

高效率双向多节电池的 电池组平衡器

特点

- 可实现多达 6 节串联锂离子或磷酸铁锂 (LiFePO₄) 电池的双向同步反激式平衡
- 高达 10A 的平衡电流 (由外部器件设定)
- 双向架构最大限度地减少了平衡时间和耗散功率
- 电荷转移效率高达 92%
- 可堆迭式架构可用于 >1000V 的系统
- 使用简单的双绕组变压器
- 1MHz 可菊链式串行接口带有 4 位 CRC 包错误检查
- 高噪声裕度串行通信
- 众多的故障保护功能
- 48 引脚带裸露衬垫 QFN 封装和 LQFP 封装

应用

- 电动汽车 / 插电式混合动力汽车 (HEV)
- 大功率 UPS / 电网能量存储系统
- 通用型多节电池的电池组

、LT、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标，IsoSPI 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。

描述

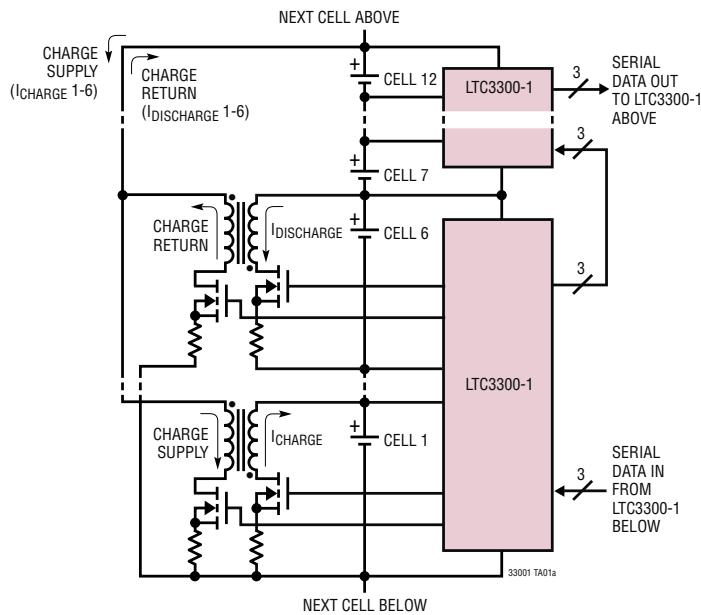
LTC®3300-1 是一款带故障保护的控制器 IC，适用于对多节电池的电池组进行基于变压器的双向主动平衡。该器件集成了所有相关的栅极驱动电路、高精度电池感测、故障检测电路和一个带内置看门狗定时器的坚固型串行接口。

每个 LTC3300-1 能利用一个可高达 36V 的输入共模电压对多达 6 节串联连接的电池进行平衡。来自任意选定电池的电荷能以高效率在其自身与 12 节或更多节相邻的电池之间来回传输。LTC3300-1 带一个独特的电平转换之 SPI 兼容型串行接口，能在不采用光耦或隔离器的情况下完成多个 LTC3300-1 器件的串联连接，从而实现长串接电池中每节电池的电荷平衡。

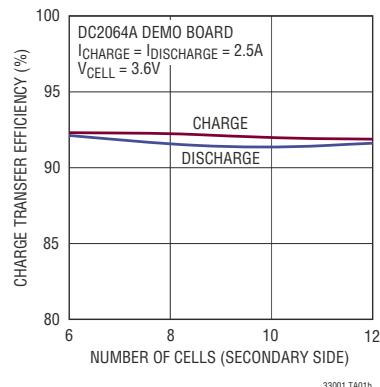
当多个 LTC3300-1 器件串联连接时，它们就能够同时运作，因而允许对电池组中的所有电池同时独立地进行电荷平衡。故障保护功能包括回读能力、循环冗余校验 (CRC) 错误检测、最大导通时间伏特-秒箝位和过压关断。

典型应用

高效率双向平衡



平衡器效率



绝对最大额定值 (注 1)

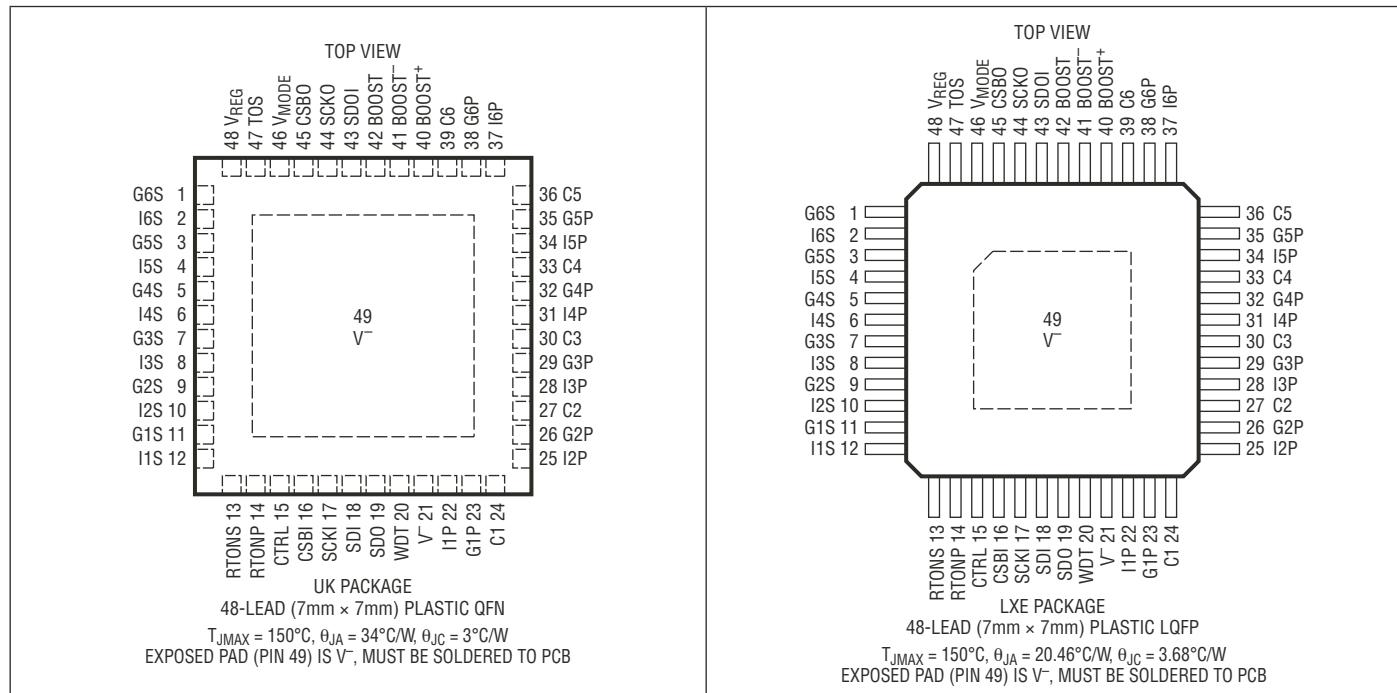
总电源电压 (C6 至 V ⁻)	-36V
输入电压 (相对于 V ⁻)		
C1	-0.3V 至 6V
I1P	-0.3V 至 0.3V
I1S, I2S, I3S, I4S, I5S, I6S	-0.3V 至 0.3V
CSBI, SCKI, SDI	-0.3V 至 6V
CSBO, SCKO, SD0I	-0.3V 至 36V
V _{REG} , SDO	-0.3V 至 6V
RTONP, RTONS	-0.3V 至 Min[V _{REG} + 0.3V, 6V]
TOS, V _{MODE} , CTRL,		
BOOST, WDT	-0.3V 至 Min[V _{REG} + 0.3V, 6V]

引脚之间的电压

C _n 至 C _{n-1} *	-0.3V 至 6V
I _n P 至 C _{n-1} *	-0.3V 至 0.3V
BOOST ⁺ 至 C ₆	-0.3V 至 6V
CSBO 至 SCKO, CSBO 至 SD0I,		
SCKO 至 SD0I	-0.3V 至 0.3V
SD0 电流	10mA
G1P, G _n P, G1S, G _n S, BOOST ⁻ 电流	±200mA
工作结温范围 (注 2, 7)		
LTC3300I-1	-40°C 至 125°C
LTC3300H-1	-40°C 至 150°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C

* n = 2 至 6

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
LTC3300IUK-1#PBF	LTC3300IUK-1#TRPBF	LTC3300UK-1	48 引脚 (7mm x 7mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LTC3300HUK-1#PBF	LTC3300HUK-1#TRPBF	LTC3300UK-1	48 引脚 (7mm x 7mm) 塑料 QFN	-40°C 至 150°C
LTC3300ILXE-1#PBF	LTC3300ILXE-1#TRPBF	LTC3300LXE-1	48 引脚 (7mm x 7mm) 塑料 eLQFP	-40°C 至 125°C
LTC3300HLXE-1#PBF	LTC3300HLXE-1#TRPBF	LTC3300LXE-1	48 引脚 (7mm x 7mm) 塑料 eLQFP	-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。 * 温度等级请见货运包装上的标识。

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/tapeandreel/>

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(注 2) $\text{BOOST}^+ = 25.2\text{V}$, $\text{C6} = 21.6\text{V}$, $\text{C5} = 18\text{V}$, $\text{C4} = 14.4\text{V}$, $\text{C3} = 10.8\text{V}$, $\text{C2} = 7.2\text{V}$, $\text{C1} = 3.6\text{V}$, $\text{V}^- = 0\text{V}$, 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
DC 规格						
I_{Q_SD}	未执行平衡操作时的电源电流 (暂停之后或首次执行之前)	在 C1, C2, C3, C4, C5 上测量 在 C6 上测量 在 BOOST ⁺ 上测量	7	0 16 0	1 25 10	μA
I_{Q_ACTIVE}	执行平衡操作时的电源电流 (注 3)	仅对 C1 进行平衡 (注 4 针对 V ⁻ , C2, C6) 在 C1 上测量 在 C2, C3, C4, C5 上测量 在 C6 上测量 在 BOOST ⁺ 上测量 仅对 C2 进行平衡 (注 4 针对 C1, C3, C6) 在 C1 上测量 在 C2 上测量 在 C3, C4, C5 上测量 在 C6 上测量 在 BOOST ⁺ 上测量 仅对 C3 进行平衡 (注 4 针对 C2, C4, C6) 在 C1, C4, C5 上测量 在 C2 上测量 在 C3 上测量 在 C6 上测量 在 BOOST ⁺ 上测量 仅对 C4 进行平衡 (注 4 针对 C3, C5, C6) 在 C1, C2, C5 上测量 在 C3 上测量 在 C4 上测量 在 C6 上测量 在 BOOST ⁺ 上测量 仅对 C5 进行平衡 (注 4 针对 C4, C6) 在 C1, C2, C3 上测量 在 C4 上测量 在 C5 上测量 在 C6 上测量 在 BOOST ⁺ 上测量 仅对 C6 进行平衡 (注 4 针对 C5, C6, BOOST ⁺) 在 C1, C2, C3, C4 上测量 在 C5 上测量 在 C6 上测量 在 BOOST ⁺ 上测量 (BOOST = V ⁻) 在 BOOST ⁺ 上测量 (BOOST = V _{REG})	-105	250 70 560 0 -105 250 70 560 0 -105 250 70 560 0 -105 250 70 560 0 -105 250 70 560 0 -105 250 70 560 0	375 105 840 10 -70 375 105 840 10 70 105 375 840 10 -70 375 105 840 10 70 105 375 840 10 -70 375 105 840 10 70 105 375 840 10	μA

电特性

凡标注●表示该指标适合整个工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(注 2) $\text{BOOST}^+ = 25.2\text{V}$, $\text{C6} = 21.6\text{V}$, $\text{C5} = 18\text{V}$, $\text{C4} = 14.4\text{V}$, $\text{C3} = 10.8\text{V}$, $\text{C2} = 7.2\text{V}$, $\text{C1} = 3.6\text{V}$, $\text{V}^- = 0\text{V}$, 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
I_{Q_EXTRA}	额外的电源电流 (电流模式中的串行 I/O)	在 C6 上测得的额外电流, $V_{\text{MODE}} = V^-$ (CSBI 为逻辑低电平, SCKI 和 SDI 均为逻辑高电平; 参阅 I_{IL1} , I_{IH1} , I_{OH1} , I_{OL1} 规格)		3.75		mA	
$V_{\text{CELL,MIN}}$	初级栅极驱动所需的最小电池电压 (上升)	用于平衡 C_n 的 C_n 至 C_{n-1} 电压 ($n = 2$ 至 6) 用于平衡 C_1 的 C_1 电压 用于平衡 C_n 的 C_{n+1} 至 C_n 电压 ($n = 1$ 至 5) 用于平衡 C_6 的 BOOST^+ 至 C_6 电压, $\text{BOOST} = V^-$	● ● ● ●	1.8 1.8 1.8 1.8	2 2 2 2	2.2 2.2 2.2 2.2	V
$V_{\text{CELL,MIN(HYST)}}$	$V_{\text{CELL,MIN}}$ 比较器迟滞			70		mV	
$V_{\text{CELL,MAX}}$	停用平衡功能之前的最大电池电压 (上升)	用于平衡任何一节电池的 C_1 , C_n 至 C_{n-1} 电压, $n = 2$ 至 6	●	4.7	5	5.3	V
$V_{\text{CELL,MAX(HYST)}}$	$V_{\text{CELL,MAX}}$ 比较器迟滞			0.5		V	
$V_{\text{CELL,RECONNECT}}$	用于重新启用平衡功能的最大电池电压 (下降)		●	4.25		V	
V_{REG}	稳压器引脚电压	$9\text{V} \leq C_6 \leq 36\text{V}$, $0\text{mA} \leq I_{\text{LOAD}} \leq 20\text{mA}$	●	4.4	4.8	5.2	V
$V_{\text{REG POR}}$	用于上电复位的 V_{REG} 电压 (上升)			4.0		V	
$V_{\text{REG,MIN}}$	用于次级栅极驱动的最小 V_{REG} 电压 (下降)	用于平衡 C_n 的 V_{REG} 电压, $n = 1$ 至 6	●	3.8		V	
$I_{\text{REG_SC}}$	稳压器引脚短路电流限值	$V_{\text{REG}} = 0\text{V}$		55		mA	
V_{RTONP}	RTONP 伺服电压	$R_{\text{RTONP}} = 20\text{k}\Omega$	●	1.158	1.2	1.242	V
V_{RTONS}	RTONS 伺服电压	$R_{\text{RTONS}} = 15\text{k}\Omega$	●	1.158	1.2	1.242	V
$I_{\text{WDT_RISING}}$	WDT 引脚电流, 平衡	$R_{\text{TONS}} = 15\text{k}\Omega$, WDT = 0.5V	●	72	80	88	μA
$I_{\text{WDT_FALLING}}$	WDT 引脚电流 (作为 $I_{\text{WDT_RISING}}$ 的百分数), 次级 OV	$R_{\text{TONS}} = 15\text{k}\Omega$, WDT = 2V	●	85	87.5	90	%
$V_{\text{PEAK_P}}$	初级绕组峰值电流检测电压	$I_{1\text{P}}$ $I_{n\text{P}}$ 至 C_{n-1} , $n = 2$ 至 6	● ●	45 45	50 50	55 55	mV mV
	$V_{\text{PEAK_P}}$ 匹配 (所有 6 节电池)	$\pm[(\text{Max} - \text{Min})/(\text{Max} + \text{Min})] \cdot 100\%$	●		± 1.7	± 5	%
$V_{\text{PEAK_S}}$	次级绕组峰值电流检测电压	$I_{1\text{S}}$ $I_{n\text{S}}$ 至 C_{n-1} , $n = 2$ 至 6, 仅限 $\text{CTRL} = 0$	● ●	45 45	50 50	55 55	mV mV
	$V_{\text{PEAK_S}}$ 匹配 (所有 6 节电池)	$\pm[(\text{Max} - \text{Min})/(\text{Max} + \text{Min})] \cdot 100\%$	●		± 0.5	± 3	%
$V_{\text{ZERO_P}}$	初级绕组零电流检测电压 (注 5)	$I_{1\text{P}}$ $I_{n\text{P}}$ 至 C_{n-1} , $n = 2$ 至 6	● ●	-7 -7	-2 -2	3 3	mV mV
	$V_{\text{ZERO_P}}$ 匹配 (所有 6 节电池)	$\pm[(\text{Max} - \text{Min})/2]/(V_{\text{PEAK_P MIDRANGE}}) \cdot 100\%$ (注 6)	●		± 1.7	± 5	%
$V_{\text{ZERO_S}}$	次级绕组零电流检测电压 (注 5)	$I_{1\text{S}}$ $I_{n\text{S}}$ 至 C_{n-1} , $n = 2$ 至 6, 仅限 $\text{CTRL} = 0$	● ●	-12 -12	-7 -7	-2 -2	mV mV
	$V_{\text{ZERO_S}}$ 匹配 (所有 6 节电池)	$\pm[(\text{Max} - \text{Min})/2]/(V_{\text{PEAK_S MIDRANGE}}) \cdot 100\%$ (注 6)	●		± 0.5	± 3	%
$R_{\text{BOOST_L}}$	BOOST ⁺ 引脚下拉 R_{ON}	在流入该引脚的电流为 100mA 时测量, $\text{BOOST} = V_{\text{REG}}$		2.5			Ω
$R_{\text{BOOST_H}}$	BOOST ⁺ 引脚上拉 R_{ON}	在流出该引脚的电流为 100mA 时测量, $\text{BOOST} = V_{\text{REG}}$		4			Ω
T_{SD}	热停机门限 (注 7)	逐渐上升的温度		155			$^\circ\text{C}$
T_{HYS}	热停机迟滞			10			$^\circ\text{C}$
定时规格							
$t_{\text{r_P}}$	初级绕组栅极驱动上升时间 (10% 至 90%)	$G1\text{P}$ 至 $G6\text{P}$, $C_{\text{GATE}} = 2500\text{pF}$		35	70	ns	
$t_{\text{f_P}}$	次级绕组栅极驱动下降时间 (90% 至 10%)	$G1\text{P}$ 至 $G6\text{P}$, $C_{\text{GATE}} = 2500\text{pF}$		20	40	ns	

电特性 凡标注●表示该指标适合整个工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(注 2) $\text{BOOST}^+ = 25.2\text{V}$, $\text{C}_6 = 21.6\text{V}$, $\text{C}_5 = 18\text{V}$, $\text{C}_4 = 14.4\text{V}$, $\text{C}_3 = 10.8\text{V}$, $\text{C}_2 = 7.2\text{V}$, $\text{C}_1 = 3.6\text{V}$, $\text{V}^- = 0\text{V}$, 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
t_{r_S}	次级绕组栅极驱动上升时间 (10% 至 90%)	$G1S, C_{GATE} = 2500\text{pF}$ $G2S \text{至} G6S, \text{仅限 } CTRL = 0, C_{GATE} = 2500\text{pF}$		30	60	ns
t_{f_S}	次级绕组栅极驱动下降时间 (90% 至 10%)	$G1S, C_{GATE} = 2500\text{pF}$ $G2S \text{至} G6S, \text{仅限 } CTRL = 0, C_{GATE} = 2500\text{pF}$		20	40	ns
$t_{ONP MAX}$	初级绕组开关最大导通时间	$R_{RTONP} = 20\text{k}\Omega$ (在 G1P 至 G6P 上测量)	●	6	7.2	8.4
	$t_{ONP MAX}$ 匹配 (所有 6 节电池)	$\pm[(Max - Min)/(Max + Min)] \cdot 100\%$	●		± 1	± 4
$t_{ONS MAX}$	次级绕组开关最大导通时间	$R_{RTONS} = 15\text{k}\Omega$ (在 G1S 至 G6S 上测量)	●	1	1.2	1.4
	$t_{ONS MAX}$ 匹配 (所有 6 节电池)	$\pm[(Max - Min)/(Max + Min)] \cdot 100\%$	●		± 1	± 4
t_{DLY_START}	接收到新的 / 不同的平衡命令或者 从电压 / 温度故障恢复之后的 延迟起动时间				2	ms

电压模式定时规格

t_1	SDI 有效 (至 SCKI 上升建立)	写操作	●	10		ns
t_2	SDI 有效 (从 SCKI 上升保持)	写操作	●	250		ns
t_3	SCKI 为低电平		●	400		ns
t_4	SCKI 为高电平		●	400		ns
t_5	CSBI 脉冲宽度		●	400		ns
t_6	SCKI 上升至 CSBI 上升		●	100		ns
t_7	CSBI 下降至 SCKI 上升		●	100		ns
t_8	SCKI 下降至 SD0 有效	读操作	●		250	ns
f_{CLK}	时钟频率		●		1	MHz
t_{WD1}	看门狗定时器超时周期	从上一个有效命令字节到 WDT 置位	●	0.75	1.5	2.25
t_{WD2}	看门狗定时器复位时间	从上一个有效命令字节到 WDT 否定	●		1.5	5

电流模式定时规格

t_{PD1}	CSBI 至 CSBO 延迟	$C_{CSBO} = 150\text{pF}$	●	600		ns
t_{PD2}	SCKI 上升至 SCKO 延迟	$C_{SCKO} = 150\text{pF}$	●		300	ns
t_{PD3}	SDI 至 SD0I 延迟	$C_{SDOI} = 150\text{pF}$, 命令字节	●		300	ns
t_{PD4}	SCKI 下降至 SD0I 有效	$C_{SDOI} = 150\text{pF}$, 写平衡命令	●		300	ns
t_{PD5}	SCKI 下降至 SDI 有效	$C_{SDI} = 150\text{pF}$, 读操作	●		300	ns
t_{SCKO}	SCKO 脉冲宽度	$C_{SCKO} = 150\text{pF}$			100	ns

电压模式数字 I/O 规格

V_{IH}	数字输入电压为高电平	引脚 CSBI, SCKI, SDI ; $V_{MODE} = V_{REG}$ 引脚 CTRL, BOOST, V_{MODE} , TOS 引脚 WDT	● ● ●	$V_{REG} - 0.5$ $V_{REG} - 0.5$ 2		V
V_{IL}	数字输入电压为低电平	引脚 CSBI, SCKI, SDI ; $V_{MODE} = V_{REG}$ 引脚 CTRL, BOOST, V_{MODE} , TOS 引脚 WDT	● ● ●	0.5 0.5 0.8		V
I_{IH}	数字输入电流为高水平	引脚 CSBI, SCKI, SDI ; $V_{MODE} = V_{REG}$ 引脚 CTRL, BOOST, V_{MODE} , TOS 引脚 WDT, 超时		-1 -1 -1	0 0 0	μA
I_{IL}	数字输入电流为低水平	引脚 CSBI, SCKI, SDI ; $V_{MODE} = V_{REG}$ 引脚 CTRL, BOOST, V_{MODE} , TOS 引脚 WDT, 未执行平衡操作		-1 -1 -1	1 1 1	μA

电特性 凡标注●表示该指标适合整个工作结温范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。(注 2) $\text{BOOST}^+ = 25.2\text{V}$, $C_6 = 21.6\text{V}$, $C_5 = 18\text{V}$, $C_4 = 14.4\text{V}$, $C_3 = 10.8\text{V}$, $C_2 = 7.2\text{V}$, $C_1 = 3.6\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{OL}	数字输出电压为低电平	引脚 SDO, 吸收 $500\mu\text{A}$ 电流; $V_{\text{MODE}} = V_{\text{REG}}$; 读	●		0.3	V
I_{OH}	数字输出电流为高水平	引脚 SDO 电平为 6V	●		100	nA

电流模式数字 I/O 规格

I_{IL1}	数字输入电流为低信号	引脚 CSBI; $V_{\text{MODE}} = V^-$	●	-1500	-1250	-1000	μA
		引脚 SCKI; $V_{\text{MODE}} = V^-$	●	-5	-2.5	0	μA
		引脚 SDI, $V_{\text{MODE}} = V^-$, 写	●	-5	-2.5	0	μA
		引脚 SDOI, TOS = V^- , 读	●	0	2.5	5	μA
I_{IH1}	数字输入电流为高信号	引脚 CSBI; $V_{\text{MODE}} = V^-$	●	-5	-2.5	0	μA
		引脚 SCKI; $V_{\text{MODE}} = V^-$	●	-1500	-1250	-1000	μA
		引脚 SDI, $V_{\text{MODE}} = V^-$, 写	●	-1500	-1250	-1000	μA
		引脚 SDOI, TOS = V^- , 读	●	1000	1250	1500	μA
I_{OH1}	数字输出电流为高信号	引脚 CSBO; TOS = V^-	●	0	2.5	5	μA
		引脚 SCKO; TOS = V^-	●	1000	1250	μA	μA
		引脚 SDOI; TOS = V^- , 写	●	1000	1250	μA	μA
		引脚 SDI, $V_{\text{MODE}} = V^-$, 读	●			-1000	μA
I_{OL1}	数字输出电流为低信号	引脚 CSBO; TOS = V^-	●	1000	1250	μA	μA
		引脚 SCKO; TOS = V^-	●	0	2.5	5	μA
		引脚 SDOI; TOS = V^- , 写	●	0	2.5	5	μA
		引脚 SDI, $V_{\text{MODE}} = V^-$, 读	●		-5	μA	μA

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: LTC3300-1 在脉冲负载条件下进行测试以使 $T_J \approx T_A$ 。LTC3300I-1 的性能指标在 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内得到保证，而 LTC3300H-1 的规格指标则在 -40°C 至 150°C 的工作结温范围内有所保证。高结温会缩短工作寿命；对于超过 125°C 的结温，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。结温 (T_J ，单位为 $^\circ\text{C}$) 根据下式由环境温度 (T_A ，单位为 $^\circ\text{C}$) 和功率耗散 (P_D ，单位为 W) 来计算：

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

式中的 θ_{JA} (单位： $^\circ\text{C}/\text{W}$) 为封装的热阻抗。

注 3: 当一次对多节电池的电荷进行平衡时，可按照下面的方法利用表中所给的数值计算各节电池的电源电流：首先，为处于使用状态的平衡器逐节电池增添合适的系数。接着，对于每个处于导通状态的额外平衡器，从 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 和 C_5 的电源电流总和中减去 $70\mu\text{A}$ ，并从 C_6 的总和中减去 $450\mu\text{A}$ 。例如：若所有 6 个平衡器均处于导通状态，则 C_1 的最终电流为 $[250 - 70 + 70 + 70 + 70 + 70 - 5(70)]\mu\text{A} = 110\mu\text{A}$ ，而对于 C_6 则为 $[560 + 560 + 560 + 560 + 560 + 740 - 5(450)]\mu\text{A} = 1290\mu\text{A}$ 。

注 4: 由于在主动平衡期间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“工作原理”部分中的“栅极驱动器 / 栅极驱动比较器”和“电压调节器”段落，以了解有关估测这些电流的更多信息。

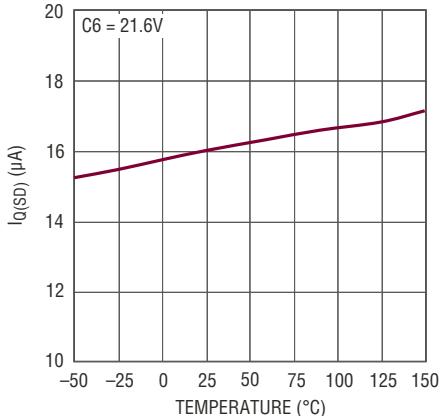
注 5: 表中给出的零电流检测电压为 DC 门限。由于绕组电流的转换速率以及电流检测比较器的有限延迟之原因，应用中所遇到的实际零电流检测电压将更接近于零。

注 6: 中间范围值是在 6 节电池组内最小和最大读数的平均值。

注 7: 该 IC 备有用于在短暂过载条件下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能电路运行时表明最大结温有可能被超过。在高于规定的最大工作结温条件下连续运作有可能导致器件性能下降或发生故障。

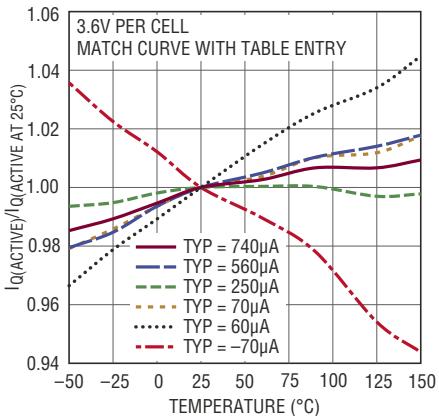
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

未执行平衡操作时 C6 电源电流与温度的关系



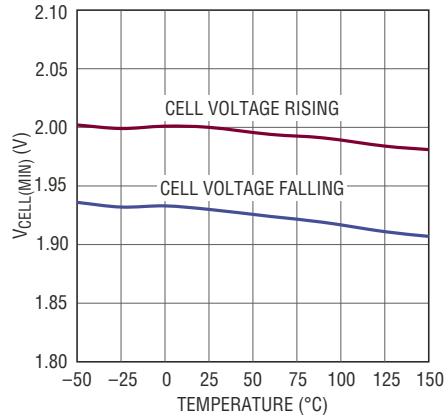
33001 G01

执行平衡操作时电源电流与归一化至 25°C 的温度的关系



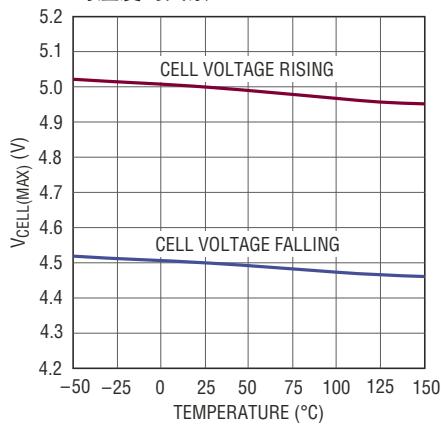
33001 G02

初级栅极驱动所需的最小电池电压与温度的关系



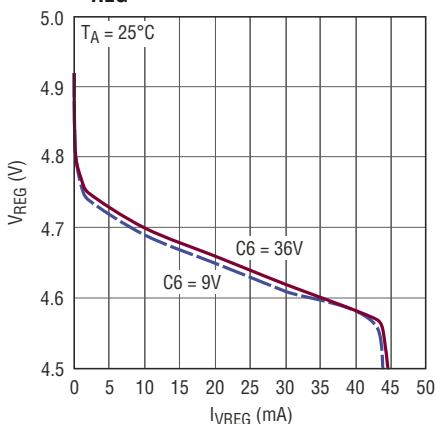
33001 G03

用于提供平衡的最大电池电压与温度的关系



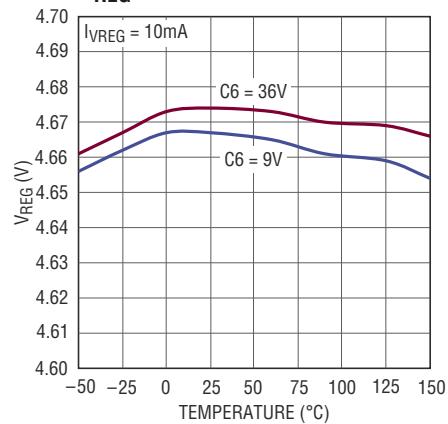
LT1372 • G10

V_{REG} 负载调节



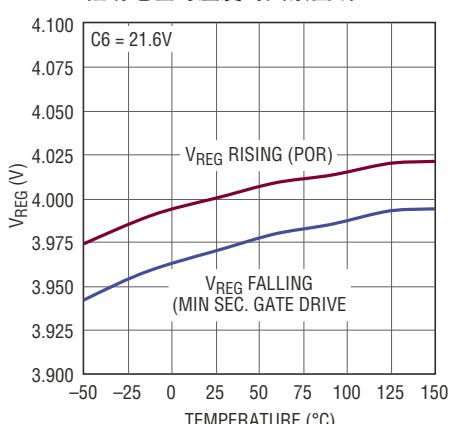
33001 G05

V_{REG} 电压与温度的关系



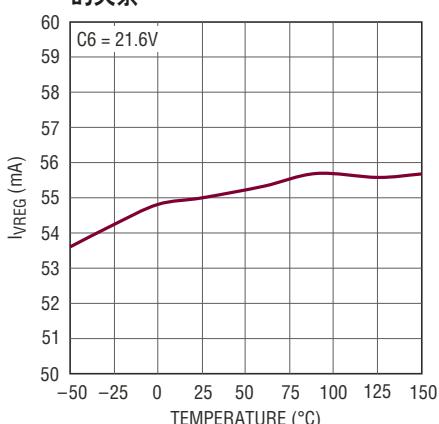
33001 G06

V_{REG} POR 电压和最小次级栅极驱动电压与温度的关系曲线



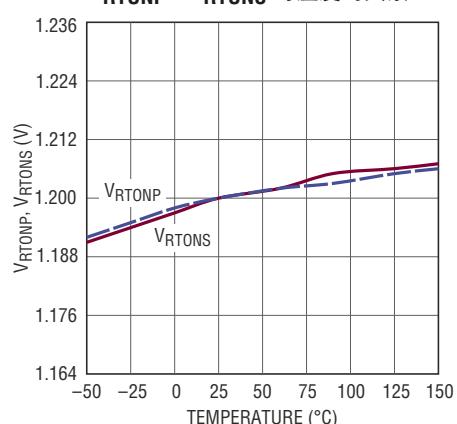
33001 G07

V_{REG} 短路电流限值与温度的关系



33001 G08

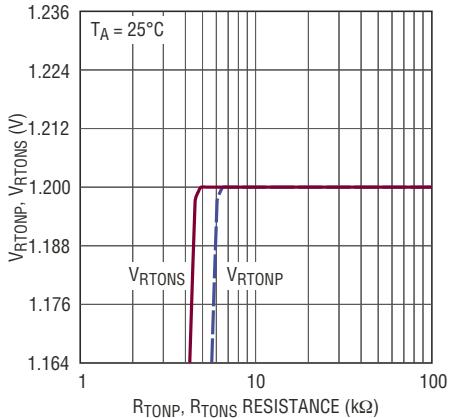
$V_{\text{RTONP}} \cdot V_{\text{RTONS}}$ 与温度的关系



33001 G09

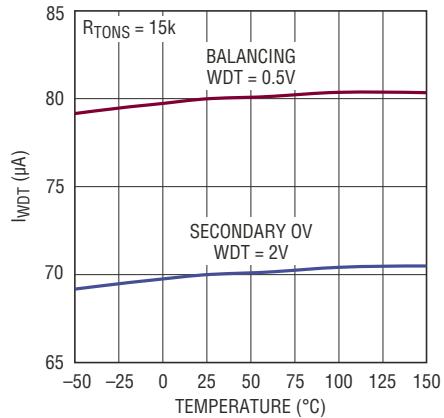
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

V_{RTONP} 、 V_{RTONS} 与外部电阻的关系



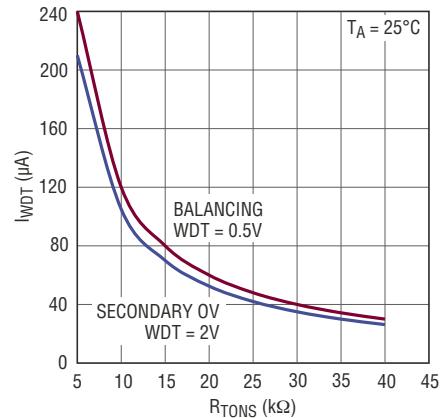
33001 G10

WDT 引脚电流与温度的关系



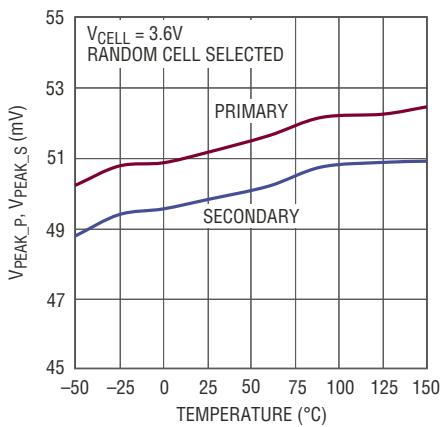
33001 G11

WDT 引脚电流与 R_{TONS} 的关系



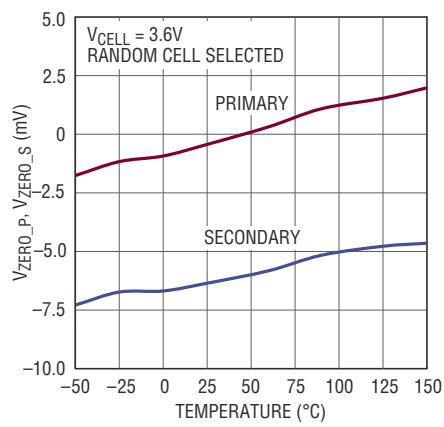
33001 G12

峰值电流检测门限与温度的关系



33001 G13

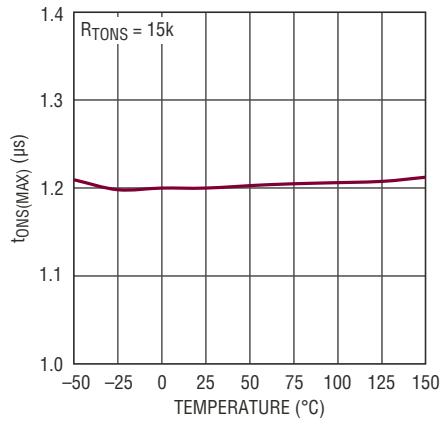
零电流检测门限与温度的关系



33001 G14

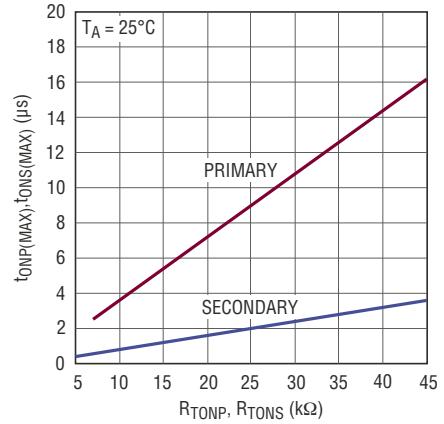
33001 G15

次级绕组开关最大导通时间与温度的关系



33001 G16

最大导通时间与 R_{TONP} , R_{TONS} 的关系

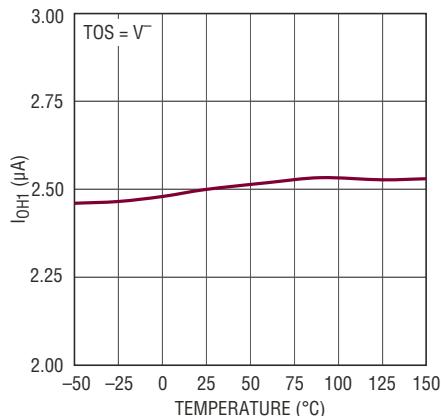


33001 G17

33001 G18

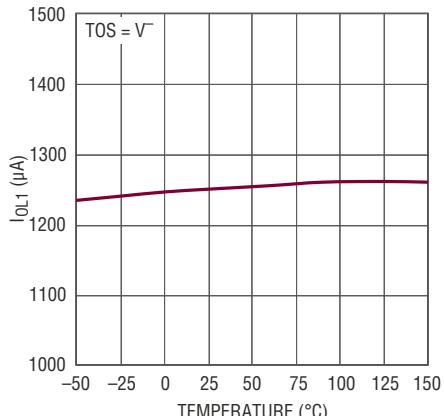
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非另有说明。

CSBO 数字输出电流高与温度的关系



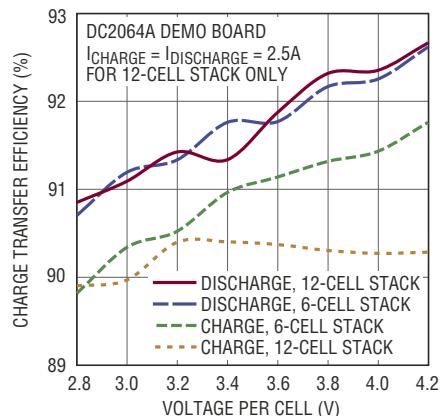
33001 G19

CSBO 数字输出电流低与温度的关系曲线



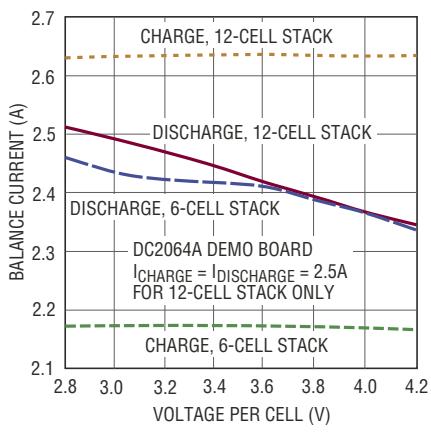
33001 G20

平衡器效率与电池电压的关系



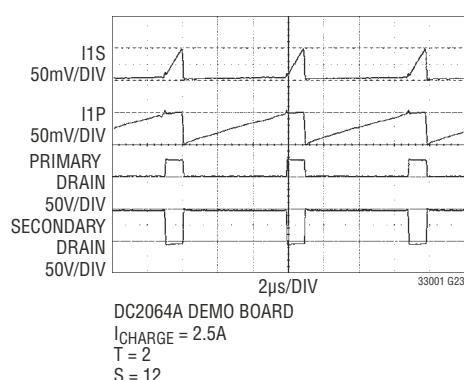
33001 G21

平衡电流与电池电压的关系

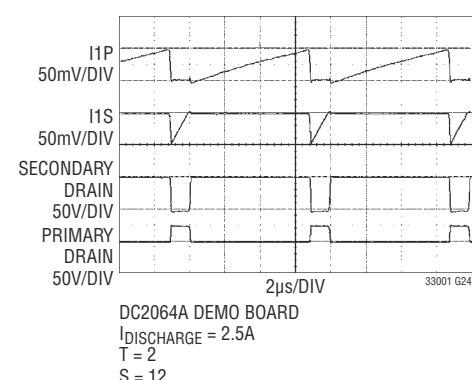


33001 G22

典型充电波形



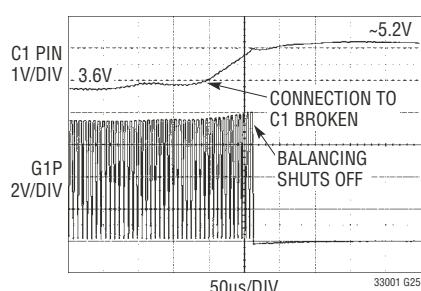
典型放电波形



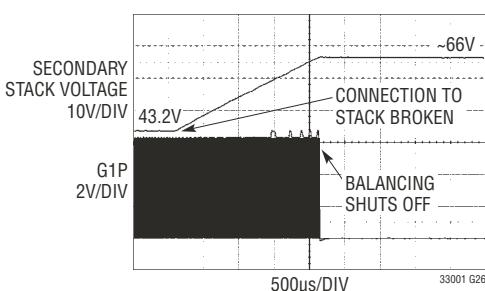
33001 G23

33001 G24

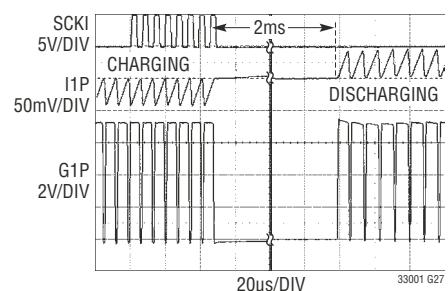
针对充电期间至电池连接出现中断的保护



针对放电期间至辅助电池组连接发生中断的保护



“在执行中” (On the Fly) 改变平衡器方向



33001f

引脚功能

注：本产品手册中所采取的约定是：将与每个单个电池相并联的变压器绕组作为“初级”，而把与多个串联堆迭电池组相并联的变压器绕组作为“次级”，这与能量转移的方向无关。

G6S、G5S、G4S、G3S、G2S、G1S (引脚 1、3、5、7、9、11)：G1S 至 G6S 是栅极驱动器输出，用于驱动与那些其初级与电池单元 1 至 6 相并联的变压器之次级相串联的外部 NMOS 晶体管。对于采用单个变压器的最少组件数平衡应用 ($CTRL = V_{REG}$)，G2S 至 G6S 无连接。

I6S、I5S、I4S、I3S、I2S、I1S (引脚 2、4、6、8、10、12)：I1S 至 I6S 是电流检测输入，用于测量那些其初级与电池单元 1 至 6 相并联的变压器中的次级绕组电流。对于采用单个变压器的最少组件数平衡应用 ($CTRL = V_{REG}$)，I2S 至 I6S 应连接至 V^- 。

RTONS (引脚 13)：次级绕组最大 t_{ON} 设定电阻器。 $RTONS$ 引脚电压保持在 1.2V。一个连接至 V^- 的电阻器负责设置所有与次级绕组相串联的外部 NMOS 晶体管的最大导通时间。这可以避免在任何次级绕组中出现电流检测电阻器短路的情况。如欲取消该功能，可把 $RTONS$ 连接至 V_{REG} 。另外，次级绕组 OVP 门限 (见“WDT”引脚) 还从动于 $RTONS$ 电阻器的阻值。

RTONP (引脚 14)：初级绕组最大 t_{ON} 设定电阻器。 $RTONP$ 引脚电压保持在 1.2V。一个连接至 V^- 的电阻器负责设置所有与初级绕组相串联的外部 NMOS 晶体管的最大导通时间。这可以避免在任何初级绕组中出现电流检测电阻器短路的情况。如欲取消该功能，可把 $RTONP$ 连接至 V_{REG} 。

CTRL (引脚 15)：控制输入。 $CTRL$ 引脚可针对采用单个变压器的最少组件数目应用 (假如 $CTRL$ 连接至 V_{REG}) 或多变压器应用 (如果 $CTRL$ 连接至 V^-) 来配置 LTC3300-1。必须把该引脚连接至 V_{REG} 或 V^- 。

CSBI (引脚 16)：芯片选择 (低电平有效) 输入。倘若 V_{MODE} 连接至 V_{REG} ，则 $CSBI$ 引脚连接至一个轨至轨输出逻辑门。假如 V_{MODE} 连接至 V^- ，那么 $CSBI$ 必须由另一个 LTC3300-1 的 $CSBO$ 引脚驱动。见“应用信息”部分中的“串行端口”。

SCKI (引脚 17)：串行时钟输入。倘若 V_{MODE} 连接至 V_{REG} ，则 $SCKI$ 引脚连接至一个轨至轨输出逻辑门。假如 V_{MODE} 连接至 V^- ，那么 $SCKI$ 必须由另一个 LTC3300-1 的 $SCKO$ 引脚驱动。见“应用信息”部分中的“串行端口”。

SDI (引脚 18)：串行数据输入。当把数据写至 LTC3300-1 时， SDI 引脚将连接至一个轨至轨输出逻辑门 (如果 V_{MODE} 连接至 V_{REG}) 或必须由另一个 LTC3300-1 的 $SDOI$ 引脚驱动 (如果 V_{MODE} 连接至 V^-)。见“应用信息”部分中的“串行端口”。

SDO (引脚 19)：串行数据输出。当从 LTC3300-1 读取数据时， SDO 引脚是一个 NMOS 漏极开路输出 (如果 V_{MODE} 连接至 V_{REG})。假如 V_{MODE} 连接至 V^- ，则 SDO 引脚未被使用。见“应用信息”部分中的“串行端口”。

WDT (引脚 20)：看门狗定时器输出 (高电平有效)。在初始上电及未尝试执行某一有效平衡命令时， WDT 引脚呈高阻抗，并将在接入一个外部上拉电阻器的情况下被拉至高电平 (在内部箝位于 5.6V 左右)。在执行平衡操作 (或试图执行平衡操作却因为电压 / 温度故障而未能实现) 及正常通信活动期间， WDT 引脚由一个从动于 $RTONS$ 电阻器的高精度电流源拉至低电平。然而，倘若持续 1.5 秒 (典型值) 未写入有效命令字节，则 WDT 输出将返回高电平。当 WDT 为高电平时，所有的平衡器均被关断。通过把 WDT 连接至 V^- 可停用看门狗定时器功能。另外，次级绕组 OVP 功能也可采用该引脚来实现 (见“工作原理”部分)。

V^- (引脚 21)：将 V^- 连接至串联电池中最负的电位。

I1P、I2P、I3P、I4P、I5P、I6P (引脚 22、25、28、31、34、37)：I1P 至 I6P 是电流检测输入，用于测量与电池单元 1 至 6 相并联的变压器中的初级绕组电流。

引脚功能

G1P、G2P、G3P、G4P、G5P、G6P (引脚 23、26、29、32、35、38)：G1P 至 G6P 是栅极驱动器输出，用于驱动和那些与电池单元 1 至 6 并联连接之变压器的初级绕组相串联的外部 NMOS 晶体管。

C1、C2、C3、C4、C5、C6 (引脚 24、27、30、33、36、39)：C1 至 C6 连接至电池单元 1 至 6 的正端子。把电池单元 1 的负端连接至 V⁻。

BOOST⁺ (引脚 40)：BOOST⁺ 引脚。连接至外部快速电容器的正极，用于产生平衡某个给定 LTC3300-1 子电池组中最顶端电池所需的栅极驱动电压。另外，还需要在 C6 和 BOOST⁺ 之间连接一个肖特基二极管。或者，BOOST⁺ 引脚也可连接至上述子电池组中的上一个电池单元 (如果有的话)。该引脚实际上是 C7。(注：“子电池组”指的是在局部连接至一个单独 LTC3300-1 的 3 到 6 个电池单元，其作为一个更大电池组的组成部分。)

BOOST⁻ (引脚 41)：BOOST⁻ 引脚。连接至外部快速电容器的负极，用于产生平衡某个给定 LTC3300-1 子电池组中最顶端电池所需的栅极驱动电压。或者，假如 BOOST⁺ 引脚连接至上述子电池组中位置较高的下一个电池单元 (如果有的话)，则该引脚无连接。

BOOST (引脚 42)：使能升压引脚。把 BOOST 连接至 V_{REG} 以使能升高的栅极驱动电压，以平衡某个给定 LTC3300-1 子电池组中的顶端电池。如果 BOOST⁺ 可连接至电池组中的位置靠上的下一节电池 (即电池组中下一个 LTC3300-1 的 C1)，则 BOOST 应连接至 V⁻，而 BOOST⁻ 则应为无连接。该引脚必须连接至 V_{REG} 或 V⁻。

SDOI (引脚 43)：串行数据输出 / 输入。当执行读写操作时，SDOI 引脚在其自身与菊链中位置较高的下一个 IC 之间来回传输数据。见“应用信息”部分中的“串行端口”。

SCKO (引脚 44)：串行时钟输出。当 CSBI 为低电平时，SCKO 是串行时钟输入 SCKI 的一种缓冲和单触发版本。SCKO 负责驱动菊链中位置较高的下一个 IC。见“应用信息”部分中的“串行端口”。

CSBO (引脚 45)：芯片选择 (低电平有效) 输出。CSBO 是芯片选择输入 CSBI 的一种缓冲版本。CSBO 负责驱动菊链中位置较高的下一个 IC。见“应用信息”部分中的“串行端口”。

V_{MODE} (引脚 46)：电压模式输入。当 V_{MODE} 连接至 V_{REG} 时，CSBI、SCKI、SDI 和 SDO 引脚被配置为电压输入和输出。这意味着这些引脚可接受参考于 V_{REG} 的轨至轨逻辑电平。当 LTC3300-1 是一个菊链中的底端器件时，则把 V_{MODE} 连接至 V_{REG}。

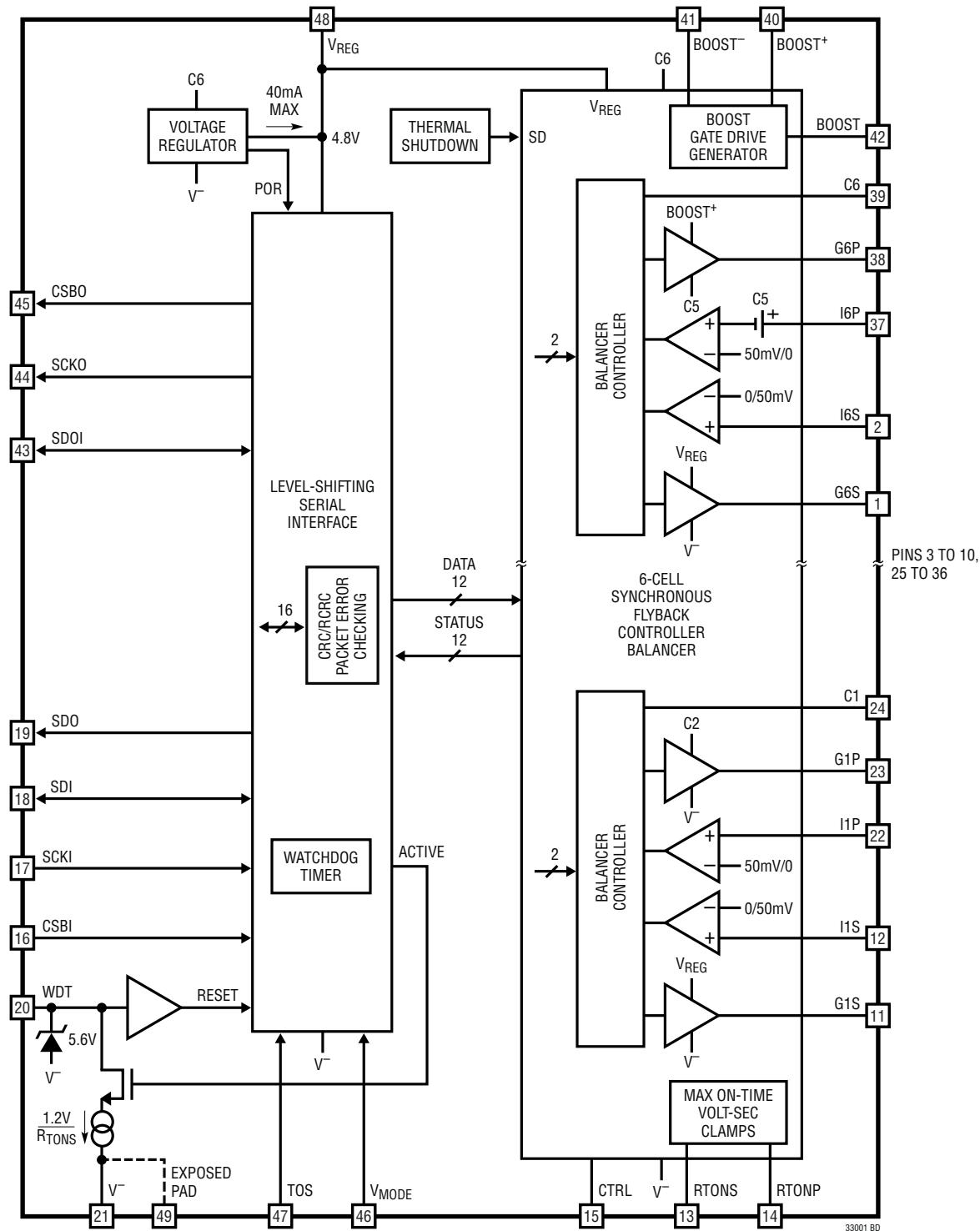
当 V_{MODE} 连接至 V⁻ 时，CSBI、SCKI 和 SDI 引脚被配置为电流输入和输出，而且 SDO 未使用。当 LTC3300-1 由菊链中位置较低的另一个 LTC3300-1 驱动时，则将 V_{MODE} 连接至 V⁻。该引脚必须连接至 V_{REG} 或 V⁻。

TOS (引脚 47)：堆栈顶端输入。当 LTC3300-1 是菊链中的顶端器件时，将 TOS 连接至 V_{REG}。而当 LTC3300-1 是菊链中的任何其他器件时，则把 TOS 连接至 V⁻。当 TOS 连接至 V_{REG} 时，LTC3300-1 将忽略 SDOI 输入。当 TOS 连接至 V⁻ 时，LTC3300-1 预计数据将在 TOS 和 SDOI 之间来回传递。该引脚必须连接至 V_{REG} 或 V⁻。

V_{REG} (引脚 48)：线性电压调节器输出。必须通过一个 1 μ F 或更大的电容器将该 4.8V 输出旁路至 V⁻。V_{REG} 引脚能够为内部和外部负载提供高达 40mA 的电流。V_{REG} 引脚不吸收电流。

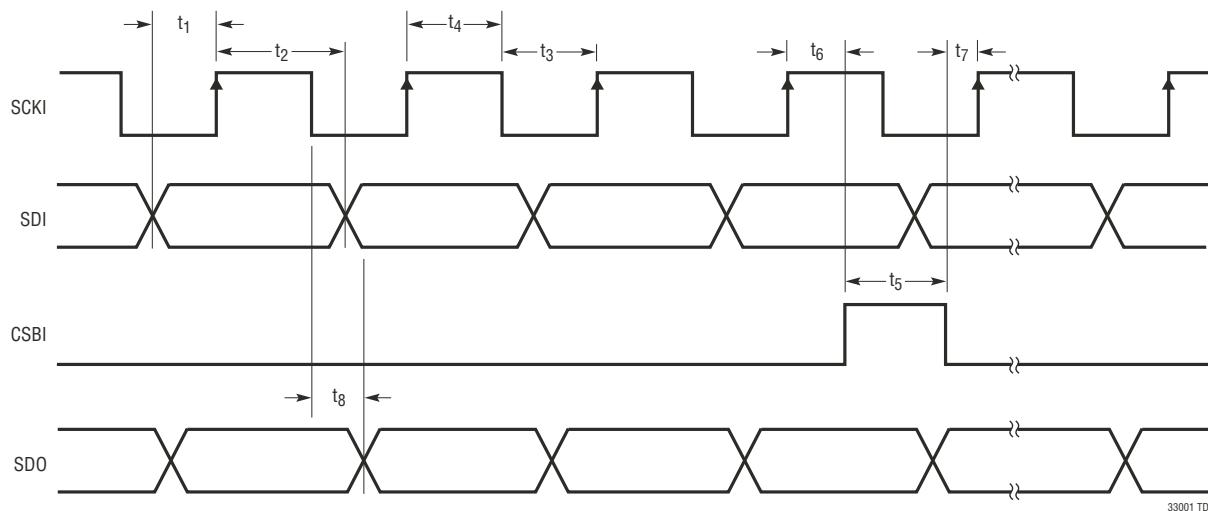
V⁻ (裸露衬垫，引脚 49)：该裸露衬垫应通过 LTC3300-1 正下方的几个过孔连接至一个位于印刷电路板第二层上被偏置于 V⁻ 的连续 (接地) 平面。

方框图



时序图

串行接口的时序图



33001 TD

工作原理

电池管理系统 (BMS)

在面向串接式锂离子电池的高性能电池管理系统 (BMS) 中，LTC3300-1 多节电池的电池组平衡器是一款关键的组件。该器件专为与一个监视器、一个充电器和一个微处理器或微控制器共同运作而设计 (见图 1)。

平衡器的作用是在电池组中某个给定的失衡电池与一个相邻的较大电池组 (其包括那个单独的电池) 之间进行电荷的高效转移，旨在使该电池与其相邻的电池实现电压或容量平衡。理想的情况是，该电荷将始终在其与整个电池组之间直接转移，但当整个电池组的电池数量庞大时，由于电压的原因可能无法实行。LTC3300-1 专为由多达 6 节串联电池构成的电池组相连而设计，因此平衡一个由 N 节电池串联而成的电池组所需的 LTC3300-1 IC 的数目为 $N/6$ (取整至最接近的整数)，而对 N 值可以达到多大并没有加以限制。如需将堆栈中的一个单独的 LTC3300-1 连接至少于 6 节电池，请参阅“应用信息”部分。

由于平衡功能需要在电池之间进行大电流 (好几个安培) 的开关切换，因此采用一个专用的监视器组件 (例如：LTC6803-1 或其系列器件之一) 能够更好地支持 BMS 中的高精度电压监视。LTC6803-1 可提供多达 12 节串联电池的高精度 A/D 监视。LTC3300-1 提供的唯一电压监视功能是粗略的“超范围”过压和欠压电池平衡不合格，其可在失去至监视器组件的开尔文 (Kelvin) 检测时提供一种安全的关断。

在使电池达到电荷平衡状态的过程中，对整个电池组进行轻微放电。充电器组件提供了一种从一个预备电源对整个电池组净充电的手段。

BMS 中的最后一种组件是微处理器 / 微控制器，其负责与平衡器、监视器和充电器直接通信，以接收电压、电流和温度信息，并执行一种平衡算法。

33001f

工作原理

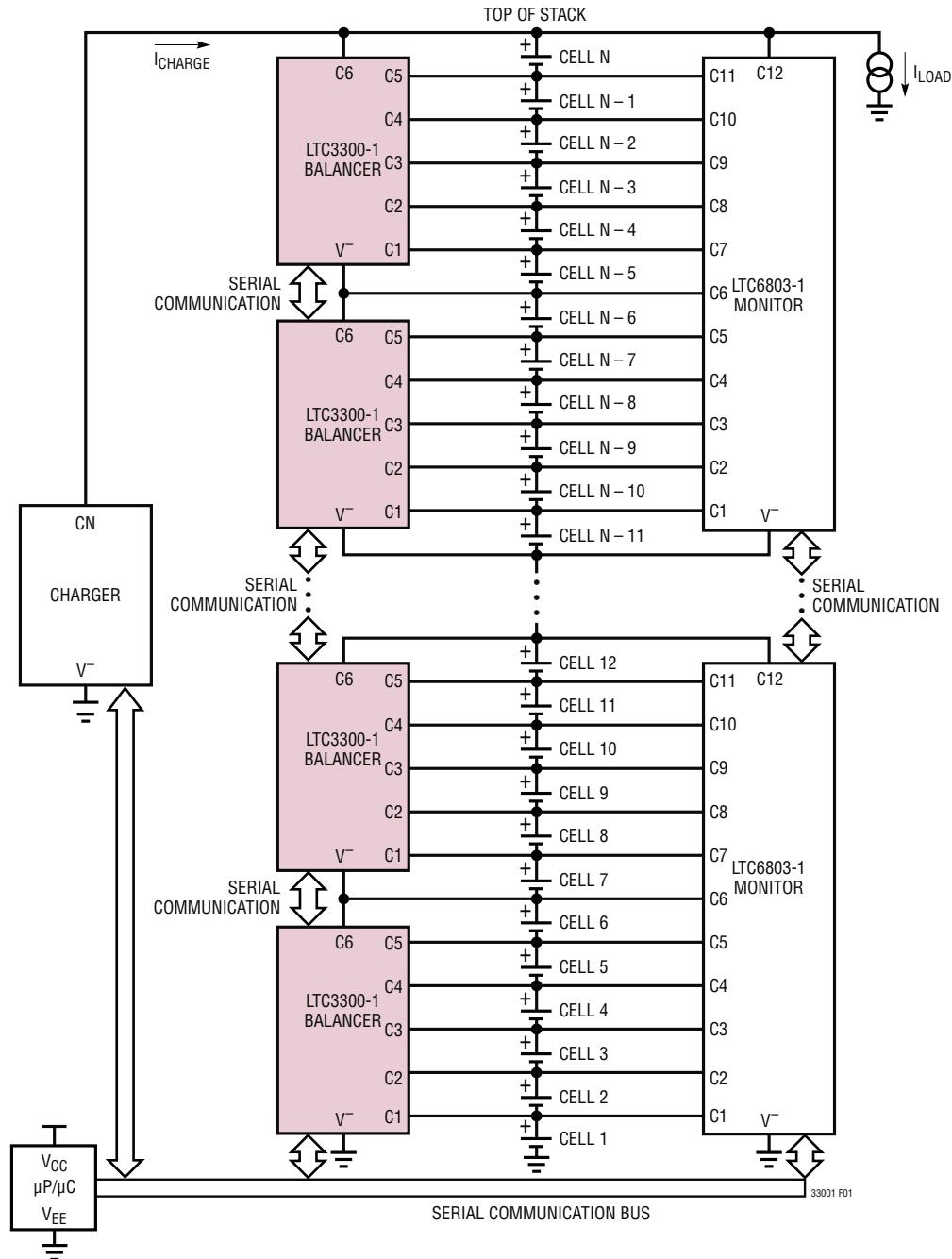


图 1 : LTC3300-1/LTC6803-1 典型电池管理系统 (BMS)

没有哪一种平衡算法对于所有的场合都是最优的。例如：在整个电池组的净充电期间，可能期望首先对电压最高的电池进行放电以避免在整个电池组满充电之前在任何一节电池上达到最终电荷。同样，在整个电池组的净放电期间，首先对电压最低的电池进行充电，以避免它们达到一个过低的水

平。其他的算法则可能把实现最快的整体平衡时间作为优先考虑。LTC3300-1 未执行任何用于平衡电池组的算法。其通过对执行的算法不加任何限制提供了最大的灵活性，因为所有的单独电池电荷平衡器都能同时和双向地运作。

工作原理

单向平衡与双向平衡的比较

如今使用的大多数平衡器都运用了一种单向(只放电)方法。其中最简单的方法通过在电池组中电压最高的电池两端接入一个电阻器来起作用(被动平衡)。采用这种方法时没有任何电荷得以恢复,而是作为热量在阻性元件中耗散掉了。这可通过采用一种储能元件(电感性或电容性)来改善,以把电荷从电池组中电压最高的电池转移至电池组中其他电压较低的电池(主动平衡)。在整个电池组只有少数几节电池的电压很高时这会非常有效(就电荷恢复而言),但当整个电池组中仅有几节电池的电压很低时则将非常低效

(而且费时)。需要借助双向主动平衡法(例如:LTC3300-1所运用的方法)以针对所有常见的电池容量误差实现最小平衡时间和最大电荷恢复。

同步反激式平衡器

LTC3300-1所实现的平衡架构是双向同步反激式。每个LTC3300-1包含6个独立的同步反激式控制器,能够对个别电池直接进行充电和放电。可利用外部组件调节平衡电流。每个平衡器均独立于其他的平衡器而运作,并提供了一种在个别电池与一个较大的相邻电池组之间实施双向电荷转移的方法。请参阅图2。

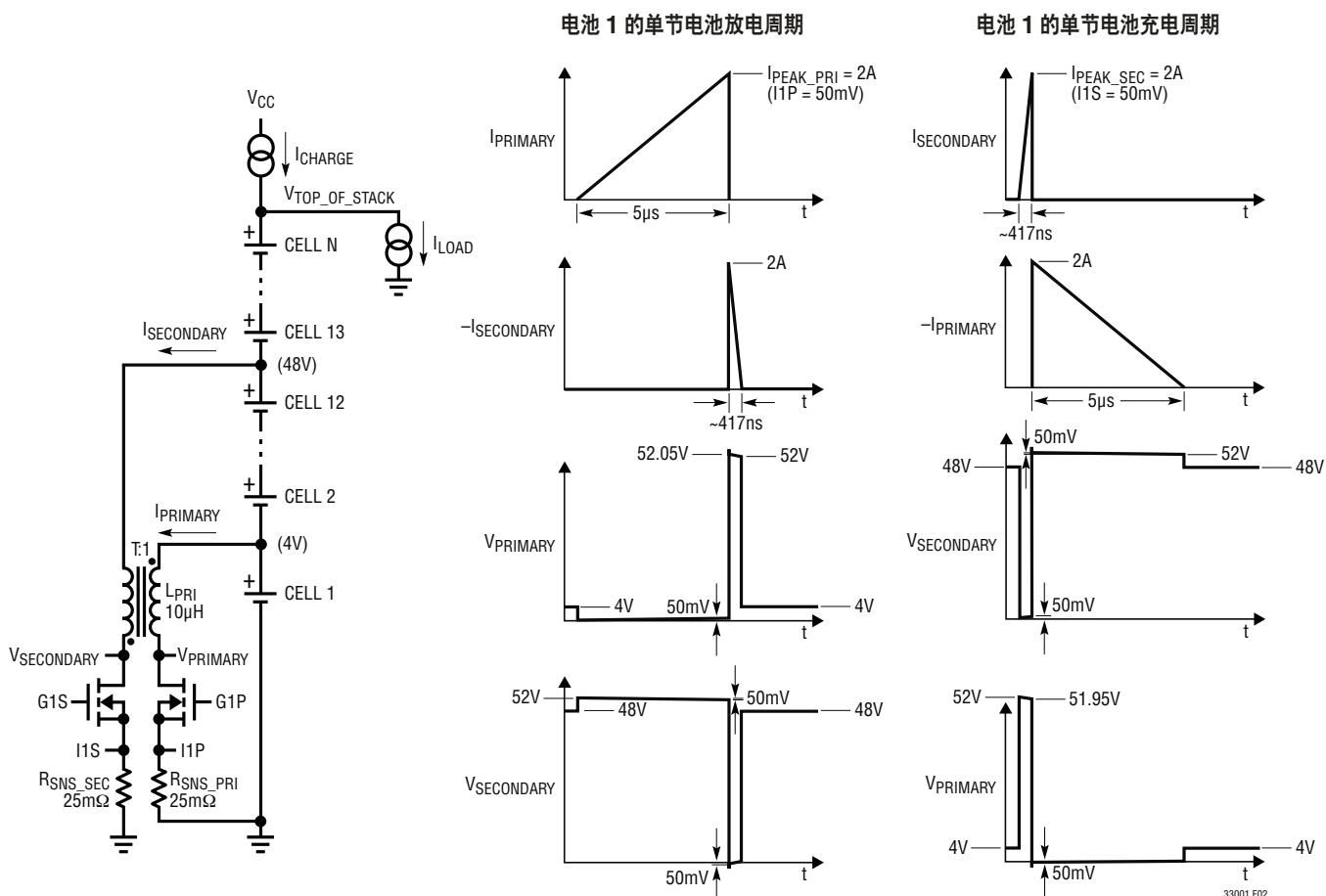


图2:同步反激式平衡实例($T = 1, S = 12$)

工作原理

电池放电 (同步)

对于某一给定的电池，当使能放电操作时初级开关接通，电流在变压器初级绕组中斜坡上升，直到在 I_{nP} 引脚上检测到编程峰值电流 (I_{PEAK_PRI}) 为止。初级开关随后关断，且存储在变压器中的能量被转移至次级电池，从而导致电流在变压器的次级绕组中流动。次级同步开关接通以最大限度地减少能量转移期间的功率损失，直到次级电流降至零 (在 I_{nS} 上检测) 为止。一旦次级电流达到零，则次级开关断开且初级开关重新接通，从而重复上述循环。这样，电荷从处于放电之中的电池转移至所有连接在次级的顶端和底端之间的电池，由此对相邻的电池进行充电。在图 2 所示的例子中，次级横跨 12 节电池 (包括那节正在放电的电池) 进行连接。

I_{PEAK_PRI} 采用下式来设置：

$$I_{PEAK_PRI} = \frac{50mV}{R_{SNS_PRI}}$$

利用下面的公式可确定至一阶的电池放电电流 (初级) 和次级充电恢复电流：

$$I_{DISCHARGE} = \frac{I_{PEAK_PRI}}{2} \left(\frac{S}{S+T} \right)$$

$$I_{SECONDARY} = \frac{I_{PEAK_PRI}}{2} \left(\frac{1}{S+T} \right) \eta_{DISCHARGE}$$

式中的 S 为次级电池的数目， $1:T$ 是变压器的初级 / 次级匝数比， $\eta_{DISCHARGE}$ 为初级电池放电至次级电池组的转移效率。

电池充电

对于某个给定的电池，当使能充电时用于使能电池的次级开关接通，电流从次级电池流出并流过变压器。一旦在次级中达到 I_{PEAK_SEC} (在 I_{nS} 引脚上检测)，则次级开关断开且电

流随后在初级中流动，因而可从整个次级电池组对选定的电池进行充电。与放电时的情况相同，初级同步开关接通，以最大限度地减少电池充电阶段中的功率损失。一旦初级电流降至零，则初级开关断开且次级开关重新接通，从而重复该循环。

I_{PEAK_SEC} 采用下式来设置：

$$I_{PEAK_SEC} = \frac{50mV}{R_{SNS_SEC}}$$

利用下面的公式可确定至一阶的电池充电电流和对应的次级放电电流：

$$I_{CHARGE} = \frac{I_{PEAK_SEC}}{2} \left(\frac{ST}{S+T} \right) \eta_{CHARGE}$$

$$I_{SECONDARY} = \frac{I_{PEAK_SEC}}{2} \left(\frac{T}{S+T} \right)$$

式中的 S 为电池组中次级电池的数目， $1:T$ 是变压器的初级 / 次级匝数比， η_{CHARGE} 为从次级电池组放电至初级电池的转移效率。

每个平衡器的电荷转移“频率”和占空比取决于诸多因素，包括 I_{PEAK_PRI} 、 I_{PEAK_SEC} 、变压器绕组电感、匝数比、电池电压和次级电池的数目。

栅极驱动器输出端上的开关频率由下式得出：

$$f_{DISCHARGE} = \frac{S}{S+T} \cdot \frac{V_{CELL}}{L_{PRI} \cdot I_{PEAK_PRI}}$$

$$f_{CHARGE} = \frac{S}{S+T} \cdot \frac{V_{CELL}}{L_{PRI} \cdot I_{PEAK_SEC} \cdot T}$$

式中的 L_{PRI} 为初级绕组电感。

图 3 示出了一款采用了所有 6 个平衡器完全填入之 LTC3300-1 应用电路。

工作原理

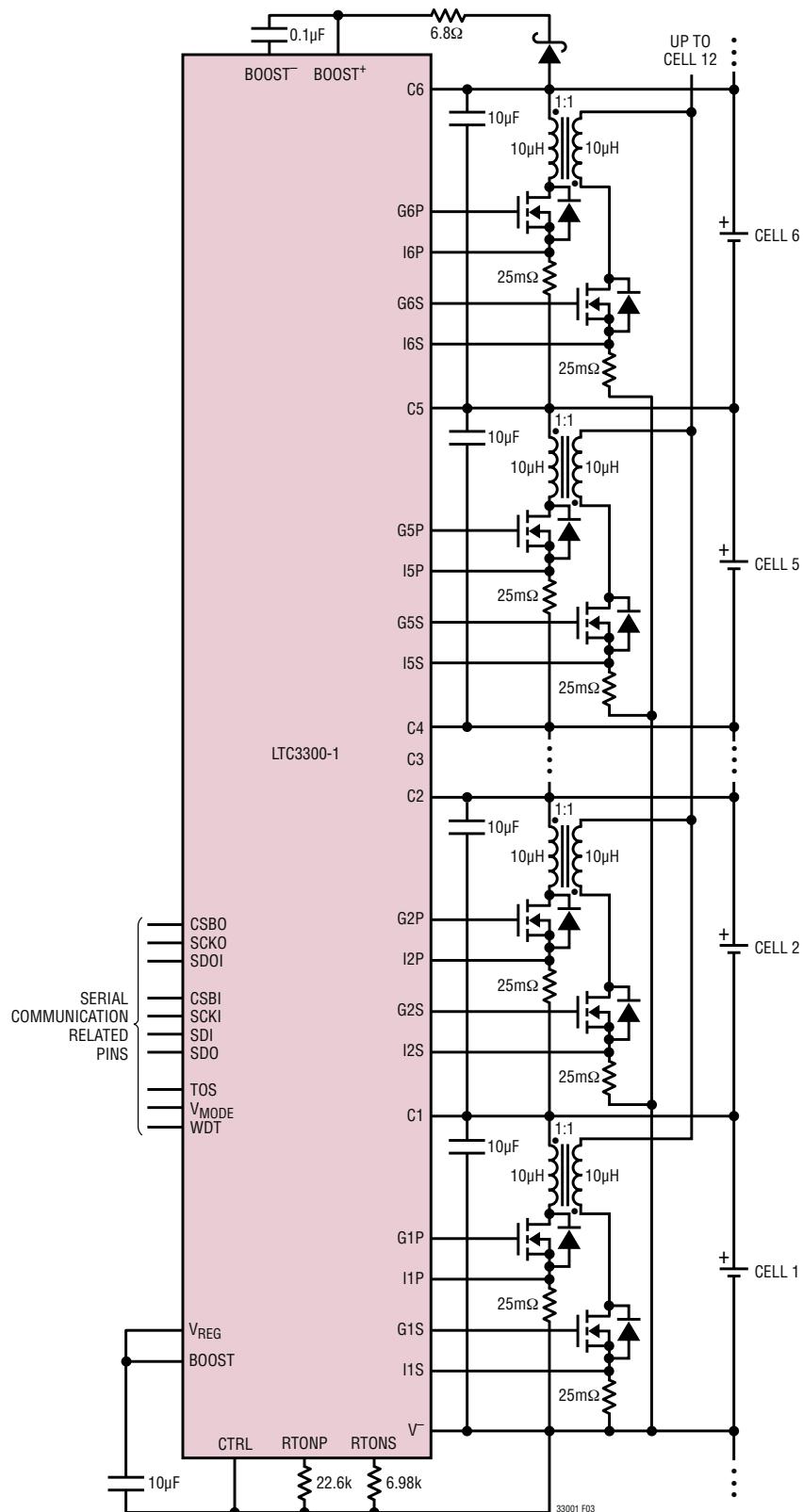


图 3 : LTC3300-1 6 节电池主动平衡器模块，其示出了面向多变压器应用的电源连接 (CTRL = V⁻)

33001f

工作原理

平衡高电压电池组

如欲对包括 >>12 节串联电池的串接式电池组进行平衡，则需使变压器次级接线交错以实现整个电池组的平衡，同时限定初级和次级功率 FET 的击穿电压要求。图 4 示出了一般意义上针对多节电池的电池组的典型交错式变压器连接，而图 5 则描绘了含 18 节电池的电池组的特定场合。在这些实例中，每个变压器的次级连接至电池组中所处位置比每个 LTC3300-1 子电池组中电压最低之电池的底端高出 12 个的电池的顶端。对于电池组中最顶端的 LTC3300-1，不可能横跨 12 节电池来连接变压器的次级。而是将其连接至电池组的顶端，即实际上仅横跨 6 节电池连接。以这种方式进行交错使得电荷能在整个电池组中的 6 节子电池组之间转移。

最大导通时间伏特 - 秒箱位

LTC3300-1 包含可编程故障保护箝位，用于限制检测电阻器短路时允许电流在初级或次级绕组中斜坡上升的时间。所有初级连接（在电池放电期间运行）和所有次级连接（电池充电期间运行）的最大导通时间可通过在 R_{TONP} 和 R_{TONS} 引脚与 V^- 之间连接电阻器来单独设置，依据的公式如下：

$$t_{ON(MAX)|PRIMARY} = 7.2\mu s \frac{R_{TONP}}{20k\Omega}$$

$$t_{ON(MAX)|SECONDARY} = 1.2\mu s \frac{R_{TONS}}{15k\Omega}$$

如需了解有关选择合适最大导通时间的信息，请参阅“应用信息”部分。

若想取消该功能，则把适当的 R_{TON} 引脚短接至 V_{BEG} 。

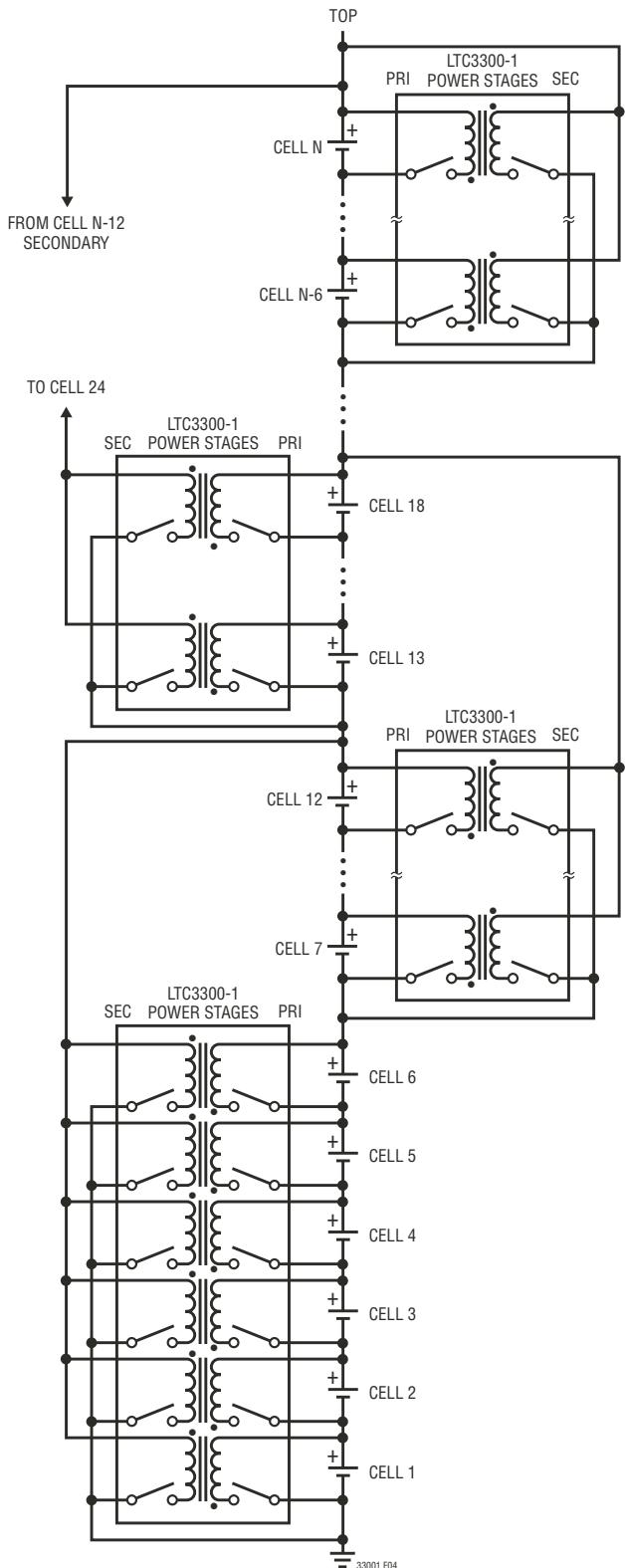


图 4：通过电池组的功率传输交错示意图
(采用适合高电压电池组的变压器连接)

工作原理

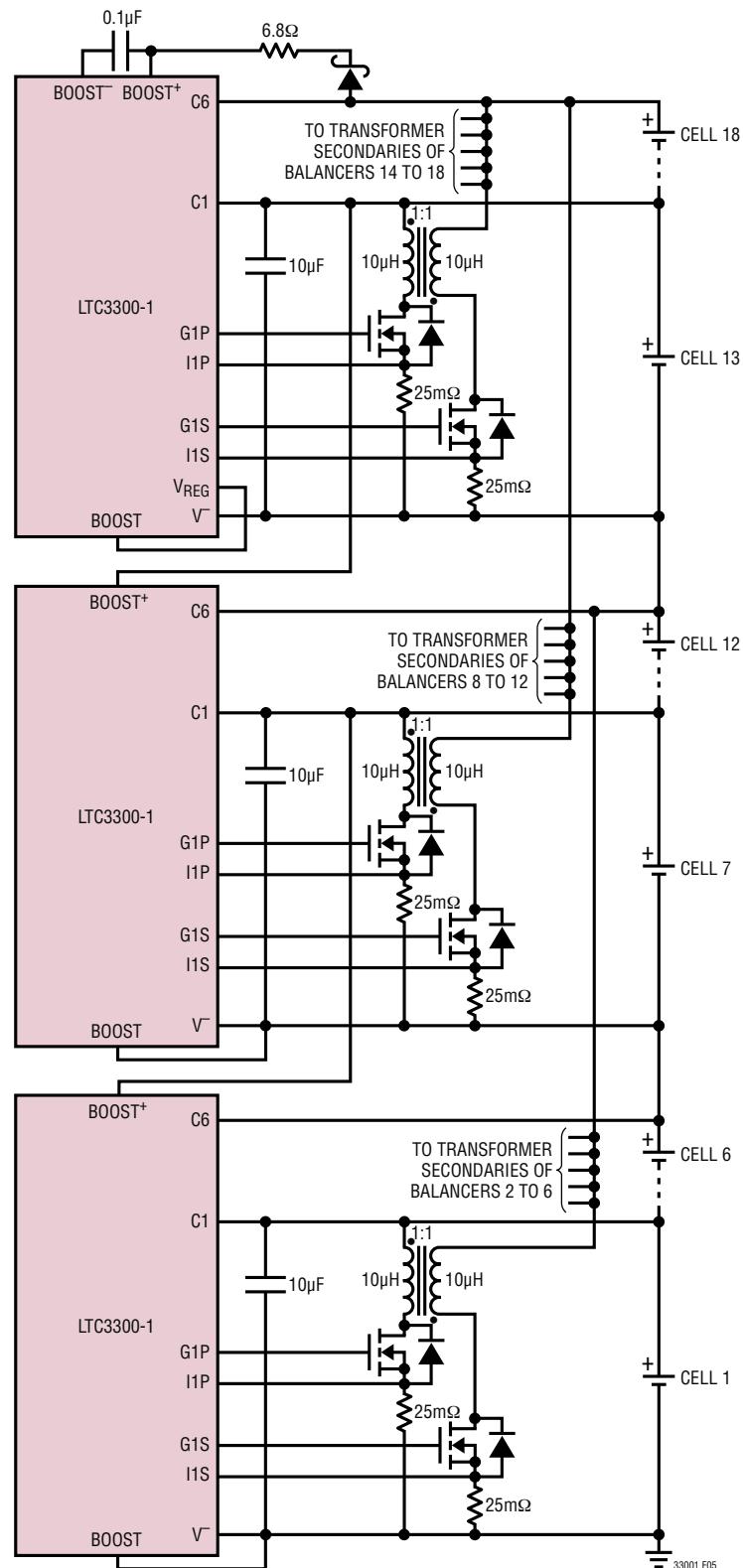


图 5：18 节电池的主动平衡器，其示出了电源连接、交错式变压器次级和 BOOST⁺ 电压轨发生 (沿电池组由低到高)

33001f

工作原理

栅极驱动器 / 栅极驱动比较器

所有的次级栅极驱动器 (G1S 至 G6S) 均由 V_{REG} 输出供电，并被上拉至 4.8V (当通电时) 或下拉至 V^- (当断电时)。所有的初级栅极驱动器 (G1P 至 G6P) 皆由其各自的电池电压以及电池组位置中较高的下一节电池的电压来供电 (见表 1)。各电池平衡器仅在其对应的电池电压高于 2V 且电池组中位置较高的下一节电池的电压也高于 2V 时才被使能。对于 G6P 栅极驱动器输出，电池组中位置较高的下一节电池是电池组中位置较高的下一个 LTC3300-1 (如果有的话) 的 C1，并仅在升压栅极驱动器停用时启用 (通过把 BOOST 连接至 V^-)。如果升压栅极驱动器被启用 (通过把 BOOST 连接至 V_{REG})，只观察 C6 电池电压以使能第 6 节电池的平衡。当 LTC3300-1 位于电池组的最上端时，必须使能升压栅极驱动器。升压栅极驱动器要求在 C6 和 BOOST⁺ 之间连接一个外部二极管，并在 BOOST⁺ 和 BOOST⁻ 之间连接一个升压电容器。如需了解有关选择此类组件的信息，请参阅“应用信息”部分。另外请注意：“电特性”表“注 4”中涉及的动态电源电流加到了表 1 之“接通时的电压”和“关断时的电压”列中所示引脚的端电流。

栅极驱动比较器具有一个 70mV 的 DC 迟滞。为改善抗噪声性能，输入在内部进行低通滤波，并对输出实施滤波以免发生转换，除非内部比较器状态持续 3μs 至 6μs (典型值)

未改变。如果在主动平衡的执行过程中检测到栅极驱动电压不充分 (比如：在电池组承受重负载就有可能出现这种状况)，那么受影响的平衡器 (而且只是受影响的平衡器) 将被关断。平衡命令仍然存储在存储器中，而且主动平衡将在随后恢复了足够的栅极驱动电压时于其被置于关断状态之处恢复。例如：当电池组处于充电状态时就会发生这种情况。

电池过压比较器

除了使能平衡操作所需的足够栅极驱动电压之外，还有些额外的比较器，负责在 6 个单独电池电压中的任一个高于 5V 时停用所有的主动平衡功能。这些比较器具有一个 500mV 的 DC 迟滞。为改善抗噪声性能，输入在内部进行低通滤波，并对输出实施滤波以免发生转换，除非内部比较器状态持续 3μs 至 6μs (典型值) 未改变。倘若任何电池电压在主动平衡的执行过程中出现过压，则所有的主动平衡器都将关断。平衡命令仍然存储在存储器中，而且主动平衡将在电池电压随后重回规定范围之内时于其被置于关断状态之处恢复。如果在平衡操作执行过程中失去至电池的连接、而电池电压仍然由于该平衡的原因不断地增加，则这些比较器将对 LTC3300-1 起到保护作用。

表 1

驱动器输出	关断时的电压	接通时的电压	使能平衡所需的栅极驱动电压
G1P	V^-	C2	$(C2 - C1) \geq 2V$ 和 $(C1 - V^-) \geq 2V$
G2P	C1	C3	$(C3 - C2) \geq 2V$ 和 $(C2 - C1) \geq 2V$
G3P	C2	C4	$(C4 - C3) \geq 2V$ 和 $(C3 - C2) \geq 2V$
G4P	C3	C5	$(C5 - C4) \geq 2V$ 和 $(C4 - C3) \geq 2V$
G5P	C4	C6	$(C6 - C5) \geq 2V$ 和 $(C5 - C4) \geq 2V$
G6P	C5	如果 $BOOST = V_{REG}$: $BOOST^+ = \text{产生}$	$(C6 - C5) \geq 2V$
		如果 $BOOST = V^-$: $BOOST^+ = C7^*$	$(C7^* - C6) \geq 2V$ 和 $(C6 - C5) \geq 2V$

*C7 等于电池组中位置较高的下一个 LTC3300-1 的 C1 (假如采用该连接)。

工作原理

电压调节器

一个由 C6 供电的线性电压调节器在 V_{REG} 引脚上产生一个 4.8V 电压轨，该电压轨用于为 LTC3300-1 的某些内部电路（包括所有 6 个次级栅极驱动器）供电。V_{REG} 输出也可用于给外部负载供电，前提是该调节器的总 DC 负载不超过 40mA（在该点上施加了电流限值，以限制片内功率耗散）。DC 负载电流的内部分量受平均栅极驱动器电流（G1S 至 G6S）的控制，各近似为 $C \cdot V \cdot f$ ，式中的 C 为外部 NMOS 晶体管的栅极电容， $V = V_{REG} = 4.8V$ ，f 为栅极驱动器输出的运行频率。FET 制造商通常把 $C \cdot V$ 乘积规定为某一给定栅极驱动电压条件下的 Q_g （栅极电荷，以库仑为单位）。频率 f 取决于许多参数项，主要是每个单个电池的电压、次级电池组中的电池数目、设定的峰值平衡电流以及变压器初级和次级绕组电感。在典型应用中，V_{REG} 输出所承受的 $C \cdot V \cdot f$ 电流负载预计为几个毫安（每个驱动器）。请注意，V_{REG} 负载电流最终是从 C6 引脚提供的。对于那些需要非常大平衡电流和/或采用具有非常大栅极电容的外部 NMOS 晶体管的应用而言，V_{REG} 输出或许需要供应超过 40mA 的平均电流。如需了解有关针对此类情形进行设计的信息，请参阅“应用信息”部分。

上电复位（POR）是一种跟随 V_{REG} 输出的附加功能。在初始上电期间以及随后倘若 V_{REG} 引脚电压降至低于大约 4V 以下（例如：由于过载的原因），串行端口将被清零至默认的上电状态（没有平衡器运行）。此项功能可保证提供至外部次级 FET 的最小栅极驱动电压也是 4V。在初始上电时，对于输出端上的一个 10μF 电容器负载，输出可在大约 1ms 内达到稳压状态。

热停机

LTC3300-1 具有过热保护电路，其可在内部硅芯片温度上升至大约 155°C 时关断所有的主动平衡功能电路。当处于热停机状态时，所以的串行通信保持运转，并可读回电池平衡器状态（其包含温度信息）。之前一直在执行的平衡命令仍然存储在存储器中。该功能具有 10°C 的迟滞，于是当芯片温度随后降至大约 145°C 时，主动平衡将重启先前执行的命令。

看门狗定时器电路

在至 LTC3300-1 的通信丢失时，看门狗定时器电路提供了一种可关断所有主动平衡功能电路的方法。当一个平衡命令开始执行时，看门狗定时器启动，而且每当写入一个有效的 8 位命令字节便复位至零（见“串行端口操作”）。有效命令字节可以是“执行”、“写”或“读”（命令或状态）。“部分”的读和写被认为是有效的，即：只要写入了首 8 个位并包含正确的地址。

请参阅图 6a，在初始上电和未执行平衡操作时，WDT 引脚为高阻抗，并将在接入一个外部上拉电阻器时被拉至高电平（在内部箝位于 5.6V 左右）。在平衡时及正常通信活动期间，WDT 引脚由一个等于 $1.2V/R_{TONS}$ 的高精度电流源拉至低电平。（注：假如通过把 R_{TONS} 连接至 V_{REG} 取消了次级伏特-秒箝位功能，则看门狗功能也被取消。）倘若持续 1.5 秒（典型值）未写入任何有效命令字节，则 WDT 输出将重新变至高电平。当 WDT 为高电平时，所有的平衡器都将被关断，但先前执行的平衡命令仍然存储在存储器中。以该超时状态为起点，随后的一个有效命令字节将使定时器复位，但只在写入一个执行命令的情况下平衡器才会重启。

工作原理

如欲取消看门狗功能，则只需将 WDT 引脚连接至 V⁻ 即可。

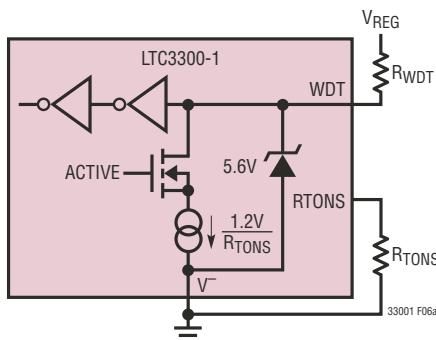
暂停 / 恢复平衡 (通过 WDT 引脚)

WDT 输出引脚兼作一个逻辑输入 (TTL 电平)，其可如图 6b 所示 (无看门狗) 由一个外部逻辑门进行驱动，也可如图 6c 所示 (带看门狗) 由一个 PMOS/三态逻辑门进行驱动，以暂停和恢复执行中的平衡操作。外部上拉电路必须具备足够的驱动能力以克服在 WDT 引脚上到地

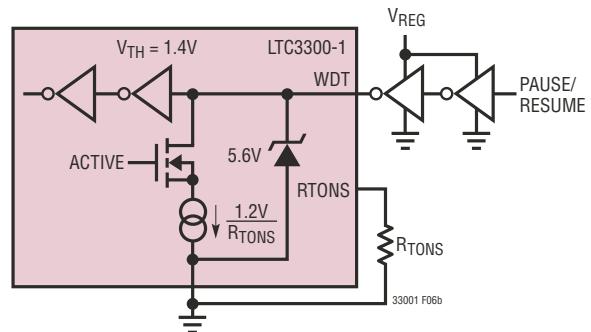
的恒流源 ($=1.2V/R_{TONS}$)。如果内部看门狗定时器没有独立的超时，则从外部将 WDT 引脚拉至高电平将立即暂停平衡操作，而且在该引脚被释放时它将于其被置于关断状态之处恢复。

次级绕组 OVP 功能 (通过 WDT 引脚)

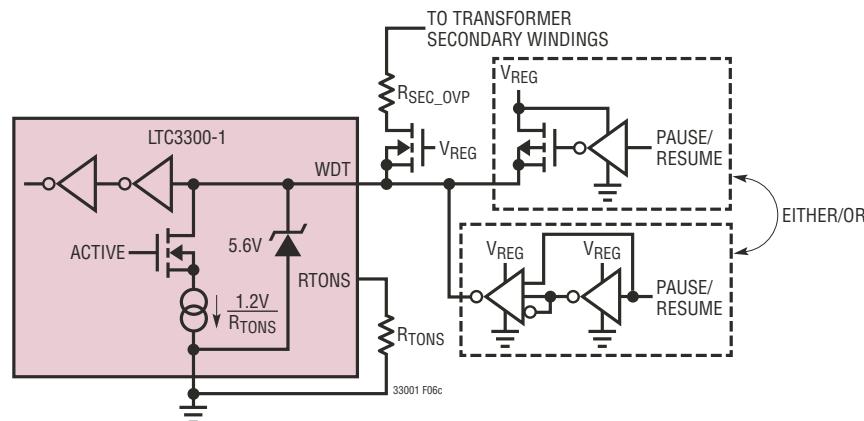
在平衡操作期间，WDT 引脚上的高精度下拉电流源可用于构建一个准确的次级绕组 OVP 保护电路，如图 6c 所示。按 R_{TONS} 确定数值并连接至变压器次级绕组的第二个外部



(6a) 仅看门狗定时器 (将 WDT 连接至 V⁻ 可取消此功能)



(6b) 仅暂停 / 恢复平衡操作



(6c) 具暂停 / 恢复平衡和次级绕组 OVP 保护功能的看门狗定时器

图 6 : WDT 引脚连接选项

工作原理

电阻器用于设定比较器门限。另外，还需要一个 NMOS 共源共栅器件（其栅极连接至 V_{REG}）以避免 WDT 引脚遭受高电压的损坏。次级绕组 OVP 门限由下式给出：

$$V_{SEC|OVP(RISING)} = 1.4V + 1.2V \cdot (R_{SEC_OVP}/R_{TONS})$$

$$V_{SEC|OVP(FALLING)} = 1.4V + 1.05V \cdot (R_{SEC_OVP}/R_{TONS})$$

如果在平衡操作执行过程中次级绕组至电池的连接丢失、而次级绕组电压仍然由于该平衡的原因不断地增加，则该比较器将对 LTC3300-1 应用电路起到保护作用。平衡命令仍然存储在存储器中，而且主动平衡将在电池组电压随后降至一个较为安全的电平时于其被置于关断状态之处恢复。

单变压器应用 (CTRL = V_{REG})

图 7 示出了一款采用了所有 6 个平衡器和一个共用定制变压器的完整 LTC3300-1 应用电路。在该应用中，变压器具有 6 个耦合至单个次级绕组的初级绕组。在给定的时间只能有一个平衡器处于运行状态，这是因为所有 6 个平衡器共用次级栅极驱动器 G1S 和次级电流检测输入 I1S。未用的栅极驱动器输出 G2S-G6S 必须浮置，而未用的电流检测输入 I2S-I6S 则应连接至 V⁻。任何试图在某一时刻运作一个以上平衡器的平衡命令都将被忽略。该应用代表了可实现的最少组件数主动平衡器。

串行端口操作

概述

LTC3300-1 具有一个 SPI 总线兼容型串行端口。能够以菊花链的方式将多个器件串联起来。有两组串行端口引脚，被指定为低端和高端。低端和高端串行端口使得器件即便在其工作于不同的电源电位时也能够进行菊花链式连接。在典型配置中，第一个底端器件的正电源连接至第二个顶端器件的负电源。当器件以这种方式堆迭时，它们就能够通过把底端器件的高端端口连接至顶端器件的低端端口来实现菊花链式连接。

利用这种配置，主控器就可以对级联器件进行写入或读出操作（仿佛它们形成了一个长的移位寄存器一样）。LTC3300-1 对位于低端和高端端口之间的信号的电压电平进行转换，以沿着电池组上下传递数据。

物理层

在 LTC3300-1 上，7 个引脚组成了低端和高端端口。低端引脚是 CSBI、SCKI、SDI 和 SDO。高端引脚是 CSBO、SCKO 和 SDI。CSBI 和 SCKI 始终是输入，由主控器或者电池组中位置较低的下一个器件来驱动。CSBO 和 SCKO 始终为输出，可驱动电池组中位置较高的下一个器件。当对电池组进行写操作时，SDI 是一个数据输入。对于那些不在电池组底端的器件，当对电池组进行读操作时 SDI 是一个数据输出。当对器件堆栈进行写操作时，SDOI 是一个数据输出，而对器件堆栈进行读操作时，SDOI 则是一个数据输入。SDO 是一个漏极开路输出，仅在堆栈的底端器件上使用，如果需要的话，其可在这里与 SDI 相连以形成单个双向端口。堆栈底端器件上的 SDO 引脚需要一个上拉电阻器。对于堆栈中靠上的器件，则应把 SDO 连接至局部 V⁻ 或浮置。

为了在菊花链式连接的器件之间进行通信，一个位置较低器件的高端引脚 (CSBO、SCKO 和 SDOI) 应通过高电压二极管连接至位置较高的下一个器件各自对应的低端端口引脚 (CSBI、SCKI 和 SDI)。在该配置中，器件采用电流（而不是电压）来实现通信。如需从一个位置较低的器件向一个位置较高的器件发送逻辑高电平信号，则位置较低的器件将从位置较高的器件之引脚吸收一个较小的电流。而如需发送逻辑低电平信号，则位置较低的器件将吸收一个较大的电流。同样，要从位置较高的器件向位置较低的器件发送逻辑高电平信号，则位置较高的器件将向位置较低的器件供应一个较大的电流。而如欲发送逻辑低电平信号，则位置较高的器件将供应一个较小的电流。

工作原理

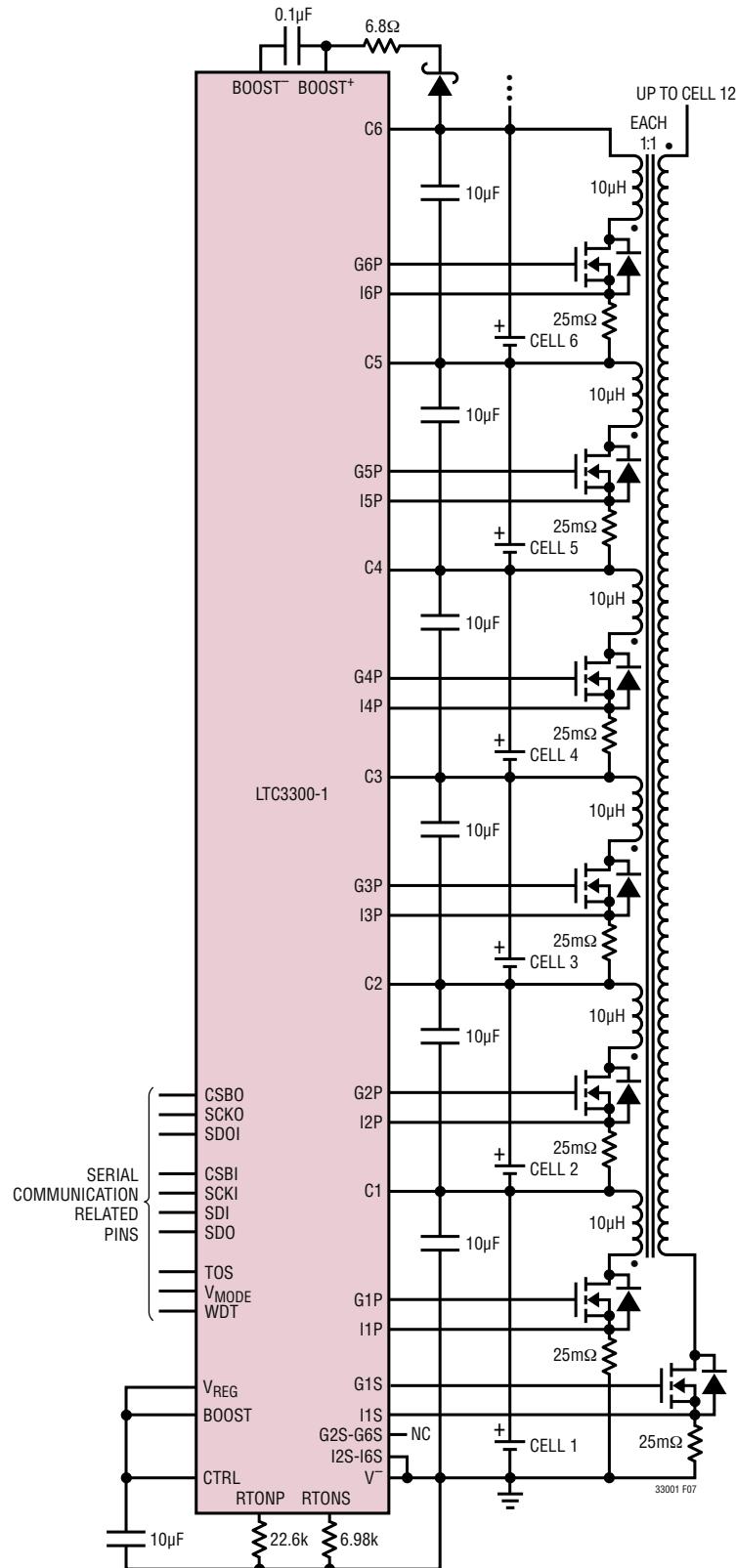


图 7. LTC3300-1 6 节电池主动平衡器模块，示出了面向单变压器应用的电源连接 ($\text{CTRL} = \text{V}_{\text{REG}}$)

33001f

工作原理

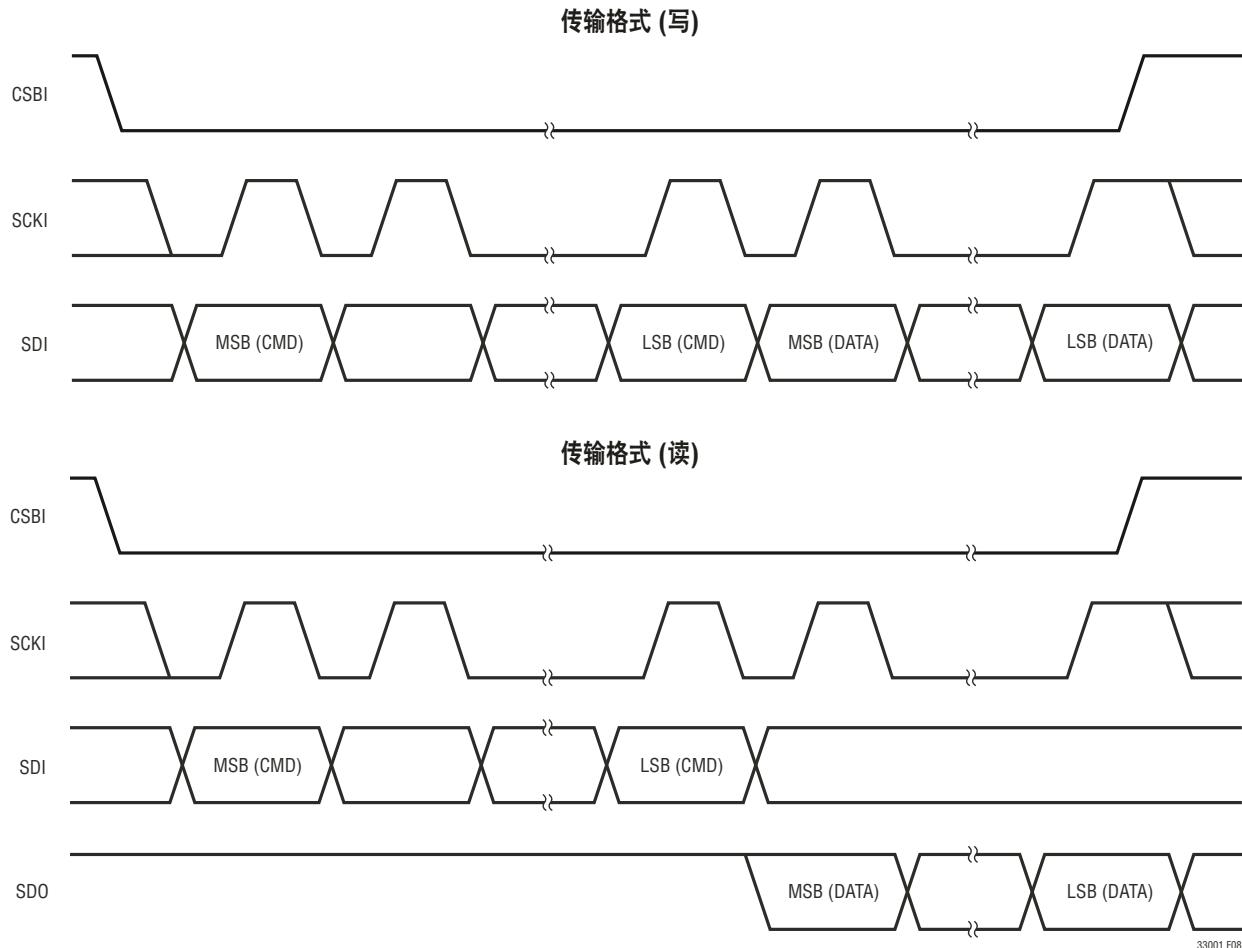


图 8

请见图 9。由于 CSBO、SCKO 和 SDOI 电压接近于高端器件的 V^- ，因此高端器件的 V^- 必须至少比低端器件的 V^- 高 5V，以保证电流模式接口的电流流动。建议将高电压二极管与 SPI 菊链信号串联布设，如图 13 所示。这些二极管可在电池组汇流条移除的情况下防止 IC 遭受反向电压应力。更多信息请见“电池互连完整性”。

当 CSBI 为逻辑高电平时，电流模式串行接口中消耗的待机电流将减至最小。

电压模式引脚 (V_{MODE}) 负责确定低端串行端口被配置为电压模式还是电流模式。对于一个菊链式堆栈中的底端器件，该引脚必须拉至高电平 (连接至 V_{REG})。菊链中的其他器件则必须将此引脚拉至低电平 (连接至 V^-) 以指定进行电流模

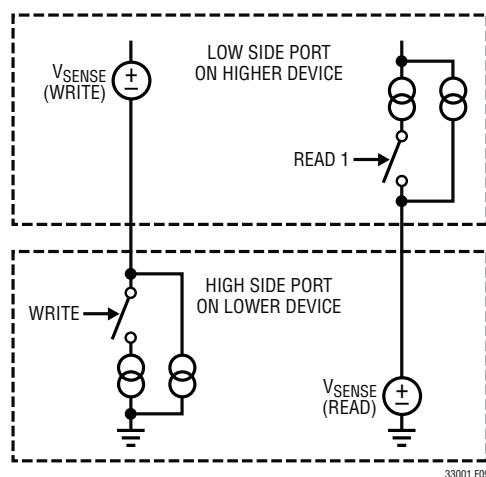


图 9：电流模式接口

工作原理

式通信。如需标示栈顶器件，则菊链顶端器件上的 TOS 引脚必须连接至高电平。堆栈中的其他器件则必须把 TOS 连接至低电平。请见本产品手册末页上的应用电路。

命令字节

至 LTC3300-1 的所有通信均在 CSBI 为逻辑低电平时进行。CSBI 上的一个高至低转换之后的首 8 个由时钟同步送入的数据位代表命令字节，并通过堆栈中的所有 LTC3300-1 IC 进行电平移位，从而被堆栈中的所有 LTC3300-1 IC 同时读出。按照表 2，8 位命令字节首先写入 MSB。首 5 个位必须与堆栈中所有 LTC3300-1 共用的一个固定内部地址 [10101] 相匹配，否则所有的后续数据都将被忽略，直到 CSBI 转换至高电平并随后再次转换至低电平为止。第 6 位和第 7 位负责设置 4 个命令之一，如表 3 所示。命令字节中的第 8 位必须设定为使整个 8 位命令字节具有偶数奇偶性。如果该奇偶性不正确，则当前正在执行的平衡命令（源自此前最近的一次成功写操作）立即被终止，而且所有后续的（写）数据被忽略，直到 CSBI 转换至高电平并随后再次转换至低电平为止。不管地址匹配与否，只要奇偶性不正确就将采取该措施。由此可提供一种通过故意写入一个奇偶性不正确的命令以立即终止执行中之平衡操作的快速方法。

表 2：命令字节位映射 (在复位状态中默认至 0x00)

D1A (MSB)	D1B	D2A	D2B	D3A	D3B	D4A	D4B	D5A	D5B	D6A	D6B	$\overline{\text{CRC[3]}}$	$\overline{\text{CRC[2]}}$	$\overline{\text{CRC[1]}}$	$\overline{\text{CRC[0]}}$ (LSB)
--------------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	----------------------------	----------------------------	----------------------------	-------------------------------------

表 2：命令字节位映射
(在复位状态中默认至 0x00)

1 (MSB)	0	1	0	1	CMDA	CMDB	奇偶校验位 (LSB)
------------	---	---	---	---	------	------	----------------

表 3：命令位

CMDA	CMDB	通信动作
0	0	写平衡命令 (未执行)
0	1	回读平衡命令
1	0	读平衡状态
1	1	执行平衡命令

写平衡命令

如果命令位设置“写平衡命令”，则所有的后续写数据必须为调制 16 位（在 CSBI 转换至高电平之前），否则它将被忽略。内部命令保持寄存器将被清零，其可依靠回读进行验证。当前正在执行的平衡命令（源自此前最近的一次成功写操作）将继续，但是如果随后写入一个“执行平衡命令”，则所有的主动平衡操作都被关断。堆栈中的每个 LTC3300-1 都期望 16 位的写数据（如同表 4 那样首先写入 MSB）。连续的 16 位写数据被移入，开始是堆栈中位置最高的 LTC3300-1，并沿着堆栈依次向下。这样，首 16 个位将是用于堆栈中最顶端 LTC3300-1 的写数据，而且将穿过堆栈中的所有其他 LTC3300-1 IC 移动。最后 16 个位将是用于堆栈中最底端 LTC3300-1 的写数据。

工作原理

16 位平衡命令的首 12 个位用于指示哪个平衡器 (或哪些平衡器) 是运行的以及所处的方向 (充电或放电)。6 个电池平衡器皆由该数据的两个位来控制 (按照表 5)。对于一节给定的电池，平衡算法为：

对电池 n 充电：在次级绕组中斜坡上升至 I_{PEAK} ，在初级绕组中斜坡下降至 I_{ZERO} 。重复。

对电池 n 放电 (同步)：在初级绕组中斜坡上升至 I_{PEAK} ，在次级绕组中斜坡下降至 I_{ZERO} 。重复。

表 5：电池平衡器控制位

D _{nA}	D _{nB}	平衡动作 ($n = 1$ 至 6)
0	0	无
0	1	对电池 n 放电 (非同步)
1	0	对电池 n 放电 (同步)
1	1	对电池 n 充电

对于电池 n 的非同步放电，次级绕组栅极驱动和 (零) 电流检测放大器均被停用。次级电流将通过次级开关 (如果有的话) 的体二极管或通过一个替代的肖特基二极管传导。初级将只在次级绕组伏-秒箝位超时之后接通。在采用了一个次级开关的双向应用中，通过选择非同步放电模式 (如果栅极电荷的节省超过了二极管压降损耗的增加) 有可能实现略高的放电效率，但是平衡电流将不太可预知，因为次级绕组伏-秒箝位必须设定得比电流达到零的预期时间长 (以保证无电流反向)。在采用一个肖特基二极管替代次级开关的场合中，可以构建一种仅放电的单向平衡应用电路，用于对隔离式辅助电池充电，如“典型应用”部分中的图 19 所示。

在图 7 所示采用单个变压器的 $CTRL = 1$ 应用电路中，其次只能平衡一节电池，任何要求同时平衡多于一节电池的命令都将被忽略。倘若随后写入一个“执行平衡命令”，则所有的主动平衡操作都将被关断。

16 位平衡命令的最后 4 位用于包错误检查 (PEC)。写数据的 16 个位 (12 位信息和 4 位 CRC) 被输入一个循环冗余校验 (CRC) 块，此 CRC 块采用了国际电信联盟 CRC-4 标准特征多项式：

$$x^4 + x + 1$$

在写数据中，添加在信息后的 4 位 CRC 的选择必须使 CRC 除法的余数为零。请注意，写平衡命令中的 CRC 位是取反的。这样做使得一个“全零”命令成为无效。如果余数不是零，则 LTC3300-1 将忽略写数据，而且内部命令保持寄存器将被清零 (这可以依靠回读进行验证)。当前正在执行的平衡命令 (源自此前最近的一次成功写操作) 将继续，但是如果随后写入一个“执行平衡命令”，则所有的主动平衡操作都将被关断。如需了解有关怎样计算 CRC 的信息 (包括一个实例)，请查阅“应用信息”部分。

回读平衡命令

“回读平衡命令”的位映射与“写平衡命令”的位映射是相同的。如果命令位设置“回读平衡命令”，则先前写入的连续 16 个位 (锁存在 12 位信息及新计算的 4 位 CRC 中) 以相同的次序按位 (MSB 在先) 移出，从堆栈中位置最低的 LTC3300-1 开始，并沿着堆栈依次向上。于是，回读期间输出数据的顺序为：

命令数据 (底端芯片)、命令数据 (从底端数第二个芯片)、...、命令数据 (顶端芯片)

该命令允许微处理器在命令执行之前进行验证。请注意，回读平衡命令中的 CRC 位也是取向的。这样做使得一个“全零”回读成为无效。

工作原理

读平衡状态

假如命令位设置“读平衡状态”，则连续的 16 位状态数据（12 位数据和关联的 4 位 CRC）被移出（MSB 在先，按照表 6）。与回读平衡命令相似，每个 16 位平衡状态中的最后 4 位用于包错误检测。该状态的首 12 个位被输入一个循环冗余校验（CRC）块，此 CRC 块采用了和用于写命令相同的特征多项式。LTC3300-1 将计算合适的 4 位 CRC 并将之添加到输出的 12 位信息后，微处理器可将之用于错误检查。回读期间输出数据的顺序为：

状态数据（底端芯片）、状态数据（从底端数第二个芯片）、...、状态数据（顶端芯片）

请注意，读平衡状态中的 *CRC* 位是被取反的。这样做使得一个“全零”回读成为无效。

读平衡状态的首 6 个位用于指示 6 个平衡器是否都拥有足够的栅极驱动电压。这些位对应于表 1 中的最右列，但对于某一给定的平衡器，只能在涉及该平衡器的一个命令执行之后其对应位才可能为逻辑高电平。如果某个平衡器不在运行状态，则其“栅极驱动正常”（Gate Drive OK）位将为逻辑低电平。读平衡状态中的第 7、8 和 9 位分别指示“所有 6 节电池均未过压”、“变压器次级未过压”和“LTC3300-1 芯片未过热”。这 3 个位只有在至少涉及一个平衡器的命令执行之后才可能为逻辑高电平。读平衡状态中的第 10、11 和 12 位目前尚未使用，并将始终为逻辑零。例如：倘若平衡

器 1 和 4 均处于运行状态，且无电压或温度故障，则 12 位读平衡状态应为 100100111000。

执行平衡命令

如果命令位设置“执行平衡命令”，则最后一个成功写入并锁存的平衡命令将立即执行。所有后续的（写）数据都将被忽略，直到 CSBI 转换至高电平并随后再次转换至低电平为止。

暂停 / 恢复平衡（通过 SPI 端口）

LTC3300-1 提供了一种中断执行中的平衡操作（整个堆栈）并随后重启（而无须把先前的平衡命令写至堆栈中的所有 LTC3300-1 IC）的简单方法。若想暂停平衡，只需写入一个奇偶校验位翻转的 8 位执行平衡命令即可：10101110。假如要恢复平衡，则只需写入一个具正确奇偶校验位的执行平衡命令：10101111。如果希望在平衡期间和堆栈“安静”的情况下实施精准的电池电压测量，那么此项特性是适用的。倘若任何 8 位命令字节其奇偶校验位不正确，则将立即暂停执行中的平衡操作。

重启时间通常为 2ms，这与一个新的或不同的平衡命令之后的延迟起动时间 (t_{DLY_START}) 相同。其测量始于第 8 个上升的 SCKI 边沿，一直到平衡器开启，示于“典型性能特征”部分里的 G27 中。

表 6：读平衡状态数据位映射（在复位状态下默认至 0x000F）

栅极 驱动器1 正常 (MSB)	栅极 驱动器2 正常	栅极 驱动器3 正常	栅极 驱动器4 正常	栅极 驱动器5 正常	栅极 驱动器6 正常	电池 未 OV	次级 未 OV	温度 正常	0	0	0	$\overline{\text{CRC}[3]}$	$\overline{\text{CRC}[2]}$	$\overline{\text{CRC}[1]}$	$\overline{\text{CRC}[0]}$ (LSB)
---------------------------	------------------	------------------	------------------	------------------	------------------	------------	------------	----------	---	---	---	----------------------------	----------------------------	----------------------------	-------------------------------------

应用信息

外部检测电阻器的选择

用于初级和次级绕组的外部电流检测电阻器负责根据下式设定峰值平衡电流：

$$R_{SENSE|PRIMARY} = \frac{50mV}{I_{PEAK_PRI}}$$

$$R_{SENSE|SECONDARY} = \frac{50mV}{I_{PEAK_SEC}}$$

平衡器同步化

由于各同步反激式电源电路的堆栈式配置以及栅极驱动器的交错特性，因此在较高的平衡电流条件下可以让包含 6 个平衡器的平衡器组中相邻和 / 或几乎相邻的平衡器实现同步。通常是同步至任何运行的个别平衡器的最高频率，而且会在其他受影响的平衡器中产生一个略低的平衡电流。由于采用了匹配的 I_{PEAK}/I_{ZERO} 和匹配的电源电路，因此该误差通常将非常之小（前提是各电池间的失衡按电压来算并不显著）。通过采用一个简单的 RC 网络（如图 10 所示）对初级和 / 或次级电流检测信号进行低通滤波，可以减少平衡器同步。对于 RC 时间常数，一个上佳的起点是关联开关（初级或次级）导通时间的 1/10。在采用 I_{PEAK} 检测的场合，与低通滤波器相关的相位滞后将使 LTC3300-1 承受一个略低的电压（相比于真正的检测电阻器电压）。通过选择合适的 R

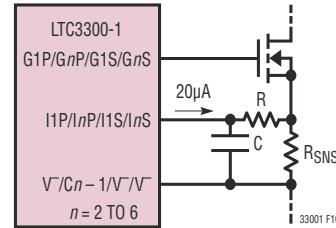


图 10：采用一个 RC 网络对 LTC3300-1 的电流检测输入进行滤波

值（以利用 LTC3300-1 电流检测引脚的 $20\mu A$ 典型电流值在比较器跳变上回加这一相同的压降），可对该误差进行补偿。

设定合适的大导通时间

初级和次级绕组伏特-秒暂位准备用作一种电流失控保护功能，而不是作为取代检测电阻器的电流控制替代方法。为了不干扰正常的 I_{PEAK}/I_{ZERO} 操作，必须将最大导通时间设定得比应用中的最小电池电压斜坡上升至 I_{PEAK} （或 I_{ZERO} ）所需的时间更长：

$$t_{ON(MAX)|PRIMARY} > L_{PRI} \cdot I_{PEAK_PRI} / V_{CELL(MIN)}$$

$$t_{ON(MAX)|SECONDARY} > L_{PRI} \cdot I_{PEAK_SEC} \cdot T / (S \cdot V_{CELL(MIN)})$$

可以将这些时间再增加 20% 和 10%，前者用于补偿变压器绕组电感中的制造容差，而后者则用以补偿 I_{PEAK} 偏差。

应用信息

外部 FET 选择

除了拟订合适的额定值以处理峰值平衡电流之外，用于初级和次级绕组的外部 NMOS 晶体管还必须确定一个漏极至源极击穿电压额定值，以使得对于初级 MOSFET：

$$\begin{aligned} V_{DS(BREAKDOWN)|MIN} &> V_{CELL} + \frac{V_{STACK} + V_{DIODE}}{T} \\ &= V_{CELL} \left(1 + \frac{S}{T} \right) + \frac{V_{DIODE}}{T} \end{aligned}$$

而对于次级 MOSFET：

$$\begin{aligned} V_{DS(BREAKDOWN)|MIN} &> V_{STACK} + T(V_{CELL} + V_{DIODE}) \\ &= V_{CELL}(S + T) + TV_{DIODE} \end{aligned}$$

式中的 S 为次级绕组堆栈中电池的数目，1:T 是变压器的初级至次级匝数比。例如：若次级堆栈中有 12 节锂离子电池并采用一个 1:2 的匝数比，则初级 FET 的额定规格将必须针对高于 $4.2V(1+6)+0.5 = 29.9V$ 的电压拟订，而次级 FET 的额定参数则必须按照高于 $4.2V(12+2)+2V = 60.8V$ 的电压拟订。

良好的设计惯例建议将该电压额定值至少增加 20%，以补偿由于漏电感振铃而产生的较高电压。请见表 7，其罗列了推荐与 LTC3300-1 配合使用的 FET。

表 7

器件型号	制造商	$I_{DS(MAX)}$	$V_{DS(MAX)}$
SiR882DP	Vishay	60A	100V
SiS892DN	Vishay	25A	100V
IPD70N10S3-12	Infineon	70A	100V
IPB35N10S3L-26	Infineon	35A	100V
RJK1051DPB	Renesas	60A	100V
RJK1054DPB	Renesas	92A	100V

变压器的选择

LTC3300-1 专为与简单的双绕组变压器（其具有一个介于 1mH 和 20mH 之间的初级绕组电感，1:2 的初级至次级匝

数比，而且次级绕组与多达 12 节电池相并联）配合使用而优化。如果在次级堆栈中需要数目更多的电池以实现更有效的平衡，则可选择一个匝数比更高的变压器。例如：一个 1:10 变压器将专为次级堆栈中多达 60 节电池而优化。在该场合中，外部 FET 将需要针对一个较高的电压确定额定值（见上文）。在所有的情况下，选择的变压器饱和电流皆必须高于应用中出现的峰值电流。

请见表 8，其罗列了推荐与 LTC3300-1 配合使用的变压器。

表 8

器件型号	制造商	匝数比*	初级电感	I_{SAT}
750312504 (SMT)	Würth Electronics	1:1	3.5μH	10A
750312667 (THT)	Würth Electronics	1:1	3.5μH	10A
MA5421-AL	Coilcraft	1:1	3.4μH	10A
CTX02-18892-R	Coiltronics	1:1	3.4μH	10A
XF0036-EP135	XFMRS Inc	1:1	3μH	10A
L00-321	BH Electronics	1:1	3.4μH	10A
DHCP-X79-1001	TOKO	1:1	3.4μH	10A
C128057LF	GCI	1:1	3.4μH	10A
T10857-1	Inter Tech	1:1	3.4μH	10A

* 表 8 中罗列的所有变压器均为 8 引脚组件，并可利用 1:1、1:2、2:1 或 2:2 的匝数比进行配置。

减振器设计

对于应用中初级和次级绕组 FET 漏极电压上出现的任何瞬态振铃都必须谨慎关注。振铃的峰值不应接近且绝对不得超过所选 FET 的额定击穿电压。尽量减少应用中的漏电感并运用优良的电路板布局方法可帮助减少振铃的数量。在某些应用中，或许需要布设一个与变压器每个绕组相并联的串联电阻器 + 电容器减振网络。该网络通常将使效率下降几个百分点，但可把 FET 保持在一个较安全的工作区中。确定 R 和 C 的数值常常需要在应用中进行一些反复试验法优化。对于表 8 中列出的变压器，减振器网络的上佳起点值为 330Ω 电阻器与 100pF 电容器串联。

应用信息

升压栅极驱动组件选择 ($\text{BOOST} = \text{V}_{\text{REG}}$)

连接在 BOOST^+ 和 BOOST^- 之间的外部升压电容器负责提供接通连接至 G6P 之外部 NMOS 所需的栅极驱动电压。当 NMOS 关断时 ($\text{G6P} = \text{BOOST}^- = \text{C5}$)，通过连接在 C6 和 BOOST^+ 之间的外部肖特基二极管对该电容器进行充电。当 NMOS 将要接通时， BOOST^- 驱动器将该电容器较低的极板从 C5 切换至 C6，而且 BOOST^+ 电压共模模式升至比 C6 高一节电池的电压。当 NMOS 再次关断时， BOOST^- 驱动器把该电容器较低的极板重新切换至 C5，这样升压电容器即被刷新。

良好的经验法则是使升压电容器的数值为 G6P 上的 NMOS 之输入电容的 100 倍。对于大多数应用来说，一个 $0.1\mu\text{F}/10\text{V}$ 电容器就足够了。肖特基二极管的反向击穿电压只必须大于 6V。在电池电压最初连接至 LTC3300-1 的过程中，为防止在升压栅极驱动组件中流有过大和有可能造成损害的电流，建议布设一个与肖特基二极管相串联的 6.8Ω 电阻器，如图 3 所示。必须将浪涌电流限制为 1A 以避免发生潜在的损坏。

确定用于提供断接保护的电池旁路电容器的大小

如果在平衡操作的执行过程中至电池组的某个连接丢失，则 LTC3300-1 电源电路在断裂处每一侧所承受的差分电池电压会增加或减小，这取决于进行的是充电还是放电以及实际接线断裂所出现的位置。最差的情形是：断裂处每一侧的平衡器都在运行状态且平衡的方向相反。在这种情况下，差分电池电压将在断裂处的一侧快速增加，而在另一侧则快速减小。通过在任何局部差分电池电压达到其绝对最大额定值之前切断所有的平衡操作，与大小合适的差分电池旁路电容器共同工作的电池过压比较器对 LTC3300-1 及其相关的电源组件起到了保护作用。比较器门限 (上升) 为 5V，而且平衡操作的停止需要 $3\mu\text{s}$ 至 $6\mu\text{s}$ 的时间，在此期间旁路电容器必须防止电池电压增至超过 6V。于是，用于提供完整断接

保护的最小差分旁路电容器值为：

$$C_{\text{BYPASS(MIN)}} = \frac{(I_{\text{CHARGE}} + I_{\text{DISCHARGE}}) \cdot 6\mu\text{s}}{6\text{V} - 5\text{V}}$$

假如 I_{CHARGE} 和 $I_{\text{DISCHARGE}}$ 所设定的标称值相等，则需要大约每安培 $12\mu\text{F}$ 实际电容的平衡电流。

针对至一串次级绕组之断接的保护由“工作原理”部分中描述的次级 OVP 功能 (通过 WDT 引脚) 在堆栈中每个 LTC3300-1 的局部提供。然而，由于变压器绕组的交错 (沿堆栈向上)，因此一个远端 LTC3300-1 仍能对由另一个 LTC3300-1 在使其自身关断的断裂点上局部承受的电池电压起作用。为此，每串次级绕组都必须具有一根至电池组的专用接线，该接线与它所连接到的个别电池接线是分开的。

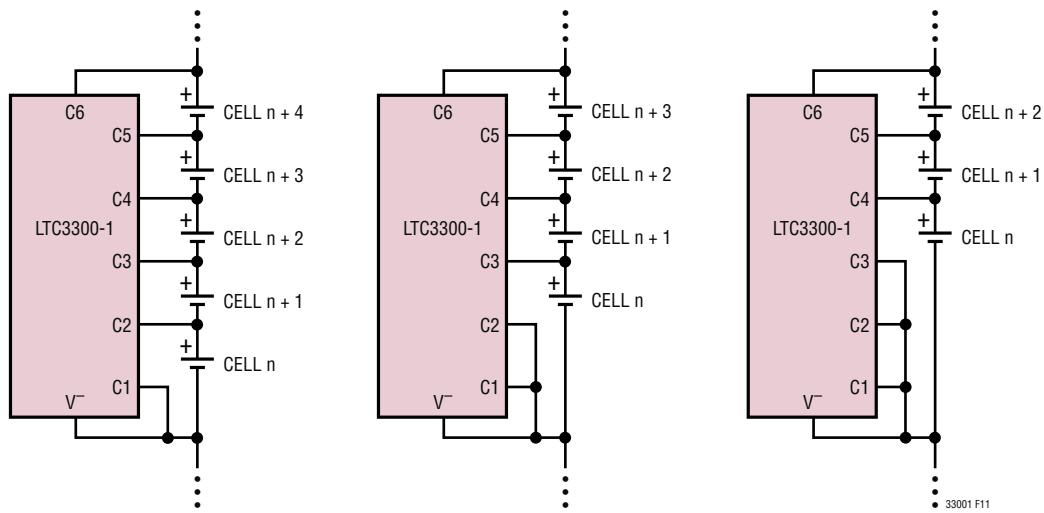
在电池数少于 6 个的情况下采用 LTC3300-1

如欲平衡一个含有 N 节电池的串联电池组，所需的 LTC3300-1 IC 的数目为 $N/6$ (取整至最接近的整数)。此外，堆栈中的每个 LTC3300-1 必须连接至最少 3 节电池 (必须包括 C4、C5 和 C6)。于是，任何含有 3 节或更多节电池的电池组都可采用一个合适的 LTC3300-1 IC 堆栈来平衡。一个给定的 LTC3300-1 子堆栈中的未用电池输入 ($\text{C1}、\text{C1} + \text{C2}$ 或 $\text{C1} + \text{C2} + \text{C3}$) 应短接至 V^- (见图 11)。然而，在所有的配置中，写数据均保持在 16 位。LTC3300-1 将不对未用电池的电池平衡位起作用，但这些位仍然包括在 CRC 计算之中。

补充的电压调节器驱动 (>40mA)

LTC3300-1 内部的 4.8V 线性电压调节器能够在 V_{REG} 引脚上提供 40mA 电流。如果需要额外的电流能力，则可利用一个由 C6 供电的外部低成本 5V 降压型 DC/DC 稳压器对 V_{REG} 引脚进行反向驱动，如图 12 所示。LTC3300-1 的内部稳压器具有非常有限的电流吸收能力，而且将不会与较高的施加电压产生对抗。

应用信息



(11a) 仅采用 5 节电池的子电池组 (11b) 仅采用 4 节电池的子电池组 (11c) 仅采用 3 节电池的子电池组

图 11：用于 5 节、4 节或 3 节电池的电池组连接

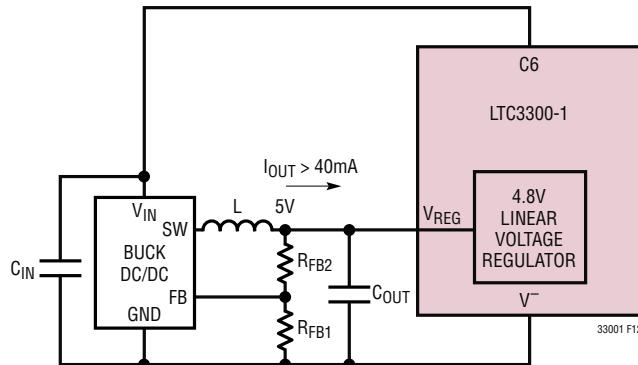


图 12：增设外部降压型 DC/DC 以提供 >40mA 的 V_{REG} 驱动

应用信息

故障保护

在采用诸如电池等高能量电源时必须始终谨慎从事。当考虑装配和维修程序时存在多种方式的系统误配置，此类误配置有可能在电池的有效寿命期间对电池系统产生不良的影响。

表 9 : LTC3300-1 失效机理影响分析

情形	影响	设计上的缓解措施
顶端电池 (C6) 至 LTC3300-1 的输入连接丢失。	电源将来自位置最高的连接电池输入或利用数据端口故障电流。	齐纳二极管 (IC 内部) 用于限制应力。每个引脚上连接至 C6 和 V ⁻ (IC 内部) 的箝位二极管提供了替代的电源通路。数据端口上的二极管导电将损害与较高电位器件的通信。
底端电池 (V ⁻) 至 LTC3300-1 的输入连接丢失。	电源将来自位置最低的连接电池输入或利用数据端口故障电流。	每个引脚上连接至 C6 和 V ⁻ (IC 内部) 的箝位二极管提供了替代的电源通路。数据端口上的二极管导电将损害与较高电位器件的通信。
任意电池 (C1-C5) 至 LTC3300-1 的输入连接丢失。	IC 输入端上的上电顺序 / 差分输入电压过应力。	每个引脚上连接至 C6 和 V ⁻ (IC 内部) 的箝位二极管提供了替代的电源通路。跨接在每个电池电压输入对上的齐纳二极管 (IC 内部) 用于限制应力。
子电池组与 LTC3300-1 (在一个堆栈组系统之中) 之间的线束断接。	所有至 IC 的电源连接均丢失。	如果有其他器件 (它们能提供电源) 连接至 LTC3300-1，则每个引脚上连接至 C6 和 V ⁻ (IC 内部) 的箝位二极管将提供替代的电源通路。数据端口上的二极管导电将损害与较高电位器件的通信。
次级绕组至电池组的连接丢失。	次级绕组的功率 FET 可能会因为旁路电容不断充电产生的高压而损坏。	WDT 引脚实现了一种次级绕组 OVP 电路，此电路将负责检测过压和终止平衡操作。
短路初级绕组检测电阻器。	无法检测初级绕组峰值电流以切断初级开关。	如果峰值电流检测不起作用，则由 R _{TONP} 电阻器设定的最大导通时间将切断初级开关。
短路次级绕组检测电阻器。	无法检测次级绕组峰值电流以切断次级开关。	如果峰值电流检测不起作用，则由 R _{TONS} 电阻器设定的最大导通时间将切断次级开关。
堆迭 LTC3300-1 器件之间的数据链路断接。	菊花通信中断 (IC 未承受应力)。至断接点以上器件的通信将丢失。位于断接点以下的器件仍能进行通信并执行所有的功能。	如果看门狗定时器被启用，则位置高于故障点的所有平衡器将在 1.5 秒之后关断。各 WDT 引脚将变至高阻抗并被外部电阻器上拉。
在执行写命令期间出现数据误差 (由噪声裕度或其他因素所引起)。	当由堆栈中的任何个别 LTC3300-1 读入时，输入校验和将与输入消息不符。	由于 CRC 余数将不是零，因此 LTC3300-1 将不执行写命令，即使在接收到执行命令时也是如此。所有具非零 CRC 余数的平衡器都将关断。
在执行读命令期间出现数据误差 (由噪声裕度或其他因素所引起)。	当由主机微处理器读入时，输出校验和 (利用 LTC3300-1 计算) 将与输出消息不符。	由于 CRC 余数 (由主机计算) 将不是零，因此数据不可信。所有的平衡器都将保持于此前最近的一次成功写操作的状态。

表 9 罗列了在设计保护电路时应予考虑的不同情形。首要的 4 种情形将在生产过程中预先加以判断，而适当的保护功能则内置于 LTC3300-1 器件本身之中。

应用信息

电池互连完整性

存在电池组破裂的 FMEA 情形可能是最具损坏性的。当电池组在由 LTC3300-1 IC 进行平衡的电芯组中出现中断时，任何负载都将在菊链连接上施加很大的反向电势。在初始安装和维修期间模块化电池系统中有可能出现这种情况。在此场合中，利用上部端口数据连接中所需的外部串联高电压二极管可对菊链端口提供针对反向电势的保护，如图 13 所示。

在操作的充电阶段，该故障将导致菊链 ESD 箍位的正向偏置，这也将造成器件受损。在这种情形下采用一个替代连接来传输电流将避免施加此应力（图 13）。

内部保护二极管

LTC3300-1 每个引脚具有保护二极管，用于帮助避免由于外加了超过电源轨的电压而导致内部器件结构受损，如图 14 所示。图中所示的二极管是具有 0.5V 正向击穿电压的传统硅二极管。未标记的齐纳二极管结构具有一种反向击穿特性，其最初在 9V 击穿并随后迅速跳回一个 7V 箝位电位。标记为“Z_{CLAMP}”的齐纳二极管是较高电压器件，具有

25V 的初始反向击穿电压（并迅速跳回 22V）。所有齐纳二极管的正向压降均为 0.5V。

图 14 中示出的内部保护二极管是功率器件，拟用于提供针对有限功率瞬态电压摆幅的保护。鉴于这些电压超过了 LTC3300-1 的绝对最大额定值，所以在这些电压电平下持续运作将损坏 IC。

至 LTC3300-1 的初始电池连接

除了上述的内部保护二极管之外，在 6 个差分电池输入端（图 14 中未示出）上均布设了额外的较低电压 / 较低电流二极管，用于在应用中最初施加电池电压时保护 LTC3300-1。这些二极管具有一个 5.3V 的击穿电压和 20kΩ 的串联电阻，并在上电期间（此时电池端子电流为 0 至几十 μA）将差分电池电压保持在其绝对最大额定值以下。这允许 6 个电池以任意顺序连接，而无需担心某个未连接的电池输入引脚由于漏电流作用于其高阻抗输入而出现过压。应用中所使用的差分电池至电池旁路电容器必须具有相同的标称值，以提供完整的任意电池连接顺序保护。

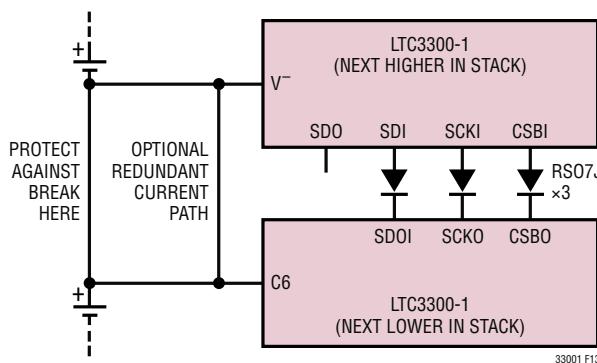


图 13：针对菊链的反向电压保护（示出了一个链路连接）

应用信息

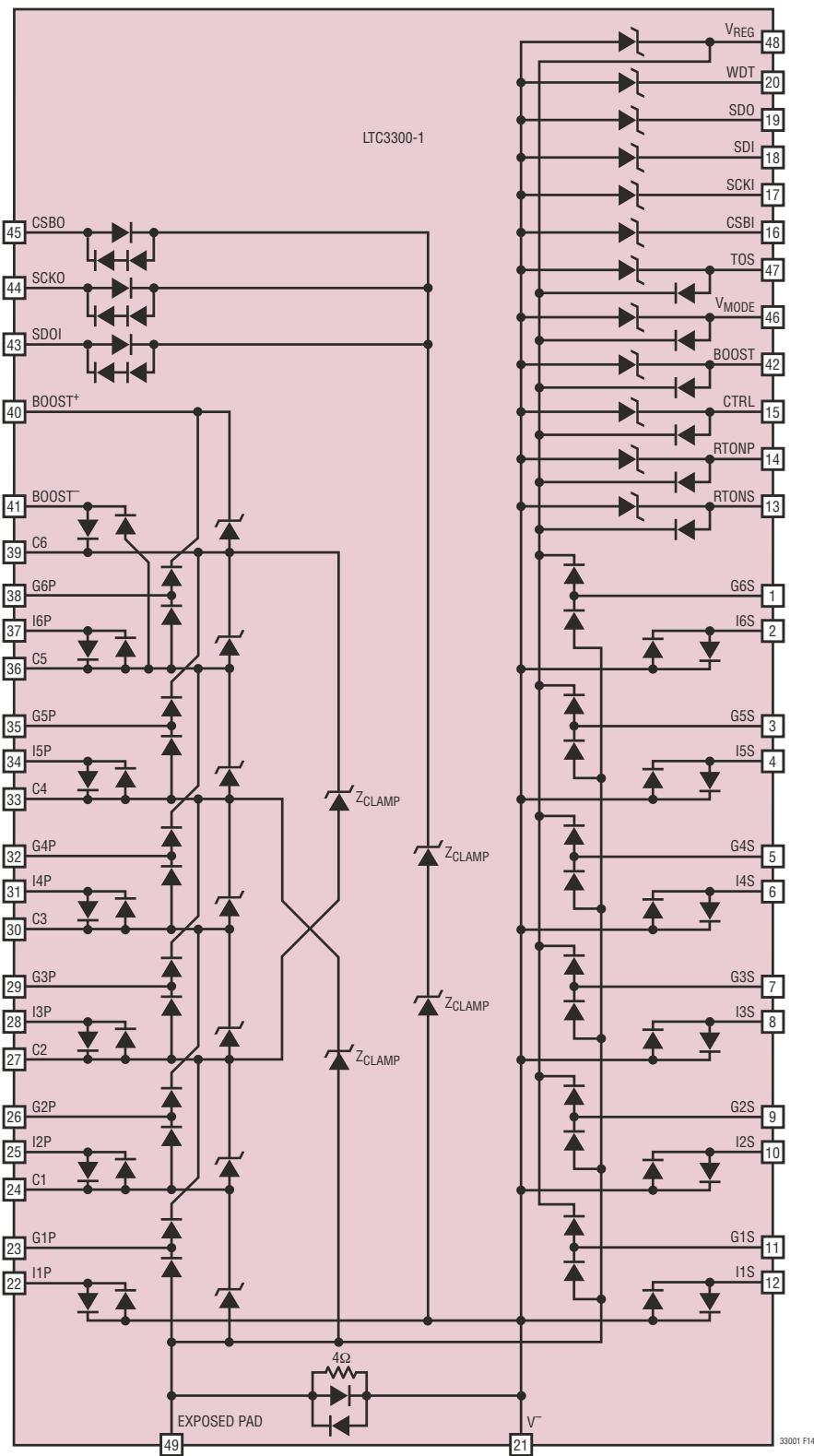


图 14：内部保护二极管

33001f

应用信息

停机模式中电池组端子电流的分析

如“电特性”表给出的那样，LTC3300-1 在未执行平衡操作时的静态电流为 $16\mu A$ (在 C6 引脚上) 和零 (在 C1-C5 引脚上)。这 $16\mu A$ 全部出现在 LTC3300-1 的 V^- 引脚上。此外，在非通信状态下 (即 : $CSBI = 1$) SPI 端口将在每条高端线路 ($CSBO/SCKO/SDOI$) 上产生额外的 $2.5\mu A$ 电流，或给堆栈中每个非堆栈顶端 ($TOS = 0$) 的 LTC3300-1 的 V^- 引脚电流另增 $7.5\mu A$ 电流。该额外的电流不会增加至本器件的 C6 引脚电流，而是在其传入并通过 $CSBO/SCKO/SDOI$ 引脚时添加到堆栈中位置较高的下一个

LTC3300-1 的 C6 引脚电流。如果 $16\mu A$ 和 $7.5\mu A$ 电流在一个长串堆栈中的各芯片之间完全匹配，那么停机模式中的最终电池组端子电流如下： $23.5\mu A$ (从电池组顶端节点流出)、 $7.5\mu A$ (从比电池组顶端低 6 节电池的节点流出)、 $7.5\mu A$ (流入比电池组底端高出 6 节电池的节点) 和 $23.5\mu A$ (流入电池组底端节点)。所有其他中间节点电流皆为零。在图 15 中对此做了图示。对于含有 12 节电池之电池组的特定场合，这简化为仅从电池组顶端节点流出 $23.5\mu A$ 电流，以及有 $23.5\mu A$ 电流流入电池组底端节点。

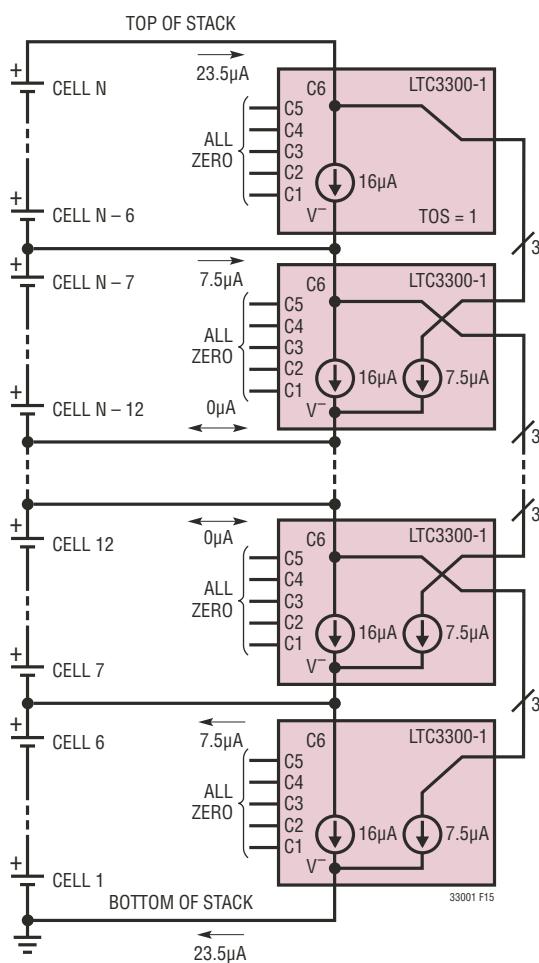


图 15：停机模式中电池组端子电流

应用信息

怎样计算 CRC

计算 n 位 CRC 的一种简单的方法是执行 $n+1$ 位特徵多项式的算术二元模数除法，使之成为附带有 n 个零的 m 位消息 ($m + n$ 个位)。算术二元模数除法类似于正常的长除法空借位和进位。在长除法的每一个中间级，假如被除数的前导位为一个“1”，则在商数中输入一个“1”，并按位将被除数与除数进行异或运算。倘若被除数的前导位是一个“0”，那么在商数中输入一个“0”，并按位将被除数与 n 个零进行异或运算。该过程重复 m 次。在长除法的末端，商数被忽略且 n 位余数为 CRC。这一点在接下去的实例中将更加清晰。

对于 LTC3300-1 中的 CRC 实施方案， $n = 4$ 和 $m = 12$ 。采用的特徵多项式为 $x^4 + x + 1$ (其为 $1x^4 + 0x^3 + 0x^2 + 1x^1 + 1x^0$ 的简略表达方式)，对于除数产生的是 10011。该消息是平衡命令的首 12 个位。例如，假设期望的平衡命

令需要进行电池 1 的同时充电和电池 4 的同步放电。此 12 位消息 (MSB 在先) 将是 110000010000。对于被除数，附加 4 个零将产生 1100000100000000。图 16a 示出了长除法，其最终 CRC = 1101。请注意，写平衡命令中的 CRC 位被取反。于是，正确的 16 位平衡命令为 1100000100000010。图 16b 示出了相同的长除法过程，其用于检查从 LTC3300-1 读回之数据 (命令或状态) 的 CRC。在该情形下，长除法之后的余数必须为零 (0000) 以使数据有效。需注意的是，在执行除法运算之前回读 CRC 位必须在被除数中取反。

另一种计算 CRC 的方法示于图 17，其中平衡命令位被输入一个完全由双输入异或门组成的组合型逻辑电路。编写几行 C 代码即可轻松复制这种“暴力”实现方案。

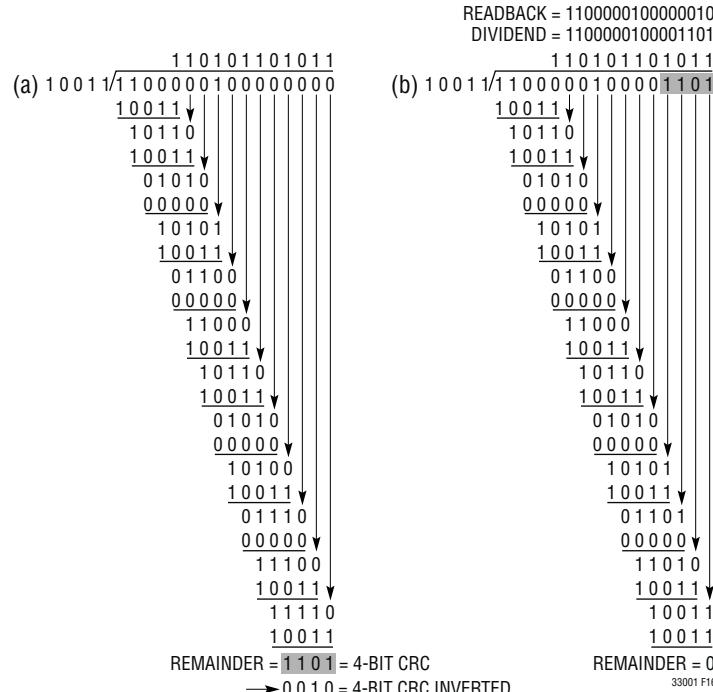


图 16：(a) 计算用于写的 CRC 的长除法实例。
(b) 检查用于读的 CRC 的长除法实例

应用信息

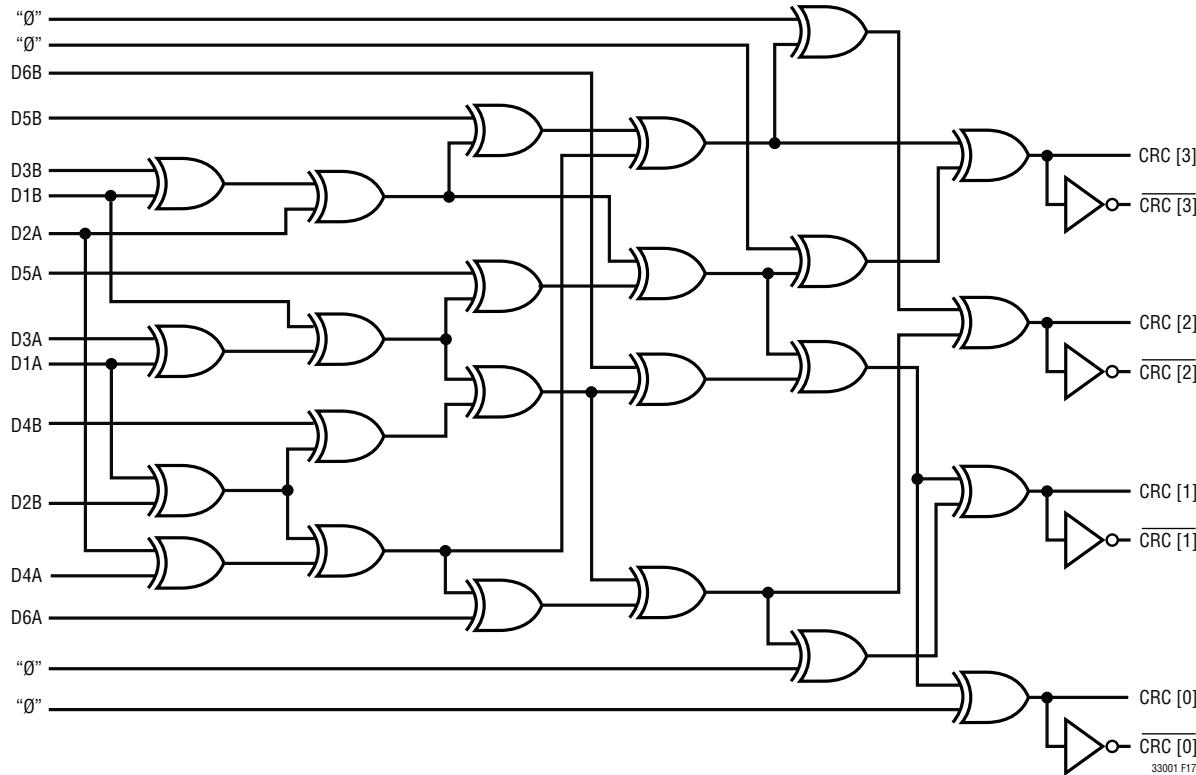


图 17 : CRC 计算器的组合型逻辑电路实现方案

采用 LTC6803 和 LTC6804 的串行通信

LTC3300-1 可兼容所有的 LTC 监视器芯片 (例如 : LTC6803 和 LTC6804)，而且也便于和此类芯片配合使用。“典型应用”部分中的图 20 示出了针对一个采用公共微处理器 SPI 端口的 LTC3300-1/LTC6803-1 联合型 BMS 的串行通信连接。位置最低的 LTC3300-1 和 LTC6803-1 的 SCKI、SDI 和 SDO 线连接在一起。然而，CSBI 线则必须与之分开以避免同时与这两个 IC 通信。通过采用从 LTC6803-1 引出的 GPIO 输出之一对至 LTC3300-1 的 CSBI 线进行选通和反演，可以很容易地实现这一点。在这种配置中，至 LTC6803-1 的通信与未采用 LTC3300-1 时没有甚么不同，因为 GPIO1 输出位一般为高电平。如欲和 LTC3300-1 通信，则在与 LTC3300-1 通信之前必须将写入的命令和一个 GPIO1 无效写“作为书档”加至 LTC6803-1，而在与 LTC3300-1 通信之后则和一个 GPIO1 有效写“作为书档”加至 LTC6803-1。如图所示，

“沿堆栈向上”的通信信息在 LTC3300-1 IC 之间以及 LTC6803-1 IC 之间传递。

本产品手册末页上示出的“典型应用”说明了针对 LTC3300-1/LTC6803-1 联合型 BMS 的串行通信连接。每个含 12 节堆迭电池的模块内置两个 LTC3300-1 IC 和单个 LTC6804-1 监视器 IC。每个模块中居上方的 LTC3300-1 被配置为 $V_{MODE} = 0$ ， $TOS = 1$ ，并从同一模块中居于下方的 LTC3300-1 (其自身被配置为 $V_{MODE} = 1$ ， $TOS = 0$) 接收其串行通信。同一模块中的 LTC6804-1 被配置为在其直接连接至居下方之 LTC3300-1 的低端通信引脚 (CSBI、SDI = SDO、SCKI) 的 GPIO3、GPIO4 和 GPIO5 引脚上提供一个有效的 SPI 端口输出。至最低 LTC6804-1 的通信以及监视器芯片之间的通信通过 LTC6820 和 isoSPI™ 接口实现。在该应用中，未用的电池可如图所示从任何模块的底端 (即：在模块的外部，而不是在模块的电路板上) 短路，而不会使监视器准确度有任何下降。

应用信息

PCB 布局考慮

LTC3300-1 能在 BOOST⁺ 和 V⁻ 之间的电压高达 40V 的情况下运作。对于 PCB 布局应谨慎对待，以保持不同电位走线的物理分离。LTC3300-1 的引出脚配置选择旨在简化这种物理分离。任何两个相邻引脚之间的电压都不超过 4.8V，但两种情况例外 (V_{MODE} 至 CSBO，BOOST 至 SDOI/BOOST⁻)。在这两种场合中，V_{MODE} 和 BOOST 引脚之一在应用电路中通过引脚搭接的方式连接至 V⁻ 或 V_{REG}，而且不必布设在远离 LTC3300-1 的地方。封装体用于把最高电压 (例如：25.2V) 与最低电压 (0V) 分离开来。比如：图 18 示出了当 6 个 4.2V 电池连接至 LTC3300-1 时，每个引脚上相对于 V⁻ 的 DC 电压。

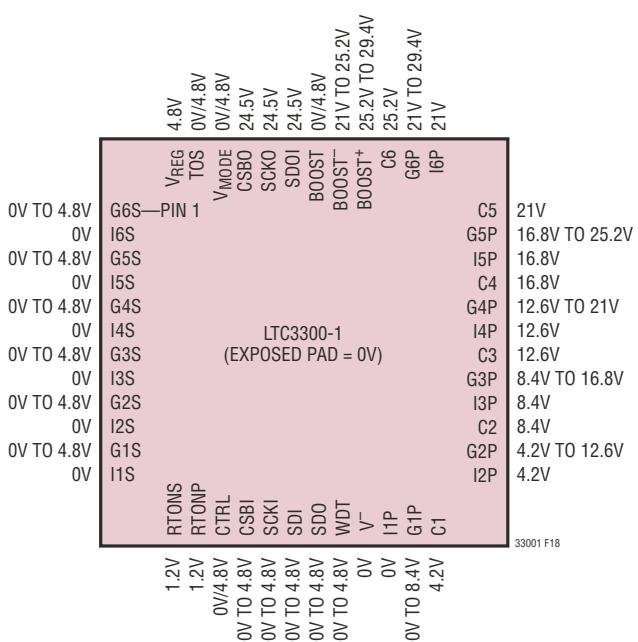


图 18：针对 6 节 4.2V 电池的典型引脚电压

其他的“良好惯例”布局考虑因素如下：

1. V_{REG} 引脚应旁路至裸露衬垫和 V^- (各利用尽可能靠近 LTC3300-1 的 $1\mu F$ 或更大的电容器)。

- 差分电池输入 (C6 至 C5, C5 至 C4, …, C1 至裸露衬垫) 应通过一个尽可能靠近 LTC3300-1 的 $1\mu\text{F}$ 或更大的电容器进行旁路。这是在功率级中已有体电容之外增设的电容。
 - 引脚 21 (V^-) 是用于连接至 I1S-I6S 和 I1P 的电流检测电阻器 (7 个电阻器) 的接地检测。引脚 21 应采用开尔文 (Kelvin) 连接，并可在连接至 LTC3300-1 的裸露衬垫之前使用低阻抗走线连接至这些电阻器的接地端。
 - 电池输入 C1 至 C5 是用于连接至 12P-16P 的电流检测电阻器 (5 个电阻器) 的接地检测。这些引脚应采用开尔文 (Kelvin) 连接，并可使用低阻抗走线连接至这些电阻器的接地端。
 - 连接至 RTONS 和 RTONP 引脚的最大导通时间设定电阻器的接地端在连接至 LTC3300-1 的裸露衬垫之前应采用开尔文 (Kelvin) 连接方式连接至引脚 21 (V^-)。
 - 从 LTC3300-1 栅极驱动输出 (G1S-G6S 和 G1P-G6P) 和电流检测输入 (I1S-I6S 和 I1P-I6P) 引出的走线长度应尽可能简短。
 - 如果使用了升压栅极驱动组件 (二极管和电容器)，则其应在靠近 LTC3300-1 C6、BOOST⁺ 和 BOOST⁻ 引脚的地方形成一个紧密的环路。
 - 对于外部功率组件 (变压器、FET 和电流检测电阻器)，重要的一点是应使被两个高速电流开关环路 (初级和次级) 所包围的面积尽可能地紧凑。通过在电源电路本身当中布设两个额外的旁路电容器 (一个在差分电池之间，另一个在变压器次级与局部 V^- 之间)，可对此提供极大的帮助。

在用于 LTC3300-1 的 DC2064A 演示板上实现了一款遵循所有上述建议的典型电路布局（在随附的演示板手册中有更多的说明）。另外，凌力尔特还可提供 PCB 布局文件 (.GRB)。

典型应用

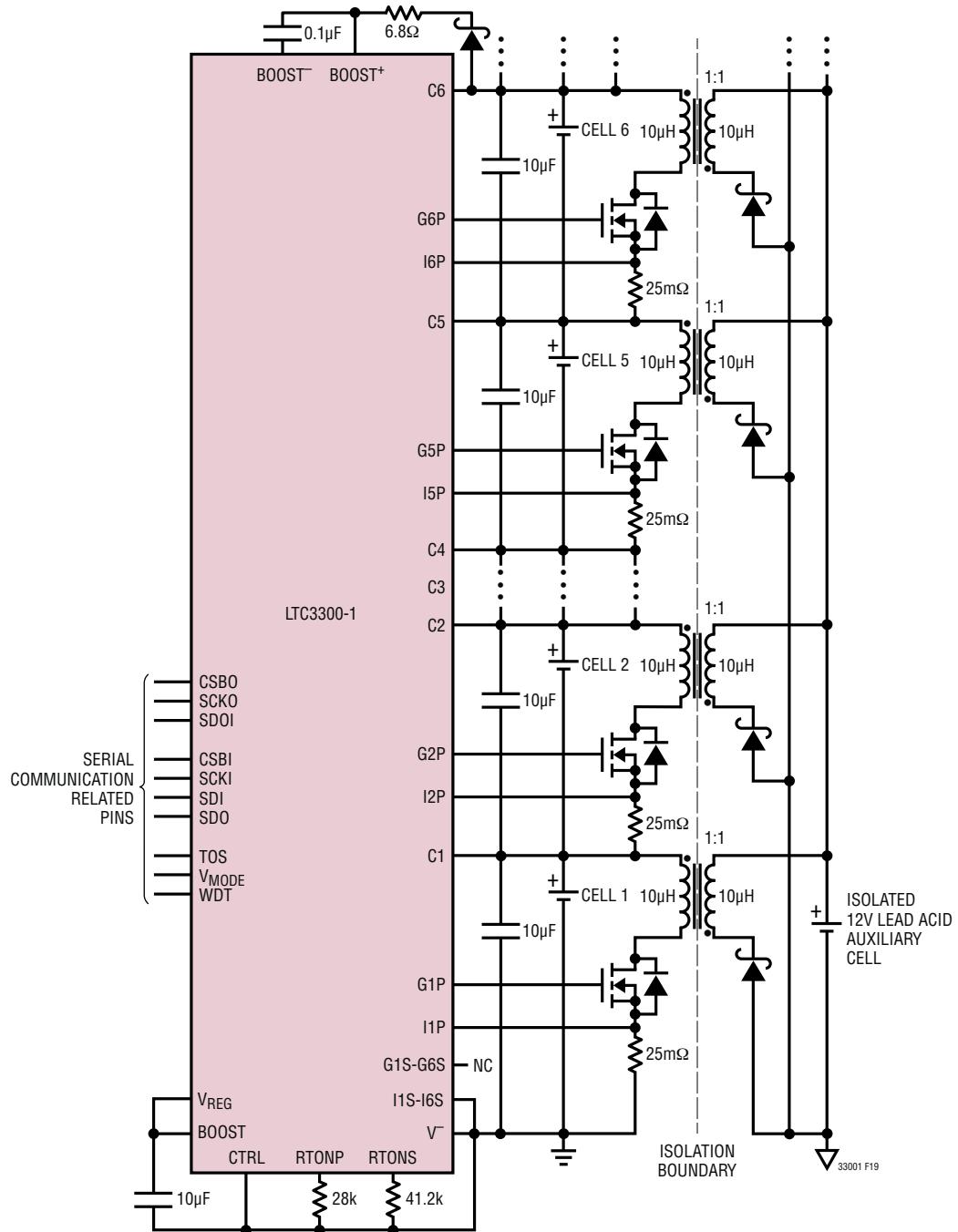


图 19：用于给一个隔离式辅助电池充电的 LTC3300-1 单向 (仅放电) 平衡应用电路

典型应用

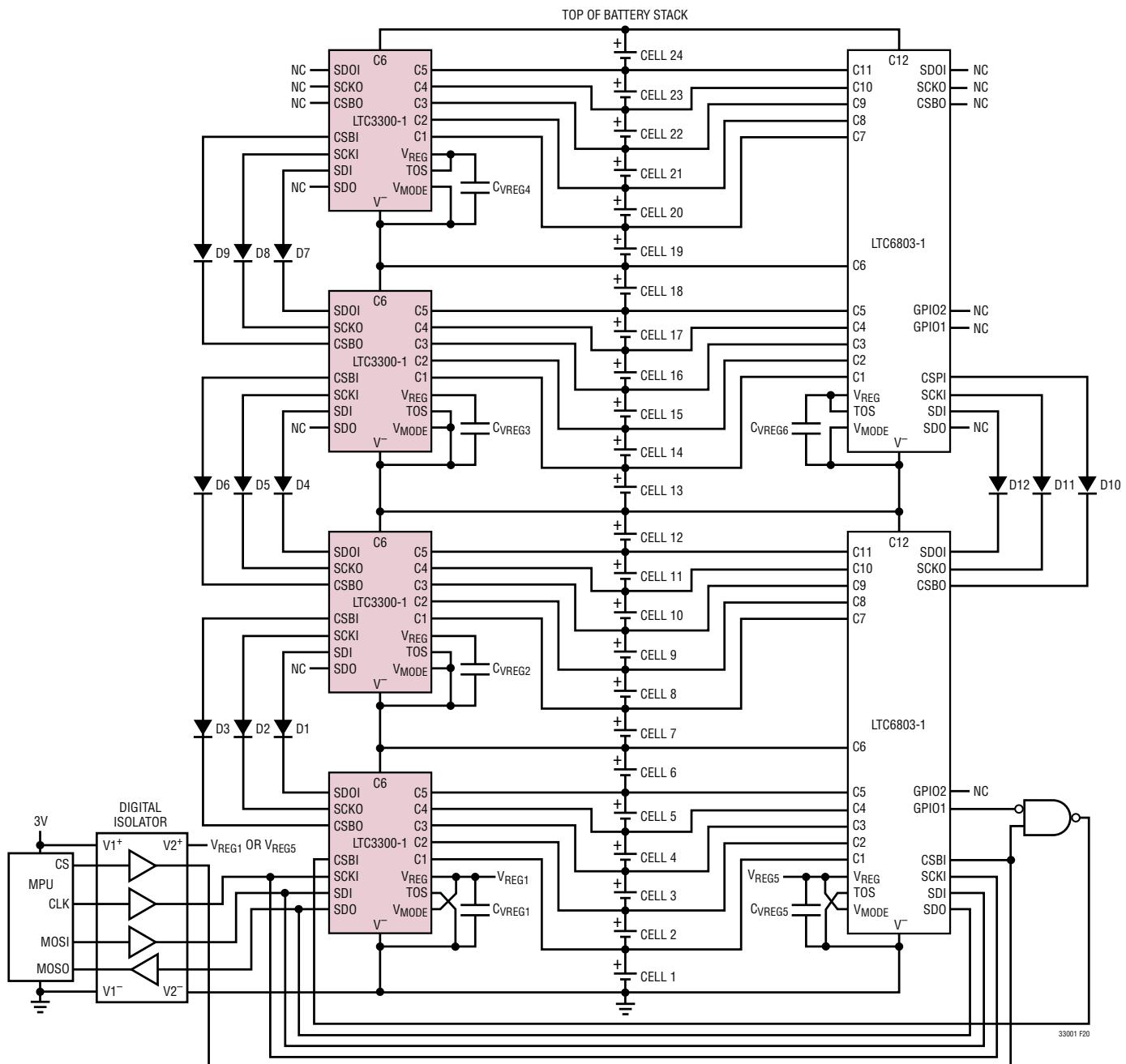
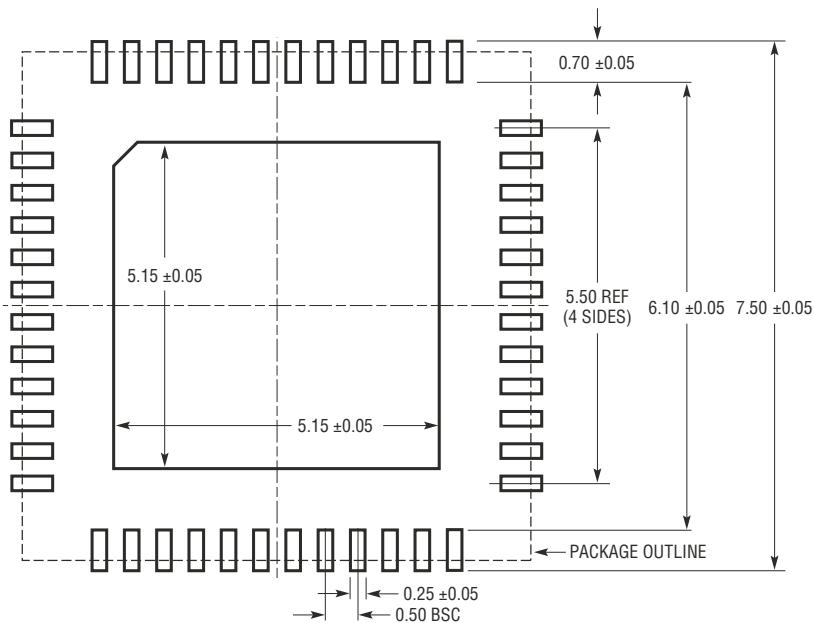


图 20：针对含 24 节电池之电池组的 LTC3300-1/LTC6803-1 电池和串行通信连接

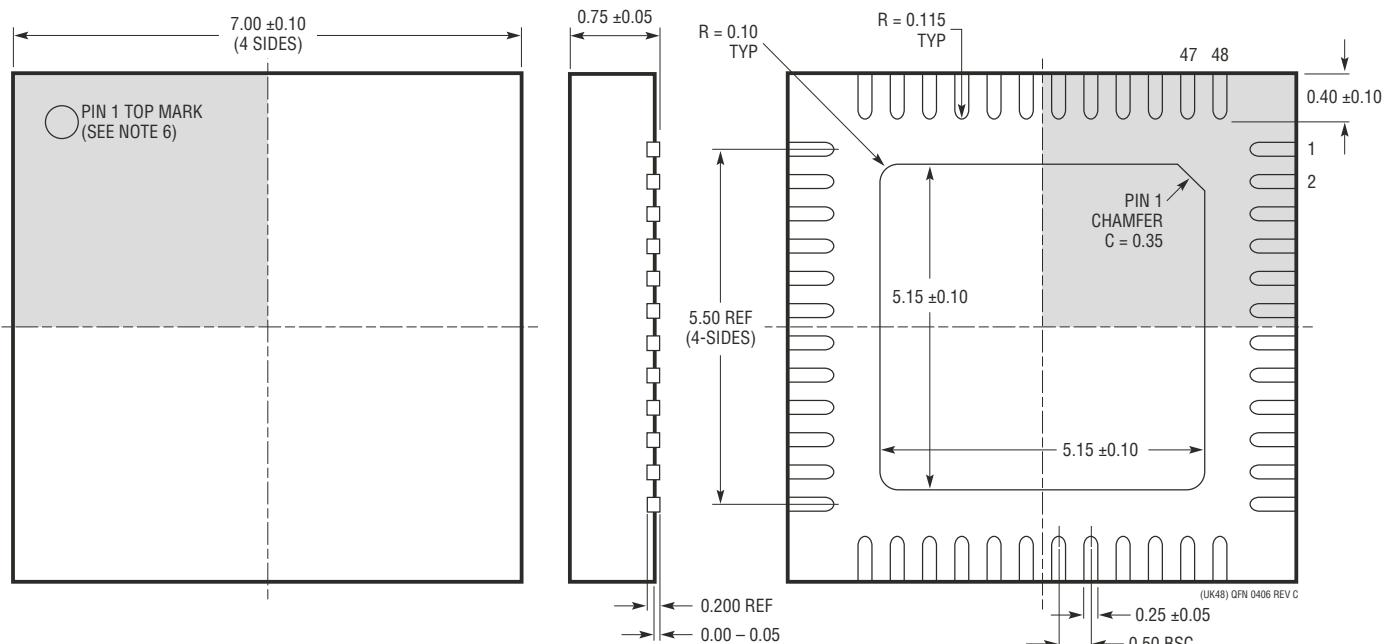
封装描述

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

UK 封装
48 引脚塑料 QFN (7mm × 7mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1704 Rev C)



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



NOTE:

1. DRAWING CONFORMS TO JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-220 VARIATION (WKKD-2)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm ON ANY SIDE, IF PRESENT
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

BOTTOM VIEW—EXPOSED PAD

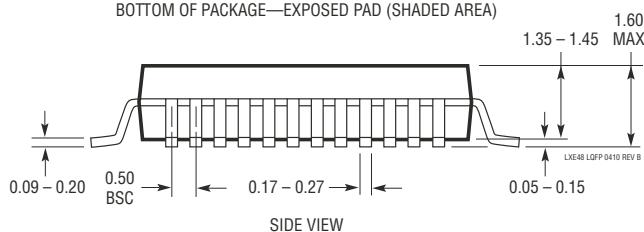
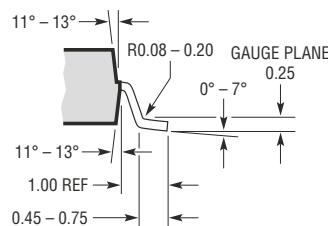
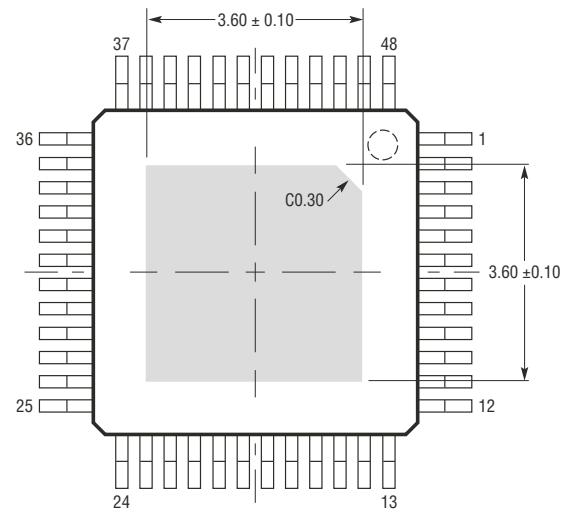
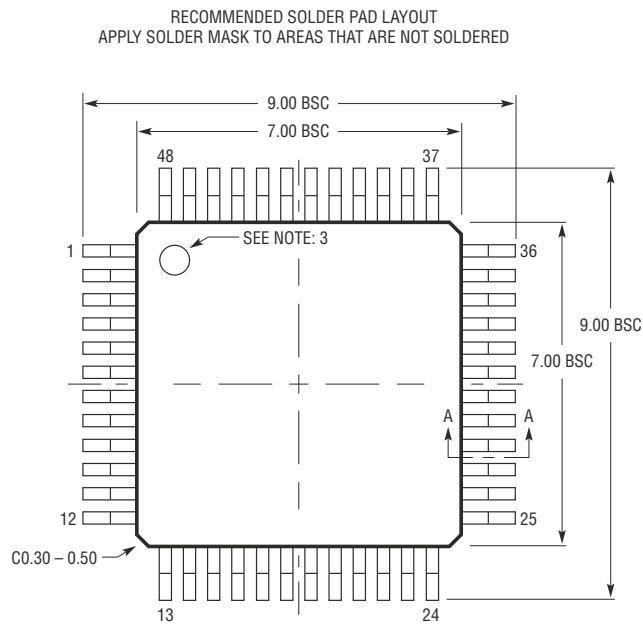
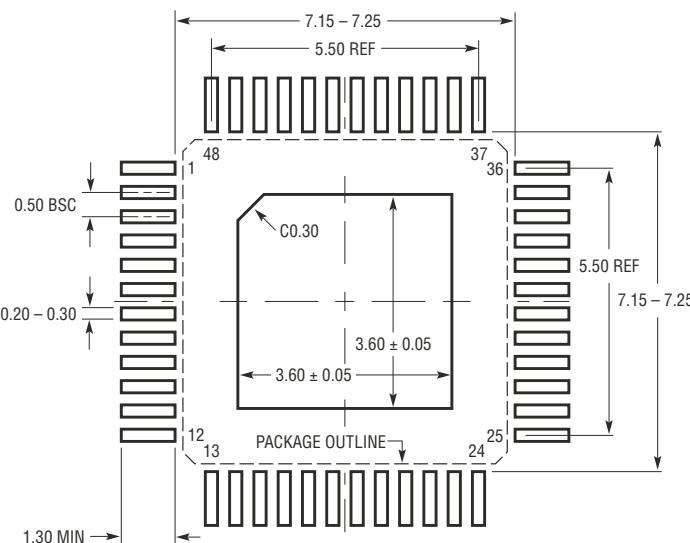
封装描述

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 B)

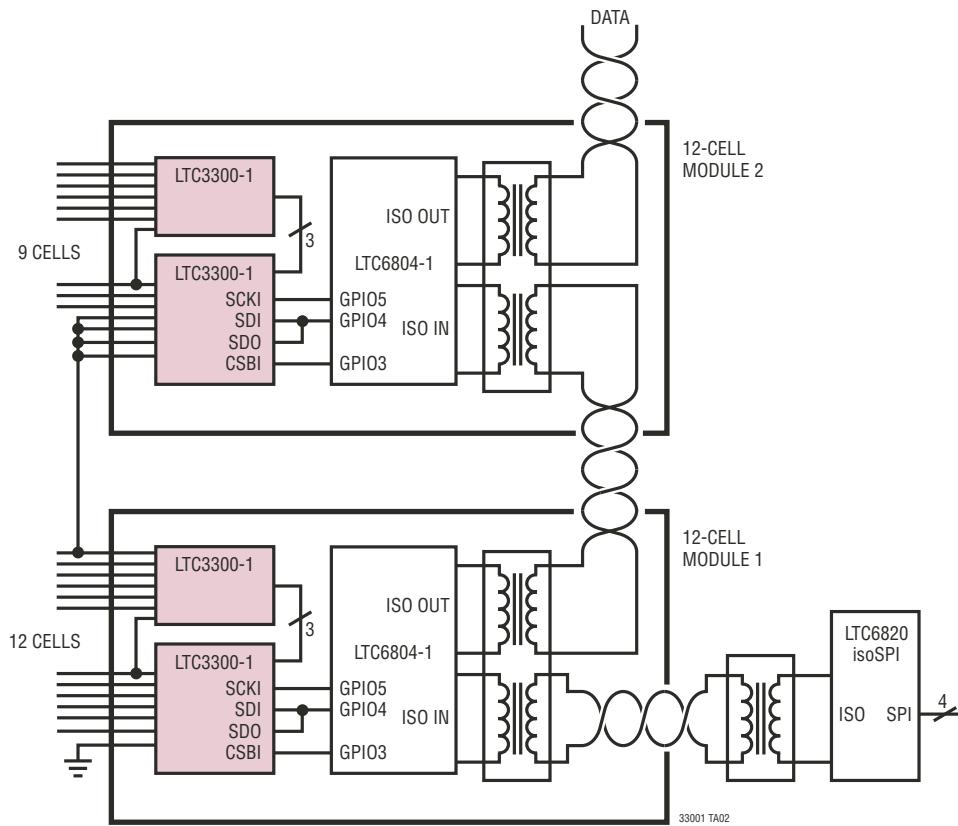


NOTE:

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 INDENTIFIER IS A MOLDED INDENTATION, 0.50mm DIAMETER
4. DRAWING IS NOT TO SCALE

典型应用

LTC3300-1/LTC6804-1 串行通信连接

**相关器件**

器件型号	描述	备注
LTC6801	独立型多节电池的电池组监视器	可监视多达 12 节串接式电池的欠压或过压情况，是 LTC6802、LTC6803 和 LTC6804 的夥伴芯片
LTC6802-1/LTC6802-2	多节电池的电池组监视器	可测量多达 12 节串接式电池，第一代器件：被 LTC6803 和 LTC6804 所取代以满足新型设计的要求
LTC6803-1/LTC6803-3 LTC6803-2/LTC6803-4	多节电池的电池组监视器	可测量多达 12 节串接式电池，第二代器件：在功能上有所增强且引脚与 LTC6802 相兼容
LTC6804-1/LTC6804-2	多节电池的电池组监视器	可测量多达 12 节串接式电池，第三代器件：精度高于 LTC6803 并具内置 isoSPI 接口
LTC6820	isoSPI 隔离式通信接口	提供了一个用于 SPI 通信的隔离式接口，采用双绞线可实现长达 100m 的 SPI 通信距离，是 LTC6804 的夥伴芯片