

LM51261A-Q1 具有 V_{OUT} 跟踪和 I2C 的宽 VIN、单相升压控制器

1 特性

- 符合面向汽车应用的 AEC-Q100 标准
 - 温度等级 1 : $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$
- 功能安全型
 - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 4.5V 至 42V 输入电压
 - $V_{(\text{BIAS})} \geq 4.5\text{V}$ 或 $V_{\text{OUT}} \geq 6\text{V}$ 时，最小值为 2.5V
- 输出电压范围为 6V 至 60V
 - 可通过电阻器或 I2C 以 1V 步长进行调节
 - 可通过 I2C 编程调节压摆率
 - 2% 精度的内部反馈电阻器
 - $V_I > V_{\text{OUT}}$ 时进行旁路操作
 - 输出电压动态跟踪
 - 数字 PWM 跟踪 (DTRK)
 - 模拟跟踪 (ATRK)
 - 过压保护 (64V、50V、35V、28.5V)
- 低关断 I_Q (2 μA)
- 低工作 I_Q 为 1mA
- 使用 LM51251A-Q1 进行三相操作
- 开关频率范围为 100kHz 至 2.2MHz
 - 与外部时钟频率同步 (SYNCIN)
 - 动态可选开关模式 (FPWM、二极管仿真)
 - 展频 (DRSS)
- 具有 8 个可选地址的 I2C 接口
- I2C 可编程死区时间 (14ns 至 200ns)
- 电流感应电阻器或 DCR 检测
- 平均电感器电流监测
- 平均输入电流限制
 - 可编程电流限制
 - 可选延迟时间
- nFAULT 指示器
- 可编程 V_I 欠压锁定 (UVLO)
- 具有可湿性侧面的无引线 QFN-32 封装

2 应用

- 高端音频电源
- 稳压器模块
- 启停应用

3 说明

LM51261A-Q1 是一款具有 I2C 接口的同步升压控制器。该器件在输入电压低于或等于输出电压时提供稳定的输出减压, 并支持 V_I 至 V_{OUT} 旁路模式以节省功耗。该器件可与 **LM51251A-Q1** 组合堆叠以实现三相运行。

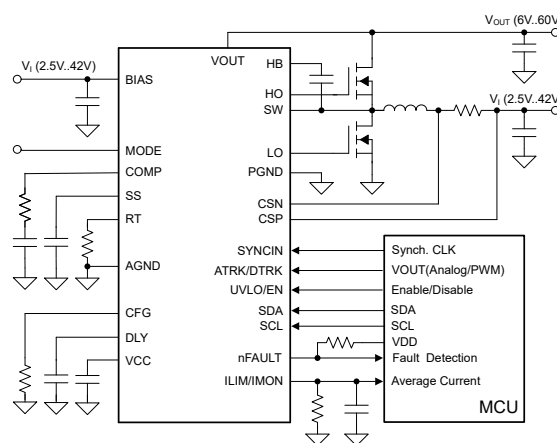
动态使用模拟或数字 ATRK/DTRK 功能 或 I2C 编程 对 V_{OUT} 进行编程。当 $V_{BIAS} < 4.5V$ 时, 内部 VCC 电源会自动从 V_{BIAS} 切换到 V_{OUT} , 因此启动后可支持低至 2.5V 的 V_I 。通过 RT 引脚上的电阻器或 SYNCIN 时钟, 可在 100kHz 和 2.2MHz 之间设置固定开关频率。开关模式 FPWM 或二极管仿真可以在运行期间更改。

所实现的保护峰值电流限制、平均输入电流限制、平均电感器电流监测、过压和欠压保护和热关断可以保护器件和应用。

器件信息

器件型号	封装 ⁽¹⁾	本体尺寸 (标称值)
LM51261A-Q1	32 引脚 QFN	5mm x 5mm

(1) 有关更多信息，请参阅 [机械、封装和可订购信息](#)。



典型应用

内容

1 特性.....	1	6.5 编程.....	38
2 应用.....	1	7 LM51261A-Q1 寄存器.....	41
3 说明.....	1	8 应用和实施.....	51
4 引脚配置和功能.....	3	8.1 应用信息.....	51
5 规格.....	5	8.2 典型应用.....	54
5.1 绝对最大额定值.....	5	8.3 电源相关建议.....	68
5.2 ESD 等级.....	5	8.4 布局.....	68
5.3 建议运行条件.....	6	9 器件和文档支持.....	71
5.4 热性能信息.....	6	9.1 文档支持.....	71
5.5 电气特性.....	6	9.2 接收文档更新通知.....	71
5.6 时序要求.....	12	9.3 支持资源.....	71
5.7 典型特性.....	14	9.4 商标.....	71
6 详细说明.....	17	9.5 静电放电警告.....	71
6.1 概述.....	17	9.6 术语表.....	71
6.2 功能方框图.....	18	10 修订历史记录.....	71
6.3 特性说明.....	19	11 机械、封装和可订购信息.....	71
6.4 器件功能模式.....	37		

4 引脚配置和功能

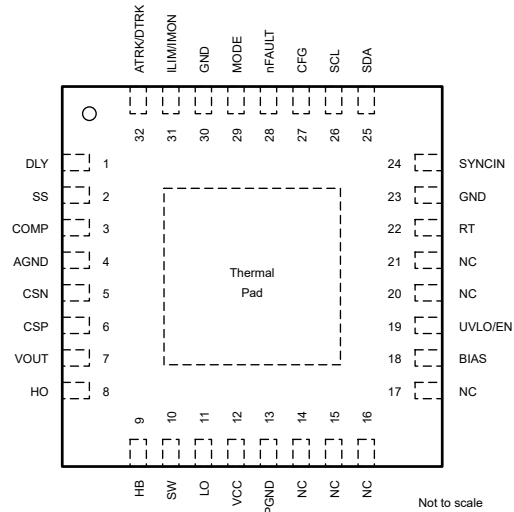


图 4-1. LM51261A-Q1 RHB 封装，32 引脚 VQFN (顶视图)

表 4-1. 引脚功能

引脚		类型 ⁽¹⁾	说明
名称	编号		
AGND	4	G	模拟地引脚。通过一条宽而短的路径连接到模拟接地层。
ATRK/DTRK	32	I	输出调节目标编程引脚。通过以下方法对输出电压稳压目标进行编程：将该引脚通过电阻器连接到 AGND，或者通过使用该引脚在建议工作范围 (0.2V 至 2.0V) 内的电压直接控制引脚电压。系统会自动检测启动时占空比介于 8% 至 80% 之间的数字 PWM 信号，并启用数字输出电压调节，从而在建议的工作范围内对 V _{OUT} 进行编程。
BIAS	18	P	VCC 稳压器的电源电压输入。在该引脚与接地之间连接一个 1 μ F 本地 BIAS 电容器。
CFG	27	I/O	器件配置引脚。设置 I2C 地址并启用 20 μ A ATRK 电流。
SCL	26	I/O	I2C 时钟输入引脚。
SDA	25	I/O	I2C 数据引脚。
COMP	3	O	内部跨导误差放大器的输出。在引脚和 AGND 之间连接环路补偿元件。
CSN	5	I	电流检测放大器输入。该引脚用作负输入引脚。
CSP	6	I	电流检测放大器输入。该引脚用作正输入引脚。内部欠压锁定电路的电源。
DLY	1	O	平均输入电流限制延迟设置引脚。DLY 和 AGND 之间的电容器用于设置从 V _{IMON} 达到 1V 到启用平均输入电流限制之间的延迟。
EP	-	G	封装的裸露焊盘。将外露焊盘连接到 AGND 并焊接至大接地平面，以降低热阻。
GND	23	G	接地引脚。连接到模拟地平面。
GND	30	G	接地引脚。连接到模拟地平面。
HB	9	P	用于自举栅极驱动的高边驱动器电源。自举二极管在内部从 VCC 连接到该引脚。在该引脚和 SW 之间连接一个 0.1 μ F 电容器。
HO	8	O	高侧栅极驱动器输出。通过一条短的低电感路径连接到高侧 N 沟道 MOSFET 的栅极。
ILIM/IMON	31	O	输入电流监测器和平均输入电流限制设置引脚。提供与差分电流检测电压成比例的电流。在该引脚和 AGND 之间连接一个电阻器。
LO	11	O	低侧栅极驱动器输出。通过一条短的低电感路径连接到低侧 N 沟道 MOSFET 的栅极。

表 4-1. 引脚功能 (续)

引脚		类型 ⁽¹⁾	说明
名称	编号		
模式	29	I	选择 DEM 或 FPWM 的运行模式选择引脚。
NC	14	-	非连接引脚。将此引脚连接到 AGND，但也可以将其保持悬空。
NC	15	-	非连接引脚。将此引脚连接到 AGND，但也可以将其保持悬空。
NC	16	-	非连接引脚。将此引脚连接到 AGND，但也可以将其保持悬空。
NC	17	-	非连接引脚。将此引脚连接到 AGND，但也可以将其保持悬空。
NC	20	-	非连接引脚。将此引脚连接到 AGND，但也可以将其保持悬空。
NC	21	-	非连接引脚。将此引脚连接到 AGND，但也可以将其保持悬空。
PGND	13	G	用于低侧栅极驱动器和 VCC 偏置电源的电源接地连接引脚。
nFAULT	28	O	具有开漏输出级的 nFAULT 指示器。当出现故障情况时，nFAULT 会被拉低 (请参阅节 6.3.11)。将该引脚连接到 AGND，或在不使用该引脚时使其保持悬空。
RT	22	I/O	开关频率设置引脚。通过该引脚和 AGND 之间的电阻对开关频率进行编程。开关频率可在工作期间进行动态编程。
SS	2	O	软启动时间编程引脚。一个外部电容器和一个内部电流源用于设置软启动期间内部误差放大器基准的斜升速率。该器件会在软启动期间强制进行二极管仿真。
SW	10	I	开关节点连接。直接连接到高侧 N 沟道 MOSFET 的源极。
SYNCIN	24	I	外部时钟同步引脚。外部时钟的输入，用于覆盖自由运行内部振荡器。不使用时，将 SYNCIN 引脚接地。
UVLO/EN	19	I	欠压锁定编程引脚。通过电阻分压器将该引脚连接到电源电压，可对转换器的启动和关断电平进行编程。如果大于 $V_{UVLO-RISING}$ ，则启用器件。
VCC	12	P	内部 VCC 稳压器的输出和内部 MOSFET 驱动器的电源电压输入。在该引脚和 PGND 之间连接一个 $4.7\ \mu\text{F}$ 电容器。
VOUT	7	P	输出电压检测引脚。内部反馈电阻分压器从该引脚连接到 AGND。在该引脚与接地之间连接一个 $0.1\ \mu\text{F}$ 本地 VOUT 电容器。

(1) I = 输入，O = 输出，I/O = 输入或输出，G = 接地，P = 电源。

5 规格

5.1 绝对最大额定值

在建议的工作结温范围内测得（除非另有说明）⁽¹⁾

		最小值	最大值	单位
输入 ⁽²⁾	BIAS 至 AGND	-0.3	50	V
	UVLO/EN 至 AGND	-0.3	BIAS + 0.3	
	CSP 至 AGND	-0.3	50	
	CSP 至 CSN	-0.3	0.3	
	VOUT 至 AGND	-0.3	65	
	HB 至 AGND	-0.3	71	
	HB 至 SW	-0.3	5.8 ⁽³⁾	
	SW 至 AGND	-0.3	65	
	SW 至 AGND (10ns)	-5	65	
	CFG、SCL、SDA、SYNCIN、ATRK/DTRK、DLY、MODE 至 AGND	-0.3	5.5	
	RT 至 AGND	-0.3	2.5	
	PGND 至 AGND	-0.3	0.3	
输出 ⁽²⁾	VCC 到 AGND	-0.3	5.8 ⁽³⁾	V
	HO 至 SW (50ns)	-1	HB + 0.3	
	LO 至 AGND (50ns)	-1	VCC + 0.3	
	nFAULT、SS、COMP、ILIM/IMON 至 AGND	-0.3	5.5	
工作结温，T _J ⁽⁴⁾		-40	150	°C
贮存温度，T _{STG}		-55	150	

(1) 超出“绝对最大额定值”运行可能会对器件造成永久损坏。“绝对最大额定值”并不表示器件在这些条件下或在“建议运行条件”以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出“建议运行条件”但在“绝对最大额定值”范围内使用，器件可能不会完全正常运行，这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。

(2) 不直接向 CFG、COMP、SS、RT、LO、HO 引脚施加外部电压。

(3) 当引脚电压大于 5.5V 时，工作寿命会缩短。

(4) 高结温会缩短工作寿命。结温高于 125°C 时，工作寿命会缩短。

5.2 ESD 等级

				值	单位
V _(ESD)	静电放电	人体放电模型 (HBM)，符合 AEC Q100-002 标准 ⁽¹⁾		±2000	V
		充电器件模型 (CDM)，符合 AEC Q100-011 标准	所有引脚	±500	
			转角引脚	±750	

(1) AEC Q100-002 指示必须按照 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 规范执行 HBM 应力测试。

5.3 建议运行条件

在建议的工作结温范围内测得 (除非另有说明) ⁽¹⁾

		最小值	标称值	最大值	单位
V_I	升压控制器输入电压 (当 $BIAS \geq 4.5V$ 或 $V_{OUT} \geq 6V$ 时)	2.5		42	V
V_{OUT}	升压控制器输出电压	6		60	V
V_{BIAS}	BIAS 输入电压	4.5		42	V
$V_{UVLO/EN}$	UVLO/EN 输入电压	0		42	V
V_{MODE}	MODE 输入电压	0		5.25	V
V_{CSP}, V_{CSN}	电流检测输入电压	2.5		42	V
V_{ATRK}	ATRK 输入电压	0.2		2	V
V_{DTRK}	DTRK 输入电压	0		5.25	V
V_{DLY}	DLY 电压	0		5.25	V
V_{NFAULT}	nFAULT 电压	0		5.25	V
$V_{ILIM/IMON}$	ILIM/IMON 电压	0		3	V
V_{SYNCIN}	同步脉冲输入电压	0		5.25	V
V_{SCL}, V_{SDA}	SCL、SDA 输入电压	0		5.25	V
f_{SW}	开关频率范围	100		2200 ⁽²⁾	kHz
f_{SYNCIN}	同步脉冲频率范围	100		2200 ⁽²⁾	kHz
f_{DTRK}	DTRK 频率范围	100		2200	kHz
T_J	工作结温	-40		150 ⁽³⁾	°C

(1) 运行额定值是指器件预期正常工作的条件。有关规格和测试条件, 请参阅电气特性

(2) 最大开关频率由 R_{RT} 编程。该器件支持高达 2200kHz 的开关频率。

(3) 高结温会缩短工作寿命。结温高于 125°C 时, 工作寿命会缩短。

5.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		LM51261A-Q1	单位
		RHB(VQFN)	
		32 引脚	
R_{qJA}	结至环境热阻	33.9	°C/W
$R_{qJC(top)}$	结至外壳 (顶部) 热阻	24.8	°C/W
R_{qJB}	结至电路板热阻	14.1	°C/W
ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.4	°C/W
ψ_{JB}	结至电路板特征参数	14.0	°C/W
$R_{qJC(bot)}$	结至外壳 (底部) 热阻	4.3	°C/W

(1) 有关新旧热指标的更多信息, 请参阅半导体和 IC 封装热指标应用手册。

5.5 电气特性

典型值对应于 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 。最小值和最大值限值适用于 $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 150°C 的温度范围。除非另有说明, 否则 $V_I = V_{BIAS} = 12V$, $V_{OUT} = 24V$, $R_T = 14k\Omega$

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电流 (BIAS、VCC、VOUT)					
I_{SD}	关断状态下的 V_I 电流 (BIAS 连接到 V_I)。流入 BIAS、CSP、CSNCSN2、SW 的电流。	$V_{EN/UVLO} = 0V$, $V_{OUT} = 12V$, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C		2	5 μA
I_{SD_BIAS}	关断状态下的 BIAS 引脚电流	$V_{EN/UVLO} = 0V$, $V_{OUT} = 12V$, $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C		2	5 μA

5.5 电气特性 (续)

典型值对应于 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 。最小值和最大值限值适用于 $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 150°C 的温度范围。除非另有说明，否则 $V_I = V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$ ， $R_T = 14\text{k}\Omega$

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$I_{\text{SD_VOUT}}$	关断状态下的 VOUT 引脚电流	$V_{\text{EN/UVLO}} = 0\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$ ， $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C		0.001	0.5	μA
$I_{\text{Q_BIAS_FPWM}}$	活动状态下的 BIAS 引脚静态电流，FPWM 模式，内部时钟 (不包括无开关、RT 和 IMON 电流)	$V_{\text{EN/UVLO}} = 2.0\text{V}$ ， $V_{\text{ATRK}} = 0.667\text{V}$ ， $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C		1.1	1.5	mA
$I_{\text{Q_BIAS_DEM}}$	活动状态下的 BIAS 引脚静态电流，DEM 模式，内部时钟 (不包括无开关、RT 和 IMON 电流)	$V_{\text{EN/UVLO}} = 2.0\text{V}$ ， $V_{\text{ATRK}} = 0.667\text{V}$ ， $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C		1.1	1.5	mA
$I_{\text{Q_VOUT_FPWM}}$	活动状态下的 VOUT 引脚静态电流，FPWM 模式，内部时钟 (无开关)	$V_{\text{EN/UVLO}} = 2.0\text{V}$ ， $V_{\text{ATRK}} = 0.667\text{V}$ ， $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C		480	600	μA
$I_{\text{Q_BIAS_BYP}}$	旁路状态下的 BIAS 引脚电流 (不包括 RT 和 IMON 电流)	$V_{\text{EN/UVLO}} = 2.0\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$ ， $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C		1	1.5	mA
$I_{\text{Q_VOUT_BYP}}$	旁路状态下的 VOUT 引脚电流	$V_{\text{EN/UVLO}} = 2.0\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$ ， $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 125°C ，HO 与 SW 之间没有电阻器。		470	600	μA
I_{BIAS}	BIAS 引脚偏置电流	$V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ ， $I_{\text{VCC}} = 100\text{mA}$		100	110	mA
I_{VOUT}	VCC 由 VOUT 供电时的 VOUT 引脚偏置电流	$V_{\text{BIAS}} = 3.3\text{V}$ ， $I_{\text{VCC}} = 100\text{mA}$		100	115	mA
VCC 稳压器 (VCC)						
$V_{\text{BIAS-RISING}}$	将 VCC 电源从 VOUT 引脚切换到 BIAS 引脚的阈值	V_{BIAS} 上升	4.25	4.35	4.45	V
$V_{\text{BIAS-FALLING}}$	将 VCC 电源从 BIAS 引脚切换到 VOUT 引脚的阈值	V_{BIAS} 下降	4.1	4.2	4.3	V
$V_{\text{BIAS-HYS}}$	VCC 电源阈值迟滞		100	150		mV
$V_{\text{VCC-REG1}}$	VCC 调节	无负载	4.75	5	5.25	V
$V_{\text{VCC-REG2}}$	压降期间的 VCC 稳压	$V_{\text{BIAS}} = 4.5\text{V}$ ， $I_{\text{VCC}} = 110\text{mA}$	4	4.3		V
$V_{\text{VCC-UVLO-RISING}}$	VCC UVLO 阈值	VCC 上升	3.4	3.5	3.6	V
$V_{\text{VCC-UVLO-FALLING}}$	VCC UVLO 阈值	VCC 下降	3.2	3.3	3.4	V
$V_{\text{VCC-UVLO-HYS}}$	VCC UVLO 阈值迟滞	VCC 下降		215		mV
$I_{\text{VCC-CL}}$	VCC 拉电流限值	$V_{\text{VCC}} = 4\text{V}$	100			mA
使能 (EN/UVLO)						
$V_{\text{EN-RISING}}$	启用阈值	EN 上升	0.50	0.55	0.6	V
$V_{\text{EN-FALLING}}$	启用阈值	EN 下降	0.40	0.45	0.50	V
$V_{\text{EN-HYS}}$	使能迟滞	EN 下降		100		mV
R_{EN}	EN 下拉电阻	$V_{\text{EN}} = 0.2\text{V}$	30	37	50	$\text{k}\Omega$
$V_{\text{UVLO-RISING}}$	UVLO 阈值	UVLO 上升	1.05	1.1	1.15	V
$V_{\text{UVLO-FALLING}}$	UVLO 阈值	UVLO 下降	1.025	1.075	1.125	V
$V_{\text{UVLO-HYS}}$	UVLO 迟滞	UVLO 下降		25		mV
$I_{\text{UVLO-HYS}}$	UVLO 下拉迟滞电流	$V_{\text{UVLO}} = 0.7\text{V}$	9	10	11	μA
$I_{\text{UVLO/EN}}$	UVLO/EN 引脚偏置电流	$V_{\text{UVLO/EN}} = 0.3\text{V}$ ，下拉电阻器 = 有效。		8	11	μA
		$V_{\text{UVLO/EN}} = 0.7\text{V}$ ， $10\mu\text{A}$ 电流 = 有效。	9	10	11	μA
		$V_{\text{UVLO/EN}} = 3.3\text{V}$			1	μA

5.5 电气特性 (续)

典型值对应于 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 。最小值和最大值限值适用于 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C 的温度范围。除非另有说明，否则 $V_I = V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$ ， $R_T = 14\text{k}\Omega$

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
配置 (CFG)						
R_{CFG_1}	1 级电阻			0	0.1	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_2}	2 级电阻		0.496	0.51	0.526	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_3}	3 级电阻		1.11	1.15	1.19	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_4}	4 级电阻		1.81	1.9	1.93	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_5}	5 级电阻		2.65	2.7	2.82	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_6}	6 级电阻		3.71	3.8	3.94	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_7}	7 级电阻		4.95	5.1	5.26	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_8}	8 级电阻		6.29	6.5	6.68	$\text{k}\Omega$
R_{CFG_9}	9 级电阻		8.00	8.3	8.50	$\text{k}\Omega$
$R_{\text{CFG}_{10}}$	10 级电阻		10.18	10.5	10.81	$\text{k}\Omega$
$R_{\text{CFG}_{11}}$	11 级电阻		12.90	13.3	13.70	$\text{k}\Omega$
$R_{\text{CFG}_{12}}$	12 级电阻		15.71	16.2	16.69	$\text{k}\Omega$
$R_{\text{CFG}_{13}}$	13 级电阻		19.88	20.5	21.11	$\text{k}\Omega$
$R_{\text{CFG}_{14}}$	14 级电阻		24.15	24.9	25.65	$\text{k}\Omega$
$R_{\text{CFG}_{15}}$	15 级电阻		29.20	30.1	31.00	$\text{k}\Omega$
$R_{\text{CFG}_{16}}$	16 级电阻		35.40	36.5	38.60	$\text{k}\Omega$
开关频率						
V_{RT}	R_T 调节		0.7	0.75	0.8	V
f_{SW1}	开关频率	$R_T = 316\text{k}\Omega$	85	100	115	kHz
f_{SW2}	开关频率	$R_T = 14\text{k}\Omega$	1980	2200	2420	kHz
$t_{\text{ON-MIN}}$	最短可控导通时间	$R_T = 14\text{k}\Omega$	14	20	50	ns
$t_{\text{OFF-MIN}}$	最短强制关断时间	$R_T = 14\text{k}\Omega$	55	80	105	ns
D_{MAX1}	最大占空比限制	$R_T = 316\text{k}\Omega$	98.7%	99.4%		
D_{MAX2}	最大占空比限制	$R_T = 14\text{k}\Omega$	75%	87%		
同步 (SYNCIN)						
$f_{\text{SYNC_DET_min}}$	最小 SYNCIN 频率活动检测	展频 = 关闭	$R_T = 316\text{k}\Omega$	60		kHz
$f_{\text{SYNC_DET}}$	SYNCIN 频率活动检测与 R_T 设置的开关频率间的关系	展频 = 关闭	$R_T = 14\text{k}\Omega$ 至 $210\text{k}\Omega$	-60%		
	SYNCIN 活动检测周期			3		周期
f_{SYNC}	同步期间，频率范围从 R_T 设定的频率开始同步	与外部时钟同步的频率最小值为 100kHz ，最大值为 2200kHz	-50%		50%	
$V_{\text{SYNCIN_H}}$	SYNCIN 高电平输入电压	SYNCIN 上升	1.19		5.25	V
$V_{\text{SYNCIN_L}}$	SYNCIN 低电平输入电压	SYNCIN 下降	-0.3		0.41	V
I_{SYNCIN}	SYNCIN 偏置电流	SYNCIN = 3.3V		0.01	1	μA
	最小 SYNCIN 上拉/下拉脉冲宽度		135			ns
VOOUT 编程 (ATRK/DTRK、I2C)						

5.5 电气特性 (续)

典型值对应于 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 。最小值和最大值限值适用于 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C 的温度范围。除非另有说明，否则 $V_I = V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$ ， $R_T = 14\text{k}\Omega$

参数			测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V _{OUT_I2C}	通过 I2C 编程时的 V _{OUT} 调节		VOUT[5:0] = 0b000000 , V _I = 4.5V	5.88	6	6.16	V
			VOUT[5:0] = 0b000110 , V _I = 10V	11.82	12	12.18	V
			VOUT[5:0] = 0b010010	23.64	24	24.36	V
			VOUT[5:0] = 0b101010	47.28	48	48.72	V
			VOUT[5:0] = 0b110110	59.10	60	60.90	V
V _{OUT_REG}	使用 ATRK 电压调节的 V _{OUT}		ATRK = 0.2V , V _I = 4.5V	5.88	6	6.12	V
			ATRK = 0.4V , V _I = 10V	11.82	12	12.18	V
			ATRK = 0.8V	23.64	24	24.36	V
			ATRK = 1.6V	47.28	48	48.72	V
			ATRK = 2V	59.10	60	60.90	V
G _{DTRK}	DTRK 占空比与 V _{ATRK} 的转换比		F _{DTRK} = 100kHz、440kHz	25		mV/%	
	DTRK 占空比范围			8%		80%	
V _{ATRK}	给定 DTRK 占空比下的 ATRK 电压		f _{DTRK} = 100kHz , DC = 8%	0.19	0.2	0.21	V
			f _{DTRK} = 100kHz , DC = 40%	0.98	1	1.02	V
			f _{DTRK} = 100kHz , DC = 80%	1.98	2	2.02	V
			f _{DTRK} = 440kHz , DC = 8%	0.188	0.2	0.212	V
			f _{DTRK} = 440kHz , DC = 40%	0.98	1	1.02	V
			f _{DTRK} = 440kHz , DC = 80%	1.98	2	2.02	V
V _{DTRK_H}	DTRK 高电平输入电压		DTRK 上升	1.19		5.25	V
V _{DTRK_L}	DTRK 低电平输入电压		DTRK 下降	-0.3		0.41	V
I _{ATRK}	通过 CFG 激活时的拉电流			19.8	20	20.2	μA
I _{ATRK/DTRK}	ATRK/DTRK 引脚偏置电流		20μA 电流被禁用 , V _{ATRK/DTRK} = 2V	0.01		1	μA
	最小 DTRK 上拉/下拉脉冲宽度			25		ns	
V _{OUT_SLEW}	V _{OUT} 由 I2C 编程时的 V _{OUT} 转换率	VOUT_SLEW = 0b000	V _{OUT} 上升/下降 1V	0		μs	
		VOUT_SLEW = 0b001		100		μs	
		VOUT_SLEW = 0b010		200		μs	
		VOUT_SLEW = 0b011		400		μs	
		VOUT_SLEW = 0b100		800		μs	
		VOUT_SLEW = 0b101		1600		μs	
		VOUT_SLEW = 0b110		3200		μs	
		VOUT_SLEW = 0b111		6400		μs	
		软启动 (SS)					
I _{SS}	软启动电流			42.5	50	57.5	μA
V _{SS-DONE}	软启动完成阈值			2.15	2.2	2.25	V
R _{SS}	SS 下拉开关 R _{DSON}			26		70	Ω

5.5 电气特性 (续)

典型值对应于 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 。最小值和最大值限值适用于 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C 的温度范围。除非另有说明，否则 $V_I = V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$ ， $R_T = 14\text{k}\Omega$

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{\text{SS-DIS}}$	SS 放电检测阈值		20	45	70	mV
电流检测 (CSP、CSN)						
A_{CS}	电流检测放大器增益	$V_{\text{CSP}} = 2.5\text{V}$		10		V/V
V_{CLTH}	正峰值电流限制阈值	以 CS 输入为基准	54	60	66	mV
V_{NCLTH}	负峰值电流限制阈值	以 CS 输入为基准，FPWM 模式	-34	-28	-22	mV
V_{ICL}	输入电流限制	以 CS 输入为基准	65	72	80	mV
$\Delta V_{\text{ICL_CLTH}}$	ICL 和正峰值电流阈值之间的压差		6	12		mV
	峰值电流限制跳变延迟			100		ns
V_{ZCD}	ZCD 阈值 (CSP - CSN)	CS 输入下降， $f_{\text{SW}} = 100\text{kHz}$ ，DEM	0	3	6	mV
V_{ZCD}	ZCD 阈值 (CSP - CSN)	CS 输入下降， $f_{\text{SW}} = 100\text{kHz}$ ，DEM， $T_J = 0^{\circ}\text{C}$ 至 85°C	0	3	5	mV
$V_{\text{ZCD_BYP}}$	旁路模式下的 ZCD 阈值 (CSP - CSN)		-6	-2.5	0	mV
V_{SLOPE}	峰值斜坡补偿振幅	以 CS 输入为基准， $f_{\text{SW}} = 100\text{kHz}$	40	48	55	mV
I_{CSN}	CSN 电流	器件处于待机状态， $V_I = V_{\text{BIAS}} =$			1.2	μA
I_{CSP}	CSP 电流	$V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$		150	170	μA
具有延迟功能的电流监测器/限制器 (IMON/ILIM)						
G_{IMON}	跨导增益		0.320	0.333	0.346	$\mu\text{A/mV}$
I_{OFFSET}	失调电流		3	4	5	μA
V_{ILIM}	ILIM 调节目标		0.93	1	1.07	V
$V_{\text{ILIM_th}}$	ILIM 激活阈值		0.95	1	1.05	V
$V_{\text{ILIM_reset}}$	DLY 复位阈值	ILIM 下降 (以 V_{ILIM} 为基准)	85%	88%	91%	
I_{DLY}	DLY 拉/灌电流		4	5	6	μA
$V_{\text{DLY_peak_rise}}$		V_{DLY} 上升	2.45	2.6	2.75	V
$V_{\text{DLY_peak_fall}}$		V_{DLY} 下降	2.25	2.4	2.55	V
$V_{\text{DLY_valley}}$				0.2		V
误差放大器 (COMP)						
G_m	跨导		700	1000	1300	μS
$A_{\text{COMP-PWM}}$	COMP 至 PWM 增益			1		V/V
$V_{\text{COMP-MAX}}$	COMP 最大钳位电压	COMP 上升	2.3	2.6	2.9	V
$V_{\text{COMP-MIN}}$	COMP 最小钳位电压，在 DEM 下有效	COMP 下降	0.38	0.48	0.55	V
	COMP 最小钳位电压，在 FPWM 下有效	COMP 下降	0.13	0.16	0.19	V
$V_{\text{COMP-offset}}$	相对于最小钳位的偏移	COMP 下降	0.01	0.03	0.06	V
$I_{\text{SOURCE-MAX}}$	最大 COMP 拉电流	$V_{\text{COMP}} = 1\text{V}$ ， $V_{\text{ATRK}} = 2\text{V}$	100			μA
$I_{\text{SINK-MAX}}$	最大 COMP 灌电流	$V_{\text{COMP}} = 1\text{V}$ ， $V_{\text{ATRK}} = 0.5\text{V}$	40			μA
运行模式						
$V_{\text{MODE_H}}$	MODE 引脚高电平	FPWM	1.19		5.25	V
$V_{\text{MODE_L}}$	MODE 引脚低电平	DEM	-0.3		0.41	V
I_{MODE}	MODE 引脚偏置电流	MODE = 3.3V		0.01	1	μA
过压和欠压监视器						

5.5 电气特性 (续)

典型值对应于 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 。最小值和最大值限值适用于 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C 的温度范围。除非另有说明，否则 $V_I = V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$ ， $R_T = 14\text{k}\Omega$

参数			测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V _{OVP-H}	过压阈值		V _{OUT} 上升 (以误差放大器参考为基准)	108%	110%	112%	
V _{OVP-L}	过压阈值		V _{OUT} 下降 (以误差放大器参考为基准)	101%	103%	105%	
V _{OVP_max-H}	过压阈值	64V	V _{OUT} 上升 (以误差放大器参考为基准)	63	64	65	V
		50V		49	50	51	V
		35V		34	35	36	V
		28.5V		27	28.5	30	V
V _{OVP_max-L}	过压阈值	64V	V _{OUT} 下降 (以误差放大器参考为基准)	62	63	64	V
		50V		48	49	50	V
		35V		33	34	35	V
		28.5V		26	27.5	29	V
V _{UVP-H}	欠压阈值		V _{OUT} 上升 (以误差放大器参考为基准)	91%	93%	95%	
V _{UVP-L}	欠压阈值		V _{OUT} 下降 (以误差放大器参考为基准)	88%	90%	92%	
R _{nFAULT}	nFAULT 下拉开关 R _{DSON}		1mA 灌电流		90	180	Ω
	有效 nFAULT 所需的最小 BIAS		R _{SV} = 7.81kΩ , V _{nFAULT} < 0.4V	2			V
MOSFET 驱动器 (HB、HO、SW、LO)							
	高电平状态导通电阻 (HO 驱动器)		100mA 灌电流，HB - SW = 5V		1.1	2	Ω
	低电平状态导通电阻 (HO 驱动器)		100mA 拉电流，HB - SW = 5V		0.6	1.2	Ω
	高电平状态导通电阻 (LO 驱动器)		100mA 灌电流，VCC = 5V		1.1	2	Ω
	低电平状态导通电阻 (LO 驱动器)		100mA 拉电流，VCC = 5V		0.7	1.4	Ω
V _{HB-UVLO}	HB-SW UVLO 阈值		HB - SW 上升	2.85	3.05	3.25	V
V _{HB-UVLO}	HB-SW UVLO 阈值		HB - SW 下降	2.6	2.8	3	V
V _{HB-HYS}	HB-SW UVLO 阈值迟滞				250		mV
I _{HB-SLEEP}	旁路模式下的 HB 静态电流		HB - SW = 5V		8	15	μA
I _{CP}	HB 引脚上提供的 HB 电荷泵电流		BIAS = 4.5V , VOUT = 6V	55	75	100	μA
死区时间控制							
DT1	从 HO 关断至 LO 导通以及从 LO 关断至 HO 导通死区时间		DEAD_TIME[2:0] = 0b000	7	14	30	ns
DT2			DEAD_TIME[2:0] = 0b001	17	30	50	ns
DT3			DEAD_TIME[2:0] = 0b010	32	50	75	ns
DT4			DEAD_TIME[2:0] = 0b011	50	75	110	ns
DT5			DEAD_TIME[2:0] = 0b100	68	100	140	ns
DT6			DEAD_TIME[2:0] = 0b101	85	125	180	ns
DT7			DEAD_TIME[2:0] = 0b110	105	150	215	ns
DT8			DEAD_TIME[2:0] = 0b111	135	200	285	ns
热关断 (TSD)							
T _{TSD-RISING}	热关断阈值		温度上升		175		°C
T _{TSD-HYS}	热关断磁滞				15		°C

5.5 电气特性 (续)

典型值对应于 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 。最小值和最大值限值适用于 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 150°C 的温度范围。除非另有说明，否则 $V_I = V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 24\text{V}$ ， $R_T = 14\text{k}\Omega$

参数			测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
T _{SDW}	相对于 T _{TSD-RISING} 热关断警告	TSDW[1:0] = 0b11	温度上升	60	70	80	℃
		TSDW[1:0] = 0b10		40	50	60	℃
		TSDW[1:0] = 0b01		25	35	45	℃
		TSDW[1:0] = 0b00		10	20	30	℃
时序							
STANDBY _{timer}	STANDBY 计时器			130	150	170	μs
V _{T+}	正向阈值电压	SDA、SCL		0.9		1.4	V
V _{T-}	负向阈值电压	SDA、SCL		0.8		1.3	V
V _{OL_SDA}	SDA 逻辑低电平		I _{OL} = 3mA		0.15	0.4	V
I _{OL_SDA}	SDA 下拉电流		V _{OL} = 0.4V	12			mA

5.6 时序要求

在工作结温范围和建议的电源电压范围内测得 (除非另有说明)

			最小值	标称值	最大值	单位
总体器件特性						
	最短时间低电平 EN 切换	EN 从 H 切换到 L 并从 L 切换到 H 所测得的时间	1			μs
	I2C 接口准备就绪所需的最短时间。	从 $UVLO/\text{EN} > V_{\text{EN-RISING}}$ 到 I2C 接口以接受命令的时间。 $C_{\text{VCC}} = 5\mu\text{F}$		1	2	ms
I2C 接口						
f_{SCL}	SCL 时钟频率	标准模式	0		100	kHz
		快速模式	0		400	
		快速+ 模式 (1)	0		1000	
t_{LOW}	SCL 时钟的低电平周期	标准模式	4.7			μs
		快速模式	1.3			
		快速+ 模式 (1)	0.5			
t_{HIGH}	SCL 时钟的高电平周期	标准模式	4.0			μs
		快速模式	0.6			
		快速+ 模式 (1)	0.26			
t_{BUF}	停止和启动条件之间的总线空闲时间	标准模式	4.7			μs
		快速模式	1.3			
		快速+ 模式 (1)	0.5			
$t_{\text{SU:STA}}$	重复启动条件的建立时间	标准模式	4.7			μs
		快速模式	0.6			
		快速+ 模式 (1)	0.26			
$t_{\text{HD:STA}}$	(重复) 启动条件后的保持时间	标准模式	4.0			μs
		快速模式	0.6			
		快速+ 模式 (1)	0.26			
$t_{\text{HD:DAT}}$	数据保持时间	标准模式	0			μs
		快速模式	0			
		快速+ 模式 (1)	0			

5.6 时序要求 (续)

在工作结温范围和建议的电源电压范围内测得 (除非另有说明)

			最小值	标称值	最大值	单位
$t_{\text{SU:DAT}}$	数据设置时间	快速模式	100			ns
		快速+ 模式 (1)	50			
t_r	SDA 和 SCL 信号的上升时间	标准模式			1000	ns
		快速模式	20		300	
		快速+ 模式 (1)			20	
t_f	SDA 和 SCL 信号的下降时间	标准模式			300	ns
		快速模式	$20 \times V_{\text{DD}} / 5.5$		300	
		快速+ 模式 (1)	$20 \times V_{\text{DD}} / 5.5$		120	
$t_{\text{SU:STO}}$	STOP 条件的建立时间	标准模式	4.0			μs
		快速模式	0.6			
		快速+ 模式 (1)	0.26			
$t_{\text{VD:DAT}}$	数据有效时间	标准模式			3.45	μs
		快速模式			0.9	
		快速+ 模式 (1)			0.45	
$t_{\text{VD:ACK}}$	数据有效确认时间	标准模式			3.45	μs
		快速模式			0.9	
		快速+ 模式 (1)			0.45	
C_b	每个总线的容性负载	标准模式			400	pF
		快速模式			400	

(1) 快速+ 模式受支持但不完全符合 I²C 标准

5.7 典型特性

以下条件适用 (除非另有说明) : $T_J = 25^{\circ}\text{C}$; $V_{\text{BIAS}} < 12\text{V}$

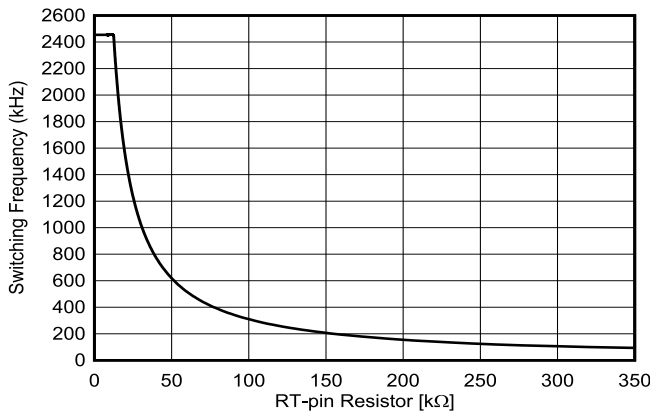


图 5-1. 开关频率与 RT 电阻间的关系

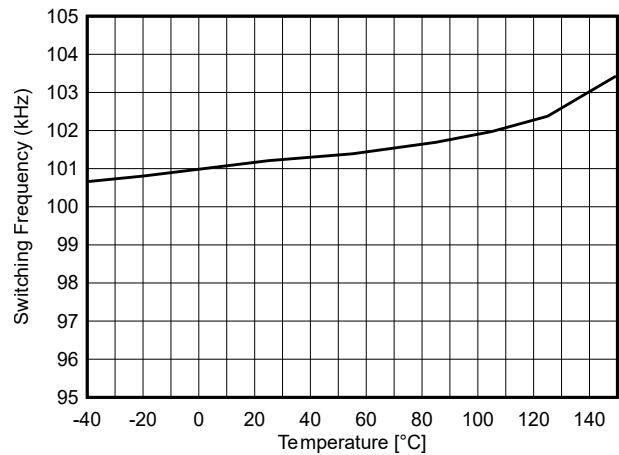


图 5-2. 开关频率 (100kHz , RT = 316kΩ) 与温度间的关系

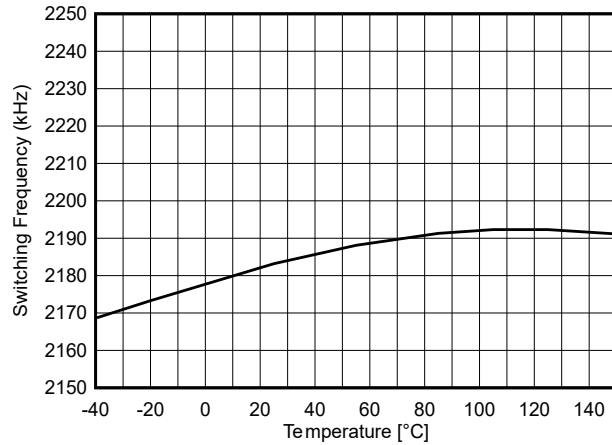


图 5-3. 开关频率 (2200kHz , RT = 14kΩ) 与温度间的关系

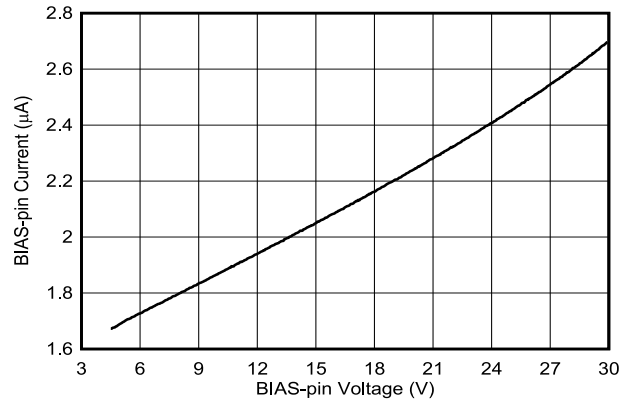
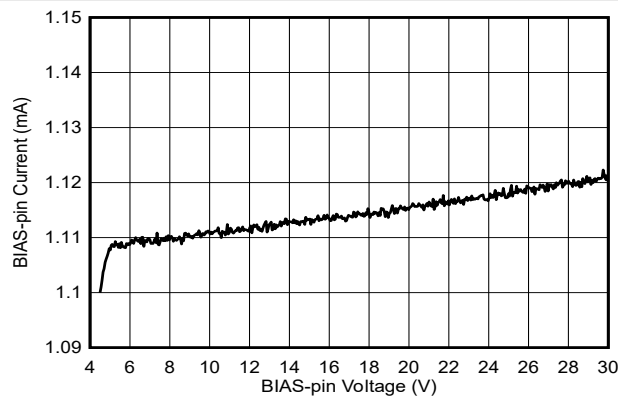
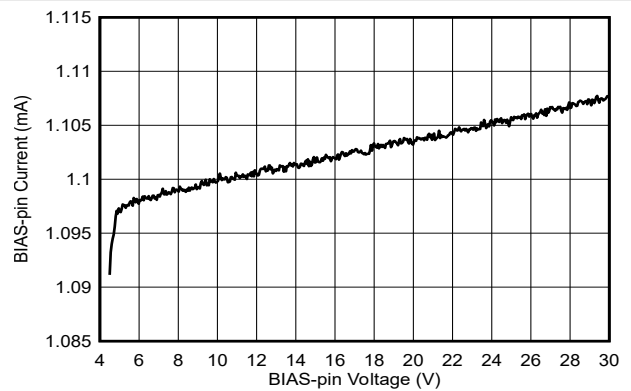


图 5-4. 关断期间 BIAS 引脚电流与 BIAS 引脚电压间的关系



不进行开关

图 5-5. BIAS 引脚电流与 BIAS 引脚电压间的关系 (活动 , DEM)



不进行开关

图 5-6. BIAS 引脚电流与 BIAS 引脚电压间的关系 (活动 , FPWM)

5.7 典型特性 (续)

以下条件适用 (除非另有说明) : $T_J = 25^{\circ}\text{C}$; $V_{\text{BIAS}} < 12\text{V}$

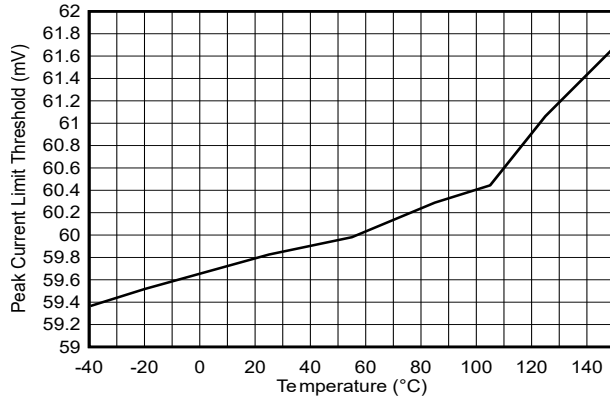


图 5-7. 峰值电流限制阈值 V_{CLTH} 与温度间的关系

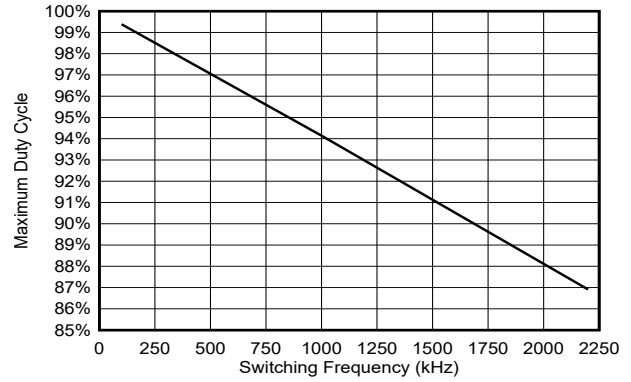


图 5-8. 最大占空比与开关频率间的关系

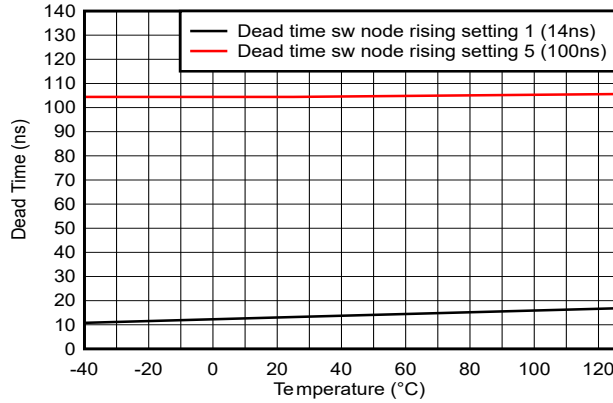


图 5-9. 死区时间开关节点上升与温度间的关系

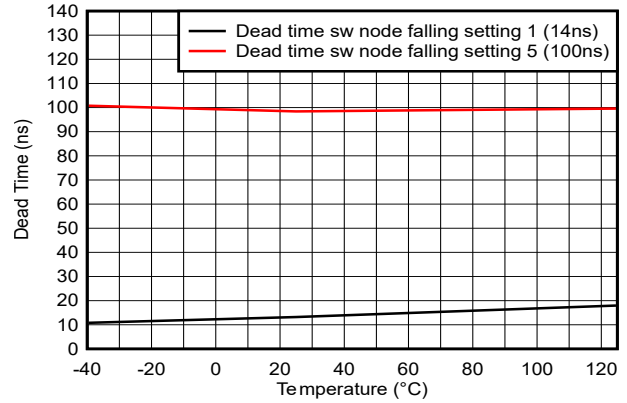


图 5-10. 死区时间开关节点下降与温度间的关系

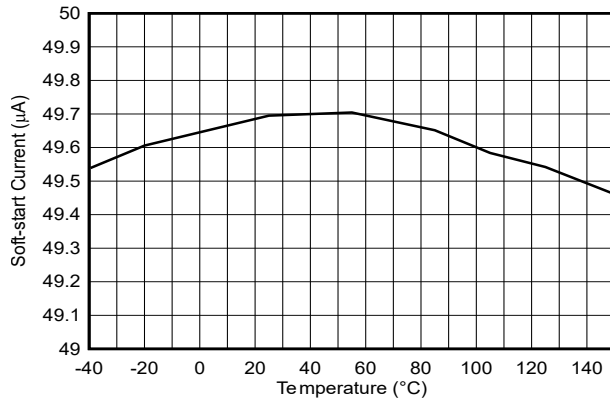


图 5-11. 软启动电流与温度间的关系

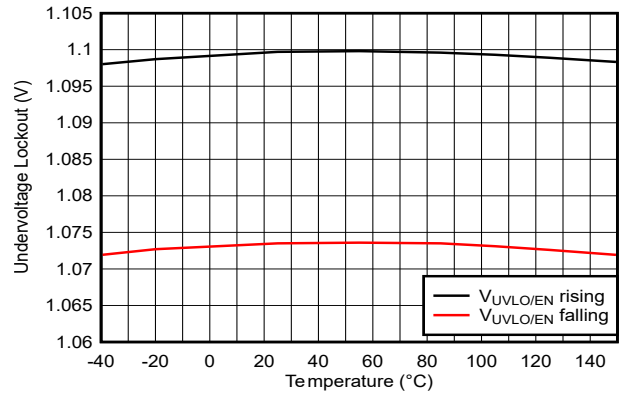


图 5-12. 欠压锁定 (UVLO) 与温度间的关系

5.7 典型特性 (续)

以下条件适用 (除非另有说明) : $T_J = 25^\circ\text{C}$; $V_{\text{BIAS}} < 12\text{V}$

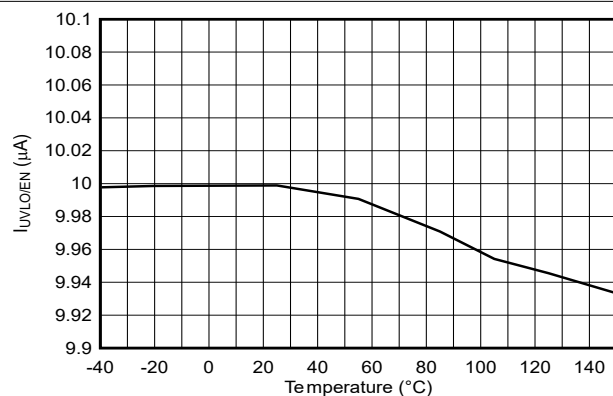


图 5-13. UVLO/EN 引脚电流与温度间的关系

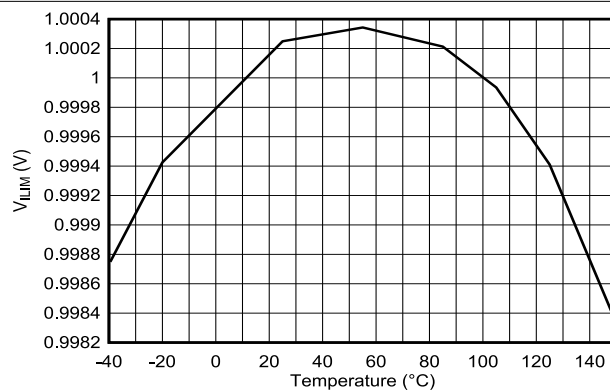


图 5-14. 平均电流限制调节电压与温度间的关系

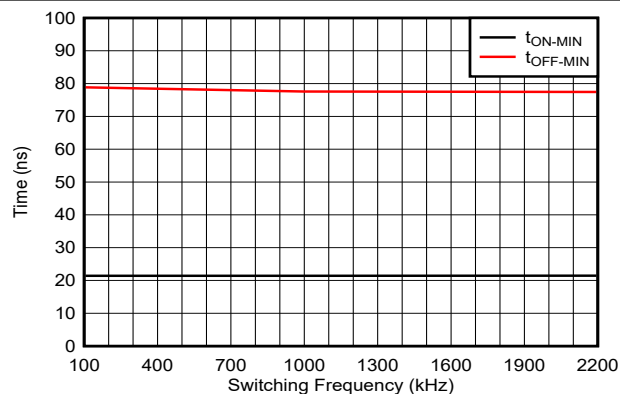


图 5-15. 最短 t_{ON} 和 t_{OFF} 时间与开关频率间的关系

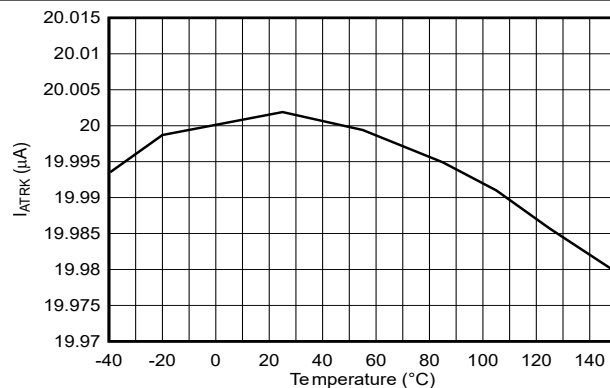
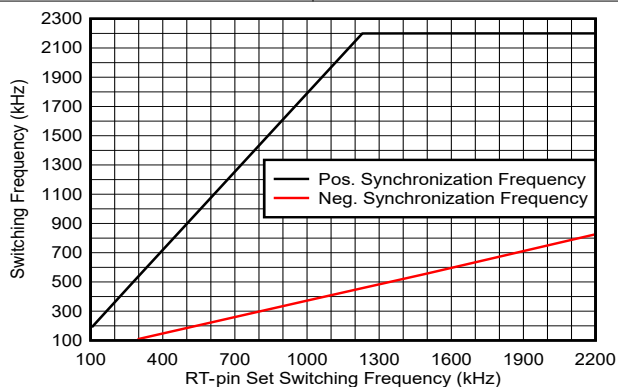


图 5-16. ATRK 引脚电流与温度间的关系



展频 = 关闭

图 5-17. 同步开关频率 (SYNCIN) 与 RT 引脚设置开关频率间的关系

6 详细说明

6.1 概述

LM51261A-Q1 是一款具有宽输入范围的升压控制器。如果输入电压等于或小于调节后的输出电压，则该器件会提供稳定的输出电压。I2C 接口使用户可以简单而可靠地选择器件功能。

运行期间，可以通过引脚动态选择 **DEM**（二极管仿真模式）和 **FPWM**（强制脉宽调制）运行模式并通过 **I2C** 进行编程。峰值电流模式控制采用由 **RT** 引脚设定的固定开关频率运行。通过激活双随机展频运行模式，可以在设计过程的任何时间有效降低 **EMI**。

集成的平均电流监测器有助于监测或限制输入电流。输出电压可在运行期间动态调整（动态电压调节和包络跟踪）。既可通过 **I2C** 编程或更改 **ATRK/DTRK** 引脚的模拟基准电压调整 V_{OUT} ，也可以通过在 **ATRK/DTRK** 引脚上施加 **PWM** 输入信号直接进行调整。

内部宽输入 **LDO** 能够在不同的输入和输出电压条件下为器件功能提供可靠的电源。由于具有高驱动能力以及自动和基于余量的电压选择（ V_{BIAS} 或 V_{OUT} ），功率损耗保持在最低水平。可以将单独的 **BIAS** 引脚连接到 V_I 、 V_{OUT} 或外部电源，以进一步降低器件中的功率损耗。器件始终会监测内部电源电压，以避免未定义的故障处理。

该器件集成了半桥 **N** 沟道 **MOSFET** 驱动器。栅极驱动器电路具有高驱动能力，可驱动各种 **MOSFET**。栅极驱动器具有一个集成式高压低压差自举二极管。内部自举电路具有一个由负尖峰注入的过压保护机制，以及一个欠压锁定保护机制，以避免外部功率 **FET** 出现线性运行。集成的电荷泵支持在旁路模式下以 100% 占空比运行。

内置保护功能确保在不同的故障条件下安全运行。器件具有 V_I 欠压锁定保护功能，从而避免出现欠压情况。在不同的设计中可以避免欠压，因为输入 **UVLO** 阈值和迟滞通过外部反馈分压器进行配置。该器件还提供输出过压保护。该器件提供可选的断续过流保护功能，通过使用内部逐周期峰值电流保护功能来避免过大的短路电流。由于集成热关断功能，该器件可防止内部 **VCC** 稳压器过载情况造成热损坏。所有与输出相关的故障事件都在开漏 **nFAULT** 引脚上进行监测和指示。

6.2 功能方框图

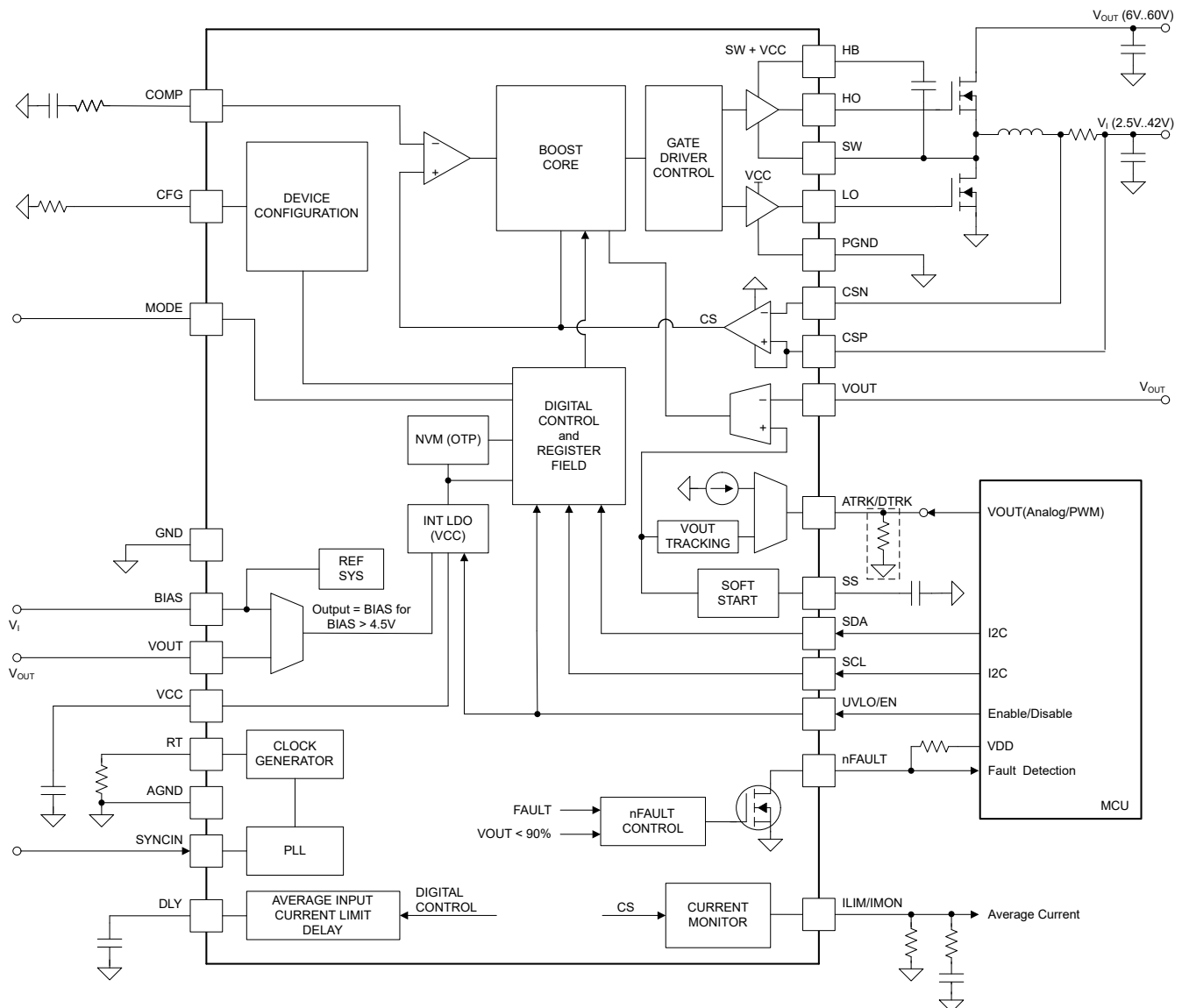


图 6-1. 功能方框图

6.3 特性说明

6.3.1 器件配置 (CFG 引脚)

CFG 引脚定义最小 I2C 地址 和 ATRK/DTRK 引脚 20 μ A 电流。表 6-1 中显示的电平由规格 部分中的指定电阻器选择。当使用电阻器对 V_{OUT} 进行编程时，打开 20 μ A ATRK 引脚电流，若要进行电压跟踪，则关闭 ATRK 引脚电流。

表 6-1. CFG 引脚设置

电平	I2C 地址	20 μ A ATRK 电流
1	1100000	开启
2	1100001	开启
3	1100010	开启
4	1100011	开启
5	1100100	开启
6	1100101	开启
7	1100110	开启
8	1100111	开启
9	1100000	关闭
10	1100001	关闭
11	1100010	关闭
12	1100011	关闭
13	1100100	关闭
14	1100101	关闭
15	1100110	关闭
16	1100111	关闭

6.3.2 器件启用/禁用 (UVLO/EN)

在关断期间，UVLO/EN 引脚被内部电阻器 R_{EN} 拉低。当 V_{UVLO/EN} 上升至高于 V_{EN-RISING} 时，R_{EN} 被禁用并且 I_{UVLO/EN} (通常为 10 μ A) 电流源会被启用，以提供 UVLO 功能。此时器件启动，读取配置，然后进入待机状态 (请参阅 功能状态图)。当 V_{UVLO/EN} 上升至高于 V_{UVLO-RISING} 时，I_{UVLO/EN} 电流源会被禁用，并且器件将进入起始状态，在 DEM 运行模式下执行软启动斜升 V_{OUT}。实现了迟滞 V_{EN-HYS} 和 V_{UVLO-HYS}。根据 方程式 1 和 方程式 2 选择外部 UVLO 电阻分压器 (R_{UVLOT} 和 R_{UVLOB})。

$$R_{UVLOT} = \frac{\left(V_{ON} - \frac{V_{UVLO-RISING}}{V_{UVLO-FALLING}} \times V_{OFF} \right)}{I_{UVLO-HYS}} \quad (1)$$

$$R_{UVLOB} = \frac{V_{UVLO-FALLING} \times R_{UVLOT}}{V_{OFF} - V_{UVLO-FALLING}} \quad (2)$$

可通过 I2C 编程覆盖 UVLO/EN 引脚。UVLO 位选择是否使用 UVLO/EN 引脚电压进入起始状态并且器件开始执行开关操作，或者在 UVLO 设置为“1”时，器件是否进入起始状态。

需要 UVLO 电容器 (C_{UVLO})，以防在启动期间或在低 V_I 下，V_I 瞬间降至 V_{OFF} 以下。如果所需的 UVLO 电容器较大，则可以使用额外的串联 UVLO 电阻 (R_{UVLOS})，以便在 I_{UVLO-HYS} 禁用时快速升高 UVLO 引脚的电压。

由于 UVLO/EN 引脚和 BIAS 引脚之间的 ESD 二极管导通，因此 UVLO/EN 引脚电压不得超过 BIAS 引脚电压 +0.3V (请参阅绝对最大额定值)。但是，当通过一个串联电阻器将电流限制为最大 100 μ A 时，可以在 UVLO/EN 引脚上施加一个更高的电压，最高可达 42V (建议运行条件)。

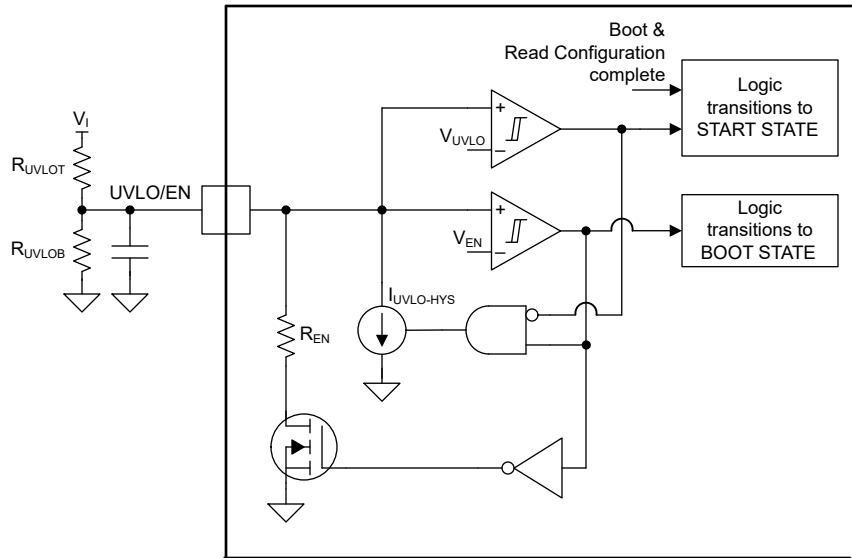


图 6-2. 功能方框图 UVLO 和 EN

6.3.3 双器件运行

对于三相运行，LM51261A-Q1 器件（辅助）可与 LM51251A-Q1 器件（主）组合在一起。对于双器件配置，相位之间的相移由 I2C 编程设定。主器件 (LM51251A-Q1) 开关频率可与通过主器件 SYNCIN 引脚施加的外部时钟同步（请参阅开关频率和同步 (SYNCIN)）。主器件设定开关频率，并通过 SYNCOUT 引脚将运行模式传递给副器件。

SINGLE_DUAL 位选择以下设置：

- 单个器件：该器件在独立模式下使用内部振荡器运行。
- 单个器件外部时钟：该器件通过内部时钟独立使用，并与外部时钟（如果应用）同步。
- SYNCIN：定义 SYNCIN 引脚上的时钟同步功能是否有效（开启）还是禁用（关闭）。当 SYNCIN 有效时，器件仅同步到施加于 SYNCIN 引脚的外部时钟。
- 时钟抖动：如果使用内部振荡器，则根据 SPREAD_SPECTRUM 位设置来选择时钟抖动。如果选择外部时钟，则会禁用时钟抖动功能，以忽略 SPREAD_SPECTRUM 位设置。

表 6-2. 主器件到辅助器件通信

引脚	主器件 SYNCIN = 关闭	主器件 SYNCIN = 开启	次级
SYNCIN	禁用	高电平：使用内部振荡器。 脉冲：与外部时钟同步。 低电平：使用内部振荡器。	高电平：旁路模式。 脉冲：运行模式由 MODE 引脚定义。 低电平：停止开关。
SYNCOUT	高电平：将旁路模式传递给副器件。 脉冲：传达正常运行状态。 低电平：向副器件传递停止开关信号。	高电平：将旁路模式传递给副器件。 脉冲：传达正常运行状态。 低电平：向副器件传递停止开关信号。	禁用

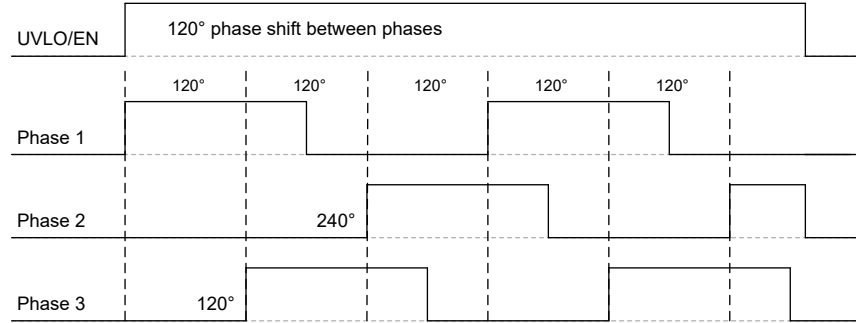


图 6-3. 双器件三相运行

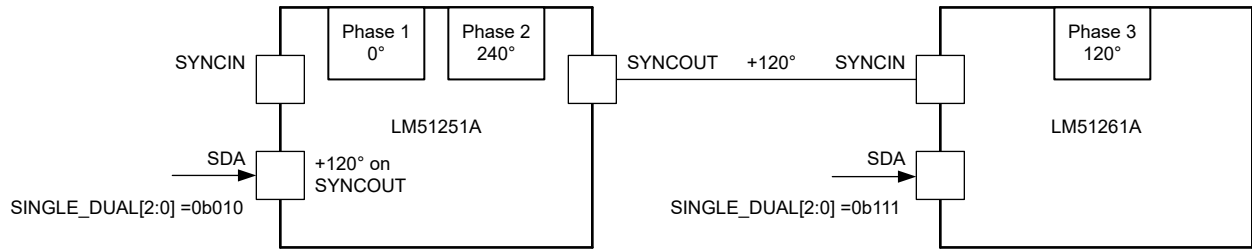


图 6-4. 三相配置

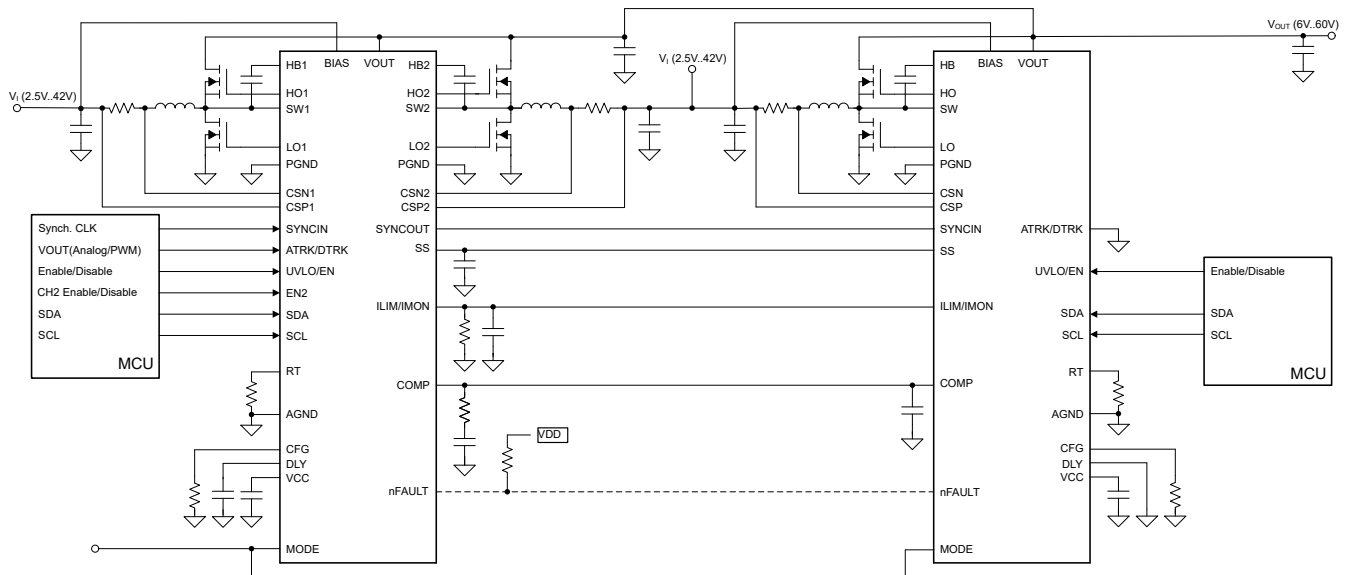


图 6-5. 典型应用 - 三相运行

6.3.4 开关频率和同步 (SYNCIN)

开关频率介于 100kHz 至 2.2MHz 之间，由 RT 引脚和 AGND 之间连接的 RT 电阻器进行设置。根据 [方程式 4](#)，选择 14kΩ 和 316kΩ 之间的 RT 电阻器。如果配置为使用外部时钟，器件可以使用 RT 引脚设置内部振荡器并将开关频率同步到施加于 SYNCIN 引脚上的外部时钟，频率变化范围为 ±50%。必须将外部时钟设置在 SYNCIN 频率活动检测范围 $f_{\text{SYNC_DET}}$ 和 $f_{\text{SYNC_DET_min}}$ 内进行检测。内部时钟在 SYNCIN 引脚上施加的外部时钟信号的上升沿同步。当选择外部时钟同步时，展频设置会被忽略，并且时钟抖动会被禁用。

器件始终以内部时钟启动，并在起始和活动状态期间开始与所施加的外部时钟同步（请参阅 [功能状态图](#)）。在施加外部时钟后，器件就会与外部时钟同步，并在外部时钟停止时切换回内部时钟。

$$f_{SW} = \frac{1}{R_{RT} \times s \over 31.5 \text{ G}\Omega + 18 \text{ ns}}$$

(3)

$$R_{RT} = \left(\frac{1}{f_{SW}} - 18 \text{ ns} \right) \times 31.5 \frac{\text{G}\Omega}{\text{s}}$$

(4)

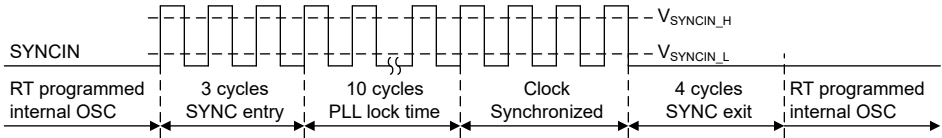


图 6-6. 时钟同步

6.3.5 双随机展频 (DRSS)

该器件提供数字展频，可在宽频率范围内降低电源的 EMI。通过 I2C 可选 SPREAD_SPECTRUM 位设置，启用展频。启用展频后，内部调制器会使内部时钟抖动。当器件配置为使用施加于 SYNCIN 引脚的外部时钟时，内部展频将被禁用。DRSS 将低频三角调制曲线与高频逐周期随机调制曲线相结合。低频三角调制提高了低射频频带（例如 AM 频带）中的性能，高频随机调制提高了高射频频带（例如 FM 频带）中的性能。此外，还会进一步随机调制三角调制的频率，以降低出现任何可闻音的可能性。为了更大限度地减少展频引起的输出电压纹波，可以逐周期修改占空比，以便在启用抖动时保持几乎恒定的占空比。

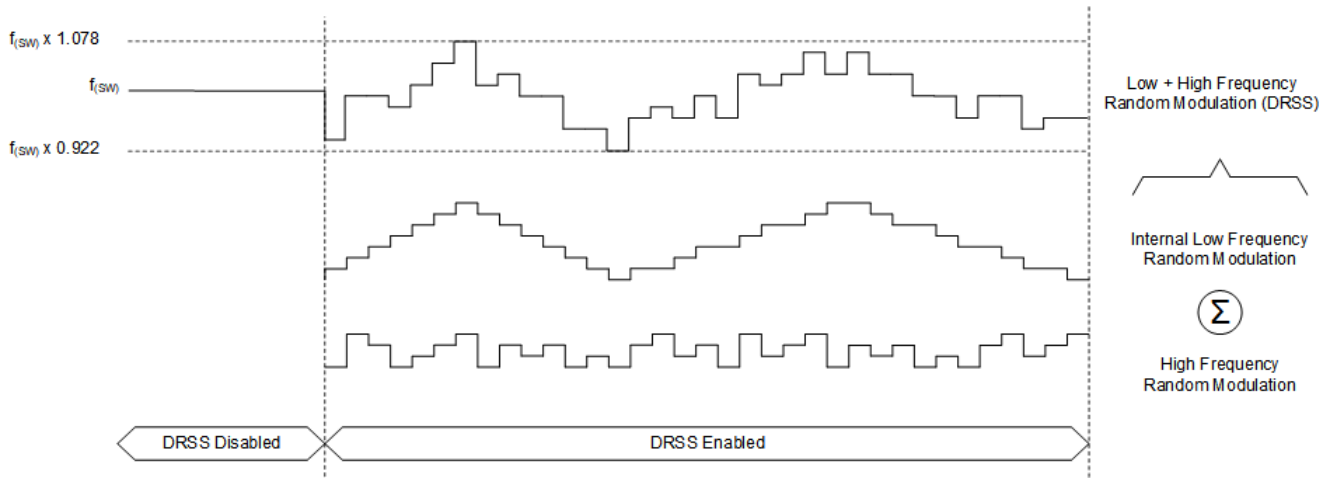


图 6-7. 双随机展频

6.3.6 运行模式 (BYPASS、DEM、FPWM)

该器件支持旁路模式、强制 PWM (FPWM) 和二极管仿真模式 (DEM) 运行。该模式可以动态更改，并由 MODE 引脚 或通过 I2C 编程 (OPERATION_MODE 位) 设置。当 V_{OUT} < V_I 时，旁路模式会自动激活。器件运行模式在 V_{MODE} < 0.4V 时设置为 DEM，在 V_{MODE} > 1.2V 时设置为 FPWM。

表 6-3. 模式引脚设置

运行模式	MODE 引脚
DEM	V _{MODE} < 0.4V
FPWM	V _{MODE} > 1.2V

在二极管仿真模式 (DEM) 下，可阻止电流从 V_{OUT} 流向 V_I。在高侧导通时间内监测 SW 引脚电压，当电压降至零电流检测阈值 V_{ZCD} 以下时，高侧开关会关断。对于轻负载，该器件在不连续导通模式 (DCM) 下工作，最终会跳过脉冲，从而提高轻负载效率。在 DEM 运行模式下，当 COMP 低于 460mV 时，控制器会开始跳过脉冲。使用 方程式 5 计算输入电流的跳过入口点，使用 方程式 6 计算输出电流的跳过入口点。

$$I_{I_skip} = \frac{1.5\mu \times \frac{V_I}{L}}{0.48 \times \frac{f_{SW}}{40K} + 250\mu \times R_{SNS} \times \frac{V_I}{L}} \quad (5)$$

$$I_{OUT_skip} = \frac{\frac{V_I}{V_{OUT}} \times \frac{V_I}{L} \times 1.5\mu}{0.48 \times \frac{f_{SW}}{40K} + 250\mu \times R_{SNS} \times \frac{V_I}{L}} \quad (6)$$

在采用调制模式 (FPWM) 的强制脉冲模式下，即使在轻载情况下，转换器也会在连续导通模式 (CCM) 下以固定频率持续进行开关操作。此模式改善了轻负载瞬态响应。

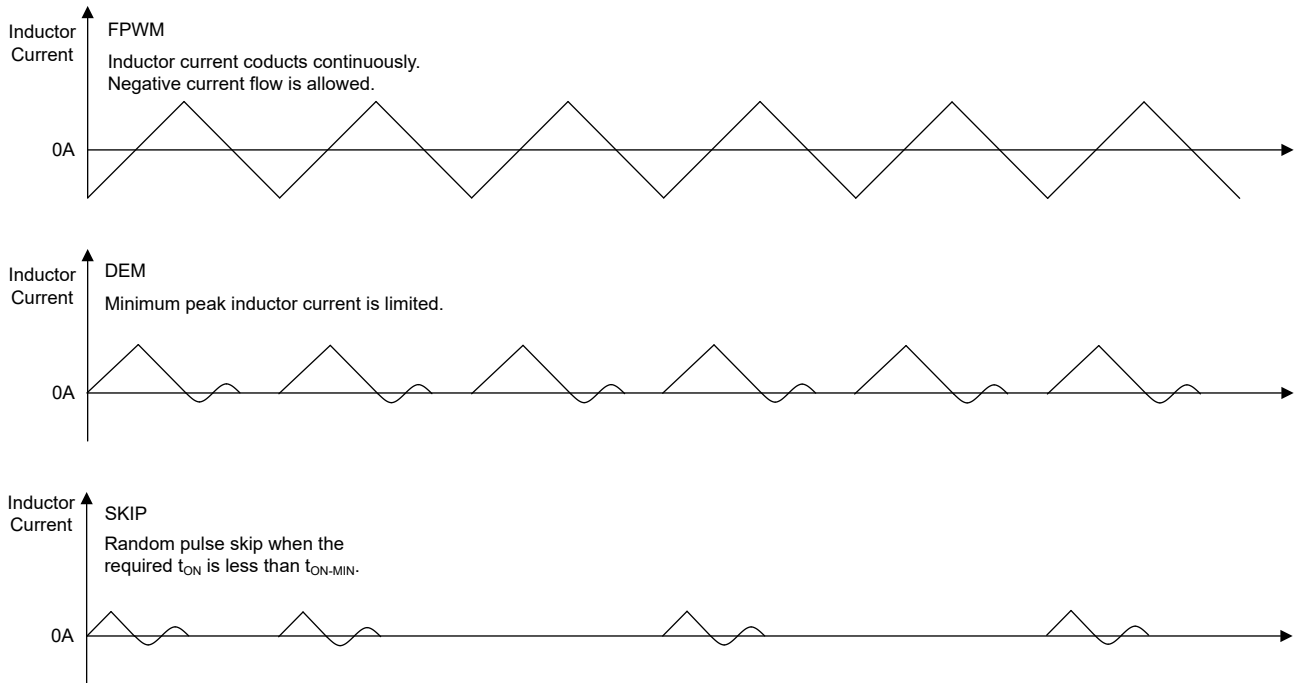


图 6-8. 不同工作模式下的电感器电流波形

在旁路 (BYPASS) 模式下， V_I 通过导通高侧 FET 连接至 V_{OUT} (无调节)。无法控制从 V_I 流向 V_{OUT} 的正电流，同时对于 DEM 选择，会阻止电流从 V_{OUT} 流向 V_I ，而对于 FPWM 选择，则将电流限制在 V_{NCLTH} 。集成电荷泵在 HO – SW 处提供最小 3.75V 的电压，并且每相可驱动 55uA (I_{CP})。如果使用了 MOSFET 栅极下拉电阻器，需要确保电荷泵可以驱动 MOSFET 和下拉电阻器的泄露电流。如果电荷泵过载，器件开始进行开关操作，以维持 $V_{HB-UVLO}$ 栅极电压的最小值。

当满足表 [进入、退出旁路模式](#) 中的条件时，器件会进入和退出旁路模式。

表 6-4. 进入、退出旁路模式

运行模式	旁路	条件
DEM/FPWM	入门级	$V_{OUT} < V_I - 100mV$ 且 $V_{COMP} < V_{COMP-MIN} + 100mV$
DEM	退出	$V_{COMP} > V_{COMP-MIN} + 100mV$ 或 $V_{CSP} - V_{CSN} < V_{ZCD_BYP}$
FPWM	退出	$V_{COMP} > V_{COMP-MIN} + 100mV$ 或 $V_{CSP} - V_{CSN} < V_{NCLTH}$

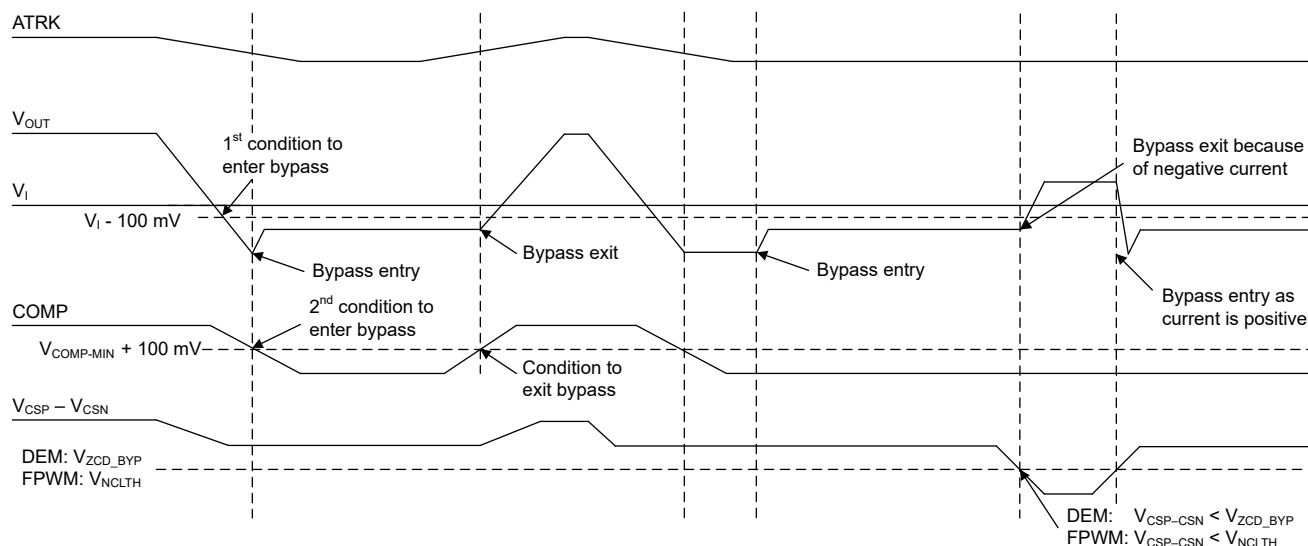


图 6-9. 进入、退出旁路模式

6.3.7 VCC 稳压器, BIAS (BIAS 引脚、VCC 引脚)

栅极驱动器由内部 5V VCC 稳压器供电。当 $V_{BIAS} > V_{BIAS-RISING}$ 时，VCC 稳压器由最高支持 42V 的 BIAS 引脚供电，而当 $V_{BIAS} < V_{BIAS-FALLING}$ 时，则由 VOUT 引脚供电。由于基准系统始终由 BIAS 引脚供电，并且当电压低于 2V 时系统会关断，将 BIAS 引脚连接至 $\geq 2.5V$ 的电压（例如 V_I 或 5V）。建议的 VCC 电容值为 $4.7 \mu F$ 。

集成的电流限制可在 VCC 过载或 VCC 引脚接地短路时防止器件损坏。VCC 可以拉取高达 100mA (I_{VCC-CL}) 的电流。根据方程式 7 来计算外部 MOSFET 所消耗的 VCC 电流。

$$I_{VCC} = 2 \times Q_{G@5V} \times f_{SW} \quad (7)$$

其中

- $Q_{G@5V}$ 是 5V 栅源电压下的 MOSFET 栅极电荷。

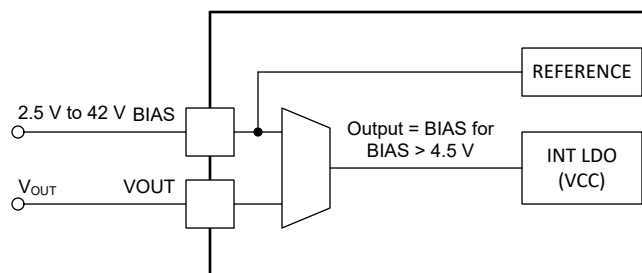


图 6-10. 动态 BIAS 电源选择

6.3.8 软启动 (SS 引脚)

在启动时的起始状态期间（请参阅功能状态图），器件会以 SS 引脚电压或 ATRK/DTRK 引脚电压（以较低者为准）为基准调节误差放大器。调节的基准导致输出电压 V_{OUT} 逐渐上升。在软启动期间，器件会强制进入二极管仿真模式 (DEM)，直到生成软启动完成信号。

外部软启动电容器首先放电至 V_{SS-DIS} 电压，然后由 I_{SS} 电流充电，当达到 $V_{SS-DONE}$ 时，会生成软启动完成信号。在升压拓扑中，软启动时间 (t_{SS}) 随输入电源电压而变化，因为在启动时 V_{OUT} 等于 V_I 。在软启动图中，在时间 t_1 软启动电流被激活。在 t_2 时，软启动电压达到 V_I 电压电平， V_{OUT} 开始上升，直至 V_{OUT} 达到 t_3 时编程的

V_{OUT} 值。当 SS 引脚电压达到 $V_{SS-DONE}$ 时，软启动完成信号在 t_4 时生成。SS 引脚电压持续上升，直至达到 V_{VCC} ，此时软启动电流将停用。

$$t_{SS_t1_t4} = 2.2 \times \frac{C_{SS}}{I_{SS}} \quad (8)$$

$$t_{SS_t2_t3} = \frac{C_{SS}}{I_{SS}} \times \frac{V_{OUT} - V_I}{30} \quad (9)$$

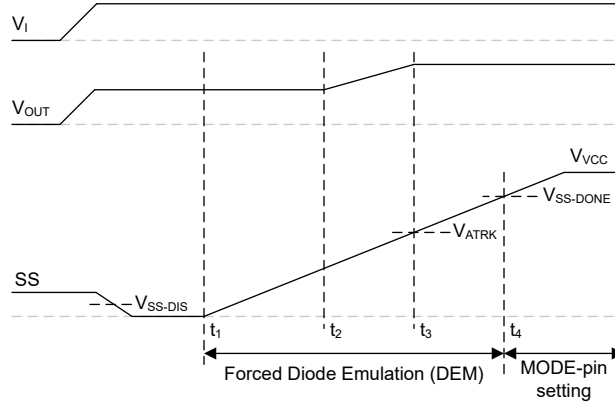


图 6-11. 软启动

6.3.9 V_{OUT} 编程 (V_{OUT} 、 $ATRK$ 、 $DTRK$)

该器件在 V_{OUT} 引脚上检测输出电压 V_{OUT} 。可以通过 I2C，将 $10k\Omega$ 至 $100k\Omega$ 电阻器连接至 $ATRK/DTRK$ 引脚、施加 0.2V 和 2V 之间的电压或者 8% 至 80% 占空比之间的数字信号，在 6V 和 60V 之间对 V_{OUT} 进行编程。 V_{OUT} 位以 1V 阶跃设置输出电压，或选择 $ATRK/DTRK$ 引脚作为参考电压。启动时，处于待机状态 (功能状态图) 期间，会检测 $ATRK/DTRK$ 引脚编程方法是使用模拟信号还是数字信号。在过渡到起始状态时， $ATRK/DTRK$ 引脚编程方法会被锁存，并且在运行期间无法更改。允许 $DTRK$ 信号存在至少三个周期，以便在锁存编程方法之前对该信号进行检测。 $ATRK$ 支持高达 10kHz 的信号，但是 $ATRK$ 引脚电压或 $DTRK$ 占空比应足够慢地更改，以便 V_{OUT} 可以跟随。如果 $ATRK/DTRK$ 引脚设置的参考电压的变化速度快于转换器带宽，则在斜率补偿稳定之前，指示器电流会超过峰值电流限制。指示器峰值电流过冲限制为 90mV CSP – CSN 检测电阻器电压。当 $ATRK < 0.2V$ 或 $> 2V$ 时，器件也会尝试调节 V_{OUT} ，但性能无法保持稳定。通过 CFG 设置启用 $20\mu A$ 电流，从而通过电阻器对 V_{OUT} 进行编程。 $20\mu A$ 电流由 $ATRK$ 引脚提供，并通过外部电阻器为目标 V_{OUT} 电压生成所需的 $ATRK$ 电压。对于模拟跟踪 ($ATRK$) 或数字跟踪 ($DTRK$)，TI 建议禁用 $20\mu A$ 电流。

使用电阻进行 V_{OUT} 编程的公式如下：

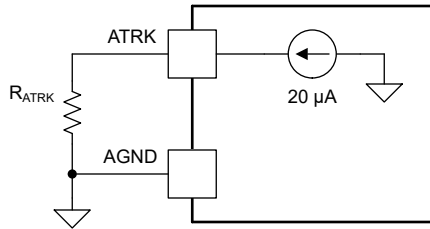
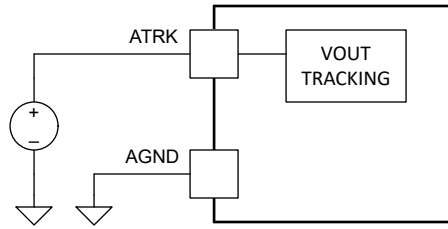
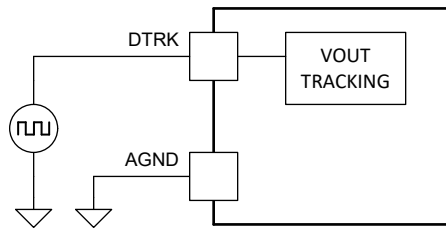
$$R_{ATRK} = \frac{V_{OUT}}{6V} \times 10k\Omega \quad (10)$$

使用电压进行 V_{OUT} 编程 ($ATRK$) 的公式如下：

$$V_{OUT} = V_{ATRK} \times 30 \quad (11)$$

使用数字信号进行 V_{OUT} 编程 ($DTRK$) 的公式如下：

$$V_{OUT} = 0.75 \frac{V}{\%} \times Duty Cycle \quad (12)$$

图 6-12. 使用电阻进行 V_{OUT} 编程图 6-13. 通过模拟电压进行 V_{OUT} 跟踪图 6-14. 通过数字信号进行 V_{OUT} 跟踪

6.3.10 保护功能

该器件实现了以下保护。图 6-15 示出了在功能状态图的哪个状态下，保护处于活动状态。对于具有相同灰色阴影的灰色阴影状态，该保护处于活动状态，例如 TSD 在待机状态（包括热关断状态）下处于活动状态，但不处于故障状态。

- 热关断 (TSD) 会在高温下关闭器件。
- 欠压锁定 (UVLO) 会在低电源电压下关闭器件。
- VCC 欠压锁定 (VCC UVLO) 避免了低侧栅极驱动器电压过低。器件会停止开关，直到 VCC 恢复。
- HB 欠压锁定 (HB UVLO) 可避免高侧栅极驱动器电压过低。器件启动刷新脉冲（512 个周期断续模式关断时间）。有关详细信息，请参阅 MOSFET 驱动器、集成式自举二极管和断续模式故障保护（LO、HO、HB 引脚）。
- 过压保护 (OVP) 被触发时，器件停止开关，直到 V_{OUT} 恢复到目标值。实现了两个 OVP：
 - OVP_{max} ，它是可编程的绝对值（通常为 64V、50V、35V 或 28.5V）。触发后，器件会停止开关并进入故障状态 ($OVP_MAX_LATCH = 1$) 或停止开关，直到 V_{OUT} 重新回到目标位置 ($OVP_MAX_LATCH = 0$)。
 - OVP，在 V_{OUT} 为编程值的 110% 时触发。触发后，器件停止开关，直到 V_{OUT} 恢复到目标值。
- 欠压保护 (UVP) 被触发时，器件会继续运行，但会将 nFAULT 引脚拉至低电平。
- 峰值电流限制 (PCL)，限制开关电流。有关详细信息，请参阅电流检测设置和开关峰值电流限制（CSP、CSN）。
- 输入电流限制 (ICL)，将峰值开关电流限制为峰值电流限制的 120%。此保护通过 I_{CL_latch} 编程来启用和禁用。
- 平均输入电流限制 (ILIM)，通过 R_{ILIM} 将平均输入电流限制为编程的值。有关详细信息，请参阅输入电流限制和监测（ILIM、IMON、DLY）。

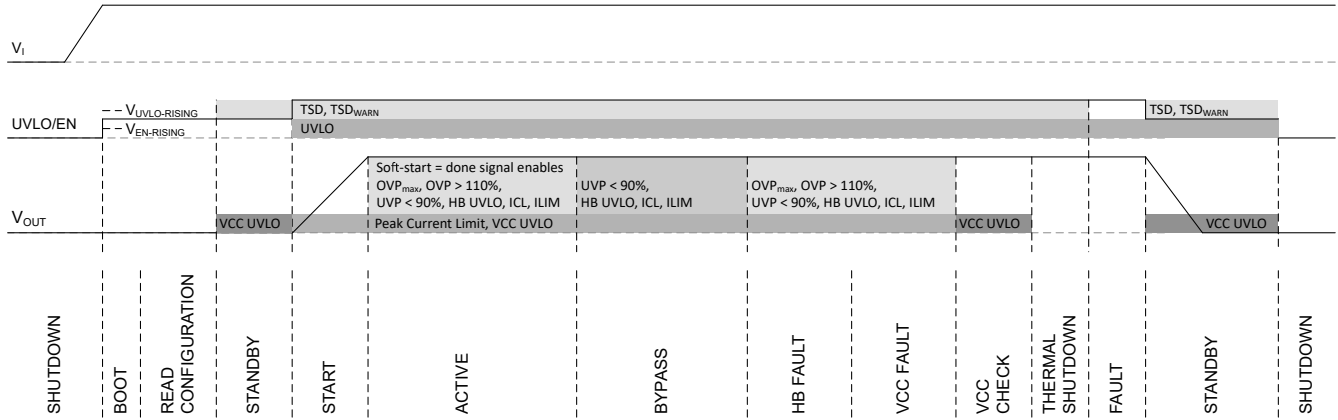


图 6-15. 保护功能

6.3.10.1 V_{OUT} 过压保护 (OVP)

过压保护 (OVP) 使用两个阈值来监测 V_{OUT} 引脚。I2C 可编程阈值 V_{OVP_max-H} 将 V_{OUT} 限制为 64V、50V、35V 或 28.5V，而 V_{OVP-H} 阈值将编程的 V_{OUT} 限制为编程的电压的 110%。在旁路状态中，系统会禁用 110% V_{OVP-H} 检测，但会激活 V_{OVP_max-H}。

当 V_{OUT} 上升至高于 V_{OVP-H} 阈值时（旁路期间未激活），低侧驱动器将关断，而高侧驱动器将导通。从 V_I 到 V_{OUT} 的电流通过 CSP - CSN 进行监测，从而允许电流从 V_I 流向 V_{OUT}。当从 V_I 到 V_{OUT} 的电流为零或为负值时，高侧驱动器会关断，从而防止电流从 V_{OUT} 流向 V_I。当 V_{OUT} 降至 V_{OVP_max-L} 或 V_{OVP-L} 阈值以下时，器件将继续正常运行。

I2C 可编程 OVP_MAX_LATCH 位可用于设置 V_{OUT} 上升到 V_{OVP_max-H} 阈值以上时的器件行为。当 OVP_MAX_LATCH = 0 时，器件的行为类似于触发 V_{OVP-H}，当 OVP_MAX_LATCH = 1 时，驱动器将关闭，器件将进入故障状态。当 OVP_MAX_LATCH = 1a 时，一旦触发 OVP_{max}，需要进行断电重启或切换 UVLO/EN 引脚才能重新启动器件。

110% V_{OVP-H} 以及 90% V_{UVP} 功能会在 DVS (I2C V_{OUT} 重新编程) 期间被禁用。

6.3.10.2 热关断 (TSD)

如果结温 (T_J) 超过 T_{TSD-RISING} 阈值，内部热关断 (TSD) 功能可以通过禁用 MOSFET 驱动器和 VCC 稳压器来保护器件。当结温 (T_J) 通过 T_{TSD-HYS} 迟滞降低后，器件将根据功能状态图继续运行。

当设备在接近热关机的情况下运行时，将设置热关机警告标志（请参阅寄存器状态字节 (0x5)）。

6.3.11 故障指示器 (nFAULT 引脚)

该器件用于提供故障指示器 (nFAULT 引脚)，可简化时序控制和监控。nFAULT 为开漏输出，可以从外部连接上拉电阻器。当 V_{OUT} 引脚电压高于 V_{UVP-H} 阈值时，nFAULT 开关断开。在以下情况下，nFAULT 会被拉低：

- V_{OUT} 引脚电压低于 V_{OUT} 下降欠压阈值 V_{UVP-L}。
- V_{OUT} 引脚电压高于 110% V_{OVP-H} 或编程的 V_{OVP_max-H} 上升阈值，且已启用 nFAULT_{OVP} 功能。当禁用 nFAULT_{OVP} 功能时，如果发生 OVP 事件，nFAULT 则不会被拉至低电平。
- 器件处于关断状态且 V_{BIAS} 大于约 1.7V（请参阅功能状态图）。
- EN/UVLO 引脚电压降至欠压锁定阈值电压 V_{UVLO-FALLING} 以下。
- VCC 稳压器电压 VCC 降至欠压锁定阈值 V_{VCC-UVLO-FALLING} 以下。
- 热关断被触发（请参阅功能状态图）。
- 热警告被触发。
- HB 引脚电压低于 V_{HB} 的下降 V_{HB-UVLO} 阈值，并且引导刷新进入 512 个周期的断续模式关断时间（请参阅 MOSFET 驱动器、集成式自举二极管和断续模式故障保护 (LO、HO、HB 引脚)）。nFAULT 仅在断续关断时间内被拉低。

- 超出开关峰值电流限值 20%，并且 ICL_{latch} 功能被启用。
- 发生 OTP 存储器故障 (CRC 故障)。

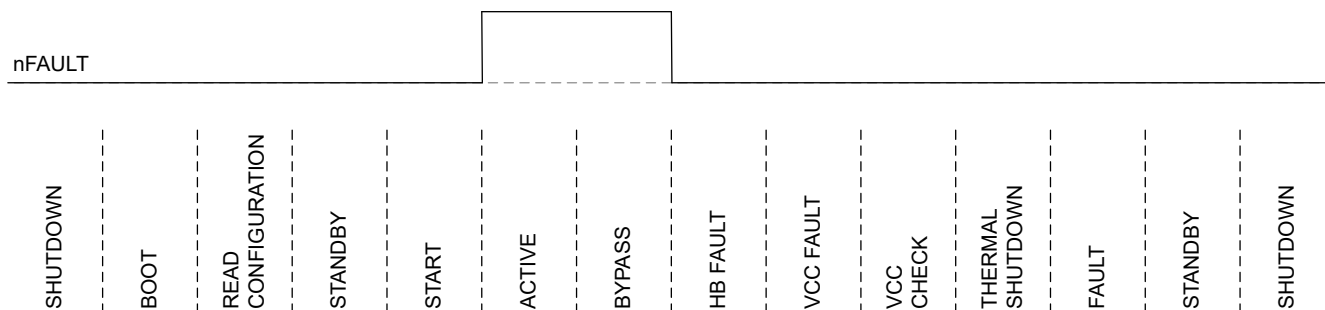


图 6-16. 所有器件状态的 nFAULT 状态

6.3.12 斜率补偿 (CSP、CSN)

电流检测放大器具有大小为 10 的增益 (ACS)，并为防止高占空比下的次谐波振荡，增加了内部斜率补偿斜坡。补偿斜坡的斜率必须至少大于所检测到电感器电流下降斜率的一半，这在 [方程式 13](#) 中的裕度 >1 时履行。

$$\frac{V_{OUT} - V_I}{2 \times L} \times R_{SNS} \times Margin < V_{SLOPE} \times f_{SW} \quad (13)$$

6.3.13 电流检测设置和开关峰值电流限制 (CSP、CSN)

峰值电流限制由检测电阻 R_{SNS} 设置。当 CSP – CSN 达到阈值 V_{CLTH} (典型值为 60mV) 时，正峰值电流限制生效。当达到 V_{NCLTH} (典型值为 -28mV) 时，负峰值电流限制生效。[图 6-17](#) 中的 R_1 和 R_2 为 0Ω， R_3 为开路。

$$R_{SNS} = \frac{I_{peak_lim}}{V_{CLTH}} \quad (14)$$

可以通过添加电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 来调整峰值电流限制。电阻 R_1 和 R_2 需要具有相同的值。由于 CS 放大器由 CSP 引脚供电，因此选择的电阻小于 1Ω。选择的 R_3 在 1Ω 至 20Ω 之间。

$$I_{peak_lim} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3} + 1 \right) \times \frac{V_{CLTH}}{R_{SNS}} \quad (15)$$

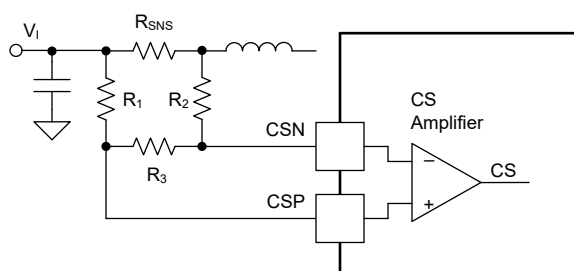


图 6-17. 通过添加电阻器进行峰值限制调整

通常为 -28mV 的负峰值电流限制是一种额外的安全保护措施，通常不会达到该负峰值电流限制，因为负电流已经受到 COMP 引脚电压的限制。 V_{COMP} 通常被钳位在 200mV，这会将开关电流的电压限制为大约 -20mV 的感应电压。

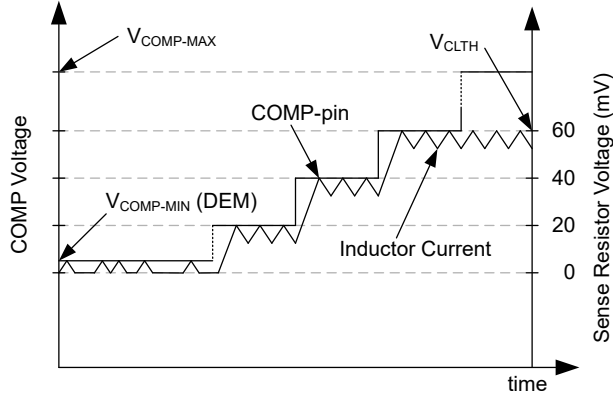


图 6-18. 通过 COMP 引脚电压和感测电阻电压限制开关电流 (DEM)

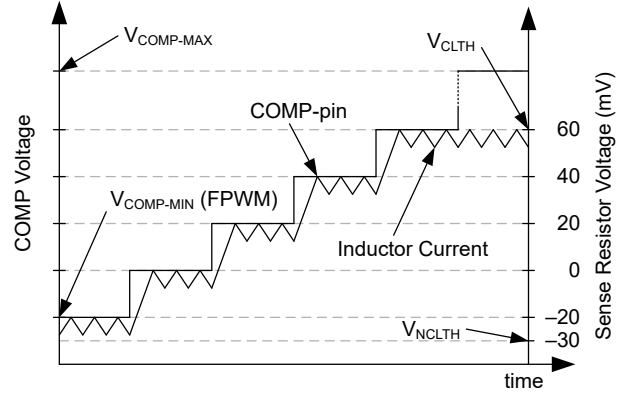


图 6-19. 通过 COMP 引脚电压和感测电阻电压限制开关电流 (FPWM)

6.3.14 输入电流限制和监测 (ILIM、IMON、DLY)

监测 IMON 引脚上的平均 V_I 输入电流。平均检测输入电流在 IMON 引脚产生拉电流，该电流由电阻 R_{IMON} 转换为电压。所产生的电压 V_{IMON} 可根据 [方程式 17](#) 进行计算，而所需的电阻 R_{IMON} 可根据 [方程式 16](#) 进行计算。 V_{IMON} 可稳压至高达 3V，并具有自保护功能，不会达到绝对最大值。

$$R_{IMON} = \frac{V_{IMON}}{R_{SNS} \times I_{IN} \times G_{IMON} + I_{OFFSET}} \quad (16)$$

$$V_{IMON} = (R_{SNS} \times I_{IN} \times G_{IMON} + I_{OFFSET}) \times R_{IMON} \quad (17)$$

R_{SNS} 是检测电阻。输入电流 I_{IN} 、跨导增益 G_{IMON} 和失调电流 I_{OFFSET} 由电气特性表给定。

可以通过在 ILIM 引脚上连接一个适当的电阻来限制平均输入电流。当输入电流限制处于活动状态时， V_{OUT} 会调低，直至达到设定的平均输入电流限值。如果 V_{OUT} 调节至低于 V_I 电压，则无法再对电流进行限制。DLY 引脚电容器 C_{DLY} 增加额外的延迟时间 t_{DLY} 来激活和停用平均输入电流限制（请参阅 [平均电流限值](#)）。当 ILIM 引脚电压达到阈值 V_{ILIM} （典型值为 1V）时，拉电流 I_{DLY} 被激活，为 DLY 引脚电容器 C_{DLY} 充电。DLY 引脚电压 V_{DLY} 上升，直至达到 $V_{DLY_peak_rise}$ ，这会激活平均输入电流限制。ILIM 引脚电压被调节至 V_{ILIM} ，而输入电流被向下调节至由 R_{ILIM} 设定的平均输入电流限值，从而产生一个压降 V_{OUT} 。要退出平均电流限制调节，输出负载必须降低，这会导致 V_{OUT} 上升，同时 V_{ILIM} 降至 V_{ILIM_reset} （典型值为 0.88V）以下。 V_{ILIM_reset} 会激活灌电流 I_{DLY} ，从而使 DLY 引脚电容器 C_{DLY} 放电。当 V_{DLY} 达到 $V_{DLY_peak_fall}$ 时，平均输入电流限制将被禁用，而 DLY 引脚将放电至 V_{DLY_valley} 。所需电阻 R_{ILIM} 根据 [方程式 18](#) 计算得出，电容 C_{DLY} 根据 [方程式 20](#) 计算得出。

$$R_{ILIM} = \frac{1V}{R_{SNS} \times I_{IN_LIM} \times G_{IMON} + I_{OFFSET}} \quad (18)$$

$$t_{DLY} = \frac{2.6 \times C_{DLY}}{5 \times 10^{-6}} \quad (19)$$

$$C_{DLY} = t_{DLY} \times \frac{5 \times 10^{-6}}{2.6} \quad (20)$$

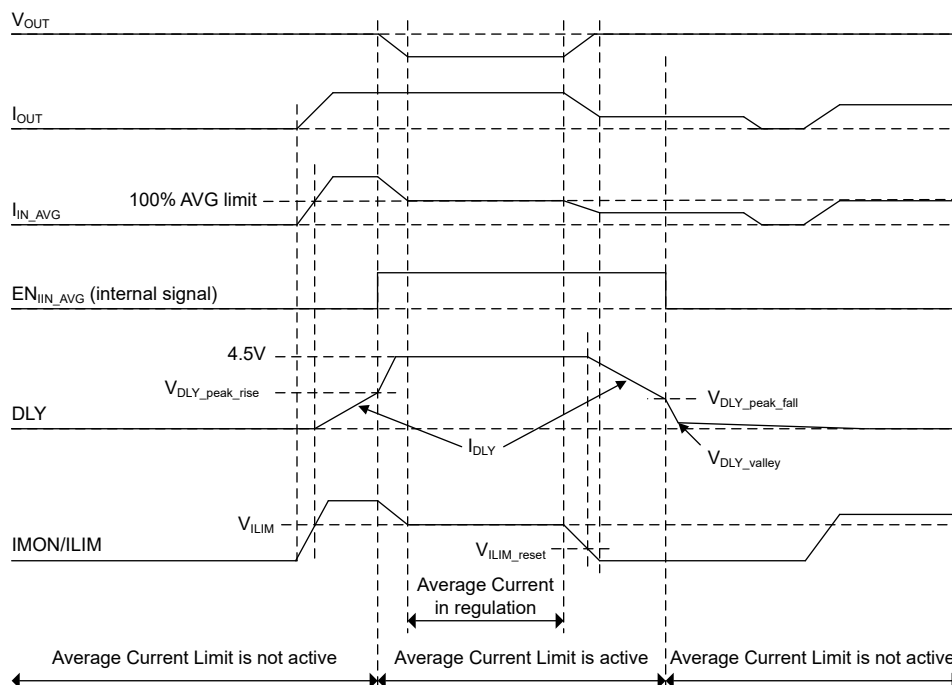


图 6-20. 平均电流限值

虽然 DLY 引脚电容器会增加恒定延迟，但可以通过在 ILIM/IMON 引脚上添加与 R_{ILIM} 电阻器并联的 RC 振荡电路来增加 V_{OUT} 负载相关的延迟。RC 振荡电路的电阻 R_{C_IMON} 根据 [方程式 21](#) 计算得出，电容 C_{IMON} 根据 [方程式 22](#) 计算得出。

$$R_{C_IMON} = \frac{1}{20\pi \times C_{IMON}} \quad (21)$$

$$C_{IMON} = \frac{t_{delay}}{R_{IMON} \times \ln\left(\frac{R_{IMON} \times I_{MON} - V_{IMON_0A}}{R_{IMON} \times I_{MON} - V_{ILIM}}\right)} \quad (22)$$

6.3.15 最大占空比和最小可控导通时间限制

为了涵盖电阻元件导致的非理想因素，实现了最大占空比限制 D_{MAX} 和最小强制关闭时间。在 CCM 运行模式下，编程的输出电压 V_{OUT} 支持的最小输入电压 V_{I_MIN} 由最大占空比 D_{MAX} 定义（请参阅[方程式 23](#)）。在 DEM 运行模式下，最小输入电压 V_{I_MIN} 不受 D_{MAX} 的限制。

$$V_{I_MIN} \approx V_{OUT} \times (1 - D_{MAX}) + I_{L_MAX} \times (R_{DCR} + R_{SNS} + R_{DS(ON)}) \quad (23)$$

其中

- I_{L_MAX} 是最低输入电压 V_{I_MIN} 时的最大输入电流
- R_{DCR} 是电感器的直流电阻
- R_{SNS} 是检测电阻的电阻值
- $R_{DS(ON)}$ 为 MOSFET 的导通电阻

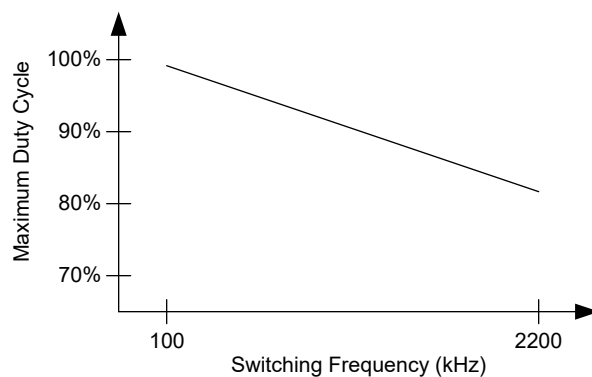


图 6-21. 开关频率与最大占空比间的关系

在极轻负载条件下或当 V_I 接近 V_{OUT} 时，如果所需导通时间小于 t_{ON-MIN} ，器件将跳过低侧驱动器脉冲，以避免 V_{OUT} 失控。此脉冲跳跃表现为随机行为。如果 V_I 进一步增加到高于 V_{OUT} 的电压，所需导通时间将变为零，且器件最终进入旁路模式，此旁路模式将 100% 导通高边驱动器。

6.3.16 信号抗尖峰脉冲概述

下图展示了信号抗尖峰脉冲。对于所有信号，上升沿和下降沿都以相同的抗尖峰脉冲时间进行抗尖峰脉冲。

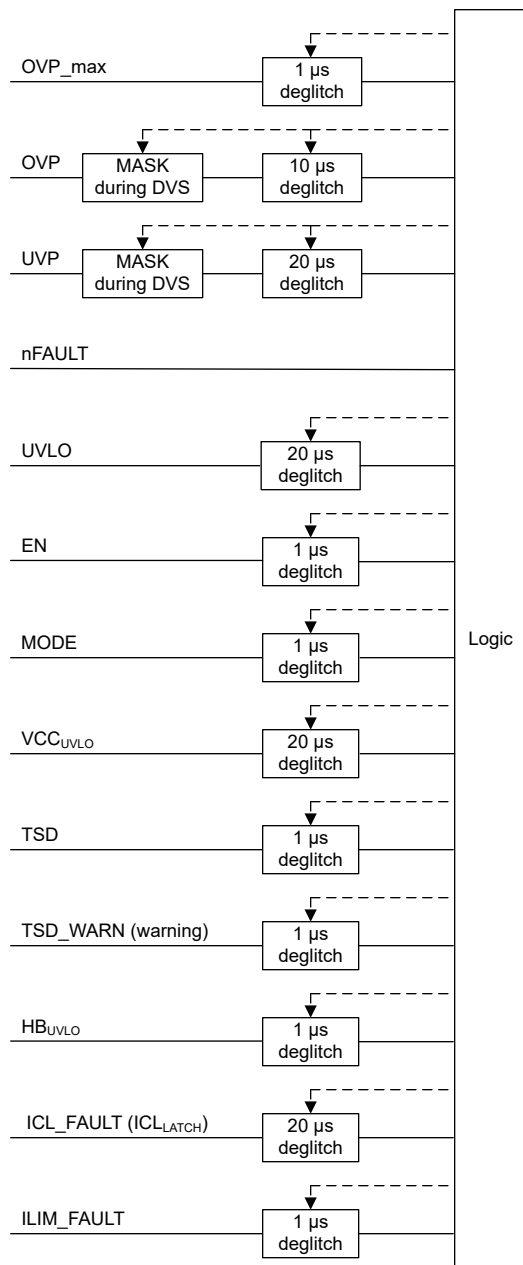


图 6-22. 信号抗尖峰脉冲

6.3.17 MOSFET 驱动器、集成式自举二极管和断续模式故障保护 (LO、HO、HB 引脚)

该器件集成 N 沟道逻辑 MOSFET 驱动器。LO 驱动器由 VCC 供电，而 HO 驱动器由 HB 供电。当通过导通低侧 MOSFET 而使 SW 引脚电压约为 0V 时，电容器 C_{HB} 由 VCC 通过内部自举二极管充电。 C_{HB} 的建议值为 $0.1\mu F$ 。在关断期间，栅极驱动器输出为高阻抗。

LO 和 HO 输出采用自适应死区时间方法进行控制，这可确保两个输出不会同时启用，从而防止击穿。当器件开启 LO 时，自适应死区时间逻辑会关闭 HO 并等待 HO - SW 电压降至典型值 1.5V 以下，然后在短暂的可编程死区时间延迟 t_{DHL} 后开启 LO。同样，HO 驱动器开启会出现延迟，直到 LO - PGND 电压放电至典型值 1.5V 以下。然后，在经过同样的可编程死区时间延迟 t_{DLH} 后，HO 会开启。

如果在启动期间驱动器输出电压低于 MOSFET 栅极平坦电压，则转换器可能无法正常启动，并且可能会在高功耗状态下保持在最大占空比。通过选择阈值较低的 MOSFET 或在 BIAS 引脚电压足够时导通器件，可以避免这种情况。在旁路操作期间，最小 HO - SW 电压为 3.75V。

断续模式故障保护由 $V_{HB-UVLO}$ 触发。如果 HB - SW 电压低于 HB UVLO 阈值 ($V_{HB-UVLO}$)，则 LO 将强制开启 75ns 来为升压电容器充电。该器件允许多达四个连续的充电开关周期。在最多四个连续的自举充电开关周期后，该器件将在 12 个周期跳过该开关操作。如果该器件在四组（每组四个）连续的充电开关周期后未能为自举电容器充满电，该器件将停止开关操作，并进入 512 个周期的断续模式关断时间。在断续模式关断时间 $nFAULT$ = 低电平且 SS 引脚接地。

如果需要，可通过添加与下拉 PNP 晶体管并联的栅极电阻器来调节开关节点电压的压摆率。该电阻器会降低有效死区时间。

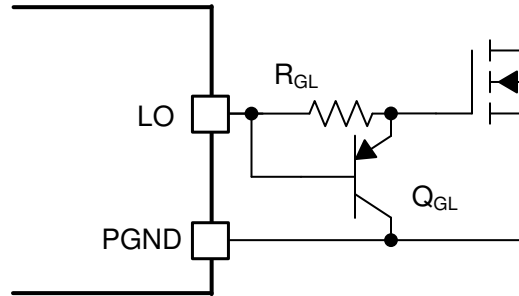


图 6-23. 压摆率控制

6.3.18 I2C 特性

I2C 地址通过 CFG 引脚按照表 6-1 进行选择，I2C 特性在以下寄存器说明中进行了说明（另请参阅 LM51261A-Q1 寄存器）。I2C 接口在 UVLO/EN 引脚电压 $> V_{EN-RISING}$ 时激活。为避免故障，当器件进入起始状态时，配置 3 寄存器 0x3 中的配置设置 DEAD_TIME 和 SINGLE_DUAL 在启动后受到写入保护。运行期间，可更改其他设置。

6.3.18.1 寄存器 VOUT (0x0)

该寄存器设置输出电压 V_{OUT} 。 V_{OUT} 可以按 1V 步长进行编程，其中设置 0b000000 时会选择 6V，而设置 0b110110 时则会选择 60V。对于设置 $\geq 0b110111$ ，ATRK/DTRK 引脚用于设置 V_{OUT} 。如果选择了 ATARK/DTRK 引脚，则根据“VOUT 编程”部分 V_{OUT} 编程 (VOUT、ATRK、DTRK) 对 V_{OUT} 电压进行编程。

6.3.18.2 寄存器配置 1 (0x1)

该寄存器在以下情况下会设置 OVP_{max} 电平：通过 I2C 编程时，如果 nFAULT 引脚指示热关断警告信号和输出电压 V_{OUT} 压摆率。

OVP_{MAX} 位用于设置最大过压保护等级 ($V_{OVP_{max}}$)。

$OVP_{max} = 0b00$ 设置 64V

$OVP_{max} = 0b01$ 设置 50V

$OVP_{max} = 0b10$ 设置 35V

$OVP_{max} = 0b10$ 设置 28.5V

当器件温度接近热关断温度时，系统将生成热警告标志（请参阅 [寄存器配置 3 \(0x3\)](#)）。当 $nFAULT_TWARN$ 位 = $0b1$ 时，在热警告期间， $nFAULT$ 引脚会被拉低。当 $nFAULT_TWARN$ 位 = $0b1$ 时， $nFAULT$ 引脚不会对热警告信号做出反应。

为了避免在运行期间通过 I2C 更改输出电压时出现高输入电流，输出电压通过数字电压调节 (DVS) 以 1V 步进方式变化，并以可编程转换率 V_{OUT_SLEW} 平滑升降至新的目标电压（请参阅 [图 6-24](#)）。电压变化 (DVS) 期间，110% 过压保护 (V_{OVP-H}) 和欠压保护 (V_{UVP}) 被禁用。在 I2C 设定电压和 $ATRK/DTRK$ 引脚之间切换 V_{OUT} 编程时，不会出现 V_{OUT} 平滑或限制。

$V_{OUT_SLEW} = 0b000$ ，设 无转换率控制 (DVS = 禁用)
置为

$V_{OUT_SLEW} = 0b001$ ，设 1V / 100 μs
置为

$V_{OUT_SLEW} = 0b010$ ，设 1V / 200 μs
置为

$V_{OUT_SLEW} = 0b011$ ，设 1V / 400 μs
置为

$V_{OUT_SLEW} = 0b100$ ，设 1V / 800 μs
置为

$V_{OUT_SLEW} = 0b101$ ，设 1V / 1.6ms
置为

$V_{OUT_SLEW} = 0b110$ ，设 1V / 3.2ms
置为

$V_{OUT_SLEW} = 0b111$ ，设 1V / 6.4ms
置为

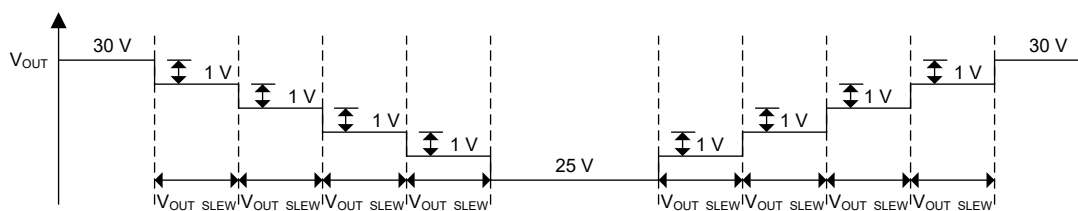


图 6-24. V_{OUT} 编程示例 30V 至 25V 至 30V

6.3.18.3 寄存器配置 2 (0x2)

此寄存器可设置当 V_{OUT} 达到过压保护 OVP_{max} 时的行为、运行模式 (DEM 或 FPWM)，以及 $nFAULT$ 引脚是否指示过压事件 (OVP)。寄存器还可启用或禁用输入电流限制 (ICL) 保护和展频 (DRSS)。UVLO 位会覆盖 UVLO 功能，并且器件的行为就好像已超过 UVLO 上升阈值，从而启动软启动一样。

OVP_MAX_LATCH： 在触发 OVP_{max} 时，可选择器件是否使用内置 1V 磁滞并在断续模式下运行 [0b0]，或者器件是否进入故障状态并保持锁存 [0b1]。

OPERATION_MODE： 选择是否通过 MODE 引脚 [0b00] 设置运行模式，或者是否覆盖 MODE 引脚并设置 DEM 模式 [0b01] 或 FPWM 模式 [0b10 或 0b11]。

NFAULT_OVP :	选择 nFAULT 引脚是否也对过压 (OVP) 做出反应。启用 [0b1] 后, 当 V_{OUT} 高于 OVP (过压保护) 阈值或低于 UV (欠压) 阈值时, nFAULT 引脚会被拉至低电平。禁用 [0b0] 后, 仅当 V_{OUT} 低于 UV (欠压) 阈值时, nFAULT 引脚才会被拉至低电平。
ICL_LATCH :	当启用 I_{CL_latch} [0b1] 且电流超出峰值电流限制 20% 时, 器件会进入故障状态 (关闭并锁存)。如果禁用 I_{CL_latch} [0b0], 则器件将保持活动状态, 并尝试将电感器电流限制在峰值电流限制状态。
SPREAD_SPECTRUM	选择是否启用双随机展频 (DRSS) [0b1] 或禁用时钟抖动 [0b0]。
UVLO	选择覆盖 UVLO 功能 [0b1] 时, 器件的行为就像 UVLO/EN 高于 UVLO 上升阈值一样。当该位设置回 [0b0] 时, 可再次禁用/启用 UVLO 功能, 从而将控制权交还给 UVLO/EN 引脚。

6.3.18.4 寄存器配置 3 (0x3)

该寄存器设置热关断警告温度差、最小栅极驱动器死区时间, 以及是否使用外部时钟信号。该寄存器还定义了单器件配置还是双器件配置中使用器件。当进入起始状态时, DEAD_TIME 和 SINGLE_DUAL 设置在启动后会受到写保护, 以避免发生故障。

TSDW :	热关断警告设置。设置相对于 $T_{TSD-RISING}$ 的温度变化。 [0b00] : 20°C [0b01] : 35°C [0b10] : 50°C [0b11] : 70°C
DEAD_TIME :	设置栅极驱动器最小死区时间, 对于所有设置, 自动死区时间控制均处于激活状态。 [0b000] : 14ns [0b001] : 30ns [0b010] : 50ns [0b011] : 75ns [0b100] : 100ns [0b101] : 125ns [0b110] : 150ns [0b111] : 200ns
SINGLE_DUAL :	定义器件是独立运行还是使用内部或外部时钟以堆叠配置运行。 [0b000] : 器件在独立模式下使用内部振荡器运行。 [0b001] : 器件在独立模式下使用通过 SYNCIN 引脚施加的外部时钟信号运行。 [0b010] : 器件用作副器件, 将其时钟与 SYNCIN 引脚信号同步。 [0b011] : 器件用作副器件, 将其时钟与 SYNCIN 引脚信号同步。 [0b100] : 器件用作副器件, 将其时钟与 SYNCIN 引脚信号同步。 [0b101] : 器件用作副器件, 将其时钟与 SYNCIN 引脚信号同步。 [0b110] : 器件用作副器件, 将其时钟与 SYNCIN 引脚信号同步。 [0b111] : 器件用作副器件, 将其时钟与 SYNCIN 引脚信号同步。

6.3.18.5 寄存器运行状态 (0x4)

该寄存器是只读寄存器, 用于显示当前的 FSM 运行状态 (功能状态图)。

状态：	[0b0000]：待机
	[0b0001]：启动
	[0b0010]：处于活动状态的 DEM
	[0b0011]：处于活动状态的 FPWM
	[0b0100]：旁路
	[0b0101]：HB 故障
	[0b0110]：VCC 故障
	[0b0111]：故障
	[0b1000]：热关断
	[0b1001]：VCC 检查

6.3.18.6 寄存器状态字节 (0x5)

该寄存器为只读寄存器，用于显示器件状态。当信号通过[信号抗尖峰脉冲概述](#)中所述的抗尖峰脉冲滤波器时，所有位都被设置并锁存。可通过向位中写入“1”来复位单个位，要复位所有位，必须访问清除故障寄存器（[寄存器清除故障 \(0x6\)](#)），或者必须执行重新启动来重置器件。

CML：	通信、逻辑、存储器错误标志。当 CRC 存储器校验和失败时，会设置该故障标志。
	[0b0]：无故障 [0b1]：故障
HB_FAULT：	当高侧栅极驱动器 UVLO 被触发时，会设置该故障标志。
	[0b0]：无故障 [0b1]：故障
ICL_FAULT	当开关峰值电流超过 20% 时，会设置该故障标志。
	[0b0]：无故障 [0b1]：故障
ILIM_FAULT	当平均输入电流限制被触发时，会设置该故障标志。
	[0b0]：无故障 [0b1]：故障
VOUT_OVP	当 VOUT 达到过压保护 (OVP) 阈值时，会设置该故障标志。
	[0b0]：无故障 [0b1]：故障
VOUT_UVP	当 VOUT 达到欠压保护 (UVP) 阈值时，会设置该故障标志。
	[0b0]：无故障 [0b1]：故障
TSD	当器件结温 T_J 达到 $T_{SD-RISING}$ 阈值，从而触发热关断时，会设置该故障标志。
	[0b0]：无故障 [0b1]：故障
TSD_WARN	当器件结温 T_J 达到热关断警告 T_{SDW} 阈值时，会设置该警告标志。
	[0b0]：无警告 [0b1]：警告

6.3.18.7 寄存器清除故障 (0x6)

该寄存器是只读的。访问该寄存器会复位状态字节寄存器 0x5，从而清除所有锁存的状态标志。

6.4 器件功能模式

功能状态图 (FSM) 中显示了多个不同的操作模式。

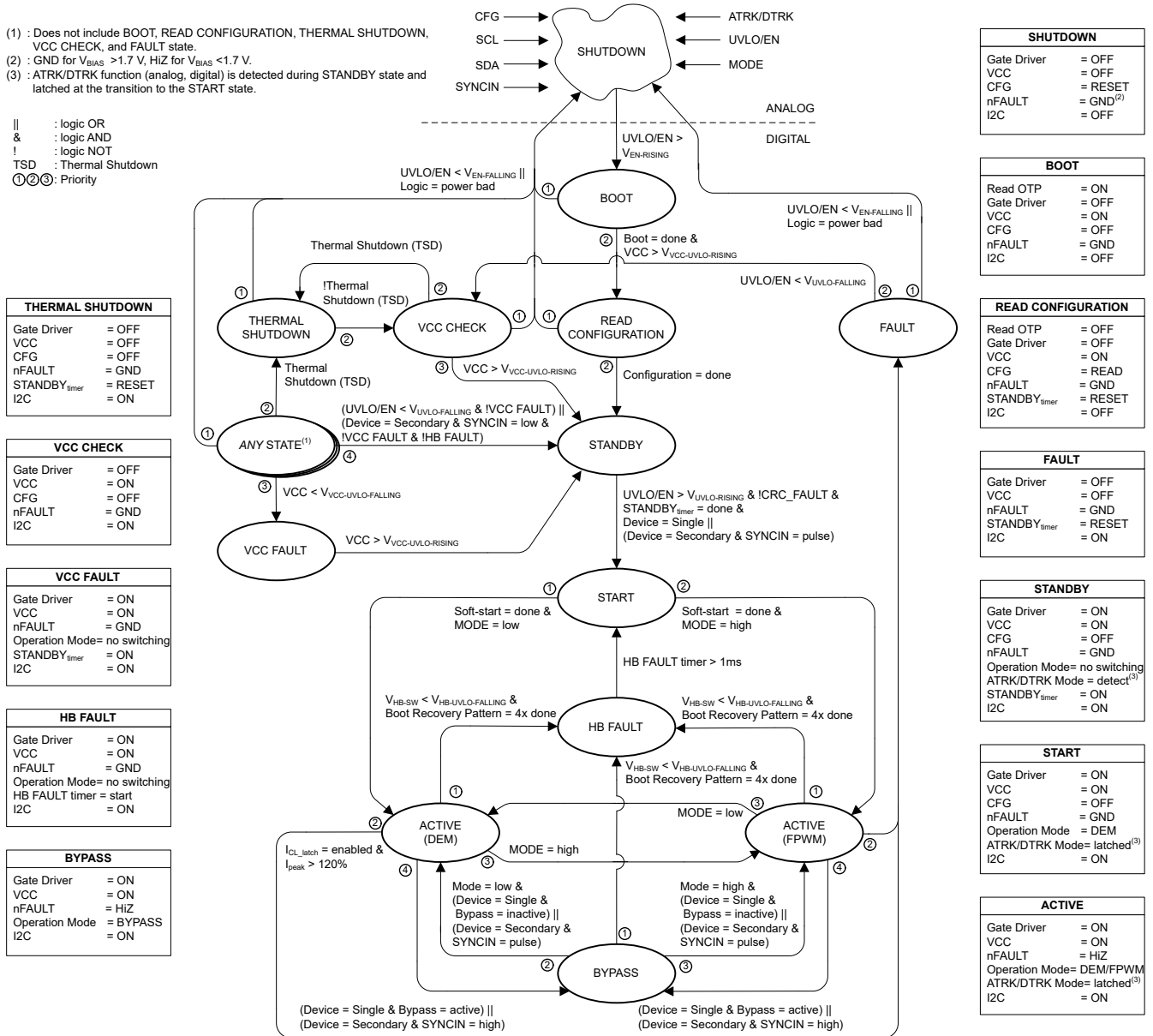


图 6-25. 功能状态图

6.4.1 关断状态

当 UVLO/EN 引脚为低电平时，器件将关断，通常从 BIAS 引脚消耗 $2\text{ }\mu\text{A}$ 电流并从 VOUT 引脚消耗 $0.001\text{ }\mu\text{A}$ 电流。在关断状态下，COMP、SS 和 nFAULT 接地。VCC 稳压器被禁用。

6.5 编程

该器件包含一个一次性可编程 (OTP) 非易失性存储器，用于存储配置设置和上电默认值。OTP 存储器仅可由 TI 工厂进行编程，但是在器件上电并进入待机状态后，就可以通过 I²C 接口更改配置设置。

6.5.1 I²C 总线运行

CFG 引脚用于设置器件地址。可选择 8 个不同的地址。

I²C 总线是控制器与一系列接收器器件之间的通信链路。该链路是使用一条双线总线建立的，这条总线包含串行时钟信号 (SCL) 和串行数据信号 (SDA)。在串行数据线路用于控制器与接收器终端之间双向数据通信的所有情况下，串行时钟均来源于控制器。每个器件都有一个开漏输出可用于在串行数据线路 (SDA) 上传输数据。为了在数据传输期间将漏极输出拉至高电平，在串行数据线路上放置一个外部上拉电阻器。该器件上配有一个接收器 I²C 接口，这个接口支持以标准模式、快速模式和快速+ 模式运行，数据速率分别高达 100kbit/s、400kbit/s 和 1000kbit/s，并可实现与 I²C 标准 3.0 兼容的自动递增寻址。

如图 6-26 所示，数据传输由一个来自控制器的起始位启动。在 SCL 信号的高电平期间，当 SDA 线路从高电平转换为低电平时，会识别到启动条件。接收到起始位后，该器件将在 SDA 输入端接收串行数据，并检查是否存在有效地址和控制信息。如果为器件设置了接收器地址位，则器件会发出确认脉冲并准备接收寄存器地址和数据。在接收到停止条件或接收到发送给器件的数据字时，数据传输即完成。停止条件是指在 SCL 信号的高电平期间，SDA 输入从低电平转换到高电平。SDA 线路的所有其他转换必须在 SCL 信号的low电平期间完成。在接收到有效地址、子地址和数据字后，会发出确认。I²C 接口通过寄存器地址实现自动定序，以便在一次给定的 I²C 传输中可以发送多个数据字。

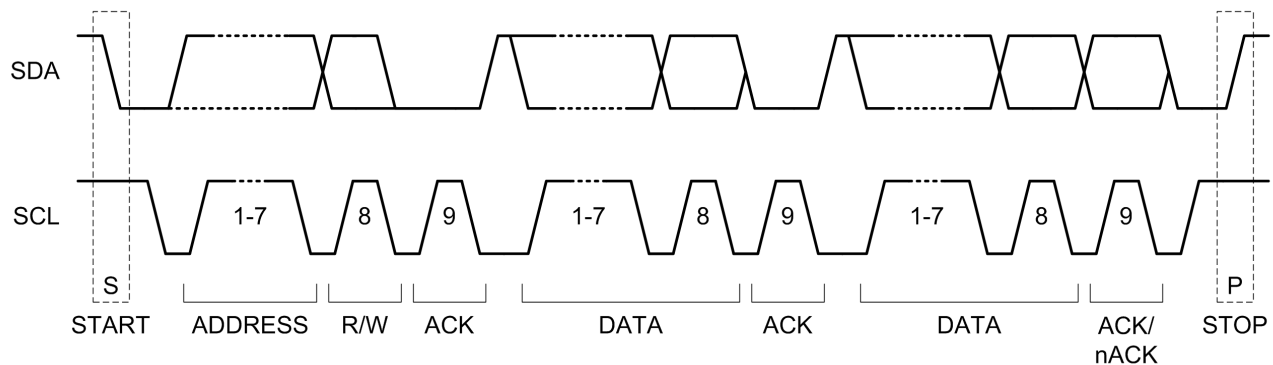


图 6-26. I²C 启动/停止/确认协议

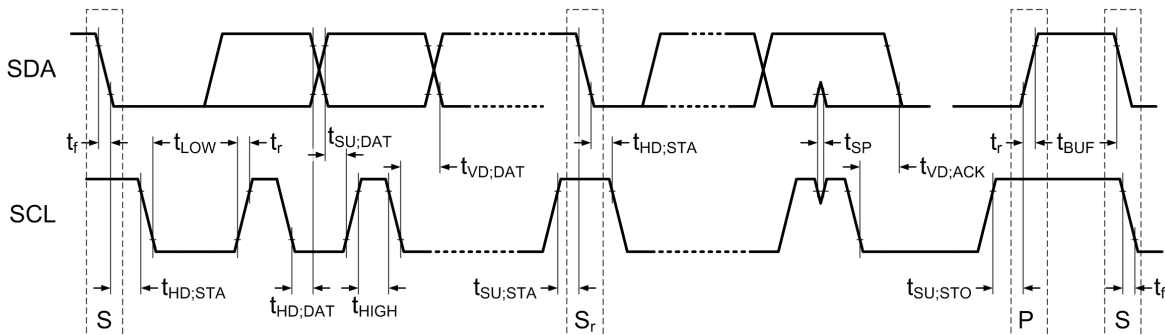


图 6-27. I²C 数据传输时序

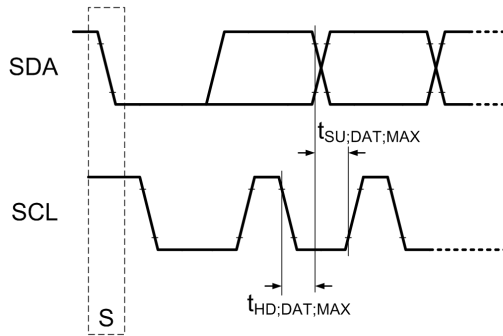


图 6-28. 最长上升/下降时间的 I²C 数据传输时序

时钟延展

不支持时钟延展。如果器件在繁忙期间被寻址且无法处理接收到的数据，则器件不会确认相关事务。如果控制器在器件未完全启动时，启动 I²C 事务，将无法确认该器件。

数据传输格式

该器件支持四种不同的读取/写入操作：

- 从定义的寄存器地址进行单次读取。
- 对定义的寄存器地址进行单次写入。
- 从定义的寄存器地址开始进行顺序读取。
- 从定义的寄存器地址开始进行顺序写入。

从定义的寄存器地址进行单次读取

图 6-29 显示了对定义寄存器地址进行单次读取的格式。首先，控制器发出一个启动条件，后跟一个 7 位 I²C 地址。接下来，控制器写入 0，表示即将执行写入操作。接收到接收器的确认后，控制器会经由总线发送 8 位寄存器地址。在第二次确认之后，器件会将内部 I²C 寄存器编号设置为定义的值。然后，控制器发出重复启动条件，并发出 7 位 I²C 地址后跟 1 以表示其执行读取操作。在接收到第三次确认时，控制器将总线释放给器件。然后，器件在总线上返回寄存器的 8 位数据值。控制器进行否定确认 (nACK) 并发出停止条件。该操作结束寄存器读取。

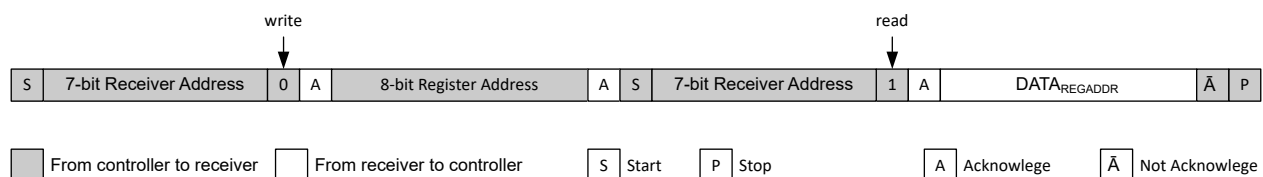


图 6-29. 从定义的寄存器地址进行单次读取

从定义的寄存器地址开始进行顺序读取

顺序读取操作是单个读取协议的扩展，如图 6-30 所示。控制器确认收到一个数据字节，器件会自动递增寄存器地址并返回下一个寄存器的数据。停止数据传输的方法是控制器不确认最后一个数据字节并发送停止条件。

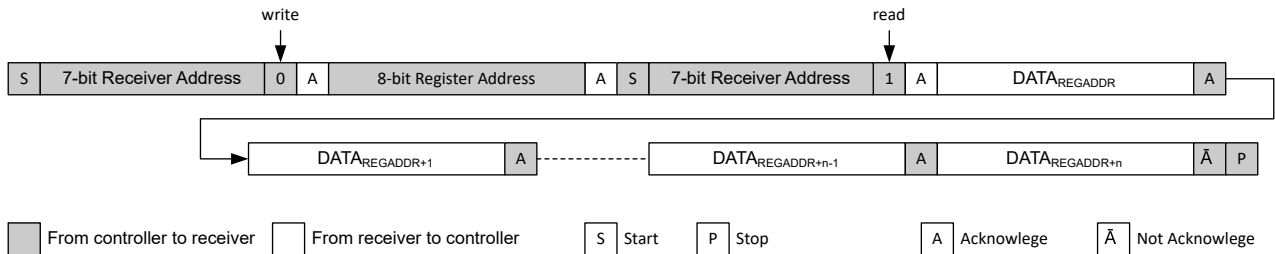


图 6-30. 从定义的寄存器地址开始进行顺序读取

对定义的寄存器地址进行单次写入

图 6-31 显示了对定义的寄存器地址进行单次写入的格式。首先，控制器发出一个启动条件，后跟一个 7 位 I²C 地址。接下来，控制器写入 0 以表示其要执行写操作。接收到接收器的确认后，控制器会经由总线发送 8 位寄存器地址。在第二次确认之后，器件将 I²C 寄存器地址设置为定义的值，控制器对其写入 8 位数据值。收到第三次确认后，器件会将 I²C 寄存器地址自动递增 1，而控制器会发出停止条件。该操作结束寄存器写入。

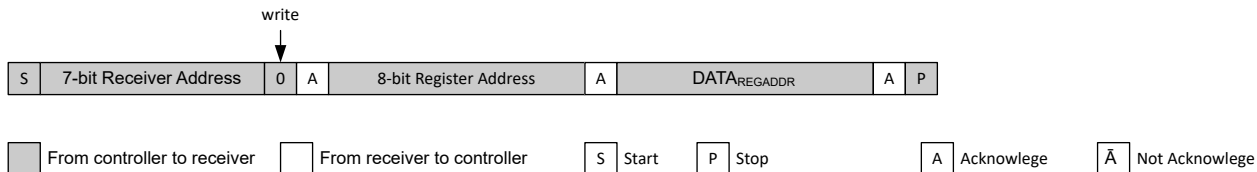


图 6-31. 对定义的寄存器地址进行单次写入

从定义的寄存器地址开始进行顺序写入

顺序写入操作是单个写入协议的扩展，如 图 6-32 所示。如果控制器在器件发出 ACK 后没有发送停止条件，则器件会自动将寄存器地址递增 1，并且控制器可以写入下一个寄存器。

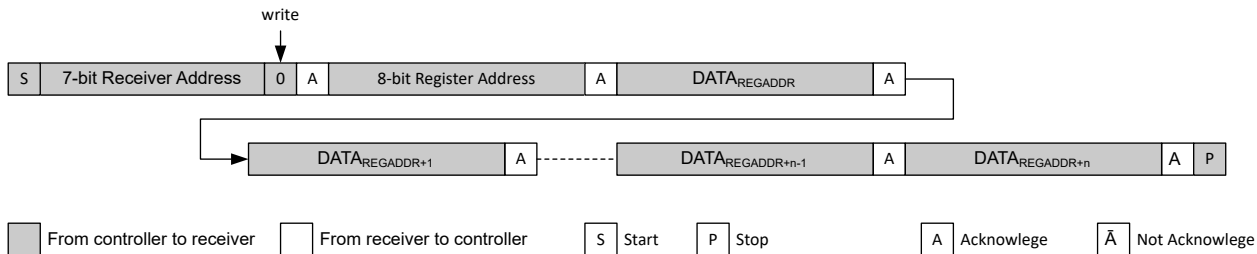


图 6-32. 在定义的寄存器地址开始进行顺序写入

7 LM51261A-Q1 寄存器

表 7-1 列出了 LM51261A-Q1 寄存器的存储器映射寄存器。表 7-1 中未列出的所有寄存器偏移地址都应视为保留的位置，并且不应修改寄存器内容。

表 7-1. LM51261A-Q1 寄存器

偏移	首字母缩写词	寄存器名称	部分
0h	VOUT	VOUT	节 7.1
1h	CONFIGURATION_1	CONFIGURATION_1	节 7.2
2h	CONFIGURATION_2	CONFIGURATION_2	节 7.3
3h	CONFIGURATION_3	CONFIGURATION_3	节 7.4
4h	OPERATION_STATE	OPERATION_STATE	节 7.5
5h	STATUS_BYTE	STATUS_BYTE	节 7.6
6h	CLEAR_FAULTS	CLEAR_FAULTS	节 7.7

复杂的位访问类型经过编码可适应小型表单元。表 7-2 展示了适用于此部分中访问类型的代码。

表 7-2. LM51261A-Q1 访问类型代码

访问类型	代码	说明
读取类型		
R	R	读取
写入类型		
W	W	写入
复位或默认值		
-n		复位后的值或默认值

7.1 VOUT 寄存器 (偏移 = 0h) [复位 = 3Fh]

表 7-3 中显示了 VOUT。

返回到[汇总表](#)。

输出电压编程

表 7-3. VOUT 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7-6	NIL	R	0h	此位未在硬件中实现。在写入操作期间会忽略此位的数据。在读取操作期间会返回 0。

表 7-3. VOUT 寄存器字段说明 (续)

位	字段	类型	复位	说明
5-0	VOUT	R/W	3Fh	输出电压设置或 ATRK/DTRK 引脚 VOUT 编程。 0h = 6V 1h = 7V 2h = 8V 3h = 9V 4h = 10V 5h = 11V 6h = 12V 7h = 13V 8h = 14V 9h = 15V Ah = 16V Bh = 17V Ch = 18V Dh = 19V Eh = 20V Fh = 21V 10h = 22V 11h = 23V 12h = 24V 13h = 25V 14h = 26V 15h = 27V 16h = 28V 17h = 29V 18h = 30V 19h = 31V 1Ah = 32V 1Bh = 33V 1Ch = 34V 1Dh = 35V 1Eh = 36V 1Fh = 37V 20h = 38V 21h = 39V 22h = 40V 23h = 41V 24h = 42V 25h = 43V 26h = 44V 27h = 45V 28h = 46V 29h = 47V 2Ah = 48V 2Bh = 49V 2Ch = 50V 2Dh = 51V 2Eh = 52V 2Fh = 53V 30h = 54V 31h = 55V 32h = 56V 33h = 57V 34h = 58V 35h = 59V 36h = 60V 37h = ATRK/DTRK 38h = ATRK/DTRK 39h = ATRK/DTRK 3Ah = ATRK/DTRK 3Bh = ATRK/DTRK 3Ch = ATRK/DTRK 3Dh = ATRK/DTRK 3Eh = ATRK/DTRK

表 7-3. VOUT 寄存器字段说明 (续)

位	字段	类型	复位	说明
				3Fh = ATRK/DTRK

7.2 CONFIGURATION_1 寄存器 (偏移 = 1h) [复位 = 04h]

CONFIGURATION_1 如表 7-4 所示。

返回到[汇总表](#)。

器件配置 1

表 7-4. CONFIGURATION_1 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7-6	NIL	R	0h	此位未在硬件中实现。在写入操作期间会忽略此位的数据。在读取操作期间会返回 0。
5-4	OVP_MAX	R/W	0h	OVP 阈值。 0h = 64V 1h = 50V 2h = 35V 3h = 28.5V
3	NFAULT_TWARN	R/W	0h	TWARN 上的 nFault 引脚行为。 0h = nFAULT 引脚未对热警告信号做出反应 (默认行为) 1h = nFault 引脚对热警告信号做出反应并下拉至低电平
2-0	VOUT_SLEW	R/W	4h	输出电压压摆率设置。 0h = 无转换率控制 1h = 1V/100us 2h = 1V/200us 3h = 1V/400us 4h = 1V/800us 5h = 1V/1.6ms 6h = 1V/3.2ms 7h = 1V/6.4ms

7.3 CONFIGURATION_2 寄存器 (偏移 = 2h) [复位 = 80h]

CONFIGURATION_2 如表 7-5 所示。

返回到[汇总表](#)。

器件配置 2

表 7-5. CONFIGURATION_2 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	OVP_MAX_LATCH	R/W	1h	设置达到最大过压保护电平 (OVP_max) 时的器件行为。 0h = 1V 磁滞 1h = 关断和闩锁
6-5	OPERATION_MODE	R/W	0h	运行模式选择 (MODE 引脚、DEM、FPWM)。 0h = MODE 引脚 1h = DEM 2h = FPWM 3h = FPWM
4	NFAULT_OVP	R/W	0h	设置检测到欠压或过压时的 nFAULT 引脚行为。启用后，当 VOUT 高于过压保护阈值 (OVP 或 OVP_max)，或低于欠压阈值 (UV) 时，nFAULT 引脚会被拉至低电平。禁用后，仅当 VOUT 低于 UV (欠压) 阈值时，nFAULT 引脚才会被拉至低电平。 0h = 禁用 1h = 启用
3	ICL_LATCH	R/W	0h	选择器件在峰值电流限值超过 20% 时是否关断 (启用)，或者器件是否继续运行 (禁用)。 0h = 禁用 1h = 启用
2	SPREAD_SPECTRUM	R/W	0h	启用/禁用时钟抖动 (展频)。 0h = 禁用 1h = 启用
1	RESERVED	R/W	0h	该位没有影响。在写入操作期间，此位的数据会写入，但会被忽略。在读取操作期间，根据位编程返回 0 或 1。
0	UVLO	R/W	0h	当该位设置为“1”时，器件的行为就好像 UVLO/EN 高于 UVLO 上升阈值。只要该位设置为“1”，UVLO 功能就会被禁用。如果该位设置为“0”，则 UVLO 功能再次由 UVLO/EN 引脚控制。 0h = UVLO/EN 引脚 1h = 覆盖 UVLO 功能

7.4 CONFIGURATION_3 寄存器 (偏移 = 3h) [复位 = A1h]

CONFIGURATION_3 如表 7-6 所示。

返回到[汇总表](#)。

器件配置 3

表 7-6. CONFIGURATION_3 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7-6	TSDW	R/W	2h	热关断警告设置。当达到相对于 TTSD-RISING 的温度差值时，会设置 TSD_WARN 标志。 0h = 20°C 1h = 35°C 2h = 50°C 3h = 70°C
5-3	DEAD_TIME	R/W	4h	死区时间设置。该位选择最短死区时间。 0h = 14ns 1h = 30ns 2h = 50ns 3h = 75ns 4h = 100ns 5h = 125ns 6h = 150ns 7h = 200ns
2-0	SINGLE_DUAL	R/W	1h	单或双芯片配置。双芯片配置需要 LM5125A-Q1 作为控制器。 0h = 单个器件；SYNCIN = 关闭；时钟抖动 = SPREAD_SPECTRUM 设置 1h = 单个器件外部时钟；SYNCIN = 开启；时钟抖动 = 禁用 2h = 辅助器件；SYNCIN = 开启；时钟抖动 = 禁用 3h = 辅助器件；SYNCIN = 开启；时钟抖动 = 禁用 4h = 辅助器件；SYNCIN = 开启；时钟抖动 = 禁用 5h = 辅助器件；SYNCIN = 开启；时钟抖动 = 禁用 6h = 辅助器件；SYNCIN = 开启；时钟抖动 = 禁用 7h = 辅助器件；SYNCIN = 开启；时钟抖动 = 禁用

7.5 OPERATION_STATE 寄存器 (偏移 = 4h) [复位 = 00h]

表 7-7 中显示了 OPERATION_STATE。

返回到[汇总表](#)。

器件运行状态

表 7-7. OPERATION_STATE 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7-4	NIL	R	0h	此位未在硬件中实现。在写入操作期间会忽略此位的数据。在读取操作期间会返回 0。
3-0	状态	R	0h	该位显示器件处于哪种运行状态。 0h = 待机 1h = 起始 2h = DEM 处于活动状态 3h = FPWM 处于活动状态 4h = 旁路 5h = HB 故障 6h = VCC 故障 7h = FAULT 8h = 热关断 9h = VCC 检查

7.6 STATUS_BYTE 寄存器 (偏移 = 5h) [复位 = 00h]

表 7-8 展示了 STATUS_BYTE。

返回到[汇总表](#)。

故障状态低字节

表 7-8. STATUS_BYTE 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	CML	R	0h	通信、逻辑、存储器错误。 0h = 无故障 1h = 故障
6	HB_FAULT	R	0h	已触发高侧驱动器 UVLO。 0h = 无故障 1h = 故障
5	ICL_FAULT	R	0h	已触发峰值电流限制 +20%。 0h = 无故障 1h = 故障
4	ILIM_FAULT	R	0h	已触发平均输入电流限制。 0h = 无故障 1h = 故障
3	VOUT_OVP	R	0h	已触发过压保护 (OVP)。 0h = 无故障 1h = 故障
2	VOUT_UVP	R	0h	已触发欠压保护 (UVP)。 0h = 无故障 1h = 故障
1	TSD	R	0h	已触发热关断。 0h = 无故障 1h = 故障
0	TSD_WARN	R	0h	热关断警告。器件接近热关断。 0h = 无警告 1h = 警告

7.7 CLEAR_FAULTS 寄存器 (偏移 = 6h) [复位 = 00h]

表 7-9 展示了 CLEAR_FAULTS。

返回到[汇总表](#)。

清除所有锁存的状态标志

表 7-9. CLEAR_FAULTS 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7-0	CLEAR_FAULTS	R	0h	访问地址足以清除 STATUS_BYTE 寄存器 0x05 中的故障。

8 应用和实施

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 元件规格，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客户负责确定元件是否适合其用途，以及验证和测试其设计实现以确认系统功能。

8.1 应用信息

LM51261A-Q1 是一款单相升压转换器。按照以下设计过程为 LM51261A-Q1 选择元件值。

有关典型应用和曲线，请参阅 [LM5126A 评估模块](#)。

使用 [LM5126A 快速入门计算器](#) 可加快为给定应用设计稳压器的过程。

另外也可以使用 WEBENCH® 软件生成完整设计。生成设计时，WEBENCH 软件采用一种迭代设计过程并访问综合元件数据库。

本部分简要讨论了设计过程。

8.1.1 反馈补偿

升压稳压器的开环响应定义为调制器传递函数和反馈传递函数的乘积。在 dB 标度下绘制时，开环增益表现为调制器增益与反馈增益之和。电流模式升压稳压器的调制器传递函数包含功率级传递函数（带有嵌入式电流环路）。该传递函数被简化为一个极点、一个零点和一个右半平面零点 (RHPZ) 系统。

调制器传递函数定义如下：

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_{comp}} = A_M \times \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z_ESR}}\right)\left(1 - \frac{s}{\omega_{RHPZ}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_{P_LF}}} \times G_{ACB}(s) \quad (24)$$

其中

- 调制器直流增益 $A_M = \frac{R_{out} \times D'}{2 \times A_{cs} \times R_{cs_eq}}$
- 负载极点 $\omega_{P_LF} = \frac{2}{R_{out} \times C_{out}}$
- ESR 零点 $\omega_{Z_ESR} = \frac{1}{R_{ESR} \times C_{out}}$
- RHPZ $\omega_{RHPZ} = \frac{R_{out} \times D'^2}{L_{m_eq}}$
- 等效负载电阻 $R_{out} = \frac{V_{out}^2}{P_{out_total}}$
- 等效电感 $L_{m_eq} = \frac{L_m}{N_p}$
- 等效电流检测电阻 $R_{cs_eq} = \frac{R_{cs}}{N_p}$
- N_p 为相位数。
- 有效电流平衡电路增益， $G_{ACB}(s) = \frac{1}{2} \times \frac{s \times 4 \times 10^{-6} + 1}{s \times 2 \times 10^{-6} + 1}$ 。LM5126A-Q1 采用了有效电流平衡电路，以降低由两个电感器的差异引起的平均电流误差。

如果 C_{out} (R_{ESR}) 的等效串联电阻 (ESR) 足够小，并且 RHPZ 频率远离目标交叉频率，则调制器传递函数可进一步简化为单极点系统，并且只需两个环路补偿元件 R_{COMP} 和 C_{COMP} ，电压环路即可实现闭环，从而在交叉频率处实现单极点响应。交叉频率处的单极点响应能够提供 90 度相位裕度，从而确保环路非常稳定。

如图 8-1 所示，输出电压误差放大器采用了一个 g_m 放大器。反馈传递函数包括反馈电阻分压器增益和误差放大器的环路补偿。 R_{COMP} 、 C_{COMP} 和 C_{HF} 用于配置误差放大器的增益和相位特性，生成一个原点极点、一个低频零点以及一个高频极点。

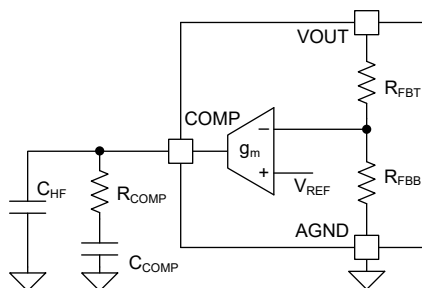


图 8-1. II 型 g_m 放大器补偿

反馈传递函数定义如下：

$$-\frac{\hat{v}_{comp}}{\hat{v}_{out}} = \frac{A_{VM} \times \omega_{Z_EA}}{s} \times \frac{1 + \frac{s}{\omega_{Z_EA}}}{1 + \frac{s}{\omega_{P_EA}}} \quad (25)$$

其中

- 中频带电压增益 $A_{VM} = K_{FB} \times g_m \times R_{COMP}$
- $g_m = 1\text{mA/V}$ 。
- 反馈电阻分压器增益 $K_{FB} = \frac{R_{FBB}}{R_{FBT} + R_{FBB}}$ 。对于内部反馈电阻分压器， $K_{FB} = \frac{1}{30}$ 。
- 低频零点 $\omega_{Z_EA} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}}$
- 高频极点 $\omega_{P_EA} \approx \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}}$

原点处的极点可以尽可能减小输出稳态误差。放置低频零点以抵消调制器的负载极点。使用高频极点抵消输出电容器 ESR 产生的零点，或降低误差放大器的噪声敏感性。通过将低频零点设置为比交叉频率小一个数量级，可在交叉频率下实现最大相位提升。将高频极点放置在交叉频率之后，因为增加 C_{HF} 会在反馈传递函数中增加一个极点。

交叉频率（开环带宽）通常限制为 RHPZ 频率的五分之一。

增大 R_{COMP} 并按比例减小 C_{COMP} ，以实现更高的交叉频率。相反，减小 R_{COMP} 并按比例增大 C_{COMP} ，会导致带宽降低，同时保持反馈传递函数中零点的频率不变。

8.1.2 三相运行

为获得更高的功率，LM51261A 可与 LM51251A 器件一起用于三相操作。

要配置为三相交错运行，请将 LM51251A 配置为主器件，并将 LM51261A 配置为辅助器件。图 8-2 所示为 LM51251A 结合 LM51261A 器件的三相配置。相位 3 的相移为 120 度。

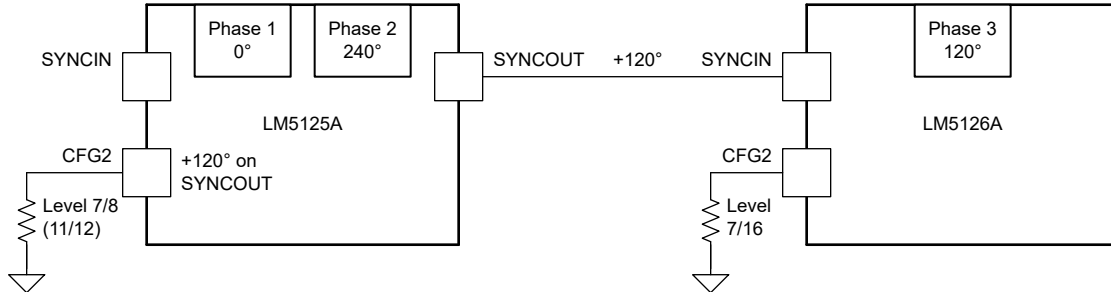


图 8-2. 三相交错式升压配置

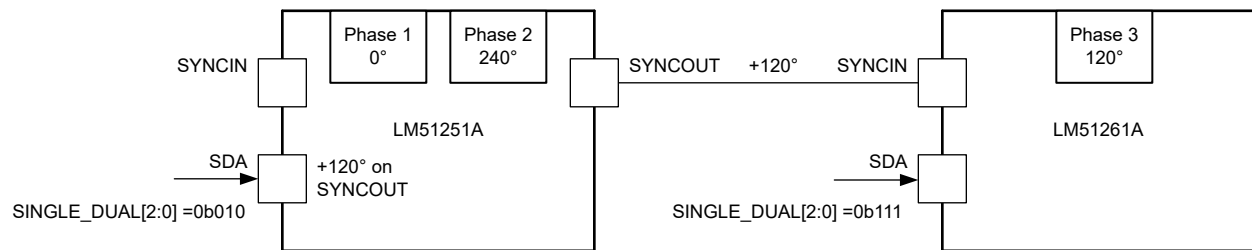


图 8-3. 三相交错式升压配置

图 8-4 显示了三相运行的典型应用原理图。

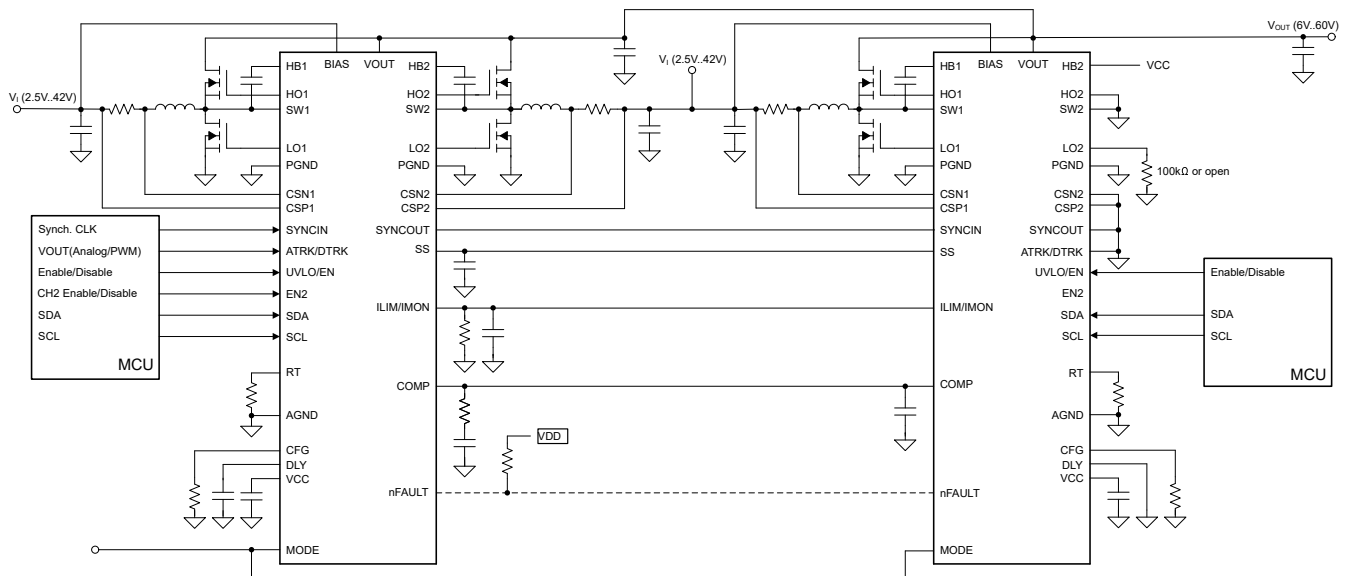


图 8-4. 三相典型应用原理图

将 LM51251A 的 Syncout 连接到 LM51261A 的 SYNCIN。此外，将两个器件的 COMP、IMON、SS 和模式引脚连接在一起。

8.1.3 非同步应用

在非同步模式下运行时，请遵循以下说明。

- 将 SW 连接到 GND，将 HB 连接到 VCC。
- 保持 HO 悬空。

图如下面所示。

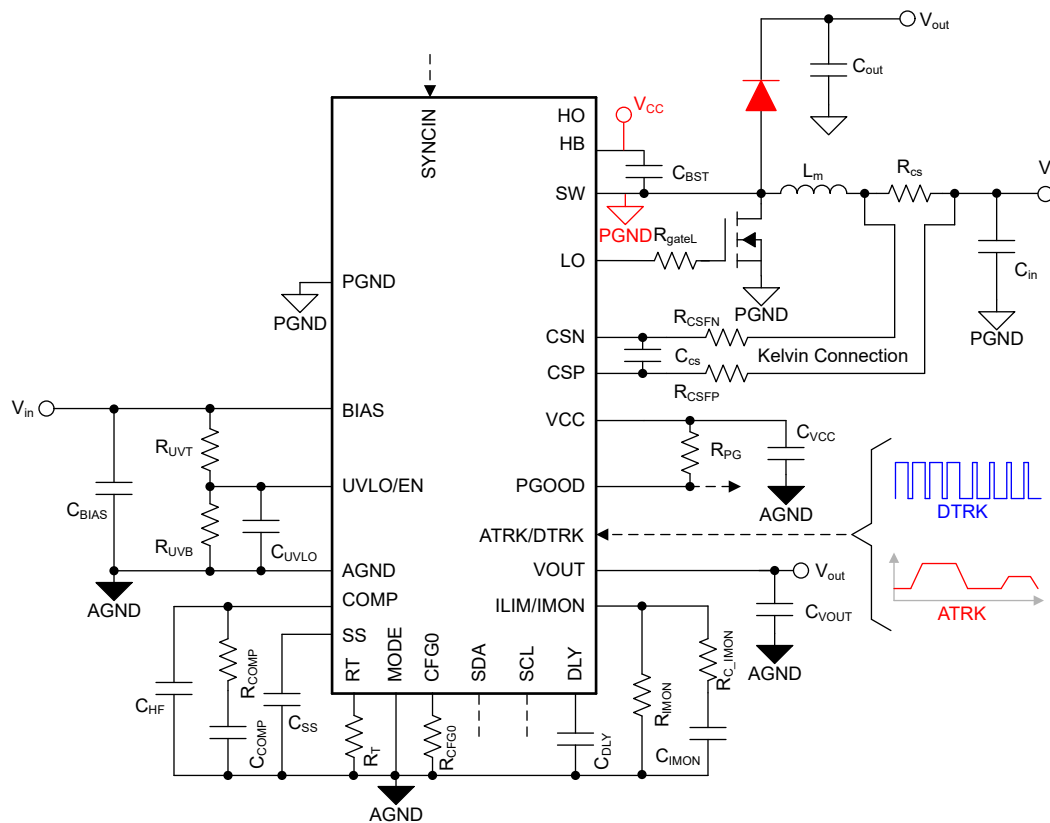


图 8-5. 非同步升压转换器的原理图

8.2 典型应用

一个典型的应用示例是单相升压转换器，如下所示。该转换器专为 H 类音频放大器而设计。输出电压可调至 60V。峰值功率为 500VA，输入平均电流限制为 13A。

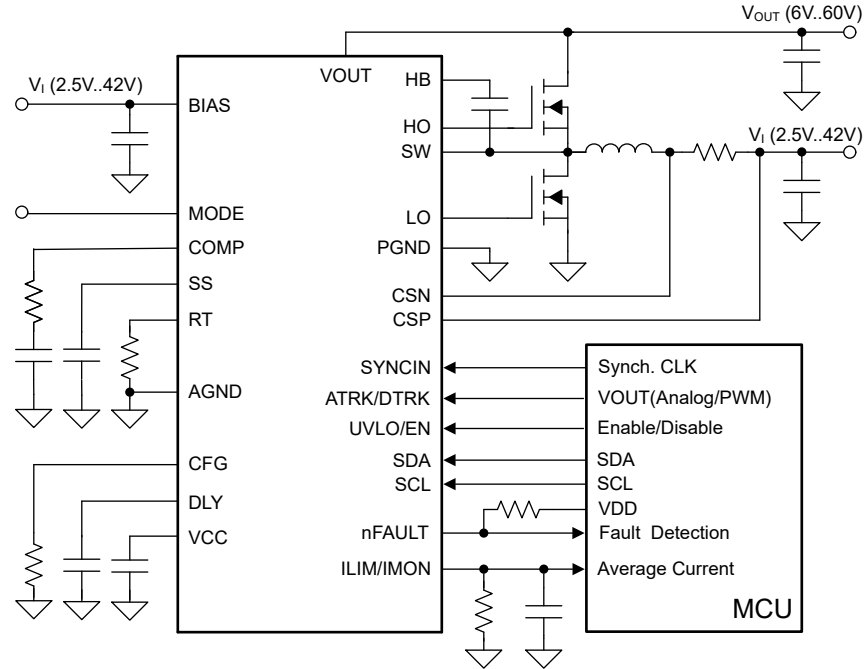


图 8-6. 典型应用

8.2.1 设计要求

表 8-1. 设计参数

参数	值
最小输入电压 V_{in_min}	9V
典型输入电压 V_{in_typ}	14.4V
最大输入电压 V_{in_max}	18V
最小输出电压 V_{out_min}	8V
最大输出电压 V_{out_max}	45V
最大输出电压和典型输入电压下的最大输出功率 P_{out_total}	500W
额定输出功率 P_{rated_total}	150W
在两倍额定输出功率和典型输入电压下的最大延迟 t_{delay}	100ms
估计效率 η	95%

8.2.2 详细设计过程

8.2.2.1 确定相位总数

交错运行在高电流应用中提供了许多优势，例如提高效率、降低元件应力以及减少输入和输出纹波。对于双相交错运行，输出功率路径被拆分，将每个相位的输入电流减少一半。由于每个通道彼此之间存在 180 度的相位差，因此输入和输出电容器中的纹波电流显著降低。如图 8-7 所示，输入电流纹波显著降低。

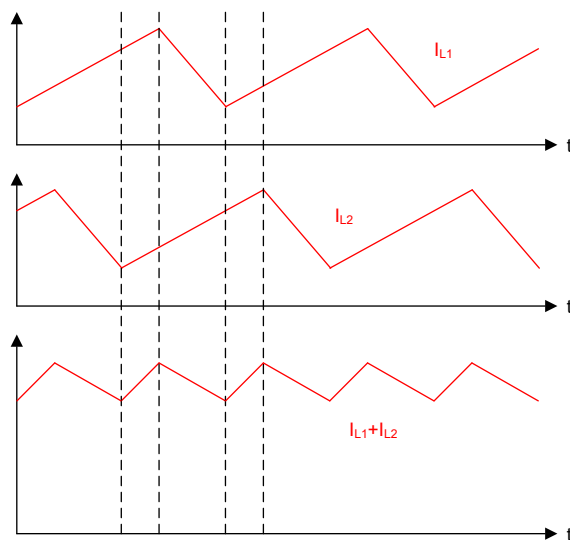


图 8-7. 通过双相交错降低输入电流纹波

这里为设计选择了 1 个相位：

$$N_p = 1 \quad (26)$$

总功率 P_{out_total} 在各相位之间共享，每个相位的功率计算如下：

$$P_{out} = \frac{P_{out_total}}{N_p} = 500W \quad (27)$$

8.2.2.2 确定占空比

在 CCM 下，占空比定义为：

$$D = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \quad (28)$$

$$D' = 1 - D \quad (29)$$

在此应用中，最大占空比的计算公式如下：

$$D_{max} = \frac{V_{out_max} - V_{in_min}}{V_{out_max}} = 0.8 \quad (30)$$

8.2.2.3 定时电阻器 R_T

通常，更高的开关频率 (f_{sw}) 会导致尺寸减小，但损耗会增大。综合考虑尺寸、效率和 EMI，约 400kHz 的工作频率是一个合理的折衷选择。对于 400kHz 的开关频率， R_T 的值计算如下：

$$R_T = \left(\frac{1}{f_{sw}} - 18ns \right) \times 31.5 \frac{\Omega}{ns} = 78.2k\Omega \quad (31)$$

为 R_T 选择标准值，为 78.7k Ω 。

8.2.2.4 电感器选型 L_m

选择电感值时需要考虑三个主要参数：电感器电流纹波比 (RR)、电感器电流的下降斜率和控制环路的 RHPZ 频率。

- 选择的电感器电流纹波比用来平衡电感器的绕组损耗和磁芯损耗。随着纹波电流的增加，磁芯损耗增加，绕组损耗减少。
- 电感器电流的下降斜率必须足够小，从而防止次谐波振荡。电感值越大，电感器电流的下降斜率越小。
- 将 RHPZ 置于较高的频率，以便实现更高的控制环路交叉频率。随着电感值减小，RHPZ 频率会增加。

根据峰值电流模式控制理论，斜率补偿斜坡的斜率必须大于检测到的电感器电流下降斜率的一半，以防止高占空比下的次谐波振荡，即：

$$V_{\text{slope}} \times f_{\text{sw}} > \frac{V_{\text{out_max}} - V_{\text{in_min}}}{2 \times L_{\text{m}}} \times R_{\text{cs}} \quad (32)$$

其中

- V_{slope} 是电流检测放大器输入端的 48mV 峰值 (占空比为 100%) 斜率补偿斜坡。

电感的下限值可由下式得出，

$$L_{\text{m}} > \frac{V_{\text{out_max}} - V_{\text{in_min}}}{2 \times V_{\text{slope}} \times f_{\text{sw}}} \times R_{\text{cs}} \quad (33)$$

R_{cs} 的估计值为 $1.5\text{m}\Omega$ ，因此可以得出以下结果，

$$L_{\text{m}} > 1.4\mu\text{H} \quad (34)$$

RHPZ 频率可由下式得出，

$$\omega_{\text{RHPZ}} = \frac{R_{\text{out}} \times D'^2}{L_{\text{m_eq}}} \quad (35)$$

交叉频率必须低于 RHPZ 频率的 1/5，

$$f_{\text{c}} < \frac{1}{5} \times \frac{\omega_{\text{RHPZ}}}{2\pi} \quad (36)$$

假设需要 1kHz 的交叉频率，则电感的上限由下式得出，

$$L_{\text{m}} < 5.2\mu\text{H} \quad (37)$$

电感器纹波电流通常设置在满负载电流的 30% 至 70% 之间，这可以在电感器磁芯损耗和绕组损耗之间达到更好的折衷。

每相输入电流的计算公式如下，

$$I_{\text{in_vinmax}} = \frac{P_{\text{out}}}{\eta \times V_{\text{in_max}}} = 29.2\text{A} \quad (38)$$

如果以连续导通模式 (CCM) 运行，则在占空比为 33% 时出现最大纹波比。会产生最大纹波比的输入电压由下式得出，

$$V_{\text{in_RRmax}} = V_{\text{out_max}} \times (1 - 0.33) = 30\text{V} \quad (39)$$

因此，必须使用最大输入电压 $V_{\text{in_max}}$ 来计算最大纹波比。

此示例中选择了 0.3 的纹波比，即输入电流的 30%。在已知开关频率和典型输入电压的情况下，电感器值按如下公式计算，

$$L_m = \frac{V_{in_max}}{I_{in_max} \times RR} \times \frac{1}{f_{sw}} \times \left(1 - \frac{V_{in_max}}{V_{out_max}}\right) = \frac{18V}{29.2A \times 0.3} \times \frac{1}{400kHz} \times 0.6 = 3.1\mu H \quad (40)$$

这里为 L_m 选择了最接近的标准值 $3.3\mu H$ 。

典型输入电压下的电感器纹波电流计算公式如下：

$$I_{pp} = \frac{V_{in_typ}}{L_m} \times \frac{1}{f_{sw}} \times \left(1 - \frac{V_{in_typ}}{V_{out}}\right) = 7.4A \quad (41)$$

如果选择了铁氧体磁芯电感器，则确保电感器不会在峰值电流限制下达到饱和。铁氧体磁芯电感器的电感值在饱和前几乎保持恒定。铁氧体磁芯具有较低的磁芯损耗，但尺寸较大。

对于粉末芯电感器，电感随着直流电流的增加而缓慢降低。这种变化会导致在高电感器电流下出现更大的纹波电流。在此示例中，峰值电流限值下的电感降至 0A 时的 70%。峰值电流限制下的电流纹波由下式得出，

$$I_{pp_bias} = \frac{V_{in_typ}}{0.7 \times L_m} \times \frac{1}{f_{sw}} \times \left(1 - \frac{V_{in_typ}}{V_{out}}\right) = 10.6A \quad (42)$$

8.2.2.5 电流检测电阻器 (R_{CS})

典型输入电压和最大输出电压下的最大每相平均输入电流使用以下公式计算：

$$I_{in_vintyp} = \frac{P_{out}}{\eta \times V_{in_typ}} = 36.5A \quad (43)$$

峰值电流的计算公式如下：

$$I_{pk_vintyp} = I_{in_vintyp} + \frac{I_{pp_bias}}{2} = 36.5A + \frac{10.6A}{2} = 41.8A \quad (44)$$

电流检测电阻的计算公式如下：

$$R_{CS} = \frac{V_{CLTH}}{I_{pk_vintyp}} = \frac{60mV}{41.8A} = 1.43m\Omega \quad (45)$$

此处为 R_{CS} 选择了 $1.5m\Omega$ 的标准值。

8.2.2.6 电流检测滤波器 R_{CSFP} 、 R_{CSFN} 、 C_{CS}

建议使用 RC 滤波器进行电流检测。通常建议 C_{CS} 为 100pF 且 R_{CSFP} 和 R_{CSFN} 为 1Ω 。靠近器件放置 C_{CS} 。

将 CSP 与 CSN 布线一起通过开尔文连接与电流检测电阻相连。

增大 C_{CS} 和 R_{CSFN} 可以增加 RC 时间常数。增大 R_{CSFP} 会导致严重的电流检测误差。

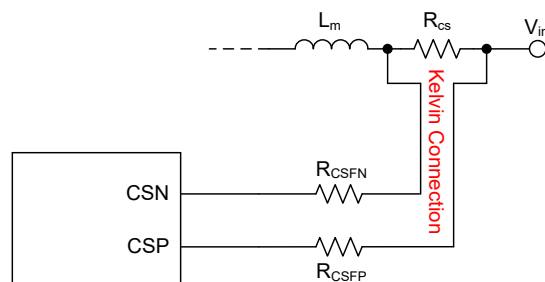


图 8-8. 电流检测滤波器

8.2.2.7 低侧电源开关 Q_L

选择一个逻辑电平 N 沟道 MOSFET，确保 5V VCC 足以完全增强 MOSFET。另请注意，旁路操作期间的最小 HO-SW 电压为 3.75V。确保 MOSFET 在该电压下导通。

通过分解损耗来选择功率 MOSFET 器件是比较不同器件的相对效率的一种方式。低侧 MOSFET 器件的损耗分为导通损耗和开关损耗。

低侧导通损耗大致计算如下：

$$P_{COND_LS} = D \times I_{in}^2 \times R_{DS(on)} \times 1.3 \quad (46)$$

其中，系数 1.3 用于考虑 MOSFET 导通电阻因发热而出现的增加。或者，使用 MOSFET 数据表中的 $R_{DS(on)}$ 与温度曲线来估算 MOSFET 的高温导通电阻。

在低侧 MOSFET 导通和关断时的短暂转换期间发生开关损耗。在转换期间，MOSFET 器件的沟道中同时出现电流和电压。低侧开关损耗大致计算如下：

$$P_{SW_LS} = 0.5 \times V_{out} \times I_{in} \times (t_R + t_F) \times f_{sw} \quad (47)$$

t_R 和 t_F 是低侧 MOSFET 的上升和下降时间。上升和下降时间通常在 MOSFET 数据表中提及，也可利用示波器根据经验观察到。

高侧 MOSFET 的反向恢复会增加低侧 MOSFET 的下降时间和导通电流，从而导致更高的导通损耗。

可以与低侧 MOSFET 并联一个额外的肖特基二极管，并使源极和漏极具有短的连接，从而更大限度地减少 SW 节点处的负电压尖峰。

8.2.2.8 高侧电源开关 Q_H

高侧 MOSFET 器件的损耗分为导通损耗、死区时间损耗和反向恢复损耗。开关损耗只计算低侧 MOSFET 器件的损耗。高侧 MOSFET 器件的体二极管在高侧 MOSFET 器件开关前后导通，因此高侧 MOSFET 器件的开关损耗可以忽略不计。

高侧导通损耗大致计算如下：

$$P_{COND_HS} = D' \times I_{in}^2 \times R_{DS(on)} \times 1.3 \quad (48)$$

死区时间损耗大致计算如下：

$$P_{DT_HS} = V_D \times I_{in} \times (t_{DLH} + t_{DHL}) \times f_{sw} \quad (49)$$

其中

- V_D 是高侧 MOSFET 体二极管的正向压降。
- t_{DLH} 是低侧开关关断和高侧开关导通之间的死区时间。
- t_{DHL} 是高侧开关关断和低侧开关导通之间的死区时间。

高侧 MOSFET 开关的反向恢复特性对效率影响极大，特别是在输出电压较高时。较小的反向恢复电荷有助于提升效率，同时也使开关噪声最小化。

反向恢复损耗的近似计算方式如下：

$$P_{RR_HS} = V_{out} \times Q_{RR} \times f_{sw} \quad (50)$$

其中

- Q_{RR} 是高侧 MOSFET 体二极管的反向恢复电荷。

在 MOSFET 栅极和源极之间放置一个 100kΩ 栅极电阻器。电阻由旁路模式下的电荷泵源电流 (I_{CP}) 确定。如果选择的电阻太低, 则栅极电压过低, 无法完全导通高侧 MOSFET。

高侧开关可以并联一个附加的肖特基二极管, 以提升效率。通常, 此并联肖特基二极管的额定功率小于高侧开关的功率, 因为该二极管只在死区时间内导通。并联二极管的额定功率必须足够高, 以便处理启动时的浪涌电流、开关之前存在的任何负载、断续模式运行等。

8.2.2.9 缓冲组件

通过高侧 N 沟道 MOSFET 器件的电阻-电容缓冲网络减少了开关节点处的振铃和尖峰。过多的振铃和尖峰会导致器件运行不稳定, 并将噪声耦合到输出电压。最好根据经验选择缓冲器的值。首先, 确保缓冲器连接的引线长度非常短。电阻值从 5Ω 到 50Ω 开始。增大缓冲电容值可以增强阻尼效果, 但此操作也会导致更高的缓冲器损耗。为缓冲电容器选择一个最小值, 该值应在重负载条件下有效抑制开关波形上的尖峰。如果布局经过优化, 则可能不需要缓冲器。

8.2.2.10 Vout 编程

对于固定输出电压, 可通过将一个电阻器连接至 ATRK/DTRK 并导通内部 20 μA 高精度电流源, 对 V_{OUT} 进行编程。

$$R_{ATRK} = \frac{V_{out_max}}{6V} \times 10k\Omega = 75k\Omega \quad (51)$$

对于 H 类音频应用, 可以调节 V_{out} 以优化效率。使用 ATRK/DTRK, 可以应用模拟跟踪或数字跟踪功能。

通过数字 PWM 信号 (DTRK) 对输出电压进行编程。占空比 D_{TRK} 由下式得出:

$$D_{TRK_max} = \frac{V_{out_max}}{75V} = 60\% \quad (52)$$

$$D_{TRK_min} = \frac{V_{out_min}}{75V} = 10.7\% \quad (53)$$

确保 DTRK 频率介于 100kHz 和 2200kHz 之间。在启用 IC 后, 必须施加 DTRK PWM 信号。

对于模拟跟踪, 请向 ATRK/DTRK 施加电压以对 V_{out} 进行编程。电压的计算公式为:

$$V_{ATRK_max} = \frac{V_{out_max}}{30} = 1.5V \quad (54)$$

$$V_{ATRK_min} = \frac{V_{out_min}}{30} = 0.267V \quad (55)$$

使用具有失调电压的两级 RC 滤波器将数字 PWM 信号转换为模拟电压, 如 图 8-9 所示。

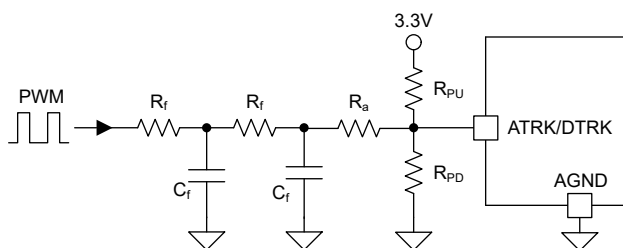


图 8-9. 两级 RC 滤波器连接到 ATRK/DTRK

两级 RC 滤波器用于将 PWM 信号滤波为平滑的模拟电压。在选择两级 RC 滤波器时, 考虑了 ATRK/DTRK 上的电压纹波和趋稳时间。

100% PWM 占空比将输出电压设置为 V_{out_max} ，0% PWM 占空比将输出电压设置为 V_{out_min} 。 R_t 和 R_b 用于调整 ATRK/DTRK 偏移电压。

可使用以下公式计算 V_{trk_max} 和 V_{trk_min} ：

$$V_{ATRK_max} = V_{dd} \frac{R_b}{(2R_f + R_a) \parallel R_t + R_b} \quad (56)$$

$$V_{ATRK_min} = V_{dd} \frac{(2R_f + R_a) \parallel R_b}{(2R_f + R_a) \parallel R_b + R_t} \quad (57)$$

其中 V_{dd} 是 PWM 信号的振幅； d 是 PWM 占空比。

从输入到 V_{ATRK} 的交流传递函数如下所示：

$$G_{trk}(s) = \frac{\frac{R_L}{2R_f + R_L}}{1 + 2\zeta \frac{s}{\omega_n} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2} \quad (58)$$

其中

$$R_L = R_a + R_b \parallel R_t \quad (59)$$

$$\omega_n = \frac{1}{R_f \times C_f \sqrt{\frac{R_L}{2R_f + R_L}}} \quad (60)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{R_f}{R_L} + 3 \right) \sqrt{\frac{R_L}{2R_f + R_L}} \quad (61)$$

可使用以下公式计算分母的根：

$$s_1 = -\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (62)$$

$$s_2 = -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (63)$$

$\zeta > 1$ ，这是一个过阻尼二阶系统。 S_1 是主导极点。2% 趋稳时间 t_s 可估算为：

$$t_s = \frac{1}{s_1} \cdot \ln \left(-\frac{0.02 \cdot 2s_1 \sqrt{\zeta^2 - 1}}{\omega_n} \right) \quad (64)$$

此应用中使用了 400kHz 的 PWM 频率。选择 $R_f = 4.99k\Omega$ 、 $C_f = 47nF$ 、 $R_a = 1.5k\Omega$ 、 $R_t = 51k\Omega$ 、 $R_b = 7.87k\Omega$ 。2% 趋稳时间约为 1.3ms。

8.2.2.11 输入电流限制 (ILIM/IMON)

音频应用中的瞬态功率较高。此应用中选择 500W 作为峰值输出功率。但平均功率通常远低于峰值功率。此处选择了 150W 作为平均功率。通过采用适当的 ILIM/IMON 设置，可将平均输入电流限制在 150W 以下，同时允许 500W 峰值功率持续 100ms。当平均电流环路被触发时， V_{OUT} 会下降，直至输入和输出功率达到平衡。

平均输出功率和典型输入电压下的每相输入电流可通过以下公式得出：

$$I_{avg} = \frac{P_{avg_total}}{1 \times \eta \times V_{in_typ}} = 11.0A \quad (65)$$

此处选择了 14A 作为平均输入电流限制。

$$I_{lim} = 14A \quad (66)$$

来自 ILIM/IMON 的电流可通过以下公式得出，

$$I_{MON_lim} = (R_{CS} \times I_{lim} \times G_{IMON} + I_{OFFSET}) = (1.5m\Omega \times 14A \times 0.333mA/V + 4\mu A) = 11\mu A \quad (67)$$

R_{ILIM} 的计算公式如下：

$$R_{IMON} = \frac{V_{ILIM}}{I_{MON}} = \frac{1V}{11\mu A} = 90.9k\Omega \quad (68)$$

此处为 R_{IMON} 选择了 90.9k Ω 的标准值。

如 图 8-10 所示，使用 C_{IMON} 和 R_C 在触发平均电流环路之前引入适当的延迟。

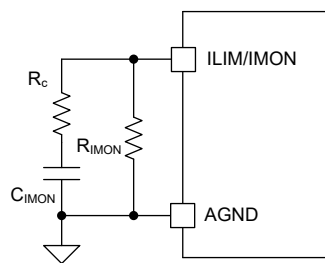


图 8-10. ILIM/IMON 引脚配置

该应用中要求在两倍额定功率下引入 100ms 延迟。

在零负载下，来自 ILIM/IMON 的电流通过以下公式得出，

$$I_{MON_0A} = I_{OFFSET} = 4\mu A \quad (69)$$

零负载时的 ILIM/IMON 电压可使用以下公式计算，

$$V_{IMON_0A} = R_{IMON} \times I_{MON_0A} = 0.36V \quad (70)$$

在两倍额定功率下，来自 ILIM/IMON 的电流通过以下公式得出，

$$I_{MON_tr} = (R_{CS} \times 2 \times I_{lim} \times G_{IMON} + I_{OFFSET}) = (1.5m\Omega \times 28A \times 0.333mA/V + 4\mu A) = 18\mu A \quad (71)$$

C_{IMON} 通过以下公式确定，

$$C_{IMON} = \frac{t_{delay}}{R_{IMON} \times \ln\left(\frac{R_{IMON} \times I_{MON_tr} - V_{IMON_0A}}{R_{IMON} \times I_{MON_tr} - V_{ILIM}}\right)} = 1.6\mu F \quad (72)$$

此处为 C_{IMON} 选择了 2.2 μF 的标准值。

R_C 根据下式确定，

$$R_C = \frac{1}{20\pi \times C_{IMON}} = 7.2k \quad (73)$$

此处为 R_C 选择了 6.04k Ω 的标准值。

8.2.2.12 UVLO 分频器

所需的启动电压和迟滞由分压器 R_{UVT} 和 R_{UVB} 设置。在此设计中，启动电压 (V_{in_on}) 设置为 8.5V，比 V_{in_min} 低 0.5V。UVLO 迟滞电压设为 1V。因此，UVLO 关断电压 (V_{in_off}) 为 7.5V。 R_{UVT} 和 R_{UVB} 的值计算如下：

$$R_{UVT} = \frac{V_{in_on} - \frac{V_{UVLO_RISING}}{V_{UVLO_FALLING}} \times V_{in_off}}{I_{UVLO_HYS}} = \frac{8.5V - \frac{1.1V}{1.075V} \times 7.5V}{10\mu A} = 82.6k\Omega \quad (74)$$

此处为 R_{UVT} 选择了 82.5k Ω 的标准值。

$$R_{UVB} = \frac{V_{UVLO_FALLING} \times R_{UVT}}{V_{in_off} - V_{UVLO_FALLING}} = \frac{1.075V \times 82.5k\Omega}{7.5V - 1.075V} = 13.8k\Omega \quad (75)$$

此处为 R_{UVB} 选择了 13.8k Ω 的标准值。

这里选择额一个 100nF 的 UVLO 电容器 (C_{UVLO})，以防在启动期间或在低输入电压下发生严重负载瞬态期间， V_{in} 瞬间降至 V_{in_off} 以下。

8.2.2.13 软启动

最大输出电压下的软启动时间最长。要获得 6ms 的软启动时间，软启动电容公式如下，

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{ATRK_max}} \left(\frac{V_{out_max}}{V_{out_max} - V_{in_typ}} \right) = \frac{50\mu A \times 6ms}{1.5V} \left(\frac{45V}{45V - 14.4V} \right) = 0.29\mu F \quad (76)$$

此处为 C_{SS} 选择了 0.33 μF 的标准值。

8.2.2.14 CFG 设置

CFG 是根据 I²C 地址以及打开或关闭 ATRK/DTRK 引脚 20 μA 电流源来选择的。

此处选择了 I²C 地址 0b1100000 和打开 20 μA 电流源。为 CFG 选择了级别 1 (0 Ω)。

在此示例中，使用 I²C 将死区时间设置为 50ns，其余设置为默认值，如节 7 所示。

8.2.2.15 输出电容器 C_{out}

输出电容器可以消除输出电压纹波，并在负载瞬态条件下提供电荷源。

仔细选择输出电容器纹波电流额定值。在升压稳压器中，输出由不连续的电流提供，纹波电流要求通常较高。在实际应用中，通过在大容量铝电容器之前靠近电源开关的位置放置高质量陶瓷电容器，可显著降低纹波电流要求。

输出电压纹波主要受输出电容器的 ESR 的影响。并联输出电容器是一个不错的选择，可以最大限度地降低有效 ESR，并将输出纹波电流分散到电容器中。

单相升压输出 RMS 纹波电流可表示为：

$$I_{1p_rms} \approx I_{out} \times \sqrt{\frac{D}{D'}} \quad (77)$$

去耦电容器对于尽可能降低 MOSFET 的电压尖峰和提高 EMI 性能至关重要。根据“垂直环路”概念，许多 0603/100nF 陶瓷电容器放置在靠近 MOSFET 的位置。有关更多详细信息，请参阅[通过优化的功率级布局免费提高大电流直流/直流稳压器 EMI 性能应用简报](#)。

另外还需要使用一些 10 μF 陶瓷电容器来降低输出电压纹波并分离输出纹波电流。

通常需要使用铝电容器来实现高电容。本例中选择了四个 150 μF 铝电容器。

输出瞬态响应与环路增益的带宽和输出电容密切相关。根据 [如何通过瞬态响应测量确定带宽 技术文章](#)，过冲或下冲 V_p 可通过下式估算：

$$V_p = \frac{\Delta I_{\text{tran}}}{2\pi \times f_c \times C_{\text{out}}} \quad (78)$$

其中， ΔI_{tran} 为瞬态负载电流阶跃。

请注意，仅当负载阶跃期间转换器始终以 CCM 或 FPWM 模式运行时，[方程式 78](#) 才有效。如果转换器在轻负载条件下进入 DCM 或脉冲跳跃模式，则过冲会更糟。

由于从输入到输出之间存在固有路径，当输入电压快速上升并对输出电容充电时，会产生无限的浪涌电流。输入电压上升的压摆率需由热插拔或软启动输入电源来控制，以避免浪涌电流损坏电感器、检测电阻器或高侧 MOSFET。

8.2.2.16 输入电容器 C_{in}

始终需要输入电容器来提供稳定的输入电压。输入电容器必须能够处理电感器纹波电流。

单相升压输入 RMS 纹波电流可表示为：

$$I_{\text{in_1p_rms}} = \frac{I_{\text{pp}}}{\sqrt{12}} \quad (79)$$

输入电容器也是输入滤波器的重要组成部分。较高的电容和 ESR 有助于更好地抑制输入滤波器的振荡。铝电解电容器是具有高电容和 ESR，非常适合用作输入电容器。有关更多详细信息，请参阅 [开关电源的输入滤波器设计应用手册](#)。

8.2.2.17 自举电容器

HB 和 SW 引脚间的自举电容器提供栅极电流，在每个导通周期中为高侧 MOSFET 器件栅极供电，并为自举二极管提供恢复电荷。这些电流峰值可达到几安培。建议使用 $0.1 \mu\text{F}$ 的自举电容器。为 C_{BST} 使用高质量、低 ESR 的陶瓷电容器。为了尽可能地减少布线电感导致的潜在破坏性电压瞬变，应将 C_{BST} 靠近器件引脚放置。自举电容器的最小值计算如下，

$$C_{\text{BST}} = \frac{Q_G}{\Delta V_{\text{BST}}} \quad (80)$$

其中

- Q_G 是 $V_{\text{CC}} = 5\text{V}$ 时的高侧 MOSFET 栅极电荷
- ΔV_{BST} 是 C_{BST} 上的可耐受压降，保守估计通常小于 V_{CC} 的 5% 或 0.15V

在此示例中，自举电容器 (C_{BST}) 的值为 $0.1 \mu\text{F}$ 。

8.2.2.18 VCC 电容器 C_{VCC}

V_{CC} 电容器的主要作用是为 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。选择至少为 C_{BST} 值 10 倍的 C_{VCC} 。为 C_{VCC} 使用高质量、低 ESR 的陶瓷电容器。靠近器件引脚放置 C_{VCC} 。

本设计示例选择了 $10 \mu\text{F}$ 的值。

8.2.2.19 BIAS 电容器

对 C_{BIAS} 使用高质量陶瓷电容器。靠近器件放置 C_{BIAS} 。

本设计示例选择了 $1 \mu\text{F}$ 的值。

8.2.2.20 VOUT 电容器

对 C_{OUT} 使用高质量陶瓷电容器。靠近器件放置 C_{OUT} 。

本设计示例选择了 0.1μF 的值。

8.2.2.21 环路补偿

R_{COMP} 、 C_{COMP} 和 C_{HF} 配置误差放大器增益和相位特征，以产生稳定的电压环路。如需快速入门，请遵循以下四个步骤：

1. 选择交叉频率 f_c 。选择 RHPZ 频率的四分之一或开关频率的十分之一（以较低值为准）处的交叉频率 (f_c)。选择具有最小输入电压和最大输出电压的 RHPZ。

$$\frac{f_{sw}}{10} = 40\text{kHz} \quad (81)$$

$$\frac{f_{RHPZ}}{5} = \frac{R_{out} \times D'^2}{5 \times 2\pi \times L_{m_eq}} = 1.6\text{kHz} \quad (82)$$

选定的交叉频率 $f_c = 1.6\text{kHz}$ 。

2. 确定所需 R_{COMP}

已知 f_c ， R_{COMP} 计算如下：

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \times f_c \times C_{out} \times A_{cs} \times R_{cs_eq}}{D' \times K_{FB} \times g_m \times G_{ACB}(2\pi \times f_c)} = \frac{2\pi \times 1.6\text{kHz} \times 900\mu\text{F} \times 10 \times 0.75\text{m}\Omega}{0.2 \times \frac{1}{30} \times 1\frac{\text{mA}}{\text{V}} \times \frac{1}{2}} = 20.4\text{k}\Omega \quad (83)$$

此处为 R_{COMP} 选择了 20kΩ 的标准值。

3. 确定 C_{COMP}

将 ω_{Z_EA} 设置为负载极点频率 ω_{P_LF} 处以抵消负载极点。已知 R_{COMP} ， C_{COMP} 的计算如下：

$$C_{COMP} = \frac{1}{R_{COMP} \times \omega_{P_LF}} = \frac{1}{20\text{k}\Omega \times \frac{2}{4.05\Omega \times 650\mu\text{F}}} = 65\text{nF} \quad (84)$$

此处为 C_{COMP} 选择 65nF 的标准值。

4. 确定 C_{HF} 。

将 ω_{HF} 置于 ω_{RHPZ} 或 ω_{Z_ESR} 零点（以较低者为准）处。已知 R_{COMP} 、RHPZ 和 ESR 零点， C_{HF} 的计算如下：

$$C_{HF} = \frac{1}{R_{COMP} \times \omega_{HF}} = \frac{1}{20\text{k}\Omega \times 49\text{kHz}} = 1\text{nF} \quad (85)$$

此处为 C_{HF} 选择了 1nF 的标准值。

8.2.3 应用曲线

8.2.3.1 效率

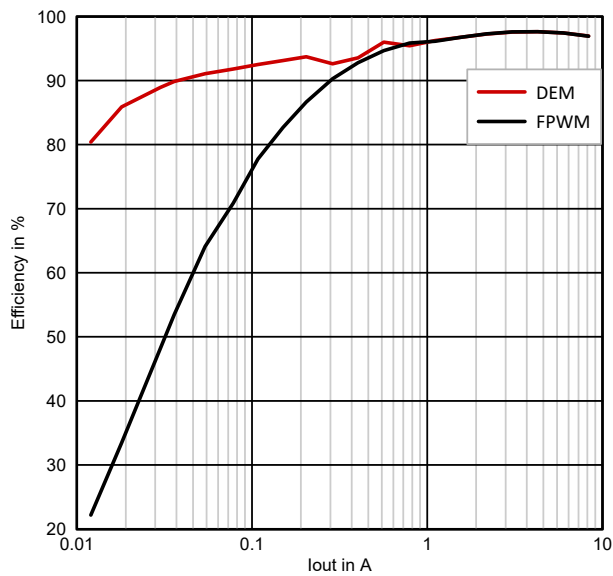


图 8-11. 效率与输出电流间的关系, $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 24V$

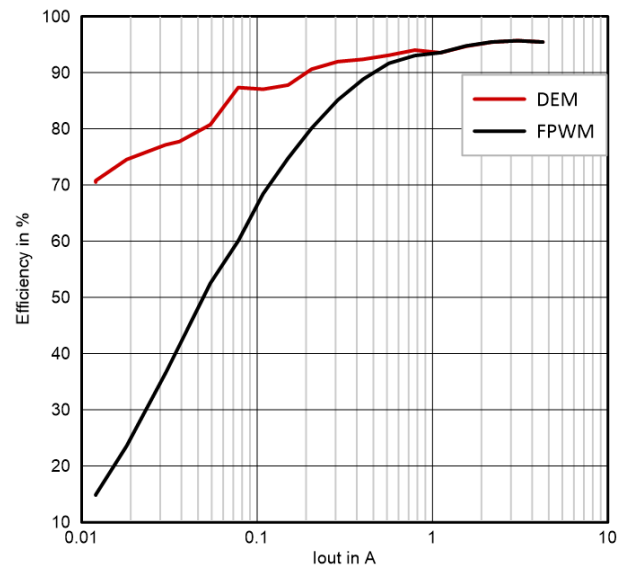


图 8-12. 效率与输出电流间的关系, $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 45V$

8.2.3.2 稳态波形

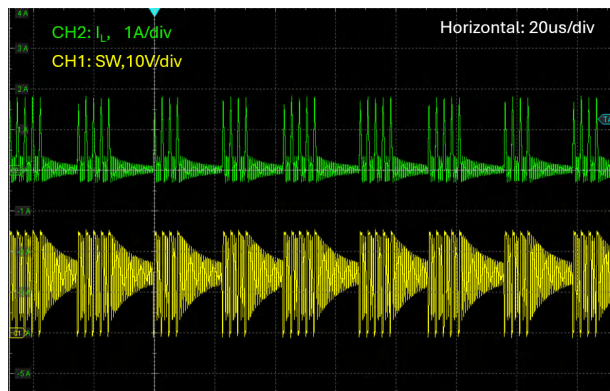


图 8-13. $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 24V$, DEM, $I_{load} = 0.1A$

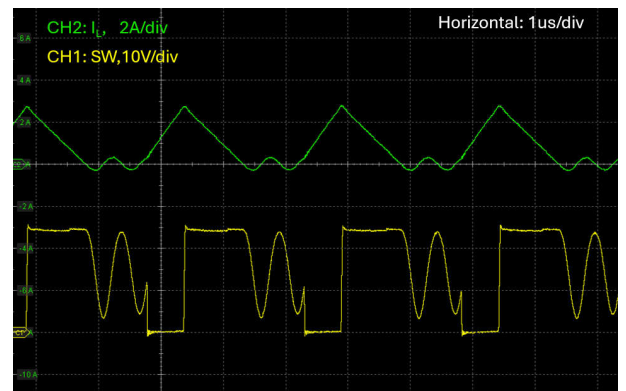


图 8-14. $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 24V$, DEM, $I_{load} = 0.5A$

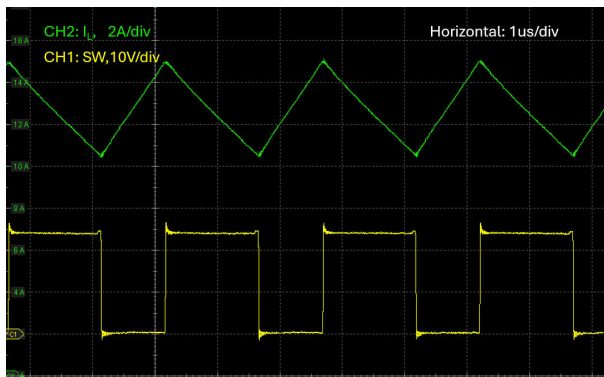


图 8-15. $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 24V$, DEM , $I_{load} = 7.5A$

8.2.3.3 阶跃负载响应

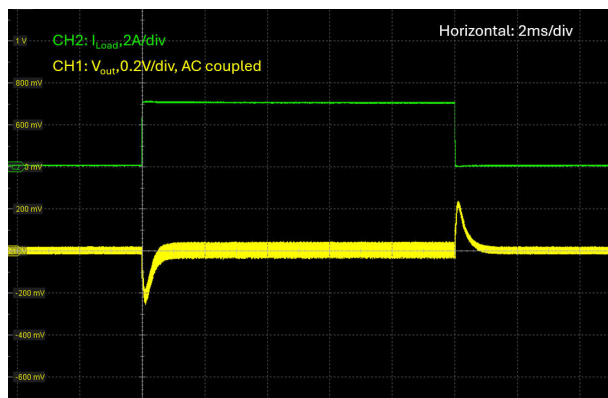


图 8-16. 负载瞬态, $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 24V$,
FPWM , $I_{load} = 0A$ 至 $3.125A$, $1A/\mu s$

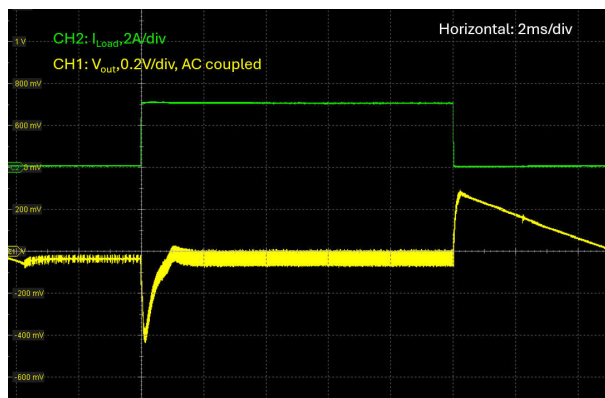


图 8-17. 负载瞬态, $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 24V$, DEM ,
 $I_{load} = 0A$ 至 $3.125A$, $1A/\mu s$

8.2.3.4 交流环路响应曲线

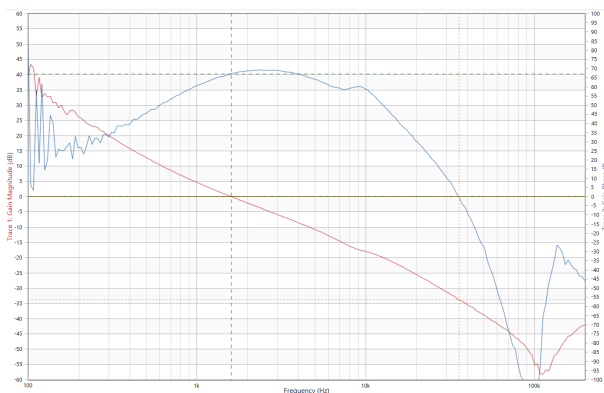


图 8-18. 波特图、 $V_{in}=14.4V$ 、 $V_{out}=45V$ 、 $I_{out}=3.4A$ (平均电流环路已禁用)

8.2.3.5 热性能

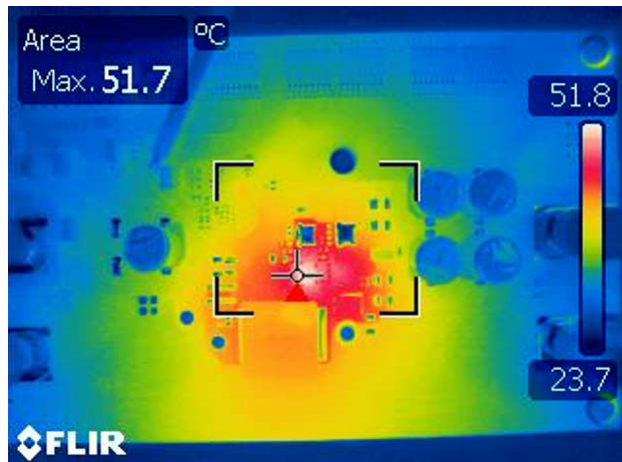


图 8-19. $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 24V$, $P_{OUT} = 150W$, 自然对流

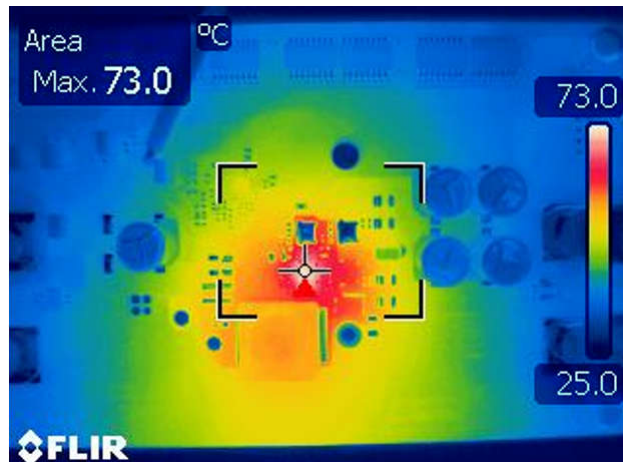


图 8-20. $V_{in} = 14.4V$, $V_{out} = 45V$, $P_{OUT} = 150W$, 自然对流

8.3 电源相关建议

LM51261A-Q1 设计为在宽输入电压范围内工作。输入电源的特性必须符合 **绝对最大额定值** 和 **建议运行条件**。输入电源还必须能够向满载稳压器提供所需的输入电流。可以使用 [方程式 86](#) 来估算平均输入电流。

$$I_I = \frac{P_O}{V_I \eta} \quad (86)$$

其中 η 是效率。

使用 [效率](#) 部分中的图形，获取最坏工作模式下的效率值。对于大多数应用，升压运行区域是具有最高输入电流的区域。

如果该器件通过长导线或具有大阻抗的 PCB 布线连接到输入电源，则需要特别谨慎来实现稳定的性能。输入电缆的寄生电感和电阻会对转换器的运行造成不良影响。寄生电感与低 ESR 陶瓷输入电容相结合，构成一个欠阻尼谐振电路。每次进行输入电源的打开和关闭循环时，该电路都会导致 V_I 处出现过压瞬态。寄生电阻会在负载瞬变期间导致输入电压下降。若要解决此类问题，一种做法是缩短输入电源与稳压器之间的距离，并将铝或钽输入电容器与陶瓷电容器并联使用。电解电容器的中等 ESR 有助于抑制输入谐振电路并减少任何电压过冲。控制器功率级之前通常使用一个 EMI 输入滤波器。精心设计 EMI 输入滤波器，避免 EMI 输入滤波器导致不稳定以及前面提到的一些影响。

8.4 布局

8.4.1 布局指南

开关转换器的性能在很大程度上取决于 PCB 布局的质量。PCB 设计不佳会导致转换器不稳定、负载调节问题、噪声或 EMI 问题等。电源路径中不能使用 VCC 或自举电容器的热缓解连接，因为热缓解连接会显著增加电感。

- 将 VCC、BIAS 和 HB 电容器靠近相应的器件引脚放置，并使用短而宽的布线连接它们，以最大限度地减小电感，因为这些电容器会承载峰值电流。
- 将 CSN 和 CSP 滤波电阻器和电容器靠近相应的器件引脚放置，以最大限度地减少滤波器与器件之间的噪声耦合。将布线以差分对方式连接到靠近电感器的检测电阻 R_{CS} ，并且周围环绕接地，以避免噪声耦合。与检测电阻之间采用开尔文连接。
- 将补偿网络 R_{COMP} 和 C_{COMP} 以及频率设置电阻 R_{RT} 靠近相应的器件引脚放置，并使用短迹线连接它们，以避免噪声耦合。将模拟接地引脚 AGND 连接到这些元件。
- 将 ATRK 电阻器 R_{ATRK} (使用时) 靠近 ATRK 引脚放置并连接到 AGND。

- 请注意，以下元件的布局并不那么重要：
 - 软启动电容器 C_{SS}
 - DLY 电容器 C_{DLY}
 - ILIM/IMON 电阻器和电容器 R_{ILIM} 与 C_{ILIM}
 - CFG 电阻器
 - UVLO/EN 电阻器
- 将 AGND 和 PGND 引脚直接连接到外露焊盘 (EP)，从而在器件处形成星形连接。
- 将具有多个过孔的器件外露焊盘 (EP) 连接到接地平面，以便将热量传导出。
- 分离电源和信号布线，并使用接地平面来提供噪声屏蔽。

栅极驱动器具有短传播延迟、自动死区时间控制和能够提供峰值电流的低阻抗输出级。快速上升和下降时间可确保功率 MOSFET 的快速导通和关断转换，从而实现高效率。尽可能地减小杂散和寄生栅极环路电感，以避免高振铃。

- 将高侧和低侧 MOSFET 靠近器件放置。
- 使用较短的布线连接栅极驱动器输出 HO 和 LO，以更大限度地减小电感。
- 将 HO 和 SW 以差分对方式连接到 MOSFET，利用磁通消除效应减少环路面积。
- 将 V_{OUT} 电容器靠近高侧 MOSFET 放置。使用短而宽的布线尽量减小功率级环路 C_{OUT} 与高侧 MOSFET 漏极的连接，以避免 MOSFET 处出现高压尖峰。
- 用短而宽的布线将低侧 MOSFET 源极连接连接到 V_{OUT} 和 V_I 电容器接地，以更大限度地减少在 MOSFET 上引起高压尖峰的电感。
- 在 MOSFET 散热焊盘处使用覆铜区进行冷却。

为了散发 MOSFET 和电感器产生的热量，请将电感器放置在远离功率级 (MOSFET) 的位置。但是，电感器与低侧 MOSFET (开关节点) 之间的布线越长，EMI 和噪声辐射就越高。为了实现最高效率，请用宽而短的布线连接电感器，以更大限度地减小电阻损耗。

8.4.2 布局示例

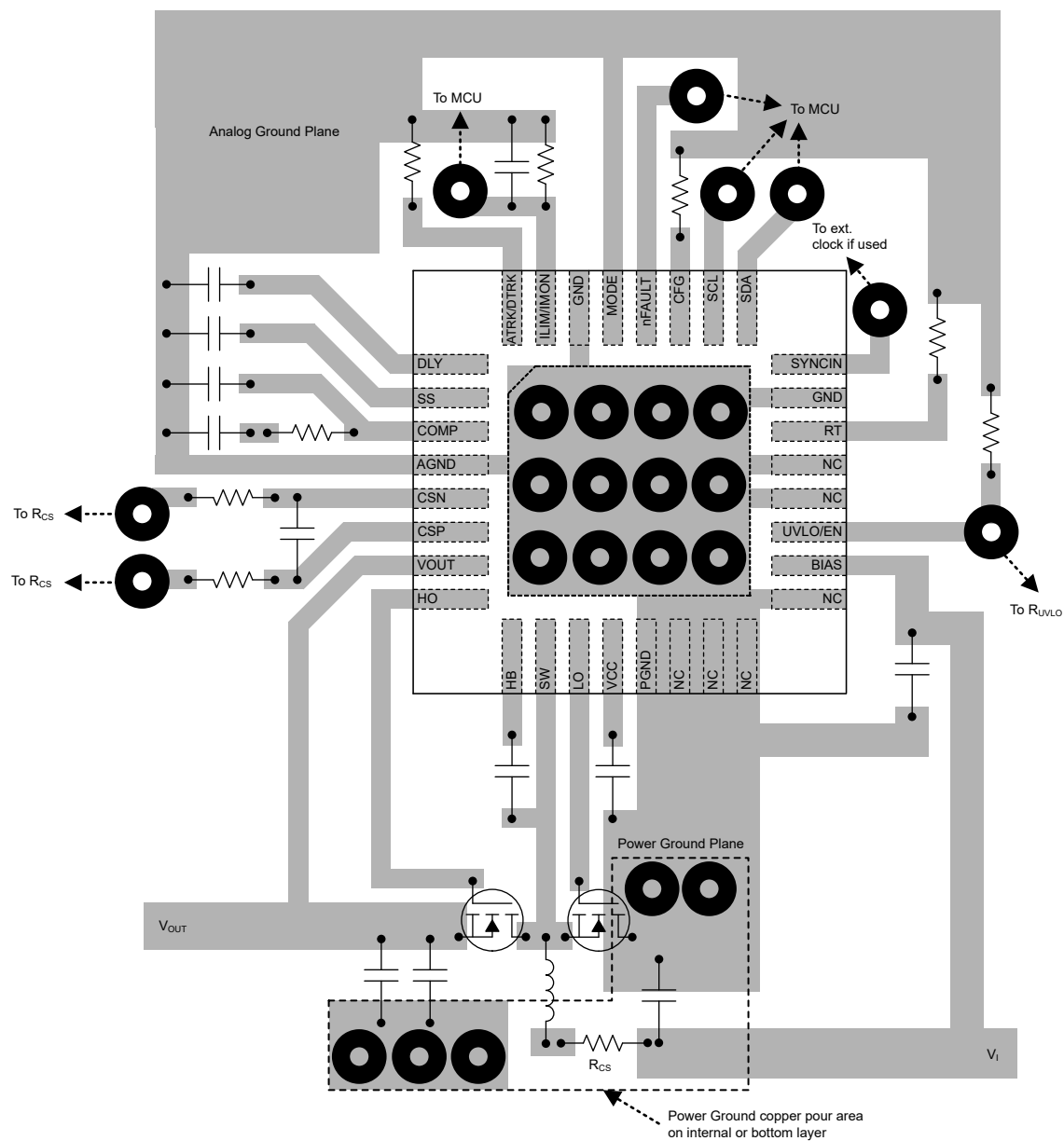


图 8-21. 布局示例

9 器件和文档支持

TI 提供广泛的开发工具。下面列出了用于评估器件性能、生成代码和开发解决方案的工具和软件。

9.1 文档支持

9.1.1 相关文档

欲查看相关文件，请参阅以下内容：

- 德州仪器 (TI)，[开关电源的输入滤波器设计应用手册](#)
- 德州仪器 (TI)，[通过优化的功率级布局免费提升高电流直流/直流稳压器 EMI 性能应用简报](#)
- 德州仪器 (TI)，[如何通过瞬态响应测量确定带宽技术文章](#)

9.2 接收文档更新通知

要接收文档更新通知，请导航至 [ti.com](#) 上的器件产品文件夹。点击 [通知](#) 进行注册，即可每周接收产品信息更改摘要。有关更改的详细信息，请查看任何已修订文档中包含的修订历史记录。

9.3 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的[使用条款](#)。

9.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

9.5 静电放电警告



静电放电 (ESD) 会损坏这个集成电路。德州仪器 (TI) 建议通过适当的预防措施处理所有集成电路。如果不遵守正确的处理和安装程序，可能会损坏集成电路。

ESD 的损坏小至导致微小的性能降级，大至整个器件故障。精密的集成电路可能更容易受到损坏，这是因为非常细微的参数更改都可能会导致器件与其发布的规格不相符。

9.6 术语表

[TI 术语表](#) 本术语表列出并解释了术语、首字母缩略词和定义。

10 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

日期	修订版本	注释
November 2025	*	初始发行版

11 机械、封装和可订购信息

以下页面包含机械、封装和可订购信息。这些信息是指定器件可用的最新数据。数据如有变更，恕不另行通知，且不会对此文档进行修订。有关此数据表的浏览器版本，请查阅左侧的导航栏。

PACKAGING INFORMATION

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package Pins	Package qty Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
LM51261AQRHBRQ1	Active	Production	VQFN (RHB) 32	3000 LARGE T&R	-	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 150	LM51 261AQ

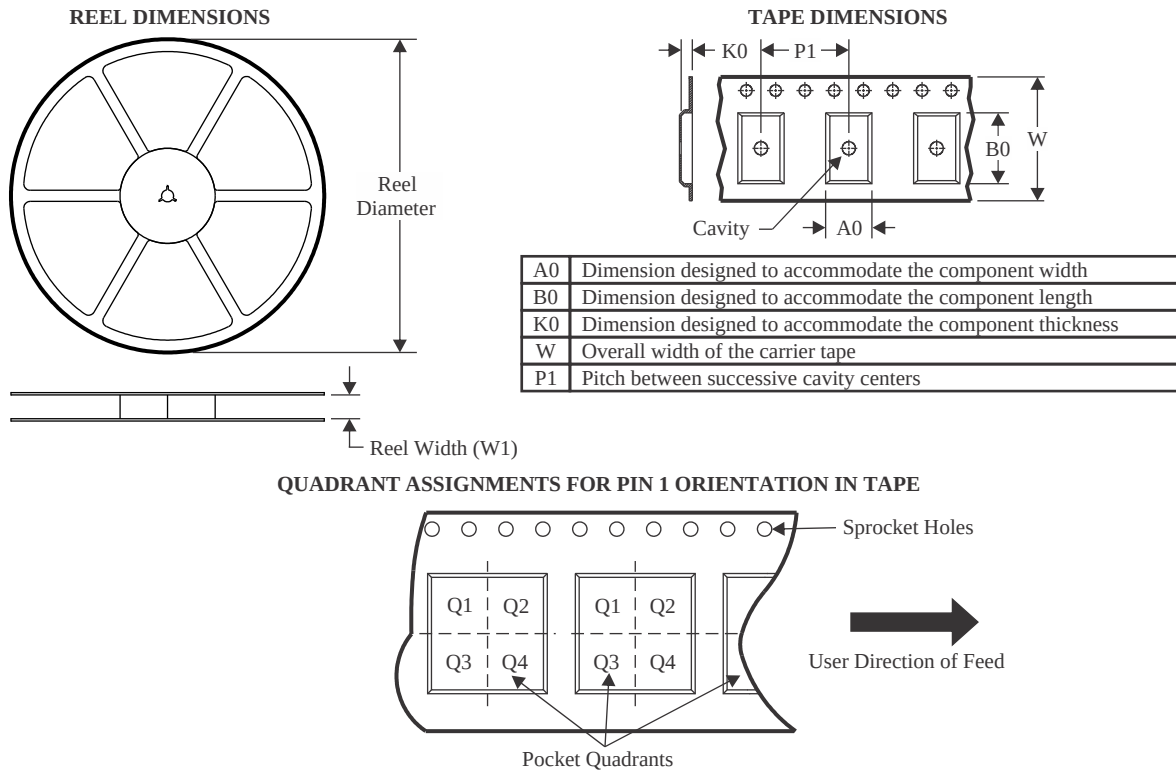
- (1) **Status:** For more details on status, see our [product life cycle](#).
- (2) **Material type:** When designated, preproduction parts are prototypes/experimental devices, and are not yet approved or released for full production. Testing and final process, including without limitation quality assurance, reliability performance testing, and/or process qualification, may not yet be complete, and this item is subject to further changes or possible discontinuation. If available for ordering, purchases will be subject to an additional waiver at checkout, and are intended for early internal evaluation purposes only. These items are sold without warranties of any kind.
- (3) **RoHS values:** Yes, No, RoHS Exempt. See the [TI RoHS Statement](#) for additional information and value definition.
- (4) **Lead finish/Ball material:** Parts may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.
- (5) **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will be used to mount the part to the printed circuit board.
- (6) **Part marking:** There may be an additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category of the part.

Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

Important Information and Disclaimer:The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM51261AQRHBRQ1	VQFN	RHB	32	3000	330.0	12.4	5.3	5.3	1.1	8.0	12.0	Q2

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM51261AQRHBRQ1	VQFN	RHB	32	3000	367.0	367.0	35.0

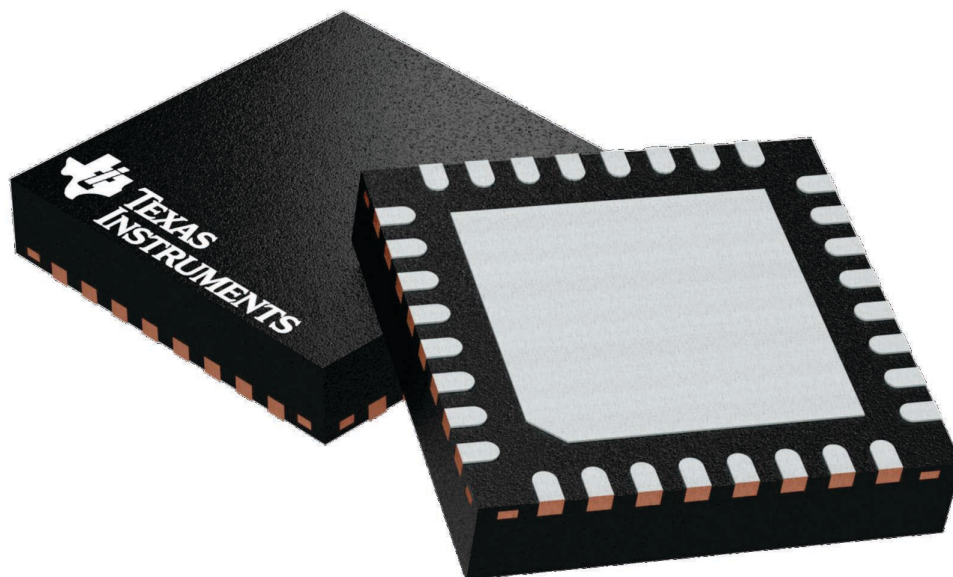
GENERIC PACKAGE VIEW

RHB 32

VQFN - 1 mm max height

5 x 5, 0.5 mm pitch

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



Images above are just a representation of the package family, actual package may vary.
Refer to the product data sheet for package details.

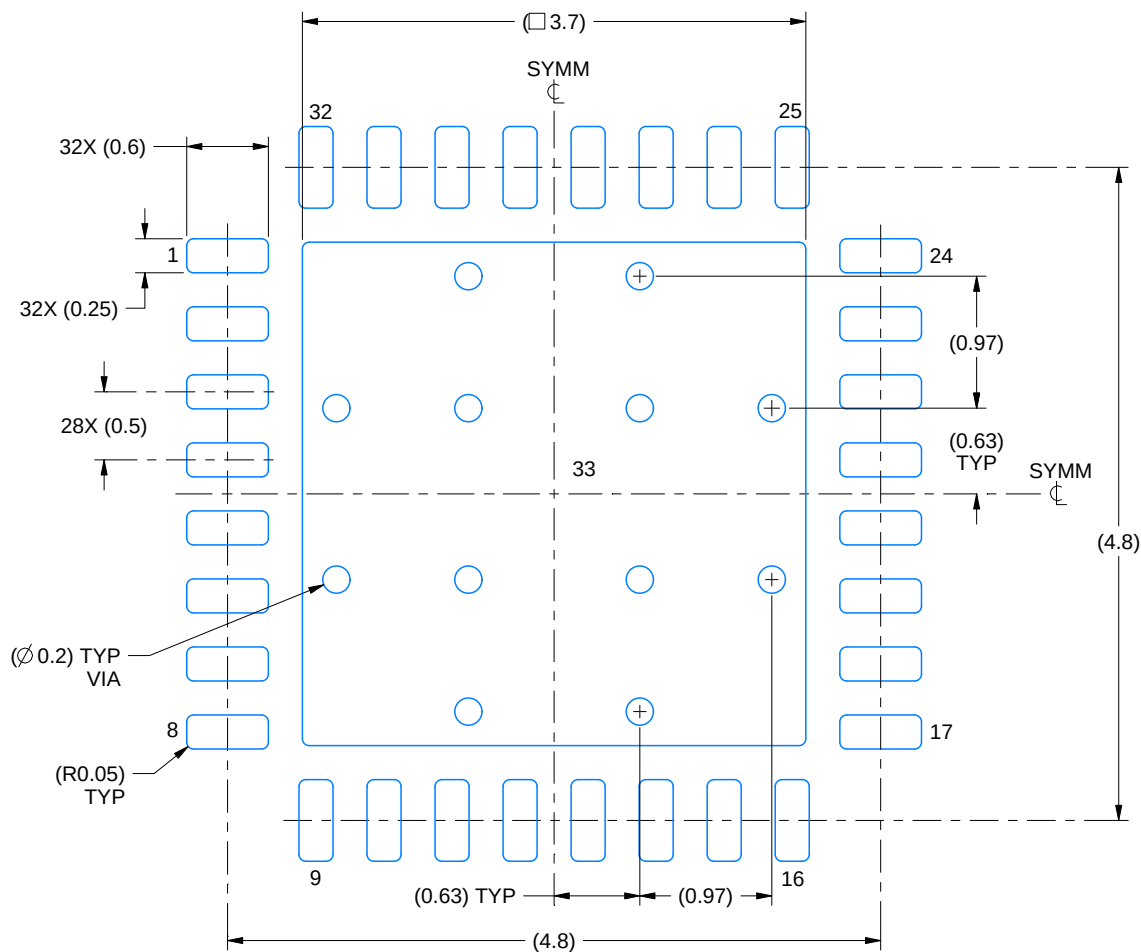
4224745/A

1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.

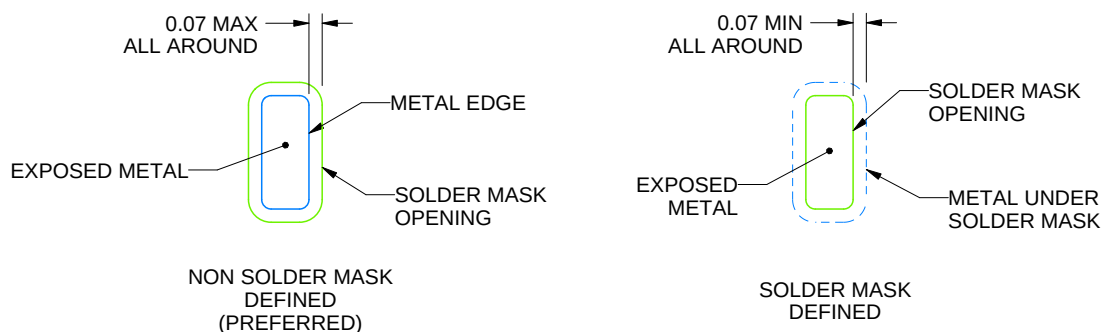
RHB0032U

VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



LAND PATTERN EXAMPLE
EXPOSED METAL SHOWN
SCALE:18X



SOLDER MASK DETAILS

4225709/C 01/2021

NOTES: (continued)

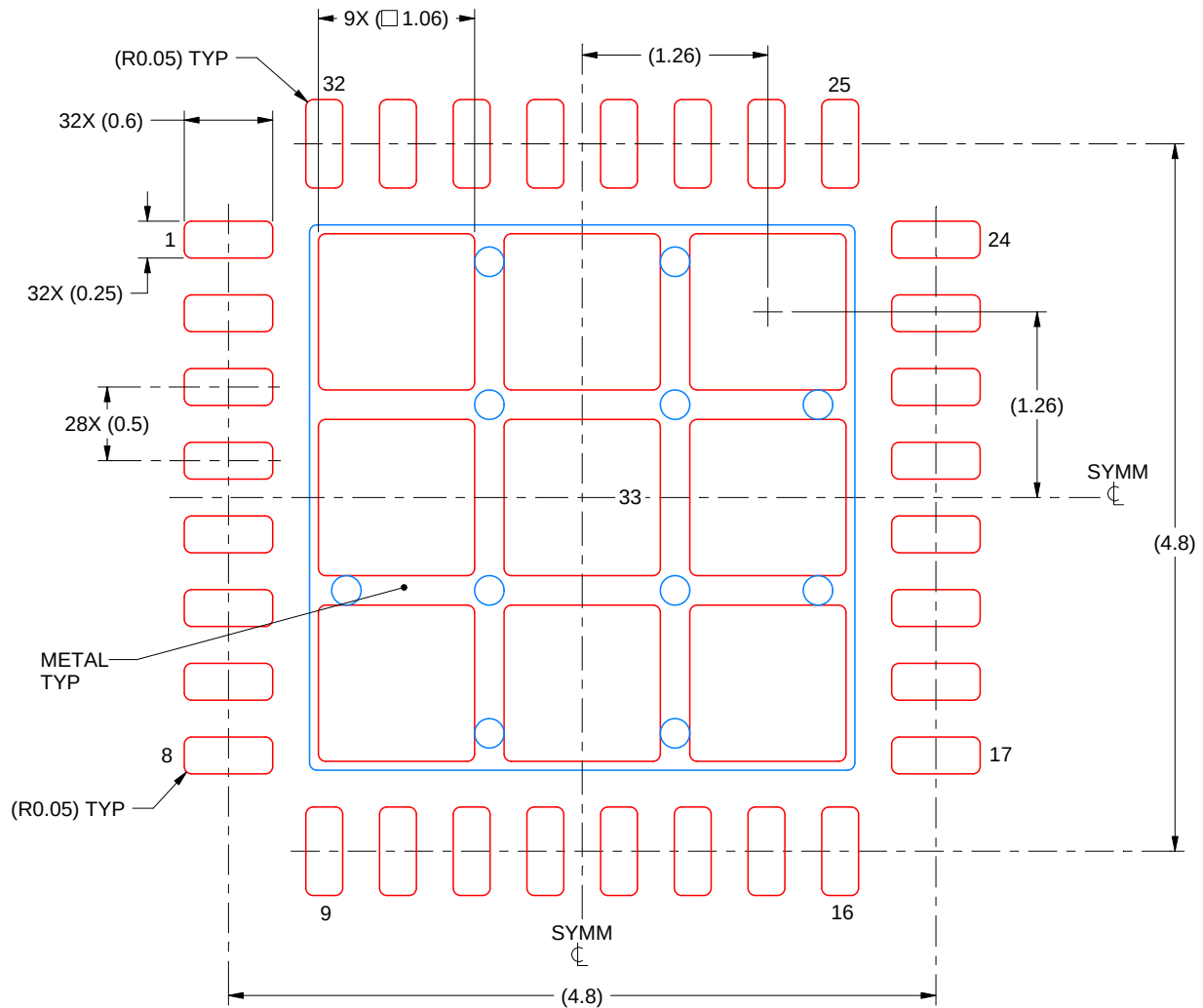
4. This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 (www.ti.com/lit/sluea271).
5. Vias are optional depending on application, refer to device data sheet. If any vias are implemented, refer to their locations shown on this view. It is recommended that vias under paste be filled, plugged or tented.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

RHB0032U

VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.125 mm THICK STENCIL

EXPOSED PAD 33:
74% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE
SCALE:20X

4225709/C 01/2021

NOTES: (continued)

6. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](https://www.ti.com) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月