

LM5119

LM5119 Wide Input Range Dual Synchronous Buck Controller



Literature Number: ZHCS571

LM5119

宽输入范围双同步降压控制器

一般说明

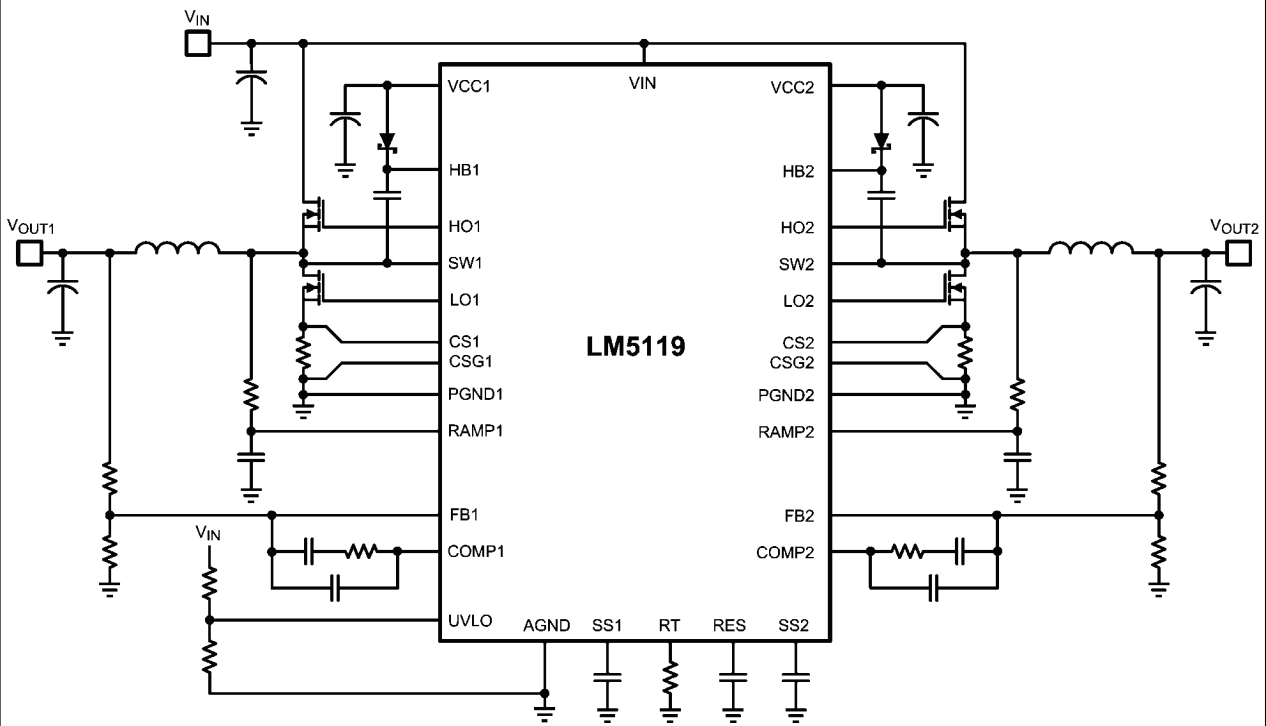
LM5119 是一款双同步降压控制器，适用于高电压或各种输入电源的降压型稳压器应用。其控制方法基于采用仿真电流斜坡的电流模式控制。电流模式控制具有固有的输入电压前馈、逐周期电流限制和简化环路补偿的功能。**使用仿真控制斜坡可降低脉宽调制电路对噪声的灵敏度，有助于实现高输入电压应用所必需的极小占空比的可靠控制。**

LM5119 的工作频率可以在 50 kHz 至 750 kHz 范围内设定。LM5119 可利用自适应死区时间控制来驱动外部高边和低边 NMOS 功率开关管。用户可选的二极管仿真模式可实现非连续模式操作，提高轻负载条件下的效率。具有自动切换外部偏压功能的高电压偏置稳压器可进一步提高效率。其他功能包括热关断、频率同步、打嗝 (hiccup) 模式电流限制和可调输入欠压锁定。该器件采用有裸露片芯连接焊盘的功率增强型无引线 LLP-32 封装，以帮助散热。

主要特点

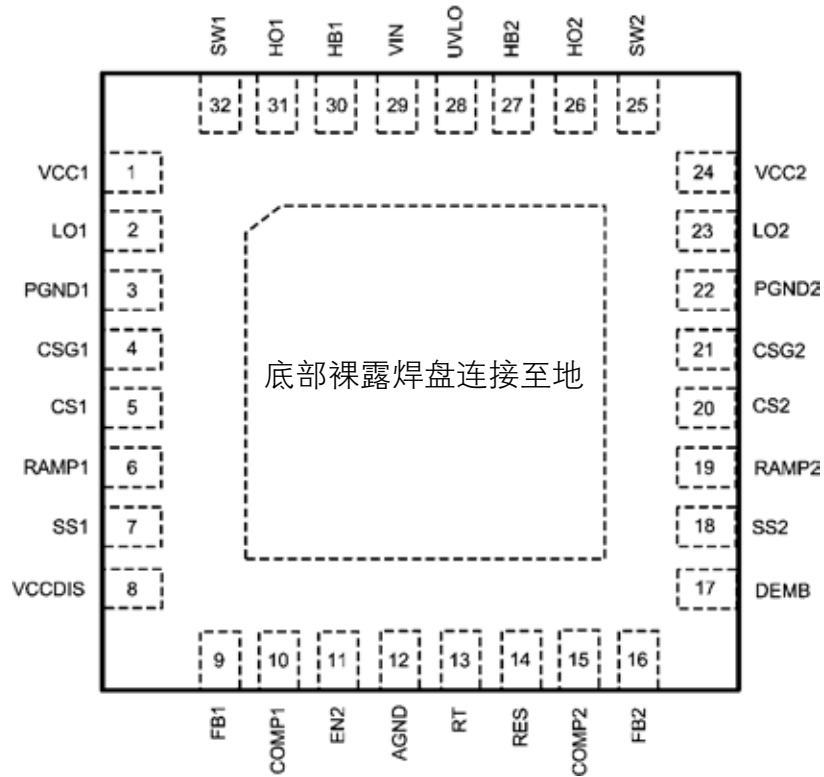
- 仿真峰值电流模式控制
- 5.5V 至 65V 宽工作电压范围
- 易于配置双输出或交错单输出
- 稳定的 3.3A 峰值栅极驱动
- 750 kHz 开关频率可编程
- 可选的二极管仿真模式
- 0.8V 可编程输出
- 精度为 1.5% 的电压基准
- 可编程电流限制
- 打嗝模式过载保护
- 可编程软启动
- 可编程输入欠压锁定
- 自动切换至外部偏置电源
- 通道 2 启用逻辑输入
- 热关断
- 无引线 LLP32 (5 mm × 5 mm) 封装

典型应用



30124001

连线图



顶视图
32 引脚LLP

30124002

订购信息

订购号	封装类型	NSC 封装 图纸	供货方式
LM5119PSQ	LLP-32	SQA32A	1000 只 带装和卷装
LM5119PSQX	LLP-32	SQA32A	4500 只 带装和卷装
LM5119PSQE	LLP-32	SQA32A	250 只 带装和卷装

引脚描述

引脚	名称	说明
1	VCC1	偏置电源引脚。利用尽可能靠近控制器的低 ESR/ESL 电容对 PGND1 本地去耦。
2	LO1	低边 MOSFET 栅极驱动输出。通过一条短而低电感的路径连接至通道 1 低边同步 MOSFET 的栅极。
3	PGND1	低边 MOSFET 栅极驱动器的电源接地返回引脚。直接连接至通道 1 电流检测电阻的低边。
4	CSG1	至电流检测电阻的开尔文 (Kelvin) 接地连线。直接连接至通道 1 电流检测电阻的低边。
5	CS1	电流检测放大器输入。连接至通道 1 电流检测电阻的高边。
6	RAMP1	PWM 斜坡信号。SW1 引脚、RAMP1 引脚和 AGND 引脚之间连接的外部电阻和电容用来设置通道 1 PWM 斜坡斜率。选择合适的元件值可产生一个 RAMP1 信号，以仿真降压电感中的电流。
7	SS1	外部电容和内部 10 μ A 灌电流可设置通道 1 误差放大器基准的斜率。在热关断期间，当 VCC1 或 VCC2 < 4.9V，UVLO < 1.25V 时，SS1 引脚均保持低电平。
8	VCCDIS	当使用外部偏压供电时，可选输入禁用内部 V_{CC} 稳压器。如果 VCCDIS > 1.25V，内部 V_{CC} 稳压器被禁用。外部供电电压应经一个二极管耦合至 V_{CC} 引脚。VCCDIS 有一个接地的 500 k Ω 下拉电阻，当此引脚浮置时，可启用 V_{CC} 稳压器。用一个连接至外部偏置电源的电阻分压器将 VCCDIS 拉至 1.25V 以上，可以重写 (override) 下拉电阻。
9	FB1	通道 1 内部误差放大器的反馈输入和反相输入。取自通道 1 输出至此引脚的电阻分压信号可设定输出电压电平。FB1 引脚的调节阈值为 0.8V。
10	COMP1	通道 1 内部误差放大器的输出。环路补偿网络应连接在此引脚和 FB1 引脚之间。
11	EN2	如果 EN2 引脚为低电平，通道 2 将被禁用。通道 1 和所有其他功能仍然有效。EN2 有一个 50 k Ω 的上拉电阻，可在此引脚浮置时启用通道 2。
12	AGND	模拟接地。内部 0.8V 电压基准电路和模拟电路的回路。
13	RT	内部振荡器用 R_T 和 AGND 之间的一个电阻进行设定。建议的最大振荡频率为 1.5 MHz，它对应于任一通道的 750 kHz 的最大开关频率。将一个正脉冲经一个小耦合电容连接至 R_T 引脚，内部振荡器即可同步至外部时钟。
14	RES	外部电容器重启定时器引脚可配置断续模式电流限制。在断续模式下自动重启前，RES 引脚上的电容器决定控制器处于关闭状态的时间。两个稳压器通道独立运行。一个通道可能会在正常模式下运行，而另一个处在断续模式过载保护状态。当通道经过了逐周期电流限制的 256 个连续 PWM 周期时，断续模式开始。在此之后，10 μ A 灌电流对 RES 引脚电容充电至 1.25V 阈值，重启过载通道。
15	COMP2	通道 2 内部误差放大器的输出。环路补偿网络应连接在此引脚和 FB2 引脚之间。
16	FB2	通道 2 内部误差放大器的反馈输入和反相输入。取自通道 2 输出至此引脚的电阻分压信号可设定输出电压电平。FB2 引脚的调节阈值为 0.8V。
17	DEMB	可选逻辑输入可以在低态时启用二极管仿真。在二极管仿真模式下，当降压电感电流反向 (电流从输出流到地) 时，低边 MOSFET 在 PWM 周期的其余部分被锁断。当 DEMB 为高电平时，二极管仿真被禁用，从而允许电流在任一方向流过低边 MOSFET。如果该引脚浮置，LM5119 内部的 50 k Ω 下拉电阻可保持 DEMB 引脚为低电平，并启用二极管仿真。
18	SS2	外部电容和内部 10 μ A 灌电流可设置通道 2 误差放大器基准的斜率。在热关断期间，当 VCC1 或 VCC2 < 4.9V，UVLO < 1.25V 时，SS2 引脚均保持低电平。

引脚	名称	说明
19	RAMP2	PWM 斜坡信号。SW2 引脚、RAMP2 引脚和 AGND 引脚之间连接的外部电阻和电容用来设置通道 2 PWM 斜坡斜率。选择合适的元件值可产生一个 RAMP2 信号，以仿真降压电感中的电流。
20	CS2	电流检测放大器输入。连接至通道 2 电流检测电阻的高边。
21	CSG2	至电流检测电阻的开尔文 (Kelvin) 接地连线。直接连接至通道 2 电流检测电阻的低边。
22	PGND2	低边 MOSFET 栅极驱动器的电源接地返回引脚。直接连接至通道 2 电流检测电阻的低边。
23	LO2	低边 MOSFET 栅极驱动输出。通过一条短而低电感的路径连接至通道 2 低边同步 MOSFET 的栅极。
24	VCC2	偏置电源引脚。利用尽可能靠近控制器的低 ESR/ESL 电容对 PGND2 本地去耦。
25	SW2	降压型稳压器的开关节点。连接至通道 2 自举电容，即高边 MOSFET 的源端和低边 MOSFET 的漏端。
26	HO2	高边 MOSFET 的栅极驱动输出。通过一条短而低电感的路径连接至通道 2 高边 MOSFET 的栅极。
27	HB2	用于自举栅极驱动的高边驱动器电源。连接至通道 2 外部自举二极管的阴极和自举电容。自举电容提供电流为高边 MOSFET 栅极充电，应尽可能靠近控制器放置。
28	UVLO	输入欠压锁定编程引脚。当 UVLO 引脚低于 0.4V 时，稳压器处于关断模式，所有功能被禁用。如果 UVLO 引脚的电压高于 0.4V 并低于 1.25V，稳压器随 V_{CC} 稳压器运行而处于待机模式，此时 SS 引脚接地，且 HO 和 LO 输出端不会切换。如果 UVLO 引脚电压高于 1.25V，SS 引脚允许电压上升，同时脉宽调制栅极驱动信号传递至 HO 和 LO 引脚。当 UVLO 超过 1.25V，且流经外部 UVLO 电阻时，20 μ A 灌电流被激活以提供迟滞。
29	VIN	V_{CC} 稳压器电源电压输入源。
30	HB1	用于自举栅极驱动的高边驱动器电源。连接至通道 1 外部自举二极管的阴极和自举电容。自举电容提供电流为高边 MOSFET 栅极充电，应尽可能靠近控制器放置。
31	HO1	高边 MOSFET 栅极驱动输出。通过一条短而低电感的路径连接至通道 1 高边 MOSFET 的栅极。
32	SW1	降压型稳压器的开关节点。连接至通道 1 自举电容，即高边 MOSFET 的源端和低边 MOSFET 的漏端。
EP	EP	LLP 封装的裸露焊盘。没有内部电气连接。应焊接到接地平面，以减少热阻。

绝对最大额定值 (注释 1)

如果是用于军事航空领域的专用设备，请向美国国家半导体销售办事处/经销商咨询具体可用性和规格。

CS1、CS2、CSG1、CSG2 至 AGND	-0.3V 至 0.3V
PGND 至 AGND	-0.3V 至 0.3V
ESD 额定 HBM (注释 3)	2 kV
存储温度	-55°C 至 +150°C
结点温度	+150°C

工作额定值 (注释 1)

VIN	5.5V 至 65V
VCC	5.5V 至 14V
HB 至 SW	5.5V 至 14V
结点温度	-40°C 至 +125°C

注释：COMP1、COMP2、RAMP1 和 RAMP2 是输出引脚。因此，均未规定外部施加的电压。



VIN 至 AGND	-0.3 至 75V
SW1、SW2 至 AGND	-3.0 至 75V
HB1 至 SW1、HB2 至 SW2	-0.3 至 15V
VCC1、VCC2 至 AGND (注释 2)	-0.3 至 15V
FB1、FB2、DEMB、RES、VCCDIS、UVLO 至 AGND	-0.3 至 15V
HO1 至 SW1、HO2 至 SW2	-0.3 至 HB+0.3V
LO1、LO2 至 AGND	-0.3 至 VCC+0.3V
SS1、SS2 至 AGND	-0.3 至 7V
EN2、RT 至 AGND	-0.3 至 7V

电气特性

用标准字体表示的数值仅用于在 $T_j = 25^\circ\text{C}$ 时；使用粗体字体表示的极限值适用于结点温度范围在 -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ 之间。除非在工作条件一栏中另有规定，适用下列条件 $V_{IN} = 36\text{V}$ ， $V_{CC} = 8\text{V}$ ， $V_{CCDIS} = 0\text{V}$ ， $EN2 = 5\text{V}$ ， $R_T = 25\text{ k}\Omega$ ，LO 和 HO 无负载。电气特性是每通道的适用情况。参见 (注释 4) 和 (注释 5)。

标识	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{IN} 电源						
I _{BA S}	V _{IN} 工作电流	SS1 = SS2 = 0V		6	7.3	mA
		VCCDIS = 2V, SS1 = SS2 = 0V		400	550	μA
I _{VCC}	VCC1 工作电流	VCCDIS = 2V, SS1 = SS2 = 0V		3.9	4.5	mA
	VCC2 工作电流	VCCDIS = 2V, SS1 = SS2 = 0V		1.4	2.0	mA
I _{SHU DOWN}	V _{IN} 关断电流	UVLO = 0V, SS1 = SS2 = 0V		18	50	μA
V_{CC} 稳压器 (注释 6)						
V _{CC(REG)}	V _{CC} 稳压		6.77	7.6	8.34	V
	V _{CC} 稳压	V _N = 6V, 无外部负载	5.9	5.95		V
	V _{CC} 灌电流限制	V _{CC} = 0V	25	40		mA
	VCCDIS 开关阈值	VCCDIS 上升	1.19	1.25	1.29	V
	VCCDIS 开关迟滞			0.07		V
	VCCDIS 输入电流	VCCDIS = 0V		-20		nA
	V _{CC} 欠压阈值	正向 V _{CC}	4.7	4.9	5.2	V
	V _{CC} 欠压迟滞			0.2		V
EN2 输入						
V _L	EN2 输入低阈值			2.0	1.5	V
V _H	EN2 输入高阈值		2.9	2.5		V
	EN2 输入下拉电阻			50		kΩ
UVLO						
	UVLO 阈值	UVLO 上升	1.20	1.25	1.29	V
	UVLO 迟滞电流	UVLO = 1.4V	15	20	25	μA
	UVLO 关断阈值			0.4		V
	UVLO 关断迟滞电压			0.1		V
软启动						
	SS 灌电流	SS = 0V	7	10	13	μA
	SS 下拉 R _{DSON}			10		Ω

标识	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
误差放大器						
V_{RE}	FB 基准电压	测量条件 FB 引脚、FB = COMP	0.788	0.8	0.812	V
	FB 输入偏置电流	FB = 0.8V		1		nA
	FB 禁用阈值	交错阈值		2.5		V
	COMP V_{OH}	Is _{source} = 3 mA	2.8			V
	COMP V_{OL}	Is _{sink} = 3 mA			0.31	V
A_{OL}	DC 增益			80		dB
f_{BW}	单位增益带宽			3		MHz
PWM 比较器						
$t_{HO(O)}$	强制 HO 关断时间		220	320	430	ns
$t_{ON(min)}$	最小 HO 导通时间	$C_{RAMP} = 50$ pF		100		ns
振荡器						
f_{SW1}	频率 1	$R_T = 25$ k Ω	180	200	220	kHz
f_{SW2}	频率 2	$R_T = 10$ k Ω	430	480	530	kHz
	R_T 输出电压			1.25		V
	R_T 同步正阈值		2.5	3.2	4	V
	最小同步脉冲宽度		100			ns
电流限制						
$V_{CS(H)}$	逐周期检测电压 阈值 (CS - CSG)	RAMP = 0	106	120	134	mV
	CS 偏置电流	CS = 0V		-70	-95	μ A
	断续模式故障定时器			256		周期
RES						
I_{RES}	RES 灌电流			9.7		μ A
V_{RES}	RES 阈值	C_{RES} 充电	1.20	1.25	1.30	V
二极管仿真						
V_L	DEMB 输入低阈值			2.0	1.65	V
V_H	DEMB 输入高阈值		2.9	2.6		V
	DEMB 输入下拉电阻			50		k Ω
	SW 零交叉阈值			-5		mV
LO 栅极驱动器						
V_{OLL}	LO 低态输出电压	$I_{LO} = 100$ mA		0.1	0.18	V
V_{OHL}	LO 高态输出电压	$I_{LO} = -100$ mA, $V_{OHL} = V_{CC} - V_{LO}$		0.17	0.26	V
	LO 上升时间	C-负载 = 1000 pF		6		ns
	LO 下降时间	C-负载 = 1000 pF		5		ns
I_{OHL}	峰值 LO 灌电流	$V_{LO} = 0V$		2.5		A
I_{OLL}	峰值 LO 吸收电流	$V_{LO} = V_{CC}$		3.3		A
HO 栅极驱动器						
V_{OLH}	HO 低态输出电压	$I_{HO} = 100$ mA		0.11	0.19	V
V_{OHH}	HO 高态输出电压	$I_{HO} = -100$ mA, $V_{OHH} = V_{HB} - V_{HO}$		0.18	0.27	V
	HO 上升时间	C-负载 = 1000 pF		6		ns
	HO 下降时间	C-负载 = 1000 pF		5		ns
I_{OHH}	峰值 HO 灌电流	$V_{HO} = 0V, SW = 0, HB = 8V$		2.2		A
I_{OLH}	峰值 HO 吸收电流	$V_{HO} = V_{HB} = 8V$		3.3		A
	HB 至 SW 欠压			3		V
	HB DC 偏置电流	HB - SW = 8V		70	100	μ A

标识	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
开关特性						
	LO 下降至 HO 上升延迟	无负载		70		ns
	HO 下降至 LO 上升延迟	无负载		60		ns
热						
T_{SD}	热关断	上升		165		°C
	热关断迟滞			25		°C
θ_{JA}	结点至环境			40		°C/W
θ_{JC}	结点至外壳			4		°C/W

注释 1: 绝对最大额定值为极限值。超过极限值会导致器件损坏。额定工作值是保证器件正常工作的条件。关于规范保证和测试环境，请参阅电气特性表。

注释 2: 这些引脚不得超过 V_{IN0} 。

注释 3: 人体模型是通过一个 100 pF 电容器经 1.5 k Ω 电阻向每个引脚放电进行模拟的。

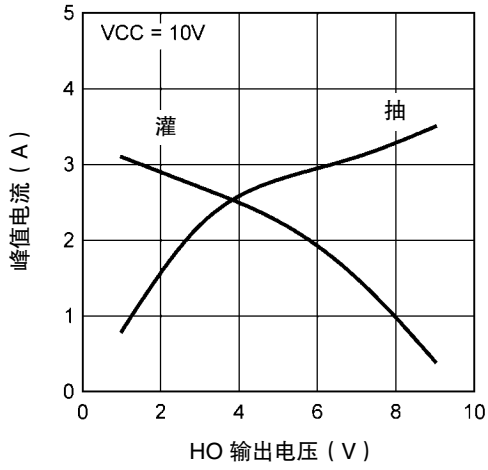
注释 4: 所有保证的极限值均为室温 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 条件下的电气特性极限值。所有的冷热极限值均通过与电气特性相关的工艺和温度变化及统计过程控制得以保证。

注释 5: 典型规格代表 25°C 条件下正常工作时最可能的参数。

注释 6: 每个 V_{CC} 稳压器

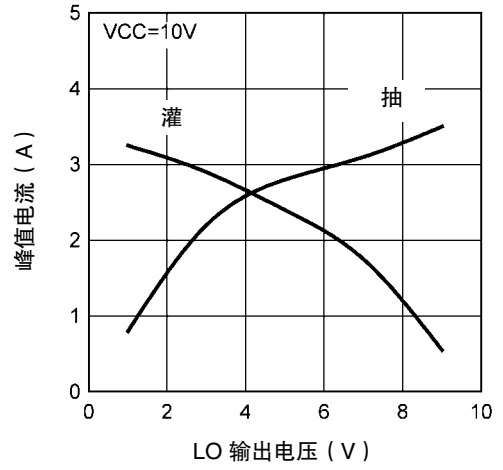
典型性能特性

HO 峰值驱动器电流与输出电压的关系



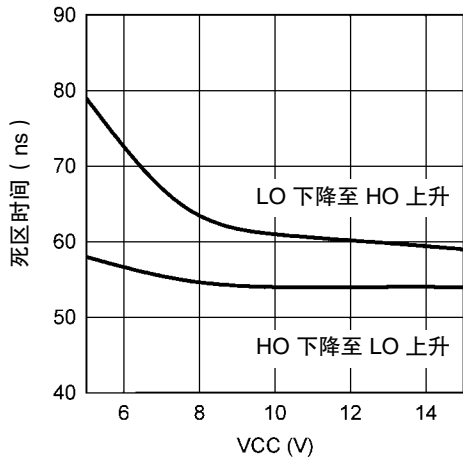
30124003

LO 峰值驱动器电流与输出电压的关系



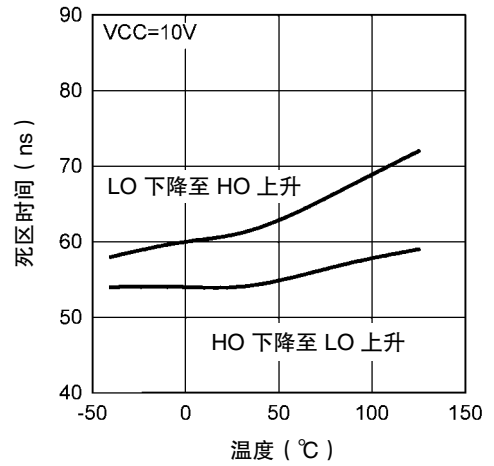
30124004

驱动器死区时间与 V_{CC} 的关系



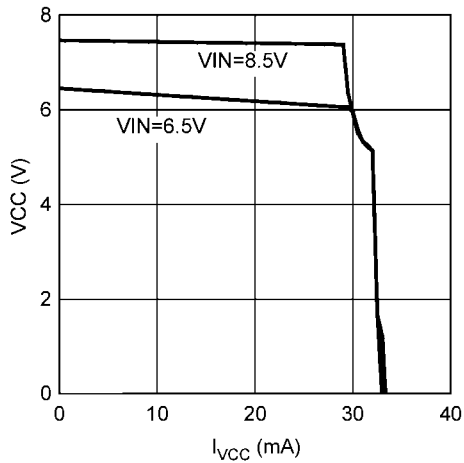
30124005

驱动器死区时间与温度的关系



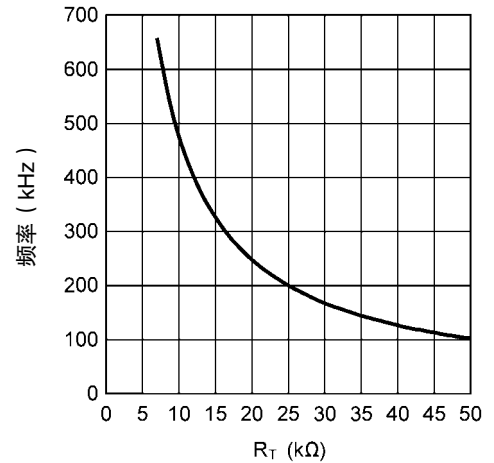
30124006

V_{CC} 与 I_{VCC} 的关系

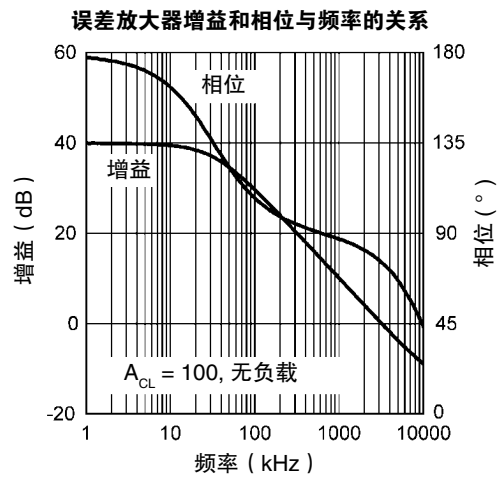


30124007

开关频率与 R_T 的关系

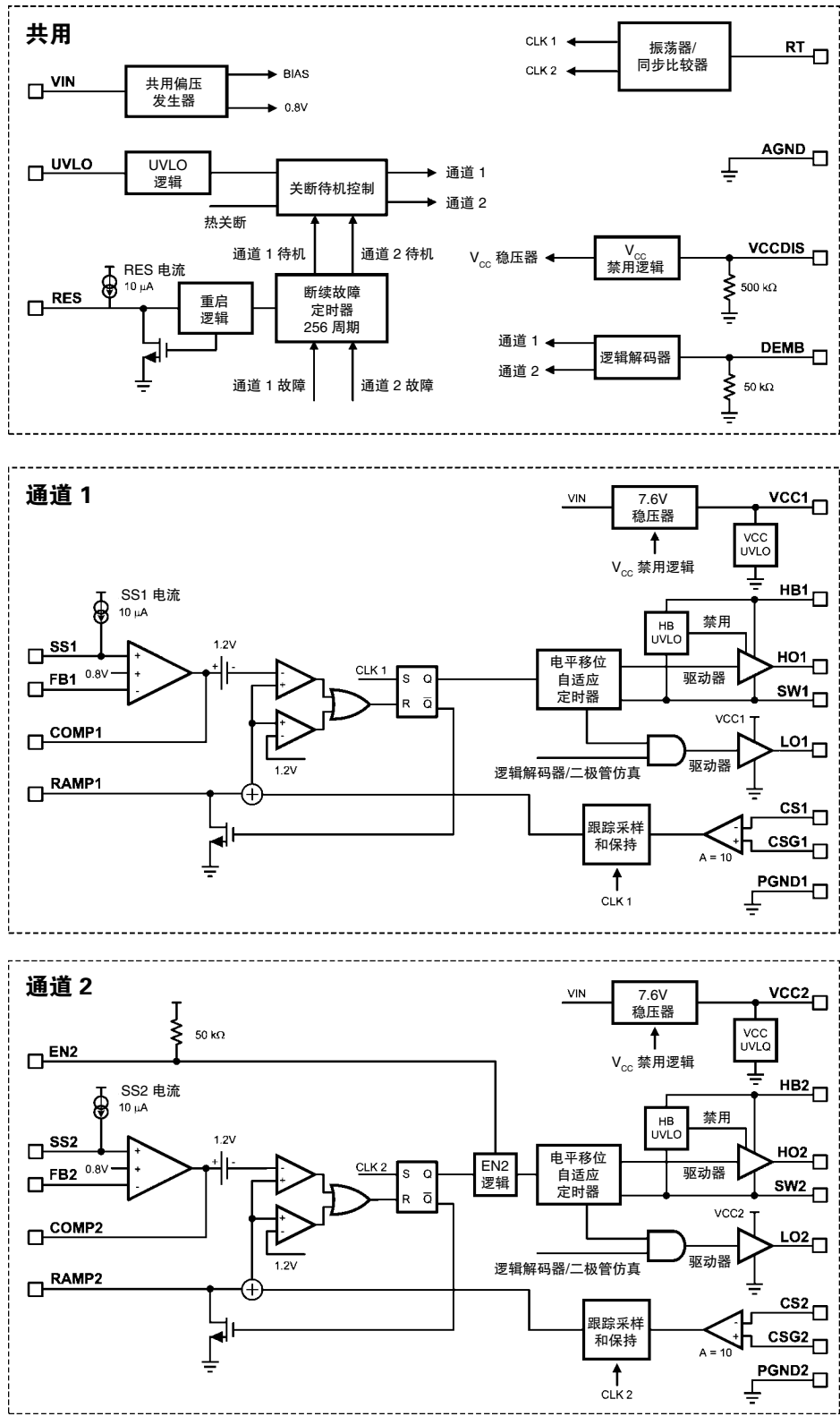


30124008



30124009

框图



30124010

图 1: 框图

详细操作说明

LM5119 高压开关控制器具有实现极宽输入工作电压范围高效双通道降压型稳压器所有必要的功能。LM5119 可配置为两个独立的稳压器或一个有两个交错通道的高电流稳压器。这种易于使用的稳压器集成了高边和低边 MOSFET 驱动器，能够提供 2.5A 的峰值电流 ($V_{CC} = 8V$)。稳压器控制方法基于仿真电流斜坡的电流控制模式。峰值电流模式控制提供了固有的输入电压前馈、逐周期电流限制，同时简化了环路补偿。使用仿真控制斜坡可降低 PWM 电路的噪声敏感度，有助于可靠处理高输入电压应用所必需的极小占空比。LM5119 的用户可编程开关频率高达 750 kHz。振荡器/同步引脚可以通过一个电阻或同步至外部时钟对开关频率进行编程。欠压锁定和通道 2 启用引脚允许随通道 1 的满载运行 (full operation) 两个禁用稳压器或只禁用通道 2。故障保护功能包括电流限制、热关断及远程关断功能。欠压锁定输入可以在输入电压达到用户选择阈值时启用两个通道；当电压拉低时，可提供非常低的静态关断电流。采用裸露焊盘的 LLP32 封装有助于散热。

高压启动稳压器

LM5119 包含 2 个内部高压偏置稳压器 VCC1 和 VCC2，可为每个通道的 PWM 控制器和 MOSFET 栅极驱动器提供偏置电源。输入引脚 (V_N) 可连接高达 65V 的输入电压源。 V_{CC} 稳压器的输出设置为 7.6V。当输入电压低于 V_{CC} 设定点电平时， V_{CC} 输出可用一个小压降来跟踪 V_{IN} 。如果 VCC1 处在欠压条件下，通道 2 将被禁用。当通道 2 误差放大器被禁用 (如果其中一个 V_{CC} 处在欠压条件下，两个通道均被禁用) 时，这种相互依存关系对防止在单输出交错模式下通道 2 的开环运行是非常必要的。

V_{CC} 稳压器的输出能力以电流模式限制在 25 mA (最小)。上电时，稳压器灌电流进入连接至 V_{CC} 引脚的电容器。当 V_{CC} 引脚电压超过 4.9V 且 UVLO 引脚高于 1.25V 时，两个通道被启用，并开始软启动顺序。在 V_{CC} 引脚电压降至 4.7V 以下，UVLO 引脚电压降至低于 1.25V 或片芯温度超过热限制阈值之前，两个通道均保持启用状态。

当在较高输入电压下工作时，控制器内的偏置功耗可能过高。可以将来自偏置电源的输出电压施加于 V_{CC} 引脚，以降低控制器的功耗。当采用外部偏压供电时，VCCDIS 输入可用于禁用内部 V_{CC} 稳压器。如果 VCCDIS > 1.25V，内部 V_{CC} 稳压器被禁用。外部提供的偏压应经一个二极管耦合至 V_{CC} 引脚，最好是一个肖特基二极管 (低正向电压)。VCCDIS 有一个 500 k Ω 的内部下拉接地电阻，为的是在没有外部偏压时可以正常运行。内部下拉电阻可通过一个连接至外部偏置电源的电阻分压器将 VCCDIS 拉至高于 1.25V 而被重写 (over-ridden)。

V_{CC} 稳压器串联传输晶体管 (pass transistor) 包括一个连接在 V_{CC} 和 V_N 之间的二极管，它在正常运行时不会正向偏置。

如果外部偏置绕组可以提供高于 V_N 的电压，从输入电源至 V_{IN} 引脚需要连接一个外部阻流二极管 (blocking diode)，以防止外部偏置电源经 V_{CC} 将电流送入输入电源。对于 V_{OUT} 在 6V 和 14.5V 之间的应用， V_{OUT} 可经一个二极管直接连接至 V_{CC} 。对于 $V_{OUT} < 6V$ 的情况，可以在输出电感上增加一个偏置绕组，如图 2 所示。

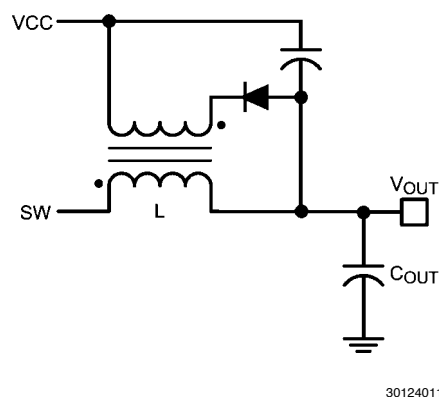


图 2: 有额外电感绕组的 V_{CC} 偏置电源

在高压应用中，应格外注意确保 V_N 引脚不超过 75V 的绝对最大额定电压。在线路瞬态或负载瞬态期间， V_N 线路上的电压振铃超过绝对最大额定值则可能损坏 IC。精心的 PC 板布局和在靠近 V_N 和 AGND 引脚的地方使用高质量的旁路电容是必不可少的。

UVLO

LM5119 包含一个双电平欠压锁定 (UVLO) 电路。当 UVLO 低于 0.4V 时，LM5119 处于关断模式。关断比较器可提供 100 mV 的迟滞，以避免转换过程中的跳动 (chatter)。当 UVLO 引脚的电压高于 0.4V，但低于 1.25V 时，控制器处于待机模式。在待机状态下， V_{CC} 偏置稳压器被激活，而控制器输出被禁用。此功能允许用作远程启用/禁用功能。当 V_{CC} 输出超过其欠压锁定阈值 (4.9V) 且 UVLO 引脚电压高于 1.25V 时，输出被启用，并开始正常运行。

V_{IN} 至 AGND 之间的外部设定点分压器用来设置稳压器的最小 V_{IN} 工作电压。分压器的设计必须是当输入电压处在所需工作范围时，UVLO 引脚电压高于 1.25V。UVLO 迟滞是通过一个内部 20 μ A 的灌电流完成的，它开启或关闭 UVLO 设定点分压器的阻抗。当 UVLO 引脚的电压超过 1.25V 阈值时，灌电流被激活，以迅速提高 UVLO 引脚的电压。当 UVLO 引脚电压低于 1.25V 阈值时，灌电流被关闭，导致 UVLO 引脚的电压迅速下降。UVLO 引脚不应该浮置。

启用 2

LM5119 包含一个启用功能，可实现独立于通道1的通道 2 关断控制。如果 EN2 引脚被拉至低于 2.0V，通道2进入关断模式。如果 EN2 输入电压高于 2.5V，通道 2 返回到正常操作。EN2 引脚的内部 50 kΩ 上拉电阻允许此引脚浮置以实现正常运行。EN2 输入可用来配合 UVLO 引脚顺序启动两个稳压器通道。如果当 UVLO 引脚电压增加至高于 1.25V UVLO 阈值时，EN2 保持在低电平，则通道 1 将开始运行，而通道 2 仍处于关闭状态。当 UVLO、EN2、VCC1 和 VCC2 引脚均高于各自工作阈值时，两个通道均开始运行。通过将相应的 SS 引脚拉至 AGND，可以禁用 LM5119 的任何通道。

振荡器和同步功能

LM5119 的开关频率是通过 R_T 引脚和 AGND 引脚之间连接的一个外部电阻 (R_T) 来设定的。该电阻应位于非常靠近器件的位置，并直接连接至 IC 的引脚 (R_T 和 AGND)。为了设置一个理想的开关频率 (f_{sw})，可以用下面的公式计算电阻值

$$R_T = \frac{5.2 \times 10^9}{f_{sw}} - 948 \quad (1)$$

式中 R_T 的单位是欧姆， f_{sw} 单位是赫兹。频率 f_{sw} 是每个通道的输出开关频率。内部振荡器以开关频率的两倍运行，内部分频器随 HO 引脚上 PWM 脉冲之间的 180° 相移交错运行两个通道。 R_T 引脚可用来同步内部振荡器至外部时钟。内部振荡器可以通过将上升沿 (positive edge) AC 耦合至 R_T 引脚来同步。 R_T 引脚的标称电压是 1.25V，且 R_T 引脚的电压必须超过 4V，以断开 (trip) 内部同步脉冲检测器。建议采用一个 5V 振幅信号和 100 pF 耦合电容。高于自由运行频率两倍的同步可能会导致脉冲宽度调制器的异常动作。另外请注意，每个通道的输出开关频率将是应用的同步频率的一半。

误差放大器和 PWM 比较器

两个内部高增益误差放大器都可以产生误差信号，该信号与调节输出电压和一个内部高精度基准 (0.8V) 之差成正比。连接至 COMP 引脚的每个误差放大器的输出都允许用户实现环路补偿元件。通常推荐的是 II 型网络。这个网络可建立一个 0 Hz 的极点、一个中频零点和一个可降低噪声的高频极点。

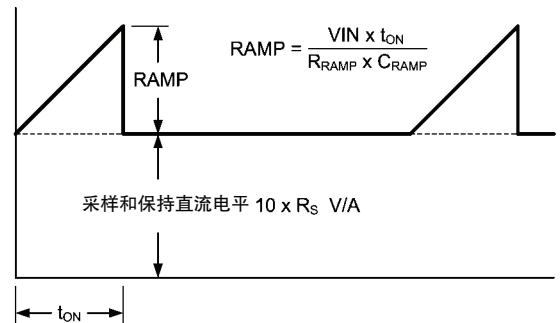
点。PWM 比较器对取自 RAMP 发生器的仿真电流检测信号与 COMP 引脚的误差放大器输出电压进行比较。当控制器配置为双通道、单输出交错式稳压器时，只需要一个误差放大器。对于这些应用，通道 1 误差放大器 (FB1、COMP1) 被配置为主误差放大器。通道 2 误差放大器必须通过连接 FB2 引脚至 VCC2 引脚被禁用。当采用这种方式配置时，通道 2 误差放大器 (COMP2) 的输出将被禁用，并有较高的输出阻抗。要完成交错式配置，COMP1 和 COMP2 引脚应连接在一起，以方便通道 2 的 PWM 控制和通道之间的均流 (current sharing)。

斜坡发生器

用于传统电流模式控制的脉宽调制器的斜坡信号通常直接来自于降压开关管电流。此开关管电流与电感电流的正斜率部分相符。将此信号用于 PWM 斜坡可将控制环路传递函数简化为一个极点响应，同时可实现固有的输入电压前馈补偿。

使用降压开关管电流信号进行 PWM 控制的缺点是前沿尖峰很大，因为必须过滤或消隐电路的寄生效应。此外，电流测量可能会引入显著的传播延迟。滤波、消隐时间和传播延迟可限制最小可实现脉冲宽度。在输入电压可能高于输出电压的应用中，控制小脉冲宽度和占空比对稳压非常必要。

LM5119 采用了一个独特的斜坡发生器，它实际上并不测量降压开关管电流，而是重建这个信号。表征或仿真电感电流为 PWM 比较器提供了一个斜坡信号，此信号没有前沿尖峰，也无需测量或滤波延迟。电流重建由两部分组成：采样-保持直流电平和仿真电感电流斜坡，如图 3 所示。



30124012

图 3：检测电流信号的构成

采样-保持直流电平是由测量流经电流检测电阻的循环电流得出的。只有在高边开关管的下一个导通时间间隔开始之前，才能采样并保持检测电阻上的电压。电流检测和采样-保持提供了重建电流信号的直流电平。**正斜率电感电流斜坡是通过连接在 RAMP 和 AGND 之间一个外部电容，以及串联在 SW 和 RAMP 之间的一个电阻来仿真的。**该斜坡电阻不应直接连接至 V_{IN} ，因为在高 V_{IN} 条件下电压可能超过 RAMP 引脚的绝对最大额定电压。**由外部电阻器和电容器建立的斜坡，将出现一个与上升电感电流加斜坡补偿所需的某些额外斜坡成正比的斜率。**用一个与 V_{IN} 成正比的 RAMP 电容将 RAMP 引脚电阻连接至 SW，即可实现最佳的斜率补偿。这种“自适应斜坡补偿”用高输出电压设置点省去了额外的斜坡补偿电路，解决了用户这方面的问题。仿真的斜坡信号近似线性，斜坡斜率由下式给出

$$\frac{dV_{RAMP}}{dt} = \frac{10 \times K \times V_{IN} \times R_S}{L} \quad (2)$$

公式 (2) 中的系数 10 是 LM5119 的电流检测放大器增益。K 系数是一个常数，它为较低输入电压下强大的脉宽调制控制增加了额外的斜坡。在实践中，这个常数可以在 1 至 3 之间变化。 R_S 是外部检测电阻值。

斜坡电容上的电压由下式给出

$$V_{RAMP} = V_{IN} \times \left(1 - e^{-\frac{t_{PERIOD}}{R_{RAMP} \times C_{RAMP}}}\right) \quad (3)$$

$$V_{RAMP} \approx \frac{V_{IN} \times t_{PERIOD}}{R_{RAMP} \times C_{RAMP}} \quad (4)$$

近似值是泰勒级数 (Taylor Series) 展开指数的一次项 (first order term) 且是有效项，**因为 t_{PERIOD} 要比 RAMP 引脚 R-C 时间常数小。**

t_{PERIOD} 乘以 (2) 将斜率转换为一个峰值电压，然后使 (2) 和 (4) 相等，我们就能够得到 C_{RAMP}

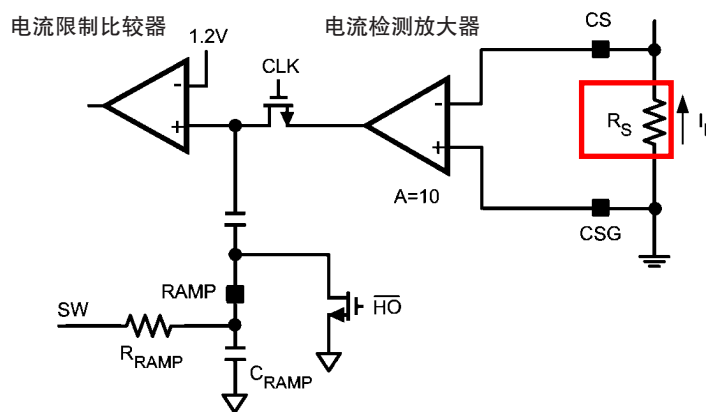
$$C_{RAMP} = \frac{L}{10 \times R_S \times K \times R_{RAMP}} \quad (5)$$

选择 C_{RAMP} 或 R_{RAMP} ，并使用 (5) 计算其他元件。

平均电感电流与采样电感电流的直流值之间的差额可能会导致某些工作条件下的不稳定。这种不稳定被称为次谐波振荡，当它发生时，在下一个开关周期开始之前，电感纹波电流不会返回其初始值。次谐波振荡的特征通常是在开关节点交替出现宽脉冲和窄脉冲。上述斜坡公式包含最佳量的斜坡补偿，不过，通过选择一个较低值的 R_{RAMP} 或 C_{RAMP} 可以很容易增加额外的斜坡补偿。

电流限制

LM5119 包含一个电流限制监测电路，以防止稳压器可能出现的过流条件。在正确设置时，仿真电流信号与降压开关管上的电流成正比，该电流的比例系数 (scale factor) 是由电流限流检测电阻 R_S ，以及电流检测放大器增益决定的。仿真信号被施加到电流限制比较器上。如果仿真斜坡信号超过 1.2V，此周期终止 (逐周期电流限制)。图 4 显示了电流限制比较器和一个简化的电流测量原理图。在有小输出电感和高输入电压的应用中，由于电流限制比较器的传播延迟，开关电流可能出现过冲。如果出现过冲，在降压开关管再次开启之前，采样-保持电路将检测多余的循环电流。如果采样-保持 DC 电平超过内部电流限制阈值，降压开关管将被禁用，并在电流跌落至电流限制阈值以下之前出现跳脉冲 (skip pulse)。这种方法可以防止由于传播延迟或电感饱和而出现的电流失控情况，因为此时电感电流被迫衰减到了出现任何电流过冲的可控水平。



30124013

图 4: 电流限制和斜坡电路

打嗝模式电流限制

为了在长时间电流限制条件下进一步保护稳压器，内部计数器可计算逐周期电流限制发生期间的 PWM 时钟周期。当计数器检测 256 个连续周期的电流限制时，稳压器随 HO 和 LO 输出的禁用进入低功耗断续模式。重启定时器引脚 RES 和一个外部电容可配置断续模式电流限制。在自动重新启动之前，RES 引脚的电容 (C_{RES}) 可决定控制器保持在低功耗待机模式的时间。10 μ A 灌电流充电 RES 引脚电容至 1.25V 阈值，以重新启动超载的通道。两个稳压器通道独立运行。一个通道正常运行时，另一个处在断续模式过载保护状态。当任一通道经历逐周期电流限制的 256 个连续 PWM 周期时，断续模式开始。如果发生这种情况，超载通道将关闭，并在 RES 引脚定时器持续时间内保持关闭。

在断续模式下，电流限制功能可能被禁用。在初始上电时，如果 UVLO 高于 1.25V，且 VCC1 和 VCC2 高于其欠压阈值，RES 配置被锁定，从而确定断续或非断续电流限制。如果在初始上电时 RES 引脚连接至 V_{CC} ，断续电流限制被禁用。

软启动

软启动功能允许稳压器逐步达到稳态工作点，从而降低启动应力和浪涌。LM5119 可将 FB 引脚调节至 SS 引脚电压或内部 0.8V 基准，以较低者为准。当 SS = 0V 时，在软启动顺序开始时，内部 10 μ A 软启动灌电流逐渐增加连接至 SS 引脚的外部软启动电容的电压，导致 FB 和输出电压逐渐上升的结果。

通过将相应的 SS 引脚拉至 AGND，可以禁用 LM5119 的任一稳压器通道。

二极管仿真

完全同步降压型稳压器是用续流 MOSFET，而不是二极管实现的，具有在一定条件下（如轻负载、过压或预偏置启动）从输出端抽电流的能力。LM5119 提供了一个二极管仿真功能，其启用可以防止反向（漏-源）电流流入低边续流 MOSFET 器件。当配置为二极管仿真时，当检测到反向电流时，低边 MOSFET 被禁用。这种配置的好处是，在空载或轻负载条件下功率损耗很低，而能力可转化成预偏置输出，而不会对输出放电。二极管仿真模式允许启动进入预偏置负载，因为它可以防止启动过程中因软启动电容器充电至稳压水平而出现的反向电流。二极管仿真的负面影响是缩短了轻负载瞬态响应时间。建议启用二极管仿真功能，并允许非连续导通运行。二极管仿真功能是用 DEMB 引脚配置的。为了启用二极管仿真，需要 DEMB 引脚接地，或使该引脚浮置。如果需要连续导通运行，DEMB 引脚应连接至 VCC1 或 VCC2。

HO 和 LO 输出驱动器

LM5119 包含一个大电流、高边驱动器和相关的高电压电平转换，以驱动每个稳压器的降压开关管。栅极驱动电路与一个外部二极管和自举电容配合工作。建议用一个 0.1 μ F 或以上的陶瓷电容器以短走线连接在 HB 和 SW 引脚之间。在高边 MOSFET 的关断时间内，SW 引脚电压约为 0V，自举电容经外部自举二极管从 V_{CC} 充电。当在高 PWM 占空比运行时，降压开关管在每个周期被迫关闭 320 ns，以确保自举电容充电。

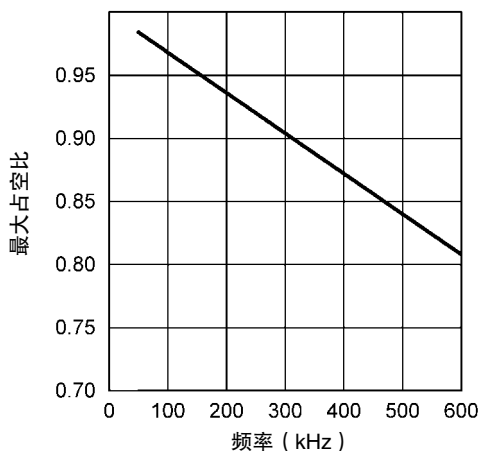
LO 和 HO 输出利用自适应死区时间方法来控制，以确保两个输出绝不会在同一时间启用。当控制器命令 HO 启用时，自适应死区时间逻辑首先禁用 LO 并等待 LO 电压下降。然后，在一个小延迟之后，HO 被启用。同样，在 HO 电压被放电之前，LO 开启一直被禁用。这种方法可确保任何大小的 MOSFET 器件都有足够的死区时间。

应当根据相应的阈值电压谨慎选择输出 MOSFET，特别是如果 V_{CC} 是用稳压器输出供电时。在低输入电压启动期间，MOSFET 阈值电压应低于 4.9V V_{CC} 欠压锁定阈值。否则，有可能是 V_{CC} 电压不足以完全导通 MOSFET，因为在启动过程中 V_{CC} 欠压锁定被释放了。如果降压开关 MOSFET 栅极驱动不足，稳压器可能无法启动，或者可能瞬间处在高功耗状态。选择一个较低阈值电压的 MOSFET，或 V_{CC} 用高于输出电压的外部电源供电，就可以解决这个问题。如果通过 UVLO 引脚电阻分压器设定的最小输入电压高于 V_{CC} 稳压电平，就不必担心发生这种情况了。

最大占空比

当在高 PWM 占空比条件下工作时，降压开关管将被迫每个周期关闭 320 ns，以确保自举电容充电，并有时间采样并保持低边 MOSFET 的电流。此强制关断时间限制了控制器的最大占空比。当设计一个满足高开关频率和高占空比要求的稳压器时，应检查图 5 所示的所需最大占比空（包括损耗）。实际最大占空比随以下工作频率变化

$$D_{MAX} = 1 - f_{SW} \times 320 \times 10^{-9} \quad (6)$$



30124014

图 5: 最大占空比与开关频率的关系

热保护

器件提供的内部热关断电路可在超过最大结点温度时保护集成电路。保护功能激活时（通常在 165°C），控制器被迫进入低功耗复位状态，禁用驱动器和 V_{CC} 偏置稳压器。此功能可以防止器件过热和损坏导致的严重故障。

应用信息

外部元件

计算外部元件的程序用下面的设计实例加以说明。这里只计算了 5V 输出的值，因为该过程与 10V 输出的相同。图 14 所示的电路配置为以下规格

- CH1 输出电压, $V_{OUT1} = 10.0V$
- CH2 输出电压, $V_{OUT2} = 5.0V$
- CH1 最大负载电流, $I_{OUT1} = 4A$
- CH2 最大负载电流, $I_{OUT2} = 8A$
- 最小输入电压, $V_{IN(MIN)} = 14V$
- 最大输入电压, $V_{IN(MAX)} = 55V$
- 开关频率, $f_{SW} = 230\text{ kHz}$

一些选择的元件值是在 10V 和 5V 输出之间做出的妥协，以便两个输出使用相同的元件。这种设计可以采用单 10V 输出的双通道交错配置来重新配置，这就需要相同的电源通道。

定时电阻

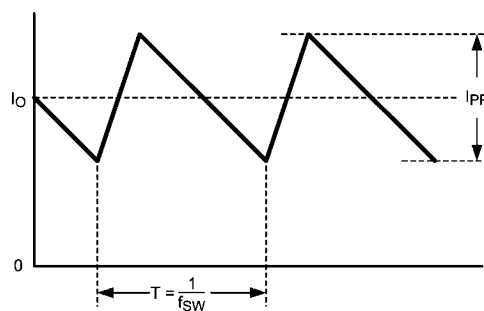
R_T 可设置每个稳压器通道的开关频率。一般来说，较高频率的应用体积较小，但损耗也较高。在这个例子中，选定 230 kHz 作为小尺寸和高效率之间的合理折中方案。用以下的公式可以计算出 230 kHz 开关频率下的 R_T 值

$$R_T = \frac{5.2 \times 10^9}{f_{SW}} - 948 = 21.66\text{ k}\Omega \quad (7)$$

R_T 选定的标准值为 22.1 k Ω 。内部振荡器频率是开关频率的两倍，约为 460 kHz。

输出电感

电感值是由工作频率、负载电流、纹波电流和输出电压决定的。



30124015

图 6: 电感电流

已知开关频率、最大纹波电流 (I_{PP})、最大输入电压和标称输出电压 (V_{OUT})，电感值可以用以下公式计算

$$L = \frac{V_{OUT}}{I_{PP} \times f_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right) \quad (8)$$

最大纹波电流出现在最大输入电压时。通常情况下， I_{PP} 是满载电流的 20% 至 40%。当以二极管仿真模式配置运行时，最大纹波电流应小于最小负载电流的两倍。为了实现全同步操作，较高的纹波电流是可以接受的。较高的纹波电流可以使用较小尺寸的电感器。对于这个例子，选择的纹波电流为 8A 的 15%，作为 10V 输出的一种折中方案。

$$L = \frac{5V}{0.15 \times 8A \times 230\text{ kHz}} \times \left(1 - \frac{5V}{55V} \right) = 16.5\text{ }\mu\text{H} \quad (9)$$

L 所选择的最接近标准值为 15 μH ，再次计算 I_{PP} 。如果选择的 L 值明显不同于计算值，这一步是必要的。

$$I_{PP} = \frac{V_{OUT}}{L \times f_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right) \quad (10)$$

$$I_{PP} = \frac{5V}{15\text{ }\mu\text{H} \times 230\text{ kHz}} \times \left(1 - \frac{5V}{55V} \right) = 1.32A \quad (11)$$

电流检测电阻

在确定电流检测电阻值 (R_C) 之前，有必要了解一下 K 系数，它是选择斜坡补偿的斜率倍数。在实践中，K 系数可以在 1 至 3 之间变化，可以定义为

$$K = \frac{L}{10 \times R_S \times R_{RAMP} \times C_{RAMP}} \quad (12)$$

转换器的性能取决于选择的 K 值（参见表 1）。对于这个例子，选择的 K 系数为 2.5，以尽量减少检测电阻 R_S 的功率损耗和通道之间的串扰。在一定条件下，两个稳压器之间的串扰可以看到在输出端开关管抖动。

考虑到容限和纹波电流（在 V_{OUT2} 下为 8A），最大输出电流能力（ $I_{OUT(MAX)}$ ）应高于所需输出电流的 20% 至 50%。在这个例子中，选择了 8A 的 120%（9.6A）。电流检测电阻值可以用以下公式计算

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{OUT(MAX)} + \frac{V_{OUT} \times K}{f_{SW} \times L} - \frac{I_{PP}}{2}} \quad (13)$$

$$R_S = \frac{0.12}{9.6A + \frac{5V \times 2.5}{230 \text{ kHz} \times 15 \mu\text{H}} - \frac{1.32A}{2}} = 0.0096 \quad (14)$$

式中 $V_{CS(TH)}$ 是电流限制阈值电压（120 mV）。选择的 R_S 值为 10 mΩ。在大多数 PWM 周期，当电流流经续流 MOSFET 时，该检测电阻的额定值必须能够处理最大输入电压时的功耗。 R_S 的最大功耗可以计算如下

$$P_{RS} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) I_{OUT}^2 R_S \quad (15)$$

$$P_{RS} = \left(1 - \frac{5V}{55V}\right) \times 8^2 \times 0.01 = 0.58W \quad (16)$$

在输出短路条件下，最糟糕情况的峰值电感电流应限制在

$$I_{LIM_PEAK} = \frac{V_{CS(TH)}}{R_S} + \frac{V_{IN(MAX)} t_{ON(MIN)}}{L} \quad (17)$$

$$I_{LIM_PEAK} = \frac{0.12}{0.01\Omega} + \frac{55V \times 100 \text{ ns}}{15 \mu\text{H}} = 12.37A \quad (18)$$

式中 $t_{ON(MIN)}$ 是最小 HO 导通时间，通常为 100 ns。选择的电感值必须针对这种情况进行估算，特别是在高温条件下，此时电感的饱和额定电流可能会大幅下降。在有输出短路的最大输入电压条件下，在高边 MOSFET 被允许开启之前，谷值电流必须降至低于 $V_{CS(TH)}/R_S$ 。

斜坡电阻和斜坡电容

斜坡电容（ C_{RAMP} ）的值应小于 2 nF，允许在周期之间经 LM5119 的内部放电开关管完全放电。建议使用一个 5% 以下容限的高质量、热稳定的陶瓷电容。对于这个设计， C_{RAMP} 值设置在标准 820 pF 电容值。利用选择的电感、检测电阻、K 系数，斜坡电阻值（ R_{RAMP} ）可以计算如下

$$R_{RAMP} = \frac{L}{10 \times R_S \times K \times C_{RAMP}} \quad (19)$$

$$R_{RAMP} = \frac{15 \mu\text{H}}{10 \times 0.01\Omega \times 2.5 \times 820 \text{ pF}} = 73.2 \text{ k}\Omega \quad (20)$$

R_{RAMP} 选择的标准值为 73.2 kΩ。

输出电容器

输出电容器可以平滑电感纹波电流引起的输出电压纹波，并在瞬态负载条件下提供一个充电电源。对于这个设计实例，选择了一个 10 mΩ ESR 的 470 μF 电解电容作为主输出电容。输出纹波电压的基本元件近似值为

$$\Delta V_{OUT} = I_{PP} \times \sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}\right)^2} \quad (21)$$

$$\Delta V_{OUT} = 1.32A \times \sqrt{0.01\Omega^2 + \left(\frac{1}{8 \times 230 \text{ kHz} \times 470 \mu\text{F}}\right)^2} \quad (22)$$

$$\Delta V_{OUT} = 13.3\text{mV} \quad (23)$$

可以用两个 22 μF 低 ESR/ESL 陶瓷电容器与 470 μF 电解电容并联起来，以进一步降低输出电压纹波和尖峰。

表 1: K 系数带来的性能变化

	K < 1	1 ← K → 3	K > 3
串扰 (Cross Talk)	发生次谐波振荡	较高	较低
输出短路条件引起的峰值电感电流		较低	较高
电感器尺寸		较小	较大
R_S 的功耗		较高	较低
效率		较低	较高
			在交叉频率附近引入额外的极点

输入电容器

在开关频率下，稳压器输入电源电压通常具有高源阻抗。有必要使用质量好的输入电容来限制 V_{IN} 引脚的纹波电压，同时在导通时间内提供最大的开关电流。在降压开关管导通时，电流进入降压开关管使电感电流波形达到谷值，然后上升到峰值，最后在关断期间下降到零点。应根据 RMS 电流额定值和最小纹波电压选择来输入电容。所需纹波电流额定值的合适近似值为 $I_{RMS} > I_{OUT}/2$ 。在这个例子中，每个通道使用了 7 个 $2.2 \mu\text{F}$ 陶瓷电容器。使用陶瓷电容器，输入纹波电压将为三角波。一个通道的输入纹波电压可近似表示为

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT}}{4 \times f_{SW} \times C_{IN}} \quad (24)$$

$$\Delta V_{IN} = \frac{8A}{4 \times 230 \text{ kHz} \times 15.4 \mu\text{F}} = 0.565V \quad (25)$$

采用双通道运行，输入电容的纹波电压将显著减少，因为每个通道都与其他通道 180 度异相工作。并联的电容器应根据 RMS 电流额定值来估算。输入电容之间的电流分配基于开关频率下电容器的相对阻抗。

当转换器连接至输入电源时，线路电感和输入电容即形成了一个谐振电路。为了尽量减少过冲，应使 $C_N > 10 \times L_{IN}$ 。典型源阻抗 (Z_S) 和共振频率 (f_S) 为

$$Z_S = \sqrt{\frac{L_{IN}}{C_{IN}}} \quad (26)$$

$$f_S = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{IN} \times C_{IN}}} \quad (27)$$

式中 L_N 是输入导线的电感。转换器表现为负输入阻抗，它在最小输入电压条件下最低

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}^2}{P_{OUT}} \quad (28)$$

输入滤波器的阻尼系数由下式给出

$$\delta = \frac{1}{2} \times \left(\frac{R_{IN} + ESR}{Z_S} + \frac{Z_S}{Z_{IN}} \right) \quad (29)$$

式中， R_N 是输入接线电阻，ESR 是输入电容的等效串联电阻。当 $\delta = 1$ 时，输入滤波器被临界阻尼。这可能难以用实际元件值来实现。随着 $\delta < 0.2$ ，输入滤波器将出现显著振铃。如果 δ 为零或负数，电路中就没有足够的阻抗，输入滤波器将维持振荡。当接近最小输入电压运行时，为了典型的台架试验设置， C_N 两端的大容量铝电解电容可能需要对输入阻尼。

V_{CC} 电容器

V_{CC} 电容器 (C_{VCC}) 的主要用途是为 LO 驱动器和自举二极管提供峰值瞬态电流，并为 V_{CC} 稳压器提供稳定性。这些峰值电流可达几安培。建议的 C_{VCC} 值应不小于 $0.47 \mu\text{F}$ ，且应该是一个良好品质的低 ESR 陶瓷电容器。它应连在 IC 引脚上，以尽量减少可能由引线电感引起的破坏性电压瞬变。这个设计选择了 $1 \mu\text{F}$ 的值。

自举电容器

在每个周期的开启期间，HB 和 SW 引脚之间的自举电容提供栅极电流，对高边 MOSFET 栅极充电，还为自举二极管提供恢复电荷。这些电流峰值可达几安培。自举电容的建议值至少是 $0.1 \mu\text{F}$ ，而且应该是一个质量很好的低 ESR 陶瓷电容器。它应位于 IC 的引脚旁，以尽量减少可能由引线电感引起的破坏性电压瞬变。自举电容的最小绝对值计算公式为

$$C_{HB} \geq \frac{Q_g}{\Delta V_{HB}} \quad (30)$$

式中 Q_g 是高边 MOSFET 栅极电荷， ΔV_{HB} 是 C_{HB} 上的容许电压降，通常不到 V_{CC} 的 5%。这个设计选择的值为 $0.47 \mu\text{F}$ 。

软启动电容器

SS 引脚的电容 (C_{SS}) 决定软启动时间 (t_{SS})，它是达到最终稳压值的输出电压持续时间。给定时间的 C_{SS} 可以计算如下

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} \times 10 \mu\text{A}}{0.8V} \quad (31)$$

对于这个例子，软启动时间为 3.8 ms ，选择的值为 $0.047 \mu\text{F}$ 。

重启电容器

重启引脚提供 $10 \mu\text{A}$ 灌电流进入重启电容 (C_{RES})。重启电容器值由下式给出

$$C_{RES} = \frac{10 \mu\text{A} \times t_{RES}}{1.25V} \quad (32)$$

式中 t_{RES} 是 LM5119 在断续模式电流限制条件下尝试重启之前保持关断的时间。对于这个例子， 59 ms 重新启动时间选择的电容值为 $0.47 \mu\text{F}$ 。

输出电压分压器

R_{FB1} 和 R_{FB2} 设置输出电压电平。这些电阻的比值计算公式为

$$\frac{R_{FB2}}{R_{FB1}} = \frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1 \quad (33)$$

本设计中选定的 $1.33 \text{ k}\Omega$ R_{FB1} 可导致 $5V$ V_{OUT2} 条件下的 R_{FB2} 值为 $6.98 \text{ k}\Omega$ 。合理的方法是在 500Ω 和 $10 \text{ k}\Omega$ 之间的范围选择 R_{FB1} 值。 R_{FB1} 值应足够大，以使分压器总功耗很小。

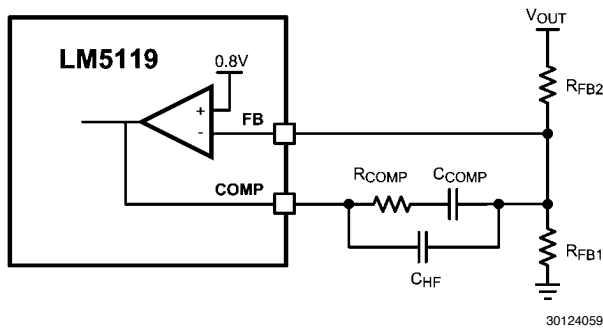


图 7: 反馈配置

UVLO 分压器

UVLO 阈值可内部设置 UVLO 引脚为 1.25V。当系统输入电压 V_{IN} 使 UVLO 引脚超过 1.25V 阈值电压时, LM5119 被启用。当 UVLO 引脚电压低于阈值时, 内部 20 μ A 灌电流被禁用。当 UVLO 引脚电压超过 1.25V 阈值时, 20 μ A 灌电流被启用, 导致 UVLO 引脚电压增加, 以提供迟滞。 R_{UV1} 和 R_{UV2} 的值可以用以下公式确定

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{20 \mu A} \quad (34)$$

$$R_{UV1} = \frac{1.25V \times R_{UV2}}{V_{IN} - 1.25} \quad (35)$$

式中 V_{HYS} 是 V_{IN} 引脚所需的 UVLO 迟滞, 而第二个公式中的 V_{IN} 是所需的 UVLO 释放 (开启) 电压。例如, 如果 LM5119 被启用所需的 V_{IN} 达到 13.5V 时, 而所需迟滞为 1.2V, 那么 R_{UV2} 应设置为 60 k Ω , R_{UV1} 应设置为 6.12 k Ω 。对于这个应用, R_{UV2} 选定为 60.4 k Ω , R_{UV1} 选定为 6.19k Ω 。通过一个外部集电极开路或漏极开路器件使 UVLO 引脚低于 0.4V, 即可实现 LM5119 的远程关断。在关断模式下, 输出和 V_{CC} 稳压器被禁用。电容器 C_{FT} 为分压器提供滤波。选定的 C_{FT} 值为 100 pF。使用外部设定点分压器时, UVLO 引脚电压不应超过 15V。在高输入电压条件下, 可能需要钳位 UVLO 引脚。

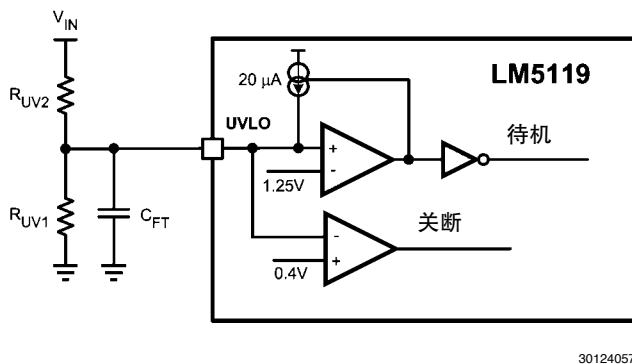


图 8: UVLO 配置

MOSFET 的选择

功率 MOSFET 的选择与决定开关频率的取舍一样。克服高边和低边 MOSFET 的损耗是比较不同器件相对效率的途径之一。当使用分立式 SO-8 MOSFET 时, 一般输出电流能力范围是 2A 至 10A。功率 MOSFET 的损耗可以分解为导通损耗、栅极充电损耗和开关损耗。导通损耗 P_{DC} 约为

$$P_{DC} (HO-MOSFET) = D \times (I_O^2 \times R_{DS(ON)} \times 1.3) \quad (36)$$

$$P_{DC} (LO-MOSFET) = (1 - D) \times (I_O^2 \times R_{DS(ON)} \times 1.3) \quad (37)$$

式中 D 为占空比, 系数 1.3 为由于发热而增加的 MOSFET 导通电阻。另外, 利用 MOSFET 数据表中的 $R_{DS(ON)}$ 与温度关系的曲线, 可以去掉 1.3 的系数, 并预估 MOSFET 器件的高温导通电阻。栅极充电损耗 (P_{GC}) 是由驱动功率 MOSFET 栅极电容的电流造成的, 近似值为

$$P_{GC} = n \times V_{CC} \times Q_g \times f_{sw} \quad (38)$$

式中 Q_g 是一个具体 MOSFET 的总栅极电荷, “ n ” 是 MOSFET 的数量。栅极电荷损耗不同于导通损耗和开关损耗, 其实际耗散出现在 LM5119 中, 而不在 MOSFET 本身。如果栅极驱动电流是由内部线性稳压器提供的, 就会给 LM5119 带来进一步的损耗。在这个例子中, V_{CC} 是经过一个二极管从 10V 输出供电, 以尽量减少内部线性稳压器的损耗。

在 MOSFET 开启和关闭的短暂转换期间就会发生开关损耗。在转换期间, MOSFET 通道中都会出现电流和电压。开关损耗可近似表示为

$$P_{sw} = 0.5 \times V_{IN} \times I_O \times (t_r + t_f) \times f_{sw} \quad (39)$$

式中 t_r 和 t_f 是 MOSFET 的上升和下降时间。上升和下降时间是在 MOSFET 数据表中经常提到的, 也可以凭经验用示波器来观察。开关损耗的计算只针对高边 MOSFET。低边 MOSFET 的开关损耗是微不足道的, 因为在低边 MOSFET 开关前后, 低边 MOSFET 的体二极管开启, 开启前可以尽量减少从漏极到源极的电压。对于这个例子, 施加在每个 MOSFET 上的最大漏-源电压为 55V。选定的 MOSFET 必须能够承受 55V, 加上来自漏-源极的所有振铃, 而且必须能够至少处理 V_{CC} 电压以及所有来自栅-源极的振铃。在 55V 输入设计实例中, PSMN5R5 是 MOSFET 一个不错的选择。其 $R_{DS(ON)}$ 为 5.2 m Ω , 总栅极电荷为 56 nC。在维持高降压比正常运行的应用中, 效率可以通过选择较低 Q_g 的高边 MOSFET 和较低 $R_{DS(ON)}$ 的低边 MOSFET 来优化。

MOSFET 缓冲器

低边 MOSFET 器件两端的电阻-电容缓冲网络可减少开关节点的振铃和尖峰。过多的振铃和尖峰可能会导致运行不稳定, 还可能将噪声耦合至输出电压。选择缓冲器值最好是通过实证的方法来完成。首先, 应确保缓冲连接导线长度很短。从 5 Ω 和 50 Ω 之间的电阻值开始。增加缓冲电容值可以实现更好的阻尼效果, 但缓冲损耗较高。

应选择一个最小值的缓冲电容，它可以在重负载条件下为开关波形尖峰提供足够的阻尼。经过优化的布局可能没有必要使用缓冲元件。

误差放大器补偿

R_{COMP} 、 C_{COMP} 和 C_{HF} 可配置误差放大器的增益特性，以实现稳定的电压环路增益。电流模式控制的优点之一是能够只使用两个靠近环路的反馈元件 R_{COMP} 和 C_{COMP} 。电压环路增益是调制器增益和误差放大器增益的乘积。对于 5V 输出的设计实例，调制器被视为一个理想的电压-电流转换器。LM5119 的直流调制器增益表示如下

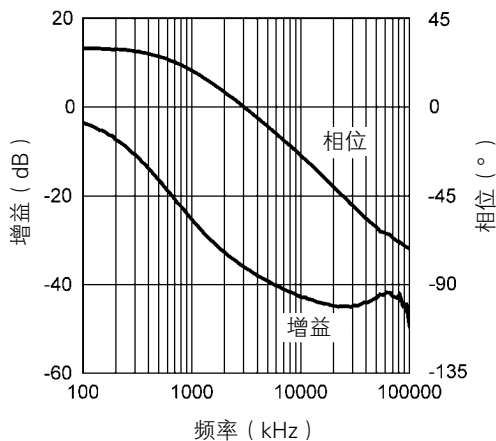
$$DC_GAIN_{(MOD)} = \frac{R_{LOAD}}{(A \times R_S)} \quad (40)$$

请注意 式中 A 是电流检测放大器的增益，在 LM5119 中为 10。调制器的显性低频极点是由负载电阻 (R_{LOAD}) 和输出电容 (C_{OUT}) 确定的。极点的角频率为

$$f_{P(MOD)} = \frac{1}{(2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT})} \quad (41)$$

因为 $R_{LOAD} = 5V/8A = 0.625\Omega$ ，且 $C_{OUT} = 514\mu F$ (有效值) 那么 $f_{P(MOD)} = 496\text{ Hz}$
DC 增益 $(MOD) = 0.625\Omega / (10 \times 10\text{ m}\Omega) = 6.25 = 15.9\text{ dB}$

对于 5.0V 的设计实例，调制器的增益与频率特性的关系如图 9 所示。

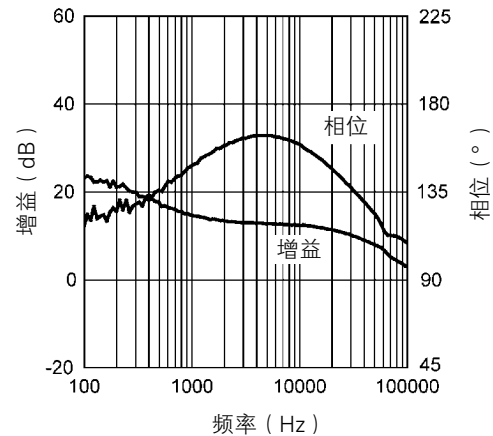


30124016

图 9：调制器增益和相位

元件 R_{COMP} 和 C_{COMP} 可将误差放大器配置为 II 型配置。放大器的直流增益为 80 dB，极点在 0 Hz，零点在 $f_{ZEA} = 1 / (2\pi \times R_{COMP} \times C_{COMP})$ 。误差放大器零点可消除调制极点，在电压环路交叉频率留下了一个单极点响应。交叉频率上的单极点响应会产生一个 90 度相位余量的非常稳定的环路。对于本设计实例，选择的保守目标环路带宽为 11 kHz (交叉频率)。补偿网络零点 (f_{ZEA}) 的大小应选择至少小于目标交叉频率。这将所需补偿网络零点 $1 / (2\pi \times R_{COMP} \times C_{COMP})$ 的 R_{COMP} 和 C_{COMP} 乘积限制到约为 1.1 kHz。增加 R_{COMP} ，同时按比例减小

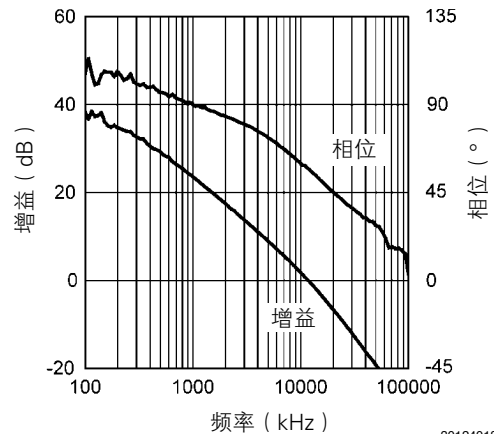
C_{COMP} ，就可提高误差放大器的增益。相反，减小 R_{COMP} 而按比例增加 C_{COMP} ，可降低误差放大器的增益。对于本设计实例， C_{COMP} 选定为 6800 pF， R_{COMP} 选定为 36.5 k Ω 。这些值可配置频率为 640 Hz 的补偿网络零点。频率高于 f_{ZEA} 的误差放大器增益为 R_{COMP}/R_{FB2} ，约为 5.22 (14.3 dB)。



30124017

图 10：误差放大器增益和相位

整体电压环路增益可以作为调制器增益和误差放大器增益之和 (dB) 来预测。



30124018

图 11：整体电压环路增益和相位

如果使用网络分析仪，可以测量调制器的增益，也可以为所需的环路传递函数配置误差放大器增益。如果 K 系数在 2 和 3 之间，应该用网络分析仪来检查稳定性。如果不用网络分析仪，误差放大器补偿元件可利用给定的指南来设计。阶跃负载瞬态测试可以用来验证可接受的性能。阶跃负载目标是随阻尼响应出现的最小过冲。 C_{HF} 可以加入补偿网络，以减少误差放大器的噪声易感性。 C_{HF} 的值必须足够小，因为增加的这个电容器将在误差放大器传递函数中增加一个极点。这个极点必须远远大于环路交叉频率。由 C_{HF} 增加的极点位置的合适频率近似值为 $f_{P2} = f_{ZEA} \times C_{COMP} / C_{HF}$ 。本设计实例中 C_{HF} 的值选为 100 pF。

辅助功能

EN2 浮置允许通道始终保持在启用状态。如果 EN2 拉至低于 2V，通道 2 被禁用。

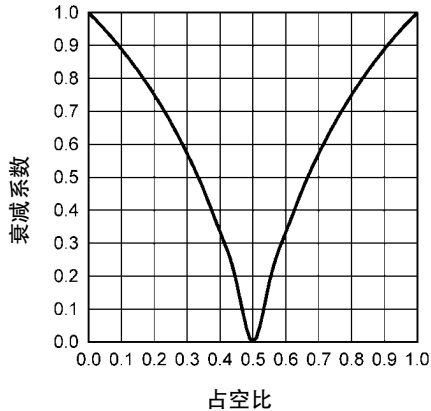
由于本设计采用了二极管仿真，DEMB 引脚要浮置。对于完全同步（连续导通）运行，可连接 DEMB 至一个高于 2.6V 的电压。

VCCDIS 浮置，即可启用内部 V_{CC} 稳压器。为禁用内部 V_{CC} 稳压器，可连接此引脚至低于 1.25V 的电压。

交错操作

交错操作可以为单输出大电流应用提供许多优势。输出功率路径分成两个相同的通道，每个通道的电流为二分之一。由于每个通道都在与其他通道 180 度的异相下工作，输出电容器纹波电流抑制被显著降低。在 50% 占空比时，纹波抑制最大，由于占空比变化远离 50%，纹波抑制量变小。

请参考图 12 来估计纹波电流抑制量。此外，由于两个通道的结合，输入和输出电容中的有效纹波发生在单通道设计的两倍频率上。所有这些因素都有利于管理高功率设计中较大的电流及其效率。



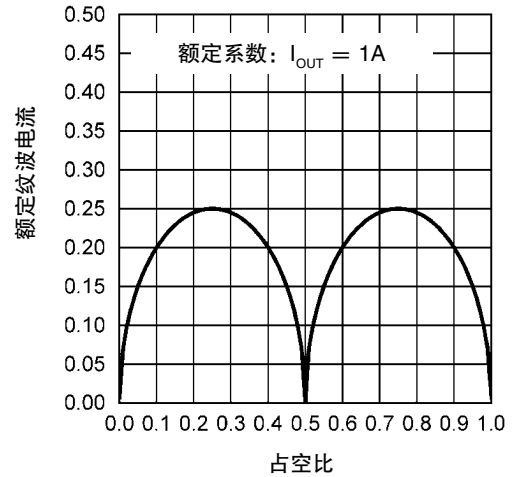
30124019

图 12: 衰减系数与输出电容器占空比的关系

要开始一个交错设计，可使用本数据表中的上述公式，先使用输出功率路径一半的电流计算出所需的元件值。图 12 中的衰减系数是输出电容纹波和电感纹波之比与占空比的关系。此计算中使用的电感纹波是两相位设计的电感纹波，而不是为相同

相同输出功率的单相位设计而计算的。可以看出，大约 50% 的工作占空比可导致输出电容器几乎完美的纹波衰减结果。

图 12 可用于计算输出电容的纹波衰减量。



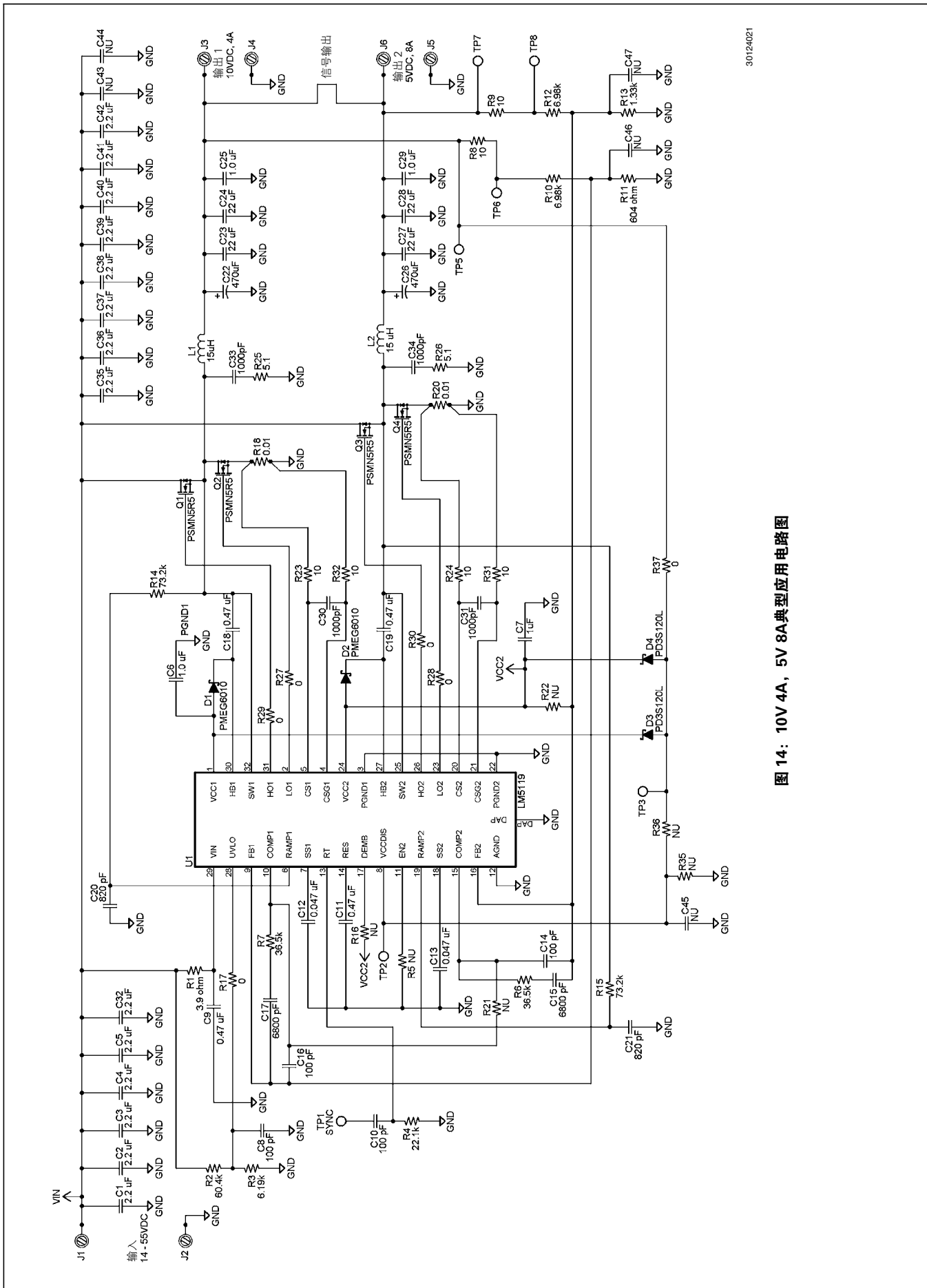
30124020

图 13: 额定输入电容 RMS 纹波电流与占空比的关系

图 13 说明了由于交错带来的输入电容纹波电流抑制的情况。因为使用了输出电容，出现了近 50% 占空比的接近完美的纹波抑制。此图可用于计算任何占空比下的输入电容器纹波。在大占空比波动的设计中，可针对设计使用最差情况下的纹波抑制。

为了配置 LM5119 的交错操作，COMP1 和 COMP2 引脚可在 IC 上连接在一起。连接 FB2 引脚至 VCC2 引脚使 COMP2 出现高输出阻抗，将禁用通道 2 误差放大器。在 FB1 和共用 COMP 引脚之间连接补偿网络。用输出电容将两个功率级连接在一起。最后，使用图 12 和图 13 中的曲线以及占空比范围来确定输出电容和输入电容的纹波抑制量。在设计中，经常使用比需要量更多的电容，这只是为了满足 ESR 要求。仅仅根据纹波抑制图来减少电容满足不了这个要求。

在 LM5119 评估板（图 14 所示的示意图）中，交错操作可以通过将两个输出短接在一起（在电源传送电路（power train）中使用相同的元件）来实现，R22 和 R21 均使用 0Ω 电阻。这样就分别短路了 VCC2 至 FB2 和 COMP2 至 COMP1。另外，通道 2 反馈网络 C14、R6 和 C15 应该取消。双通道和单通道操作之间的易于重新配置将可以发现交错操作的更多好处。



30124021

图 14: 10V 4A, 5V 8A典型应用电路图

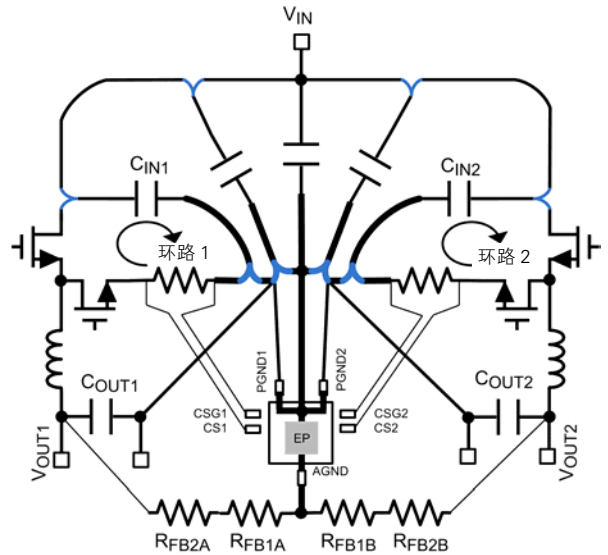
PC 板布局建议

LM5119 包含两个几乎独立运行的集成式稳压器。在一定条件下，两个稳压器之间的串扰可以看到开关管抖动。这种效应对任何双通道稳压器都很常见。当一个通道在大约 50% 的占空比运行时，串扰效应通常最为严重。精心布局的做法有助于减少这种影响。下面的电路板布局准则特别适用于 LM5119，为了获得最佳性能应该予以遵循。

1. 使环路 1 和环路 2 尽可能小，如 图 15 所示
2. 保持信号和电源单独接地
3. 使 V_{CC} 电容器 (C6、C7) 和 V_N 电容器 (C9) 尽可能靠近 LM5119
4. 用开尔文 (Kelvin) 连接将 CS 和 CSG 走线连接在一起至检测电阻
5. 将 AGND 和 PGND 直接连接在底部的裸露焊盘
6. 确保裸露焊盘底部没有大电流路径

开关抖动的根本原因和解决方案

1. 经输入电源轨的两个通道之间的高频开关噪声耦合
 - A. 使大电流通路尽可能短
 - B. 选择一个最小引线电感的 FET
 - C. 使本地旁路电容器 (C_{N1} 、 C_{N2}) 尽可能靠近高边 FET，以隔离一个通道与另一个通道的高频噪声
 - D. 通过增加栅极电阻 R29 和 R30 来减慢 SW 的开关速度
 - E. 通过并联的输入电容器以最小化输入电容的有效 ESR/ESL
2. FB、CS、CSG 和 COMP 的高频 AC 噪声
 - A. 采用星形接地 PCB 布局技术，并尽量缩短大电流通路的长度
 - B. 使信号走线远离 SW、HO、HB 走线和电感器
 - C. 在 CS 和 CSG 引脚之间加入一个 R-C 滤波器
 - D. 将 CS 滤波电容器 (C30、C31) 靠近 LM5119，与 LM5119 在同一层 PCB 上
3. 开关频率接地偏移
 - A. 采用星形接地 PCB 布局技术，并尽量缩短 C_{IN1} 和 C_{IN2} 接地线之间的长度

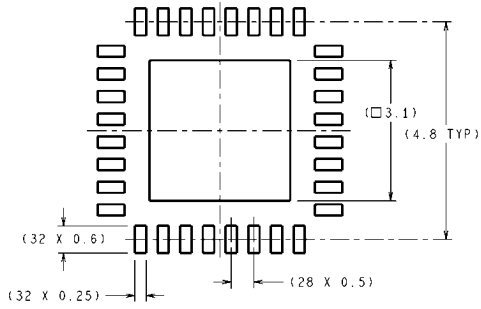


- 粗线条显示了坚实的接地平面。应使走线最宽和最短，采用星形接地技术。
- 这些线表示大电流通路。应使走线尽可能宽而短。
- 这些线表示小信号路径。走线可以很窄，但要使之远离任何辐射噪声，并远离可能耦合容性噪声的走线。
- 这些点需要最大旁路高频开关噪声，以隔离每个通道与其他通道的高频开关噪声。

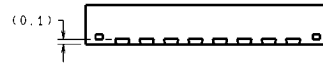
30124022

图 15: 推荐的 PCB 布局

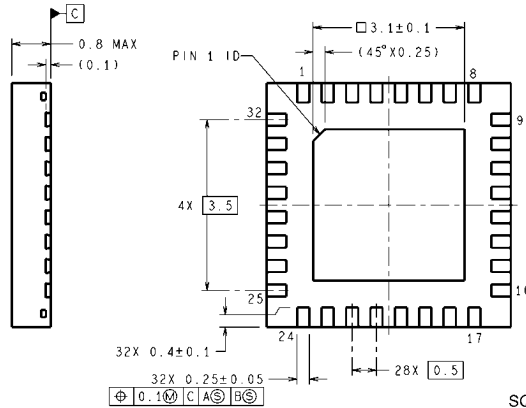
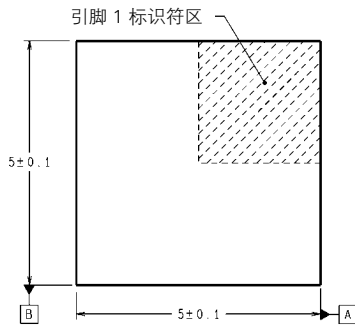
物理尺寸 除非另有说明, 否则均以英寸 (毫米) 为单位



尺寸为毫米
加 () 的尺寸仅供参考



建议的接点格局



SQA32A (Rev B)

**32 引脚 LLP
NS 封装号 SQA32A**

注释

欲了解有关美国国家半导体的产品和验证设计工具的更多信息，请访问以下站点：www.national.com

产品		设计支持工具	
放大器	www.national.com/ampifiers	WEBENCH® 设计工具	www.national.com/webench
音频	www.national.com/audio	应用注解	www.national.com/appnotes
时钟及定时	www.national.com/timing	参考设计	www.national.com/refdesigins
数据转换器	www.national.com/adc	索取样片	www.national.com/samples
接口	www.national.com/interface	评估板	www.national.com/evaluationboards
LVDS	www.national.com/lvds	封装	www.national.com/packaging
电源管理	www.national.com/power	绿色公约	www.national.com/quality/green
开关稳压器	www.national.com/swtchers	分销商	www.national.com/contacts
LDOs	www.national.com/ldo	质量和可靠性	www.national.com/quality
LED 照明	www.national.com/led	反馈及支持	www.national.com/feedback
电压基准	www.national.com/vref	简易设计步骤	www.national.com/easy
PowerWise® 解决方案	www.national.com/powerwise	解决方案	www.national.com/solutions
串行数字接口 (SDI)	www.national.com/sdi	军事/宇航	www.national.com/military
温度传感器	www.national.com/tempsensors	SolarMagic™	www.national.com/solarmagic
无线通信解决方案 (PLL/VCO)	www.national.com/wireless	PowerWise® 设计大学	www.national.com/transition

本文内容涉及美国国家半导体公司 (NATIONAL) 产品。美国国家半导体公司对本文内容的准确性与完整性不作任何表示且不承担任何法律责任。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。本文没有明示或暗示地以禁止反言或其他任何方式，授予过任何知识产权许可。

美国国家半导体公司按照其认为必要的程度执行产品测试及其它质量控制以支持产品质量保证。没有必要对每个产品执行政府规定范围外的所有参数测试。美国国家半导体公司没有责任提供应用帮助或者购买者产品设计。购买者对其使用美国国家半导体的部件的产品和应用承担责任。在使用和分销包含美国国家半导体的部件的任何产品之前，购买者应提供充分的设计、测试及操作安全保障。

除非有有关该产品的销售条款规定，否则美国国家半导体公司不承担任何由此引出的任何责任，也不承认任何有关该产品销售权与/或者产品使用权的明示或暗示的授权，其中包括以特殊目的、以营利为目的的授权，或者对专利权、版权、或其他知识产权的侵害。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

生命支持设备或系统指：(a)打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b)支持或维持生命的设备或系统，其在依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备或系统失效，或影响生命支持设备或系统的安全性或效力的任何部件。

National Semiconductor 和 National Semiconductor 标志均为美国国家半导体公司的注册商标。其他品牌或产品名称均为有关公司所拥有的商标或注册商标。

© 美国国家半导体公司 2010 版权所有。

欲了解最新产品信息，请访问公司网站 www.national.com



美国国家半导体美洲区
技术支持中心

电子邮件：support@nsc.com
电话：1-800-272-9959

美国国家半导体欧洲
技术支持中心

电子邮件：europe.support@nsc.com

美国国家半导体亚太区
技术支持中心

电子邮件：ap.support@nsc.com

美国国家半导体亚太区
技术支持中心

电子邮件：jpn.feedback@nsc.com

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP 机动性处理器	www.ti.com/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity		
	德州仪器在线技术支持社区		www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司