8V)} = 11.4m\Omega$$

$$R_{SENSE(MAX,BUCK)} = \frac{2 \cdot 86mV}{\left(2 \cdot I_{OUT(MAX,BUCK)}\right) - \Delta I_{L(MIN,BUCK)}} \Omega$$

$$= \frac{2 \cdot 86mV}{(2 \cdot 5A) - 0.53A} = 18.2m\Omega$$

如需增加 30% 的额外裕度，则选择 $R_{SENSE} = 11.4m\Omega / 1.3 = 8.7m\Omega$ 。

电感的选择：由于 R_{SENSE} 已知，现在我们可以采用下式来确定可在升压区中提供足够负载电流的最小电感值：

$$L_{(MIN1,BOOST)} \cong \frac{V_{IN(MIN)} \cdot \frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%}}{2 \cdot f \cdot \left(\frac{V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \right)} H$$

$$= \frac{8V \cdot \left(\frac{33\%}{100\%} \right)}{2 \cdot 350kHz \cdot \left(\frac{107mV}{8.7m\Omega} - \frac{5A \cdot 12V}{8V} \right)} = 0.8\mu H$$

为避免在电感电流中出现次谐波振荡，应根据下式来选择最小电感：

$$L_{(MIN2,BOOST)} = \frac{\left[V_{OUT(MAX)} - \left(\frac{V_{IN(MIN)} \cdot V_{OUT(MAX)}}{V_{OUT(MAX)} - V_{IN(MIN)}} \right) \right] \cdot R_{SENSE}}{0.08 \cdot f} H$$

$$= \frac{\left[12V - \left(\frac{8V \cdot 12V}{12V - 8V} \right) \right] \cdot 8.7m\Omega}{0.08 \cdot 350kHz} = -3.7\mu H$$

$$L_{(MIN1,BUCK)} = \frac{V_{IN(MAX)} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MAX)} - V_{OUT(MIN)}} \right) \cdot R_{SENSE}}{0.08 \cdot f}$$

$$= \frac{25V \cdot \left(1 - \frac{12V}{25V - 12V} \right) \cdot 8.7m\Omega}{0.08 \cdot 350kHz} = 0.6\mu H$$

电感必须高于上面计算的所有最小值。我们将选择一个 $10\mu H$ 的标准值电感以改善裕度。

MOSFET 的选择：MOSFET 的选择基于额定电压、 C_{RSS} 和 $R_{DS(ON)}$ 值。应确保器件的规格是针对可用栅极电压幅度下的工作而拟订的，这一点很重要。在该场合中电压幅度为 6.35V，可使用具有规格在 $V_{GS} = 4.5V$ 的 $R_{DS(ON)}$ 数值的 MOSFET。

选择 M1 和 M2：当最大输入电压为 25V 时，应采用额定电压至少为 30V 的 MOSFET。由于我们尚不知晓实际热阻（电路板设计和气流有重大的影响），因此我们假设从结点至环境的 MOSFET 热阻为 $50^\circ C/W$ 。

如果我们针对最大结温 $T_{J(MAX)} = 125^\circ C$ 进行设计，则可计算最大可容许功率耗散。首先，计算最大功率耗散：

$$P_{D(MAX)} = \frac{T_{J(MAX)} - T_{A(MAX)}}{R_{TH(JA)}}$$

$$P_{D(MAX)} = \frac{125^\circ C - 60^\circ C}{50^\circ C/W} = 1.3W$$

由于升压区中的最大 I^2R 功率耗散出现在 V_{IN} 最小之时，因此我们可以采用下式来确定升压区的最大可容许 $R_{DS(ON)}$ ：

$$P_{M1} = P_{R} \cong \left(\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_{\tau} \right) W$$

$$1.3W \cong \left(\left(\frac{12V}{8V} \cdot 5A \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot 1.5 \right) W, \text{ 因此：}$$

$$R_{DS(ON)} < 15.4m\Omega$$

应用信息

Fairchild FDMS7672 可满足该规格，其在 $V_{GS} = 4.5V$ 的条件下具有约 $6.9m\Omega$ 的最大 $R_{DS(ON)}$ (在 $125^\circ C$ 时约为 $10m\Omega$)。检查最大 V_{IN} 和最小 V_{OUT} 条件下降压区中的功率耗散：

$$P_{M1} = P_{I^2R} + P_{SWITCHING}$$

$$\cong \left(\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_\tau \right) + (V_{IN} \cdot I_{OUT} \cdot f \cdot t_{RF1}) W$$

$$P_{M1} \cong \left(\left(\frac{12V}{25V} \cdot 5A \right)^2 \cdot 6.9m\Omega \cdot 1.5 \right) + (25V \cdot 5A \cdot 350k \cdot 20ns)$$

$$= 0.06W + 0.88W = 0.94W$$

可通过选择一个较低的开关频率来降低 $0.88W$ 的最大开关功耗。由于该计算是近似的，因此应在 PCB 上测量实际的上升和下降时间以获得更好的功耗估计。

当电路工作于降压区时，M2 中的最大功率耗散出现在最大输入电压下。若采用 $6.9m\Omega$ Fairchild FDMS7672，则功率耗散为：

$$P_{(M2,BUCK)} \cong \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_\tau W$$

$$P_{(M2,BUCK)} \cong \left(\frac{25V - 12V}{25V} \cdot (5A) \right)^2 \cdot 6.9m\Omega \cdot 1.5 = 0.13W$$

选择 M3 和 M4：当输出电压为 $12V$ ，我们需要具有 $20V$ 或更高额定电压的 MOSFET。

当输入电压最小和输出电流最高且工作在升压模式时，开关的功耗最大。对于开关 M3，功率耗散为：

$$P_{M3} = P_{I^2R} + P_{SWITCHING} \cong$$

$$\left(\frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_\tau \right)$$

$$+ \left(V_{OUT}^2 \cdot I_{OUT} \cdot f \cdot \frac{t_{RF2}}{V_{IN}} \right) W$$

如“功率 MOSFET 的选择和效率考虑”部分所述。

开关 M4 中的最大功率耗散为：

$$P_{(M4,BOOST)} \cong \left(\frac{V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \cdot I_{OUT}^2 \cdot \rho_\tau \cdot R_{DS(ON)} \right) W$$

Fairchild FDMS7672 也可用于 M3 和 M4。假设上升和下降时间为 $20ns$ ，则 $8V$ 最小输入电压下的功率损耗计算值为 $0.82W$ (对于 M3) 和 $0.39W$ (对于 M4)。

输出电压：输出电压为 $12V$ 。将 R_{FBOUT2} 选择为 $20k$ 。 R_{FBOUT1} 为：

$$R_{FBOUT1} = \left(\frac{V_{OUT}}{1.207V} - 1 \right) \cdot R_{FBOUT2}$$

选择 R_{FBOUT1} 为 $178k$ 。 R_{FBOUT1} 和 R_{FBOUT2} 均应具有不超过 1% 的容差。

电容：输入电容选用一个低 ESR ($5m\Omega$) 的电容网络。在该模式中，最大纹波为：

$$\Delta V_{(BUCK,ESR)} \cong \frac{V_{IN(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX)}}{V_{OUT(MIN)}} \cdot ESR$$

$$\Delta V_{(BUCK,ESR)} \cong \frac{25V \cdot 5A}{12V} \cdot 5m\Omega = 52mV$$

假设 ESR 对纹波起主导作用。

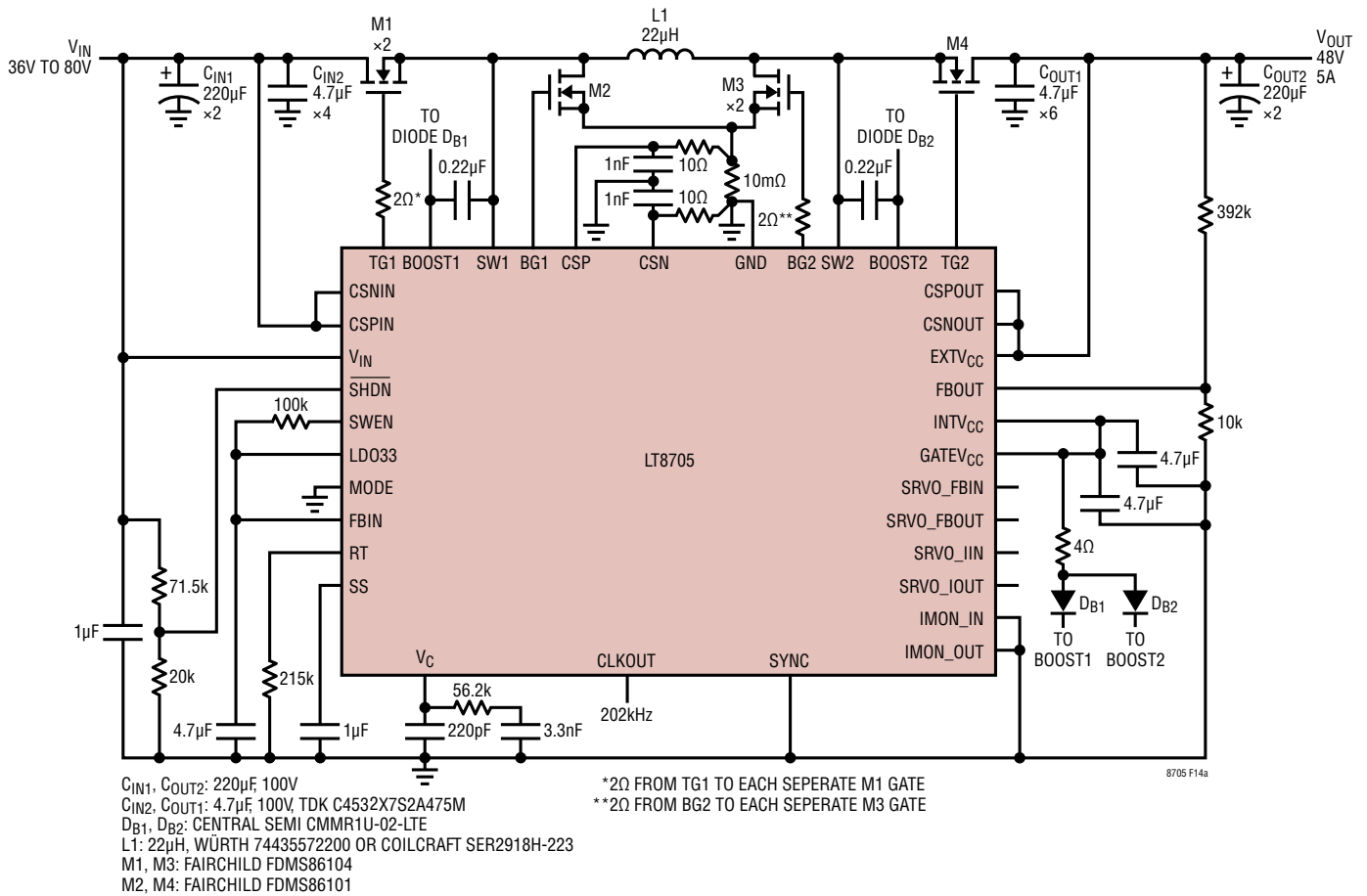
当 C_{OUT} 网络的 ESR 为 $5m\Omega$ 时，将最大输出电压纹波设定为：

$$\Delta V_{(BOOST,ESR)} \cong \frac{V_{OUT(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \cdot ESR$$

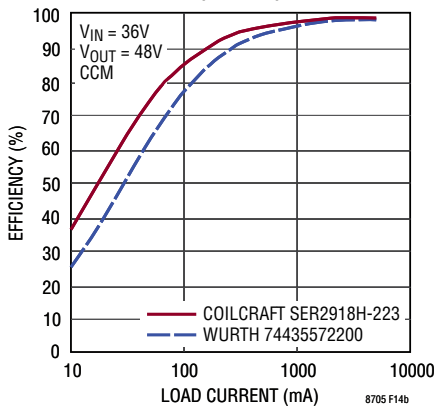
$$\Delta V_{(BOOST,ESR)} \cong \frac{12V \cdot 5A}{8V} \cdot 5m\Omega = 37.5mV$$

假设 ESR 对纹波起支配作用。

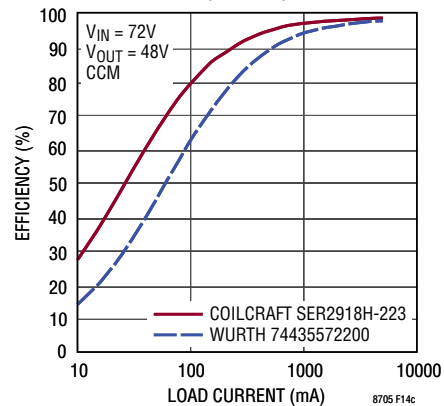
应用信息



效率与输出电流的关系
(升压区)



效率与输出电流的关系
(降压区)

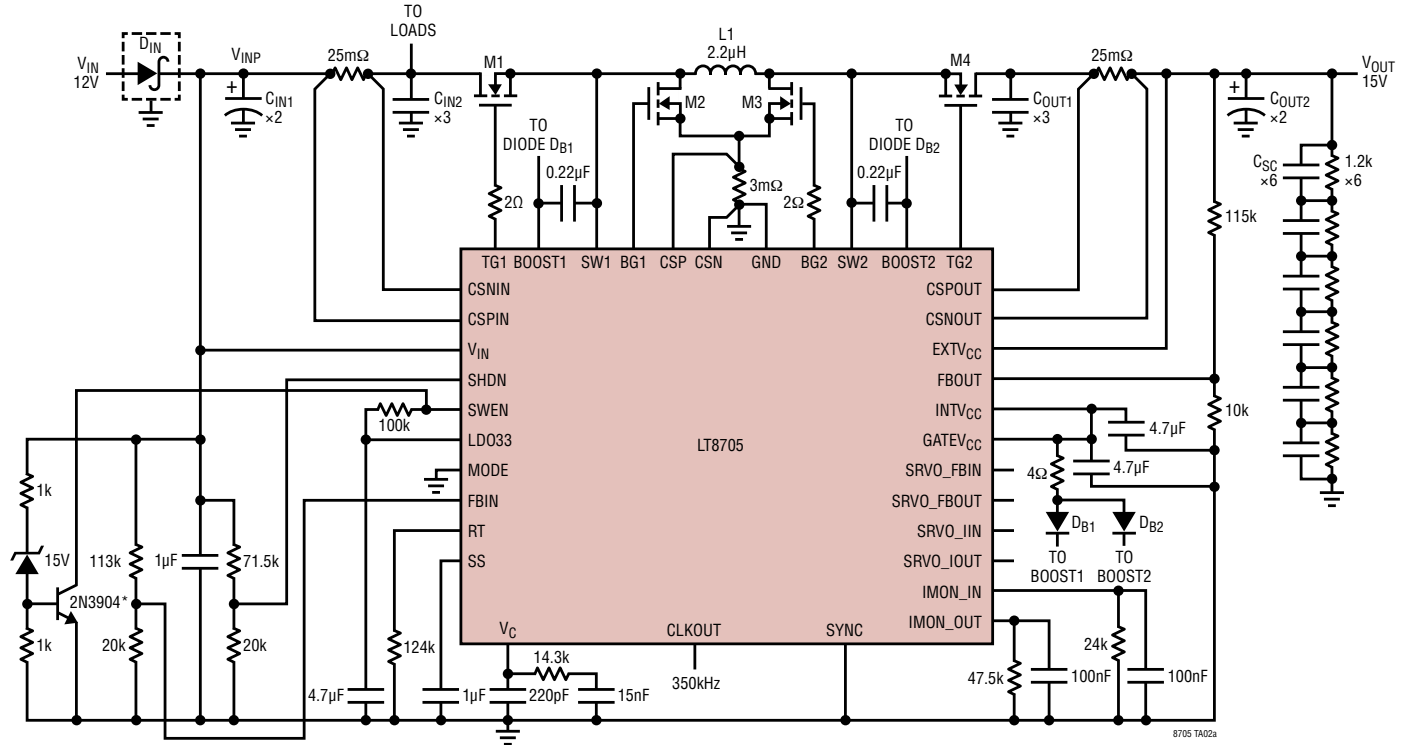


注：见本产品手册首页和“典型性能特征”部分，以查看采用 Coilcraft 电感的该应用电路的更多曲线。也可采用较小的 Würth 电感来替换 Coilcraft 电感，只是效率略有下降。

图 14：电信电压稳定器

典型应用

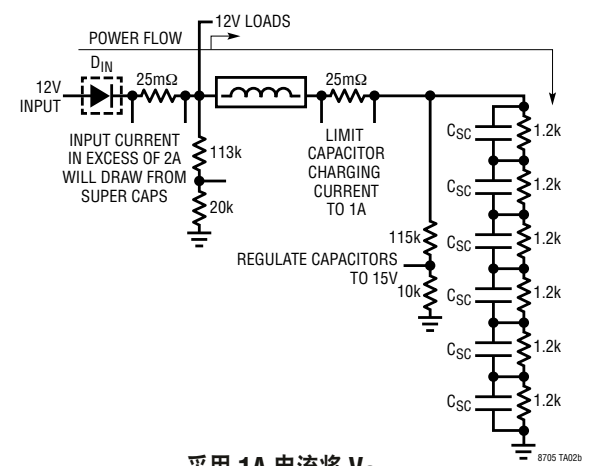
超级电容后备电源



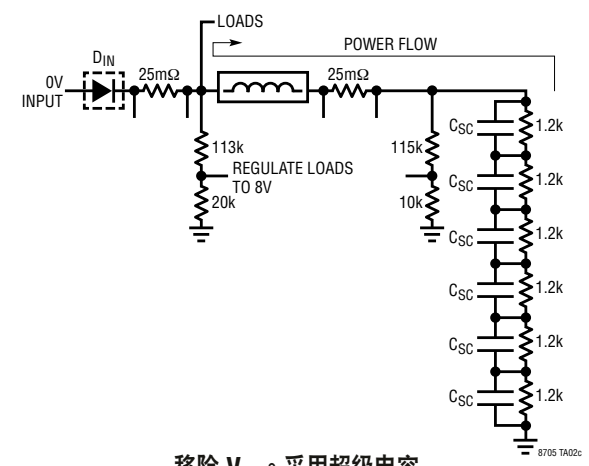
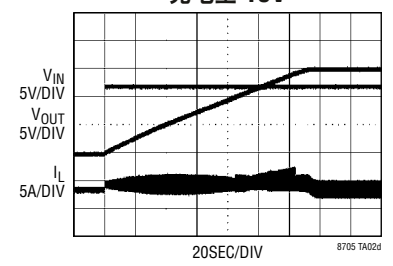
C_{IN1}, C_{OUT2}: 100μF, 20V SANYO OS-CON 205A100M
 C_{IN2}, C_{OUT1}: 22μF, 25V, TDK C4532X741E226M
 C_{SC}: 60F, 2.5V COOPER BUSSMAN HB1840-2R5606-R

D_{IN}: APPROPRIATE 2A SCHOTTKY DIODE OR IDEAL DIODE SUCH AS LTC4358, LTC4412, LTC4352, ETC.
 D_{B1}, D_{B2}: CENTRAL SEMI CMMR1U-02-LTE
 L1: 2.2μH, VISHAY IHLP-5050CE-01-2R2-M-01
 M1-M4: FAIRCHILD FDMS7698

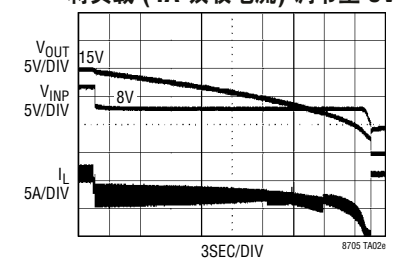
* INPUT SIDE OVERVOLTAGE PROTECTION WHEN CONVERTER IS DRAWING CURRENT FROM THE SUPER CAPACITORS



采用 1A 电流将 V_{OUT} 充电至 15V



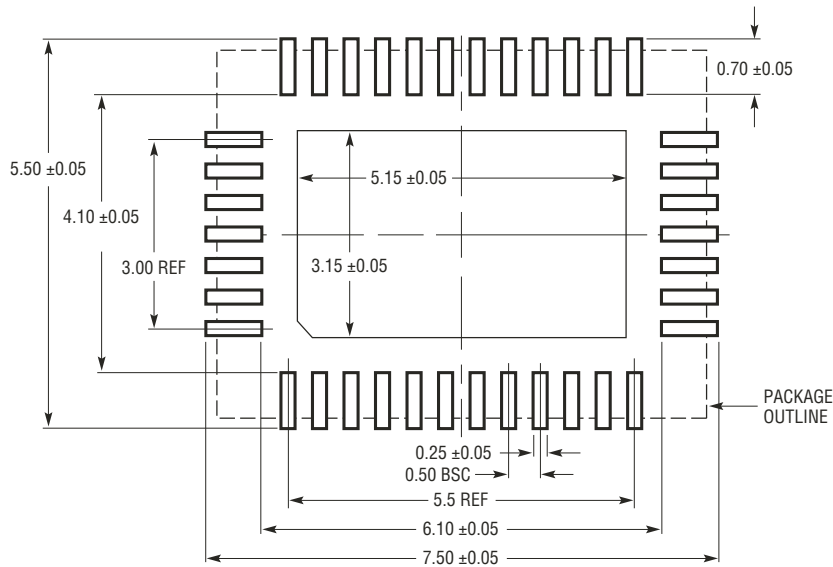
移除 VIN。采用超级电容将负载 (4A 吸收电流) 调节至 8V



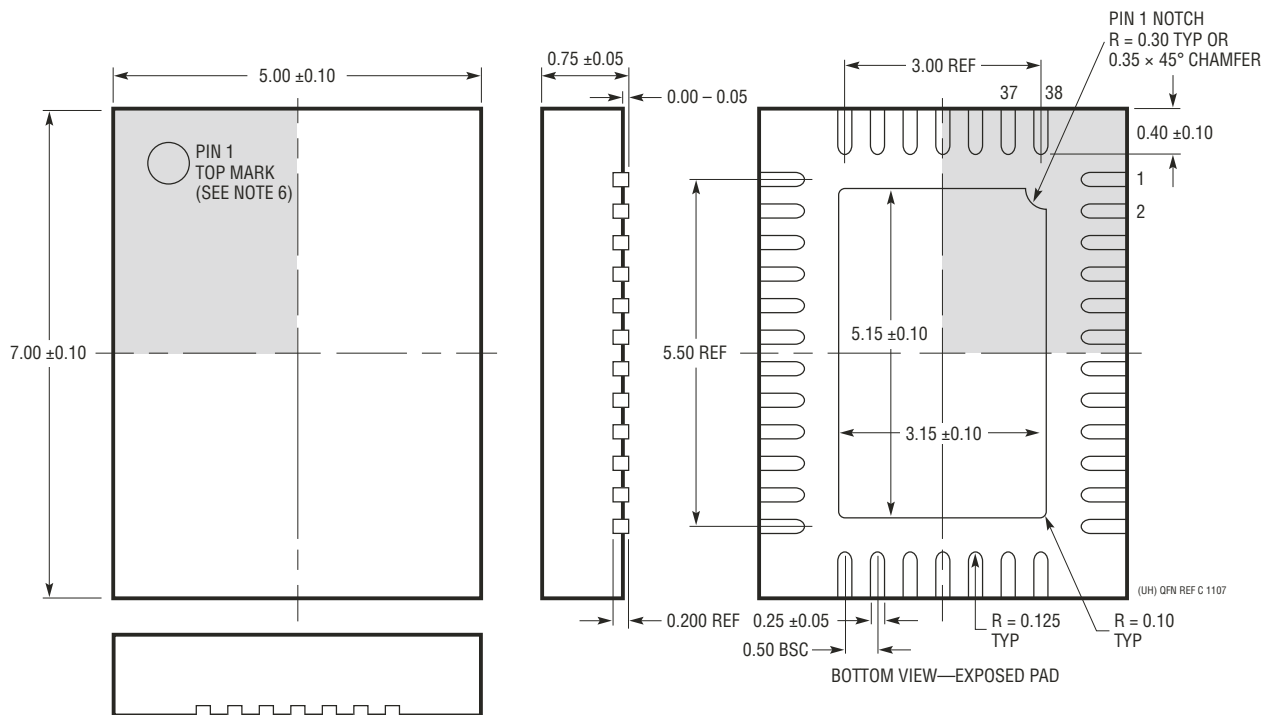
封装描述

如需了解最近的封装图样，请登录 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>

UHF 封装 38 引脚塑料 QFN (5mm × 7mm) (参考 LTC DWG # 05-08-1701 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



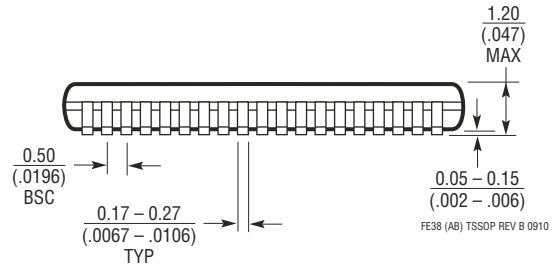
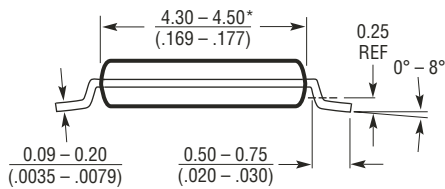
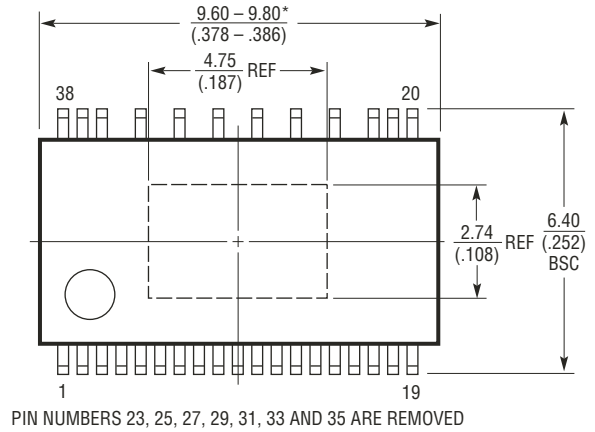
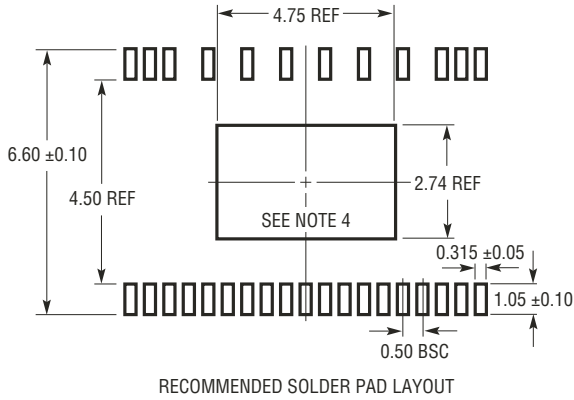
- NOTE:
1. DRAWING CONFORMS TO JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-220 VARIATION WHKD
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm 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

如需了解最近的封装图样，请登录 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>

FE 封装
封装变化：FE38 (31)
38 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1665 Rev B)
裸露衬垫变化 AB



NOTE:

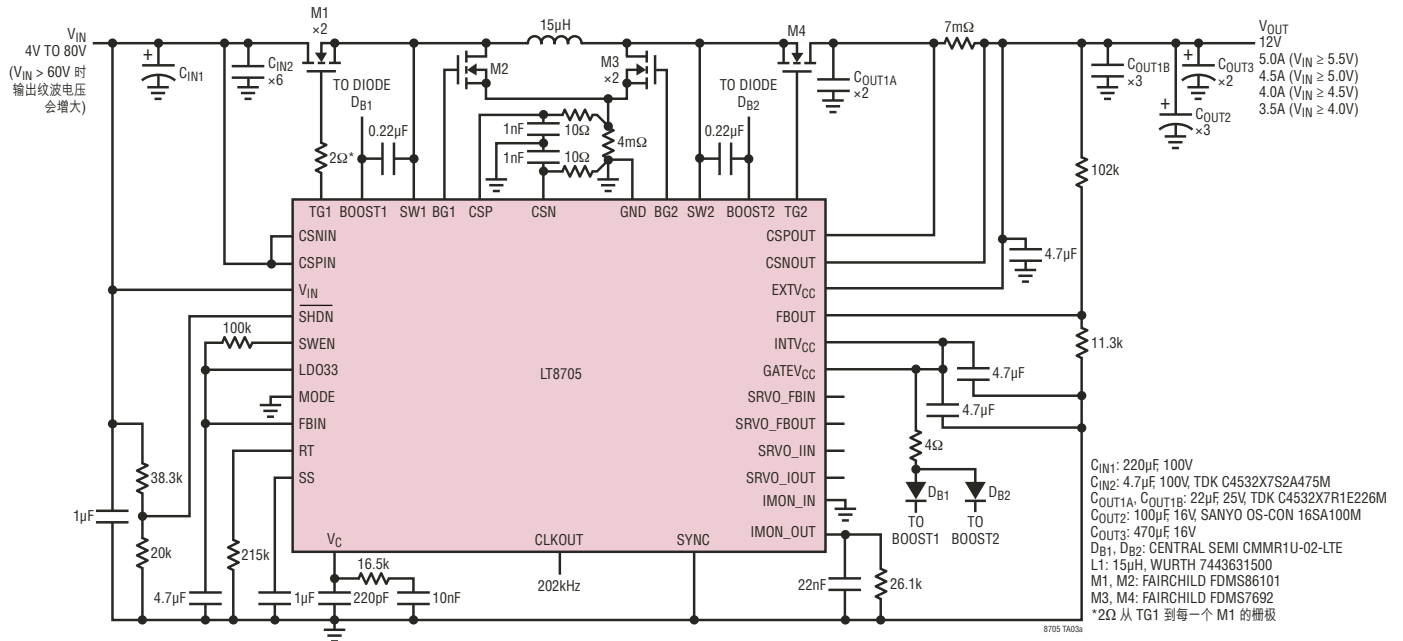
1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
 2. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)
 3. DRAWING NOT TO SCALE
 4. RECOMMENDED MINIMUM PCB METAL SIZE FOR EXPOSED PAD ATTACHMENT
- *DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.150mm (.006") PER SIDE

修改记录

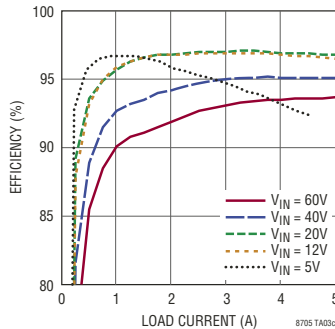
Rev	日期	描述	页码
A	12/13	将“启动”段落下的 0.4V 改为 0.35V 将 9mΩ 电阻值改为 10mΩ 增设 1kΩ 电阻与 15V 齐纳二极管相串联	14 39 40

典型应用

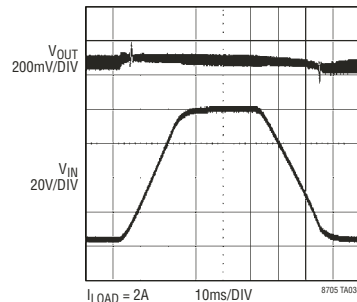
12V 输出转换器可接受 4V 至 80V 输入 (起动最低需要 5.5V 电压)



效率与输出电流的关系



输入瞬变 (4V 至 80V)



典型应用

器件型号	描述	备注
LT3791-1	60V 高效率 (达 98%) 同步四开关降压-升压型 DC/DC 控制器	$4.7V \leq V_{IN} \leq 60V$, $1.2V \leq V_{OUT} < 60V$, 调节 V_{OUT} 、 I_{OUT} 或 I_{IN} , TSSOP-38 封装
LTC3789	高效率 (达 98%) 同步四开关降压-升压型 DC/DC 控制器	$4V \leq V_{IN} \leq 38V$, $0.8V \leq V_{OUT} \leq 38V$, SSOP-28 封装, 4mm x 5mm QFN-28 封装
LT3758	高输入电压、升压、反激式、SEPIC 和负输出控制器	$5.5V \leq V_{IN} \leq 100V$, 正或负 V_{OUT} , 3mm x 3mm DFN-10 封装或 MSOP-10E 封装
LTC3115-1	40V、2A 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	$2.7V \leq V_{IN} \leq 40V$, $2.7V \leq V_{OUT} \leq 40V$, 4mm x 5mm DFN-16 封装, TSSOP-20 封装
LTM4609	高效率降压-升压型 DC/DC µModule 稳压器	$4.5V \leq V_{IN} \leq 36V$, $0.8V \leq V_{OUT} \leq 34V$, 15mm x 15mm x 2.8mm