

双向、多相、 同步降压或升压型控制器

特点

- 独特的架构可实现输入电压、输出电压或电流的动态调节
- V_{HIGH} 电压高达 100V
- V_{LOW} 电压高达 30V
- 同步整流：效率高达 97%
- LTC 专有的高级电流模式控制
- 在整个温度范围内提供了 $\pm 1\%$ 的电压调节准确度
- 用于降压和升压操作的准确、可编程输出电流监视和调节
- 可选的降压和升压电流检测限值
- 可编程 $DRV_{CC}/EXTV_{CC}$ 优化了效率
- 可编程 V_{HIGH} UV 和 OV 门限
- 可编程 V_{LOW} OV 门限
- 可锁相频率：60kHz 至 460kHz
- 多相 / 多 IC 操作 (多达 12 相)
- 可选的 CCM/DCM 模式
- 耐热性能增强型 48 引脚 LQFP 封装

应用

- 汽车 48V/12V 双电池系统
- 备份电源系统

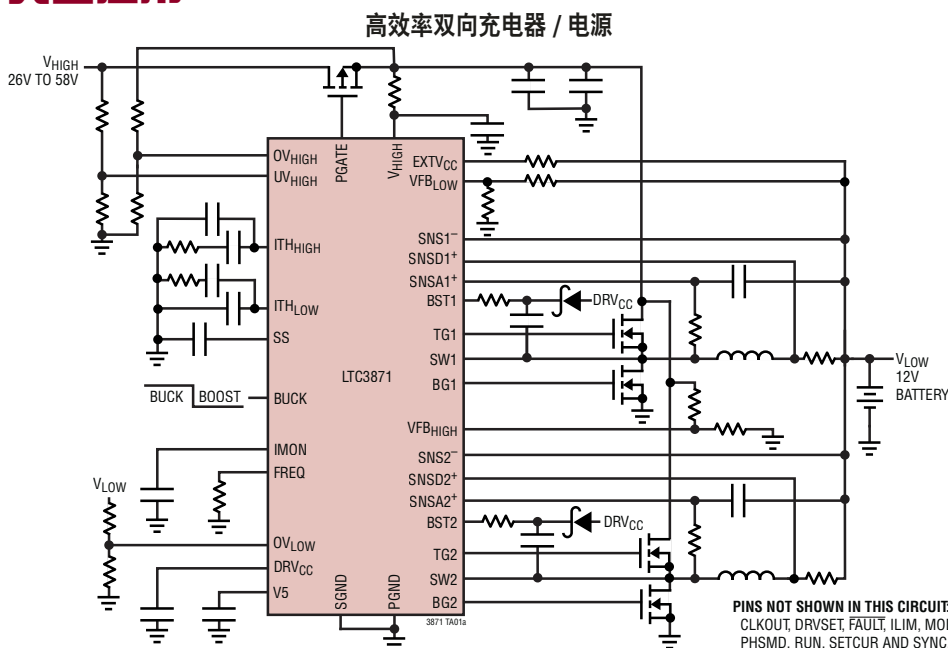
描述

LTC®3871 是一款高性能、双向降压或升压型开关稳压控制器，可按需工作于降压或升压模式。该器件可根据一个控制信号在降压模式中执行从 V_{HIGH} 至 V_{LOW} 的调节，以及在升压模式中实施从 V_{LOW} 至 V_{HIGH} 的调节，从而使其非常适合 48V / 12V 汽车双电池系统。一个准确的电流设置环路负责调节可在任一方向上输送的最大电流。LTC3871 通过把能量从一个电池转换至另一个电池而使两个电池能够同时向负载提供电能。

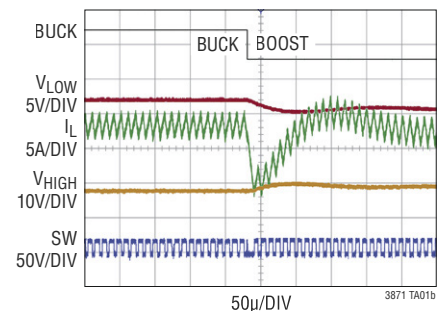
该器件专有的恒定频率电流模式架构改善了信噪比，可实现低噪声操作并在相位之间提供了极佳的电流匹配。其他特点包括不连续或连续操作模式、过压 / 欠压 (OV/UV) 监视器、用于降压和升压操作的独立环路控制、准确的输出电流监视和过流保护功能。

LT、LT-、LTC、LTM、Linear Technology、Linear 标识、 μ Module、PolyPhase 和 OPTI-LOOP 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。受包括第 5481178、5705919、5929620、6177787、6580258、6100678、6144154、6304066 号美国专利的保护。

典型应用



降压至升压转换



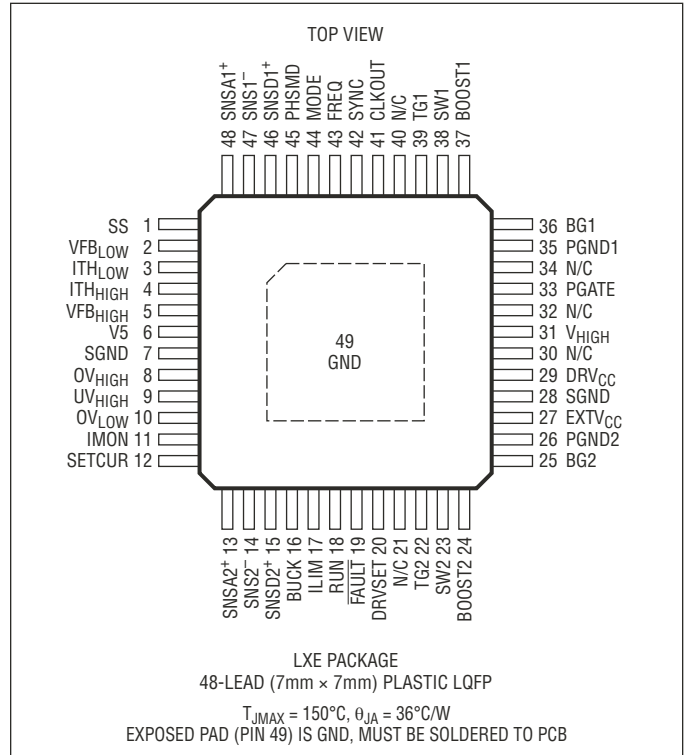
LTC3871

绝对最大额定值

(注 1)

V_{HIGH}	-0.3V 至 100V
顶端驱动器电压 (BOOST1, BOOST2) ...	-0.3V 至 111V
开关电压 (SW1, SW2)	-5V 至 100V
电流检测电压	
(SNSA ⁺ 、SNS ⁻ 、SNSD ⁺ 通道 1 和 2) ..	-0.3V 至 34V
(BOOST1-SW1), (BOOST2-SW2)	-0.3V 至 11V
EXTV _{CC}	-0.3V 至 34V
DRV _{CC}	-0.3V 至 11V
VFB _{HIGH} , VFB _{LOW}	-0.3V 至 V5
MODE, SS 电压	-0.3V 至 V5
RUN	-0.3V 至 6V
FAULT, SETCUR 电压	-0.3V 至 V5
ILIM、DRVSET、BUCK 电压	-0.3V 至 V5
OV _{HIGH} 、UV _{HIGH} 、OV _{LOW} 电压	-0.3V 至 6V
SYNC、PHSMID 电压	-0.3V 至 V5
工作结温范围 (注 2、3)	-40°C 至 150°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C
DRV _{CC} /EXTV _{CC} 峰值电流	100mA

引脚配置



订购信息

(<http://www.linear.com.cn/product/LTC3871#orderinfo>)

无铅涂层	器件标记*	封装描述	温度范围
LTC3871ELXE#PBF	LTC3871	48 引脚 (7mm x 7mm) 塑料 LQFP	-40°C 至 125°C
LTC3871ILXE#PBF	LTC3871	48 引脚 (7mm x 7mm) 塑料 LQFP	-40°C 至 125°C
LTC3871HLXE#PBF	LTC3871	48 引脚 (7mm x 7mm) 塑料 LQFP	-40°C 至 150°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。* 温度等级请见集装箱上的标识。
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/>

电气特性 凡标注 ● 表示该指标适合规定的工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{\text{HIGH}} = 50\text{V}$ ， $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ ，除非特别注明 (注 2)。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{HIGH}	V_{HIGH} 电源电压范围		5		100	V
V_{LOW}	V_{LOW} 电源电压范围	$V_{\text{HIGH}} > 5\text{V}$	1.2		30	V
	V_{LOW} 稳定反馈电压	(注 4)； $I_{\text{TH}_{\text{LOW}}}$ 电压 = 1.5V	● 1.188	1.200	1.212	V
	V_{HIGH} 稳定反馈电压	(注 4)； $I_{\text{TH}_{\text{HIGH}}}$ 电压 = 0.5V	● 1.185	1.200	1.215	V
	V_{LOW} EA 反馈电流	(注 4)		-115	-200	nA
	V_{HIGH} EA 反馈电流	(注 4)		-115	-200	nA
	基准电压调节	(注 4)； $V_{\text{HIGH}} = 7\text{V}$ 至 80V		0.02	0.2	%
	$V_{\text{LOW}}/V_{\text{HIGH}}$ 电压负载调节	在伺服环路中测量； ΔI_{TH} 电压 = 1V 至 1.5V		0.01	0.2	%
		在伺服环路中测量； ΔI_{TH} 电压 = 1V 至 0.5V		-0.01	-0.2	%
$g_{\text{m-buck}}$	跨导放大器 $g_{\text{m-buck}}$	(注 4)； $I_{\text{TH}_{\text{LOW}}} = 1.5\text{V}$ ；吸收 / 供应 $5\mu\text{A}$		2		mmho
$g_{\text{m-boost}}$	跨导放大器 $g_{\text{m-boost}}$	(注 4)； $I_{\text{TH}_{\text{HIGH}}} = 0.5\text{V}$ ；吸收 / 供应 $5\mu\text{A}$		1		mmho
I_{Q}	V_{HIGH} DC 电源电流	(注 5)		8	14	mA
	停机 (V_{HIGH})	$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$ ； $V_{\text{HIGH}} = 50\text{V}$		140		μA
	欠压闭锁	V_5 斜坡下降	3.7	4.15	4.5	V
	欠压迟滞			0.5		V
	RUN 引脚接通门限	V_{RUN} 逐渐上升	1.1	1.22	1.35	V
	RUN 引脚接通迟滞		80		mV	
	RUN 引脚供电电流	$V_{\text{RUN}} < 1.2$	● 1	2		μA
	RUN 引脚供电电流	$V_{\text{RUN}} > 1.3$	● 3	6.5		μA
I_{SS}	软起动充电电流	$V_{\text{SS}} = 1.2\text{V}$	0.9	1.25	1.7	μA
$I_{\text{SNSA}+1,2}$	电流检测引脚电流			0.1	± 1	μA
$I_{\text{SNSD}+1,2}$	电流检测引脚电流			0.01	± 1	μA
$I_{\text{SNS}-1,2}$	电流检测引脚电流			1.5		mA
	总 DC 检测信号增益	DCR 配置		5		V/V
	ILIM 引脚输入电阻			100		k Ω
I_{SETCUR}	用以设置初始电流限值的电流		● 6.75	7.5	8.25	μA
	与最大电流下的 V_{LOW} 成比例的 IMON 电流	$V_{\text{ILIM}} = \text{浮动}$ ； $R_{\text{SENSE}} = 3\text{m}\Omega$			± 10	%
	IMON 零电流电压		1.225	1.25	1.275	V
	SENSE 引脚至 IMON 增益	$V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$ ， $1/4 V_{\text{V}_5}$ ，浮动			38	
$V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V}_5}$ ， V_{V_5}				19		V/V
	TG 上拉导通电阻			5		Ω
	TG 下拉导通电阻			2.5		Ω
	BG 驱动器上拉导通电阻			5		Ω
	BG 驱动器下拉导通电阻			2.5		Ω
	总 DC 检测信号增益	R_{SENSE} 配置		4		V/V
	最大占空比	降压模式	96	98		%
		升压模式		92		%

电气特性

凡标注 ● 表示该指标适合规定的工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{\text{HIGH}} = 50\text{V}$ ， $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ ，除非特别注明 (注 2)。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{\text{SENSE(MAX)}}^{\text{(DCR 检测)}}$	最大电流检测门限 (降压和升压模式)	0°C 至 150°C $V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$	● 8	10	14.5	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$	● 17	20	24	mV
		$V_{\text{ILIM}} = \text{浮动}$	● 26.5	30	33.5	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$	● 36	40	44.5	mV
		$V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● 44.5	50	55.5	mV
$V_{\text{SENSE(MAX)}}^{\text{(RSENSE 检测)}}$	最大电流检测门限 (降压和升压模式)	0°C 至 150°C $V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$	● 10	12.5	18.2	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$	● 21.3	25	30	mV
		$V_{\text{ILIM}} = \text{浮动}$	● 33.2	37.5	41.9	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$	● 45	50	55.6	mV
		$V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● 55.6	62.5	69.4	mV
$V_{\text{SENSE(MAX)}}^{\text{(DCR 检测)}}$	最大电流检测门限 (降压和升压模式)	-40°C 至 150°C $V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$	● 7	10	14.5	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$	● 16	20	24	mV
		$V_{\text{ILIM}} = \text{浮动}$	● 26	30	33.5	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$	● 35	40	44.5	mV
		$V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● 42	50	55.5	mV
$V_{\text{SENSE(MAX)}}^{\text{(RSENSE 检测)}}$	最大电流检测门限 (降压和升压模式)	-40°C 至 150°C $V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$	● 8.8	12.5	18.2	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$	● 20	25	30	mV
		$V_{\text{ILIM}} = \text{浮动}$	● 32.5	37.5	41.9	mV
		$V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$	● 43.8	50	55.6	mV
		$V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● 52.5	62.5	69.4	mV
TG t_r	上管栅极上升时间	(注 6)		60		ns
TG t_f	上管栅极下降时间					
BG t_r	下管栅极上升时间	(注 6)		60		ns
BG t_f	下管栅极下降时间					
	上管栅极关断至下管栅极接通延迟 同步接通延迟时间	(注 6) $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		60		ns
	下管栅极关断至上管栅极接通延迟 上管接通延迟时间	(注 6) $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		60		ns
	V5 调节电压	$6\text{V} < V_{\text{DRVCC}} < 10\text{V}$	5.3	5.5	5.7	V
	V5 负载调节	$I_{\text{V5}} = 0\text{mA}$ 至 20mA		0.5	1	%
V_{DRVCC}	DRVCC 调节电压	$12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 30\text{V}$ ， $V_{\text{DRVSET}} = V_{\text{V5}}$	9.5	10	10.5	V
		$12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 30\text{V}$ ， $V_{\text{DRVSET}} = 3/4 V_{\text{V5}}$	8.5	9	9.5	V
		$12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 30\text{V}$ ， $V_{\text{DRVSET}} = \text{浮动}$	7.5	8	8.5	V
		$12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 30\text{V}$ ， $V_{\text{DRVSET}} = 1/4 V_{\text{V5}}$	6.5	7	7.5	V
		$12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 30\text{V}$ ， $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$	5.5	6	6.5	V
	DRVCC 负载调节	$I_{\text{CC}} = 0\text{mA}$ 至 20mA ， $V_{\text{EXTVCC}} = 10\text{V}$		0.2	1	%
V_{EXTVCC}	EXTVCC 切换电压	EXTVCC 正向斜坡上升		DRVCC - 0.5V		V
	EXTVCC 迟滞			10		%
CLKOUT 定相	相对于通道 1 的相位	$V_{\text{PHSMD}} = 0\text{V}$		60		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = 1/4 V_{\text{V5}}$		60		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = \text{浮动}$		90		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = 3/4 V_{\text{V5}}$		45		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = V_{\text{V5}}$		240		Deg

电气特性

凡标注 ● 表示该指标适合规定的工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{\text{HIGH}} = 50\text{V}$ ， $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ ，除非特别注明 (注 2)。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
SYNC 定相	相对于通道 1 的相位	$V_{\text{PHSMD}} = 0\text{V}$		0		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = 1/4 V_{\text{V5}}$		90		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = \text{浮动}$		0		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = 3/4 V_{\text{V5}}$		0		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = V_{\text{V5}}$		0		Deg
通道至通道定相	通道 1 至通道 2	$V_{\text{PHSMD}} = 0\text{V}$		180		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = 1/4 V_{\text{V5}}$		180		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = \text{浮动}$		180		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = 3/4 V_{\text{V5}}$		180		Deg
		$V_{\text{PHSMD}} = V_{\text{V5}}$		120		Deg
CLKOUT _{HI}	时钟输出高电压	$I_{\text{LOAD}} = 0.5\text{mA}$	5.2	5.5		V
CLKOUT _{LO}	时钟输出低电压	$I_{\text{LOAD}} = -0.5\text{mA}$		0	0.2	V
V_{SYNC}	同步输入门限	V_{SYNC} 逐渐上升	2			V
		V_{SYNC} 逐渐下降			1.2	V
	标称频率	$R_{\text{FREQ}} = 51.1\text{k}\Omega$	180	200	220	kHz
f_{LOW}	低的固定频率	$R_{\text{FREQ}} = \leq 20\text{k}\Omega$	40	50	60	kHz
f_{HIGH}	高的固定频率	$R_{\text{FREQ}} = 117\text{k}\Omega$	450	500	550	kHz
	可同步频率	SYNC = 外部时钟	● 60		460	kHz
	SYNC 输入电阻			100		k Ω
I_{FREQ}	频率设定电流		● 18	20	22	μA
	FAULT 电压低	$I_{\text{FAULT}} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
	FAULT 漏电流	$V_{\text{FAULT}} = 5.5\text{V}$			± 1	μA
	FAULT 延迟	逐渐走低		125		μs
	V_{LOW} OV 比较器门限		1.15	1.2	1.25	V
	V_{LOW} OV 比较器迟滞	$V_{\text{OVLOW}} > 1.2\text{V}$		5		μA
	V_{HIGH} OV 比较器门限		1.15	1.2	1.25	V
	V_{HIGH} OV 比较器迟滞	$V_{\text{OVHIGH}} > 1.2\text{V}$		5		μA
	V_{HIGH} UV 比较器门限		1.15	1.2	1.25	V
	V_{HIGH} UV 比较器迟滞	$V_{\text{UVHIGH}} < 1.2\text{V}$		5		μA
	BUCK 引脚上拉电阻	BUCK 引脚至 V_5		200		k Ω

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：LTC3871 在脉冲负载条件下进行测试以使 $T_J \approx T_A$ 。LTC3871E 的性能指标在 0°C 至 85°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。LTC3871I 保证在 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内满足性能规格。LTC3871H 的规格指标则在 -40°C 至 150°C 的整个工作结温范围内有所保证。高结温会缩减工作寿命；当结温超过 125°C 时，工作寿命做降额处理。请注意，与这些规格指标相符的最大环境温度由特定的工作条件与电路板布局、封装的额定热阻及其他环境因素共同决定。

注 3： T_J 根据下式由环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 来计算： $T_J = T_A + (P_D \cdot 36^\circ\text{C}/\text{W})$ 。

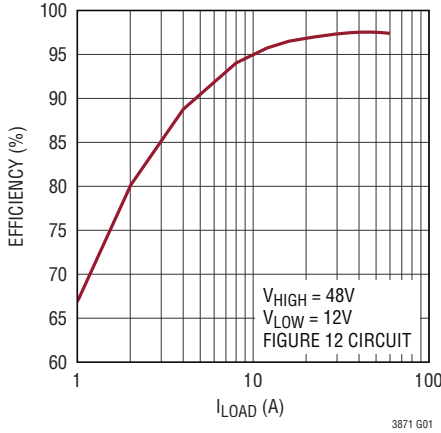
注 4：LTC3871 在一个把 V_{ITHHIGH} 和 V_{ITHLLOW} 维持在一个规定电压并分别测量最终产生之 V_{FBHIGH} 和 V_{FBLow} 的反馈环路中测试。

注 5：由于以开关频率充放的栅极电荷的原因，动态电源电流较高。请见「应用信息」。

注 6：上升和下降时间是采用 10% 和 90% 的电平测量的。延迟时间是采用 50% 的电平测量的。

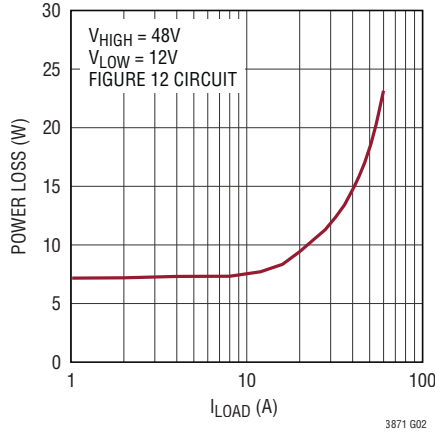
典型性能特征

效率 (降压模式)



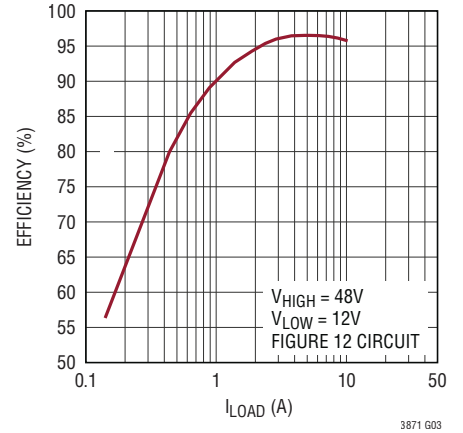
3871 G01

功率损耗 (降压模式)



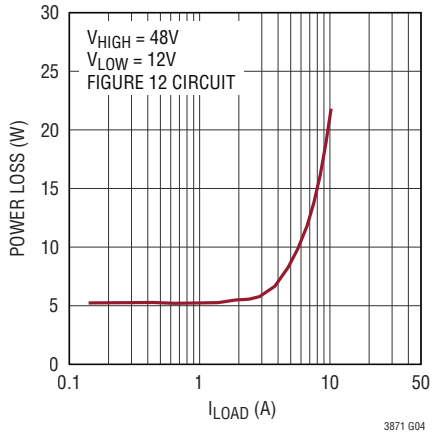
3871 G02

效率 (升压模式)



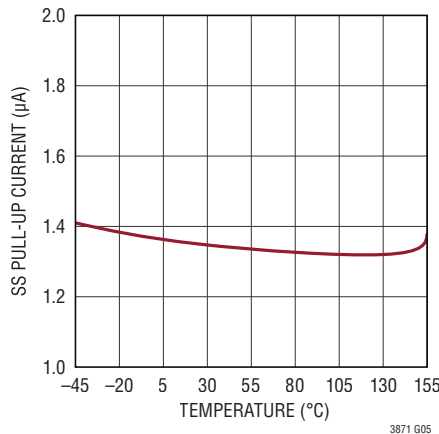
3871 G03

功率损耗 (升压模式)



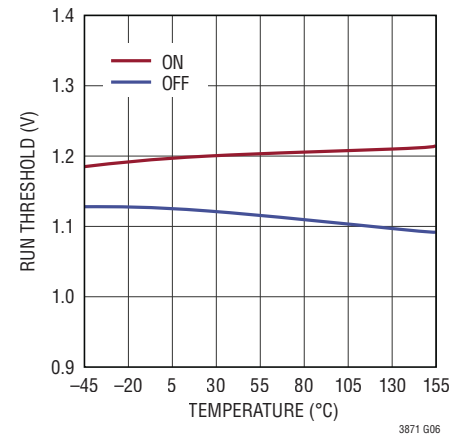
3871 G04

SS 上拉电流与温度的关系曲线



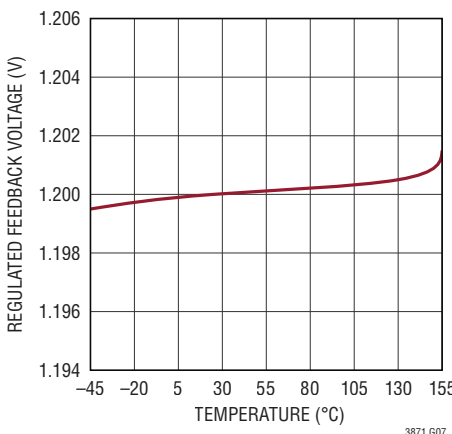
3871 G05

RUN 门限与温度的关系曲线



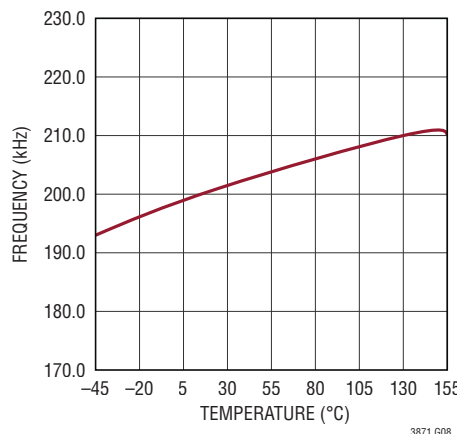
3871 G06

稳定反馈电压与温度的关系曲线



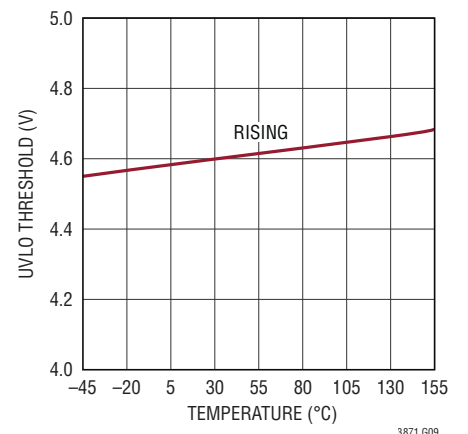
3871 G07

振荡器频率与温度的关系曲线



3871 G08

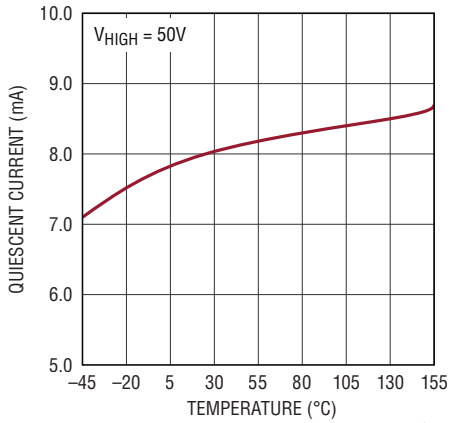
欠压闭锁门限 (V5) 与温度的关系



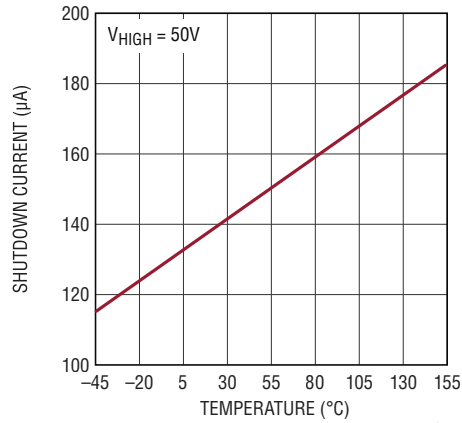
3871 G09

典型性能特征

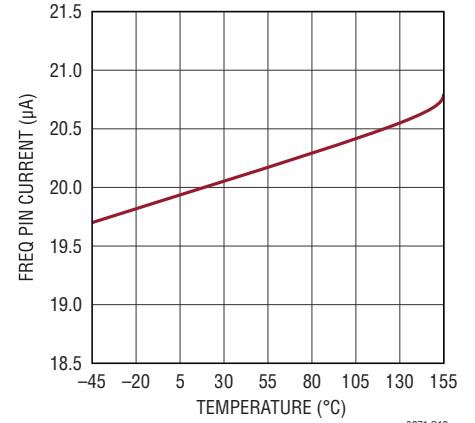
静态电流与温度的关系



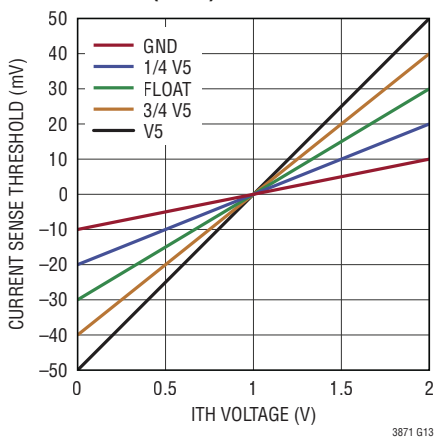
停机电流与温度的关系



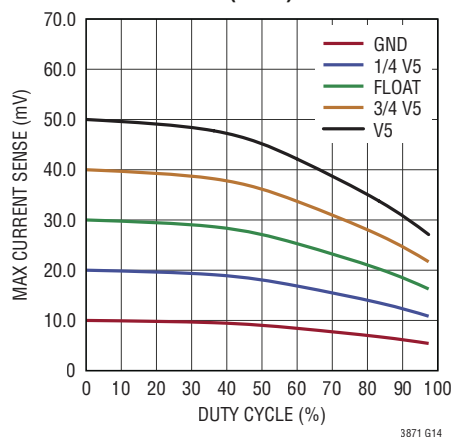
FREQ 引脚源电流与温度的关系



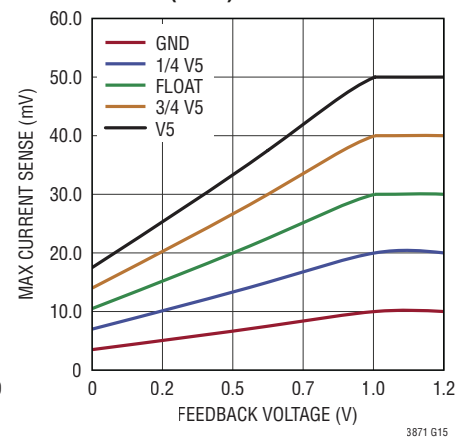
电流检测门限与 ITH 电压的关系 (DCR)



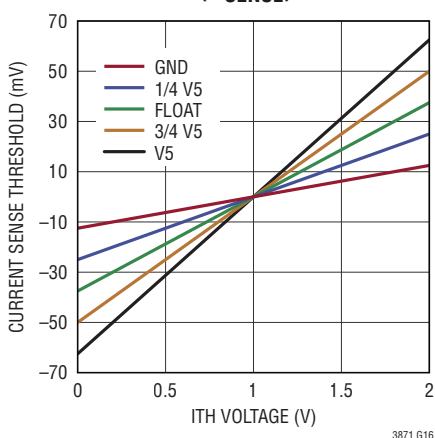
最大电流检测门限与占空比的关系 - 降压 (DCR)



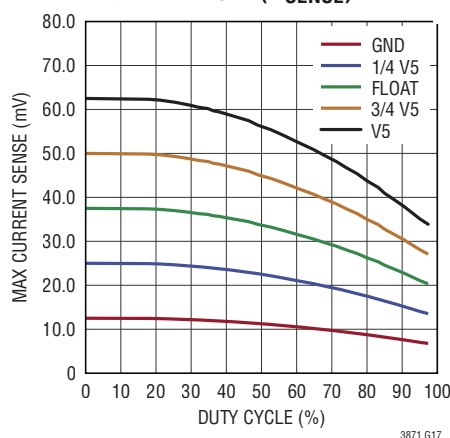
最大电流检测门限与反馈电压的关系 (DCR)



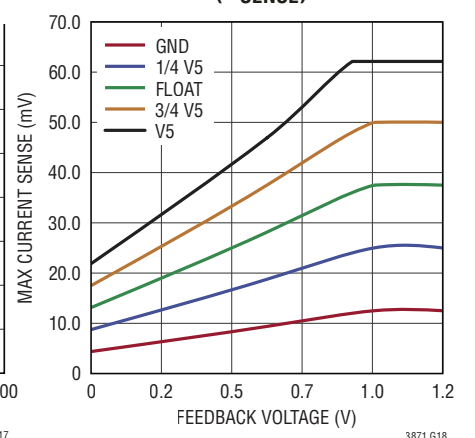
电流检测门限与 ITH 电压的关系曲线 (RSENSE)



最大电流检测门限与占空比的关系曲线 - 降压 (RSENSE)



最大电流检测门限与反馈电压的关系曲线 (RSENSE)



引脚功能

SS (引脚 1) : 软起动输入。该引脚上的电压斜坡速率设定了稳定电压的电压斜坡速率。一个接地电容器在降压模式中完成软起动。该引脚具有一个 $1.25\mu\text{A}$ 上拉电流。

VFB_{LOW} (引脚 2) : V_{LOW} 电压检测误差放大器反相输入。

ITH_{LOW}/ITH_{HIGH} (引脚 3 和 4) : 电流控制门限和误差放大器补偿点。电流比较器的门限随 ITH 控制电压而改变。

VFB_{HIGH} (引脚 5) : V_{HIGH} 电压检测误差放大器反相输入。

V5 (引脚 6) : 内部 5.5V 稳压器输出。控制电路采用该电压供电。利用一个最小 $4.7\mu\text{F}$ 的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器将该引脚旁路至 SGND。

SGND (引脚 7 和 28) : 信号地引脚。

OV_{HIGH} (引脚 8) : V_{HIGH} 过压门限设定引脚。需要一个从 V_{HIGH} 引出的电阻分压器以设定该门限。当该引脚上的电压升至超过 1.2V 跳变点时, 从该引脚输出一个 $5\mu\text{A}$ 电流以提供可在外部调节的迟滞。当 OV_{HIGH} 电压高于 3V 时, 控制器停止开关操作。

UV_{HIGH} (引脚 9) : V_{HIGH} 欠压门限设定引脚。需要一个从 V_{HIGH} 引出的电阻分压器以设定该门限。另外, 该引脚还控制 PGATE 引脚的状态。当该引脚上的电压降至低于 1.2V 跳变点时, 该引脚吸入一个 $5\mu\text{A}$ 电流以提供可在外部调节的迟滞。

OV_{LOW} (引脚 10) : V_{LOW} 过压门限设定引脚。需要一个从 V_{LOW} 引出的电阻分压器以设定该门限。当该引脚上的电压升至超过 1.2V 跳变点时, 从该引脚输出一个 $5\mu\text{A}$ 电流以提供可在外部调节的迟滞。

IMON (引脚 11) : 该引脚上的电压与 2 个通道的平均电感器电流成正比。1.25V 表示每相零平均电感器电流。

SETCUR (引脚 12) : 该引脚负责设定降压或升压模式中的最大平均电感器电流。该引脚输出 $7.5\mu\text{A}$ 电流。

SNSA1⁺/SNSA2⁺ (引脚 13 和 48) : AC 正电流检测比较器输入。这些输入放大送至 IC 电流比较器电流信号的 AC 部分。

SNS1⁻/SNS2⁻ (引脚 14 和 47) : 负电流检测比较器输入。电流比较器的负输入一般连接至 V_{LOW} 。

SNSD1⁺/SNSD2⁺ (引脚 15 和 46) : DC 正电流检测比较器输入。这些输入放大送至 IC 电流比较器电流信号的 DC 部分。

BUCK (引脚 16) : 该引脚上的电压确定了 IC 是否在调节 V_{LOW} 或 V_{HIGH} 电压 / 电流。把该引脚浮置或连接至 V5 以执行降压模式操作。把该引脚接地则可执行升压模式操作。

ILIM (引脚 17) : 电流比较器检测电压限值选择引脚。该引脚的输入阻抗为 $100\text{k}\Omega$ 。

RUN (引脚 18) : 使能控制输入。一个高于 1.22V 的电压将接通 IC。在该引脚上有一个 $2\mu\text{A}$ 的上拉电流。一旦 RUN 引脚的电压升至高于 1.22V 门限, 则上拉电流增加至 $6\mu\text{A}$ 。

FAULT (引脚 19) : 故障指示器输出。在某种故障情况下被拉至地的漏极开路输出。

DRVSET (引脚 20) : 该引脚上的电压设定值用于设置 DRV_{CC} 输出电压。该引脚的输入阻抗为 $100\text{k}\Omega$ 。

NC (引脚 21、30、32、34、40) : 不连接引脚。

TG1/TG2 (引脚 22 和 39) : 上管栅极驱动器输出。这是电压摆幅等于迭加在 SW 电压上之 DRV_{CC} 的浮置驱动器的输出。

SW1/SW2 (引脚 23 和 38) : 至电感器的开关节点连接。该引脚上的电压摆幅从地电位以下一个肖特基二极管 (外部) 的压降到 V_{HIGH} 。

BOOST1/BOOST2 (引脚 24 和 37) : 升压的浮置驱动器电源。自举电容器的 (+) 端子连接至该引脚。该引脚的电压摆幅从低于 DRV_{CC} 一个二极管压降至高达 $V_{\text{HIGH}}+DRV_{\text{CC}}$ 。

引脚功能

BG1/BG2 (引脚 25 和 36)：下管栅极驱动器输出。该引脚负责驱动位于 PGND 和 DRV_{CC} 之间的下管 N 沟道 MOSFET 的栅极。

PGND1/PGND2 (引脚 26 和 35)：电源地引脚。把该引脚连接至靠近下管 N 沟道 MOSFET 的源极、 $CDRV_{CC}$ 的 (-) 端子和 CV_{HIGH} 的 (-) 端子。

EXTV_{CC} (引脚 27)：至一个连接到 DRV_{CC} 之内部 LDO 的外部电源输入。当该引脚上的电压高于 (DRV_{CC} LDO 设定值 - 500mV) 时，该 LDO 对依靠 V_{HIGH} 供电的内部 LDO 进行旁路。

DRV_{CC} (引脚 29)：栅极驱动器电流电源 LDO 输出。该引脚上的电压可设定在 6V 至 10V 的范围内 (以 1V 增量)。利用一个最小 4.7 μ F 的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器把该引脚旁路至 PGND。

V_{HIGH} (引脚 31)：主 V_{HIGH} 电源。通过一个电容器 (0.1 μ F 至 1 μ F) 把该引脚旁路至 PGND。

PGATE (引脚 33)：用于输入短路保护的栅极驱动。如果检测到 UV_{HIGH} 故障，则 PGATE 把一个与 V_{HIGH} 轨相串联的外部 PMOS 的栅极驱动至高电平。信号摆幅从 V_{HIGH} 至 $V_{HIGH} - 15V$ 。

CLKOUT (引脚 41)：时钟输出引脚。用该引脚实现多个 LTC3871 IC 的同步。信号摆幅从 V5 至地电位。

SYNC (引脚 42)：把一个时钟信号施加至该引脚将导致内部 PLL 使内部振荡器同步至时钟信号。PLL 补偿网络被集成到 IC 上。该引脚具有一个至地的 100k 内部电阻器。

FREQ (引脚 43)：频率设定引脚。一个位于该引脚和 SGND 之间的电阻器用于设定开关频率。

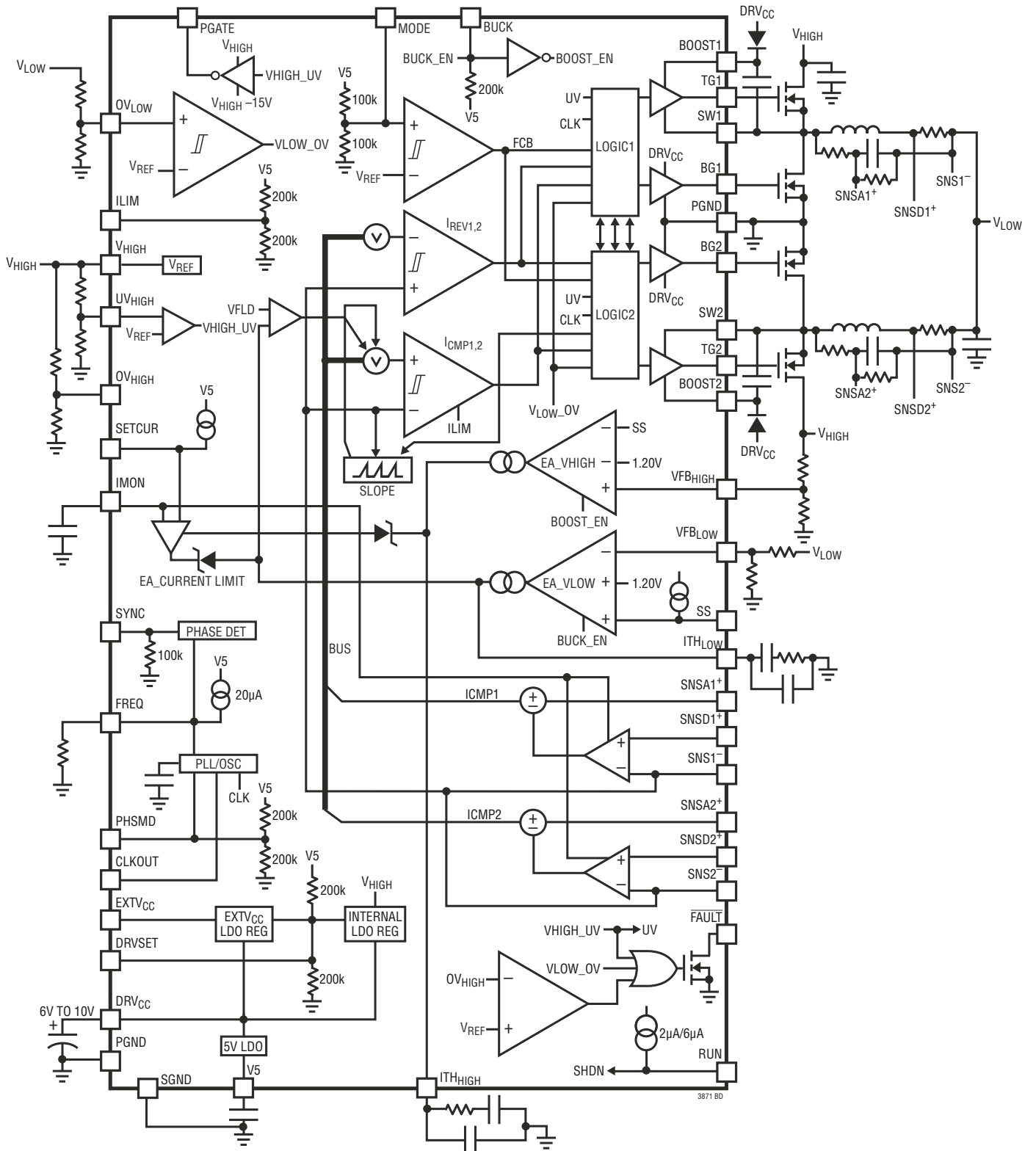
MODE (引脚 44)：把该引脚连接至 SGND 在降压或升压模式中使能强制连续模式操作。把该引脚浮置将导致执行不连续模式操作 (当处于降压模式时) 和强制连续模式操作 (当处于升压模式时)。把该引脚连接至 V5 将使能不连续模式操作 (在降压模式中) 和非同步操作 (在升压模式中)。该引脚的输入阻抗为 50k Ω 。

PHSMD (引脚 45)：相位模式引脚。该引脚负责选择 CH1 - CH2 和 CH1 - CLKOUT 定相。

GND (裸露衬垫引脚 49)：地。必须焊接至 PCB 的地以提供额定热性能。把该引脚连接至靠近下管 N 沟道 MOSFET 的源极和 V_{HIGH} 的负端子、 DRV_{CC} 、V5 旁路电容器。所有的小信号组件和补偿组件均应连接于此。信号地引脚应连接至该裸露衬垫。

方框图

具电流设置和监视功能的双向控制器



工作原理

主控制环路

LTC3871 是一款两个通道 180°或 120°异相操作的双向、恒定频率、电流模式降压型控制器。LTC3871 能够从 V_{HIGH} 输送功率至 V_{LOW} ，以及从 V_{LOW} 回送功率至 V_{HIGH} 。当功率从 V_{HIGH} 输送至 V_{LOW} 时，LTC3871 起一个峰值电流模式恒定频率降压型稳压器的作用；而当功率反向输送时，该器件则充当一个谷值电流模式恒定频率升压型稳压器。4 个控制环路 (2 个用于电流，2 个用于电压) 可在 V_{HIGH} 或 V_{LOW} 上提供电压或电流控制。LTC3871 采用一种 LTC 专有的电流检测、电流模式架构。在正常的降压模式操作期间，上管 MOSFET 在振荡器设定 RS 锁存器时每个周期接通，并在主电流比较器 I_{CMP} 使 RS 锁存器复位时关断。 I_{CMP} 使 RS 锁存器复位时的峰值电感器电流受控于 ITH 引脚上的电压，其为误差放大器 EA 的输出。该误差放大器接收反馈信号并把它与内部 1.2V 基准进行比较。当负载电流增加时，它导致反馈引脚电压相对于 1.2V 基准产生轻微的变化，接着引起 ITH 引脚的变化，直到电感器的平均电流等于新的负载电流为止。在上管 MOSFET 关断之后，下管同步 MOSFET 接通，直到下一个周期的起点为止。

主控制环路通过把 RUN 引脚拉至低电平来关断。释放 RUN 引脚将允许一个内部 $2\mu A$ 电流源上拉 RUN 引脚。当 RUN 引脚达到 1.22V 时，主控制环路被使能，IC 上电，而且上拉电流增加至 $6.5\mu A$ 。当 RUN 引脚为低电平时，所有的功能都被保持在一种受控的停机状态。

采用低 DCR 的电流检测

LTC3871 运用一种独特的架构以提升信噪比和实现低电流检测偏差。这使得该器件能够利用一个非常低数值电感器 DCR 的小电流检测信号来工作，以改善电源效率，并降低由于有可能损坏信号的开关噪声所引起的抖动。LTC3871 采用两个正电流检测引脚 (SNSD+ 和 SNSA+) 来采集信号并在内部对它们进行处理，以提供与一个具有 14dB (5 倍) 信噪比的 DCR 检测信号等效的响应。相应地，电流限制门限仍然是电感器峰值电流及其 DCR 值的一个函数，而且可

利用 ILIM 引脚准确地设定在 10mV 至 50mV 的范围内 (以 10mV 步进)。SNSD+ 引脚的滤波器时间常数 $R1 \cdot C1$ 应与输出电感器的 L/DCR 相匹配，而 SNSA+ 引脚上的滤波器应具有一个比 SNSD+ 大 5 倍的带宽， $R2 \cdot C2 = R1 \cdot C1/5$ (参阅图 3)。

采用低阻值 R_{SENSE} 的电流检测

LTC3871 也可采用一个外部低阻值 R_{SENSE} 电阻器以提高准确度。为做到这一点，SNSA+ 引脚需要一个具有比 $L/(R_{SENSE})$ 大 4 倍之带宽的滤波器时间常数 $R2 \cdot C2$ 。如图 1 所示，SNSD+ 引脚现在连接至 R_{SENSE} 电阻器。可以使用一个小的滤波电容器以滤除高频噪声 (参阅图 4)。

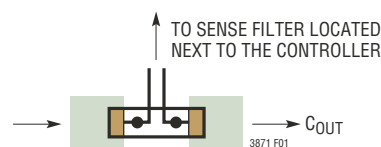


图 1：采用检测电阻器的检测线布设

DRV_{CC}/EXTV_{CC}/V5 电源

用于上管和下管 MOSFET 驱动器的电源从 DRV_{CC} 引脚获得。可采用 DRVSET 引脚把 DRV_{CC} 电压设定在 6V 至 10V 之间 (以 1V 步进)。当 EXTV_{CC} 引脚被置于开路或连接至一个小于 (DRV_{CC} - 1V) 的电压时，一个内部线性稳压器从 V_{HIGH} 提供 DRV_{CC} 电源。当 EXTV_{CC} 被拉至高于 (DRV_{CC} - 500mV) 时，位于 DRV_{CC} 和 V_{HIGH} 之间的内部稳压器被关断，而且第二个内部稳压器在 EXTV_{CC} 和 DRV_{CC} 之间接通。每个上管 MOSFET 驱动器从一个浮动自举电容器施加偏置，当上管 MOSFET 关断时，该电容器一般在每个断开周期中通过一个外部二极管再充电。如果输入电压 V_{HIGH} 降至一个接近 V_{LOW} 的电压，则环路有可能进入压差状态并持续地试图接通上管 MOSFET。压差检测器发现此情况并强制上管 MOSFET 关断 (每 5 个周期的关断持续时间为 1/12 时钟周期 + 100ns)，以允许自举电容器再充电。

工作原理

大部分内部电路依靠 V5 电源轨供电，该电源轨由一个从 DRV_{CC} 供电的内部线性稳压器产生。V5 引脚需要通过一个位于 V5 和 SGND 之间的 2.2 μ F 至 10 μ F 外部电容器进行旁路。该引脚提供一个 5.5V 输出，能够供应高达 20mA 的电流。更多详情请见「应用」部分。

软起动 (降压模式)

按照默认设置，V_{LOW} 电压的启动一般由一个内部软起动斜坡来控制。该内部软起动斜坡代表了一个至误差放大器的同相输入。VFB_{LOW} 引脚被调节至误差放大器的三个同相输入中较低的那个 (内部软起动斜坡、SS 引脚或内部 1.2V 基准)。当斜坡电压在大约 1ms 的时间里从 0V 升至 1.2V 时，V_{LOW} 电压平稳地从其预偏置值上升至其最终的设定值。某些应用可能要求转换器在非零负载电压下启动，此时剩余的电荷在转换器开关操作伊始存储在 V_{LOW} 电容器上。为了防止 V_{LOW} 在这些情况下放电，上管和下管 MOSFET 被停用，直到软起动电压高于 VFB_{LOW} 为止。

软起动 (升压模式)

如果转换器从升压操作模式启动，则相同的内部软起动电容器和外部软起动电容器也是运行的。用于升压模式的误差放大器在启动期间也试图调节至最低的基准。然而，升压型转换器的拓扑限制了这种软起动机制的有效性，直到升压输出电压达到其输入电压电平为止。因此，建议控制器在降压操作模式中启动。

停机和启动 (RUN 和 SS 引脚)

LTC3871 可采用 RUN 引脚来关断。把 RUN 引脚拉至低于 1.14V 将关断用于控制器的主控制环路和大多数内部电路，包括 DRV_{CC} 和 V5 稳压器。释放 RUN 引脚则允许一个内部 2 μ A 电流上拉该引脚并使能控制器。或者，RUN 引脚也可以由逻辑电路在外部上拉或直接驱动。应注意不要超过该引脚上的 6V 绝对最大额定值。控制器的 V_{LOW} 电压的启动

受控于 SS 引脚上的电压。当 SS 引脚上的电压低于 1.2V 内部基准时，LTC3871 把 VFB_{LOW} 电压调节至 SS 引脚电压 (而不是 1.2V 基准)。这使得 SS 引脚可用于设置一个软起动 (通过在 SS 引脚和 GND 之间连接一个外部电容器来完成)。一个内部 1.25 μ A 上拉电流对该电容器进行充电，从而在 SS 引脚上产生一个电压斜坡。当 SS 电压线性地从 0V 升至 1.2V (及更高) 时，V_{LOW} 电压从零平滑地上升至终值。当把 RUN 引脚拉至低电平以停用控制器、或当 V5 降至低于其 4.15V 的欠压闭锁门限时，由一个内部 MOSFET 把 SS 引脚拉至低电平。当处于欠压闭锁状态时，控制器被停用且外部 MOSFET 保持关断。可增设外部电路以在故障期间对软起动电容器进行放电，从而确保当故障被清除时执行软起动。

频率选择和锁相环 (FREQ 和 SYNC 引脚)

开关频率的选择是在效率与组件尺寸之间的权衡。低频操作通过降低 MOSFET 开关损耗提高了效率，但是需要采用较大的电感和 / 或电容以保持低输出纹波电压。

如果 SYNC 引脚不处于由一个外部时钟源驱动的状态，则 FREQ 引脚可用于设置控制器的工作频率 (设置范围从 50kHz 至 500kHz)。有一个从 FREQ 引脚流出的精准 20 μ A 电流，因此用户能利用单个连接至 SGND 的电阻器设置控制器的开关频率。在后面的「应用信息」部分中提供了一根曲线，该曲线显示了 FREQ 引脚上的电压与开关频率之间的关系 (图 7)。

在 LTC3871 上提供了一个锁相环 (PLL)，以使内部振荡器同步至一个连接到 SYNC 引脚的外部时钟源。PLL 环路滤波器网络集成在 LTC3871 的内部。该锁相环能够锁定任何在 60kHz 至 460kHz 范围内的频率。频率设定电阻器应始终接入，以在锁定至外部时钟之前设定控制器的初始开关频率。控制器在其被同步时工作在用户选定的模式中。

工作原理

多相操作

对于需要大电流的输出负载，可对多个 LTC3871 进行菊链式连接以实现异相运行，从而在不增加输入和输出电压纹波的情况下提供更大的输出电流。SYNC 引脚使得 LTC3871 能够同步至另一个 LTC3871 的 CLKOUT 信号。可把 CLKOUT 信号连接至后一个 LTC3871 级的 SYNC 引脚，以排列整个系统的频率和相位。把 PHSMD 引脚连接至 V5、GND 或浮置将分别产生一个 240°、60° 或 90° 的相位差 (在 CH1 和 CLKOUT 之间)，和一个 120°、180° 或 180° 的相位差 (在 CH1 和 CH2 之间)。把 PHSMD 连接至 1/4 或 3/4 V5 将在 CH1 和 CLKOUT 之间产生一个 60° 或 45° 的相位差。图 2 示出了 3 相、4 相、6 相、8 相或 12 相操作所必需的 PHSMD 连接。总共可采用菊链的方式连接 12 相，以异相 (相互之间) 同时运行。当并联多个 IC 时，请了解连接至相同节点之引脚的输入阻抗。

欠压闭锁

LTC3871 拥有两种可在发生欠压的情况下帮助保护控制器的功能。一个精准的 UVLO 比较器不断地监视 V5 电压以确保存在一个足够的电压。当 V5 低于 4.15V 时，它闭锁开关动作。为了防止当 V5 上存在扰动时产生振荡，UVLO 比较器具有 500mV 的精准迟滞。

另一种检测欠压情况的方法是监视 V_{HIGH} 电源。由于 RUN 引脚具有一个精准的 1.22V 接通基准，因此可采用一个至 V_{HIGH} 的电阻分压器以在 V_{HIGH} 足够高的时候接通 IC。一旦 RUN 引脚电压超过 1.22V，则一个额外的 4.5μA 电流从 RUN 引脚流出。RUN 比较器本身具有约 80mV 的迟滞。通过调整阻性分压器的值，可设置用于 RUN 比较器的附加迟滞。为了实现准确的 V_{HIGH} 欠压检测，V_{HIGH} 必需高于 5V。

故障标记 ($\overline{\text{FAULT}}$ 、OV_{HIGH}、OV_{LOW} 和 UV_{HIGH})

$\overline{\text{FAULT}}$ 引脚连接至一个内部 N 沟道 MOSFET 的开路漏极。它可利用一个连接至高达 6V 之电压 (例如：V5 或一个外部偏置电压) 的外部电阻器拉至高电平。当出现以下情况时， $\overline{\text{FAULT}}$ 引脚被拉至低电平：

- RUN 引脚低于其接通门限。
- 当 V5 低于其 UVLO 门限时。
- 三个 OV/UV 比较器中的任何一个发生跳变。
- 在一个启动序列中 (直到 SS 引脚充电至超过 1.2V 为止)。

OV_{LOW} 和 OV_{HIGH} 门限采用一个分别从 V_{LOW} 和 V_{HIGH} 引出的外部电阻分压器设定。当该引脚上的电压超过 1.2V 的比较器门限时，从各自的引脚供应一个 5μA 的迟滞电流，而且 $\overline{\text{FAULT}}$ 信号在一个 125μs 延迟之后走低。UV_{HIGH} 门限也采用一个从 V_{HIGH} 引出的外部电阻分压器来设定。当该引脚上的电压降至低于 1.2V 的比较器门限时，UV_{HIGH} 引脚将吸入一个 5μA 的迟滞电流，且 $\overline{\text{FAULT}}$ 信号在一个 125μs 延迟之后走低。迟滞量可通过改变电阻分压器的总阻抗来调节，而电阻器分压比则设定了 UV/OV 跳变点。

除了给 $\overline{\text{FAULT}}$ 引脚做标记之外，UV/OV 比较器还影响了控制器的操作，如表 1 所示。

当 OV_{LOW} 比较器超过其 1.2V 门限时：

- 在降压模式中，控制器停止开关操作。
- 在升压模式中，控制器继续执行开关操作。
- ITH 和 SS 在降压和升压模式中均不受影响。一旦检测到某种故障，即在外部按需对 SS 引脚进行放电。

当 OV_{HIGH} 比较器超过其第一个门限 (1.2V) 时：

- 控制器在降压和升压模式中均停止开关操作。
- ITH 和 SS 在降压和升压模式中均不受影响。一旦检测到某种故障，即在外部按需对 SS 引脚进行放电。

工作原理

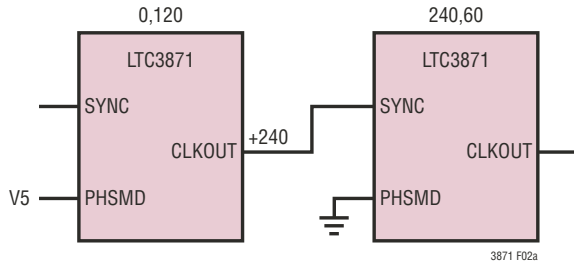


图 2a : 3 相操作

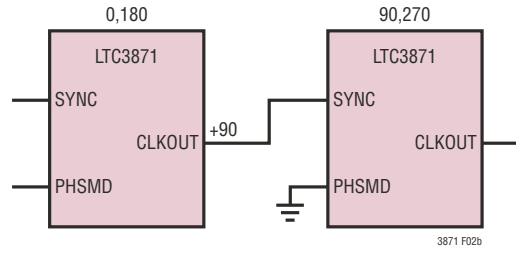


图 2b : 4 相操作

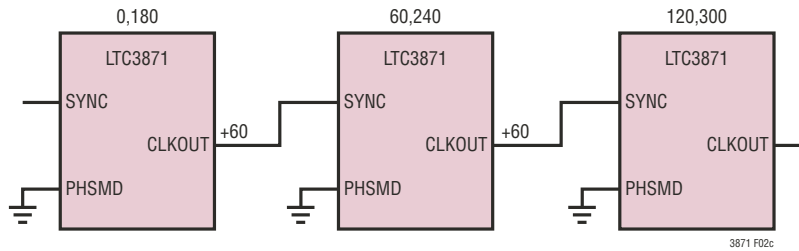


图 2c : 6 相操作

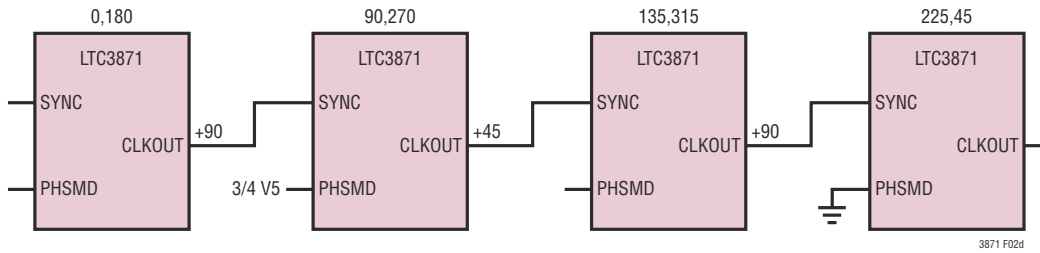


图 2d : 8 相操作

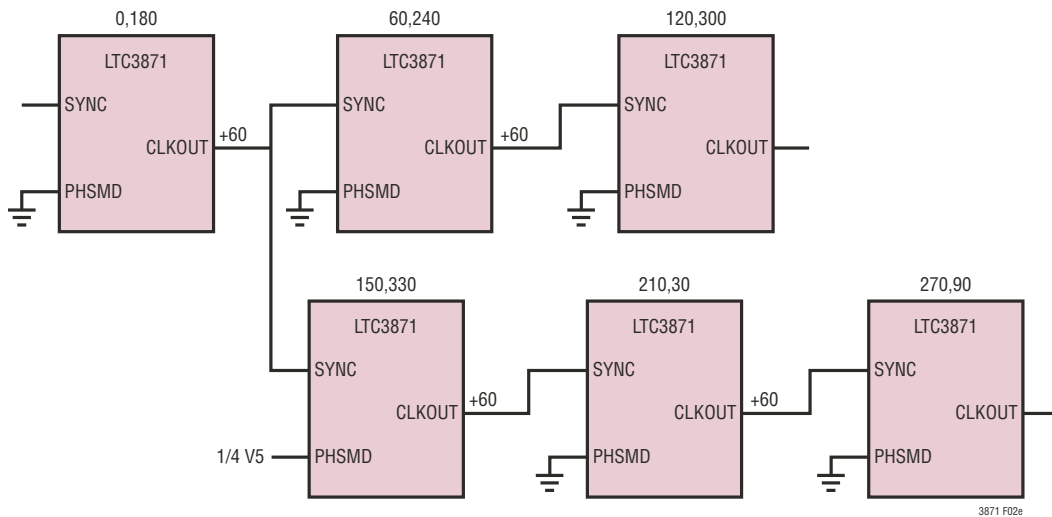


图 2 : 12 相操作

工作原理

当 OV_{HIGH} 比较器超过其第二个门限 (3V) 时：

- 控制器在降压和升压模式中均停止开关操作。
- ITH 和 IMON 引脚均被驱动至高阻抗状态。当在某个特定的 IC 上检测到故障的场合中，该特性允许用户把一个 LTC3871 与一个多相系统隔离开来。
- SS 引脚不受影响。

当 UV_{HIGH} 比较器超过其 1.2V 门限时：

- 在降压模式中，控制器在一个 125 μ s 延迟之后停止开关操作，并利用一个外部 P 沟道 MOSFET 通过 PGATE 引脚使 V_{HIGH} 和 V_{LOW} 断接。
- 在升压模式中，控制器继续进行开关操作，但是它在一个 125 μ s 延迟之后利用一个外部 P 沟道 MOSFET 使 V_{HIGH} 和 V_{LOW} 断接。P 沟道 MOSFET 源极侧上的电压仍然是稳定的。
- ITH 和 SS 在降压和升压模式中均不受影响。一旦检测到某种故障，即在外部的按需对 SS 引脚进行放电。

输入断接 (PGATE 引脚)

在典型的升压型控制器中，同步二极管或同步 MOSFET 的体二极管传导电流 (从输入至输出)，直到输出比输入低一个二极管压降为止。因此，如果未采用一个隔离二极管或 MOSFET 来阻隔电流，那么一个输出 (V_{HIGH}) 短路将下拉输入 (V_{LOW})。当 V_{HIGH} 短路至地时，LTC3871 采用一个外部低 $R_{DS(ON)}$ P 沟道 MOSFET 来提供输入短路保护。

PGATE 引脚驱动一个位于 V_{IN} 和 $V_{HIGH} - 15V$ 之间的外部 MOSFET 的栅极，该引脚在内部箝位至 $V_{HIGH} - 15V$ 以保护外部 MOSFET 的栅氧化层。在正常操作中，P 沟道 MOSFET 始终保持接通，其栅极-源极电压被箝位至 15V (最大值)。当 UV_{HIGH} 引脚电压变至低于其 1.2V 门限时， \overline{FAULT} 引脚在 125 μ s 之后走低。在该点上，PGATE 引脚电压从 $V_{HIGH} - 15V$ 转换至 V_{HIGH} ，从而关断外部 P 沟道 MOSFET。MOSFET 必需采取合适的连接方式，以使其体二极管阻隔从 V_{LOW} 至 V_{HIGH} 的电流通路。在降压模式中，当 PGATE 关断和报告某种故障情况时开关动作停止；在升压模式中，控制器仍将开关和调节 PGATE 源极侧上的编程升压电压。在 PGATE 的源极侧应布设输出电容器。另外，在该场合中还报告一种故障情况。外部 P 沟道 MOSFET 保持断接，直到 V_{HIGH} 升至足够高以不使 UV_{HIGH} 比较器发生跳变为止。

电流监视和调节 (IMON、SETCUR 引脚)

电感器电流可采用其 DCR 或一个 R_{SENSE} 电阻器来检测。电流监视引脚 IMON 输出一个与两个通道的平均电感器电流成比例的电压 (由 LTC3871 检测)。IMON 的工作范围为 0.5V 至 2.5V。当平均电感器电流为零时，IMON 引脚停留在 1.25V。当电感器电流在降压模式中增大时， I_{MON} 电压成比例地增加。电流检测信号至 I_{MON} 增益对于 10mV、20mV 和 30mV ILIM 设定值为 38，而对于 40mV 和 50mV ILIM 设定值则为 19。可以把一个外部电压施加至 SETCUR 引脚以调节平均输出电流。由于 SETCUR 和 IMON 是至电流环路增益放大器的两个输入 (SETCUR 起基

表 1：OV/UV 故障

\overline{FAULT}	模式	开关操作	ITH 引脚	IMON	SS	PGATE 引脚
OV_{LOW} 1.2V 门限	降压	停止	无影响	无影响	无影响	低电平
	升压	继续	无影响	无影响	无影响	低电平
OV_{HIGH} 1.2V 门限	降压	停止	无影响	无影响	无影响	低电平
	升压	停止	无影响	无影响	无影响	低电平
OV_{HIGH} 1.2V 门限	降压	停止	高阻抗	高阻抗	无影响	低电平
	升压	停止	高阻抗	高阻抗	无影响	低电平
UV_{HIGH} 1.2V 门限	降压	停止	无影响	无影响	无影响	高电平
	升压	继续	无影响	无影响	无影响	高电平

工作原理

准的作用)，因此当 IMON 引脚电压接近 SETCUR 时，ITH 引脚控制由电流调节误差放大器从电压环路误差放大器接管。

在升压模式中，电感器电流极性反转，于是对应的 IMON 和 SETCUR 范围为 1.25V 至 0.5V (0.5V 是最大升压电流)。SETCUR 引脚在两种模式中均供应一个准确的 7.5μA 电流，从而为方便起见允许利用单个电阻器来设定该电压。如果 SETCUR 引脚承受了一个超出针对选定模式之范围的电压，则 SETCUR 值在内部默认至零电流。SETCUR 的有效范围为 1.25V 至 2.5V (对于降压模式) 和 1.25V 至 0.5V (对于升压模式)。因此，假如 SETCUR 电压在降压模式中被设定为低于 1.25V，则内部 SETCUR 电压被强制在 1.25V。倘若 SETCUR 电压在升压模式中被设定为高于 1.25V，则内部 SETCUR 电压也被强制在 1.25V。对于电池充电应用，可在执行中动态地进行 SETCUR 的编程，以设定降压或升压模式中输送至电池的充电电流。SETCUR 可在启动时用于限制降压和升压模式中的浪涌电流。

采用下面的公式以计算 IMON 上的电压：

$$V_{\text{IMON}} = V_{\text{ZERO}} + K \cdot I_{\text{OUT}} \cdot R_{\text{SENSE}}/m; \text{ 降压模式}$$

$$V_{\text{IMON}} = V_{\text{ZERO}} - K \cdot I_{\text{OUT}} \cdot R_{\text{SENSE}}/m; \text{ 升压模式}$$

式中：

V_{IMON} ，出现在 IMON 引脚上的相位电流电压；

V_{ZERO} ，当平均输入电流为零时的 IMON 电压； $V_{\text{ZERO}} = 1.25\text{V}$ (典型值)

$$K = 38 \text{ (如果 } I_{\text{LIM}} = 10\text{mV、} 20\text{mV；或 } 30\text{mV)}$$

$$K = 19 \text{ (如果 } I_{\text{LIM}} = 40\text{mV；或 } 50\text{mV)}$$

I_{OUT} ，总平均输出电流，

R_{SENSE} ，电流检测元件值；

m ，相位的数目。

如欲取消电流编程操作，则把 SETCUR 引脚连接至 V_5 (在降压模式中) 和把 SETCUR 引脚接地 (在升压模式中)。

降压和升压模式 (BUCK 引脚)

利用 BUCK 引脚可使 LTC3871 动态和无缝地从降压模式切换至升压模式，反之亦然。将该引脚连接至 V_5 以选择降压模式，接地则选择升压模式操作。该引脚具有一个内部上拉电阻器，如果浮置则默认至降压模式。有两个单独的用于 V_{HIGH} 或 V_{LOW} 调节的误差放大器。拥有两个误差放大器可独立地针对降压和升压模式进行环路补偿的微调，以优化瞬态响应。当选择降压模式时，对应的误差放大器被使能，而且 $I_{\text{TH}_{\text{LOW}}}$ 电压负责控制峰值电感器电流。另一个误差放大器被停用，而且 $I_{\text{TH}_{\text{HIGH}}}$ 被寄放在其零电流水平。在升压模式中， $I_{\text{TH}_{\text{HIGH}}}$ 被使能而 $I_{\text{TH}_{\text{LOW}}}$ 被寄放在其零电流水平。在降压至升压转换或升压至降压转换期间，内部软起动功能电路复位。使软起动复位并把 ITH 引脚寄放在零电流水平可确保实现至新选择模式的平滑转换。概要信息请参阅表 2。

为了进一步最大限度地抑制任何瞬变，在执行升压和降压模式之间的切换之前可把 SETCUR 设置为 1.25V 或零电流水平。

降压模式轻负载电流操作 (DCM/CCM)

在降压模式中，LTC3871 可被使能以进入不连续导通模式或强制连续导通模式。如欲选择强制连续操作，则把

表 2：ITH 引脚寄放情况

引脚	模式	寄放	备注
ITH _{HIGH}	降压	寄放	OV _{HIGH} 3V 门限优先于寄放
	升压	寄放于预偏置状态	OV _{HIGH} 3V 门限优先于寄放
ITH _{LOW}	降压	寄放于预偏置状态	OV _{LOW} 和 OV _{HIGH} 3V 门限优先于寄放
	升压	寄放	OV _{LOW} 和 OV _{HIGH} 3V 门限优先于寄放

工作原理

MODE 引脚连接至 GND。若需选择不连续导通操作模式，则把 MODE 引脚连接至 V5 或将之浮置。

在强制连续操作模式中，允许电感器电流在轻负载时或大瞬变情况下反向。峰值电感器电流由 ITH_{LOW} 引脚上的电压决定，就像在正常操作模式中一样。在该模式中，轻负载时的效率低于 DCM 模式操作。然而，连续操作模式的优势在于输出纹波较低以及对音频电路的干扰较少。

当 MODE 引脚连接至 V5 时或浮置时，LTC3871 在轻负载条件下工作于不连续导通模式。在非常轻负载时，电流比较器 I_{CMP} 有可能持续几个周期处于跳变状态，并强制外部上管 MOSFET 在相同数目的周期中保持关断（即：跳过某些周期）。不允许电感器电流反向（不连续操作）。与强制连续模式相似，该模式呈现低输出纹波以及低音频噪声和减低的 RF 干扰。它提供了比强制连续模式更高的低电流效率。

突发模式轻负载电流操作 (DCM/CCM)

在升压模式中，LTC3871 可被使能以进入恒定频率不连续导通模式或强制连续导通模式。如欲选择强制连续操作，则把 MODE 引脚连接至 GND 或浮置。若需选择不连续导通操作模式，则把 MODE 引脚连接至 V5。

在强制连续操作中，允许电感器电流在轻负载时或大瞬变情况下反向。电感器电流谷值由 ITH_{HIGH} 引脚上的电压决定，就像在正常操作模式中一样。在该模式中，轻负载时的效率较低。然而，连续模式具有输出纹波较低的优势。

当 MODE 引脚连接至 V5 时，LTC3871 在同步 N 沟道 MOSFET 停用的情况下工作，采用 MOSFET 的体二极管作为同步二极管以减少开关损耗，并防止反向电流。为了降低该模式中的 MOSFET 热耗散，建议采用并联的肖特基二极管。

热停机

LTC3871 具有一个集成在 IC 上的温度传感器，用以检测靠近栅极驱动器电路的芯片温度。当芯片温度超过 175°C 时，所有的开关动作停止，而且驱动器栅极引脚保持在低电平，从而关断所有外部 MOSFET。与此同时，通道与 IMON 引脚断接，而 SS 和 ITH_{HIGH}/ITH_{LOW} 引脚则继续正常运行，这样就不会影响有可能参考于公共引脚的其他 LTC3871 芯片。当温度降至低于跳变门限达 10°C 时，正常操作恢复。

应用信息

本产品手册首页上的「典型应用」是 LTC3871 的典型应用电路。一般来说，外部组件选择为负载要求所驱使，并从 DCR 或 R_{SENSE} 和电感值的选择开始。接着，选择功率 MOSFET。最后，选择 V_{HIGH} 和 V_{LOW} 电容器。

斜坡补偿和电感器峰值电流

斜坡补偿通过防止在高占空比条件下产生分谐波振荡而在恒定频率架构中提供了稳定性。它是通过在占空比超过 40% 的情况下给电感器电流增加一个补偿斜坡在内部完成的。对于高占空比应用，最大电流有所减小。在「典型性能特征」部分给出了「最大峰值电流与占空比的关系」曲线。

电流限值设置

ILIM 引脚是一个 5 电平逻辑输入，其设定了控制器的最大电流限值。表 3 列出了 5 种 ILIM 设定值。请注意，这些设定值代表了峰值电感器电流设置。由于电感器纹波电流的原因，平均输出电流低于峰值电流。采用一个从 V_5 引出的电阻分压器来设定 ILIM，将允许最大电流检测门限设置在 5.5V LDO 于器件启动时处于压差状态的情况下不发生改变。请注意，ILIM 引脚具有一个连接至 SGND 的内部 200k 下拉电阻和一个连接至 V_5 的 200k 上拉电阻。

表 3：ILIM 设定值

ILIM 引脚电压	最大电流检测门限	
	DCR 检测	R_{SENSE}
0	10mV	12.5mV
1/4 V_5	20mV	25mV
浮置	30mV	37.5mV
3/4 V_5	40mV	50mV
V_5	50mV	62.5mV

SNSD⁺、SNSA⁺ 和 SNS⁻ 引脚

SNSA⁺ 和 SNS⁻ 引脚是至电流比较器的输入，而 SNSD⁺ 则是一个内部 DC 放大器的输入。工作输入电压范围对于所有三个检测引脚均为 0V 至 30V。所有连接至电流比较

器或放大器的正检测引脚皆为高阻抗，输入偏置电流小于 1 μ A。SNS⁻ 引脚不是高阻抗引脚。对于高于 V_5 的 V_{LOW} 电压，电流比较器直接从 SNS⁻ 获得其偏置电流。在正常操作期间必须谨慎地不要把这些引脚浮置。必须把滤波器组件 (特别是电容器) 布设在靠近 LTC3871 的地方，而且检测线应一起靠近一根位于电流检测元件下方的开尔文 (Kelvin) 接线进行排布 (图 1)。由于 LTC3871 专为使用一种非常低数值的检测元件以检测电感器电流而设计，因此如果未采取适当的谨慎措施，那么寄生电阻、电容和电感将损害电流检测信号的完整性，因而使得编程电流限值不可预知。如图 3 所示，电阻器 R1 和 R2 布设在靠近输出电感器的地方，而电容器 C1 和 C2 则靠近 IC 的引脚，以避免噪声耦合至检测信号。

电感器 DCR 检测

LTC3871 专为那些要求尽可能高效率的大负载电流应用而特别设计；它能够检测一个 m Ω 级电感器 DCR 的信号 (图 3)。DCR 是电感器的铜的 DC 绕组电阻，对于高电流电感器其常常为 1m Ω 。在高电流应用中，一个高 DCR 或一个检测电阻器的传导损耗将导致电源效率的显著下降。SNSD⁺ 引脚连接至具有一个与电感器之 L/DCR 匹配的 $R1 \cdot C1$ 时间常数的滤波器。SNSA⁺ 引脚连接至时间常数为 $R1 \cdot C1$ 的 1/5 的第二个滤波器。对于某个特定的输出要求，应选择具有满足最大期望检测电压之 DCR 的电感器，

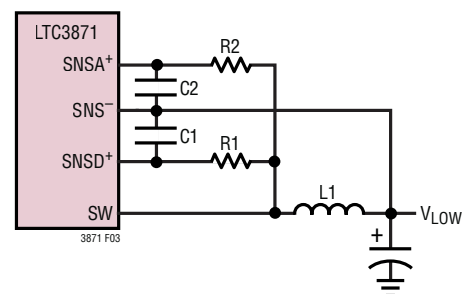


图 3：电感器 DCR 检测

应用信息

并采用如下所示的检测引脚滤波器与输出电感器特性之间关系。

$$DCR = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

$$L/DCR = R1 \cdot C1 = 5 \cdot R2 \cdot C2$$

式中：

$V_{SENSE(MAX)}$ ：针对某个给定 $ILIM$ 门限的最大检测电压。

ΔI_L ：电感器纹波电流

L 、 DCR ：输出电感器特性

$R1 \cdot C1$ ：SNSD⁺ 引脚的滤波器时间常数

$R2 \cdot C2$ ：SNSA⁺ 引脚的滤波器时间常数

为了确保负载电流将在整个工作温度范围内提供，应把 DCR 电阻的温度系数（约为 0.4%/°C）考虑在内。

通常， $C1$ 和 $C2$ 的选择范围为 0.047 μ F 至 0.47 μ F。如果 $C1$ 和 $C2$ 的选择为 0.47 μ F，而且选择了一个具 3m Ω DCR 的 10 μ H 电感器，则 $R1$ 和 $R2$ 将分别为 6.98k Ω 和 1.4k Ω 。在 SNSD⁺ 和 SNSA⁺ 上的偏置电流小于 1 μ A，它会给检测信号带来一个小的误差。

在 $R1$ 和 $R2$ 中将会有些与占空比有关的功率损耗，而且在连续导通模式中（在最大 V_{HIGH} 电压下）将是最多的：

$$P_{LOSS}(R) = \frac{(V_{HIGH(MAX)} - V_{LOW}) \cdot V_{LOW}}{R}$$

需确保 $R1$ 和 $R2$ 具有一个高于该数值的额定功率。对于这些电阻器在高 V_{HIGH} 电压下的电压系数必须谨慎对待。可采用多个串联的电阻器以最大限度地减轻这种不良影响。然而，DCR 检测免除了采用一个检测电阻器时的传导损耗；并在重负载条件下提供了更好的效率。为了给电流检测信号保持一个良好的信噪比，对于小于 40% 的占空比，应在 SNSA⁺ 和 SNS⁻ 引脚之间采用一个 10mV 的最小值（或在

电流检测信号上等效为 2mV 纹波）。SNSA⁺ 和 SNS⁻ 引脚两端的实际纹波电压将由下式决定：

$$\Delta V_{SENSE} = \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}} \cdot \frac{V_{HIGH} - V_{LOW}}{R1 \cdot C1 \cdot f_{OSC}}$$

采用一个 R_{SENSE} 电阻器的检测

LTC3871 可采用一个外部 R_{SENSE} 电阻器以准确地检测电流。图 4 示出了完成该任务所需的外部组件。SNSD⁺ 直接在 R_S 电阻器的两端上进行检测。 $R1$ 、 $C1$ 网络提供至 SNSA⁺ 引脚的电流信号通路。在内部组合来自 AC 和 DC 通路的信号以实现准确的电流检测和低抖动性能。电阻器 $R2$ 用于对 SNSA⁺ 由于电感器的 DCR 所承受之信号的 DC 分量进行分压。一般来说， $R2$ 必需比 $R1$ 小 10 倍，这样就能安全地忽略 DCR 数值。

应选择合适的 $R1 \cdot C1$ 时间常数以使：

$$L/R_S = 4 \cdot R1 \cdot C1 \text{ (对于 } R1 = 10 \cdot R2)$$

预偏置输出启动

可能存在这样的情形，即要求电源在 V_{LOW} 输出电容器上加有一个预偏置的情况下启动。在该场合中，期望的是在不对该输出预偏置进行放电的情况下完成启动。LTC3871 能够安全地对一个预偏置输出实施上电，并不对它进行放电。

LTC3871 通过将上管和下管 MOSFET 全部停用（直到 SS 引脚电压和内部软起动电压高于 $V_{FB,LOW}$ 引脚电压为止）来做到这一点。当 $V_{FB,LOW}$ 高于 SS 或内部软起动电压时，误差放大器输出被寄放在其零电流水平。把上管和下管

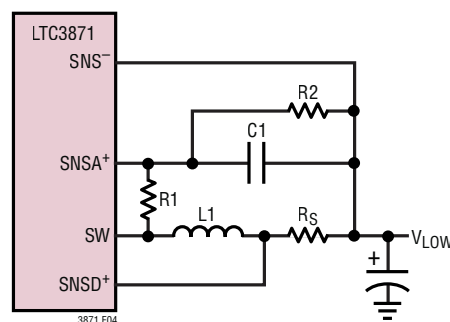


图 4：R_{SENSE} 电阻器检测

应用信息

MOSFET 全部停用可防止预偏置输出电压被放电。当 SS 和内部软起动都超过 1.32V 或 V_{FB} (两者当中较小的那个) 时, 上管和下管 MOSFET 均被使能。

降压模式过流故障

当电源的输出被施加了超过其预设电流限值的负载时, 稳定的输出电压将骤降 (取决于负载)。 V_{LOW} 电压轨可通过一个非常低阻抗通路短接至地, 或者, 它也许是一个电阻性短路, 在该场合中输出将部分骤降, 直到负载电流与预设电流限值相等为止。控制器将继续供应电流至短接线中。供应电流的大小取决于 I_{LIM} 引脚设置和 $V_{FB_{LOW}}$ 电压, 如「典型性能待征」部分中的「电流折返」曲线图所示。

当消除了短路时, V_{LOW} 立即采用内部软起动功能电路实现软起动, 从而抑制了输出过冲。如果没有该功能, 那么输出电容器就会以电流限值充电, 而且在采用极小输出电容的应用中, 这或许将导致输出过冲。在过流恢复期间电流限制折返功能未被停用。为了从硬短路实现再启动, 负载必须降到低于折返电流限制门限。

升压模式过流故障

当处于升压模式时, 如果过流情况持续并把 V_{HIGH} 放电至低于预设的 UV_{HIGH} 跳变点, 则 PGATE 引脚关断外部断接 P 沟道 MOSFET, 从而防止 V_{LOW} 通过上管 MOSFET 体二极管放电。对于降压和升压操作模式, 电流调节环路均可用于通过在 SETCUR 引脚上施加一个电压来限制电流。零平均电感器电流可通过在 SETCUR 引脚上施加 1.25V 获得。对于选定的操作模式, 如果 SETCUR 电压被设定至一个无效的范围, 则实际 SETCUR 电压在内部设定为 1.25V。

在升压模式中提供针对输入 V_{HIGH} 软短路的一种方法是监视 I_{MON} 电压。如果 I_{MON} 电压指示电流过大, 则可增设一个外部电路以模拟输入端上的 UV 情况并关断 PGATE。

电感值计算

给定了期望的输入和输出电压, 则电感值和工作频率 f_{OSC} 直接决定了电感器的峰至峰纹波电流:

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}} \left(\frac{V_{HIGH} - V_{LOW}}{f_{OSC} \cdot L} \right)$$

较低的纹波电流降低了电感器中的磁芯损耗、输出电容器中的 ESR 损耗、和输出电压纹波。因此, 在低频条件下可获得最高的工作效率和小的纹波电流。然而, 实现这一目标需要采用一个大的电感器。

一个合理的起点是选择一个约为最大电感器电流 40% 的纹波电流。请注意, 最大纹波电流出现在最高 V_{HIGH} 电压条件下。为了保证纹波电流不超过一个规定的最大值, 应根据下式来选择电感器:

$$L \geq \frac{V_{HIGH} - V_{LOW}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}} \cdot \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}}$$

电感器磁芯选择

一旦决定了电感值, 则必须选择电感器的类型。对于固定的电感值, 磁芯损耗与磁芯尺寸无关, 但是它所选电感的感值非常大。当电感增加时, 磁芯损耗下降。遗憾的是, 电感的增加需要更多的线匝数, 因而导致铜损增加。

铁氧体设计的磁芯损耗很小, 在高开关频率下优先使用, 这样就可以把设计目标集中在如何减少铜损和防止饱和上。铁氧体磁芯材料会发生「硬」饱和, 即指当峰值设计电流被超过时, 电感会迅速遭到破坏, 这将导致电感器纹波电流突然增加, 并最终使得输出电压纹波增加。不能让磁芯饱和!

应用信息

功率 MOSFET 和肖特基二极管 (可任选) 的选择

至少需要选择两个外部功率 MOSFET：一个用于上管开关的 N 沟道 MOSFET 和一个或多个用于下管开关的 N 沟道 MOSFET。所有选定 MOSFET 的数目、类型和导通电阻均考虑了电压的降压比以及将使用 MOSFET 的实际位置 (主开关或同步开关)。在那些具有一个小于 $1/3 V_{\text{HIGH}}$ 之 V_{LOW} 的应用中，上管 MOSFET 应选择一个小得多且输入电容低得多的 MOSFET。在 $V_{\text{HIGH}} \gg V_{\text{LOW}}$ 的应用中，上管 MOSFET 的导通电阻在工作频率高于 300kHz 时对于整体效率的重要性一般低于其输入电容。MOSFET 制造商设计了特殊用途的器件，此类器件具有适度低的导通电阻和显著减小的输入电容，适用于开关稳压器中的主开关应用。

峰至峰 MOSFET 栅极驱动电平由内部 DRV_{CC} 稳压器电压设定。对于 MOSFET 的 BV_{DSS} 指标也应密切注意。功率 MOSFET 的选择标准包括导通电阻 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、输入电容、输入电压和最大输出电流。MOSFET 输入电容是若干组件的一种组合，但是可从大多数产品手册中包含的典型栅极电荷曲线获取 (图 5)。该曲线是通过强加一个恒定输入电流至一个公共源 (电流源加载级) 的栅极中并随后绘制栅极电压与时间的关系曲线生成的。

初始斜坡是栅极至源极和栅极至漏极电容的作用。该曲线的平坦部分是当漏极使电流负载两端的电压下降时漏极至栅极电容的米勒倍增效应的结果。上方的倾斜线是由于漏极至栅极累积电容和栅极至源极电容所致。米勒电荷 (横轴上的库仑量从 a 增加至 b，而曲线是平坦的) 是针对一个给定 V_{DS} 漏极电压规定的，但是可针对不同的 V_{DS} 电压进行调

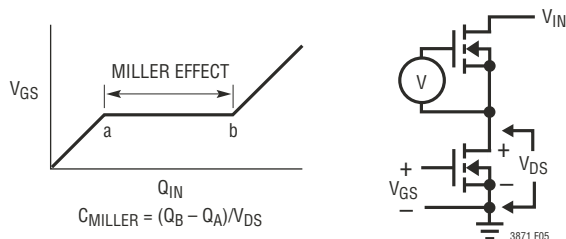


图 5：栅极电荷特性

整 (通过乘以应用的 V_{DS} 与曲线规定的 V_{DS} 之比来完成)。估算 C_{MILLER} 项的一种方法是从制造商的产品手册上的 a 点和 b 点获取栅极电荷的变化，并除以陈述的规定 V_{DS} 电压。 C_{MILLER} 是决定上管 MOSFET 中的转换损耗项的最重要选择标准，但是在 MOSFET 产品手册中未直接规定。有时虽然规定了 C_{RSS} 和 C_{OS} ，但并不包括这些参数的定义。当控制器工作于连续模式时，上管和下管 MOSFET 的占空比由下式给出：

$$\text{主开关占空比} = \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}}$$

$$\text{同步开关占空比} = \left(\frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} \right)$$

最大输出电流条件下的主 MOSFET 和同步 MOSFET 的功率耗散由下式给出：

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + (V_{\text{HIGH}})^2 \left(\frac{I_{\text{MAX}}}{2} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \left[\frac{1}{\text{DRV}_{\text{CC}} - V_{\text{TH(MIN)}}} + \frac{1}{V_{\text{TH(MIN)}}} \right] \cdot f$$

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

I_{MAX} = 最大电感器电流。

式中的 δ 为 $R_{\text{DS(ON)}}$ 的温度相关性，RDR 是有效的上管驱动器电阻 (在 $V_{\text{GS}} = V_{\text{MILLER}}$ 时约为 5Ω)； V_{HIGH} 是漏极电位和特定应用中的漏极电位变化。 $V_{\text{TH(MIN)}}$ 是产品手册规定的典型栅极门限电压 (功率 MOSFET 产品手册中指定漏极电流下的规定值)。 C_{MILLER} 是采用 MOSFET 产品手册提供的栅极电荷曲线和上述的方法计算出的电容。

应用信息

两个 MOSFET 均具有 I^2R 损耗，而上管 N 沟道 MOSFET 的计算公式包括一个用于转换损耗的附加项，其在最高输入电压下达到峰值。下管 MOSFET 的损耗在高 V_{HIGH} 电压下 (当上管开关占空比很低时) 和 V_{LOW} 短路期间 (当下管开关的导通时间接近此周期的 100% 时) 是最大的。

对于 MOSFET， $(1 + \delta)$ 项通常以「归一化 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线」的形式给出，但是对于低电压 MOSFET， $\delta = 0.005/^\circ\text{C}$ 可用作一个近似值。

在降压模式中，下管 MOSFET 两端上一个任意的肖特基二极管在两个大的功率 MOSFET 传导之间的死区时间里进行传导。这可防止下管 MOSFET 的体二极管接通、在死区时间里储存电荷、和需要一个有可能导致效率下降几个百分点的反向恢复周期。由于相对较小的平均电流之故，一个 2A 至 8A 肖特基二极管对于两个工作区通常是一种良好的折衷。较大的二极管因其较大的结电容会产生额外的转换损耗。

对于升压 DCM 操作，也建议在上管 MOSFET 两端布设一个任意的肖特基二极管。这将提高效率并降低大输出电流的热耗散。

C_{HIGH} 和 MOSFET 的选择 (在 V_{HIGH} 和 V_{LOW} 上)

在连续模式中，上管 MOSFET 的源极电流是占空比 $(V_{LOW})/(V_{HIGH})$ 的一个方波。为防止产生大的电压瞬变，必须采用针对一个通道的最大 RMS 电流而确定大小的低 ESR 电容器。在下面的讨论中，假定 C_{IN} 为 C_{HIGH} ， C_{OUT} 为 C_{LOW} ， V_{IN} 为 V_{HIGH} ，和 V_{OUT} 为 V_{LOW} 。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

$$C_{IN} \text{ 要求的 } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} \left[(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2}$$

当 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，该公式具有一个最大值：即 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。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。请注意，电

容器制造商所提供的额定纹波电流通常仅基于 2000 小时的使用寿命。

这使得合理的做法是对电容器做进一步的降额处理，或选择一个针对比所要求温度更高的条件而设计的电容器。也可以把多个电容器并联起来使用以满足设计中的外形尺寸或高度要求。另外， C_{IN} 也可以采用陶瓷电容器。如有任何问题，请始终向制造商咨询。

对于小型设计，陶瓷电容器正逐步变得非常受欢迎，但是应遵循一些告诫。X7R、X5R 和 Y5V 是用作介电层的几种陶瓷材料实例，而且由于所施加的电压和温度条件的原因，这些不同的电介质对于电容值的影响迥异。实际上，如果电容值由于施加电压的变化而改变，则存在一种伴随的压电效应，此效应会导致辐射声！以可听频率吸收变化电流的负载有可能在陶瓷电容器上引起一个随之变化的输入电压，从而产生一个可听信号。一个次要问题涉及到回流至一个其电容值正在被不断增加的电荷所减小之陶瓷电容器中的能量。电压会以远高于正在提供的恒定电流的速率增加，因为电容值随着电压的增加而减小！不过，在正确选择和使用的情况下，陶瓷电容器因其极低的 ESR 可提供最低的总损耗。

另外，还建议在芯片 V_{IN} 引脚和地之间布设一个靠近 LTC3871 的小 ($0.1\mu\text{F}$ 至 $1\mu\text{F}$) 旁路电容器 C_{IN} 。一个安放在 C_{IN} 和 V_{IN} 之间的 2.2Ω 至 10Ω 电阻器可提供进一步的隔离。

在 V_{OUT} 上输出电容的选择由 C_{OUT} 的等效串联电阻 (ESR) 决定。通常，一旦 ESR 要求得到满足，电容对于滤波来说就足够了。稳态输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式决定：

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

式中的 f = 工作频率， C_{OUT} = 输出电容， ΔI_{RIPPLE} = 电感器中的纹波电流。输出纹波在最大输入电压下达到最高，因为 ΔI_{RIPPLE} 随输入电压 (V_{HIGH}) 而增加。在最大 V_{IN} 和

应用信息

$\Delta I_{RIPPLE} = 0.4I_{OUT(MAX)}$ 时，输出纹波将小于 50mV，假设：

$$C_{OUT} \text{ 要求的 } ESR < N \cdot R_{SENSE}$$

和

$$C_{OUT} > \frac{1}{(8f)(R_{SENSE})}$$

采用小外形表面贴装式封装的非常低 ESR 电容器的出现使得非常小的实体设计成为可能。采用 ITH 引脚在外部补偿开关稳压器环路的能力为输出电容器类型的选择提供了宽得多的范围。每种电容器类型的阻抗特性与理想电容器有着显著的差异，因此在设计过程中需要进行准确的建模或试验台评估。对于高性能通孔电容器，应考虑 Nichicon、Nippon Chemi-Con 和 Sanyo 等制造商。Sanyo 提供的 OS-CON 半导体电介质电容器和 Panasonic SP 表面贴装型电容器具有良好的 (ESR) (尺寸) 乘积。

一旦对于 C_{OUT} 的 ESR 要求得到满足，则 RMS 额定电流一般远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求。由 AVX、Taiyo Yuden、Murata 和 TDK 提供的陶瓷电容器具有高电容值和非常低的 ESR，特别适用于低输出电压应用。

在表面贴装应用中，有可能需要采用多个并联的电容器以满足应用的 ESR 或 RMS 电流处理要求。铝电解电容器和钽电容器均有表面贴装型封装提供。新的特殊聚合物表面贴装型电容器也具有非常低的 ESR，但是其单位体积的电容密度却低得多。就钽电容器而言，至关紧要的是需要在开关电源中使用而对电容器进行浪涌测试。几种极佳选择是 AVX TPS、AVX TPSV 或外壳高度在 2mm 至 4mm 之间的 KEMET T510 系列表面贴装型钽电容器或 Panasonic SP 系列表面贴装型特殊聚合物电容器。其他类型的电容器包括 Sanyo POSCAP、Sanyo OS-CON、Nichicon PL 系列和 Sprague 595D 系列。请咨询制造商以了解其他特定的推荐选择方案。

针对升压操作的 C_{HIGH} 电容器选择

当选择针对升压型转换器应用的正确输出电容器组合时，必须考虑 ESR (等效串联电阻)、ESL (等效串联电感) 和体电容的影响。

组件的选择开始于最大可接受纹波电压 (表示为输出电压的一个百分数)，以及该纹波应怎样在 ESR 阶跃和充电 / 放电 ΔV 之间分配。为简单起见，对于最大输出纹波我们将选择 2%，在 ESR 阶跃和充电 / 放电 ΔV 之间均等地分配。视应用要求的不同，该百分比纹波将改变，下面给出的计算公式可以容易地修改。

多相操作的主要好处之一是减小了由升压二极管提供至输出电容器的峰值电流。因此，放宽了对电容器的 ESR 要求。当对总纹波电压具有 1% 的影响时，输出电容器的 ESR 可采用下式确定：

$$ESR_{C_{OUT}} \leq \frac{0.01 \cdot V_{OUT}}{I_{D(PEAK)}}$$

式中：

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

因子 n 代表相位的数目，而因子 χ 则代表百分比形式的电感器纹波电流。

对于我们假设对总输出纹波产生 1% 影响的体电容，所需的最小电容大约为：

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot n \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

对于许多应用，有必要使用一种类型的电容器来获得所需的 ESR，而用另一种类型的电容器来满足体电容的要求。例如，采用一个低 ESR 陶瓷电容器能最大限度地抑制 ESR 阶跃，而一个电解电容器则可用于提供所需的体电容。

应用信息

输出电容器的电压额定值必须大于最大输出电压，并具有充足的降额空间以把最大电容器温度的因素考虑在内。

由于输出电容器中的纹波电流是一个方波，因此针对该电容器的纹波电流要求取决于占空比、相位数目和最大输出电流。如欲为输出电容器选择一个纹波电流额定值，则首先根据输出电压和输入电压的范围确立占空比范围。

在输出电压下，输出纹波电流在并联连接的各个电容器之间分配。虽然陶瓷电容器通常以低 ESR 而闻名 (特别是 X5R 和 X7R 型)，但是此类电容器受困于相对较高的电压系数。因此，想当然地认为纹波电流全部都在陶瓷电容器中流动是不安全的。铝电解电容器一般是因其高的体电容而被选择，但是它们具有相对较高的 ESR。所以，一定量的纹波电流将在该电容器中流动。如果流入一个电容器的电流超过了其 RMS 额定值，那么该电容器将升温，因而减小了其有效电容，并对其可靠性产生负面影响。在采用给出的公式确定了输出电容器配置之后，测量个别电容器外壳的温度以验证优良的热性能。

设定输出电压

LTC3871 输出电压由两个谨慎地布设在 V_{HIGH} 至地和 V_{LOW} 至地两端的两个外部反馈阻性分压器设定，如图 6 所示。稳定的输出电压由下式确定：

$$V_{LOW} = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \text{ 和 } V_{HIGH} = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right)$$

为了改善频率响应，可以使用一个前馈电容器 C_{FF1}/C_{FF2} 。应格外仔细地使反馈线的排布远离噪声源，例如：电感器或 SW 线。

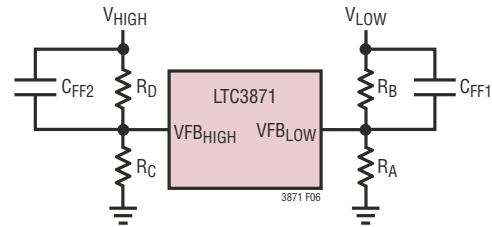


图 6：设定输出电压

外部软起动

LTC3871 拥有采用内部软起动功能电路由自身实现软起动或利用 SS 引脚上的一个外部电容器以较慢速率起动的能力。如果其 RUN 引脚电压低于 1.14V，则控制器处于停机状态，而且其 SS 引脚在该停机状态中被主动拉至地。如果 RUN 引脚电压高于 1.22V，则控制器上电。一旦 V_5 超过其 UVLO 门限且上电复位延迟终止，则一个 $1.25\mu\text{A}$ 软起动电流随后开始给 SS 软起动电容器充电。请注意，软起动不是通过限制控制器的最大 V_{LOW} 输出电流实现的，而是通过根据 SS 引脚上的斜坡速率控制输出斜坡电压实现的。电流折返在该阶段中被使能。软起动范围被定义为 SS 引脚上的 0V 至 1.2V 电压范围。总软起动时间可按下式计算：

$$t_{SOFTSTART} = 1.2 \cdot \frac{C_{SS}}{1.25\mu\text{A}}$$

内部 LDO

LTC3871 具有三个内部 PMOS LDO，它们采用 V_{HIGH} 或 V_{LOW} 电源向 DRV_{CC} 供电，并且还依靠 DRV_{CC} 产生 5V 电压轨。 DRV_{CC} 给上管和下管栅极驱动电路供电，而 V_5 则为 LTC3871 的内部电路供电。

有两个 DRV_{CC} LDO，一个采用 V_{HIGH} (LDO1) 产生 DRV_{CC} ，另一个则从 V_{LOW} (LDO2) 产生 DRV_{CC} ，因而使得器件能够在两个电源轨只有一个接入时启动！在任何给定的时间，它们当中只有一个处于运行状态。如果 V_{LOW} 高于 $EXTV_{CC}$ 切换门限，则 LDO2 是运行的；如果低于该切换门限，则 LDO1 为运行状态。 DRV_{CC} 引脚调节电压由 $DRVSET$ 引脚的状态决定。 $DRVSET$ 引脚是 5 电平逻辑。当 DRV_{CC} 接地、浮置或连接至 V_5 时， DRV_{CC} 电压的典型

应用信息

值将分别为 6V、8V 和 10V。采用 10V 设置须采用谨慎的 PCB 布局。这是因为 BOOST 和 SW 之间的任何过冲都将超过浮置驱动器的绝对最大电压 (11V)。对于 7V 和 9V DRV_{CC} 电压，把 DRV_{CC} 设定为 V5 的 1/4 和 V5 的 3/4。采用一个从 V5 引出的电阻分压器来设定 DRV_{SET} ，这将允许 DRV_{SET} 设置在 5.5V LDO 于器件启动时处在压差状态的时候不改变。请注意， DRV_{SET} 引脚具有一个连接至 SGND 的内部 200k 下拉电阻和一个连接至 V5 的 200k 上拉电阻。 $EXTV_{CC}$ 接通门限为选定的 DRV_{CC} 调节电压减去 500mV。关断门限低于接通门限达 500mV。

当 DRV_{CC} 至少为 6V 时，V5 LDO 把 V5 引脚上的电压调节至 5.5V。该 LDO 能够提供一个 20mA 的峰值电流，而且必须通过一个最小 4.7 μ F 的陶瓷电容器或低 ESR 电解电容器旁路至地。不管使用哪种类型的电容器，强烈建议在邻近 V5 和 SGND 引脚的地方直接布设一个额外的 0.1 μ F 陶瓷电容器。

故障情况：电流限制和电流折返

在降压模式中，LTC3871 包括电流折返保护功能，以帮助限制 V_{LOW} 短路至地时的功率耗散。如果 V_{LOW} 降至低于其标称输出电平的 85%，则最大检测电压从其最大编程值逐步地降低至最大值的 1/3。折返电流限制在软启动期间被使能。在具有非常低占空比的短路情况下，LTC3871 将开始执行周期跳跃，旨在限制短路电流。在此情况下，下管 MOSFET 将耗散大部分的功率，但少于正常操作模式中的功率耗散。短路纹波电流由 LTC3871 的最短接通时间 $t_{ON(MIN)}$ 、 V_{HIGH} 电压和电感值决定：

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \cdot \frac{V_{HIGH}}{L}$$

最终产生的短路电流为：

$$I_{SC} = \left(\frac{1/3 V_{SENSE(MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)} \right)$$

在短路之后，或在启动之时，需确保负载电流把折返电流限制考虑在内。

锁相环和频率同步

LTC3871 具有一个由内部压控振荡器 (VCO) 和相位检测器组成的锁相环 (PLL)。这允许将上管 MOSFET 的接通锁定至一个施加到 SYNC 引脚的外部时钟信号源的上升沿。相位检测器为边缘敏感数字型，可在外部振荡器和内部振荡器之间提供零度相移。此类相位检测器不会出现错误地锁定至外部时钟之谐波的情况。

相位检测器的输出是对内部滤波器网络进行充电或放电的一对互补型电流源。有一个从 FREQ 引脚流出的精准 20 μ A 电流。当没有外部时钟施加至 SYNC 引脚的时候，这使得用户能够采用连接至 SGND 的单个电阻器来设定开关频率。位于 FREQ 引脚和集成 PLL 滤波器网络之间的内部开关导通，因而使得滤波器网络可预充电在与 FREQ 引脚相同的电压。FREQ 引脚上的电压与工作频率之间的关系示于图 7，并在「电特性」参数表中做了规定。如果在 SYNC 引脚上检测到了一个外部时钟，则上面提到的内部开关关断并隔离 FREQ 引脚的影响。请注意，LTC3871 只能同步至一个频率处于 LTC3871 内部 VCO 之范围内的外部时钟。图 8 示出了一个简化方框图。

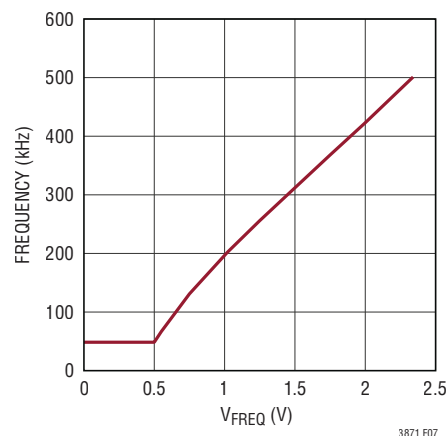


图 7：振荡器频率与 FREQ 引脚上电压之间的关系

应用信息

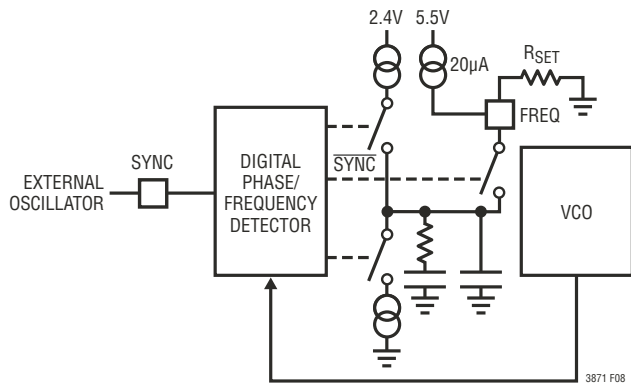


图 8：锁相环方框图

如果外部时钟频率高于内部振荡器的频率 (f_{OSC})，则从相位检测器输出持续地供应电流，上拉滤波器网络。当外部时钟频率低于 f_{OSC} 时，则持续吸收电流，下拉滤波器网络。假如外部和内部频率相同但具有一个相位差，则电流源接通且持续的时间量与相位差相对应。调节滤波器网络上的电压，直到内部和外部振荡器的相位和频率相等为止。在稳定的工作点上，相位检测器输出为高阻抗，而且滤波器电容器保持电压。

通常，外部时钟 (在 SYNC 引脚上) 输入高门限为 2V，而输入低门限为 1.2V。

LTC3871 开关频率由下式决定：

$$\text{频率} = \frac{[335.8k \cdot V_{(FREQ)}] - [32.7k \cdot V_{(FREQ)}^2] - 106.5k}{20\mu A \cdot R_{FREQ}}$$

式中， $V_{(FREQ)} = I_{FREQ}$ (取自规格表) $\cdot R_{FREQ}$

或，

$$\text{频率} = \frac{[6.72 \cdot R_{(FREQ)}] - [1.3E-5 \cdot R_{(FREQ)}^2] - 106.5k}{20\mu A}$$

这采用了一个理想的 $20\mu A$ I_{FREQ} 。

多芯片应用中的共用引脚连接

当在大电流应用中把多个 LTC3871 IC 一起使用时，多个引脚可能连接在一起，也可能没有连接在一起 (这由客户决

定)，以设法平衡「更好的 IC 之间通信」与「提高防止单点故障的概率」之间的关系。

LTC3871 具有 CLKOUT 和 PHSMD 引脚，允许采用菊链方式把多个 IC 连接在一起。在给单个大电流输出馈电或甚至从同一个输入电源给多个输出馈电的 3 相、4 相、6 相、8 相、10 相或 12 相电源解决方案中，CLKOUT 引脚上的时钟输出信号可用于实现更多 IC 的同步。PHSMD 引脚用于调节通道 1 和通道 2 之间的相位关系，以及通道 1 和 CLKOUT 之间的相位关系。相位是相对于零度计算的，被定义为 TG1 的上升沿。有关针对多相应用的 PHSMD 设置和连接的更多详情，请参阅「工作原理」部分和图 2。

SS 引脚应连接在一起，以使每个 LTC3871 IC 一起启动。不把它们连接在一起有可能导致有些相位供应大量的电流，而其他的相位则吸收电流。

IMON 引脚可能连接在一起，也可能没有连接在一起，这取决于客户是否希望监视每个 IC 的平均电流或应用中的总平均电流。

ILIM、SETCUR、FREQ、MODE、BUCK 和 DRVSET 引脚可能连接在一起，也可能没有连接在一起，这基于方便与否。当试图把这些引脚连接在一起时，请了解这些引脚上的上拉 / 下拉电流 / 电阻！任何外部电阻器或电阻分压器网络都必须考虑在内。例如，每个 FREQ 引脚供应 $20\mu A$ 。当 4 个 LTC3871 IC 的 FREQ 引脚被连接在一起时，那就是 $80\mu A$ 。

OV_{LOW} 、 OV_{HIGH} 和 UV_{HIGH} 引脚必须连接在一起。这使得整个系统能够适当地对某种 OV/UV 情况做出反应。在这些引脚上使用的电阻分压器必须根据并联的 LTC3871 数目进行调整，因为这些引脚具有接通和关断的 $5\mu A$ 迟滞电流。

多个 LTC3871 的 ITH_{LOW} 和 ITH_{HIGH} 引脚应连接在一起。把 ITH_{LOW} 引脚连接在一起和把 ITH_{HIGH} 引脚连接在一起可在相位之间实现最佳的均流。每个误差放大器的补偿网络必须布设在特定 IC 的局部，以最大限度地减少抖动和稳定性问题。

应用信息

RUN 引脚必须连接在一起，这对于升压模式操作非常至关重要。在升压模式中，当多个 LTC3871 的 RUN 引脚被连接在一起时，必须谨慎地确保 RUN 引脚上的逻辑信号是快速上升 / 下降的干净信号，这样所有的 IC 在同一时刻被使能。如果在 RUN 引脚上使用了一个电阻分压器，则必须在降压模式中启动器件。在 RUN 引脚上采用一个从 V_{HIGH} 供电、为一个高于 UV_{HIGH} 设定点的启动电压而设置的电阻分压器，可使器件在 UV_{HIGH} 故障被清除之后干净地软起动。

最短接通时间考虑

最短接通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是指 LTC3871 能够将上管 MOSFET 接通的最短时间值。它由内部定时延迟、功率级定时延迟以及接通上管 MOSFET 所需要的栅极电荷所决定。低占空比应用有可能接近该最短接通时间极限值，而且应注意确保：

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}(f)}$$

如果占空比降至最短接通时间所能调节的水平以下，则 LTC3871 将开始跳过某些周期。输出电压和电流将继续被调节，但是纹波电流和纹波电压将增加。当采用良好的 PCB 布局，最小 30% 电感器电流纹波和电流检测信号上至少 2mV 的纹波 (或在 $SNSA+$ 和 $SNS-$ 引脚之间等效为 10mV) 时，LTC3871 的最短接通时间约为 150ns。

最短接通时间会受到电压和电流环路中的 PCB 开关噪声的影响。当峰值检测电压下降时，最短接通时间逐渐增加。在那些于轻负载条件下具有低纹波电流的强制连续操作应用中，这是特别值得关注的。如果在该场合中占空比下降至低于最短接通时间限值，则会出现跳过大量周期的状况，对应地产生较大的电流和电压纹波。

效率考虑

开关稳压器的百分比效率等于输出功率与输入功率相除再乘以 100%。对单独损耗进行分析以确定效率的限制因素以

及哪种变更能够实现最大的改进往往很有用处。百分比效率可表示为：

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

式中的 L1、L2 等等是以输入功率百分率的单独损耗分量。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但是在 LTC3871 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：

1) IC V_{HIGH} 电流，2) MOSFET 驱动器电流，3) I^2R 损耗，4) 上管 MOSFET 转换损耗。

1. V_{HIGH} 电流是在「电特性」参数表中给出的 DC 电源电流。 V_{HIGH} 电流通常产生一个小的 (<0.1%) 损耗。

2. 功率 MOSFET 的栅极电容的开关操作产生了 MOSFET 驱动器电流。当每次一个 MOSFET 栅极从低电平转换至高电平并再次转换至低电平时，一组电荷 dQ 从驱动器电源移至地。合成 dQ/dt 是一个流出驱动器电源的电流，它通常远远大于控制电路电流。在连续操作模式中， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，式中的 Q_T 和 Q_B 是上管和 下管 MOSFET 的栅极电荷。

3. I^2R 损耗是从熔丝 (如果采用)、MOSFET、电感器和电流检测电阻器的 DC 电阻预知的。在连续操作模式中，平均输出电流流过 L 和 R_{SENSE} ，但在上管 MOSFET 和同步 MOSFET 之间被「斩」。如果两个 MOSFET 具有大约相同的 $R_{DS(ON)}$ ，则可简单地把一个 MOSFET 的电阻与 L 和 R_{SENSE} 进行求和，以得出 I^2R 损耗。例如，倘若每个 $R_{DS(ON)} = 10m\Omega$ ， $R_L = 10m\Omega$ ， $R_{SENSE} = 5m\Omega$ ，则总电阻为 25mΩ。对于一个 12V 输出，当输出电流从 3A 增加至 15A 时，这将产生 0.6% 至 3% 的损耗。

对于相同的外部组件和输出功率级，效率的变化与 V_{LOW} 的平方成反比。输出电压日趋降低，而高性能数字系统所要求的电流越来越高，两者的组合效应不是让开关稳压器系统中损耗项的重要性提高两倍，而是提高四倍！

应用信息

4. 转换损耗仅适用于上管 MOSFET 上，并且仅当工作于高输入电压 (通常为 15V 或更高) 时变得不可忽略。转换损耗可由下式估算：

$$\text{转换损耗} = (1.7)V_{\text{HIGH}}^2 \cdot I_{\text{O(MAX)}} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

$$I_{\text{O(MAX)}} = V_{\text{LOW}} \text{ 上的最大负载}$$

在便携式系统中，其他隐性损耗 (比如：铜印制线和内部电池电阻) 可造成效率额外下降 5% 至 10%。在系统的设计阶段对这些系统级损耗加以考虑是非常重要的。通过证实 C_{HIGH} 在开关频率条件下具有足够的电荷储存和非常低的 ESR，能够最大限度地减少内部电池和熔丝电阻损耗。其他损耗包括死区期间的肖特基二极管传导损耗以及电感器磁芯损耗，通常只占总额外损耗的 2% 以下。

检查瞬态响应

通过观察负载电流瞬态响应可以检查稳压器环路响应。开关稳压器一般需要几个周期来对 DC (阻性) 负载电流阶跃作出响应。当发生负载阶跃时， V_{LOW} 立即产生 $(\Delta I_{\text{LOAD}})(\text{ESR})$ 的偏移量，式中的 ESR 是 C_{OUT} 在 V_{LOW} 条件下的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，这将生成反馈误差信号，该信号强制稳压器适应电流变化并使 V_{LOW} 返回其稳态值。在此恢复期间，可对 V_{LOW} 进行过度过冲或振铃 (它们可能表示存在稳定性问题) 的监视。ITH 引脚的可用性不仅实现了控制环路运行方式的优化，而且还提供了一个 DC 耦合和 AC 滤波闭环响应测试点。该测试点上的 DC 阶跃、上升时间和稳定真正反映了闭环响应。假设一个主要为二阶的系统，则可采用该引脚所承受之过冲的百分率来估算相位裕量和 / 或阻尼因子。另外，带宽也可通过仔细观察该引脚上的上升时间来估测。对于大多数应用来

说，「典型应用」电路中示出的 ITH 外部组件将提供一个合适的起点。 I_{TH} 串联 RC-CC 滤波器设定主要的极点-零点环路补偿。一旦完成了最终的 PC 排版并确定了特殊输出电容器的类型和大小，即可对数值稍作改动 (调整范围为其推荐值的 0.5 至 2 倍) 以优化瞬态响应。需要选定输出电容器，因为各种不同的类型和大小决定了环路增益和相位。一个具有 $1\mu\text{s}$ 至 $10\mu\text{s}$ 上升时间、幅度为满负载电流之 20% 至 80% 的输出电流脉冲将产生可反映整体环路稳定性的输出电压和 ITH 引脚波形，并不需要断开反馈环路。直接在输出电容器的两端布设一个功率 MOSFET，并利用一个合适的信号发生器来驱动栅极，这是一种生成真实负载阶跃条件的实用方法。由输出电流的阶跃变化所引起的初始输出电压阶跃可能不在反馈环路的带宽之内，所以该信号不能用于确定相位裕度。为什么更好的做法是察看位于反馈环路中并且是经过滤波和补偿之控制环路响应的 ITH 引脚信号，原因即在于此。可通过增大 RC 来提高环路的增益，而环路的带宽将通过减小 CC 来增加。如果 RC 增大的倍数与 CC 减小的倍数相等，则零频率将保持不变，从而在反馈环路最关键的频率范围中保持相移不变。输出电压稳定特性与闭环系统的稳定性相关，并将显示实际的总体电源性能。再有，采用大数值 ($>1\mu\text{F}$) 电源旁路电容器负载的开关操作会引发更为严重的瞬变现象。被放电的旁路电容器有效地与 C_{LOW} 并联，导致 V_{LOW} 迅速下降。如果负载开关电阻很低且被快速驱动，则任何稳压器都无法足够快地改变其电流输送以防止输出电压的这种突然的阶跃变化。如果 C_{LOAD} 与 C_{OUT} 之比大于 1:50，则应控制开关上升时间，以便把负载上升时间限制在大约 $25 \cdot C_{\text{LOAD}}$ 。这样，一个 $10\mu\text{F}$ 电容器将需要 $250\mu\text{s}$ 的上升时间，从而把充电电流限制为约 200mA。

应用信息

PC 板布线检查清单

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的校验表来确保 LTC3871 的正确操作。图 9 的布线图还对这些事项进行了图示。在 PC 布局中检查以下诸点：

1. DRV_{CC} 旁路电容器应布设在紧靠 IC 的地方 (介于 DRV_{IN} 引脚和 GND 平面之间)。一个 $1\mu\text{F}$ X7R 或 X5R 型陶瓷电容器足够小，可以安放在非常靠近 IC 之处。建议采用一个额外的 $4.7\mu\text{F}$ 至 $10\mu\text{F}$ 陶瓷、钽或其非常低 ESR 的电容，旨在保持内部 IC 电源的安静。
2. V5 旁路电容器应布设在紧靠 IC 的地方 (介于 V5 和 SGND 引脚之间)。建议采用一个 $4.7\mu\text{F}$ 至 $10\mu\text{F}$ 陶瓷、钽或其非常低 ESR 的电容器。
3. 把反馈分压器布设在 C_{LOW}/C_{HIGH} 的 + 和 - 端子之间。 $V_{FB_{LOW}}/V_{FB_{HIGH}}$ 以最小的 PC 走线间距从 IC 排布至反馈分压器。
4. $SNSA^+$ 、 $SNSD^+$ 和 SNS^- 印刷电路走线是否以最小的 PC 走线间距一起排布？ $SNSA^+$ 、 $SNSD^+$ 和 SNS^- 之间的滤波电容器应尽可能靠近 IC 的引脚。
5. C_{HIGH} 去耦电容器的 (+) 极板是否尽可能靠近地连接至上管 MOSFET 的漏极？该电容器提供脉冲电流至 MOSFET。
6. 使开关节点远离敏感的小信号节点 ($SNSA^+$ 、 $SNSD^+$ 、 SNS^- 、 V_{FB})。理想的情况是，开关节点印刷电路走线的排布应远离 IC 并与 IC 隔开 (特别是 IC 安静的一侧)。利用接地走线或接地平面把高 dV/dt 走线与敏感的小信号节点分开。
7. 采用一个低阻抗源 (例如：逻辑门) 来驱动 SYNC 引脚，并保持尽可能短的 PCB 走线。
8. ITH 引脚和信号地之间的 47pF 至 330pF 陶瓷电容器应布设在尽可能靠近 IC 的地方。图 9 示出了一个开关稳压器的所有支路电流。至关紧要的是把高开关电流通路保持为一个小的物理尺寸，其原因在研究了电流波形之后就变得非常清楚了。强电场和强磁场将从这些环路辐射，就像无线电台发射信号一样。输出电容器接地应返回到输入电容器的负端子，并且不与任何开关电流通路共享一个公共接地通路。电路的左半部分引起了由一个开关稳压器产生的噪声。同步 MOSFET 和肖特基二极管的接地端应利用一根简短的绝缘 PC 走线返回至输入电容器的底极板，因为存在非常高的开关电流。外部 OPTI-LOOP[®] 补偿可为非优化的 PC 布局提供过度补偿，但是这并非推荐的设计程序。

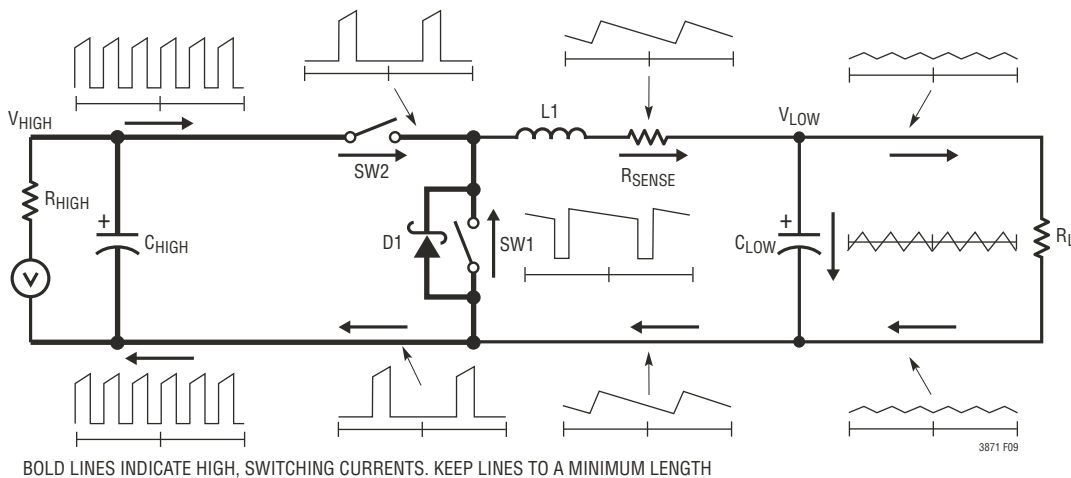


图 9：支路电流波形 (示出的是降压模式)

应用信息

特殊的布局考虑

1. 超过这些检测引脚上的绝对最大额定值会导致控制器受损。由于 SNS1⁻/SNS2⁻ 引脚直接连接至 V_{LOW}，因此建议采用一个具有适当高额定电压的快速动作二极管对这些引脚进行箝位，以减少低于地电位的电压尖峰。这些二极管应布设在靠近控制器 IC 的地方，其负极连接至 SNS1⁻ 或 SNS2⁻，而正极连接至地。
2. 从控制器 IC 至外部 MOSFET 之栅极的 TG 走线应尽可能保持简短以最大限度地减小寄生电感。该电感会引起电压尖峰，而这种突增的瞬间电压有可能超过驱动器的绝对最大额定值并损坏它们。如图 10 所示，可以使用一个 3Ω 电阻器和一个 1nF 电容器以滤除这些尖峰。当采用 9V/10V DRV_{SET} 设定值时，或者，假如 TG 走线的长度超过 25mm，则在 TG1 和 TG2 上均必须采用该滤波器网络。1nF 电容器应尽可能布设在靠近 TG/SW 引脚的地方。

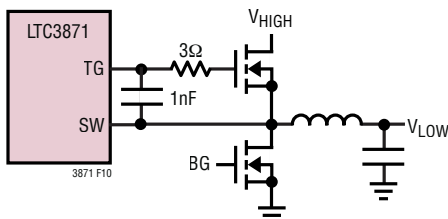


图 10：用于 TG 走线 > 25mm 的滤波器

设计实例

作为用于一个两相单输出高电流稳压器的设计实例，假设 V_{HIGH} = 48V (标称值)，V_{HIGH} = 60V (最大值)，V_{LOW} = 12V，V_{LOW}/MAX = 40A (每相 20A)，和 f = 120kHz (见图 11)。稳定的输出电压由下式决定：V_{LOW} = 1.2V • (1 + RB/RA)。

在 VFB_{LOW} 和地之间采用一个 10k 1% 电阻器，顶端反馈电阻器为 (至最接近的 1% 标准值) 90.9k 和 10k。频率通

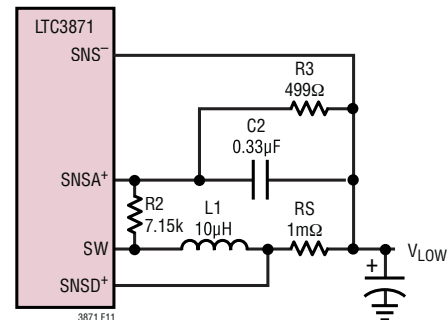


图 11：设计实例

过把 FREQ 引脚偏置至 0.7V 来设定 (见图 7)。电感值基于一个 35% 的最大纹波电流假设 (对于每相为 7A)。纹波电流的最高值出现在最大 V_{HIGH} 电压下：

$$L = \frac{V_{LOW}}{f \cdot \Delta I_{L(MAX)}} \cdot \left(1 - \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(MAX)}} \right)$$

每相将需要 11.4μH。选择了 Coilcraft SER2918H-103，10μH，2.6mΩ 电感器。在标称 V_{HIGH} 电压 (48V) 条件下，纹波电流将为：

$$\Delta I_{L(NOM)} = \frac{V_{LOW}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(NOM)}} \right)$$

每相将具有 7.5A (37.5%) 纹波。峰值电感器电流将为最大 DC 值 + 1/2 纹波电流，即 23.8A。最短接通时间在最大 V<HIGH> 条件下，而且应不小于 150ns：

$$T_{ON(MIN)} = \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(MAX)} \cdot f} = \frac{12V}{60V \cdot 120kHz} = 1.7\mu s$$

当 ILIM 浮置时，等效的 R_{SENSE} 电阻值可通过采用最大电流检测门限的最小值 (33.2mV) 来计算。

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MIN)}}{I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_{L(NOM)}}{2}}$$

应用信息

等效的所需 R_{SENSE} 值为 $1.4\text{m}\Omega$ 。选择 $R_S = 1\text{m}\Omega$ 以提供一定的设计裕度。把 R_3 设定为低于 R_2 的 $1/10$ 。因此， $SNSA^+$ 滤波器的 DC 分量小到足以忽略。 $R_2 \cdot C_2$ 应具有一个比 L/R_S 高 4 倍的带宽。

通常， C_2 的选择范围为 $0.047\mu\text{F}$ 至 $0.47\mu\text{F}$ 。如果 C_2 被选择为 $0.33\mu\text{F}$ ，则 R_2 和 R_3 将分别为 7.15k 和 499Ω 。 $SNSD^+$ 和 $SNSA^+$ 上的偏置电流分别为约 10nA 和 100nA ，而且它给电流检测信号引起了一些小误差。

上管 MOSFET 上的功率耗散可以容易地估算。把栅极驱动电压 (DRV_{CC}) 设定为 9V 。选择一个 BSC097N06NS MOSFET 产生如下结果：

$R_{DS(ON)} = 9.7\text{m}\Omega$ (最大值)， $V_{MILLER} = 5.2\text{V}$ ， $C_{MILLER} \cong 32\text{pF}$ 。在最大输入电压和 T_J (估计值) = 75°C 的条件下：

$$\begin{aligned} P_{\text{MAIN}} &= \\ &\left(\frac{12\text{V}}{48\text{V}} \cdot (20\text{A})^2 \cdot (1 + 0.005(75^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})) \cdot 0.0097\Omega \right) \\ &+ \left(\frac{(48\text{V})^2 \cdot 23.8\text{A} \cdot 2\Omega \cdot 32\text{pF} \cdot \left(\frac{1}{9\text{V} - 5.2\text{V}} + \frac{1}{5.2\text{V}} \right) \cdot 120\text{kHz}}{2} \right) \\ &= 1.21\text{W} + 96\text{mW} \\ &= 1306\text{mW} \end{aligned}$$

下管 FET 选择一个 Infineon BSC028N06NS， $R_{DS(ON)} = 2.8\text{m}\Omega$ ， $C_{OSS} = 660\text{pF}$ 。最终产生的功率损耗为：

$$\begin{aligned} P_{\text{SYNC}} &= \\ &\frac{48\text{V} - 12\text{V}}{48\text{V}} \cdot 20\text{A}^2 \cdot (1 + ((0.005) \cdot (75^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}))) \cdot 0.0028\Omega \\ P_{\text{SYNC}} &= 1.05\text{W} \end{aligned}$$

给 MOSFET 的输出电容充电的电源也施加在上管 MOSFET 上：

$$P_{C_{OSS}} = 660\text{pF} \cdot (48\text{V})^2 \cdot \frac{120\text{kHz}}{2} = 91\text{mW}$$

V_{HIGH} 上的 C_{IN} 的选择以具有一个至少 20A 的等效 RMS 电流额定值为标准。 V_{LOW} 上的 C_{OUT} 的选择则以具有一个 $10\text{m}\Omega$ 的等效 ESR (以实现低输出纹波) 为标准。在连续操作模式中， V_{LOW} 输出纹波将在最大 V_{HIGH} 电压下达到最高。由于 ESR 所引起的 V_{LOW} 输出电压纹波约为：

$$V_{\text{LOWRIPPLE}} = R_{\text{ESR}(\Delta I_L)} = 0.01\Omega \cdot 7.5\text{A} = 75\text{mV}_{\text{P-P}}$$

通过在 C_{LOW} 两端布设一个 $100\mu\text{F}$ 陶瓷电容器，可进一步减小 V_{LOW} 输出电压纹波。

如果输出负载是一个电池，则首先针对期望的输出电压设定电压环路，然后采用电流调节环路来调整充电电流 (通过 SETCUR 和 IMON 引脚完成)。选择一个 20A 的最大充电电流，期望的 SETCUR 引脚电压采用下式计算：

$$V_{\text{SETCUR}} = \frac{1.25\text{V} + [38 \cdot 20\text{A} \cdot 1\text{m}\Omega]}{2} = 1.63\text{V}$$

SETCUR 引脚可由一个 ADC 的输出驱动至 1.63V 以获得最佳的准确度。如果一个不可用，那么可采用从 SETCUR 引脚提供的 $7.5\mu\text{A}$ 电流，利用一个连接在 SETCUR 和地之间的电阻器来设定电压，该电阻器采用下式计算：

$$R_{\text{SETCUR}} = \frac{1.63\text{V}}{7.5\mu\text{A}} = 217\text{k}\Omega$$

应使用一个 1% 或准确度更高的 $217\text{k}\Omega$ 电阻器。

典型应用

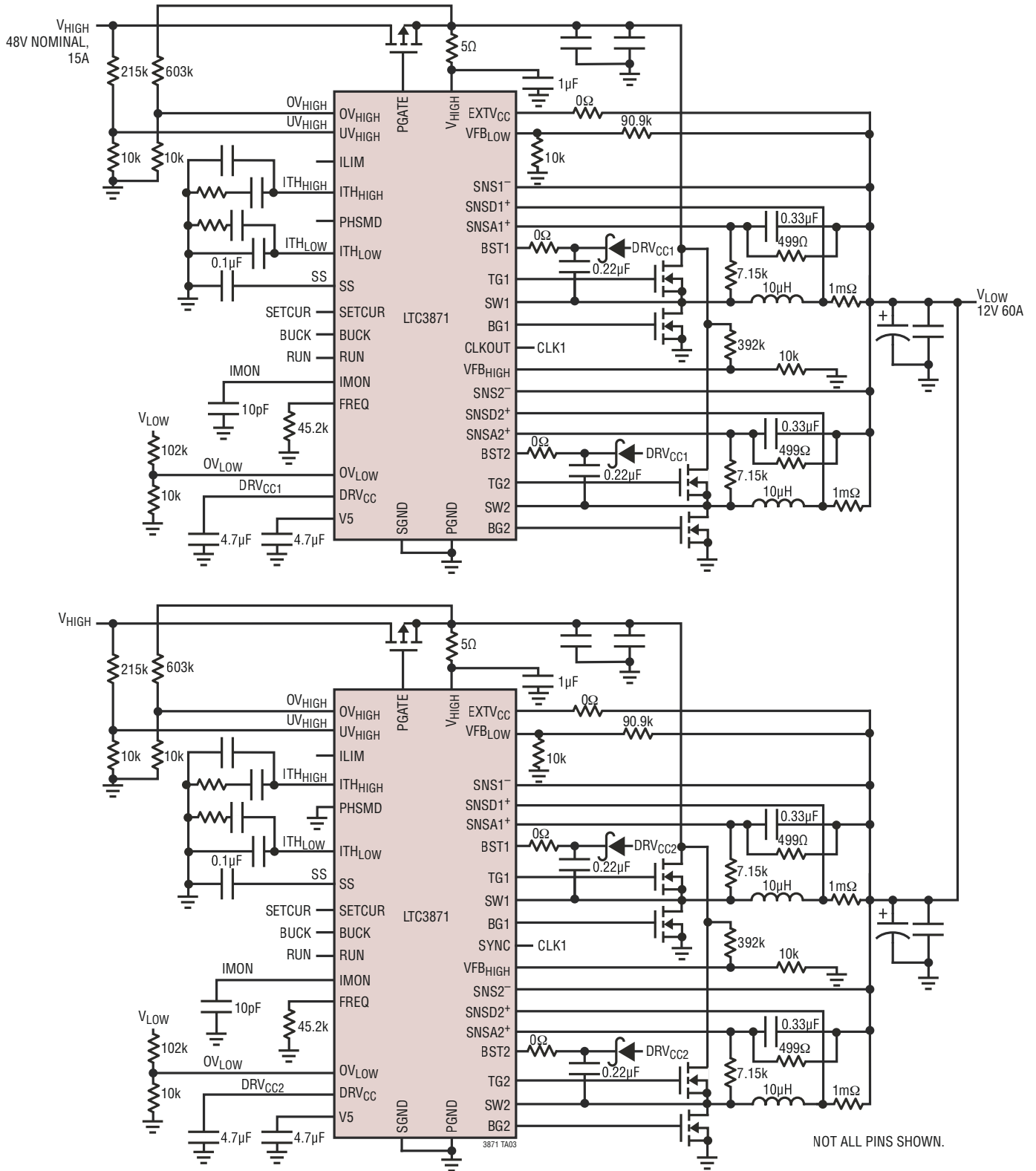
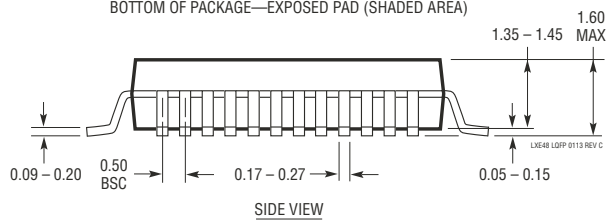
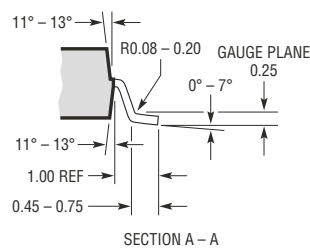
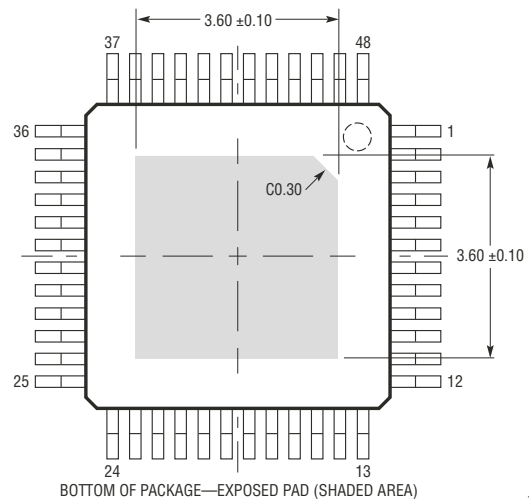
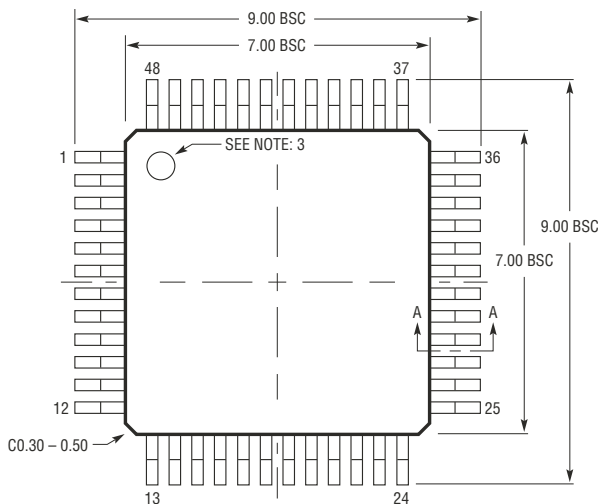
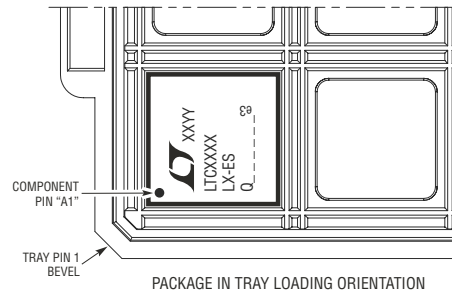
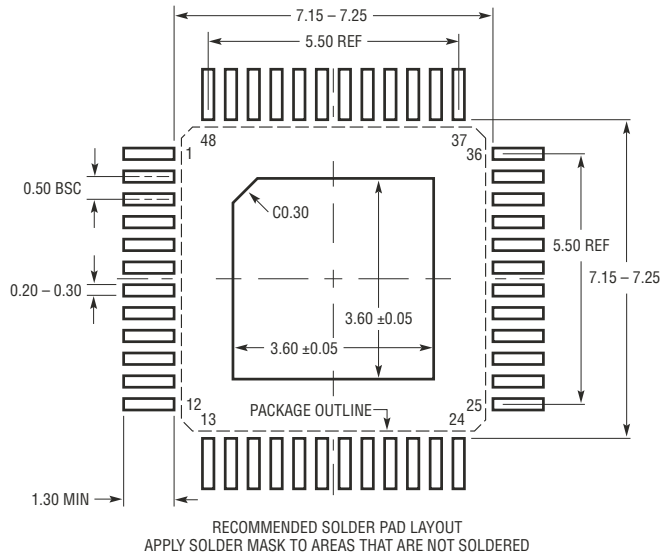


图 12：高效率 12V、60A 4 相电源

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/>

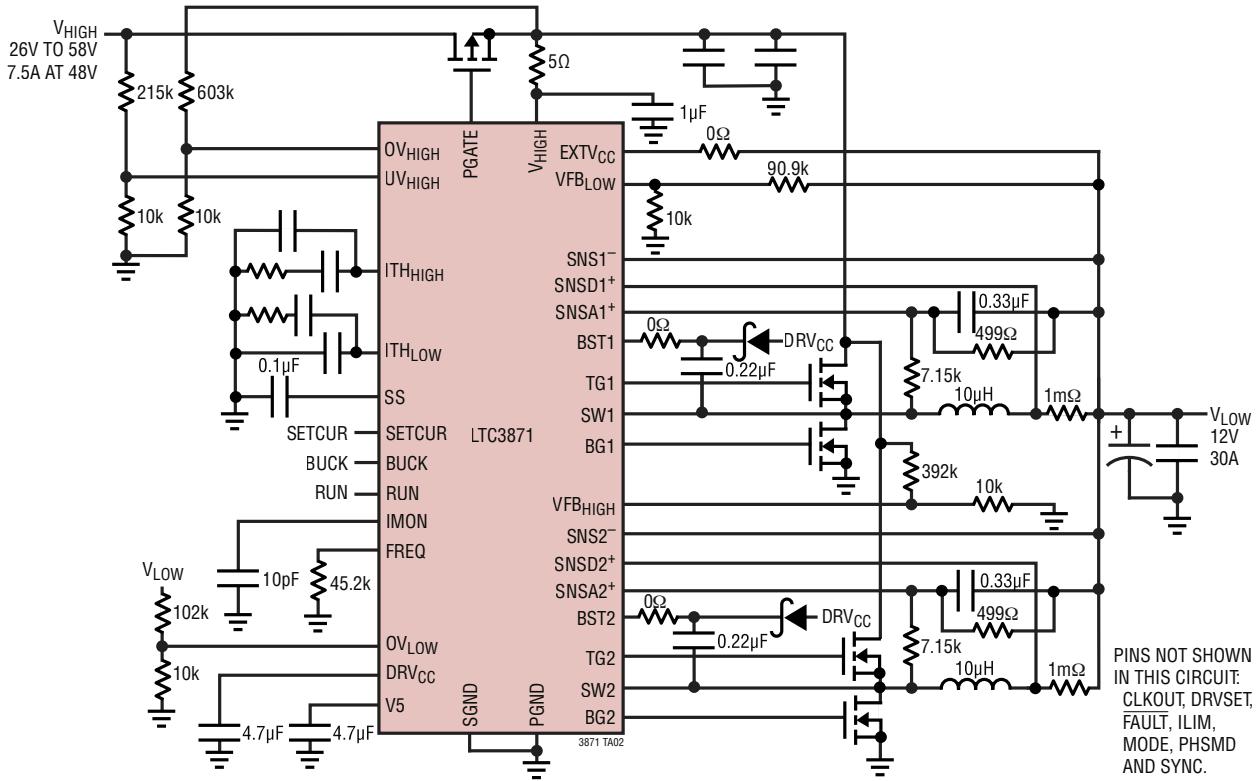
LXE 封装 48 引脚塑料裸露衬垫 LQFP (7mm × 7mm) (参考 LTC DWG #05-08-1832 Rev C)



- NOTE:
1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 2. DIMENSIONS OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.25mm ON ANY SIDE, IF PRESENT
 3. PIN-1 IDENTIFIER IS A MOLDED INDENTATION, 0.50mm DIAMETER
 4. DRAWING IS NOT TO SCALE

典型应用

高效率多相双向充电器 / 电源



相关器件

器件型号	描述	备注
LTC3784	60V PolyPhase® 同步升压型控制器	4.5V (在启动之后低至 2.3V) ≤ V _{IN} ≤ 60V, V _{OUT} 高达 60V, I _Q = 28μA, PLL 固定频率 50kHz 至 900kHz, 3mm x 3mm QFN-16 封装, MSOP-16E 封装
LTC3769	60V 同步升压型控制器	4.5V (在启动之后低至 2.5V) ≤ V _{IN} ≤ 60V, V _{OUT} 高达 60V, I _Q = 28μA, PLL 固定频率 50kHz 至 900kHz, 4mm x 4mm QFN-24 封装, TSSOP-20E 封装
LTC3899	具可调栅极驱动电压的三路输出、降压 / 降压 / 升压型同步控制器	4.5V (在启动之后低至 2.2V) ≤ V _{IN} ≤ 60V, V _{OUT} 高达 60V, I _Q = 29μA, 降压 V _{OUT} 范围: 0.8V 至 0.99V _{IN} , 升压 V _{OUT} 高达 60V
LTC3890/LTC3890-1/ LTC3890-2	具 99% 占空比的 60V、低 I _Q 、双路两相同步降压型 DC/DC 控制器	PLL 固定频率 50kHz 至 900kHz, 4V ≤ V _{IN} ≤ 60V, 0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 24V, I _Q = 50μA
LTC3892/ LTC3892-1	具可调栅极驱动电平的 60V、低 I _Q 、双路、两相同步降压型 DC/DC 控制器	PLL 固定频率 50kHz 至 900kHz, 4.5V ≤ V _{IN} ≤ 60V, 0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 0.99V _{IN} , I _Q = 29μA
LT®8710	具输出电流控制功能的同步 SEPIC / 负输出 / 升压型控制器	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 80V, 轨至轨输出电流监视器和控制, 电源良好
LT8705	80V V _{IN} 和 V _{OUT} 同步四开关降压-升压型 DC/DC 控制器	PLL 固定频率 100kHz 至 400kHz, 2.8V ≤ V _{IN} ≤ 80V, 1.3V ≤ V _{OUT} ≤ 80V
LTM®8056	58V _{IN} 、48V _{OUT} 降压-升压型 μModule® 稳压器	PLL 固定频率 200kHz 至 700kHz, 5V ≤ V _{IN} ≤ 58V, 1.2V ≤ V _{OUT} ≤ 48V, 输入 / 输出电流监视器