

2A、双向、降压 - 升压型 DC/DC 稳压器和充电器 / 平衡器

特点

- V_{CAP} 工作范围：0.1V 至 5.5V
- V_{SYS} 工作范围：1.71V 至 5.25V
- 从充电模式至后备模式的自动切换
- 准确度为 $\pm 2\%$ 的可编程充电输入电流限值从 125mA 至 2A
- $\pm 1\%$ 后备电压准确度
- 自动后备电容器平衡
- 固定的 1.2MHz 开关频率
- 突发模式 (Burst Mode[®]) 操作：40 μ A 静态电流
- 具集电极开路输出的内置可编程通用型比较器
- 用于指示操作方向和充电结束的集电极开路输出
- 耐热性能增强型 TSSOP-24 封装和 4mm x 4mm QFN-24 封装

应用

- 超级电容器后备转换器和充电器
- 电池后备转换器和充电器
- 服务器、RAID 系统
- 具电池 / 电容器后备功能的 RF 系统

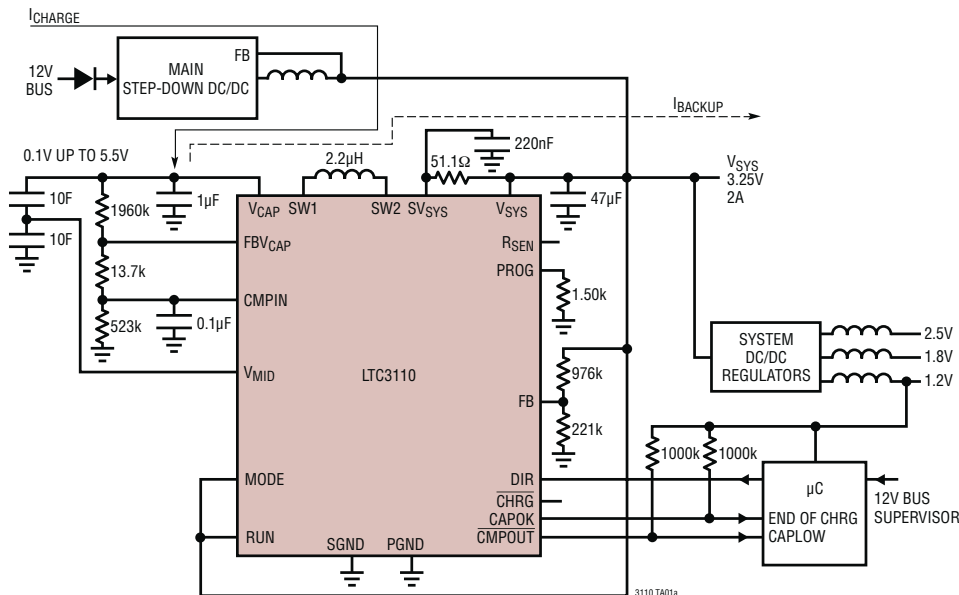
描述

LTC[®]3110 是一款具有电容器充电器和平衡器的 2A 双向降压-升压型 DC/DC 稳压器。该器件拥有很宽的 0.1V 至 5.5V 电容器 / 电池电压和 1.8V 至 5.25V 系统后备电压范围，从而使其非常适合于众多采用超级电容器或电池的后备应用。一种专有的低噪声开关算法优化了效率，且电容器 / 电池电压可高于、低于或等于系统输出电压。

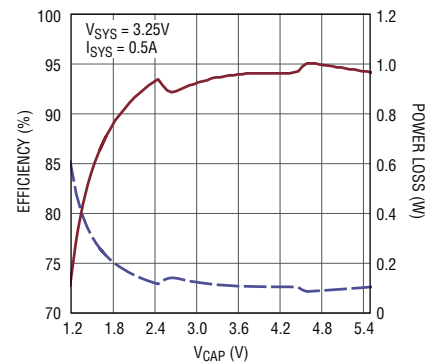
LTC3110 能够根据一个外部命令自主地从充电模式转换至后备模式或开关模式。引脚可选的突发模式操作可减小待机电流和改善轻负载效率，其与 1 μ A 的停机电流相组合，使得 LTC3110 成为后备应用的理想选择。这款器件的其他特点包括用于方向控制和充电结束的电压监控器，以及一个具有集电极开路输出、用于和微控制器 (μ C) 相连接的通用型比较器。LTC3110 采用耐热性能增强型的扁平 24 引脚 TSSOP 封装和 4mm x 4mm QFN 封装。

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

典型应用



后备模式效率



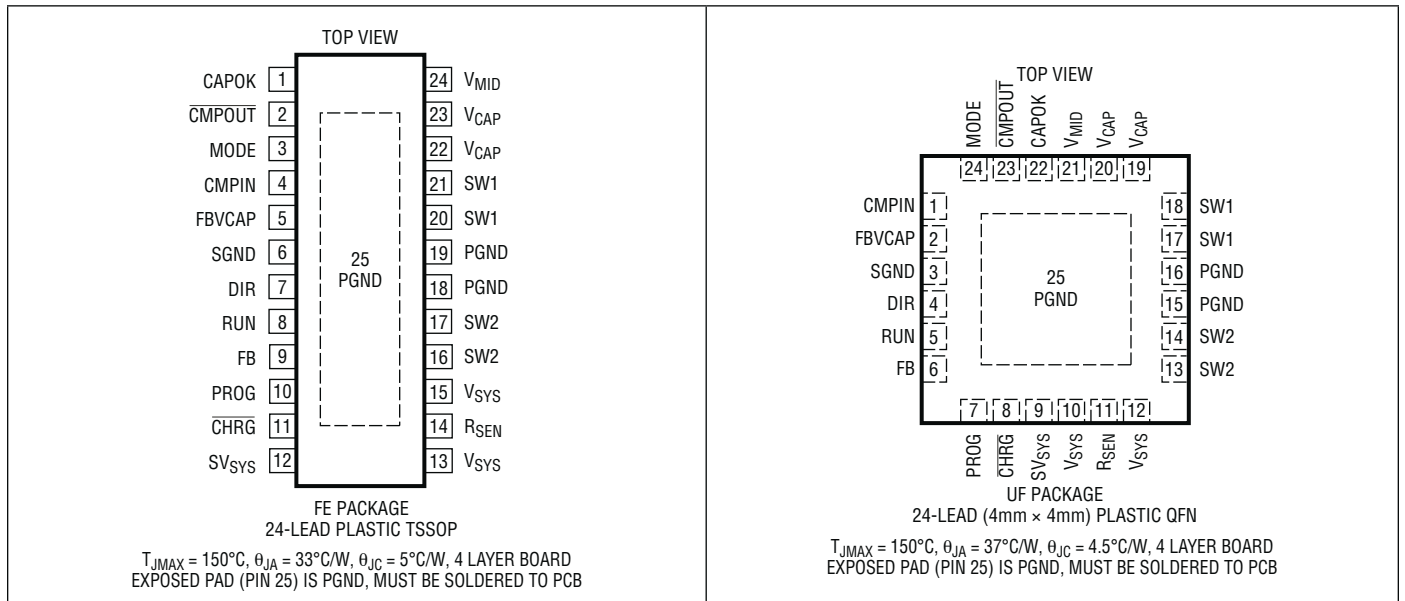
LTC3110

绝对最大额定值 (注 1)

V_{CAP} , V_{SYS} , SV_{SYS} , V_{MODE} , V_{CMPIN} , V_{DIR} ,
 V_{RUN} , V_{CAPOK} , V_{CMPOUT} , V_{CHRG} -0.3V 至 6V
 R_{SEN} DC 电流 1.6A
 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
 引脚焊接温度 (焊接时间 10 秒)
 TSSOP 封装 300°C
 回流焊峰值体温度 (30 秒最大值)
 QFN 封装 260°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
LTC3110EFE#PBF	LTC3110EFE#TRPBF	LTC3110FE	24 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C
LTC3110IFE#PBF	LTC3110IFE#TRPBF	LTC3110FE	24 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C
LTC3110EUF#PBF	LTC3110EUF#TRPBF	3110	24 引脚 (4mm x 4mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LTC3110IUF#PBF	LTC3110IUF#TRPBF	3110	24 引脚 (4mm x 4mm) 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。 * 温度等级请见包装箱上的标识。

有关非标准含铅涂层器件的信息, 请咨询凌力尔特公司。

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

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

电气特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (注 2)。 $V_{\text{CAP}} = 3.3\text{V}$ ， $V_{\text{SYS}} = 3.3\text{V}$ ，
 $V_{\text{DIR}} = V_{\text{SGND}}$ ， $V_{\text{MODE}} = V_{\text{RUN}} = V_{\text{SYS}} = SV_{\text{SYS}}$ ，除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
后备操作中的 V_{CAP} 无负载工作范围	$V_{\text{SYS}} \geq 1.8\text{V}$	0.1		5.5	V
V_{CAP} 启动	$V_{\text{SYS}} <$ 欠压闭锁门限	● 1.8			V
充电操作中 V_{SYS} 工作范围	$V_{\text{DIR}} = V_{\text{SYS}}$	● 1.8		5.25	V
欠压闭锁门限	V_{SYS} 斜坡下降， $V_{\text{CAP}} = 0\text{V}$	● 1.55			V
	V_{SYS} 斜坡上升， $V_{\text{CAP}} = 0\text{V}$	●		1.71	V
FB 反馈电压	V_{CAP} 斜坡下降， $V_{\text{SYS}} = 0\text{V}$ ， $V_{\text{RUN}} = V_{\text{CAP}}$	● 1.55			V
	V_{CAP} 斜坡上升， $V_{\text{SYS}} = 0\text{V}$ ， $V_{\text{RUN}} = V_{\text{CAP}}$	●		1.71	V
FB 反馈引脚输入电流	$0^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ (注 5)	● 0.592	0.6	0.608	V
	$-40^\circ\text{C} < T_J < 150^\circ\text{C}$	● 0.589	0.6	0.611	V
FB 反馈引脚输入电流			0.1	50	nA
FBV_{CAP} 充电结束门限上升	$DIR = V_{\text{SYS}}$	●	1.095	1.117	V
FBV_{CAP} 充电结束门限下降	$DIR = V_{\text{SYS}}$	●	1.040	1.061	V
FBV_{CAP} 输入电流	$V_{\text{FBV}_{\text{CAP}}} = 1.1\text{V}$		0.1	50	nA
FBV_{CAP} 过度充电门限上升		1.125	1.150	1.175	V
FBV_{CAP} 过度充电迟滞			35		mV
静态电流，突发模式操作 ($I_{\text{VCAP}} + I_{\text{V}_{\text{SYS}}} + I_{\text{SV}_{\text{SYS}}}$)	$V_{\text{MODE}} = 0\text{V}$		40		μA
静态电流，充电结束 ($I_{\text{VCAP}} + I_{\text{V}_{\text{SYS}}} + I_{\text{SV}_{\text{SYS}}}$)	$V_{\text{DIR}} = V_{\text{SYS}}$		40		μA
静态电流，停机 (I_{VCAP})	$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$ ， $V_{\text{SYS}} = SV_{\text{SYS}} = 0\text{V}$		0.05	1	μA
后备操作中的峰值电流限值	(注 4)	5	6	7	A
后备操作中的 DC 电流限值	(注 4)	● 3.5	4.5		A
充电操作中的峰值电流限值	(注 4)	5	6	7	A
后备操作中的反向电流限值	(注 4)	1	1.2	2	A
开关泄漏	开关 B、C： $V_{\text{CAP}} = V_{\text{SW1}} = 5.5\text{V}$ ， $V_{\text{SYS}} = V_{\text{SW2}} = 5.25\text{V}$ ，		0.1		μA
	开关 A、D： $V_{\text{CAP}} = 5.5\text{V}$ ， $V_{\text{SYS}} = 5.25\text{V}$ ， $V_{\text{SW1}} = V_{\text{SW2}} = 0\text{V}$		0.1		μA
开关导通电阻	开关 A (注 6)		64		$\text{m}\Omega$
	开关 B (注 6)		49		$\text{m}\Omega$
	开关 C (注 6)		49		$\text{m}\Omega$
	开关 D，包括检测电阻器 (注 6)		86		$\text{m}\Omega$
振荡器频率	$V_{\text{CAP}} = 0.2\text{V}$	● 900	1200	1500	kHz
	$V_{\text{SYS}} = 0.2\text{V}$		300	300	kHz
后备模式中的软启动时间	从 V_{RUN} 上升至 $V_{\text{FB}} = 90\%$	0.8	1.3	1.8	ms
升压模式中的最大占空比	$V_{\text{CAP}} = 0.2\text{V}$	● 91	93	96	%
			98		%
降压模式中的最小占空比		●		0	%
MODE 输入逻辑门限	使能突发模式操作 使能 PWM 模式操作			0.3	V
		1			V
MODE 输入下拉电阻器			6		$\text{M}\Omega$
DIR 门限上升		● 1.073	1.095	1.117	V
DIR 门限下降		● 1.024	1.045	1.066	V
DIR 迟滞		● 30	50	70	mV
DIR 输入电流	$V_{\text{DIR}} = 5.5\text{V}$		0.1	50	nA

电气特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (注 2)。 $V_{\text{CAP}} = 3.3\text{V}$ ， $V_{\text{SYS}} = 3.3\text{V}$ ， $V_{\text{DIR}} = V_{\text{SGND}}$ ， $V_{\text{MODE}} = V_{\text{RUN}} = V_{\text{SYS}} = SV_{\text{SYS}}$ ，除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
CMPIN 门限上升		0.638	0.65	0.662	V
CMPIN 门限下降		● 0.575	0.59	0.605	V
CMPIN 输入电流	$V_{\text{CMPIN}} = 5.5\text{V}$		0.1	50	nA
PROG 电压	$V_{\text{FBVCAP}} = 1\text{V}$ ， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$		0.6		V
PROG 电流增益	$\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$		200		$\mu\text{A}/\text{A}$
$I_{\text{V}_{\text{SYS}}}$ 输入电流限值	$R_{\text{PROG}} = 24.3\text{k}$ (注 7、8)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 119	123	128	mA
	$R_{\text{PROG}} = 24.3\text{k}$ (注 7、8、9)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 115	123	131	mA
	$R_{\text{PROG}} = 12.1\text{k}$ (注 7、8)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 241	248	255	mA
	$R_{\text{PROG}} = 12.1\text{k}$ (注 7、8、9)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 234	248	262	mA
	$R_{\text{PROG}} = 6.04\text{k}$ (注 7、8)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 487	497	507	mA
	$R_{\text{PROG}} = 6.04\text{k}$ (注 7、8、9)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 473	497	521	mA
	$R_{\text{PROG}} = 3.01\text{k}$ (注 7、8)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 977	997	1017	mA
	$R_{\text{PROG}} = 3.01\text{k}$ (注 7、8、9)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 948	997	1046	mA
	$R_{\text{PROG}} = 1.5\text{k}$ (注 7、8)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 1960	2000	2040	mA
	$R_{\text{PROG}} = 1.5\text{k}$ (注 7、8、9)， $\text{DIR} = V_{\text{SYS}}$	● 1900	2000	2100	mA
V_{MID} 至 V_{CAP} 电压比	$V_{\text{MID}} = \text{开路负载}$ ， $V_{\text{CAP}} = 5\text{V}$	0.492	0.5	0.508	
V_{MID} 平衡电流	$V_{\text{CAP}} = 5\text{V}$ ， $V_{\text{MID}} = 5\text{V}$	● 150	300		mA
	$V_{\text{CAP}} = 5\text{V}$ ， $V_{\text{MID}} = 0\text{V}$	●	-300	-150	mA
待机模式中的 V_{MID} 电流	$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$		0.1	1	μA
V_{MID} 暂停充电门限	V_{MID} 上升， $V_{\text{CAP}} = 5\text{V}$		2.38	2.6	V
	V_{MID} 下降， $V_{\text{CAP}} = 5\text{V}$		2.4	2.62	V
CHRG， CAPOK， CMPOUT 漏极开路输出电压	$I = 10\text{mA}$	●	0.1	0.3	V
RUN 输入逻辑门限		●	0.3	1	V
RUN 下拉电阻器			6		$\text{M}\Omega$

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：LTC3110 在脉冲负载条件下进行测试以使 $T_J \sim T_A$ 。LTC3110E 的性能指标在 0°C 至 85°C 的结温范围内得到保证。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的规格指标由设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。LTC3110I 保证在 -40°C 至 125°C 的整个工作结温范围内满足性能规格。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：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。当该保护功能电路运行时最大额定结温将被超过。在高于规定的最大工作结温条件下连续运作有可能损害器件的可靠性或造成器件永久性的损坏。

注 4：电流测量在 LTC3110 不处于开关切换状态时进行。由于比较器之传播延迟的原因，在操作中测得的电流限值将稍高。

注 5：由设计特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。

注 6：由设计、相关和工作台测量来保证。

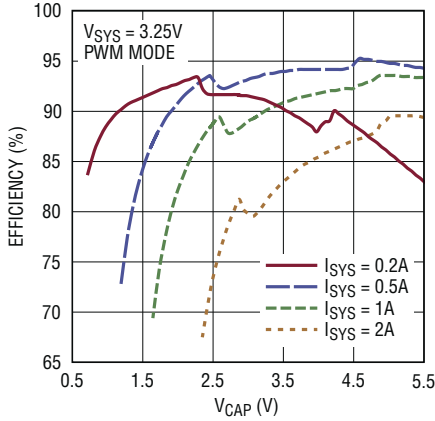
注 7：电流测量在输出不处于开关切换状态时进行。

注 8：该规格的准确度与用于设置参数之电阻器的准确度直接相关。

注 9：在结温高于 130°C (典型值) 的情况下，输入电流限值减小。见“工作原理”部分中的“充电电流的热折返”。

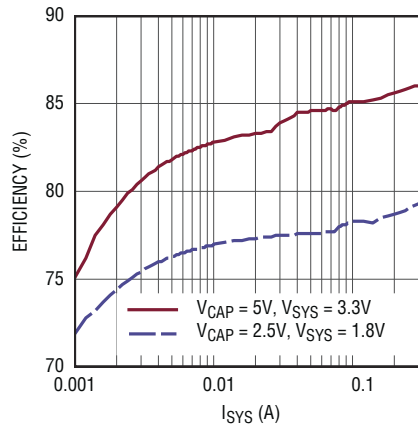
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

效率与 V_{CAP} 电压的关系曲线



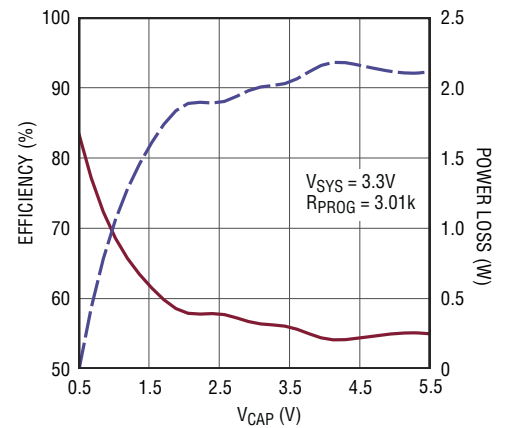
3110 G01

突发模式效率



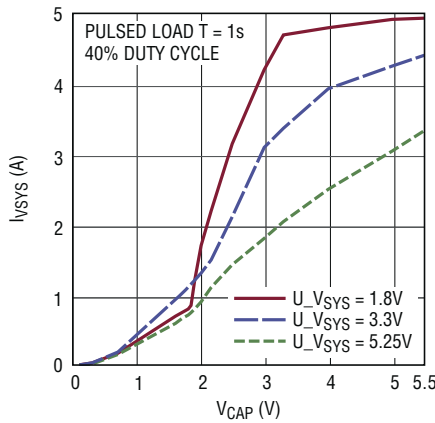
3110 G02

充电效率



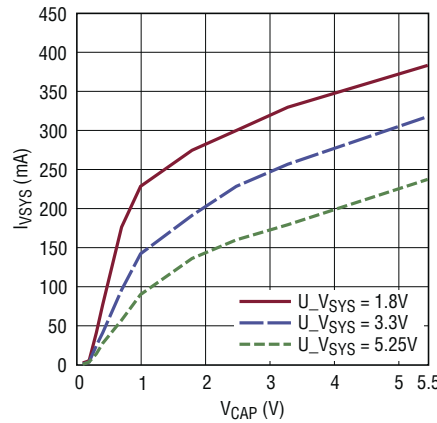
3110 G03

PWM 模式中的最大负载电流



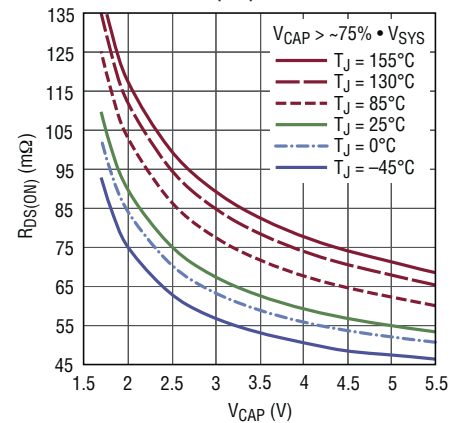
3110 G04

突发模式操作中的最大负载电流



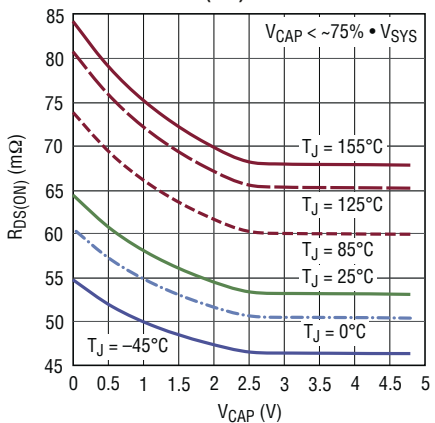
3110 G05

SWA 的 $R_{DS(ON)}$ (动态)



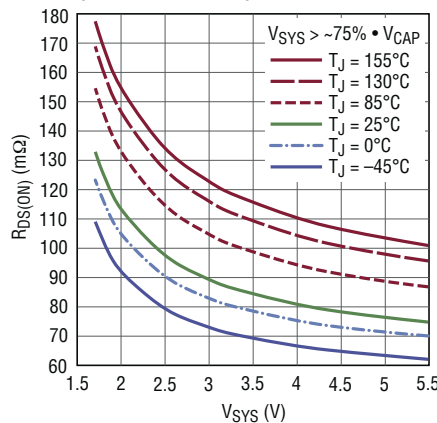
3110 G06

SWA 的 $R_{DS(ON)}$ (静态)



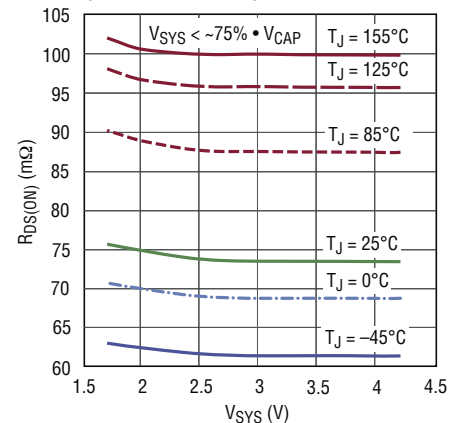
3110 G07

SWD 的 $R_{DS(ON)}$ (动态) (包括检测电阻器)



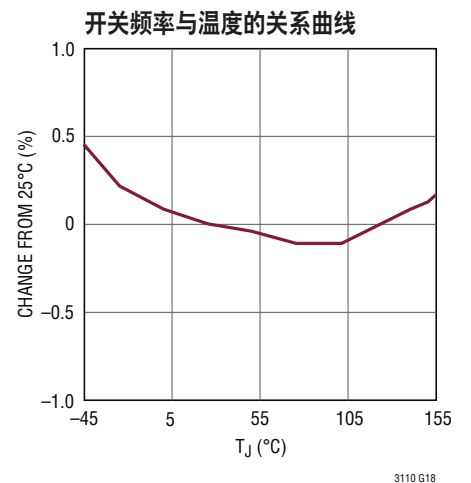
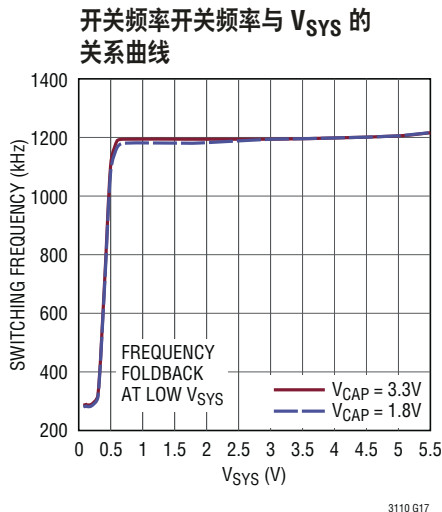
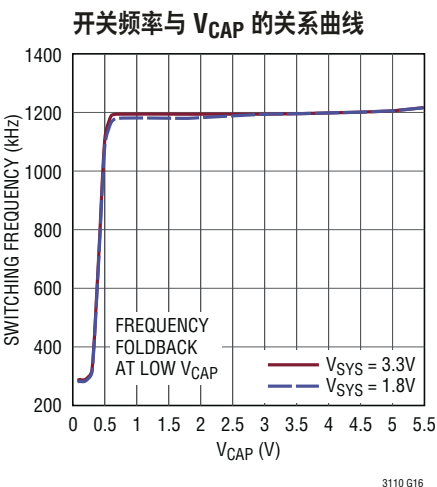
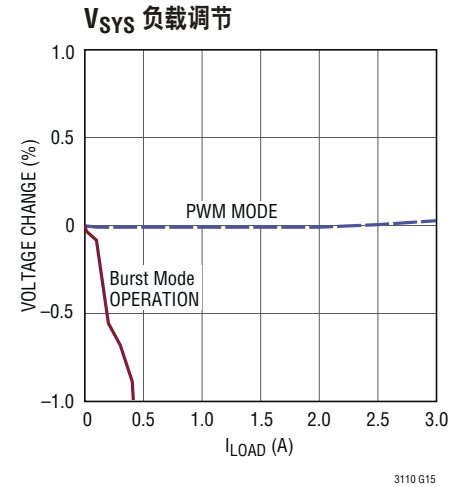
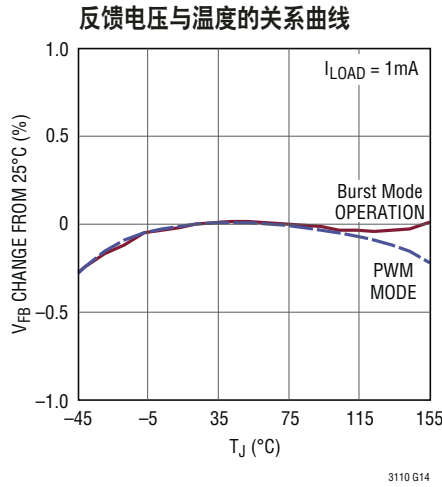
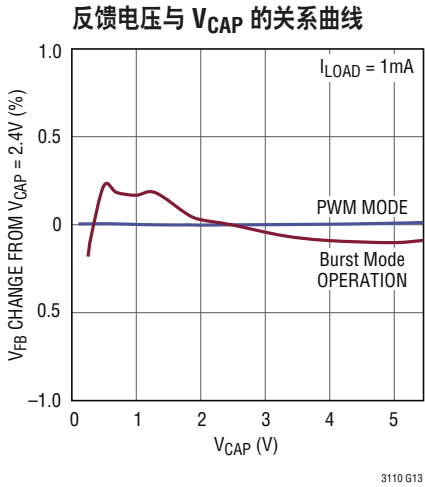
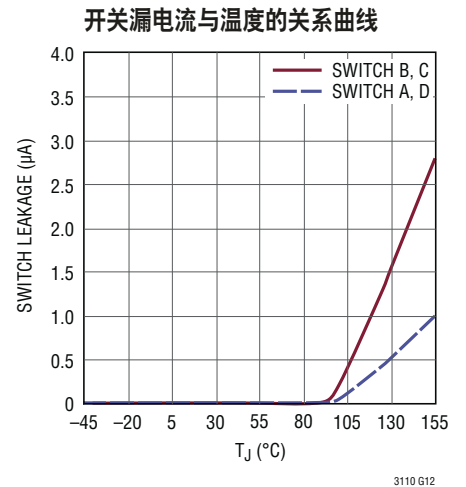
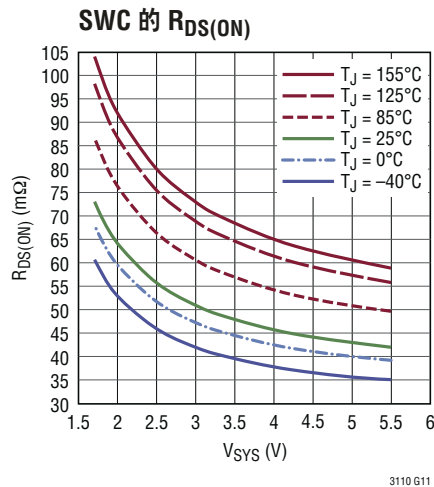
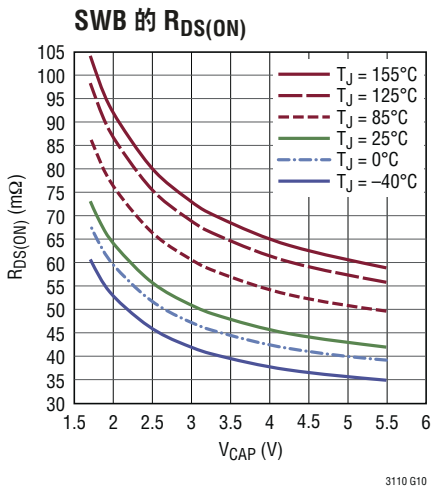
3110 G08

SWD 的 $R_{DS(ON)}$ (静态) (包括检测电阻器)



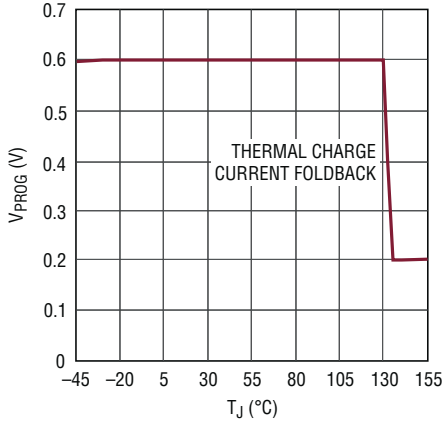
3110 G09

典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。



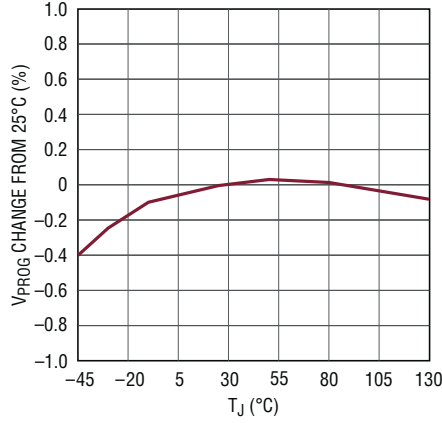
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

V_{PROG} 编程电压与温度的关系曲线



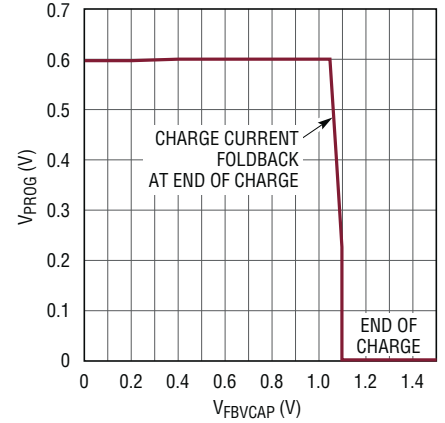
3110 G19

V_{PROG} 编程电压与温度的关系曲线



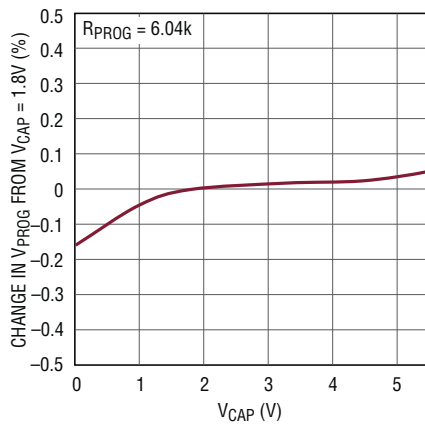
3110 G20

V_{PROG} 编程电压与 V_{FBV_{CAP}} 的关系曲线



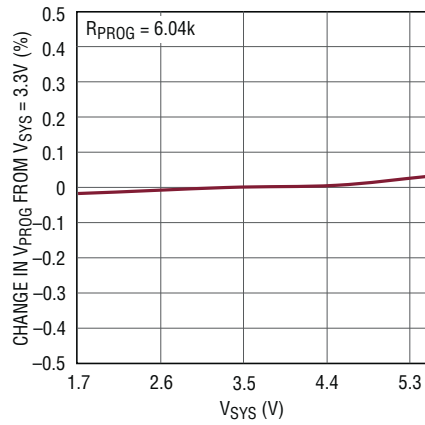
3110 G21

V_{PROG} 编程电压与 V_{CAP} 的关系曲线



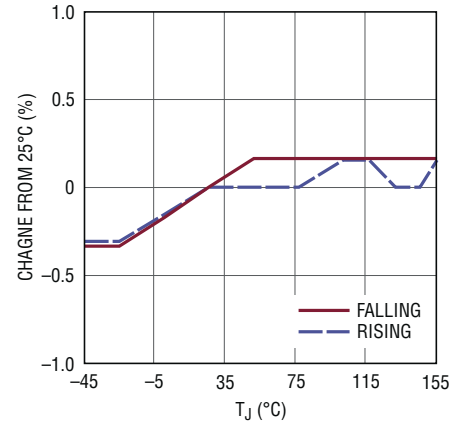
3110 G22

V_{PROG} 编程电压与 V_{SYS} 的关系曲线



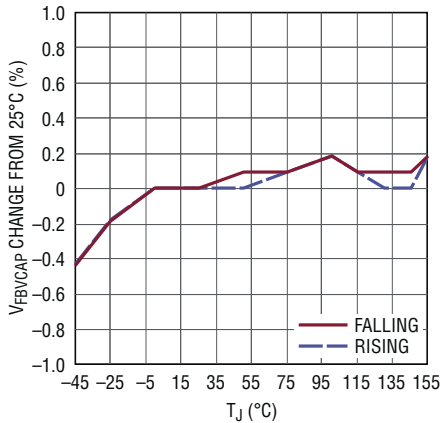
3110 G23

CMPIN 门限电压与温度的关系曲线



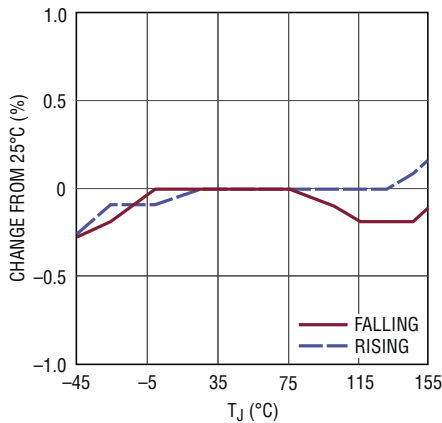
3110 G24

FBV_{CAP} 比较器门限与温度的关系曲线



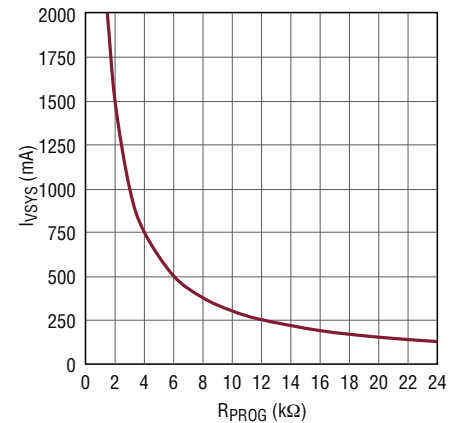
3110 G25

DIR 门限与温度的关系曲线



3110 G26

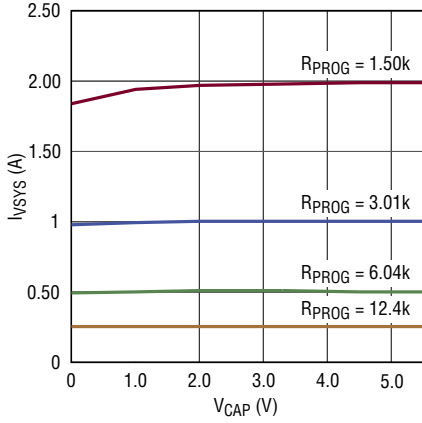
I_{YSYS} 输入电流限值与 R_{PROG} 的关系曲线



3110 G27

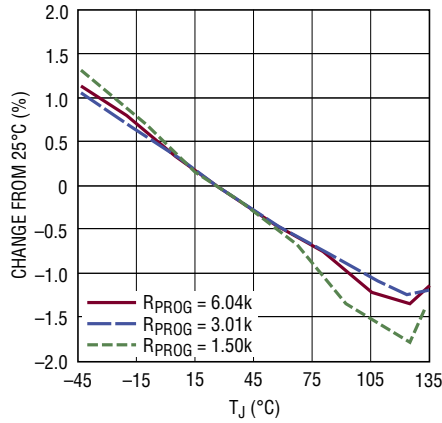
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

$I_{V_{SYS}}$ 输入电流与 V_{CAP} 的关系曲线



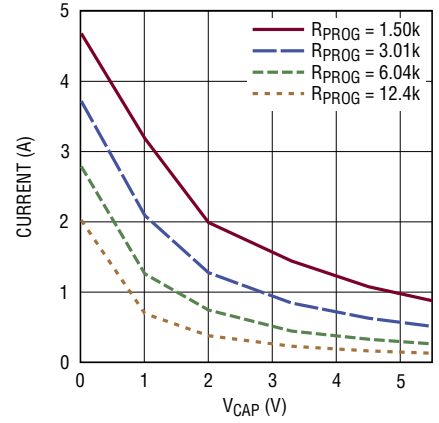
3110 G28

PROG 电流增益与温度的关系曲线



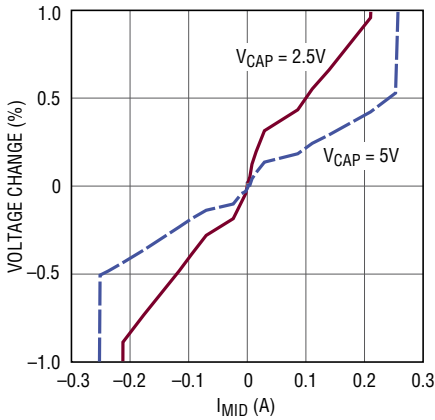
3110 G29

$I_{V_{CAP}}$ 充电电流与 V_{CAP} 的关系曲线



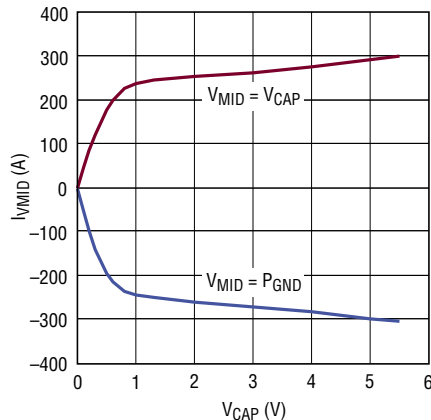
3001 G30

V_{MID} 负载调节



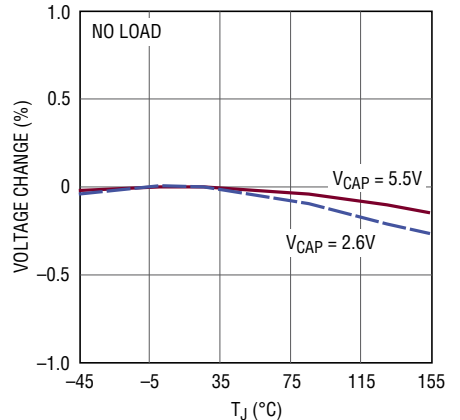
3110 G31

$I_{V_{MID}}$ 缓冲器电流与 V_{CAP} 的关系曲线



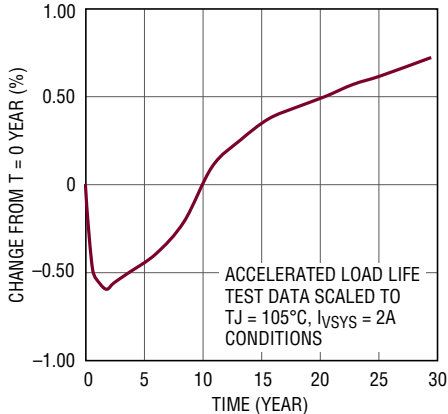
3110 G32

V_{MID} 与温度的关系曲线



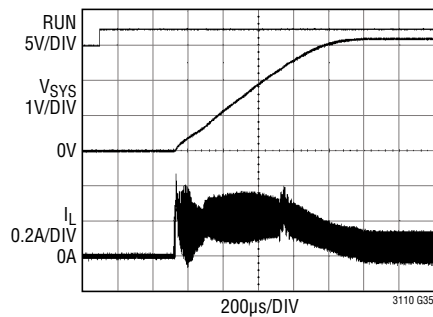
3110 G33

输入电流限制老化



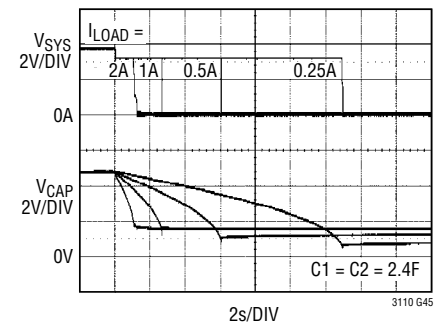
3110 G34

后备软启动



3110 G35

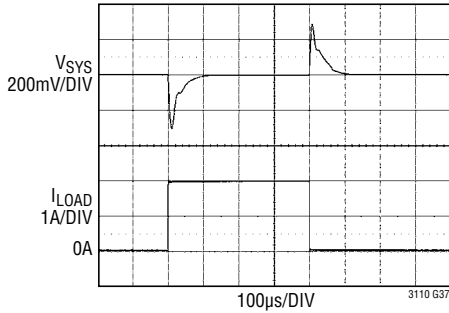
后备时间



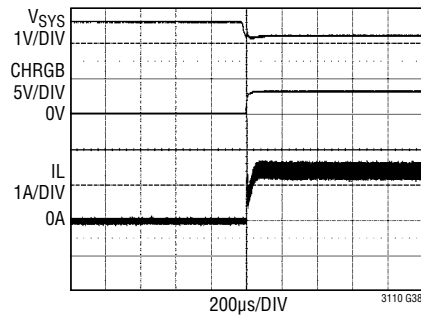
3110 G45

典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

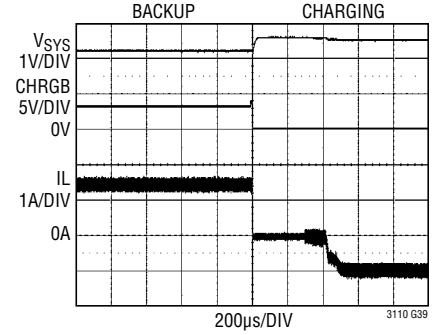
负载阶跃 (0A 至 2A)



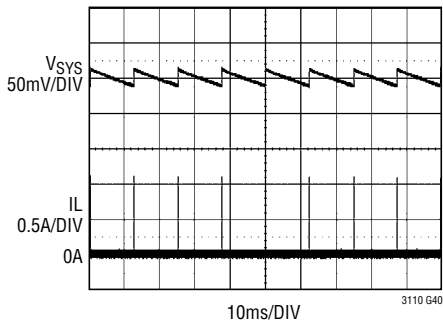
自主型应用中的充电睡眠至后备瞬变



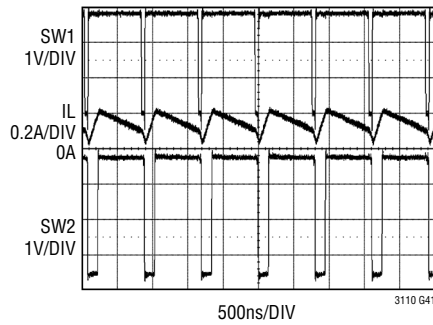
自主型应用中的后备至充电瞬变



突发模式操作

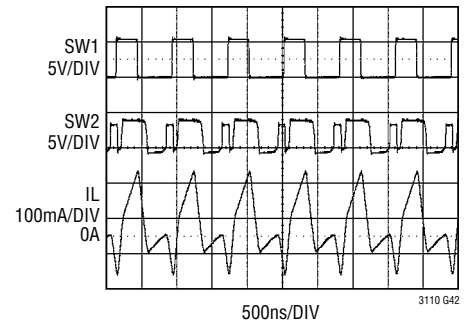


PWM 模式操作



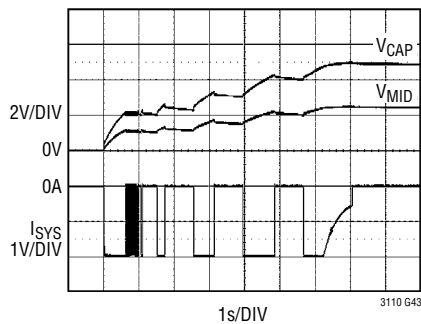
$I_{SYS} = 100\text{mA}$

V_{CAP} 过压故障情况下的 PWM 模式操作

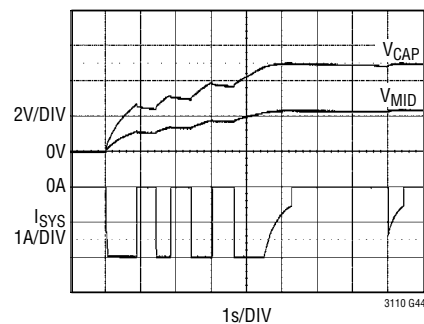


$FB_{V_{CAP}} = 1.2\text{V}$
 $V_{DIR} = 0\text{V}$

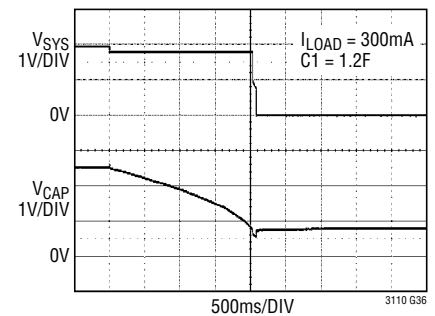
充电平衡器操作 $C1 > C2$



充电平衡器操作 $C1 < C2$



单电容器后备



$I_{LOAD} = 300\text{mA}$
 $C1 = 1.2\text{F}$

引脚功能 (FE 封装 / UFD 封装)

CAPOK (引脚 1 / 引脚 22) : V_{CAP} 电压正常指示器输出。如果 FBV_{CAP} 电压低于 FBV_{CAP} 下降门限，则漏极开路输出被拉至低电平。倘若 FBV_{CAP} 高于 FBV_{CAP} 上升门限，那么输出被释放。

CMPOUT (引脚 2 / 引脚 23) : 通用型比较器输出。当 $CMPIN$ 引脚电压高于比较器上升门限时，漏极开路输出被拉至低电平。当 $CMPIN$ 低于比较器下降门限时，输出被释放。

MODE (引脚 3 / 引脚 24) : 突发 / PWM 模式选择输入。把 $MODE$ 驱动至一个逻辑 1 状态将设置固定频率、低噪声 PWM 操作。而将 $MODE$ 驱动至低电平则设置突发模式操作。请注意，当器件工作于充电器模式时， $MODE$ 引脚不起作用。

CMPIN (引脚 4 / 引脚 1) : 具迟滞的通用型比较器正输入。把 $CMPIN$ 引脚上的电压与一个内部基准电压进行比较。可对该引脚进行数字驱动或将其配置为电压监控器 (借助一个外部电阻分压器)。如果采用一个电阻分压器或一个具 $> 200\Omega$ 阻抗的信号源来驱动此引脚，则应在 $CMPIN$ 和 GND 之间连接一个 $0.1\mu F$ 电容器以获得最佳的性能。 $CMPIN$ 上升门限为 $0.65V$ ，而下降门限为 $0.59V$ 。

FBV_{CAP} (引脚 5 / 引脚 2) : 具迟滞的 V_{CAP} 充电结束电压编程反馈分压器输入。充电结束门限可在 $1.1V$ 至 $5.5V$ 的范围内调节。 FBV_{CAP} 上升门限为 $1.095V$ ，下降门限为 $1.061V$ 。

SGND (引脚 6 / 引脚 3) : 信号地连接。强烈建议布设一个接地平面。终接于地的敏感模拟组件应采用开尔文 (Kelvin)

连接方式连接至 $SGND$ 引脚 (与 $PGND$ 中的大电流通路隔开)。

DIR (引脚 7 / 引脚 4) : 具迟滞的充电 / 后备模式选择器输入。当 DIR 上的电压高于上升门限时，将使能 $LTC3110$ 的充电器模式。而当 DIR 上的电压低于下降门限时，则将使能后备模式。可对该引脚进行数字驱动 (例如：采用一个微控制器来实施)。借助一个外部电阻分压器可把该引脚配置为电压监控器输入，以监视任何的系统电压。 DIR 上升门限为 $1.095V$ ，下降门限为 $1.045V$ 。

RUN (引脚 8 / 引脚 5) : 逻辑控制型停机输入。

$RUN \geq 1.0V$: 正常运作

$RUN \leq 0.3V$: 停机

FB (引脚 9 / 引脚 6) : V_{SYS} 后备电压反馈引脚。把电阻分压器抽头连接于此。 V_{SYS} 电压可在 $1.8V$ 至 $5.25V$ 的范围内调节。反馈基准电压为 $0.6V$ 。

PROG (引脚 10 / 引脚 7) : 充电器输入电流 ($I_{V_{SYS}}$) 编程电阻器。一个连接在 $PROG$ 和 $SGND$ 之间的电阻器负责设置工作于充电模式时 V_{SYS} 中流过的平均电流。

$$R_{PROG} = \frac{3k\Omega \cdot A}{I_{V_{SYS}}} \quad (\text{对于 } 1.5k\Omega < R_{PROG} < 24.3k\Omega)$$

假如通过把 FBV_{CAP} 压低在 $< 1V$ 或接地而取消了充电电流折返功能，则 R_{PROG} 可增大至 $48.7k$ 。

引脚功能 (FE 封装 / UFD 封装)

CHRG (引脚 11 / 引脚 8)：充电 / 后备模式指示器输出。当稳压器处于充电模式时，漏极开路输出被拉至低电平。而当稳压器处于后备模式时，漏极开路输出则被释放。

SV_{SYS} (引脚 12 / 引脚 9)：用于降压 / 升压控制器电路的信号电源电压输入。该引脚必须短接至 V_{SYS} 或从 V_{SYS} 通过一个 RC 滤波器来供电。详见“应用信息”部分。

V_{SYS} (引脚 13、15 / 引脚 10、12)：用于系统后备输出电压和充电电流输入电压的双向电源引脚。必须在 V_{SYS} 和 PGND 之间连接一个旁路电容器。有关电容器选择的细节，请参阅“典型应用”原理图和“应用信息”部分。

R_{SEN} (引脚 14 / 引脚 11)：位于内部检测电阻器和开关 D 之结点处的电流检测电阻器抽头。引脚 R_{SEN} 在内部通过低阻抗短接至引脚 V_{SYS}。R_{SEN} 引脚中的 DC 电流必须限制在 1.6A。

SW2 (引脚 16、17 / 引脚 13、14)：连接至降压-升压型稳压器之内部开关 C 和 D 的开关引脚。把降压-升压电感器的另一端连接至 SW2。在电感器和 SW2 之间提供一根简短宽阔的 PCB 印制线以最大限度地抑制电压瞬变和噪声。

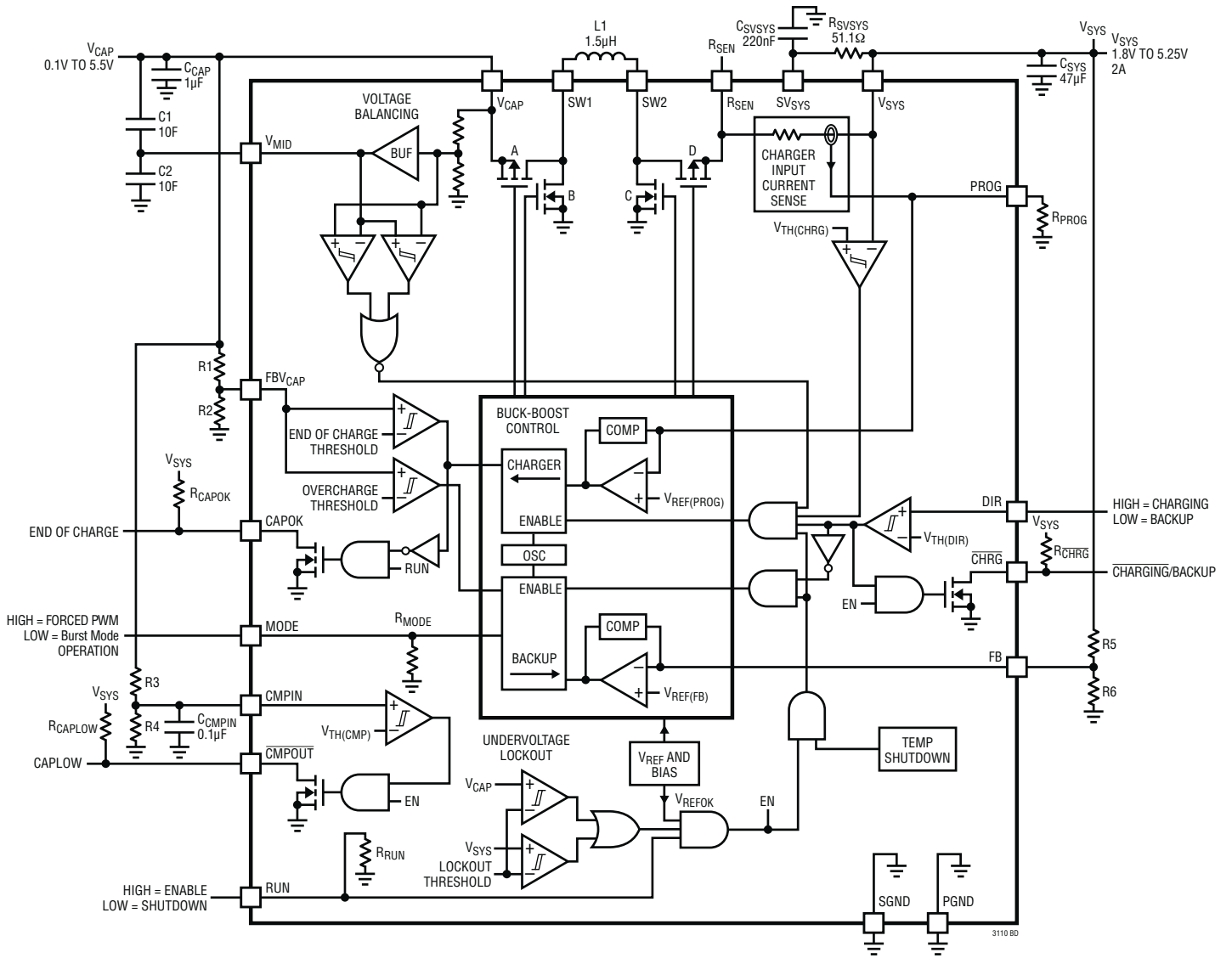
PGND (引脚 18、19、裸露衬垫引脚 25 / 引脚 15、16、裸露衬垫引脚 25)：电源地连接。把所有的大电流接地通路终接至 PGND。必须将裸露衬垫焊接至 PCB 的地以实现额定的热性能。

SW1 (引脚 20、21 / 引脚 17、18)：连接至降压-升压型稳压器之内部开关 A 和 B 的开关引脚。把降压-升压电感器的另一端连接至 SW1。在电感器和 SW1 之间提供一根简短宽阔的 PCB 印制线以最大限度地抑制电压瞬变和噪声。

V_{CAP} (引脚 22、23 / 引脚 19、20)：用于连接至后备超级电容器或后备电池的双向电源引脚。当处于充电模式时，一个从引脚 V_{CAP} 流出的电流对连接在 V_{CAP} 和 PGND 之间的存储元件进行充电。当处于后备模式时，电流将流入引脚 V_{CAP} 且存储的电能被用于给 V_{SYS} 上的负载提供后备电源。

V_{MID} (引脚 24 / 引脚 21)：有源电压平衡电源输出。该引脚应连接至两个串联超级电容器的结点。如果未使用输出，则必须在引脚 V_{MID} 和 PGND 之间连接一个 1nF 的补偿电容器。

方框图



3110 BD

工作原理

引言

LTC3110 是一款组合型单片式降压-升压 DC/DC 稳压器 / 充电器，其具有引脚可选的工作模式，以利用单个 LTC3110 器件来提供充电 ($V_{DIR} =$ 高电平) 和提供系统后备电源 ($V_{DIR} =$ 低电平)。在充电期间，可利用一个外部电阻器准确地设置从系统电源吸收之平均电流的限值。引脚 V_{MID} 上内置有一个集成型、有源、电压平衡缓冲器用于防止在给一个超级电容器组充电时由于电容器失配而引起电容器过压情况。

降压-升压型稳压器采用了一种专有的开关算法，其允许将系统电压 V_{SYS} 调节至高于、低于或等于存储元件上的电压 V_{CAP} ，并不会在电感器电流中产生不连续或在后备电压 V_{SYS} 中引发大的电压纹波。

利用 DIR 引脚方向控制电路，LTC3110 能够瞬间完成电感器电流的反向以及充电与后备操作模式之间的变换，从而通过向系统提供后备电压来对某种电源故障情况做出快速反应 (见图 1)。

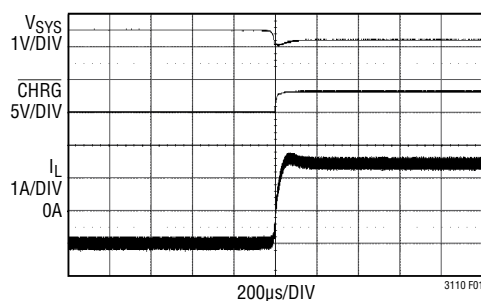


图 1：从充电至后备操作模式的转换

LTC3110 专为减小在停机和待机模式中的静态电流进行了优化，以满足那些对于从系统电压 V_{SYS} 或存储元件 V_{CAP} 吸收的静态电流很敏感之应用的要求。在充电操作中，待机电流仅为 $40\mu A$ 。在后备 / 突发模式操作中，无负载待机电流只有 $40\mu A$ 。在停机模式中，总的电源电流减低至小于 $1\mu A$ 。

充电

当采用系统电压 V_{SYS} 供电时，降压-升压型稳压器通常被设定为工作于充电模式 ($V_{DIR} =$ 高电平)，即：一个连接至 V_{SYS} 的电压源是 LTC3110 的电源输入，而且转换器负责为一个连接在 V_{CAP} 和 PGND 引脚之间的后备存储元件充电。当工作于充电模式时，LTC3110 的平均电流限制电路处于运行状态。利用一个布设在 PROG 和 SGND 引脚之间的电阻器，可设置从 V_{SYS} 吸收的最大平均电流以准确地限制电流需求。

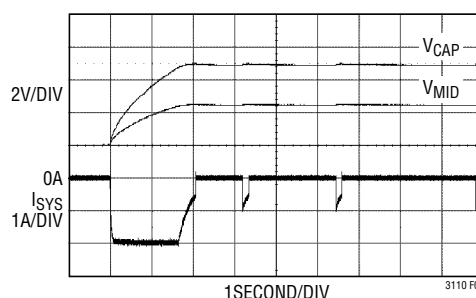


图 2：充电折返和充电终止

主动电荷平衡器

当处于充电状态时，集成型线性电荷平衡缓冲器把一个电容器组的中值电压 V_{MID} 调节至 V_{CAP} 的一半，从而使顶端和底端电容器的电压失配达到均衡，见图 3。假如电容器失配超过了电荷平衡器的电流能力，则充电暂停，直到 V_{MID} 恢复至 V_{CAP} 的一半为止 (见“典型性能特征”部分中的充电波形)。请注意，暂停充电功能仅在 $V_{CAP} > 2.2V = V_{TH(CHRG)}$ 时起作用。当 $V_{CAP} < 2V$ 时，充电器操作始终是连续的。

工作原理

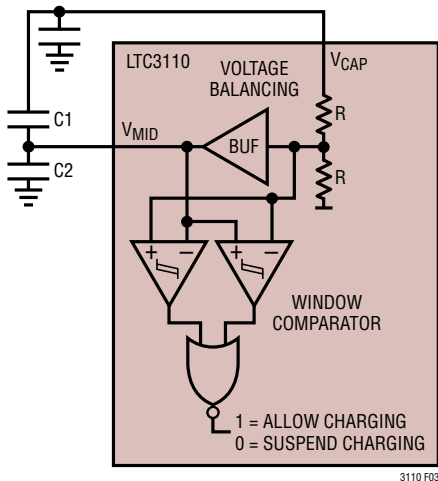


图 3：主动电荷平衡器

充电终止

引脚 V_{CAP} 上的最终充电电压利用一个位于 FBV_{CAP} 上的电阻分压器来设置，见“应用信息”部分中的图 10。

如果 FBV_{CAP} 超过其充电结束门限的 95%（典型值），则 PROG 基准电压（而且充电电流水平将随之）开始折返（见图 2）。在充电终止之前，充电电流将最终折返至一个通常为编程值之 30% 的水平（见“典型性能特征”部分中的充电波形）。当达到编程电压电平时，控制器将终止充电并切换到一种低静态电流状态，在该状态中 V_{MID} 引脚上的电荷平衡器被停用，且 CAPOK 引脚被释放。这种低电流状态将保持到 V_{CAP} 上的电压下降且 FBV_{CAP} 下降门限被越过为止。在此之后，控制器和电荷平衡器将恢复运作并把 CAPOK 引脚拉至低电平，直至再次达到调节电压为止。请注意，该 IC 无法阻止那些泄漏电流至电容器的外部源使这些电容器承受过压。

固定频率 PWM 模式中的后备操作

当 MODE 引脚在 V_{DIR} = 低电平的情况下保持于高电平时，LTC3110 工作于一种采用一个电压模式控制环路的固定频率脉宽调制（PWM）模式。这种操作模式最大限度地增加了

转换器所能提供的 V_{SYS} 后备电流，降低了 V_{SYS} 电压纹波，并产生了一个低噪声固定频率开关频谱。一种专用的开关算法可提供操作模式之间的无缝切换，并且消除了平均电感器电流的中断、电感器电流纹波、以及整个工作区中的环路传递函数。相比于传统的四开关降压-升压型转换器，这些优点可提高效率、改善环路稳定性和降低 V_{SYS} 电压纹波。

图 4 示出了 LTC3110 功率级的拓扑，其由两个 P 沟道 MOSFET 开关和两个 N 沟道 MOSFET 开关及其相关联的栅极驱动器构成。针对误差放大器输出，一个内部脉宽调制器可产生合适的开关占空比以保持对 V_{SYS} 电压的调节作用。

当 V_{CAP} 电压显著地高于 V_{SYS} 电压时，降压-升压型转换器工作于降压模式。开关 D 持续接通，开关 C 保持断开状态。对开关 A 和 B 进行脉宽调制以产生所需的占空比，从而支持 V_{SYS} 调节电压。当 V_{CAP} 电压下降时，开关 A 在开关周期的大部分时间里保持导通。当占空比达到约 90% 时，开关对 AC 开始在开关周期的一小部分时间里接通。当 V_{SYS} 电压进一步下降时，AC 开关对在较长的时间里处于导通状态，而 BD 相位的持续时间则成比例地减少。在该点上，开关 A 持续处于导通状态，而开关对 CD 则进行脉宽调制以获得期望的 V_{SYS} 电压。在这个点上，转换器仅仅工作于升压模式。

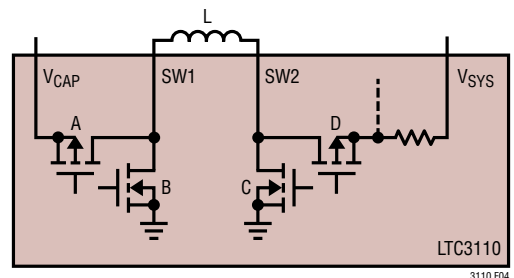


图 4：降压-升压型开关拓扑

工作原理

突发模式操作中的后备

当 MODE 引脚在 V_{DIR} = 低电平的情况下保持于低电平时，降压-升压型转换器工作于采用一种可变频率开关算法的突发模式，其通过把开关切换的数量减少至支持负载所需的最低水平，最大限度地减小了无负载输入静态电流并改善了轻负载条件下的效率。突发模式操作中的 V_{SYS} 电流能力大大低于 PWM 模式中的水平，而且旨在支持轻的待机负载。显示最大突发模式负载电流与 V_{CAP} 和 V_{SYS} 电压之函数关系的曲线可在本产品手册的“典型性能特征”部分中找到。如果突发模式操作中的转换器负载超过了最大突发模式电流能力，则 V_{SYS} 将丧失调节。每个突发模式周期在开关 A 和 C 接通时启动，产生一个流过电感器的线性增加的电流。当电感器电流达到突发模式峰值电流限值时，开关 A 和 C 断开而开关 B 和 D 接通，将存储在电感器中的能量释放到 V_{SYS} 电容器和负载中。一旦电感器电流达到零，则所有的开关立即断开且该周期结束。以这种方式产生的电流脉冲按照需要的频度重复，以保持对 V_{SYS} 电压的调节作用。

V_{CAP} 峰值和 DC 电流限制 (后备模式)

LTC3110 具有两个专为限制峰值电感器电流而设计的电流限制电路，以确保开关电流在输出短路或过载情况下处于 IC 的能力范围之内。第一个电流限制：在 PWM 模式中， V_{CAP} DC 电流限制电路通过把一个电流注入反馈引脚 (FB) 来运作。为了使该电流限制功能最有效，从 FB 至地的戴维南 (Thevenin) 电阻 (R_{BOT}/R_{TOP}) 应超过 100k Ω 。

一旦遭遇硬 V_{SYS} 短路，在选择突发模式操作或 PWM 模式的情况下，电感器电流可以大大地超过 DC 电流限制门限。在该场合中，峰值电流 (第二个电流) 限制电路将断开电源开关，直到下一个开关周期开始为止。

反向电流限制 (后备模式)

在 PWM 模式操作中，如果需保持调节作用，则 LTC3110 能够主动地通过传导使电流离开 V_{SYS} 。倘若 V_{SYS} 被保持在高于调节电压，则其可能导致很大的反向电流。假如另一个电源使 LTC3110 的 V_{SYS} 升高，就会出现这种情况。为了防止器件在这种情况下受损，LTC3110 内置了一个反向电流比较器，该比较器负责监视从负载进入电源开关 D 的电流。如果此电流超过 1.2A (典型值)，则开关 D 在开关周期的剩余时间里断开。对于无负载电流应用，电感器电流纹波必须低于最小反向电流限值的两倍 ($1A \cdot 2 = 2A$ 最大电感器电流纹波)。请见“电感器的选择”部分，以了解有关怎样计算电感器电流纹波的信息。

防止发生由于反向 DC 电流引起的 V_{CAP} 过度充电故障 (后备模式)

在 PWM 后备操作期间 (MODE = 高电平且 DIR = 低电平)，如果一个外部电源或任何第二个 DC/DC 稳压器错误地把 V_{SYS} 驱动至高于设置的后备电压电平，则 LTC3110 将使其 V_{SYS} 电流反向并同时产生给 V_{CAP} 充电的反向电流。假如该错误的 V_{SYS} 电压电平保持的时间较长，则 FB_{VAP} 有可能超过过度充电门限，而且 LTC3110 将停止反向充电。

在 V_{DIR} 为低电平的情况下通过反向电流进行的充电未在引脚 \overline{CHRG} 上进行指示，该引脚保持高阻抗状态。

如果 V_{SYS} 由一个外部源来驱动，则通过把 LTC3110 设定在充电操作模式通常可避免在应用中出现过度充电的情况。

假如采用 DIR 比较器对外部源进行监控，则 \overline{CHRG} 输出能够在后备操作中驱动一个 PMOS 的栅极并隔离外部源，见第 29、20、31 页上采用 PFET 的应用。

如果采用 DIR 比较器来监控 V_{SYS} ，则外部源在后备方向上必须要能够提供超过 LTC3110 之最大反向电流限值的电流，见第 36 页上的自主型应用。只有在外部源足够强大的时候，才能可靠地启动充电操作。

工作原理

FBV_{CAP} 故障情况

外部组件故障 (例如: 引脚 FBV_{CAP} 上的电阻器开路或短路或者漏电流) 会导致 V_{CAP} 被充电至一个较高的未定义电压。如果 V_{CAP} 超过 5.95V (典型值), 则 LTC3110 将暂停充电, 这可以避免 LTC3110 大幅度地超过绝对最大额定值 (假如 FBV_{CAP} 短路至地)。

请注意, 超级电容器和电池常常具有一个低于 5.95V 的最大电压额定值。在这些场合中可对通用型比较器进行配置以检测 V_{CAP} 上的过压 (见“应用信息”部分中的插图“用作冗余 V_{CAP} 监控器的通用型比较器”)。

软起动 (后备模式)

为了最大限度地抑制上电时的 V_{CAP} 电流瞬变, LTC3110 集成了一个内部软起动电路。这种软起动是利用误差放大器基准电压在软起动期间呈线性增加的斜坡来实现的。在软起动过程中, 稳压器始终工作于 PWM 模式, 这与 MODE 引脚设置无关。如果启动时的 V_{SYS} 电压已经预充电至高于目标值的 80%, 则 LTC3110 将跳过软起动阶段并立即进入由 MODE 引脚设定的操作模式。软起动周期由热停机和欠压闭锁事件复位。

误差放大器和 V_{SYS} 后备电压调节的内部补偿

降压-升压型转换器利用了一个电压模式误差放大器和一个内部补偿网络。

误差放大器和 V_{SYS} 平均电流限值调节的内部补偿

在充电模式中 (DIR = 高电平), 降压-升压型转换器采用一个误差放大器和一个内部补偿网络来调节流入 V_{SYS} 引脚的平均电流。电流限值可利用 R_{PROG} 来设置。

R_{SEN} 电流检测电阻器抽头

R_{SEN} 连接至 FET D 和集成型检测电阻器的结点。

R_{SEN} 引脚可置于不连接状态, 否则一个负载电流 I_{RSEN} 将同时减小从 V_{CAP} 引脚流出的平均充电电流。注: 当采用了一个大的 R_{SEN} 电容器时, V_{SYS} 上的快速电压阶跃将引起一个流过内部 R_{SEN} 电阻器的大浪涌电流, 例如: 一根为 V_{SYS} 供电的机械电源连接线的闭合。在这些场合中, 介于 R_{SEN} 和地之间的电容器的数值被限制在 10μF (最大值)。

V_{CAPOK} 充电结束指示器和 FBV_{CAP} 比较器

LTC3110 包括一个漏极开路比较器输出引脚 V_{CAPOK}, 此引脚用于指示储能元件的充电状态。

比较器输入 FBV_{CAP} 通常与一个介于 V_{CAP} 和地之间的电阻分压器相连, 以设置最终的充电电压。当 FBV_{CAP} 超过了上升门限时, 比较器输出 V_{CAPOK} 为高阻抗。当 FBV_{CAP} 降至低于下降门限时, V_{CAPOK} 被拉至地。当 RUN = 高电平时, CAPOK 继续以减低的强度下拉, 直到 V_{CAP} 和 V_{SYS} 均低于内部下拉晶体管的门限 (最大值为 1.4V) 为止。

比较器可工作于充电模式和后备模式, 而且将在利用 RUN = 低电平使 LTC3110 停机的情况下被无条件地释放。

CHRG 操作模式指示器和 DIR 比较器

LTC3110 包括一个漏极开路 DIR 比较器输出引脚 CHRG, 其通常用于指示芯片的操作模式: 充电或后备。借助一个上拉电阻器可将该输出与一微控制器相连, 或连接至一个用作输入隔离开关的 P 沟道 MOSFET 的栅极 (见“典型应用”部分中的“USB 应用”)。

DIR 比较器具有迟滞, CHRG 引脚在 V_{DIR} 高于比较器上升门限时被拉至低电平, 而当 V_{DIR} 低于其下降门限时 CHRG 被释放。

工作原理

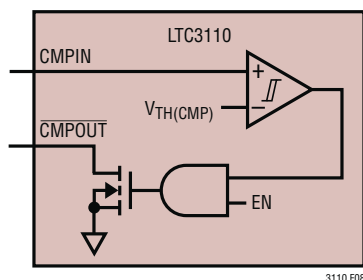


图 5：通用型比较器

如果 LTC3110 停机 (RUN = 低电平) 或者处于欠压状态，那么 $\overline{\text{CHRG}}$ 引脚将被无条件地释放。请注意，DIR 引脚可被驱动至高于 V_{CAP} 或 V_{SYS} ，只要电压被限制在绝对最大额定值以下即可。

通用型比较器

LTC3110 包括一个电压比较器，其输入可在 CMPIN 引脚上访问，并具有一个固定的内部基准电压。

该比较器可用于监视 V_{CAP} 、 V_{SYS} 或任何辅助电源电压。漏极开路输出 $\overline{\text{CMPOUT}}$ 可借助一个上拉电阻器连接至一个微控制器。这个比较器通常用于监控 V_{CAP} 和设定一个在后备模式中系统必需降低功耗之前所容许的最低 V_{CAP} 电压门限。如果 LTC3110 停机 (RUN = 低电平) 或者处于欠压状态，则 $\overline{\text{CMPOUT}}$ 引脚将被无条件地释放 (参见“应用信息”部分)。

停机

LTC3110 的停机是通过把 RUN 引脚拉至低于 0.3V 来完成的，而 IC 的操作则通过把 RUN 引脚拉至高于 1.0V 来启用。RUN 引脚具有一个内部下拉电阻器。请注意，RUN 引脚可被驱动至高于 V_{CAP} 或 V_{SYS} ，只要电压被限制在绝对最大额定值以下即可。

充电电流的热折返

为了防止 LTC3110 在给非常大的电容器充电时进入热停机状态，LTC3110 配备了一个热调节器。如果芯片温度超过

了 130°C (典型值)，则降低平均 V_{SYS} 电流限值以帮助减少封装中耗散的功率量。就在发生热停机之前，该电流限值被减小至编程限值的约 15%。当芯片温度降至低于 130°C (典型值) 时，该电流限值将恢复至其全值。

欠压闭锁

如果 V_{CAP} 和 V_{SYS} 两者当中任一个电压降至低于欠压闭锁下降门限，则 LTC3110 将停止运作且 SW1、SW2、 V_{MID} 、 $\overline{\text{CMPOUT}}$ 、 $\overline{\text{CHRG}}$ 和 PROG 引脚将呈高阻抗。CAPOK 将继续以减低的强度下拉，直到 V_{CAP} 和 V_{SYS} 均低于内部下拉晶体管的门限 (最大值为 1.4V) 为止。当至少一个引脚 (V_{CAP} 或 V_{SYS}) 升至高于欠压闭锁上升门限时，LTC3110 将恢复运作。

热考虑

LTC3110 中的电源开关专为在电流高达内部电流限制门限的情况下连续运作而设计。然而，当工作于高电流水平时，在 IC 的内部有可能产生大量的热量。因此，必须谨慎地考虑 IC 的热环境，以优化效率并确保 LTC3110 能够提供其完整的额定输出电流。特别地，QFN 和 TSSOP 封装的裸露衬垫均应焊接至 PC 板，而且 PC 板的设计必须要能最大限度地将热量从 IC 封装中传导出去。如果芯片温度超过大约 165°C，则 IC 将进入过热停机模式，此时所有的开关操作都被禁止且电荷平衡器被停用。注：当处于热停机模式时，漏极开路输出引脚 CAPOK、 $\overline{\text{CMPOUT}}$ 和 $\overline{\text{CHRG}}$ 仍然可以下拉。器件将保持停用状态，直到芯片冷却了约 10°C 为止。软起动电路在过热停机模式中重新初始化，以在故障状况被清除时提供平滑的恢复。

应用信息

标准的 LTC3110 应用电路作为“典型应用”示于本产品手册的首页上。在给定的考虑因素和利弊权衡 (例如: PCB 面积、成本、 V_{SYS} 和 V_{CAP} 电压、允许的纹波电压、效率和热考虑) 下, 外部组件的合适选择取决于 IC 于每种特定应用中所需具备的性能。本产品手册的这一部分提供了一些基本的指导准则和考虑因素, 以帮助完成外部组件的选择和应用电路的设计。

电感器的选择

LTC3110 应用电路中所用电感器的选择将影响到可提供的最大后备电流和充电电流、电感器电流纹波的大小、以及电源转换效率。电感器必须具有低的 DC 串联电阻, 否则将牺牲电流能力和效率。较大的电感值可降低电感器电流纹波, 因而一般将产生较高的后备电流能力。对于一个固定的 DC 电阻, 较大的电感值将通过把峰值电流减小至更接近平均后备电流 (从而最大限度地降低了由于高 RMS 电流所引起的阻性损耗) 来实现较高的效率。然而, 在任何给定的电感器系列中, 较大的电感器通常都将具有较大的串联电阻, 因而抵消了上述的效率优势。LTC3110 应用电路中使用的电感器应具有一个大于 (最坏情况平均电感器电流 + 1/2 纹波电流) 的饱和额定电流。针对每种操作模式的峰至峰电感器电流纹波可采用下面的公式来计算:

$$\Delta I_{L(P-P)(BUCK)} = \frac{V_{SYS}}{1.2\text{MHz} \cdot L} \left(\frac{V_{CAP} - V_{SYS}}{V_{CAP}} \right)$$

$$\Delta I_{L(P-P)(BOOST)} = \frac{V_{CAP}}{1.2\text{MHz} \cdot L} \left(\frac{V_{SYS} - V_{CAP}}{V_{SYS}} \right)$$

式中的 L 为电感, 单位为 μH 。

除了其对电源转换效率的影响之外, 电感器 DC 电阻还会影响降压-升压型转换器的最大输出能力, 特别是在低 V_{CAP} 电压条件下。在降压模式中, 降压-升压型转换器的输出电

流仅受限於逐渐接近电流限制门限的电感器电流。然而在升压模式中, 特别是在大升压比条件下, V_{SYS} 后备电流能力还会受限於功率级中的总阻性损耗。这包括开关电阻、电感器电阻和 PCB 走线电阻。采用一个具有高 DC 电阻的电感器会使 V_{SYS} 后备电流能力从本产品手册的“典型性能特征”部分中所示的水平有所下降。作为一项指导准则, 在大多数应用中电感器 DC 电阻应显著地小于 $60\text{m}\Omega$ 的典型电源开关电阻。

最小电感值必须保证: 最坏情况平均 V_{CAP} 电流 + 1/2 纹波电流不会达到 V_{CAP} 电流限制门限。对于 1.2MHz 的固定开关频率, 建议的典型电感值为 $1.5\mu\text{H}$ 。

在任何给定的额定电流条件下, 不同的电感器磁芯材料和式样对于电感器的尺寸和价格具有各自的影响。屏蔽式结构通常是优选方案, 因为它最大限度地减少了干扰其他电路的机率。电感器式样的选择取决于价格、尺寸大小和某种特定应用的 EMI 要求。表 1 罗列了少量非常适合于众多 LTC3110 应用的电感器样例。

表 1: 推荐使用的电感器

供应商	器件 / 式样
Coilcraft www.coilcraft.com	XAL50xx 系列 (XAL5030-222ME_) XAL60xx 系列 (XAL6030-222ME_) EPL7040 系列 (EPL7040-222ME_)
Würth Elektronik www.we-online.com	WE-HCI 系列 (744310150, 744314200) WE-LHMI 系列 (74437346018, 74437349022)
Coiltronics www. cooperindustries.com	DR73 系列 (DR73-2R2-R) DRQ74 系列 (DR74-2R2-R)
Vishay www.vishay.com	IHLP-2525 系列 (IHLP-2525AH-01, IHLP-2525CZ-01) IHLP-2020 系列 (IHLP-2020CZ-A1)
Sumida www.sumida.com	CDEP6D31ME 系列 (CDEP6D31MENP-2R2MC)
Murata www.murata.com	LQH66S 系列 (LQH66SN1R5M03)
Taiyo Yuden www.t-yuden.com	NR6012T2R5NE NR8040T2R0N
TDK www.component.tdk.com	CLF 系列

应用信息

V_{sys} 电容器的选择

在 V_{sys} 引脚上应采用一个低 ESR 电容器以最大限度地抑制 V_{sys} 后备电压纹波。多层陶瓷电容器一种极佳的选项，因为它们具有低 ESR 且可提供很小的占板面积。所选的电容量应足够大，以把 V_{sys} 电压纹波减小至可接受的水平。如果忽略电容器的 ESR 和 ESL，则峰至峰 V_{sys} 电压纹波可采用下面的公式来计算，式中的 C_{Vsys} 为 V_{sys} 电容，I_{LOAD} 为 V_{sys} 负载电流。

$$\Delta V_{P-P(BUCK)} = \frac{V_{SYS}}{8 \cdot (1.2\text{MHz})^2 \cdot L \cdot C_{V_{SYS}}} \left(\frac{V_{CAP} - V_{SYS}}{V_{CAP}} \right)$$

$$\Delta V_{P-P(BOOST)} = \frac{I_{LOAD}}{1.2\text{MHz} \cdot C_{V_{SYS}}} \left(\frac{V_{SYS} - V_{CAP}}{V_{SYS}} \right)$$

鉴于 V_{sys} 电流在升压模式中是断续的，因此该模式中的纹波通常将远远大于降压模式中的纹波值。除了在 V_{sys} 电容两端产生的 V_{sys} 电压纹波之外，还有在 V_{sys} 电容器的内阻两端产生的 V_{sys} 电压纹波。ESR 产生的 V_{sys} 电压纹波与 V_{sys} 电容器的串联电阻成比例。

超级电容器的选择和额外的旁路

LTC3110 可在总 C_{Vcap} 电容值大于 2mF (即每个堆迭式电容器为 4mF) 的情况下保持稳定。超级电容器的物理尺寸比陶瓷电容器或钽电容器大得多，因此通常情况下不能布设在靠近充电器的地方。为了尽量减轻布局对于电容器 ESR 的影响，用于电容器相互连接以及 IC 连接的走线宽度应尽可能地大。V_{MID} 引脚走线没那么至关重要，因为它仅传输 300mA 的平均电流。建议在 V_{cap} 和地之间布设一个局部去耦电容器，而且该电容器应尽可能地安放在靠近 IC 之处。对于电压去耦而言多层陶瓷电容器是一种绝佳的选择，原因是它们具有极低的 ESR 并可提供很小的占板面积。虽然对于多数应用来说使用一个 10μF 去耦电容器就足够了，但是也可以采用更大的电容值，对此没有限制。

为了最大限度地抑制电压纹波并确保 IC 的正确运作，应在尽可能靠近 V_{cap} 引脚的地方安放一个数值为 100nF 的低 ESR 旁路电容器和第二个数值为 10μF 的低 ESR 旁路电容器。把该电容器连接至 V_{cap} 和接地平面的走线应尽可能地简短。如果在不需要平衡的场合采用了单个 V_{sys} 电容器，则在 V_{MID} 和 PGND 之间必须连接一个至少 100nF 的电容器。

推荐的 V_{cap} 和 V_{sys} 旁路电容器

电容器技术的选择主要由成本、尺寸和漏电流之间的权衡取舍来决定。陶瓷电容器因其具有小尺寸、低 ESR 和低漏电流而常常在开关转换器应用中使用。然而，当 DC 偏置电压增加时，许多专为电源应用而设计的陶瓷电容器的电容会从其额定值出现显著的损失。例如：当在接近其额定电压的条件下运作时，小的表面贴装型陶瓷电容器损失其额定电容的 50% 以上之情况并不少见。因此，有时有必要使用一个较大数值的电容或一个额定电压高于所需的电容器，以在全工作电压下真正实现期望的电容。为了确保在应用电路中实现期望的电容，一定要参考电容器供应商给出的“电容与 DC 偏置电压的关系”曲线。表 2 中罗列的电容器是少量非常适合 LTC3110 应用电路的表面贴装型小陶瓷电容器样例。表中列出的所有电容器均为 X5R 或 X7R 电介质，旨在确保最大限度地减少电容随温度变化而发生的损失。

最大电容器电压和平衡

超级电容器的使用期限由其额定电压、额定温度、额定寿命、实际工作电压和工作温度决定。如欲延长超级电容器的寿命，则应使工作电压和温度从其最大额定值降低。Illinois Capacitor¹ 和 Maxwell² 的网站上提供了确定其电容器寿命的方法。

¹ <http://www.illinoiscapacitor.com/tech-center/life-calculators.aspx>

² http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/APPLICATIONNOTE1012839_1.PDF

应用信息

采用针对每个电容器的建议降额电压将改善寿命指标。一旦 V_{CAP} 高于 2.2V (典型值)，则 LTC3110 将把每个电容器的电压保持在 $V_{CAP}/2$ 。为了防止在充电期间于其中某个超级电容器上发生过压，可采用具有 300mA (典型值) 电流能力的电压平衡缓冲器输出对 V_{MID} 电压进行连续驱动。

在充电结束时，LTC3110 从 V_{CAP} 吸收的电流最小。应谨慎地对有可能把 V_{CAP} 拉至高于其编程调节值的电流供应加以限制，因为 LTC3110 没有办法保持调节作用。

V_{SYS} 电压编程

V_{SYS} 电压利用一个连接至 FB 引脚的外部电阻分压器来设定，如图 6 所示。

该电阻分压器值决定了 V_{SYS} 后备电压，其依据的公式如下：

$$V_{SYS} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}}\right) \quad (1)$$

降压-升压型转换器运用了电压模式控制，而且，除了设定 V_{SYS} 电压之外， R_{TOP} 的阻值还在反馈环路的动态特性中起着不可或缺的作用。一般而言，较大的 R_{TOP} 阻值将提高稳定性并降低瞬态响应的速度。较小的 R_{TOP} 阻值虽然将降低稳定性，但可提高瞬态响应的速度。一个好的起点是选择 $R_{TOP} = 1M$ 并随后计算所需的 R_{BOT} 阻值，以根据 (1) 式来设定期望的 V_{SYS} 电压。假如使用了一个较大的 V_{SYS} 电容器，则转换器的带宽缩小。在此类场合中，可减小 R_{TOP} 以改善瞬态响应。倘若采用一个大的电感器或小的 V_{SYS} 电容器，那么环路将不太稳定，而且相位余量可通过增大 R_{TOP} 的阻值来改善。

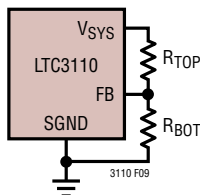


图 6：设定 V_{SYS} 后备电压

V_{CAP} 电压编程

V_{CAP} 电压利用一个连接至 FBV_{CAP} 引脚的外部电阻分压器来设定，如图 7 所示。

该电阻分压器值决定了最大 V_{CAP} 电压，其依据的公式如下：

$$V_{CAP} = 1.095V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}}\right)$$

应谨慎地对有可能把 V_{CAP} 拉至高于其编程最大值的电流供应加以限制，因为 LTC3110 在充电器模式中没有办法保持 V_{CAP} 调节作用 (参见图 15, “提供至微控制器 (μC) 的过压误差信号”)。

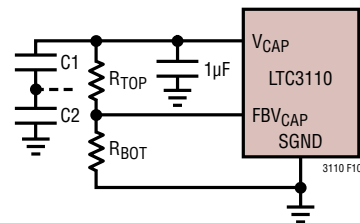


图 7： V_{CAP} 电压编程

V_{MID} 电荷平衡器输出

该引脚应连接至两个串联超级电容器的结点。一个推挽式缓冲器输出强制 V_{MID} 引脚电平至 V_{CAP} 引脚电压的一半。一般地，如果输出未使用 (例如：对于那些采用单个超级电容器或电池的应用)，应在 V_{CAP} 和 V_{MID} 之间以及 V_{MID} 和 PGND 之间连接具有相等数值 (至少为 1nF) 的电容器。

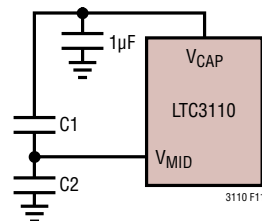


图 8： V_{MID} 电荷平衡器输出

应用信息

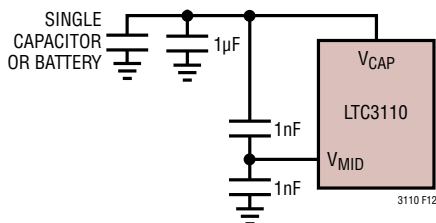


图 9：电荷平衡器未用 (采用单个电容器)

DIR 后备监控器门限电压编程

后备监控器门限电压通过一个连接至 DIR 引脚的外部电阻分压器来设定，如图 10 所示。

该电阻分压器值决定了 DIR 监控器门限电压，其依据的公式如下：

$$V_{TH(DIR_RISING)} = 1.095V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}}\right)$$

$$V_{TH(DIR_FALLING)} = 1.045V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}}\right)$$

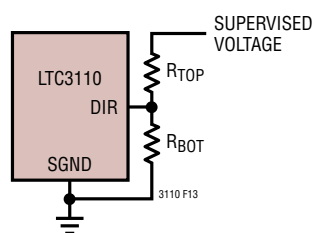


图 10：设定 DIR 后备监控器门限电压

以改善的准确度来设置后备电压和 DIR 门限电压

在那些从同一个 V_{SYS} 电压经过分压获得 DIR 引脚电压和 FB 引脚电压的应用中，使用单个电阻分压器串将减轻电阻器容差的影响并省去一个电阻器组件：

$$V_{TH(DIR_RISING)} = 1.095V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT} + R_{MID}}\right)$$

$$V_{TH(DIR_FALLING)} = 1.045V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT} + R_{MID}}\right)$$

$$V_{SYS} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP} + R_{MID}}{R_{BOT}}\right)$$

请注意，方向监控器门限 $V_{TH(DIR_RISING)}$ 必须较高且与后备电压 V_{SYS} 具有足够的电压差，以容纳电阻器容差、纹波电压和源于负载电流阶跃的电压骤降。如果必要，在 DIR 引脚之前布设一个 RC 滤波器可以减缓监控器的反应速度，见图 12。

如果 DIR 输入按图 11 所示的方式或在第 36 页上的自主型应用中监控 V_{SYS} ，则必须注意以下要求：外部 SYS 电源必须能够提供超过 LTC3110 最大反向电流限值 (2A) 的电流，以可靠地转变为充电操作。

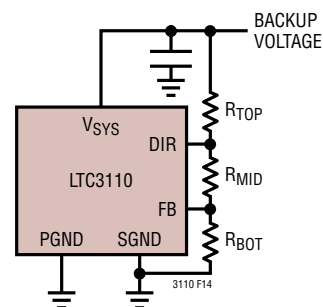


图 11：具缩减容差的电压

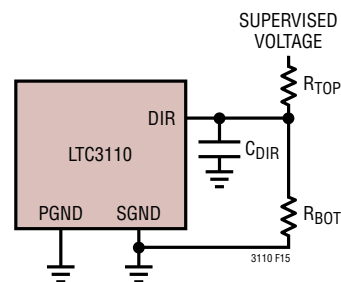


图 12：对 DIR 电压进行滤波

应用信息

针对充电器操作 (DIR = 高电平) 的 $I_{V_{SYS}}$ 平均电流限值编程

V_{SYS} 平均电流限值通过一个连接在 PROG 引脚和信号地之间的外部电阻器来设定, 如图 13 所示。

该电阻器的阻值决定了进入 V_{SYS} 的平均电流, 其依据的公式如下:

$$I_{V_{SYS}} = \frac{3k\Omega}{R_{PROG}}$$

对于需要宽温度范围的应用, 必须把电阻器 R_{PROG} 的热系数考虑在内。如果 $R_{PROG} > 12.4k$, 则需要额外的 R_{FLT} 和 C_{FLT} 以进行滤波。

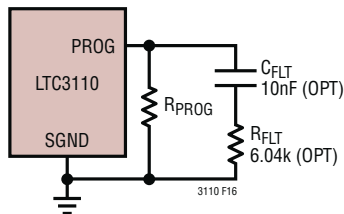


图 13: 设定 V_{SYS} 平均电流限值

CMPIN 配置为具迟滞的通用型电压监控器

电阻分压器值 (见图 14) 依据下面的公式来决定上升和下降门限 V_{TH} :

$$V_{TH(RISING)} = 0.65V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}}\right)$$

$$V_{TH(FALLING)} = 0.59V \cdot \left(1 + \frac{R_{TOP}}{R_{BOT}}\right)$$

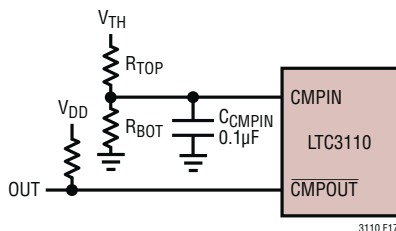


图 14: 通用型电压监控器

如果 CMPIN 由一个电阻分压器或任何具有 $>200\Omega$ 阻抗的输出来驱动, 则应在 CMPIN 和 GND 之间连接一个 $0.1\mu F$ 电容器以实现最佳的性能, 见图 14。

通用型比较器配置为用于过压故障检测的冗余 V_{CAP} 监控器

中断 V_{CAP} 电压反馈 (FBV_{CAP}) 的组件故障有可能在充电期间于 V_{CAP} 上引起过压状况。通用型比较器可配置为监控器, 用以向微控制器提供过压误差信号 (见图 15)。

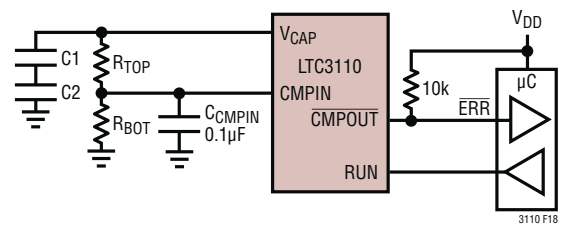


图 15: 提供至微控制器 (μC) 的过压误差信号

SV_{SYS} 滤波

在许多将噪声作为关键指标的应用中, 利用 PCB 上的一个小的 RC 滤波器对信号电源引脚 SV_{SYS} 进行滤波是很有益处的, 见图 16。请注意, 如果增设了该滤波器, 那么必须检查连接至 SV_{SYS} 引脚的任何进一步的负载是否很小 (相对于电阻器阻抗) 且未在 SV_{SYS} 上产生不希望的电压降。

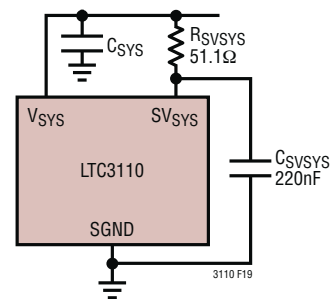


图 16: SV_{SYS} 滤波

对 RUN、DIR、MODE、CMPIN 输入进行数字控制

可采用一个外部微控制器对 RUN、DIR、MODE 和 CMPIN 比较器输入进行数字驱动。

应用信息

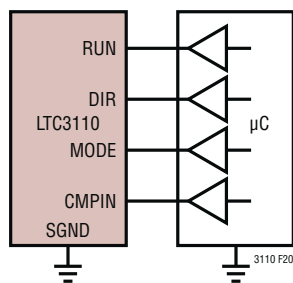


图 17：RUN、DIR、MODE 和 CMPIN 输入由一个微控制器来驱动

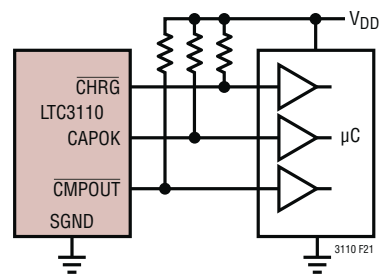


图 18：连接至微控制器 (μC) 的 CHRG、CAPOK 和 CMPOUT 输出

集电极开路输出

CHRG、CAPOK 和 CMPOUT 集电极开路输出可一起连接至其他外部信号 (采用线“或”配置) 和上拉电阻器 (用于在接入微控制器输入端时提供电平移位)。

另外，这些集电极开路输出还可用于驱动 20mA 以下的小负载，例如：微型灯或 LED。

表 2：推荐使用的超级电容器

供应商	数值 (F)	ESR (mΩ)	电压 (V)	温度范围 (°C)	尺寸 (mm) W x L x H
Murata Electronics					
DMF3R5R5L334M3DTA0	0.33	60	4.2 (5.5 峰值)	-30 至 70	14.0 x 21.0 x 2.5
DMF3Z5R5H474M3DTA0	0.47	40	4.2 (5.5 峰值)	-30 至 70	14.0 x 21.0 x 3.2
Tecate					
TPL-10/10X30F	10	85	2.7	-40 至 65	10.0 x 10.0 x 30.0
TPL-25/16X26F	25	42	2.7	-40 至 65	16.0 x 16.0 x 26.0
TPL-100/22X45F	100	15	2.7	-40 至 65	22.0 x 22.0 x 45.0
TPLE-25/16X26F	25	42	2.3	-40 至 85	16.0 x 16.0 x 26.0
TPLE-100/22X45F	100	15	2.3	-40 至 85	22.0 x 22.0 x 45.0
TPLS-400/35X60F	400	12	2.7	-40 至 65	35.0 x 35.0 x 60.0
AVX					
BZ015A503Z_B	0.05	160	5.5	-20 至 70	28.0 x 17.0 x 4.1
BZ015A104Z_B	0.1	80	5.5	-20 至 70	28.0 x 17.0 x 6.7
CAP-XX					
HS206F	0.6	70	5.5	-40 至 85	39.0 x 17.0 x 2.5
HS230	1.2	50	5.5	-40 至 85	39.0 x 17.0 x 3.8
Cooper Bussmann					
A1635-2R5475-R	4.7	25	2.5	-25 至 70	16.0 x 16.0 x 35.0
M1325-2R5905-R	9	20	2.5	-40 至 60	13.0 x 13.0 x 26.0
HB1625-2R5256-R	25	36	2.5	-25 至 70	16.0 x 16.0 x 25.0
HV1860-2R7107-R	100	10	2.7	-40 至 65	18.0 x 18.0 x 60.0
Illinois Capacitor					
506DER2R5SLZ	50	30	2.5	-40 至 70	18.0 x 18.0 x 60.0
357DER2R5SEZ	100	12	2.5	-40 至 70	35.0 x 35.0 x 60.0
Maxwell					
BCAP0005	5	170	2.7	-40 至 65	10.0 x 10.0 x 20.0
BCAP0100T01	100	15	2.7	-40 至 65	22.0 x 22.0 x 45.0
Taiyo Yuden					
PAS2026FR2R5504	0.5	55	2.5	-25 至 60	26.0 x 20.0 x 0.9
PAS0815LS2R5105	1	70	2.5	-25 至 70	8.0 x 8.0 x 15.0
LIC2540R3R8207	200	50	2.2 至 3.8	-25 至 70	25.0 x 25.0 x 40.0

应用信息

表 3：有代表性的旁路和 V_{SYS} 电容器

器件型号	数值 (μF)	电压 (V)	封装
AVX			
12066D106K	10	6.3	0603
12066D226K	22	6.3	0805
12066D476K	47	6.3	0805
Kemet			
C0603C106M9PACTU	10	6.3	0603
C0805C226M9PACTU	22	6.3	0805
C0805C476M9PACTU	47	6.3	0805
Murata			
GRM188D70J106MA73	10	6.3	0603
GRM219B30J226ME47	22	6.3	0805
GRM21BB30J476ME15	47	6.3	0805
TDK			
C1608X7S0J106M080AC	10	6.3	0603
C2012X5R0J226M085AB	22	6.3	0805
C2012X5R0J476M125AC	47	6.3	0805
Taiyo Yuden			
JMK107BJ106MA	10	6.3	0603
JMK212ABJ226MD	22	6.3	0805
JMK212BBJ476MG	47	6.3	0805

PCB 布局考虑

LTC3310 以很高的频率对大电流进行开关切换。应谨慎地对待 PCB 布局以确保实现稳定的无噪声运作。图 19 和 20 绘出了可用于 LTC3110 的推荐 PCB 布局 (假如采用的是两层 PCB)。出于散热和噪声方面的原因, 建议使用 4 层 PCB 布局。下面给出了一些关键的指导准则:

1. 所有的循环大电流通路都应尽可能地保持简短。这可以通过使图 19 和 20 中至组件的布线尽可能地简短和宽阔来实现。电容器接地连线应经由过孔以尽可能短的路径向连接至接地平面。旁路电容器 C_{SYS} 和 C_{CAP} 应布设在尽可能靠近 IC 的地方, 且应具有尽可能短的接地路径。
2. 图中示出的组件及其连接线均在布设在一个完整的接地平面上。
3. 在芯片连接焊盘中使用过孔将改善充电器的热环境, 特别是当过孔延伸至一个位于 PCB 之裸露底面上的接地平面区域时。
4. 使至 FB、PROG、DIR、CMPIN 和 FBV_{CAP} 引脚的连接线尽可能地简短并远离开关引脚接线。

应用信息

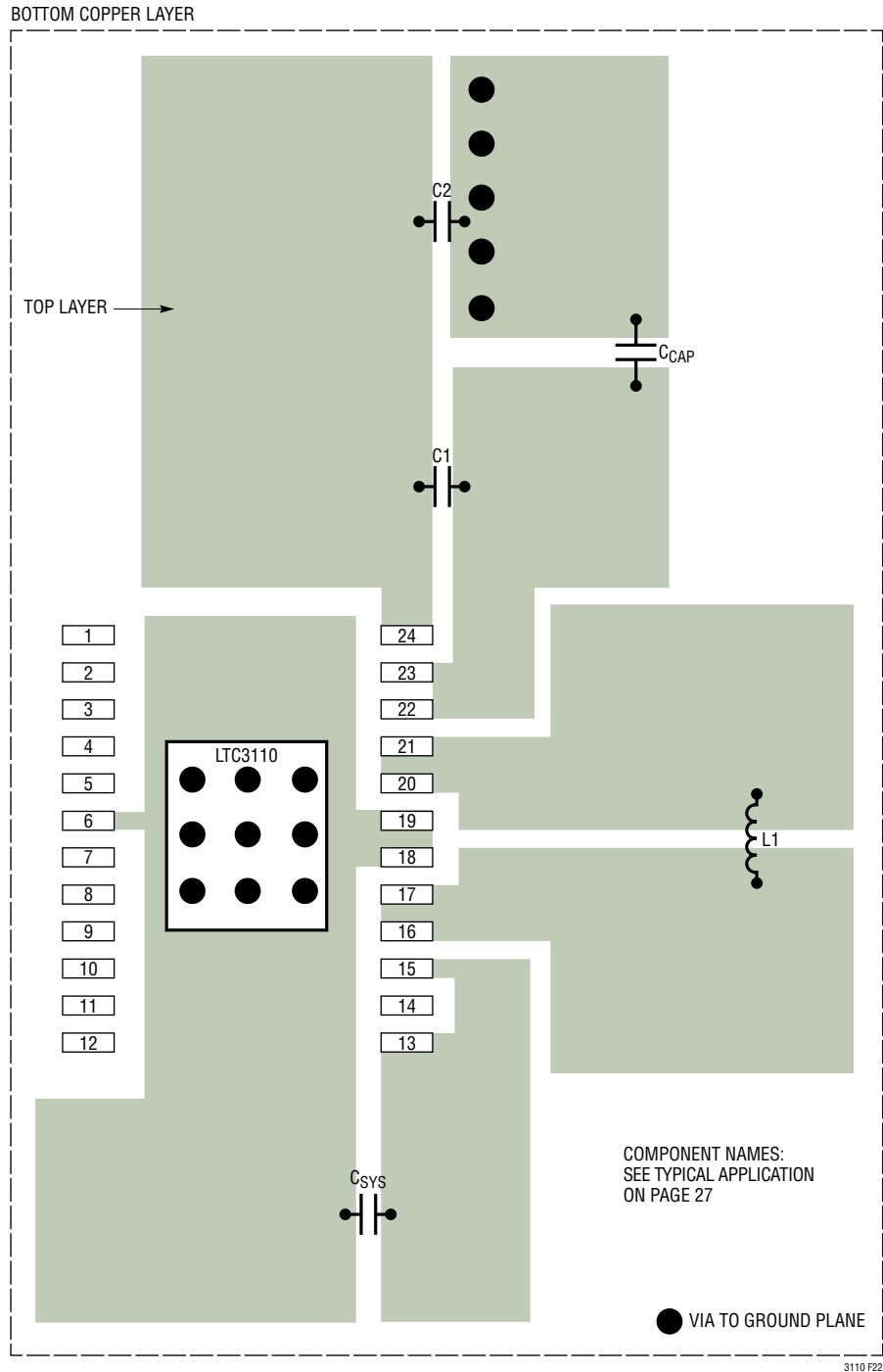


图 19 : TSSOP 封装器件的 PCB 组件布局

应用信息

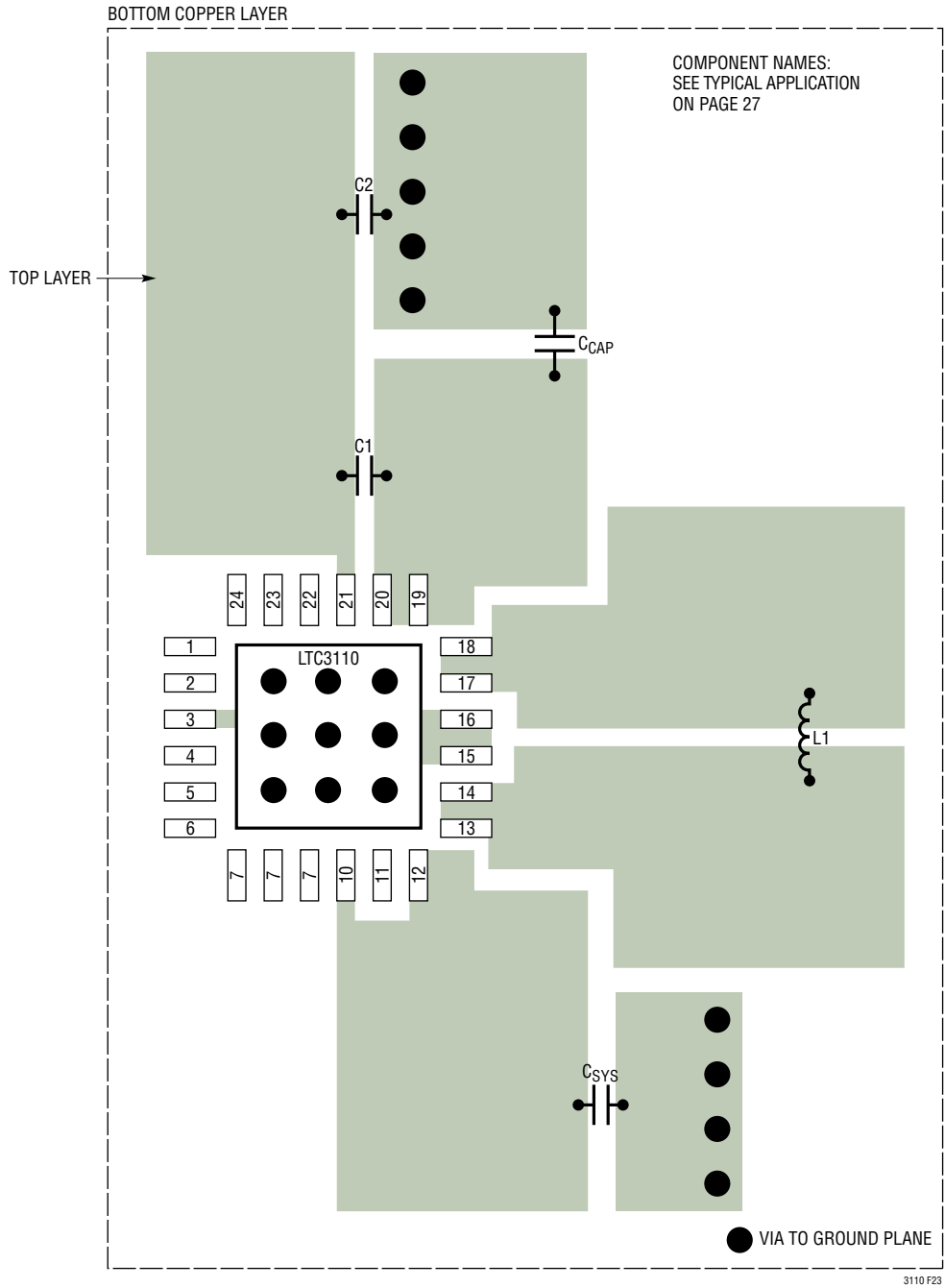
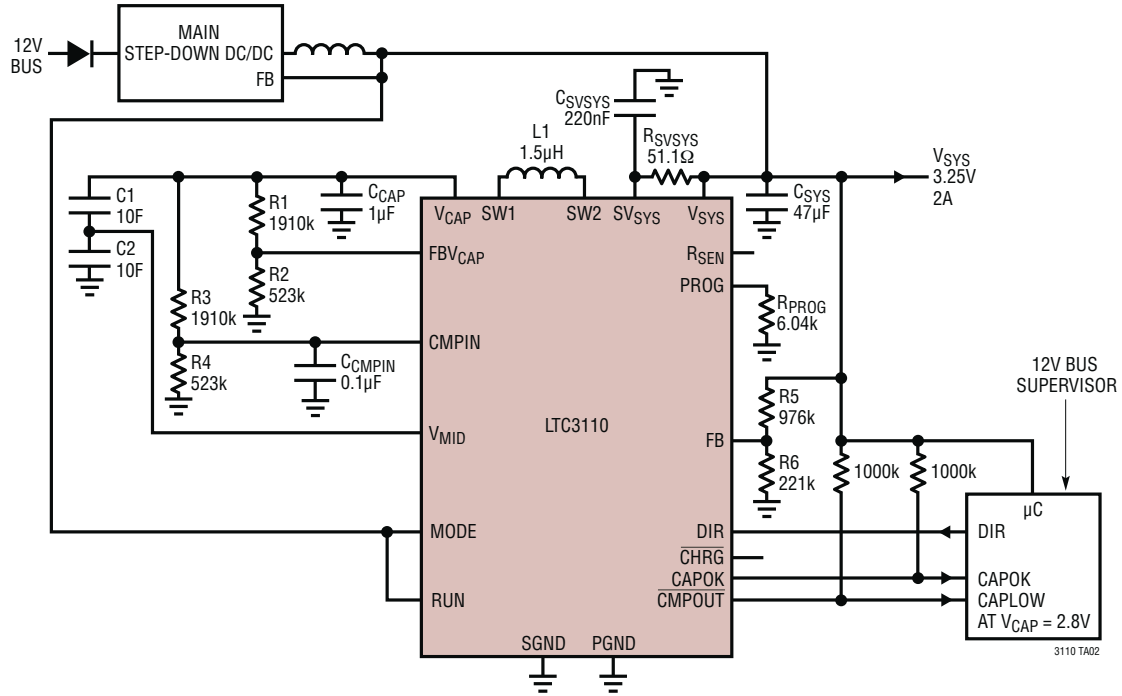


图 20 : QFN 封装器件的 PCB 组件布局

典型应用

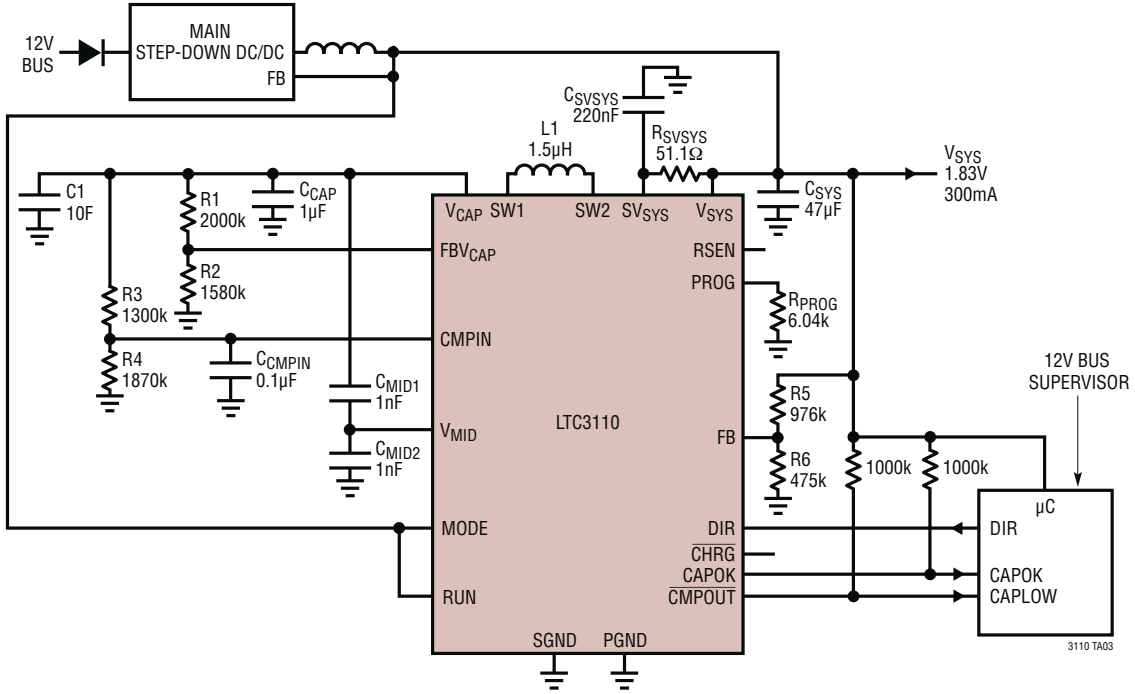
从超级电容器组获得 3.3V/2A 输出的后备 / 再充电应用 (采用主动电压平衡)



3110 TA02

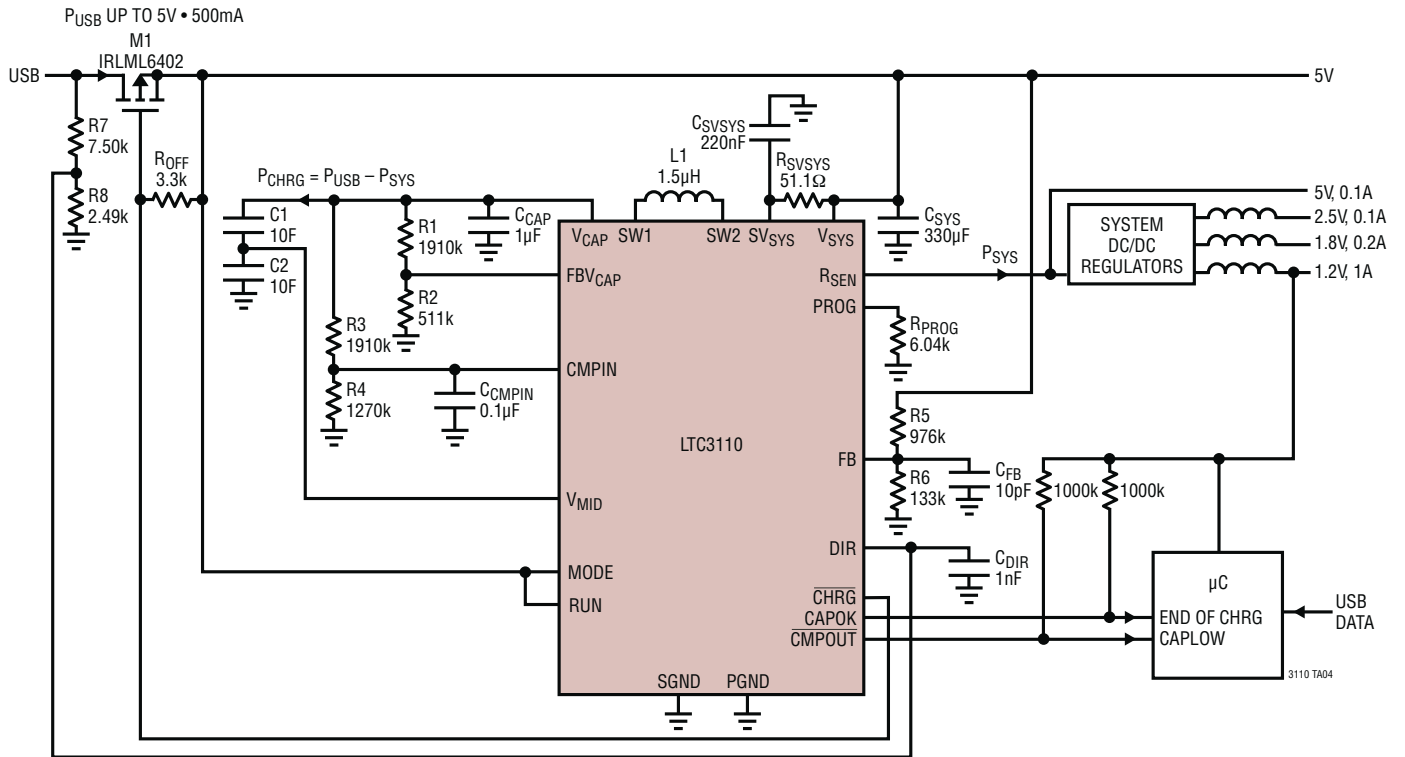
典型应用

由单个电容器 (从 2.5V 放电至 1V 并可在低至 0.3V 的电压下提供储能) 获得 1.8V/300mA 输出

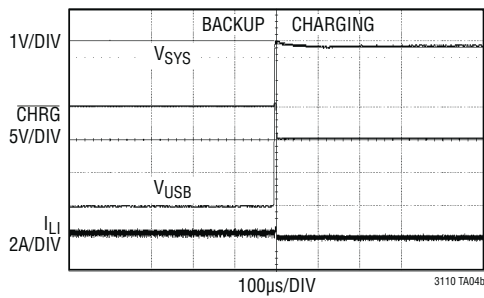


典型应用

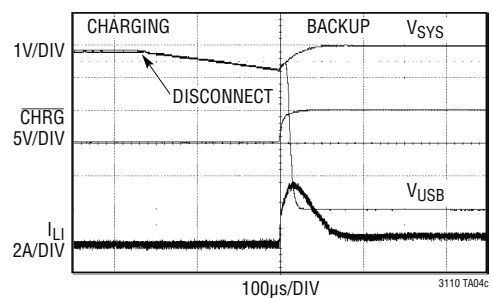
具可变充电功率 P_{CHRG} (取决于系统负载) 的 500mA USB 充电 / 后备应用



USB 连接变换

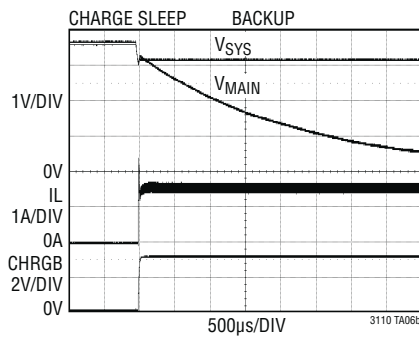
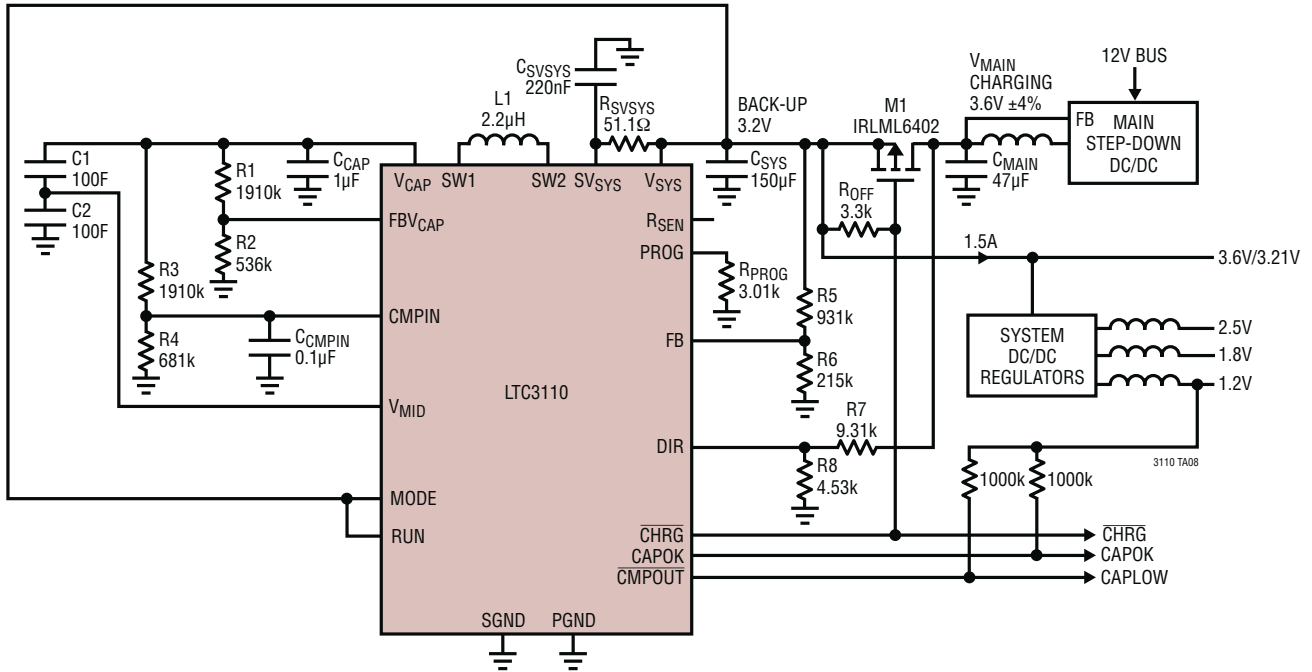


USB 断接变换



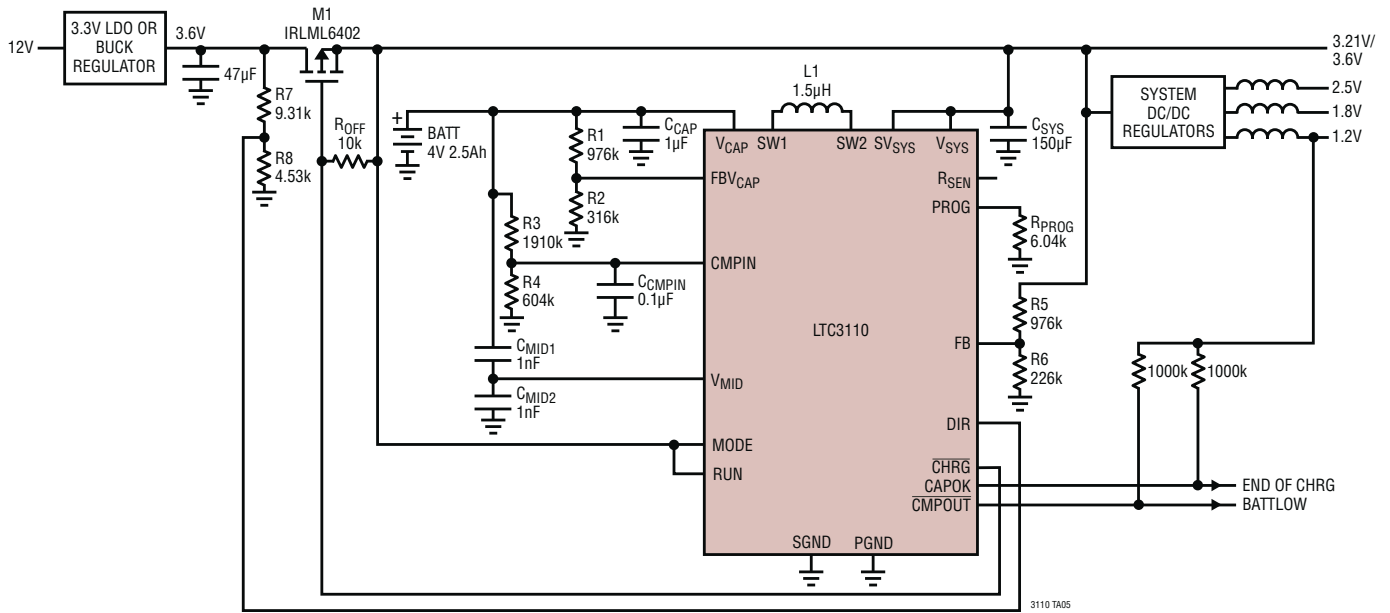
典型应用

具输入隔离开关的自主型后备和再充电应用



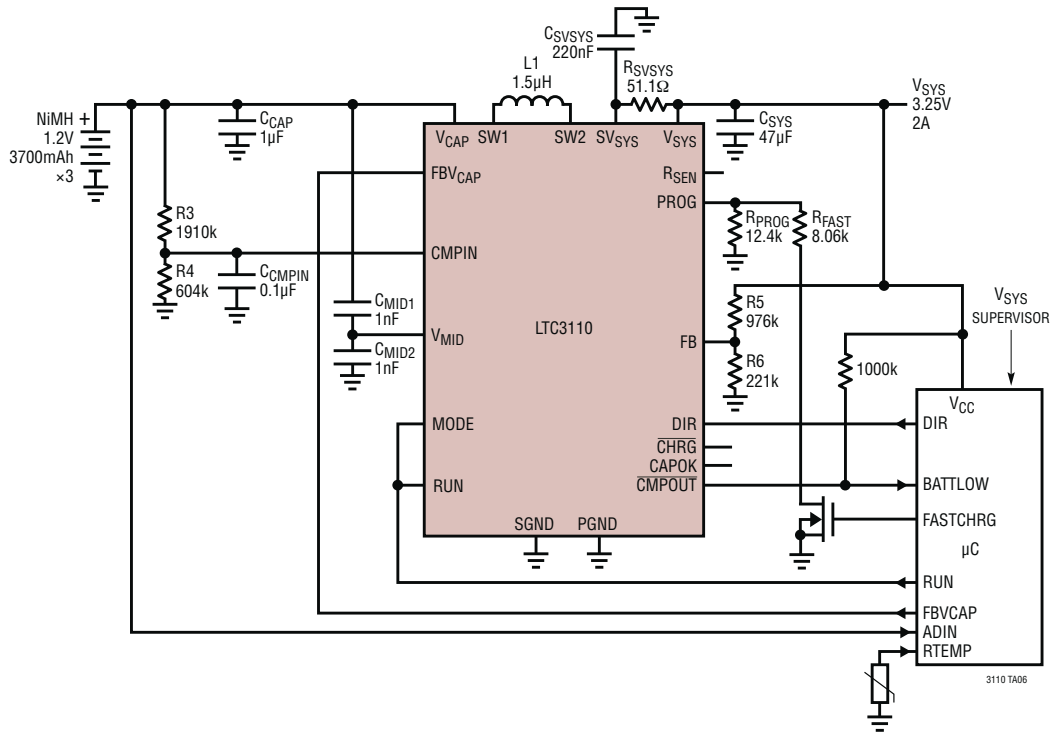
典型应用

铅酸电池后备 / 再充电应用



典型应用

镍氢 (NiMH) 电池后备 / 再充电应用

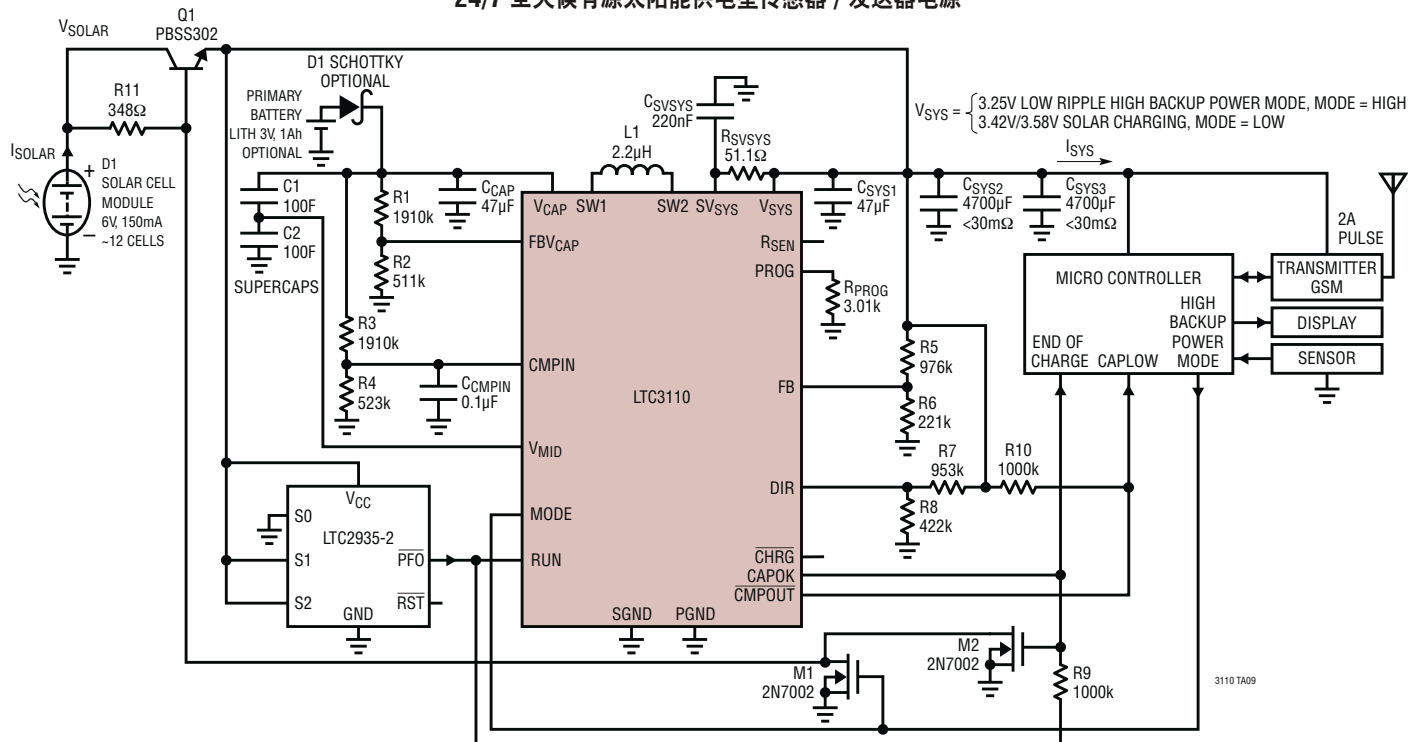


NOTE ON DIGITAL CONTROL SIGNALS IN NiMH BACKUP/RECHARGE APPLICATION:
 CHARGING IS INITIATED BY PULLING DIR = HIGH AND FBV_{CAP} = LOW.
 CHARGING IS TERMINATED BY PULLING DIR = HIGH AND FBV_{CAP} = HIGH (FBV_{CAP} MUST BE ≥ 1.2V).
 SYSTEM BACK-UP IS INITIATED BY FORCING FBV_{CAP} = LOW, WAITING 5µs, THEN FORCING DIR = LOW.

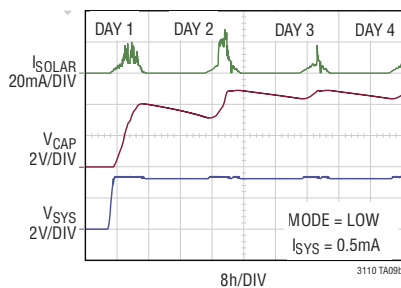
GENERAL SAFETY NOTE: CHARGING MUST BE TERMINATED IF THE BATTERY VOLTAGE OR CHARGE TIME HAVE REACHED THEIR MAXIMUM VALUES OR IF THE BATTERY TEMPERATURE IS ABOVE OR BELOW THE SAFE OPERATING REGION OF THE BATTERY, SEE DATASHEET OF THE BATTERY.
 THE THERMISTOR, USED FOR MEASURING THE TEMPERATURE, MUST HAVE GOOD THERMAL CONNECTION TO THE BATTERY PACK.

典型应用

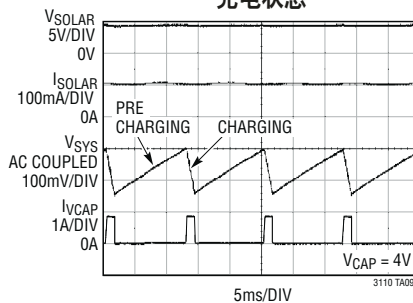
24/7 全天候有源太阳能供电型传感器 / 发送器电源



利用太阳能电池电流进行充电并提供 24/7 全天候后备电源



充电状态



利用太阳能电池电流进行充电并提供 24/7 全天候后备电源：

如果有日光，则利用太阳能电池的输出电流对超级电容器进行充电。当没有日光时，超级电容器将部分放电并提供后备电源以维持 V_{SYS} 。

高后备功率模式（无波形）：如果 $MODE =$ 高电平且超级电容器被充电，则应用电路能够提供具低纹波的 V_{SYS} 后备电压和全输出电流能力。 $MODE =$ 高电平将停止进一步的充电。

充电状态

如果 $MODE =$ 低电平： V_{SYS} 电压利用来自太阳能模块的电流来馈送，或在突发模式中采用 LTC3110 来调节（假如阳光消失了）。如果有阳光，则 V_{SYS} 电压利用一种由 DIR 上升和 DIR 下降门限定义的两点电压调整方式来调节。

该应用电路具有三种操作状态：

1. C_{SYS} 预充电状态：太阳能电池板输出电流对电容器 C_{SYS} 进行预充电，直到 DIR 电压升至高于 DIR 上升门限并进入超级电容器充电状态为止。
2. 超级电容器充电状态：LTC3110 通过从电容器 C_{SYS} 吸收电流来为超级电容器充电，直到 V_{SYS} 电压降至低于 DIR 下降门限且再度进入 V_{SYS} 预充电状态为止。

LTC3110 在预充电状态和充电状态之间切换，直到 FBV_{CAP} 高于 FBV_{CAP} 上升门限且进入充电睡眠状态为止。

3. 充电睡眠状态（无波形）： V_{CAP} 满充电且 FBV_{CAP} 高于 FBV_{CAP} 下降门限，同时 V_{SYS} 电压利用 LTC3110 的突发模式后备操作来调节。在充电睡眠状态中，太阳能模块与 V_{SYS} 隔离。

利用电量释放完的超级电容器实现启动：

V_{SYS} 电压利用 LTC2935-2 监控器来监察，从而仅在电压高于 2.7V 的情况下使能 LTC3110。

如果由高阻抗源（例如：太阳能电池）来供电，则 V_{SYS} 一开始必须足够高，以跳过 LTC3110 的软启动功能，见“工作原理”部分中的“软启动（后备模式）”。

注：所需的太阳能电池板尺寸以及串联或并联的太阳能电池数目在很大程度上取决于当地的日照条件。在最低的光照条件下， V_{SOLAR} 必须比 V_{SYS} 高出一个 V_{BE} ($3.58V + 0.7V = 4.3V$)，以提供太阳能电池电流。

为了防止 V_{SYS} 过压， $I_{V_{SYS}}$ 平均电流限值必须至少比最大太阳能电池电流大四倍 ($I_{V_{SYS_PROG}} > 4 \times I_{SOLAR_MAX}$)。或者，输出 CHRG 也可另外连接至 Q1 的基极，以在充电期间隔离太阳能电池板。

V_{SOLAR} 的绝对最大值由 Q1 的 V_{CEO} 值（例如：20V）来定义，这允许在 $V_{OC} > 5.25V$ 的开路电压条件下连接太阳能模块。

可选择增添一个主电池，以备应对光照条件很差的情况。

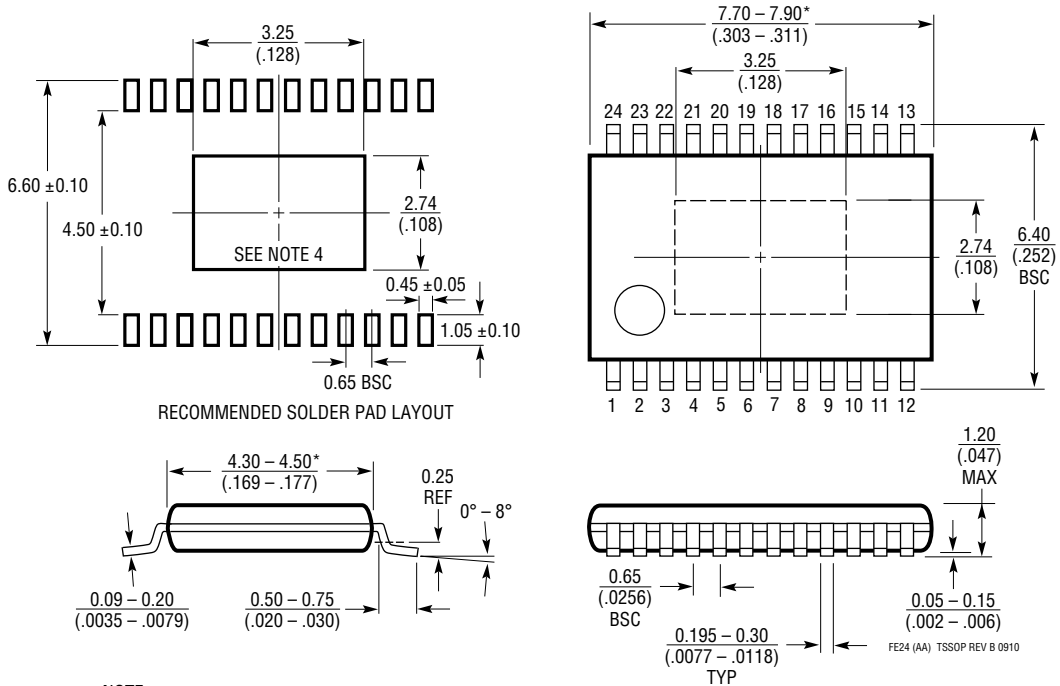
太阳能模块制造商举例：

SHARP、PANASONIC、POWERFILM

封装描述

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

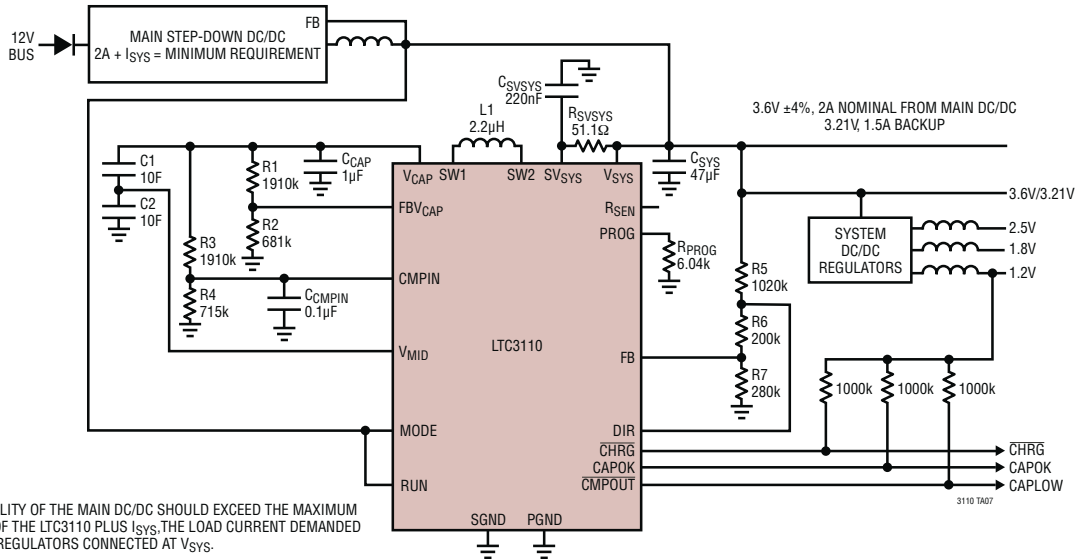
FE 封装
24 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1771 Rev B)
裸露衬垫变化 AA



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

典型应用

自主型后备和再充电应用 (3.6V 标称值, 3.2V 后备电压)



NOTE: THE DRIVING CAPABILITY OF THE MAIN DC/DC SHOULD EXCEED THE MAXIMUM REVERSE CURRENT LIMIT OF THE LTC3110 PLUS I_{SYS} . THE LOAD CURRENT DEMANDED FROM THE SYSTEM DC/DC REGULATORS CONNECTED AT V_{SYS} .

相关器件

器件型号	描述	备注
LTC3225 / LTC3225-1	150mA 超级电容器充电器	低噪声、两个串联超级电容器的恒定频率充电，自动电池平衡可防止在充电期间发生电容器过压现象，2mm x 3mm DFN-10 封装
LTC3226	具后备 PowerPath™ 控制器的两节超级电容器充电器	具自动电池电量平衡功能的 1x / 2x 多模式充电泵超级电容器充电器。内部 2A LDO 后备电源 (CPO 至 V_{OUT})。主模式 / 后备模式自动切换，3mm x 3mm QFN-16 封装
LTC3625 / LTC3625-1	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，自动电池平衡功能。高达 500mA (单个电感器)、1A (双电感器) 的可编程充电电流，3mm x 4mm DFN-12 封装
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，主动电荷平衡功能，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
LTC3350	大电流超级电容器后备控制器和系统监视器	可对多达 4 节串联超级电容器进行同步降压型恒流/恒压 (CC/CV) 充电， V_{IN} ：4.5V 至 35V，14 位 ADC 用于监视系统电压 / 电流、电容值和 ESR，内部主动平衡器，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	用于两节超级电容器组的恒定电流 / 恒定电压线性充电器，2A 充电电流，自动电池平衡功能，20 μ A 静态电流，3mm x 3mm DFN-12 封装和 MSOP-12 封装
LTC3127	具可编程输入电流限值的 1A 降压-升压型 DC/DC 转换器	准确度达 $\pm 4\%$ 的可编程 (0.2A 至 1A) 平均输入电流限值，1.8V 至 5.5V (输入) 和 1.8V 至 5.25V (输出) 电压范围，3mm x 3mm x 0.75mm DFN-10 封装和 MSOP-12 封装
LTC3125	具可调输入电流限值的 1.2A I_{OUT} 、1.6MHz、同步升压型 DC/DC 转换器	94% 的效率， V_{IN} ：1.8V 至 5.5V， $V_{OUT(MAX)}$ ：5.25V， $I_Q = 15\mu$ A， $I_{SD} < 1\mu$ A，2mm x 3mm DFN-8 封装
LTC3441 / LTC3441-2 / LTC3441-3	1.2A I_{OUT} 、2MHz、同步降压-升压型 DC/DC 转换器	95% 的效率， V_{IN} ：2.4V 至 5.5V， V_{OUT} ：2.4V 至 5.25V， $I_Q = 50\mu$ A， $I_{SD} < 1\mu$ A，3mm x 4mm DFN-12 封装
LTC3113	3A、低噪声、降压-升压型 DC/DC 转换器	96% 的效率， V_{IN} ：1.8V 至 5.5V， V_{OUT} ：1.8V 至 5.5V， $I_Q = 40\mu$ A， $I_{SD} < 1\mu$ A，4mm x 5mm DFN-16 封装和 20 引脚 TSSOP 封装
LTC3538	800mA I_{OUT} 、1MHz、同步降压-升压型 DC/DC 转换器	95% 的效率， V_{IN} ：1.8V 至 5.5V， V_{OUT} ：1.8V 至 5.25V， $I_Q = 35\mu$ A， $I_{SD} < 1\mu$ A，2mm x 3mm DFN-8 封装
LTC3536	1A I_{OUT} 、300kHz、同步降压-升压型 DC/DC 转换器	95% 的效率， V_{IN} ：1.8V 至 5.5V， V_{OUT} ：1.8V 至 5.25V， $I_Q = 32\mu$ A， $I_{SD} < 1\mu$ A，3mm x 3mm DFN-10 封装和 MSOP-12 封装

3110