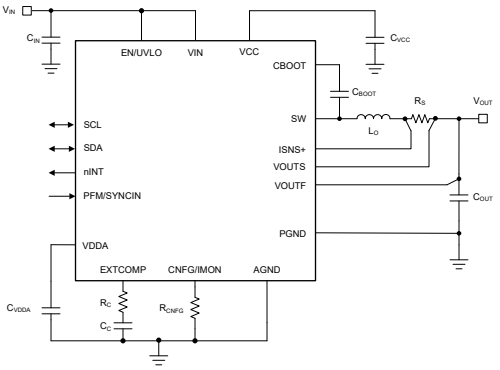
LM72630-Q1 70V，3A，汽车级，高效 CC-CV 降压转换器带 I²C

1 特性

- 符合面向汽车应用的 AEC-Q100 标准：
  - 器件温度等级 1：–40°C 至 +125°C 环境工作温度范围
- 功能安全型
  - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 带 I²C 接口的同步 CC-CV 降压转换器
  - 宽输入电压范围：4.5V 至 70V
    - 符合 LV148/ISO21780 要求
  - 可从 1V 到 24V 编程 V_{OUT}，以 10mV 为步长，或从 3.3V 到 24V 编程，以 20mV 为步长
  - 可编程 $I_{LIM(avg)}$，范围为 0.5A 止 4.5A
  - 可调节的电缆压降补偿 (CDC)
  - 模拟电流监测引脚 (IMON)
- 兼容 TPS2674X-Q1 USB Type-C® 功率传输 (PD) 控制器
- 专为满足低 EMI 要求而设计
  - 有助于符合 CISPR 25 5 级标准
  - 具有可编程调制频率的 ±5% 双随机展频
  - 可编程的 f_{SW}：200kHz 至 2.2MHz
- 可编程的保护功能
  - UV/OV (PG) 警告：±5% 或 ±10%
  - OVP 警告、故障：105% 至 136%，步长为 1%
  - 断续模式 OCP，TSD
- 6mm × 6mm 热优化，符合 RoHS 标准，VQFN-29 封装，具有无铅镀层
- 使用 LM72630-Q1 并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案



典型应用电路

2 应用

- 汽车电子系统
- 信息娱乐系统与仪表组
- 汽车 USB 充电

3 说明

LM72630-Q1 是一款具有恒流恒压 (CC-CV) 调节功能和 I²C 接口的 70V 同步降压转换器。该器件与 USB Type-C PD 控制器（包括 TPS2674X-Q1 系列）兼容。

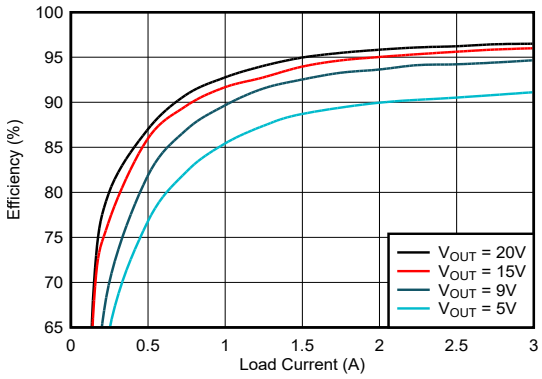
该转换器使用峰值电流模式控制架构，可实现简单环路补偿、快速瞬态响应和出色的负载和线路调节性能。高精度的 CC-CV 操作还可实现恒流模式与恒压模式之间的无缝转换。I²C 接口支持以 10mV 或 20mV 的步长设置输出电压、以 50mA 的步长设置平均输出电流限值，以及设置输出电压转换率、开关频率、软启动转换率、运行模式、电流环路补偿、输出有源放电强度和电缆压降补偿增益。

LM72630-Q1 还包含一系列安全功能，包括具有可编程阈值的欠压和过压保护、具有可编程断续模式的过流保护，以及热关断。

封装信息

器件型号	封装(1)	封装尺寸(2)
LM72630-Q1	RRX（VQFN，29）	6mm × 6mm

(1) 有关更多信息，请参阅*机械、封装和可订购信息*。
(2) 封装尺寸（长 × 宽）为标称值，并包括引脚（如适用）。



典型效率，V_{IN} = 48V，f_{SW} = 400kHz

LM72630-Q1 的其他特性包括可在轻负载条件下降低电流消耗的可编程二极管仿真、用于故障报告和输出监控的开漏 nINT 标志、精密使能输入、单调启动至预偏置负载、集成双输入（VIN 与 VOUTF）VCC 电源稳压器，以及为外部负载（如配套的 USB PD 控制器）供电的超大 VDDA 稳压器。

本资源的原文使用英文撰写。 为方便起见，TI 提供了译文；由于翻译过程中可能使用了自动化工具，TI 不保证译文的准确性。 为确认准确性，请务必访问 ti.com 参考最新的英文版本（控制文档）。

LM72630-Q1 转换器采用 6mm × 6mm 热优化 29 引脚 VQFN 封装。三个裸片连接焊盘（VIN、SW 和 PGND）提高了热性能和板级可靠性 (BLR)。

LM72630-Q1 转换器属于同步降压转换器系列，具有恒流恒压 (CC-CV) 调节和 I^2C 接口（在*相关产品*中列出）。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

内容

1 特性 1
2 应用 1
3 说明 1
4 相关产品 4
5 引脚配置和功能 5
6 规格 7
6.1 绝对最大额定值 7
6.2 ESD Ratings 7
6.3 建议运行条件 7
6.4 热性能信息 8
6.5 电气特性 8
6.6 串行控制总线的时序要求 11
6.7 典型特性 12
7 详细说明 15
7.1 概述 15
7.2 功能方框图 16
7.3 特性说明 17
7.4 器件功能模式 27
7.5 编程 29
8 LM72630-Q1 寄存器 32
9 应用和实施 45
9.1 应用信息 45
9.2 典型应用 50
9.3 电源相关建议 56
9.4 布局 57
10 器件和文档支持 59
10.1 器件支持 59
10.2 文档支持 59
10.3 接收文档更新通知 60
10.4 支持资源 60
10.5 商标 60
10.6 静电放电警告 60
10.7 术语表 60
11 修订历史记录 61
12 机械、封装和可订购信息 61

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4 相关产品

器件选项	V_{IN}（最大值）	V_{OUT}（最大值）	I_{OUT}（最大值）	$I_{LIM(avg)}$（最大值）
LM72630-Q1	70V	24V	3A (R_S = 8mΩ)	4.5A
LM72650-Q1	70V	24V	5A (R_S = 8mΩ)	7.5A
LM72680-Q1	70V	48V	5A (R_S = 8mΩ)	7.5A
			8A (R_S = 5mΩ)	12A
LM72880-Q1	80V	48V	5A (R_S = 8mΩ)	7.5A
			8A (R_S = 5mΩ)	12A

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5 引脚配置和功能

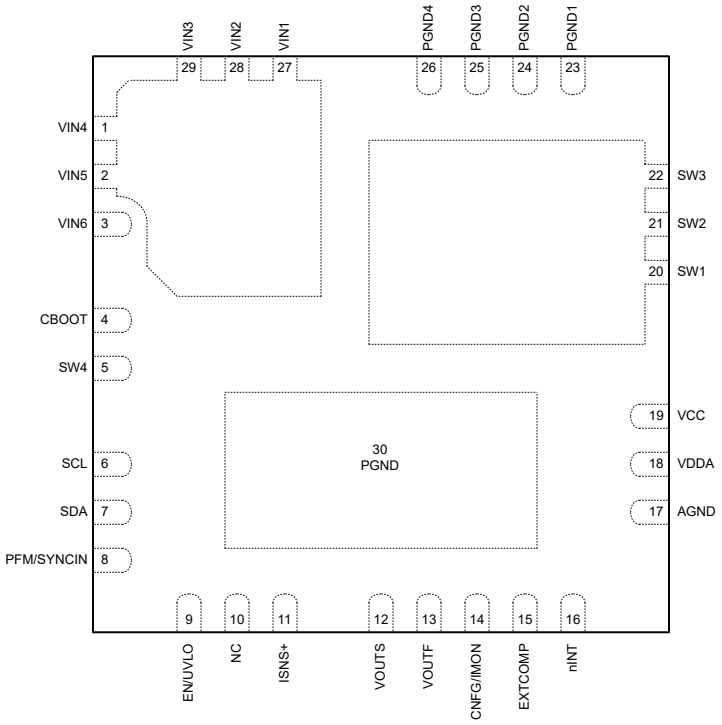


图 5-1. RRX 29 引脚 VQFN（顶视图）

表 5-1. 引脚功能

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
1	VIN4	P	转换器输入引脚连接到高侧功率 MOSFET 的漏极和 VCC 稳压器 (VIN6)。连接到输入电源和输入滤波器电容器。从 VIN 引脚到输入电容器的路径必须尽可能短。
2	VIN5	P	
3	VIN6	P	
4	CBOOT	P	用于自举栅极驱动的高侧驱动器电源。在 CBOOT 和 SW4 引脚之间连接一个 47nF 自举电容器。
5	SW4	P	开关引脚。在 CBOOT 和 SW4 引脚之间连接一个 47nF 自举电容器。此引脚在内部连接至开关引脚 SW1、SW2 和 SW3。无需将此引脚连接至 PCB 上的其他开关引脚。
6	SCL	I	I^2C 时钟引脚。
7	SDA	I/O	I^2C 数据引脚。
8	PFM/ SYNCIN	I	PFM/FPWM 模式选择和同步输入引脚。将 PFM/SYNCIN 引脚连接到 VDDA 以启用二极管仿真模式。将 PFM/SYNCIN 引脚连接到 AGND 会在轻载条件下以持续导通强制 PWM (FPWM) 模式运行。PFM/SYNCIN 引脚还可以用作同步输入，以将内部振荡器与外部时钟同步。
9	EN/UVLO	I	使能/欠压锁定引脚。将此引脚驱动为高电平/低电平可启用/禁用器件。如果不需要使能功能，则将此引脚连接到 VIN。连接一个外部电阻分压器网络以设置 UVLO 阈值。
10	NC	不适用	无连接引脚。悬空或连接到 GND。
11	ISNS+	A	电流检测放大器输入。使用低电流开尔文连接将 ISNS+ 引脚连接到外部电流检测电阻器的电感器侧。
12	VOUTS	A	输出电压感测和电流检测放大器输入。使用低电流开尔文连接将 VOUTS 引脚连接到各个电流检测电阻器的输出侧。
13	VOUTF	P	输出电压放电引脚和 VCC 偏置稳压器输入。将 VOUTF 引脚连接到相应输出电容器的输出侧。
14	CNFG/ IMON	A	配置和输出电流监测引脚。将一个电阻器接地以设置 I^2C 地址并启用或禁用 IMON 功能。将引脚上的总电容限制在 <200pF。
15	EXTCOMP	A	外部补偿引脚。此引脚是跨导放大器的输出。在 EXTCOMP 引脚和 AGND 之间连接补偿网络。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

表 5-1. 引脚功能（续）

引脚		类型(1)	说明
编号	名称		
16	nINT	O	中断引脚。此引脚是一个漏极开路输出，在状态寄存器发生变化时会切换为低电平。
17	AGND	G	模拟地引脚。内部电压基准和模拟电路的接地回路。
18	VDDA	P	内部模拟偏置稳压器输出引脚。在 VDDA 和 AGND 之间连接一个 22 µ F 陶瓷去耦电容器，尽可能靠近这些引脚放置。
19	VCC	P	VCC 辅助电源引脚。在 VCC 和 PGND 之间连接一个 4.7 µ F 陶瓷电容器，尽可能靠近这些引脚放置。
20	SW1	P	开关引脚。这些引脚形成一个开关节点，在内部连接到降压开关（高侧 MOSFET）的源极端子和同步整流器（低侧 MOSFET）的漏极端子。连接到降压电感器。
21	SW2	P	
22	SW3	P	
23	PGND1	G	电源接地引脚。这些引脚构成低侧 MOSFET 的电源地节点。连接到 PCB 上的系统地。尽量缩短到 CIN 的距离。
24	PGND2	G	
25	PGND3	G	
26	PGND4	G	
27	VIN1	P	转换器输入引脚连接到高侧功率 MOSFET 的漏极。连接到输入电源和输入滤波器电容器。从 VIN 引脚到输入电容器的路径必须尽可能短。
28	VIN2	P	
29	VIN3	P	
30	PGND	G	控制器电源地引脚。使用多个过孔连接到系统地。

(1) P = 电源，G = 地，I = 输入，O = 输出，A = 模拟。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6 规格

6.1 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
引脚电压	VIN 到 PGND	-0.3	75	V
引脚电压	SW 到 PGND	-0.3	75	V
引脚电压	SW 到 PGND，瞬态 < 20ns	-5	80	V
引脚电压	CBOOT 至 SW	-0.3	10	V
引脚电压	CBOOT 到 SW，瞬态 < 20ns	-2		V
引脚电压	EN/UVLO 至 PGND	-0.3	75	V
引脚电压	VDDA、SDA、SCL、nINT、CNFG、PFM/SYNCIN、EXTCOMP 至 AGND	-0.3	6.5	V
引脚电压	VCC 到 AGND	-0.3	10	V
引脚电压	VOUTF、VOUTS、ISNS+ 至 PGND	-0.3	30	V
引脚电压	VOUTS 至 ISNS+	-0.3	0.3	V
引脚电压	PGND 至 AGND	-0.3	0.3	V
T_{stg}	贮存温度	-55	150	°C
T_J	工作结温	-40	150	°C

(1) 在*绝对最大额定值*范围外运行可能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。

6.2 ESD Ratings

				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	边角引脚（1、8、9、16、17、22、23 和 29）	±750	
			其他引脚	±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。

6.3 建议运行条件

在工作结温范围内测得（除非另有说明）

			最小值	标称值	最大值	单位
V_{IN}	输入电源电压范围		4.5		70	V
V_{OUT}	输出电压范围（10mV 步长），FPWM 模式		1		24	V
V_{OUT}	输出电压范围（10mV 步长），PFM 模式		1		22.5	V
V_{OUT}	输出电压范围（20mV 步长），FPWM 模式		3.3		24	V
V_{OUT}	输出电压范围（20mV 步长），PFM 模式		3.3		24	V
	引脚电压	VIN，EN/UVLO，SW 至 PGND	0		70	V
	引脚电压	SDA，SCL，PFM/SYNCIN，nINT 至 AGND	0		5.25	V
	引脚电压	VOUTF、VOUTS、ISNS+ 至 PGND	0		24	V
	PGND 至 AGND		0		0.3	V
I_{OUT}	输出电流范围，LM72630-Q1		0		3	A
R_S	检测电阻		7.92	8	8.08	mΩ
T_J	工作结温		-40		150	°C

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.4 热性能信息

热指标(1)		LM726x0-Q1		单位
		JESD 51-7	EVM	
		RRX (VQFN) 29 引脚	RRX (VQFN) 29 引脚	
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	33.5 (2)	18.6 (3)	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳（顶部）热阻	31.6	–	°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	11.7	–	°C/W
ψ_{JT}	结至顶部特征参数 ($T_{case-center}$)	11.5	7.2	°C/W
ψ_{JT}	结至顶部特征参数 ($T_{case-max}$)	–	0.8	°C/W
ψ_{JB}	结至电路板特征参数	11.6	6.3	°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。
(2) 此表中给出的 $R_{\theta JA}$ 值仅用于与其他封装的比较，不能用于设计目的。这些值是根据 JESD 51-7 计算的，并在 4 层 JEDEC 板上进行了仿真。这些值并不代表在实际应用中获得的性能。
(3) 请参阅 EVM 用户指南电路板布局和其他信息。。

6.5 电气特性

T_J = –40°C 至 +150°C。典型值在 T_J = 25°C 和 条件下测得（除非另有说明）

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源 (VIN)						
I_{Q-SD}	V_{IN} 关断电流	未开关，V_{EN} = 0V，V_{FB} = V_{REF} + 50mV，V_{IN} = 48V，T_J = 25°C		4.7	6	μA
		未开关，V_{EN} = 0V，V_{FB} = V_{REF} + 50mV，V_{IN} = 48V，T_J = 125°C		8	10	μA
I_{Q-SBY}	V_{IN} 待机电流(1)	非开关，0.5V ≤ V_{EN} ≤ 1V		310		μA
$I_{Q-READY}$	V_{IN} 就绪电流(1)	非开关，V_{EN} ≥ 1V		1		mA
$I_{Q-SLEEP2-48V}$	V_{IN} 睡眠电流，5V 输出，空载	V_{EN} = 5V，V_{IN} = 48V，V_{OUTF} = V_{VOUTS} = 5V，空载，非开关，$V_{PFM/SYNCIN}$ = 5V		43	100	μA
使能 (EN/UVLO)						
V_{SBY-TH}	关断至待机阈值电压	$V_{EN/UVLO}$ 上升		0.55		V
V_{EN-TH}	使能电压上升阈值	$V_{EN/UVLO}$ 上升	0.95	1.0	1.05	V
V_{EN-HYS}	启用电压迟滞			0.1		V
内部 LDO (VCC)						
V_{VCC2}	VCC 稳压电压	I_{VCC} = 50mA	7.5	8	8.5	V
$V_{VCC(DO1)}$	VIN 至 VCC 压降电压	V_{IN} = 5V，I_{VCC} = 50mA		130		mV
$V_{VCC(DO2)}$	BIAS 至 VCC 压降电压	V_{VOUTF} = 5V，I_{VCC} = 50mA		110		mV
$I_{VCC(LIM)}$	VCC 电流限制	V_{CC} = 4V	80	220	367	mA
内部 LDO (VDDA)						
V_{VDDA}	VDDA 稳压电压	I_{VDD} = 5mA	4.75	5	5.25	V
$V_{VDDA(DO)}$	VCC 至 VDDA 压降电压	V_{IN} = 5V，I_{VDD} = 30mA		125		mV
$I_{VDDA-CL}$	VDDA 电流限制	V_{DDA} = 4.5V	36	50	67	mA
外部偏置 (VOUTF)						
$V_{BIAS-TH}$	V_{IN} 至 V_{VOUTF} 切换上升阈值		4.85	4.92	4.98	V
$V_{BIAS-HYS}$	V_{IN} 至 V_{VOUTF} 切换迟滞			140		mV
有源放电 (VOUTF)						
$I_{DISCHARGE}$	输出放电电流	0xD2[2:1] = 01b		24		mA
		0xD2[2:1] = 10b		48		mA
		0xD2[2:1] = 11b		72		mA
输出电压 (VOUTS)						

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.5 电气特性（续）

T_J = –40°C 至 +150°C。典型值在 T_J = 25°C 和 条件下测得（除非另有说明）

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{OUT(MIN)}$	最小输出电压设定值 - 10mV 步长	0xD1[7] = 0b，0x21 = 0x64h，T_J = –40℃ 至 +85℃	0.96	1	1.04	V
$V_{OUT(MIN)}$	最小输出电压设定值 - 20mV 步长	0xD1[7] = 1b，0x21 = 0xA5h，T_J = –40℃ 至 +85℃	3.24	3.3	3.36	V
$V_{OUT(DEFAULT)}$	默认输出电压设定值	0xD1[7] = 1b，0x21 = 0xFAh，T_J = –40℃ 至 +85℃	4.95	5.0	5.05	V
$V_{OUT(MAX)}$	最大输出电压设定值	0xD1[7] = 1b，0x21 = 0x4B0h，T_J = –40℃ 至 +85℃	23.76	24	24.24	V
V_{OUT_STEP}	输出电压步长 - 10mV	0xD1[7] = 0b		10		mV
	输出电压步长 - 20mV	0xD1[7] = 1b		20		mV
误差放大器 (EXTCOMP)						
$g_{m-EXTERNAL}$	EA 跨导外部补偿			1000		µS
脉冲频率调制 (PFM/SYNCIN)						
$V_{IL-SYNCIN}$	PFM/SYNCIN 输入阈值低电平		0.8			V
$V_{IH(SYNCIN)}$	PFM/SYNCIN 输入阈值高电平				1.17	V
Δf_{SYNC}	同步频率范围		-20		20	%
$t_{SYNC-TON-MIN}$	外部同步信号的最小正脉冲宽度				25	ns
$t_{SYNC-TOFF-MIN}$	外部同步信号的最小负脉冲宽度				250	ns
开关频率 (SW)						
f_{SW1}	开关频率 1	0xD1[4:3] = 00b	180	200	225	kHz
f_{SW2}	开关频率 2	0xD1[4:3] = 01b	360	400	440	kHz
f_{SW3}	开关频率 3	0xD1[4:3] = 10b	540	600	660	kHz
f_{SW4}	开关频率 4	0xD1[4:3] = 11b	1.98	2.2	2.42	MHz
t_{ON-MIN}	最短导通时间(1)			25		ns
$t_{OFF-MIN}$	最短关断时间			70	125	ns
双随机展频 (DRSS)						
Δf_{SS}	调制范围			10		%
f_m	调制频率	0xD1[5] = 0b		10		kHz
电源正常						
V_{PG-UV}	电源正常 UV 跳变电平	相对于设定的 V_{OUT} (5V) 下降，0xD9[3] = 0b，T_J = –40℃ 至 +85℃	92.5	95	97	%
		相对于设定的 V_{OUT} (20V) 下降，0xD9[3] = 1b	88	90	92	%
V_{PG-OV}	电源正常 OV 跳变电平	相对于设定的 V_{OUT}(5V) 上升，0xD9[3] = 0b，T_J = –40℃ 至 +85℃	102.5	105	107	%
		相对于设定的 V_{OUT}(20V) 上升，0xD9[3] = 1b	108	110	112	%
$V_{PG-UV-HYST}$	电源正常 UV 迟滞	相对于稳压输出下降		1.1		%
$V_{PG-OV-HYST}$	电源正常 OV 迟滞	相对于稳压输出上升		1.1		%
$t_{PG-DEGLITCH}$	电源正常状态抗尖峰脉冲滤波器时间	V_{OUT} 下降或上升		30		µs
过压保护 (nINT)						
V_{OV2}	过压保护	相对于设定的 V_{OUT} 上升，0xD5 = 60h		105		%
V_{OV2}	过压保护	相对于设定的 V_{OUT} 上升，0xD5 = 7Fh		136		%
V_{OV2_HYST}	过压保护迟滞	相对于设定的 V_{OUT} 上升		2		%
V_{OL_nINT}	nINT 低电压	集电极开路，I_{nFAULT} = 2mA			0.4	V
启动（软启动）						
SR_{SS}	内部软启动压摆率	0xD2[0] = 0b，SEL_FB_DIV20 = 1b		5		V/ms
		0xD2[0] = 1b，SEL_FB_DIV20 = 1b		2.5		V/ms

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.5 电气特性（续）

T_J = –40°C 至 +150°C。典型值在 T_J = 25°C 和 条件下测得（除非另有说明）

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源开关						
$R_{DSON(HS)}$	高侧 MOSFET 导通电阻	T_J = 25°C，V_{IN} = 48V，$V_{BOOT-SW}$ = 8V，I_{SW} = 500mA		22		mΩ
$R_{DSON(LS)}$	低侧 MOSFET 导通电阻	T_J= 25°C，V_{VCC} = 8V，I_{SW} = 500mA		18		mΩ
内部断续模式						
$t_{HIC-DLY}$	断续模式激活延迟	$V_{ISNS+} - V_{VOUT}$ > 60mV		512		周期
$t_{HIC-DURATION}$	断续模式故障持续时间	$V_{ISNS+} - V_{VOUT}$ > 60mV		16384		周期
过流保护 (OCP)						
V_{CS-TH}	CS 电压阈值	在 ISNS+ 与 VOUTS 之间测得	34	40	46	mV
$t_{DELAY-CS}$	CS 到输出延迟			85		ns
A_{CS}	CS 放大器增益(1)			10		V/V
$I_{BIAS-CS}$	CS 放大器输入偏置电流(1)			0.3		μA
$V_{CS-TH-NEG}$	CS 负电压阈值	在 VOUTS 与 ISNS+ 之间测得		20		mV
平均输出电流限制						
$I_{LIM(MIN)}$	最小平均电流限制设定点	R_{SENSE} = 8mΩ，0xD0 = 0Ah，T_J = –40°C 至 +85°C	380	500	620	mA
$I_{LIM(TYP)}$	典型平均电流限制设定点	R_{SENSE} = 8mΩ，0xD0 = 3Ch，T_J = –40°C 至 +85°C	2.88	3	3.12	A
$I_{LIM(MAX)}$	最大平均电流限制设定点	R_{SENSE} = 8mΩ，0xD0 = 5Ah		4.5		A
I_{LIM_STEP}	平均电流限制步长	R_{SENSE} = 8mΩ		50		mA
输出电流监测器 (IMON)						
A_{IMON}	I_{OUT} 监测从 V_{CS} 到 V_{OUT} 的放大器增益	V_{CS} = 40mV，T_J = -40℃ 至 +85℃	24.5	25	25.5	V/V
V_{OFFSET}	I_{OUT} 监测放大器偏移电压	V_{CS} = 0mV，T_J = -40℃ 至 +85℃	0.98	1	1.02	V
电缆压降补偿 (CDC)						
A_{CDC}	最大电缆压降补偿增益	0xD8[5:0] = 3Fh		62		V/V
A_{CDC_STEP}	电缆压降补偿增益步长			2		V/V
串行控制总线（SCL、SDA）						
V_{IH}	输入高电平		2			V
V_{IL}	输入低电平				0.8	V
V_{HYST}	输入迟滞			320		mV
V_{OL}	输出低电平	I_{OL} = 3mA，标准模式/快速模式	0		0.4	V
V_{OL}	输出低电平	I_{OL} = 20mA，快速+ 模式	0		0.4	V
I_{IH}	输入高电流	引脚连接至 V_{I2C}	-10		10	μA
I_{IL}	输入低电流	引脚连接至 GND	-10		10	μA
C_{IN}	输入电容			5		pF
热关断 (TSD)						
T_{J-SD}	热关断阈值(1)	温度上升		175		°C
T_{J-HYS}	热关断迟滞 (1)			15		°C

(1) 根据设计指定。未经生产测试。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.6 串行控制总线的时序要求

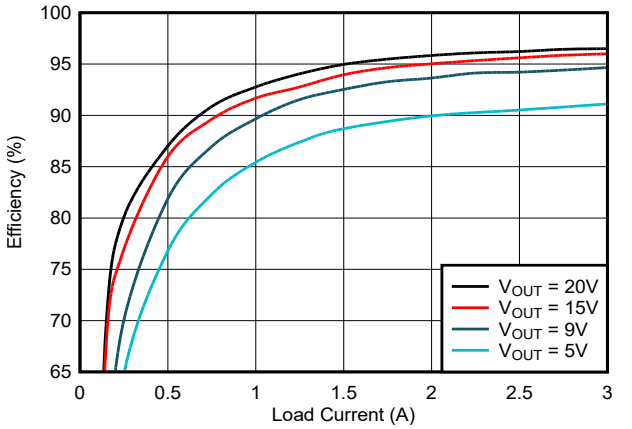
在 I²C 电源和温度范围内（除非另外说明）。

			最小值	典型值	最大值	单位
f_{SCL}	SCL 时钟频率	标准模式	> 0		100	kHz
		快速模式	> 0		400	kHz
		超快速模式	> 0		1	MHz
t_{LOW}	SCL 低电平时间	标准模式	4.7			µs
		快速模式	1.3			µs
		超快速模式	0.5			µs
t_{HIGH}	SCL 高电平周期	标准模式	4.0			µs
		快速模式	0.6			µs
		超快速模式	0.26			µs
$t_{HD;STA}$	启动或重复启动条件的保持时间	标准模式	4.0			µs
		快速模式	0.6			µs
		超快速模式	0.26			µs
$t_{SU;STA}$	启动或重复启动条件的建立时间	标准模式	4.7			µs
		快速模式	0.6			µs
		超快速模式	0.26			µs
$t_{HD;DAT}$	数据保持时间	标准模式	0			µs
		快速模式	0			µs
		超快速模式	0			µs
$t_{SU;DAT}$	数据设置时间	标准模式	250			ns
		快速模式	100			ns
		超快速模式	50			ns
$t_{SU;STO}$	STOP 条件的建立时间	标准模式	4.0			µs
		快速模式	0.6			µs
		超快速模式	0.26			µs
t_{BUF}	STOP 和 START 之间的总线空闲时间	标准模式	4.7			µs
		快速模式	1.3			µs
		超快速模式	0.5			µs
t_r	SCL 和 SDA 上升时间	标准模式			1000	ns
		快速模式			300	ns
		超快速模式			120	ns
t_f	SCL 和 SDA 下降时间	标准模式			300	ns
		快速模式			300	ns
		超快速模式			120	ns
C_b	每个总线的容性负载	标准模式			400	pF
		快速模式			400	pF
		超快速模式			550	pF
$t_{VD:DAT}$	数据有效时间	标准模式			3.45	µs
		快速模式			0.9	µs
		超快速模式			0.45	µs
$t_{VD;ACK}$	数据有效确认时间	标准模式			3.45	µs
		快速模式			0.9	µs
		超快速模式			0.45	µs
t_{SP}	输入滤波器	快速模式			50	ns
		超快速模式			50	ns

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.7 典型特性

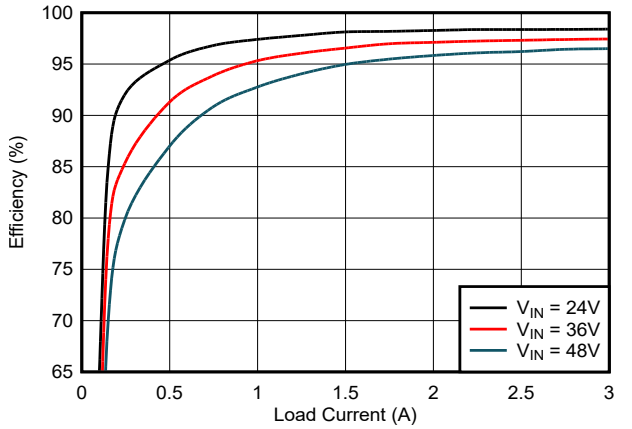
T_J = 25°C，除非另有说明。



V_{IN} = 48V　　FPWM 模式

f_{SW} = 400kHz　　L_O = 22 µ H XGL1010

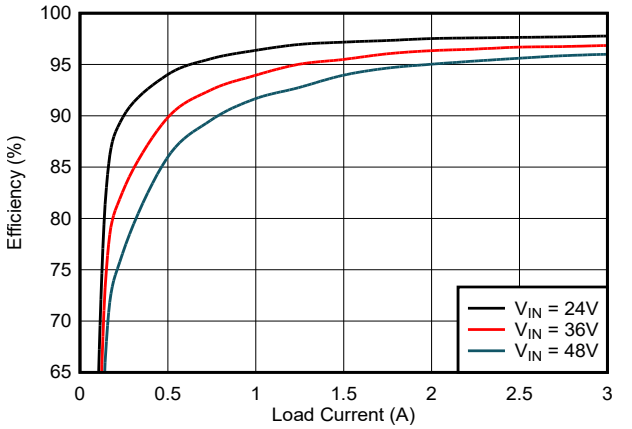
图 6-1. 效率 (V_{IN} = 48 V)



V_{OUT} = 20V　　FPWM 模式

f_{SW} = 400kHz　　L_O = 22 µ H XGL1010

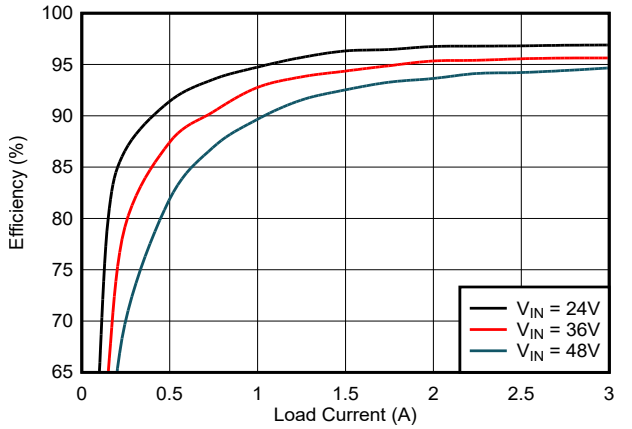
图 6-2. 效率 (V_{OUT} = 20 V)



V_{OUT} = 15V　　FPWM 模式

f_{SW} = 400kHz　　L_O = 22 µ H XGL1010

图 6-3. 效率 (V_{OUT} = 15 V)



V_{OUT} = 9V　　FPWM 模式

f_{SW} = 400kHz　　L_O = 22 µ H XGL1010

图 6-4. 效率 (V_{OUT} = 9 V)

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.7 典型特性（续）

T_J = 25°C，除非另有说明。

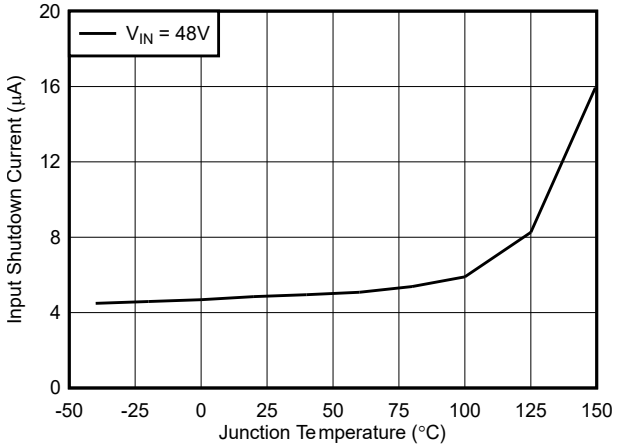


图 6-5. 输入关断电流与温度间的关系

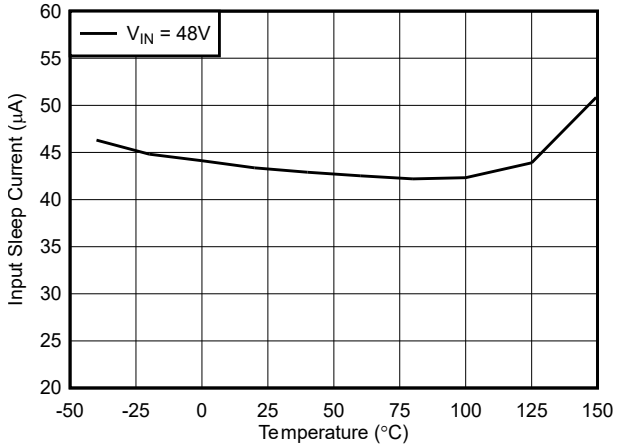


图 6-6. 输入睡眠电流与温度间的关系，V_{OUT} = 5V

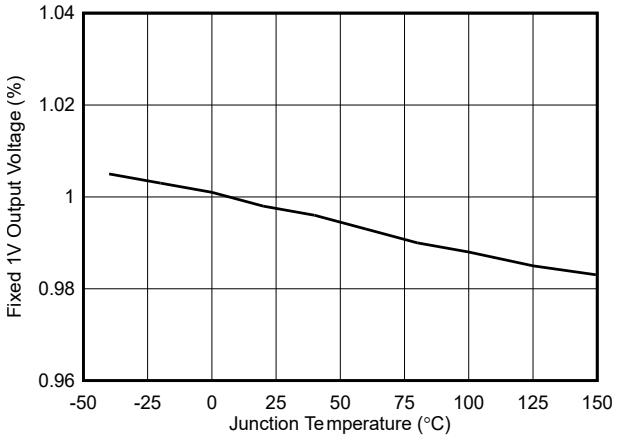


图 6-7. 固定输出电压与温度间的关系，V_{OUT} = 1V

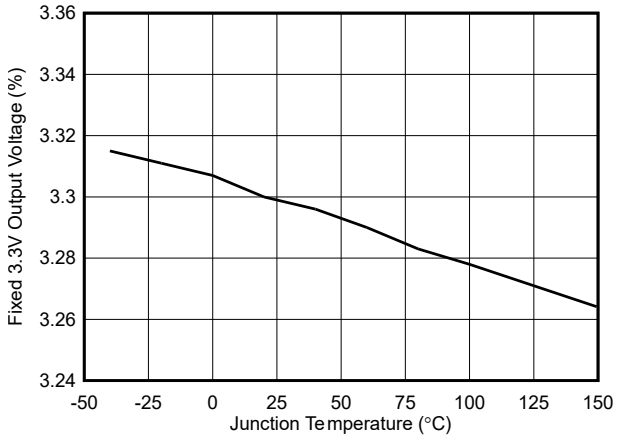


图 6-8. 固定输出电压与温度间的关系，V_{OUT} = 3.3V

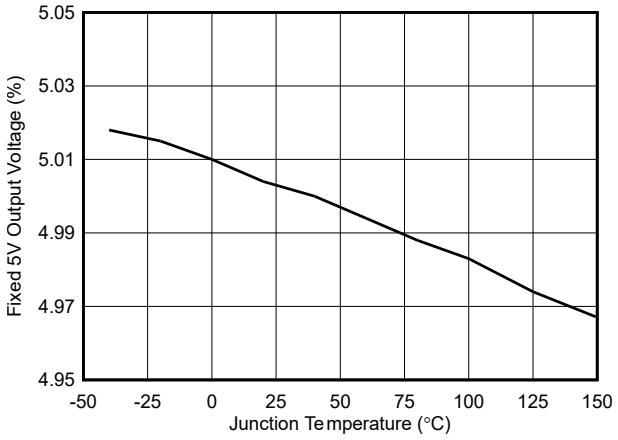


图 6-9. 固定输出电压与温度间的关系，V_{OUT} = 5V

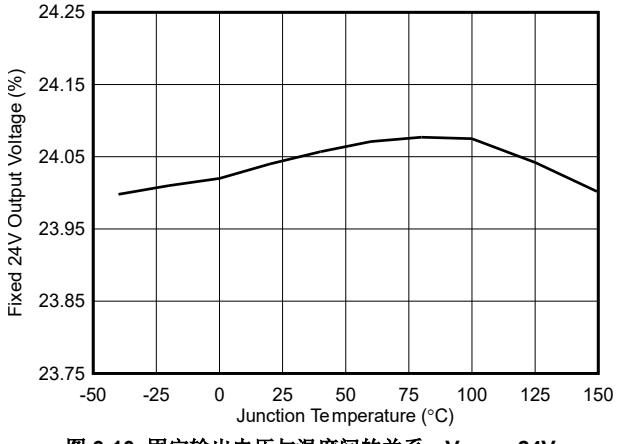


图 6-10. 固定输出电压与温度间的关系，V_{OUT} = 24V

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

6.7 典型特性（续）

T_J = 25°C，除非另有说明。

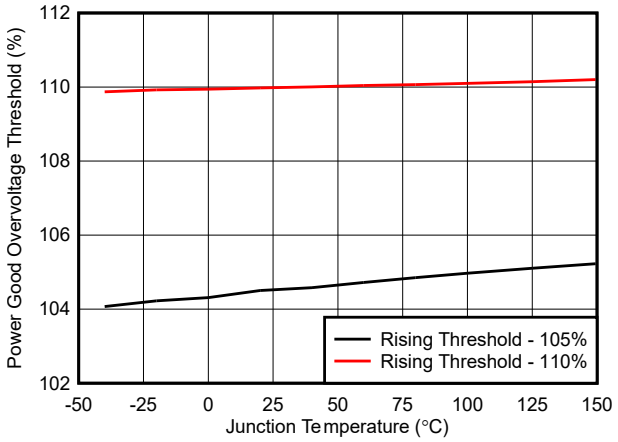


图 6-11. PG 过压阈值与温度间的关系

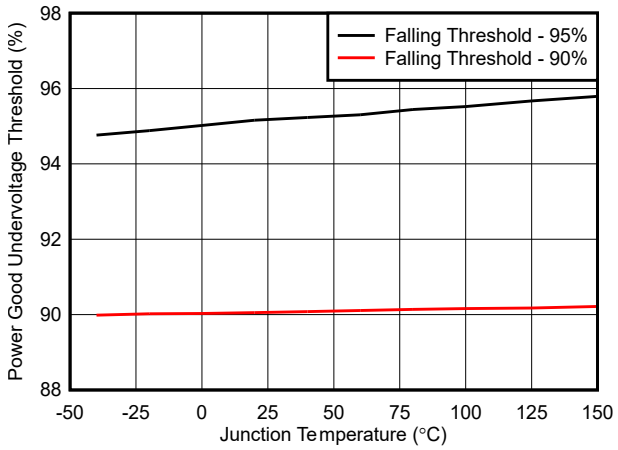


图 6-12. PG 欠压阈值与温度间的关系

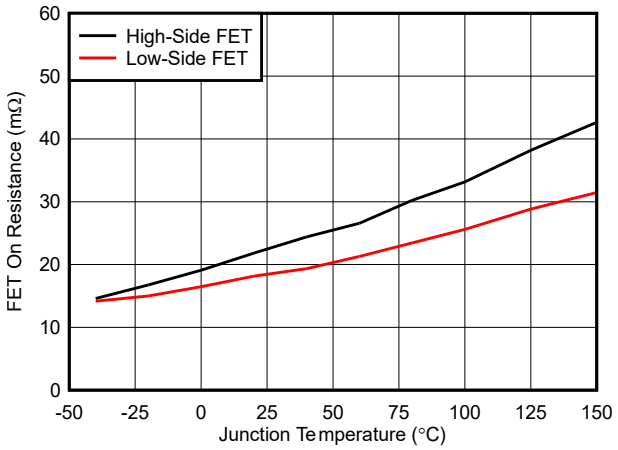


图 6-13. FET 导通电阻与温度间的关系

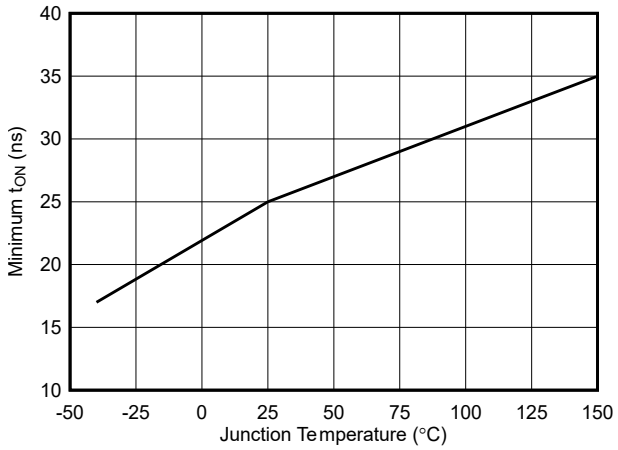


图 6-14. 最短导通时间与温度间的关系

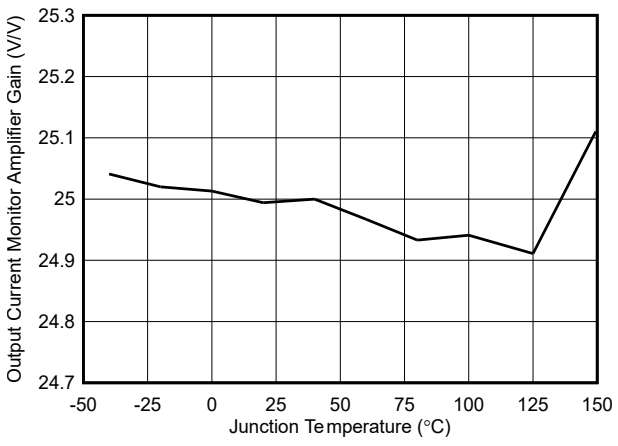


图 6-15. IMON 放大器增益与温度间的关系

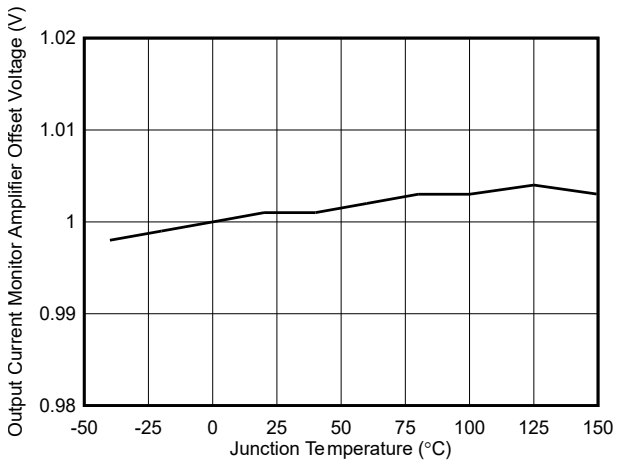


图 6-16. IMON 放大器电压偏移与温度间的关系

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7 详细说明

7.1 概述

LM72630-Q1 是一款具有恒流恒压 (CC-CV) 调节功能和 I^2C 接口的 70V 超低 I_Q 同步降压转换器。该器件旨在和任何具有兼容 I^2C 接口的微控制器（包括 TPS2674X-Q1 系列 USB Type-C PD 控制器）配合使用。

该转换器使用峰值电流模式控制架构，可实现简单环路补偿、快速瞬态响应和出色的负载和线路调节性能。高精度的 CC-CV 操作还可实现恒流模式与恒压模式之间的无缝转换。该器件具有集成式双输入（VIN 和 VOUTF）VCC 电源稳压器和用于为配套 USB PD 控制器等外部负载供电的超大 VDDA 稳压器。I^2C 接口支持以 10mV 或 20mV 的步长设置输出电压、以 50mA 的步长设置平均输出电流限值，以及设置输出电压转换率、开关频率、软启动转换率、运行模式、电流环路补偿、输出有源放电强度和电缆压降补偿增益。

将输出连接到 VOUTF 引脚，以最大限度地提升高输入电压应用的效率。可编程的二极管仿真功能支持非连续导通模式 (DCM) 运行，从而进一步提高轻负载条件下的效率并降低功率损耗。

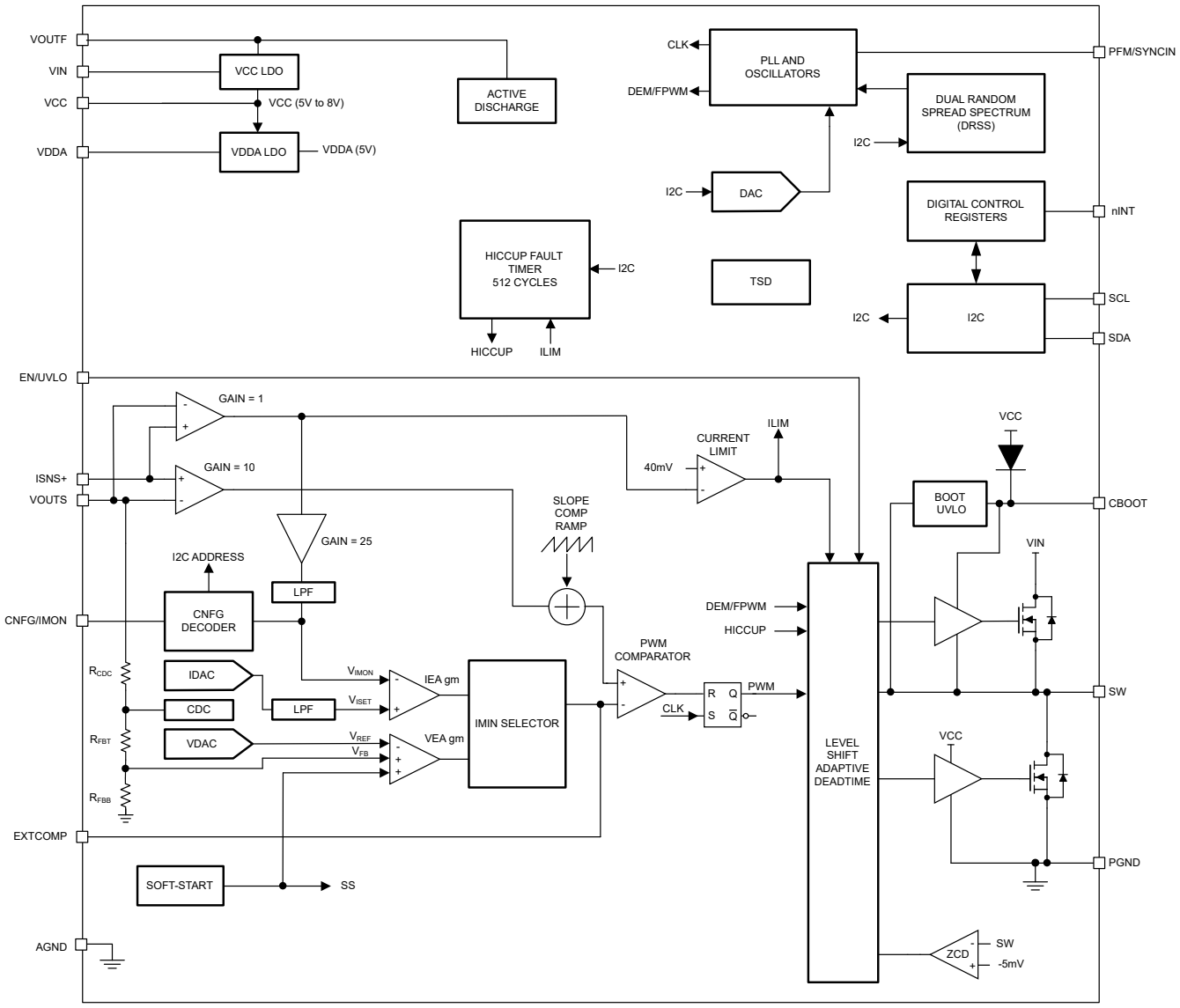
LM72630-Q1 还具有一系列安全特性，包括具有可编程阈值的输出欠压和过压保护、具有可编程断续模式的过流保护、热关断、精密使能以及用于故障和状态报告的开漏 nINT 标志。

LM72630-Q1 集成了多项功能以简化符合各种 EMI 标准的要求，其中包括 CISPR 25 5 类标准，其定义汽车级 EMI 要求。双随机展频 (DRSS) 技术可降低峰值谐波 EMI 信号。

LM72630-Q1 采用 29 引脚 VQFN 封装，带有外露的 VIN、SW 和 PGND 焊盘，可最大限度地提高散热效果。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.2 功能方框图



Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.3 特性说明

7.3.1 输入电压范围 (V_{IN})

LM72630-Q1 的输入电压工作范围为 4.5V 至 70V。该器件用于从 12V、24V 和 48V 汽车级电源轨进行降压转换。LM72630-Q1 使用内部 LDO 为栅极驱动和控制电路提供 5V 至 8V VCC 偏置电压轨和 5V VDDA 电压轨。

在高输入电压应用中，确保 VIN 和 SW 引脚在线路或负载瞬态事件下不超过 75V 的绝对最大电压额定值。如果电压偏移超过这些引脚的绝对最大额定值，则可能会损坏 IC。遵循 PCB 电路板布局布线建议，并使用高质量输入旁路电容器来最大限度地减少电压过冲和振铃。

当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，LM72630-Q1 会跳过 t_{OFF} 周期以允许控制器将占空比扩展至大约 99%。请参阅图 7-1。

使用方程式 1 来计算 LM72630-Q1 何时进入压降模式。

$$V_{IN} = V_{OUT} \times \left(\frac{t_P}{t_P - t_{OFF}} \right) \quad (1)$$

- t_P = 振荡器周期
- t_{OFF} = 最短关断时间

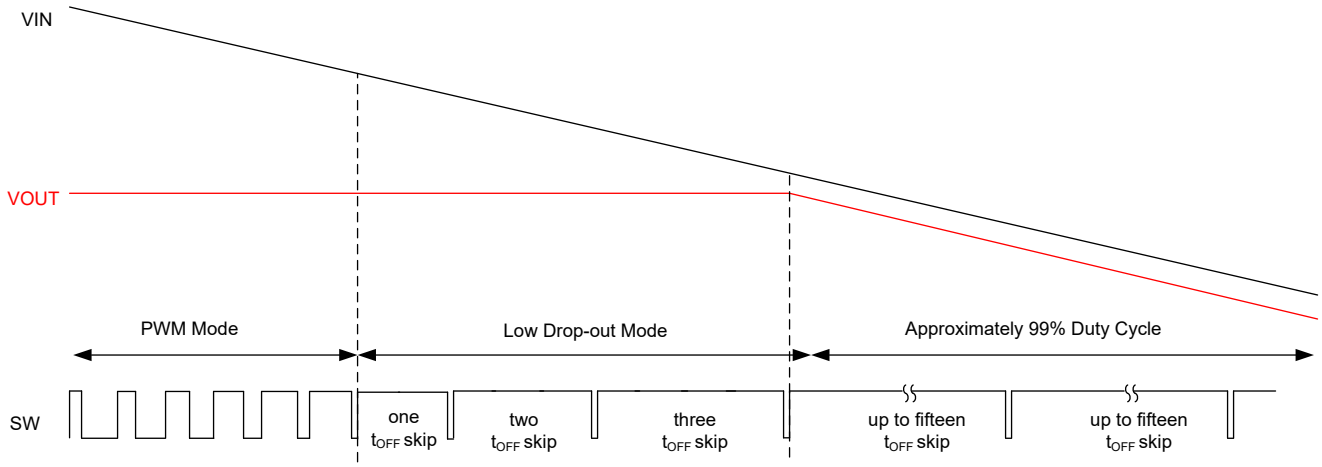


图 7-1. 压降模式运行

7.3.2 高压偏置电源稳压器（VCC、VDDA）

LM72630-Q1 包含一个内部高压 VCC 偏置稳压器，该稳压器为功率 MOSFET 的栅极驱动器提供辅助电源。输入电压引脚 (VIN) 可直接连接至高达 70V 的输入电压源。但是，当输入电压低于 VCC 设定点电平时，VCC 电压会跟踪 VIN 减去一个小压降。

当输出电压 < 5V 时，VCC 偏置稳压器输出电压为 8V。当输出电压从 5V 到 8V 并且 BIAS_EN 位被置位时，VCC 偏置调节器输出电压会跟踪输出电压。当输出电压 ≥ 8V 时，VCC 偏置稳压器输出电压为 8V。TI 建议将 4.7µF 电容器从 VCC 引脚连接到 PGND。

LM72630-Q1 还包含一个线性稳压器 VDDA，该稳压器使用 VCC 稳压器输出作为输入并生成 5V 输出。VDDA 为包括数字功能块在内的内部控制电路供电。VDDA 具有 50mA（典型值）电流限制，可用于为 TPS2674X-Q1 等外部配套 USB Type-C 控制器器件供电。使用一个 22µF 陶瓷电容器旁路 VDDA，以实现低噪声内部偏置电压轨。

7.3.3 使能 (EN/UVLO)

将使能引脚连接至高达 70V 的电压。如果 EN 引脚被拉至 0.55V 以下，LM72630-Q1 处于关断模式，来自 V_{IN} 的电流消耗 I_Q 为 4.7 µ A（典型值）。当使能电压为 0.55V < EN < 1V 时，LM72630-Q1 处于待机模式。在待机模式下，将启用 VCC 稳压器、加载默认寄存器和修整位、禁用数字功能块，同时器件不进行开关，且 I_Q 电流为

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

310 µA（典型值）。当使能电压高于 1V 时，LM72630-Q1 在 100 µs（典型值）的使能到就绪延迟之后处于就绪模式。在就绪模式下，I^2C 接口可用，器件不进行开关，且 I_Q 电流为 1mA（典型值）。OPERATION 寄存器中的 CONV_EN 位被设置后，LM72630-Q1 启动并进入工作模式。

用户还可以使用标准 CMOS 逻辑驱动器启用 LM72630-Q1。高于 2.0V 的电压将启用 LM72630-Q1，低于 0.4V 的电压将禁用 LM72630-Q1。不过，许多应用都受益于使用电阻分压器 R_{UV1} 和 R_{UV2}（如图 7-2 所示）来建立精密的 UVLO 阈值。当 LM72630-Q1 输入电源的上升时间明显长于软启动时间时，TI 建议将输入电压导通阈值设置为 4.5V 或更高。TI 不建议将 EN 引脚保持悬空。

在给定需要的输入导通电压的情况下，可以使用方程式 2 来计算 UVLO 电阻。EN 电压迟滞 V_{EN-HYS} 为 100mV 或 EN 电压上升阈值 V_{EN-TH} 的 10%，因此输入关断电压是输入导通电压的 90%。

$$R_{UV1} = \left(\frac{V_{IN(on)}}{V_{EN-TH}} - 1 \right) \times R_{UV2} \quad (2)$$

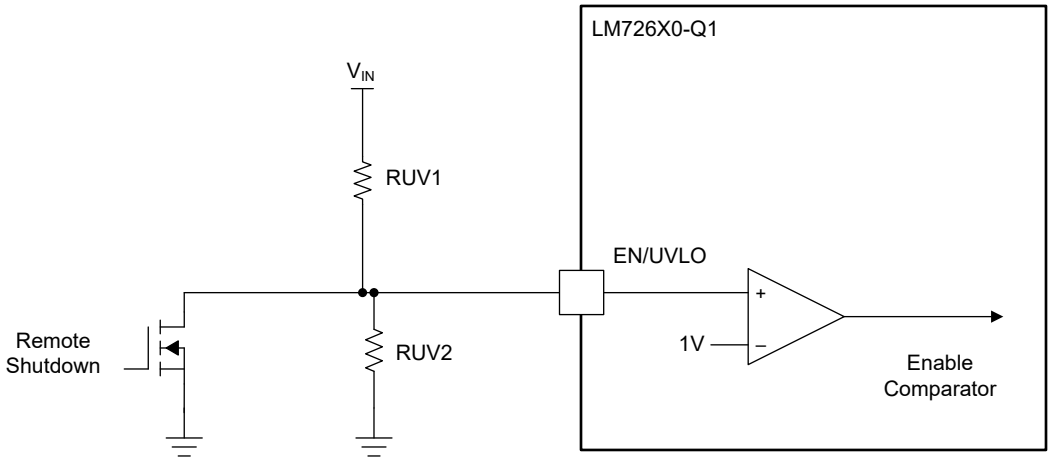


图 7-2. 可编程输入电压 UVLO 导通和关断

7.3.4 开关频率

根据表 7-1 设置 MFR_DEVICE_CFG_D1 器件配置寄存器中的 FREQ 位，对 LM72630-Q1 振荡器进行编程。

表 7-1. 开关频率选择

MFR_DEVICE_CFG_D1[4:3]	开关频率选择
0b00	200kHz
0b01	400kHz（默认值）
0b10	600kHz
0b11	2.2MHz

备注

与任何降压转换器一样，开关损耗会在较高的开关频率下增加，尤其是在 V_{IN} 较高时。将 2.2MHz 运行限制为 $V_{IN} \leq 36V$，并考虑降低最大输出电流，详见节 9.1.3 。

在较低的 V_{IN} 条件下，当高侧 MOSFET 的导通时间超过编程设置的振荡器周期时，LM72630-Q1 会延长该通道的开关周期，直到 PWM 锁存由超过控制器补偿电压的电流检测斜坡复位。在此类情况下，各个振荡器会独立异步运行，直到该通道在编程设置的频率下保持输出调节。

方程式 3 给出了发生这种情况的近似输入电压电平，其中 t_{sw} 是开关周期，$t_{OFF(min)}$ 是最短关断时间 70ns。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$V_{IN(min)} = V_{OUT} \times \left(\frac{t_{SW}}{t_{SW} - t_{OFF(min)}} \right) \quad (3)$$

7.3.5 双随机展频 (DRSS)

LM72630-Q1 提供双随机展频 (DRSS) 功能，可在宽频率范围内降低电源的 EMI。DRSS 功能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较低射频频带中的性能，高频随机调制提高了较高射频频带中的性能。

展频通过将窄带信号转换为宽带信号，以将能量分散在多个频率上。行业标准要求针对不同的频段采用不同的频谱分析仪分辨率带宽 (RBW) 设置。RBW 对展频性能有影响。例如，CISPR-25 要求 150kHz 至 30MHz 频段具有 9kHz 的 RBW。当频率大于 30MHz 时，所需的 RBW 为 120kHz。DRSS 通过低频三角调制和高频逐周期随机调制，同时提升高和低 RBW 条件下的 EMI 性能，如图 7-3 中所示。在低频段 (150kHz – 30MHz) 中，DRSS 功能将传导发射降低多达 15dBμV，在高频段 (30MHz – 108MHz) 中将传导发射降低多达 5dBμV。

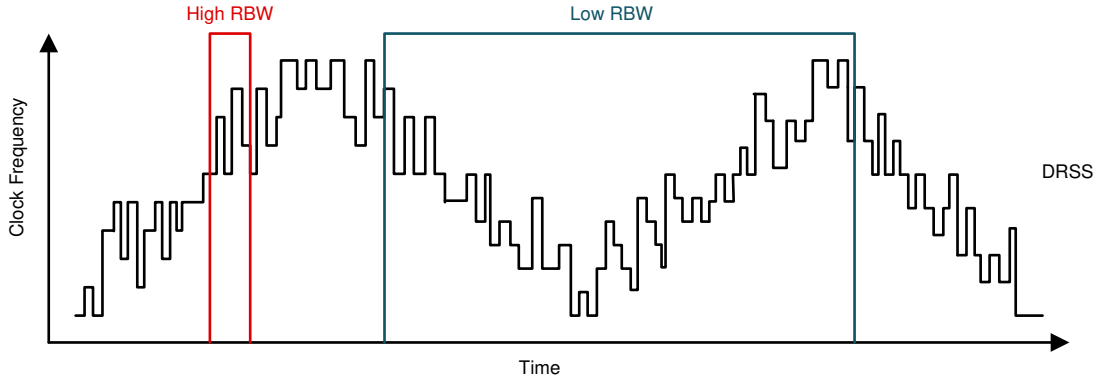


图 7-3. 双随机展频实现

通过设置 DRSS_EN 位启用 DRSS 功能。请注意，启用 PFM 功能后，无法通过 DRSS/SYNCIN 引脚进行外部时钟同步。

LM72630-Q1 还支持两种调制频率，根据表 7-2 选择频率。

表 7-2. DRSS 调制频率选择

DRSS_FMOD	调制频率
0b0	10kHz
0b1	2.5kHz

7.3.6 软启动

LM72630-Q1 具有可编程的软启动压摆率。软启动功能让稳压器逐渐达到稳态操作点，因而可减少启动应力和浪涌。

根据表 7-3，使用 SOFT_START_TIME 位选择软启动压摆率。

表 7-3. 软启动压摆率选择

SOFT_START_TIME	软启动压摆率	
	20mV VOUT 步长	10mV VOUT 步长
0b0	5V/ms	2.5V/ms
0b1	2.5V/ms	1.25V/ms

7.3.7 输出电压及输出电压压摆率

通过设置 VOUT_COMMAND 寄存器，可将 LM72630-Q1 输出电压编程为 1V 至 24V（步长为 10mV）或 3.3V 至 24V（步长为 20mV）。在对输出电压进行编程之前，请根据表 7-4 选择输出电压阶跃大小和范围。

表 7-4. 输出电压步长和范围选择

SEL_FB_DIV20	输出电压步长	工作模式	输出电压范围
0b0	10mV	PFM	1V 至 22.5V
		FPWM	1V 至 24V
0b1	20mV	PFM	3.3V 至 24V
		FPWM	3.3V 至 24V

备注

当处于 PFM 模式时，设置 MFR_DEVICE_CFG_D9 寄存器中的 OUT_OF_AUDIO 位以允许 PFM 模式下的完整输出电压范围。

对于受控的输出电压斜升和斜降时间，请根据表 7-5 设置 VOUT_SLEW_RATE 位来调整输出电压压摆率。请注意，当对输出电容器进行充电或放电时，有效输出压摆率可能会受到平均电流限值、峰值电流限值和负电流限值的影响。在 PFM 模式下，输出电压压摆率受负载电流和设置的有源放电电流的限制。

表 7-5. 输出电压压摆率选择

VOUT_SLEW_RATE	VOUT 压摆率	
	（20mV VOUT 步长）	（10mV VOUT 步长）
0b00	40mV/μs	20mV/μs
0b01	20mV/μs	10mV/μs
0b10	1mV/μs	0.5mV/μs
0b11	0.5mV/μs	0.25mV/μs

7.3.8 超短可控导通时间

最小输出电压调节范围存在两个限制：LM72630-Q1 电压基准和最短可控开关节点脉冲宽度 $t_{ON(min)}$。

$t_{ON(min)}$ 有效地限制了给定开关频率下 V_{OUT}/V_{IN} 的电压降压转换率。对于固定频率 PWM 运行，电压转换率必须满足方程式 4。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > t_{ON(min)} \times F_{SW} \quad (4)$$

其中

- $t_{ON(min)}$ 为 25ns（典型值）。
- F_{SW} 为开关频率。

如果所需电压转换率不符合上述条件，LM72630-Q1 会从固定开关频率运行模式切换为脉冲跳跃模式，以维持输出电压调节。

对于宽 V_{IN} 应用和低输出电压，一种替代方案是减小 LM72630-Q1 开关频率来满足方程式 4 的要求。

7.3.9 双环路架构

LM72630-Q1 具有两个控制环路：一个电压环路和一个电流环路，以及一个 IMIN 选择器功能块，该功能块可比较分别来自电压环路误差放大器和电流环路误差放大器的输出电流。IMIN 选择器功能块选择较低的电流来控制恒压 (CV) 或恒流 (CC) 调节。该功能块可实现 CC 和 CV 操作之间的无缝转换，如下图所示。

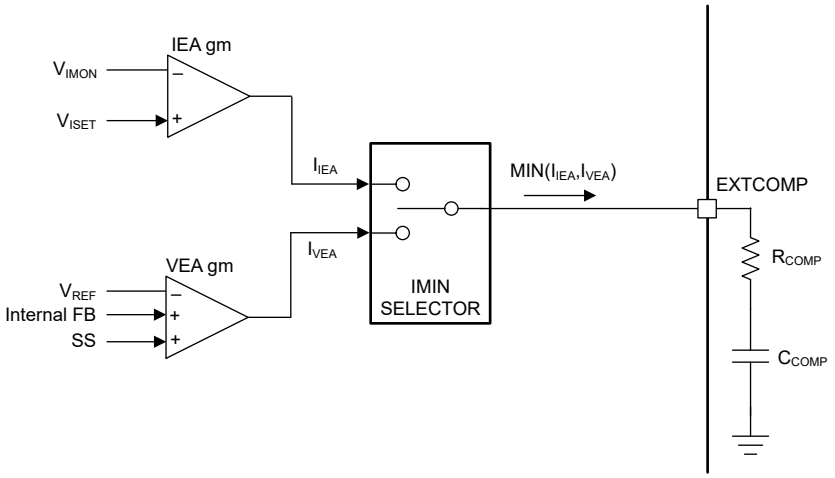


图 7-4. 双环路架构方框图

7.3.9.1 电压环路误差放大器

在电压控制环路中，LM72630-Q1 具有高增益跨导放大器，该放大器会产生与内部反馈电压和可编程精密基准电压 V_{REF} 之差成比例的误差电流。放大器的跨导为 1000µS。电压环路误差放大器在内部最小功能块 IMIN 选择器选择来自电压环路误差放大器的电流时进行控制，如下图所示。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

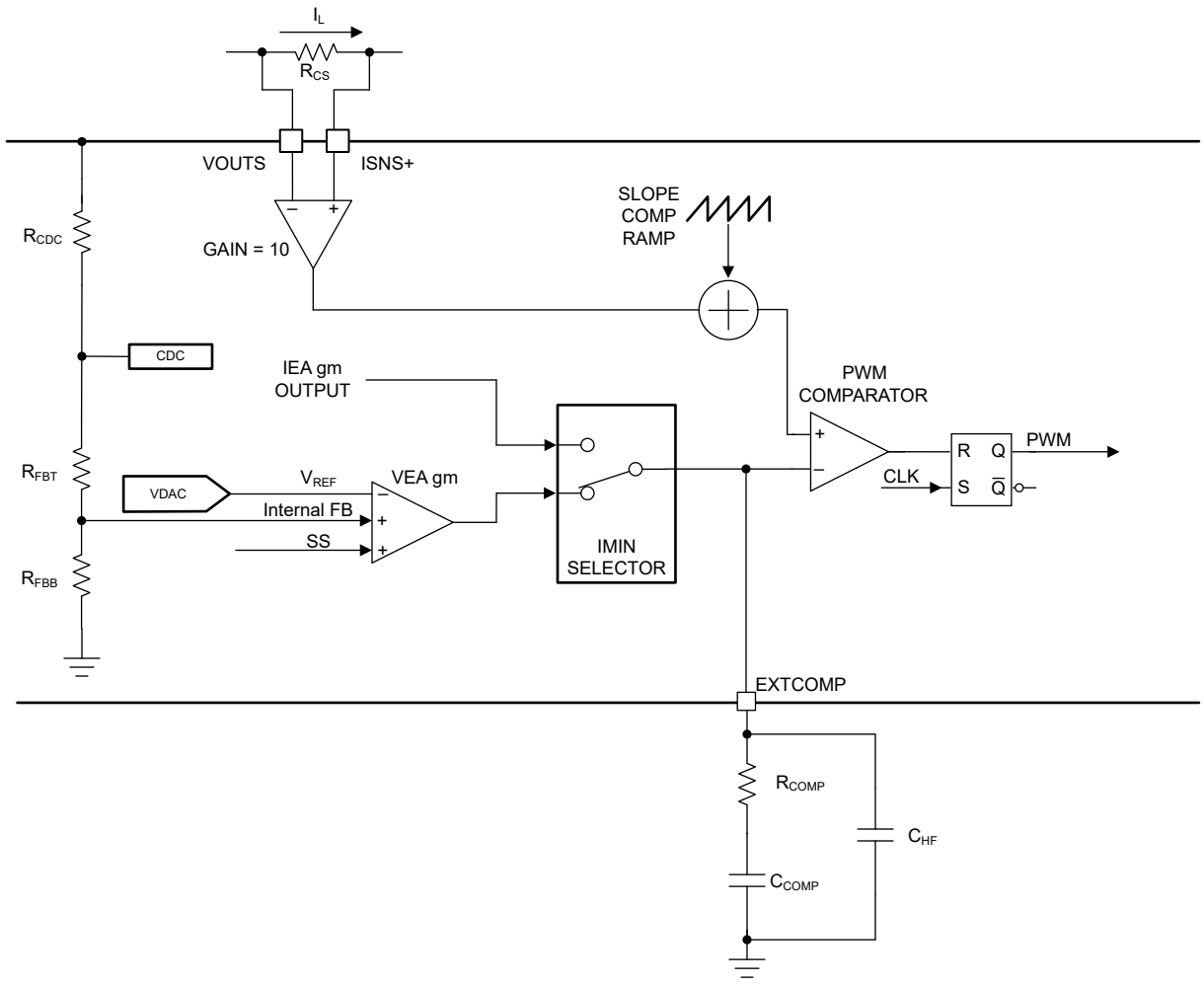


图 7-5. 电压环路功能方框图

电压控制环路需要外部补偿网络。TI 通常建议使用 II 型补偿网络来实现峰值电流模式控制。

7.3.9.2 电流环路误差放大器

在电流控制环路中，LM72630-Q1 具有高增益跨导放大器，该放大器会产生与 IMON 电压 V_{IMON} 和可编程 ISET 基准电压 V_{ISET} 之差成比例的误差电流。放大器的跨导为 1000µS。电流环路误差放大器在内部最小功能块 IMIN 选择器选择来自电流环路误差放大器的电流时进行控制，如下图所示。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

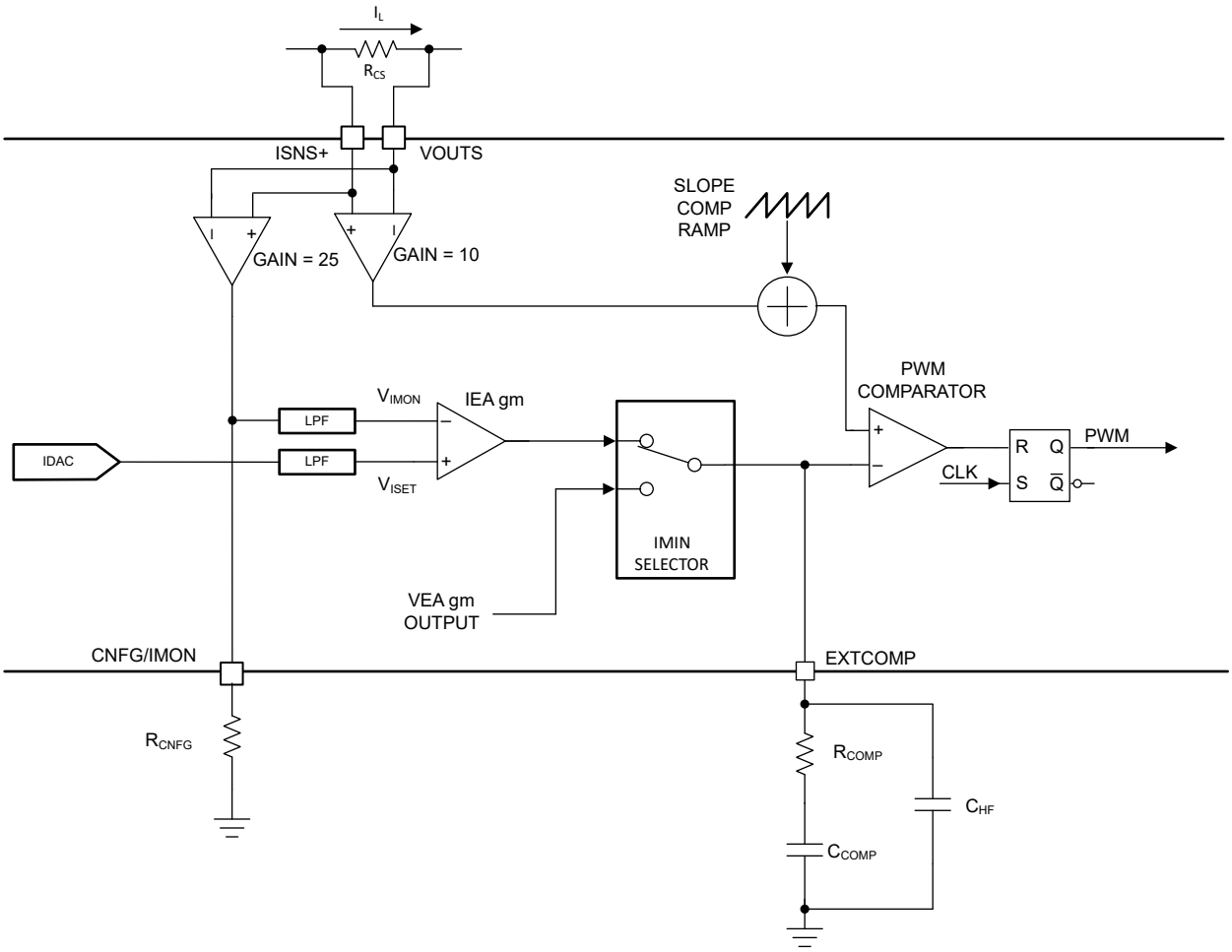


图 7-6. 电流环路功能方框图

电流控制环路具有可编程补偿功能。使用 MFR_DEVICE_CFG_D1 寄存器中的 CC_COMP 位来设置补偿时间常数。选择最接近负载（R_{OUT} 和 C_{OUT}）定义的时间常数值的补偿时间常数值。

7.3.10 可编程 OVP

LM72630-Q1 具有可编程输出过压保护。

通过对内部 8 位 DAC 进行编程来设置输出 OVP。使用节 8.9 中所述的 OVP_THRESHOLD 字段以 1% 阶跃将 OVP 阈值设置在 105% 至 136%之间。

默认情况下，LM72630-Q1 OVP 检测处于启用状态，OVP 阈值设置为比设定的输出电压高 110%。当输出电压超过 OVP 阈值时，器件会中断开关，使 VOUT 节点放电，并设置 STATUS_BYTE 和 STATUS_WORD 寄存器中的 VOUT_OV 位。

7.3.11 可编程 ILIM

LM72630-Q1 具有可编程的平均输出电流限制。

平均输出电流限制通过对内部 8 位 DAC 进行编程来设置。使用节 8.6 中描述的 AVG_ILIM_THRESHOLD 字段，使用推荐的 8mΩ 感测电阻器，以 50mA 的步长将平均输出电流限制设置在 0.5A 和 4.5A 之间。

LM72630-Q1 还具有 MFI 功能，如果启用并且设定的电流限制为 3A 或更低，则该功能会在恒流调节的前 1ms 内按 1.67 倍因子增加设定的电流限制。使用寄存器 0xD9 中的 MFI_EN 位来启用该功能。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.3.12 IOUT 监测器

当转换器在恒压控制回路中运行时，使用 LM72630-Q1 的 IMON 引脚作为平均电感器电流或转换器输出电流监测器。可以使用方程式 5 从 IMON 引脚上的电压读取平均电感器电流。

$$I_{AVG} = \frac{V_{IMON} - V_{OFFSET}}{A_{IMON} \times R_S} \quad (5)$$

其中

- V_{IMON} 是 IMON 引脚上的电压
- V_{OFFSET} 是 1V（典型值）的输出电流监测放大器偏移电压
- A_{IMON} 是 25V/V（典型值）的输出电流监测放大器增益
- R_S 是 8mΩ（典型值）的检测电阻

7.3.13 电缆压降补偿

LM72630-Q1 具有电缆压降补偿 (CDC) 特性。CDC 特性会根据输出电流和可编程的 CDC 增益来增加输出电压，以抵消 USB 电缆上的压降。CDC 增益可在 0V/V 至 62V/V 范围内编程，步长为 2V/V。将 CDC 增益设置为最接近电缆电阻与检测电阻 R_S 之比的值。例如，如果电缆电阻为 150mΩ，所选检测电阻为 8mΩ，则所需的 CDC 增益计算为 150mΩ/8mΩ = 18.75。最接近的可编程 CDC 增益值为 18V/V。

使用寄存器 0xD8 中的 CDC_EN 位启用电缆压降补偿。使用寄存器 0xD8 中的 CDC_GAIN 字段设置 CDC 增益。例如，要将 CDC 增益设置为 18V/V，需将 CDC_GAIN 字段设置为 18V/V / 2V/V(LSB) = 9h。

7.3.14 斜率补偿

LM72630-Q1 利用峰值电流模式控制和大于 50% 的占空比来提供内部斜率补偿，从而维持稳定运行。可以使用以下公式计算降压电感，以提供等于电感器下降斜率一倍的斜率补偿。

$$L_{O(sc)} = \frac{V_{OUT}[V] \times R_S[m\Omega]}{24 \times F_{SW}[MHz]} \quad (6)$$

- 电感值越小，电感器电流峰峰值通常就越大，这样可以尽可能地缩小尺寸和降低成本，同时改善瞬态响应；但更高的磁芯损耗和峰值电流会导致轻载效率下降。
- 电感值越大，电感器电流峰峰值通常就越小，这样可以减少开关峰值和 RMS 电流，从而提高满负载效率，但需要更大的输出电容器来满足负载瞬态规格。

7.3.15 分流电流检测

图 7-7 展示了使用分流电阻器进行的电感器电流检测。此配置会持续监测电感器电流，以在整个工作温度范围内提供准确的过流保护。为了获得出色的电流检测精度和过流保护，请在电感器和输出端之间放置一个低电感 ±1% 容差分流电阻器，并通过开尔文连接方式连接到 LM72630-Q1 电流检测放大器。

如果检测到从 ISNS+ 到 VOUTS 的峰值差分电流信号超过 40mV 的电流限制阈值，电流限制比较器会立即终止相应的高侧栅极驱动器输出来提供逐周期电流限制。使用以下公式来计算分流电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{OUT(CL)} + \frac{\Delta I_L}{2}} \quad (7)$$

其中

- $V_{CS(TH)}$ 是 40mV 的电流检测阈值。
- $I_{OUT(CL)}$ 是过流设定值，该值设置为大于最大负载电流，以免负载瞬变期间过流比较器发生跳变。
- ΔI_L 是峰峰值电感器纹波电流。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

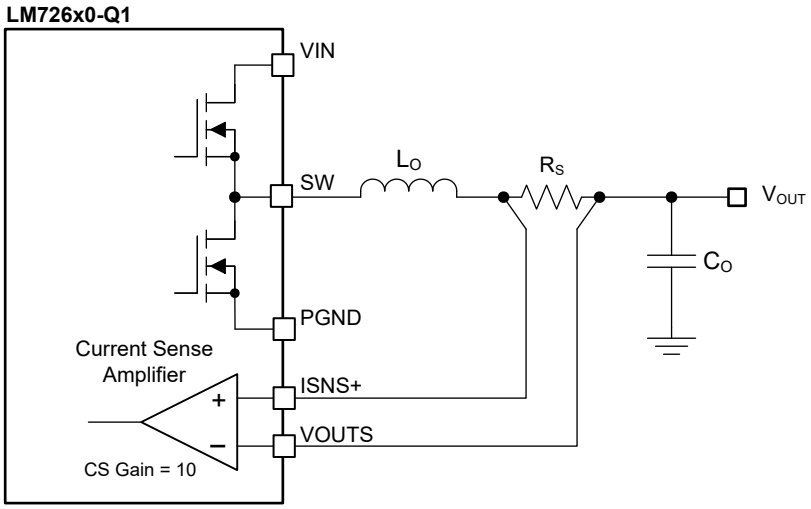


图 7-7. 分流电流检测实现

典型电流检测延迟 ($t_{DELAY(CS)}$) 为 85ns。使用以下公式来计算高于过流阈值的电感器电流过冲。

$$I_{L(overshoot)} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times t_{DELAY(CS)}}{L_O} \quad (8)$$

在过流条件下，相应的 SS 电压会被钳位在比 FB 高 75mV。SS 钳位仅在发生 8 个过流事件后启用。该要求确保 SS 可以在短暂过流事件期间被拉低，从而防止恢复期间出现输出电压过冲。

7.3.16 断续模式电流限制

LM72630-Q1 包含内部断续模式保护功能。发生过载情况时，512 个周期的计数器会在内部软启动序列完成后开始对连续的逐周期电流限制事件进行计数。如果出现连续四个开关周期而又没有超过电流限制阈值，512 周期计数器便会复位。在 512 个周期计数完成后，内部软启动被拉低，且内部高侧和低侧驱动器被禁用。然后，16384 计数器会启用。当计数器达到 16384 后，内部软启动会启用，而输出会重新启动。注意：在软启动期间以及输出电压超过设定电压的 50% 之前，断续模式电流限制不会启用。

使用 HICCUP_EN 位来启用或禁用断续模式。

7.3.17 器件配置 (CNFG)

配置了 LM72630-Q1 I2C 地址，并启用了 IMON 功能，详见表 7-6。

在 VDDA 高于 3.8V（典型值）后，就会采样并锁存 CNFG/IMON 引脚。配置不容易更改。必须先关断再打开 LM72630-Q1 输入电压，或者将 VCC 降低至 3.65V 以下，然后才能重新配置器件。图 7-8 展示了配置时序图。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

表 7-6. 器件配置

R_{CONFIG}	I2C 地址	IMON
3.01kΩ	0x6A	禁用
9.53kΩ	0x6B	禁用
19.1kΩ	0x6C	禁用
29.4kΩ	0x6D	禁用
41.2kΩ	0x6A	启用
54.9kΩ	0x6B	启用
71.5kΩ	0x6C	启用
90.9kΩ	0x6D	启用

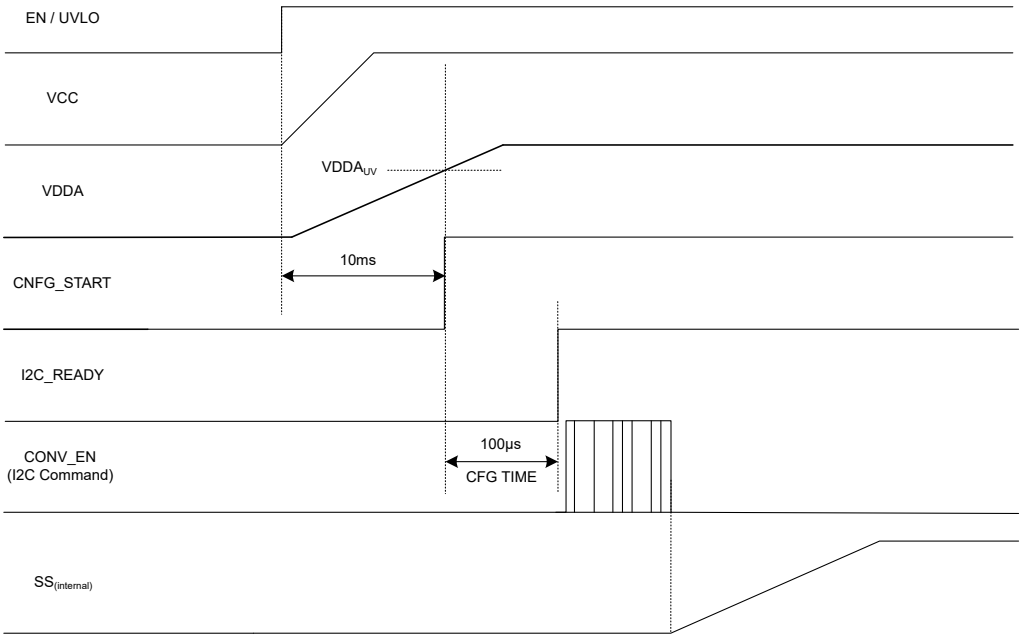


图 7-8. 配置时序

7.3.18 脉冲频率调制 (PFM)/同步

LM72630-Q1 提供一个二极管仿真功能，可启用该功能来防止低侧 MOSFET 中出现反向（漏极到源极）电流。针对二极管仿真 (DEM) 进行配置时，如果通过使用过零比较器感测 SW 电压而检测到了反向电流，则会将低侧 MOSFET 关断。这种配置的优势是在轻负载运行时功率损耗较低。注意：针对 DEM 配置器件会降低轻负载运行期间对负载瞬态的响应速度。

二极管仿真功能使用 PFM/SYNCIN 引脚或者 OVERRIDE_PFM 和 MODE 位进行配置。若要启用二极管仿真，进而在轻负载条件下实现不连续导通模式 (DCM) 运行，请将 PFM/SYNCIN 连接到 VDDA，或者设置 OVERRIDE_PFM 和 MODE 位。如果需要强制脉宽调制 (FPWM) 或连续导通模式 (CCM) 运行，请将 PFM/SYNCIN 连接到 AGND，或者设置 OVERRIDE_PFM 位以及复位 MODE 位。请注意，二极管仿真会自动启用，以防止在 PFM 下的预偏置启动期间出现反向电流。在启动期间，当输出电压接近调节设定值时，会从 DCM 逐渐变为 CCM，从而防止输出电压过冲。可以动态更改运行模式，但是变化率必须小于 10Hz。从 PFM 切换为 FPWM 运行所用的时间取决于输出负载电流。在典型应用中，如果输出电流大于 100mA，则从 PFM 切换为 FPWM 运行将在不超过 1ms 的时间内进行。同样，对于 1mA 左右的输出电流，切换通常可在几十毫秒内进行。在 PFM 和 FPWM 之间转换期间启用输出有源放电功能，以缩短转换时间。使用 ACTIVE_DISCHARGE_STRENGTH 位选择 24mA、48mA 或 72mA 主动放电强度。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

如果需要强制脉宽调制 (FPWM) 或连续导通模式 (CCM) 运行，请将 PFM/SYNCIN 连接到 AGND。请注意，每当将 LM72630-Q1 复位时，LM72630-Q1 会从 PFM 切换为 FPWM 模式。切换为 FPWM 运行所用的时间取决于输出负载电流。在典型应用中，如果输出电流大于 100mA，则从 PFM 切换为 FPWM 运行将在不超过 1ms 的时间内进行。同样，对于 1mA 左右的输出电流，切换通常可在几十毫秒内进行。

若要使 LM72630-Q1 与外部源同步，请向 PFM/SYNCIN 引脚施加一个逻辑电平时钟信号（大于 2V）。LM72630-Q1 可同步至已编程频率的 ±20%，最大为 2.2MHz。切勿将器件与频率小于 100kHz 的外部时钟同步。在较低的 V_{IN} 条件下，达到最短关断时间后，同步信号会被忽略，从而可以降低开关频率来保持输出电压调节。

在 FPWM 模式下，LM72630-Q1 与外部时钟频率同步的时间约为 100 µs。在 PFM 模式下运行时，如果在启动后施加外部时钟，则同步开关频率的时间取决于输出负载。在典型应用中，如果输出电流超过 100mA，则可在不到 1ms 的时间内进行开关同步和 FPWM 运行。同样，对于 1mA 或更高的输出电流，同步通常在几十毫秒内发生。在 PFM 和 FPWM 之间转换期间启用输出有源放电功能，以缩短同步时间。

7.3.19 Out-of-Audio™ 运行

在轻负载条件下以 PFM 模式运行时，有效开关频率可处于可闻频率范围内 (< 20kHz)。对于要求开关频率超出可闻范围 (>20kHz) 的应用，LM72630-Q1 提供了 Out-of-Audio 运行功能，可在极小负载下将开关频率限制到 20kHz。

通过将 OUT_OF_AUDIO 位设置为高电平 (0xD9[2]= 1b)，可在 PFM 模式下启用 Out-of-Audio 运行。在启用 Out-of-Audio 运行的情况下，PFM 开关所需的最小电感器峰值电流条件被禁用，因此每个周期向输出端传输的能量大幅减少。这显著降低了在标称开关频率下连续开关所需的最小输出电流。此外，当开关频率设置为 200kHz 时，压降状态下的最大关断跳过次数从 16 次减少至 8 次。

7.3.20 热关断 (TSD)

LM72630-Q1 包括控制器芯片的内部结温监控器。如果温度超过 175°C（典型值），则会发生热关断。进入热关断状态时，器件会执行以下操作：

1. 关闭高侧和低侧 MOSFET
2. 关闭 VCC 稳压器
3. 设置 STATUS_BYTE 和 STATUS_WORD 寄存器中的 TEMPERATURE 位
4. 在裸片温度降低 15°C（热关断迟滞，典型值）时启动软启动序列。

这种保护是一种非闩锁保护，因此如果故障仍然存在，器件会循环进入和退出热关断。如果 VCC 或 VDDA 在热关断状态下降至相应 UVLO 阈值以下，LM72630-Q1 会在退出热关断状态时清除 STATUS_BYTE 和 STATUS_WORD 寄存器。

请注意，根据工作条件、高侧 FET 或低侧 FET 芯片的温度可能高于控制器芯片的温度。需要进行仔细的热设计，以确保 FET 的结温保持在额定限值范围内。另请参阅节 9.1.3。

7.4 器件功能模式

7.4.1 关断模式

EN/UVLO 引脚为 LM72630-Q1 提供开关控制功能。当 V_{EN} 低于 0.55V 时，器件处于关断模式。内部 LDO 和开关稳压器均关闭。关断模式下的静态电流降至 4.7 µA（典型值）。LM72630-Q1 还包括内部偏置 LDO 的欠压 (UV) 保护功能。如果内部辅助电源电压低于 UV 阈值电平，开关稳压器将保持关闭状态。

7.4.2 待机模式

内部偏置 LDO 的使能阈值低于开关稳压器。当 V_{EN} 高于 0.55V 且低于精密使能阈值（典型值为 1V）时，会启用和调节内部 VCC 和 VDDA LDO、加载默认寄存器值和修整位、禁用数字功能块，同时器件不进行开关，且 I_Q 电流为 310 µA（典型值）。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.4.3 就绪模式

当使能电压高于 1V 且在 100 µs（典型值）的使能到就绪延迟之后，LM72630-Q1 处于就绪模式。在就绪模式下，I^2C 接口可用，器件不进行开关，且 I_Q 电流为 1mA（典型值）。

7.4.4 工作模式

当 V_{EN} 高于精密使能阈值、内部偏置电压轨高于 UV 阈值电平且 OPERATION 寄存器中的 CONV_EN 位被置位时，LM72630-Q1 处于工作模式。在工作模式下，器件根据负载电流、输入电压、输出电压和 PFM/SYNCIN 引脚配置以两种模式之一运行：

1. 强制脉宽调制 (FPWM) 模式。通过将 PFM/SYNCIN 引脚连接到 GND 或使用外部时钟源驱动来配置此运行模式。器件以固定的开关频率在连续导通模式 (CCM) 下运行，而无论负载电流如何。
2. 脉冲频率调制 (PFM) 模式。通过将 VDDA/SYNCIN 引脚连接到 PFM，可以配置此运行模式。如果负载电流小于电感器电流峰峰值的一半，则器件以不连续导通模式 (DCM) 运行，否则器件以连续导通模式 (CCM) 运行。CCM 和 DCM 之间的切换自动进行。

7.4.5 睡眠模式

LM72630-Q1 在运行时采用峰值电流模式控制，使得补偿电压与电感器峰值电流成比例。在空载或轻载条件下，输出电容器的放电速度非常慢。因此，补偿电压会变为低电平，开关会停止。当 LM72630-Q1 控制器检测到缺失 16 个开关周期时，LM72630-Q1 会进入睡眠模式并切换至低 $I_{Q-SLEEP}$ 状态，以减少从输入获取的电流。为了使 LM72630-Q1 进入睡眠模式，必须对该器件进行编程以用于 PFM 模式。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.5 编程

7.5.1 I²C 总线运行

I²C 总线是控制器与一系列目标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目标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。在串行数据线路上放置一个外部上拉电阻器，以便在数据传输期间将漏极输出保持为高电平。该器件上配有一个目标 I²C，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。

该器件的 7 位目标地址由 CNFG 引脚根据表 7-6 进行设置。

如下图所示，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。如果为器件设置了目标地址位，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。为确保通信有效，SDA 线的其他所有切换都应在 SCL 信号的低电平期间进行。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，从而在一次给定的 I²C 传输中发送多个数据字。

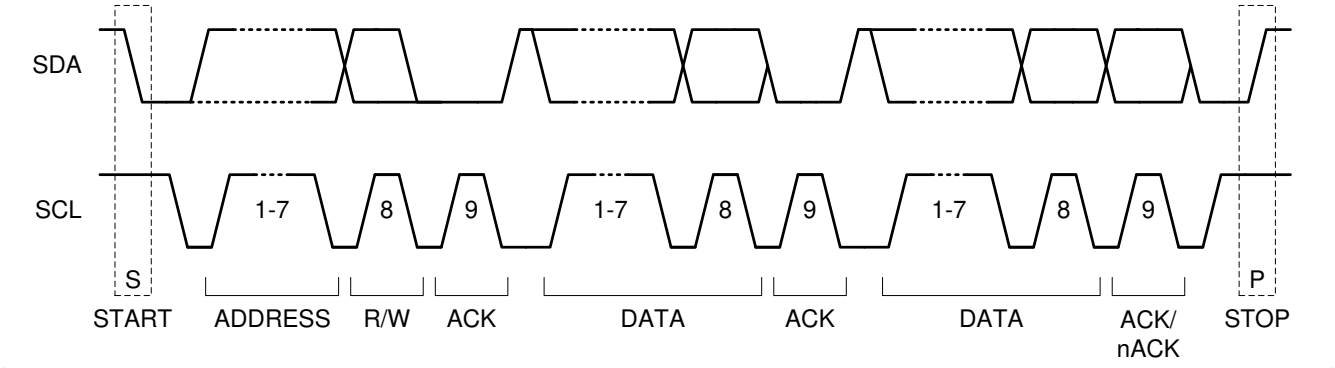


图 7-9. I²C 启动/停止/确认协议

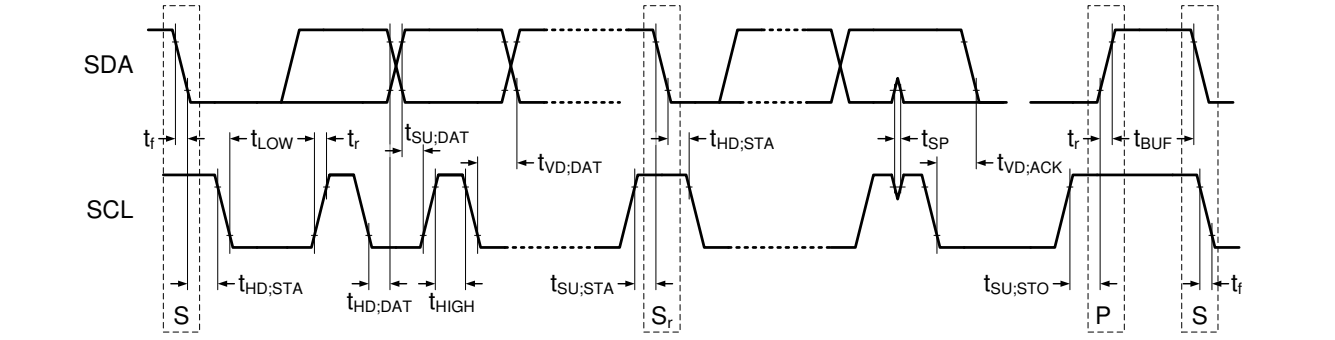


图 7-10. I²C 数据传输时序

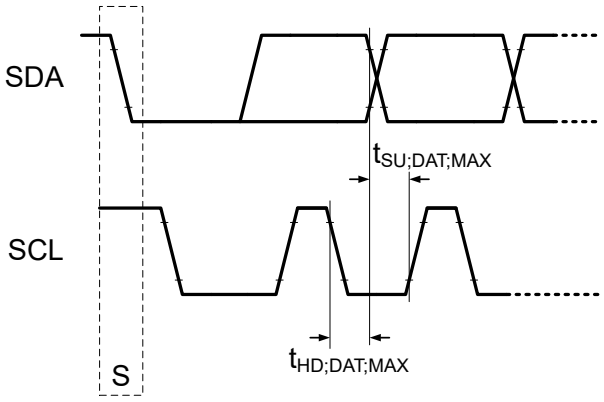


图 7-11. 最长上升和下降时间的 I²C 数据传输时序

7.5.2 时钟延展

不支持时钟延展。如果器件在繁忙状态下被寻址且无法处理接收到的数据，该事务将不被响应确认。TI 建议在具有 I2C 超时特性的 I2C 系统中使用该器件。

7.5.3 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
- 向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

7.5.4 从定义的寄存器地址进行单次读取

图 7-12 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。接收到目标的确认后，控制器会经由总线发送八位寄存器地址。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信号，并发送 7 位 I²C 地址，随后写入 1，表示即将执行读取操作。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。

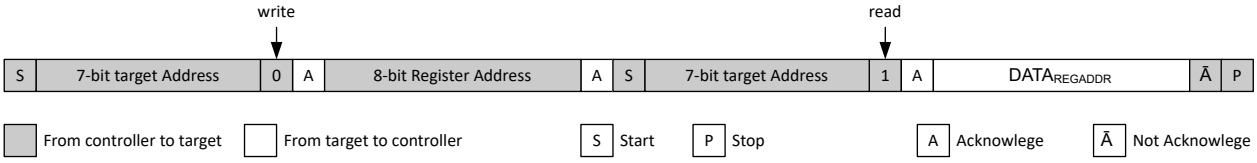


图 7-12. 从定义的寄存器地址进行单次读取

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

7.5.5 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 7-13 所示。控制器确认收到一个数据字节，器件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。

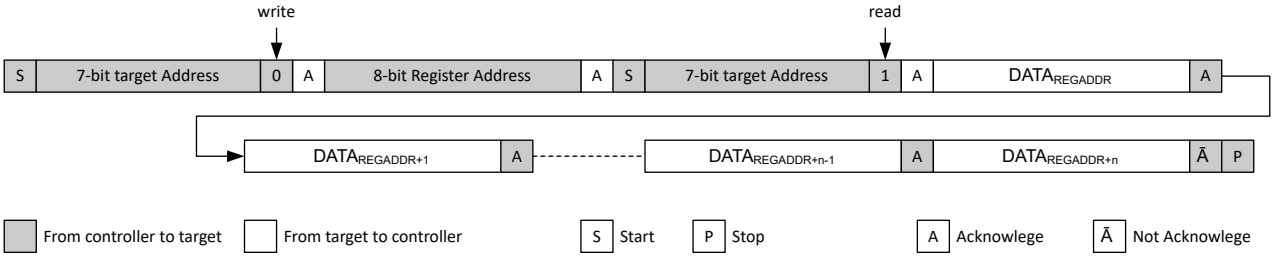


图 7-13. 从定义的寄存器地址开始进行顺序读取

7.5.6 对定义的寄存器地址进行单次写入

图 7-14 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 以表示其要尝试执行写入操作。接收到目标的确认后，控制器会经由总线发送八位寄存器地址。在第二次确认之后，器件将 I²C 寄存器地址设置为定义的值，控制器对其写入八位数据值。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。

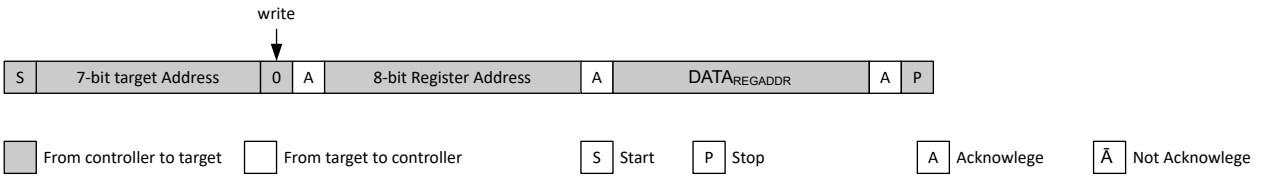


图 7-14. 对定义的寄存器地址进行单次写入

7.5.7 在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 7-15 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，并且控制器能够写入下一个寄存器。

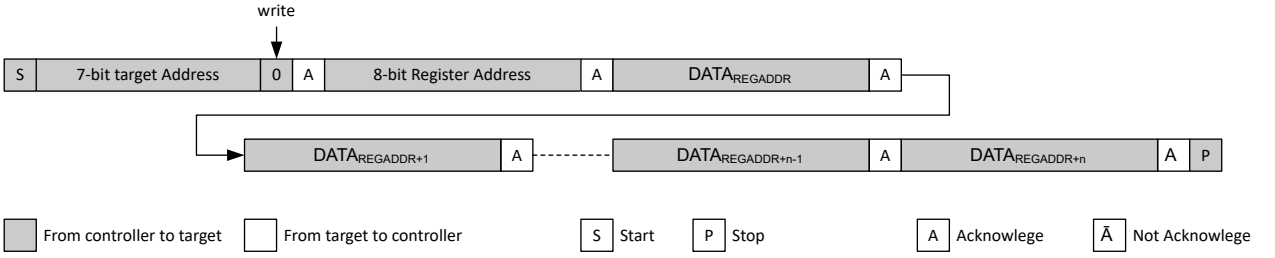


图 7-15. 在定义的寄存器地址开始进行顺序写入

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8 LM72630-Q1 寄存器

表 8-1 列出了 LM72630-Q1 寄存器的存储器映射寄存器。表 8-1 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 8-1. LM72630-Q1 寄存器

地址	首字母缩写词	寄存器名称	部分
1h	OPERATION	操作寄存器	节 8.1
3h	CLEAR_FAULTS	故障清除寄存器	节 8.2
21h	VOUT_COMMAND	输出电压设置寄存器	节 8.3
78h	STATUS_BYTE	器件状态寄存器	节 8.4
79h	STATUS_WORD	器件状态字	节 8.5
D0h	MFR_DEVICE_CFG_D0	平均输出电流限制设置寄存器	节 8.6
D1h	MFR_DEVICE_CFG_D1	器件配置寄存器 1	节 8.7
D2h	MFR_DEVICE_CFG_D2	器件配置寄存器 2	节 8.8
D5h	MFR_DEVICE_CFG_D5	器件配置寄存器 3	节 8.9
D8h	MFR_DEVICE_CFG_D8	器件配置寄存器 4	节 8.10
D9h	MFR_DEVICE_CFG_D9	器件配置寄存器 5	节 8.11

复杂的位访问类型经过编码可适应小型表单元。表 8-2 展示了适用于此部分中访问类型的代码。

表 8-2. LM72630-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

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.1 OPERATION 寄存器（地址 = 1h）[复位 = 00h]

OPERATION 如表 8-3 所示。

返回到汇总表。

操作寄存器用于启用或禁用器件。

表 8-3. OPERATION 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	CONV_EN	R/W	0h	转换器使能位。 0h = 禁用 1h = 启用
6-0	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.2 CLEAR_FAULTS 寄存器（地址 = 3h）[复位 = 00h]

表 8-4 展示了 CLEAR_FAULTS。

返回到汇总表。

故障清除寄存器用于清除状态寄存器 0x78h 中的故障位。

表 8-4. CLEAR_FAULTS 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7-0	CLEAR_FAULTS	R	0h	故障清除位。 读取操作会清除 STATUS_BYTE 和 STATUS_WORD 寄存器。 请注意，通过写入操作将每个单独的 STATUS_BYTE 或 STATUS_WORD 位设置为 1 也可以清除。 下电上电或切换 EN 引脚也会清除 STATUS_BYTE 和 STATUS_WORD 寄存器。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.3 VOUT_COMMAND 寄存器（地址 = 21h）[复位 = 00FAh]

VOUT_COMMAND 如表 8-5 所示。

返回到汇总表。

输出电压设置寄存器用于设置目标输出电压。

表 8-5. VOUT_COMMAND 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
15-12	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
11-8	VOUT_MSB	R/W	0h	输出电压设置高字节。 下限：3.3V (1V) 上限：24 V 步长：20mV (10mV) SEL_FB_DIV20 = 1 (SEL_FB_DIV20 = 0) 0000h = 3.3V (1V) 0064h = 3.3V (1V) 00A5h = 3.3V (1.65V) 00FAh = 5V (2.5V) 01C2h = 9V (4.5V) 02EEh = 15V (7.5V) 03E8h = 20V (10V) 04B0h = 24V (12V) 0960h = 24V (24V) FFFFh = 24V (24V)
7-0	VOUT_LSB	R/W	FAh	输出电压设置低字节。 下限：3.3V (1V) 上限：24 V 步长：20mV (10mV) SEL_FB_DIV20 = 1 (SEL_FB_DIV20 = 0) 0000h = 3.3V (1V) 0064h = 3.3V (1V) 00A5h = 3.3V (1.65V) 00FAh = 5V (2.5V) 01C2h = 9V (4.5V) 02EEh = 15V (7.5V) 03E8h = 20V (10V) 04B0h = 24V (12V) 0960h = 24V (24V) FFFFh = 24V (24V)

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.4 STATUS_BYTE 寄存器（地址 = 78h）[复位 = 00h]

表 8-6 展示了 STATUS_BYTE。

返回到汇总表。

器件状态寄存器。

表 8-6. STATUS_BYTE 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	BUSY	R/W	0h	器件繁忙状态位。如果设置该位，则表示器件处于繁忙状态，无法响应。 0h = 无故障 1h = 故障
6	关断	R/W	0h	器件开/关状态位。如果设置该位，则表示器件禁用/关断。 0h = 无故障 1h = 故障
5	VOUT_OV	R/W	0h	器件输出过压状态位。如果设置该位，则表示器件输出端的电压已超过设定的 OVP 阈值。 0h = 无故障 1h = 故障
4	IOUT_OC	R/W	0h	器件输出过流状态位。如果设置该位，则表示已触发逐周期电流限制。 0h = 无故障 1h = 故障
3	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
2	温度	R/W	0h	器件过热状态位。如果设置该位，则表示器件温度已触发热关断 (TSD) 阈值。 0h = 无故障 1h = 故障
1	CML	R/W	0h	器件通信、存储器或逻辑故障状态位。如果触发，器件通信、内存或逻辑发生错误。 0h = 无故障 1h = 故障
0	NONE_OF_THE_ABOVE	R/W	0h	器件其他故障或警告状态位。如果设置该位，发生了状态字节中未列出的故障或警告。 0h = 无故障 1h = 故障

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.5 STATUS_WORD 寄存器（地址 = 79h）[复位 = 0000h]

STATUS_WORD 如表 8-7 所示。

返回到汇总表。

器件状态字。

表 8-7. STATUS_WORD 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
15	VOUT	R/W	0h	器件输出电压状态位。如果设置该位，则表示器件输出端的电压已超过设定的 OVP 阈值或 PG OV 阈值。 0h = 无故障 1h = 故障
14	IOUT_POUT	R/W	0h	输出电流或输出功率警告。 0h = 无故障 1h = 故障
13	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
12	CC_STATUS	R/W	0h	恒流 (CC) 状态位。如果设置该位，则表示器件在 CC 调节模式下运行。否则，器件在恒压 (CV) 调节模式下运行。 0h = CV 调节 1h = CC 调节
11	nPG_STATUS	R	0h	电源不正常状态位。如果设置该位，则表示器件输出端的电压已触发 PG UV 或 PG OV 阈值。 0h = 无故障 1h = 故障
10	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
9	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
8	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
7	BUSY	R/W	0h	器件繁忙状态位。如果设置该位，则表示器件处于繁忙状态，无法响应。 0h = 无故障 1h = 故障
6	关断	R/W	0h	器件开/关状态位。如果设置该位，则表示器件禁用/关断。 0h = 无故障 1h = 故障
5	VOUT_OV	R/W	0h	器件输出过压状态位。如果设置该位，则表示器件输出端的电压已超过设定的 OVP 阈值。 0h = 无故障 1h = 故障
4	IOUT_OC	R/W	0h	器件输出过流状态位。如果设置该位，则表示已触发逐周期电流限制。 0h = 无故障 1h = 故障
3	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
2	温度	R/W	0h	器件过热状态位。如果设置该位，则表示器件温度已触发热关断 (TSD) 阈值。 0h = 无故障 1h = 故障

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

表 8-7. STATUS_WORD 寄存器字段说明（续）

位	字段	类型	复位	说明
1	CML	R/W	0h	器件通信、存储器或逻辑故障状态位。如果触发，器件通信、内存或逻辑发生错误。 0h = 无故障 1h = 故障
0	NONE_OF_THE_ABOVE	R/W	0h	器件其他故障或警告状态位。如果设置该位，发生了状态字节中未列出的故障或警告。 0h = 无故障 1h = 故障

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.6 MFR_DEVICE_CFG_D0 寄存器（地址 = D0h）[复位 = 0Ah]

MFR_DEVICE_CFG_D0 如表 8-8 所示。

返回到汇总表。

平均输出电流限制设置寄存器。

表 8-8. MFR_DEVICE_CFG_D0 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7-0	AVG_ILIM_THRESHOLD	R/W	Ah	设置平均输出电流限制阈值。假设选择了 8mΩ 检测电阻。 下限：0.5A 上限：4.5A 步长：50mA 0h = 0.5A Ah = 0.5A 3Ch = 3A 5Ah = 4.5A FFh = 4.5A

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.7 MFR_DEVICE_CFG_D1 寄存器（地址 = D1h）[复位 = 8Ah]

MFR_DEVICE_CFG_D1 如表 8-9 所示。

返回到汇总表。

器件配置寄存器 1 用于选择 FB 分压器、配置 DRSS 功能、设置开关频率以及为恒流环路选择补偿。

表 8-9. MFR_DEVICE_CFG_D1 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	SEL_FB_DIV20	R/W	1h	选择 FB 分压器。该选择决定了输出电压的范围和步长。 0h = DIV10（10mV 步长，1V 至 24V 范围） 1h = DIV20（20mV 步长，3.3V 至 24V 范围）
6	DRSS_EN	R/W	0h	启用 DRSS 功能。 0h = DRSS 已禁用 1h = 启用 DRSS
5	DRSS_FMOD	R/W	0h	选择 DRSS 三角调制频率。 0h = 10kHz 1h = 2.5kHz
4-3	FREQ	R/W	1h	选择开关频率。 0h = 200kHz 1h = 400kHz 2h = 600kHz 3h = 2.2MHz
2-1	CC_COMP	R/W	1h	选择 CC 补偿时间常数。 0h = 0.1ms 1h = 0.2ms 2h = 0.3ms 3h = 0.4ms
0	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.8 MFR_DEVICE_CFG_D2 寄存器（地址 = D2h）[复位 = C9h]

MFR_DEVICE_CFG_D2 如表 8-10 所示。

返回到汇总表。

器件配置寄存器 2 用于配置输出有源放电、输出电压压摆率以及选择软启动时间。

表 8-10. MFR_DEVICE_CFG_D2 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	ACTIVE_DISCHARGE_CFG1	R/W	1h	在 VOUT 高电平到低电平转换期间启用有源放电。 0h = 禁用 1h = 启用
6	ACTIVE_DISCHARGE_CFG2	R/W	1h	在 PFM 到 FPWM 转换期间启用有源放电。 0h = 禁用 1h = 启用
5	ACTIVE_DISCHARGE_CFG3	R/W	0h	启用连续有源放电。 0h = 禁用 1h = 启用
4-3	VOUT_SLEW_RATE	R/W	1h	选择输出电压压摆率。 SEL_FB_DIV20 = 1 (SEL_FB_DIV20 = 0) 0h = 40mV/us (20mV/us) 1h = 20mV/us (10mV/us) 2h = 1mV/us (0.5mV/us) 3h = 0.5mV/us (0.25mV/us)
2-1	ACTIVE_DISCHARGE_STRENGTH	R/W	0h	选择有源放电强度。 0h = 禁用 1h = 24mA 2h = 48mA 3h = 72mA
0	SOFT_START_TIME	R/W	1h	选择软启动斜坡时间。 SEL_FB_DIV20 = 1 (SEL_FB_DIV20 = 0) 0h = 5V/ms (2.5V/ms) 1h = 2.5V/ms (1.25V/ms)

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.9 MFR_DEVICE_CFG_D5 寄存器（地址 = D5h）[复位 = 65h]

MFR_DEVICE_CFG_D5 如表 8-11 所示。

返回到汇总表。

器件配置寄存器 3 用于启用和配置过压保护 (OVP) 功能以及设置 OVP 阈值。

表 8-11. MFR_DEVICE_CFG_D5 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	RESERVED	R	0h	保留。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值 0。
6	OVP_EN	R/W	1h	启用 OVP 检测。 0h = 禁用 1h = 启用
5	OVP_CFG	R/W	1h	配置 OVP 检测。 0h = OVP 检测仅导致状态寄存器更新 1h = OVP 检测会中断开关、使 VOUT 放电并设置状态寄存器中的 VOUT_OV 位
4-0	OVP_THRESHOLD	R/W	5h	选择 OVP 上升阈值。 下限：105% 上限：136% 步长：1% 0h = 105% 5h = 110% Ah = 115% 1Fh = 136%

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.10 MFR_DEVICE_CFG_D8 寄存器（地址 = D8h）[复位 = CAh]

MFR_DEVICE_CFG_D8 如表 8-12 所示。

返回到汇总表。

器件配置寄存器 4 用于设置 NINT 屏蔽、启用从 VCC 稳压器输入到 VOUTF 引脚的连接，以及启用和配置电缆压降补偿功能的增益。

表 8-12. MFR_DEVICE_CFG_D8 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	NINT_MASK	R/W	1h	屏蔽除 CC_STATUS 位之外的所有 STATUS 寄存器位的 NINT。 0h = 针对大多数状态字节/字故障的 NINT。 1h = NINT 仅适用于 CC_STATUS 位。
6	BIAS_EN	R/W	1h	启用从 VCC 稳压器偏置输入到 VOUTF 引脚的连接。 0h = 禁用 1h = 启用
5	CDC_EN	R/W	0h	启用电缆压降补偿。 0h = 禁用 1h = 启用
4-0	CDC_GAIN	R/W	Ah	配置 CDC 增益。 下限：0V/V 上限：62V/V 步长：2V/V 0h = 0V/V 1h = 2V/V Ah = 20V/V 1Fh = 62V/V

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

8.11 MFR_DEVICE_CFG_D9 寄存器（地址 = D9h）[复位 = 00h]

MFR_DEVICE_CFG_D9 如表 8-13 所示。

返回到汇总表。

器件配置寄存器 5 用于启用 MFI 功能、启用断续模式、覆盖 PFM 引脚模式选择、选择模式和电源正常 (PG) 检测窗口。

表 8-13. MFR_DEVICE_CFG_D9 寄存器字段说明

位	字段	类型	复位	说明
7	MFI_EN	R/W	0h	启用 MFI CC 调节（对于 1ms CC 调节，为 1.67xILIM）。 0h = 禁用 1h = 启用
6	HICCUP_EN	R/W	0h	启用断续模式运行。 0h = 禁用 1h = 启用
5	OVERRIDE_PFM	R/W	0h	覆盖 PFM 引脚设置。 0h = PFM 引脚设置运行模式 1h = MODE 位设置运行模式
4	模式	R/W	0h	选择运行模式。 0h = FPWM 1h = PFM
3	PG_10PCT	R/W	0h	选择 PG 窗口。 0h = 5% 1h = 10%
2	OUT_OF_AUDIO	R/W	0h	启用 Out-of-Audio 运行模式。 0h = 禁用 1h = 启用
1	SPARE1	R/W	0h	备用位 #1 0h = 禁用 1h = 启用
0	SPARE0	R/W	0h	备用位 #0 0h = 禁用 1h = 启用

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

9 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。

9.1 应用信息

9.1.1 动力总成元件

要想成功完成同步降压稳压器设计，务必要全面地了解降压稳压器的动力总成元件。以下各部分讨论了输出电感器、输入和输出电容器、EMI 输入滤波器和补偿元件。

9.1.1.1 降压电感器

对于大多数应用，选择降压电感时应确保电感器纹波电流 ΔI_L 在标称输入电压下为最大直流输出电流的 30% 至 50%。请根据方程式 10 给出的电感器峰值电流，使用方程式 9 来选择电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_L \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \tag{9}$$

$$I_{L(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{10}$$

请查看电感器数据表，以确保电感器的饱和电流远远超过具体设计的电感器峰值电流。铁氧体设计具有非常低的磁芯损耗，是高开关频率条件下的最优选择，因此设计目标可以专注于铜损耗和防止饱和。低电感器磁芯损耗可以通过以下现象来证明：空载输入电流更小，轻载效率更高。不过，铁氧体磁芯材料具有硬饱和特性，超过饱和电流时，电感会突然崩溃。此操作会导致电感器纹波电流突然增加，输出电压纹波会更高，更不用说效率会降低且稳定性会受影响。请注意，随着磁芯温度升高，电感器的饱和电流通常会降低。若要避免电感器饱和，准确的过流保护至关重要。

9.1.1.2 输出电容器

通常，稳压器的输出电容器能量储存与控制环路响应相结合，用于在动态（瞬态）容差规格内维持输出电压的完整性。在电源管理应用中限制输出电容器的常用边界由有限可用 PCB 面积、元件尺寸和厚度以及成本驱动。随着负载阶跃幅度和压摆率增加，电容器寄生效应（等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL)）优先于对稳压器的负载瞬态响应进行整形。

输出电容器 C_{OUT} 会对电感器纹波电流进行滤波，并提供一个电荷库来应对阶跃负载瞬态事件。通常，陶瓷电容器提供极低的 ESR 来减少输出电压纹波和噪声尖峰，而钽电容器和电解电容器以相对紧凑的外形提供大容量电容来应对瞬态负载事件。

根据 ΔV_{OUT} 所表示的峰峰值输出电压纹波静态规格，选择一个大于以下公式所给值的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \times F_{SW} \sqrt{\Delta V_{OUT}^2 + \left(R_{ESR} \times \Delta I_L\right)^2}} \tag{11}$$

图 9-1 从概念上展示了负载升压和负载降压转换期间的相关电流波形。如图所示，当电感电流增加以与负载瞬态后的新负载电流电平保持一致时，电感电流的大信号压摆率会受到限制。此压摆率限制加剧了输出电容器中的电荷不足，该不足必须在负载升压瞬态期间及之后尽快进行补充。同样，在负载降压瞬态期间以及之后，电感电流的压摆率限制会使输出电容器中的电荷过剩加剧，而这些过剩的电荷必须尽快消耗掉。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

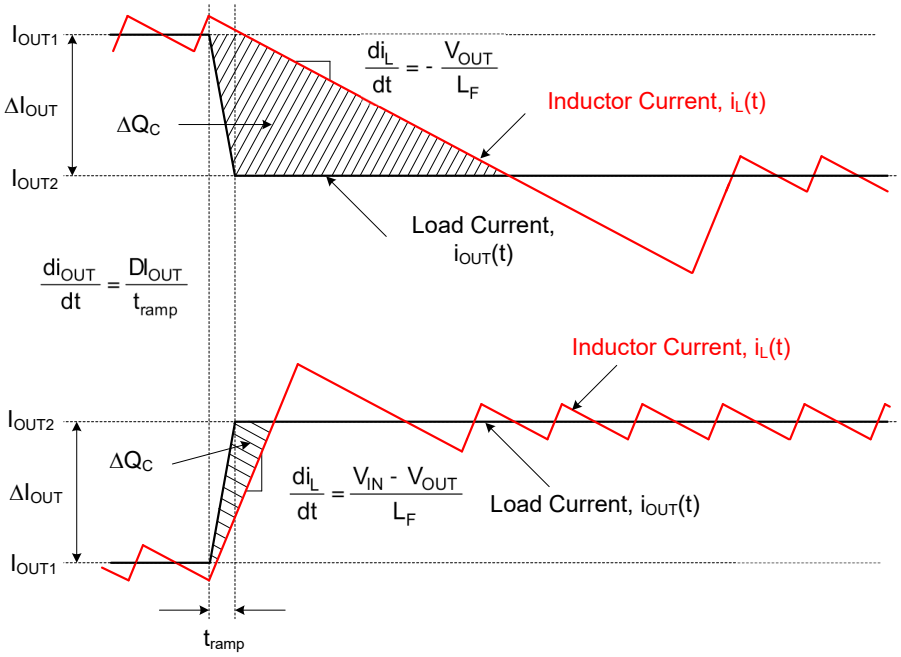


图 9-1. 显示 C_{OUT} 电荷过剩或不足的负载瞬态响应表示

在 12V 输入到低输出电压（例如 3.3V）的典型稳压器应用中，负载关断瞬变表示最差情况下的输出电压瞬态偏差。在该转换率应用中，稳态占空比约为 28%，而占空比折叠至零时的大信号电感电流压摆率约为 $-V_{OUT}/L$。与负载导通瞬态相比，电感器电流需要更长的时间才能转换至所需的电平。输出电容器中的过剩电荷会导致输出电压明显过冲。实际上，若要尽快消耗输出电容器上的过剩电荷，电感器电流必须在负载阶跃后降至标称电平以下。在这种情况下，有利地采用大的输出电容来吸收多余的电荷并最小化电压过冲。

为了满足此类负载关断瞬态期间的动态输出电压过冲瞬态规格（用 $\Delta V_{OVERSHOOT}$ 表示，其中输出电流的阶跃降低由 ΔI_{OUT} 提供），输出电容必须大于以下值：

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{OUT}^2}{\left(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT}\right)^2 - V_{OUT}^2} \tag{12}$$

制造商数据表中作为规格以显式方式或者在阻抗与频率关系曲线中以隐式方式提供了电容器的 ESR。电解电容器具有很大的 ESR（5mΩ 及以上）以及相对较大的 ESL（5nH 至 20nH），具体取决于类型、尺寸和结构。PCB 迹线也会产生一些寄生电阻和电感。陶瓷输出电容器相反地在开关频率条件下具有低 ESR 和 ESL 贡献度，容性阻抗分量处于主导地位。不过，根据陶瓷电容器的封装和电压额定值，有效电容可能会在施加直流电压时显著下降，具体取决于施加的直流电压和工作温度。

通过忽略方程式 11 中的 ESR 项，可以快速估算出满足输出纹波规格所需的最小陶瓷电容。使用方程式 12 来确定是否需要额外的电容才能满足负载关断瞬态过冲规格。

将陶瓷电容器和电解电容器组合在一起的实现方案着重解释了为什么要并联使用化学特性不同但性能互补的电容器。每个电容器的频率响应都是增值性的，每个电容器都在该频率范围的一部分中提供所需的性能。陶瓷电容器具有低 ESR 和 ESL，因此可以提供出色的中频和高频去耦特性，从而尽可能地减少开关频率输出纹波，而电解电容器具有大容量电容，因此可以提供低频储能来应对负载瞬变需求。

9.1.1.3 输入电容器

需要输入电容器来限制降压功率级中因开关频率交流电流而导致的输入纹波电压。TI 推荐使用 X7S 或 X7R 电介质陶瓷电容器来在宽温度范围内提供低阻抗和高 RMS 电流额定值。为了尽可能地减少开关环路中的寄生电感，请

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

尽可能靠近高侧 MOSFET 的漏极和低侧 MOSFET 的源极放置输入电容器。使用以下公式来计算单通道降压稳压器的输入电容器 RMS 电流。

$$I_{CIN(rms)} = \sqrt{D \times \left(I_{OUT}^2 \times (1 - D) + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \quad (13)$$

最大输入电容器 RMS 电流会出现在 D = 0.5 时，这时输入电容器的 RMS 电流额定值必须大于输出电流的一半。

理想情况下，输入电流的直流分量由输入电压源提供，而交流分量则由输入滤波器电容器提供。在忽略电感器纹波电流的情况下，输入电容器会在 D 间隔期间拉出振幅为 (I_{OUT} – I_{IN}) 的电流，并在 1–D 期间灌入振幅为 I_{IN} 的电流。因此，输入电容器会传导峰峰值幅度等于输出电流的方波电流。因此，交流纹波电压的相应容性分量为三角波形。结合 ESR 相关的纹波分量，使用以下公式可以计算峰值间纹波电压振幅。

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \times D \times (1 - D)}{F_{SW} \times C_{IN}} + I_{OUT} \times R_{ESR} \quad (14)$$

根据 ΔV_{IN} 的输入电压纹波规格，使用以下公式计算出特定负载电流所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{OUT}}{F_{SW} \times (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \times I_{OUT})} \quad (15)$$

将低 ESR 陶瓷电容器与值较大的大容量电容并联，从而为稳压器提供峰值输入滤波和抑制效果，以减少与高 Q 陶瓷电容器谐振的输入寄生电感所产生的影响。根据纹波电流额定值和工作温度范围来选择输入大容量电容器。

9.1.1.4 EMI 滤波器

开关稳压器具有负输入阻抗，该阻抗在最小输入电压条件下最低。欠阻尼 LC 滤波器在滤波器的谐振频率条件下具有高输出阻抗。为实现稳定性，滤波器输出阻抗必须小于转换器输入阻抗的绝对值。

$$Z_{IN} = \left| -\frac{V_{IN(min)}^2}{P_{IN}} \right| \quad (16)$$

EMI 滤波器设计步骤如下：

- 计算 EMI 滤波器在开关频率下所需的衰减，其中 C_{IN} 表示开关转换器输入端的现有电容。
- 输入滤波器电感器 L_{IN} 通常选择为 1 µ H 和 10 µ H 之间，但可以通过减少该电感来降低高电流设计中的损耗。
- 计算输入滤波器电容 C_F。

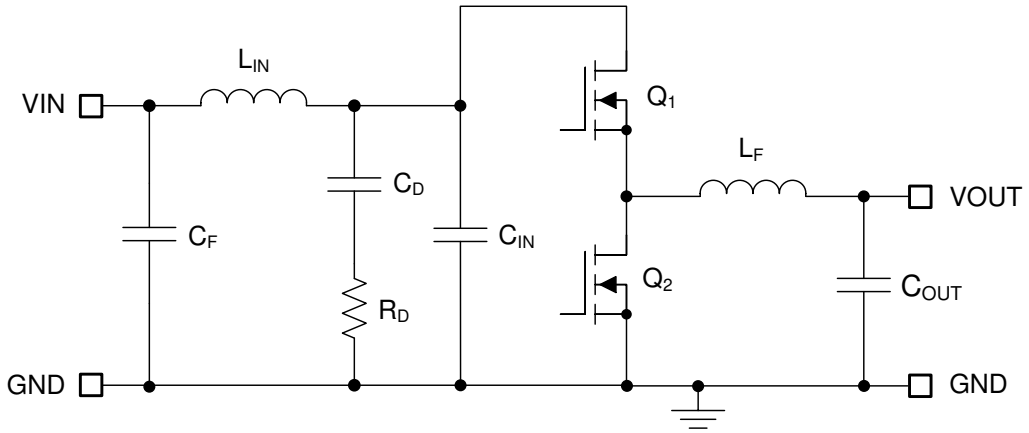


图 9-2. 具有 π 级 EMI 滤波器的降压稳压器

通过从傅里叶级数输入电流波形计算第一个谐波电流并乘以输入阻抗（阻抗由现有输入电容器 C_{IN} 定义），可以得出一个公式来获取所需的衰减，具体如方程式 17 所示。

$$Attn = 20\log\left(\frac{I_{L(PEAK)}}{\pi^2 \times F_{SW} \times C_{IN}} \times \sin(\pi \times D_{MAX}) \times \frac{1}{1\mu V}\right) - V_{MAX} \quad (17)$$

其中

- V_{MAX} 是适用传导 EMI 规格（例如 CISPR 25 5 类）允许的 dBµV 噪声水平。
- C_{IN} 是降压稳压器的现有输入电容。
- D_{MAX} 是最大占空比。
- I_{PEAK} 是电感器峰值电流。

出于滤波器设计目的，输入端的电流可以建模为方波。根据方程式 18 确定 EMI 滤波器电容 C_F。

$$C_F = \frac{1}{L_{IN}}\left(\frac{10^{\frac{|Attn|}{40}}}{2\pi \times F_{SW}}\right)^2 \quad (18)$$

在开关稳压器中增加一个输入滤波器会使“控制到输出”传递函数发生变化。滤波器的输出阻抗必须足够小，使得输入滤波器不会显著影响降压转换器的环路增益。阻抗在滤波器谐振频率下达到峰值。使用以下方程式计算滤波器的谐振频率。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_{IN} \times C_F}} \quad (19)$$

R_D 的用途是减小滤波器在谐振频率下的峰值输出阻抗。电容器 C_D 会阻碍输入电压的直流分量，从而避免 R_D 上产生过大的功率损耗。电容器 C_D 在谐振频率下的阻抗必须小于 R_D，并且电容值必须大于输入电容器 C_{IN} 的电容值。这可以防止 C_{IN} 干扰主滤波器的截止频率。当滤波器的输出阻抗在谐振频率下较大（由 L_{IN} 和 C_{IN} 构成的滤波器具有过高的 Q）时，需要增加阻尼。可以使用电解电容器 C_D 来提供方程式 20 所给出的阻尼值。

$$C_D \geq 4 \times C_{IN} \quad (20)$$

可使用方程式 21 选择阻尼电阻 R_D。

$$R_D = \sqrt{\frac{L_{IN}}{C_{IN}}} \quad (21)$$

9.1.2 误差放大器和补偿

图 9-3 展示了采用跨导误差放大器 (EA) 的 II 型补偿器。EA 开环增益的主极点由 EA 输出电阻 R_{OEA} 和有效带宽限制电容 C_{BW} 设置，如方程式 22 所示。

$$G_{EA(openloop)}(s) = -\frac{g_m \times R_{OEA}}{1 + s \times R_{OEA} \times C_{BW}} \quad (22)$$

上述表达式中忽略了 EA 高频极点。从输出电压到 COMP 节点的补偿器传递函数，包括（内部或外部）反馈电阻器网络贡献的增益，计算方式如方程式 23 中所示。

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_{out}(s)} = -\frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \times \frac{g_m \times R_{OEA} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (23)$$

其中

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

- V_{REF} 是反馈电压基准。
- g_m 是 1mS 的 EA 增益跨导。
- R_{O-EA} 是 70MΩ 的误差放大器输出阻抗。

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{COMP} \times C_{COMP}} \tag{24}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_{OEA} \times (C_{COMP} + C_{HF} + C_{BW})} \cong \frac{1}{R_{OEA} \times C_{COMP}} \tag{25}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{COMP} \times (C_{COMP} \,||\, (C_{HF} + C_{BW}))} \cong \frac{1}{R_{COMP} \times C_{HF}} \tag{26}$$

EA 补偿元件会在原点、零点和高频极点附近形成一个极点。通常，R_{COMP} << R_{O-EA} 且 C_{COMP} >> C_{BW} 和 C_{HF}，因此近似值有效。图 9-3 以红色圈出极点，以蓝色圈出零点。

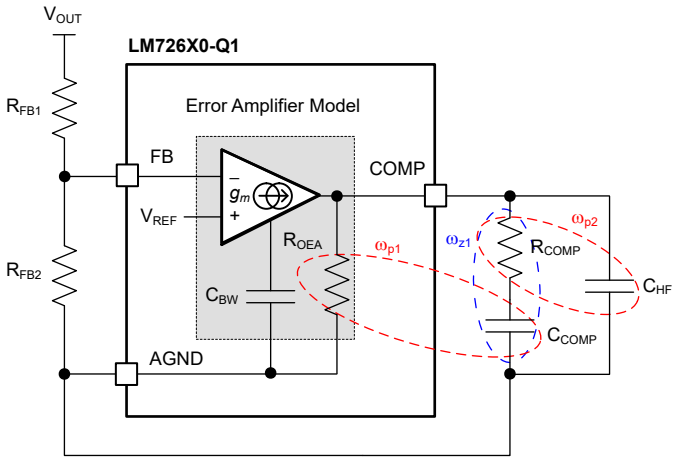


图 9-3. 误差放大器和补偿网络

9.1.3 最高环境温度

与任何功率转换器件一样，LM72630-Q1 在运行时会消耗内部功率。这种功率耗散的影响是将转换器的内部温度升高到环境温度以上。内部芯片温度 (T_J) 是以下各项的函数：

- 环境温度
- 功率损耗
- 器件的有效热阻 ($R_{\theta JA}$)
- PCB 布局

LM72630-Q1 的最高内核温度必须限制为 150°C。这会限制器件的最大功率耗散，从而限制负载电流。方程式 27 展示了重要参数之间的关系。较大的环境温度 (T_A) 和较大的 $R_{\theta JA}$ 值会降低最大可用输出电流。可使用 LM72630-Q1 快速入门设计工具来估算转换器效率。或者，可以调整 EVM 以匹配所需的应用要求，并且可以直接测量效率。

$$I_{OUT}|_{MAX} = \frac{(T_J - T_A)}{R_{\theta JA}} \times \frac{\eta}{(1-\eta)} \times \frac{1}{V_{OUT}} \tag{27}$$

其中

- η = 效率
- T_A = 环境温度
- T_J = 结温
- $R_{\theta JA}$ = IC 结至空气的有效热阻（主要通过 PCB）

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$R_{\theta JA}$ 的正确值更难估计。如*半导体和 IC 封装热指标应用手册*中所述，*热性能信息* 中给出的 JESD 51-7 的 $R_{\theta JA}$ 值并非对于设计用途始终有效，不得用于估计器件在实际应用中的热性能。*热信息* 中报告的 JESD 51-7 值是在一组特定条件下测量所得值，在实际应用中很少能获得。

有效 $R_{\theta JA}$ 是一个关键参数，取决于许多因素。以下是最关键的参数：

- 功率耗散
- 空气温度
- 气流
- PCB 面积
- 铜散热器面积
- 封装之下或封装附近的散热过孔数量
- 相邻元件放置

降额曲线 显示了最大输出电流与环境温度间的关系的典型曲线，有助于实现良好的热布局。

热设计源 可用作理想热 PCB 设计和针对给定应用环境估算 $R_{\theta JA}$ 的指南。

9.1.3.1 降额曲线

本节中的数据取自包含器件和 PCB 组合的 LM72880QEVM 评估板（BOM 对 LM72630-Q1 进行了更新），给出的 $R_{\theta JA}$ 约为 19°C/W。给定应用的实际性能取决于前面提到的因素。使用热设计资源作为 PCB 热设计的指南，并估算给定应用环境的 $R_{\theta JA}$。

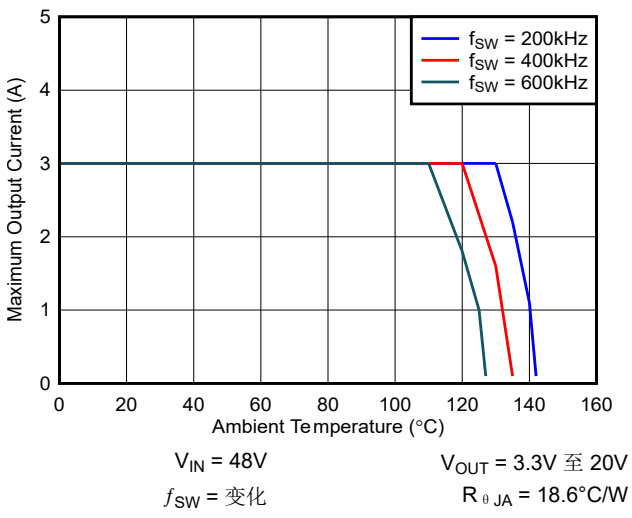


图 9-4. 最大输出电流与环境温度间的关系

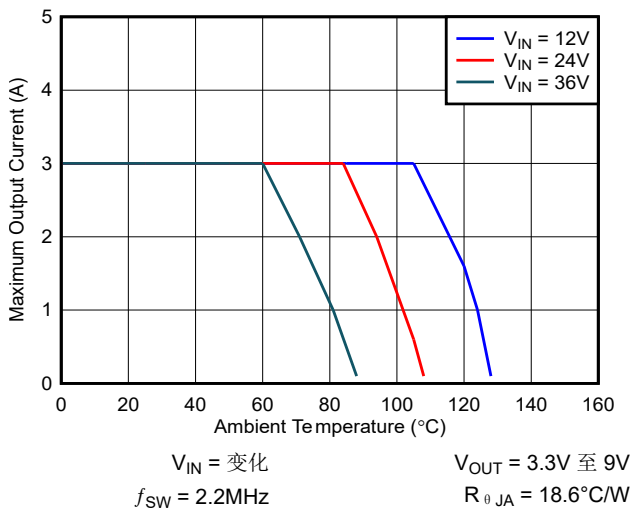


图 9-5. 最大输出电流与环境温度间的关系

9.2 典型应用

有关分步设计过程、电路原理图、物料清单、PCB 文件、仿真和测试结果，请参阅 *TI Designs* 参考设计库。

9.2.1 高效率、宽输入、400kHz 同步降压稳压器

图 9-6 展示了一个带 I2C 接口的单输出同步降压稳压器的原理图，其中最大输出电压为 20V，额定负载电流为 3A。在这个例子中，24V 和 48V 输入的目标满载效率分别为 98.3% 和 96.6%。稳压器的设计开关频率为 400kHz。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

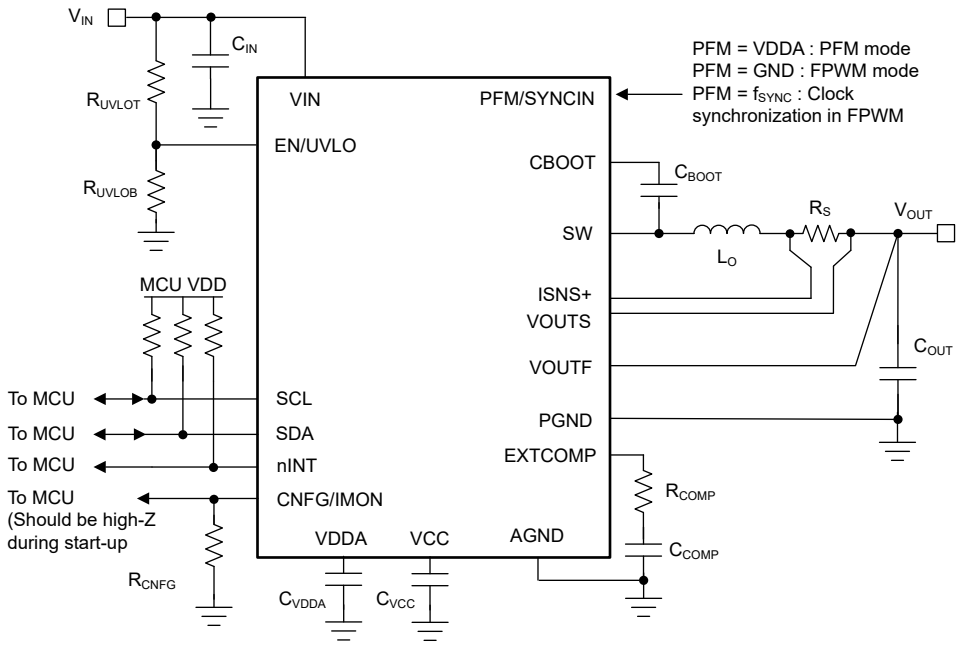


图 9-6. 具有 I2C 接口的应用电路

备注

这里提供的这个示例以及后续设计示例展示了器件在几种不同应用中的使用情况。根据输入电源总线的源阻抗，输入端可能需要放置一个电解电容器来确保稳定性，尤其是在低输入电压和高输出电流工作条件下。另请参阅节 9.3。

9.2.1.1 设计要求

表 9-1 展示了此 USB-C PD 设计示例的预期输入、输出和性能参数。

表 9-1. 设计参数

设计参数	值
输入电压范围（稳态）	24V 至 70V
输出电压	最大 20V
输出电流	额定电流为 3A
开关频率	400kHz 典型值

在启用转换器之前，必须通过 I2C 对开关频率、CV 模式下的输出调节目标和 CC 模式下的输出电流限制进行编程。在控制环路性能方面，目标环路交叉频率为 30kHz 并且相位裕度大于 50°。

表 9-2 中列出了所选的降压稳压器动力总成系统器件，并且很多器件都可以从多个供应商处获得。该设计使用低 DCR 复合电感器。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

表 9-2. 应用电路的物料清单

参考位号	数量	规格	制造商	器件型号
C_{IN}	4	4.7 µF，100V，X7S，1210，陶瓷	Murata	GCM32DC72A475KE02L
C_O	1	47µF，25V，±20%，SMD，铝 - 聚合物	Chemi-Con	HHXC250ARA470MF61G
	2	10µF，25V，X7R，1210，陶瓷	TDK	CGA6P1X7R1E106M250AC
L_O	1	22µH，19.6mΩ，13.2A，屏蔽	Coilcraft	XGL1010-223MED
R_S	1	分流电阻器，8mΩ，0508，1W	Susumu	KRL2012M-R008
U_1	1	具有 I²C 接口的 70V 降压转换器	德州仪器 (TI)	LM72630-Q1

9.2.1.2 详细设计过程

9.2.1.2.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处，使用 LM72630-Q1 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案。

1. 首先键入输入电压 (V_{IN})、输出电压 (V_{OUT}) 和输出电流 (I_{OUT}) 要求。
2. 使用优化器表盘，优化该设计的关键参数，如效率、占用空间和成本。
3. 将生成的设计与德州仪器 (TI) 其他可行的解决方案进行比较。

WEBENCH Power Designer 提供了定制原理图并罗列了实时价格和组件供货情况的物料清单。

在多数情况下，可执行以下操作：

- 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能
- 运行热性能仿真，了解电路板热性能
- 将定制原理图和布局方案以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

有关 WEBENCH 工具的更多信息，请访问 www.ti.com/WEBENCH。

9.2.1.2.2 降压电感器

1. 使用方程式 28 根据标称输入电压调节下的 40% 电感器纹波电流来计算所需的降压电感。

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{\Delta I_{LO} \times F_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(nom)}}\right) = \frac{20V}{1.2A \times 400kHz} \times \left(1 - \frac{20V}{48V}\right) = 24.3\mu H \quad (28)$$

2. 选择标准电感器值 22µH。使用方程式 29 来计算最大稳态输入电压条件下的电感器峰值电流。如果占空比大于 50%，对于峰值电流模式控制，则会发生次谐波振荡。为了简化设计，该器件具有一个与开关频率成比例的内部斜率补偿斜坡，该斜坡会添加至电流检测信号，用于抑制任何次谐波振荡趋势。

$$I_{LO(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{LO}}{2} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT}}{2 \times L_O \times F_{SW}} \times \left[1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)}}\right]$$
$$= 3A + \frac{20V}{2 \times 22\mu H \times 400kHz} \times \left[1 - \frac{20V}{70V}\right] \quad (29)$$
$$= 3.812A$$

3. 根据方程式 6，使用方程式 30 交叉校验电感，以便将斜率补偿设置为接近理想值乘以电感器电流下降斜率。

$$L_{O(sc)} = \frac{V_{OUT} \times R_S}{24 \times F_{SW}} = \frac{20V \times 8m\Omega}{24 \times 0.4MHz} = 16.6\mu H \quad (30)$$

9.2.1.2.3 电流检测电阻

1. 根据至少要比满载时的电感器峰值电流大 20% – 25% 的最大峰值电流能力来计算电流检测电阻，以便在启动和负载开启瞬态期间提供足够的裕量。使用方程式 31 计算电流检测电阻。

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{1.2 \times I_{LO(PK)}} = \frac{40mV}{1.2 \times 3.812} = 8.7m\Omega \quad (31)$$

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

其中

$V_{CS(TH)}$ 是 40mV 电流限制阈值。

2. 为分流电阻器都选择 8mΩ 的标准电阻值。具有大宽高比终端设计的 0508 尺寸元件提供 1W 额定功率、低寄生串联电感以及紧凑的 PCB 布局。仔细查看*布局指南*，确保噪声和直流误差不会破坏在 ISNS+ 和 VOUTS 引脚处测得的差分电流检测电压。
3. 将分流电阻器放置在靠近电感器的位置。
4. 使用开尔文感测连接并以差分方式将感测线路从分流电阻器布放到该器件。
5. ISNS 到输出传播延迟（与电流限制比较器、内部逻辑和功率 MOSFET 栅极驱动器）会导致峰值电流升高至大于计算得出的限流阈值。对于 $t_{ISNS(delay)}$ 为 85ns 的总传播延迟，请使用方程式 32 来计算输出短接时最差情况下的电感器峰值电流。

$$I_{LOPK(SC)} = \frac{V_{CS(TH)}}{R_S} + \frac{V_{IN(max)} \times t_{ISNS(delay)}}{L_O} = \frac{40mV}{8m\Omega} + \frac{70V \times 85ns}{22\mu H} = 5.27A \quad (32)$$

6. 根据此结果，选择在整个工作温度范围内饱和电流大于 8A 的电感器。

9.2.1.2.4 输出电容器

1. 假定负载瞬态偏差规格为 0.5%（对于 20V 输出，为 100mV），使用方程式 33 来估算管理负载关断瞬变（从满载到空载）期间的输出电压过冲所需的输出电容。

$$C_{OUT} \geq \frac{L_O \times \Delta I_{OUT}^2}{(V_{OUT} + \Delta V_{OVERSHOOT})^2 - V_{OUT}^2} = \frac{22\mu H \times (3A)^2}{(20V + 100mV)^2 - 20V^2} = 49\mu F \quad (33)$$

2. 记下陶瓷电容器的电压系数（其有效电容会在施加电压后显著减小）后，选择两个 10µF、25V、X7R、1210 陶瓷输出电容器，以及一个 47µF、25V 铝聚合物电容器。通常，当使用足够大的电容来满足负载关断时的瞬态响应要求时，在空载转换到满载的瞬态期间，电压下冲也能符合要求。
3. 使用方程式 34 来估算标称输入电压条件下的峰峰值输出电压纹波。

$$\Delta V_{OUT} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{LO}}{8 \times F_{SW} \times C_{OUT}}\right)^2 + (R_{ESR} \times \Delta I_{LO})^2} = \sqrt{\left(\frac{1.326A}{8 \times 400kHz \times 61\mu F}\right)^2 + (4m\Omega \times 1.326A)^2} = 8.6mV \quad (34)$$

其中

- R_{ESR} 为输出电容器的有效等效串联电阻 (ESR)。
- 总有效（降额）输出电容为 61µF。

4. 使用方程式 35 来计算输出电容器 RMS 纹波电流并确认纹波电流位于电容器纹波电流额定值范围内。

$$I_{CO(RMS)} = \frac{\Delta I_{LO}}{\sqrt{12}} = \frac{1.326A}{\sqrt{12}} = 0.383A \quad (35)$$

9.2.1.2.5 输入电容器

电源输入通常在开关频率下具有相对较高的源阻抗。需要高质量的输入电容器来限制输入纹波电压。

1. 选择具有足够电压和 RMS 纹波电流额定值的输入电容器。
2. 使用方程式 36 并假定最差情况下占空比工作点为 50% 来计算输入电容器 RMS 纹波电流。

$$I_{CIN(rms)} = I_{OUT} \times \sqrt{D \times (1 - D)} = 3A \times \sqrt{0.5 \times (1 - 0.5)} = 1.5A \quad (36)$$

3. 使用方程式 37 来查找所需的输入电容。

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{OUT}}{F_{SW} \times (\Delta V_{IN} - R_{ESR} \times I_{OUT})} = \frac{0.5 \times (1 - 0.5) \times 3A}{400kHz \times (480mV - 2m\Omega \times 3A)} = 3.9\mu F \quad (37)$$

其中

- ΔV_{IN} 是输入峰峰值纹波电压规格。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

- R_{ESR} 是输入电容器 ESR。

4. 确认陶瓷电容器的电压系数后，选择四个 4.7µF、100V、X7S、1210 陶瓷输入电容器。将这些电容器靠近 VIN 和 PGND 引脚放置。
5. 在 VIN 和 PGND 引脚附近放置一个 100nF、100V、X7R、0603 陶瓷电容器，以在 MOSFET 开关转换期间提供高 di/dt 电流。此类电容器在高于 100MHz 条件下提供高自谐振频率 (SRF) 和低有效阻抗。这样可以减小电源环路寄生电感，以尽可能地减少开关节点电压过冲和振铃，从而减小传导和辐射的 EMI 信号。有关更多详细信息，请参阅 *节 9.4.1*。

9.2.1.2.6 补偿器件

可按照下文概述的过程来为稳定的控制环路选择补偿器件。

1. 假定有效输出电容为 61µF，根据指定的 30kHz 环路增益交叉频率 f_C，可使用方程式 38 来计算 R_{COMP}。为 R_{COMP} 选择 18.2kΩ 的标准值。如果 V_{STEP} 为 10mV，则 V_{REF} 为 $V_{OUT}/10$。如果 V_{STEP} 为 20mV，则 V_{REF} 为 $V_{OUT}/20$。

$$R_{COMP} = 2 \times \pi \times f_C \times \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \times \frac{R_S \times G_{CS}}{gm} \times C_{OUT} = 2 \times \pi \times 30kHz \times \frac{20V}{1V} \times \frac{8m\Omega \times 10}{1000\mu S} \times 61\mu F = 18.4k\Omega \quad (38)$$

2. 为了在交叉时提供足够的相位提升，同时还允许在负载或线路瞬变期间实现快速稳定时间，请选择 C_{COMP} 来在以下两者中较高的一个位置放置零点：(1) 交叉频率的十分之一或 (2) 负载极点。为 C_{COMP} 选择 2.7nF 的标准值。

$$C_{COMP} = \frac{10}{2 \times \pi \times f_C \times R_{COMP}} = \frac{10}{2 \times \pi \times 30kHz \times 18.4k\Omega} = 2.9nF \quad (39)$$

3. 计算出 C_{HF}，以便在 ESR 零点处形成一个极点并衰减 COMP 引脚上的高频噪声。C_{BW} 是误差放大器的带宽限制电容。本设计中的负 C_{HF} 可以忽略。但是，在有噪声的环境中，尤其是在高 V_{IN} 和高负载电流条件下，额外的电容有助于滤除噪声。

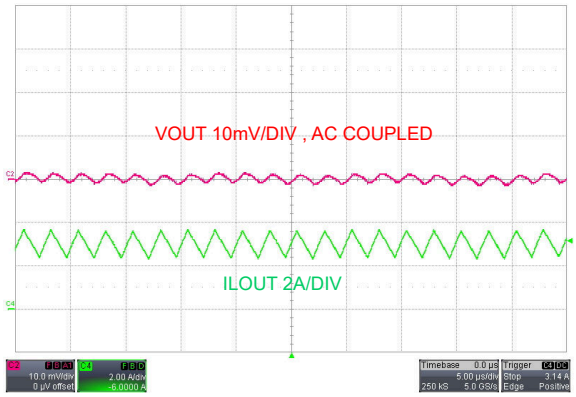
$$C_{HF} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{ESR} \times R_{COMP}} - C_{BW} = \frac{1}{2 \times \pi \times 650kHz \times 18.4k\Omega} - 15pF = -2pF \quad (40)$$

备注

设置具有高 R_{COMP} 和低 C_{COMP} 值的快速环路，以便改善从压降操作恢复时的响应。

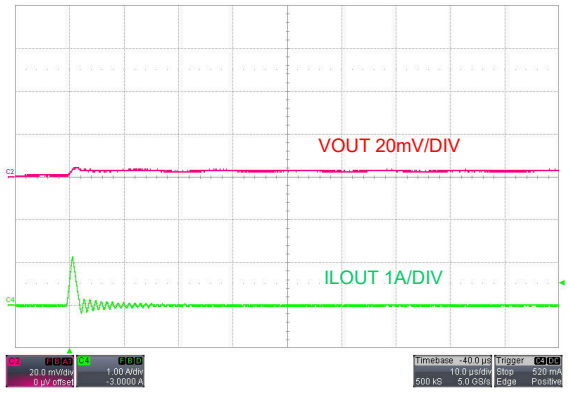
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

9.2.1.3 应用曲线



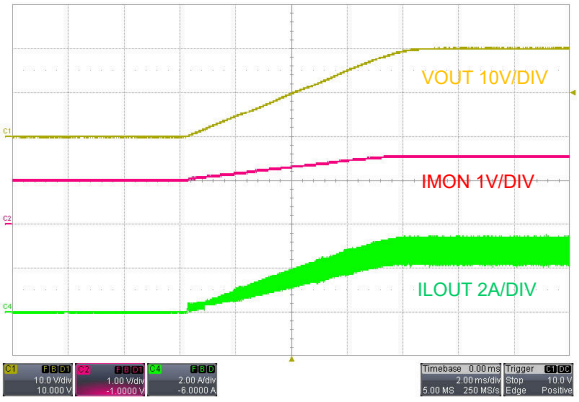
20V 输出，3A 负载

图 9-7. V_{OUT} 纹波



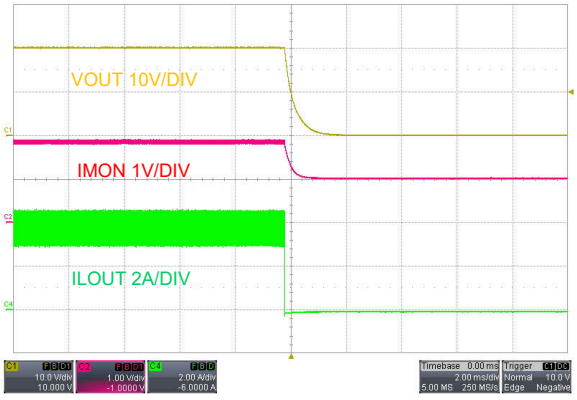
无负载

图 9-8. PFM 开关



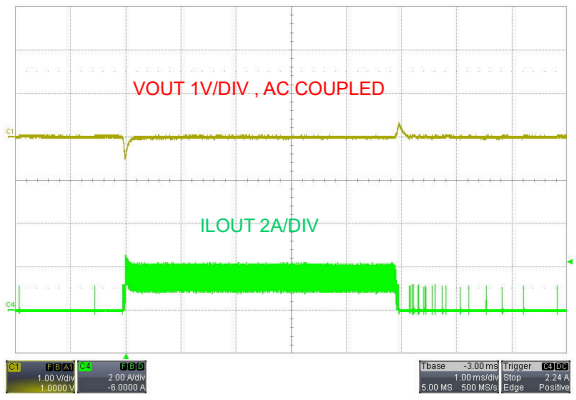
V_{IN} = 48V　　3A 电阻负载

图 9-9. 启动



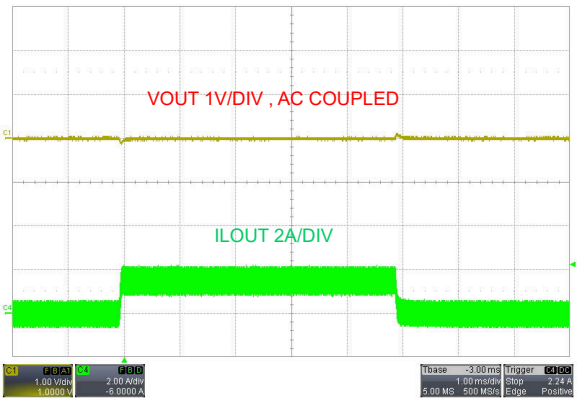
V_{IN} = 48V　　3A 电阻负载

图 9-10. 关断



V_{IN} = 48V　　0A 至 1.5A

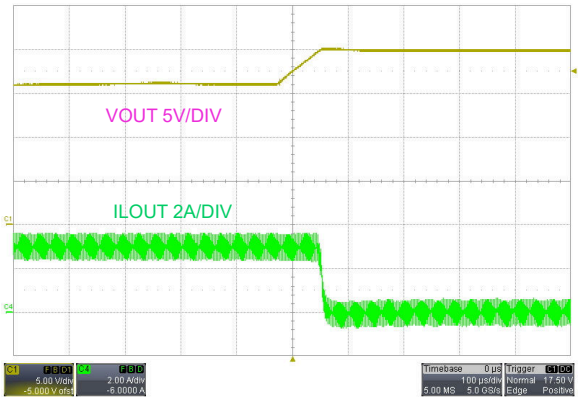
图 9-11. 负载瞬态 (PFM)



V_{IN} = 48V　　0A 至 1.5A

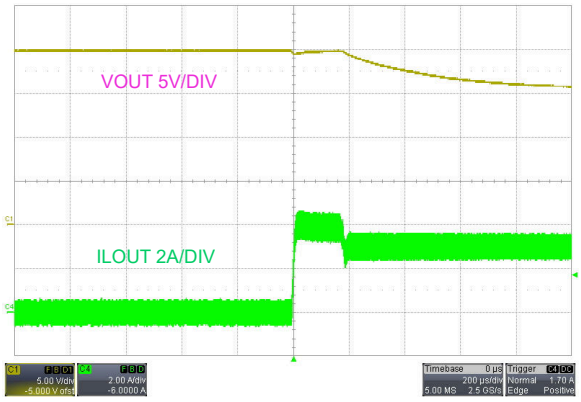
图 9-12. 负载瞬态 (FPWM)

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated



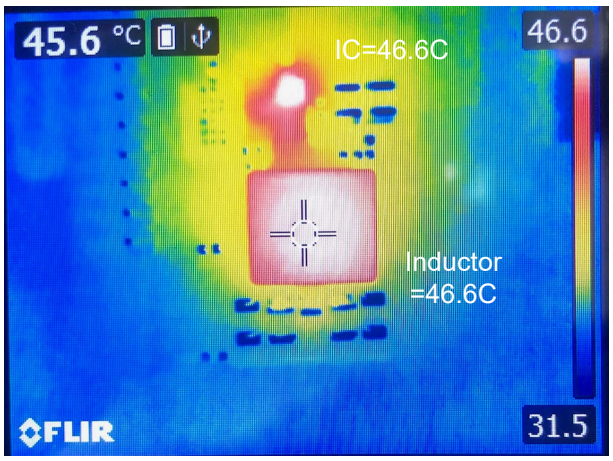
V_{IN} = 48V　　5Ω 负载至空载

图 9-13. CC 至 CV 模式转换



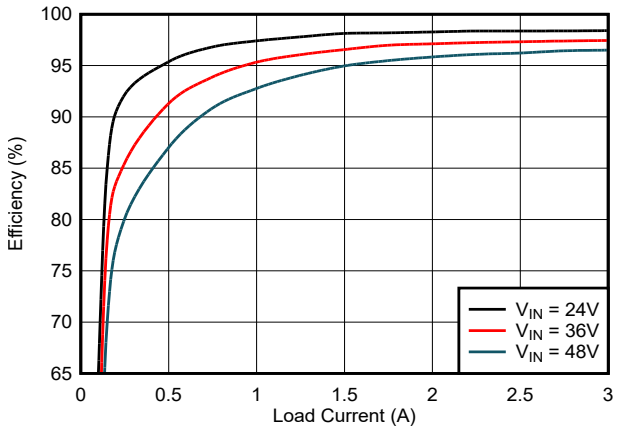
V_{IN} = 48V　　空载至 5Ω 负载

图 9-14. CV 至 CC 模式转换



V_{IN} = 48V　　3A 电阻负载

图 9-15. 温度



V_{OUT} = 20V　　f_{SW} = 400kHz，FPWM

图 9-16. 效率与 I_{OUT} 之间的关系

9.3 电源相关建议

器件设计为在宽输入电压范围内工作。输入电源必须能够在输入电压范围内向满负载稳压器提供所需的输入电流。根据以下公式，估算平均输入电流。

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (41)$$

其中

η 是效率。

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可能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 VIN 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，最佳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。10μF 至 47μF 范围内的电容通常足以提供并联输入抑制，并有助于在大负载瞬变期间保持输入电压稳定。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

稳压器的前面通常都会使用一个 EMI 输入滤波器，除非经过精心设计，否则该滤波器可能导致不稳定并产生上文所述的一些影响。*AN-2162：轻松解决直流直流转换器的传导 EMI 问题*应用手册 提供了一些任何开关稳压器设计输入滤波器时的实用建议。

9.4 布局

9.4.1 布局指南

在高电流、快速开关转换器电路（具有高电流和电压压摆率）中，为了实现可靠的器件运行和设计稳健性，正确的 PCB 设计和布局非常重要。此外，转换器的 EMI 性能在很大程度上取决于 PCB 布局。

降压稳压器功率级的高频电源环路在图 9-17 中以红色表示。降压稳压器的拓扑结构意味着带阴影环路的元件中存在非常高的 di/dt 电流，因此必须尽可能减小有效环路面积，以此来减少此环路的寄生电感（图 9-17）。

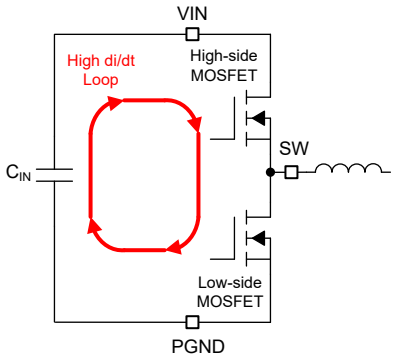


图 9-17. 输入电流环路

以下列表总结了用于优化直流/直流转换器性能（包括热特性和 EMI 特性）的 PCB 布局和元件放置基本指南。图 9-18 展示了器件的推荐布局，并优化了功率级和小信号元件的布局和布线。

- *将陶瓷输入电容器尽可能靠近输入电源引脚*：VIN 和 PGND 引脚靠近在一起（中间有一个间隙以增加电气间隙），从而简化了输入电容器的放置。
  - 在 VIN 到 PGND 之间放置具有 X7R 或 X7S 电介质的低 ESR 陶瓷电容器。将 0402 或 0603 电容器靠近 VIN 放置以实现高频旁路，如图 9-18 所示。使用额外的 1206 或 1210 电容器作为大容量电容。
  - 输入电容器和输出电容器的接地返回路径必须包含连接到 PGND 引脚的局部顶层平面。
- *在 IC 顶层下方的 PCB 层上使用实心接地平面*：该层充当噪声屏蔽层和散热路径。使用 IC 正下方的 PCB 层可最大限度地减少与开关环路中的电流相关的磁场，从而减少寄生电感以及开关电压过冲和振铃。在 VIN 和 PGND 附近使用多个散热过孔，以便向内部铜平面散热。
- *VIN、VOUT 和 GND 总线连接越宽越好*：这些路径必须尽可能宽和直，以减少转换器输入或输出路径上的任何压降，从而更大限度地提高效率。
- *将降压电感器靠近 SW1、SW2 和 SW3 引脚放置*：在转换器 SW 引脚和电感器之间使用短而宽的连接引线。同时，尽量减小此高 dv/dt 表面的长度（和面积），以帮助减少电容耦合和辐射 EMI。将电感器的同名端连接到 SW 引脚。
- *将 VCC 和 BOOT 电容器靠近相应的引脚放置*：VCC 和 BOOT 电容器分别表示内部低侧和高侧 MOSFET 栅极驱动器的电源，因此会承载高频电流。将 C_{VCC} 靠近 VCC 引脚放置，并在返回端子处放置一个 GND 过孔以连接到 GND 平面，从而在外露焊盘处返回到 IC GND。将 C_{BOOT} 连接到靠近 CBOOT 和 SW4 引脚的位置。
- *提供足够大的 PCB 面积以实现适当的散热*：使用足够的覆铜区实现与最大负载电流和环境温度条件相称的低热阻抗。为器件提供足够的散热，以将结温保持在 150°C 以下。对于满额定负载运行，顶部接地层是一个重要的散热区域。使用矩阵式散热过孔将封装的外露焊盘 (GND) 连接到 PCB 接地平面。如果 PCB 具有多个铜层，请将这些散热过孔连接到内层接地平面。最好使用 2 盎司（不少于 1 盎司）的铜制作 PCB 顶层和底层。使用无铅焊料。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

9.4.1.1 热设计和布局

为了使直流/直流转换器在特定的温度范围内发挥作用，封装必须允许有效地散发所产生的热量，同时使结温保持在额定限值以内。器件采用小型 6mm × 6mm 29 引脚 VQFN 集成电路封装，可满足一系列应用要求。

导热焊盘与内部和焊接面平面之间连接着多个过孔，这些过孔对帮助功率耗散非常重要。在多层 PCB 设计中，通常会在功率元件下方的 PCB 层上放置一个实心接地平面。这样不仅为功率级电流提供了一个平面，而且还为发热器件提供了一个热传导路径。

9.4.2 布局示例

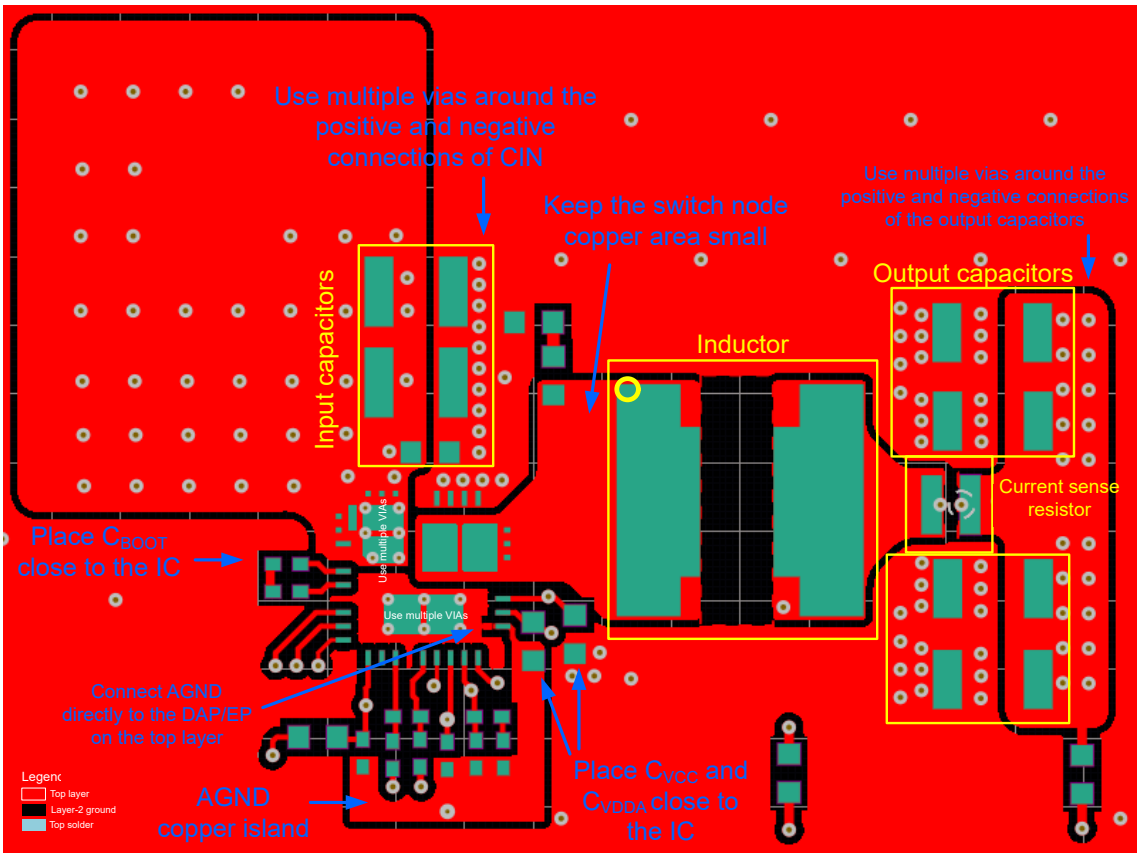


图 9-18. PCB 顶层

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

10 器件和文档支持

10.1 器件支持

10.1.1 开发支持

相关开发支持，请参阅以下文档：

- LM72XX0-Q1 快速入门计算器
- 有关 TI 的参考设计库，请访问 TI Designs
- 有关 TI 的 WEBENCH 设计环境，请访问 WEBENCH® 设计中心
- TI 设计：
  - *汽车级 EMI 与热性能经优化的同步降压转换器参考设计*
  - *采用 LM5141-Q1 的汽车级高电流、宽 V_{IN} 同步降压控制器参考设计*
  - *工作频率为 2.2MHz 的 25W 汽车启停系统参考设计*
  - *适用于汽车仪表组的同步降压转换器参考设计*
  - *适用于存储服务器的 137W 保持转换器参考设计*
  - *汽车同步降压（3.3V，12.0A）参考设计*
  - *汽车同步降压参考设计*
  - *具备展频频谱的宽输入同步降压转换器参考设计*
  - *适用于数字驾驶舱处理单元的汽车宽输入电压 (V_{IN}) 前端参考设计*
- 技术文章：
  - *直流/直流转换器的高密度 PCB 布局*
  - *同步降压控制器解决方案支持提供宽 V_{IN} 性能和灵活性*
  - *如何使用压摆率进行 EMI 控制*

10.1.1.1 使用 WEBENCH® 工具创建定制设计方案

点击此处，使用 LM72630-Q1 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计方案。

1. 首先键入输入电压 (V_{IN})、输出电压 (V_{OUT}) 和输出电流 (I_{OUT}) 要求。
2. 使用优化器表盘，优化该设计的关键参数，如效率、占用空间和成本。
3. 将生成的设计与德州仪器 (TI) 其他可行的解决方案进行比较。

WEBENCH Power Designer 提供了定制原理图并罗列了实时价格和组件供货情况的物料清单。

在多数情况下，可执行以下操作：

- 运行电气仿真，观察重要波形以及电路性能
- 运行热性能仿真，了解电路板热性能
- 将定制原理图和布局方案以常用 CAD 格式导出
- 打印 PDF 格式的设计报告并与同事共享

有关 WEBENCH 工具的更多信息，请访问 www.ti.com/WEBENCH。

10.2 文档支持

10.2.1 相关文档

请参阅以下相关文档：

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*通过优化的功率级布局免费提高大电流直流/直流稳压器性能应用报告*
  - 德州仪器 (TI)，*AN-2162：轻松解决直流/直流转换器的传导 EMI 问题*
  - 德州仪器 (TI)，在汽车冷启动期间使用 LM5140-Q1 双路同步降压控制器维持输出电压调节
- 模拟设计期刊：
  - 德州仪器 (TI)，通过将电感寄生效应降至最低来降低降压转换器 EMI 和电压应力
- 白皮书：

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

- 德州仪器 (TI)，*电源的传导 EMI 规格概述*
- 德州仪器 (TI)，*电源的辐射 EMI 规格概述*
- 德州仪器 (TI)，*评估适用于成本驱动型严苛应用的宽 V_{IN}、低 EMI 同步降压电路*

10.2.1.1 PCB 布局资源

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*通过优化的功率级布局免费提高大电流直流/直流稳压器性能*
  - 德州仪器 (TI)，AN-1149 开关电源布局指南
  - 德州仪器 (TI)，*AN-1229 SIMPLE SWITCHER® PCB 布局指南*
  - 德州仪器 (TI)，使用 LM4360x 与 LM4600x 简化低辐射 EMI 布局
- 研讨会：
  - 德州仪器 (TI)，*构建电源之布局注意事项*

10.2.1.2 热设计资源

- 应用手册：
  - 德州仪器 (TI)，*AN-2020 热设计：学会洞察先机，不做事后诸葛*
  - *AN-1520A 外露焊盘封装实现最佳热阻的电路板布局布线指南*
  - 德州仪器 (TI)，*半导体和 IC 封装热指标*
  - 德州仪器 (TI)，*使用 LM43603 和 LM43602 简化热设计*
  - 德州仪器 (TI)，*PowerPAD™ 热增强型封装*
  - 德州仪器 (TI)，*PowerPAD 速成*
  - 德州仪器 (TI)，*使用新的热指标*

10.3 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。

10.4 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。

10.5 商标

Out-of-Audio™, PowerPAD™, and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.
USB Type-C® is a registered trademark of USB Implementers Forum, Inc..
WEBENCH® and SIMPLE SWITCHER® are registered trademarks of Texas Instruments.
所有商标均为其各自所有者的财产。

10.6 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。

10.7 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。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

11 修订历史记录

日期	修订版本	注释
July 2026	*	初始发行版

12 机械、封装和可订购信息

以下页面显示机械、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。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

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)
LM72630QRRXRQ1	Active	Production	VQFN (RRX) | 29	3000 | LARGE T&R	ROHS Exempt	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	72630Q

(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.

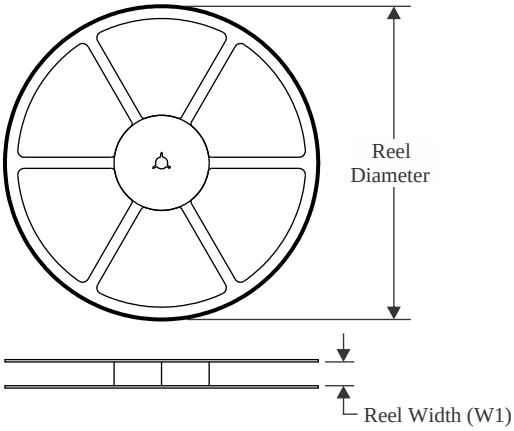
Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

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.

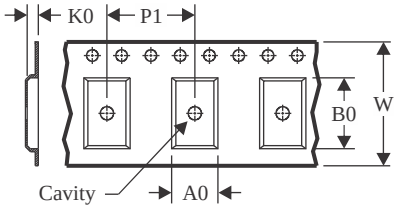
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION

REEL DIMENSIONS

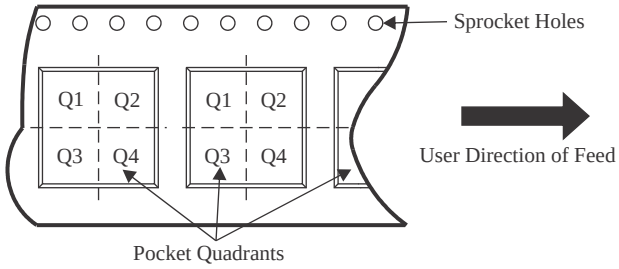


TAPE DIMENSIONS



A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

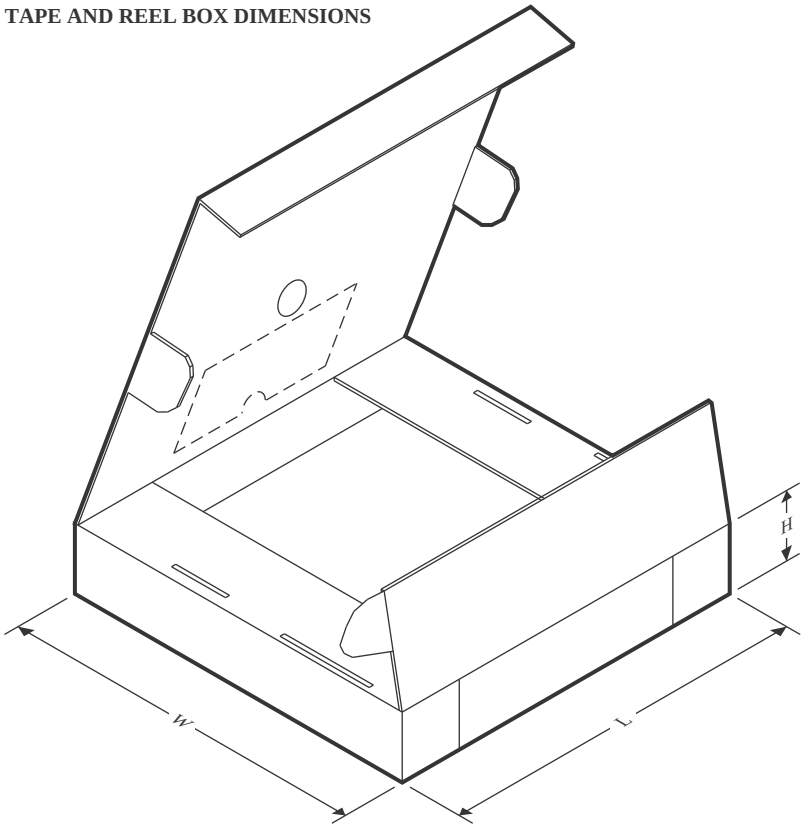
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*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
LM72630QRRXRQ1	VQFN	RRX	29	3000	330.0	16.4	6.3	6.3	1.1	12.0	16.0	Q2

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

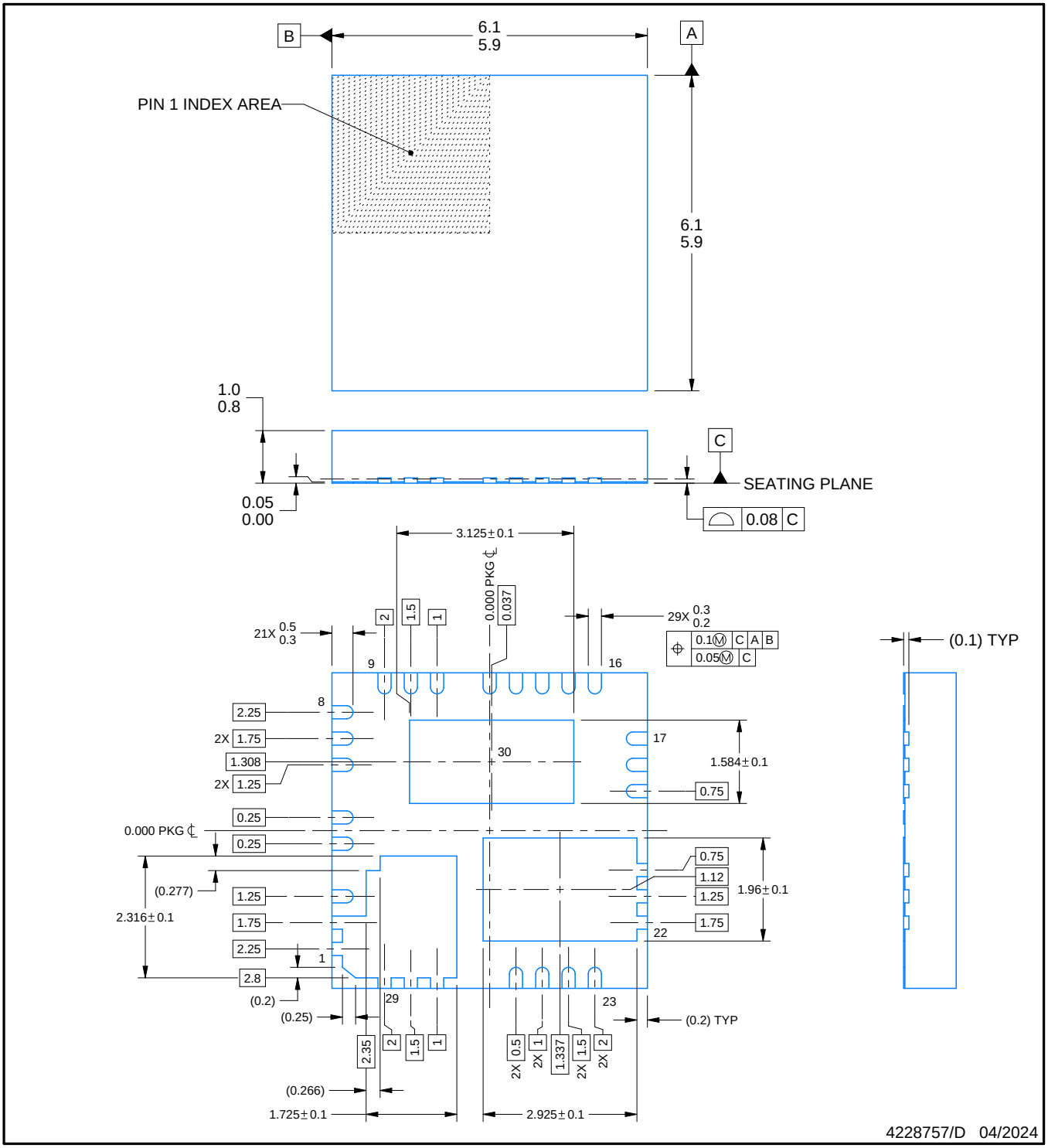
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM72630QRRXRQ1	VQFN	RRX	29	3000	367.0	367.0	38.0

PACKAGE OUTLINE

RRX0029B

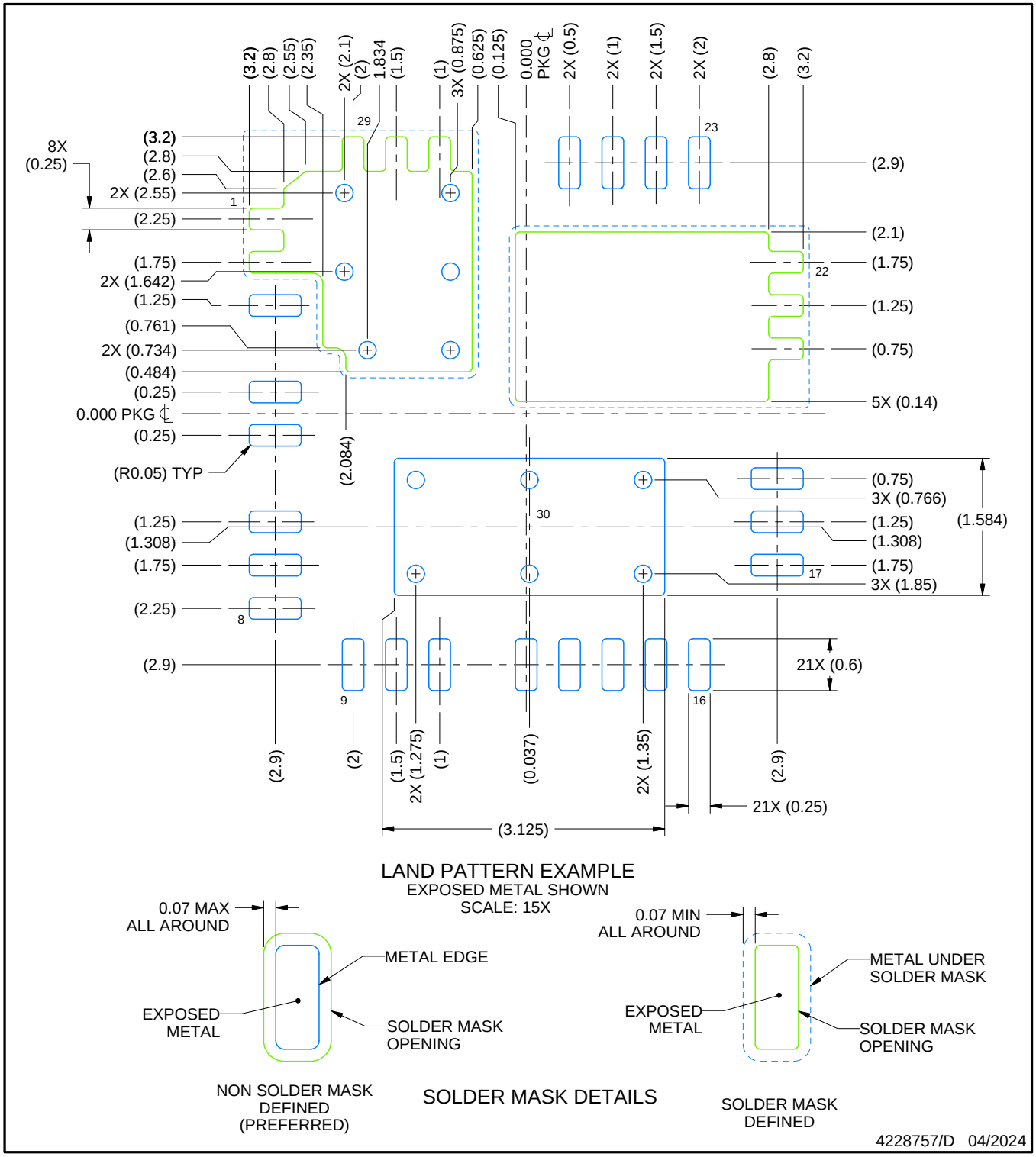
VQFN - 1.0 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



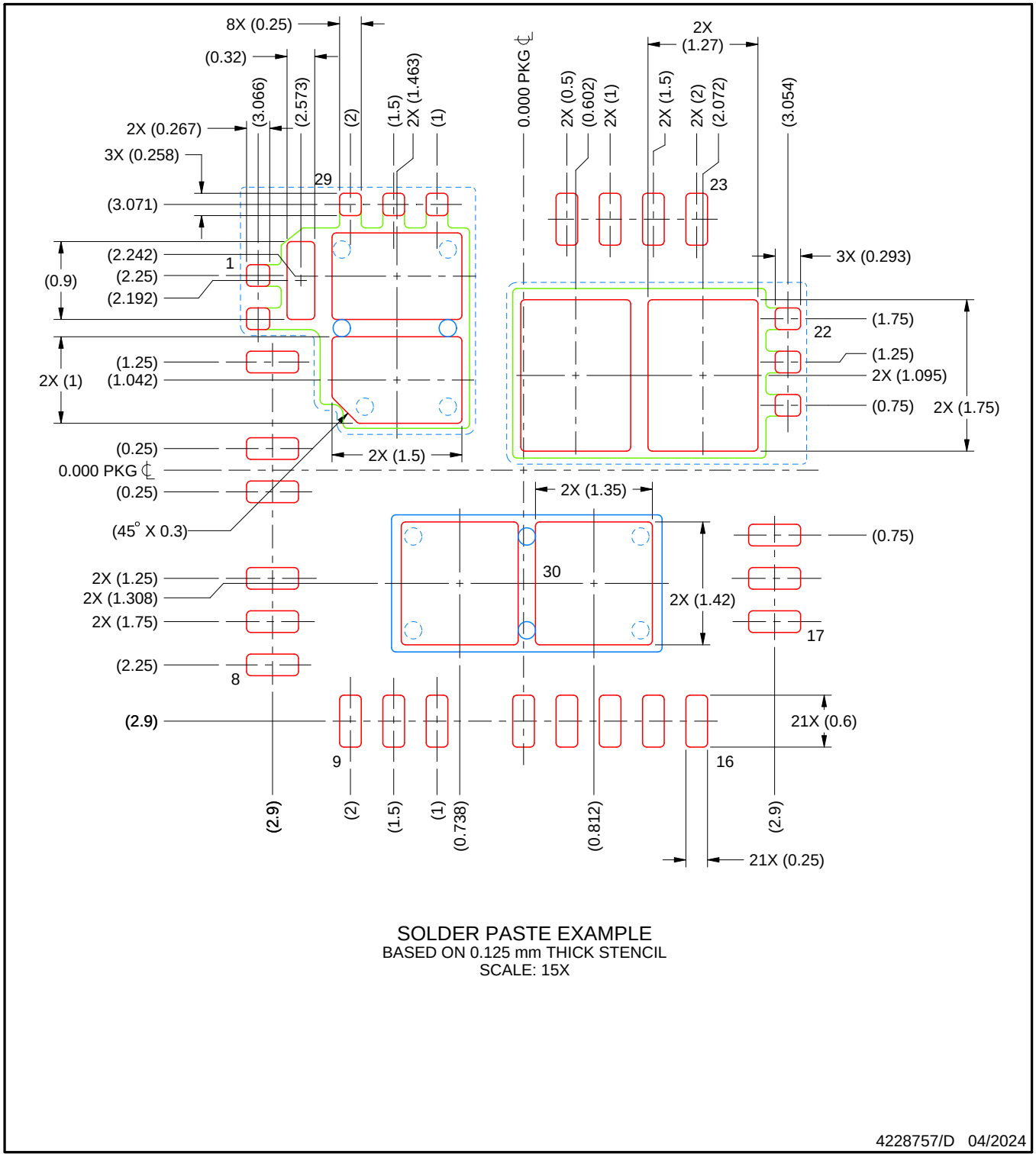
NOTES:

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.



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/slua271).
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.



SOLDER PASTE EXAMPLE
BASED ON 0.125 mm THICK STENCIL
SCALE: 15X

4228757/D 04/2024

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出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 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 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月