

具扩展频谱功能的 60V 2MHz、 同步 4 开关、 降压-升压型控制器

特点

- 单电感 4 开关架构允许 V_{IN} 高于、低于或等于 V_{OUT}
- 2MHz 时效率高达 95%
- 专有峰值降压峰值升压电流模式
- 宽 V_{IN} 范围：4V 至 60V
- $\pm 1.5\%$ 输出电压精度： $1V \leq V_{OUT} \leq 60V$
- $\pm 3\%$ 输入或输出电流精度 (带监控器)
- 支持展频调制降低 EMI
- 内置顶部 PMOS 负载开关驱动器
- 降压器或升压器中无顶部 MOSFET 刷新噪声
- 600kHz 至 2MHz 开关频率可调且支持外同步
- 关断期间 V_{OUT} 与 V_{IN} 断开连接
- 提供 28 引脚 TSSOP 封装 (带裸露焊盘) 和 28 引脚 QFN (4mm × 5mm) 封装

应用

- 汽车、工业、电信系统
- 高频电池供电系统

说明

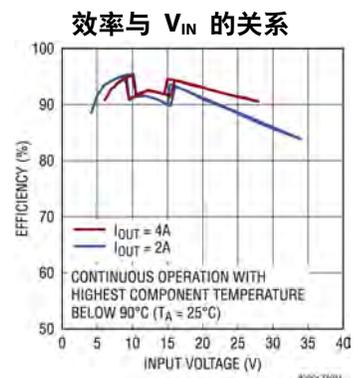
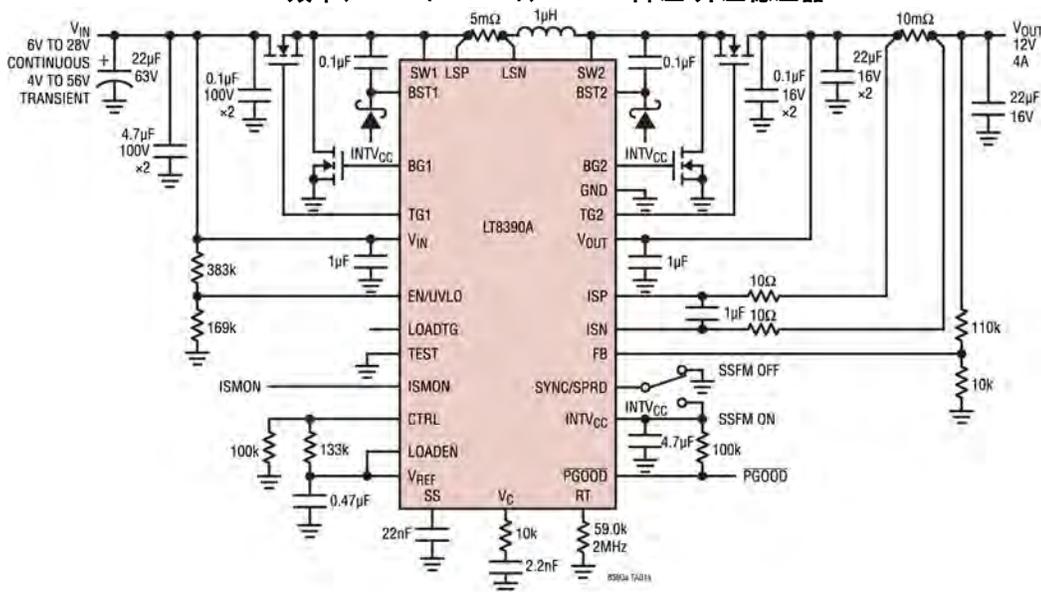
LT[®]8390A 是一款同步 4 开关降压-升压 DC/DC 控制器，用于调节输出电压、输入或输出电流，输入电压可以高于、低于或等于输出电压。专有峰值-降压/峰值-升压电流模式控制方案支持可调且可同步的 600kHz 至 2MHz 固定工作频率化，或采用内部 25% 三角展频频率调制来降低 EMI。LT8390A 具有 4V 至 60V 的输入电压范围和 0V 至 60V 的输出电压能力，工作区域之间可以无缝低噪声过渡，因此它是汽车、工业、电信乃至电池供电系统中的稳压器、电池和超级电容充电器应用的理想之选。

LT8390A 提供输入或输出电流监控器及电源良好标志。它还提供故障保护功能，可检测输出短路情况；LT8390A 在此期间会重试、闩锁或保持运行。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 徽标是 ADI 公司的注册商标。所有其他商标均属各自所有人所有。

典型应用

95% 效率、48W (12V 4A)、2MHz 降压-升压稳压器



LT8390A

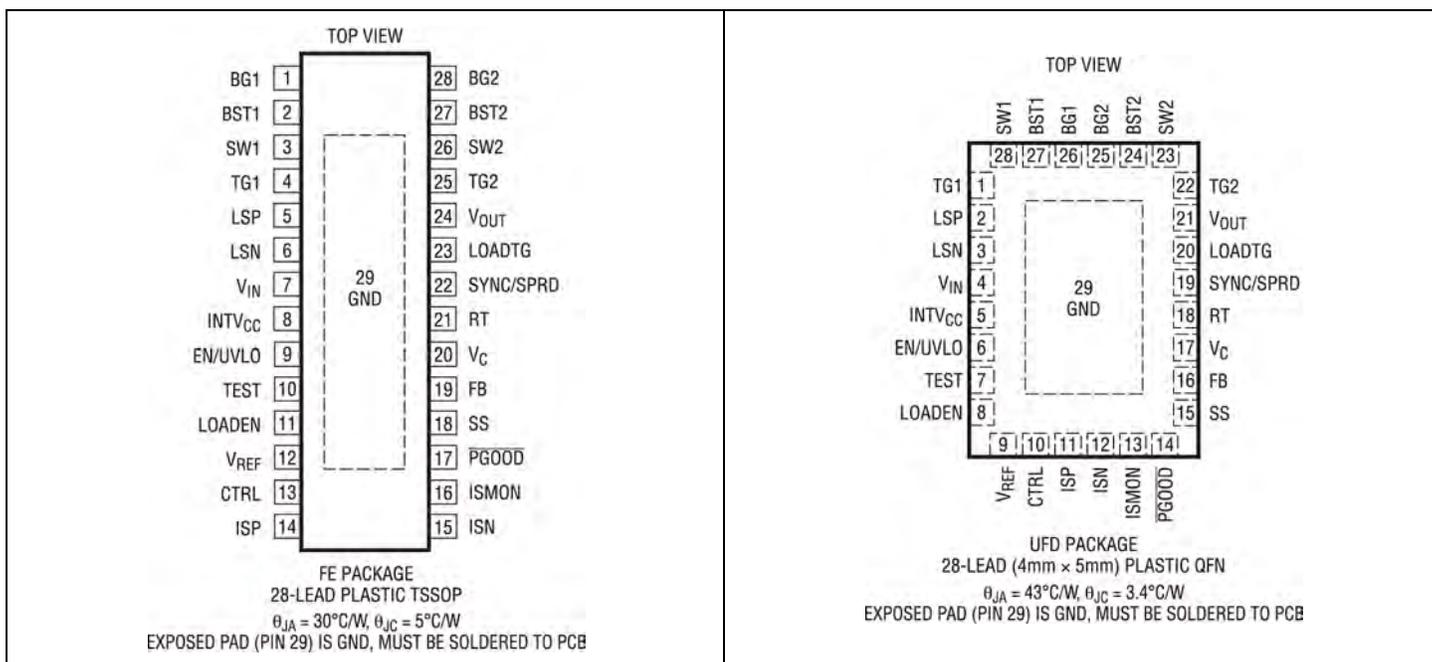
绝对最大额定值 (注释 1)

V_{IN} 、EN/UVLO、 V_{OUT} 、ISP、ISN.....60V
 (ISP-ISN)..... -1V 至 1V
 $BST1$ 、 $BST2$66V
 $SW1$ 、 $SW2$ 、LSP、LSN.....-6V 至 60V
 $INTV_{CC}$ 、($BST1-SW1$)、($BST2-SW2$).....6V
 ($BST1-LSP$)、($BST1-LSN$)..... 6V

FB 、LOADEN、SYNC/SPRD、CTRL、 \overline{PGOOD}6V
 工作结温范围 (注释 2、3)

LT8390AE -40°C 至 125°C
 LT8390AI -40°C 至 125°C
 LT8390AH -40°C 至 150°C
 存储温度范围 -65°C 至 150°C

引脚配置



订购信息 <http://www.linear.com/product/LT8390A#orderinfo>

无铅表面处理	卷带和卷盘	器件标识*	封装说明	温度范围
LT8390AEFE#PBF	LT8390AEFE#TRPBF	LT8390AFE	28 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C
LT8390AIFE#PBF	LT8390AIFE#TRPBF	LT8390AFE	28 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 125°C
LT8390AHFE#PBF	LT8390AHFE#TRPBF	LT8390AFE	28 引脚塑料 TSSOP	-40°C 至 150°C
LT8390AEUFD#PBF	LT8390AEUFD#TRPBF	8390A	28 引脚 (4mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LT8390AIUFD#PBF	LT8390AIUFD#TRPBF	8390A	28 引脚 (4mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 125°C
LT8390AHUFD#PBF	LT8390AHUFD#TRPBF	8390A	28 引脚 (4mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 150°C

有关具有更宽额定工作温度范围的器件，请咨询 LTC 市场部门。*温度等级通过运输容器上的标签识别。

有关无铅器件标识的更多信息，请访问：<http://www.linear.com/cn/leadfree/>

有关卷带和卷盘规格的更多信息，请访问：<http://www.linear.com/cn/tapeandree/>。某些封装以 500 单元卷盘形式通过指定销售渠道提供，其带有 #TRMPBF 后缀。

电气特性

● 表示规格适用于整个工作温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (注释 2)。除非另有说明， $V_{IN} = 12\text{V}$, $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
电源						
V_{IN} 工作电压范围		●	4		60	V
V_{IN} 静态电流	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$			1	2	μA
	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$			270		μA
	未切换			2.1	2.8	mA
V_{OUT} 电压范围		●	0		60	V
V_{OUT} 静态电流	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$			0.1	0.5	μA
	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$			0.1	0.5	μA
	未切换, $V_{OUT} = 12\text{V}$		20	40	60	μA
线性稳压器						
INTV _{CC} 调节电压	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$		4.85	5.0	5.15	V
INTV _{CC} 负载调整率	$I_{INTVCC} = 0\text{mA}$ 至 80mA			1	4	%
INTV _{CC} 电压调整率	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$, $V_{IN} = 6\text{V}$ 至 60V			1	4	%
INTV _{CC} 电流限值	$V_{INTVCC} = 4.5\text{V}$		110	145	190	mA
INTV _{CC} 压差电压 ($V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$)	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$, $V_{IN} = 4\text{V}$			160		mV
INTV _{CC} 欠压闭锁阈值	下降		3.44	3.54	3.64	V
INTV _{CC} 欠压闭锁迟滞				0.24		V
V_{REF} 调节电压	$I_{VREF} = 100\mu\text{A}$	●	1.97	2.00	2.03	V
V_{REF} 负载调整率	$I_{VREF} = 0\text{mA}$ 至 1mA			0.4	1	%
V_{REF} 线性调整率	$I_{VREF} = 100\mu\text{A}$, $V_{IN} = 4\text{V}$ 至 60V			0.1	0.2	%
V_{REF} 电流限值	$V_{REF} = 1.8\text{V}$		2	2.5	3.2	mA
V_{REF} 欠压闭锁阈值	下降		1.78	1.84	1.90	V
V_{REF} 欠压闭锁迟滞				50		mV
控制输入/输出						
EN/UVLO 关断阈值		●	0.3	0.6	1.0	V
EN/UVLO 使能阈值	下降	●	1.196	1.220	1.244	V
EN/UVLO 使能迟滞				13		mV
EN/UVLO 迟滞电流	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$		2.1	2.5	2.9	μA
	$V_{EN/UVLO} = 1.3\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
CTRL 输入偏置电流	$V_{CTRL} = 0.75\text{V}$, 电流流出引脚		0	20	50	nA
CTRL 闩锁阈值	下降	●	285	300	315	mV
CTRL 闩锁迟滞				25		mV
负载开关驱动器						
LOADEN 阈值	上升	●	1.3	1.4	1.5	V
LOADEN 迟滞				220		mV
LOADTG 导通所需的最小 V_{OUT}	$V_{LOADEN} = 5\text{V}$			2.4	3	V
LOADTG 导通电压 $V_{(V_{OUT}-LOADTG)}$	$V_{OUT} = 12\text{V}$		4.5	5	5.5	V
LOADTG 关断电压 $V_{(V_{OUT}-LOADTG)}$	$V_{OUT} = 12\text{V}$		-0.1	0	0.1	V
LOADEN 至 LOADTG 导通传播延迟	$C_{LOADTG} = 3.3\text{nF}$ 接 V_{OUT} , 50% 至 50%			90		ns
LOADEN 至 LOADTG 关断传播延迟	$C_{LOADTG} = 3.3\text{nF}$ 接 V_{OUT} , 50% 至 50%			40		ns
LOADTG 导通下降时间	$C_{LOADTG} = 3.3\text{nF}$ 接 V_{OUT} , 10% 至 90%			300		ns
LOADTG 关断上升时间	$C_{LOADTG} = 3.3\text{nF}$ 接 V_{OUT} , 90% 至 10%			10		ns

LT8390A

电气特性

● 表示规格适用于整个工作温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (注释 2)。除非另有说明，

$V_{IN} = 12\text{V}$, $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
误差放大器						
满量程电流调节 $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 2\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$	●	97	100	103	mV
	$V_{CTRL} = 2\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	●	97	100	103	mV
1/10 电流调节 $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 0.35\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$	●	8	10	12	mV
	$V_{CTRL} = 0.35\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	●	8	10	12	mV
ISMON 监控器输出 V_{ISMON}	$V_{(ISP-ISN)} = 100\text{mV}$, $V_{ISP} = 12\text{V}/0\text{V}$	●	1.20	1.25	1.30	V
	$V_{(ISP-ISN)} = 10\text{mV}$, $V_{ISP} = 12\text{V}/0\text{V}$	●	0.30	0.35	0.40	V
	$V_{(ISP-ISN)} = 0\text{mV}$, $V_{ISP} = 12\text{V}/0\text{V}$	●	0.20	0.25	0.30	V
ISP/ISN 输入共模范围		●	0		60	V
ISP/ISN 低端至高端切换电压	$V_{ISP} = V_{ISN}$			1.8		V
ISP/ISN 高端至低端切换电压	$V_{ISP} = V_{ISN}$			1.7		V
ISP 输入偏置电流	$V_{LOADEN} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$			23		μA
	$V_{LOADEN} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$			-10		μA
	$V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$ 或 0V			0		μA
ISN 输入偏置电流	$V_{LOADEN} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$			23		μA
	$V_{LOADEN} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$			-10		μA
	$V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$ 或 0V			0		μA
ISP/ISN 电流调节放大器 g_m				2000		μs
FB 调节电压	$V_C = 1.2\text{V}$	●	0.985	1.00	1.015	V
FB 电压调整率	$V_{IN} = 4\text{V}$ 至 60V			0.2	0.5	%
FB 负载调整率				0.2	0.8	%
FB 电压调节放大器 g_m				660		μS
FB 输入偏置电流	FB 处于稳压状态，电流流出引脚			10	40	nA
V_C 输出阻抗				10		$\text{M}\Omega$
V_C 待机漏电流	$V_C = 1.2\text{V}$, $V_{LOADEN} = 0\text{V}$		-10	0	10	nA
电流比较器						
最大电流检测阈值 $V_{(LSP-LSN)}$	降压, $V_{FB} = 0.8\text{V}$	●	35	50	65	mV
	升压, $V_{FB} = 0.8\text{V}$	●	40	50	60	mV
LSP 引脚偏置电流	$V_{LSP} = V_{LSN} = 12\text{V}$			60		μA
LSN 引脚偏置电流	$V_{LSP} = V_{LSN} = 12\text{V}$			60		μA
故障						
FB 电压阈值 (V_{FB})	上升	●	1.08	1.1	1.12	V
FB 过压迟滞		●	35	50	65	mV
FB 短路阈值 (V_{FB})	下降	●	0.24	0.25	0.26	V
FB 短路迟滞	迟滞	●	35	50	65	mV
ISP/ISN 过流阈值 $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{ISP} = 12\text{V}$			750		mV
来自 V_{FB} 的 $\overline{\text{PGOOD}}$ 上阈值失调	上升	●	8	10	12	%
来自 V_{FB} 的 $\overline{\text{PGOOD}}$ 下阈值失调	下降	●	-12	-10	-8	%
$\overline{\text{PGOOD}}$ 下拉电阻				100	200	Ω
SS 硬下拉电阻	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$			100	200	Ω
SS 上拉电流	$V_{FB} = 0.4\text{V}$, $V_{SS} = 0\text{V}$		10	12.5	15	μA
SS 下拉电流	$V_{FB} = 0.1\text{V}$, $V_{SS} = 2\text{V}$		1	1.25	1.5	μA
SS 故障门锁阈值				1.7		V
SS 故障复位阈值				0.2		V

电气特性

● 表示规格适用于整个工作温度范围，其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (注释 2)。除非另有说明，

$V_{IN} = 12\text{V}$, $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
振荡器					
RT 引脚电压	$R_T = 100\text{k}\Omega$		1.00		V
开关频率	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 226\text{k}\Omega$	645	685	725	kHz
	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 100\text{k}\Omega$	1290	1360	1430	kHz
	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 59.0\text{k}\Omega$	● 1900	2000	2100	kHz
SYNC 频率		600		2100	kHz
SYNC/SPRD 输入偏置电流	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 5\text{V}$	-0.1	0	0.1	μA
SYNC/SPRD 阈值电压		0.4		1.5	V
振荡器频率之上的最高展频	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 5\text{V}$	21	23	25	%
区域过渡					
降压-升压至升压 (V_{IN}/V_{OUT})		0.73	0.75	0.77	
升压至降压-升压 (V_{IN}/V_{OUT})		0.83	0.85	0.87	
降压至降压-升压 (V_{IN}/V_{OUT})		1.23	1.25	1.27	
降压-升压至降压 (V_{IN}/V_{OUT})		1.31	1.33	1.35	
峰值-降压至峰值-升压 (V_{IN}/V_{OUT})		0.96	0.98	1.00	
峰值-升压至峰值-降压 (V_{IN}/V_{OUT})		1.00	1.02	1.04	
NMOS 驱动器					
TG1、TG2 栅极驱动器导通电阻	$V_{(\text{BST-SW})} = 5\text{V}$				
栅极上拉			2.6		Ω
栅极下拉			1.4		Ω
BG1、BG2 栅极驱动器导通电阻	$V_{\text{INTVCC}} = 5\text{V}$				
栅极上拉			3.2		Ω
栅极下拉			1.2		Ω
TG1、TG2 上升时间	$C_L = 3.3\text{nF}$, 10% 至 90%		25		ns
TG1、TG2 下降时间	$C_L = 3.3\text{nF}$, 90% 至 10%		20		ns
BG1、BG2 上升时间	$C_L = 3.3\text{nF}$, 10% 至 90%		25		ns
BG1、BG2 下降时间	$C_L = 3.3\text{nF}$, 90% 至 10%		20		ns
TG 关断至 BG 导通延迟	$C_L = 3.3\text{nF}$		25		ns
BG 关断至 TG 导通延迟	$C_L = 3.3\text{nF}$		25		ns
降压区域中 TG1 最小占空比	峰值-降压电流模式		10		%
降压区域中 TG1 最大占空比	峰值-降压电流模式		90		%
降压-升压区域中 TG1 固定占空比	峰值-升压电流模式		80		%
降压-升压区域中 BG2 固定占空比	峰值-降压电流模式		20		%
升压区域中 BG2 最小占空比	峰值-升压电流模式		10		%
升压区域中 BG2 最大占空比	峰值-升压电流模式		90		%

注释 1: 应力超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。在任何绝对最大额定值条件下长期工作会影响器件的可靠性和使用寿命。

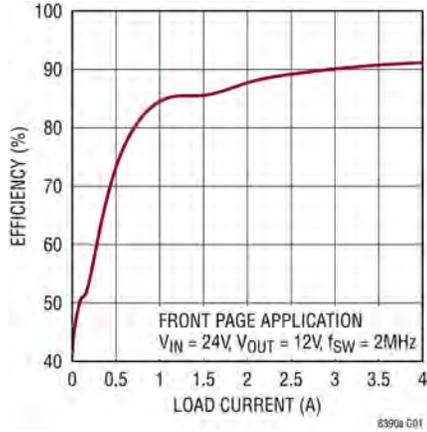
注释 2: LT8390AE 保证满足 0°C 至 125°C 工作结温范围内的性能规格要求。 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的规格通过设计、表征以及与统计过程控制的相关性来保证。LT8390AI 的保证工作

结温范围为 -40°C 至 125°C 。LT8390AH 的保证工作结温范围为 -40°C 至 150°C 。高结温会降低使用寿命。结温高于 125°C 时，工作寿命会缩短。

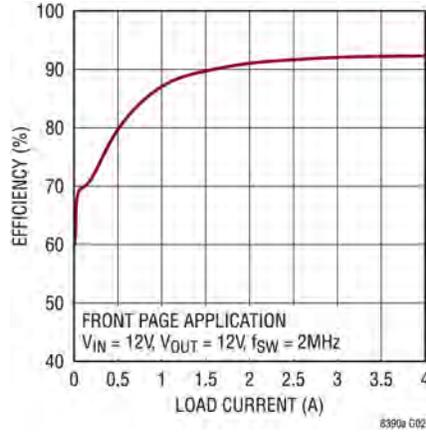
注释 3: LT8390A 包含过温保护功能，旨在保护器件免受瞬时过载状况影响。结温超过 150°C 时就会启动过温保护。在额定绝对最大工作结温以上连续工作可能会影响器件的可靠性。

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

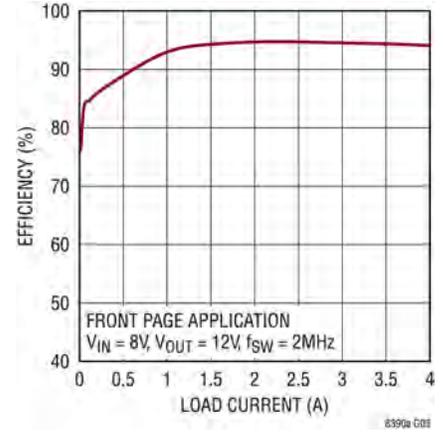
效率与负载电流的关系
(降压区域)



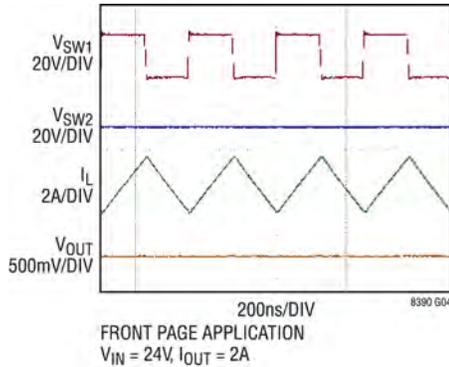
效率与负载电流的关系
(降压-升压区域)



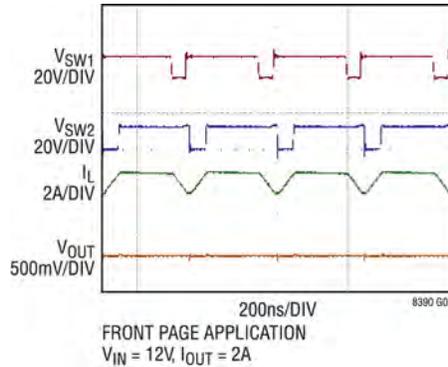
效率与负载电流的关系
(升压区域)



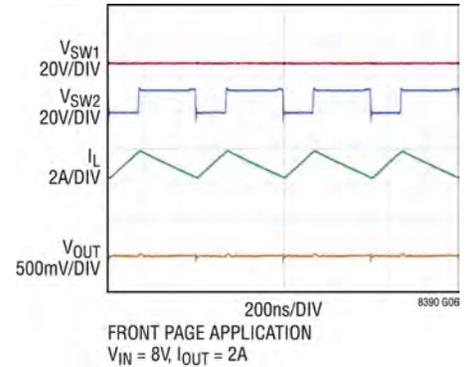
开关波形
(降压区域)



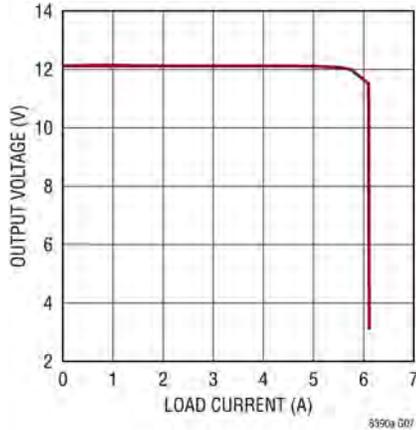
开关波形
(降压-升压区域)



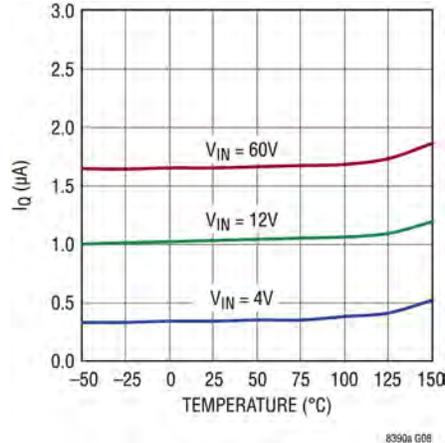
开关波形
(升压区域)



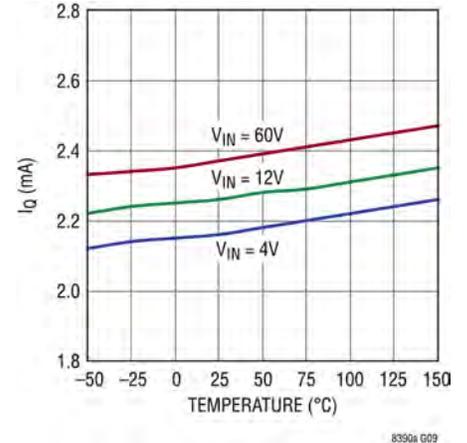
V_{OUT} 与 $I_{OUT}(CV/CC)$ 的关系



V_{IN} 关断电流

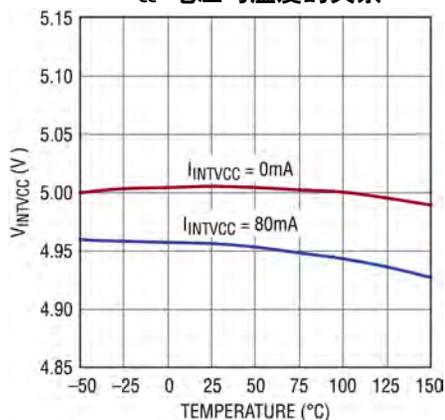


V_{IN} 静态电流



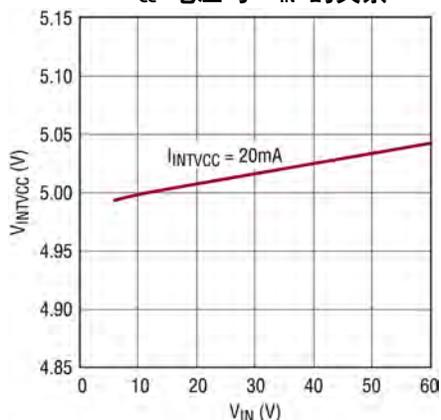
典型性能参数 除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INTV_{CC} 电压与温度的关系



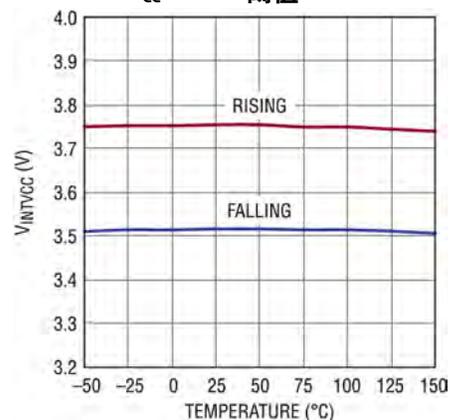
8390a G10

INTV_{CC} 电压与 V_{IN} 的关系



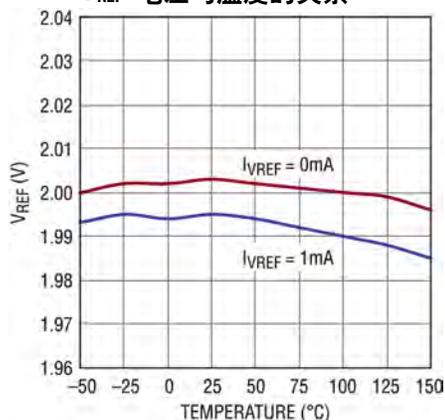
8390a G11

INTV_{CC} UVLO 阈值



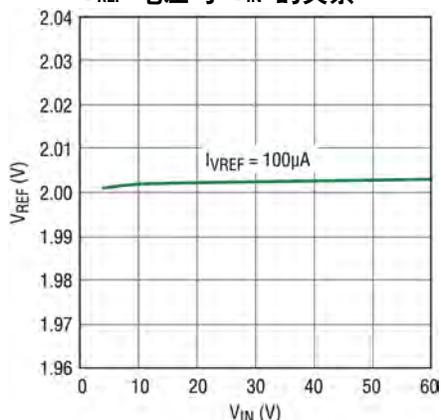
8390a G12

V_{REF} 电压与温度的关系



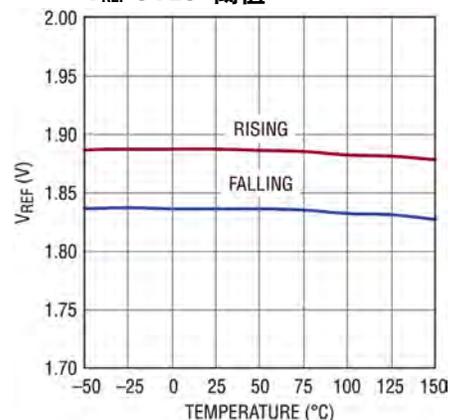
8390a G13

V_{REF} 电压与 V_{IN} 的关系



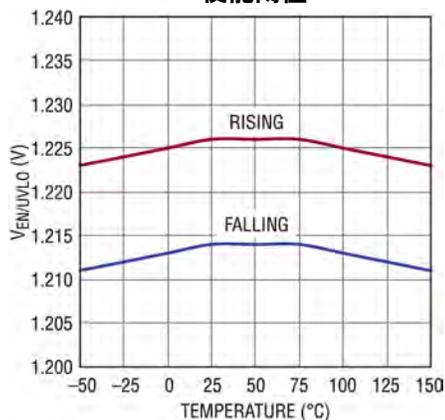
8390a G14

V_{REF} UVLO 阈值



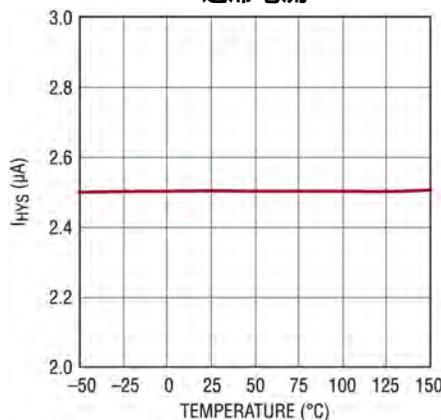
8390a G15

EN/UVLO 使能阈值



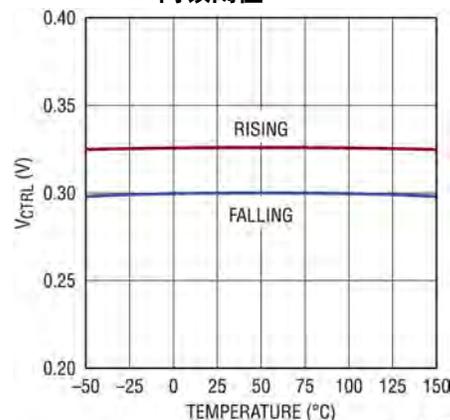
8390a G16

EN/UVLO 迟滞电流



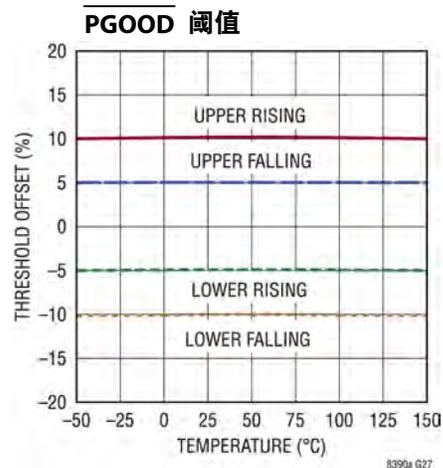
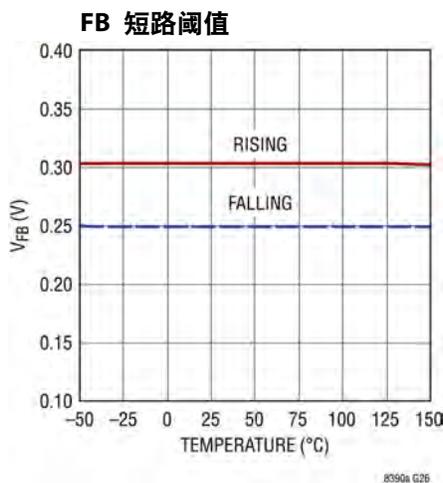
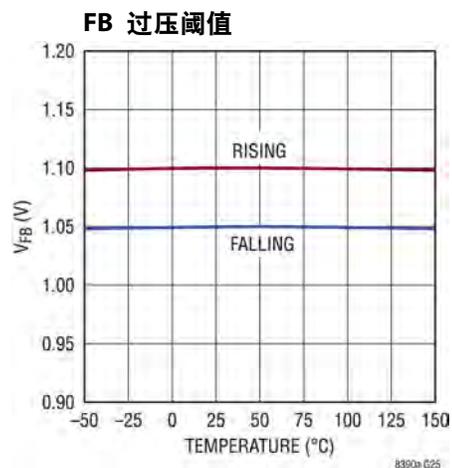
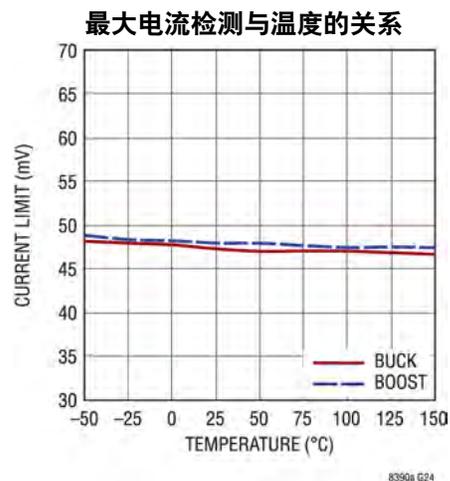
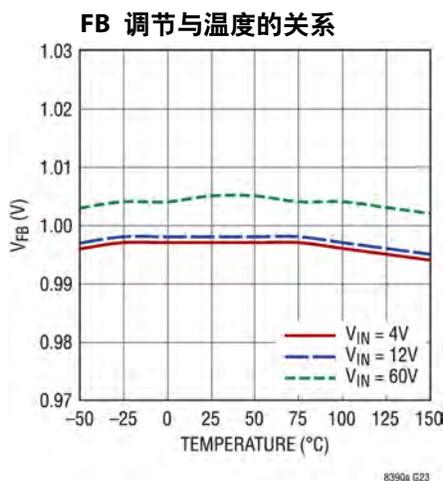
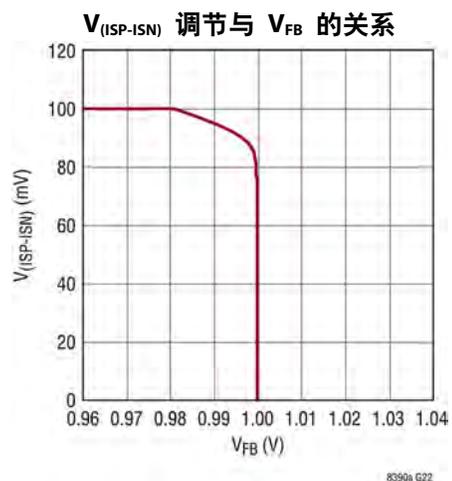
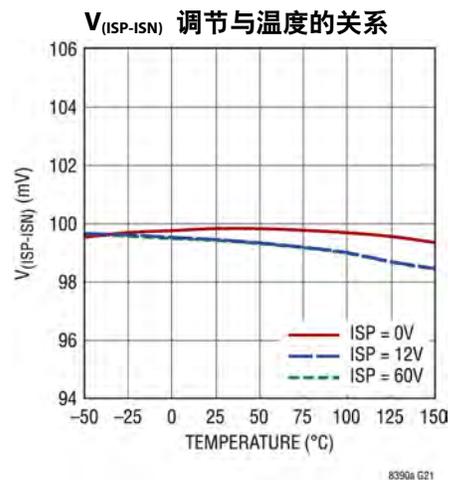
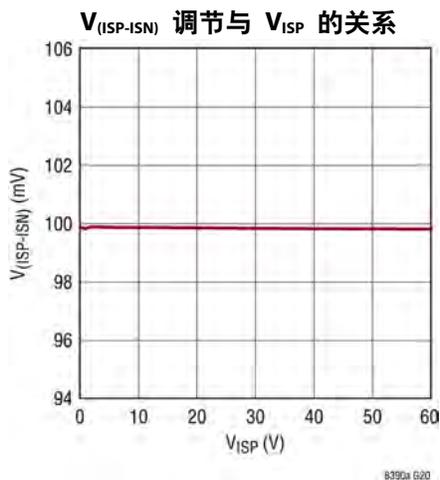
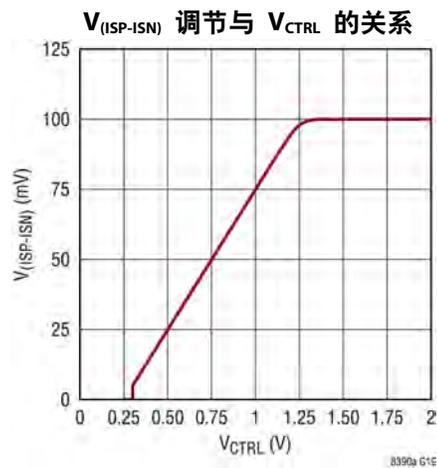
8390a G17

CTRL 闩锁阈值



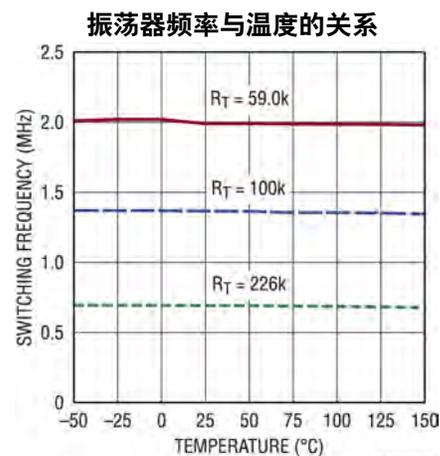
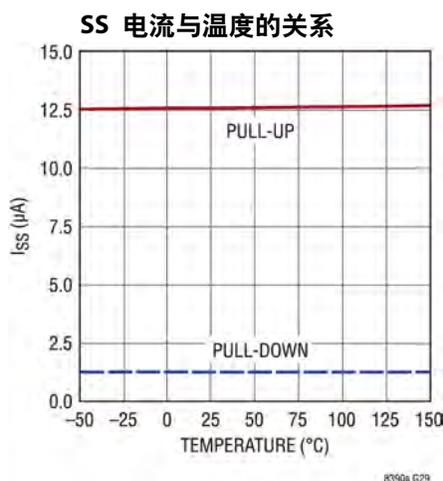
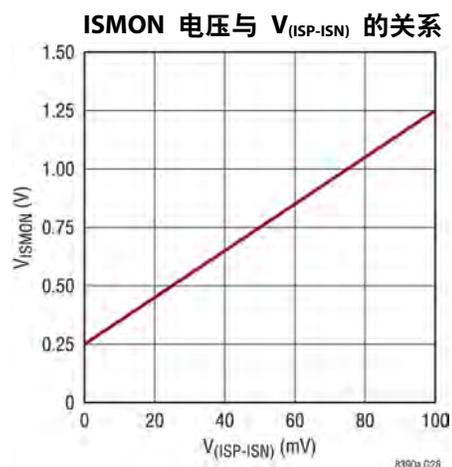
8390a G18

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



典型性能参数

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



引脚功能

BG1: 降压侧底部栅极驱动。利用从地到 INTV_{CC} 的电压摆幅驱动降压侧底部 N 沟道 MOSFET 的栅极。

BST1: 降压侧自举浮空驱动器电源。BST1 引脚有一个来自 INTV_{CC} 引脚的集成自举肖特基二极管, 需要将一个外部自举电容连接至 SW1 引脚。BST1 引脚的电压摆幅是从 INTV_{CC} 以下一个二极管压降到 $(V_{\text{IN}} + \text{INTV}_{\text{CC}})$ 。

SW1: 降压侧开关节点。SW1 引脚的电压摆幅是从地以下一个肖特基二极管压降到 V_{IN} 。

TG1: 降压侧顶部栅极驱动。利用从 SW1 到 BST1 的电压摆幅驱动降压侧顶部 N 沟道 MOSFET 的栅极。

LSP: 降压侧电感电流检测电阻 (R_{SENSE}) 的正极。利用开尔文连接确保高精度电流检测。

LSN: 降压侧电感电流检测电阻 (R_{SENSE}) 的负极。利用开尔文连接确保高精度电流检测。

V_{IN} : 输入电源。须将 V_{IN} 引脚连接到电源输入, 以确定降压、降压-升压或升压工作区域。通过最小 $1\mu\text{F}$ 陶瓷电容在本地将此引脚旁路至地。

INTV_{CC} : 内部 5V 线性稳压器输出。 INTV_{CC} 线性稳压器由 V_{IN} 引脚供电, 且为内部控制电路和栅极驱动器供电。通过最小 $4.7\mu\text{F}$ 陶瓷电容在本地将此引脚旁路至地。

EN/UVLO: 使能和欠压闭锁。将该引脚电压驱动至 0.3V 以下会关断器件, V_{IN} 静态电流降低至 $2\mu\text{A}$ 以下。将该引脚电压驱动至 1.233V 以上时, 器件正常工作。精确的 1.220V 阈值可与 V_{IN} 至地的电阻分压器一起来设置欠压闭锁 (UVLO) 阈值。精确的 $2.5\mu\text{A}$ 下拉电流支持对 V_{IN} UVLO 迟滞进行编程。如果这两个功能均不使用, 应将此引脚直接连接至 V_{IN} 。

TEST: 工厂测试。该引脚仅用于测试目的, 必须直接接地才能让器件正常工作。

LOADEN: 负载开关使能输入。LOADEN 引脚用于控制高端 PMOS 负载开关的通断。如果不使用负载开关控制, 应将此引脚连接至 V_{REF} 或 INTV_{CC} 。将该引脚驱动为低电平会断开 TG1 和 TG2, 接通 BG1 和 BG2, 将 V_{C} 引脚与所有内部负载断开, 并且断开 LOADTG。

V_{REF} : 基准电压输出。 V_{REF} 引脚提供精确的 2V 基准电压, 且能供应 1mA 电流。通过 $0.47\mu\text{F}$ 陶瓷电容在本地将此引脚旁路至地。

引脚功能

CTRL: ISP/ISN 电流检测阈值的控制输入。CTRL 引脚用来设置 ISP/ISN 电流限值:

$$I_{IS(MAX)} = \frac{\text{Min}(V_{CTRL} - 0.25V, 1V)}{10 \cdot R_{IS}}$$

V_{CTRL} 可以通过外部基准电压或 V_{REF} 至地的电阻分压器来设置。当 $0.3V \leq V_{CTRL} \leq 1.15V$ 时, 电流检测阈值从 5mV 线性上升至 90mV。当 $V_{CTRL} \geq 1.35V$ 时, 电流检测阈值固定在 100mV 满量程值。当 $1.15V \leq V_{CTRL} \leq 1.35V$ 时, 电流检测阈值从 V_{CTRL} 的线性函数平稳过渡到 100mV 恒定值。将 CTRL 连接至 V_{REF} 可获得 100mV 满量程阈值。将该引脚驱动至 0.3V 以下会停止切换。

ISP: ISP/ISN 电流检测电阻 (R_{IS}) 的正极。利用开尔文连接确保高精度电流检测。

ISN: ISP/ISN 电流检测电阻 (R_{IS}) 的负极。利用开尔文连接确保高精度电流检测。

ISMON: ISP/ISN 电流检测监控器输出。ISMON 引脚产生的电压等于 $V_{(ISP-ISN)}$ 的 10 倍加上 0.25V 偏移电压。对于并行应用, 应将主 LT8390A ISMON 引脚连接至从 LT8390A CTRL 引脚。

PGOOD: 电源良好开漏输出。当 FB 引脚处于最终调节电压的 $\pm 10\%$ 以内时, PGOOD 被拉低。为了正常工作, 该引脚需要一个外部上拉电阻。

SS: 软启动定时器设置。SS 引脚通过将电容接地来设置软启动计时器。内部 $12.5\mu A$ 上拉电流对外部 SS 电容充电, 使 FB 调节电压逐渐升高。建议在该引脚上使用一个 22nF 电容。任何 UVLO 或热关断都会立即将 SS 引脚拉至地, 并停止切换。在输出短路情况下, 使用从 SS 连接到 V_{REF} 的单个电阻可以将 LT8390A 设置为三种不同故障保护模式: 打嗝 (无电阻)、闩锁 ($499k\Omega$) 和保持运行 ($100k\Omega$)。更多信息参见“应用信息”部分。

FB: 电压环路反馈输入。FB 引脚用于恒压调节和输出故障保护。内部误差放大器及其输出 V_C 通过 DC/DC 转换器将 V_{FB} 调节为 1.00V。在输出短路 ($V_{FB} < 0.25V$) 情况下, 器件根据用户设置进入一种故障模式。在过压 ($V_{FB} > 1.1V$) 情况下,

器件断开所有 TG1、BG1、TG2、BG2 和 LOADTG。

V_C : 误差放大器输出, 设置电感电流比较器阈值。 V_C 引脚通过外部 RC 网络补偿控制环路。在 LOADEN 低电平状态期间, V_C 引脚与所有内部负载断开连接以存储其电压信息。

RT: 开关频率设置。在该引脚与地之间连接一个电阻, 以将内部振荡器频率设置为 600kHz 至 2MHz。

SYNC/SPRD: 开关频率同步或展频。将此引脚接地时, 器件以内部振荡器频率进行切换。施加一个时钟信号时, 器件与外部频率同步。连接到 INTV_{CC} 时, 可获得高于内部振荡器频率的 25% 三角展频。

LOADTG: 高端 PMOS 负载开关顶部栅极驱动。LOADEN 输入信号的缓冲和反相版本, LOADTG 引脚驱动外部高端 PMOS 负载开关, 驱动电压摆幅是从 ($V_{OUT} - 5V$) 和 1.2V 中的较高电压到 V_{OUT} 。如果不使用该引脚, 其应保持未连接状态。

V_{OUT} : 输出电源。须将 V_{OUT} 引脚连接到电源输出, 以确定降压、降压-升压或升压工作区域。 V_{OUT} 引脚还用作 LOADTG 驱动的正轨。通过最小 $1\mu F$ 陶瓷电容在本地将此引脚旁路至地。

TG2: 升压侧顶部栅极驱动。利用从 SW2 到 BST2 的电压摆幅驱动升压侧顶部 N 沟道 MOSFET 的栅极。

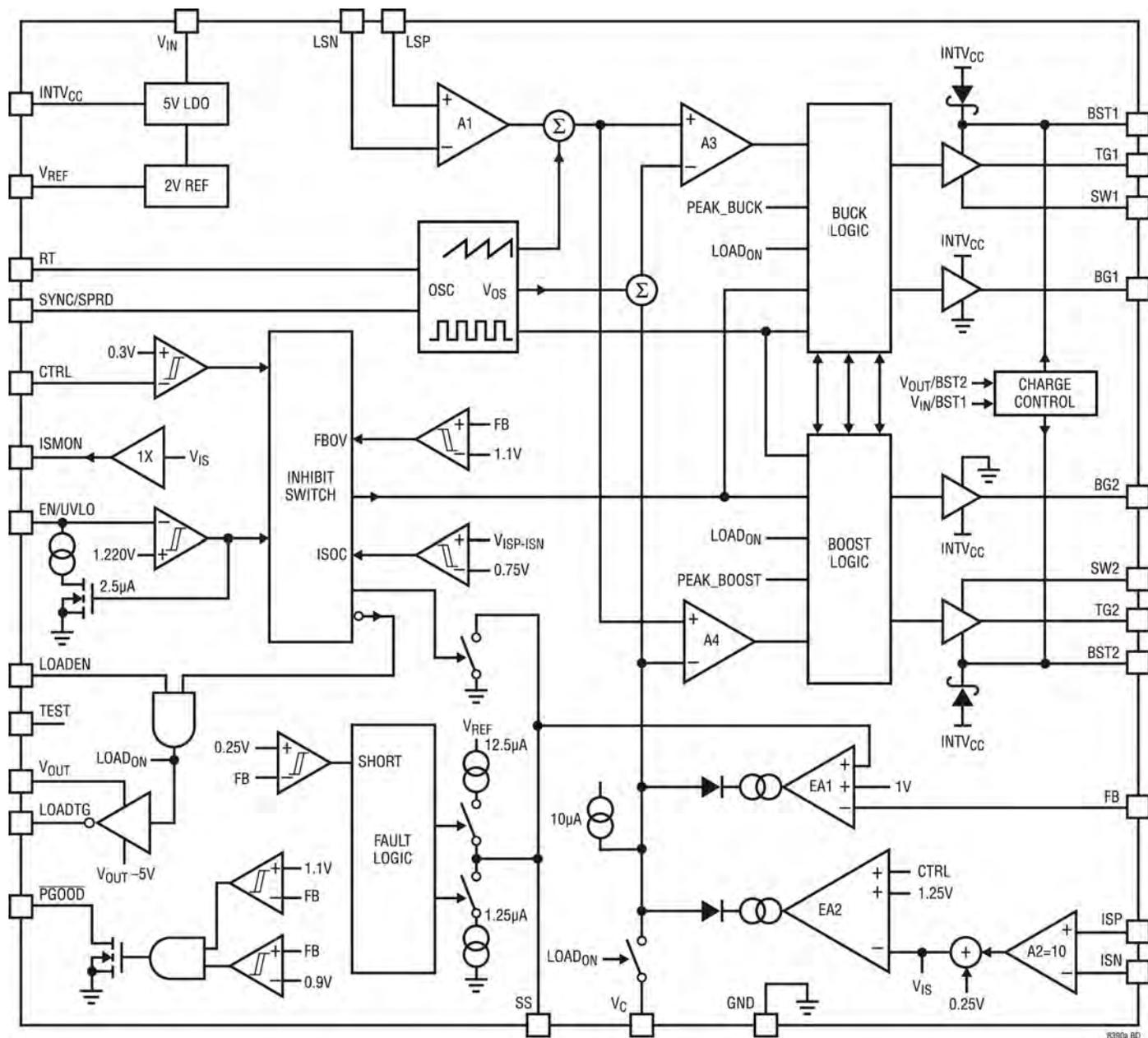
SW2: 升压侧开关节点。SW2 引脚的电压摆幅是从地以下一个肖特基二极管压降到 V_{OUT} 。

BST2: 升压侧自举浮空驱动器电源。BST2 引脚有一个来自 INTV_{CC} 引脚的集成自举肖特基二极管, 需要将一个外部自举电容连接至 SW2 引脚。BST2 引脚的电压摆幅是从 INTV_{CC} 以下一个二极管压降到 ($V_{OUT} + INTV_{CC}$)。

BG2: 升压侧底部栅极驱动。利用从地到 INTV_{CC} 的电压摆幅驱动升压侧底部 N 沟道 MOSFET 的栅极。

GND (裸露焊盘): 地。将裸露焊盘直接焊接到接地层。

框图



8390a BD

操作

LT8390A 是一款电流模式 DC/DC 控制器，可以调节输出电压、输入或输出电流，输入电压可以高于、低于或等于输出电压。LTC 专有峰值-降压/峰值-升压电流模式控制方案使用单个电感电流检测电阻，并在降压区域、降压-升压区域和升压区域之间提供平滑过渡。要了解其工作原理，最好是参考功能框图。

功率开关控制

图 1 所示为四个功率开关 A、B、C、D 连接到电感 L、电流检测电阻 R_{SENSE} 、电源输入 V_{IN} 、电源输出 V_{OUT} 的示意图。连接到 LSP 和 LSN 引脚的电流检测电阻 R_{SENSE} ，为降压区域、降压-升压区域和升压区域中的峰值电流模式控制和反向电流检测提供电感电流信息。图 2 显示了电流模式控制与 V_{IN}/V_{OUT} 之比的关系，图 3 显示了工作区域与 V_{IN}/V_{OUT} 之比的关系。功率开关受到适当的控制，可在不同模式和区域之间平稳过渡。增加迟滞以防止不同模式和区域之间的震颤。

共有四种状态：(1) 降压区域中的峰值-降压电流模式控制；(2) 降压-升压区域中的峰值-降压电流模式控制；(3) 降压-升压区域中的峰值-升压电流模式控制；(4) 升压区域中的峰值-升压电流模式控制。以下各节详细说明每种状态及波形；为简化起见，忽略开关 A 和 B 之间、开关 C 和 D 之间的直通保护死区时间。

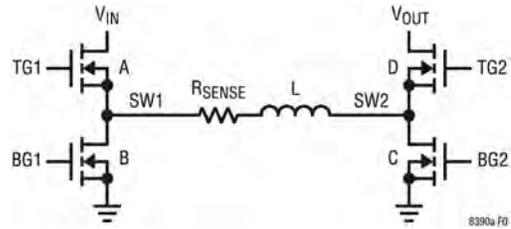


图 1. 功率开关示意图

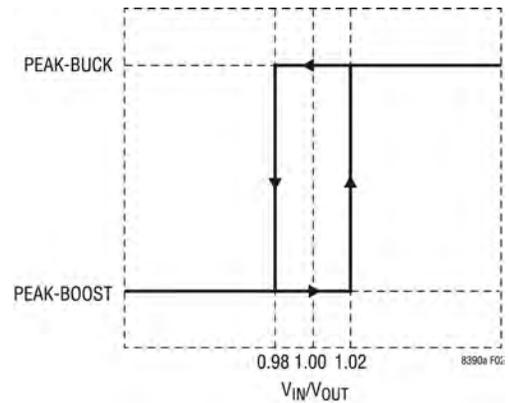


图 2. 电流模式与 V_{IN}/V_{OUT} 之比的关系

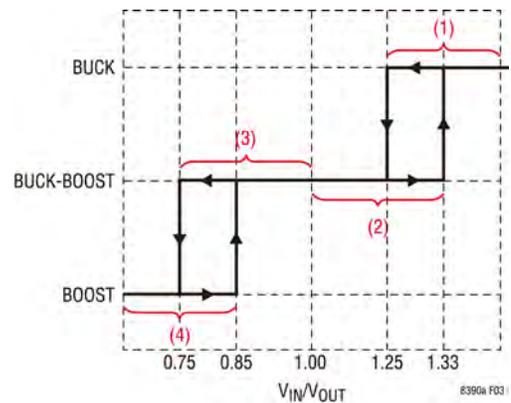


图 3. 工作区域与 V_{IN}/V_{OUT} 之比的关系

操作

(1) 降压区域中的峰值-降压 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

当 V_{IN} 远高于 V_{OUT} 时, LT8390A 使用降压区域中的峰值-降压电流模式控制 (图 4)。开关 C 始终断开, 开关 D 始终导通。在每个周期的开始, 开关 A 导通, 电感电流逐渐上升。在 (A + D) 阶段, 当电感电流达到降压电流比较器 A3 的 V_C 电压所指令的峰值降压电流阈值时, 在该周期的剩余时间里, 开关 A 断开, 开关 B 导通。开关 A 和 B 将交替切换, 类似于典型的同步降压调节器。

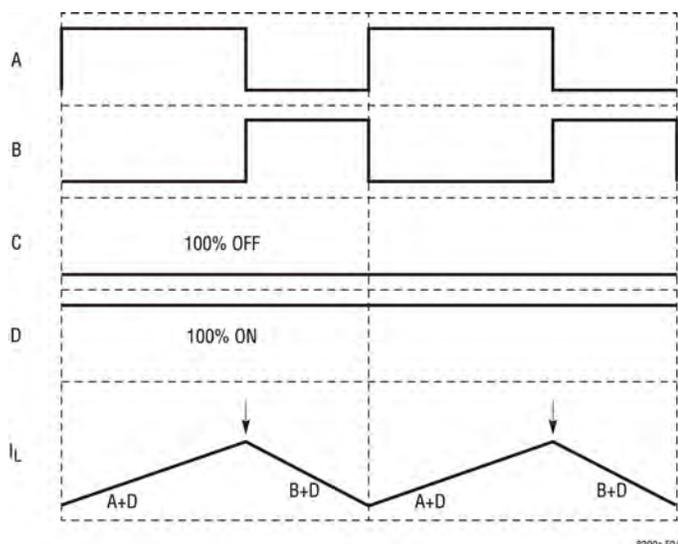


图 4. 降压区域中的峰值-降压 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

(2) 降压-升压区域中的峰值-降压 ($V_{IN} \sim V_{OUT}$)

当 V_{IN} 略高于 V_{OUT} 时, LT8390A 使用降压-升压区域中的峰值-降压电流模式控制 (图 5)。在开始的 20% 周期中, 开关 C 始终导通, 而在剩余的 80% 周期中, 开关 D 始终导通。在每个周期的开始, 开关 A 和 C 导通, 电感电流逐渐上升。经过 20% 周期后, 开关 C 断开, 开关 D 导通, 电感电流继续上升。在 (A + D) 阶段, 当电感电流达到降压电流比较器 A3 的 V_C 电压所指令的峰值降压电流阈值时, 在该周期的剩余时间里, 开关 A 断开, 开关 B 导通。

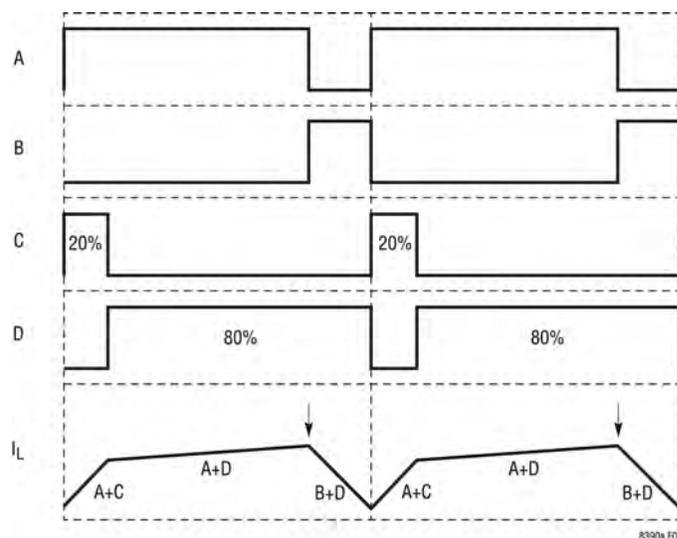


图 5. 降压-升压区域中的峰值-降压 ($V_{IN} \sim V_{OUT}$)

操作

(3) 降压-升压区域中的峰值-升压 ($V_{IN} \sim V_{OUT}$)

当 V_{IN} 略低于 V_{OUT} 时, LT8390A 使用降压-升压区域中的峰值-升压电流模式控制 (图 6)。在开始的 80% 周期中, 开关 A 始终导通, 而在剩余的 20% 周期中, 开关 B 始终导通。在每个周期的开始, 开关 A 和 C 导通, 电感电流逐渐上升。在 (A + C) 阶段, 当电感电流达到升压电流比较器 A4 的 V_C 电压所指令的峰值升压电流阈值时, 在该周期的剩余时间里, 开关 C 断开, 开关 D 导通。经过 80% 周期后, 在该周期的剩余时间里, 开关 A 断开, 开关 B 导通。

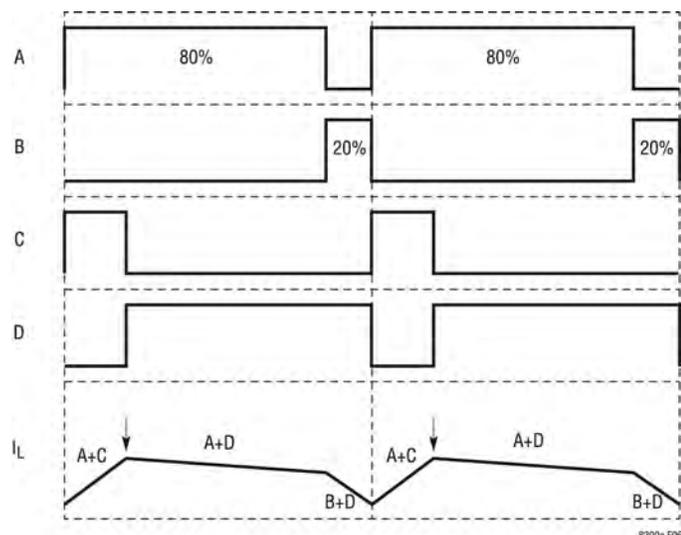


图 6. 降压-升压区域中的峰值-升压 ($V_{IN} \sim V_{OUT}$)

(4) 升压区域中的峰值-升压 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

当 V_{IN} 远低于 V_{OUT} 时, LT8390A 使用升压区域中的峰值-升压电流模式控制 (图 7)。开关 A 始终导通, 开关 B 始终断开。在每个周期的开始, 开关 C 导通, 电感电流逐渐上升。在 (A + C) 阶段, 当电感电流达到升压电流比较器 A4 的 V_C 电压所指令的峰值升压电流阈值时, 在该周期的剩余时间里, 开关 C 断开, 开关 D 导通。开关 C 和 D 将交替切换, 类似于典型的同步升压调节器。

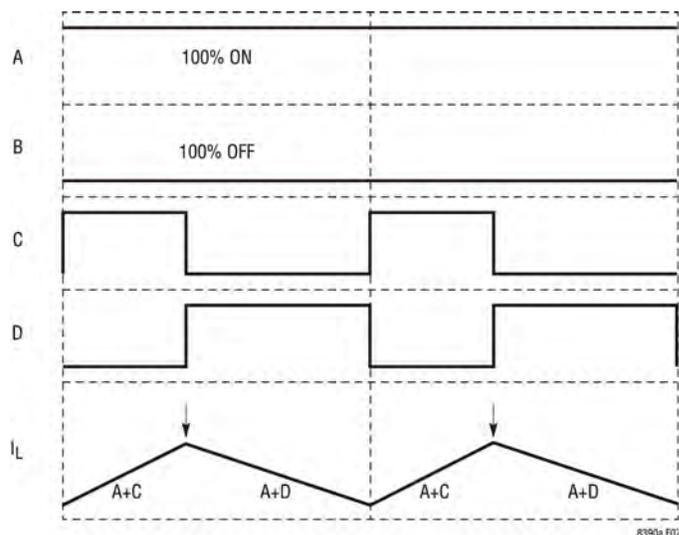


图 7. 升压区域中的峰值-升压 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

操作

主控制环路

LT8390A 是一款固定频率电流模式控制器。电感电流通过 LSP 和 LSN 引脚之间的电感检测电阻检测。电流检测电压由放大器 A1 放大，并加到内部振荡器产生的斜率补偿斜坡信号上。然后，求和信号被馈送到降压电流比较器 A3 和升压电流比较器 A4 的正极。A3 和 A4 的负极由 V_C 引脚上的电压控制，该电压是误差放大器 EA1 和 EA2 的二极管“或”运算结果。

根据峰值-降压/峰值-升压电流模式控制的状态，降压逻辑或升压逻辑控制四个功率开关，使得在正常工作期间，FB 电压被调节至 1V，或者 ISP 与 ISN 之间的电流检测电压由 CTRL 引脚调节。EA1 和 EA2 的增益已得到平衡，确保使用相同补偿网络的恒压和恒流操作相互平滑过渡。

轻负载电流操作

在轻负载下，LT8390A 以最高开关频率断续导通模式或跳脉冲模式运行，开关断开多个周期（即跳过脉冲）以维持稳压并提高效率。降压和升压反向电流检测阈值均设置为 1mV（典型值），因此不允许反向电感电流。某些应用非常需要这种不允许电感电流从输出反向流到输入的特性。

在降压区域，只要在 (B + D) 阶段触发降压反向电流阈值，开关 B 就会断开。在升压区域，只要在 (A + D) 阶段触发升压反向电流阈值，开关 D 就会断开。在降压-升压区域，只要在 (A + D) 阶段触发升压反向电流阈值，开关 D 就会断开；只要在 (B + D) 阶段触发降压反向电流阈值，开关 B 和 D 均会断开。

内部充电路径

两个顶部 MOSFET 驱动器中的每一个都由其浮空自举电容偏置；当顶部 MOSFET 断开时，该电容通常由 INTV_{CC} 通过外部和内部自举二极管充电。当 LT8390A 仅在降压或升压区域工作时，顶部 MOSFET 之一持续处于导通状态。从 V_{OUT} 和 BST2 到 BST1 或从 V_{IN} 和 BST1 到 BST2 的内部充电路径，将自举电容充电至 4.6V，从而使顶部 MOSFET 保持导通。

关断和上电复位

当 EN/UVLO 引脚低于关断阈值（最小 0.3V）时，LT8390A 进入关断模式，消耗的静态电流小于 2 μ A。一旦 EN/UVLO 引脚高于关断阈值（最大 1V），LT8390A 就会唤醒启动电路，生成带隙基准，并使内部 INTV_{CC} LDO 上电。INTV_{CC} LDO 为内部控制电路和栅极驱动器供电。现在，LT8390A 进入欠压闭锁 (UVLO) 模式，一个迟滞电流（典型值 2.5 μ A）被拉入 EN/UVLO 引脚。当 INTV_{CC} 引脚充电到上升 UVLO 阈值（典型值 3.78V）以上，EN/UVLO 引脚超过其上升使能阈值（典型值 1.233V），并且结温低于热关断温度（典型值 165 $^{\circ}$ C）时，LT8390A 进入使能模式，EN/UVLO 迟滞电流被关闭，基准电压 V_{REF} 从地开始充电。从进入使能模式到 V_{REF} 超过其上升 UVLO 阈值（典型值 1.89V）的时间里，LT8390A 经历上电复位 (POR)，唤醒整个内部控制电路，并稳定在正确的初始条件。POR 之后，LT8390A 准备就绪，等待 CTRL 和 LOADEN 引脚上的信号以开始切换。

操作

启动和故障保护

图 8 显示了 LT8390A 的启动和故障序列。在 POR 状态期间，SS 引脚通过 100Ω 电阻硬下拉至地。在预偏置情况下，必须将 SS 引脚拉至 0.2V 以下才能进入 INIT 状态，然后 LT8390A 等待 10μs，以便 SS 引脚可以完全放电至地。10μs 之后，当 LOADON 信号变为高电平时，LT8390A 进入 UP/PRE 状态。当 CTRL 引脚高于上升门限阈值（典型值 0.325V）且 LOADEN 为高电平时，产生 LOADON 高电平信号。

在 UP/PRE 状态期间，SS 引脚由 12.5μA 上拉电流充电，在此期间禁止切换，LOADTG 断开。一旦 SS 引脚充电至 0.25V 以上，LT8390A 便进入 UP/TRY 状态，LOADTG 首先导通，而切换仍被禁止。如果流过电流检测电阻的电流过大，触发 ISP/ISN 过流 (ISOC) 信号，LT8390A 将被复位回到 POR 状态。若在 UP/TRY 状态下保持 10μs 且未触发 ISOC 信号，LT8390A 就会进入 UP/RUN 状态。

在 UP/RUN 状态期间，切换使能，输出电压 V_{OUT} 的启动由 SS 引脚上的电压控制。当 SS 引脚电压小于 1V 时，LT8390A 将 FB 引脚电压调节至 SS 引脚电压，而非 1V 基准电压。这样，若在 SS 引脚和 GND 之间连接一个外部电容，便可使用 SS 引脚来设置软启动。内部 12.5μA 上拉电流给电容充电，在 SS 引脚上产生一个电压斜坡。随着 SS 引脚电压从 0.25V 线性上升至 1V（或更高），输出电压 V_{OUT} 平稳上升至其最终调节电压。

一旦 SS 引脚充电至 1.75V 以上，LT8390A 便进入 OK/RUN 状态，输出短路检测被激活。输出短路意味着 $V_{FB} < 0.25V$ 。当发生输出短路时，LT8390A 进入 FAULT/RUN 状态，1.25μA 下拉电流缓慢地给 SS 引脚放电，其他条件与 OK/RUN 状态相同。一旦 SS 引脚放电至 1.7V 以下，LT8390A 便进入 DOWN/STOP 状态，切换被禁止，短路检测停用，先前的故障被锁存。一旦 SS 引脚放电至 0.2V 以下且 LOADON 信号仍为高电平，LT8390A 将回到 UP/RUN 状态。

在输出短路情况下，利用 SS 和 V_{REF} 引脚之间的电阻可将 LT8390A 设置为打嗝、门限或保持运行故障保护模式。在没有任何电阻的情况下，LT8390A 会在 0.2V 至 1.75V 之间打嗝，经历 UP/RUN、OK/RUN、FAULT/RUN 和 DOWN/STOP 状态，直到故障情况清除为止。使用 499kΩ 电阻时，LT8390A 将门限，直到 EN/UVLO 切换状态为止。使用 100kΩ 电阻时，LT8390A 将保持运行，不理故障。

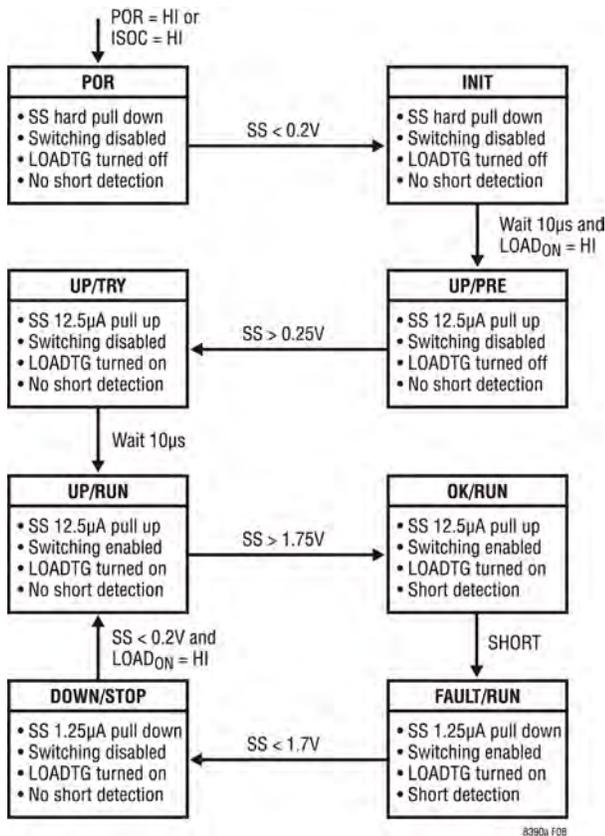


图 8. 启动和故障序列

应用信息

首页显示了一个典型的 LT8390A 应用电路。本“应用信息”部分提供关于为典型应用选择外部元件的指南。除非另有说明，本部分中的示例和公式均假定器件处于连续导通模式。

开关频率选择

LT8390A 使用 600kHz 至 2MHz 的恒定频率控制方案。开关频率的选择是效率和元件大小权衡的结果。低频操作可降低 MOSFET 开关损耗，从而提高效率，但需要更大的电感和电容值。对于大功率应用，可考虑以较低频率工作，使开关损耗引起的 MOSFET 发热最小。对于低功耗应用，可考虑以较高频率工作，使整体解决方案尺寸最小。

另外，具体应用对于开关频率选择也起着重要作用。在对噪声敏感的系统，选择的开关频率通常要使开关噪声位于敏感频带之外。

开关频率设置

LT8390A 的开关频率可以由内部振荡器设置。在 SYNC/SPRD 引脚被拉至地的情况下，开关频率由 RT 引脚与地之间的电阻设置。表 1 列出了常见开关频率对应的 R_T 电阻值。

表 1. 开关频率与 R_T 值 (1% 电阻)

f_{osc} (MHz)	R_T (k)
0.6	267
0.8	191
1.0	147
1.2	118
1.4	97.6
1.6	82.5
1.8	66.5
2.0	59.0

扩展频谱频率调制

对于担心电磁干扰 (EMI) 的应用，开关稳压器可能特别麻烦。为了改善 EMI 性能，LT8390A 实现了三角扩展频谱频率调制方案。当 SYNC/SPRD 引脚连接到 $INTV_{CC}$ 时，LT8390A 便会将开关频率扩展到内部振荡器频率以上 25%。图 9 和图 10 显示了首页应用在使能展频情况下的噪声频谱。

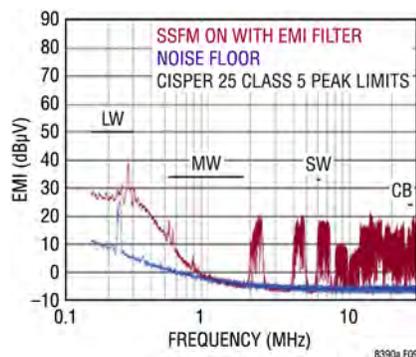


图 9. 平均传导 EMI

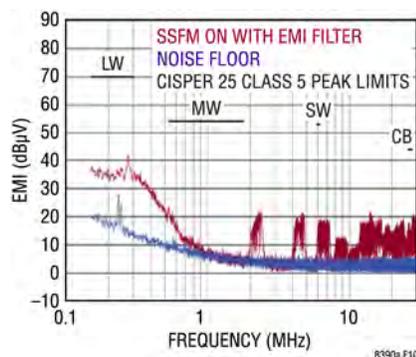


图 10. 峰值传导 EMI

频率同步

使用 SYNC/SPRD 引脚可将 LT8390A 的开关频率与一个外部时钟同步。用占空比为 50% 的波形驱动 SYNC/SPRD 始终是一个很好的选择，否则应将占空比保持在 10% 至 90% 之间。由于内部使用了锁相环 (PLL)，因此同步频率和内部振荡器频率之间没有限制。同步时钟的上升沿表示开关周期的开始，即接通开关 A 和 C，或开关 A 和 D。

应用信息

电感选择

开关频率和电感选择相互关联，较高的开关频率允许使用较小的电感和电容值。电感值直接影响纹波电流。最高电流纹波 $\Delta I_L\%$ 发生在降压区域的 $V_{IN(MAX)}$ 处，最低电流纹波 $\Delta I_L\%$ 发生在升压区域的 $V_{IN(MIN)}$ 处。对于用户设定的任何给定纹波容限，最小电感可以计算如下：

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \Delta I_L \% \cdot V_{IN(MAX)}}$$

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \Delta I_L \% \cdot V_{OUT}^2}$$

其中：

$$\Delta I_L \% = \frac{\Delta I_L}{I_{L(AVG)}}$$

f 为开关频率

$V_{IN(MIN)}$ 为最小输入电压

$V_{IN(MAX)}$ 为最大输入电压

V_{OUT} 为输出电压

$I_{OUT(MAX)}$ 为最大输出电流

斜率补偿可防止在某些占空比下发生次谐波振荡，使恒频电流模式控制保持稳定。占空比大于 50% 时，保持稳定所需的最小电感可以计算如下：

$$L > \frac{10 \cdot V_{OUT} \cdot R_{SENSE}}{f}$$

为实现高效率，应选择芯损较低的电感，例如铁芯。另外，电感应具有低直流电阻以减少 I²R 损耗，并且必须能够处理峰值电感电流而不会饱和。为使辐射噪声最小，应使用屏蔽电感。

R_{SENSE} 选择和最大输出电流

根据所需的输出电流选择 R_{SENSE} 。独立于占空比的最大电流检测阈值（峰值-降压为 50mV，峰值-升压为 50mV）设置降压区域、降压-升压区域和升压区域的最大电感峰值电流。

在升压区域，最低的最大平均负载电流发生在 $V_{IN(MIN)}$ 处，可计算如下：

$$I_{OUT(MAX_BOOST)} = \left(\frac{50mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_{L(BOOST)}}{2} \right) \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

其中 $\Delta I_{L(BOOST)}$ 为升压区域中的峰峰值电感纹波电流，可计算如下：

$$\Delta I_{L(BOOST)} = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot L \cdot V_{OUT}}$$

在降压区域，最低的最大平均负载电流发生在 $V_{IN(MAX)}$ 处，可计算如下：

$$I_{OUT(MAX_BUCK)} = \left(\frac{50mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_{L(BUCK)}}{2} \right)$$

其中 $\Delta I_{L(BUCK)}$ 为降压区域中的峰峰值电感纹波电流，可计算如下：

$$\Delta I_{L(BUCK)} = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f \cdot L \cdot V_{IN(MAX)}}$$

升压区域中的最大电流检测 R_{SENSE} 为：

$$R_{SENSE(BOOST)} = \frac{2 \cdot 50mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_{L(BOOST)} \cdot V_{IN(MIN)}}$$

降压区域中的最大电流检测 R_{SENSE} 为：

$$R_{SENSE(BUCK)} = \frac{2 \cdot 50mV}{2 \cdot I_{OUT(MAX)} + \Delta I_{L(BUCK)}}$$

在降压和升压区域中，最终 R_{SENSE} 值应低于计算出的 R_{SENSE} 。通常建议保持 20% 到 30% 的裕量。务必选择低 ESL 电流检测电阻。

应用信息

功率 MOSFET 选择

LT8390A 需要四个外部 N 沟道功率 MOSFET，两个用于顶部开关（图 1 所示的开关 A 和 D），两个用于底部开关（图 1 所示的开关 B 和 C）。功率 MOSFET 的重要参数有击穿电压 $V_{BR(DSS)}$ 、阈值电压 $V_{GS(TH)}$ 、导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向传输电容 C_{RSS} 和最大电流 $I_{DS(MAX)}$ 。

为实现 2MHz 工作频率，功率 MOSFET 的选择很关键。直通保护死区时间典型值为 25ns，必须使用低 Q_g 和低 $R_{DS(ON)}$ 的高性能功率 MOSFET。

栅极驱动电压由 5V INTV_{CC} 电源设置，因此 LT8390A 应用中必须使用逻辑电平阈值 MOSFET。以 2MHz 之类的较高频率切换四个 MOSFET 时，来自 INTV_{CC} 的相当大栅极电荷电流可估算如下：

$$I_{INTVCC} = f \cdot (Q_{gA} + Q_{gB} + Q_{gC} + Q_{gD})$$

其中：

f 为开关频率

Q_{gA} 、 Q_{gB} 、 Q_{gC} 、 Q_{gD} 为 MOSFET A、B、C、D 的总栅极电荷

确保所需的总 INTV_{CC} 电流不超过数据手册中的 INTV_{CC} 电流限值。通常，建议使用 Q_g 小于 10nC 的 MOSFET。

LT8390A 利用 V_{IN}/V_{OUT} 之比实现模式和区域的转换。MOSFET 和电感选择不当可能导致功率路径中的 IR 压降较大，使得 LT8390A 无法平稳过渡。为确保降压、降压-升压和升压工作模式之间平稳过渡，应选择满足如下关系式的低 $R_{DS(ON)}$ MOSFET 和低 DCR 电感：

$$I_{OUT(MAX)} \leq \frac{0.025 \cdot V_{OUT}}{R_{AB} + R_{CD} + R_{SENSE} + R_L}$$

其中：

$R_{A,B}$ 为 MOSFET A 或 B 在 25°C 时的最大 $R_{DS(ON)}$

$R_{C,D}$ 为 MOSFET C 或 D 在 25°C 时的最大 $R_{DS(ON)}$

R_L 为电感在 25°C 时的最大 DCR 电阻

结温较高时， $R_{DS(ON)}$ 和 DCR 会提高；上述计算已将工艺偏差纳入其中。

为了选择功率 MOSFET，必须知道器件消耗的功率。对于开关 A，最大功耗发生在升压区域，此时它始终导通。在最大输出电流下，其最大功耗由下式给出：

$$P_{A(BOOST)} = \left(\frac{I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

其中 ρ_T 为归一化因子（在 25°C 时为 1），反映导通电阻随温度的显著变化，通常为 0.4%/°C，如图 11 所示。对于最大结温为 125°C 的情况，使用 $\rho_T = 1.5$ 是合理的。

开关 B 在降压区域中用作同步整流器。在最大输出电流下，其功耗由下式给出：

$$P_{B(BUCK)} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

开关 C 在升压区域中用作控制开关。在最大电流下，其功耗由下式给出：

$$P_{C(BOOST)} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

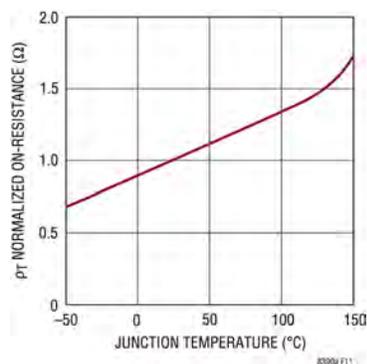


图 11. 归一化 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系

应用信息

其中 C_{RSS} 通常由 MOSFET 制造商指定。常数 k 反映由反向恢复电流引起的损失，它与栅极驱动电流成反比，其经验值为 1.7。

开关 D 的最大功耗发生在升压区域，此时其占空比高于 50%。在最大输出电流下，其最大功耗由下式给出：

$$P_{D(BOOST)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

在相同的输出电压和电流下，除非输出端发生短路，否则开关 A 的功耗最高，而开关 B 的功耗最低。

根据功率 MOSFET 的已知功耗，可以使用下式获得其结温：

$$T_j = T_A + P \cdot R_{TH(JA)}$$

结至环境热阻 $R_{TH(JA)}$ 包括结至外壳热阻 $R_{TH(JC)}$ 和外壳至环境热阻 $R_{TH(CA)}$ 。然后将 T_j 值与迭代计算过程中使用的原始假定值进行比较。

可选肖特基二极管 (D_B 、 D_D) 的选择

可选肖特基二极管 D_B (与开关 B 并联) 和 D_D (与开关 D 并联) 在功率 MOSFET 开关导通之间的死区时间内导通。其作用是防止同步开关 B 和 D 的体二极管在死区时间内导通并储存电荷。特别地， D_B 会显著减小开关 B 断开与开关 A 导通之间的反向恢复电流， D_D 会显著减小开关 D 断开与开关 C 导通之间的反向恢复电流，从而提高转换器效率并降低开关电压应力。为使二极管有效，二极管和同步开关之间的电感必须尽可能小，这些元件必须相邻放置。

C_{IN} 和 C_{OUT} 选择

输入和输出电容对于抑制断续电流流入和流出稳压器所引起的电压纹波是必不可少的。电容的并联组合通常用于实现高电容和低等效串联电阻 (ESR)。干式钽电容、特殊聚合物电容、铝电解电容和陶瓷电容均提供表贴封装。另外还有低 ESR 和高纹波电流额定值的电容，例如 OS-CON 和 POSCAP。

应将陶瓷电容放置在稳压器输入和输出附近，以抑制高频开关尖峰。还应在 V_{IN} 与 GND 之间和 V_{OUT} 与 GND 之间放置至少 $1\mu F$ 的陶瓷电容，并使其尽可能靠近 LT8390A 引脚。陶瓷电容具有出色的低 ESR 特性，可以显著降低输入纹波电压，并有助于降低较高 ESR 体电容的功耗。X5R 或 X7R 电介质是首选，因为这些材料能在较宽的电压和温度范围内保持其电容量。许多陶瓷电容，特别是 0805 或 0603 外壳尺寸的电容，在所需工作电压下其电容已大大降低。

输入电容 C_{IN} ：由于开关 A 接通和断开，断续输入电流在降压区域中最高。确保 C_{IN} 电容网络具有足够低的 ESR，并且其大小能够应对最大 RMS 电流。在降压区域，输入 RMS 电流由下式给出：

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

此式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 处有最大值，其中 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ 。设计通常会使用这种简单的最差情况，因为即使偏移很大也无法解决问题。

输出电容 C_{OUT} ：在升压区域中，断续电流从输入转移到输出。确保 C_{OUT} 电容网络能够降低输出电压纹波。当为给定输出纹波电压选择合适的电容时，必须考虑 ESR 和体电容的影响。体电容充电和放电引起的最大稳态纹波由下式给出：

应用信息

$$\Delta V_{CAP(BOOST)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

$$\Delta V_{CAP(BUCK)} = \frac{V_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot C_{OUT}}$$

ESR 两端的电压降引起的最大稳态纹波由下式给出:

$$\Delta V_{ESR(BOOST)} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot ESR}{V_{IN(MIN)}}$$

$$\Delta V_{ESR(BUCK)} = \frac{V_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) \cdot ESR}{L \cdot f}$$

INTV_{CC} 稳压器

内部 P 沟道低压差稳压器在 INTV_{CC} 引脚上从 V_{IN} 电源引脚产生 5V 电压。INTV_{CC} 为 LT8390A 中的内部电路和栅极驱动器供电。INTV_{CC} 稳压器可提供 145mA 的峰值电流, 必须用至少 4.7μF 的陶瓷电容将其旁路至地。为了提供 MOSFET 栅极驱动器所需的高瞬态电流, 需要有很好的本地旁路。

在较高开关频率下驱动大型 MOSFET 的高输入电压应用, 可能会导致结温上升超过 LT8390A 的最大额定值。系统电源电流通常由栅极充电电流决定。计算功耗时, 还需要考虑 INTV_{CC} 的附加外部负载。在这种情况下, LT8390A 的总功耗为 V_{IN} • I_{INTVCC}, 整体效率会降低。结温可通过下式估算:

$$T_j = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$$

其中 θ_{JA} (以 °C/W 为单位) 是封装热阻。

为防止超过最大结温, 在连续模式下以最大 V_{IN} 工作时, 必须检查输入电源电流。

顶部栅极 MOSFET 驱动器电源 (C_{BST1}、C_{BST2})

顶部 MOSFET 驱动器 TG1 和 TG2 在其各自的 SW 和 BST 引脚电压之间驱动。升压电压由浮空自举电容 C_{BST1} 和 C_{BST2} 偏置; 当各自的顶部 MOSFET 关断时, 这些电容通常由外部和内部自举二极管充电。建议使用外部自举二极管, 因为内部自举二极管不一定足够强大, 能以 2MHz 频率刷新 MOSFET。两个电容均充电到与 INTV_{CC} 电压相同的电压。自举电容 C_{BST1} 和 C_{BST2} 需要储存的电荷大约是顶部开关 A 和 D 所需栅极电荷的 100 倍。在大多数应用中, 0.1μF 至 0.47μF 的 X5R 或 X7R 电介质电容即够用。

设置 V_{IN} UVLO

从 V_{IN} 到 EN/UVLO 引脚的电阻分压器实现 V_{IN} 欠压闭锁 (UVLO) 功能。EN/UVLO 使能下降阈值设置为 1.220V, 具有 13mV 的迟滞。此外, 当 EN/UVLO 引脚上的电压低于 1.220V 时, 它会吸收 2.5μA 电流。该电流提供基于 R1 值的用户可编程迟滞。可编程 UVLO 阈值为:

$$V_{IN(UVLO+)} = 1.233V \cdot \frac{R1+R2}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO-)} = 1.220V \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

图 12 显示了在使用 UVLO 功能的情况下外部关断控制的实现方案。NMOS 接通时, EN/UVLO 引脚接地, LT8390A 被置于关断状态, 静态电流小于 2μA。

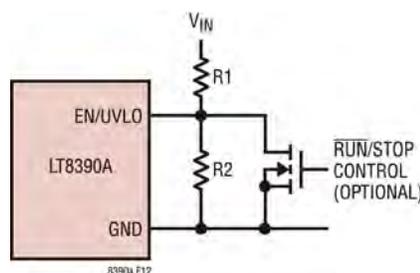


图 12. V_{IN} 欠压闭锁 (UVLO)

应用信息

设置输入或输出电流限值

在输入或输出功率路径中放置适当值的电流检测电阻 R_{IS} ，可以设置输入或输出电流限值。ISP 和 ISN 引脚（开尔文连接）检测 R_{IS} 两端的压降。CTRL 引脚应连接至高于 1.35V 的电压，以在检测电阻上获得满量程 100mV（典型值）阈值。CTRL 引脚可用于将电流阈值降低至零，不过相对精度会随着检测阈值的降低而降低。当 CTRL 引脚电压在 0.3V 至 1.15V 之间时，电流限值为：

$$I_{IS(MAX)} = \frac{V_{CTRL} - 0.25V}{10 \cdot R_{IS}}$$

当 V_{CTRL} 在 1.15V 和 1.35V 之间时，电流限值随 V_{CTRL} 而变化，但随着 V_{CTRL} 增加，其与上式的偏离程度会加大。最终，当 V_{CTRL} 大于 1.35V 时，电流限值不再变化。表 2 列出了典型 $V_{(ISP-ISN)}$ 阈值与 V_{CTRL} 。

表 2. $V_{(ISP-ISN)}$ 阈值与 V_{CTRL}

V_{CTRL} (V)	$V_{(ISP-ISN)}$ (mV)
1.15	90
1.20	94.5
1.25	98
1.30	99.5
1.35	100

当 V_{CTRL} 大于 1.35V 时，电流阈值调节为：

$$I_{IS(MAX)} = \frac{100mV}{R_{IS}}$$

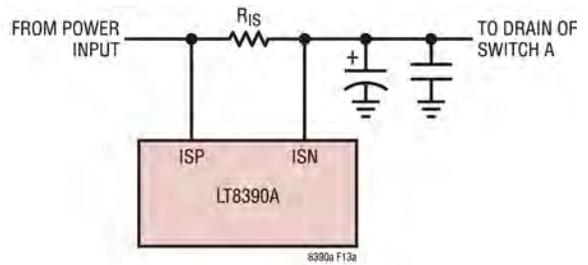
CTRL 引脚不应断开；如果不使用，应将其连接至 V_{REF} 。CTRL 引脚还可以与热敏电阻配合使用，以为输出负载提供过热保护，或者与连接到 V_{IN} 的电阻分压器配合使用，以在 V_{IN} 较低时降低输出功率和开关电流。

ISP 和 ISN 引脚上预计会存在开关频率的时变差分电压纹波信号。如果将电流检测电阻 R_{IS} 放

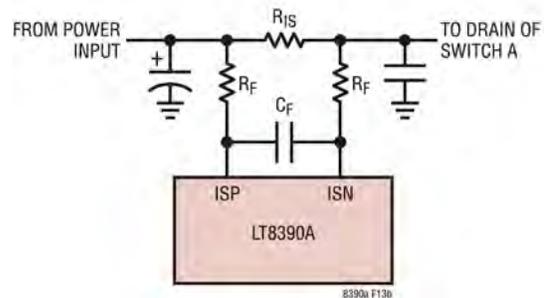
在电源输入和输入体电容之间（图 13a），或放在输出体电容与系统输出之间（图 14a），那么通常不需要滤波器。如果将 R_{IS} 放在输入体电容和输入去耦电容之间（图 13b），或放在输出去耦电容和输出体电容之间（图 14b），那么建议 R_F 和 C_F 构成一个低通滤波器，用以减小电流纹波并稳定电流环路。ISP 和 ISN 引脚的偏置电流匹配，因此 R_F 不会引入失调。如果不使用输入或输出限流功能，应将 ISP 和 ISN 引脚短接至 V_{IN} 、 V_{OUT} 或接地。

ISMON 电流监控器

ISMON 引脚提供 ISP/ISN 电流检测电阻 R_{IS} 中流过的电流的缓冲监控输出版本。 V_{ISMON} 电压计算公式为 $V_{(ISP-ISN)} \cdot 10 + 0.25V$ 。ISMON 引脚具有与 CTRL 引脚相同的 0.25V 偏移，因此主 LT8390A ISMON 引脚可以直接连接至从 LT8390A CTRL 引脚，以在并行应用中实现均流。



(13a)



(13b)

图 13. 设置输入电流限值

应用信息

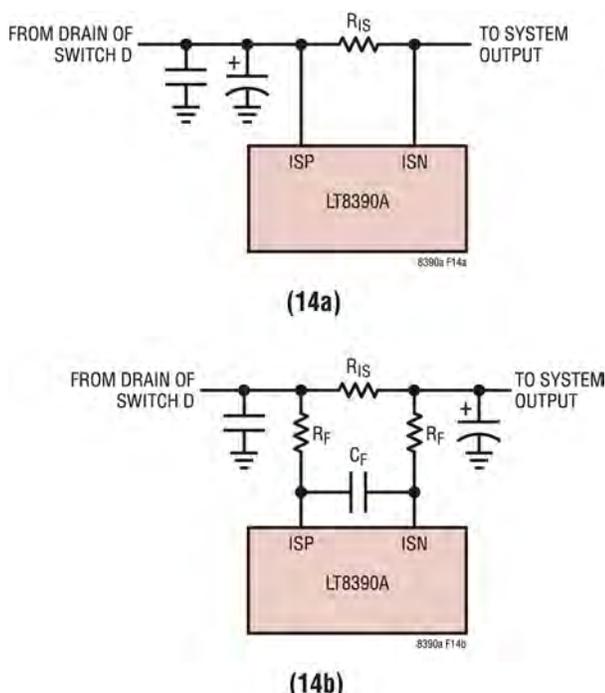


图 14. 设置输出电流限值

负载开关控制

LOADEN 和 LOADTG 引脚提供高端 PMOS 负载开关控制。LOADEN 引脚接受逻辑电平 ON/OFF 信号，然后驱动 LOADTG 引脚接通或断开高端 PMOS 负载开关，从而将 LT8390A 电源输出与系统输出相连或断开。将 LOADEN 引脚驱动为低电平时，LT8390A 会断开 TG1 和 TG2，接通 BG1 和 BG2，将 V_C 引脚与所有内部负载断开，并且断开 LOADTG。LOADEN 引脚不应断开；如果不使用，应将其连接至 $INTV_{CC}$ 或 V_{REF} 。

高端 PMOS 负载开关选择

在某些需要控制负载开关的 LT8390A 应用中，建议使用高端 PMOS 负载开关。高端 PMOS 负载开关通常针对漏源电压 V_{DS} 、栅源阈值电压 $V_{GS(TH)}$ 和连续漏极电流 I_D 进行选择。为了正常运行， V_{DS} 额定值应超过 FB 引脚设置的输出调节电压， $V_{GS(TH)}$ 的绝对值应小于 3V， I_D 额定值应高于 $I_{OUT(MAX)}$ 。

设置输出电压和阈值

LT8390A 有一个电压反馈引脚 FB 可用来设置恒定电压输出。输出电压可根据下式，通过选择 R3 和 R4 的值 (图 15) 来设置：

$$V_{OUT} = 1V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

此外，FB 引脚还设置输出过压阈值、输出电源良好阈值和输出短路阈值。对于输出电容较小的应用，在负载瞬变事件期间，输出电压可能会

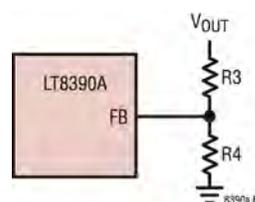


图 15. 反馈电阻连接

过冲很多。一旦 FB 引脚达到过压阈值 1.1V，LT8390A 就会关断 TG1、BG1、TG2 和 BG2 以停止切换，而且还会关断 LOADTG 以断开输出负载并提供保护。输出过压阈值可设置为：

$$V_{OUT(OVP)} = 1.1V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

为了提供输出短路检测和保护，可以将输出短路下降阈值设置为：

$$V_{OUT(SHORT)} = 0.25V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

电源良好 (PGOOD) 引脚

LT8390A 有一个开漏状态引脚 \overline{PGOOD} ，当 V_{FB} 在 1.00V 调节电压的 $\pm 10\%$ 以内时，该引脚被拉低。 \overline{PGOOD} 引脚可以由外部电阻上拉至 $INTV_{CC}$ 或高达 6V 的外部电压。

应用信息

软启动和短路保护

如图 8 所示以及“操作”部分中的说明，在 SS 引脚与地之间连接一个外部电容，便可使用 SS 引脚来设置输出电压软启动。内部 12.5 μ A 上拉电流给电容充电，在 SS 引脚上产生一个电压斜坡。随着 SS 引脚电压从 0.25V 线性上升至 1V (或更高)，输出电压平稳上升至其最终稳压值。软启动时间可计算如下：

$$t_{SS} = 1V \cdot \frac{C_{SS}}{12.5\mu A}$$

为了实现精密受控的输出电压软启动，应确保 C_{SS} 至少比 V_C 引脚上的补偿电容大五到十倍。22nF 陶瓷电容器是一个很好的出发点。

SS 引脚也用作故障计时器。一旦检测到输出短路故障，就会激活一个 1.25 μ A 下拉电流源。使用从 SS 引脚连接到 V_{REF} 引脚的单个电阻可以将 LT8390A 设置为三种不同故障保护模式：打嗝（无电阻）、上锁（499k）和保持运行（100k）。

在使用 100k 电阻的保持运行模式下，LT8390A 会继续正常切换，并调节流入地的电流。在使用 499k 电阻的上锁模式下，LT8390A 停止切换，直到 EN/UVLO 引脚被拉低，尔后再拉高以重新启动。在没有电阻的打嗝模式，LT8390A 进入低占空比自动重试状态。1.25 μ A 下拉电流将 SS 引脚放电至 0.2V，然后 12.5 μ A 上拉电流给 SS 引脚充电。当 SS 引脚达到 1.75V 时，如果仍未消除输出短路状况，则 1.25 μ A 下拉电流会再次导通，启动一个新的打嗝周期。这将持续到故障被消除为止。一旦消除了输出短路状况，由于软启动，输出将从短路状态平稳恢复。

环路补偿

LT8390A 内置一个跨导误差放大器，其输出 V_C 可补偿控制环路。外部电感、输出电容以及补偿电阻和电容决定了环路稳定性。

电感和输出电容根据性能、尺寸和成本来选择。 V_C 引脚上的补偿电阻和电容设置用来优化控制环路响应和稳定性。对于典型稳压器应用， V_C 引脚上的 2.2nF 补偿电容器即足够，并且务必使用串联电阻来增加 V_C 引脚上的压摆率，以在转换器的输入电源上发生快速瞬变时保持更严格的输出电压调节性能。

效率考虑

开关稳压器的功率效率等于输出功率除以输入功率乘以 100%。分析各种损耗以确定哪些因素制约了效率，以及哪些变化将能带来最大的改善，常常是很有用的。尽管电路中的所有耗散元件都会产生损耗，但 LT8390A 电路中的大部分损耗是由四个主要因素引起的：

1. DC I²R 损耗。这些损耗来自于 MOSFET 电阻、检测电阻、电感和 PC 板走线，会导致效率在高输出电流时下降。
2. 转换损耗。此损耗来源于开关节点转换期间开关 A 或 C 在饱和区域中停留的短暂时间。它取决于输入电压、负载电流、驱动器强度和 MOSFET 电容等因素。
3. INTV_{CC} 电流。这是 MOSFET 驱动器和控制电流之和。
4. C_{IN} 和 C_{OUT} 损耗。在降压区域，输入电容很难滤除流向稳压器的大 RMS 输入电流。在升压区域，输出电容很难滤除大 RMS 输出电流。C_{IN} 和 C_{OUT} 均必须有低 ESR 以使交流 I²R 损耗最小，并有足够的电容以防止 RMS 电流在保险丝或电池中造成额外的上游损耗。

应用信息

5. 其他损耗。肖特基二极管 D_B 和 D_D 对死区时间和轻负载导通期间的导通损耗负责。电感铁芯损耗主要发生在轻负载情况下。开关 A 在降压区域引起反向恢复电流损耗，而开关 C 在升压区域引起反向恢复电流损耗。

当进行调整以提高效率时，输入电流是效率变化的最佳指标。如果更改导致输入电流减小，说明效率已提高。如果输入电流没有变化，那么效率也不会有变化。

PC 板布局检查清单

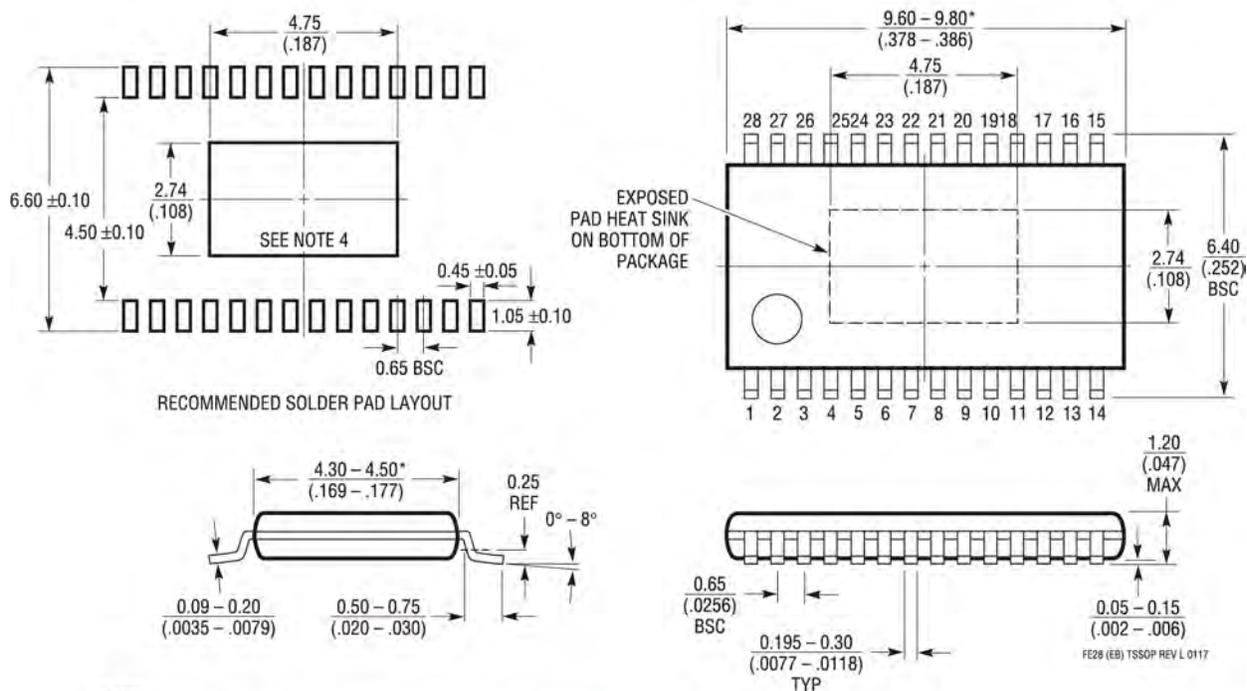
基本 PC 板布局需要专用接地层。另外，对于大电流，多层板可为功率元件提供散热。

- 接地层不应有任何走线，并且应尽可能靠近有功率 MOSFET 的层。
- 应将 C_{IN} 、开关 A、开关 B 和 D_B 放在一个尽可能紧凑的区域中。应将 C_{OUT} 、开关 C、开关 D 和 D_D 放在一个尽可能紧凑的区域中。
- 使用直接过孔将元件连接到接地层。对每个功率元件，应使用多个大过孔。
- V_{IN} 和 V_{OUT} 应使用平面，以保持良好的电压滤波并降低功率损耗。
- 用铜覆盖所有层上的所有未使用区域。覆铜可减小功率元件的温升幅度。将覆铜区域连接到任何 DC 网络 (V_{IN} 或 GND)。
- 信号地和电源接地应分开。所有小信号元件都应从底部返回到裸露 GND 焊盘，然后连接到靠近开关 B 和 C 源极的电源 GND。
- 开关 A 和 C 应尽可能靠近控制器放置，使 PGND、BG 和 SW 走线很短。
- 高 dV/dT SW1、SW2、BST1、BST2、TG1 和 TG2 节点应远离敏感的小信号节点。
- 开关 A、开关 B、 D_B 和 C_{IN} 电容形成的路径应具有很短的引线和 PCB 走线。开关 C、开关 D、 D_D 和 C_{OUT} 电容形成的路径也应具有很短的引线和 PCB 走线。
- 输出电容 (-) 端子应尽可能靠近输入电容 (-) 端子。
- 顶部驱动器自举电容 C_{BST1} 应靠近并连接到 BST1 和 SW1 引脚。顶部驱动器自举电容 C_{BST2} 应靠近并连接到 BST2 和 SW2 引脚。
- 输入电容 C_{IN} 和输出电容 C_{OUT} 应靠近并连接到功率 MOSFET。这些电容承载 MOSFET 交流电流。
- LSP 和 LSN 走线应一起布放，使 PCB 走线间距最小。检测线路应避免穿过高噪声区域，例如开关节点。LSP 和 LSN 之间的滤波电容应尽可能靠近 IC。利用 R_{SENSE} 电阻上的开尔文连接确保高精度电流检测。建议使用低 ESL 检测电阻。
- V_C 引脚补偿网络应靠近 IC，连接在 V_C 和信号地之间。该电容有助于滤除 PCB 噪声和补偿环路输出电压纹波电压的影响。
- INTV_{CC} 旁路电容 C_{INTVCC} 应靠近 IC，并连接在 INTV_{CC} 和电源地之间。该电容承载 MOSFET 驱动器的电流峰值。

封装说明

有关最新封装图纸，请访问 <http://www.linear.com/product/LT8390A#packaging>。

FE 封装
28 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1663 Rev L)
裸露焊盘变化 EB



- NOTE:
1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
 2. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (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

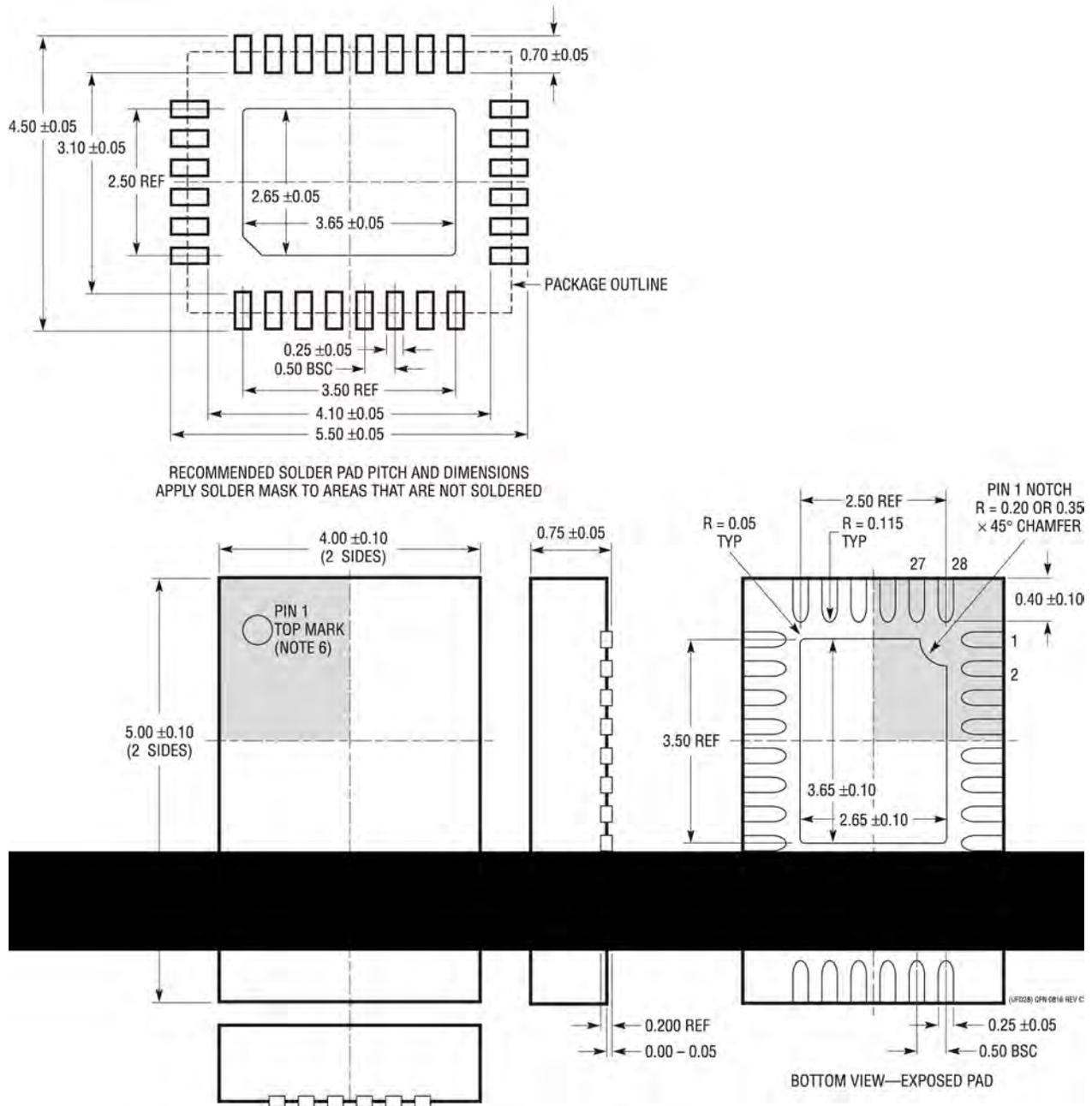
封装说明

有关最新封装图纸，请访问 <http://www.linear.com/product/LT8390A#packaging>。

UFD 封装

28 引脚塑料 QFN (4mm × 5mm)

(参考 LTC DWG # 05-08-1712 Rev C)



修订历史

修订版	日期	说明	页码
A	09/17	增加 H 级温度选项	2, 5
		澄清框图	11
		澄清“LSP 和 LSN 布线”部分中的检测电阻说明	25

