

用于电池充电和电源管理的高电压、大电流控制器

特点

- 当与一个 DC/DC 转换器搭配使用时可实现完整的高性能电池充电器
- 宽的输入和输出电压范围：**3V 至 60V**
- 输入理想二极管用于低损耗反向隔离和负载均分
- 输出理想二极管用于低损耗的 **PowerPath™** 控制以及与电池的负载均分
- 可在采用严重放电电池的情况下实现“即时接通”运作
- 可编程输入和充电电流：**±1% 准确度**
- 准确度达 **±0.25%** 的可编程浮置电压
- 可编程 C/X 或基于定时器的充电终止方式
- 用于适宜温度充电的 NTC 输入
- 28 引脚 4mm x 5mm QFN 封装或 SSOP 封装

应用

- 高功率电池充电器系统
- 高性能便携式仪器
- 配备电池的工业设备
- 笔记本电脑 / 小型笔记本电脑

描述

LTC®4000 是一款高电压、高性能控制器，该器件可将许多外部补偿的 DC/DC 电源转换为一个全功能的电池充电器。

LTC4000 的电池充电器的特点包括：准确 ($\pm 0.25\%$) 的可编程浮置电压、可选的定时器或电流充电终止方式、采用 NTC 热敏电阻实现适宜温度充电、自动再充电、用于深度放电电池的 C/10 涓流充电、失效电池检测以及状态指示器输出功能。另外，电池充电器还具有精准的电流检测能力，可为大电流应用提供较低的检测电压。

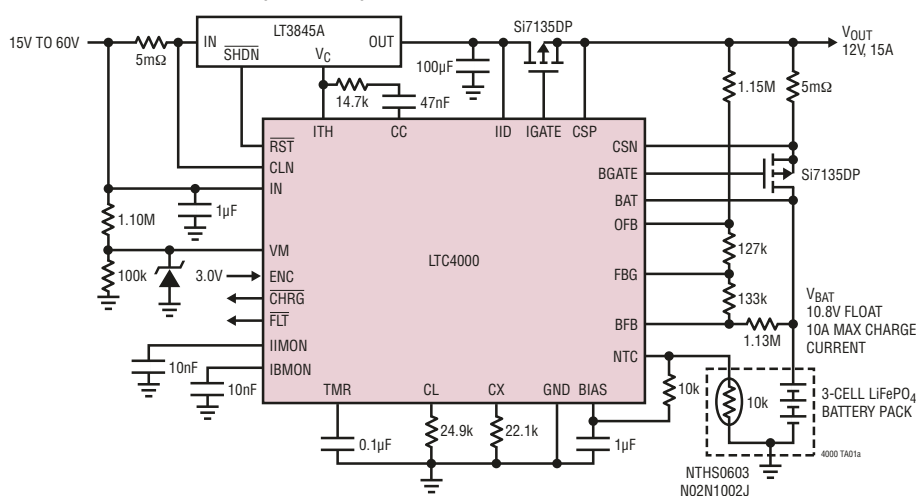
LTC4000 支持智能型电源通路 (PowerPath) 控制。一个外部 PFET 用于提供低损耗反向电流保护。另一个外部 PFET 则负责提供电池的低损耗充电或放电。这第二个 PFET 还有助于实现一种“即时接通”功能，即使在与一个严重放电或发生短路故障的电池相连接的情况下，此项功能也可提供即时的下游系统功率。

LTC4000 采用扁平 28 引脚 4mm x 5mm QFN 封装和 SSOP 封装。

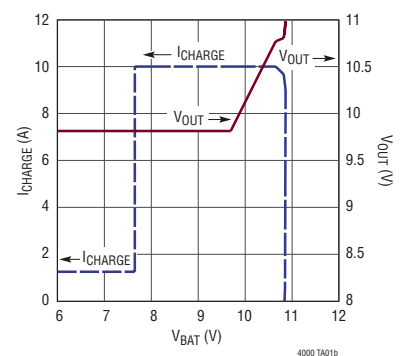
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标。PowerPath 是凌力尔特公司的商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

用于三节磷酸铁锂 (LiFePO₄) 电池的 48V 至 10.8V/10A 降压型转换器充电器



充电周期中充电电流和 V_{OUT} 分布与 V_{BAT} 的关系曲线



LTC4000

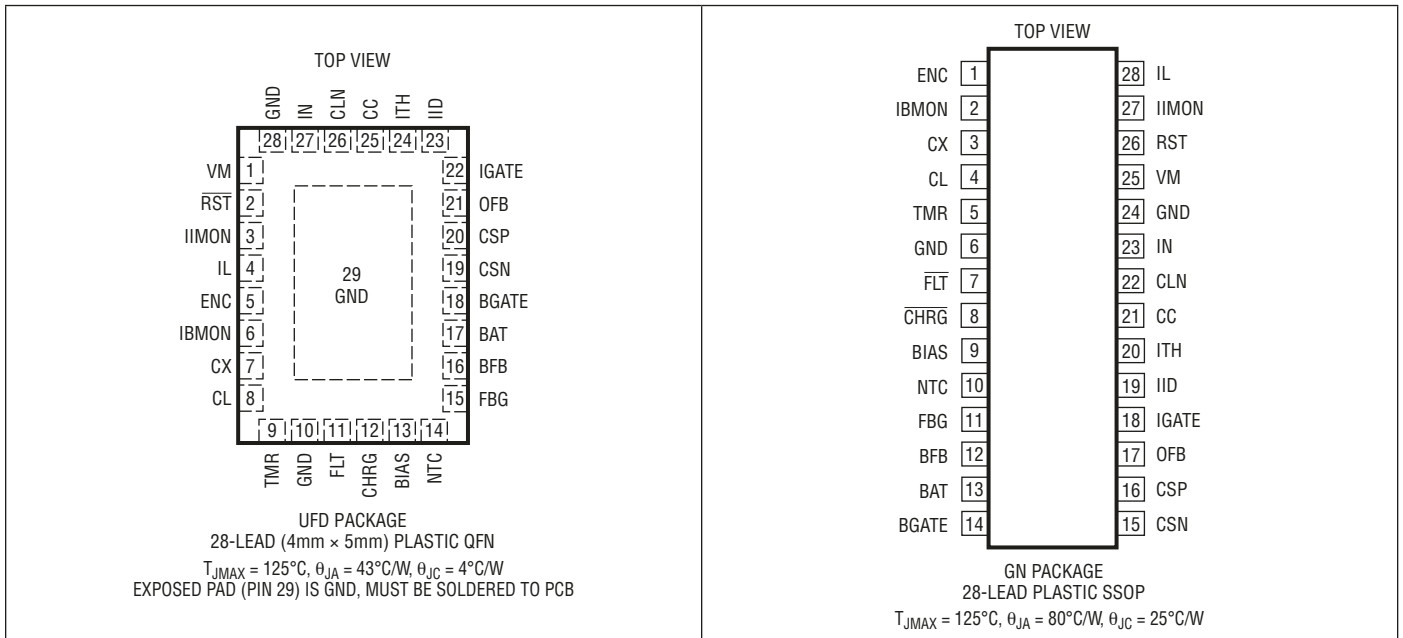
绝对最大额定值

(注 1)

IN、CLN、IID、CSP、CSN、BAT -0.3V 至 62V
 IN-CLN、CSP-CSN -1V 至 1V
 OFB、BFB、FBG -0.3V 至 62V
 FBG -1mA 至 2mA
 IGATE Max (V_{IID}、V_{CSP}) - 10V 至 Max (V_{IID}、V_{CSP})
 BGATE Max (V_{BAT}、V_{CSN}) - 10V 至 Max (V_{BAT}、V_{CSN})
 ENC、CX、NTC、VM -0.3V 至 V_{BIAS}
 IL、CL、TMR、IIMON、CC -0.3V 至 V_{BIAS}

BIAS -0.3V 至 Min (6V、V_{IN})
 IIMON -0.3V 至 Min (V_{BIAS}、V_{CSP})
 ITH -0.3V 至 6V
 CHRG、FLT、RST -0.3V 至 62V
 CHRG、FLT、RST -1mA 至 2mA
 工作结温范围 (注 2) 125°C
 贮存温度范围 -65°C 至 150°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
LTC4000EUFDPBF	LTC4000EUFDPB	4000	28 引脚 (4mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LTC4000IUFDPBF	LTC4000IUFDPB	4000	28 引脚 (4mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LTC4000EGNPBF	LTC4000EGNPB	LTC4000GN	28 引脚塑料 SSOP	-40°C 至 125°C
LTC4000IGNPBF	LTC4000IGNPB	LTC4000GN	28 引脚塑料 SSOP	-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。*温度等级请见集装箱上的标识。
 有关非标准含铅涂层器件的信息，请咨询凌力尔特公司。

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/tapeandree/>

电特性 凡标注 ● 表示该指标适用整个工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = V_{CLN} = 3\text{V}$ 至 60V ，除非特别注明 (注 2、3)。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
V_{IN}	输入电源工作范围		●	3		60	V
I_{IN}	输入静态工作电流				0.4		mA
I_{BAT}	电池引脚工作电流	$V_{IN} \geq 3\text{V}$, $V_{CSN} = V_{CSP} \geq V_{BAT}$	●		50	100	μA
	仅电池的静态电流	$V_{IN} = 0\text{V}$, $V_{CSN} = V_{CSP} \leq V_{BAT}$	●		10	20	μA
停机							
	ENC 输入电压为低电平		●			0.4	V
	ENC 输入电压为高电平		●	1.5			V
	ENC 上拉电流	$V_{ENC} = 0\text{V}$		-4	-2	-0.5	μA
	ENC 开路电压	$V_{ENC} = \text{开路}$	●	1.5	2.5		V
电压调节							
V_{BFB_REG}	电池反馈电压		●	1.133 1.125	1.136 1.136	1.139 1.147	V V
	BFB 输入电流	$V_{BFB} = 1.2\text{V}$			± 0.1		μA
V_{OFB_REG}	输出反馈电压		●	1.181	1.193	1.204	V
	OFB 输入电流	$V_{OFB} = 1.2\text{V}$			± 0.1		μA
R_{FBG}	接地回线反馈电阻		●		100	400	Ω
$V_{RECHRG(RISE)}$	上升再充电电池门限电压	V_{BFB_REG} 的 %	●	96.9	97.6	98.3	%
$V_{RECHRG(HYS)}$	再充电电池门限电压迟滞	V_{BFB_REG} 的 %			0.5		%
$V_{OUT(INST_ON)}$	即时接通电池电压门限	V_{BFB_REG} 的 %	●	82	86	90	%
V_{LOBAT}	降低电池电量门限电压	V_{BFB_REG} 的 %	●	65	68	71	%
$V_{LOBAT(HYS)}$	低电池电量门限电压迟滞	V_{BFB_REG} 的 %			3		%
电流调节							
	被监视电流电压与检测电压之比	$V_{IN,CLN} \leq 50\text{mV}$, $V_{IIMON}/V_{IN,CLN}$ $V_{CSP,CSN} \leq 50\text{mV}$, $V_{IBMON}/V_{CSP,CSN}$	●	19	20	21	V/V
V_{OS}	检测电压偏移	$V_{CSP,CSN} \leq 50\text{mV}$, $V_{CSP} = 60\text{V}$ 或 $V_{CSP,CSN} \leq 50\text{mV}$, $V_{IN} = 60\text{V}$ (注 4)		-300		300	μV
	CLN 引脚电流				± 1		μA
	CSP 引脚电流	$V_{IGATE} = \text{开路}$, $V_{IID} = 0\text{V}$			90		μA
	CSN 引脚电流	$V_{IGATE} = \text{开路}$, $V_{BAT} = 0\text{V}$			45		μA
I_{IL}	输入电流限值编程引脚的上拉电流		●	-55	-50	-45	μA
I_{CL}	充电电流限值编程引脚的上拉电流		●	-55	-50	-45	μA
I_{CL_TRKL}	涓流充电模式中充电电流限值编程引脚的上拉电流	$V_{BFB} < V_{LOBAT}$	●	-5.5	-5.0	-4.5	μA
	至 GND 的输入电流监视器电阻			40	90	140	k Ω
	至 GND 的充电电流监视器电阻			40	90	140	k Ω
	电流环路的 A4、A5 误差放大器失调 (见图 1)	$V_{CL} = 0.8\text{V}$, $V_{IL} = 0.8\text{V}$	●	-10	0	10	mV
	最大可编程电流限制电压范围		●	0.985	1.0	1.015	V

LTC4000

电特性 凡标注 ● 表示该指标适用整个工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = V_{CLN} = 3\text{V}$ 至 60V ，除非特别注明 (注 2、3)。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
充电终止							
	CX 引脚上拉电流	$V_{CX} = 0.1\text{V}$	●	-5.5	-5.0	-4.5	μA
$V_{CX,IBMON(OS)}$	CX 比较器偏移电压, IBMON 下降	$V_{CX} = 0.1\text{V}$	●	0.5	10	25	mV
$V_{CX,IBMON(HYS)}$	CX 比较器迟滞电压				5		mV
	TMR 上拉电流	$V_{TMR} = 0\text{V}$			-5.0		μA
	TMR 下拉电流	$V_{TMR} = 2\text{V}$			5.0		μA
	TMR 引脚频率	$C_{TMR} = 0.01\mu\text{F}$		400	500	600	Hz
	用于 CX 充电终止的 TMR 门限		●		2.1	2.5	V
t_T	充电终止时间	$C_{TMR} = 0.1\mu\text{F}$	●	2.3	2.9	3.5	h
t_T/t_{BB}	充电终止时间与失效电池指示器时间之比	$C_{TMR} = 0.1\mu\text{F}$	●	3.95	4	4.05	h/h
$V_{NTC(COLD)}$	NTC 低温门限	V_{NTC} 上升, V_{BIAS} 的 %	●	73	75	77	%
$V_{NTC(HOT)}$	NTC 高温门限	V_{NTC} 下降, V_{BIAS} 的 %	●	33	35	37	%
$V_{NTC(HYS)}$	NTC 门限迟滞	V_{BIAS} 的 %			5		%
$V_{NTC(OPEN)}$	NTC 开路电压	V_{BIAS} 的 %	●	45	50	50	%
$R_{NTC(OPEN)}$	NTC 开路输入电阻				300		$\text{k}\Omega$
电压监视和漏极开路状态引脚							
$V_{VM(TH)}$	VM 输入下降门限		●	1.181	1.193	1.204	V
$V_{VM(HYS)}$	VM 输入迟滞				40		mV
	VM 输入电流	$V_{VM} = 1.2\text{V}$			± 0.1		μA
$I_{RST,CHRG,FLT(LKG)}$	漏极开路状态引脚漏电流	$V_{PIN} = 60\text{V}$			± 1		μA
$V_{RST,CHRG,FLT(VOL)}$	漏极开路状态引脚电压	$I_{PIN} = 1\text{mA}$	●			0.4	V
输入电源通路 (PowerPath) 控制							
	输入 PowerPath 正向调节电压	$V_{IID,CSP}, 3\text{V} \leq V_{CSP} \leq 60\text{V}$	●	0.1	8	20	mV
	输入 PowerPath 快速反向关断门限电压	$V_{IID,CSP}, 3\text{V} \leq V_{CSP} \leq 60\text{V}$, $V_{IGATE} = V_{CSP} - 2.5\text{V}$, $\Delta I_{IGATE}/\Delta V_{IID,CSP} \geq 100\mu\text{A}/\text{mV}$	●	-90	-50	-20	mV
	输入 PowerPath 快速正向接通门限电压	$V_{IID,CSP}, 3\text{V} \leq V_{CSP} \leq 60\text{V}$, $V_{IGATE} = V_{CSP} - 1.5\text{V}$, $\Delta I_{IGATE}/\Delta V_{IID,CSP} \geq 100\mu\text{A}/\text{mV}$	●	40	80	130	mV
	输入栅极关断电流	$V_{IID} = V_{CSP}, V_{IGATE} = V_{CSP} - 1.5\text{V}$			-0.3		μA
	输入栅极接通电流	$V_{CSP} = V_{IID} - 20\text{mV}$, $V_{IGATE} = V_{IID} - 1.5\text{V}$			-0.3		μA
$I_{IGATE(FASTOFF)}$	输入栅极快速关断电流	$V_{CSP} = V_{IID} + 0.1\text{V}$, $V_{IGATE} = V_{CSP} - 3\text{V}$			-0.5		mA
$I_{IGATE(FASTON)}$	输入栅极快速接通电流	$V_{CSP} = V_{IID} - 0.2\text{V}$, $V_{IGATE} = V_{IID} - 1.5\text{V}$			0.7		mA
$V_{IGATE(ON)}$	输入栅极箝位电压	$I_{IGATE} = 2\mu\text{A}, V_{IID} = 12\text{V}$ 至 60V , $V_{CSP} = V_{IID} - 0.5\text{V}$, 测量 $V_{IID} - V_{IGATE}$	●		13	15	V
	输入栅极关断电压	$I_{IGATE} = -2\mu\text{A}, V_{IID} = 3\text{V}$ 至 59.9V , $V_{CSP} = V_{IID} + 0.5\text{V}$, 测量 $V_{CSP} - V_{IGATE}$	●		0.45	0.7	V

电特性 凡标注 ● 表示该指标适用整个工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = V_{CLN} = 3\text{V}$ 至 60V ，除非特别注明 (注 2、3)。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
电池电源通路 (PowerPath) 控制							
	电池放电 PowerPath 正向调节电压	$V_{BAT,CSN}$, $2.8\text{V} \leq V_{BAT} \leq 60\text{V}$	●	0.1	8	20	mV
	电池 PowerPath 快速反向关断门限电压	$V_{BAT,CSN}$, $2.8\text{V} \leq V \leq V_{BAT} \leq 60\text{V}$, 未充电, $V_{BGATE} = V_{CSN} - 2.5\text{V}$, $\Delta I_{BGATE}/\Delta V_{BAT,CSN} \geq 100\mu\text{A}/\text{mV}$	●	-90	-50	-20	mV
	电池 PowerPath 快速正向接通门限电压	$V_{BAT,CSN}$, $2.8\text{V} \leq V_{CSN} \leq 60\text{V}$, $V_{BGATE} = V_{BAT} - 1.5\text{V}$, $\Delta I_{BGATE}/\Delta V_{BAT,CSN} \geq 100\mu\text{A}/\text{mV}$	●	40	80	130	mV
	电池栅极关断电流	$V_{BGATE} = V_{CSN} - 1.5\text{V}$, $V_{CSN} \geq V_{BAT}$, $V_{OFB} < V_{OUT(INST_ON)}$ 且充电在进行之中, 或 $V_{CSN} = V_{BAT}$ 且未进行充电			-0.3		μA
	电池栅极接通电流	$V_{BGATE} = V_{BAT} - 1.5\text{V}$, $V_{CSN} \geq V_{BAT}$, $V_{OFB} > V_{OUT(INST_ON)}$ 且充电在进行之中, 或 $V_{CSN} = V_{BAT} - 20\text{mV}$			0.3		μA
$I_{BGATE(FASTOFF)}$	电池栅极快速关断电流	$V_{CSN} = V_{BAT} + 0.1\text{V}$ 且未进行充电, $V_{BGATE} = V_{CSN} - 3\text{V}$			-0.5		mA
$I_{BGATE(FASTON)}$	电池栅极快速接通电流	$V_{CSN} = V_{BAT} - 0.2\text{V}$, $V_{BGATE} = V_{BAT} - 1.5\text{V}$			0.7		mA
$V_{BGATE(ON)}$	电池栅极箝位电压	$I_{BGATE} = 2\mu\text{A}$, $V_{BAT} = 12\text{V}$ 至 60V , $V_{CSN} = V_{BAT} - 0.5\text{V}$, 测量 $V_{BAT} - V_{BGATE}$	●		13	15	V
	电池栅极关断电压	$I_{BGATE} = -2\mu\text{A}$, $V_{BAT} = 2.8\text{V}$ 至 60V , $V_{CSN} = V_{BAT} + 0.5\text{V}$ 且未进行充电, 测量 $V_{CSN} - V_{BGATE}$	●		0.45	0.7	V
BIAS 稳压器输出和控制引脚							
V_{BIAS}	BIAS 输出电压	无负载	●	2.4	2.9	3.5	V
ΔV_{BIAS}	BIAS 输出电压负载调节	$I_{BIAS} = -0.5\text{mA}$			-0.5	-10	%
	BIAS 输出短路电流	$V_{BIAS} = 0\text{V}$			-12		mA
	误差放大器的跨导	$CC = 1\text{V}$			0.5		mA/V
	误差放大器的开环 DC 电压	$CC = \text{开路}$			80		dB
$I_{ITH(PULL_UP)}$	ITH 引脚上的上拉电流	$V_{ITH} = 0\text{V}$, $CC = 0\text{V}$		-6	-5	-4	μA
$I_{ITH(PULL_DOWN)}$	ITH 引脚上的下拉电流	$V_{ITH} = 0.4\text{V}$, $CC = \text{开路}$	●	0.5	1		mA
	ITH 驱动器的开环 DC 电压增益	$ITH = \text{开路}$			60		dB

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: LTC4000 是在使 $T_J \approx T_A$ 的条件下测试的。LTC4000E 保证在 0°C 至 85°C 的结温范围内满足规定性能要求。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。LTC4000I 的性能指标在整个 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内得到保证。请注意，与这些规

格指标相一致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。结温 (T_J , 单位: $^\circ\text{C}$) 依据下面的公式由环境温度 (T_A , 单位: $^\circ\text{C}$) 和功耗 (P_D , 单位: W) 来计算:

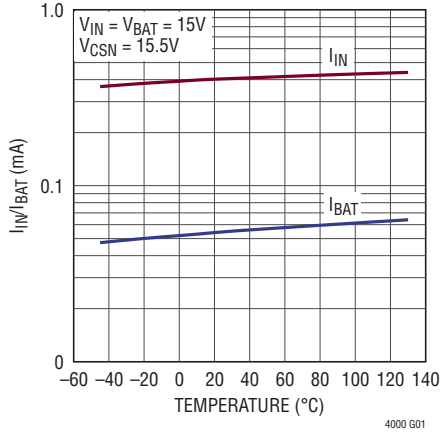
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}), \text{ 式中的 } \theta_{JA} \text{ (单位: } ^\circ\text{C/W) 为封装的热阻抗。}$$

注 3: 所有流入引脚的电流为正; 所有电压值均参考于 GND, 除非特别注明。

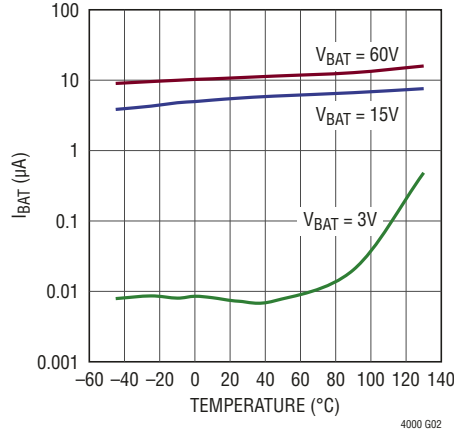
注 4: 这些参数由设计提供保证, 并未经过全面测试。

典型性能特征

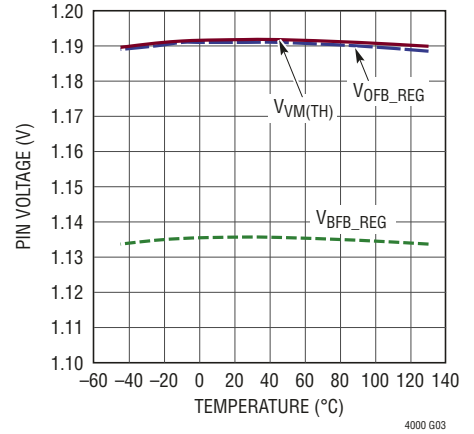
输入静态电流和电池静态电流
随温度的变化情况



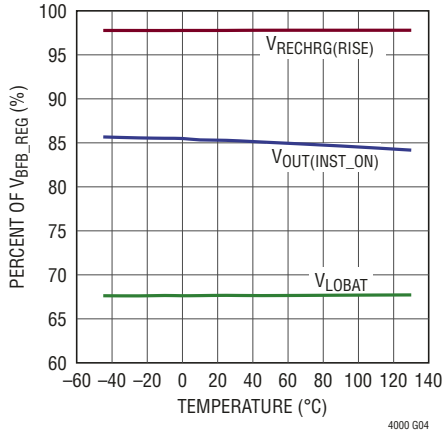
仅电池的静态电流
随温度的变化情况



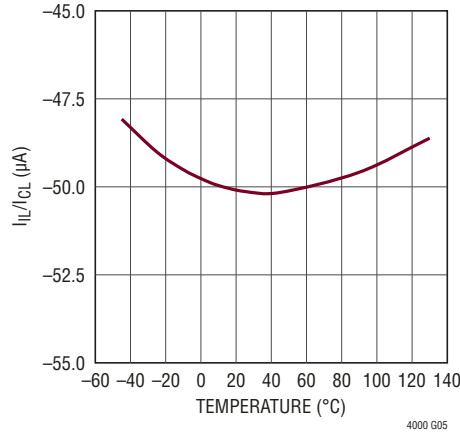
电池浮动电压反馈、输出电压
调节反馈和 VM 下降门限随
温度的变化情况



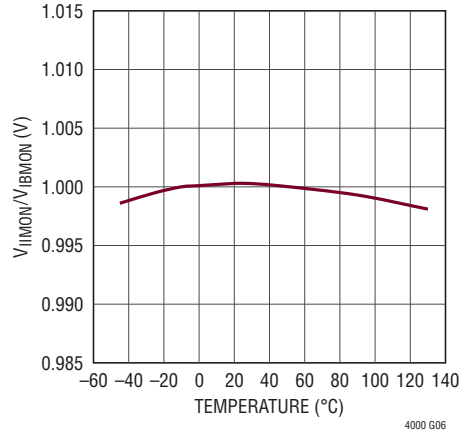
电池门限：上升再充电、即时接通
调节和降低电池电量 (作为电池浮
动反馈的一个百分数) 与温度的关系
曲线



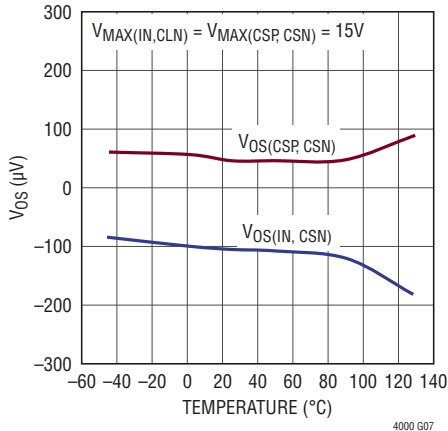
IL 和 CL 上拉电流
随温度的变化情况



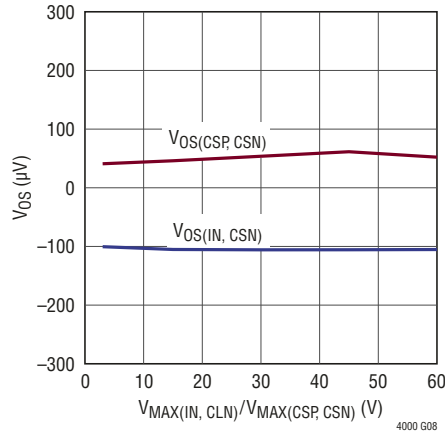
最大可编程电流限制电压随温度的
变化情况



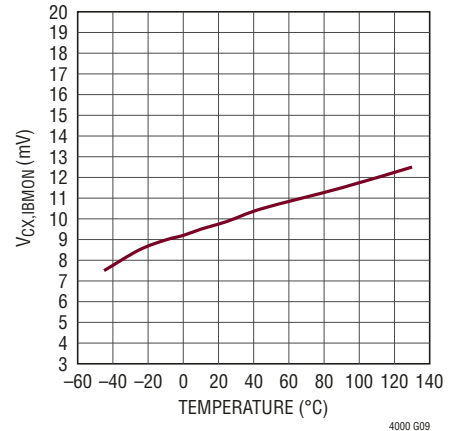
电流检测偏移电压与温度的
关系曲线



整个共模电压范围内的电流检测
偏移电压

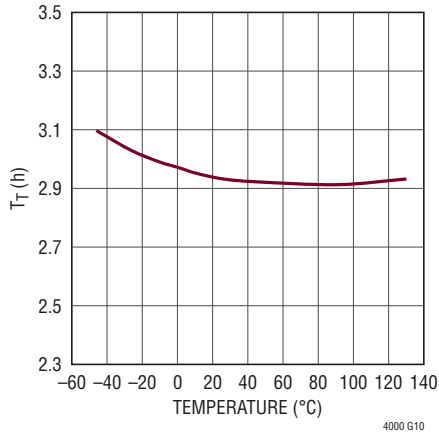


CX 比较器偏移电压 (V_IBMON下降)
与温度的关系曲线

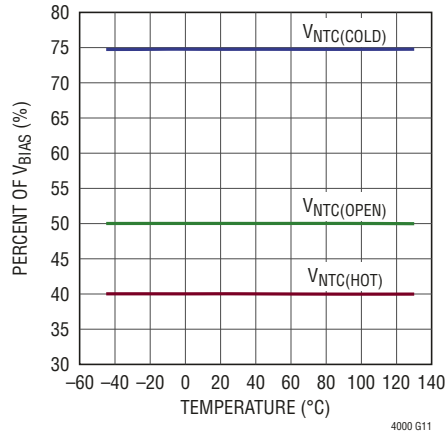


典型性能特征

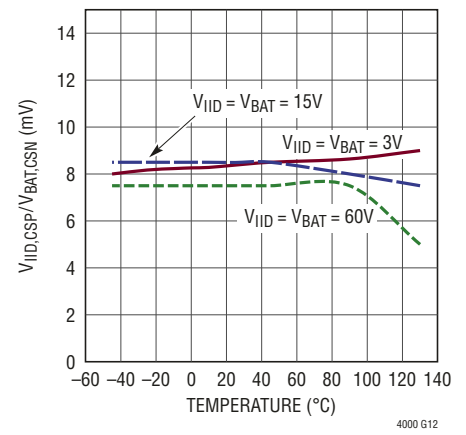
充电终止时间 (采用 0.1 μ F 定时器电容器) 与温度的关系曲线



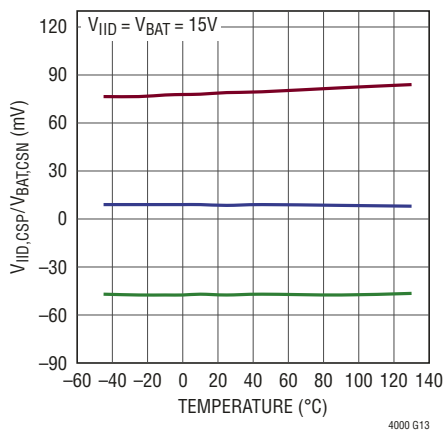
NTC 门限与温度的关系曲线



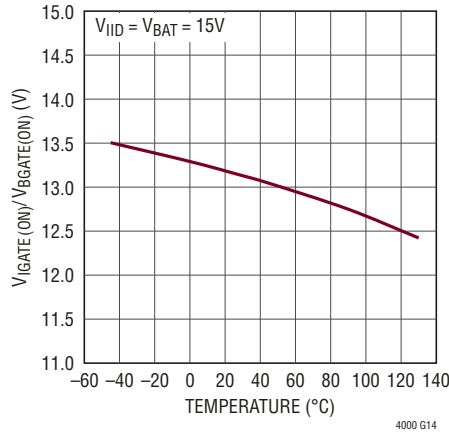
PowerPath 正向电压调节与温度的关系曲线



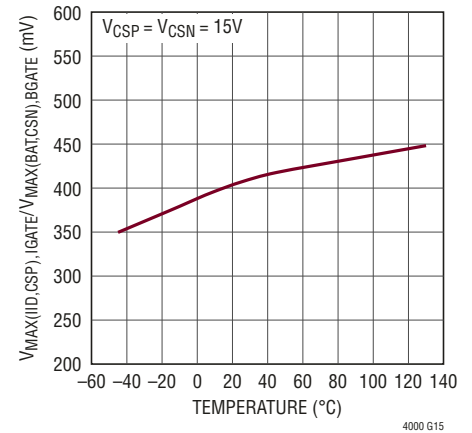
PowerPath 快速关断、快速接通和正向调节与温度的关系曲线



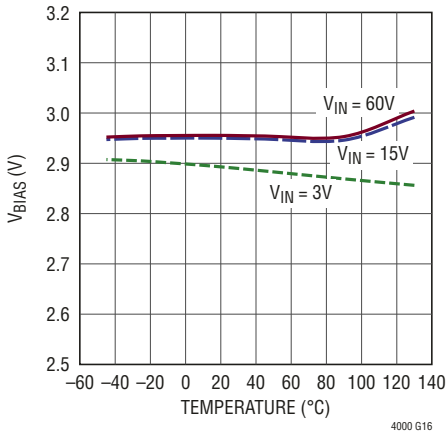
PowerPath 接通栅极箝位电压与温度的关系曲线



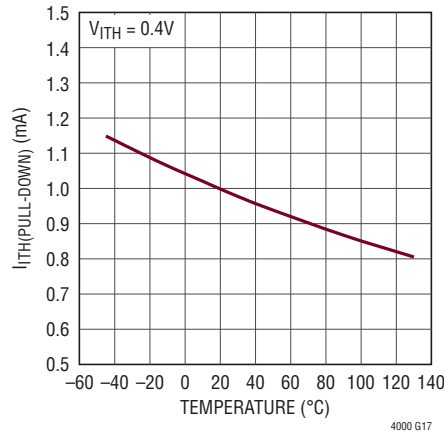
PowerPath 关断栅极电压与温度的关系曲线



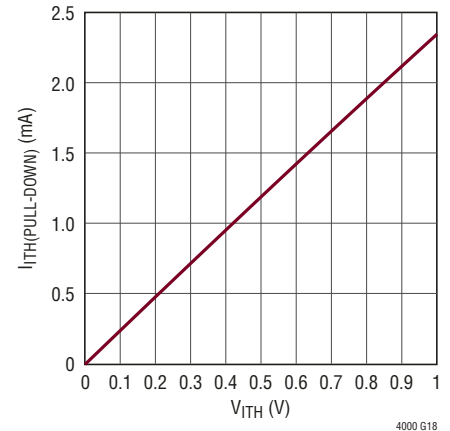
BIAS 电压 (在 0.5mA 负载) 与温度的关系曲线



I_TH 下拉电流与温度的关系曲线



I_TH 下拉电流与 V_I TH 的关系曲线



引脚功能 (QFN/SSOP 封装)

VM (引脚 1 / 引脚 25) : 电压监视器输入。至一个具 1.193V 门限 (典型值) 的准确比较器的高阻抗输入。该引脚负责控制 $\overline{\text{RST}}$ 输出引脚的状态。在被监视电压与 GND 之间连接一个电阻分压器 (R_{VM1} 、 R_{VM2})，并将其中心抽头点连接至该引脚。被监视电压的下降门限按下式计算：

$$V_{VM_RST} = \frac{R_{VM1} + R_{VM2}}{R_{VM2}} \cdot 1.193V$$

式中的 R_{VM2} 是位于 VM 引脚和 GND 之间的底端电阻器。假如未使用电压监视功能，则将之连接至 BIAS 引脚。

$\overline{\text{RST}}$ (引脚 2 / 引脚 26) : 高电压漏极开路复位输出。当 VM 引脚上的电压低于 1.193V 时，该状态引脚被拉至低电平。当被驱动至低电平时，该引脚能停用一个 DC/DC 转换器 (当连接至该转换器的使能引脚时)。另外，该引脚还能驱动一个 LED，以提供被监视电压的可视状态指示器。不用时应将该引脚短接至 GND。

IIMON (引脚 3 / 引脚 27) : 输入电流监视器。该引脚上的电压是输入电流检测电阻器 (R_{IS}) 两端的检测电压 ($V_{IN,CLN}$) 的 20 倍 (典型值)，从而提供了一个与输入电流成比例的电压。把一个合适的电容器连接至该引脚可获得时间平均输入电流的一种电压表示。将该引脚短路至 GND 可停用输入电流限制功能。

IL (引脚 4 / 引脚 28) : 输入电流限值编程。将输入电流编程电阻器 (R_{IL}) 连接至该引脚。该引脚可提供 50 μA 电流。调节环路将该引脚上的电压与输入电流监视器电压 (V_{IIMON}) 进行比较，并相应地驱动 ITH 引脚以确保不超过编程输入电流限值。输入电流限值采用下式来确定：

$$I_{ILIM} = 2.5\mu\text{A} \cdot \left(\frac{R_{IL}}{R_{IS}} \right)$$

式中的 R_{IS} 是与 IN 和 CLN 引脚相连的检测电阻器。将该引脚置于开路状态可获得 $50\text{mV}/R_{IS}$ 的最大输入电流限值。

ENC (引脚 5 / 引脚 1) : 使能充电引脚。高阻抗数字输入引脚。把该引脚拉至 1.5V 以上可启用充电，而拉至 0.5V 以下则停用充电。把该引脚置于开路状态将使内部 2 μA 上拉电流把此引脚拉至 2.5V (典型值)。

IBMON (引脚 6 / 引脚 2) : 电池充电电流监视器。该引脚上的电压是电池电流检测电阻器 (R_{CS}) 两端的检测电压 ($V_{CSP,CSN}$) 的 20 倍 (典型值)，从而提供了一个与电池充电电流成比例的电压。把一个合适的电容器连接至该引脚可获得时间平均电池充电电流的一种电压表示。将该引脚短路至 GND 可停用充电电流限制功能。

CX (引脚 7 / 引脚 3) : 充电电流终止编程。将充电电流终止编程电阻器 (R_{CX}) 连接至该引脚。此引脚是至一个比较器的高阻抗输入，并提供 5 μA 的电流。当该引脚上的电压高于充电电流监视器电压 (V_{IBMON}) 时， $\overline{\text{CHRG}}$ 引脚变至高阻抗，指示达到了 CX 门限。当出现这种情况时，假如 TMR 引脚被短接至 BIAS 引脚，则充电电流将被立刻终止，否则充电将继续，直到充电终止定时器超时为止。充电电流终止值采用下式来确定：

$$I_{C/X} = \frac{(0.25\mu\text{A} \cdot R_{CX}) - 0.5\text{mV}}{R_{CS}}$$

式中的 R_{CS} 为连接至 CSP 和 CSN 引脚的检测电阻器。请注意，若 $R_{CX} = R_{CL} \leq 19.1\text{k}\Omega$ (R_{CL} 是充电电流编程电阻器)，则充电电流终止值为满充电电流的 1/10 (更为人所熟悉的名称是 C/10)。将该引脚短路至 GND 可停用 CX 终止方式。

CL (引脚 8 / 引脚 4) : 充电电流限值编程。将充电电流编程电阻器 (R_{CL}) 连接至该引脚。此引脚可提供 50 μA 电流。调节环路将该引脚上的电压与充电电流监视器电压 (V_{IBMON}) 进行比较，并相应地驱动 ITH 引脚以确保不超过编程充电电流限值。充电电流限值由下式确定：

引脚功能 (QFN/SSOP 封装)

$$I_{CLIM} = 2.5\mu A \cdot \left(\frac{R_{CL}}{R_{CS}} \right)$$

式中的 R_{CS} 是连接至 CSP 和 CSN 引脚的检测电阻器。将该引脚置于开路状态可获得 $50mV/R_{CS}$ 的最大充电电流限值。

TMR (引脚 9 / 引脚 5) : 充电定时器。对于每个 104s 充电终止时间和 26s 失效电池指示器时间，将 1nF 外部电容 (C_{TMR}) 连接至 GND。把该引脚短接至 GND 可防止失效电池指示器时间和充电终止时间超时——从而提供连续涓流充电和 Top-Off 型浮动电压调节充电。而把该引脚短路至 BIAS 则可停用失效电池检测功能并启用 C/X 充电终止方式。

GND (引脚 10、28、29 / 引脚 6、24) : 器件接地引脚。把接地引脚连接至一个合适的 PCB 铜接地平面可实现正确的电操作。QFN 封装的裸露衬垫必须焊接至 PCB 的地，以实现额定的散热性能。

FLT、CHRG (引脚 11、引脚 12 / 引脚 7、引脚 8) : 充电状态指示器引脚。这些引脚是高电压漏极开路下拉引脚。当充电过程中存在过压或欠压状况、或在充电期间 BFB 引脚上的电压处于低电池电量电压门限以下的持续时间超过了失效电池指示器时间时， \overline{FLT} 引脚电平将被拉低。 \overline{CHRG} 引脚电平在充电周期中被拉低。请查阅“应用信息”部分，详细了解由这两个引脚的状态组合所指示的具体模式。利用一个与电阻器串联的 LED 将上述的每个引脚上拉至一个电压源，以提供一个可视的状态指示器。不用时，应将这些引脚短路至 GND。

BIAS (引脚 13 / 引脚 9) : 2.9V 稳压器输出。连接一个数值至少为 470nF 的电容器以对该 2.9V 稳定电压输出进行旁路。使用该引脚对电阻分压器施加偏置，以设置 NTC 引脚上的电压。

NTC (引脚 14 / 引脚 10) : 热敏电阻输入。在 NTC 和 GND 之间连接一个热敏电阻，并在 BIAS 与 NTC 之间连接一个对应的电阻器。该引脚上的电平用于确定电池温度是否适于

安全的充电。如果热敏电阻指示温度不适合安全充电，则充电电流和充电定时器将被中止。当温度返回至安全区域时，充电操作将恢复进行。把该引脚置于开路状态或连接至一个电容器可停用适宜温度充电功能。

FBG (引脚 15 / 引脚 11) : 反馈接地引脚。这是用于连接至 BFB 和 OFB 引脚的电阻分压器的接地回线引脚。一旦 IN 引脚上的有效 (通常 $>3V$)，则该引脚将立即具有一个至地的 100Ω 电阻。当 IN 引脚上的电压无效时，则该引脚与 GND 断接，以确保连接至 BFB 和 OFB 引脚的电阻分压器在电池是仅有的可用电源时不会继续消耗电池的电量。

BFB (引脚 16 / 引脚 12) : 电池反馈电压引脚。该引脚是一个高阻抗输入引脚，用于检测电池电压电平。在稳压状态下，电池浮动电压环路将该引脚上的电压设定为 1.136V (典型值)。把该引脚连接至位于 BAT 引脚与 FBG 引脚之间的一个电阻分压器的中心节点，以设定电池浮动电压。这样，可利用下式求得电池浮动电压：

$$V_{FLOAT} = \frac{R_{BFB2} + R_{BFB1}}{R_{BFB2}} \cdot 1.136V$$

BAT (引脚 17 / 引脚 13) : 电池组连接。将电池连接至该引脚。该引脚是电池理想二极管驱动器的正极 (负极是 CSN 引脚)。

BGATE (引脚 18 / 引脚 14) : 外部电池 PMOS 栅极驱动输出。当未进行充电时，BGATE 引脚驱动外部 PMOS，使其充当 BAT 引脚 (正极) 和 CSN 引脚 (负极) 之间的一个理想二极管。这可以高效地把所需的任何额外功率从电池输送至与 CSN 引脚相连的下游系统。

当对一个严重放电的电池进行充电时，通过调节 BGATE 引脚以把输出反馈电压 (OFB 引脚) 设定为电池浮动电压的 86% (典型值为 0.974V)。这实现了即时接通功能，当 LTC4000 给一个严重放电的电池进行充电时，可在输出端上提供一个即时的有效电压电平。当 OFB 引脚上的电压高于 0.974V 的典型值时，则把 BGATE 引脚驱动至低电平，以在 CSN 引脚和 BAT 引脚之间确保一条高效的充电通路。

引脚功能 (QFN/SSOP 封装)

CSN (引脚 19 / 引脚 15) : 充电电流检测负输入和电池理想二极管负极。在该引脚和 CSP 引脚之间连接一个检测电阻器。LTC4000 负责检测该检测电阻器两端的电压，并将之调节至一个等于 CL 引脚上设定电压的 1/20 (典型值) 的电压。最大稳定检测电压为 50mV。CSN 引脚也是电池理想二极管驱动器的负极输入(正极输入是 BAT 引脚)。如果不需要充电电流限制功能，则将该引脚连接至 CSP 引脚。完整细节请查阅“应用信息”部分。

CSP (引脚 20 / 引脚 16) : 充电电流检测正输入和输入理想二极管负极。在该引脚和 CSN 引脚之间连接一个检测电阻器，以提供充电电流检测和调节。如欲停用充电电流调节功能，则应把该输入应连接至 CSN。此引脚也是输入理想二极管驱动器的负极 (正极为 IID 引脚)。

OFB (引脚 21 / 引脚 17) : 输出反馈电压引脚。该引脚是一个高阻抗输入引脚，用于检测输出电压电平。在稳压状态下，输出电压环路将把该反馈引脚上的电压设定为 1.193V。当电池充电被终止且所有的输出负载电流均由输入提供时，将该引脚连接至位于 CSP 引脚和 FBG 引脚之间的一个电阻分压器的中心节点，以设定输出电压。这样，输出电压可按下式求得：

$$V_{OUT} = \frac{R_{OFB2} + R_{OFB1}}{R_{OFB2}} \cdot 1.193V$$

当对一个严重放电的电池 (以致 $V_{OFB} < V_{OUT(INST_ON)}$) 进行充电时，调节连接至 BGATE 的电池 PowerPath PMOS 以把该反馈引脚上的电压设定为 0.974V (大约为电池浮动电压的 86%)。随后可按下式计算即时接通输出电压：

$$V_{OUT(INST_ON)} = \frac{R_{OFB2} + R_{OFB1}}{R_{OFB2}} \cdot 0.974V$$

IGATE (引脚 22 / 引脚 18) : 输入 PMOS 栅极驱动输出。IGATE 引脚驱动外部 PMOS，以使之充当 IID 引脚 (正极) 和 CSP 引脚 (负极) 之间的一个理想二极管。

IID (引脚 23 / 引脚 19) : 输入理想二极管正极。该引脚为输入理想二极管驱动器的正极 (负极为 CSP 引脚)。

ITH (引脚 24 / 引脚 20) : 高阻抗控制电压引脚。当任何调节环路 (输入电流、充电电流、电池浮动电压或输出电压) 指示达到其限值时，ITH 引脚将吸收电流 (高达 1mA) 以把该特定的环路调节于限值。在许多应用中，该 ITH 引脚连接至一个 DC/DC 转换器的控制 / 补偿节点。在未使用任何外部上拉电阻器的情况下，该引脚的工作电压范围为 GND 至 2.5V。当采用一个外部上拉电阻器时，该引脚上的电压可被上拉至 6V。请注意，连接至该引脚的阻抗会影响总环路增益。详情请查阅“应用信息”部分。

CC (引脚 25 / 引脚 21) : 转换器补偿引脚。在该引脚与 ITH 引脚之间连接一个 R-C 网络，以为所使用的转换器提供合适的环路补偿。在“应用信息”部分，就针对特定 DC/DC 转换器的合适 R-C 网络选择进行了讨论，并提供了具体的选择步骤。

CLN (引脚 26 / 引脚 22) : 输入电流检测负输入。在该引脚和 IN 引脚之间连接一个检测电阻器。LTC4000 检测该检测电阻器两端的电压，并将之调节至一个等于 IL 引脚上设定电压的 1/20 (典型值) 的电压。如果不需要输入电流限制，则将该引脚连接至 IN 引脚。完整细节请查阅“应用信息”部分。

IN (引脚 27 / 引脚 23) : 输入电源电压：3V 至 60V。负责向内部电路和 BIAS 引脚供电。把电源连接至下游系统，并将电池充电器连接至该引脚。此引脚也是用于输入电流限制的正检测引脚。在该引脚与 CLN 引脚之间连接一个检测电阻器。如果不需要输入电流限制，则可把此引脚连接至 CLN。建议在该引脚上布设一个接地的 0.1μF 局部旁路电容器。

方框图

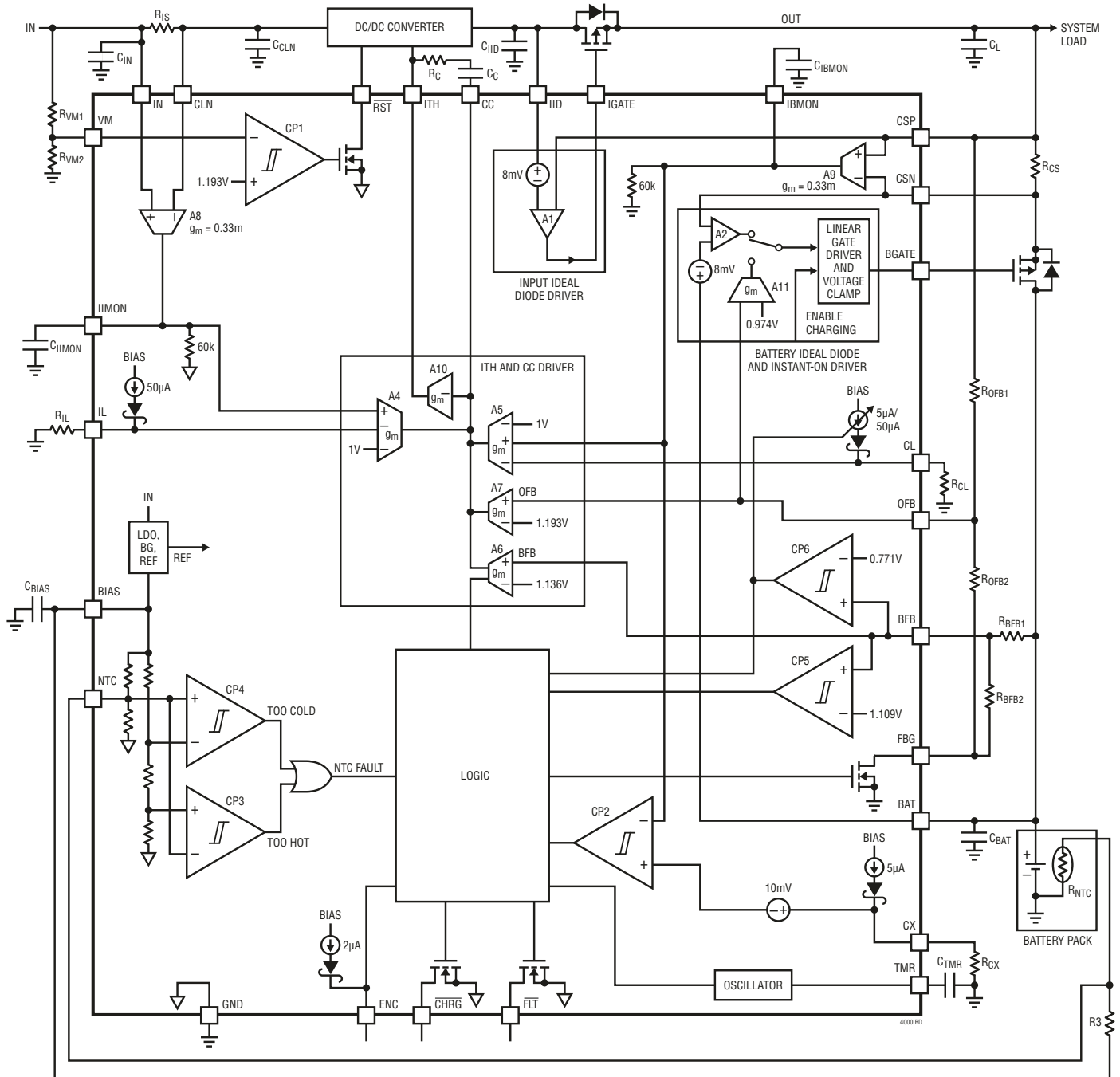


图 1 : LTC4000 功能方框图

工作原理

概要

LTC4000 专为把任何外部补偿的 DC/DC 转换器转换为一个具 PowerPath 控制功能的高性能电池充电器而设计。该器件只要求 DC/DC 转换器具有一个控制或外部补偿引脚 (通常命名为 VC 或 ITH)，此引脚的电压电平以一种正单调的方式随其输出而改变。输出变量可以是输出电压或输出电流。对于下面的讨论，请参阅图 1 中的方框图。

LTC4000 包括 4 种不同的调节环路：输入电流、充电电流、电池浮动电压和输出电压 (A4-A7)。控制外部 DC/DC 转换器的是那个在其调节时所需的 ITH 引脚电压最低的环路。

输入电流调节环路可确保编程输入电流限值 (采用 IL 引脚上的一个电阻器来设置) 在稳态时不会被超过。充电电流调节环路用于确保编程电池充电电流限值 (采用 CL 引脚上的一个电阻器来设置) 不被超过。浮动电压调节环路负责确保编程电池组电压 (利用一个通过 BFB 从 BAT 连接至 FBG 的电阻分压器来设置) 不被超过。输出电压调节环路可确保编程系统输出电压 (采用一个通过 OFB 从 CSP 连接至 FBG 的电阻分压器来设置) 不被超过。LTC4000 还分别在 IIMON 和 IBMON 引脚上提供了针对输入电流和充电电流的监视引脚。

LTC4000 在输入端上具有一个理想二极管控制器 (位于 IID 引脚和 CSP 引脚之间)，而在输出端上设有一个 Power-Path 控制器 (置于 BAT 引脚与 CSN 引脚之间)。在未充电时，输出 PowerPath 控制器起一个理想二极管控制器的作用。当充电时，输出 PowerPath 控制器具有两种操作模式。假如 V_{OFB} 高于 $V_{OUT(INST_ON)}$ ，则 BGATE 被驱动至低电平。当 V_{OFB} 低于 $V_{OUT(INST_ON)}$ 时，一个线性稳压器将执行即时接通功能。该功能可提供 BGATE 引脚的调节，因而当 LTC4000 给一个过度放电、电量耗尽或短路故障电池充电时，可在输出端上即刻提供一个有效的电压电平。

ENC 引脚的状态决定了充电是否被使能。当 ENC 接地时，

充电操作被禁止，而且电池浮动电压环路被停用。当 ENC 引脚浮置或被拉至高电平 ($\geq 1.5V$) 时，充电被使能。

LTC4000 提供了几种可由用户进行配置的电池充电终止方案。TMR 引脚可针对 C/X 终止、充电定时器终止或无终止进行配置。在某个特定的充电周期终止之后，如果电池电压下降至编程浮动电压的 97.6% 以下，则 LTC4000 将启动一个自动再充电周期。

当给一个过度放电或电量耗尽电池充电时，涓流充电模式把充电电流减小至标准充电电流的 1/10 (采用连接在 CL 引脚和 GND 之间的一个电阻器来设置)。当实施涓流充电时，可采用 TMR 引脚上的一个电容器来设置超时周期。当这个失效电池定时器超时且电池电压未能充电至低电池电量电压门限 (V_{LOBAT}) 以上时，LTC4000 将终止充电并通过状态引脚 (\overline{FLT} 和 \overline{CHRG}) 指示电池失效情况。

LTC4000 还包括一个 NTC 引脚，当连接至一个热耦合到电池组的 NTC 热敏电阻时，该引脚可提供适宜温度充电。如需启用该功能，则在 NTC 和 GND 引脚之间连接热敏电阻，并在 BIAS 引脚与 NTC 引脚连接一个对应的电阻器。此外，LTC4000 还通过 \overline{FLT} 和 \overline{CHRG} 引脚提供了一个充电状态指示器。

除了给热敏电阻-电阻器网络施加偏置之外，BIAS 引脚还可用于方便地提供一个上拉电压。该引脚是一个低压差稳压器的输出，能提供高达 0.5mA 的电流。BIAS 引脚上的稳定电压可在 IN 引脚电压处于其工作范围之内 ($\geq 3V$) 后立即提供。

输入理想二极管

输入理想二极管功能可在 IID 引脚与 CSP 引脚之间提供低损耗传导及反向隔离。这种反向隔离可防止反向电流从输出 (CSP 引脚) 流至输入 (IID 引脚)，此反向电流会造成不必要的电池消耗，而且在某些场合还有可能导致意外的 DC/DC 转换器工作状态。

工作原理

理想二极管的工作通过控制一个连接至 IID 引脚 (漏极) 和 CSP 引脚 (源极) 的外部 PMOS 来实现。控制器 (A1) 通过驱动 PMOS 器件的栅极来调节外部 PMOS, 以使 IID 和 CSP 两端的电压降为 8mV (典型值)。当超过了外部 PMOS 在其源极和漏极两端的压降为 8mV 时提供某一特定电流的能力时, 栅极上的电压被箝位于 $V_{IGATE(ON)}$, 且 PMOS 充当一个固定阻值电阻器 ($R_{DS(ON)}$)。

输入电流调节和监视

驱动 ITH 和 CC 引脚的环路之一是输入电流调节环路 (图 2)。该环路可防止通过输入电流检测电阻器 (R_{IS}) 进行检测的输入电流超过编程输入电流限值。

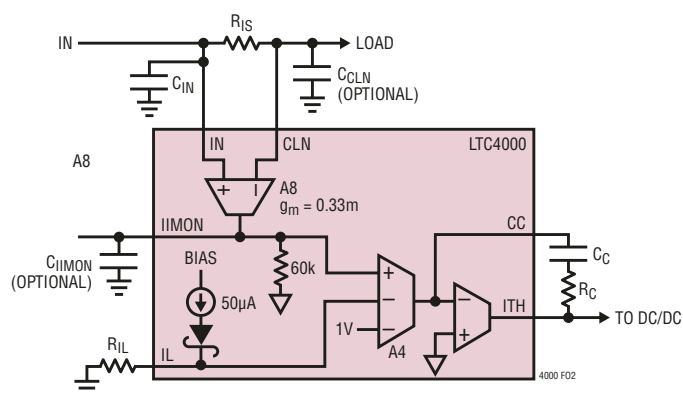


图 2：输入电流调节环路

电池充电器概要

除了输入电流调节环路之外, LTC4000 还可调节充电电流、电池电压和输出电压。

当一个电池充电周期开始时, 电池充电器首先将确定电池是否过度放电。如果电池反馈电压低于 V_{LOBAT} , 则自动涓流充电功能将采用充电电流调节环路把电池充电电流设定为编程全标度值的 10%。倘若 TMR 引脚连接至一个电容器或被置于开路状态, 则启用失效电池检测定时器。当该失效电池检测定时器超时而电池电压仍然低于 V_{LOBAT} 时, 则电池充电器将自动终止, 并通过 \overline{FLT} 和 \overline{CHRG} 引脚指示电池对于充电电流没有响应。

一旦电池电压高于 V_{LOBAT} , 充电电流调节环路将以满功率恒定电流模式开始充电。在这种场合, 编程满充电电流利用 CL 引脚上的一个电阻器来设定。

受可用输入功率及外部负载条件的限制, 电池充电器可能无法以全编程速率进行充电。外部负载的优先级始终高于电池充电电流。应始终保持设置的输入电流限值, 只有额外的功率可用于给电池充电。当系统负载很轻时, 电池充电电流可达到最大。

当达到浮动电压时, 控制将从充电电流调节环路转交至电池浮动电压调节环路, 并由后者启动恒定电压充电。在恒定电压充电中, 充电电流缓慢减小。

充电终止可利用 TMR 引脚以几种方式进行配置。如果 TMR 引脚连接至 BIAS 引脚, 则选择 C/X 终止方式。在该场合中, 当恒定电压充电把充电电流减小至在 CX 引脚上设置的 C/X 水平时, 充电操作被终止。把一个电容器连接至 TMR 引脚选择的是充电定时器终止方式, 并在恒定电压充电的起点启动一个充电终止定时器。当终止定时器超时, 充电操作终止。当需要在浮动电压条件下进行连续充电时, 则把 TMR 引脚连接至 GND 以停用终止功能。

一旦充电终止, 则连接至 BGATE 的 PMOS 将在 BAT 与 CSN 之间充当一个理想二极管。二极管的功能用于阻止充电电流, 但可根据需要向系统负载输送电流。如果系统负载能够完全依靠输入来供电, 那么电池 PMOS 将关断。当充电终止时, 假如输入电流限制功能电路不在调节状态中, 则输出电压调节环路将接管, 以确保 CSP 上的输出电压处于受控状态。输出电压调节环路负责调节 CSP 引脚上的电压, 以使 OFB 引脚上的输出反馈电压为 1.193V。

如果系统负载所需的功率超过了输入的供电能力, 则电池理想二极管控制器将利用电池提供补充供电。当电池电压放电至低于浮动电压的 97.1% 以下时 ($V_{BFB} < V_{RECHRG(FALL)}$), 自动再充电功能将启动一个新的充电周期。

工作原理

充电电流调节

在标准充电周期中使用的第一个环路是充电电流调节环路 (图 3)。和输入电流调节环路一样,该环路也驱动 ITH 和 CC 引脚。此环路可确保通过充电电流检测电阻器 (R_{CS}) 进行检测的充电电流不超过编程满充电电流。

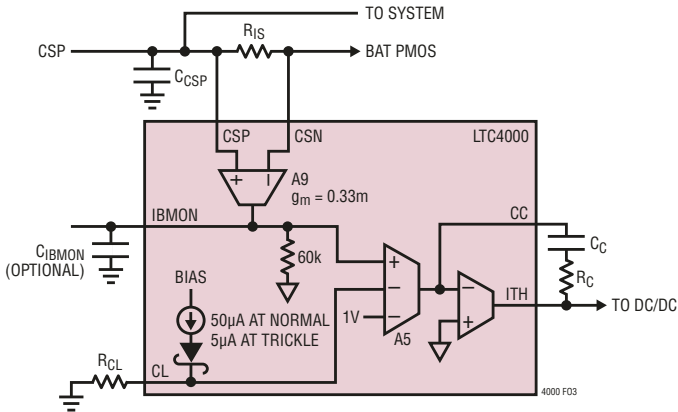


图 3：充电电流调节环路

电池电压调节

当达到浮动电压时,控制将从充电电流调节环路转交至电池电压调节环路 (图 4)。

浮动电压电平采用位于 BAT 引脚和 FBG 引脚之间的反馈电阻分压器 (其中心节点连接至 BFB 引脚) 来设置。请注意,电阻分压器接地回线连接至 FBG 引脚。当 $V_{IN} < 3V$ 时,FBG 引脚将电阻分压器负载断接,以确保浮动电压电阻分压器在电池是仅有的可用电源时不消耗电池电流。当 $V_{IN} \geq 3V$ 时,FBG 引脚与 GND 之间的典型电阻为 100Ω 。

输出电压调节

当充电终止且系统负载完全依靠输入来供电时,连接至 BGATE 的 PMOS 被关断。在该场合中,控制从电池浮动电压调节环路转交至输出电压调节环路 (图 5)。输出电压调节环路负责调节 CSP 引脚上的电压,以使 OFB 引脚上的输出反馈电压为 $1.193V$ 。

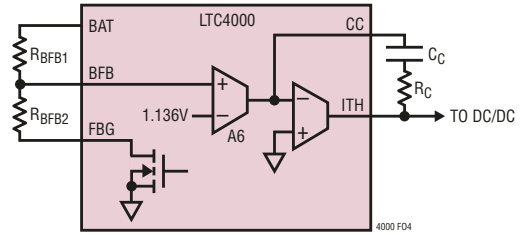


图 4：采用 FBG 的电池浮动电压调节环路

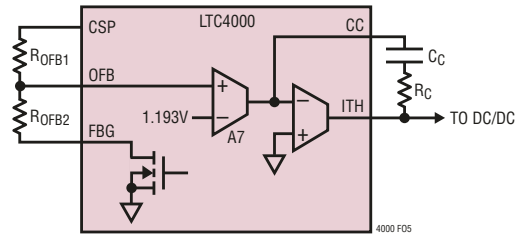


图 5：采用 FBG 的输出电压调节环路

电池即时接通和理想二极管

LTC4000 采用一个控制器来控制连接至 BGATE 引脚的外部 PMOS,该控制器与驱动 IGATE 引脚的输入理想二极管控制器相似。当未进行充电时,PMOS 充当 BAT (正极) 和 CSN (负极) 引脚之间的一个理想二极管。控制器 (A2) 负责调节外部 PMOS,通过驱动 PMOS 器件的栅极 (以使从 BAT 引脚至 CSN 引脚的电压降为 $8mV$) 来实现低损耗传导。当超过了 PMOS 在其源极和漏极两端的电压降为 $8mV$ 时提供某一特定电流的能力时,栅极上的电压将被箝位于 $V_{BGATE(ON)}$,且 PMOS 充当一个固定阻值电阻器 ($R_{DS(ON)}$)。

理想二极管的工作特性允许电池在输入电源处于限流状态、或者 DC/DC 转换器对输出上的瞬间负载增加反应较慢时向负载提供电流。除了理想二极管的作用之外,BGATE 也允许电流在充电期间从 CSN 引脚流至 BAT 引脚。

电流从 CSN 引脚流至 BAT 引脚的工作区有两个。第一个工作区是给一个其电压低于即时接通门限 ($V_{OFB} < V_{OUT(INST_ON)}$) 的电池充电。在该工作区中,控制器把 CSP 引脚上的电压调节至最终浮动电压电平的约 86%

工作原理

($V_{OUT(INST_ON)}$)。当给一个严重放电的电池充电时，该功能可提供一个明显高于电池电压的 CSP 电压。这种即时接通功能允许 LTC4000 在输出端 (CSP 引脚) 上提供足够的电压，而不受电池电压的影响。

第二个工作区是电池反馈电压高于或等于即时接通门限 ($V_{OUT(INST_ON)}$) 的场合。在该区域中，BGATE 引脚被驱动至低电平并箝位于 $V_{BGATE(ON)}$ ，以允许 PMOS 完全导通，从而降低由于充电电流所引起的任何功耗。

电池适宜温度充电

电池温度是通过在靠近电池组的地方布设一个负温度系数 (NTC) 热敏电阻来测量的。如图 1 中的方框图所示，比较器 CP3 和 CP4 负责执行温度检测。CP4 的上升门限被设定为 V_{BIAS} 的 75% (低温门限)，而 CP3 的下降门限则被设定为 V_{BIAS} 的 35% (高温门限)。当 NTC 引脚上的电压高于 V_{BIAS} 的 75% 或低于 V_{BIAS} 的 35% 时，LTC4000 将暂停进行之中的所有充电周期。当 NTC 引脚上的电压回归 V_{BIAS} 的 40% 至 70% 范围内时，充电操作将恢复。

当充电暂停时，外部充电 PMOS 关断，且充电电流减小至零。如果 LTC4000 正以恒定电压模式进行充电且充电终止定时器被启用，则定时器将暂停计时，直到热敏电阻指示返回有效温度为止。假如电池充电器处于涓流充电模式且失效电池检测定时器被启用，则失效电池定时器将暂停计时，直到热敏电阻指示返回有效温度为止。

输入 UVLO 和电压监视

一旦 $V_{IN} \geq 3V$ ，BIAS 引脚上的稳定电压将立即可用。当 $V_{IN} \geq 3V$ 时，利用一个 100Ω 的典型电阻将 FBG 引脚拉低至 GND，并启用其余的芯片功能。

当 IN 引脚为高阻抗且一个电池被连接至 BAT 引脚时，利用一个 $2\mu A$ (典型值) 电流源对 BGATE 引脚进行下拉操作，以把电池 PMOS 栅极电压保持在低于 V_{BAT} 的 $V_{BGATE(ON)}$ 。这允许由电池来为输出供电。当 V_{IN} 无效时，LTC4000 从电池消耗的总静态电流通常 $\leq 10\mu A$ 。

除了内部输入 UVLO 以外，LTC4000 还通过 VM 引脚提供了电压监视功能。当 VM 引脚电压降至 $1.193V$ (典型值) 以下时， \overline{RST} 引脚被拉至低电平。另一方面，当 VM 引脚上的电压升至 $1.233V$ (典型值) 以上时， \overline{RST} 引脚将呈高阻抗。

这种电压监视功能的一个常见的用途是：确保当输入端上的电压低于某个特定电平时将转换器关断。在该场合中，把 \overline{RST} 引脚连接至 DC/DC 转换器芯片选择或使能引脚 (见图 6)。

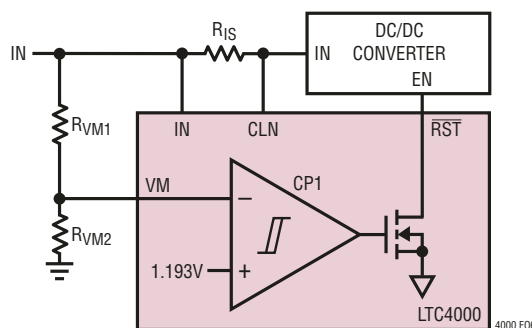


图 6：输入电压监视 (\overline{RST} 引脚连接至 DC/DC 转换器的 EN 引脚)

应用信息

输入理想二极管 PMOS 选择

输入外部 PMOS 根据预期的最大电流、功耗和反向电压降来选择。PMOS 必须要能够承受一个高于 $V_{IGATE(ON)}$ (最大值为 15V) 或 IID 引脚上的最大稳定电压 (取两者中的较小值) 的栅极至源极电压。针对一些不同要求的几款合适外部 PMOS 列于表 1。

表 1 : PMOS

器件型号	$V_{GS} = 10V$ 时的 $R_{DS(ON)}$ (Ω)	最大 ID (A)	最大 VDS (V)	制造商
SiA923EDJ	0.054	4.5	-20	Vishay
Si9407BDY	0.120	4.7	-60	Vishay
Si4401BDY	0.014	10.5	-40	Vishay
Si4435DDY	0.024	11.4	-30	Vishay
SUD19P06-60	0.060	18.3	-60	Vishay
Si7135DP	0.004	60	-30	Vishay

一般而言，IGATE 引脚上的电容越大，理想二极管驱动器的响应速度就越慢，这一点是需要注意的。快速关断和接通电流通常分别被限制为 $-0.5mA$ 和 $0.7mA$ ($I_{IGATE(FASTOFF)}$ 和 $I_{IGATE(FASTON)}$)。倘若驱动器不能对负载电流的突然增加做出足够快的反应，则大部分多馀的电流将通过外部 PMOS 的体二极管输送。这会短暂地增加功耗。应确保 PMOS 能够承受这种短暂的功耗增加，这一点很重要。

输入电流限值设定和监视

已调输入电流限值采用 IL 引脚上的一个电阻器根据下面的公式来设定：

$$R_{IS} = \frac{V_{IL}}{20 \cdot I_{ILIM}}$$

式中的 V_{IL} 是 IL 引脚上的电压。在内部利用一个 $50\mu A$ 的准确电流源对 IL 引脚进行上拉。因此，用于获得输入电流限值等效公式为：

$$R_{IL} = \frac{I_{LIM} \cdot R_{IS}}{2.5\mu A} \Rightarrow I_{LIM} = \frac{R_{IL}}{R_{IS}} \cdot 2.5\mu A$$

流过检测电阻器的输入电流可用于通过 IIMON 引脚提供监视。IIMON 引脚上的电压随流经检测电阻器的电流而变化，关系式如下：

$$V_{IIMON} = 20 \cdot I_{RIS} \cdot R_{IS} = 20 \cdot (V_{IN} - V_{CLN})$$

IIMON 引脚上的调节电压电平利用一个准确的内部基准箝位于 1V。当 IIMON 引脚电压为 1V 时，输入电流限值将被调节至下面的数值：

$$I_{ILIM(MAX)}(A) = \frac{0.050V}{R_{IS}(\Omega)}$$

当需要该最大电流限值时，则把 IL 引脚置开路状态，或将其设定至一个 $>1.05V$ 的电压，以使放大器 A4 能够将 IIMON 电压准确地调节至 1V 的内部基准。

如果输入电流存在噪声，则在 CLN 引脚上增设一个滤波电容器以减少 AC 成分。例如：当采用一个降压型 DC/DC 转换器时，强烈建议使用一个 C_{CLN} 电容器。在重视最高准确度的场合，应选择合适的 C_{CLN} 数值以使 AC 成分小于或等于检测电阻器两端平均电压的 50%。

IIMON 引脚上的电压可通过在其上布设一个电容器 (C_{IIMON}) 进一步滤波。IIMON 引脚上的电压也是至输入电流调节误差放大器的反馈输入。所有连接至该引脚的电容器都将在输入电流调节环路中设置一个极点。因此，该滤波电容器不应任意大，因为它将减缓整个补偿环路的速率。有关补偿环路的详情请查阅“补偿”部分。

应用信息

充电电流限值设定和监视

已调的满充电电流根据下式来设定：

$$R_{CS} = \frac{V_{CL}}{20 \cdot I_{CLIM}}$$

式中的 V_{CL} 是 CL 引脚上的电压。在内部利用一个 $50\mu\text{A}$ 的准确电流源对 CL 引脚进行上拉。因此，用于获得输入电流限值等效公式为：

$$R_{CL} = \frac{I_{CLIM} \cdot R_{CS}}{2.5\mu\text{A}} \Rightarrow I_{CLIM} = \frac{R_{CL}}{R_{CS}} \cdot 2.5\mu\text{A}$$

流过检测电阻器的充电电流可用于通过 IBMON 引脚提供监视。IBMON 引脚上的电压随流经检测电阻器的电流而变化，关系式如下：

$$V_{IBMON} = 20 \cdot I_{RCS} \cdot R_{CS} = 20 \cdot (V_{CSP} - V_{CSN})$$

与 IIMON 引脚相似，IBMON 引脚上的调节电压电平利用一个准确的内部基准位于 1V。当 IBMON 引脚电压为 1V 时，充电电流限值将被调节至下面的数值：

$$I_{CLIM(MAX)}(A) = \frac{0.050V}{R_{CS}(\Omega)}$$

当需要该最大充电电流限值时，则把 CL 引脚置开路状态，或将其设定至一个 $> 1.05V$ 的电压，以使放大器 A5 能够将 IBMON 引脚电压准确地调节至 1V 的内部基准。

当 DC/DC 转换器的输出电流波形或系统负载电流存在噪声时，建议将一个电容器 (C_{CSP}) 连接至 CSP 引脚。这是为了减少流过检测电阻器 (R_{CS}) 的电流的 AC 成分。在重视最高准确度的场合，应选择合适的 C_{CSP} 数值以使 AC 成分小于或等于检测电阻器两端平均电压的 50%。与 IIMON 引脚相似，IBMON 引脚上的电压可通过在其上布设一个电容器 (C_{IBMON}) 进一步滤波。该滤波电容器不应任意大，因为它

将减缓整个补偿充电电流调节环路的速率。有关补偿环路的详情请查阅“补偿”部分。

电池浮动电压编程

当 R_{BFB1} 的阻值远大于 100Ω 时，最终浮动电压采用下式来确定：

$$R_{BFB1} = \left(\frac{V_{FLOAT}}{1.136V} - 1 \right) R_{BFB2}$$

当对较高的准确度很重视时，可采用下面的公式来决定一个准确度略高的最终浮动电压：

$$V_{FLOAT} = \left(\frac{R_{BFB1} + R_{BFB2}}{R_{BFB2}} \cdot 1.136V \right) - \left(\frac{R_{BFB1}}{R_{BFB2}} \cdot V_{FBG} \right)$$

式中的 V_{FBG} 是浮动电压调节期间 FBG 引脚上的电压，用于补偿来自所有连接至该引脚的电阻分压器的全部电流 ($R_{FBG} = 100\Omega$ 典型值)。

低电池电量涓流充电编程和失效电池检测

当给一个过度放电电池或电量耗尽电池 ($V_{BFB} < V_{LOBAT}$) 充电时，CL 引脚上的上拉电流减小至标准上拉电流的 10%。于是，涓流充电电流采用下式设定：

$$R_{CL} = \frac{I_{CLIM(TRKL)} \cdot R_{CS}}{0.25\mu\text{A}} \Rightarrow I_{CLIM(TRKL)} = 0.25\mu\text{A} \cdot \frac{R_{CL}}{R_{CS}}$$

因此，当 $50\mu\text{A} \cdot R_{CL}$ 小于 1V 时，下面的关系式成立：

$$I_{CLIM(TRKL)} = \frac{I_{CLIM}}{10}$$

当电池电压升至低电池电量电压门限以上时，充电电流水平将从涓流充电电流水平上升至满充电电流水平。

另外，LTC4000 还具有失效电池检测功能。倘若 TMR 引

应用信息

脚接地或连接至 BIAS，则该检测功能被停用。然而，当把一个电容器连接至 TMR 引脚时，涓流充电一旦启动则将立即启动一个失效电池检测定时器。如果在失效电池检测时间结束时电池电压仍然低于低电池电量电压门限，则充电终止，且器件将通过把 $\overline{\text{FLT}}$ 引脚拉至低电平并将 $\overline{\text{CHRG}}$ 引脚置于高阻抗状态来指示失效电池情况。

失效电池检测时间可根据下面的公式来设置：

$$C_{\text{TMR}} (\text{nF}) = t_{\text{BADBAT}} (\text{h}) \cdot 138.5$$

请注意，当检测到失效电池情况时，此状态将被闭锁。如需重新启用充电，则将原来的电池拿掉并连接一个新的电池，后者的电压将使 BFB 上升至再充电电池门限 ($V_{\text{RECHRG}}(\text{RISE})$) 以上。或者，也可以采取对 ENC 引脚进行电平变换或将 IN 的电源拿掉并再次施加的做法。

C/X 检测、充电终止和自动再充电

当达到恒定电压充电时，有两种终止充电操作的方法。如果 TMR 引脚连接至 BIAS，则电池充电器将在充电电流下降至由 CX 引脚设置的水平时立即终止。C/X 电流终止水平根据下式来设置：

$$R_{\text{CX}} = \frac{I_{\text{C/X}} \cdot R_{\text{CS}}}{0.25\mu\text{A}} + 0.5\text{mV} \Rightarrow I_{\text{C/X}} = \frac{(0.25\mu\text{A} \cdot R_{\text{CX}}) - 0.5\text{mV}}{R_{\text{CS}}}$$

式中的 R_{CS} 为连接在 CSP 和 CSN 引脚之间的充电电流检测电阻器。

当 BFB 上的电压高于再充电门限 (浮动电压的 97.6%) 时，启用 C/X 比较器。为了确保由暂停充电情况产生正确的 C/X 终止，应在 CX 引脚上连接一个电容器，该电容器的数值由下式决定：

$$C_{\text{CX}} = 100C_{\text{BGATE}}$$

式中的 C_{BGATE} 是连接至 BGATE 引脚的总电容。

例如：一个 1nF 的典型电容要求把一个大于 100nF 的电容器连接至 CX 引脚，以确保正确的 C/X 终止作用。

如果把一个电容器连接至 TMR 引脚，那么一旦达到恒定电压充电将立即启动一个充电终止定时器。当充电终止定时器超时，充电周期终止。总充电终止时间可依据下式设置：

$$C_{\text{TMR}} (\text{nF}) = t_{\text{TERMINATE}} (\text{h}) \cdot 34.6$$

假如 TMR 引脚接地，则充电操作从不终止，且电池电压保持于浮动电压。请注意，无论选择哪一种充电终止工作方式，当充电电流降至编程 C/X 水平以下时， $\overline{\text{CHRG}}$ 和 $\overline{\text{FLT}}$ 引脚都将立即呈高阻抗状态。

在充电器终止之后，如果电池反馈电压降至设定的最终浮动电压的 97.1% ($V_{\text{RECHRG}}(\text{FALL})$) 以下，则 LTC4000 将自动再启动另一个充电周期。当充电重新启动时， $\overline{\text{CHRG}}$ 引脚被拉至低电平，而 $\overline{\text{FLT}}$ 引脚则处于高阻抗状态。

输出电压调节编程

输出电压调节电平采用下式来确定：

$$R_{\text{OFB1}} = \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{1.193} - 1 \right) \cdot R_{\text{OFB2}}$$

和电池浮动电压计算一样，当对较高的准确度很重视时，可采用下面的公式来决定一个准确度略高的输出：

$$V_{\text{OUT}} = \left(\frac{R_{\text{OFB1}} + R_{\text{OFB2}}}{R_{\text{OFB2}}} \cdot 1.193\text{V} \right) - \left(\frac{R_{\text{OFB1}}}{R_{\text{OFB2}}} \cdot V_{\text{FBG}} \right)$$

式中的 V_{FBG} 是输出电压调节期间 FBG 引脚上的电压，用于补偿来自所有连接至该引脚的电阻分压器的全部电流。

应用信息

电池即时接通和理想二极管外部 PMOS 考虑因素

即时接通电压电平采用下式确定：

$$V_{OUT(INST_ON)} = \frac{R_{OFB1} + R_{OFB2}}{R_{OFB2}} \cdot 0.974V$$

请注意， R_{OFB1} 和 R_{OFB2} 是用于设置输出电压调节电平的不同电阻器。因此，输出电压调节电平始终为即时接通电压电平的 122.5%。

在即时接通操作期间，应考虑充电 PMOS 的功耗，这一点至关重要。当电池电压低于低电池电量电压门限 (V_{LOBAT}) 时，PMOS 中的功耗可按下式计算：

$$P_{TRKL} = [0.86 \cdot V_{FLOAT} - V_{BAT}] \cdot I_{CLIM(TRKL)}$$

式中的 $I_{CLIM(TRKL)}$ 是涓流充电电流限值。

另一方面，当电池电压高于低电池电量电压门限、但仍然低于即时接通门限时，可依据下式计算功耗：

$$P_{INST_ON} = [0.86 \cdot V_{FLOAT} - V_{BAT}] \cdot I_{CLIM}$$

式中的 I_{CLIM} 是全标度充电电流限值。

例如：当以一个 1A 的编程满充电电流来给一个三节锂离子电池充电时，浮动电压为 12.6V，失效电池电压电平为 8.55V，而即时接通电压电平则为 10.8V。在即时接通操作期间及涓流充电模式中，PMOS 中的最坏情况最大功耗为 1.08W。当电池电压高于失效电池电压电平时，最坏情况最大功耗则为 2.25W。

在担心充电 PMOS 发生过热的情况下，建议用户增设一个用于下拉 NTC 引脚电平的温度检测电路。一旦外部 PMOS 温度过高，这将暂停充电。图 7 示出了一款用于执行该温度检测功能的电路示例。

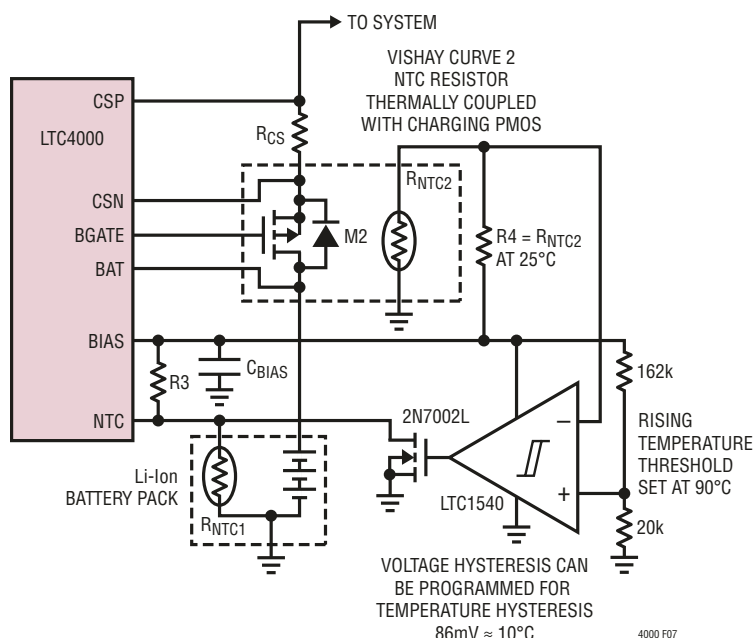


图 7：充电 PMOS 过热检测电路可避免 PMOS 发生过热现象

应用信息

与输入外部 PMOS 相似，充电外部 PMOS 必须要能够承受一个高于 $V_{BGATE(ON)}$ (最大值为 15V) 或 CSP 引脚上的最大稳定电压 (取此二者中的较小值) 的栅极至源极电压。在选择该 PMOS 时应考虑预期的最大电流、功耗和即时接通电压降。表 1 推荐的 PMOS 是根据应用的要求进行选择的合适起点。

浮动电压、输出电压和即时接通电压相关性

这里再次列出用于设定浮动电压、输出电压和即时接通电压的公式：

$$V_{FLOAT} = \frac{R_{BFB1} + R_{BFB2}}{R_{BFB2}} \cdot 1.136V$$

$$V_{OUT} = \frac{R_{OFB1} + R_{OFB2}}{R_{OFB2}} \cdot 1.193V$$

$$V_{OUT(INST_ON)} = \frac{R_{OFB1} + R_{OFB2}}{R_{OFB2}} \cdot 0.974V$$

在典型应用中，将 V_{OUT} 设定为高于 V_{FLOAT} 以确保电池满充电至其预期的浮动电压。而另一方面，不得把 V_{OUT} 设定得过高，因为 $V_{OUT(INST_ON)}$ (CSP 上的最小电压) 取决于负责设定 V_{OUT} 的相同电阻器 R_{OFB1} 和 R_{OFB2} 。如前文所述，这意味着输出电压调节电平始终为即时接通电压的 122.5%。 $V_{OUT(INST_ON)}$ 的编程值越高，充电器 PMOS 在线性区域 (在该区域中其效率较低) 中进行驱动的工作区就越大。

如果把 R_{OFB1} 和 R_{OFB2} 分别设定为等于 R_{BFB1} 和 R_{BFB2} ，则输出电压被设定为浮动电压的 105%，而即时接通电压被设定为浮动电压的 86%。图 8 示出了可针对 $V_{OUT(INST_ON)}$ 和 V_{OUT} 设定的可行输出电压范围 (相对于 V_{FLOAT})，以确保在理想的情况下电池能够实现满充电。

考虑到电阻分压器之间可能存在的失配以及各种调节环路之间的不匹配， V_{OUT} 的编程值不应低于 V_{FLOAT} 的 105%，以确保电池能够满充电。这自然意味着即时接通电压电平的编程值不应低于 V_{FLOAT} 的 86%。

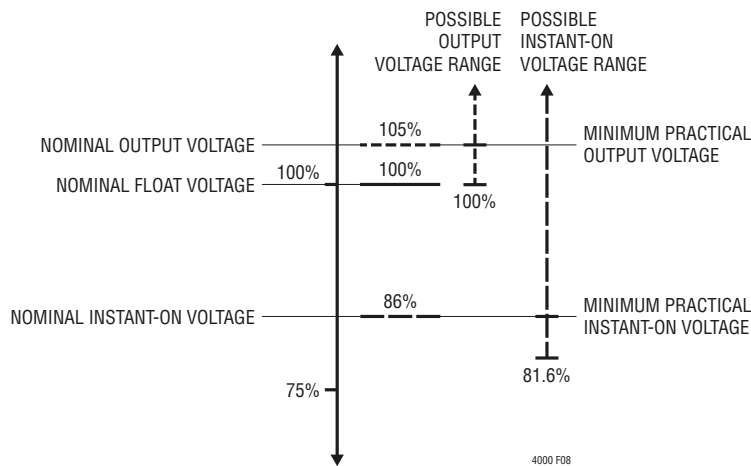


图 8：理想情况下 V_{OUT} 和 $V_{OUT(INST_ON)}$ 可能的电压范围

应用信息

电池适宜温度充电

为了使用电池适宜温度充电功能，需在 NTC 引脚与 GND 引脚之间连接一个 NTC 热敏电阻 R_{NTC} ，并在 BIAS 引脚和 NTC 引脚之间连接一个偏置电阻器 R_3 (图 9)。热敏电阻制造商的产品手册通常包括温度对照表或公式，给出了温度与该对应温度下的电阻器阻值之间的关系。

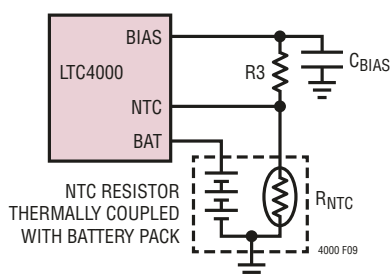


图 9：NTC 热敏电阻连接线

在一种简单的应用中， R_3 是一个精度为 1% 的电阻器，其阻值等于所选择的 NTC 热敏电阻在 25°C 时的阻值 (R_{25})。在这种简单的方案中，当 NTC 热敏电阻的阻值降至 $0.54 \times R_{25}$ 的数值时，LTC4000 将暂停充电。就一个 Vishay Curve 2 热敏电阻而言，这对应于大约 41.5°C 。当温度下降时，NTC 热敏电阻的阻值升高。另外，LTC4000 还设计用于在 NTC 热敏电阻的阻值增加至 R_{25} 值的 3 倍时暂停充电。就一个 Vishay Curve 2 热敏电阻而言，这对应于约 -1.5°C 。采用 Vishay Curve 2 热敏电阻时，高温和低温比较器各具有 5°C 左右的迟滞，以避免产生围绕跳变点的振荡。

高温和低温门限可通过改变 R_3 的阻值来调整。 R_3 利用下面的公式之一来设定，而不是简单地将其设定为等于 R_{25} ：

$$R_3 = \frac{\text{低温门限 (cold_threshold) 条件下的 } R_{NTC}}{3}$$

或

$$R_3 = 1.857 \cdot \text{高温门限 (hot_threshold) 条件下的 } R_{NTC}$$

请注意，在只有一个自由度的情况下 (即：调整 R_3 的阻值)，用户只能采用上面的公式之一来设定低温门限或高温门限，而不能既设定低温门限又设定高温门限。如果设定 R_3 阻值以调整低温门限，则高温门限条件下的 NTC 电阻器阻值等于 $0.179 \cdot$ 低温门限条件下的 R_{NTC} 。同样，倘若设定 R_3 阻值以调整高温门限，则低温门限条件下的 NTC 电阻器阻值等于 $5.571 \cdot$ 低温门限条件下的 R_{NTC} 。

需注意的是，把 R_3 的阻值变为大于 R_{25} 将使高温及低温门限均降低，反之亦然。例如：采用一个在 25°C 时的标称阻值为 100k 的 Vishay Curve 2 热敏电阻时，用户可通过把 R_3 的阻值设定为 75k 而将低温设定为 5°C ，这自然就把高温门限设定在大约 50°C 。

通过引入另一个电阻器作为第二个自由度，便可独立地调整高温和低温门限 (图 10)。电阻器 R_D 实际上降低了 NTC 引脚与地之间电阻的灵敏度。因此从直观上看，该电阻器将使高温门限升至一个更高的温度，并使低温门限降至一个更低的温度。

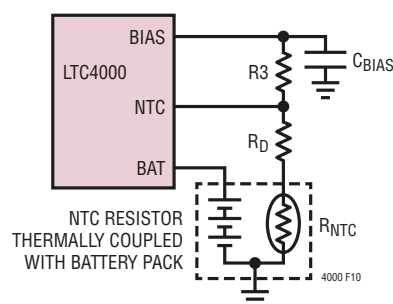


图 10：采用降敏电阻器 R_D 的 NTC 热敏电阻连接

应用信息

现在，可以按照下面的公式来设定 R_3 和 R_D ：

$$R_3 = \frac{(\text{低温门限 [cold_threshold] 条件下的 } R_{NTC} - \text{高温门限 [hot_threshold] 条件下的 } R_{NTC})}{2.461}$$

$$R_D = 0.219 \cdot \text{低温门限 [cold_threshold] 条件下的 } R_{NTC} - 1.219 \cdot \text{高温门限 [hot_threshold] 条件下的 } R_{NTC}$$

有一条重要的附加说明提请注意，就是这种方法只能用于降低热敏电阻对于热效应的灵敏度，因而加大了高温与低温门限彼此之间距离。当采用上面的公式时，假如用户发现 R_D 必需为一个负值，则表明所选的两个温度门限彼此相距太近，需要使用一个灵敏度较高的热敏电阻。

比如，这种方法可用于独立地把高温和低温门限设定至 60°C 和 -5°C 。当采用一个在 25°C 时标称阻值为 100k 的 Vishay Curve 2 热敏电阻时，上面的公式将得出 $R_3 = 130\text{k}$ 和 $R_D = 41.2\text{k}$ (最接近的精度为 1% 的电阻器阻值)。

如需提高热灵敏度以使有效的充电温度范围远小于 40°C ，可以在 BIAS 引脚与 NTC 引脚之间布设一个与 R_3 相串联的 PTC (正导热系数) 电阻器。这个 PTC 电阻器也必须热耦合至电池。请注意，该方法把至电池组的热感测连接线的数量从一根导线增加至三根导线。所需的标称 PTC 电阻器的精确值可采用与上述相似的方法进行计算，并应牢记：NTC 引脚上的门限始终为 V_{BIAS} 的 75% 和 35%。

把 NTC 引脚浮置或连接至一个电容器将停用所有的 NTC 功能。

FLT 和 CHRG 指示器引脚

LTC4000 中的 $\overline{\text{FLT}}$ 和 $\overline{\text{CHRG}}$ 引脚提供了状态指示器。表 2 概括了引脚状态至器件状态的映射。

表 2： $\overline{\text{FLT}}$ 和 $\overline{\text{CHRG}}$ 状态指示器

$\overline{\text{FLT}}$	$\overline{\text{CHRG}}$	状态
0	0	NTC 超范围 - 充电暂停
1	0	正常充电
0	1	充电终止并检测到失效电池
0	1	$V_{IBMON} < (V_{C/X} - 10\text{mV})$

表中的 1 表示一种高阻抗状态，而 0 则指示一种低阻抗下拉状态。

请注意， $V_{IBMON} < (V_{C/X} - 10\text{mV})$ 仅在选择 C/X 终止时对应于充电终止。如果选择充电器定时器终止，则即使在指示器引脚指示 $V_{IBMON} < (V_{C/X} - 10\text{mV})$ 之后，恒定电压充电仍有可能在剩余的充电器定时器周期中继续进行。在未选择任何终止方式时情况亦是如此，恒定电压充电即使在指示器引脚指示 $V_{IBMON} < (V_{C/X} - 10\text{mV})$ 之后也将继续。

BIAS 引脚

为方便使用，LTC4000 在 BIAS 引脚上提供了一个低压差稳压器输出。该引脚设计用于在 2.9V 条件下提供高达 0.5mA 的电流，至少需要 470nF 的低 ESR 旁路电容以实现稳定性。

应采用 BIAS 引脚作为 NTC 电阻器网络的上拉电流源，因为 NTC 电路的内部基准基于 BIAS 引脚上的一个电压比例。此外，还可以把各种 100k 上拉电阻器方便地连接至 BIAS 引脚。

应用信息

设定输入电压监视电阻分压器

该监视功能的下降门限电压电平可按下式计算：

$$R_{VM1} = \left(\frac{V_{VM_RST}}{1.193V} - 1 \right) \cdot R_{VM2}$$

式中的 R_{VM1} 和 R_{VM2} 形成了一个连接在被监视电压与 GND 之间的电阻分压器，其中心抽头点连接至 VM 引脚 (如图 6 所示)。上升门限电压电平可采用相似的方法计算。

补偿

为了让 LTC4000 控制外部 DC/DC 转换器，它必须要能克服 DC/DC 转换器的 ITH 或 VC 引脚的供电偏置电流。LTC4000 在 ITH 引脚上的典型电流吸收能力为 1mA (在 0.4V，最大电压范围为 0V 至 6V)。

DC/DC 转换器局部反馈的配置必须使该局部环路在 LTC4000 任何环路的调节期间不处于调节状态，并从其 ITH/VC 引脚提供尽可能多的电流。例如：对于一个调节其输出电压的 DC/DC 转换器，建议转换器反馈分压器的编程值大于在 OFB 引脚上设置的输出电压调节电平的 110%。

在设置 LTC4000 的补偿时，需要考虑 4 种反馈环路。如前文所述，这些环路是：输入电流环路、充电电流环路、浮动电压环路和输出电压环路。所有这些环路均具有一个误差放大器 (A4-A7) 及位于其后的另一个放大器 (A10)，并由中间节点驱动 CC 引脚，而由 A10 的输出驱动 ITH 引脚 (如图 11 所示)。这里示出的是最常用的补偿网络，由位于 CC 引脚和 ITH 引脚之间的串联电容器 (C_C) 和电阻器 (R_C) 组成。

这些环路因其反馈信号通路的差异而各具略有不同的动态特性。每个环路的分析说明见“附录”部分。在大多数情况下，这里介绍的另一种经验性补偿方法更具实用性。

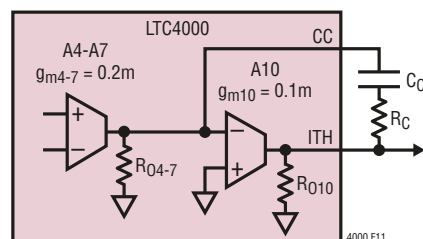


图 11：误差放大器及跟随其后的输出放大器用于驱动 CC 和 ITH 引脚

经验性环路补偿

根据“附录”部分给出的 5 个解析表达式，以及从 ITH 点至外部 DC/DC 转换器输入和输出电流的传输函数，用户可运用解析的方法确定每种环路的完整环路传递函数。一旦获得了这些传递函数，接下去的工作就是分析增益和相位博德图，以确保当采用针对所有工作条件选择的 R_C 和 C_C 值时，在单位交叉频率下具有足够的增益和相位裕量。

尽管分析补偿法显然是可行的，但有时某些复杂情况却使这种方法难以处理。此类复杂情况包括无法轻易获得从 ITH 或 VC 控制节点至其输入或输出电流的开关转换器传递函数，以及组件参数值的易变性 (例如：输出电容器的 ESR 或外部 PFET 的 $R_{DS(ON)}$)。

因此，这里提供了一种较为简单且更加实用的 LTC4000 补偿法。这种经验性方法将一个 AC 信号注入环路、观察环路瞬态响应并调整 C_C 和 R_C 值，以通过迭代快速达到终值。此方法的很多细节摘自应用指南 19 (Application Note 19)，登录 www.linear.com.cn，在搜索框内输入 AN19 即可查阅该指南。

图 12 示出了用于将一个 AC 耦合输出负载变化注入环路的推荐电路方案。一个具 50Ω 输出阻抗的函数发生器通过一个 $50\Omega/1000\mu F$ 串联 RC 网络耦合至稳压器输出。

应用信息

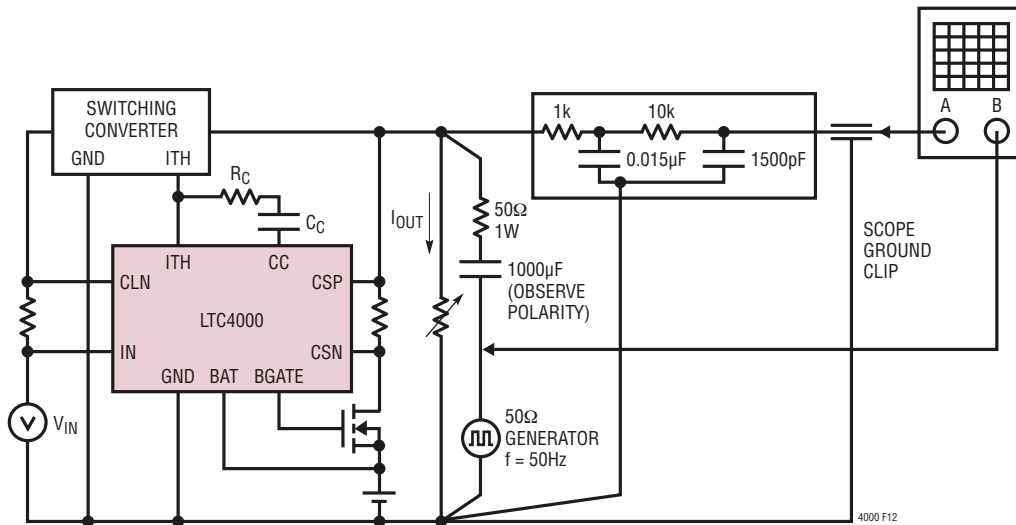


图 12：经验性环路补偿电路方案

发生器频率被设定为 50Hz。频率较低会导致示波器显示出现闪烁，而频率较高则有可能无法针对输出瞬变提供足够的稳定时间。发生器输出的幅度通常被设定为 5V_{p-p}，以产生一个 100mA_{p-p} 的负载变化。对于负载较轻的输出 ($I_{OUT} < 100mA$)，该水平对于小信号响应可能过高。如果正和负转换稳定波形明显不同，则应减小幅度。实际幅度并不是特别重要，因为指示环路稳定性的是稳压器最终输出波形的形状。

一个具 $f = 10kHz$ 的两极点示波器滤波器用于隔离开关频率。未增设 LC 输出滤波器的稳压器在其输出端上具有开关频率信号，此开关频率信号的幅度有可能比将要研究的低频稳定波形的幅度高得多。对于多数应用而言，该滤波器频率足够高，能够无失真地传递稳定波形。

示波器与发生器连接应完全按照图 12 所示进行，以避免发生接地环路误差。通过把通道 B 探头连接至发生器输出，并将第二个探头的地线夹连接至与通道 A 的地完全相同的

位置，可实现示波器的同步。由于接地环路误差的原因，不应使用发生器的标准 50Ω BNC 同步输出。另外，或许还有必要将发生器或示波器与其电源插头中的第三根导线（大地接地）接头加以隔离，以避免在示波器显示中出现接地环路误差。这些接地环路误差通过把通道 A 探针连接至与探头地线夹完全相同的位置来检查。通道 A 上的任何读数均表示发生了接地环路问题。

一旦完成了正确的配置，得出频率补偿网络的最优参数值就相当简单了。一开始，选择大 ($\geq 1\mu F$) C_C 和小 ($\approx 10k$) R_C 。这几乎始终可以确保稳压器将具有起动的足够稳定性。现在，假如稳压器输出波形为单极点过阻尼（见图 13 中的波形），则以约 2:1 的步幅减小 C_C 的数值，直到响应变至轻微的欠阻尼为止。接著，以 2:1 的步幅增加 R_C ，从而引入一个环路零点。这通常将改善阻尼并允许进一步减小 C_C 的数值。在 R_C 和 C_C 变数之间来回移动，很快就能找到最优值。

应用信息

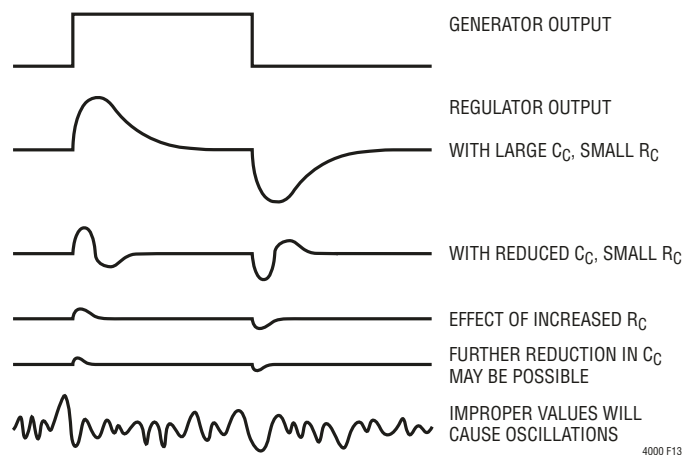


图 13：在各种稳定性水平下的典型输出瞬态响应

如果在采用最初的大 C_C 值时稳压器响应呈欠阻尼，则在临尝试较大的 C_C 值之前应增加 R_C 值。这一般将产生适合进一步迭代的过阻尼起始条件。

R_C 和 C_C 的最优值通常意味着尽可能小的 C_C 值与尽可能大的 R_C 值，这些参数值不仅仍然保证了良好阻尼的响应，而且还产生了最大的环路带宽并由此实现尽可能快的环路稳定。运用这种方法的原因是其可最大限度地减小因输入纹波电压和输出负载瞬变所引起的输出电压变化。

一个严重过阻尼的开关稳压器将绝对不会产生振荡，但当输入电压或输出负载发生突然变化之后，它可能具有过大而不

可接受的输出瞬变。另外，在启动或短路恢复时，它还有可能遭受过量的过冲问题。为了确保在所有情况下均获得可接受的环路稳定性，应在所有的输入电压和负载电流条件下对选择的 R_C 和 C_C 初值进行检查。最简单的方法就是施加最小、最大及介于其间的几种负载电流。在每种负载电流条件下，使输入电压从最小变至最大、同时观测稳定波形的变化。

如果预计系统会遭遇巨大的温度变化，那么还需要在极限温度条件下进行稳定性检查。一些关键的组件参数会随温度而发生显著的变化，从而影响稳定性；特别是输入和输出电容器数值及其 ESR、以及电感器导磁率。此外，还必需对外部转换器参数变化给予一定的考虑，尤其是从 ITH/VC 引脚电压至输出变量（电压或电流）的传递函数。LTC4000 随温度而变化的参数包括误差放大器 (A4-A7) 的跨导和输出电阻。就适中的温度变化而言，在最差室温条件下采取有裕量的过阻尼对于在所有温度下保证充分的稳定性往往是足够的。

稳定性裕度的一种测量方法是在所有 4 种可能的组合中以 2:1 的步幅改变选定的 R_C 和 C_C 值。如果稳压器响应在所有条件下均处于相当良好的阻尼状态，则可认为稳压器对于参数变化具有不错的耐受性。任何欠阻尼（振铃）响应倾向均表示可能需要采取一种留有更大裕量的补偿。

应用信息

设计实例

在本设计实例中，将 LTC4000 与 LT3845A 降压型转换器配合使用，以形成一个 10A、三节磷酸铁锂 (LiFePO4) 电池充电器。该电路示于本数据表的首页，这里再度给出 (图 14)。

- 根据下式将输入电压监视器下降门限设定于 14.3V：

$$R_{VM1} = \left(\frac{14.3V}{1.193V} - 1 \right) \cdot 100k\Omega \approx 1.10M\Omega$$

- IL 引脚被置于开路状态以使该引脚上的电压 > 1.05V。利用一个准确的内部基准将 IIMON 引脚上的调节电压箝位于 1.0V。于是，依据下式将输入电流限值设定为 10A：

$$R_{IS} = \frac{0.050V}{10A} = 5m\Omega$$

- R_{CL} 被设定为 24.9Ω 以使 CL 引脚上的电压为 1.25V。与 IIMON 引脚相似，IBMON 引脚上的调节电压利用一个准确的内部基准箝位于 1V。于是，按照下式将充电电流限值设定为 10A：

$$I_{CLIM(MAX)} = \frac{0.050V}{R_{CS}} = \frac{0.050V}{5m\Omega} = 10A$$

- 因此，根据下式将涓流充电电流水平设定为 1.25A：

$$I_{CLIM(TRKL)} = 0.25\mu A \cdot \frac{24.9k\Omega}{5m\Omega} = 1.25A$$

- 电池浮动电压依据下式设定为 10.8V：

$$R_{BFB1} = \left(\frac{10.8}{1.136} - 1 \right) \cdot 133k\Omega \approx 1.13M\Omega$$

- 失效电池检测时间按照下式设定为 43 分钟：

$$C_{TMR} (nF) = t_{BADBAT} (h) \cdot 138.5 = \frac{43}{60} \cdot 138.5 = 100nF$$

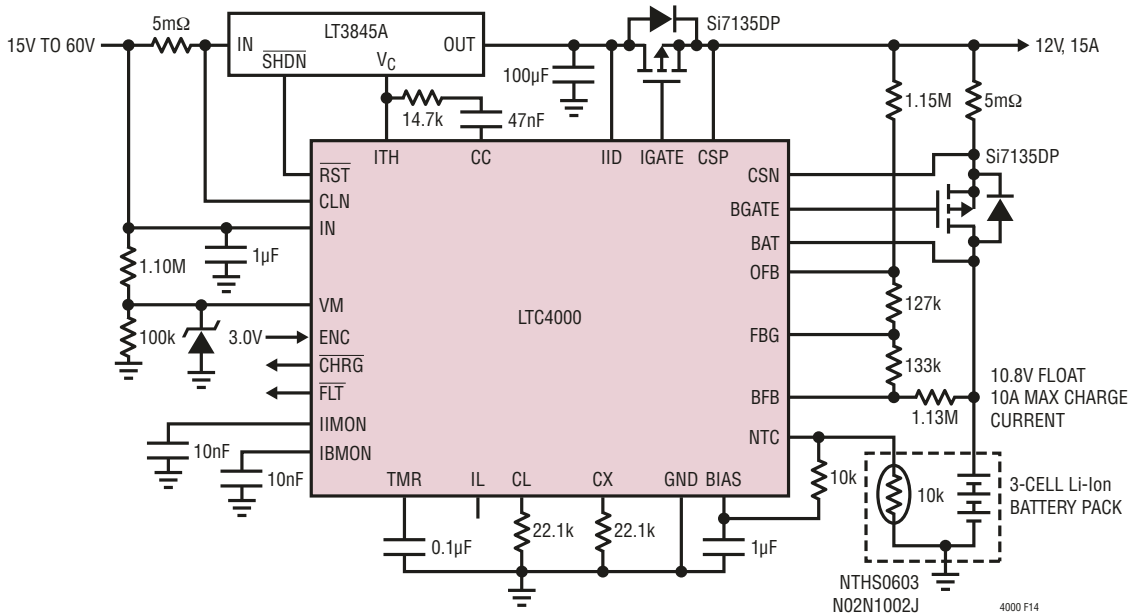


图 14：用于三节磷酸铁锂 (LiFePO4) 电池的 48V 至 10.8V/10A 降压型转换器充电器

应用信息

- 充电终止时间依照下式设定于 2.9 小时：

$$C_{\text{TMR}} (\text{nF}) = t_{\text{TERMINATE}} (\text{h}) \cdot 34.6 = 2.9 \cdot 34.6 = 100\text{nF}$$

- C/X 电流终止水平根据下式设置于 1A：

$$R_{\text{CX}} = \frac{(1\text{A} \cdot 5\text{m}\Omega) + 0.5\text{mV}}{0.25\mu\text{A}} \approx 22.1\text{k}\Omega$$

请注意：在此特定的解决方案中，由于将一个电容器连接至 TMR 引脚，故选择定时器终止方式。因此，该 C/X 电流终止水平仅适用于 CHRG 指示器引脚。

- 输出电压调节电平依据下式设定于 12V：

$$R_{\text{OFB1}} = \left(\frac{12}{1.193} - 1 \right) \cdot 127\text{k}\Omega \approx 1.15\text{M}\Omega$$

- 于是，即时接通电压电平按照下式设定于 9.79V：

$$V_{\text{INST_ON}} = \frac{1150\text{k}\Omega + 127\text{k}\Omega}{127\text{k}\Omega} \cdot 0.974\text{V} = 9.79\text{V}$$

即时接通操作期间的最坏情况功耗可按以下方式计算：

- 在涓流充电期间：

$$\begin{aligned} P_{\text{TRKL}} &= [0.86 \cdot V_{\text{FLOAT}} - V_{\text{BAT}}] \cdot I_{\text{CLIM_TRKL}} \\ &= [0.86 \cdot 10.8] \cdot 1\text{A} \\ &= 9.3\text{W} \end{aligned}$$

- 而超出涓流充电范围时：

$$\begin{aligned} P_{\text{INST_ON}} &= [0.86 \cdot V_{\text{FLOAT}} - V_{\text{BAT}}] \cdot I_{\text{CLIM}} \\ &= [0.86 \cdot 10.8 - 7.33] \cdot 10\text{A} \\ &= 19.3\text{W} \end{aligned}$$

于是，根据为充电 PMOS 提供的布局和散热器，可能需要采用图 7 中推荐的 PMOS 过热检测电路。如需了解完整的应用电路，请参阅图 25。

- 通过选择一个热耦合至电池的 10k Vishay Curve 2 NTC 热敏电阻，并将其与一个普通的 10k 电阻器串联起来连接至 BIAS 引脚，把充电的有效温度范围设定为 -1.5°C 至 41.5°C 。
- 对于补偿，应遵循“经验性环路补偿”部分中说明的程序。按照建议，首先使用一个 $1\mu\text{F}$ C_C 和 10k R_C ，这把所有的环路设定于稳定状态。以典型瞬态响应为例，这里采用的是 V_{OFB} 被调节至 $V_{\text{OUT(INST_ON)}}$ 的充电电流调节环路。图 15 示出了用于将一个 DC 耦合充电电流变化注入该特定环路的推荐方案。至 CL 引脚的输入是一个 70Hz 的方波，低电平设定在 120mV，而高电平设定于 130mV，对应于一个 1.2A 和 1.3A 充电电流 (100mA 充电电流阶跃)。因此在此特定的例子中，检查了涓流充电电流调节能力。请注意，本例中的标称涓流充电电流被设置为 1.25A ($R_{\text{CL}} = 24.9\text{k}\Omega$)。

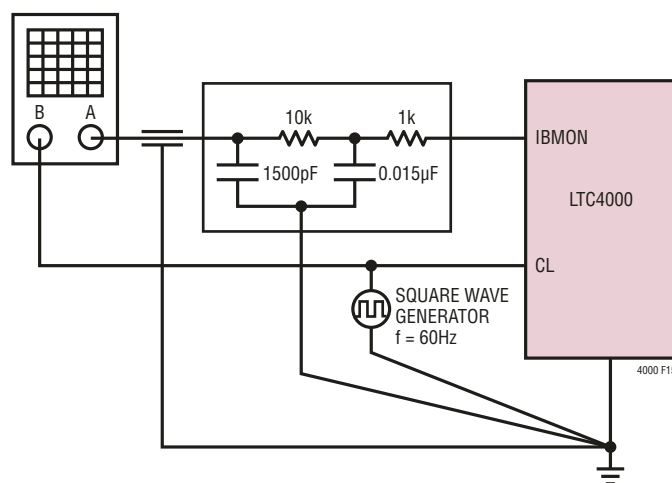


图 15：充电电流调节环路补偿电路方案

应用信息

在 $V_{IN} = 20V$ 、 $V_{BAT} = 7V$ 、 V_{CSP} 被调节于 $9.8V$ 和 CSP 引脚上存在一个 $0.2A$ 输出负载的情况下，当 $C_C = 1\mu F$ 、 $R_C = 10k$ 时，在 $IBMON$ 引脚上观察到的针对一个 $100mA$ 充电电流阶跃的瞬态响应示于图 16。

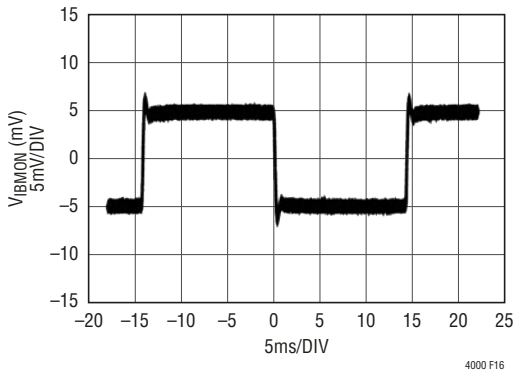


图 16：当 V_{OFB} 被调节至 $V_{OUT(INST_ON)}$ 、 $C_C = 1\mu F$ 、 $R_C = 10k$ 时，在 $IBMON$ 引脚上观察到的充电电流调节环路针对一个 $100mA$ 充电电流阶跃的瞬态响应

瞬态响应显现出一个小的过冲和缓慢的稳定，表明在一个良好阻尼的整体环路内部存在一个快速局部环路。于是，以迭代的方式来减小 C_C 的数值，直到 $C_C = 22nF$ 为止。当 $C_C = 22nF$ 、 $R_C = 10k$ 时，相同环路的瞬态响应如图 17 所示。

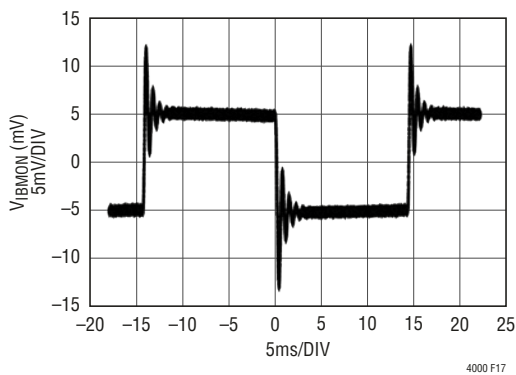


图 17：当 V_{OFB} 被调节至 $V_{OUT(INST_ON)}$ 、 $C_C = 22nF$ 、 $R_C = 10k$ 时，在 $IBMON$ 引脚上观察到的充电电流调节环路针对一个 $100mA$ 充电电流阶跃的瞬态响应

瞬态响应现在指示的是一个整体欠阻尼系统。如“经验性补偿”部分所述，现在通过迭代的方式增加 R_C 的数值，直到 $R_C = 20k$ 为止。当 $C_C = 22nF$ 、 $R_C = 20k$ 时，相同环路的瞬态响应如图 18 所示。

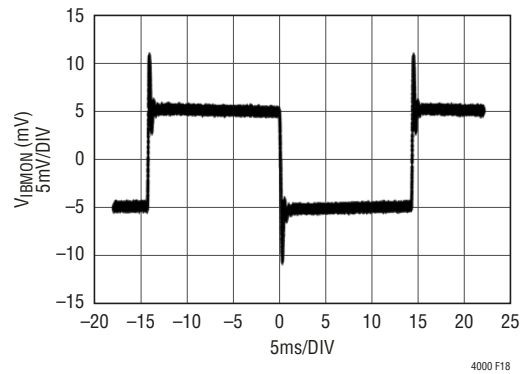


图 18：当 V_{OFB} 被调节至 $V_{OUT(INST_ON)}$ 、 $C_C = 22nF$ 、 $R_C = 20k$ 时，在 $IBMON$ 引脚上观察到的充电电流调节环路针对一个 $100mA$ 充电电流阶跃的瞬态响应

请注意，此时瞬态响应接近最佳（具有少量过冲并实现了快速稳定）。假如在运用迭代方式增加了 R_C 的数值之后，瞬态响应再次指示一个欠阻尼系统，则可重复减小 C_C 的步骤。这些先减小 C_C 并随后增加 R_C 的步骤可连续重复，直到利用最小的 C_C 值和最大的 R_C 值实现了一个稳定的环路为止。在此特定的例子中，得出的这些数值为 $C_C = 22nF$ 和 $R_C = 20k\Omega$ 。

在获得了 R_C 和 C_C 的这些终值之后，通过在所有 4 种可能的组合中以 2:1 的步幅改变 R_C 和 C_C 值来检查稳定性裕度。然后改变设置条件，包括改变输入电压电平和输出负载电平，并在这些不同的设置条件下检查瞬态响应。一旦在所有不同的条件之下均获得了期望的响应，则记录 R_C 和 C_C 的数值。

应用信息

接著，针对其他 4 种环路重复上述相同的步骤：输入电流调节、输出电压调节、电池浮动电压调节，最后是充电电流调节（当 $V_{OFB} > V_{OUT(INST_ON)}$ 时）。请注意，每个环路最终的最优值可能略有不同。因此 C_C 和 R_C 终值的选择是通过结果的组合并确保针对所有环路的最保守响应来完成的。这通常要求根据针对所有环路所获得的结果来选择最大的 C_C 值和最小的 R_C 值。在此特定的例子中， C_C 的数值最终被设定为 47nF，而 R_C 则被设定为 14.7kΩ。

电路板布局考虑

在大多数应用中，系统最重要的参数是电池浮动电压。因此，用户在进行反馈电阻器 R_{BFB1} 和 R_{BFB2} 的放置和布线时必需格外谨慎。特别地，连接至 R_{BFB1} 的电池感测线以及用于 LTC4000 的接地回线必须采用开尔文 (Kelvin) 连接方式回接至分别安置电池输出和电池地的地方。图 19 示出了开尔文检测配置。

为了实现准确的电流检测，从 R_{IS} 和 R_{CS} 引出的检测线 (图 19) 必须采用开尔文连接方式一路回接至检测电阻器终端。每个电阻器的两根检测线还必须紧挨著排布并远离噪声源，以最大限度地减少误差。此外，电流滤波电容器的布设应讲求策略，以确保只有非常少的 AC 电流流过这些检测电阻器，如应用部分提到的那样。

去耦电容器 C_{IN} 和 C_{BIAS} 必须布设在尽可能靠近 LTC4000 的地方。这可以在 C_{IN} 至 IN 和 GND 引脚之间、以及 C_{BIAS} 至 BIAS 和 GND 引脚之间提供尽可能短的布线。

在一种典型应用中，LTC4000 与一个外部 DC/DC 转换器配合使用。该转换器的操作常常需要高 dV/dt 开关电压和高电流。通过采用良好的电路板布局惯例，尽量地将这些开关电压和电流与电路板的 LTC4000 部分相隔离。此类惯例包括将噪声电源与信号地分离、设置一个良好的低阻抗接地平面、在必要的时候实施屏蔽、以及使敏感信号的布线尽可能简短并远离电路板的噪声部分。

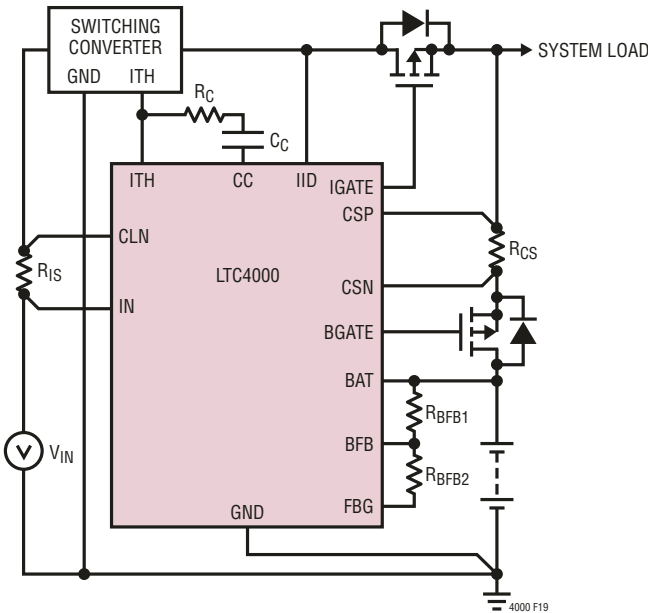


图 19：用于 LTC4000 的开尔文 (Kelvin) 检测线配置

应用信息

附录 — 环路传递函数

如图 11 所示，当采用一个串联电阻器 (R_C) 和电容器 (C_C) 作为补偿网络时，从 A4-A7 的输入至 ITH 引脚的传递函数即为：

$$\frac{V_{ITH}}{V_{FB}}(s) = g_{m4-7} \left[\frac{\left(R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{R_{O4-7} \cdot C_C s} \right]$$

式中的 g_{m4-7} 是误差放大器 A4-A7 的跨导，通常为 0.5mA/V ； g_{m10} 是输出放大器 (A10) 跨导， R_{O4-7} 为误差放大器的输出阻抗，通常为 $50\text{m}\Omega$ ；而 R_{O10} 则为输出放大器的有效输出阻抗，典型值为 $10\text{m}\Omega$ (ITH 引脚开路时)。

请注意，这种简化在 $g_{m10} \cdot R_{O10} \cdot R_{O4-7} \cdot C_C = A_{V10} \cdot R_{O4-7} \cdot C_C$ 远大于系统中的任何其他极点或零点时有效。通常，当 ITH 引脚开路时， $A_{V10} \cdot R_{O4-7} = 5 \cdot 10^{10}$ 。 g_{m10} 和 R_{O10} 的精确值分别取决于上拉电流和连接至 ITH 引脚的阻抗。

在大多数应用中，环路的补偿需要选择正确的 R_C 和 C_C 值。除了选择 R_C 和 C_C 值之外，还有可能要调整 g_{m10} 的数值。 g_{m10} 值可通过增加流入 ITH 引脚的上拉电流来调高，其数值可采用下式近似估算：

$$g_{m10} = \frac{I_{ITH} + 5\mu\text{A}}{50\text{mV}}$$

g_{m10} 值越高， R_C 值的下限越小。该下限用于避免出现右半平面零点。

尽管所有的环路共用这个从误差放大器输入至 ITH 引脚的传递函数，但每个环路因反馈信号通路的差异而各具稍有不同的动态特性。

输入电流调节环路

输入电流调节环路的反馈信号是输入电流检测电阻器 (R_{IS}) 两端的检测电压。

该电压由跨导误差放大器 (A4) 放大 20 倍并与 IL 引脚上的电压进行比较。此放大器随后驱动输出跨导放大器 (A10) 以适当调整 ITH 引脚上的电压，从而驱动外部 DC/DC 转换器以调节检测电阻器 (R_{IS}) 上的输入电流。图 20 详细示出了该环路。

简化的环路传输为：

$$L_{IC}(s) = g_{m4} \left[\frac{\left(R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot \left[\frac{20R_{IS} (R_{2CIIMON} s + 1)}{(R_1 + R_2) C_{IIMON} s + 1} \right] \cdot G_{mi_p}(s)$$

式中的 $G_{mi_p}(s)$ 是从 V_{ITH} 至外部 DC/DC 转换器输入电流的传递函数。

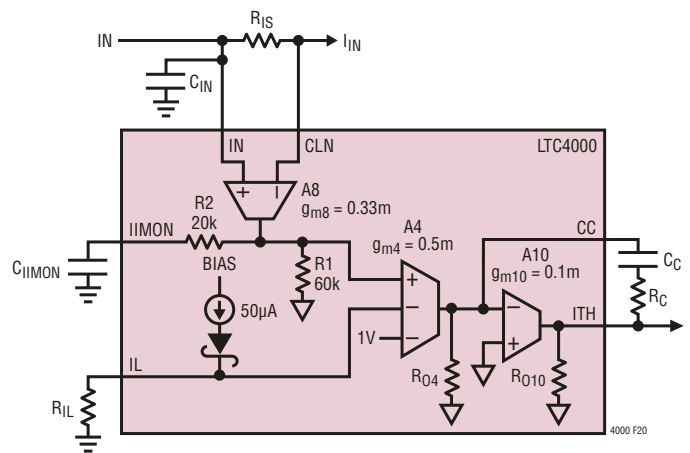


图 20：输入电流调节环路的简化线性模型

应用信息

输出电压调节环路

输出电压调节环路的反馈信号是 OFB 引脚上的电压，该引脚连接至位于输出电压（连接至 C_{SP}）和 FBG 引脚之间的电阻分压器的中心节点。由跨导误差放大器 A7 将该电压与一个内部基准（典型值为 1.193V）进行比较。此放大器随后驱动输出跨导放大器（A10）以适当调整 ITH 引脚上的电压，从而驱动外部 DC/DC 转换器以调节由 OFB 引脚监视的输出电压。图 21 详细示出了该环路。

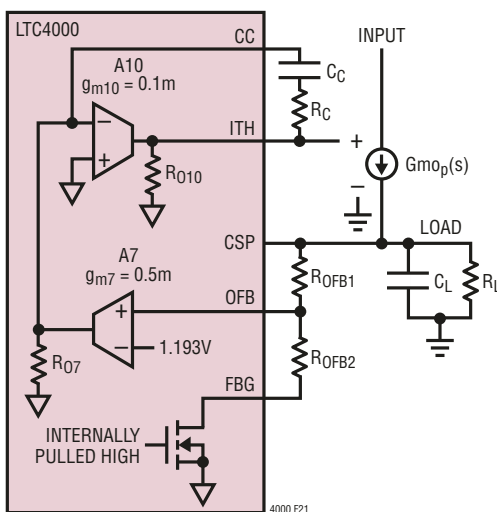


图 21：输出电压调节环路的简化线性模型

简化的环路传输如下：

$$L_{OV}(s) = g_{m7} \left[\frac{\left(R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot$$

$$\left[\frac{R_{OFB2}}{R_{OFB}} \right] \cdot \left[\frac{R_L}{R_L \cdot C_L s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

式中的 $G_{mOp}(s)$ 是从 V_{ITH} 至外部 DC/DC 转换器输出电流的递函数，而 $R_{OFB} = R_{OFB1} + R_{OFB2}$ 。

电池浮动电压调节环路

电池浮动电压调节环路与输出浮动电压调节环路非常相似。只是电池浮动电压调节环路所监视的是 BFB 引脚上的电压，而不是 OFB 引脚的电压。

一个显著的差异是：输出电压调节环路中的 R_L 可以大幅改变，而电池浮动电压环路中的输出电阻却是一个小的恒定值，约等于外部 PFET 导通电阻 ($R_{DS(ON)}$) 与电池串联内部电阻 (R_{BAT}) 之和。这种近似对于所有高效型系统都是有效的，这样来自电池的大部分输出功率都将输送至系统负载，而不是在电池内部电阻或充电 PFET 导通电阻上白白地消耗掉。对于典型系统而言，最小 R_L 至少比 $R_{DS(ON)} + R_{BAT}$ 大 5 倍，而 R_{BFB} 则至少比 R_{BAT} 大 10^6 倍。图 22 详细示出了电池浮动电压调节环路。

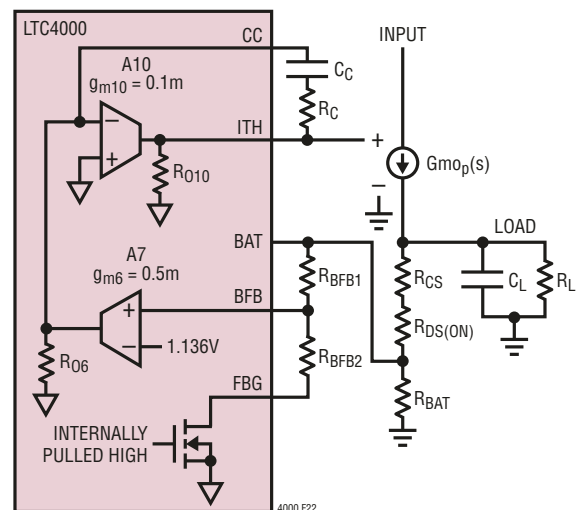


图 22：电池浮动电压调节环路的简化线性模型

应用信息

在图 22 中，电池被近似为一个与内部电池电阻 R_{BAT} 相串联的信号地。于是，简化的环路传输为：

$$L_{BV}(s) = g_{m6} \left[\frac{\left(R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot \left[\frac{R_{BFB2}}{R_{BFB}} \right] \cdot \left[\frac{R_{LB}}{R_{LB} \cdot C_L s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

式中的 $G_{mOp}(s)$ 是从 V_{ITH} 至外部 DC/DC 转换器输出电流的传递函数， $R_{BFB} = R_{BFB1} + R_{BFB2}$ ，而 $R_{LB} = R_L / (R_{DS(ON)} + R_{CS} + R_{BAT})$ 则代表从 LOAD 节点至 GND 的有效输出电阻。

电池充电电流调节环路

这最后一种调节环路组合了所有其他三种环路中都具有的某些动态特性。该充电电流调节环路的反馈信号是充电电流检测电阻器 (R_{CS}) 两端的检测电压。该电压由跨导误差放大器 (A5) 放大 20 倍并与 CL 引脚上的电压进行比较。此放大器以我们所熟悉的方式驱动输出跨导放大器 (A10) 以适当调整 ITH 引脚上的电压，从而驱动外部 DC/DC 转换器以调节检测电阻器 (R_{CS}) 上的输入电流。

由于具有即时接通功能，因此充电电流调节环路不得不分为两个单独的工作区来说明。这些工作区取决于 OFB 引脚上的电压是高于还是低于即时接通门限 ($V_{OUT(INST_ON)}$)。

$V_{OFB} > V_{OUT(INST_ON)}$ 时的电池充电电流调节环路

在该工作区中，外部充电 PFET 的栅极被驱动至低电平并箝位于 $V_{BGATE(ON)}$ 。图 23 详细示出了该环路。

简化的环路传输为：

$$L_{CC}(s) = g_{m5} \left[\frac{\left(R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot 20 R_{CS} \cdot \left[\frac{(R_2 \cdot C_{IBMON} s + 1)}{(R_1 + R_2) C_{IBMON} s + 1} \right] \cdot \frac{R_L}{R_f + R_L} \cdot \left[\frac{1}{(R_L \parallel R_f) C_L s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

式中的 $G_{mOp}(s)$ 是从 V_{ITH} 至外部 DC/DC 转换器输出电流的传递函数， $R_f = R_{CS} + R_{DS(ON)} + R_{BAT}$ ，而 R_L / R_f 则代表由 R_L 与 R_f 的并联组合所产生的有效电阻值。

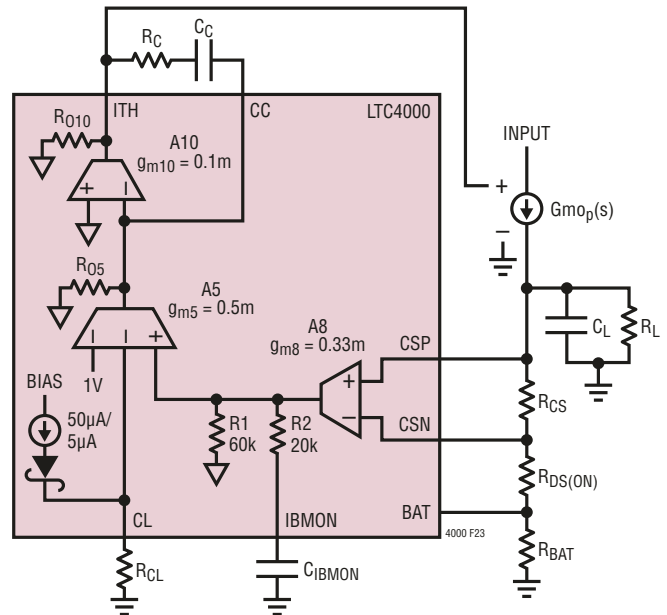


图 23：充电电流调节环路的简化线性模型
(外部充电 PFET 被驱动至导通状态)

应用信息

V_{OFB} 被调节至 $V_{OUT(INST_ON)}$ 时的电池充电电流调节环路

当电池电压低于即时接通电平时，对外部充电 PFET 进行线性驱动以调节输出端 (连接至 CSP 引脚) 上的电压。通过调节输出电压以使 OFB 引脚上的电压等于即时接通门限 ($V_{OUT(INST_ON)}$)。

如果与电池充电电流调节环路的单位交叉频率相比该外部 PFET 调节速度很快，则可把输出端上的电压视为一个小信号地。然而，在 LTC4000 中有意识地使外部 PFET 调节速度缓慢，旨在提供较宽的可用 PFET 选择范围。因此，在充电电流调节环路的分析当中必须包括 PFET 的线性模型。图 24 详细示出了该环路。

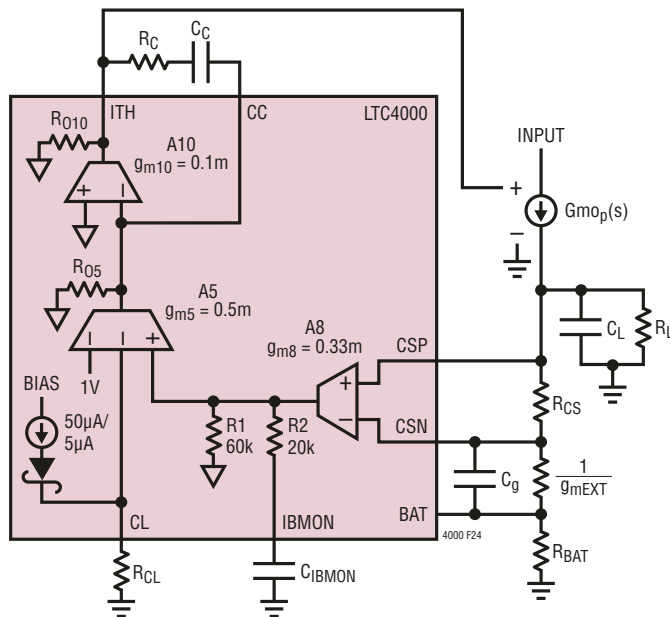


图 24：充电电流调节环路的简化线性模型
(对外部充电 PFET 进行线性调节)

简化的环路传输为：

$$L_{CC2}(s) = g_{m5} \left[\frac{\left(R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot$$

$$20R_{CS} \cdot \left[\frac{(R_2 \cdot C_{IBMON} s + 1)}{(R_1 + R_2) C_{IBMON} s + 1} \right] \cdot$$

$$\frac{R_L}{R_{fIDC} + R_L} \cdot \left[\frac{1}{(R_L \parallel R_{fIDC}) C_L s + 1} \right] \cdot$$

$$\left[\frac{\frac{C_g}{g_{mEXT}} s + 1}{\left(\frac{R_{CS} + R_{BAT}}{R_{fIDC}} \right) \frac{C_g}{g_{mEXT}} s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

式中的 $G_{mOp}(s)$ 是从 V_{ITH} 至外部 DC/DC 转换器输出电流的传递函数， g_{mEXT} 是输出 PFET 的小信号跨导， $R_{fIDC} = R_{CS} + 1/g_{mEXT} + R_{BAT}$ ，而 R_L/R_{fIDC} 则代表由 R_L 与 R_{fIDC} 的并联组合所产生的有效电阻值。

典型应用

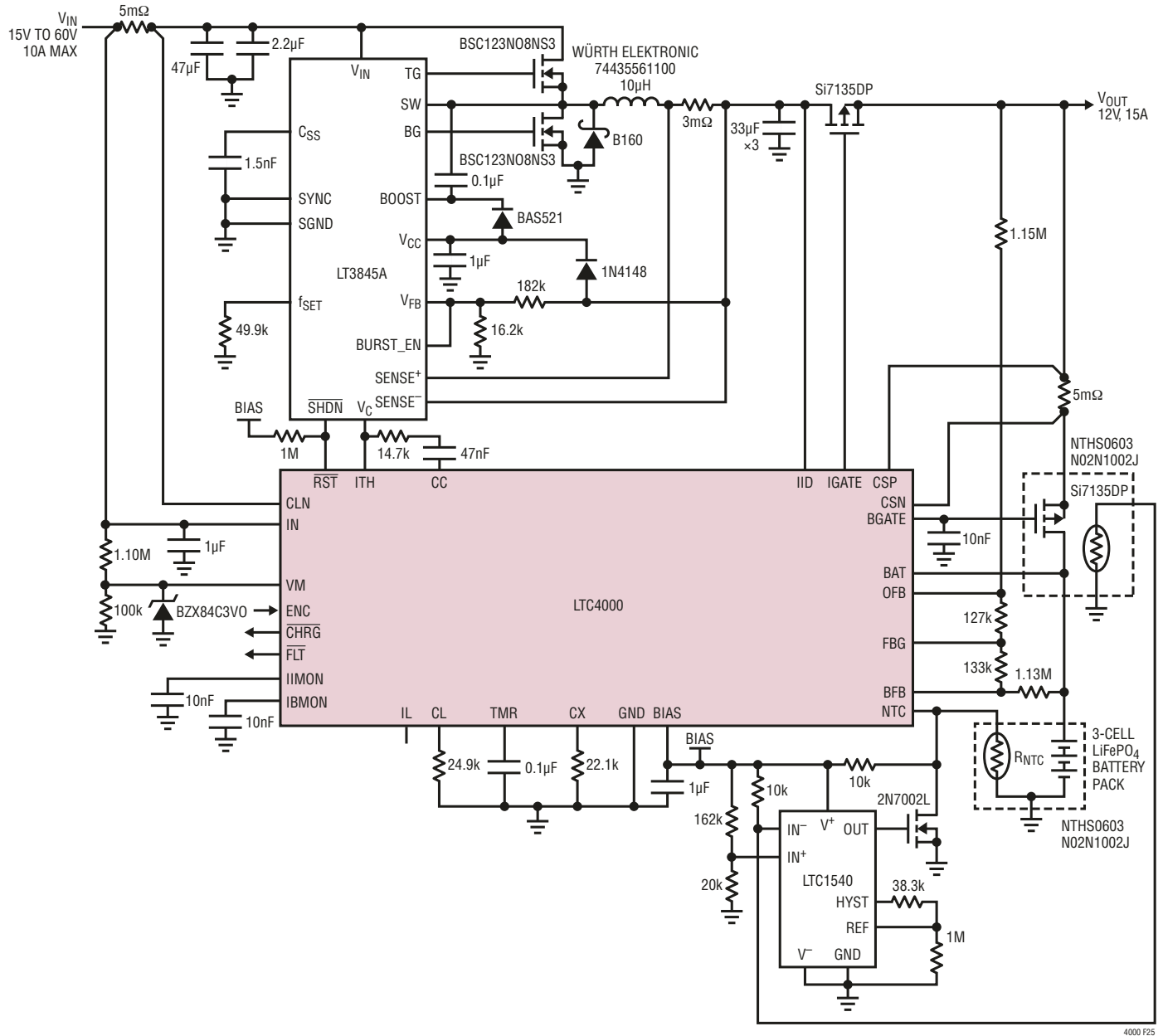


图 25 : 具 2.9h 终止定时器、1.25A 涓流充电电流和充电 PFET 热保护功能的 48V 至 10.8V/10A 降压型转换器三节磷酸铁锂 (LiFePO₄) 电池充电器

典型应用

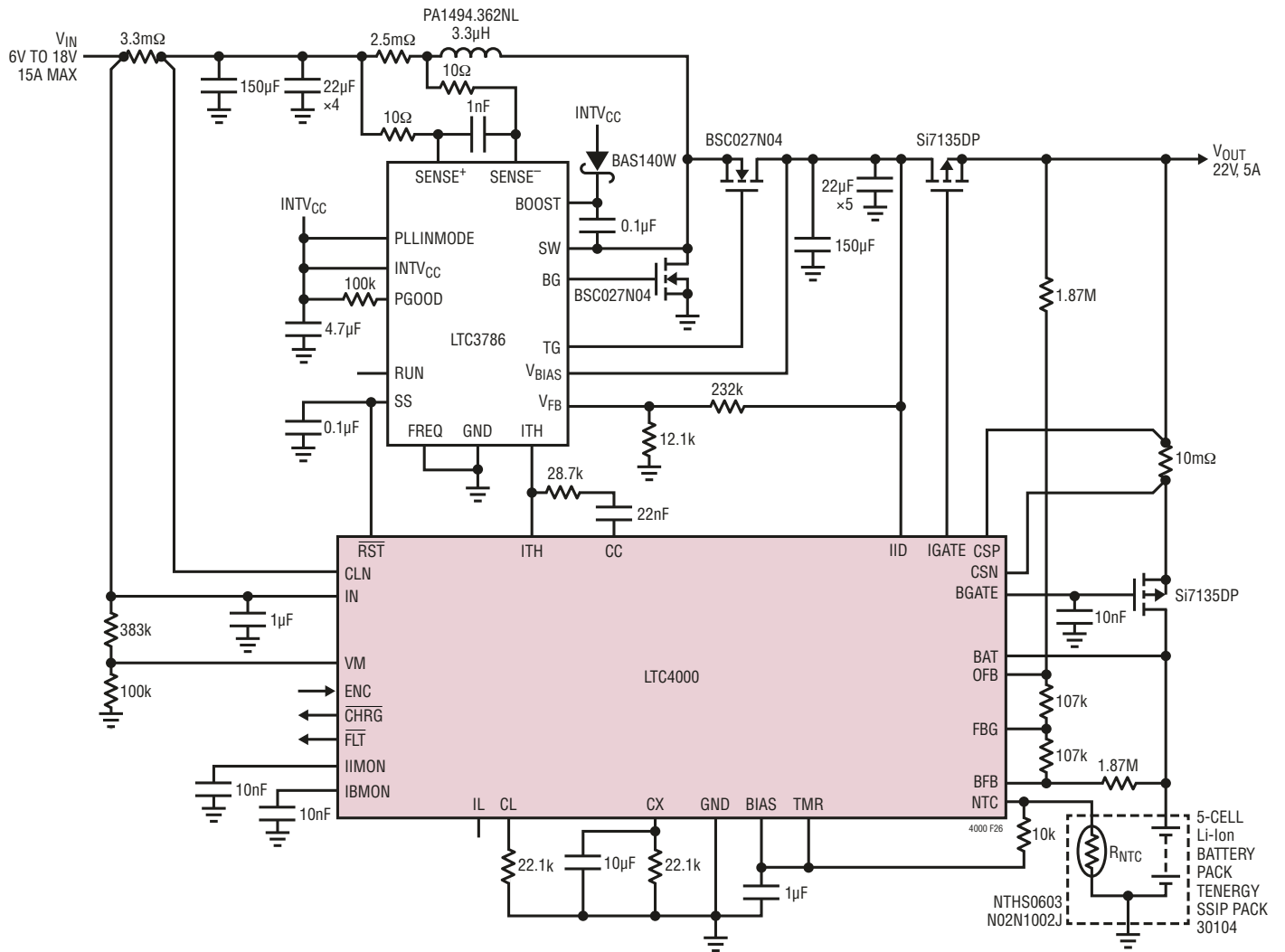


图 26 : 具 C/10 充电终止功能和 0.55A 涓流充电电流的 6V 至 21V/5A 升压型转换器 5 节锂离子电池充电器

典型应用

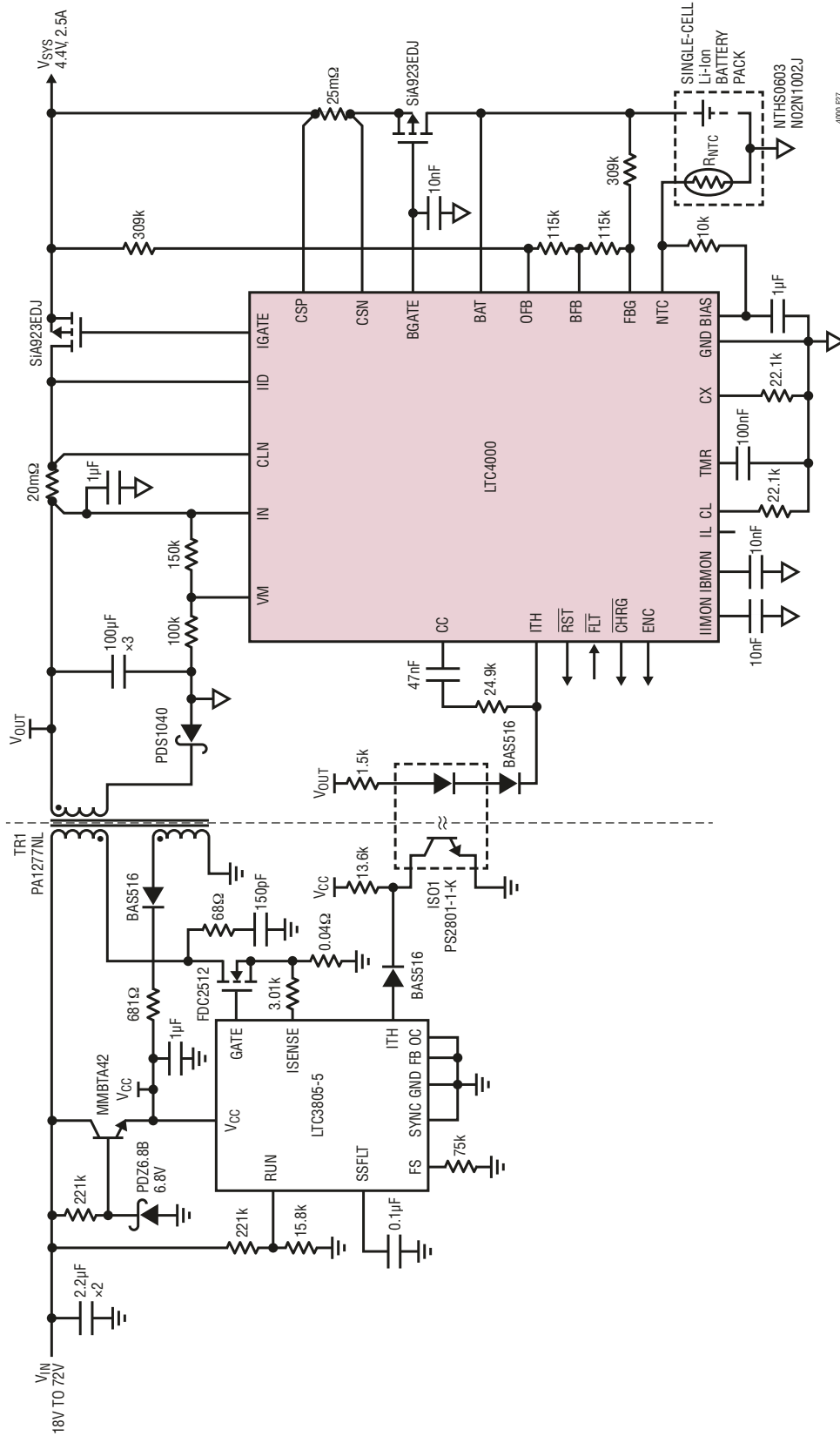
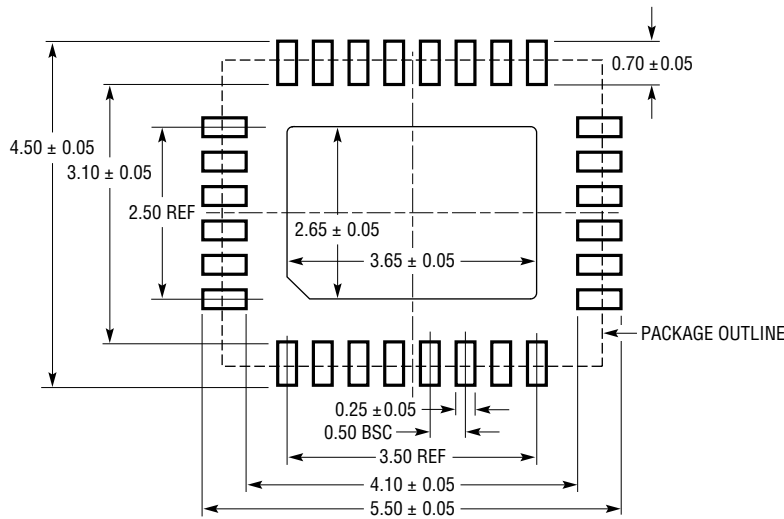


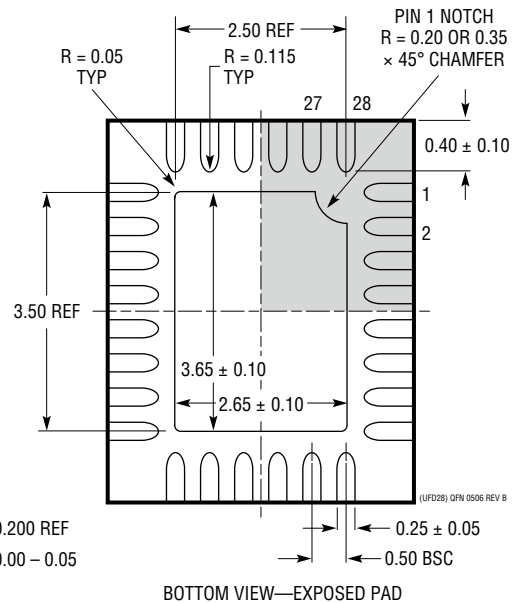
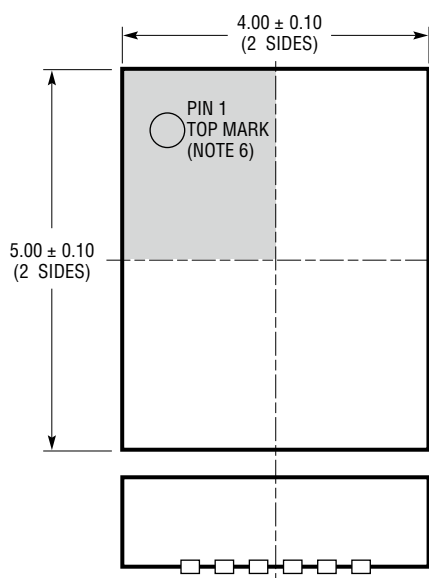
图 27 : 具 2.9h 定时器充电终止功能和 0.22A 涓流充电电流的 18V ~ 72V_{IN} 至 4.2V/2.0A 隔离反激式单节锂离子电池充电器

典型应用

UFD 封装
 28 引脚塑料 QFN (4mm × 5mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)



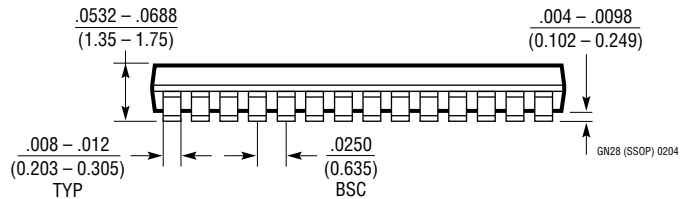
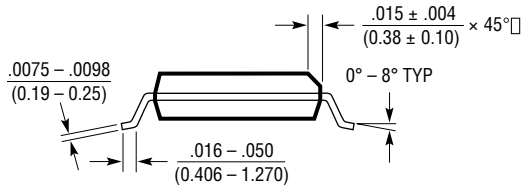
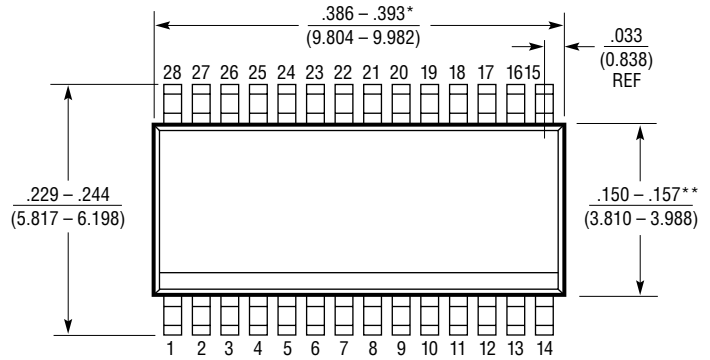
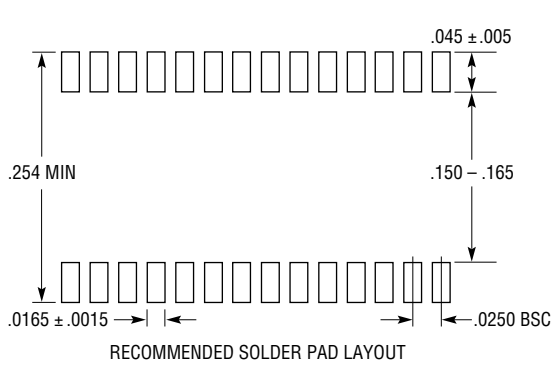
RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



- NOTE:
1. DRAWING PROPOSED TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-220 VARIATION (WXXX-X).
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
 5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

典型应用

GN 封装
 28 引脚塑料 SSOP (窄体 .150 英寸)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1641)



- NOTE:
1. CONTROLLING DIMENSION: INCHES
 2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{INCHES}}{\text{(MILLIMETERS)}}$
 3. DRAWING NOT TO SCALE
- *DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE
- **DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

修改记录

修改	日期	描述	页码
A	5/11	更新了“典型应用” 更新了“电特性”部分。 更新了“引脚功能”部分中“ENC 引脚”正文。 更新了“方框图”。 更新了图 14 和 25。	1 3、4、5 8 11 26、34

典型应用

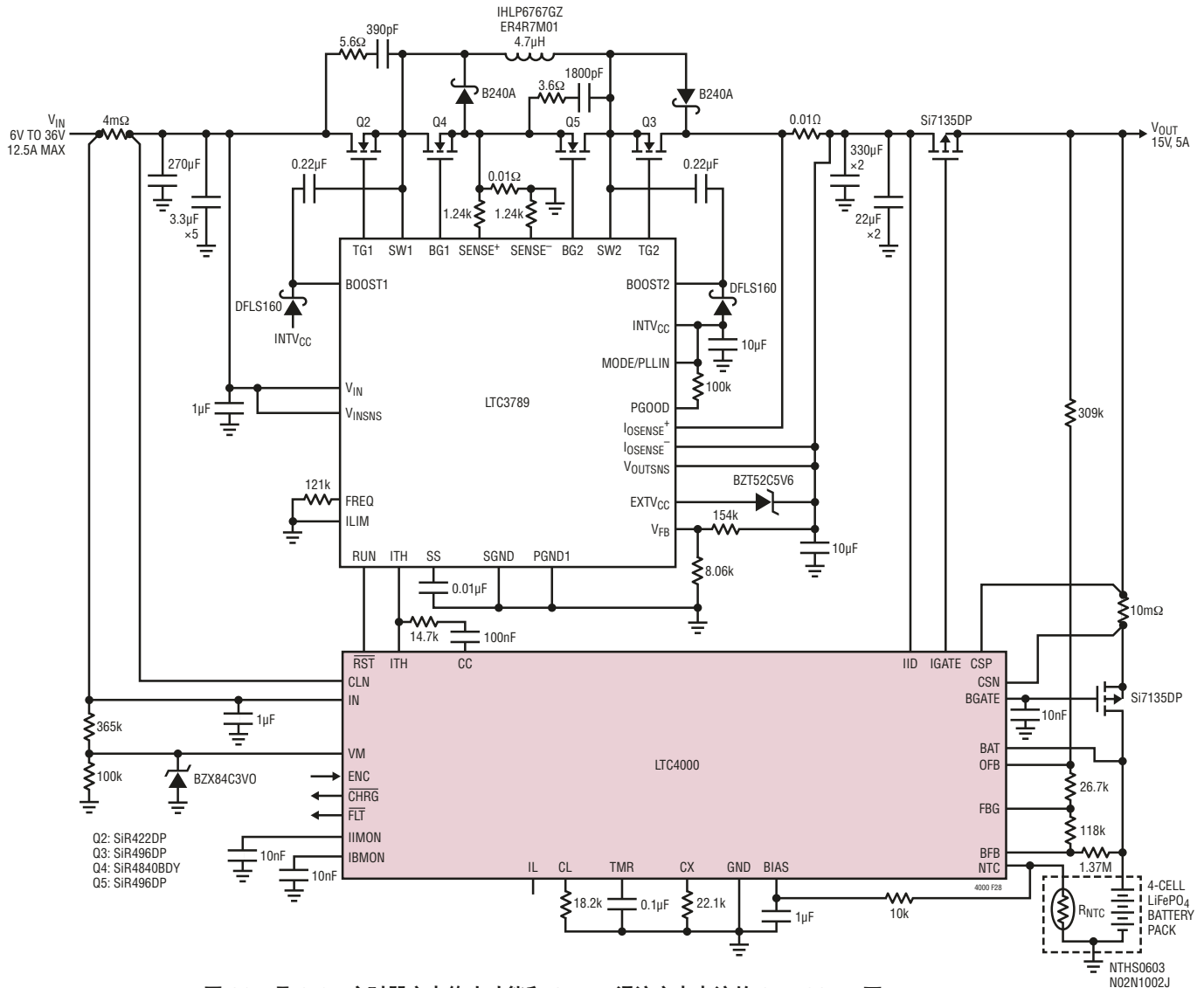


图 28 : 具 2.9h 定时器充电终止功能和 0.45A 涓流充电电流的 6V - 36V_{IN} 至 14.4V/4.5A 降压-升压型转换器 4 节磷酸铁锂 (LiFePO₄) 电池充电器

相关器件

器件型号	描述	备注
LTC3789	高效率、同步、四开关降压-升压型控制器	LTC3780 的改进版，拥有更多功能
LT3845	具可调工作频率的高电压同步电流模式降压型控制器	适合中 / 高功率、高效率电源
LT3650	高电压 2A 单片式锂离子电池充电器	3mm x 3mm DFN-12 封装和 MSOP-12 封装
LT3651	高电压 4A 单片式锂离子电池充电器	LT3650 系列的 4A 同步版本
LT3652 / LT3652HV	功率跟踪 2A 电池充电器	多化学组成、内置终端
LTC4009	高效率的多化学组成电池充电器	LTC4008 的低成本版本，4mm x 4mm QFN-20 封装
LTC4012	具 PowerPath 控制功能的高效率型多化学组成电池充电器	与 LTC4009 相似，增加了电源通路 (PowerPath) 控制功能
LT3741	高功率、恒定电流、恒定电压、降压型控制器	耐热性能增强型 4mm x 4mm QFN 封装和 20 引脚 TSSOP 封装