

TPS4811Q1 具有保护和诊断功能的 100V 汽车智能高侧驱动器

1 特性

- 具有符合 AEC-Q100 标准的下列特性
 - 器件温度等级 1：-40°C 至 +125°C 环境温度工作温度范围
- 功能安全型
 - 可提供用于功能安全系统设计的文档
- 3.5V 至 80V 输入范围 (绝对最大值为 100V)
- 输出反极性保护低至 -30V
- 具有 100μA 容量的集成 12V 电荷泵
- 1.6μA 低关断电流 (EN/UVLO = 低电平)
- 强大的上拉 (3.7A) 和下拉 (4A) 栅极驱动器
- 驱动外部背对背 N 沟道 MOSFET
- 具有集成预充电开关驱动器 (TPS4811Q1) 以驱动容性负载的型号
- 具有可调断路器计时器 (TMR) 和故障标志输出 (FLT_I) 的两级可调过流保护 (IWRN、ISCP)
- 快速短路保护：1.2μs (TPS4811Q1)、4μs (TPS48110Q1)
- 精确的模拟电流监测输出 (IMON)：30mV V_{SNS} 下为 ±2%
- 精确的可调节欠压锁定 (UVLO) 和过压保护 (OV)：< ±2%
- 具有故障标志输出 (FLT_T) 的远程过热检测 (DIODE)

2 应用

- 配电箱
- 车身控制模块
- 直流/直流转换器
- 电池管理系统

3 说明

TPS4811x-Q1 系列是一款具有保护和诊断功能的 100V 智能高侧驱动器。该器件具有 3.5V 至 80V 的宽工作电压范围，适用于 12V、24V 和 48V 系统设计。

该器件具有强大的 3.7A 峰值拉电流 (PU) 和 4A 峰值灌电流 (PD) 栅极驱动器，可在高电流系统设计中使用时并联 FET 进行电源开关。将 INP 用作栅极驱动器控制输入。

该器件具有精确的电流检测 (±2%) 输出 (IMON) 支持系统设计，可用于能源管理。该器件集成了具有 FLT_I 输出的两级过流保护，具有完全可调的阈值和响应时间。可以配置自动重试和锁存故障行为。该器件具有远程过热保护，具有 FLT_T 输出。

TPS4811Q1 将预充电驱动器 (G) 与控制输入 (INP_G) 集成。此功能支持必须驱动大容量负载的设计。在关断模式下，控制器在 48V 电源输入下的总关断电流为 1.6μA。

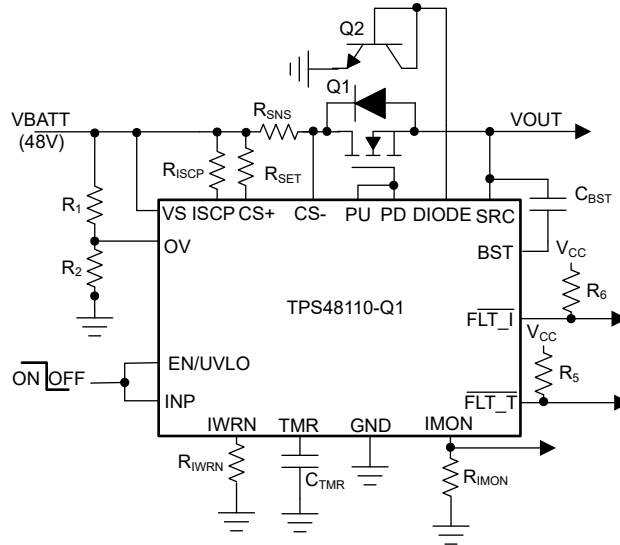
TPS4811x-Q1 采用 19 引脚 VSSOP 封装，在相邻的高压和低压引脚之间移除了一个引脚，提供 0.8mm 的间隙。

封装信息

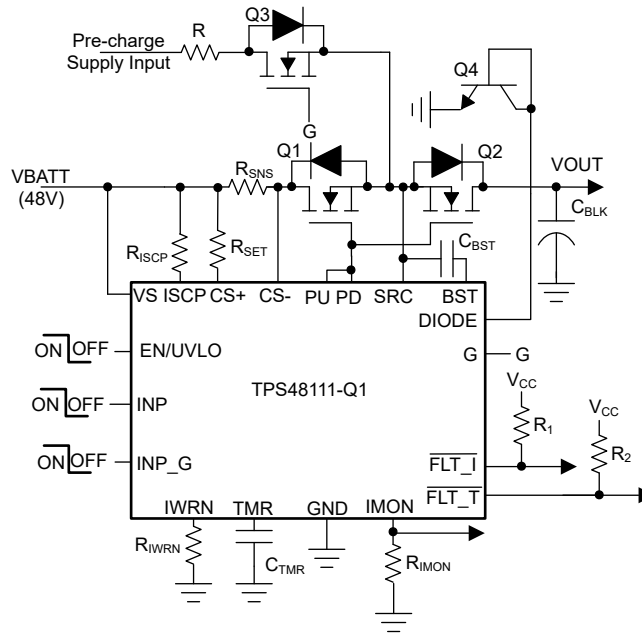
器件型号	封装 ⁽¹⁾	封装尺寸 ⁽²⁾
TPS48110Q1	DGX (VSSOP, 19)	5.10mm × 3.00mm
TPS48111Q1		

- 如需了解所有可用封装，请参阅数据表末尾的可订购产品附录。
- 封装尺寸 (长 × 宽) 为标称值，并包括引脚 (如适用)。





适用于加热器负载的智能高侧驱动器



用于直流/直流转换器的断路器

内容

<p>1 特性..... 1</p> <p>2 应用..... 1</p> <p>3 说明..... 1</p> <p>4 器件比较表..... 4</p> <p>5 引脚配置和功能..... 5</p> <p>6 规格..... 7</p> <p> 6.1 绝对最大额定值..... 7</p> <p> 6.2 建议运行条件..... 7</p> <p> 6.3 ESD 等级..... 7</p> <p> 6.4 热性能信息..... 8</p> <p> 6.5 电气特性..... 8</p> <p> 6.6 开关特性..... 10</p> <p> 6.7 典型特性..... 11</p> <p>7 参数测量信息..... 14</p> <p>8 详细说明..... 16</p> <p> 8.1 概述..... 16</p> <p> 8.2 功能方框图..... 16</p> <p> 8.3 特性说明..... 17</p>	<p> 8.4 器件功能模式 (关断模式) 28</p> <p>9 应用和实施..... 29</p> <p> 9.1 应用信息..... 29</p> <p> 9.2 典型应用：在配电单元中驱动 KL40 线路上的 HVAC PTC 加热器负载..... 29</p> <p> 9.3 典型应用：通过对输出电容进行预充电来驱动 B2B FET..... 35</p> <p> 9.4 典型应用：专为 EMI 而设计..... 37</p> <p> 9.5 电源和 EMI 建议..... 38</p> <p> 9.6 布局..... 39</p> <p>10 器件和文档支持..... 42</p> <p> 10.1 接收文档更新通知..... 42</p> <p> 10.2 支持资源..... 42</p> <p> 10.3 商标..... 42</p> <p> 10.4 静电放电警告..... 42</p> <p> 10.5 术语表..... 42</p> <p>11 修订历史记录..... 42</p> <p>12 机械、封装和可订购信息..... 43</p>
---	--

4 器件比较表

	TPS48110Q1	TPS48111Q1
过压保护	是	否
预充电驱动器	否	是
短路保护响应时间	4 μ s	1.2 μ s
过热故障响应	使用固定 512ms 计时器自动重试	闭锁

5 引脚配置和功能

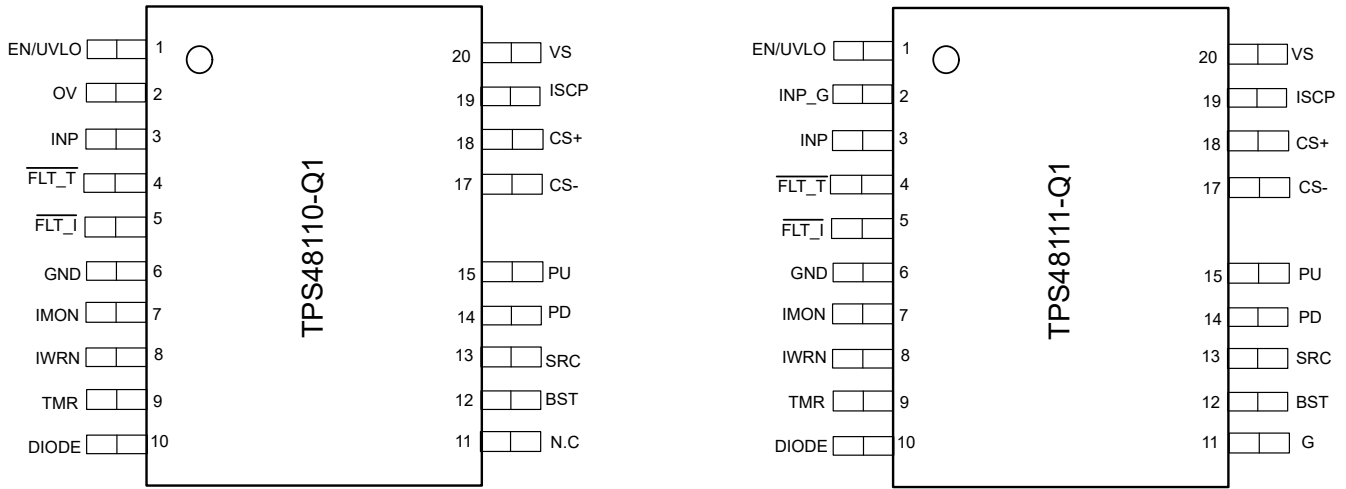


图 5-1. DGX 封装，19 引脚 VSSOP（顶视图）

表 5-1. 引脚功能

名称	引脚		类型 ⁽¹⁾	说明
	TPS48110Q1	TPS48111Q1		
	DGX-19 (VSSOP)			
EN/UVLO	1	1	I	EN/UVLO 输入。此引脚上的电压高于 1V 即可实现正常运行。强制此引脚低于 0.3V 会关断 TPS4811x-Q1，从而将静态电流降低至约 1.6 μ A（典型值）。（可选）通过电阻分压器连接到输入电源以设置欠压锁定。当 EN/UVLO 保持悬空时，60nA 的内部下拉会将 EN/UVLO 拉至低电平并使器件保持关断状态。
OV	2	—	I	可调节过压阈值输入。从输入电源，OV 到 GND 之间连接一个电阻梯。当 OV 上的电压超过过压切断阈值时，PD 被拉低至 SRC，从而关断外部 FET。当 OV 上的电压低于 OV 下降阈值时，PU 被上拉至 BST，从而导通外部 FET。 OV 在未使用时，必须连接至 GND。当 OV 保持悬空时，60nA 的内部下拉会将 OV 拉至低电平，PU 将被上拉至 BST。
INP_G	—	2	I	输入信号。兼容 CMOS 的 GND 输入基准可设置 G 引脚的状态。INP_G 可以内部下拉至 GND，以在 INP_G 悬空时使 G 保持拉至 SRC。 如果未使用 G 驱动功能，请将 INP_G 连接到 GND。
INP	3	3	I	输入信号。对 GND 的 CMOS 兼容输入基准，可设置 PD 和 PU 引脚的状态。INP 可以内部下拉至 GND，以在 INP 保持悬空时使 PD 保持拉至 SRC。
FLT_T	4	4	O	开漏故障输出。当检测到过热故障时，该引脚置为低电平。
FLT_I	5	5	O	开漏故障输出。在 TMR 引脚上的电压达到故障阈值 1.1V 后，该引脚置为低电平有效。该引脚指示传输晶体管因过流状况而即将关断。直到过流状况和自动重试时间到期，FLT_I 引脚才不会进入高阻抗状态。
GND	6	6	G	将 GND 连接到系统地。
IMON	7	7	O	模拟电流监视器输出。该引脚通过外部电流检测电阻 R_{SNS} 提供按比例降低的电流。该引脚与 GND 之间的电阻可将电流成比例转换为电压。如果未使用该引脚，则将其接地。
IWRN	8	8	I	过流检测设置。IWRN 与 GND 之间的电阻器可设置过流比较器阈值。 如果不需要过流保护特性，请将 IWRN 连接到 GND。

表 5-1. 引脚功能 (续)

名称	引脚		类型 ⁽¹⁾	说明
	TPS48110Q1	TPS48111Q1		
	DGX-19 (VSSOP)			
TMR	9	9	I	故障计时器输入。TMR 引脚与 GND 之间的电容器可设置故障警告、故障关断 (FLT_I) 和重试周期的时间。将它保持开路可实现超快速设置。将 TMR 连接到 GND 将禁用过流保护。
DIODE	10	10	I	用于温度检测的二极管连接。将此引脚连接到 MMBT3904 NPN BJT 的基极和集电极。如果不需要远程过热保护功能，请将二极管接地。
G	—	11	O	外部预充电 FET 的栅极。连接到外部 FET 的栅极。如果未使用 G 驱动器功能，请将 G 引脚保持悬空状态。
N.C	11	—	—	无连接。
BST	12	12	O	高电平端自举电源。必须在此引脚和 SRC 之间连接一个最小值超过外部 FET $Q_{g(tot)}$ 的外部电容器。
SRC	13	13	O	外部 FET 的源极连接。
PD	14	14	O	高电流栅极驱动器下拉。此引脚下拉至 SRC。为了实现最快的关断，请将此引脚直接连接到外部高电平端 MOSFET 的栅极。
PU	15	15	O	高电流栅极驱动器上拉。此引脚上拉至 BST。将此引脚连接到 PD 可获得最大栅极驱动转换速度。在此引脚和外部 MOSFET 的栅极之间可以连接一个电阻来控制导通期间的浪涌电流。
CS-	17	17	I	电流检测负输入。
CS+	18	18	I	电流检测正输入。在 CS+ 与外部电流检测电阻器之间连接一个 50 Ω 至 100 Ω 的电阻器。
ISCP	19	19	I	短路检测阈值设置。如果不需要短路保护功能，请将 ISCP 连接到 CS。
VS	20	20	电源	控制器的电源引脚。

(1) I = 输入, O = 输出, I/O = 输入和输出, P = 电源, G = 接地

6 规格

6.1 绝对最大额定值

在自然通风条件下的工作温度范围内测得 (除非另有说明) ⁽¹⁾

		最小值	最大值	单位
输入引脚	VS、CS+、CS-、ISCP 至 GND	-1	100	V
	VS、CS+、CS- 至 SRC	-60	100	
	SRC 至 GND	-30	100	
	PU、PD、G、BST 至 SRC	-0.3	16	
	TMR、IWRN、二极管至 GND	-0.3	5.5	
	OV、EN/UVLO、INP、INP_G、FLT_I、FLT_T 至 GND	-1	20	
	CS+ 至 CS-	-0.3	0.3	
	$I_{(FLT_I)}$ 、 $I_{(FLT_T)}$		10	mA
	$I_{(CS+)}$ 至 $I_{(CS-)}$, 1ms	-100	100	
	漏极侧输入引脚 (VS、CS+、CS-、ISCP) 上的电压转换率			60
输出引脚	PU、PD、G、BST 至 GND	-30	112	V
	IMON 至 GND	-1	7.5	
工作结温, T_j ⁽²⁾		-40	150	°C
贮存温度, T_{stg}		-55	150	

- (1) 超出绝对最大额定值范围操作可能会导致器件永久损坏。绝对最大额定值并不表示器件在这些条件下或在建议的工作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) 高结温会缩短工作寿命。结温高于 125°C 时, 工作寿命会缩短。

6.2 建议运行条件

在自然通风条件下的工作温度范围内测得 (除非另有说明) ⁽¹⁾

		最小值	标称值	最大值	单位
输入引脚	VS、CS+、CS- 至 GND	0		80	V
	EN/UVLO、OV 至 GND	0		15	
输出引脚	FLT_I、FLT_T 至 GND	0		15	
	IMON 至 GND	0		5	
外部电容器	VS 至 GND	22			nF
	BST 至 SRC	0.1			μ F
T_j	工作结温 ⁽²⁾	-40		150	°C

- (1) 建议运行条件是器件可正常运行的条件。有关规格和测试条件, 请参阅“电气特性”。
- (2) 高结温会缩短工作寿命。结温高于 125°C 时, 工作寿命会缩短。

6.3 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	转角引脚 (EN/UVLO、DIODE、G、VS)		± 750
			其他引脚		± 500

- (1) AEC Q100-002 指示应当按照 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 规范执行 HBM 应力测试。

6.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		TPS4811x-Q1		单位
		DGX		
		19 引脚		
$R_{\theta JA}$	结至环境热阻	87		°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结至外壳 (顶部) 热阻	26.5		°C/W
$R_{\theta JB}$	结至电路板热阻	43.7		°C/W
Ψ_{JT}	结至顶部特征参数	0.5		°C/W
Ψ_{JB}	结至电路板特征参数	43.3		°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](#)。

6.5 电气特性

$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$; $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 时的典型值、 $V_{(VS)} = V_{(CS+)} = V_{(CS-)} = 48\text{V}$ 、 $V_{(BST - SRC)} = 12\text{V}$ 、 $V_{(SRC)} = 0\text{V}$ 、 $V_{SNS} = R_{SNS}$ 上的电压

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压						
$V_{(VS)}$	工作输入电压		3.5		80	V
$V_{(VS_PORR)}$	VS POR 阈值, 上升		2.75	3	3.2	V
$V_{(VS_PORF)}$	VS POR 阈值, 下降		2.65	2.9	3.1	V
$I_{(Q)}$	系统总静态电流, $I_{(GND)}$	$V_{(EN/UVLO)} = 2\text{V}$		613	700	μA
$I_{(SHDN)}$	SHDN 电流, $I_{(GND)}$	$V_{(EN/UVLO)} = 0\text{V}$, $V_{(SRC)} = 0\text{V}$		1.6	5.36	μA
		$V_{(EN/UVLO)} = 0\text{V}$, $V_{(SRC)} = 0\text{V}$, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 85^{\circ}\text{C}$		1.6	2.65	μA
使能和欠压锁定 (EN/UVLO) 输入						
$V_{(UVLOR)}$	UVLO 阈值电压, 上升		1.16	1.18	1.2	V
$V_{(UVLOF)}$	UVLO 阈值电压, 下降		1.1	1.11	1.13	V
$V_{(ENF)}$	低 IQ 关断使能阈值电压, 下降		0.3	0.7	0.9	V
	使能迟滞			43	60	mV
$I_{(EN/UVLO)}$	使能输入漏电流	$V_{(EN/UVLO)} = 12\text{V}$		61	320	nA
过压保护 (OV) 输入 - 仅限 TPS48110-Q1						
$V_{(OVR)}$	过压阈值输入, 上升	仅限 TPS48110-Q1	1.16	1.18	1.2	V
$V_{(OVF)}$	过压阈值输入, 下降		1.1	1.11	1.13	V
$I_{(OV)}$	OV 输入漏电流	$0\text{V} < V_{(OV)} < 5\text{V}$		60	300	nA
电荷泵 (BST-SRC)						
$I_{(BST)}$	电荷泵电源电流	$V_{(BST - SRC)} = 10\text{V}$	80	100	126	μA
$V_{(BST - SRC)}$	电荷泵导通电压		11	11.7	12.3	V
	电荷泵关断电压		11.6	12.3	13	V
$V_{(BST_UVLOR)}$	$V_{(BST - SRC)}$ UVLO 电压阈值, 上升		7	7.6	8.1	V
$V_{(BST_UVLOF)}$	$V_{(BST - SRC)}$ UVLO 电压阈值, 下降		6	6.5	6.9	V
$V_{(BST - SRC)}$	$V_{(VS)} = 3.5\text{V}$ 时的电荷泵电压		8.6			V
栅极驱动器输出 (PU、PD、G)						
$R_{(PD)}$	下拉电阻			0.69	1.34	Ω
$I_{(PU)}$	峰值拉电流			3.75		A
$I_{(PD)}$	峰值灌电流			4		A

6.5 电气特性 (续)

$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$; $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 时的典型值、 $V_{(VS)} = V_{(CS+)} = V_{(CS-)} = 48\text{V}$ 、 $V_{(BST - SRC)} = 12\text{V}$ 、 $V_{(SRC)} = 0\text{V}$ 、 V_{SNS} = R_{SNS} 上的电压

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$I_{(G)}$	栅极充电 (拉电流) 电流, 导通状态	仅限 TPS48111-Q1	72	100	140	μA
	栅极放电 (灌电流) 电流, 关断状态		92	131	190	mA
电流检测和过流保护 (CS+、CS-、IMON、ISCP、IWRN)						
$V_{(OS_SET)}$	输入参考失调电压 (V_{SNS} 至 $V_{(\text{IMON})}$ 调节)	$R_{\text{SET}} = 100\ \Omega$, $R_{\text{IMON}} = 5\text{k}\ \Omega$ 、 $10\text{k}\ \Omega$ (对应于 $V_{\text{SNS}} = 6\text{mV}$ 至 30mV) 增益分别为 45 和 90。	-200		200	μV
$V_{(GE_SET)}$	增益误差 (V_{SNS} 至 $V_{(\text{IMON})}$ 调节)		-1.27		1.27	%
$V_{(\text{IMON_Acc})}$	IMON 精度	$V_{\text{SNS}} = 30\text{mV}$ 、 $R_{\text{SET}} = 100\ \Omega$ 、 $R_{\text{IMON}} = 10\text{k}\ \Omega$	-2		2	%
		$V_{\text{SNS}} = 6\text{mV}$ 、 $R_{\text{SET}} = 100\ \Omega$ 、 $R_{\text{IMON}} = 5\text{k}\ \Omega$	-5		5	%
$V_{(\text{SNS_WRN})}$	过流保护 (OCP) 电压阈值	$R_{\text{SET}} = 100\ \Omega$ 、 $R_{\text{IWRN}} = 39.7\text{k}\ \Omega$	29.2	30.6	31.5	mV
		$R_{\text{SET}} = 100\ \Omega$ 、 $R_{\text{IWRN}} = 120\text{k}\ \Omega$	8	10	12	mV
$I_{(\text{ISCP})}$	SCP 输入偏置电流		13.7	15.6	17.6	μA
$V_{(\text{SNS_SCP})}$	短路保护 (SCP) 电压阈值	$R_{\text{ISCP}} = 2.1\text{k}\ \Omega$	35	40	45	mV
		$R_{\text{ISCP}} = 750\ \Omega$		19		mV
$I_{(\text{CS-})}$	CS- 输入偏置电流		160	183	200	μA
延迟计时器(TMR)						
$I_{(\text{TMR_SRC_CB})}$	TMR 源电流		73	82	91	μA
$I_{(\text{TMR_SRC_FLT})}$	TMR 源电流		2.1	2.5	3.3	μA
$I_{(\text{TMR_SNK})}$	TMR 灌电流		2.1	2.5	3	μA
$V_{(\text{TMR_OC})}$	过流关断的 TMR 电压阈值		1.112	1.2	1.3	V
$V_{(\text{TMR_FLT})}$	$\overline{\text{FLT_T}}$ 置为有效时的 TMR 电压阈值		1.03	1.1	1.2	V
$V_{(\text{TMR_LOW})}$	用于 AR 计数器下降阈值的 TMR 引脚电压		0.15	0.2	0.22	V
输入控制 (INP、INP_G)、故障标志 (FLT_I、FLT_T)						
$R_{(\text{FLT_I})}$	$\overline{\text{FLT_I}}$ 下拉电阻		54	70	90	Ω
$R_{(\text{FLT_T})}$	$\overline{\text{FLT_T}}$ 下拉电阻			70		Ω
$I_{(\text{FLT_T})}$	$\overline{\text{FLT}}$ 输入漏电流				400	nA
$V_{(\text{INP_H})}$				1.6	2	V
$V_{(\text{INP_L})}$			0.8	1.2		V
$V_{(\text{INP_Hys})}$				400		mV
$V_{(\text{INP_G_H})}$		仅限 TPS48111 - Q1		1.6	2	V
$V_{(\text{INP_G_L})}$			0.8	1.2		V
$V_{(\text{INP_G_Hys})}$				400		mV
温度感应和保护 (二极管)						
$I_{(\text{DIODE})}$	外部二极管电流源	高电平		160		μA
		低电平		10		μA
	二极管电流比		15.4	16	16.6	A/A
$T_{(\text{DIODE_TSD_rising})}$	二极管感测 TSD 上升阈值	采用 MMBT3904 BJT 进行检测	140	150	160	$^{\circ}\text{C}$

6.6 开关特性

$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$; $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 时的典型值、 $V_{(VS)} = V_{(CS+)} = V_{(CS-)} = 48\text{V}$ 、 $V_{(BST - SRC)} = 12\text{V}$ 、 $V_{(SRC)} = 0\text{V}$ 、 $V_{SNS} = R_{SNS}$ 上的电压

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
$t_{PU(INP_H)}$	INP 导通传播延迟	INP \uparrow 至 PU \uparrow 、 $C_L = 47\text{nF}$		1	2	μs
$t_{PD(INP_L)}$	INP 关断传播延迟	INP \downarrow 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$			1	μs
$T_G(INP_G_H)$	INP_G 导通传播延迟	INP_G \uparrow 至 G \uparrow 、 $C_L = 1\text{nF}$		21		μs
$t_G(INP_G_L)$	INP_G 关断传播延迟	INP_G \downarrow 至 G \downarrow 、 $C_L = 1\text{nF}$		0.55	0.8	μs
$t_{PD(EN_OFF)}$	EN 关断传播延迟	EN \downarrow 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$		3.2	5	μs
$t_{PD(UVLO_OFF)}$	UVLO 关断传播延迟	UVLO \downarrow 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$		3.5	6	μs
$t_{PD(VS_OFF)}$	输入电源 (VS) 中断期间的 PD 关断延迟	VS \downarrow $V_{(VS_PORF)}$ 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$ 、INP = EN/UVLO = 2V		54		μs
$t_{PU(VS_ON)}$	输入电源 (VS) 恢复期间的 PU 导通延迟	VS \uparrow $V_{(VS_PORR)}$ 至 PU \uparrow 、 $C_L = 47\text{nF}$ 、INP = EN/UVLO = 2V、 $V_{(BST - SRC)} > V_{(BST_UVLOR)}$		328	465	μs
$t_{PD(OV_OFF)}$	OV 关断传播延迟	OV \uparrow 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$		2.6	4	μs
t_{SC}	短路保护传播延迟	$(V_{CS+} - V_{CS-}) \uparrow V_{(SNS_SCP)}$ 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$ ，仅限 TPS48111-Q1		1.16	1.6	μs
	短路保护传播延迟	$(V_{CS+} - V_{CS-}) \uparrow V_{(SNS_SCP)}$ 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$ ，仅限 TPS48110-Q1		4	5	μs
t_{OC}	过流保护延迟	$(V_{CS+} - V_{CS-}) \uparrow V_{(SNS_WRN)}$ 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$ 、 $C_{TMR} = 0\text{nF}$		25	30	μs
	过流保护延迟	$(V_{CS+} - V_{CS-}) \uparrow V_{(SNS_WRN)}$ 至 PD \downarrow 、 $C_L = 47\text{nF}$ 、 $C_{TMR} = 22\text{nF}$		370		μs
$t_{(FLT_I_ASSERT)}$	$\overline{FLT_I}$ 置为有效延迟	$C_{TMR} = 22\text{nF}$		340		μs
$t_{(FLT_I_DEASSERT)}$	$\overline{FLT_I}$ 取消置为有效延迟			260		μs
$t_{(FLT_T)AR}$	TSD 自动重试	仅限 TPS48110-Q1		512		msec

6.7 典型特性

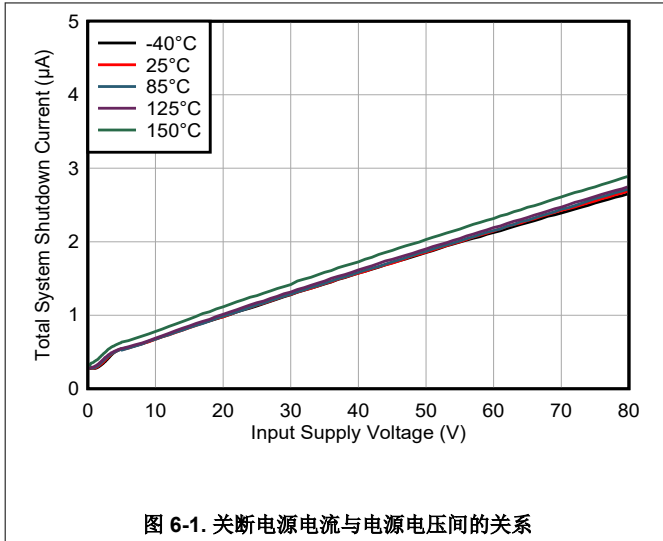


图 6-1. 关断电源电流与电源电压间的关系

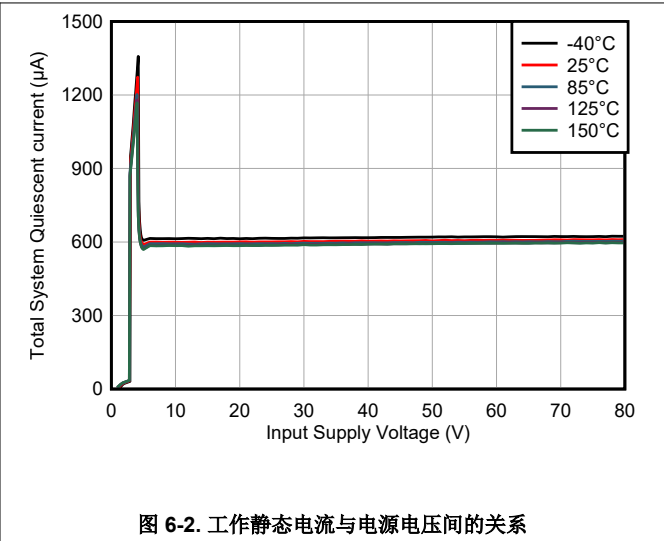


图 6-2. 工作静态电流与电源电压间的关系

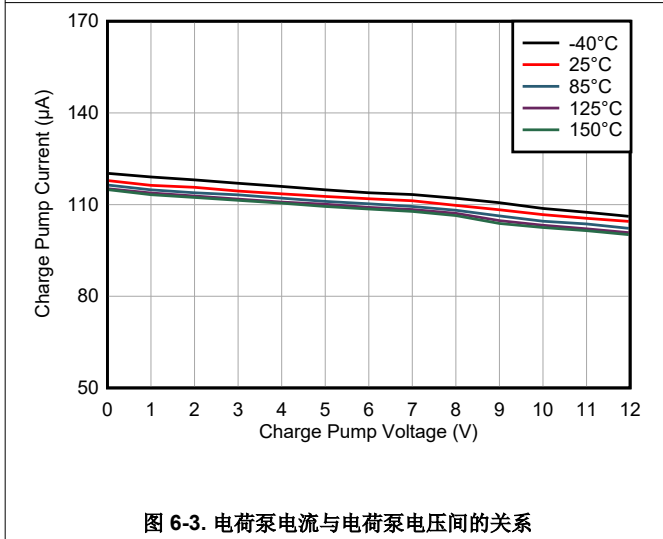


图 6-3. 电荷泵电流与电荷泵电压间的关系

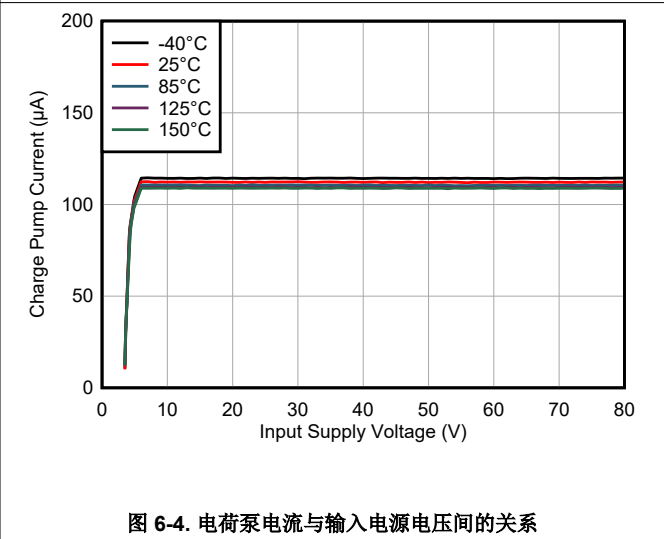


图 6-4. 电荷泵电流与输入电源电压间的关系

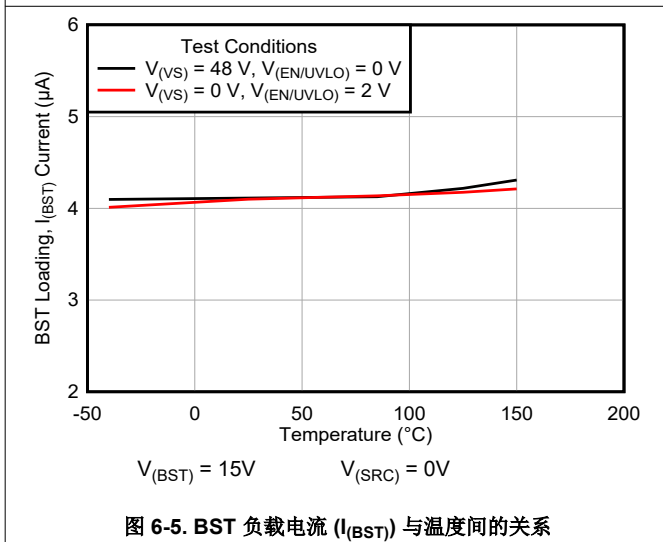


图 6-5. BST 负载电流 (I_{BST}) 与温度间的关系

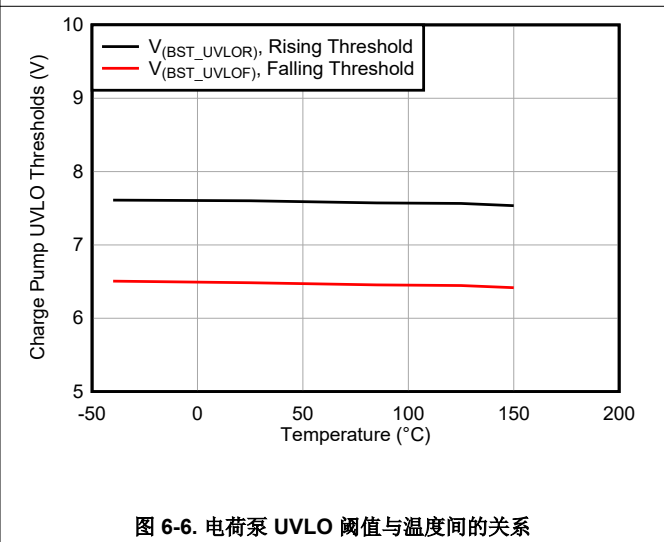
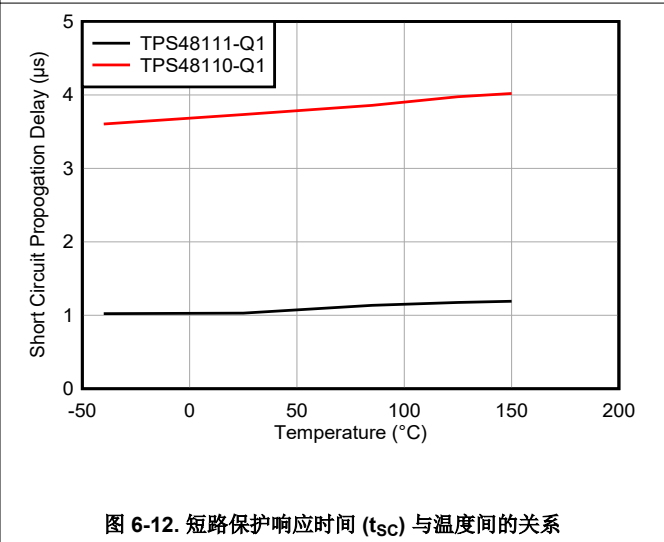
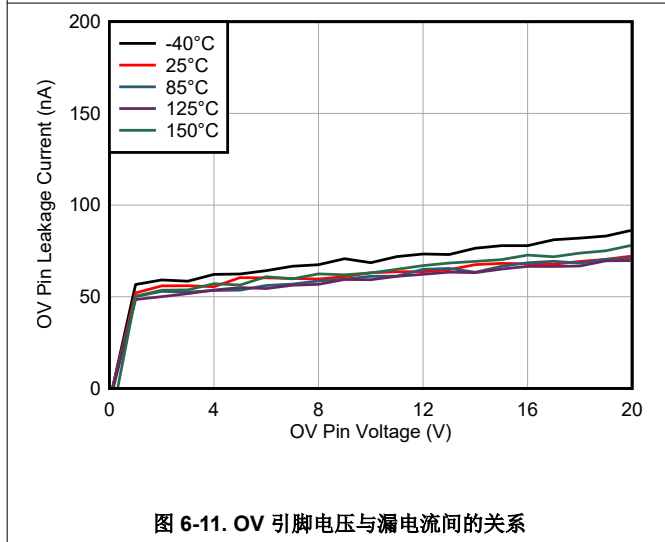
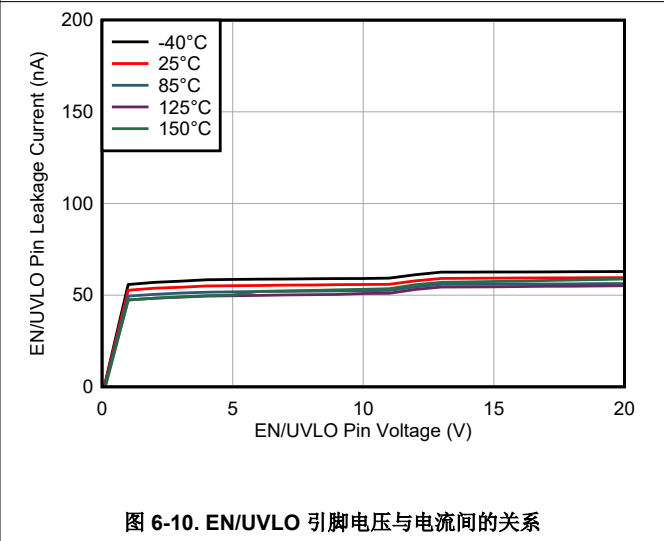
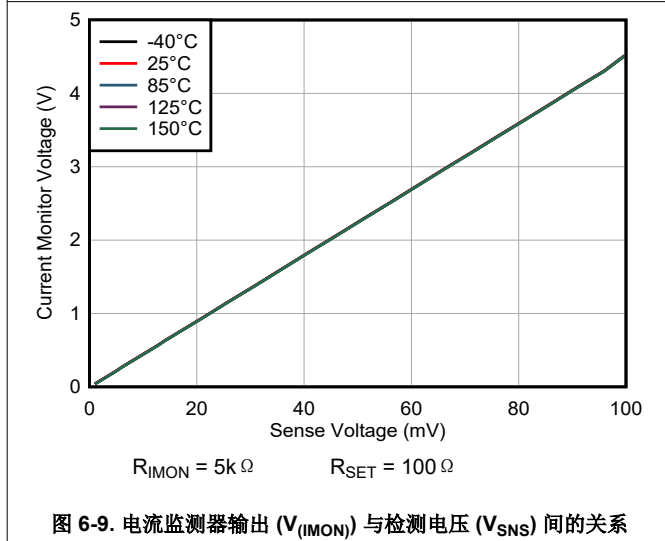
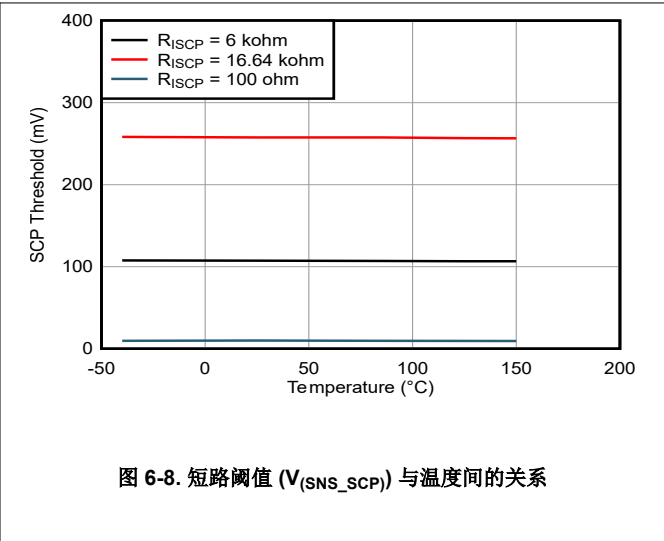
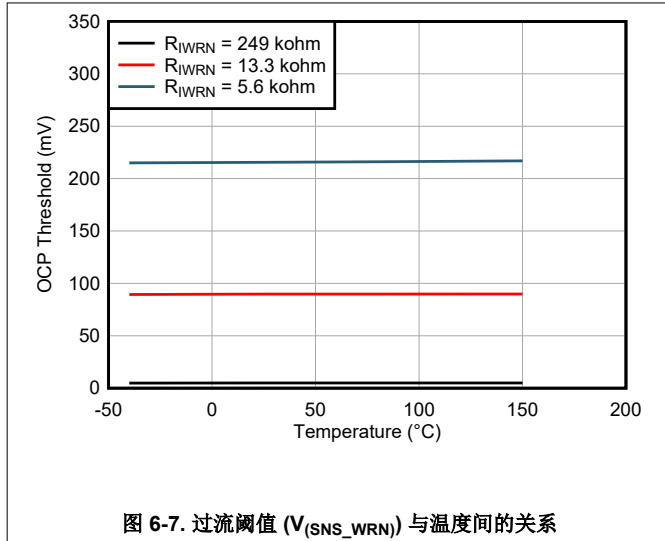
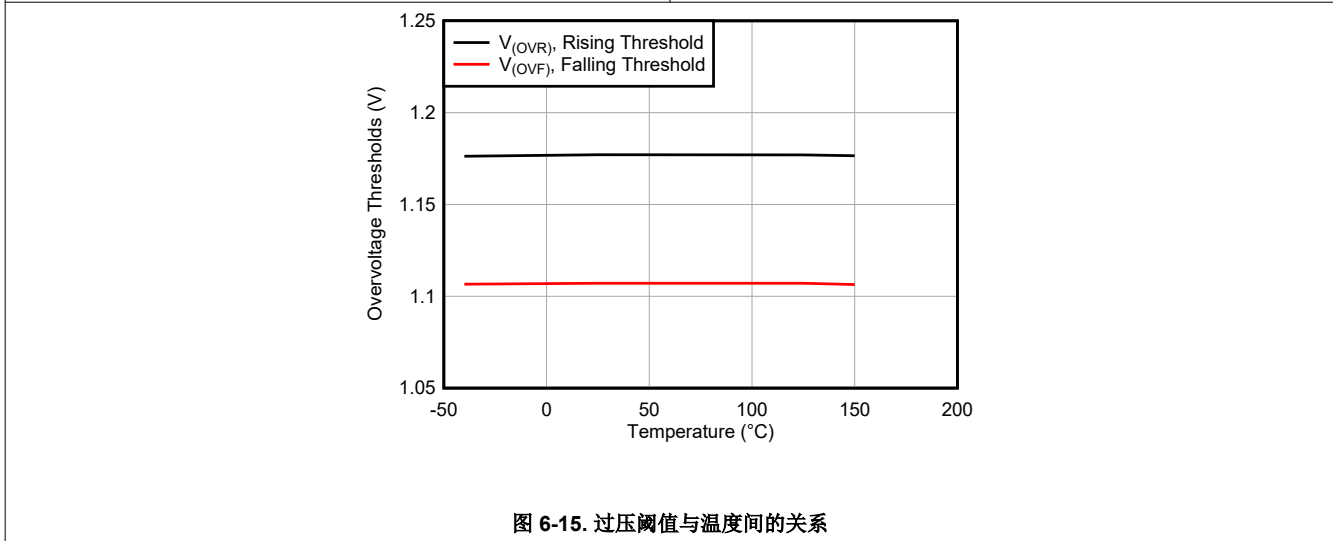
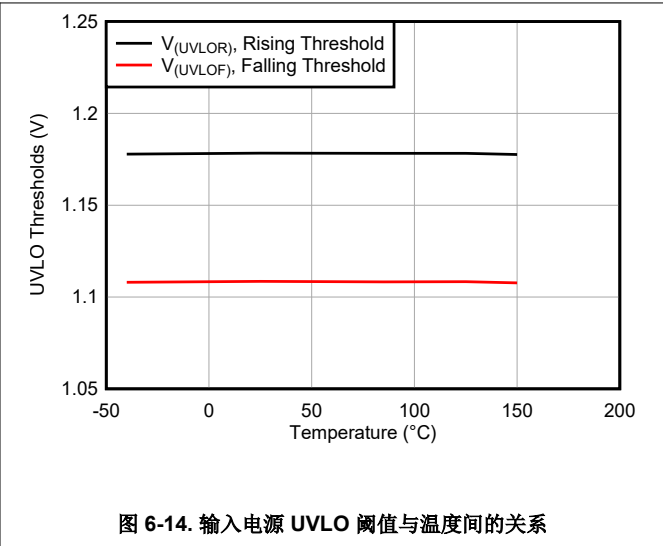
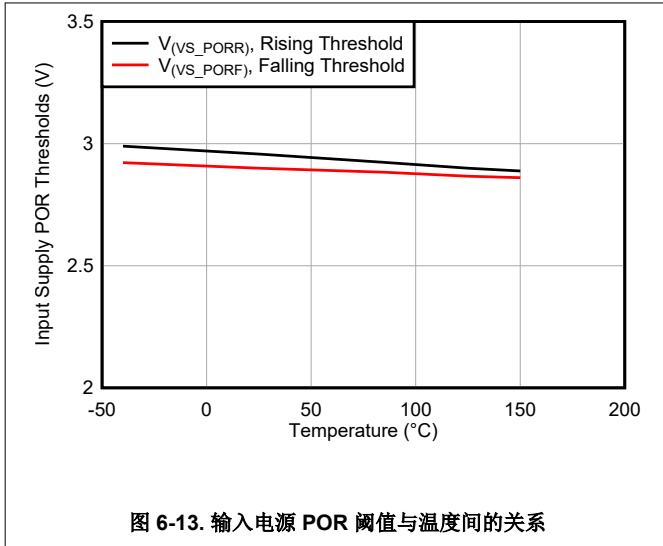


图 6-6. 电荷泵 UVLO 阈值与温度间的关系

6.7 典型特性 (续)



6.7 典型特性 (续)



7 参数测量信息

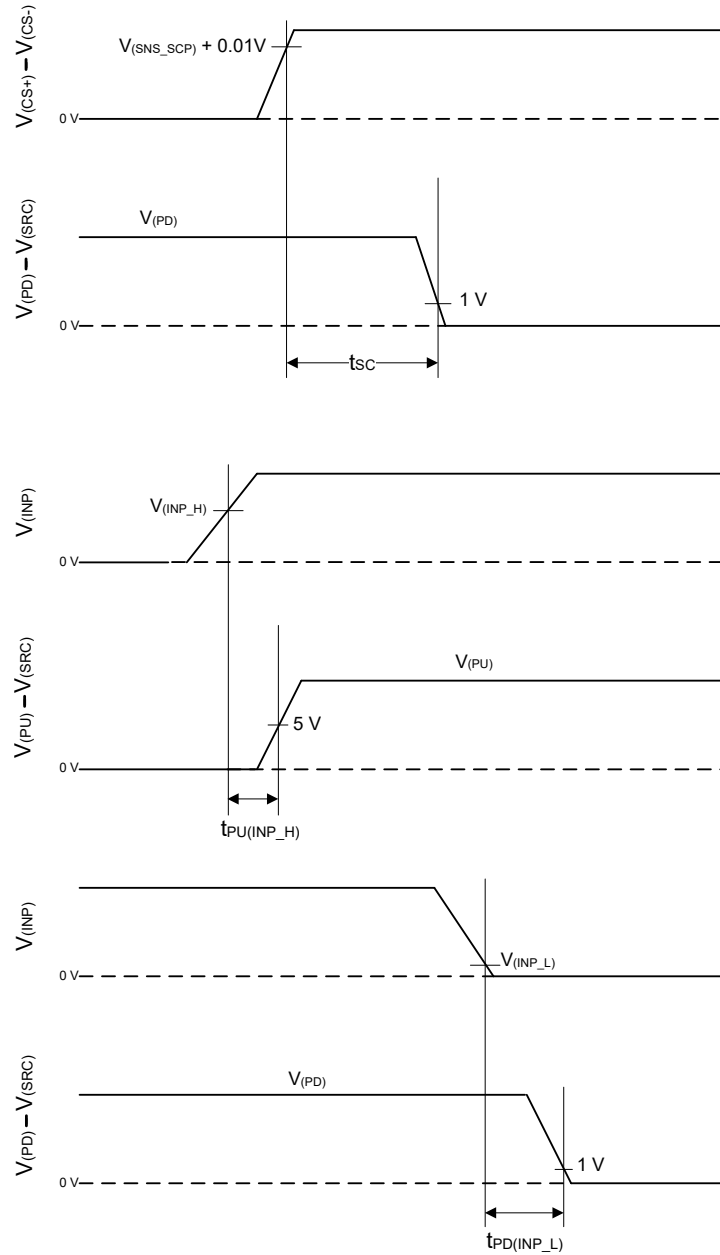


图 7-1. 时序波形

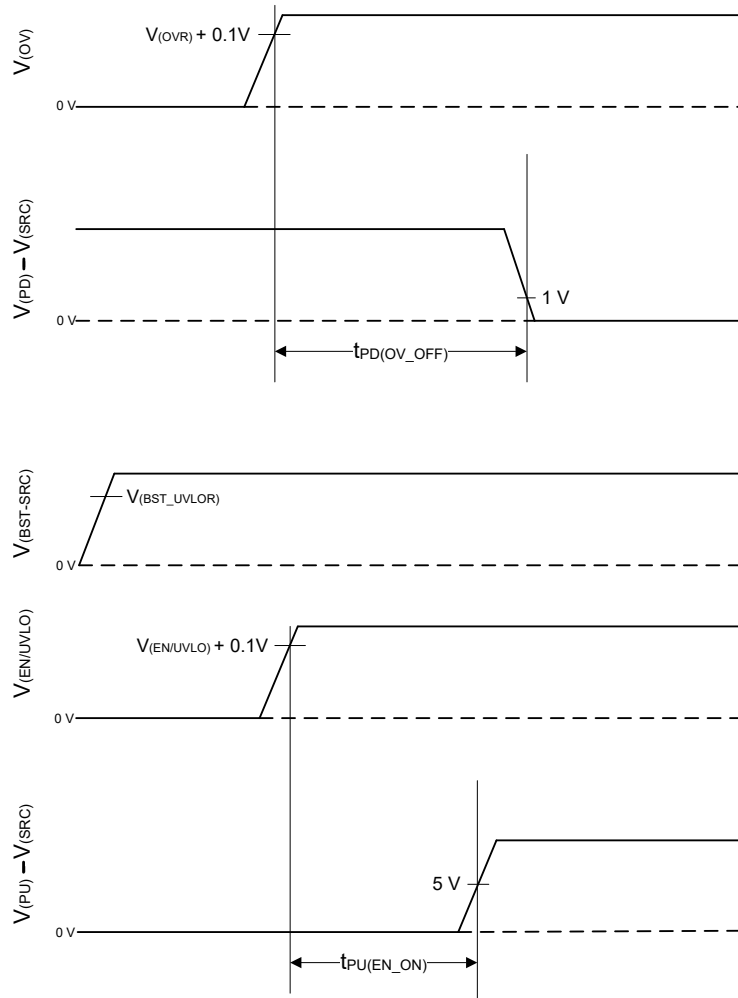


图 7-2. 时序波形

8 详细说明

8.1 概述

TPS4811x-Q1 系列是一款具有保护和诊断功能的 100V 智能高侧驱动器。该器件具有 3.5V 至 80V 的宽工作电压范围，适用于 12V、24V 和 48V 系统设计。

该器件具有强大的 3.7A 峰值拉电流 (PU) 和 4A 峰值灌电流 (PD) 栅极驱动器，可在高电流系统设计中与并联 FET 进行电源开关。将 INP 用作栅极驱动器控制输入。通过放置外部 R-C 元件，可实现 MOSFET 压摆率控制（导通和关断）。

该器件具有精确的电流检测（在 $30\text{mV } V_{\text{SNS}}$ 下为 $\pm 2\%$ ）输出 (IMON)，可为能源管理系统提供支持。该器件集成了具有 $\overline{\text{FLT_I}}$ 输出的两级过流保护，具有完全可调的阈值和响应时间。可以配置自动重试和锁存故障行为。

该器件具有带 $\overline{\text{FLT_T}}$ 输出的远程过热保护功能，可实现强大的系统保护。

TPS48110Q1 具有精确的过压保护 ($< \pm 2\%$)，可提供强大的负载保护。

TPS48111Q1 将预充电驱动器 (G) 与控制输入 (INP_G) 集成。此功能支持需要通过先预充电然后再打开主功率 FET 来驱动大容量负载的系统设计。

TPS4811x-Q1 使用 EN/UVLO 引脚提供精确的欠压保护 ($< \pm 2\%$)。将 EN/UVLO 拉至低电平 ($< 0.3\text{V}$) 以关闭器件并进入关断状态。在关断模式下，控制器在 48V 电源输入下的总关断电流为 $1.6\mu\text{A}$ 。

8.2 功能方框图

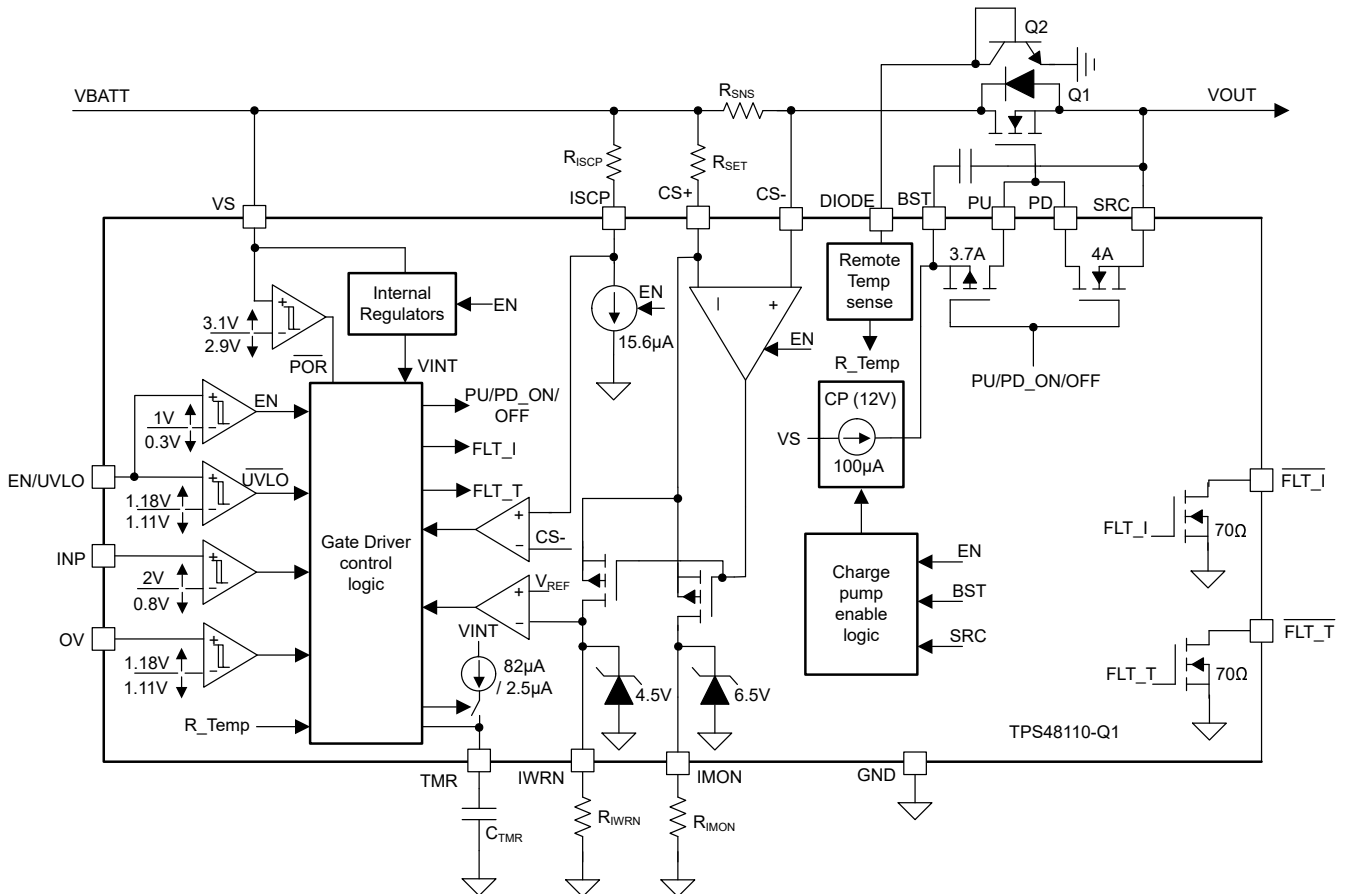


图 8-1. TPS48110Q1 功能框图

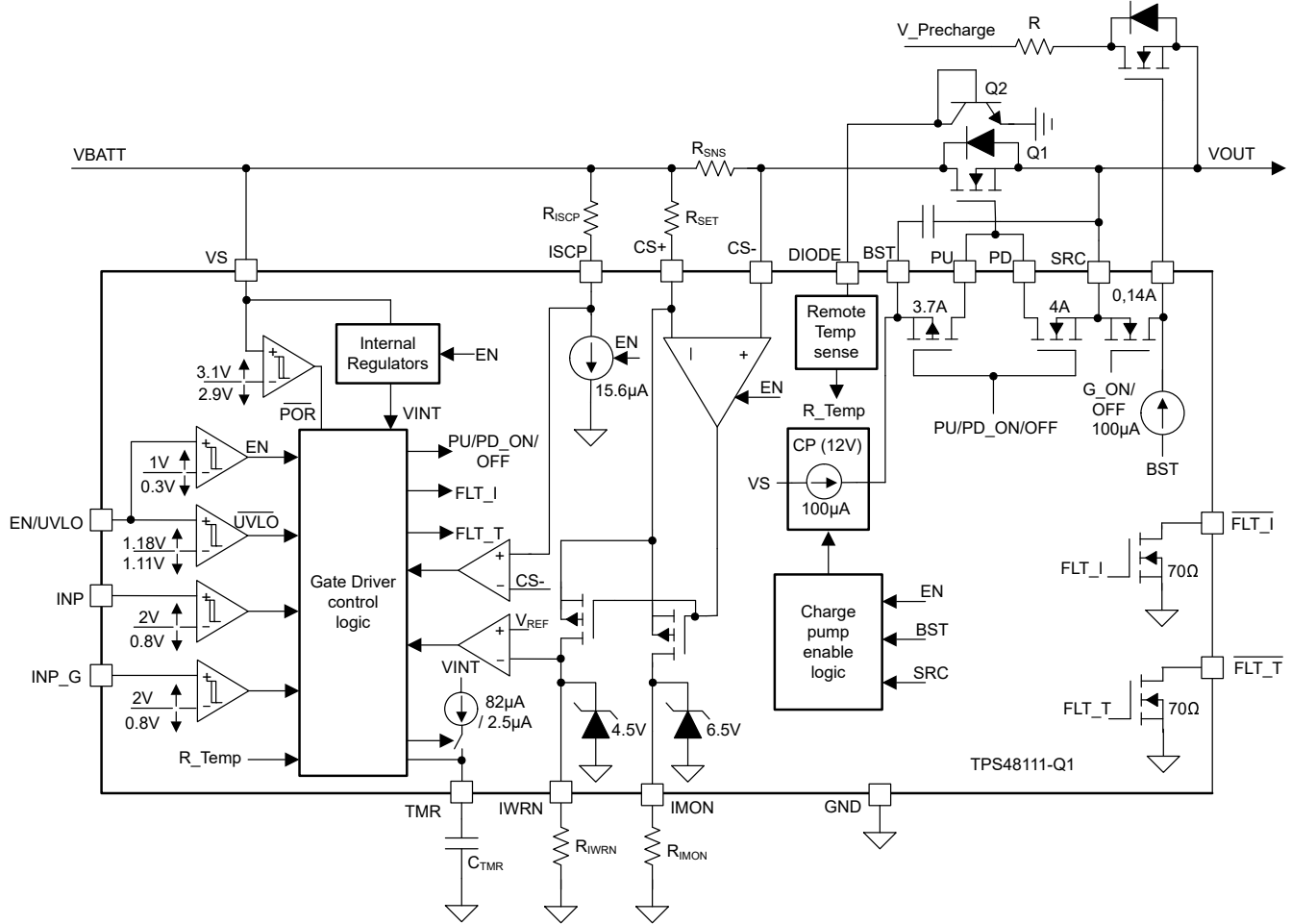


图 8-2. TPS4811Q1 功能框图

8.3 特性说明

8.3.1 电荷泵和栅极驱动器输出 (VS、PU、PD、BST、SRC)

图 8-3 显示了电荷泵和栅极驱动器电路实施方案的简化图。该器件具有强大的 3.7A 峰值拉电流和 4A 峰值灌电流栅极驱动器。这些强大的栅极驱动器可在大功率系统设计中支持 FET 并联，从而确保在饱和区实现最短的转换时间。一个 12V、100µA 电荷泵源自 VS 端子，能够为放置在栅极驱动器 (BST 和 SRC) 上的外部自举电容器 C_{BST} 充电。

在开关应用中，如果电荷泵电源需求高于 100µA，则使用低漏电二极管和 V_{AUX} 电源从外部为 BST 供电，如图 8-3 所示。

VS 是连接到控制器的电源引脚。在施加 VS 且 EN/UVLO 被拉至高电平的情况下，电荷泵将开启并为 C_{BST} 电容器充电。当 C_{BST} 上的电压超过 $V_{(BST_UVLOR)}$ 后，栅极驱动器部分将被激活。该器件具有 1V (典型值) 的 UVLO 迟滞，可在初始栅极导通期间确保实现低振荡性能。根据外部 FET Q_G 和 FET 导通期间允许的骤降，选择 C_{BST} 。电荷泵保持启用状态，直到 BST 至 SRC 的电压达到 12.3V，此时电荷泵通常处于禁用状态，从而减少 VS 引脚上的电流消耗。电荷泵保持禁用状态，直到 BST 至 SRC 的电压放电至 11.7V，此时电荷泵通常处于启用状态。BST 与 SRC 之间的电压继续在 12.3V 和 11.7V 之间充电和放电，如图 8-3 所示。

如果需要降低 T_{DRV_EN} ，则使用外部 V_{AUX} 电源，通过低漏电二极管 D1 从外部对 BST 端子进行预偏置，如图 8-3 所示。借助此连接， T_{DRV_EN} 会降低至 $350\mu s$ 。带有 BST 外部电源的 TPS4811x-Q1 应用电路如图 8-5 所示。

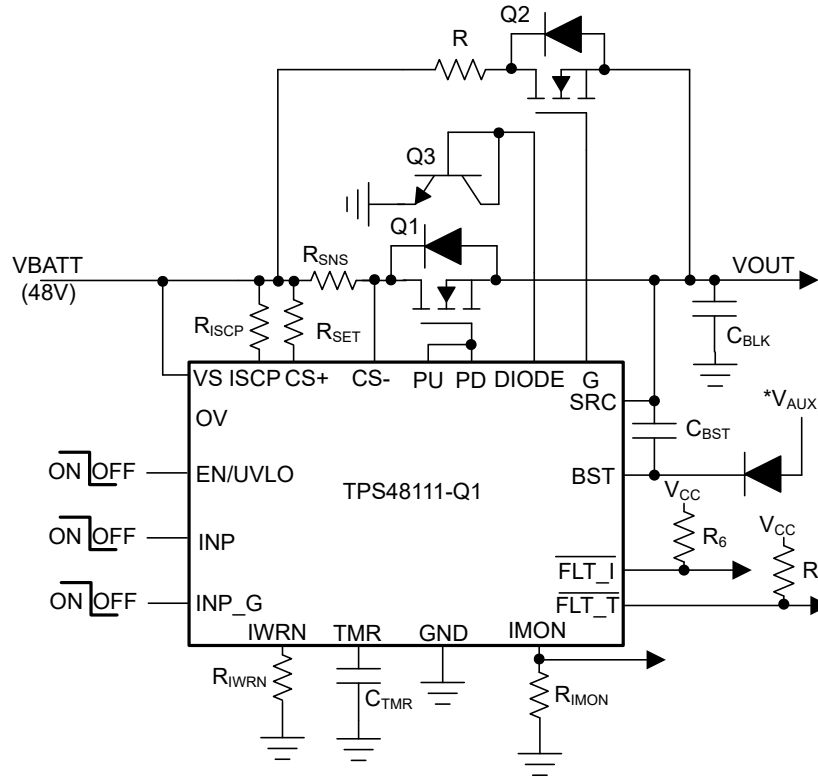


图 8-5. 采用 BST 外部供电的 TPS4811Q1 应用电路

备注

V_{AUX} 可通过 8.1V 至 15V 的外部电源供电。

8.3.2 容性负载驱动

诸如汽车配电单元之类的某些终端设备为包括其他 ECU 在内的不同负载供电。ECU 可能具有很大的输入电容。如果 ECU 的电源以不受控制的方式打开，则可能会产生大浪涌电流，并可能损坏功率 FET。

为了限制容性负载开关期间的浪涌电流，对 TPS4811x-Q1 器件使用以下系统设计技术。

8.3.2.1 FET 栅极压摆率控制

为了限制具有容性负载的 FET 导通期间的浪涌电流，请使用 R_1 、 R_2 和 C_1 ，如图 8-6 所示。 R_1 和 C_1 元件会减慢 FET 栅极的电压斜升速率。FET 源极跟随栅极电压，从而在输出电容器上实现受控电压斜坡。

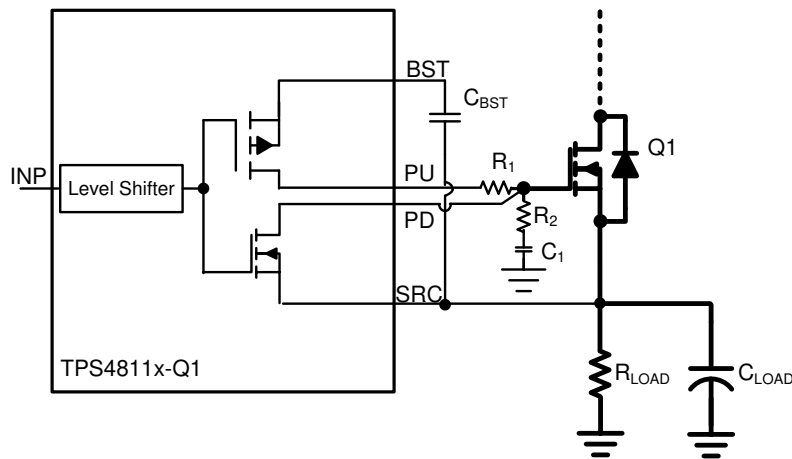


图 8-6. 采用 FET 栅极压摆率控制的浪涌电流限制

使用 [方程式 2](#) 可以计算 FET 开通期间的浪涌电流。

$$I_{\text{INRUSH}} = C_{\text{LOAD}} \times \frac{V_{\text{BATT}}}{T_{\text{charge}}} \quad (2)$$

$$I_{\text{INRUSH}} = \frac{0.63 \times V_{(\text{BST} - \text{SRC})} \times C_{\text{LOAD}}}{R_1 \times C_1} \quad (3)$$

其中

- C_{LOAD} 是负载电容
- V_{BATT} 是输入电压
- T_{charge} 是充电时间
- $V_{(\text{BST}-\text{SRC})}$ 是电荷泵电压 (12V)

使用与 C_1 串联的阻尼电阻 R_2 ($\cong 10\ \Omega$)。 [方程式 3](#) 可用于计算目标浪涌电流所需的 C_1 值。 R_1 的 $100\text{k}\ \Omega$ 电阻可以作为计算的良好起点。

将 TPS4811x-Q1 的 PD 引脚直接连接到外部 FET 的栅极可确保快速关断，而不会影响 R_1 和 C_1 元件。

C_1 会在导通期间在 C_{BST} 上产生额外的充电负载。 [方程式 4](#) 可用于计算所需的 C_{BST} 值。

$$C_{\text{BST}} > Q_{\text{g}(\text{total})} + 10 \times C_1 \quad (4)$$

其中， $Q_{\text{g}(\text{total})}$ 是 FET 的总栅极电荷。

8.3.2.2 使用预充电 FET - (仅限 TPS4811Q1)

在有多个 FET 并联的大电流应用中，不建议对主 FET 进行栅极压摆率控制，因为 FET 之间的浪涌电流分布不均。此操作会使 FET 选择变得复杂，并导致 FET 尺寸过大。

TPS4811Q1 将预充电栅极驱动器 (G) 与专用的控制输入 (INP_G) 集成。此功能可用于驱动可用于对容性负载进行预充电的单独 FET。 [图 8-7](#) 显示了采用 TPS4811Q1 的预充电 FET 实施方案，用于为容性负载充电。外部电容器 C_{g} 可降低栅极开通转换率并控制浪涌电流。

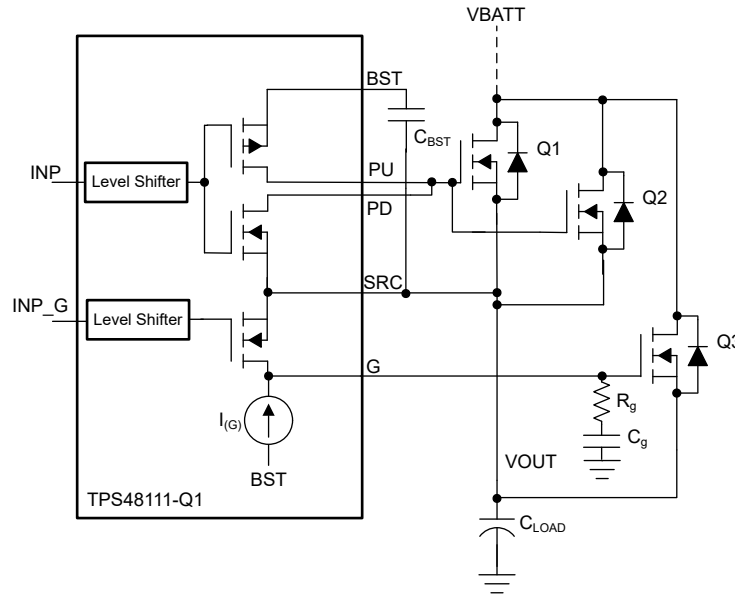


图 8-7. 使用预充电 FET 的栅极压摆率控制为电容器充电

在上电期间，EN/UVLO 为高电平且 C_{BST} 电压高于 $V_{(BST_UVLOR)}$ 阈值，INP 和 INP_G 控制处于活动状态。对于预充电功能，请将 INP 驱动为低电平，以使主 FET 保持关断状态，并将 INP_G 驱动为高电平。G 输出通过 I_G 上拉至 BST。使用方程式 5 可计算所需的 C_g 值。

$$C_g = \frac{C_{LOAD} \times I_{(G)}}{I_{INRUSH}} \quad (5)$$

其中：

- $I_{(G)}$ 为 100 μ A (典型值)
- C_{LOAD} 是总负载电容

使用方程式 2 计算 I_{INRUSH} 。串联电阻 R_g 必须与 C_g 一起用于限制关断期间来自 C_g 的放电电流。 R_g 的建议值为 220 Ω 到 470 Ω 。输出电容器充电后，通过将 INP_G 驱动为低电平来关断预充电 FET。G 通过内部 135mA 下拉开关被拉低至 SRC。此时，可以将 INP 驱动为高电平来导通主 FET。

图 8-8 显示了在高电流应用中为大型输出电容器充电的其他系统设计方法。这些设计涉及一个与预充电 FET 串联的附加功率电阻器。所示的背对背 FET 拓扑通常用于双向电源控制应用，例如电池管理系统。

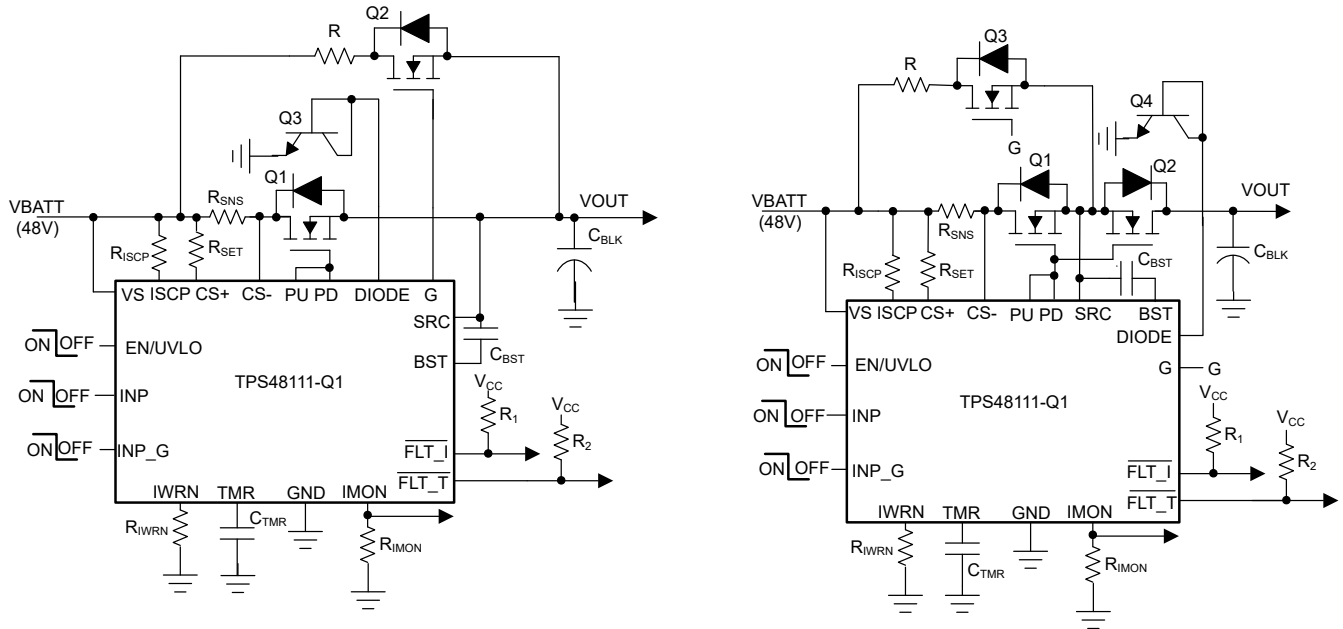


图 8-8. 使用预充电 FET 和串联功率电阻器驱动容性负载的 TPS4811Q1 应用电路

8.3.3 过流和短路保护

TPS4811x-Q1 具有两级电流保护：

- 可调节过流保护 (I_{OC}) 阈值和响应时间 (t_{OC})
- 可调节短路阈值 (I_{SC}) 和内部固定快速响应 (t_{SC})

图 8-9 显示了 I-T 特征。

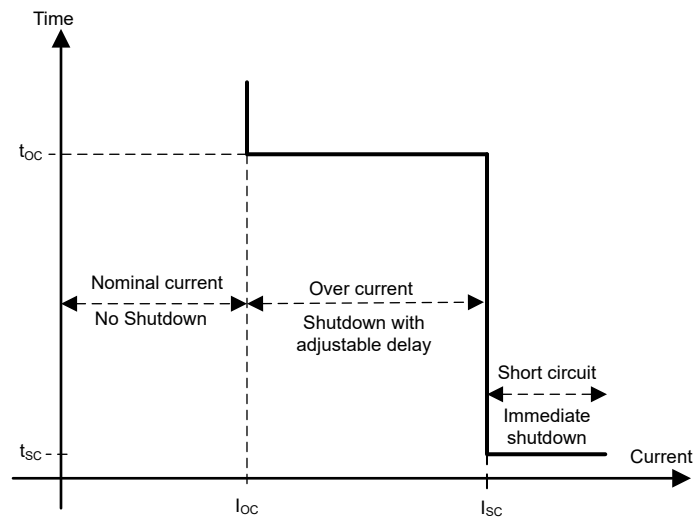


图 8-9. 过流和短路保护特征

该器件通过 CS+ 和 CS- 来检测外部电流检测电阻器上的电压。可在 IWRN 和 GND 引脚上使用外部 R_{IWRN} 电阻来设置短路检测阈值。使用方程式 6 可计算所需的 R_{IWRN} 值。

$$R_{IWRN}(\Omega) = \frac{11.9 \times R_{SET}}{[R_{SNS} \times I_{OC} + V_{(OS_SET)}]} \quad (6)$$

其中：

- R_{SET} 是 CS+ 和 VS 之间连接的电阻器
- R_{SNS} 是电流检测电阻器
- I_{OC} 是过流水平

备注

仅对于短路保护功能，请将 IWRN 引脚连接到 GND 并根据节 8.3.3.3 选择 R_{ISCP} 电阻器。

仅对于过流保护特性，请将 ISCP 引脚直接连接到 CS - 引脚，并根据方程式 6 选择 R_{IWRN} 电阻器。

在发生过流或短路事件时，TPS4811Q1 控制器通过拉低 PD 来关断主 FET，但预充电 FET 驱动 (G) 的状态不会改变。

8.3.3.1 具有自动重试功能的过流保护

C_{TMR} 对过流保护延迟 (t_{OC}) 和自动重试时间 (t_{RETRY}) 进行编程。一旦 CS+ 和 CS - 上的电压超过设定点， C_{TMR} 便会以 $82\mu A$ 的上拉电流开始充电。在 C_{TMR} 充电至 $V_{(TMR_FLT)}$ 后， $\overline{FLT_I}$ 就会置为低电平，从而提供 FET 即将关断的警告。在 C_{TMR} 充电至 $V_{(TMR_OC)}$ 后，PD 就会拉至 SRC，从而关断 FET。发布此事件后，自动重试行为将开始。 C_{TMR} 电容开始放电，下拉电流为 $2.5\mu A$ 。电压达到 $V_{(TMR_LOW)}$ 电平后，电容开始充电，上拉电流为 $2.5\mu A$ 。经过 C_{TMR} 的 32 个充放电周期后，FET 重新导通， $\overline{FLT_I}$ 在置为无效延迟 $260\mu s$ 后置为无效。

使用方程式 7 计算要在 TMR 和 GND 之间连接的 C_{TMR} 电容器容值。

$$C_{TMR} = \frac{I_{TMR} \times t_{OC}}{1.2} \quad (7)$$

其中， I_{TMR} 是 $82\mu A$ 的内部上拉电流， t_{OC} 是所需的过流响应时间。

根据方程式 8 计算 T_{FLT} 持续时间。

$$T_{FLT} = \frac{1.1 \times C_{TMR}}{82\mu} \quad (8)$$

其中， t_{FLT} 是 $\overline{FLT_I}$ 置为有效延迟。

自动重试时间可通过以下公式计算：

$$t_{RETRY} = 22.7 \times 10^6 \times C_{TMR} \quad (9)$$

如果过流脉冲持续时间低于 t_{OC} ，则 FET 保持开通， C_{TMR} 通过内部下拉开关放电。

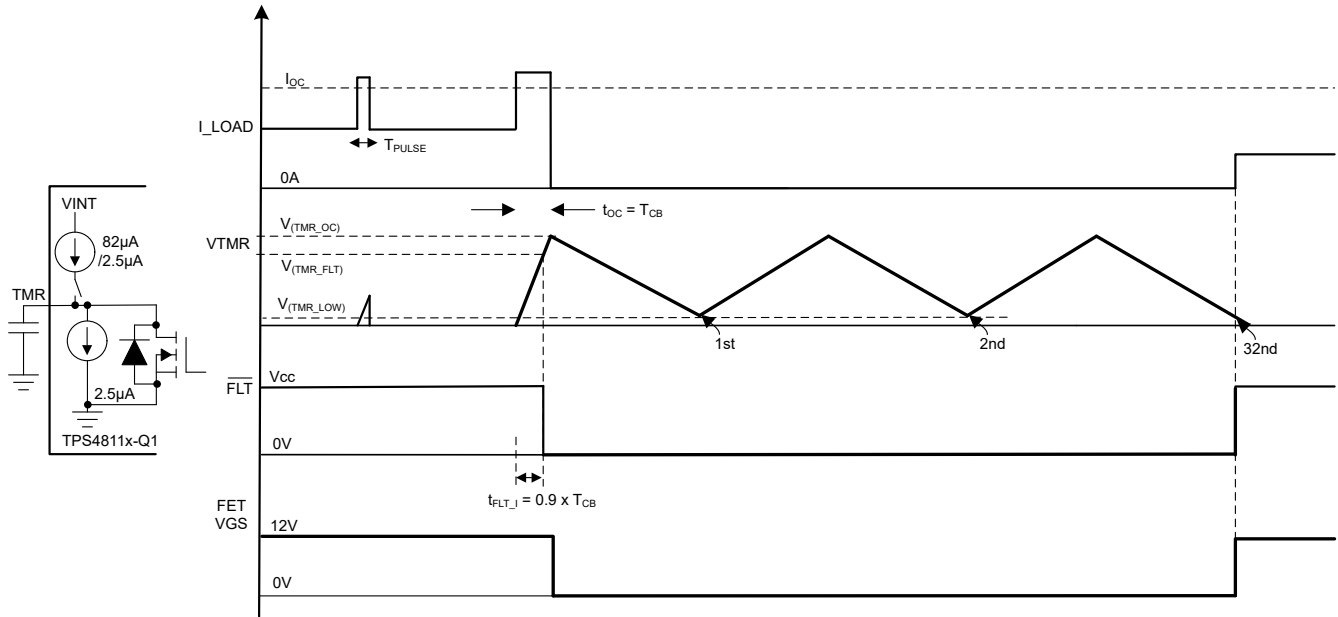


图 8-10. 具有自动重试功能的过流保护

8.3.3.2 具有锁闭的过流保护

在 C_{TMR} 上连接一个约 100kΩ 的电阻，如图 8-11 所示。使用此电阻器，可以在充电周期内将 C_{TMR} 上的电压钳制到低于 V_(TMR_OC) 的电平，从而产生闭锁行为。

使用方程式 10 计算当 R_{TMR} = 100kΩ 时 TMR 和 GND 之间要连接的 C_{TMR} 电容。

$$C_{TMR} = \frac{t_{OC}}{R_{TMR} \times \ln\left(\frac{1}{1 - \frac{1.2}{R_{TMR} \times I_{TMR}}}\right)} \quad (10)$$

其中：

- I_{TMR} 是 82 μA 的内部上拉电流
- t_{OC} 是所需的过流响应时间

切换 INP 或 EN/UVLO (低于 ENF) ，或将 VS 下电上电至低于 V_(VS_PORF) 以复位闭锁状态。在低边沿上，计时器计数器复位且 C_{TMR} 放电。当 INP 上拉至高电平时，PU 上拉至 BST。

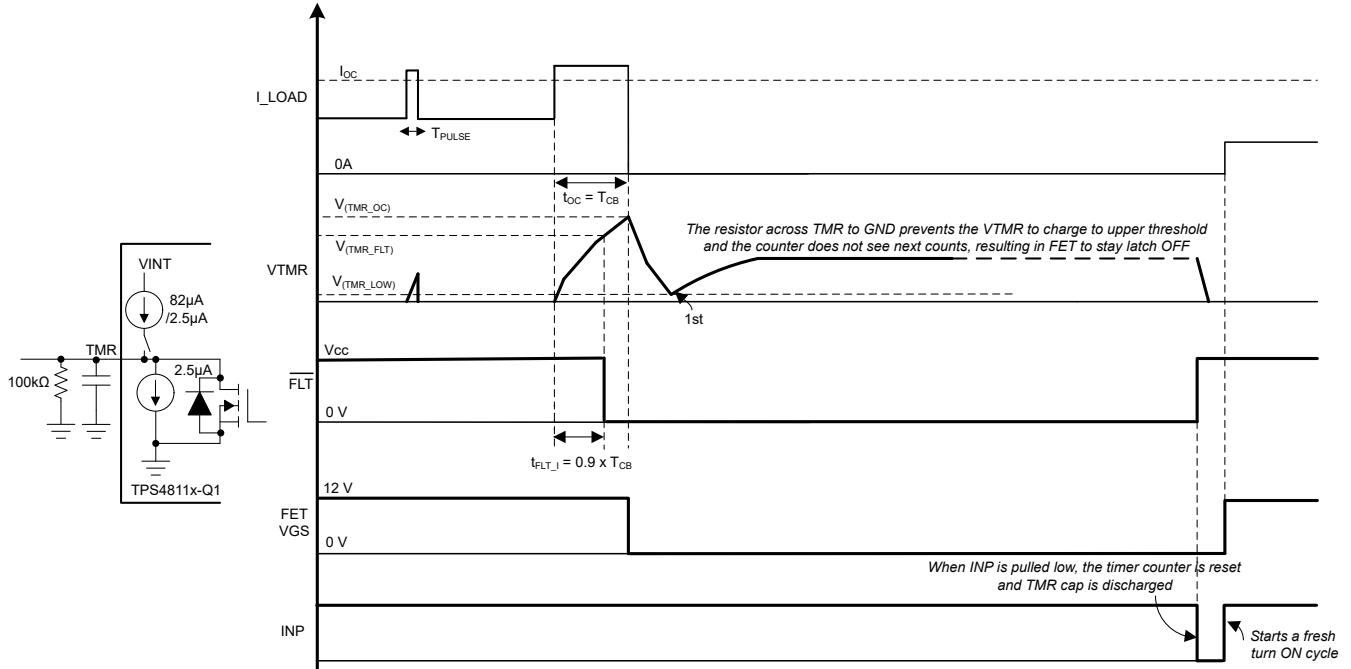


图 8-11. 具有锁闭的过流保护

8.3.3.3 短路保护

连接电阻器 R_{ISCP} ，如图 8-12 所示。

使用方程式 11 计算所需的 R_{ISCP} 值。

$$R_{ISCP}(\Omega) = \frac{I_{SC} \times R_{SNS}}{15.6\mu} - 464 \quad (11)$$

其中：

- R_{SNS} 是电流检测电阻器
- I_{SC} 是所需的短路保护电平

电流超过 I_{SC} 阈值后，PD 会在 TPS48111Q1 中的 1.2μs 内和 TPS48110Q1 中的 4μs 内拉低至 SRC，从而保护 FET。同时， $\overline{FLT_I}$ 会置为低电平。在此事件之后， C_{TMR} 的充电和放电周期启动，类似于过流保护方案中发生 FET 关断事件后的行为。

此外，也可以通过过流保护方案中说明的类似方式实现闭锁。

备注

如果只需要短路保护功能，请将 IWRN 引脚连接到 GND。可以根据节 8.3.3.3 选择电阻 R_{ISCP} 。

8.3.4 模拟电流监测器输出 (IMON)

TPS4811x-Q1 特有增益可调的精确模拟负载电流监视器输出 (IMON)。IMON 端子上的电流源配置为与流经 R_{SNS} 电流检测电阻的电流成比例。使用从 IMON 端子到 GND 端子的电阻 R_{IMON} ，可以将该电流转换为电压。此电压通过方程式 12 进行计算，可用作一种监测流经系统的电流的方法。

使用方程式 12 计算 $V_{(IMON)}$ 的值。

$$V_{(IMON)} = (V_{SNS} + V_{(OS_SET)}) \times \text{Gain} \quad (12)$$

其中：

- $V_{SNS} = I_{LOAD} \times R_{SNS}$
- $V_{(OS_SET)}$ 是电流检测放大器的输入基准失调电压 ($\pm 200\mu V$) (V_{SNS} 到 $V_{(IMON)}$ 调节)

使用以下公式来计算增益。

$$\text{Gain} = \frac{0.9 \times R_{IMON}}{R_{SET}} \quad (13)$$

其中：

- 0.9 是电流检测放大器和 IMON 通道 FET 之间的电流镜因数

监测电流的最大电压范围 ($V_{(IMONmax)}$) 限制为最小值 ($[V_{(VS)} - 0.5V], 5.5V$)，以获得线性输出。这会限制 R_{IMON} 电阻的最大值。IMON 引脚的内部钳位电压为 6.5V (典型值)。

电流镜因数的精度小于 $\pm 1\%$ 。使用方程式 14 计算 $V_{(IMON)}$ 的总体精度。

$$\% V_{(IMON)} = \frac{V_{(OS_SET)}}{V_{SNS}} \times 100 \quad (14)$$

图 8-12 显示了电流检测和过流保护实现的外部连接和简化方框图。

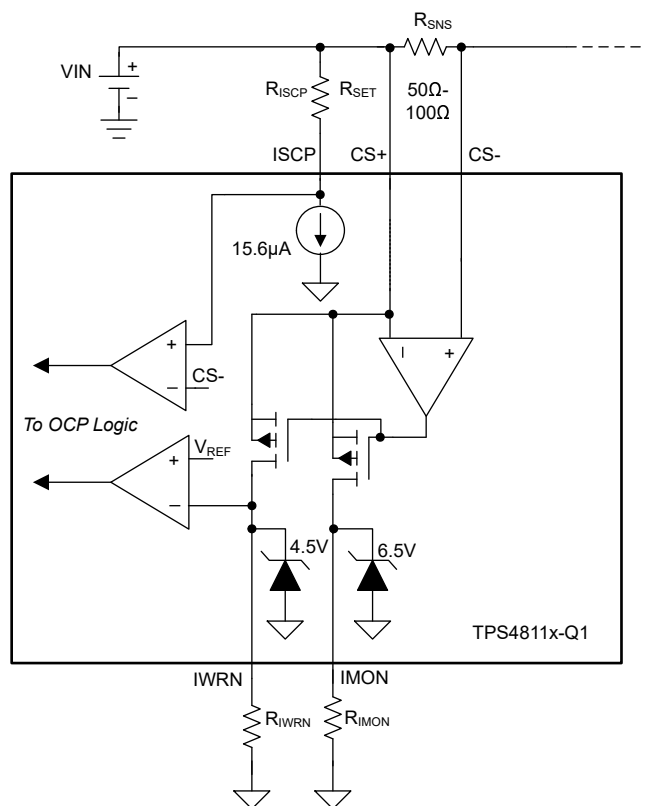


图 8-12. 电流检测和过流保护

8.3.5 过压 (OV) 和欠压保护 (UVLO)

TPS4811x-Q1 使用 EN/UVLO 引脚提供精确的欠压保护 ($< \pm 2\%$)。

TPS48110Q1 具有精确的过压保护 ($\leq \pm 2\%$)，可提供强大的负载保护。如图 8-13 所示，连接一个电阻梯以进行欠压和过压保护阈值设定。

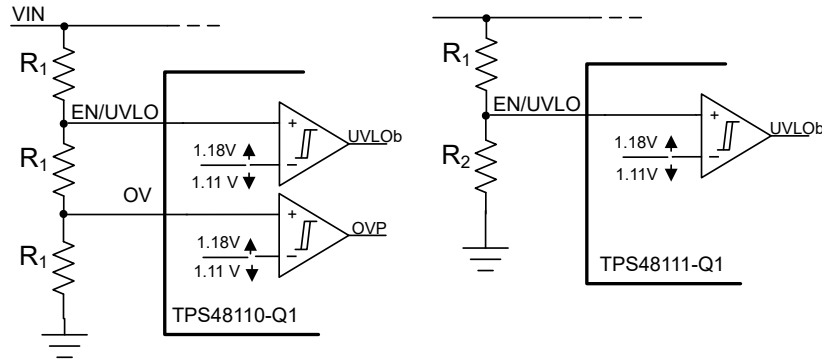


图 8-13. 设定过压和欠压保护阈值

8.3.6 远程温度感应和保护 (DIODE)

该器件集成了远程温度检测、保护及专用故障输出功能。TPS4811x-Q1 远程温度测量使用采用二极管配置的外部晶体管来完成。将 TPS4811x-Q1 的二极管引脚连接到 MMBT3904 BJT 的集电极和基极。温度是根据两个测试电流下测得的二极管电压的差值在内部计算的。

在 TPS48110Q1 器件中，当检测温度达到 150°C 后，器件将 PD 引脚拉低至 SRC 电位，关断外部 FET，并将 $\overline{\text{FLT_T}}$ 拉低。当温度降至 130°C 后，器件会启动一个 512ms 的内部固定自动重试周期。在 512ms 重试持续时间结束后， $\overline{\text{FLT_T}}$ 失效，外部 FET 导通。

在 TPS48111Q1 中，当检测到温度超过 150°C 后，PD 和 G 被拉低至 SRC。在 TSD 磁滞之后，PU 和 G 保持锁闭。通过将 EN/UVLO 切换至低于 $V_{(\text{ENF})}$ ，或者对 VS 进行上电下电使其低于 $V_{(\text{VS_PORF})}$ 来使锁存复位。

图 8-14 显示了基于 TPS4811x-Q1 二极管的远程温度检测的简化方框图。

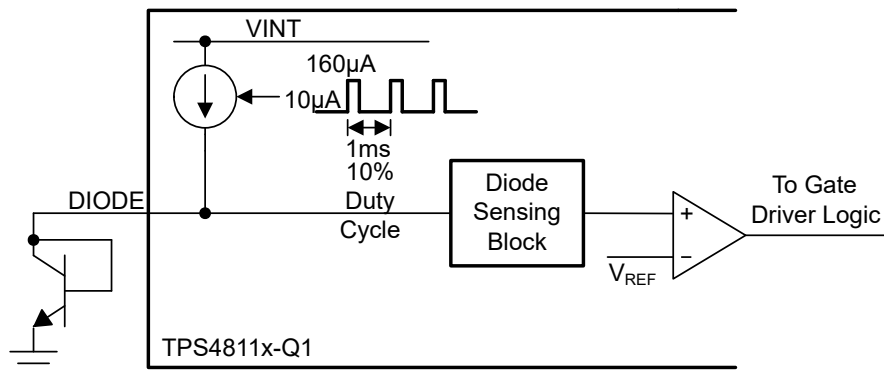


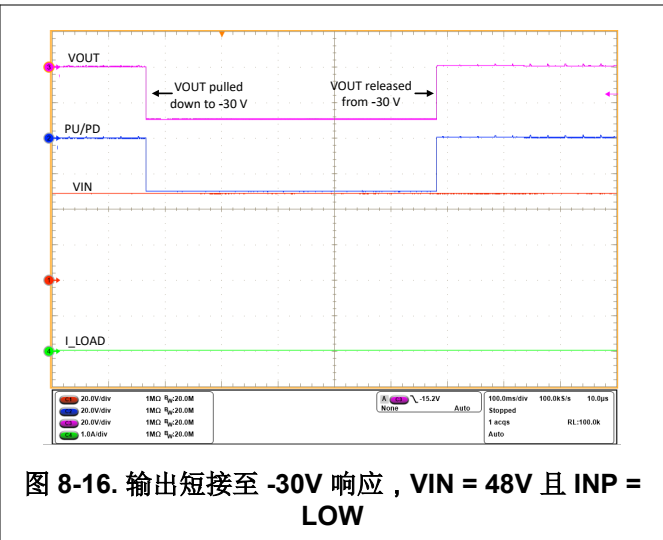
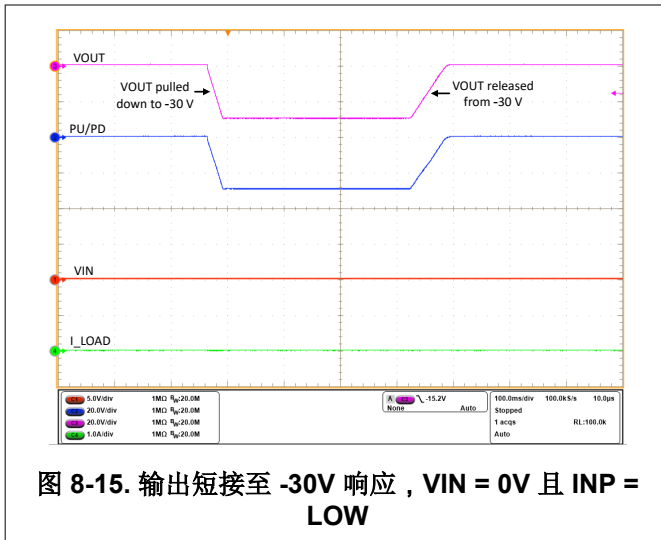
图 8-14. 基于二极管的远程温度检测方框图

8.3.7 输出反极性保护

TPS4811x-Q1 可承受低至 -30V 的输出反向电压。当 INP 为低电平时，PD 会被拉低至 SRC，即使输出 (SRC) 电压为负电平，也会使外部 FET 保持关断状态、从而防止大电流流动并保护主 FET。有关测试波形，请参阅图 8-15 和图 8-16。

TPS4811-Q1

ZHCSMA7E - JANUARY 2022 - REVISED APRIL 2026



8.3.8 TPS4811x-Q1 用作简单的栅极驱动器

图 8-17 显示了 TPS4811x-Q1 作为负载断开开关和背靠背 FET 驱动拓扑中的简单栅极驱动器的应用原理图。两级过流保护、过压保护和过热保护等保护特性会被禁用。

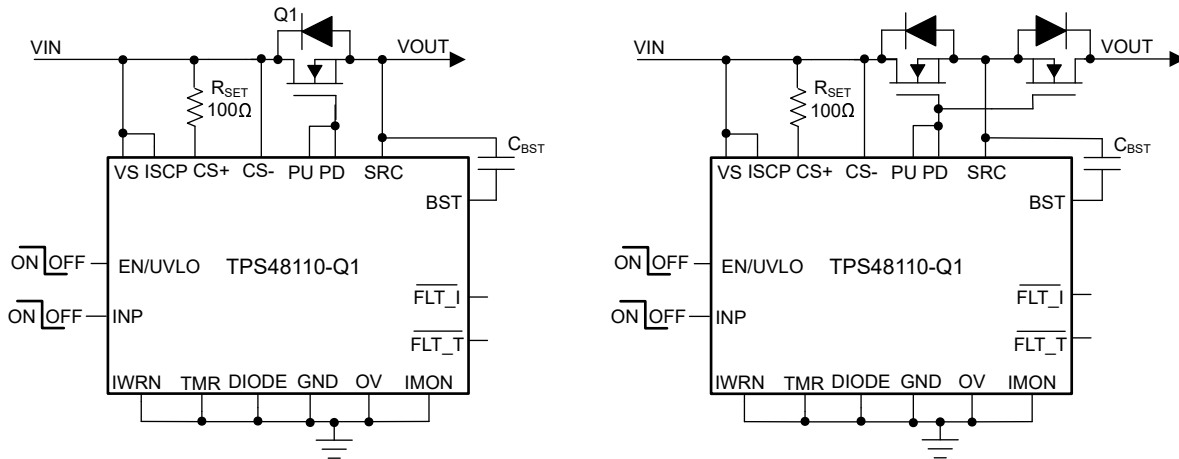


图 8-17. 简单栅极驱动器设计的 TPS4811Q1 连接图

8.4 器件功能模式 (关断模式)

TPS4811x-Q1 有两种运行模式：工作模式和低 IQ 关断模式。如果 EN/UVLO 引脚电压大于上升阈值，则器件处于有源模式。在有源状态下，会启用内部电荷泵，栅极驱动器、所有保护和诊断功能也会启用。

如果 EN/UVLO 电压被拉至 $V_{(ENF)}$ 以下，该器件将进入低 IQ 关断模式。在该模式下，电荷泵、栅极驱动器和所有保护功能都被禁用。外部 FET 关断。在此模式下，TPS4811x-Q1 具有低的 IQ 消耗，为 $1.6 \mu A$ (典型值)。

9 应用和实例

备注

以下应用部分中的信息不属于 TI 器件规格的范围，TI 不担保其准确性和完整性。TI 的客户应负责确定器件是否适用于其应用。客户应验证并测试其设计，以确保系统功能。

9.1 应用信息

TPS4811x-Q1 系列是一款具有保护和诊断功能的 100V 智能高侧驱动器。TPS4811x-Q1 器件控制外部 N 沟道 MOSFET，其驱动架构适合驱动背对背 N 沟道 MOSFET。该器件具备 3.7A 峰值拉电流、4A 峰值灌电流的强栅极驱动能力，可在大功率场景下驱动多只并联 MOSFET，适用动力总成断路器（DC/DC 转换器）、电池管理系统、电动助力转向、PTC 加热器负载驱动等高电流应用。TPS4811x-Q1 器件集成两级可调过流保护、可配置断路器定时、快速短路保护、高精度模拟电流监测输出及远端过温保护功能。

TPS4811Q1 型号将单独的预充电驱动器 (G) 与独立的控制输入 (INP_G) 集成。此功能支持需要在打开主电源路径之前对大输出电容预充电的系统设计。

可使用以下设计过程，根据应用要求选择支持的元件值。此外，Web 产品文件夹中还提供了电子表格设计工具 [TPS4811Q1 设计计算器](#)。

9.2 典型应用：在配电单元中驱动 KL40 线路上的 HVAC PTC 加热器负载

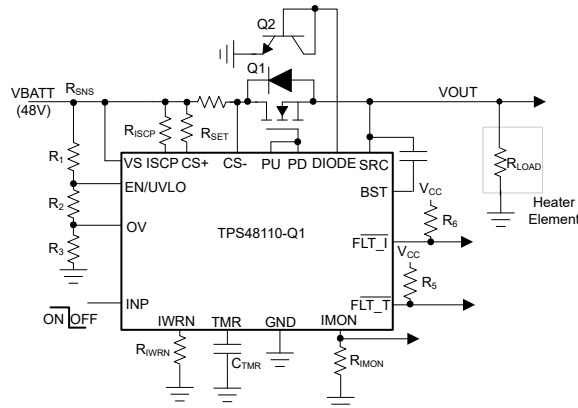


图 9-1. 典型应用原理图：驱动 HVAC PTC 加热器

9.2.1 设计要求

表 9-1 展示了此应用示例的设计参数。

表 9-1. 设计参数

参数	值
典型输入电压 V_{IN}	48V
欠压锁定设定点, V_{INUVLO}	24V
OV 设定点, V_{INOVLP}	58V
最大负载电流, I_{OUT}	12A
过流保护阈值, I_{OC}	15A
短路保护阈值, I_{SC}	20A
故障计时器周期 (t_{OC})	1ms
故障响应	自动重试
负载电阻, R_{LOAD}	$4 \pm 0.2\Omega$
负载开关频率, F_{SW}	100Hz

9.2.2 详细设计过程

9.2.2.1 电流检测电阻 R_{SNS} 的选型

过流保护阈值电压 $V_{(SNS_WRN)}$ 建议范围可从 10mV 扩展至 200mV。接近下限阈值 10mV 的值可能会受到系统噪声的影响。接近上限阈值 200mV 的值可能会导致电流检测电阻中产生高功率耗散。为了最大限度减少这两个问题，选择 25mV 作为过流保护阈值电压。可以使用方程式 15 计算电流检测电阻 R_{SNS} 。

$$R_{SNS} = \frac{V_{(SNS - WRN)}}{I_{OC}} = \frac{25mV}{15A} = 1.66m\Omega \quad (15)$$

选择了下一个较小的可用检测电阻器 1.5mΩ (1%)。

9.2.2.2 选择调节电阻 R_{SET}

R_{SET} 是 VS 与 CS+ 引脚之间连接的电阻器。该电阻器可调节过流保护阈值电压，并与 R_{IWRN} 和 R_{IMON} 协调配合，以确定过流保护阈值和电流监测输出。 R_{SET} 建议范围为 50Ω - 100Ω。

在此设计示例中，所选 R_{SET} 为 100Ω、1%。

9.2.2.3 设定过流保护阈值 - R_{IWRN} 选型

R_{IWRN} 设置过流保护（断路器检测）阈值，该值可使用方程式 16 计算得出。

$$R_{IWRN}(\Omega) = \frac{11.9 \times R_{SET}}{(R_{SNS} \times I_{OC} + V_{(OS_SET)})} \quad (16)$$

若要将过流保护阈值设置为 15A，则 R_{IWRN} 值计算结果为 52.88kΩ。

选择最接近的可用标准值：54kΩ，1%

9.2.2.4 对短路保护阈值进行编程 - R_{ISCP} 选型

R_{ISCP} 用于设置短路保护阈值，该阈值的计算公式为方程式 17。

$$R_{ISCP}(\Omega) = \frac{I_{SC} \times R_{SNS}}{15.6\mu} - 464 \quad (17)$$

若要将短路保护阈值设置为 20A，则 R_{ISCP} 值计算结果为 1.46kΩ。

选择最接近的可用标准值：1.3kΩ，1%。

ISCP 在涉及较大 di/dt 的情况下，系统和布局寄生电感可能会在 ISCP 和 CS- 引脚之间产生较大的差分信号电压。此操作可能会在系统中触发错误的短路保护并干扰跳闸。为了解决这种问题，TI 建议在靠近器件的 ISCP 和 CS- 引脚之间添加 1nF 的滤波电容器。由于干扰性跳闸取决于系统和布局寄生效应，因此 TI 建议在实际系统中测试设计并在必要时进行调整。

9.2.2.5 对故障计时器周期进行编程 - C_{TMR} 选型

对于本文所讨论的设计示例，允许的过流瞬态持续时间为 1ms。此消隐间隔 t_{OC} (或断路器间隔 T_{CB}) 可以通过在 TMR 引脚到接地端之间选择合适的电容器 C_{TMR} 来设置。使用方程式 18 可计算 C_{TMR} 的值以便将 t_{OC} 设置为 1ms。

$$C_{TMR} = \frac{82\mu \times t_{OC}}{1.2} = 68.33\text{nF} \quad (18)$$

选择最接近的可用标准值：68nF，10%。

9.2.2.6 选择 MOSFET Q₁

选择 MOSFET Q₁ 时，重要的电气参数包括最大持续漏极电流 I_D、最大漏源电压 V_{DS(MAX)}、最大栅源电压 V_{GS(MAX)} 以及漏源导通电阻 R_{DS(ON)}。

最大持续漏极电流 I_D 额定值必须超过最大持续负载电流。

最大漏源电压 V_{DS(MAX)} 必须足够高，以便承受应用中所见的最高电压。考虑到最高应用电压为 60V，V_{DS} 额定电压为 80V 的 MOSFET 适合此应用。

TPS4811Q1 可驱动的最大 V_{GS} 为 13V，因此必须选择 V_{GS} 最小额定值为 15V 的 MOSFET。

为了降低 MOSFET 导通损耗，建议选择尽可能小的 R_{DS(ON)}。

根据设计要求，选择的是 IPB160N08S4-03ATMA1，其电压等级为：

- 80V V_{DS(MAX)} 和 ±20V V_{GS(MAX)}
- 当 V_{GS} 为 10V 时，R_{DS(ON)} 的典型值为 2.6mΩ
- MOSFET Q_{g(total)} 为 86nC

9.2.2.7 选择自举电容器 C_{BST}

内部电荷泵以大约 100 μA 的电流为外部自举电容器 (连接在 BST 和 SRC 引脚之间) 充电。在开关应用中，BST 必须通过 CMHD3595 或 BAT46WH,115 等低泄漏硅二极管从 V_{AUX} 电源 (范围为 8.1V 至 15V) 从外部供电，以避免 BST-SRC 电源崩溃。该需求由开关频率和 MOSFET 栅极电荷的值决定。

没有外部电源时的最大可能频率由方程式 19 给出。

$$f_{SW,max} = \frac{I_{(BST)}}{2 \times Q_{g(total)}} = 581\text{Hz} \quad (19)$$

由于当前应用的开关频率为 100Hz，因此无需外部电源。使用以下公式，计算驱动两个并联 BUK7S0R5-40HJ MOSFET 所需的自举电容最小值。

$$C_{BST} = \frac{Q_{g(total)}}{1V} = 380\text{nF} \quad (20)$$

选择最接近的可用标准值：470nF，10%。

9.2.2.8 设置欠压锁定和过压设定点

通过使用连接在器件 VS、EN/UVLO、OVP 和 GND 引脚之间的 R_1 、 R_2 和 R_3 外部分压器网络可调整欠压锁定 (UVLO) 和过压设定点。通过对 [方程式 19](#) 和 [方程式 22](#) 求解，可计算得出设置欠压和过压所需的值。

$$V_{(OVR)} = \frac{R_3}{(R_1 + R_2 + R_3)} \times V_{IN_{OVP}} \quad (21)$$

$$V_{(UVLOR)} = \frac{R_2 + R_3}{(R_1 + R_2 + R_3)} \times V_{IN_{UVLO}} \quad (22)$$

为了尽可能降低从电源中消耗的输入电流，TI 建议对 R_1 、 R_2 和 R_3 使用较高的电阻值。但是，由于连接到电阻器串的外部有源元件而产生的漏电流会增加这些计算的误差。因此，选择的电阻器串电流 $I(R_{123})$ 必须为 UVLO 和 OVP 引脚漏电流的 20 倍。

根据器件电气规格， $V_{(OVR)} = 1.18V$ ， $V_{(UVLOR)} = 1.18V$ 。根据设计要求， $V_{IN_{OVP}}$ 为 58V， $V_{IN_{UVLO}}$ 为 24V。为了求解该公式，首先选择 $R_1 = 470k\Omega$ 的值，然后使用 [方程式 22](#) 求解得出 $(R_2 + R_3) = 24.3k\Omega$ 。使用 [方程式 21](#) 和 $(R_2 + R_3)$ 的值求解得出 $R_3 = 10.1k\Omega$ ，最后得出 $R_2 = 14.2k\Omega$ 。选择最接近的标准 1% 电阻值： $R_1 = 470k\Omega$ ， $R_2 = 14.3k\Omega$ ， $R_3 = 10.2k\Omega$ 。

9.2.2.9 选择电流监测电阻 R_{IMON}

IMON 引脚上的电压 $V_{(IMON)}$ 与输出负载电流成比例。它可以连接到下游系统的 ADC，用于监测系统的运行状况和健康状态。必须根据最大负载电流和所用 ADC 的输入电压范围，选择 R_{IMON} 。使用 [方程式 23](#) 来设置 R_{IMON} 。

$$V_{(IMON)} = \left(V_{SNS} + V_{(OS_SET)} \right) \times \frac{0.9 \times R_{IMON}}{R_{SET}} \quad (23)$$

其中， $V_{SNS} = I_{OC} \times R_{SNS}$ ， $V_{(OS_SET)}$ 是电流检测放大器的输入基准的失调电压 ($\pm 200\mu V$)。

若 $I_{OC} = 15A$ 且 ADC 的工作范围为 0V 至 3.3V (例如， $V_{(IMON)} = 3.3V$)，则 R_{IMON} 的计算结果为：

$$R_{IMON} = \frac{V_{(IMON)} \times R_{SET}}{\left[V_{SNS} + V_{(OS_SET)} \right] \times 0.9} = 16.52k\Omega \quad (24)$$

通过为 R_{IMON} 选择小于 [方程式 24](#) 所示的值，可确保负载电流最大值不超过 ADC 限值。选择最接近的可用标准值：16.5k Ω ，1%。

9.2.3 应用曲线

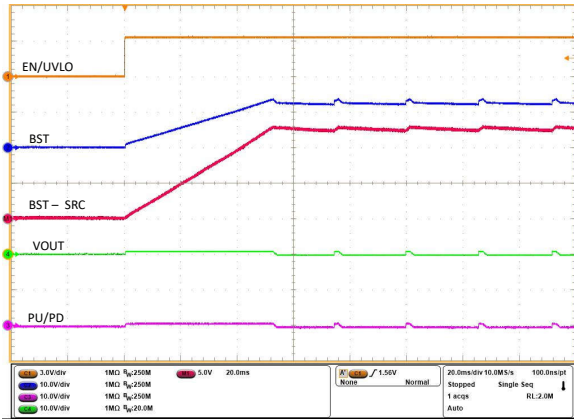


图 9-2. INP = GND、 $C_{BST} = 470\text{nF}$ 时自举电压的启动曲线

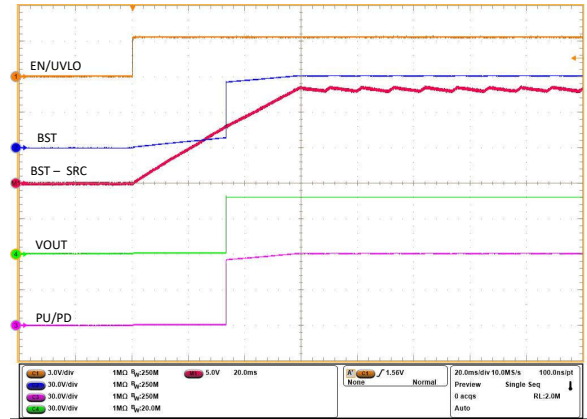


图 9-3. INP = HIGH、 $C_{BST} = 470\text{nF}$ 时自举电压的启动曲线

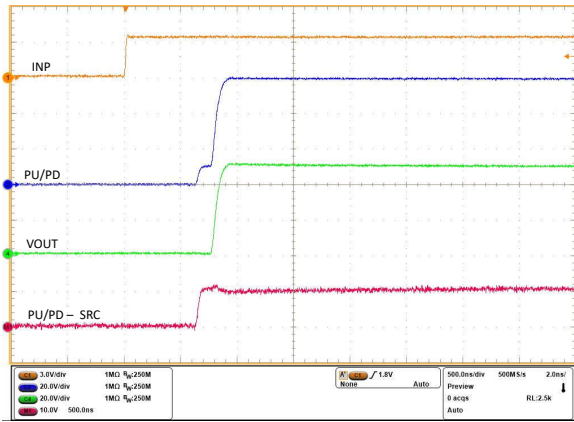


图 9-4. INP 由低电平到高电平且 $C_{BST} = 470\text{nF}$ 时 TPS4811Q1 的导通响应

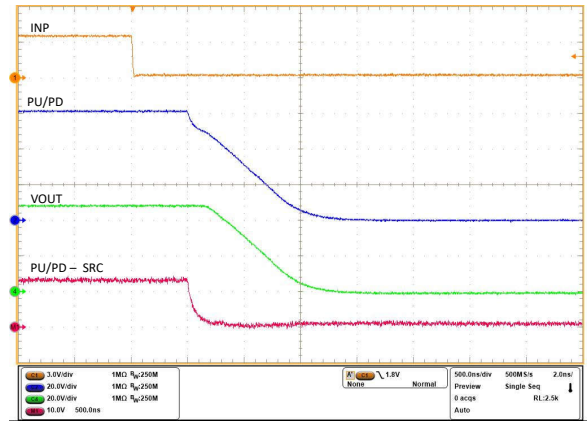


图 9-5. INP 由高电平到低电平且 $C_{BST} = 470\text{nF}$ 时 TPS4811Q1 的关断响应

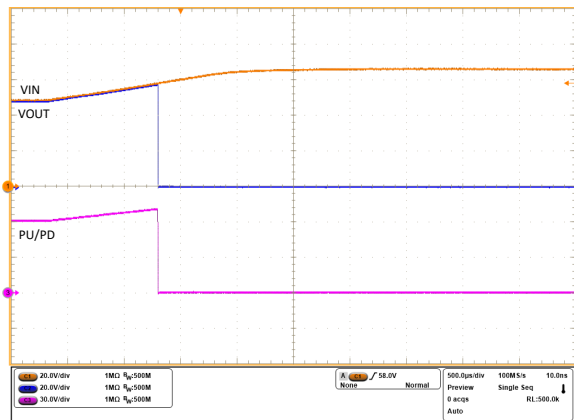


图 9-6. TPS4811Q1 在 58V 电平下的过切断压

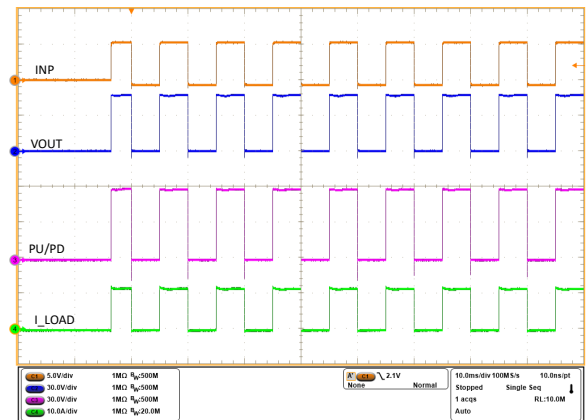


图 9-7. 使用 TPS4811Q1 时，负载开关频率为 100Hz

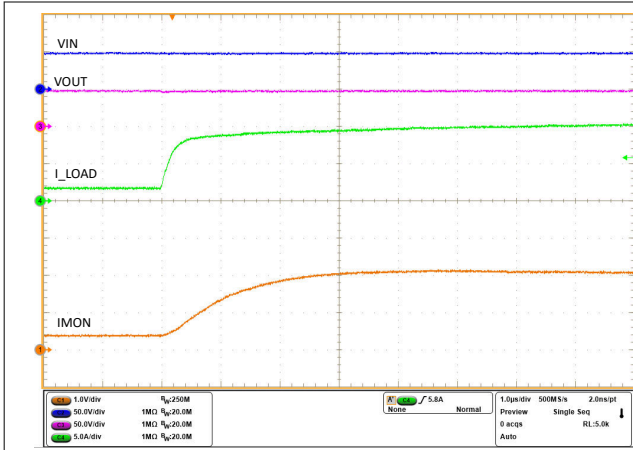


图 9-8. 10A 负载阶跃期间的 IMON 响应

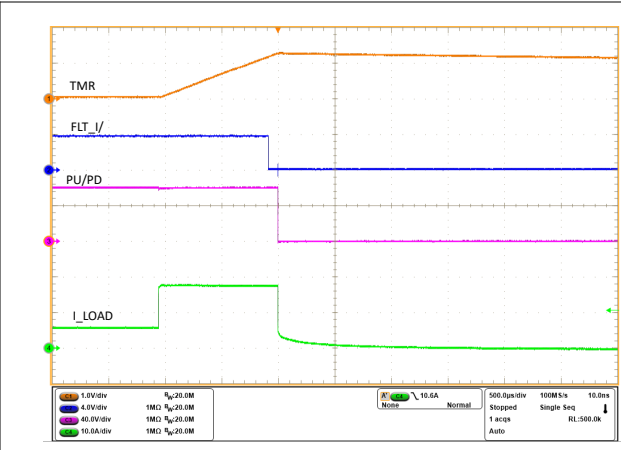


图 9-9. TPS48110Q1 在 15A 过流保护设置下针对 5A 至 18A 负载阶跃的过流响应

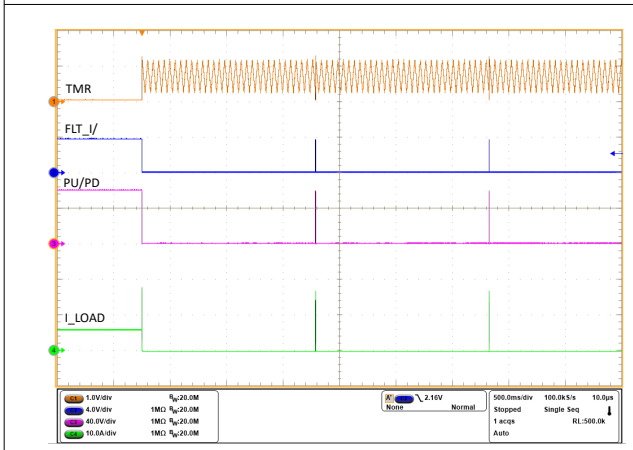


图 9-10. TPS48110Q1 针对过流故障的自动重试响应

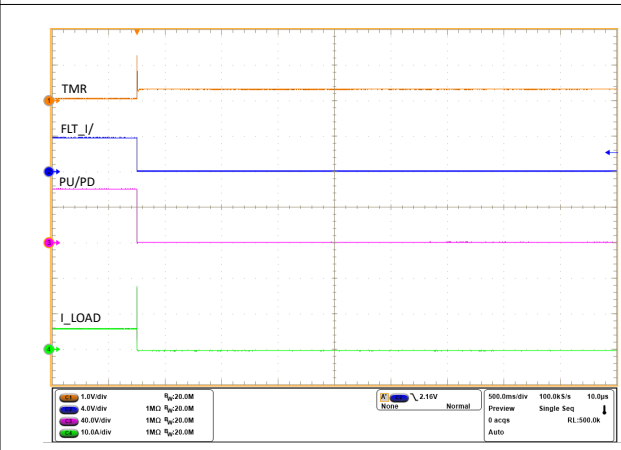


图 9-11. TPS48110Q1 针对过流故障的闭锁响应

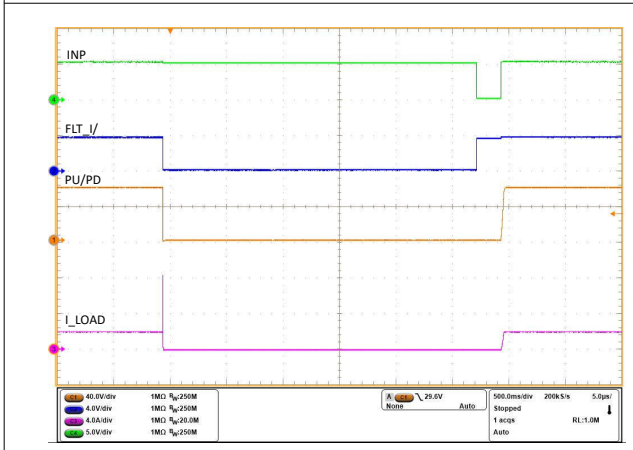


图 9-12. INP 复位退出过载故障期间的响应

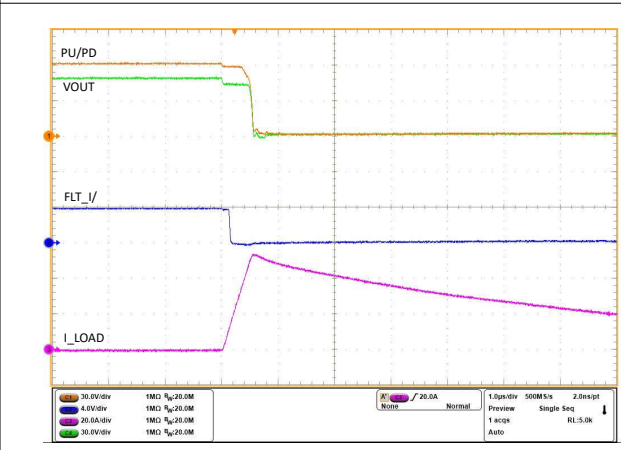


图 9-13. TPS48110Q1 器件的输出热短路响应

9.3 典型应用：通过对输出电容进行预充电来驱动 B2B FET

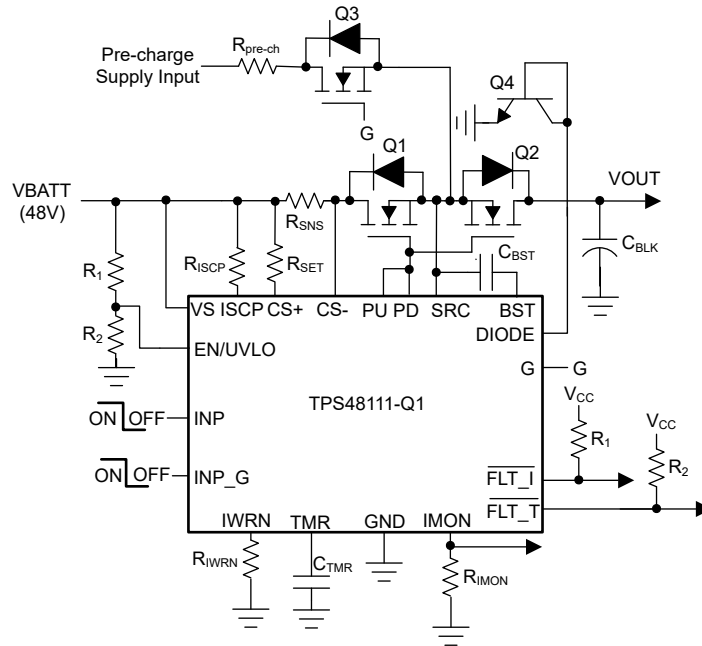


图 9-14. 典型应用原理图：驱动动力总成™模块中的直流/直流转换器负载

9.3.1 设计要求

表 9-2 展示了此应用示例的设计参数。

表 9-2. 设计参数

参数	值
典型输入电压 V_{IN}	48V
欠压锁定设定点, V_{INUVLO}	24V
最大负载电流, I_{OUT}	40A
过流保护阈值, I_{OC}	50A
短路保护阈值, I_{SC}	60A
故障计时器周期 (t_{OC})	1ms
故障响应	闭锁
负载电容, C_{OUT}	400 μ F
浪涌电流限制, I_{inrush}	500mA

9.3.2 外部元件选型

遵循 [详细设计过程](#) 概述的类似设计过程，外部元件值计算如下：

- $R_{SNS} = 500 \mu \Omega$
- $R_{SET} = 100 \Omega$
- $R_{IWRN} = 47k \Omega$ ，用于将 50A 设置为过流保护阈值
- $R_{ISCP} = 1.46k \Omega$ ，用于将 60A 设置为短路保护阈值
- $C_{TMR} = 68nF$ ，用于设置 1ms 电路断路器时间
- 分别选择 470k Ω 和 24.9k Ω 作为 R_1 和 R_2 ，以便将 V_{IN} 欠压锁定阈值设置为 24V
- $R_{IMON} = 15k \Omega$ ，用于在 50A 满载电流下将最大 $V_{(IMON)}$ 电压限制为 3.3V

- 为了减少传导损耗，选择了 IAUS300N08S5N012 MOSFET。两个 FET 并联用于控制，另外两个 FET 并联用于反向电流阻断
 - 80V $V_{DS(MAX)}$ 和 $\pm 20V V_{GS(MAX)}$
 - 当 V_{GS} 为 10V 时， $R_{DS(ON)}$ 的典型值为 $1m\Omega$
 - 每个 MOSFET 的 Q_g 为 231nC
- $C_{BST} = (4 \times Q_g) / 1V = 1\mu F$

9.3.2.1 预充电电阻器选型

必须根据 [方程式 25](#) 选择预充电电阻器的值以将浪涌电流限制为 I_{inrush} 。

$$R_{pre-ch} = \frac{V_{IN}}{I_{inrush}} = 96\Omega \quad (25)$$

预充电电阻器的额定功率由 [方程式 26](#) 给出的平均功耗决定。

$$P_{avg} = \frac{E_{pre-ch}}{T_{pre-ch}} = \frac{0.5 \times C_{OUT} \times V_{IN}^2}{5 \times R_{pre-ch} \times C_{OUT}} = 2.4W \quad (26)$$

[方程式 27](#) 可计算预充电电阻器中的峰值功率耗散。

$$P_{peak} = \frac{V_{IN}^2}{R_{pre-ch}} = 24W \quad (27)$$

为了支持平均功率耗散和峰值功率耗散，需要并联两个 220 Ω 、1.5W、5% CRCW2512220RJNEGHP 电阻器。

TI 建议设计人员与电阻制造商分享预充电电阻器的整个功率耗散曲线并获取他们的建议。

$$R_{IWNRN}(\Omega) = \frac{11.9 \times (R_{SET} + R_{FB})}{(R_{SNS} \times I_{OC}) + V_{OS,SET} + (R_{FB} + I_{CS-})} \quad (28)$$

其中， R_{SET} 是连接在 $CS+$ 和 VS 之间的电阻、 R_{SNS} 是电流检测电阻、 I_{OC} 是过流电平、 $V_{OS,SET}$ 是比较器失调电压、 R_{FB} 是铁氧体磁珠的直流电阻、 I_{CS-} 是 $CS-$ 引脚上的漏电流。

9.4.3 选择具有增加直流电阻的电流监测电阻 - RIMON

额外的直流电阻也会影响 RIMON 选择。

$$V_{IMON}(V) = [V_{SNS} + V_{OS,SET} + (R_{FB} \times I_{CS-})] \times \frac{0.9 \times R_{IMON}}{R_{SET} + R_{FB}} \quad (29)$$

也可以重新计算 IMON 精度：

$$\%V_{IMON} = \frac{V_{OS,SET} + (R_{FB} \times I_{CS-})}{V_{SNS}} \times 100 \quad (30)$$

9.4.4 使用添加的直流电阻 - RISCP 对短路保护阈值进行编程

最后，修改方程式 31，因为 SCP 比较器使用 $CS-$ 引脚上的电压与 ISCP 引脚上产生的电压进行比较。

$$R_{ISCP}(\Omega) = \frac{(I_{sc} \times R_{SNS}) + (I_{CS-} \times R_{FB})}{15.6\mu A} - 464 \quad (31)$$

9.5 电源和 EMI 建议

当外部 MOSFET 在 INP 控制、过压切断、过流保护等条件下关断时，输入寄生线路电感会在输入端产生正电压尖峰，而输出寄生电感会在输出端产生负电压尖峰。电压尖峰（瞬变）的峰值振幅取决于与器件输入或输出串联的电感值。如果未采取措施解决此问题，这些瞬变可能会超过器件的绝对最大额定值。解决瞬变的典型方法包括：

- 在输入端和 GND 之间使用 TVS 二极管和输入电容器滤波器组合来吸收能量并抑制正瞬态。
- 在输出端和 GND 之间使用二极管或 TVS 二极管来吸收负尖峰。

TPS4811Q1 由 VS 引脚供电。为了确保正常运行，此引脚上的电压必须保持在 $V_{(VS_PORR)}$ 电平以上。如果输入电源有瞬态噪声，TI 建议在输入电源线路和 VS 引脚之间放置一个 $R_{VS} - C_{VS}$ 滤波器以滤除电源噪声。TI 建议采用大约 100Ω 的 R_{VS} 值。

ISCP 在涉及较大 di/dt 的情况下，系统和布局寄生电感可能会在 ISCP 和 $CS-$ 引脚之间产生较大的差分信号电压。此操作可能会在系统中触发错误的短路保护并干扰跳闸。为了解决这种问题，TI 建议在靠近器件的 ISCP 和 $CS-$ 引脚上添加 $1nF$ 的滤波电容器 (C_{SCP})。由于干扰性跳闸取决于系统和布局寄生效应，因此 TI 建议在实际系统中测试设计并在必要时进行调整。

下图展示了具有可选保护元件的电路实施方案。

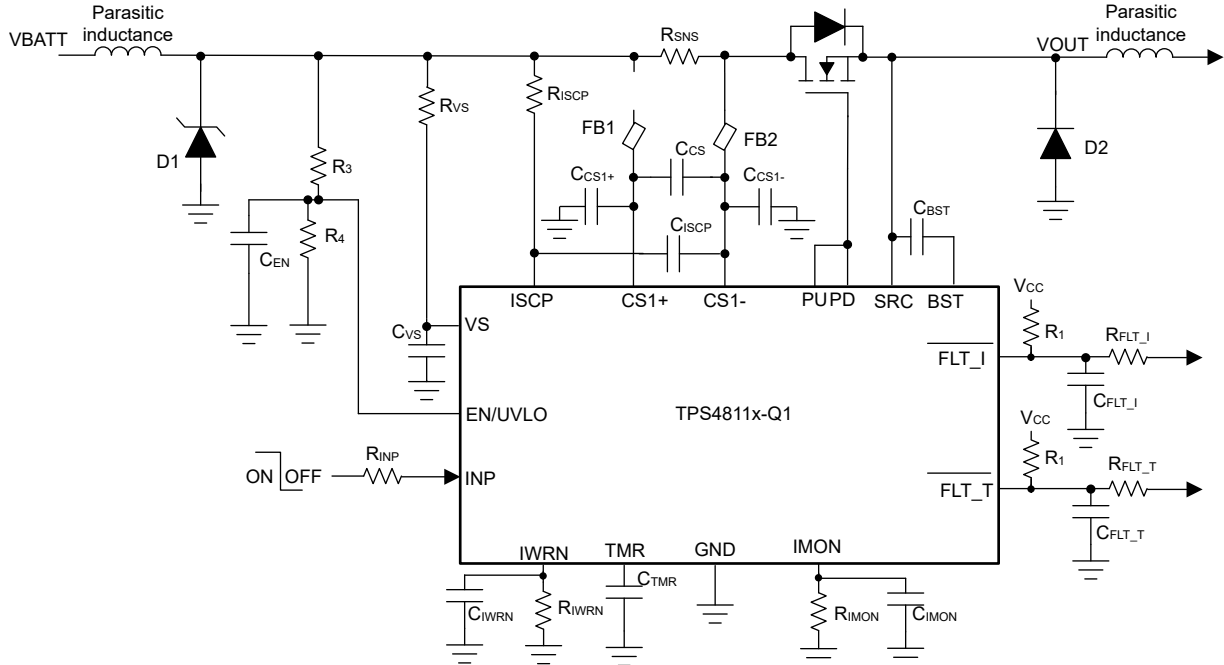


图 9-18. 采用可选保护元件的 TPS4811Q1 电路实现方案

表 9-3. 电源和 EMI 建议元件

元件位号	说明	推荐值
R_{VS} 、 C_{VS}	TPS4811Q1 由 VS 引脚供电。为了确保在线路存在杂讯瞬态干扰时正常运行，此引脚上的电压必须保持在 $V_{(VS_PORR)}$ 电平以上。	100 Ω 、0.1-10 μ F
C_{ISC}	在涉及较大 di/dt 的情况下，系统和布局寄生电感可能会在 CS1+ 和 CS1- 引脚之间产生较大的差分信号电压。此操作可能会在系统中触发错误的短路保护并干扰跳闸。为了解决这种问题，TI 建议在检测电阻 (R_{SNS}) 上添加用于表示 RC 滤波器元件的占位元件，并在实际系统的测试期间调整相应的值。电容 (C_{ISC}) 也可以在 ISCP 和 DRN 引脚之间放置，以避免浪涌持续时间或启动期间出现错误的短路保护 (SCP)。	0.001-1 μ F
FB1、FB2、 C_{CS} 、 C_{CS1+} 、 C_{CS1-} 、 C_{IMON} 、 C_{IWRN}	为了在 EMI/EMC 测试期间获得更好的抗扰度性能，CS1+ 和 CS1- 引脚上可能需要铁氧体磁珠 (FB1、FB2)。选择的铁氧体磁珠必须确保 CS- 引脚上的直流电阻非常低，从而避免对 IMON 精度产生重大影响。根据抗扰度测试类型和频带，通过 C_{CS} 、 C_{CS1+} 、 C_{CS1-} 、 C_{IMON} 、 C_{IWRN} 也需要一些其他滤波，以实现稳健的抗扰性能。	MMZ1608B102CTA00， C_{TMP} 、 C_{IOC} 为 10pF，其他为 10pF - 100nF
R_{GATE_PU} 、 R_{GATE_PD} 、 D_3	GATE 引脚上的电阻可用于控制外部 FET 的上升和下降时间。必须对并联连接的各个外部 FET 使用单独的 R_{GATE_PU} 。	任意值
C_{EN}	如果 EN 来自输入电源，则 C_{EN} 可用于滤除电源线路瞬变并避免错误的 UVLO 触发。	1 - 1000nF
R_{INP} 、 R_{FLT_I} 、 R_{FLT_T}	INP、 $\overline{FLT_I}$ 、 $\overline{FLT_T}$ 引脚需要通过电阻器连接到 MCU 或其他 HI/LO 源，以实现保护，尤其是针对反极性故障事件。	1 - 10k Ω
C_{FLT_I} 、 C_{FLT_T}	$\overline{FLT_I}$ 、 $\overline{FLT_T}$ 引脚上的电容器可用于屏蔽故障	任意值

9.6 布局

9.6.1 布局指南

- 检测电阻 (R_{SNS}) 必须靠近 TPS4811x-Q1 放置，然后使用开尔文方法连接 R_{SNS} 。更多有关开尔文技术的信息，请参阅[选择合适的检测电阻布局](#)。
- 在所有应用下，TI 建议在 VS 端子和 GND 之间使用 0.1 μ F 或更高值的陶瓷去耦电容器。为改善去耦以应对电源线路干扰，可考虑在控制器的电源引脚 (VS) 处添加 RC 网络。

- 为最大限度减小环路电感，从板输入到负载的大电流路径以及返回路径必须相互平行且彼此靠近。
- 外部 MOSFET 必须靠近控制器放置，以便 MOSFET 的 GATE 靠近 PU/PD 引脚，从而形成较短的 GATE 环路。考虑添加一个占位电阻与每个外部 MOSFET 的栅极串联，以便在需要时抑制高频振荡。
- 在输入端放置一个 TVS 二极管以用于在热插拔和快速关断事件期间钳制电压瞬态。
- 外部自举电容器必须靠近 BST 和 SRC 引脚放置，以形成极短的环路。
- TPS4811x-Q1 周围各种元件的接地连接必须直接相互连接，并连接至 TPS4811x-Q1 的 GND，然后在某处连接至系统接地。请勿通过大电流接地线将各种元件接地相互连接。
- 二极管引脚提供电流来测量温度。TI 推荐使用 BJT MMBT3904 作为远程温度检测元件。在 PCB 布局中，请注意将二极管引脚和 MMBT3904 之间的寄生电阻保持在较低水平，以免降低测量结果的质量。此外，TI 建议在 MMBT3904 的发射极与器件的 GND 之间进行开尔文连接，以确保测量的准确性。此外，必须将一个小型 1000pF 旁路电容器与 MMBT3904 并联，以减少噪声的影响。

9.6.2 布局示例

- Top Layer
- Inner Layer GND plane
- Inner Layer PGND plane
- Via to GND plane
- Via to PGND plane

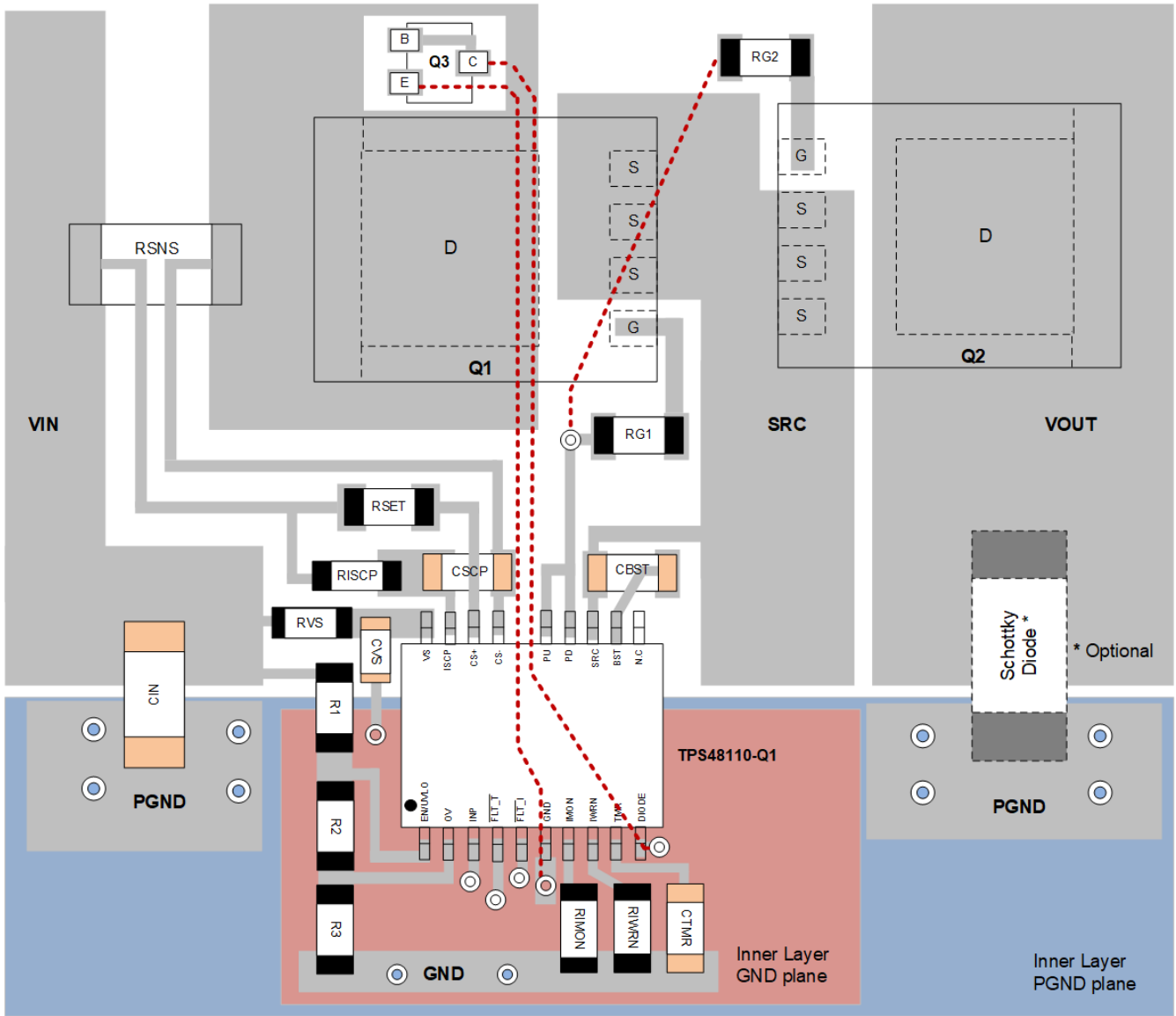


图 9-19. 具有 B2B MOSFET 的 TPS4811Q1 典型 PCB 布局示例

10 器件和文档支持

10.1 接收文档更新通知

要接收文档更新通知，请导航至 [ti.com](https://www.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。

10.2 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](#)。

10.3 商标

动力总成™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

10.4 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。

10.5 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。

11 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

Changes from Revision D (April 2024) to Revision E (April 2026)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 将贮存温度最低值从 -40°C 更改为 -55°C.....	7
• 添加了漏极侧输入引脚 (VS、CS+、CS-、ISCP) 上的电压转换率.....	7
• 添加了 $I_{(CS-)}$ 输入偏置电流.....	8
• 更新了 图 8-6	19
• 将电荷泵电压基准从 11V 更改为 12V.....	19
• 添加了过流保护和短路保护部分.....	22
• 将 方程式 6 从“详细设计过程”移动至“过流和短路保护”	22
• 更新了 方程式 6 以包含比较器失调电压.....	22
• 添加了 图 8-9	22
• 将 方程式 11 从 -600 更改为 -464.....	25
• 将器件功能模式 (关断模式) 移动到“特性说明”之后.....	28
• 更新了 方程式 16 以包含比较器失调电压.....	30
• 将 方程式 17 从 -600 更改为 -464.....	30
• 将计算得出的 R_{ISCP} 值从 1.32k Ω 更改为 1.46k Ω	30
• 添加了典型应用：专为 EMI 而设计.....	37
• 将“电源相关建议”更改为“电源和 EMI 建议”	38
• 更新了 图 9-19 以包含 R_{SET} 和 R_{ISCP} 连接.....	41

Changes from Revision C (December 2022) to Revision D (April 2024)

Page

- 更新了 *电气特性* 部分中的二极管感测 TSD 上升阈值 $T_{(DIODE_TSD_rising)}$ 规格.....7
-

12 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。

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](#) 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