

特点

- 可对 1 至 4 节串联超级电容进行高效同步降压型恒流 / 恒压 (CC/CV) 充电
- 后备模式中的升压模式可提供更高的超级电容储能利用率
- 14 位 ADC 用于监视系统电压 / 电流、电容值和 ESR
- 主动过压保护分路
- 内部有源平衡器 — 无需平衡电阻
- V_{IN} : 4.5V 至 35V, $V_{CAP(n)}$: 每个电容耐压高达 5V, 充电 / 后备电流: 超过 10+A
- 可编程输入电流限制将系统负载的优先级确定为高于电容充电电流
- 双通道理想二极管电源通路 (PowerPath™) 控制器
- 全 N-FET 充电器控制和 PowerPath 控制器
- 紧凑型 38 引脚 5mm x 7mm QFN 封装

应用

- 大电流 12V 穿越 UPS (不间断电源)
- 服务器 / 海量存储器 / 高可用性系统

描述

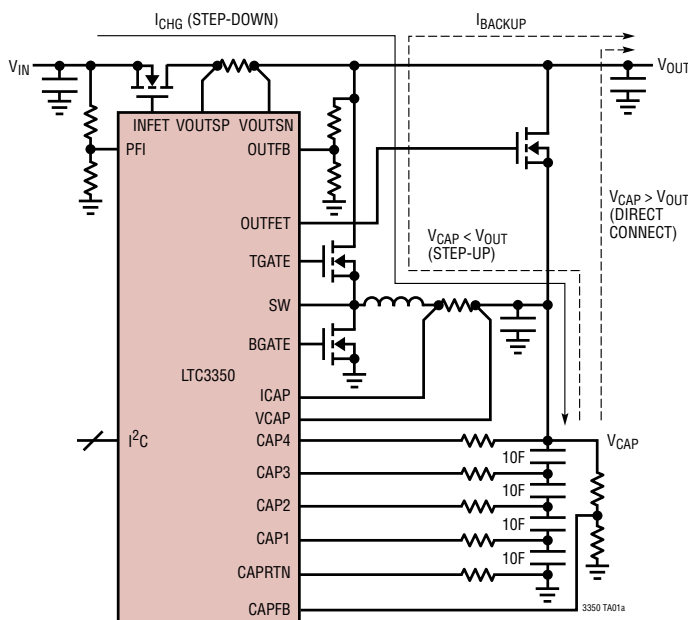
LTC®3350 是一款后备电源控制器，能够对一个含有 1 至 4 个超级电容的串联堆栈进行充电和监视。LTC3350 的同步降压型控制器负责驱动 N 沟道 MOSFET，利用可编程输入电流限值实现恒流 / 恒压充电。此外，降压转换器还可作为一个升压转换器反向运行以从超级电容器组向后备电源轨输送电能。内部平衡器免除了增设外部平衡电阻的需要，而且每个电容具有一个用于提供过压保护的分路调节器。

LTC3350 可监视系统电压、电流、电容组电容量和电容组 ESR，这些信息均可通过 I²C/SMBus 读取。双通道理想二极管控制器采用 N 沟道 MOSFET 以提供从输入和超级电容器至后备系统电源的低损耗电源通路。LTC3350 采用扁平 38 引脚 5mm x 7mm x 0.75mm QFN 表面贴装型封装。

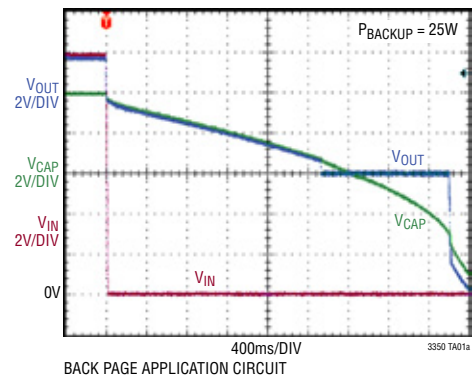
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标。PowerPath 是凌力尔特公司的商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。正待专利审议。

典型应用

大电流超级电容器充电器和后备电源



后备操作



目 录

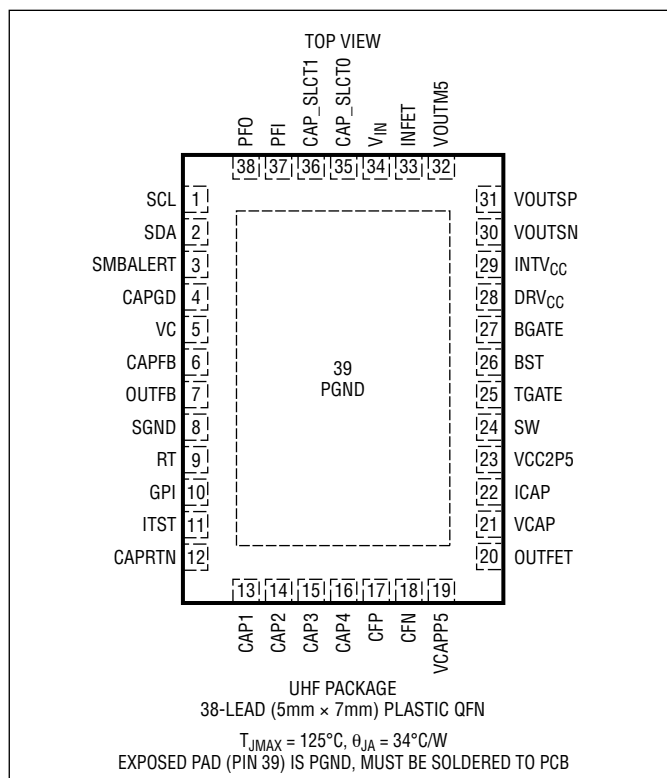
特点	1	应用信息	21
应用	1	数字配置	21
典型应用	1	电容器配置	21
描述	1	电容器分路调节器编程	21
绝对最大额定值	3	设定输入和充电电流	21
订购信息	3	低电流充电和高电流后备	22
引脚配置	3	设定 V_{CAP} 电压	22
电特性	4	电源故障比较器输入电压门限	22
典型性能特征	7	在升压模式中设定 V_{OUT} 电压	23
引脚功能	10	补偿	24
方框图	13	后备模式中的最小 V_{CAP} 电压	24
时序图	14	优化超级电容器储能能力	25
工作原理	14	电容器选择程序	26
引言	14	电感器的选择	26
双向开关控制器 — 降压模式	14	C_{OUT} 和 C_{CAP} 电容	27
双向开关控制器 — 升压模式	15	功率 MOSFET 的选择	28
理想二极管	16	肖特基二极管的选择	28
栅极驱动电源 (DRV_{CC})	17	顶端 MOSFET 驱动器电源 (C_B 、 D_B)	29
欠压闭锁 (UVLO)	17	$INTV_{CC}/DRV_{CC}$ 和 IC 功率耗散	29
RT 振荡器和开关频率	17	最小导通时间考虑	30
输入过压保护	17	理想二极管 MOSFET 的选择	30
V_{CAP} DAC	17	PCB 布局考虑	30
电源故障 (PF) 比较器	17	寄存器映射	32
充电状态指示	17	寄存器描述	33
电容电压平衡器	17	典型应用	39
电容分路调节器	18	封装描述	44
I ² C/SMBus 和 SMBALERT	18	修改记录	45
模数转换器	18	典型应用	46
电容和 ESR 测量	18	相关器件	46
监视器状态寄存器	19		
充电状态寄存器	20		
限值检查和报警	20		
芯片温度传感器	20		
通用输入	20		

绝对最大额定值

(注 1)

V_{IN} , V_{OUTSP} , V_{OUTSN}	-0.3V 至 40V
V_{CAP}	-0.3V 至 22V
$CAP4-CAP3$, $CAP3-CAP2$, $CAP2-CAP1$, $CAP1-CAPRTN$	-0.3V 至 5.5V
DRV_{CC} , $OUTFB$, $CAPFB$, $SMBALERT$, $CAPGD$, \overline{PFO} , GPI , SDA , SCL	-0.3V 至 5.5V
BST	-0.3V 至 45.5V
PFI	-0.3V 至 20V
CAP_SLCT0 , CAP_SLCT1	-0.3 至 3V
BST 至 SW	-0.3V 至 5.5V
V_{OUTSP} 至 V_{OUTSN} , $ICAP$ 至 V_{CAP} ...	-0.3V 至 0.3V
I_{INTVCC}	100mA
$I_{CAP(1,2,3,4)}$, I_{CAPRTN}	600mA
I_{CAPGD} , $I_{\overline{PFO}}$, $I_{SMBALERT}$	10mA
工作结温范围 (注 2、3)	-40°C 至 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
LTC3350EUHF#PBF	LTC3350EUHF#TRPBF	3350	38 引脚 (5mm x 7mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LTC3350IUHF#PBF	LTC3350IUHF#TRPBF	3350	38 引脚 (5mm x 7mm) 塑料 QFN	-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。

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/>

LTC3350

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)。 $V_{IN} = V_{OUT} = 12\text{V}$ ， $V_{DRVCC} = V_{INTVCC}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
开关稳压器						
V_{IN}	输入电源电压		● 4.5		35	V
I_Q	输入静态电流 (注 4)			4		mA
$V_{CAPFBHI}$	最大稳定 V_{CAP} 反馈电压	V_{CAPDAC} 全标度 (1111b)	● 1.188 1.176	1.200 1.200	1.212 1.224	V V
$V_{CAPFBL0}$	最小稳定 V_{CAP} 反馈电压	V_{CAPDAC} 零标度 (0000b)		0.628 0.638	0.647	V
I_{CAPFB}	CAPFB 输入漏电流	$V_{CAPFB} = 1.2\text{V}$	● -50		50	nA
V_{OUTFB}	稳定的 V_{OUT} 反馈电压		● 1.188 1.176	1.200 1.200	1.212 1.224	V V
$V_{OUTFB(TH)}$	OUTFET 关断门限	下降门限		1.27 1.3	1.33	V
I_{OUTFB}	OUTFB 输入漏电流	$V_{OUTFB} = 1.2\text{V}$	● -50		50	nA
V_{OUTBST}	升压模式中的 V_{OUT} 电压	$V_{IN} = 0\text{V}$	● 4.5		35	V
V_{UVLO}	INTV _{CC} 欠压闭锁	上升门限 下降门限	● 3.85	4.3 4	4.45	V V
$V_{DRVUVLO}$	DRV _{CC} 欠压闭锁	上升门限 下降门限	● 3.75	4.2 3.9	4.35	V V
V_{DUVLO}	$V_{IN} - V_{CAP}$ 差分欠压闭锁	上升门限 下降门限	● 145 55	185 90	225 125	mV mV
V_{OVLO}	V_{IN} 过压闭锁	上升门限 下降门限	● 37.7 36.3	38.6 37.2	39.5 38.1	V V
V_{VCAPP5}	充电泵输出电压	相对于 V_{CAP} ， $0\text{V} \leq V_{CAP} \leq 20\text{V}$		5		V
输入电流检测放大器						
V_{SNSI}	稳定的输入电流检测电压 ($V_{OUTSP} - V_{OUTSN}$)		● 31.36 31.04	32.00 32.00	32.64 32.96	mV mV
V_{CMI}	共模范围 (V_{OUTSP} ， V_{OUTSN})			4.5	35	V
充电电流检测放大器						
V_{SNSC}	稳定的充电电流检测电压 ($I_{CAP} - V_{CAP}$)	$V_{CAP} = 10\text{V}$	● 31.36 31.04	32.00 32.00	32.64 32.96	mV mV
V_{CMC}	共模范围 (I_{CAP} ， V_{CAP})			0	20	V
V_{PEAK}	峰值电感器电流检测电压		● 51	58	65	mV
V_{REV}	反向电感器电流检测电压	降压模式	● 3.867	7	10	mV
I_{ICAP}	ICAP 引脚电流	降压模式， $V_{SNSC} = 32\text{mV}$ 升压模式， $V_{SNSC} = 32\text{mV}$		30 135		μA μA
误差放大器						
g_{MV}	V_{CAP} 电压环路跨导			1		mmho
g_{MC}	充电电流环路跨导			64		μmho
g_{MI}	输入电流环路跨导			64		μmho
g_{MO}	V_{OUT} 电压环路跨导			400		μmho
振荡器						
f_{SW}	开关频率	$R_T = 107\text{k}$	● 495 490	500 500	505 510	kHz kHz
	最大可编程频率	$R_T = 53.6\text{k}$		1		MHz
	最小可编程频率	$R_T = 267\text{k}$		200		kHz

3350fa

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)。 $V_{IN} = V_{OUT} = 12\text{V}$ ， $V_{DRVCC} = V_{INTVCC}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
DC _{MAX}	最大占空比	降压模式	97	98	99.5	%	
		升压模式	87	93		%	
栅极驱动器							
R _{UP-TG}	TGATE 上拉导通电阻			2		Ω	
R _{DOWN-TG}	TGATE 下拉导通电阻			0.6		Ω	
R _{UP-BG}	BGATE 上拉导通电阻			2		Ω	
R _{DOWN-BG}	BGATE 下拉导通电阻			0.6		Ω	
t _{r-TG}	TGATE 10% 至 90% 上升时间	C _{LOAD} = 3.3nF		18	25	ns	
t _{f-TG}	TGATE 10% 至 90% 下降时间	C _{LOAD} = 3.3nF		8	15	ns	
t _{r-BG}	BGATE 10% 至 90% 上升时间	C _{LOAD} = 3.3nF		18	25	ns	
t _{f-BG}	BGATE 10% 至 90% 下降时间	C _{LOAD} = 3.3nF		8	15	ns	
t _{NO}	非重迭时间			50		ns	
t _{ON(MIN)}				85		ns	
INTV_{CC} 线性稳压器							
V _{INTVCC}	内部 V _{CC} 电压	5.2V ≤ V _{IN} ≤ 35V		5		V	
ΔV _{INTVCC}	负载调节	I _{INTVCC} = 50mA		-1.5	-2.5	%	
PowerPath / 理想二极管							
V _{F_{TO}}	正向接通电压			65		mV	
V _{FR}	正向调节			30		mV	
V _{R_{TO}}	反向关断			-30		mV	
t _{IF(ON)}	INFET 上升时间	INFET - V _{IN} > 3V, C _{INFET} = 3.3nF		560		μs	
t _{IF(OFF)}	INFET 下降时间	INFET - V _{IN} < 1V, C _{INFET} = 3.3nF		1.5		μs	
t _{OF(ON)}	OUTFET 上升时间	OUTFET - V _{CAP} > 3V, C _{OUTFET} = 3.3nF		0.13		μs	
t _{OF(OFF)}	OUTFET 下降时间	OUTFET - V _{CAP} < 1V, C _{OUTFET} = 3.3nF		0.26		μs	
电源故障比较器							
V _{PFI(TH)}	PFI 输入门限 (下降沿)		●	1.147	1.17	1.193	V
V _{PFI(HYS)}	PFI 迟滞			30			mV
I _{PFI}	PFI 输入漏电流	V _{PFI} = 0.5V	●	-50		50	nA
V _{PFO}	PFO 输出低电压	I _{SINK} = 5mA			200		mV
I _{PFO}	PFO 高阻抗漏电流	V _{PFO} = 5V	●			1	μA
	PFI 下降至 PFO 低的延迟	在 PFI 上施加了 20mV 过驱动			85		ns
	PFI 上升至 PFO 高的延迟	在 PFI 上施加了 20mV 过驱动			0.4		μs
CAPGD							
V _{CAPFB(TH)}	CAPGD 上升门限 (作为稳定 V _{CAP} 反馈电压的 %)	V _{capfb_dac} = 全标度 (1111b)	●	90	92	94	%
V _{CAPFB(HYS)}	CAPFB 上的 CAPGD 迟滞 (作为稳定 V _{CAP} 反馈电压的 %)	V _{capfb_dac} = 全标度 (1111b)			1.25		%
V _{CAPGD}	CAPGD 输出低电压	I _{SINK} = 5mA			200		mV
I _{CAPGD}	CAPGD 高阻抗漏电流	V _{CAPGD} = 5V	●			1	μA

LTC3350

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)。 $V_{IN} = V_{OUT} = 12\text{V}$ ， $V_{DRVCC} = V_{INTVCC}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
模数转换器						
V_{RES}	测量分辨率			16		位
V_{GPI}	通用输入电压范围	无缓冲 缓冲	0 0		5 3.5	V V
I_{GPI}	通用输入引脚漏电流	缓冲的输入			1	μA
R_{GPI}	GPI 引脚电阻	缓冲器停用		2.5		$\text{M}\Omega$
测量系统误差						
V_{ERR}	测量误差 (注 5)	$V_{IN} = 0\text{V}$ $V_{IN} = 30\text{V}$			100 1.5	mV %
		$V_{OUTSP} = 5\text{V}$ $V_{OUTSP} = 30\text{V}$			100 1.5	mV %
		$V_{CAP} = 0\text{V}$ $V_{CAP} = 10\text{V}$			100 1.5	mV %
		$V_{GPI} = 0\text{V}$ ，无缓冲 $V_{GPI} = 3.5\text{V}$ ，无缓冲			2 1	mV %
		$V_{CAP1} = 0\text{V}$ $V_{CAP1} = 2\text{V}$			2 1	mV %
		$V_{CAP2} = 0\text{V}$ $V_{CAP2} = 2\text{V}$			2 1	mV %
		$V_{CAP3} = 0\text{V}$ $V_{CAP3} = 2\text{V}$			2 1	mV %
		$V_{CAP4} = 0\text{V}$ $V_{CAP4} = 2\text{V}$			2 1	mV %
		$V_{SNSI} = 0\text{mV}$ $V_{SNSI} = 32\text{mV}$			200 2	μV %
		$V_{SNSC} = 0\text{mV}$ $V_{SNSC} = 32\text{mV}$			200 2	μV %
CAP1 至 CAP4						
R_{SHNT}	分流电阻			0.5		Ω
DV_{CAPMAX}	分流器被使能时的最大电容器电压	堆栈中有 2 个或更多的电容器			3.6	V
编程引脚						
V_{ITST}	ITST 电压	$R_{TST} = 121\Omega$	1.185	1.197	1.209	V
I²C/SMBus – SDA, SCL, SMBALERT						
$I_{IL,SDA,SCL}$	输入漏电流低		-1		1	μA
$I_{IH,SDA,SCL}$	输入漏电流高		-1		1	μA
V_{IH}	输入高门限		1.5			V
V_{IL}	输入低门限				0.8	V
f_{SCL}	SCL 时钟频率				400	kHz
t_{LOW}	SCL 时钟的低电平周期		1.3			μs
t_{HIGH}	SCL 时钟的高电平周期		0.6			μs
t_{BUF}	起动和停止状态之间的总线空闲时间		1.3			μs
$t_{HD,STA}$	保持时间，在 (重复的) 起动状态之后		0.6			μs
$t_{SU,STA}$	在一个重复的起动状态之后的设置时间		0.6			μs

3350fa

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)。 $V_{IN} = V_{OUT} = 12\text{V}$ ， $V_{DRVCC} = V_{INTVCC}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$t_{SU,STO}$	停止条件设置时间		0.6			μs
$t_{HD,DATO}$	输出数据保持时间		0		900	ns
$t_{HD,DATI}$	输入数据保持时间		0			ns
$t_{SU,DAT}$	数据建立时间		100			ns
t_{SP}	输入尖峰抑制脉冲宽度				50	ns
$V_{SMBALERT}$	SMBALERT 输出低电压	$I_{SINK} = 1\text{mA}$		200		mV
$I_{SMBALERT}$	SMBALERT 高阻抗漏电流	$V_{SMBALERT} = 5\text{V}$	●		1	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：LTC3350 在脉冲负载条件下进行测试以使 $T_J \approx T_A$ 。LTC3350E 的性能指标在 0°C 至 125°C 的结温范围内得到保证。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的规格指标由设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。LTC3350I 的性能指标在 -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 $\theta_{JA} = 34^\circ\text{C}/\text{W}$ (对于 UHF 封装)。

注 3：LTC3350 备有用于在短暂过载情况下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能电路运行时结温将超过 125°C 。在高于规定的最大工作结温条件下连续运作有可能损害器件的可靠性。

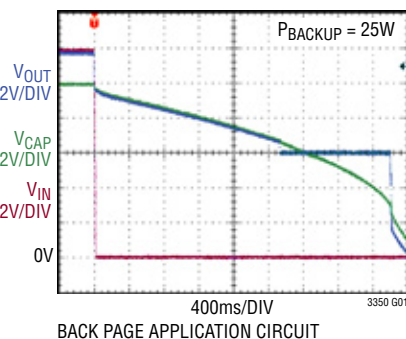
注 4：由于以开关频率充放的栅极电荷的原因，动态电源电流较高。请见“应用信息”部分。

注 5：测量误差为实际测量值与理想值之间差异的量值。 V_{SNSI} 是 V_{OUTSP} 和 V_{OUTSN} 之间的电压，代表输入电流。 V_{SNSC} 是 ICAP 和 CAP 之间的电压，代表充电电流。 V_{SNSI} 和 V_{SNSC} 的误差以 μV 为单位来表示，至等效电流的转换可通过分别除以检测电阻器 R_{SNSI} 和 R_{SNSC} 来完成。

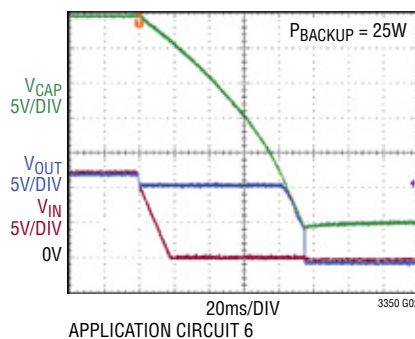
典型性能特征

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ，针对应用电路 4，除非特别注明。

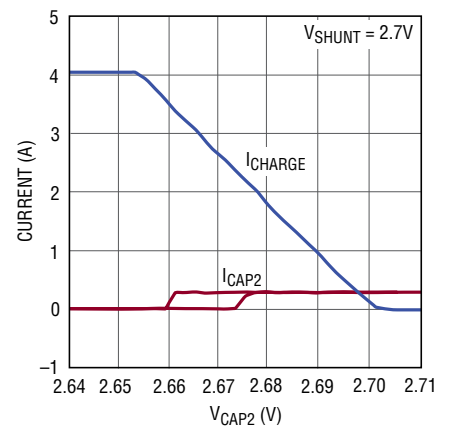
超级电容器后备操作



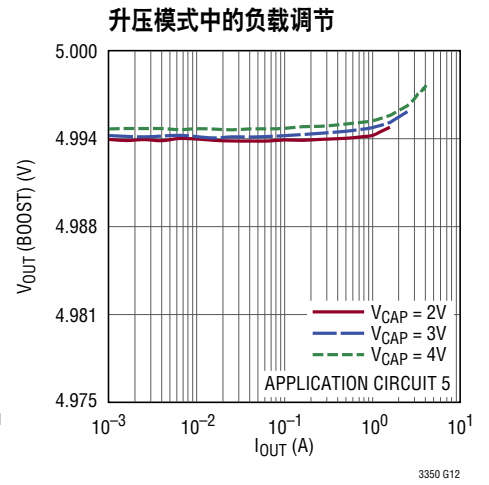
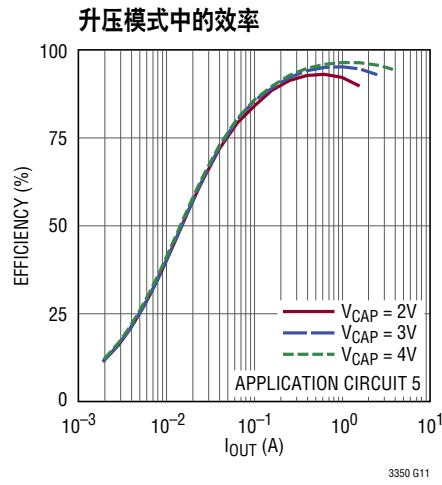
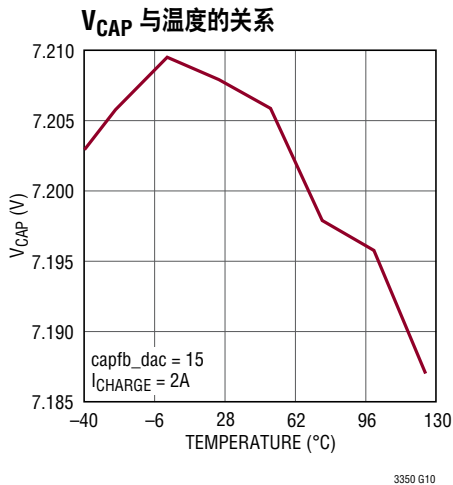
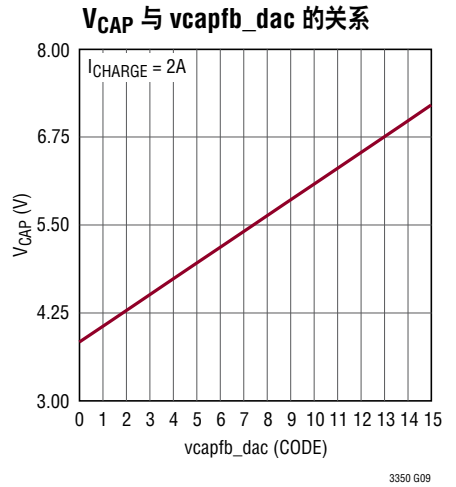
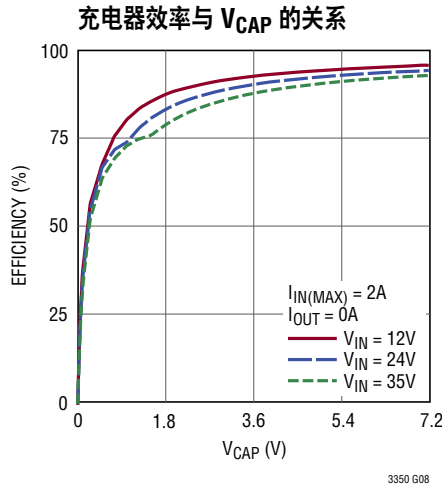
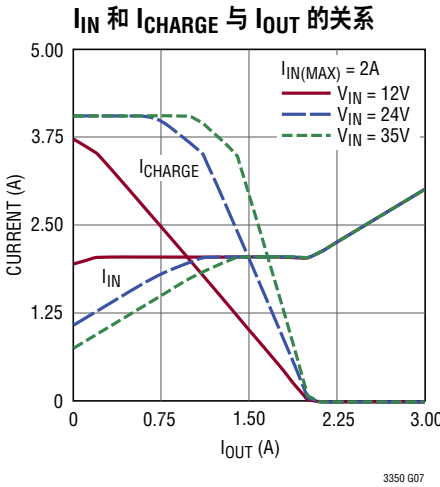
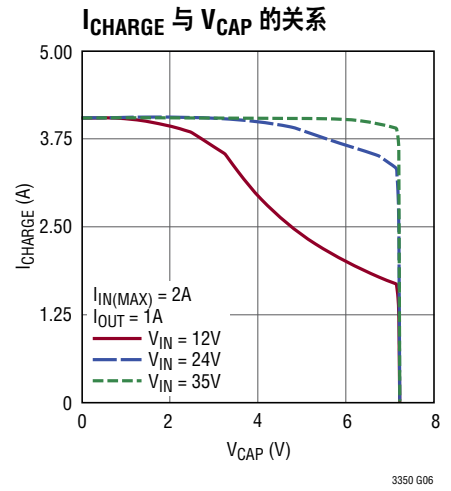
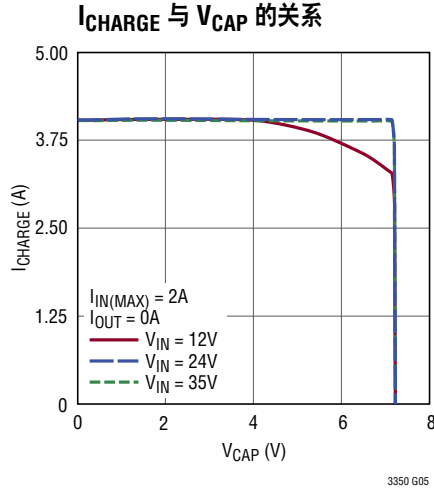
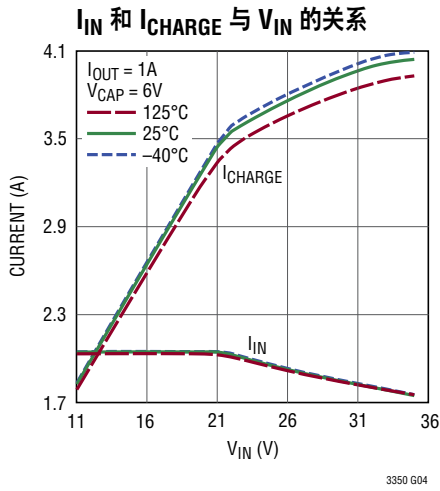
高电压 (HV) 电解电容器后备操作



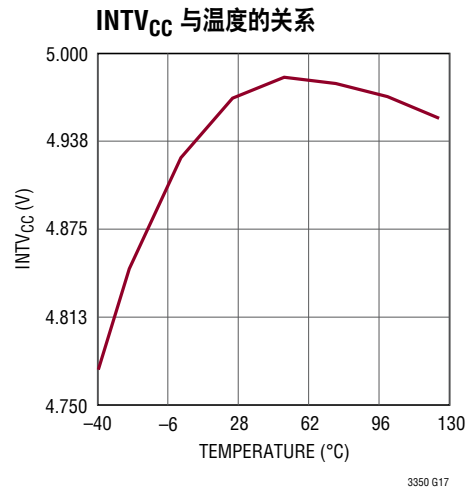
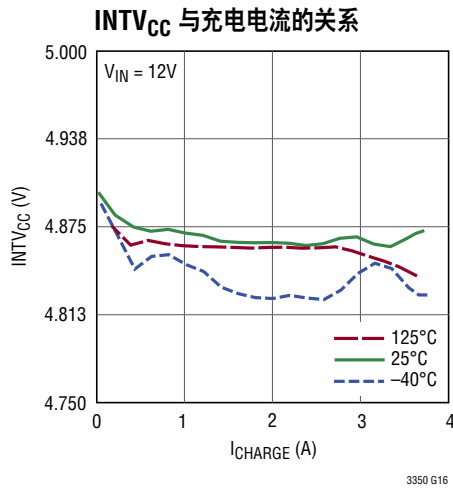
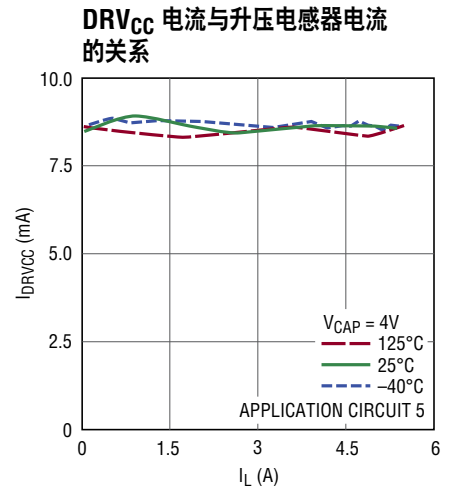
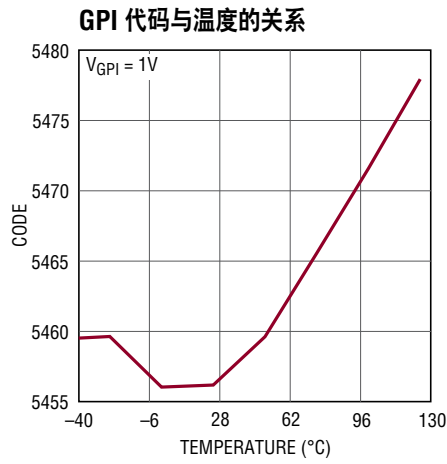
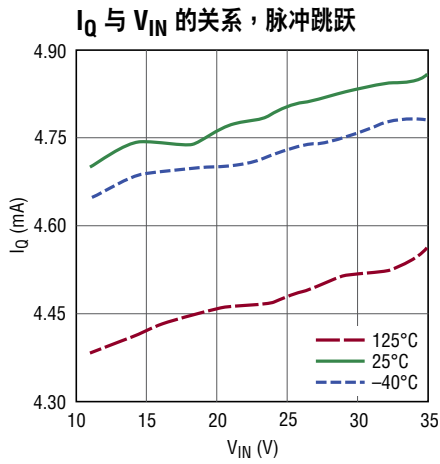
分路操作 (采用 V_{CAP2})



典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，针对应用电路 4，除非特别注明。



典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，针对应用电路 4，除非特别注明。



引脚功能

SCL (引脚 1)：用于 I²C/SMBus 串行端口的时钟引脚。

SDA (引脚 2)：用于 I²C/SMBus 串行端口的双向数据引脚。

SMBALERT (引脚 3)：中断输出。当超过了某个报警门限时该漏极开路输出被拉至低电平，并将保持低电平直到确认了器件对于一个 SMBus ARA 的响应为止。

CAPGD (引脚 4)：电容器电源良好。当 CAPFB 低于其调节点的 92% 时，该漏极开路输出被拉至低电平。

VC (引脚 5)：控制电压引脚。这是用于充电电流、输入电流、超级电容器组电压和输出电压控制环路的补偿节点。在 VC 和 SGND 之间连接了一个 RC 网络。该引脚的标称电压范围为 1V 至 3V。

CAPFB (引脚 6)：电容器组反馈引脚。该引脚负责补偿反馈环路的实现恒定电压调节。一个位于 VCAP 和 SGND 之间且中心抽头连接至 CAPFB 的外部电阻分压器用于设置最终的超级电容器组电压。当同步控制器在充电过程中处于恒定电压模式时，该引脚电压的标称值等于 VCAP DAC 的输出。

OUTFB (引脚 7)：升压模式反馈引脚。该引脚负责补偿反馈环路，以在输入电源故障期间采用处于升压模式的同步控制器来实现 V_{OUT} 的电压调节。一个位于 V_{OUT} 和 SGND 之间且中心抽头连接至 OUTFB 的外部电阻分压器用于设置输入电源不可用时的最小后备电源电压。当处在后备模式和同步控制器不处于电流限制状态时，该引脚电压的标称值为 1.2V。如需停用升压模式，则把 OUTFB 连接至 INTV_{CC}。

SGND (引脚 8)：信号地。所有的小信号和补偿组件均应连接至该引脚，接着在某一点连接至 PGND。应采用开尔文 (Kelvin) 连接方式将该引脚连接至电容器组的底板。

RT (引脚 9)：定时电阻器。同步控制器的开关频率通过在该引脚和 SGND 之间布设一个电阻器 R_T 来设定。该电阻器始终是必需的。如果没有这个电阻器，同步控制器将不起动。

GPI (引脚 10)：通用输入。该引脚上的电压直接由 ADC 进行数字化处理。对于高阻抗输入，可以选择一个内部缓冲器并将其用来驱动 ADC。可以把 GPI 引脚连接至一个负温度系数 (NTC) 热敏电阻以监视超级电容器组的温度。需要在 INTV_{CC} 和 GPI 之间连接一个低漂移偏置电阻器，并在 GPI 和地之间布设一个热敏电阻。不用时将 GPI 连接至 SGND。该引脚上的数字化电压可在 meas_gpi 寄存器中读取。

ITST (引脚 11)：用于电容测试电流的编程引脚。该电流用于以精确的速率对电容器组进行部分放电，从而完成电容测量。在电容器测量期间该引脚的电压保持在 1.2V。一个连接在该引脚和 SGND 之间的电阻器 R_{TST} 负责设置测试电流。R_{TST} 必须至少为 121Ω。

CAPRTN (引脚 12)：电容器组分流回程引脚。该引脚通过一个分流电阻器连接至电容器组中第一个超级电容器的接地底板。

CAP1 (引脚 13)：第一个超级电容器引脚。第一个超级电容器的顶板和第二个超级电容器的底板通过一个分流电阻器连接至该引脚。CAP1 和 CAPRTN 用于测量第一个超级电容器两端的电压，并使电流绕过该电容器以提供平衡和防止发生过压。该引脚与 CAPRTN 之间的电压经过了数字化处理并可在 meas_vcap1 寄存器中读取。

CAP2 (引脚 14)：第二个超级电容器引脚。第二个超级电容器的顶板和第三个超级电容器的底板通过一个分流电阻器连接至该引脚。CAP2 和 CAP1 用于测量第二个超级电容器

引脚功能

两端的电压，并使电流绕过该电容器以提供平衡和防止发生过压。不用时应将该引脚短路至 CAP1。该引脚与 CAP1 之间的电压经过了数字化处理并可在 meas_vcap2 寄存器中读取。

CAP3 (引脚 15)：第三个超级电容器引脚。第三个超级电容器的顶板和第四个超级电容器的底板通过一个分流电阻器连接至该引脚。CAP3 和 CAP2 用于测量第三个超级电容器两端的电压，并使电流绕过该电容器以提供平衡和防止发生过压。不用时应将该引脚短路至 CAP2。该引脚与 CAP2 之间的电压经过了数字化处理并可在 meas_vcap3 寄存器中读取。

CAP4 (引脚 16)：第四个超级电容器引脚。第四个超级电容器的顶板通过一个分流电阻器连接至该引脚。CAP4 和 CAP3 用于测量该电容器两端的电压，并使电流绕过该超级电容器以提供平衡和防止发生过压。不用时应将该引脚短路至 CAP3。该引脚与 CAP3 之间的电压经过了数字化处理并可在 meas_vcap4 寄存器中读取。由 ITST 引脚设定的电容测试电流从该引脚抽取。

CFP (引脚 17)：VCAPP5 充电泵跨接电容器正端子。在 CFP 和 CFN 之间布设一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容器。

CFN (引脚 18)：VCAPP5 充电泵跨接电容器负端子。在 CFP 和 CFN 之间布设一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容器。

VCAPP5 (引脚 19)：充电泵输出。内部充电泵把该引脚驱动至 $\text{VCAP} + \text{INTV}_{\text{CC}}$ ，该电压被用作 OUTFET 栅极驱动器和充电电流检测放大器的高压侧电源轨。在 VCAPP5 和 VCAP 之间连接一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容器。

OUTFET (引脚 20)：输出理想二极管栅极驱动输出。该引脚负责控制用作 V_{OUT} 和 V_{CAP} 之间的理想二极管的外部 N 沟道 MOSFET 的栅极。栅极驱动器从内部充电泵输出 VCAPP5 接收功率。N 沟道 MOSFET 的源极应连接至 VCAP，漏极应连接至 VOUTSN。如果输出理想二极管 MOSFET 未使用，则应将 OUTFET 浮置。

VCAP (引脚 21)：超级电容器组电压和充电电流检测放大器负输入。把该引脚连接至超级电容器组的顶端。该引脚上的电压经过了数字化处理并可在 meas_vcap 寄存器中读取。

ICAP (引脚 22)：充电电流检测放大器正输入。ICAP 和 VCAP 引脚负责测量检测电阻器 R_{SNSC} 两端的电压，以为控制环路和 ESR 测量系统提供瞬时电流信号。最大充电电流为 $32\text{mV}/R_{\text{SNSC}}$ 。

VCC2P5 (引脚 23)：内部 2.5V 稳压器输出。该稳压器负责给内部逻辑电路供电。利用一个最小 $1\mu\text{F}$ 的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器把该引脚去耦至地。

SW (引脚 24)：至电感器的开关节点连接。自举电容器 C_{B} 的负端子连接至该引脚。另外，此引脚上的电压还用作顶端 N 沟道 MOSFET 栅极驱动器的源极基准。在降压模式中，该引脚上的电压摆幅从地电位以下一个二极管 (外部) 正向电压至 V_{OUT} 。在升压模式中，电压摆幅从地电位至 V_{OUT} 以上一个二极管正向电压。

TGATE (引脚 25)：顶端栅极驱动器输出。该引脚是用于顶端外部 N 沟道 MOSFET 的浮动栅极驱动器的输出。该引脚上的电压摆幅从地电位至 $V_{\text{OUT}} + \text{DRV}_{\text{CC}}$ 。

BST (引脚 26)：TGATE 驱动器电源输入。自举电容器 C_{B} 的正端子连接至该引脚。该引脚的摆幅从 DRV_{CC} 以下一个二极管压降至 $V_{\text{OUT}} + \text{DRV}_{\text{CC}}$ 。

BGATE (引脚 27)：底端栅极驱动器输出。该引脚负责驱动位于 PGND 和 DRV_{CC} 之间的底端外部 N 沟道 MOSFET。

DRV_{CC} (引脚 28)：用于底端栅极驱动器的电源轨。将该引脚连接至 INTV_{CC} 或者一个外部电源。利用一个最小 $2.2\mu\text{F}$ 的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器把该引脚去耦至地。该引脚上的电压不要超过 5.5V。

引脚功能

INTV_{CC} (引脚 29)：内部 5V 稳压器输出。控制电路和栅极驱动器 (当连接至 DRV_{CC} 时) 由该电源供电。如果未连接至 DRV_{CC}，则利用一个最小 1 μ F 的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器把该引脚去耦至地。

VOUTSN (引脚 30)：输入电流限制放大器负输入。一个位于 VOUTSP 和 VOUTSN 之间的检测电阻器 R_{SNSI} 负责设定输入电流限值。最大输入电流为 32mV/R_{SNSI}。一个跨接在检测电阻器两端的 RC 网络可用于修改环路补偿。如欲停用输入电流限制功能，则把该引脚连接至 VOUTSP。

VOUTSP (引脚 31)：后备系统电源电压和输入电流限制放大器正输入。VOUTSP 和 VOUTSN 引脚两端的电压用于调节输入电流。另外，该引脚还充当 IC 的电源。该引脚上的电压经过了数字化处理并可在 meas_vout 寄存器中读取。

VOUTM5 (引脚 32)：V_{OUT} - 5V 稳压器。该引脚被调节至 V_{OUT} 以下 5V 或地电位 (如果 V_{OUT} < 5V)。该电压轨负责给输入电流检测放大器供电。采用至少 1 μ F 的电容器将该引脚去耦至 V_{OUT}。

INFET (引脚 33)：输入理想二极管栅极驱动输出。该引脚负责控制用作 V_{IN} 和 V_{OUT} 之间理想二极管的外部 N 沟道 MOSFET 的栅极。栅极驱动器从一个内部充电泵接收功率。N 沟道 MOSFET 的源极应连接至 V_{IN}，而漏极应连接至 VOUTSP。如果输入理想二极管 MOSFET 未使用，则应将 INFET 浮置。

V_{IN} (引脚 34)：外部 DC 电源输入。利用至少 0.1 μ F 的电容器将该引脚去耦至地。该引脚上的电压经过了数字化处理并可在 meas_vin 寄存器中读取。

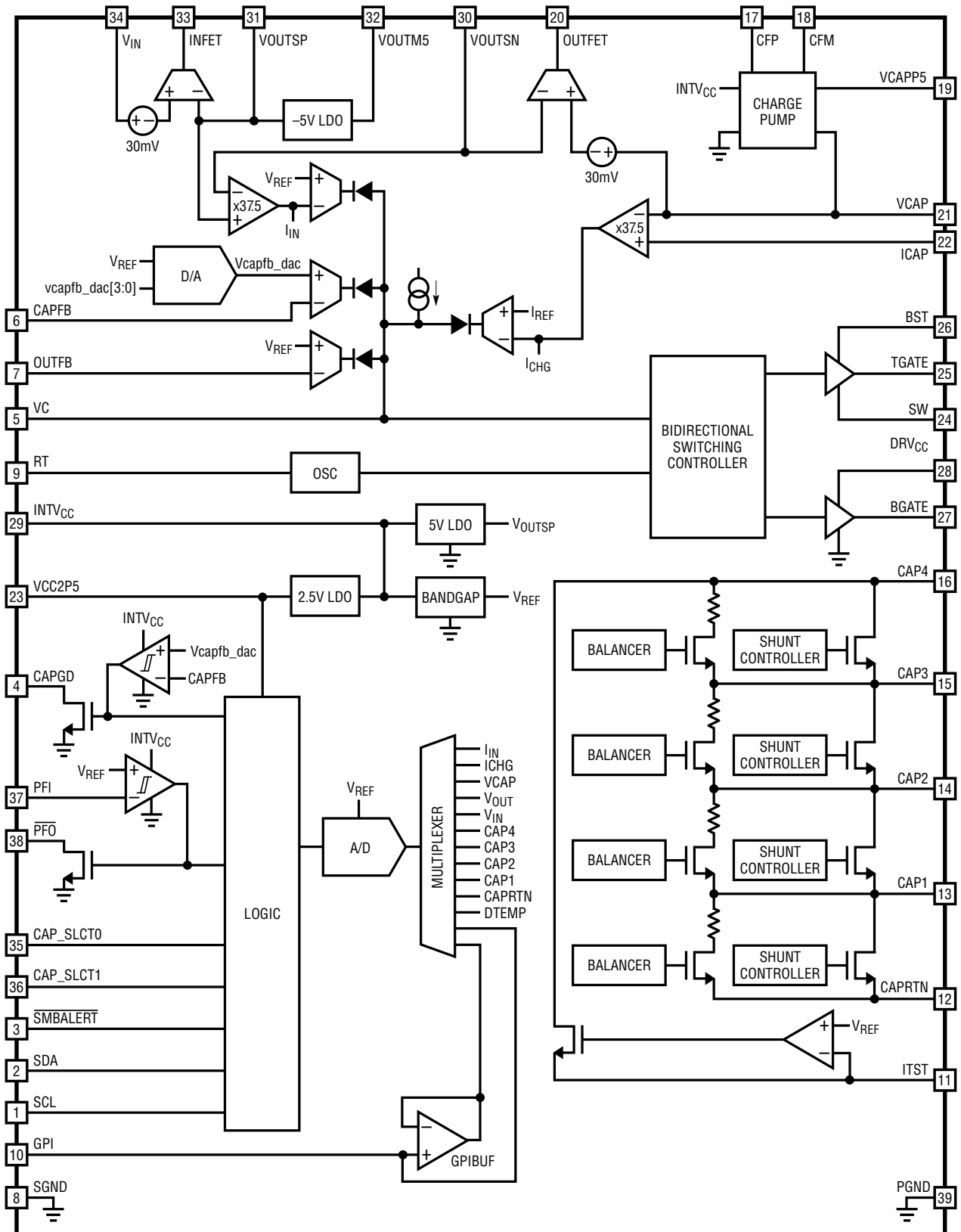
CAP_SLCT0, CAP_SLCT1 (引脚 35、36)：CAP_SLCT0 和 CAP_SLCT1 负责设定所使用的超级电容器数目。请参阅“应用信息”部分中的“表 1”。

IPFI (引脚 37)：电源故障比较器输入。当该引脚的电压降至低于 1.17V 时，PFO 被拉至低电平并使能升压模式。

PFO (引脚 38)：电源故障比较器输出。当出现某种电源故障时该漏极开路输出将被拉至低电平。

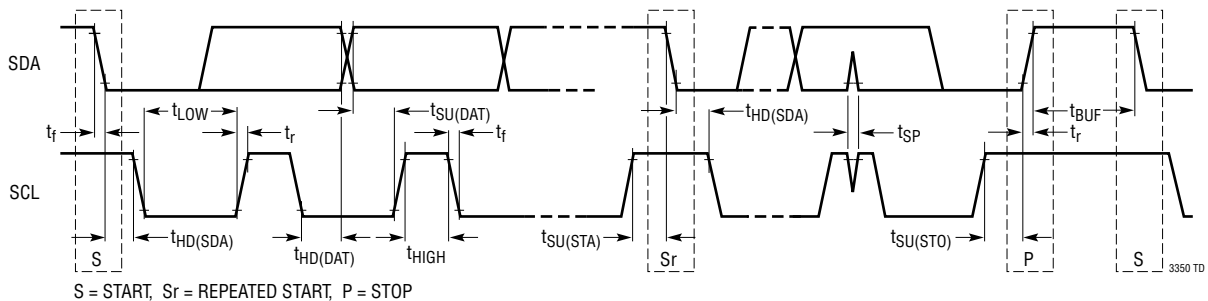
PGND (裸露衬垫引脚 39)：电源地。该裸露衬垫必须利用若干个位于 LTC3350 正下方的过孔连接至一个位于印刷电路板第二层上的完整接地平面，以实现额定的热性能。此引脚必须连接至 SGND 引脚。

方框图



3350 BD

时序图

I²C 总线上的 F/S 模式器件的定时定义

工作原理

引言

LTC3350 是高度集成的后备电源控制器和系统监视器。它具有一个双向开关控制器、输入和输出理想二极管、超级电容器分流器 / 平衡器、一个电源故障比较器、一个 14 位 ADC 以及 I²C/SMBus 可编程性和状态报告功能。

如果 V_{IN} 高于一个可在外部编程的 PFI 门限电压，则同步控制器工作在降压模式并对一串超级电容器组进行充电。一个可编程输入电流限值可确保超级电容器能够以输入可支持的可能最大的充电电流自动充电。如果 V_{IN} 低于 PFI 门限，则同步控制器将作为升压型转换器反向运行，以从超级电容器组向 V_{OUT} 供电。

两个理想二极管控制器负责驱动外部 MOSFET 以提供从 V_{IN} 和 V_{CAP} 至 V_{OUT} 的低损耗电源通路。这些理想二极管可与双向控制器无缝地配合工作，以在不对 V_{IN} 进行反向驱动的情况下从超级电容器组向 V_{OUT} 供电。

LTC3350 可为 1 至 4 个串联超级电容器组提供平衡和过压保护。内部电容电压平衡器免除了增设外部平衡电阻器的需要。过压保护由分路调节器（其采用了一个内部开关和一个跨接在每个超级电容器两端的外部电阻器）来提供。

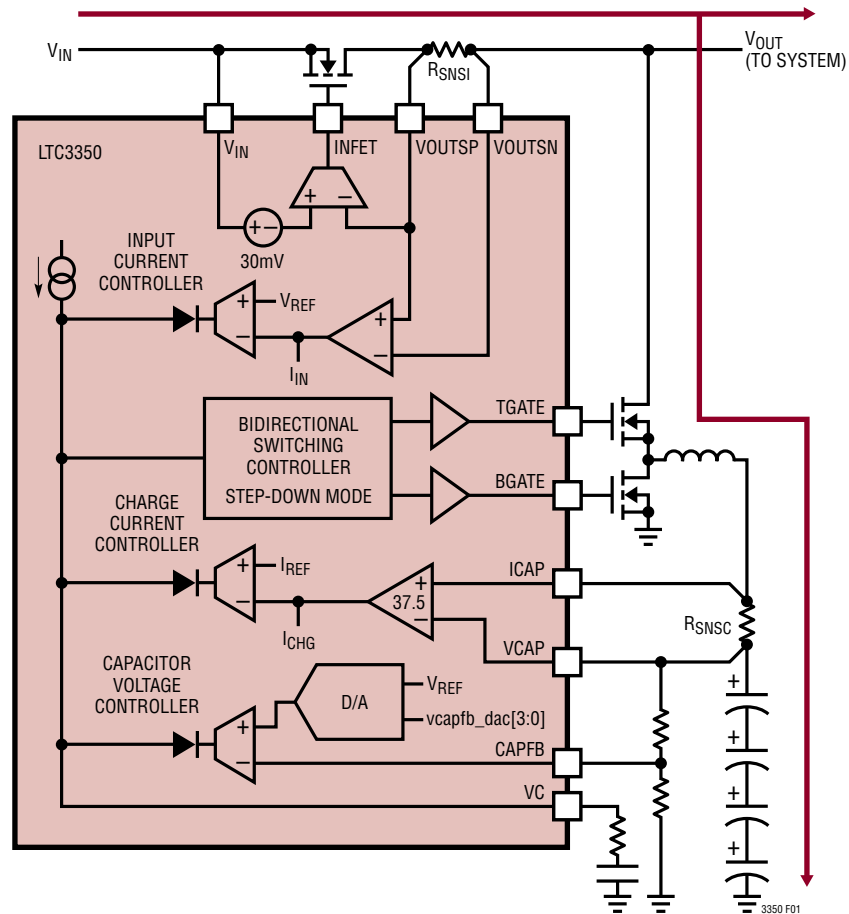
LTC3350 可监视系统电压、电流和芯片温度。提供了一个通用输入 (GPI) 引脚以测量一个附加的系统参数或实施一项热敏电阻测量。此外，LTC3350 还能测量超级电容器组的电容量和电阻。这可提供超级电容器组的“健康状况”指示，再加上 V_{CAP} 电压测量，将给出有关总储能以及可提供之最大功率的信息。

双向开关控制器 — 降压模式

双向开关控制器专为给一个串联超级电容器组进行充电而设计 (图 1)。充电以一个恒定的电流进行，直到超级电容器达到其最大充电电压 (该电压由 CAPFB 伺服电压和位于 V_{CAP} 和 CAPFB 之间的电阻分压器决定) 为止。最大充电电流由与电感器串联使用的检测电阻器 R_{SNSC} 的阻值来决定。充电电流环路负责将检测电阻器两端的电压维持在 32mV。当充电操作开始时，一个内部软起动斜坡将在 2ms 的时间里使充电电流从零增加至满电流。 V_{CAP} 电压和充电电流可分别从 meas_vcap 和 meas_ichrg 寄存器读取。

LTC3350 通过限制降压模式中开关电源吸收的输入电流来提供恒定功率充电 (对于一个固定的 V_{IN})。输入电流限制功能将减小充电电流以把输入检测电阻器 R_{SNSI} 两端的电压

工作原理

图 1：电源通路方框图 — 可从 V_{IN} 供电

限制为 32mV。如果系统负载与超级电容器充电电流的组合足够大而导致开关控制器达到编程输入电流限值，则输入电流限制环路将减小充电电流（减小的幅度精确地等于使外部负载得以满足所需的数值）。即使设置的充电电流超过了容许的输入电流，也不会违反输入电流规格；超级电容器充电器将根据需要减小其电流。请注意，器件的静态电流和栅极驱动电流不包含在输入电流测量之中。输入电流可从 `meas_iin` 寄存器读取。

双向开关控制器 — 升压模式

双向开关控制器起一个升压转换器的作用，在输入电源不可用的情况下从超级电容器向 V_{OUT} 供电（图 2）。PFI 比较器

负责使能升压模式。 V_{OUT} 电压由一个位于 V_{OUT} 和 $OUTFB$ 之间的电阻分压器来设定。如欲停用升压模式，则把 $OUTFB$ 连接至 $INTV_{CC}$ 。

升压模式可以与输出理想二极管结合使用。可将 V_{OUT} 电压设定在电容组电压以下。一旦拿掉了输入电源， V_{OUT} 的电源将由超级电容组通过输出理想二极管来提供。当负载电流对超级电容器组放电时， V_{CAP} 和 V_{OUT} 将下降。当 $OUTFB$ 上的电压降至低于 1.3V 时，输出理想二极管将切断，而且 V_{OUT} 将下降至 V_{CAP} 以下达一个 PN 二极管压降（约 700mV）。如果 $OUTFB$ 在输出理想二极管关断时降至低于 1.2V，则同步控制器将立即接通。如果 $OUTFB$ 在输出理想二极管关断时高于 1.2V，则负载电流将在一段时间里流过

工作原理

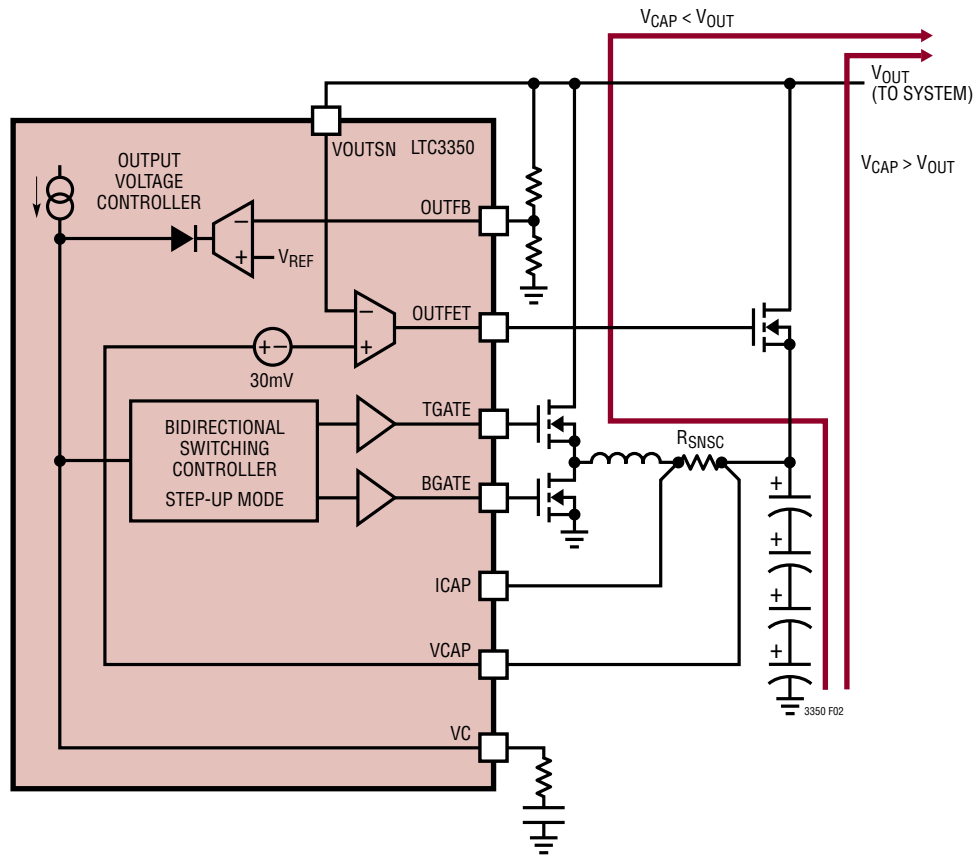


图 2：电源通路方框图 — 电源后备

输出理想二极管 N 沟道 MOSFET 的体二极管，直到 OUTFB 降到 1.2V 为止。同步控制器将在其接通时把 OUTFB 调节至 1.2V，并在超级电容器放电至地时保持 V_{OUT} 。

在升压模式中，同步控制器将在 V_{CAP} 小于 $(V_{OUT} - 100\text{mV})$ 时异步运行。它将在 V_{CAP} 下降至比 V_{OUT} 低 200mV 时同步运行。

理想二极管

LTC3350 具有两个负责驱动外部 N 沟道 MOSFET 的理想二极管。这些理想二极管包括一个精准放大器，该放大器用于在 V_{OUT} 上的电压大约比 V_{IN} 或 V_{CAP} 上的电压低 30mV (V_{FWD}) 时驱动 N 沟道 MOSFET 的栅极。在该放大器的线

性范围之内，理想二极管的小信号电阻将相当低，从而使正向压降接近 30mV。在较高的电流水平下，MOSFET 将处于完全导通状态。

输入理想二极管可防止超级电容器在后备模式中对 V_{IN} 进行反向驱动。一个快速断开比较器可在 V_{IN} 降至 V_{OUT} 以下达 30mV 时切断 N 沟道 MOSFET。另外，PFI 比较器也将在电源故障期间关断 MOSFET。

输出理想二极管提供了在 V_{IN} 不可用的情况下由超级电容器为 V_{OUT} 供电的通路。除了一个快速断开比较器之外，输出理想二极管还具有一个快速导通比较器，其负责在 V_{OUT} 降至比 V_{CAP} 低 65mV 时接通外部 MOSFET。当 OUTFB 刚刚高于调节点时，输出理想二极管将关断，从而允许同步控制器在升压模式中为 V_{OUT} 供电。

工作原理

栅极驱动电源 (DRV_{CC})

底端栅极驱动器从 DRV_{CC} 引脚供电。它一般连接至 INTV_{CC} 引脚。另外，也可以采用一个外部 LDO 来给栅极驱动器供电，以最大限度地减少 IC 内部的功率耗散。详见“应用信息”部分。

欠压闭锁 (UVLO)

内部欠压闭锁电路负责监视 INTV_{CC} 和 DRV_{CC} 引脚。开关控制器保持在断开状态，直到 INTV_{CC} 升至高于 4.3V 和 DRV_{CC} 升至高于 4.2V 为止。假如 INTV_{CC} 降到 4V 以下或 DRV_{CC} 降至低于 3.9V，则 UVLO 上的迟滞将切断控制器。

直到 VOUTSN 比超级电容器电压高出 185mV 和 V_{IN} 高于 PFI 门限时才使能充电操作。当 VOUTSN 降至超级电容器电压的 90mV 以内或 V_{IN} 低于 PFI 门限时，停用充电。

RT 振荡器和开关频率

RT 引脚用于设置开关频率。一个连接在该引脚和地之间的电阻器 R_T 负责根据下式来设定开关频率：

$$f_{sw} (\text{MHz}) = \frac{53.5}{R_T (\text{k}\Omega)}$$

另外，R_T 还设定了在 meas_cap 寄存器中报告的电容器测量值的比例因子，本数据表的“电容和 ESR 测量”部分对此进行了说明。

输入过压保护

LTC3350 在其输入端上具有过压保护功能。如果 V_{IN} 超过 38.6V，则开关控制器将把两个开关都保持在断开状态。如果 V_{IN} 降至低于 37.2V，则控制器将恢复执行开关操作。

V_{CAP} DAC

用于 CAPFB 伺服点的反馈基准可采用一个内部 4 位数模转换器 (DAC) 来设置。基准电压可设置在 0.6375V 至 1.2V

之间 (增量为 37.5mV)。DAC 默认至全标度 (1.2V) 并通过 vcapfb_dac 寄存器进行设置。

超级电容器随着其老化而损失电容量。通过在一开始将 V_{CAP} DAC 设定在一种低设置，可使超级电容器上的最终充电电压随着其老化而增加，以在超级电容器的整个使用期内保持恒定的后备储能水平。

电源故障 (PF) 比较器

LTC3350 包含一个快速电源故障 (PF) 比较器，其在输入电压 V_{IN} 降低至低于一个外部编程门限电压时把器件从充电操作切换至后备模式。在后备模式中，输入理想二极管关断，由超级电容器直接通过输出理想二极管或通过同步控制器 (在升压模式中) 来给负载供电。

PF 比较器门限电压由一个外部电阻分压器通过 PFI 引脚来设置。PF 比较器的输出还驱动一个漏极开路 NMOS 晶体管的栅极，以通过 PFO 引脚报告状态。当输入电源可用时，PFO 引脚呈高阻抗。当 V_{IN} 降低至低于 PF 比较器门限时，PFO 下拉至地电位。

PF 比较器的输出也可以从 chrg_status 寄存器中的 chrg_pfo 位读取。

充电状态指示

LTC3350 包括一个比较器，其负责通过 CAPGD 引脚上的一个漏极开路 NMOS 晶体管来报告超级电容器的状态。该引脚被拉至地电位，直到 CAPFB 引脚电压上升至 V_{CAP} DAC 设定值的 8% 以内为止。一旦 CAPFB 引脚高于该门限，则 CAPGD 引脚变至高阻抗。

该比较器的输出也可以从 chrg_status 寄存器中的 chrg_cappg 位读取。

电容电压平衡器

LTC3350 具有一个集成型主动电容器组平衡器。该平衡器缓慢地平衡所有电容器的电压以使其彼此之间的差异在大约 10mV 以内。这通过使每个电容器上的电压尽可能低以实

工作原理

现所需的总电容器组电压，最大限度地延长了超级电容器的使用寿命。当任何两个电容器电压之间的差异超过了 10mV 时，具有最高电压的那个电容器将利用一个阻性平衡器以大约 10mA 的电流放电，直到所有电容器电压彼此之间的差异都在 10mV 以内为止。

电容分路调节器

除了平衡之外，还必需保护每个电容器以避免其在充电期间遭受过压。由于制造公差或老化程度不均的原因，堆栈中的电容器将不会具有完全相同的电容。这将导致在相同的充电电流条件下电容器电压以不同的速率增加。假如这种失配的严重程度足够高，或者电容器逐步充电至接近其最大电压，那么将有必要限制某些电容器上的电压增加，同时仍然给其他的电容器充电。对于一个电压逐渐接近可编程分路电压的电容器，可以让高达 500mA 的电流从其旁边绕过。该分路电流减低了该电容器相对于其他电容器的充电速率。如果某个电容器持续接近其分路电压，则减小充电电流。这可以避免该电容器遭受过压，同时依然为其他的电容器充电（不过充电速率有所降低）。分路电压可在 `vshunt` 寄存器中编程。可以设置高达 3.6V 的分路电压（增量为 183.5 μ V）。可以通过把 `vshunt` 设置为零（0x0000）来停用分路调节器。默认值为 0x3999，因而产生一个 2.7V 的分路电压。

I²C/SMBus 和 SMBALERT

LTC3350 包含一个 I²C/SMBus 端口。该端口负责与 LTC3350 进行通信以实现配置和遥测数据回读。这个端口支持两种 SMBus 格式，即“读字”（read word）和“写字”（write word）。请查阅 SMBus 规范以了解这些格式的详情。可通过该端口访问的寄存器被编排在 8 位地址总线上，而且每个寄存器为 16 字宽。SMBus 读 / 写字格式的“命令代码”（或子地址）是这些寄存器各自的 8 位地址。LTC3350 的地址是 0b0001001。

当超过了某个使能限值或发生了某种使能状态事件时，SMBALERT 引脚被置为有效（拉至低电平）（见“限值检查和报警”及“监视器状态寄存器”）。LTC3350 将只在对一个

SMBus 警示响应地址（ARA）做出响应之后解除 SMBALERT 引脚的有效状态，ARA 是一种用于响应 SMBALERT 的 SMBus 协议。主机将从 ARA（0b0001100）读取数据，而且每个把 SMBALERT 置为有效的器件将开始利用其地址做出响应。响应器件的仲裁方式是仅让具有最低地址的器件进行响应。只有当一个器件利用其地址做出了响应之后，它才会释放 SMBALERT 信号。如果多个器件将 SMBALERT 信号置为有效，则需要从 ARA 进行多次读取操作。如需了解更多信息，请查阅 SMBus 规范。

有关可通过该接口进行访问之寄存器的细节，请阅读本数据表的“寄存器映射”和“寄存器描述”部分。

模数转换器

LTC3350 具有一个集成型 14 位 $\Delta\Sigma$ 模数转换器（ADC）。该转换器在所有的测量通道之间自动地多路复用，而其结果则存储在可通过 I²C/SMBus 端口访问的寄存器中。由 ADC 测量的通道有 11 个，其中每个通道的测量时间大约需要 1.6ms。除了提供与系统电压和电流相关的状态信息之外，某些此类测量还被 LTC3350 用来平衡、保护和测量堆栈中的电容器。

模数转换的结果作为一个带符号的二进制补码数存储在一个 16 位寄存器中。该补数较低的两个位是副比特（sub-bit）。这些位是 ADC 的输出，其噪声过高以至于无法在任何单次转换中可靠地使用，不过，如果对多个采样进行了平均处理，也可以把它们包含进去。

来自 ADC 的测量结果直接存储在 `meas_vcap1`、`meas_vcap2`、`meas_vcap3`、`meas_vcap4`、`meas_gpi`、`meas_vin`、`meas_vcap`、`meas_vout`、`meas_iin` 和 `meas_ichg` 寄存器中。

电容值和 ESR 测量

LTC3350 能够测量其超级电容器组的电容值和等效串联电阻（ESR）。该测量对于系统的影响极小，而且可在超级电容器后备系统联机的情况下进行。这项测量对电容器组进行

工作原理

少量 (200mV) 的放电。如果输入电源在该测试的过程中发生故障，则器件将进入后备模式且测试将终止。

电容值测试仅在超级电容器完成充电之时进行。该测试短暂地停用充电器，然后利用一个精确的电流使超级电容器放电 200mV。测量出放电时间并采用它与存储在 `meas_cap` 寄存器中的该测量之结果来计算电容。报告的数字与整个电容器组的电容成比例。采用 `ctrl_reg` 寄存器中的 `ctl_cap_scale` 位可以设定两种不同的比例。如果 `ctl_cap_scale` 位设定为 0 (对于大数值电容器组)，则采用下式将 `meas_cap` 值转换为法拉：

$$C_{\text{STACK}} = \frac{R_T}{R_{\text{TST}}} \cdot 336\mu\text{F} \cdot \text{meas_cap}$$

如果 `ctl_cap_scale` 位被设定为 1 (对于小数值电容器组)，则使用下式将 `meas_cap` 值转换为法拉：

$$C_{\text{STACK}} = \frac{R_T}{R_{\text{TST}}} \cdot 3.36\mu\text{F} \cdot \text{meas_cap}$$

在前面的这两个方程中， R_T 为 R_T 引脚上的电阻器，而 R_{TST} 则是 $ITST$ 引脚上的电阻器。

ESR 测试在电容测试之后立刻进行。开关控制器接通和关断若干次。测量出充电电流和电容器组电压中的变化。这些测量结果用于计算相对于充电电流检测电阻器的 ESR。该测量的结果存储在 `meas_esr` 寄存器中。在 `meas_esr` 中报告的数值可采用下式转换为欧姆：

$$R_{\text{ESR}} = \frac{R_{\text{SNSC}}}{64} \cdot \text{meas_esr}$$

式中的 R_{SNSC} 是与电感器相串联的充电电流检测电阻器。

电容和电容器 ESR 测量不像其他测量那样是自动运行的。它们必须通过设定 `ctrl_reg` 寄存器中的 `ctl_strt_capesr` 位来启动。一旦测量开始，这个位将自动清零。如果

`cap_esr_per` 寄存器被设定为一个非零值，则测量将在 `cap_esr_per` 寄存器中设置的时间之后重复进行。`cap_esr_per` 寄存器中的每个 LSB 代表 10 秒。

电容值和 ESR 测量可能由于几种原因而无法完成，在这些场合中将设定各自的 `mon_cap_failed` 或 `mon_esr_failed` 位。电容值测试未能完成的原因可能是电源故障或者 200mV 的放电使 `CAPGD` 比较器发生跳变。如果电容值测试失败，那么 ESR 测试也将无法进行。ESR 测试采用充电器来提供一个电流，然后测量有该电流和没有该电流情况下的超级电容器组电压。如果 ESR 大于 $1024 \cdot R_{\text{SNSC}}$ ，则 ESR 测量将失败。ESR 测量是自适应的：它采用从先前测量获得的 ESR 数据来设置测试电流。当首次上电时，电容和 ESR 测试最初应运行几次以从系统获得最高的准确度。最初的一两次测量可能得到的是低质量的结果或未能顺利完成，而在经历了数次运行之后将会完成测量并获得一个高质量的结果。

监视器状态寄存器

LTC3350 具有一个监视器状态寄存器 (`mon_status`)，其包含了负责指示电容和 ESR 监视系统状况的状态位。在电容器和 ESR 测量期间，当遭遇某些事件时将由电容器监视器对这些位进行设定和清零，如“电容和 ESR 测量”部分所述。

有一个对应的 `msk_mon_status` 寄存器。给这些位中的任何一个写入一个“1”将导致 `SMBALERT` 引脚在 `msk_mon_status` 寄存器中的对应位具有一个上升沿时被拉至低电平。这可减少 LTC3350 在等待某个电容或 ESR 测量完成时的轮询次数。

`mon_status` 和 `msk_mon_status` 寄存器的详情请见本数据表的“寄存器描述”部分。

工作原理

充电状态寄存器

LTC3350 充电器状态寄存器 (chrg_status) 包含了与充电器、开关电源、分流器和平衡器状况有关的数据。该寄存器的详情可参阅本数据表的“寄存器描述”部分。

限值检查和报警

LTC3350 具有一种限值检查功能，其将根据 I²C/SMBus 可编程限值来检查每个测量值。该功能是可任选的，而且所有的限值均默认为“停用”。限值检查专为简化系统监视而设计，免除了连续轮询 LTC3350 以获得测量数据的需要。

如果某个测量参数超出了使能限值的编程水平，则 alarm_reg 寄存器中的相关位被设定为高电平，且 $\overline{\text{SMBALERT}}$ 引脚被拉至低电平。这将通知 I²C/SMBus 主机有一个限值被超过。随后就可以对报警寄存器进行读操作以精确地确定哪些编程限值被超过。

11 个通道共用单个 ADC，同一个通道的连续测量之间大约间隔 18ms。在瞬变情况下，可以允许这些参数在连续的 ADC 测量之间超过其编程水平，并不会设定报警。

一旦 LTC3350 对某个 SMBus ARA 做出了响应，则 $\overline{\text{SMBALERT}}$ 引脚被释放。器件将不会再次把该引脚拉至低电平，直到另一个限值被超过为止。如需使一个被超过的限值复位，则必须通过给 clr_alarms 寄存器中各自的位写入一个“1”来对其进行清零。

LTC3350 有多个寄存器被用于限值检查。个别限值在 msk_alarm 寄存器中启用和停用。当某个启用报警的测量值超过了针对该报警的编程水平时，则此报警被设定。这个报警只可以通过给 clr_alarms 寄存器的合适位写入一个“1”来清除。所有已被设定且尚未被清除的报警都可以在 alarm_reg 寄存器中读取。

所有的个别测量电压都具有一个对应的欠压 (uv) 和过压 (ov) 报警电平。所有的个别电容器电压均与在 cap_ov_lvl 和 cap_uv_lvl 寄存器中设定的相同报警电平进行比较。输

入电流测量具有一个在 iin_oc_lvl 寄存器中设置的过流 (oc) 报警。充电电流具有一个在 ichg_uc_lvl 寄存器中设置的欠流报警。

芯片温度传感器

LTC3350 具有一个集成型芯片温度传感器，该传感器由 ADC 负责监视，而且其检测结果经数字化处理之后存储在 meas_dtemp 寄存器中。通过设定 dtemp_cold_lvl 和 / 或 dtemp_hot_lvl 寄存器并启用其在 msk_alarm 寄存器中各自的报警，可以针对芯片温度设定一个报警。如欲把 meas_dtemp 寄存器中的代码转换为摄氏度，可采用下式：

$$T_{\text{DIE}} (\text{°C}) = 0.028 \cdot \text{meas_dtemp} - 251.4$$

通用输入

通用输入 (GPI) 引脚可用于测量一个附加的系统参数。该引脚上的电压直接由 ADC 进行数字化处理。对于高阻抗输入，可以选择一个内部缓冲器并用它来驱动 ADC。该缓冲器通过设定 ctl_reg 寄存器中的 ctl_gpi_buffer_en 位来使能。利用该缓冲器，输入范围被限制在 0V 至 3.5V 之间。如果该缓冲器未被使用，则输入范围为 -0.3V 至 5.5V，然而，ADC 的输入级将从该引脚吸收约 0.4μA/V。ADC 输入是一个以大约 1MHz 频率运行的开关电容器放大器，因此该吸收电流将位于此频率。可以通过启用缓冲器来消除该引脚电流，不过代价是输入范围变小和偏移增加。

报警可用于该引脚电压，电平采用 gpi_uv_lvl 和 gpi_ov_lvl 寄存器来设置。这些报警采用 msk_alarms 寄存器中的 msk_gpi_uv 和 msk_gpi_ov 位来启用。

如需监视超级电容器组的温度，可以把 GPI 引脚连接至一个负温度系数 (NTC) 热敏电阻。需要在 INTV_{CC} 和 GPI 之间连接一个低漂移偏置电阻器，并需要将一个热敏电阻连接在 GPI 和地之间。不用时应将 GPI 连接至 SGND。

应用信息

数字配置

虽然 LTC3350 拥有大量的数字功能，但基本应用只需其中少量的几种。如果分路电压需要一个不同于 2.7V 默认值的数值，则其应采用 vshunt 寄存器来设置。电容器电压反馈基准默认为 1.2V；其可在 vcapfb_dac 寄存器中变更。

所有其他的数字功能都是可任选的，并用于监视。ADC 可自动运行和存储转换结果至寄存器 (例如：meas_vcap)。电容和 ESR 测量仅在请求的情况下运行，不过，如果需要可以安排它们重复进行 (ctl_strt_capesr 和 cap_esr_per)。每个测量参数都具有可编程的限值 (比如：vcap_uv_lvl 和 vcap_ov_lvl)，当使能时可以触发报警和 SMBALERT。这些报警默认至“停用”。

电容器配置

LTC3350 可以与 1 至 4 个超级电容器配合使用。如果使用的电容器少于 4 个，则必须把电容器布设在 CAPRTN 和 CAP4 之间，而且未用的 CAP 引脚必须连接至在用的 CAP 引脚中最高的那个。例如：倘若使用了三个电容器，那么 CAP4 应连接至 CAP3。假如只使用了两个电容器，则 CAP4 和 CAP3 皆应连接至 CAP2。使用电容器的数目必须在 CAP_SLCT0 和 CAP_SLCT1 引脚上设置，采取的方法是将这些引脚连接至 VCC2P5 (对于一个“1”)，和地 (对于一个“0”)，如表 1 所示。在这些引脚上设置的数值可通过 I²C/SMBus 从 num_caps 寄存器读回。

表 1

CAP_SLCT1	CAP_SLCT0	num_caps 寄存器值	电容器的 数目
0	0	0	1
0	1	1	2
1	0	2	3
1	1	3	4

电容器分路调节器编程

V_{SHUNT} 通过 I²C/SMBus 接口进行设置并在初始上电时默认至 2.7V。V_{SHUNT} 可保持对任何个别电容器上电压的限

制 (通过在电压接近 V_{SHUNT} 时接通该电容器周围的一个分路来实现)。CAPRTN、CAP1、CAP2、CAP3 和 CAP4 必须通过充当内部分路之镇流器的电阻器连接至超级电容器。分路电流大约为 V_{SHUNT} 除以两倍的分路电阻值。当 V_{SHUNT} 为 2.7V 时，对于 500mA 的分路电流，应采用 2.7Ω 的电阻器。分流器具有一个高达 75% 的占空比。单个分路电阻器中耗散的功率约为：

$$P_{SHUNT} \approx \frac{3V_{SHUNT}^2}{16R_{SHUNT}}$$

并且应相应地确定电阻器的大小。如果分路停用，则使 R_{SHUNT} 为 100Ω。

由于分路电流小于开关电源所能提供的电流，因此片内逻辑电路将自动减小充电电流以使分路能够保护电容器。一旦任何一个分路被启动，这将极大地减慢充电速率。为此，应将 V_{SHUNT} 设置得尽可能地高，以降低其在某个充电周期中启动的可能性。理想的情况是，把 V_{SHUNT} 设定得足够高，以使任何可能的电容器失配都不会导致分路接通。这将使充电器以尽可能高的充电电流运作并缩短充电时间。如果分路从不接通，则充电循环将快速完成，而且平衡器最终将实现电容器上电压的均衡。另外，分路设置还可用于针对测试、存储或其他目的来进行电容器的放电。

设定输入和充电电流

最大输入电流由 VOUTSP 和 VOUTSN 引脚两端上的电阻 R_{SNSI} 决定。最大充电电流由与电感器串联使用的检测电阻器 R_{SNSC} 的阻值决定。输入和充电电流环路将其各自检测电阻器两端的电压保持在 32mV。因此，最大输入电流和充电电流为：

$$I_{IN(MAX)} = \frac{32mV}{R_{SNSI}}$$

$$I_{CHG(MAX)} = \frac{32mV}{R_{SNSC}}$$

应用信息

峰值电感器电流限值 I_{PEAK} 比最大充电电流高出 80%，其等于：

$$I_{PEAK} = \frac{58mV}{R_{SNSC}}$$

请注意，输入电流限值并不包括器件的静态电流和栅极驱动电流。器件吸收的总电流将为 $I_{IN(MAX)} + I_Q + I_G$ ，其中的 I_Q 为非开关静态电流， I_G 为栅极驱动电流。

低电流充电和高电流后备

LTC3350 能够适应那些需要低充电电流和高后备电流的应用。在此类应用中，采用 R_{SNSI} 来设置期望的充电电流。后备期间所需的较高电流可采用 R_{SNSC} 来设定。当超级电容器充电时，输入电流限值优先于充电电流限值，而充电电流限值为后备操作提供了充足的电流能力。

在低 V_{CAP} （即：低占空比）条件下，充电电流将被限制于 $I_{CHG(MAX)}$ 。当 V_{CAP} 上升时，开关控制器的输入电流将增加，直至它达到 $I_{IN(MAX)}$ 为止。当 V_{CAP} 进一步上升时，输入电流将保持在 $I_{IN(MAX)}$ ，而充电电流将减小。

有些应用可能希望只采用输入电流限值的一部分来给超级电容器充电。如图 3 所示，两个串联布置的输入电流检测电阻器可用于完成这一任务。 V_{OUTSP} 以开尔文连接方式连接至 R_{SNSI1} 的正端，而 V_{OUTSN} 则采用开尔文连接方式连接至 R_{SNSI2} 的负端。负载电流在 R_{SNSI1} 的两端获取，而至充电器的输入电流则在 R_{SNSI1} 和 R_{SNSI2} 的两端抽取。输入电流限值为：

$$32mV = R_{SNSI1} \cdot I_{LOAD} + (R_{SNSI1} + R_{SNSI2}) \cdot I_{INCHG}$$

例如，假设给超级电容器充电只需要 2A 的输入电流，但是系统负载和充电器组合起来可从电源抽取高达 4A 的总电流。设定 $R_{SNSI1} = R_{SNSI2} = 8m\Omega$ 将为负载 + 充电器设定一个 4A 电流限值，同时为充电器设定一个 2A 限值。当没有系统负载时，充电器可抽取高达 2A 的输入电流。当负载抽取 0A 至 4A 电流时，充电器的输入电流将从 2A 减小至 0A。

下式可用于确定作为系统负载电流之函数的充电输入电流：

$$I_{INCHG} = \frac{32mV}{R_{SNSI1} + R_{SNSI2}} - \frac{R_{SNSI1}}{R_{SNSI1} + R_{SNSI2}} \cdot I_{LOAD}$$

R_{SNSI1} 之负端和 R_{SNSI2} 之正端的接触电阻以及连接它们的走线之电阻将在输入电流限值中引起可变性。为了尽量减少误差，应将两个输入电流检测电阻器靠近布设，并在它们之间留出一块大的 PCB 焊盘面积，这是因为系统负载电流是从连接这两个检测电阻器的走线抽取的。

请注意，后备电流将流过 R_{SNSI2} 。应相应地确定 R_{SNSI2} 封装的大小以处理功率耗散。

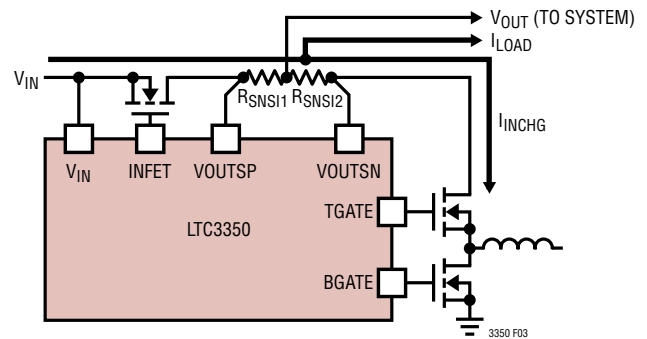


图 3

设定 V_{CAP} 电压

如图 4 所示，LTC3350 V_{CAP} 电压由一个外部反馈电阻分压器设定。稳定的输出电压由下式确定：

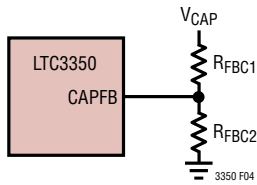
$$V_{CAP} = \left(1 + \frac{R_{FBC1}}{R_{FBC2}}\right) CAPFBREF$$

$CAPFBREF$ 是 V_{CAP} DAC 的输出，其在 $vcapfb_dac$ 寄存器中设置。应极其谨慎地把 $CAPFB$ 线排布得远离噪声源（例如 SW 线）。

电源故障比较器输入电压门限

当低于输入电压门限时，电源故障状态引脚 \overline{PFO} 将指示一种电源故障情况，而且 LTC3350 双向控制器切换至升压

应用信息

图 4：V_{CAP} 电压反馈分压器

模式，该输入电压门限采用一个连接在 V_{IN} 引脚和 SGND 之间的电阻分压器通过 PFI 引脚来设置，使得：

$$V_{IN} = \left(1 + \frac{R_{PF1}}{R_{PF2}}\right) V_{PFI(TH)}$$

式中的 V_{PFI(TH)} 为 1.17V。R_{PF1} 和 R_{PF2} 的典型值在 40k 至 1M 之间。见图 5。

当高于某个输入电压时，电源故障状态引脚 PFO 呈高阻抗且双向控制器切换至降压模式，该输入电压为：

$$V_{IN} = \left(1 + \frac{R_{PF1}}{R_{PF2}}\right) (V_{PFI(TH)} + V_{PFI(HYS)})$$

式中的 V_{PFI(HYS)} 是 PFI 比较器的迟滞，其等于 30mV。

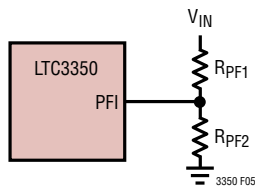


图 5：PFI 门限分压器

如图 6 所示，当 PFI 上的电压降低至低于 1.17V 时，可通过接入一个与 R_{PF2} 并联的附加电阻器 R_{PF3} 来增加迟滞。下降 V_{IN} 门限与前面的相同，但上升 V_{IN} 门限变成：

$$V_{IN} = \left(1 + \frac{R_{PF1}}{R_{PF2}} + \frac{R_{PF1}}{R_{PF3}}\right) (V_{PFI(TH)} + V_{PFI(HYST)})$$

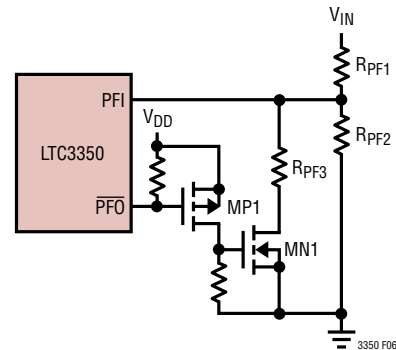


图 6：具附加迟滞的 PFI 门限分压器

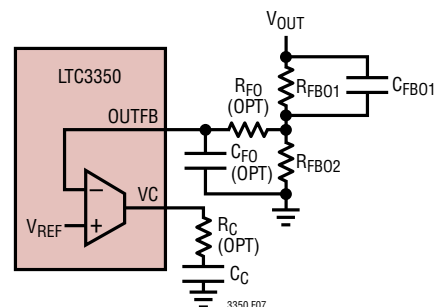
MN1 和 MN2 可采用单封装 N 沟道和 P 沟道 MOSFET 对 (例如：Si1555DL 或 Si1016CX) 来实现。MN1 的漏极漏电流 (当其栅极电压处于地电位时) 会在门限中引起偏移。为了最大限度地降低该漏电流的影响，R_{PF1}、R_{PF2} 和 R_{PF3} 应介于 1k 和 100k 之间。

在后备模式中设定 V_{OUT} 电压

在升压模式中，控制器的输出电压由一个外部反馈电阻分压器来设定，如图 7 所示。稳定的输出电压由下式确定：

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_{FB01}}{R_{FB02}}\right) 1.2V$$

应极为谨慎地把 OUTFB 线排布得远离噪声源 (例如 SW 线)。

图 7：V_{OUT} 分压器和补偿网络

应用信息

补偿

输入电流、充电电流、 V_{CAP} 电压和 V_{OUT} 电压环路均需要在 VC 节点和地之间连接一个 1nF 至 10nF 的电容器。当采用输出理想二极管和提供低电压 (<8V) 后备时，在 VC 上使用 8.2nF 至 10nF 电容。当未采用输出理想二极管时，建议在 VC 上布设 4.7nF 至 10nF 的电容。对于非常高的后备电压 (>15V)，建议在 VC 上采用 1nF 至 4.7nF 电容。

除了 VC 节点电容器以外， V_{OUT} 电压环路还需要一个相位超前电容器 C_{FB01} 以实现稳定性并改善输入电源故障期间的瞬态响应 (图 7)。顶端分压电阻器和相位超前电容器的乘积应用于产生一个位于约 2kHz 的零点：

$$R_{FB01} \cdot C_{FB01} \approx \frac{1}{2\pi(2\text{kHz})}$$

选择一个合适的 R_{FB01} 以使 $C_{FB01} \geq 100\text{pF}$ ，从而最大限度地抑制寄生引脚电容的影响。由于相位超前电容器在 V_{OUT} 跨导放大器的输入端上引起一个较大的纹波，因此有可能需要在 V_{OUT} 分压器和 OUTFB 引脚之间布设一个额外的 RC 低通滤波器，以消除电压纹波尖峰。滤波器时间常数应位于同步控制器的开关频率：

$$R_{FO} \cdot C_{FO} = \frac{1}{2\pi f_{SW}}$$

并使 $C_{FO} > 10\text{pF}$ 以尽量降低寄生引脚电容的影响。对于 V_{OUT} 调节电压很低 (约 5V 至 6V) 的后备应用，增设一个与 VC 电容器相串联的 1k 至 3k 电阻器 (R_C) 能够改善稳定性和瞬态响应。

后备模式中的最小 V_{CAP} 电压

在后备模式中，通过输出理想二极管或工作于升压模式的同步控制器从超级电容器给输出供电。输出理想二极管提供了

一条从超级电容器至 V_{OUT} 的低损耗通路。最小内部 (开路) 超级电容器电压将等于系统运作所需的最小 V_{OUT} 加上由于输出理想二极管和堆栈中每个超级电容器的等效串联电阻 (R_{SC}) 引起的电压降。

实例：系统运行需要 5V 电压，并在后备期间吸收 1A 电流。堆栈中有 4 个超级电容器，它们各具 45mΩ 的 R_{SC} 。输出理想二极管正向调节电压为 30mV (OUTFET $R_{DS(ON)} < 30\text{m}\Omega$)。最小开路超级电容器电压为：

$$V_{CAP(MIN)} = 5V + 0.030V + (1A \cdot 4 \cdot 45\text{m}\Omega) = 5.21V$$

在升压模式中采用同步控制器允许把超级电容器放电至一个远远低于系统运行所需之最小 V_{OUT} 的电压。超级电容器组在其最小内部 (开路) 电压下所能提供的功率值应大于为输出和升压转换器供电所需的功率。

根据最大功率传递规律：

$$P_{CAP(MIN)} = \frac{V_{CAP(MIN)}^2}{4 \cdot n \cdot R_{SC}} > \frac{P_{BACKUP}}{\eta}$$

在上式中， η 为同步控制器在升压模式中的效率， n 为堆栈中超级电容器的数目。

实例：系统运行需要 5V 电压，并在后备期间吸收 1A 电流。堆栈中有 4 个超级电容器 ($n = 4$)，它们各具 45mΩ 的 R_{SC} 。转换器效率为 90%。最小开路超级电容器电压为：

$$V_{CAP(MIN)} = \sqrt{\frac{4 \cdot 4 \cdot 45\text{m}\Omega \cdot 5V \cdot 1A}{0.9}} = 2.0V$$

在此场合中，根据最大功率传递规律，电容器组的端子上所承受的电压为该电压的一半 (即 1V)。

应用信息

请注意，最小 V_{CAP} 电压也会受限于峰值电感器电流限值 (最大充电电流的 180%) 和升压模式中的最大占空比 (约 90%)。

优化超级电容器储能能力

在大多数系统中，超级电容器将为一个或多个 DC/DC 转换器提供后备电源。一个 DC/DC 转换器给超级电容器施加了一个恒定功率负载。当超级电容器接近其最大电压时，负载将吸收极小的电流。随着电容器的放电，从超级电容器吸收的电流将增加以维持向负载输送恒定的功率。在后备模式中所需要的电能量是该恒定后备功率 P_{BACKUP} 与后备时间 t_{BACKUP} 的乘积。

含 n 个超级电容器的堆栈的储能中可用于提供后备功率的是：

$$\frac{1}{2}nC_{SC}\left(V_{CELL(MAX)}^2 - V_{CELL(MIN)}^2\right)$$

式中的 C_{SC} 、 $V_{CELL(MAX)}$ 和 $V_{CELL(MIN)}$ 分别是堆栈中单个电容器的电容、最大电压和最小电压。电容器组上的最大电压为 $V_{CAP(MAX)} = n \cdot V_{CELL(MAX)}$ 。电容器组上的最小电压为 $V_{CAP(MIN)} = n \cdot V_{CELL(MIN)}$ 。

该能量的一部分将作为超级电容器组 ESR 中的传导损失而被耗散掉。对于给定的电容器组 ESR，较高的后备功率要求将导致较高的传导损失。

所需的电容大小可通过求解下面的 C_{SC} 方程得出：

$$P_{BACKUP} \cdot t_{BACKUP} = \frac{1}{4}nC_{SC} \left[\gamma_{MAX} \cdot V_{CELL(MAX)}^2 - \gamma_{MIN} \cdot V_{CELL(MIN)}^2 - \frac{4R_{SC} \cdot P_{BACKUP}}{n} \ln \left(\frac{\gamma_{MAX} \cdot V_{CELL(MAX)}}{\gamma_{MIN} \cdot V_{CELL(MIN)}} \right) \right]$$

式中：

$$\gamma_{MAX} = 1 + \sqrt{1 - \frac{4R_{SC} \cdot P_{BACKUP}}{nV_{CELL(MAX)}^2}} \text{ 和,}$$

$$\gamma_{MIN} = 1 + \sqrt{1 - \frac{4R_{SC} \cdot P_{BACKUP}}{nV_{CELL(MIN)}^2}}$$

R_{SC} 是堆栈中单个超级电容器的等效串联电阻 (ESR)。请注意，最大功率传递规律将最小电池电压限制为：

$$V_{CELL(MIN)} = \frac{V_{CAP(MIN)}}{n} \geq \sqrt{\frac{4R_{SC} \cdot P_{BACKUP}}{n}}$$

对于一个给定的后备能量值，为了尽量减小电容尺寸，可增加电容器组上的最大电压 $V_{CELL(MAX)}$ 。然而，该电压的最大值被限制为 2.7V，因此这种做法这有可能导致不能接受的低电容器寿命。

一种替代选项将是把 $V_{CELL(MAX)}$ 保持在一个可获得合理长度的寿命并增加超级电容器组的电容器利用率的电压。电容器利用率 α_B 可定义为：

$$\alpha_B = \frac{V_{CELL(MAX)}^2 - V_{CELL(MIN)}^2}{V_{CELL(MAX)}^2}$$

如果采用了处于升压模式中的同步控制器，则可在低至一个由最大功率传递规律设定的电压下运行超级电容器，以最大

应用信息

限度地提高利用率。该场合中的最小电压为：

$$V_{\text{CELL(MIN)}} = \sqrt{\frac{4R_{\text{SC}} \cdot P_{\text{BACKUP}}}{n\eta}}$$

式中的 η 为升压转换器的效率 (约 90% 至 96%)。对于后备方程 γ_{MAX} 和 γ_{MIN} ，用 P_{BACKUP}/η 来替换 P_{BACKUP} 。在这种场合里，后备所需的能量由下式决定：

$$\frac{P_{\text{BACKUP}}}{\eta} t_{\text{BACKUP}} \leq \frac{1}{2} n C_{\text{SC}} \cdot V_{\text{CELL(MAX)}}^2 \cdot \left[\frac{\alpha_B + \sqrt{\alpha_B}}{2} - \frac{1 - \alpha_B}{2} \ln \left(\frac{1 + \sqrt{\alpha_B}}{\sqrt{1 - \alpha_B}} \right) \right]$$

一旦采用上式求出了一个电容，将必需检查容许的最大 ESR：

$$R_{\text{SC}} \leq \frac{\eta(1 - \alpha_B)nV_{\text{CELL(MAX)}}^2}{4P_{\text{BACKUP}}}$$

电容器选择程序

1. 确定后备要求 P_{BACKUP} 和 t_{BACKUP} 。
2. 确定提供可接受之电容器寿命的最大电池电压。
3. 选择电容器组中的电容器数目。
4. 针对超级电容器选择一个期望的利用率 α_B (例如：80%)。
5. 求解电容 C_{SC} ：

$$C_{\text{SC}} \geq \frac{2P_{\text{BACKUP}} \cdot t_{\text{BACKUP}}}{n\eta V_{\text{CELL(MAX)}}^2} \cdot \left[\frac{\alpha_B + \sqrt{\alpha_B}}{2} - \frac{1 - \alpha_B}{2} \ln \left(\frac{1 + \sqrt{\alpha_B}}{\sqrt{1 - \alpha_B}} \right) \right]^{-1}$$

6. 找到具有充足电容 C_{SC} 和最小 R_{SC} 的超级电容器：

$$R_{\text{SC}} \leq \frac{\eta(1 - \alpha_B)nV_{\text{CELL(MAX)}}^2}{4P_{\text{BACKUP}}}$$

7. 如果没有可用的合适电容器，则通过选择更大的电容、一个较高的电池电压、包含更多电容器的堆栈和 / 或一个较低的利用率进行迭代。
8. 确保将 ESR 和电容的寿命退化以及超级电容器的最大额定放电电流考虑在内。表 2 提供了一份超级电容器供应商清单。

表 2：超级电容器供应商

AVX	www.avx.com
Bussman	www.cooperbussman.com
CAP-XX	www.cap-xx.com
Illinois Capacitor	www.illcap.com
Maxwell	www.maxwell.com
NESS CAP	www.nesscap.com
Tecate Group	www.tecategroup.com

电感器的选择

开关频率与电感器选择是相互关联的。较高的开关频率允许使用较小的电感器和电容器数值，但通常由于 MOSFET 开关和栅极电荷损耗的原因而导致效率下降。此外，电感值对于纹波电流的影响也是必须考虑的。电感器纹波电流随着电感值的增加或频率的提高而减小，并随着 V_{IN} 的升高而增大。如果能接受较大的纹波电流值，则允许使用低电感，但这会产生较高的输出电压纹波和较大的磁芯损耗。

对于 LTC3350 来说，如果选择以下的电感器将可获得最佳的总体性能：

$$L = \frac{V_{\text{IN(MAX)}}}{I_{\text{CHG(MAX)}} \cdot f_{\text{SW}}}$$

其适用于 $V_{\text{IN(MAX)}} \leq 2V_{\text{CAP}}$ 的情形和：

$$L = \left(1 - \frac{V_{\text{CAP}}}{V_{\text{IN(MAX)}}} \right) \frac{V_{\text{CAP}}}{0.25 \cdot I_{\text{CHG(MAX)}} \cdot f_{\text{SW}}}$$

则适用于 $V_{\text{IN(MAX)}} \geq 2V_{\text{CAP}}$ 的情形，式中的 V_{CAP} 是最终的超级电容器组电压， $V_{\text{IN(MAX)}}$ 是最大输入电压， $I_{\text{CHG(MAX)}}$ 是最大稳定充电电流， f_{SW} 则是开关频率。采用这些方程，可计算出电感器纹波最大将为 $I_{\text{CHG(MAX)}}$ 的 25%。

应用信息

在采用上述方程的情况下，电感器或许过大，以至于在输入电源消失时无法提供足够快的瞬态响应以保持 V_{OUT} 。在最大 V_{IN} 可能很高（例如：25V）且后备电压很低（比如：6V）的场合中会出现这种情况。在这些场合中最好是选择一个较小的电感器，从而产生高达 $I_{CHG(MAX)}$ 的 40% 的最大峰至峰纹波。

一旦求出了电感值 L ，就必须选择电感器的类型。建议采用铁氧体磁芯，因为其具有非常低的磁芯损耗。选择标准应专注于尽量减少铜损和防止饱和。铁氧体磁芯材料会发生“硬”饱和，这意味着当超过了峰值设计电流时电感会迅速遭到破坏，这将导致电感器纹波电流突然增大，并最终使得输出电压纹波增加。不能让磁芯饱和。电感器的饱和电流应至少比最大稳定充电电流 $I_{CHG(MAX)}$ 高出 80%。表 3 提供了一份电感器供应商清单。

表 3：电感器供应商

供应商	URL
Coilcraft	www.coilcraft.com
Murata	www.murata.com
Sumida	www.sumida.com
TDK	www.tdk.com
Toko	www.toko.com
Vishay	www.vishay.com
Würth Electronic	www.we-online.com

C_{OUT} 和 C_{CAP} 电容

V_{OUT} 在降压模式中充当同步控制器的输入，而在升压（后备）模式中则充当输出。如果采用升压模式，则为所需的每 2A 后备电流布设 $100\mu F$ 的大容量（铝电解、OS-CON、POSCAP）电容。对于 5V 系统应用，建议为每 1A 后备电流采用 $100\mu F$ 电容。此外，为了最大限度地减小电压纹波，需要使用一定量的高频旁路电容。升压模式中的电压纹波为：

$$\Delta V_{OUT} = \left[\left(1 - \frac{V_{CAP}}{V_{OUT}} \right) \frac{1}{C_{OUT} \cdot f_{SW}} + \frac{V_{OUT}}{V_{CAP}} \cdot R_{ESR} \right] I_{OUT(BACKUP)}$$

最大纹波出现在能够提供 $I_{OUT(BACKUP)}$ 的最低 V_{CAP} 条件下。对于高频滤波建议采用多层陶瓷电容器。

如果未采用升压模式，则 C_{OUT} 的规格将由降压模式中的期望纹波电压决定：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{CAP}}{V_{OUT}} \left(1 - \frac{V_{CAP}}{V_{OUT}} \right) \frac{I_{CHG(MAX)}}{C_{OUT} \cdot f_{SW}} + I_{CHG(MAX)} \cdot R_{ESR}$$

在连续导通模式中，顶端 MOSFET 的源极电流是占空比 V_{CAP}/V_{OUT} 的一个方波。为了防止出现大的电压瞬变，应采用一个根据最大 RMS 电流而选定的低 ESR 电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

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

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

中等电压（20V 至 35V）陶瓷、钽、OS-CON 和开关电源额定电解电容器可用作输入电容器。Sanyo OS-CON SVP、SVPD 系列、Sanyo POSCAP TQC 系列、或者来自 Panasonic WA 系列或 Cornell Dubilier SPV 系列的铝电解电容器与几个高性能陶瓷电容器相并联，可用作一种实现低 ESR 和高体电容的有效方法。

V_{CAP} 在升压模式中充当控制器的输入，而在降压模式中则充当输出。 V_{CAP} 电容器的用途是对电感器电流纹波进行滤波。 V_{CAP} 纹波 (ΔV_{CAP}) 由下式近似求出：

$$\Delta V_{CAP} \approx \Delta I_{PP} \left(\frac{1}{8C_{CAP} \cdot f_{SW}} + R_{ESR} \right)$$

式中的 f_{SW} 为开关频率， C_{CAP} 是 V_{CAP} 上的电容， ΔI_{PP} 是电感器中的纹波电流。由于 ΔI_{PP} 随输入电压而增加，因此在最大输入电压条件下输出纹波达到最高。

应用信息

由于超级电容器具有低串联电阻，应准确地选定 C_{CAP} 的大小以使电感器纹波电流的大部分流过滤波电容器而不是超级电容器，这一点很重要。建议：

$$\left(\frac{1}{8C_{CAP} \cdot f_{SW}} + R_{ESR} \right) \leq \frac{n \cdot R_{SC}}{5}$$

式中的 n 为堆栈中电容器的数目， R_{SC} 是每个超级电容器的 ESR。 V_{CAP} 上的电容可以是体电容器与高频电容器的某种组合。OS-CON 和 POSCAP 电容器适用于体电容，而多层陶瓷电容器则推荐用于高频滤波。

功率 MOSFET 的选择

必须针对 LTC3350 的同步控制器选择两个外部功率 MOSFET：一个 N 沟道 MOSFET 用于顶端开关，一个 N 沟道 MOSFET 用于底端开关。外部 N 沟道功率 MOSFET 的选择标准包括最大漏极-源极电压 (V_{DSS})、门限电压、导通电阻 ($R_{DS(ON)}$)、反向传输电容 (C_{RSS})、总栅极电荷 (Q_G) 和最大连续漏极电流。

两个 MOSFET 的 V_{DSS} 其选定值应高于最大输入电源电压 (包括瞬变)。峰至峰驱动电平由 DRV_{CC} 电压来设定。应采用逻辑电平门限 MOSFET，因为 DRV_{CC} 是采用 $INTV_{CC}$ (5V) 或一个输出电压必须低于 5.5V 的外部 LDO 来供电的。

MOSFET 功率损耗由 $R_{DS(ON)}$ 、 C_{RSS} 和 Q_G 决定。在最大充电电流条件下，顶端和底端 MOSFET 开关的传导损耗为：

$$P_{COND(TOP)} = \frac{V_{CAP}}{V_{OUT}} I_{CHG(MAX)}^2 \cdot R_{DS(ON)} (1 + \delta \Delta T)$$

$$P_{COND(BOT)} = \left(1 - \frac{V_{CAP}}{V_{OUT}} \right) I_{CHG(MAX)}^2 \cdot R_{DS(ON)} (1 + \delta \Delta T)$$

对于 MOSFET， $(1 + \delta \Delta T)$ 项通常是以“归一化 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系”曲线的形式给出的，但是， $\delta = 0.005/^\circ C$ 可用作针对低电压 MOSFET 的一种近似值。

两个 MOSFET 开关均具有传导损耗。然而，在降压模式中，转换损耗仅存在于顶端 MOSFET，而升压模式中则其仅存在于底端 MOSFET。这些损耗与 V_{OUT}^2 成比例，而且在高电压 ($V_{OUT} > 20V$) 应用中会相当大。最大转换损耗为：

$$P_{TRAN} \approx \frac{k}{2} V_{OUT}^2 \cdot I_{CHG(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f_{SW}$$

式中的 k 与米勒平坦区中的驱动电流有关，且近似等于 1。

在每种模式中，同步控制器能够在 V_{OUT} 上具有不同电压的情况下工作于降压模式和升压模式。如果 V_{OUT} 在降压模式 (可提供输入功率) 中为 12V 而在升压模式 (后备模式) 中为 10V，则可选择合适大小的这两个 MOSFET 以尽量减少传导损耗。如果 V_{OUT} 在充电过程中可高达 25V 且 V_{OUT} 在后备模式中保持于 6V，则 MOSFET 大小的确定应以最大限度地降低后备模式中的损耗为目标。这有可能导致选择一个具有显著损耗的高压侧 MOSFET，只要热问题不会成为一个限制因素，那么当有输入功率可用时这或许是可以容许的。可选择合适的底端 MOSFET 以尽量减少传导损耗。如果未使用升压模式，则选择一个具有较高 $R_{DS(ON)}$ 器件和较低 C_{RSS} 的高压侧 MOSFET 将最大限度地降低总损耗。

与开关 MOSFET 选择相关的另一项功率损耗是驱动栅极所产生的。总栅极电荷 Q_G 每个开关周期中都必须进行充电和放电。功率被 LTC3350 内部的内置 LDO 和栅极驱动器所消耗。由于给栅极充电而产生的功率损耗为：

$$P_G \approx (Q_{GTOP} + Q_{GBOT}) \cdot f_{SW} \cdot V_{OUT}$$

式中的 Q_{GTOP} 为顶端 MOSFET 栅极电荷， Q_{GBOT} 为底端 MOSFET 栅极电荷。在可能的情况下，应使用可最大限度地减少总栅极电荷的 MOSFET 开关，以限制 LTC3350 的内部功率耗散。

肖特基二极管的选择

任选的肖特基二极管可与顶端和底端 MOSFET 开关并联布设。这些二极管负责在顶端和底端 MOSFET 开关导通之间的非重叠时间里对 SW 引脚进行箝位。这可避免 MOSFET

应用信息

开关的体二极管在非重迭时间里接通、储存电荷以及要求一个有可能在高 V_{IN} 条件下使效率下降达 3% 的反向恢复期。如果能够容许效率下降，那么可省去一个二极管或者把两个二极管全部省去。二极管的规格可针对满载电流的约 1/3 至 1/5 拟订，因为其只在工作周期的一小部分时间里导通。较大的二极管因其结电容较大会产生额外的开关损耗。为了让二极管起作用，必须使它们与顶端和底端 MOSFET 之间的电感尽可能地小。这将要求把这些组件并非布设在 PC 板的同一层上。

顶端 MOSFET 驱动器电源 (C_B 、 D_B)

一个连接至 BST 引脚的外部自举电容器 C_B 负责为顶端 MOSFET 提供栅极驱动电压。当 SW 引脚为低电平时，图 8 中的电容器 C_B 通过一个外部二极管 D_B 从 DRV_{CC} 来充电。自举电容器 C_B 的数值必需为顶端 MOSFET 之总输入电容的 20 倍。

当顶端 MOSFET 导通时，BST 电压高于系统电源轨：

$$V_{BST} = V_{OUT} + V_{DRVCC}$$

外部二极管 D_B 的反向击穿电压必须大于 $V_{OUT(MAX)} + V_{DRVCC(MAX)}$ 。

当与输出理想二极管一起使用时，升压转换器可短暂地异步运行。在此期间，假如 D_B 是一个肖特基二极管，则 BST 至 SW 电压会升高至超过 5.5V 的电压。推荐使用快速开关 PN 二极管，因为它们具有低的泄漏和结电容。如果升压转换器在整个后备模式期间同步运行，则可使用一个肖特基二极管。

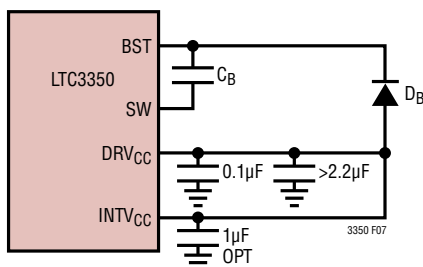


图 8：自举电容器 / 二极管和 DRV_{CC} 连接

$INTV_{CC}/DRV_{CC}$ 和 IC 功率耗散

LTC3350 具有一个低压差线性稳压器 (LDO)，其负责从 V_{OUT} 电源给 $INTV_{CC}$ 供电。 $INTV_{CC}$ 用于为栅极驱动器 (当连接至 DRV_{CC} 时) 和 LTC3350 的许多内部电路供电。该 LDO 把 $INTV_{CC}$ 引脚上的电压调节至 5V。此 LDO 能够提供一个 50mA 的最大电流，而且当未连接至 DRV_{CC} 时必须利用一个最小 1μF 的电容器旁路至地。 DRV_{CC} 应具有至少一个 2.2μF 的陶瓷电容器或低 ESR 电解电容器。不管在 DRV_{CC} 上采用的是哪种类型的大容量电容器，强烈建议紧挨着 DRV_{CC} 引脚布设一个额外的 0.1μF 陶瓷电容器。良好的旁路是提供 MOSFET 栅极驱动器所需之高瞬态电流所必需的。

以很高的频率驱动大型 MOSFET 的高输入电压应用有可能导致 LTC3350 的最大额定结温被超过。受栅极充电电流支配的 $INTV_{CC}$ 电流由 5V LDO 供应。

在该场合中 IC 的功率耗散最高，大约等于 $(V_{OUT}) \cdot (I_Q + I_G)$ ，式中的 I_Q 为约 4mA 的非开关静态电流， I_G 则为栅极充电电流。结温可采用“电特性”的注 2 中给出的公式来估算。例如：当采用一个 35V 电源和 QFN 封装时，在 70°C 的环境温度下，由 $INTV_{CC}$ LDO 提供的 I_G 被限制在小于 42mA：

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (35\text{V})(4\text{mA} + 42\text{mA})(34^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

为了防止超过最大结温，当在最大 V_{OUT} 条件下工作于连续导通模式时，必须检查 $INTV_{CC}$ LDO 电流。

如果 DRV_{CC} 采用一个外部 LDO 来供电，则 IC 中的功率耗散大幅降低。在该场合中，IC 中的功率耗散等于由 I_Q 产生的功耗和栅极驱动器中耗散的功率 $(V_{DRVCC}) \cdot (I_G)$ 。假设外部 DRV_{CC} LDO 输出为 5V 并向栅极驱动器供应 42mA 电流，则结温仅上升至 82°C：

$$T_J = 70^\circ\text{C} + [(35\text{V})(4\text{mA}) + (5\text{V})(42\text{mA})](34^\circ\text{C}/\text{W}) = 82^\circ\text{C}$$

应用信息

外部 LDO 应从 V_{OUT} 供电。它必须在 $INTV_{CC}$ LDO 已经上电之后启用，而且其输出必须小于 5.5V。 $INTV_{CC}$ 应不再连接至 DRV_{CC} 。

最小导通时间考虑

最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是 LTC3350 在降压模式中能够接通顶端 MOSFET 的最小持续时间。它由内部定时延迟和接通顶端 MOSFET 所需的栅极电荷决定。LTC3350 的最小导通时间约为 85ns。低占空比应用有可能接近该最小导通时间限值，应谨慎地确保：

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{CAP}}{V_{OUT} \cdot f_{SW}}$$

如果占空比降至最小导通时间所能接纳的水平以下，则控制器将开始跳过某些周期。充电电流和 V_{CAP} 将继续得到调节，但纹波电压和电流将增加。

理想二极管 MOSFET 的选择

输入和输出理想二极管需要一个外部 N 沟道 MOSFET。用于这些 MOSFET 选择的重要参数是最大漏极-源极电压 V_{DSS} 、栅极门限电压和导通电阻 ($R_{DS(ON)}$)。

当输入接地时，在输入理想二极管 MOSFET 的两端施加超级电容器组电压或升压控制器的后备电压。因此，在后备模式中输入理想二极管 MOSFET 的 V_{DSS} 必须承受 V_{OUT} 上的最大电压。当超级电容器位于 0V 时，输入电压施加在输出理想二极管 MOSFET 的两端。于是，输出理想二极管 MOSFET 的 V_{DSS} 必须承受 V_{IN} 上的最高电压。

用于两个理想二极管的栅极驱动电压均为 5V。这允许使用逻辑电平门限 N 沟道 MOSFET。

作为一条通用规则，选择一个具有足够低 $R_{DS(ON)}$ 的 MOSFET 以获得期望的 V_{DS} ，同时以负满载电流运作。假如 $R_{DS(ON)}$ 足够低，则 LTC3350 将把输入和输出理想二极管 MOSFET 两端的正向电压降调节至 30mV。所需的 $R_{DS(ON)}$ 可用 0.030V 除以负载电流 (单位：A) 来计算。

实现正向调节将最大限度地减少功率损耗和热耗散，但这不是必需的。如果可以接受一个超过 30mV 的正向电压降，则可采用一个较小的 MOSFET，但其大小的确定必须与较高的功率耗散相吻合。应谨慎地确保耗散的功率绝对不得升至高于制造商建议的最大水平。

在后备模式期间，当 $OUTFB$ 上的电压降至低于 1.3V 时，输出理想二极管切断。对于高的 V_{OUT} 后备电压 (>8.4V)，当 V_{CAP} 高出 V_{OUT} 调节点的幅度超过一个二极管压降 (约 700mV) 时 (即： $OUTFB > 1.2V$)，输出理想二极管将断开。输出理想二极管 N 沟道 MOSFET 的体二极管将传输负载电流，直到 V_{CAP} 下降至 V_{OUT} 调节电压的一个二极管压降之内为止，此时同步控制器将接管。在此期间，输出理想二极管 MOSFET 中的功率耗散显著增加。二极管导通时间与总后备时间相比虽然较小，但当对非常大的超级电容器 (>600F) 放电时则会很大。应谨慎地对 MOSFET 进行正确的散热以限制温升。

PCB 布局考虑

当进行电路板的布局时，应采用下列指引以确保 IC 的正确运作。在您的布局中检查以下诸点：

1. 使 M1、M2、D1、D2 和 C_{OUT} 紧靠在一起。如图 9 所示，由 MOSFET、肖特基二极管和 V_{OUT} 电容形成的高 di/dt 环路应具有简短的宽阔走线，以最大限度地降低高频噪声以及来自感应振铃的电压应力。为减少来自组件走线的寄生电感，应优先选择表面贴装型组件。把顶端

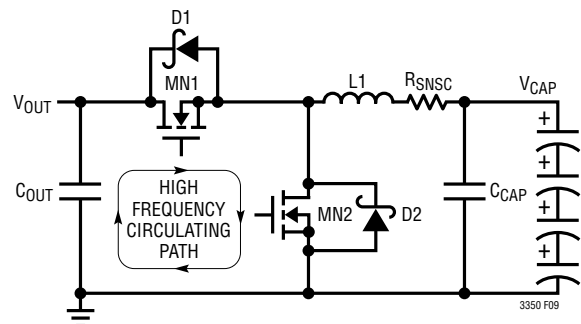


图 9：高速开关通路

应用信息

MOSFET 的漏极和顶端二极管的负极直接连接至 C_{OUT} 的正端子。将底端 MOSFET 的源极和底端二极管的正极直接连接至 C_{OUT} 的负端子。该电容器负责向 MOSFET 提供 AC 电流。

2. 接地参考于 V_{CAP} 去耦电容器的负端子 (在降压模式中) 和 V_{OUT} 去耦电容器的负端子 (在升压模式中)。 C_{OUT} 的负端子应尽可能地靠近 C_{CAP} 的负端子 (通过将这两个电容器并排放置并且远离上述的开关环路来实现)。组合的 IC SGND 引脚 / PGND 焊盘以及 C_{INTVCC} 和 C_{DRVCC} 的接地回线必须返回 C_{OUT} 和 C_{CAP} 的组合负端子。
3. 有效的接地方法对于成功的 DC/DC 转换器布局是至关重要的。确定合适的电源组件方向以使开关电流路径不要横过 SGND 引脚和 LTC3350 IC 背面上的裸露衬垫。开关路径电流可通过确定 MOSFET 开关、肖特基二极管、电感器、以及相互靠近的 V_{OUT} 和 V_{CAP} 去耦电容器之方向来控制。
4. 把 V_{CAP} 和 V_{OUT} 分压器安放在靠近器件且远离开关组件的地方。采用开尔文连接方式将电阻分压器的顶端分别连接至 C_{CAP} 和 C_{OUT} 的正端子。阻性分压器的底端应返回 SGND 引脚。反馈电阻器接线不应沿着从 C_{OUT} 电容器引出的高电流馈线来排布。
5. 把 ICAP 和 VCAP 检测线布设在一起, 并使其简短。对于 VOUTSP 和 VOUTSN 也是如此。滤波器组件的布设应靠近器件而不是检测电阻器。确保利用开尔文连接在检测电阻器上实现准确的电流检测。见图 10。
6. 从输入电流检测电阻器 R_{SNSI} 的正端至 VOUTSP 引脚的走线负责传输器件的静态电流和栅极驱动电流。为了保持输入电流的准确测量, 应通过把 R_{SNSI} 布设在靠近器件的地方来使该走线简短和宽阔。
7. 把 DRV_{CC} 和 BST 去耦电容器安放在紧靠 IC 的地方。这些电容器负责传输 MOSFET 驱动器的高峰值电流。紧挨着 DRV_{CC} 引脚布设一个额外的 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容器可帮助大幅度地改善噪声性能。

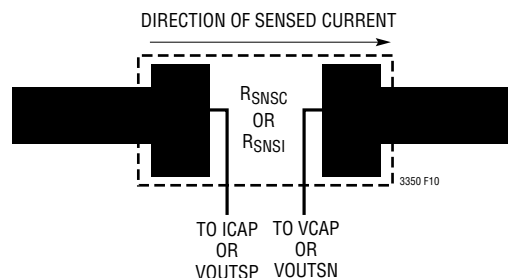


图 10：开尔文电流检测

8. 将小信号组件放置在远离高频开关节点 (BST、SW、TG 和 BG) 之处。所有这些节点均具有非常大和快速移动的信号, 而且应保持在 LTC3350 的输出侧。
9. 输入理想二极管负责检测 V_{IN} 和 V_{OUTSP} 之间的电压。 V_{IN} 应连接在靠近输入理想二极管 MOSFET 源极的地方。 V_{OUTSP} 用于对输入电流进行开尔文检测。利用一根简短、宽阔的走线把输入电流检测电阻器 R_{SNSI} 布设在输入理想二极管 MOSFET 的近旁, 以最大限度地减小理想二极管 MOSFET 的漏极和 R_{SNSI} 之间的电阻。
10. 输出理想二极管负责检测 V_{OUTSN} 和 V_{CAP} 之间的电压。 V_{CAP} 用于对充电电流进行开尔文检测。利用一根简短、宽阔的走线把输出理想二极管布设在靠近充电电流检测电阻器 R_{SNSC} 的地方, 以最大限度地减小理想二极管 MOSFET 的源极和 R_{SNSC} 之间的电阻。
11. 用于外部理想二极管控制器的 INFET 和 OUTFET 引脚具有极其有限的驱动电流。必须谨慎地将至相邻 PC 板走线的漏电流减到最小。来自这些引脚的 100nA 漏电流将给理想二极管带来大约 10mV 的额外偏移。为了尽可能地减小漏电流, 可利用 VOUT 连接的金属在 PC 板上把 INFET 走线包围起来以对其给予保护。同样, 应采用 VCAP 连接的金属将 OUTFET 走线围绕起来以对其实施保护。

寄存器映射

寄存器	子地址	读/写	位	描述	默认值	页码
clr_alarms	0x00	读/写	15:0	清除报警寄存器	0x0000	32
msh_alarms	0x01	读/写	15:0	使能 / 屏蔽报警寄存器	0x0000	32
msh_mon_status	0x02	读/写	9:0	使能 / 屏蔽监视器状态警示	0x0000	33
cap_esr_per	0x04	读/写	15:0	电容 / ESR 测量周期	0x0000	33
vcapfb_dac	0x05	读/写	3:0	V _{CAP} 电压基准 DAC 设置	0xF	33
vshunt	0x06	读/写	15:0	电容器分路电压设置	0x3999	33
cap_uv_lvl	0x07	读/写	15:0	电容器欠压报警电平	0x0000	33
cap_ov_lvl	0x08	读/写	15:0	电容器过压报警电平	0x0000	33
gpi_uv_lvl	0x09	读/写	15:0	GPI 欠压报警电平	0x0000	33
gpi_ov_lvl	0x0A	读/写	15:0	GPI 过压报警电平	0x0000	33
vin_uv_lvl	0x0B	读/写	15:0	V _{IN} 欠压报警电平	0x0000	34
vin_ov_lvl	0x0C	读/写	15:0	V _{IN} 过压报警电平	0x0000	34
vcap_uv_lvl	0x0D	读/写	15:0	V _{CAP} 欠压报警电平	0x0000	34
vcap_ov_lvl	0x0E	读/写	15:0	V _{CAP} 过压报警电平	0x0000	34
vout_uv_lvl	0x0F	读/写	15:0	V _{OUT} 欠压报警电平	0x0000	34
vout_ov_lvl	0x10	读/写	15:0	V _{OUT} 过压报警电平	0x0000	34
iin_oc_lvl	0x11	读/写	15:0	I _{IN} 过流报警电平	0x0000	34
ichg_uc_lvl	0x12	读/写	15:0	I _{CHG} 欠流报警电平	0x0000	34
dtemp_cold_lvl	0x13	读/写	15:0	芯片温度冷报警电平	0x0000	34
dtemp_hot_lvl	0x14	读/写	15:0	芯片温度热报警电平	0x0000	34
esr_hi_lvl	0x15	读/写	15:0	ESR 高报警电平	0x0000	34
cap_lo_lvl	0x16	读/写	15:0	电容低报警电平	0x0000	34
ctl_reg	0x17	读/写	3:0	控制寄存器	0b0000	35
num_caps	0x1A	读	1:0	配置的电容器数目	–	35
chrg_status	0x1B	读	11:0	充电器状态寄存器	–	35
mon_status	0x1C	读	9:0	监视器状态寄存器	–	36
alarm_reg	0x1D	读	15:0	主动报警寄存器	0x0000	36
meas_cap	0x1E	读	15:0	实测电容值	–	37
meas_esr	0x1F	读	15:0	实测 ESR 值	–	37
meas_vcap1	0x20	读	15:0	第一个电容器的实测电压	–	37
meas_vcap2	0x21	读	15:0	第二个电容器的实测电压	–	37
meas_vcap3	0x22	读	15:0	第三个电容器的实测电压	–	37
meas_vcap4	0x23	读	15:0	第四个电容器的实测电压	–	37
meas_gpi	0x24	读	15:0	实测的 GPI 引脚电压	–	37
meas_vin	0x25	读	15:0	实测的 V _{IN} 电压	–	37
meas_vcap	0x26	读	15:0	实测的 V _{CAP} 电压	–	37
meas_vout	0x27	读	15:0	实测的 V _{OUT} 电压	–	37
meas_iin	0x28	读	15:0	实测的 I _{IN} 电流	–	37
meas_ichg	0x29	读	15:0	实测的 I _{CHG} 电流	–	37
meas_dtemp	0x2A	读	15:0	实测的芯片温度	–	37

位于子地址 0x03、0x18、0x19、0x2B-0xFF 的寄存器未被使用。

寄存器描述

clr_alarms (0x00)

清除报警寄存器：该寄存器用于清除由于超过某个编程限值而引起的报警。给这个寄存器中的任何位写入一个“1”将导致其各自的报警被清除。写入该寄存器的“1”在其各自的报警被清除时自动清除。

位	位名称	描述
0	clr_cap_uv	清除电容器欠压报警
1	clr_cap_ov	清除电容器过压报警
2	clr_gpi_uv	清除 GPI 欠压报警
3	clr_gpi_ov	清除 GPI 过压报警
4	clr_vin_uv	清除 V_{IN} 欠压报警
5	clr_vin_ov	清除 V_{IN} 过压报警
6	clr_vcap_uv	清除 V_{CAP} 欠压报警
7	clr_vcap_ov	清除 V_{CAP} 过压报警
8	clr_vout_uv	清除 V_{OUT} 欠压报警
9	clr_vout_ov	清除 V_{OUT} 过压报警
10	clr_iin_oc	清除输入过流报警
11	clr_ichg_uc	清除充电欠流报警
12	clr_dtemp_cold	清除芯片温度冷报警
13	clr_dtemp_hot	清除芯片温度热报警
14	clr_esr_hi	清除 ESR 高报警
15	clr_cap_lo	清除电容低报警

msk_alarms (0x01)

屏蔽报警寄存器：给屏蔽报警寄存器中的任何位写入一个“1”将使其各自的报警触发一个 SMBALERT。

位	位名称	描述
0	msk_cap_uv	使能电容器欠压报警
1	msk_cap_ov	使能电容器过压报警
2	msk_gpi_uv	使能 GPI 欠压报警
3	msk_gpi_ov	使能 GPI 过压报警
4	msk_vin_uv	使能 V_{IN} 欠压报警
5	msk_vin_ov	使能 V_{IN} 过压报警
6	msk_vcap_uv	使能 V_{CAP} 欠压报警
7	msk_vcap_ov	使能 V_{CAP} 过压报警
8	msk_vout_uv	使能 V_{OUT} 欠压报警
9	msk_vout_ov	使能 V_{OUT} 过压报警
10	msk_iin_oc	使能输入过流报警
11	msk_ichg_uc	使能充电欠流报警
12	msk_dtemp_cold	使能芯片温度冷报警
13	msk_dtemp_hot	使能芯片温度热报警
14	msk_esr_hi	使能 ESR 高报警
15	msk_cap_lo	使能电容低报警

寄存器描述

msk_mon_status (0x02)

屏蔽监视器状态寄存器：给这个寄存器中的任何位写入一个“1”将使能其在 mon_status 寄存器中各自位的一个上升沿，以触发一个 SMBALERT。

位	位名称	描述
0	msk_mon_capesr_active	设定 SMBALERT (当 mon_capesr_active 上存在一个上升沿时)
1	msk_mon_capesr_scheduled	设定 SMBALERT (当 mon_capesr_scheduled 上存在一个上升沿时)
2	msk_mon_capesr_pending	设定 SMBALERT (当 mon_capesr_pending 上存在一个上升沿时)
3	msk_mon_cap_done	设定 SMBALERT (当 mon_cap_done 上存在一个上升沿时)
4	msk_mon_esr_done	设定 SMBALERT (当 mon_esr_done 上存在一个上升沿时)
5	msk_mon_cap_failed	设定 SMBALERT (当 mon_cap_failed 上存在一个上升沿时)
6	msk_mon_esr_failed	设定 SMBALERT (当 mon_esr_failed 上存在一个上升沿时)
7	–	保留，写为 0
8	msk_mon_power_failed	设定 SMBALERT (当 mon_power_failed 上存在一个上升沿时)
9	msk_mon_power_returned	设定 SMBALERT (当 mon_power_returned 上存在一个上升沿时)
15:10	–	保留，写为 0

cap_esr_per (0x04)

每个 LSB 为 10 秒

电容和 ESR 测量周期：该寄存器负责设定重复进行的电容和 ESR 测量的周期。每个 LSB 代表 10 秒。如果该寄存器为零，则电容和 ESR 测量将不重复。

vcapfb_dac (0x05)

CAPFBREF = 37.5mV • vcapfb_dac + 637.5mV

V_{CAP} 调节基准：该寄存器用于设置电容器电压反馈环路的基准电压。只有 3:0 的位是有效的。

vshunt (0x06)

每个 LSB 为 183.5μV

分路电压寄存器：该寄存器负责设置堆栈中每个电容器的分路电压。电容器将限制电流，而主动分流器将实施分流以防止该电压被超过。当某个电容器电压接近该电平时，充电电流将减小。应将其设置得高于预期的最终平衡个别电容器电压。把该寄存器设定为 0x0000 将停用分流器。

cap_uv_lvl (0x07)

每个 LSB 为 183.5μV

电容器欠压电平：这是用于堆栈中每个个别电容器电压的一个报警门限。如果被使能，那么任何降低至低于该电平的电容器电压都将触发一个报警和一个 SMBALERT。

cap_ov_lvl (0x08)

每个 LSB 为 183.5μV

电容器过压电平：这是用于堆栈中每个个别电容器电压的一个报警门限。如果被使能，那么任何升高至高于该电平的电容器电压都将触发一个报警和一个 SMBALERT。

gpi_uv_lvl (0x09)

每个 LSB 为 183.5μV

通用输入欠压电平：这是一个用于 GPI 引脚的报警门限。如果被使能，那么降低至低于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。

gpi_ov_lvl (0x0A)

每个 LSB 为 183.5μV

通用输入过压电平：这是一个用于 GPI 引脚的报警门限。如果被使能，那么升高至高于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。

寄存器描述

vin_uv_lvl (0x0B)	每个 LSB 为 2.21mV
V_{IN} 欠压电平：这是一个用于输入电压的报警门限。如果被使能，那么降至低于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
vin_ov_lvl (0x0C)	每个 LSB 为 2.21mV
V_{IN} 过压电平：这是一个用于输入电压的报警门限。如果被使能，那么升至高于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
vcap_uv_lvl (0x0D)	每个 LSB 为 1.476mV
V_{CAP} 欠压电平：这是一个用于电容器组电压的报警门限。如果被使能，那么降至低于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
vcap_ov_lvl (0x0E)	每个 LSB 为 1.476mV
V_{CAP} 过压电平：这是一个用于电容器组电压的报警门限。如果被使能，那么升至高于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
vout_uv_lvl (0x0F)	每个 LSB 为 2.21mV
V_{OUT} 欠压电平：这是一个用于输出电压的报警门限。如果被使能，那么降至低于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
vout_ov_lvl (0x10)	每个 LSB 为 2.21mV
V_{OUT} 过压电平：这是一个用于输出电压的报警门限。如果被使能，那么升至高于该电平的电压将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
iin_oc_lvl (0x11)	每个 LSB 为 $1.983\mu V/R_{SNSI}$
输入过流电平：这是一个用于输入电流的报警门限。如果被使能，那么升至高于该水平的电流将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
ichg_uc_lvl (0x12)	每个 LSB 为 $1.983\mu V/R_{SNSC}$
充电欠流电平：这是一个用于充电电流的报警门限。如果被使能，那么降至低于该水平的电流将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
dtemp_cold_lvl (0x13)	温度 = 每个 LSB 为 $0.028^{\circ}C - 251.4^{\circ}C$
芯片温度冷电平：这是一个用于芯片温度的报警门限。如果被使能，那么降至低于该水平的芯片温度将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
dtemp_hot_lvl (0x14)	温度 = 每个 LSB 为 $0.028^{\circ}C - 251.4^{\circ}C$
芯片温度热电平：这是一个用于芯片温度的报警门限。如果被使能，那么升至高于该水平的芯片温度将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
esr_hi_lvl (0x15)	每个 LSB 为 $R_{SNSC}/64$
ESR 高电平：这是一个用于实测电容器组 ESR 的报警门限。如果一个超过该电平的电容器组 ESR 测量值将触发一个报警和一个 SMBALERT。	
cap_lo_lvl (0x16)	每个 LSB 为 $336\mu V \cdot R_{TST}/R_T$
电容低电平：这是一个用于实测电容器组电容的报警门限。如果被使能，那么一个低于该电平的电容器组电容测量值将触发一个报警和一个 SMBALERT。 当 ctl_cap_scale 被设定为“1”时，常数为 $3.36 \cdot R_{TST}/R_T$ 。	

寄存器描述

ctl_reg (0x17)

控制寄存器：几项控制功能被分组到该寄存器中。

位	位名称	描述
0	ctl_strt_capesr	在可能的情况下开始一个电容和 ESR 测量；一旦某个周期开始该位随即完成其自身的清零。
1	ctl_gpi_buffer_en	当该位单元中为一个“1”时，将使能 GPI 引脚上的输入缓冲器。而当该位单元中为一个“0”时，则在没有缓冲器的情况下测量 GPI 引脚。
2	ctl_stop_capesr	停止一个主动的电容 / ESR 测量。
3	ctl_cap_scale	将电容器测量的分辨率提高 100 倍，这在测量较小的电容器时使用。
15:4	–	保留

num_caps (0x1A)

电容器的数目：该寄存器负责显示 CAP_SLCT1、CAP_SLCT0 引脚的状态。在该寄存器中读取的数值为编程电容器的数目减去 1。

数值	电容器
0b00	选择了 1 个电容器
0b01	选择了 2 个电容器
0b10	选择了 3 个电容器
0b11	选择了 4 个电容器

chrg_status (0x1B)

充电器状态寄存器：该寄存器负责提供有关充电器系统状况的实时状态信息。每个位为高电平有效。

位	电容器	描述
0	chrg_stepdown	同步控制器处于降压模式 (充电)
1	chrg_stepup	同步控制器处于升压模式 (后备)
2	chrg_cv	充电器处于恒定电压模式
3	chrg_uvlo	充电器处于欠压闭锁模式
4	chrg_input_ilim	充电器处于输入电流限制状态
5	chrg_cappg	电容器电压高于电源良好门限
6	chrg_shnt	电容器管理器正在进行分流
7	chrg_bal	电容器管理器正在进行平衡
8	chrg_dis	充电器短暂停用以进行电容测量
9	chrg_ci	充电器处于恒定电流模式
10	–	保留
11	chrg_pfo	输入电压低于 PFI 门限
15:12	–	保留

寄存器描述

mon_status (0x1C)

监视器状态：该寄存器负责提供有关监视系统状况的实时状态信息。每个位为高电平有效。

位	位名称	描述
0	mon_capesr_active	电容 / ESR 测量正在进行之中
1	mon_capesr_scheduled	等待编程时间以开始一个电容 / ESR 测量
2	mon_capesr_pending	等待满意的条件以开始一个电容 / ESR 测量
3	mon_cap_done	电容测量已完成
4	mon_esr_done	ESR 测量已完成
5	mon_cap_failed	最后尝试的电容测量未能完成
6	mon_esr_failed	最后尝试的 ESR 测量未能完成
7	–	保留
8	mon_power_failed	这个位在 V_{IN} 降低至低于 PFI 门限或充电器不能进行充电时被设定。它仅在电源恢复且充电器能够实施充电时被清零。
9	mon_power_returned	这个位在输入高于 PFI 门限且充电器能够进行充电时被设定。它仅在 mon_power_failed 位被设定时清零。
15:10	–	保留

alarm_reg (0x1D)

报警寄存器：该寄存器任何位中的一个“1”表示其各自的报警已触发。所有的位为高电平有效。

位	位名称	描述
0	alarm_cap_uv	电容器欠压报警
1	alarm_cap_ov	电容器过压报警
2	alarm_gpi_uv	GPI 欠压报警
3	alarm_gpi_ov	GPI 过压报警
4	alarm_vin_uv	V_{IN} 欠压报警
5	alarm_vin_ov	V_{IN} 过压报警
6	alarm_vcap_uv	V_{CAP} 欠压报警
7	alarm_vcap_ov	V_{CAP} 过压报警
8	alarm_vout_uv	V_{OUT} 欠压报警
9	alarm_vout_ov	V_{OUT} 过压报警
10	alarm_iin_oc	输入过流报警
11	alarm_ichg_uc	充电欠流报警
12	alarm_dtemp_cold	芯片温度冷报警
13	alarm_dtemp_hot	芯片温度热报警
14	alarm_esr_hi	ESR 高报警
15	alarm_cap_lo	电容低报警

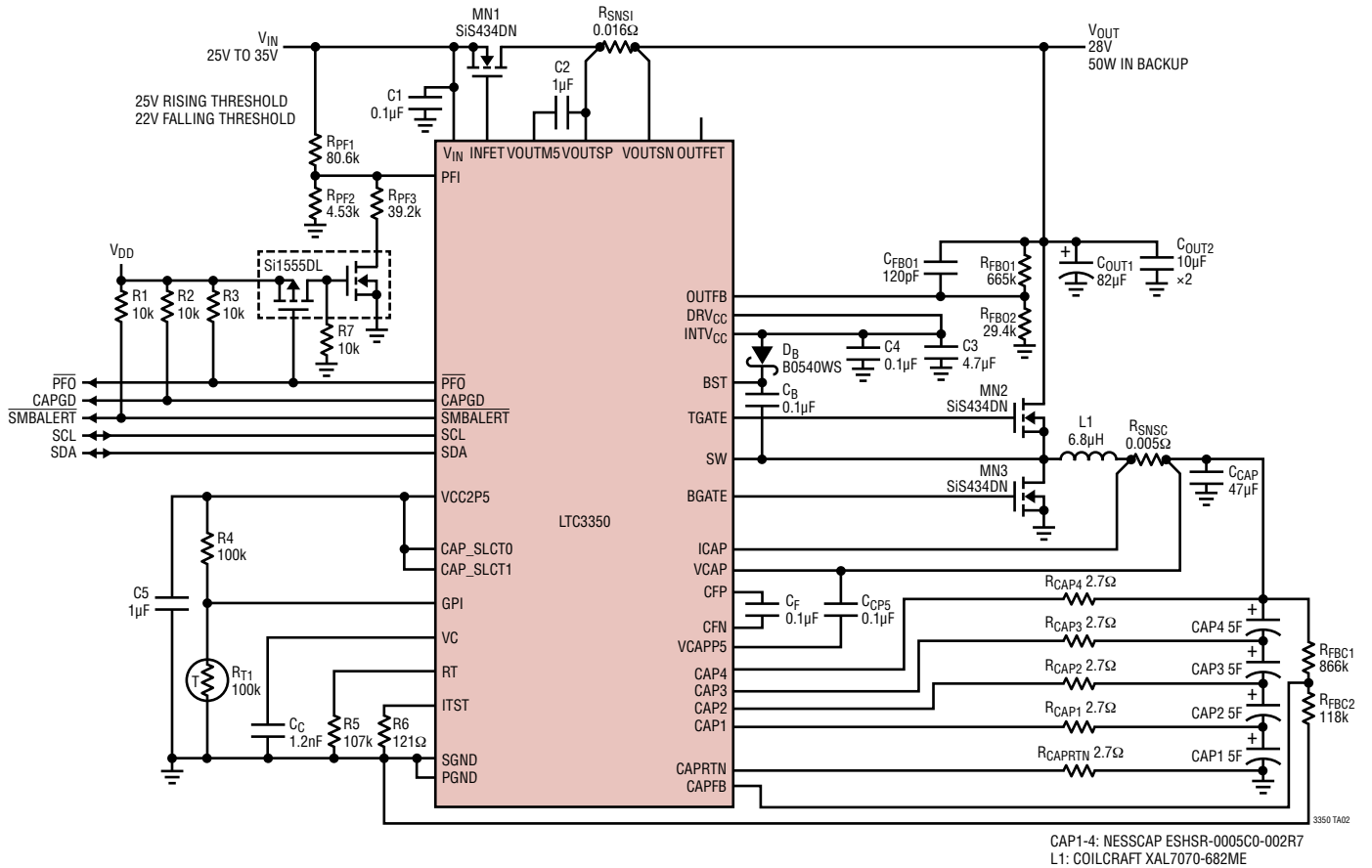
LTC3350

寄存器描述

meas_cap (0x1E)	每个 LSB 为 $336\mu\text{V} \cdot R_{\text{TST}}/R_{\text{T}}$
实测的电容器组电容值。当 <code>ctl_cap_scale</code> 被设定为“1”时，常数为 $3.36\mu\text{F} \cdot R_{\text{TST}}/R_{\text{T}}$ 。	
meas_esr (0x1F)	每个 LSB 为 $R_{\text{SNSC}}/64$
实测的电容器组等效串联电阻 (ESR) 值。	
meas_vcap1 (0x20)	每个 LSB 为 $183.5\mu\text{V}$
CAP1 和 CAPRTN 引脚之间的实测电压。	
meas_vcap2 (0x21)	每个 LSB 为 $183.5\mu\text{V}$
CAP2 和 CAP1 引脚之间的实测电压。	
meas_vcap3 (0x22)	每个 LSB 为 $183.5\mu\text{V}$
CAP3 和 CAP2 引脚之间的实测电压。	
meas_vcap4 (0x23)	每个 LSB 为 $183.5\mu\text{V}$
CAP4 和 CAP3 引脚之间的实测电压。	
meas_gpi (0x24)	每个 LSB 为 $183.5\mu\text{V}$
GPI 引脚电压的测量。	
meas_vin (0x25)	每个 LSB 为 2.21mV
实测的输入电压。	
meas_vcap (0x26)	每个 LSB 为 $1.476\mu\text{V}$
实测的电容器组电压。	
meas_vout (0x27)	每个 LSB 为 2.21mV
实测的输出电压。	
meas_iin (0x28)	每个 LSB 为 $1.983\mu\text{V}/R_{\text{SNSI}}$
实测的输入电流。	
meas_ichg (0x29)	每个 LSB 为 $1.983\mu\text{V}/R_{\text{SNSC}}$
实测的充电电流。	
meas_dtemp (0x2A)	温度 = 每个 LSB 为 $0.028^\circ\text{C} - 251.4^\circ\text{C}$
实测的芯片温度。	

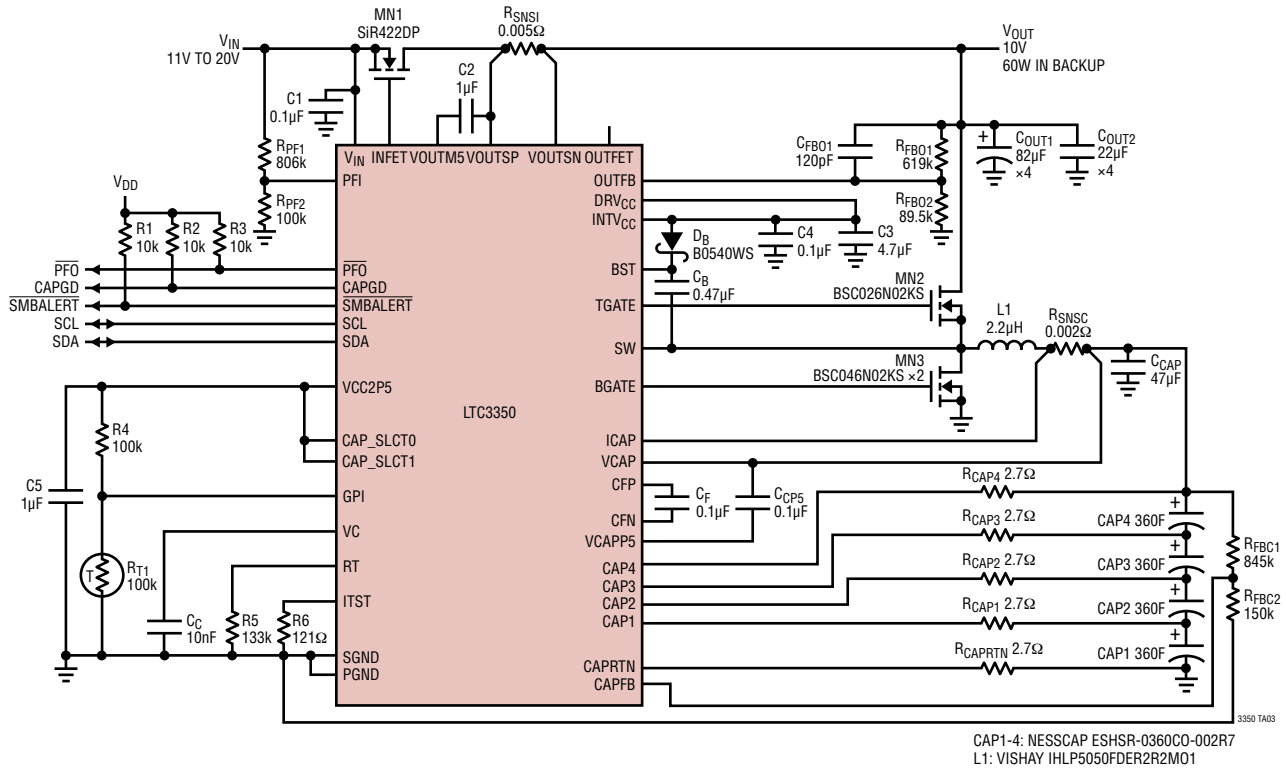
典型应用

应用电路 1：具有 2A 输入电流限值和 28V、50W 后备模式的 25V 至 35V、6.4A 超级电容器充电器

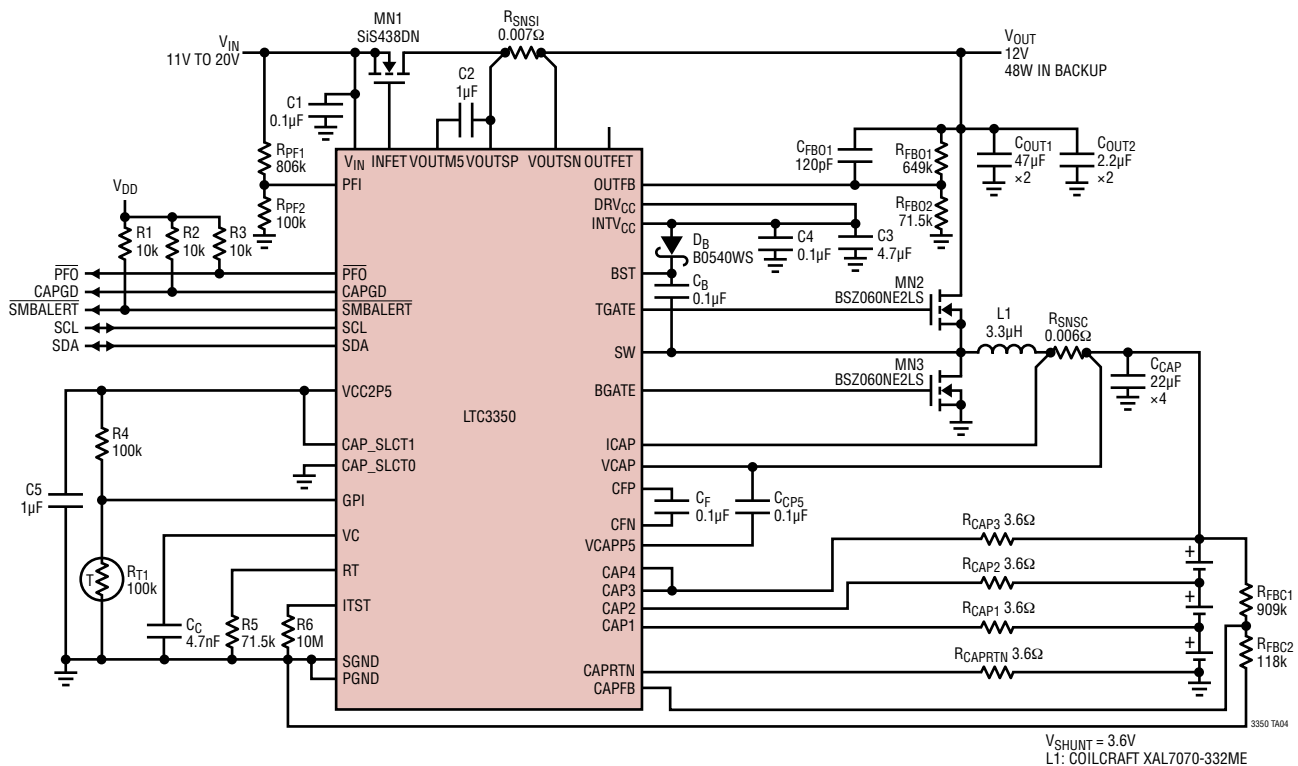


典型应用

应用电路 2：具有 6.4A 输入电流限值和 10V、60W 后备模式的 11V 至 20V、16A 超级电容器充电器

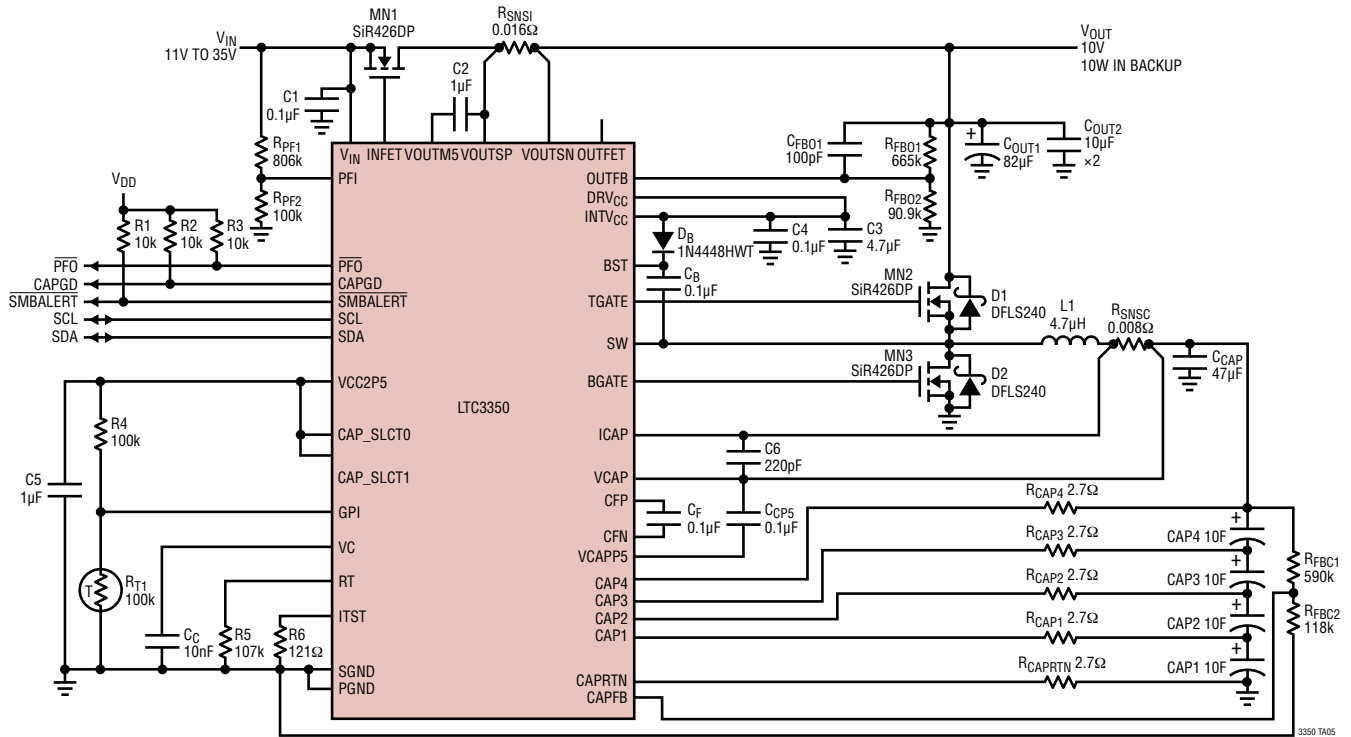


应用电路 3：具有 4.6A 输入电流限值和 12V、48W 后备模式的 11V 至 20V、5.3A 磷酸铁锂 (LiFePO₄) 电池充电器



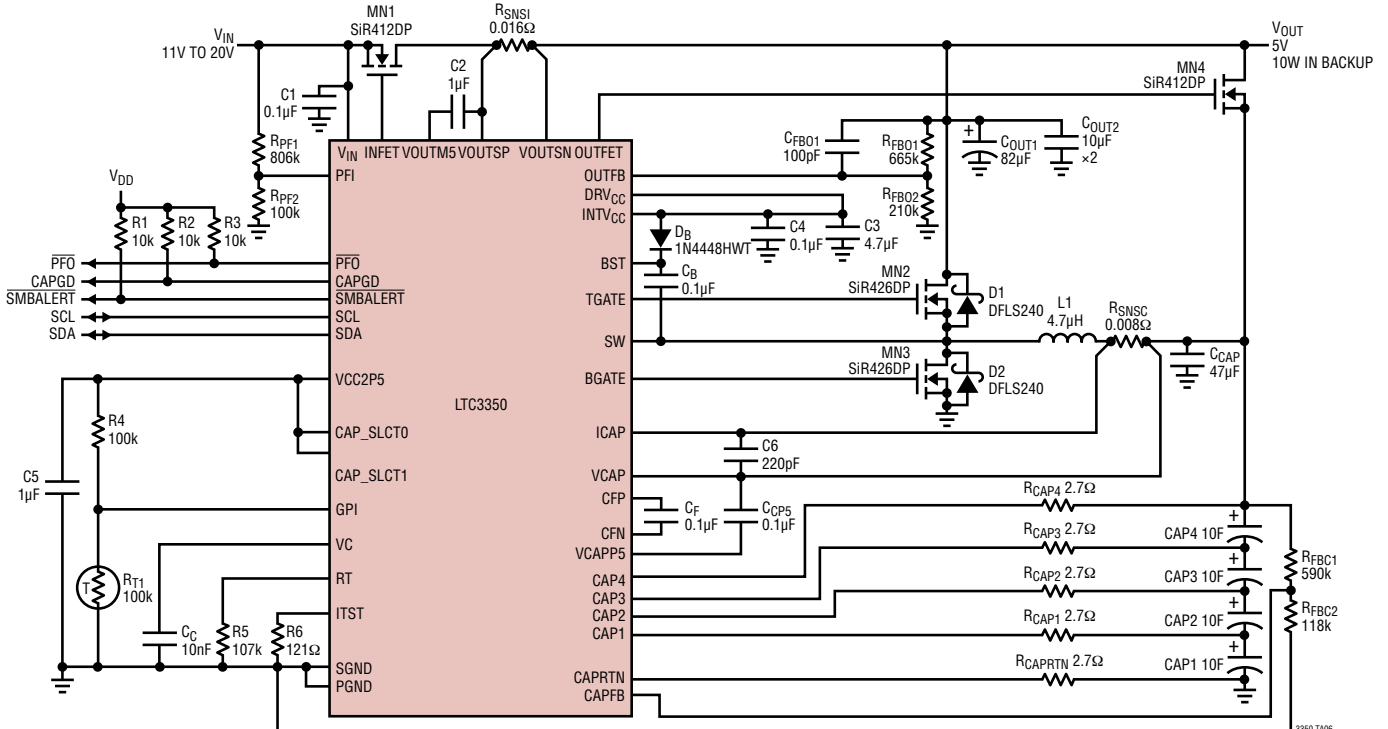
典型应用

应用电路 4：具有 2A 输入电流限值和 10V、1A 后备模式的 11V 至 35V、4A 超级电容器充电器



CAP1-4: NESSCAP ESHSR-0010C0-002R7
L1: VISHAY IHLP5050FDER47M01

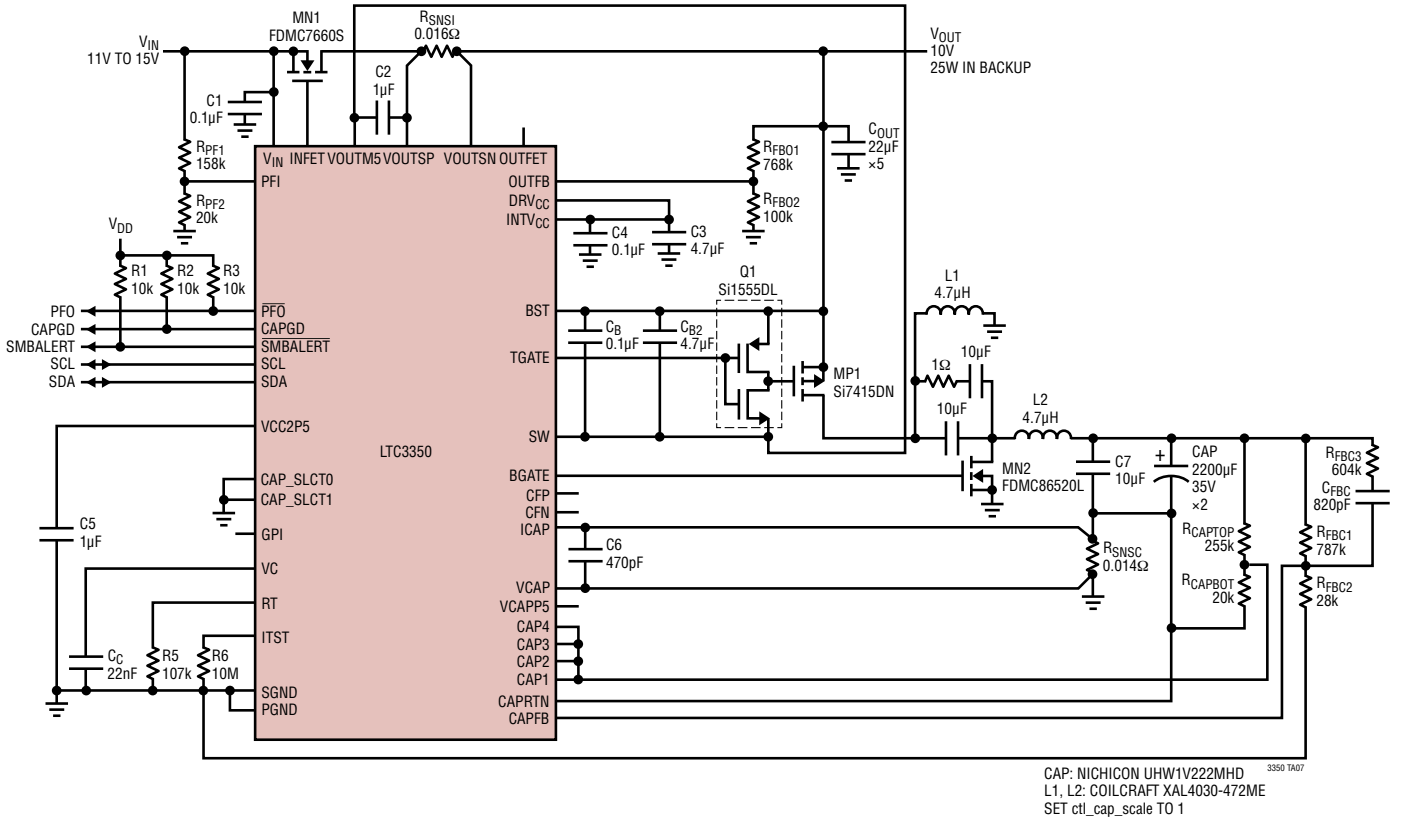
应用电路 5：具有 2A 输入电流限值和 5V、2A 后备模式的 11V 至 20V、4A 超级电容器充电器



CAP1-4: NESSCAP ESHSR-0010C0-002R7
L1: VISHAY IHLP5050FDER47M01

典型应用

应用电路 6：具有 2A 输入电流限值和 10V、25W 后备模式的 11V 至 15V、2.3A Zeta-SEPIC 高电压电容器充电器



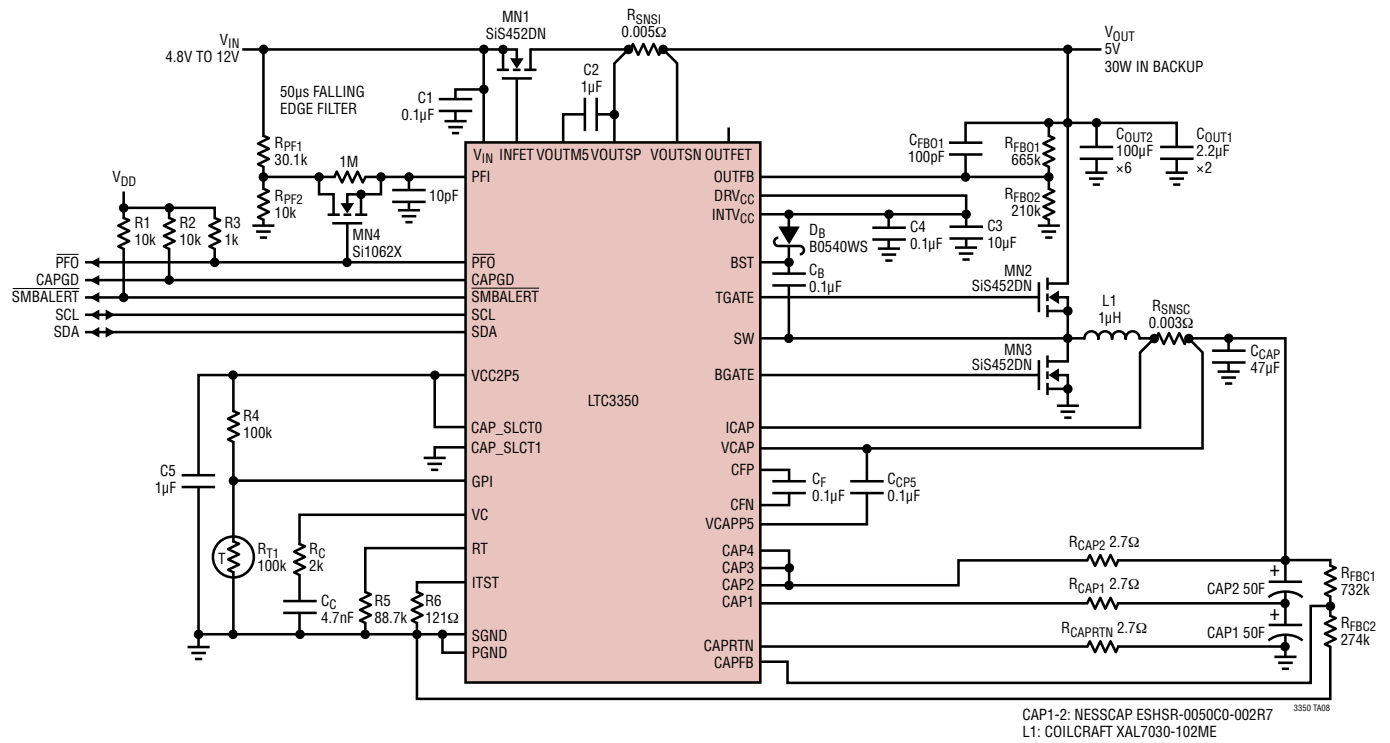
在 Zeta-SEPIC 应用中，由于 LTC3350 的配置方式不同，因此在监视特性中存在几点差异。电容器电压采用不同的方法进行测量，其不再于 meas_vcap 寄存器中测量，而是在 meas_vcap1 寄存器中测量。用于 meas_vcap1 的比例因子必须针对连接至 CAP1 引脚的电阻分压器进行调节。而且，用于电容测试的精准电流负载 (ITST) 在该配置中也是不能采用的。电容器上的负载仅为外部分压器。仍然可以进行电容测量。meas_cap_register 中的结果将具有一个如下的 LSB (单位：法拉)：

$$C_{LSB} = \frac{-5.6 \cdot 10^{-7}}{\ln \left[1 - \left(\frac{0.2}{V_{CAP}} \right) \left(1 + \frac{R_{CAPTOP}}{R_{CAPBOT}} \right) \right]} \frac{R_T}{R_L}$$

式中的 R_L 为与电容器相并联的接地总电阻， R_{CAPTOP} 是连接在电容器和 $VCAP1$ 之间的顶端分压电阻器， R_{CAPBOT} 是连接在 $VCAP1$ 和地之间的底端分压电阻器。上式针对的是 ctl_cap_scale 位被设定为“1”时的情形。可对具有较大 ESR 的大电容器进行 ESR 测量。然而，在该应用中 ESR 测量的准确度显著下降。meas_esr 寄存器中的 ESR 测量值必须利用电阻分压比加以放大。应将 CAP1 引脚上的电压保持在 V_{SHUNT} 设定值以下。

典型应用

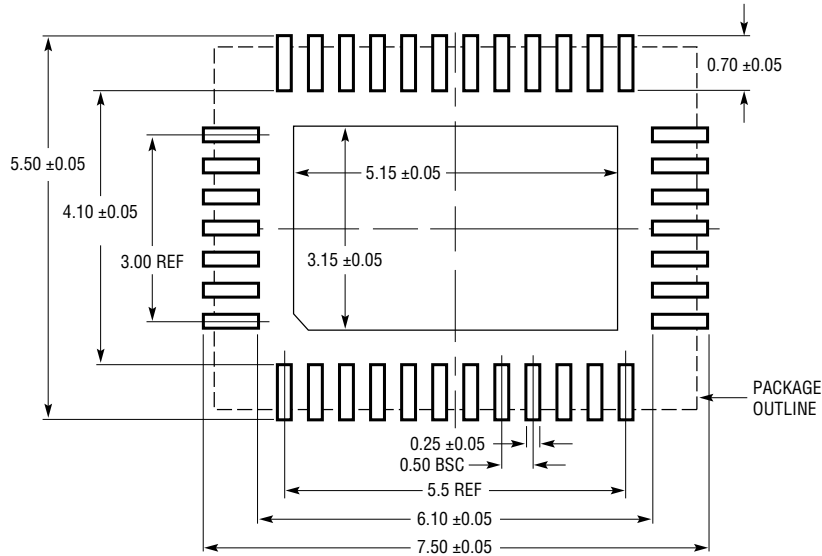
应用电路 7：具有 6.4A 输入电流限值和 5V、30W 后备模式的 4.8V 至 12V、10A 超级电容器充电器



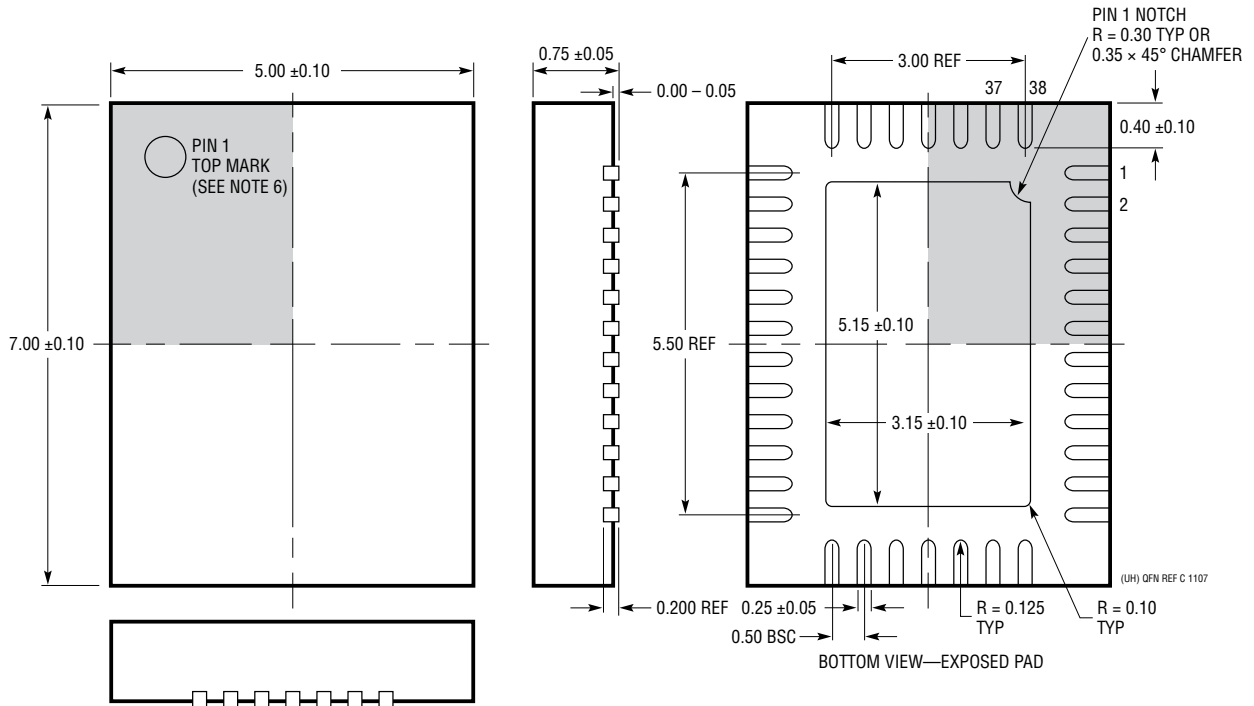
封装描述

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

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



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



NOTE:

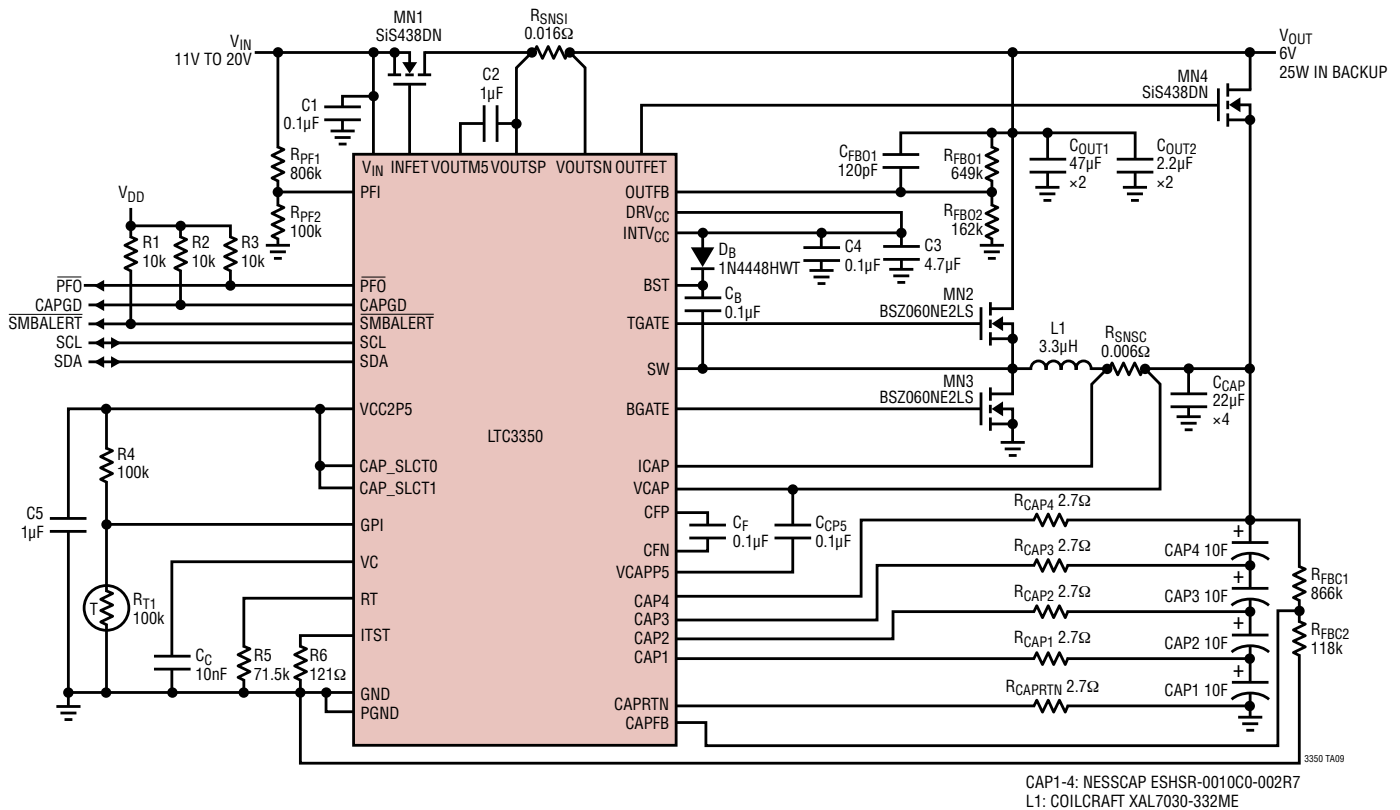
1. DRAWING CONFORMS TO JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-220 VARIATION WHKD
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

修改记录

Rev	日期	描述	页码
A	09/14	在“C _{OUT} 和 C _{CAP} 电容”部分修改了 I _{RMS} 公式	27
		在“功率 MOSFET 的选择”部分将后备模式中的 5V 更改为 6V	28
		更改 V _{CAP} 电压基准 DAC 设置	32
		修改应用电路	42

典型应用

12V PCIe 后备控制器



相关器件

器件型号	描述	备注
电源管理		
LTC3128	具准确输入电流限值的 3A、单片式、降压-升压型超级电容器充电器和平衡器	准确度达 $\pm 2\%$ 的可编程 (高达 3A) 平均输入电流限值, 主动电荷平衡, 可为一个或两个电容器充电, V_{IN} 范围: 1.73V 至 5.5V, V_{OUT} 范围: 1.8V 至 5.5V, 20 引脚 (4mm x 5mm x 0.75mm) QFN 封装和 24 引脚 TSSOP 封装
LTC3226	具后备 PowerPath 控制器的两节超级电容器充电器	1x / 2x 多模式充电泵超级电容器充电器, 自动电池电量平衡, PowerPath, 2A LDO 后备电源, 主模式 / 后备模式自动切换, 2.5V 至 5.5V, 16 引脚 3mm x 3mm QFN 封装
LTC3355	具集成型 SCAP 充电器和后备稳压器的 20V、1A 降压型 DC/DC 系统 IC	V_{IN} : 3V 至 20V, V_{OUT} : 2.7V 至 5V, 1A 主降压稳压器, 采用单个超级电容器向 5A 升压型后备稳压器供电, 过压保护, 20 引脚 4mm x 4mm QFN 封装
LTC3625	具自动电池平衡功能的 1A、高效率、两节超级电容器充电器	两个串联超级电容器的高效率升压 / 降压充电。自动电池平衡。高达 500mA (单个电感器)、1A (双电感器) 的可编程充电电流。12 引脚 3mm x 4mm DFN 封装
LTC4110	电池后备系统管理器	用于锂离子 / 锂聚合物电池、铅酸电池、NiMH / NiCd 电池和超级电容器的完整后备电池管理器。输入电源范围: 4.5V 至 19V, 高达 3A 的可编程充电电流, 38 引脚 5mm x 7mm QFN 封装
LTC4425	具电流限制理想二极管和电压 / 电流 (V/I) 监视器的线性超级电容器充电器	用于两节串联超级电容器组的恒定电流 / 恒定电压线性充电器。 V_{IN} : 锂离子 / 锂聚合物电池, 一个 USB 端口, 或者一个 2.7V 至 5.5V 电流限制电源。2A 充电电流, 自动电池平衡, 停机电流 $< 2\mu A$, 12 引脚 3mm x 3mm DFN 封装或 12 引脚 MSOP 封装