

TPS4021x 4.5V 至 52V 输入电流模式升压控制器

1 特性

- **功能安全型**
 - 提供协助功能安全系统设计的文件
- 适用于升压、反激式、SEPIC 和 LED 驱动器应用
- 宽输入工作电压范围：4.5V 至 52V
- 可调振荡器频率
- 固定频率电流模式控制
- 内部斜率补偿
- 集成低侧驱动器
- 可编程闭环软启动
- 过流保护
- 支持外部同步
- 基准电压 700mV (TPS40210)、260mV (TPS40211)
- 低电流禁用功能
- 使用 TPS4021x 并借助 [WEBENCH Power Designer](#) 创建定制设计

2 应用

- [LED 照明](#)
- [工业控制系统](#)
- [电池供电型系统](#)

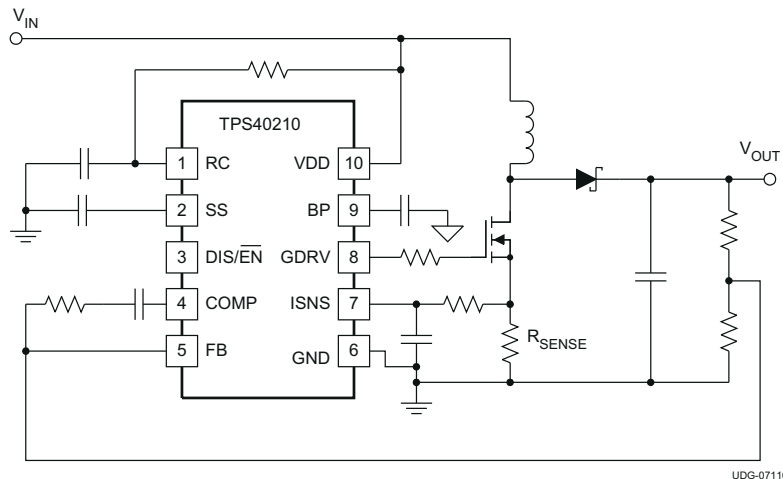
3 说明

TPS40210 和 TPS40211 是宽输入电压 (4.5V 至 52V) 异步升压控制器。它们适用于需要源极接地 N 沟道 FET，包括升压、反激式、SEPIC 以及各种 LED 驱动器应用。该器件具有可编程软启动、自动重试型过流保护以及可编程振荡器频率。电流模式控制可改善瞬态响应并简化环路补偿。这两个器件之间的主要差异是误差放大器调节的 FB 引脚基准电压。

器件信息 (1)

器件型号	封装	封装尺寸 (标称值)
TPS40210	HVSSOP (10)	3.05mm x 4.98mm
TPS40211	VSON (10)	3.10mm x 3.10mm

(1) 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。



简化版原理图



内容

1 特性	1	8 应用和实施	25
2 应用	1	8.1 应用信息.....	25
3 说明	1	8.2 典型应用.....	25
4 修订历史记录	2	9 电源相关建议	36
5 引脚配置和功能	3	10 布局	37
引脚功能.....	3	10.1 布局指南.....	37
6 规格	4	10.2 布局示例.....	37
6.1 绝对最大额定值.....	4	11 器件和文档支持	40
6.2 ESD 等级.....	4	11.1 器件支持.....	40
6.3 建议运行条件.....	4	11.2 文档支持.....	40
6.4 热性能信息.....	4	11.3 相关链接.....	40
6.5 电气特性.....	5	11.4 接收文档更新通知.....	41
6.6 典型特性.....	7	11.5 支持资源.....	41
7 详细说明	11	11.6 商标.....	41
7.1 概述.....	11	11.7 静电放电警告.....	41
7.2 功能方框图.....	11	11.8 术语表.....	41
7.3 特性说明.....	12	12 机械、封装和可订购信息	41
7.4 器件功能模式.....	24		

4 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 F (March 2015) to Revision G (June 2020)	Page
• 将功能安全要点添加至 节 1	1

Changes from Revision E (October 2011) to Revision F (December 2014)	Page
• 添加了更新的焊盘版图.....	1
• 添加了 ESD 等级表 、 特性说明 部分、 器件功能模式 、 应用和实现 部分、 电源相关建议 部分、 布局 部分、 器件和文档支持 部分以及 机械、封装和可订购信息 部分.....	1

Changes from Revision D (April 2010) to Revision E (October 2011)	Page
• 将修订版本日期从“D 版，2010 年 4 月”更改为“E 版，2011 年 10 月”	1
• 制图人员已在图 36 中添加了 Q1 与 Q3.....	34

Changes from Revision C (October 2008) to Revision D (April 2010)	Page
• 将 C_{ISNS} 更改为 C_{IFLT}	19
• 将 C_{ISNS} 更改为 C_{IFLT}	20
• 更改了公式 22 和 23.....	20
• 更改并修正了公式 25.....	20
• 添加了内容“R1 是高端反馈电阻器，单位为 Ω ”和“ f_L 是所需的环路交越频率，单位为 Hz”	20
• 采用新增输入内容更改了段落.....	20
• 将电容器值从 μF 更改为 F.....	20
• 将设计示例规格表中的 MIN 列中的 0.2 更改为 0.1.....	26

- 删除了“峰值效率”行中的文本..... 26
- 将 T_{OP} 条件列中的 10V 更改为 8V..... 26
- 将公式 32 中的 42.8% 更改为 42.9%..... 27
- 添加了 (V_{FD}) 并将近似占空比从 42.8% 更改为 42.9%..... 27
- 更改了公式 32、34、35、36、37、38 和 39..... 27
- 更改了公式 47、48、49、50、51 和 53..... 28
- 更改了公式 58、60、61 和 62..... 30

5 引脚配置和功能

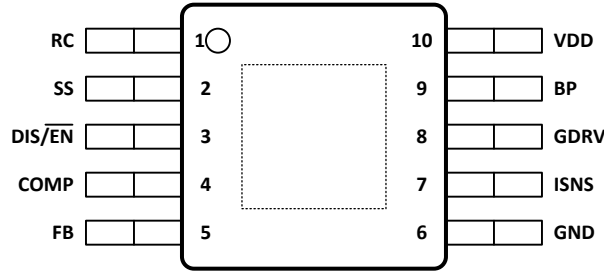


图 5-1. DGQ 10-引脚 顶视图

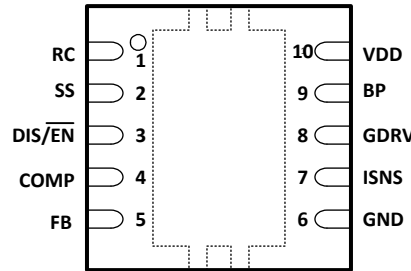


图 5-2. DRC 10-引脚 顶视图

引脚功能

引脚		I/O	说明
名称	编号		
BP	9	O	稳压器输出引脚。在该引脚与 GND 之间连接一个 1.0 μF 的旁路电容器。
COMP	4	O	误差放大器输出。在 COMP 引脚与 FB 引脚之间连接环路补偿网络。
DIS/EN	3	I	禁用引脚。引脚拉高时，器件会进入关断模式。关断模式下静态电流极低。在关断模式下，所有模块的功能被禁用并且 BP 稳压器被关断。该引脚内置 1 MΩ 对 GND 下拉电阻器。该引脚悬空时，会启用器件。
FB	5	I	误差放大器反相输入。将一个分压器从输出端连接到该引脚，以设置输出电压。补偿网络连接在该引脚与 COMP 引脚之间。
GDRV	8	O	将功率 N 沟道 MOSFET 的栅极连接到此引脚。
GND	6	-	器件接地。
ISNS	7	I	电流检测引脚。在此引脚与 GND 之间外接一个电流检测电阻器。该引脚上的电压用于在控制环路中提供电流反馈并检测过流情况。当 ISNS 引脚电压超过过流阈值电压 (典型值为 150mV) 时，判定为过流状态。
RC	1	I	开关频率设置引脚。在 IC 电源的 RC 引脚与 VDD 之间连接一个电阻器，并在 RC 与 GND 之间连接一个电容器。
SS	2	I	软启动时间编程引脚。在 SS 引脚与 GND 之间连接电容器，用以配置转换器软启动时间。当电源处于过流状态时，该引脚还用作超时计时器。
VDD	10	I	系统输入电压。该引脚就近放置旁路电容器并连接至 GND。根据所需的斜率补偿量，该引脚可以连接到转换器输出端。有关更多详细信息，请参阅 节 8.1 部分。

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
输入电压	VDD	-0.3	52	V
	RC、SS、FB、DIS/EN	-0.3	10	
	ISNS	-0.3	8	
输出电压	COMP、BP、GDRV	-0.3	9	
T _J	工作结温	-40	150	°C
T _{stg}	贮存温度	-55	150	°C

(1) 超出**绝对最大额定值**下列出的值的应力可能会对器件造成永久损坏。这些仅为压力额定值，并不表示器件在这些条件下以及在**建议运行条件**以外的任何其他条件下能够正常运行。长时间处于绝对最大额定条件下可能会影响器件的可靠性。

6.2 ESD 等级

		值	单位
V _(ESD)	静电放电		V
	人体放电模型 (HBM), 符合 ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 标准 ⁽¹⁾	±1500	
	充电器件模型 (CDM), 符合 JEDEC 规范 JESD22-C101 ⁽²⁾	±1500	

(1) JEDEC 文件 JEP155 指出, 500V HBM 可通过标准 ESD 管控流程安全生产。

(2) JEDEC 文档 JEP157 指出: 250V CDM 能够在标准 ESD 控制流程下安全生产。

6.3 建议运行条件

		最小值	最大值	单位
V _{DD}	输入电压	4.5	52	V
T _J	工作结温	-40	125	°C

6.4 热性能信息

热指标 ⁽¹⁾		TPS40210	TPS40211	单位
		HVSSOP	VSON	
		10 引脚	10 引脚	
R _{θJA}	结至环境热阻	67.2	47.2	°C/W
R _{θJC(top)}	结至外壳 (顶部) 热阻	50.5	74.6	
R _{θJB}	结至电路板热阻	41.0	22.2	
ψ _{JT}	结至顶部特征参数	2.4	2.9	
ψ _{JB}	结至电路板特征参数	40.7	22.4	
R _{θJC(bot)}	结至外壳 (底部) 热阻	15.6	8.8	

(1) 有关新旧热指标的更多信息, 请参阅 *IC 封装热指标* 应用报告 [SPRA953](#)。

6.5 电气特性

$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C , $V_{DD} = 12V_{dc}$, 所有参数均在零功耗条件下测得 (除非另有说明)

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位	
电压基准							
V_{FB}	反馈电压范围	TPS40210	COMP = FB, $4.5 \leq V_{DD} \leq 52\text{V}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		693	700	707
		TPS40211	COMP=FB, $4.5 \leq V_{DD} \leq 52\text{V}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		254	260	266
		TPS40210	COMP = FB, $4.5 \leq V_{DD} \leq 52\text{V}$, $-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq 125^{\circ}\text{C}$		686	700	714
		TPS40211	COMP = FB, $4.5 \leq V_{DD} \leq 52\text{V}$, $-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq 125^{\circ}\text{C}$		250	260	270
输入电源							
V_{DD}	输入电压范围		4.5		52	V	
I_{DD}	工作电流	$4.5 \leq V_{DD} \leq 52\text{V}$, 无开关, $V_{DIS} < 0.8$		1.5	2.5	mA	
		$2.5 \leq V_{DIS} \leq 7\text{V}$		10	20	μA	
		$V_{DD} < V_{UVLO(ON)}$, $V_{DIS} < 0.8$				530	μA
欠压锁定							
$V_{UVLO(ON)}$	导通阈值电压		4.00	4.25	4.50	V	
$V_{UVLO(HYST)}$	UVLO 迟滞		140	195	240	mV	
振荡器							
f_{OSC}	振荡器频率范围 ⁽¹⁾		35		1000	kHz	
	振荡器频率	$R_{RC} = 182\text{k}\Omega$, $C_{RC} = 330\text{pF}$	260	300	340		
	频率线性调整	$4.5 \leq V_{DD} \leq 52\text{V}$	-20%		7%		
V_{SLP}	斜率补偿斜坡		520	620	720	mV	
PWM							
$t_{ON(min)}$	最小脉宽	$V_{DD} = 12\text{V}^{(1)}$		275	400	ns	
		$V_{DD} = 30\text{V}$		90	200		
$t_{OFF(min)}$	最短关断时间			170	200		
V_{VLY}	谷值电压			1.2		V	
软启动							
$V_{SS(OFST)}$	从 SS 引脚到误差放大器输入端的失调电压			700		mV	
$R_{SS(CHG)}$	软启动充电电阻		320	430	600	k Ω	
$R_{SS(DCHG)}$	软启动放电电阻		840	1200	1600		
误差放大器							
GBWP	单位增益带宽产品 ⁽¹⁾		1.5	3.0		MHz	
A_{OL}	开环增益 ⁽¹⁾		60	80		dB	
$I_{B(FB)}$	输入偏置电流 (流出 FB 引脚的电流)			100	300	nA	
$I_{COMP(SRC)}$	输出拉电流	$V_{FB} = 0.6\text{V}$, $V_{COMP} = 1\text{V}$	100	250		μA	
$I_{COMP(SNK)}$	输出灌电流	$V_{FB} = 1.2\text{V}$, $V_{COMP} = 1\text{V}$	1.2	2.5		mA	
过流保护							
$V_{ISNS(OC)}$	过流检测阈值 (在 ISNS 引脚端)	$4.5 \leq V_{DD} < 52\text{V}$, $-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq 125^{\circ}\text{C}$	120	150	180	mV	
D_{OC}	过流占空比 ⁽¹⁾				2%		
$V_{SS(RST)}$	过流复位阈值电压 (在 SS 引脚端)		100	150	350	mV	
T_{BLNK}	前缘消隐 ⁽¹⁾			75		ns	
电流检测放大器							

6.5 电气特性 (续)

$T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C , $V_{DD} = 12V_{dc}$, 所有参数均在零功耗条件下测得 (除非另有说明)

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
A_{CS}	电流检测放大器增益		4.2	5.6	7.2	V/V
$I_{B(ISNS)}$	输入偏置电流			1	3	μA
驱动器						
$I_{GDRV(src)}$	栅极驱动器拉电流	$V_{GDRV} = 4V, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	375	400		mA
$I_{GDRV(snk)}$	栅极驱动器灌电流	$V_{GDRV} = 4V, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	330	400		
线性稳压器						
V_{BP}	旁路电压输出	$0\text{mA} < I_{BP} < 15\text{mA}$	7	8	9	V
已禁用/已启用						
$V_{DIS(en)}$	导通电压		0.7		1.3	V
$V_{DIS(hys)}$	迟滞电压		25	130	220	mV
R_{DIS}	DIS 引脚下拉电阻		0.7	1.1	1.5	$\text{m}\Omega$

(1) 由设计确保。未经生产测试。

6.6 典型特性

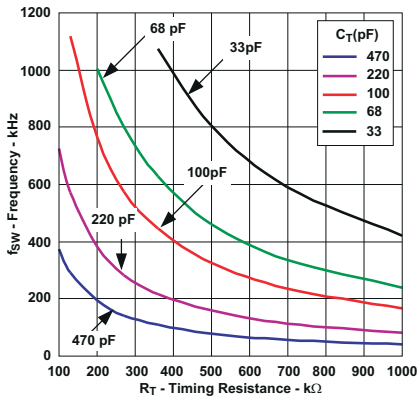


图 6-1. 频率与时序电阻间的关系

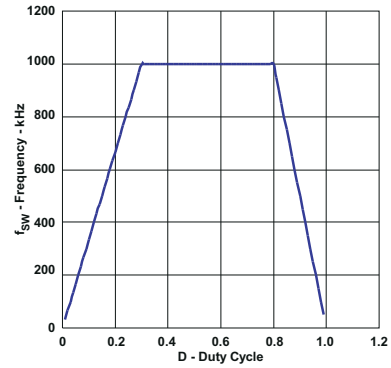


图 6-2. 开关频率与占空比间的关系

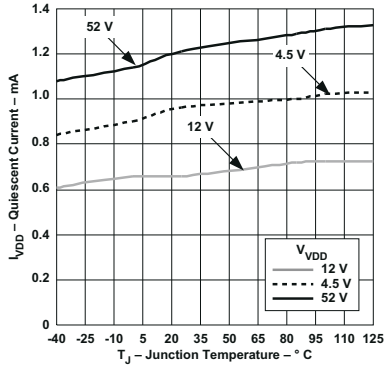


图 6-3. 静态电流与结温间的关系

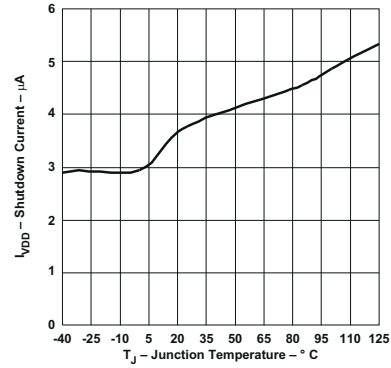


图 6-4. 关断电流与结温间的关系

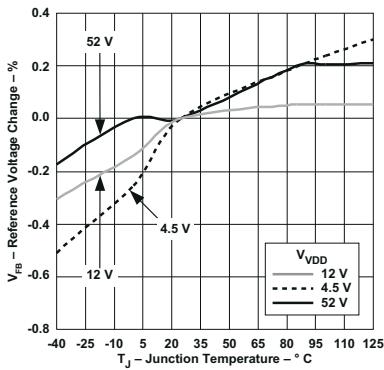


图 6-5. 基准电压变化与结温间的关系

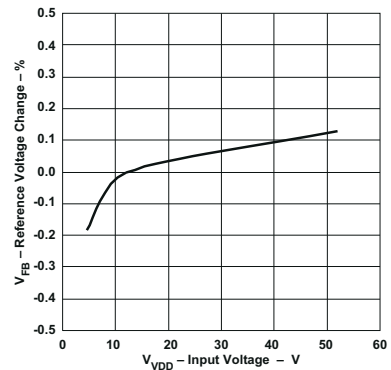


图 6-6. 基准电压变化与输入电压间的关系

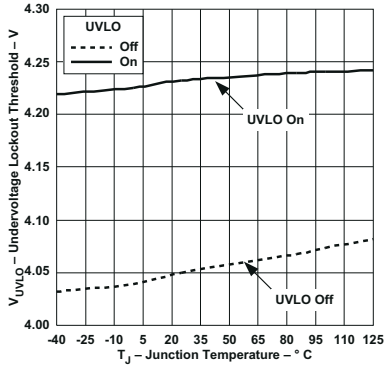


图 6-7. 欠压锁定阈值与结温间的关系

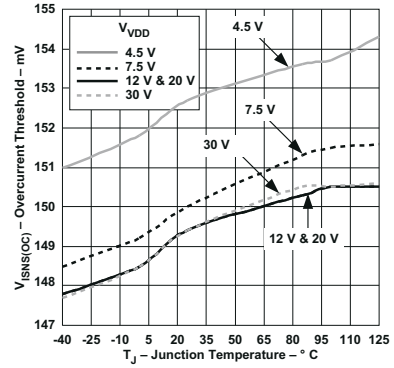


图 6-8. 过流阈值与结温间的关系

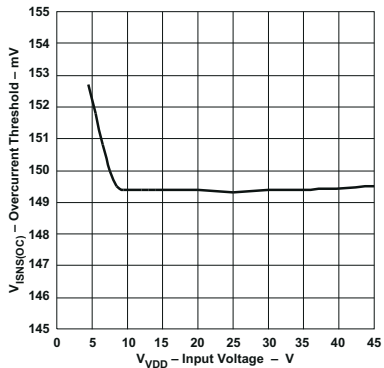


图 6-9. 过流阈值与输入电压间的关系

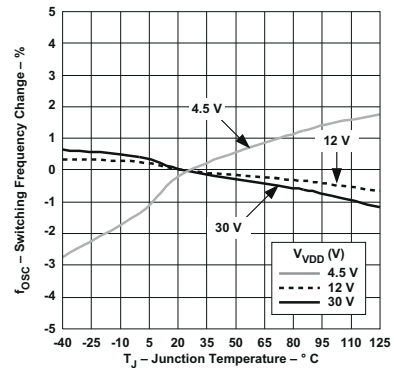


图 6-10. 开关频率变化与结温的关系

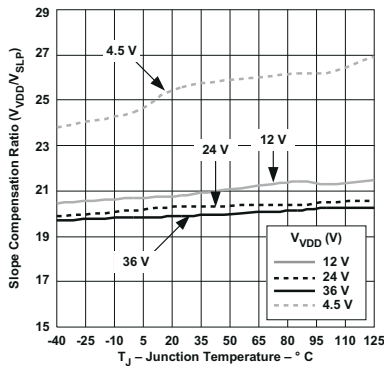


图 6-11. 振荡器幅值与结温间的关系

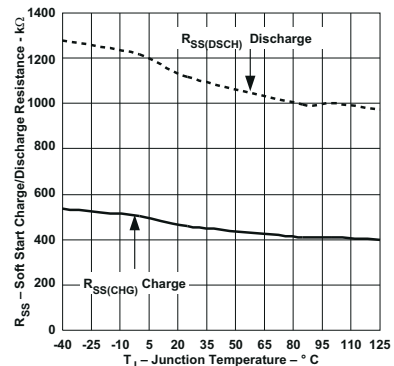


图 6-12. 软启动充/放电电阻与结温间的关系

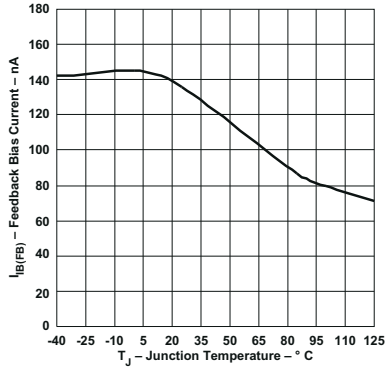


图 6-13. FB 偏置电流与结温间的关系

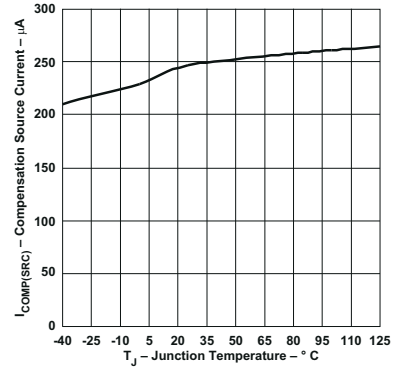


图 6-14. 补偿拉电流与结温之间的关系

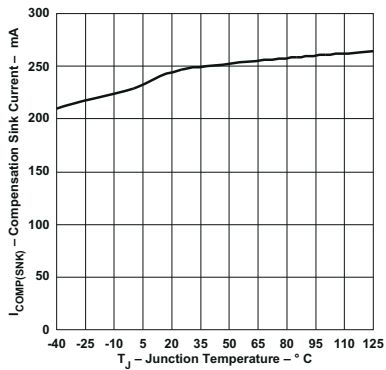


图 6-15. 补偿灌电流与结温间的关系

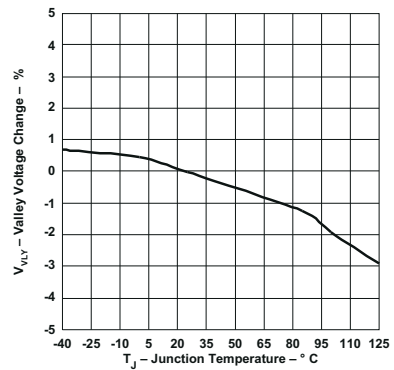


图 6-16. 谷值电压变化与结温间的关系

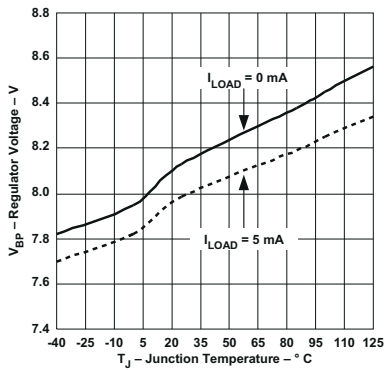


图 6-17. 稳压器电压与结温间的关系

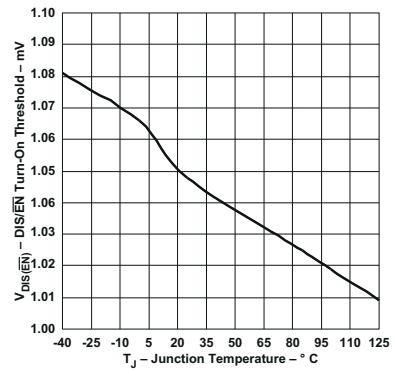


图 6-18. DIS/EN 导通阈值与结温间的关系

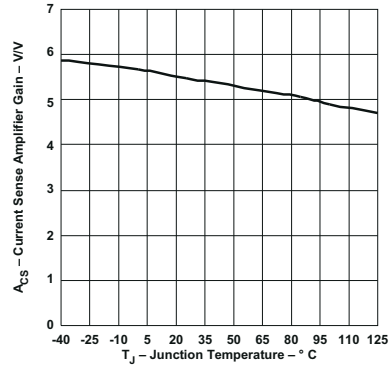


图 6-19. 电流检测放大器增益与结温间的关系

7 详细说明

7.1 概述

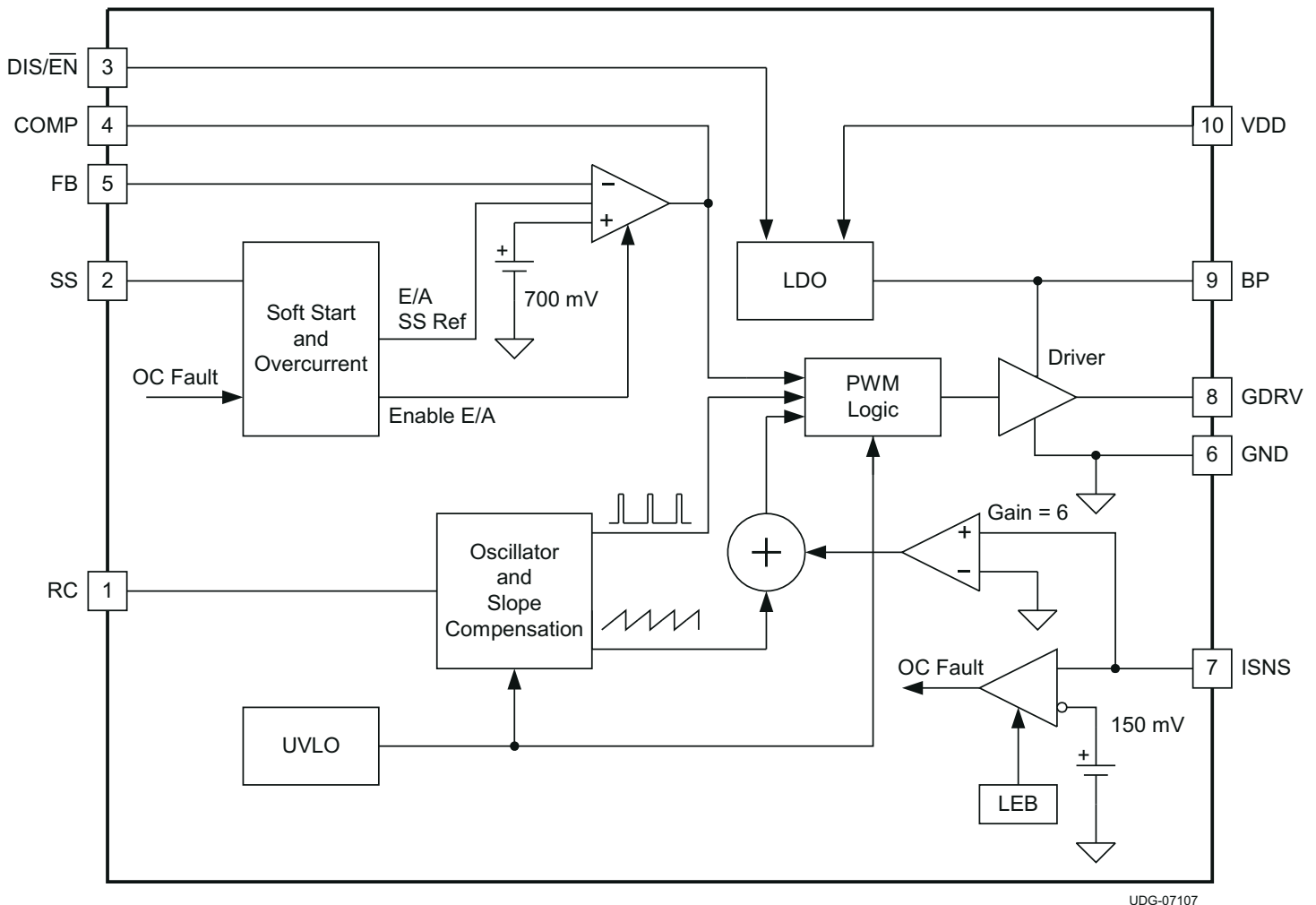
TPS4021x 是一款峰值电流模控制低侧控制器，内置 400mA 栅极驱动器，专为以固定频率驱动 n 沟道 MOSFET 而设计。频率调节范围为 35kHz 至 1000kHz。小尺寸与完整的功能相结合，使该器件适用性强又易于使用。

控制器使用与功率 MOSFET 的源极连接串联的低值电流检测电阻器来检测开关电流。当该电阻器上的压降超过 150mV 时，器件会进入断续故障模式，并且时间周期由外部软启动电容器决定。

TPS40210 采用电压反馈至误差放大器，放大器由高精度 700 mV 基准电压偏置。TPS40211 采用更低的 260mV 基准，可在 LED 驱动应用中实现更高的效率。内部斜率补偿可消除峰值电流模式控制在占空比达到或超过 50% 的情况下固有的次谐波不稳定问题。

TPS4021x 集成软启动功能，输出电压跟随缓升的软启动基准，抑制输出过冲。DIS/EN 会禁用 TPS40210，将其置于低静态电流关断模式。

7.2 功能方框图



7.3 特性说明

7.3.1 软启动

TPS40210 和 TPS40211 的软启动功能为闭环软启动，这意味着输出电压以线性斜坡方式爬升，与 SS 引脚产生的斜坡电压成正比。该斜坡由从 BP 引脚连接到 SS 引脚的内部电阻器以及从 SS 引脚连接到 GND 的外部电容器共同生成。SS 引脚电压 (V_{SS}) 经电平位移下降约 $V_{SS(ofst)}$ (大约 700mV) 后，送入误差放大器的其中一路同相输入端 “+” (多个同相输入 “+” 中，以电压最低的一路为准)。当该电平位移后的电压 (V_{SSE}) 在时间 t_1 开始上升时 (请参阅图 7-1)，控制器预期的输出电压也会随之上升。由于 V_{SSE} 起始电压接近 0V，因此控制器会尝试从零伏开始对输出电压进行调节。由于转换器架构的原因，该控制方式无法实现。输出电压实际起始值为输入电压减去二极管压降 ($V_{IN} - V_D$)，并从此电平开始爬升。输出电压开始上升的时刻 (t_2) 正是 V_{SSE} 斜坡电压超过临界值，使其对应输出电压超过 ($V_{IN} - V_D$) 的时刻。此电压电平标记为 $V_{SSE(1)}$ 。输出电压从理论零上升到最终调节值 (从 t_1 到 t_3) 所需的时间，由连接到 SS 引脚的电容器 (C_{SS}) 从高于 GND 的 $V_{SS(ofst)}$ 开始完成 700mV 范围爬升的耗时决定。

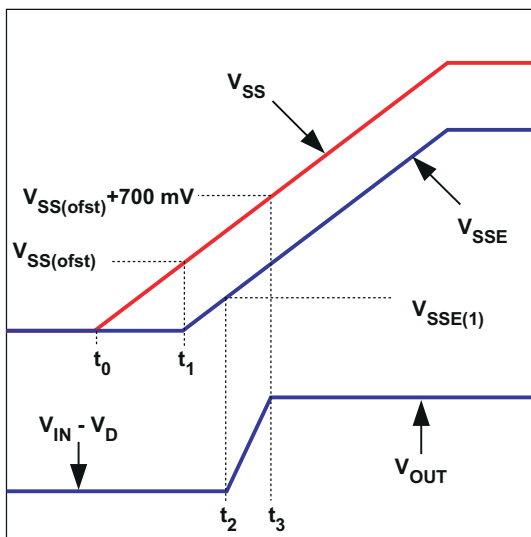


图 7-1. SS 引脚电压和输出电压

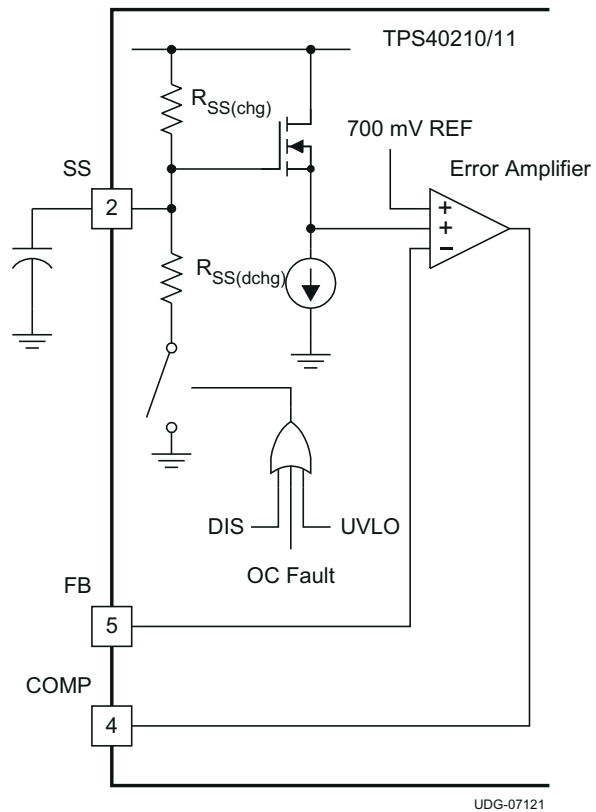


图 7-2. SS 引脚功能电路

图 7-1 中给定软启动时间 $t_3 - t_1$ 所需的电容，可通过方程式 1 计算得出。

$$C_{SS} = \frac{t_{SS}}{R_{SS} \times \ln \left(\frac{V_{BP} - V_{SS(ofst)}}{V_{BP} - (V_{SS(ofst)} + V_{FB})} \right)} \quad (1)$$

其中

- t_{SS} 是软启动时间，单位为秒
- $R_{SS(chg)}$ 是 SS 充电电阻，单位为 Ω ，通常为 500k Ω
- C_{SS} 是 SS 引脚上的电容器的值，单位为 F
- V_{BP} 是 BP 引脚上的电压值，单位为 V
- $V_{SS(ofst)}$ 是从 SS 引脚到误差放大器的近似电平位移（约 700mV）
- V_{FB} 是误差放大器基准电压，典型值为 700mV

请注意， t_{SS} 是输出电压从 0V 上升至最终输出电压所需的时间。另请注意 节 6.5 中提供的 $R_{SS(chg)}$ 。该电阻容差会导致输出上升时间存在偏差，设计必须预留裕量以抵消该影响。

另请注意 V_{BP} 。其值根据输入条件而变化。例如，采用缓慢上升输入运行的转换器会将 V_{BP} 初始化为相当低的值，并在整个启动阶段逐步升高。如果控制器的输入端电压高于 8V，并且 DIS 引脚用于停止然后重新启动转换器，则在整个启动序列中， V_{BP} 约为 8V。BP 上的电压越高，启动时间越短，反之，BP 上的电压越低，启动时间越长。

软启动时间 (t_{SS}) 必须合理取值，保证转换器平稳启动，避免启动阶段触发过流保护。由于过流状态是通过检测 ISNS 引脚上的峰值电压触发的，因此该电压必须保持在过流阈值电压 $V_{ISNS(oc)}$ 以下。ISNS 引脚上的电压由转换器负载电流、输出电压和输出电容的上升速率以及电流检测电阻器共同决定。转换器必须支持的总输出电流是输出电容器所需充电电流与启动期间必须提供的任何外部负载电流之和。该电流必须小于方程式 15 或方程式 16 中用于确定电流检测电阻器值的 $I_{OUT(oc)}$ 值（取决于转换器的工作模式）。在这些公式中，控制器达到最终输出电压时的实际输入电压是计算中需要使用的重要输入电压。如果输入电压缓慢上升并在启动时间结束时小于标称输入电压，则输出电流限制小于标称输入电压下的 $I_{OUT(oc)}$ 。必须减小输出电容器充电电流（减小 C_{OUT} 或增大 t_{SS} ），或者必须增加 $I_{OUT(oc)}$ 并计算新的 R_{ISNS} 值。

$$I_{C(chg)} = \left(\frac{C_{OUT} \times V_{OUT}}{t_{SS}} \right) \quad (2)$$

$$t_{SS} > \left(\frac{C_{OUT} \times V_{OUT}}{(I_{OUT(oc)} - I_{EXT})} \right) \quad (3)$$

其中

- $I_{C(chg)}$ 是输出电容器充电电流，单位为 A
- C_{OUT} 是总输出电容，单位为 F
- V_{OUT} 是输出电压，单位为 V
- t_{SS} 是根据方程式 1 得出的软启动时间
- $I_{OUT(oc)}$ 是目标过流触发点，单位为 A
- I_{EXT} 是任何外部负载电流，单位为 A

SS 引脚上的电容器 (C_{SS}) 也在过流功能中发挥作用。它用作重启尝试之间的计时器。只要控制器检测到过流情况，SS 引脚就会通过电阻器 $R_{SS(dchg)}$ 连接到 GND。开关动作会停止，并且在 SS 引脚放电至软启动复位阈值

$V_{SS(rst)}$ 之前不会发生任何其他情况。此时，允许 SS 引脚电容器通过充电电阻器 $R_{SS(chg)}$ 再次充电，并且控制器自此重新启动。最短重启间隔为 SS 引脚电压从 $V_{SS(ofst)}$ (约 700mV) 放电至 $V_{SS(rst)}$ (150mV)，再回升至 $V_{SS(ofst)}$ 并恢复开关动作的完整周期。实际上，这是一个保守估计，因为在 V_{SSE} 斜坡上升到所要求的输出电压大于控制器输出端的输出电压之前，开关动作不会恢复。这种情况在某个 SS 引脚电压大于 $V_{SS(ofst)}$ 时发生，并取决于在开关动作停止时，转换器输出过压上残余的电压。可以使用方程式 4、方程式 5 和方程式 6 计算最短重启时间。

$$t_{DCHG} = R_{SS(dchg)} \times C_{SS} \times \ln \left(\frac{V_{SS(ofst)}}{V_{SS(rst)}} \right) \quad (4)$$

$$t_{CHG} = R_{SS(chg)} \times C_{SS} \times \ln \left(\frac{(V_{BP} - V_{SS(rst)})}{(V_{BP} - V_{SS(ofst)})} \right) \quad (5)$$

$$t_{RSTRT(min)} = t_{CHG} + t_{DCHG} \quad (6)$$

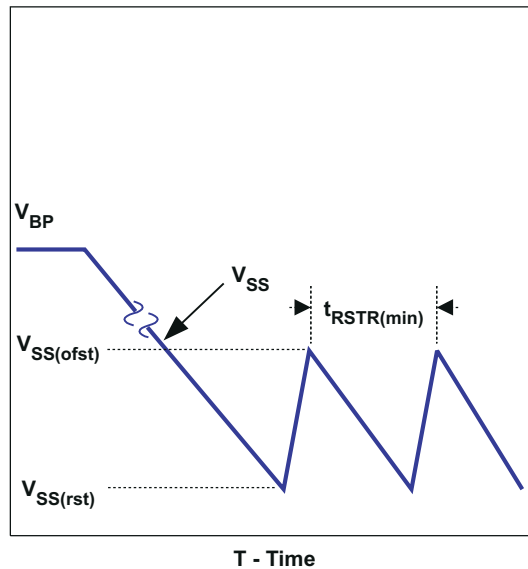


图 7-3. 过流期间的软启动

7.3.2 BP 稳压器

TPS40210 和 TPS40211 具有板载线性稳压器，可为控制器的内部电路（包括栅极驱动器）供电。该稳压器为 8V 标称输出电压，必须使用 $1\mu\text{F}$ 电容器进行旁路。如果 VDD 引脚电压低于 8V，BP 引脚电压也会同步降低，外部 FET 的栅极驱动电压将低于 8V 标称值。在为转换器选择 FET 时应考虑这一点。

可以将外部负载连接到此稳压器，但必须注意确保遵守器件的热额定值，因为此控制器没有热关断功能。超出热额定值会导致工作参数异常，并降低可靠性。当 BP 引脚外接负载时，控制器功耗会增加，并针对高达 5mA 负载电流的压降电压进行了测试。当控制器处于禁用状态时，BP 引脚稳压器也会关断，因此连接到该引脚的负载也会断电。当通过 DIS/ $\overline{\text{EN}}$ 引脚禁用控制器时，该稳压器也会关闭。

控制器总功耗的计算方式如下。总功率是 P_Q 、 P_G 和 P_E 之和。

$$P_Q = V_{VDD} \times I_{VDD(en)} \quad (7)$$

$$P_G = V_{VDD} \times Q_g \times f_{SW} \quad (8)$$

$$P_E = V_{VDD} \times I_{EXT} \quad (9)$$

其中

- P_Q 是器件的静态功率，单位为 W
- V_{DD} 是 VDD 引脚电压，单位为 V
- $I_{DD(en)}$ 是控制器使能但无开关动作时的静态电流，单位为 A
- P_G 是驱动 FET 栅极所耗散的功率，单位为 W
- Q_g 是 FET 在 BP 引脚电压下的总栅极电荷，单位为 C
- f_{SW} 是开关频率，单位为 Hz
- P_E 是 BP 引脚外部负载产生的功耗，单位为 W
- I_{EXT} 是外接负载电流，单位为 A

7.3.3 关断 (DIS/\overline{EN} 引脚)

DIS/\overline{EN} 引脚是控制器的高电平有效关断命令引脚。将该引脚拉至 1.2V 以上会导致控制器完全关断并进入低电流消耗状态。在此状态下，连接到 BP 引脚的稳压器关闭。该引脚内置 1.1mΩ 下拉电阻，引脚悬空时将保持 GND 电平。如果在应用中未使用此功能，则最好将此引脚连接到 GND。

7.3.4 最小导通时间和关断时间注意事项

TPS40210 的最短关断时间约为 200ns，最短导通时间为 300ns。这两个限制因素会限定给定输入至输出转换比下的工作频率。有关可用于给定占空比的最大频率，请参阅图 6-2。

转换器运行时的占空比取决于自身的运行模式。如果转换器在不连续导通模式下运行，占空比随负载的变化幅度，远大于连续导通模式。

在连续导通模式下，占空比主要与输入和输出电压相关。

$$\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \quad (10)$$

$$D = \left(1 - \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} \right) \right) \quad (11)$$

在非连续模式下，占空比与负载、输入和输出电压、电感量和开关频率均相关。

$$D = \frac{2 \times (V_{OUT} + V_D) \times I_{OUT} \times L \times f_{SW}}{(V_{IN})^2} \quad (12)$$

所有使用二极管作为续流或箝位元件的转换器，都存在一个负载电流水平，在该水平下它们会从不连续导通模式切换到连续导通模式。该临界点对应电感器电流恰好降至零的工况。负载电流大于临界值时，电感电流不会归零，持续正向流动，电流波形由三角波变为梯形波。结合一组转换器参数，可按以下方式确定断续导通与连续导通之间的负载临界值。

$$I_{OUT(crit)} = \frac{(V_{OUT} + V_D - V_{IN}) \times (V_{IN})^2}{2 \times (V_{OUT} + V_D)^2 \times f_{SW} \times L} \quad (13)$$

当负载大于方程式 13 计算结果时，占空比由方程式 11 确定；当负载小于方程式 13 计算结果时，占空比由方程式 12 确定。公式 1 至公式 4 中各变量定义如下。

- V_{OUT} 是转换器的输出电压，单位为 V
- V_D 是整流器或续流二极管上的正向导通压降，单位为 V
- V_{IN} 是转换器的输入电压，单位为 V
- I_{OUT} 是转换器的输出电流，单位为 A
- L 是电感值，单位为 H
- f_{SW} 是开关频率，单位为 Hz

7.3.5 设置振荡器频率

振荡器频率由连接到 TPS40210 RC 引脚的电阻器和电容器决定。电流经电阻对电容器充电，使电容电压升至约 $V_{DD}/20$ ，然后由 TPS40210 内部的晶体管放电。可通过图 6-1 或方程式 14，计算得到目标振荡频率所需的电阻器取值。

$$R_T = \frac{1}{5.8 \times 10^{-8} \times f_{SW} \times C_T + 8 \times 10^{-10} \times f_{SW}^2 + 1.4 \times 10^{-7} \times f_{SW} - 1.5 \times 10^{-4} + 1.7 \times 10^{-6} \times C_T - 4 \times 10^{-9} \times C_T^2} \quad (14)$$

其中

- R_T 是定时电阻，单位为 $k\Omega$
- f_{SW} 是开关频率，单位为 kHz
- C_T 是定时电容，单位为 pF

多数应用场景下，电容器取值 68pF ~ 120pF 可获得最优工作特性。电阻值也应限制在 100k Ω 到 1M Ω 之间。如果电阻值降至 100k Ω 以下，请减小电容器尺寸并根据目标频率重新计算电阻值。当电容容值低于 47pF 时，方程式 14 的计算精度会下降，需依靠经验实测方式微调定时器件参数，以达到目标开关频率。

7.3.6 同步振荡器

TPS40210 和 TPS40211 可与外部时钟源同步。图 7-4 显示了该振荡器的功能方框图。将振荡器与外部时钟同步时，RC 引脚必须拉至 150mV 以下并持续 20ns 或以上。外部时钟频率也必须高于转换器的自由运行频率。同步控制器时，如果 RC 引脚保持低电平的时间过长，则可能会发生运行不稳定的情况。RC 引脚保持低电平的最长时间为标称输出脉冲的 50% 或同步频率周期的 10%。如果外部时钟信号无法以足够低的占空比运行，进而无法限制 RC 引脚保持低电平的时间，则可以在同步 MOSFET 的栅极处添加一个电阻器和电容器。应将该电容器与 MOSFET 的栅极串联，以对同步信号的上升沿进行交流耦合。应在 MOSFET 的栅极与接地之间添加一个电阻器来关断 MOSFET。电容器和电阻器的典型值为 220pF 和 1k Ω 。

在占空比小于 50% 的情况下，可以使用从 RC 引脚连接到外部时钟的肖特基二极管来同步振荡器。二极管的阴极连接至 RC 引脚。振荡器的触发点由内部分压器设置，为输入电压的 1/20。时钟信号的振幅值必须大于此触发点。当时钟变为低电平时，它允许复位电流重新启动 RC 斜坡，从而将振荡器与外部时钟同步。该方案仅需一个元件，即可实现简易的时钟同步功能。

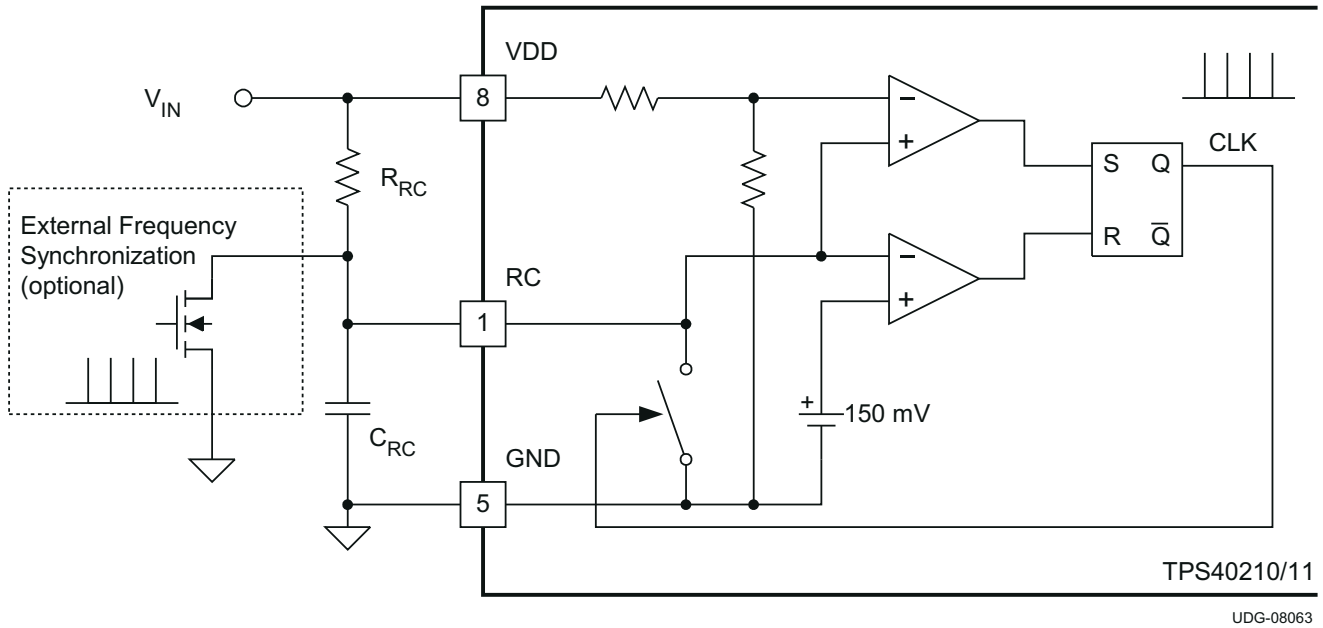


图 7-4. 振荡器功能图

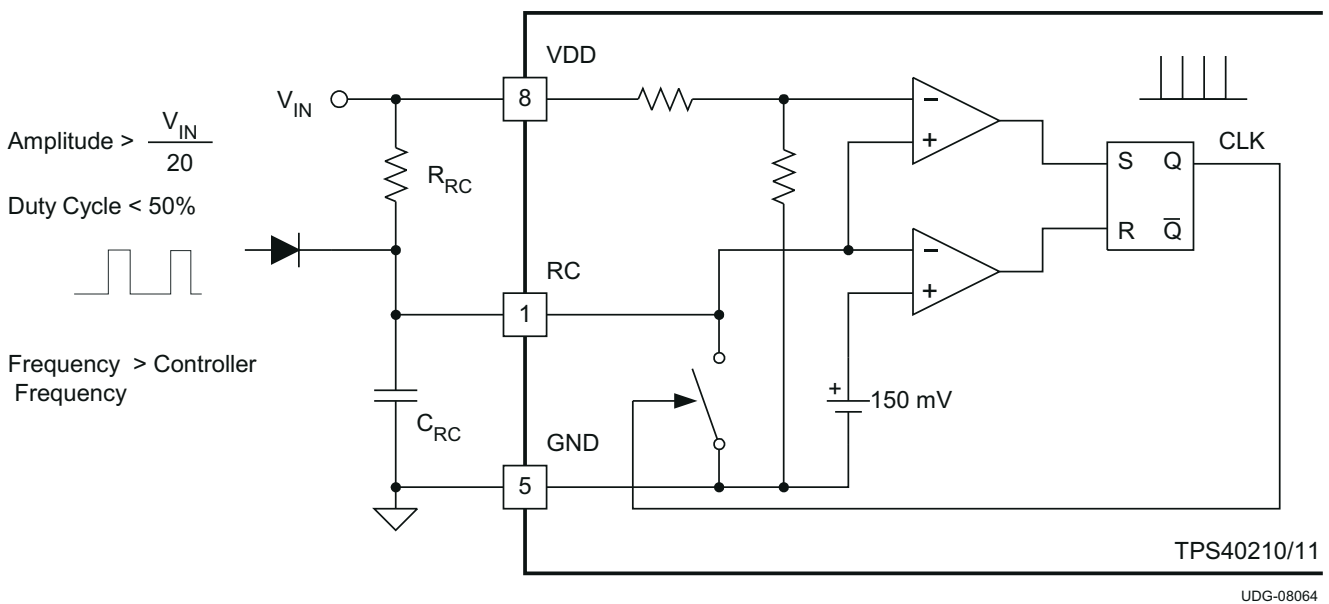


图 7-5. 二极管连接同步

7.3.7 电流检测和过流

TPS4021x 是一款电流模式控制器，使用与源极端子功率 FET 串联的电阻器同时为电流模式控制和过流保护提供电流检测信号。如果 ISNS 引脚上的电压超过 [节 6.5](#) 中提供的电流限制阈值电压 $V_{ISNS(oc)}$ ，该器件会进入电流限制状态。发生这种情况时，控制器通过相对较高的阻抗对 SS 电容器放电，然后尝试重新启动。导致这种情况发生的输出电流取决于转换器中的多项变量。

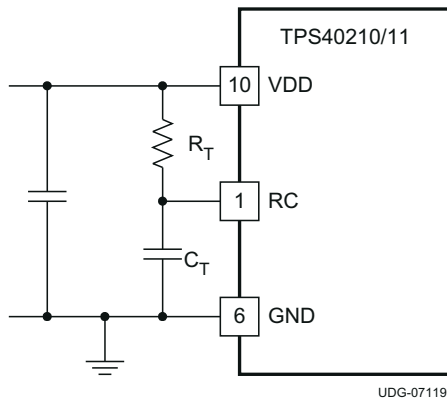


图 7-6. 振荡器元件

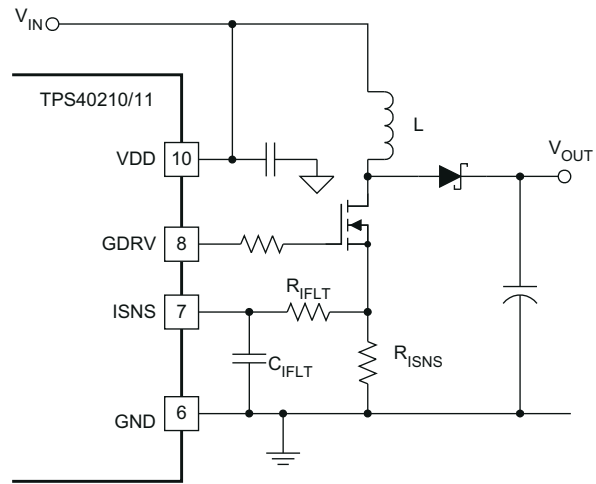


图 7-7. 电流检测元件

负载电流过流阈值依靠合理选配 R_{ISNS} 来设置。如果转换器在非连续模式下运行，可以通过 [方程式 15](#) 得出电流检测电阻器值。

$$R_{ISNS} = \frac{f_{SW} \times L \times V_{ISNS(oc)}}{\sqrt{2 \times L \times f_{SW} \times I_{OUT(oc)} \times (V_{OUT} + V_D - V_{IN})}} \quad (15)$$

如果转换器在连续导通模式下运行，可以通过 [方程式 16](#) 计算 R_{ISNS} 。

$$R_{ISNS} = \frac{V_{ISNS}}{\left(\frac{I_{OUT}}{1-D}\right) + \left(\frac{I_{RIPPLE}}{2}\right)} = \frac{V_{ISNS}}{\left(\frac{I_{OUT}}{(1-D)}\right) + \left(\frac{D \times V_{IN}}{2 \times f_{SW} \times L}\right)} \quad (16)$$

其中

- R_{ISNS} 是电流检测电阻器的值，单位为 Ω
- $V_{ISNS(oc)}$ 是 ISNS 引脚上的过流阈值电压（取自电气规格表）
- D 是占空比（取自 [方程式 11](#)）
- f_{SW} 是开关频率，单位为 Hz
- V_{IN} 是功率级的输入电压，单位为 V（参阅正文）
- L 是电感器的值，单位为 H
- $I_{OUT(oc)}$ 是目标过流触发点，单位为 A
- V_D 是 [图 7-7](#) 中的二极管压降

TPS40210 和 TPS40211 具有固定的欠压锁定 (UVLO)，允许控制器以 4.25V 的典型输入电压启动。如果输入电压缓慢上升，转换器完成稳压时，实际输入电压可能低于其设计的标称输入电压。因此，这会降低视在电流限制负载电流值，在选择 R_{ISNS} 时必须考虑这一点。用于计算 R_{ISNS} 的 V_{IN} 值必须是转换器启动完成后的稳定工作电压值。转换器启动阶段的总输出电流是外部负载电流与为输出电容器充电所需的电流之和。有关计算所需输出电容器充电电流的信息，请参阅本数据表的 [节 7.3.1](#) 部分。

标准升压转换器的拓扑不具备限流能力，在转换器输出发生短路故障时无法限制从输入端到输出端的电流。如要针对这种类型的事件提供保护，需要使用一些次级保护方案（例如保险丝）或依靠上游电源的电流限制。

7.3.8 电流检测和次谐波不稳定性

峰值电流模式控制存在固有特性，会引发电流环路不稳定问题。这会导致来自脉宽调制器的长短脉冲交替出现。电压环路保持稳定并且不会振荡，但输出纹波电压会增加。仅当转换器在连续导通模式下运行且占空比为 50% 或更高时，才会发生这种情况。该情况产生的原因详见 [电流模式转换器的建模、分析和补偿应用报告](#)。这种情况的解决方案是将振荡器的补偿斜坡施加到进入脉宽调制器的信号。在 TPS40210 和 TPS40211 中，振荡器斜坡以固定幅值施加到脉宽调制器。该斜坡的斜率由 [方程式 17](#) 给出。

$$s_e = f_{SW} \times \left(\frac{V_{VDD}}{20} \right) \quad (17)$$

为确保转换器不会进入次谐波不稳定状态，补偿斜坡信号的斜率必须至少为电流斜坡信号下降斜率的二分之一。由于补偿斜坡在 TPS40210 和 TPS40211 中是固定的，因此这会限制电流检测电阻器的选型。

在脉宽调制器处形成的电流检测波的下降斜率详见 [方程式 18](#)。

$$m2 = \frac{A_{CS} \times R_{ISNS} \times (V_{OUT} + V_D - V_{IN})}{L} \quad (18)$$

斜率补偿斜坡必须至少为脉宽调制器端电流检测波形下降斜率的二分之一并且最好是与之相等，因此，在连续模式下以 50% 或更高占空比运行时，电流检测电阻器存在最大值。出于设计目的，应对电流检测电阻器的实际值预留一些裕量。初始设计建议所选的实际电阻器值应小于或等于 [方程式 19](#) 中计算值的 80%。该公式计算的电阻值，对应补偿斜坡斜率恰好为电流下降斜率二分之一的临界工况。取值不大于该计算结果的 80% 均可接受。

$$R_{ISNS(max)} = \frac{V_{VDD} \times L \times f_{SW}}{60 \times (V_{OUT} + V_D - V_{IN})} \quad (19)$$

其中

- s_e 是施加到脉宽调制器的电压补偿斜坡的斜率，单位为 V/s
- f_{SW} 是开关频率，单位为 Hz
- V_{DD} 是 VDD 引脚上的电压，单位为 V
- $m2$ 是脉宽调制器处电流检测波形的下降斜率，单位为 V/s
- R_{ISNS} 是电流检测电阻器的值，单位为 Ω
- V_{OUT} 是转换器输出电压 V_{IN} 是转换器功率级输入电压
- V_D 是 [图 7-7](#) 中的二极管压降

通过将 VDD 引脚连接到转换器的输出电压而不是输入电压，可以增加电压补偿斜坡斜率，如 [图 7-7](#) 所示。该方案适用于转换器设计需要较大的纹波电流值，且相对存在目标输出电流限制的情况。

备注

将 VDD 引脚连接到转换器的输出电压会影响转换器的启动电压，因为控制器欠压锁定 (UVLO) 电路会监控 VDD 引脚，并在启动前检测减去二极管压降后的输入电压。其效果是抬高系统启动电压，抬高幅度等于二极管压降。

如果无合适阻值的 R_{ISNS} ，可选用高一档阻值电阻，通过将另一个电阻器与 C_{IFLT} 端并联，对采样信号分压，将幅值衰减至合理范围。

7.3.9 电流检测滤波

大多数情况下，放置在 ISNS 引脚上的小型滤波器会提高转换器的性能。对应元件是图 7-7 中的 R_{IFLT} 和 C_{IFLT} 。该滤波器的时间常数应约为转换器标称脉冲宽度的 10%。脉冲宽度可通过方程式 20 计算求得。

$$t_{ON} = \frac{D}{f_{SW}} \tag{20}$$

那么建议的时间常数为

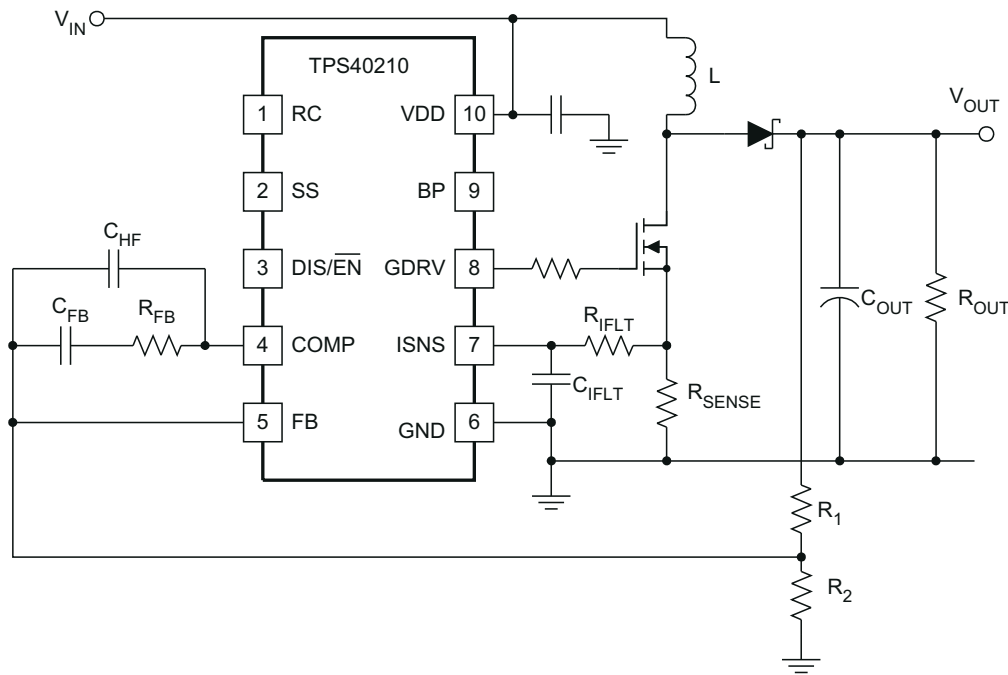
$$R_{IFLT} \times C_{IFLT} = 0.1 \times t_{ON} \tag{21}$$

为了获得最佳结果， R_{IFLT} 的范围应介于大约 $1k\Omega$ 与 $5k\Omega$ 之间。可以使用更大的参数取值，但这会超出必要程度地抬高 ISNS 引脚连接端的阻抗，并且在部分布局中，可能引发噪声拾取相关问题。 C_{IFLT} 应尽可能靠近 ISNS 引脚，提升防噪性能。

7.3.10 控制环路注意事项

TPS4021x 拥有两种控制环路设计方案。第一种为优先推荐方案（具备相关设备时），借助频率响应分析仪，测量调制器与功率级的开环增益，再据此设计匹配的补偿网络。此类工具的此项应用方法已在工具配套资料中详细说明，本文不再赘述。

第二种方案，先初步选定补偿参数，再评估系统瞬态响应，以此判断该补偿方案是否满足应用要求。对于大多数系统，只需在 COMP 引脚与 FB 引脚之间放置一个串联电阻器和电容器（ R_{FB} 和 C_{FB} ），即可获得足够的响应，如图 7-8 所示。借助 WEBENCH® 或利用平均 Spice 模型仿真调制器与功率级开环增益，可更准确地进行补偿参数的初步选择。



UDG-07177

图 7-8. 基础补偿网络

升压输出电路常用电容的固有相位特性，结合电流模式控制方式，搭配该类补偿网络可提供充足的相位裕度。为确定补偿方案的初始设计起点，在估算控制至输出增益时，必须考虑目标交越频率。所使用的模型是一个电流源，连接到输出电容器和负载。

使用这些公式时，环路带宽不应超过开关频率 f_{SW} 的 20%。更为合理的环路带宽应为开关频率的 10%。务必在预期负载范围内评估转换器的瞬态响应，以确保运行状态达标。

$$|K_{CO}| = g_M \times |Z_{OUT}(f_{CO})| \quad (22)$$

$$g_M = \frac{0.13 \times \sqrt{L \times \frac{f_{SW}}{R_{OUT}}}}{(R_{ISNS})^2 \times (120 \times R_{ISNS} + L \times f_{SW})} \quad (23)$$

$$|Z_{OUT}| = R_{OUT} \times \sqrt{\frac{(1 + (2\pi \times f_L \times R_{ESR} \times C_{OUT})^2)}{1 + ((R_{OUT})^2 + 2 \times R_{OUT} \times R_{ESR} + (R_{ESR})^2) \times (2\pi \times f_L \times C_{OUT})^2}} \quad (24)$$

其中

- K_{CO} 是转换器的控制至输出增益，单位为 V/V
- g_M 是功率级和调制器的跨导，单位为 S
- R_{OUT} 是输出负载等效电阻，单位为 Ω
- Z_{OUT} 是包含输出电容在内的输出阻抗，单位为 Ω
- R_{ISNS} 是电流检测电阻器的值，单位为 Ω
- L 是电感器的值，单位为 H
- C_{OUT} 是输出电容的值，单位为 F
- R_{ESR} 是 C_{OUT} 的等效串联电阻，单位为 Ω
- f_{SW} 是开关频率，单位为 Hz
- f_L 是控制环路的目标交越频率，单位为 Hz

这些公式假设工作在断续导通模式且负载为纯电阻。连续导通模式下的增益可通过在 [方程式 23](#) 中代入转换器临界导通电流对应的电阻值来计算。电流源特性类负载提供的增益略高于本文预测。如需确定带宽 f_L 的控制环路所需的补偿网络增益，请取 [方程式 22](#) 计算结果的倒数。

$$K_{COMP} = \frac{1}{|K_{CO}|} \quad (25)$$

误差放大器的 GBWP 只能保证至少为 1.5MHz。如果 K_{COMP} 乘以 f_L 大于 750kHz，需降低所需的环路交越频率直到满足该条件。这可以确保在设置了补偿网络的情况下，误差放大器响应的高频极点不会导致 f_L 处出现过大的相位滞后，也不会降低环路中的相位裕度。

从 COMP 连接到 FB 的 RC 网络会在补偿响应中引入一个零点。该零点应该大约为所需交越频率 f_L 的 1/10。在这种情况下， R_{FB} 和 C_{FB} 可通过 [方程式 26](#) 和 [方程式 27](#) 计算得出。

$$R_{FB} = \frac{R1}{|K_{CO}|} = R1 \times K_{COMP} \quad (26)$$

$$C_{FB} = \frac{10}{2\pi \times f_L \times R_{FB}} \quad (27)$$

其中

- R_1 是图 7-8 中的高侧反馈电阻器值，单位为 Ω
- f_L 是环路目标交越频率，单位为 Hz

虽非强制设计要求，但建议在 COMP 与 FB 之间增设一个电容器，以抑制控制环路中的高频噪声。该电容器在补偿响应中引入了另一个极点。极点频率的允许位置决定了该电容器值。初始设计建议极点频率应为 $10 \times f_L$ 。 C_{HF} 的值可通过方程式 28 计算得出。

$$C_{HF} = \frac{1}{20\pi \times f_L \times R_{FB}} \quad (28)$$

虽然误差放大器 GBWP 通常较高，但下限为 1.5MHz。如果 $10 \times K_{Comp} \times f_L > 1.5\text{MHz}$ ，误差放大器增益带宽积可能会限制系统高频响应，使其性能不及高频电容器。为保持高频增益平稳衰减，可通过方程式 29 计算 C_{HF} 。

$$C_{HF} = \frac{1}{2\pi \times 1.5 \times (10)^6 \times R_{FB}} \quad (29)$$

其中

- C_{HF} 是高频衰减电容器值，单位为 F
- R_{FB} 是中频增益设定电阻器值，单位为 Ω

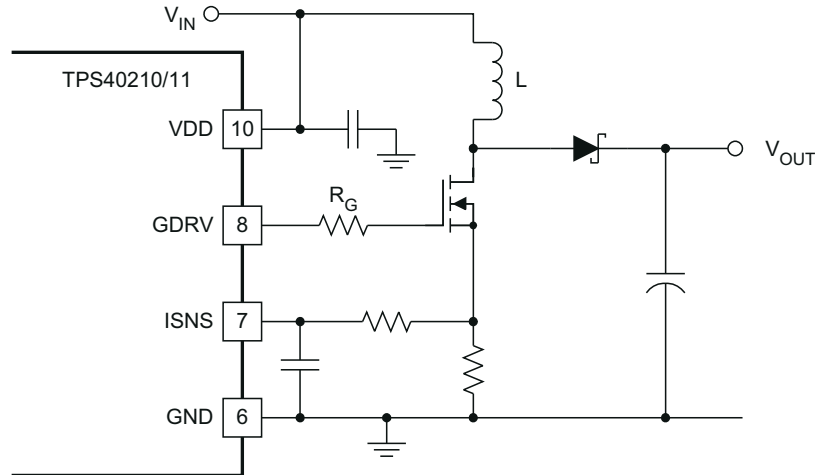
7.3.11 栅极驱动电路

在部分应用场景中，在 GDRV 引脚与开关 MOSFET 栅极之间串联一颗电阻，可优化电路工作性能。对于负载调整率要求严苛（低于 0.75%）、输入电压大于 5V，或是对断续导通模式下脉冲抖动敏感的应用，建议增设该栅极电阻器。该电阻器的推荐初始取值可由方程式 30 计算得出。

$$R_G = \frac{105}{Q_G} \quad (30)$$

其中

- Q_G 是 MOSFET 在 V_{GS} 为 8V 条件下的总栅极电荷，单位为 nC
- R_G 是建议的栅极电阻初始值，单位为 Ω

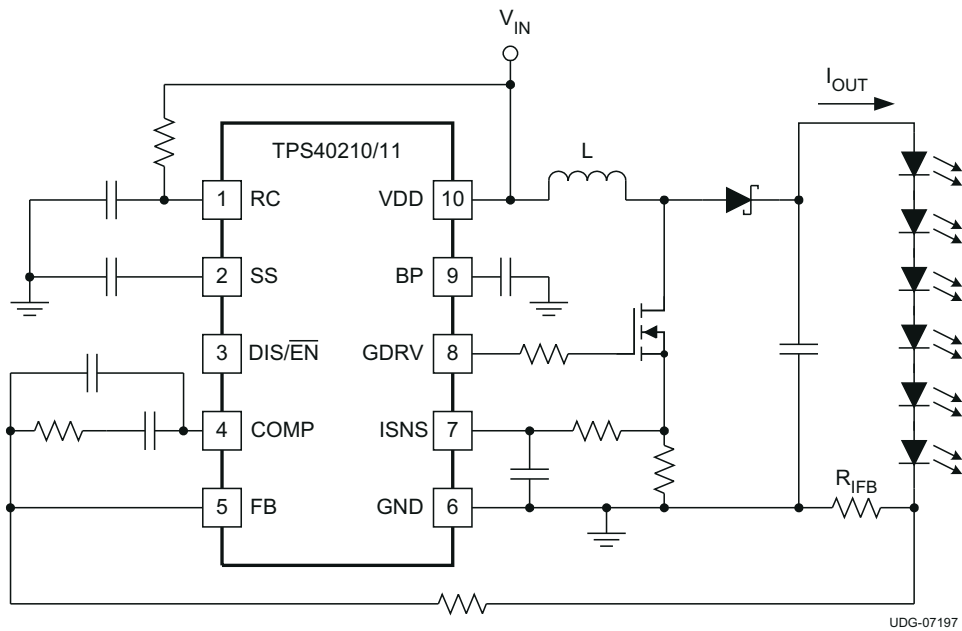


UDG-07196

图 7-9. 栅极驱动电阻器

7.3.12 TPS40211

TPS40210 和 TPS40211 之间的唯一区别是误差放大器用于调节输出电压的基准电压。TPS40211 使用 260mV 基准，适用于输出实际上是电流而非稳定电压的应用。这种类型的典型应用示例就是 LED 驱动器。示例原理图如图 7-10 所示。



UDG-07197

图 7-10. 典型 LED 驱动原理图

LED 灯串中的电流通过电阻器 R_{ISNS} 选型来设定，如方程式 31 所示。

$$R_{IFB} = \frac{V_{FB}}{I_{OUT}}$$

(31)

其中

- R_{IFB} 是 LED 串电流检测电阻器的值，单位为 Ω
- V_{FB} 是 TPS40211 的基准电压，单位为 V (典型值 0.260V)
- I_{OUT} 是 LED 灯串的目标直流电流，单位为 A

7.4 器件功能模式

7.4.1 在最低输入电压附近工作

TPS4021x 设计用于在高于 4.5V 的输入电压下运行。典型的 V_{DD} UVLO 阈值为 4.25V，且该器件可在低至 UVLO 电压的输入电压下运行。当输入电压低于实际 UVLO 电压时，该器件不再开关。当 V_{VDD} 超过 UVLO 阈值时，器件将变为活动状态。开关动作被使能，软启动序列随即开始执行。TPS4021x 将以 SS 引脚上的外部电容器所确定的速率斜升输出电压。

7.4.2 通过 $\overline{DIS/EN}$ 引脚实现运行

$\overline{DIS/EN}$ 引脚具有 1.2V 的典型阈值，可用于禁用 TPS4021x。当 $\overline{DIS/EN}$ 引脚被强制拉至该阈值电压以上时，器件将被关断禁用，开关操作受到禁止；即便 V_{VDD} 电压高于自身 UVLO 阈值，该关断状态依然生效。 $\overline{DIS/EN}$ 引脚阈值上的迟滞提供了一个 1.05V 的典型导通阈值。如果 $\overline{DIS/EN}$ 悬空或在 V_{VDD} 高于其 UVLO 阈值时被拉至 1.05V 阈值以下，则器件变为活动状态。开关动作被使能，软启动序列随即开始执行。TPS4021x 将按照软启动引脚外接电容所决定的变化速率，逐步抬升输出电压。

8 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。

8.1 应用信息

TPS4021x 是一款输入电压范围 4.5 V 至 52 V 的低侧控制器，内部集成栅极驱动器，用于驱动低侧 N 沟道 MOSFET。该器件通常用于升压拓扑，可将较低的直流电压转换为较高的直流电压，其峰值电流限制由外部电流检测电阻决定。它还可配置为 SEPIC、反激式和 LED 驱动器应用。在电流更高的应用中，最大电流还会受到外部 MOSFET 和整流二极管开关的热性能的限制。请遵循下述设计流程，完成 TPS4021x 外部器件的选型。本设计流程以 TPS40210 为例，示范典型升压稳压电路的设计过程。或者，也可以使用 WEBENCH 软件生成完整设计。生成设计时，WEBENCH 软件采用一种迭代设计过程并访问综合元件数据库。

8.2 典型应用

8.2.1 12V 至 24V 非同步升压稳压器

以下示例说明了使用 TPS40210 控制器的 12V 至 24V 非同步升压稳压器的设计过程和元件选型。

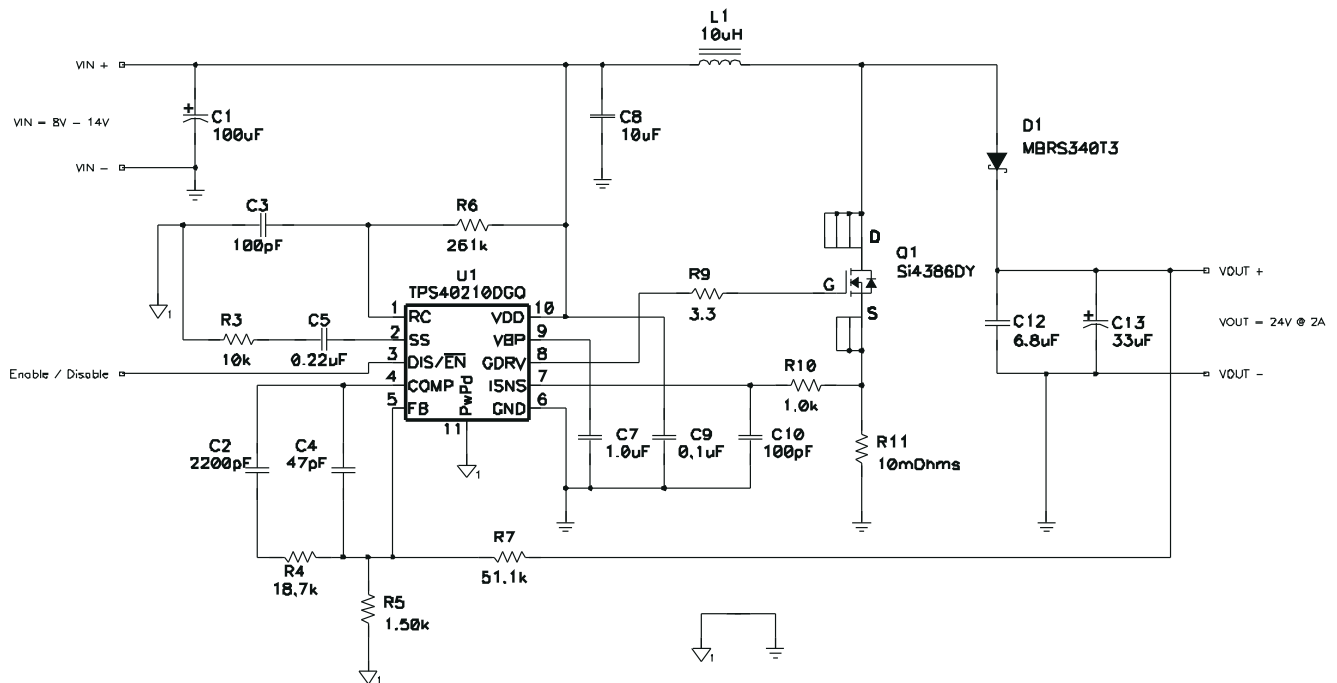


图 8-1. TPS40210 设计示例 — 12V 至 24V , 2A

8.2.1.1 设计要求

表 8-1. TPS40210 设计示例规格

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性						
V_{IN}	输入电压		8	12	14	V
I_{IN}	输入电流		4.4			A
	空载输入电流		0.05			
$V_{IN(UVLO)}$	输入欠压闭锁		4.5			V
输出特性						
V_{OUT}	输出电压		23.5	24.0	24.5	V
	线路调整		1%			
	负载调整		1%			
$V_{OUT(ripple)}$	输出电压纹波		500			mV _{PP}
I_{OUT}	输出电流	$8V \leq V_{IN} \leq 14V$	0.1	1	2.0	A
I_{OCP}	输出过流启动点		3.5			
	瞬态响应					
ΔI	负载阶跃		1			A
	负载压摆率		1			A/ μ s
	过冲阈值电压		500			mV
	趋稳时间		5			ms
系统特性						
f_{SW}	开关频率		600			kHz
η_{PK}	峰值效率	$V_{IN} = 12V$	95%			
η	满负载效率	$V_{IN} = 12V, I_{OUT} = 2A$	94%			
T_{OP}	工作温度范围	$8V \leq V_{IN} \leq 14V, I_{OUT} \leq 2A$	25			$^{\circ}C$
机械尺寸						
W	宽度		1.5			英寸
L	长度		1.5			
h	高度		0.5			

8.2.1.2 详细设计过程

8.2.1.2.1 使用 WEBENCH 工具定制设计方案

[点击此处](#)，使用 TPS40210 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计。

- 首先，输入您的 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 I_{OUT} 要求。
- 使用优化器拨盘优化效率、封装和成本等关键设计参数并将您的设计与德州仪器 (TI) 的其他可行解决方案进行比较。
- WEBENCH Power Designer 提供一份定制原理图以及罗列实时价格和元件供货情况的物料清单。
- 大多数情况下，您还可以：
 - 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导出至常用 CAD 格式；
 - 打印设计方案的 PDF 报告并与同事共享。
- 有关 WEBENCH 工具的详细信息，请访问 www.ti.com/webench。

8.2.1.2.2 占空比估算

主开关 MOSFET 的占空比可使用 [方程式 32](#) 和 [方程式 33](#) 进行估算。

$$D_{\text{MIN}} \approx \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(max)}} + V_{\text{FD}}}{V_{\text{OUT}} + V_{\text{FD}}} = \frac{24\text{V} - 14\text{V} + 0.5\text{V}}{24\text{V} + 0.5\text{V}} = 42.9\% \quad (32)$$

$$D_{\text{MAX}} \approx \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(min)}} + V_{\text{FD}}}{V_{\text{OUT}} + V_{\text{FD}}} = \frac{24\text{V} - 8\text{V} + 0.5\text{V}}{24\text{V} + 0.5\text{V}} = 67.3\% \quad (33)$$

以肖特基整流二极管正向压降 (V_{FD}) 估算值 0.5V 代入计算, 近似占空比为 42.9% (最小值) 至 67.3% (最大值)。

8.2.1.2.3 电感器选型

所选峰峰值纹波为最大输入电流的 30%。

$$I_{\text{RIPPLE(max)}} = 0.3 \times \frac{I_{\text{OUT(max)}}}{1 - D_{\text{MIN}}} = 0.3 \times \frac{2}{1 - 0.429} = 1.05\text{A} \quad (34)$$

最小电感器尺寸可以使用 [方程式 35](#) 来估算。

$$L_{\text{MIN}} \approx \frac{V_{\text{IN(max)}}}{I_{\text{RIPPLE(max)}}} \times D_{\text{MIN}} \times \frac{1}{f_{\text{SW}}} = \frac{14\text{V}}{1.05\text{A}} \times 0.429 \times \frac{1}{600\text{kHz}} = 9.5\mu\text{H} \quad (35)$$

选取更大一档标准电感值 10 μH 。标称和最小 V_{IN} 的纹波电流可通过 [方程式 36](#) 和 [方程式 37](#) 进行估算。

$$I_{\text{RIPPLE}(V_{\text{in typ}})} \approx \frac{V_{\text{IN}}}{L} \times D \times \frac{1}{f_{\text{SW}}} = \frac{12\text{V}}{10\mu\text{H}} \times 0.50 \times \frac{1}{600\text{kHz}} = 1.02\text{A} \quad (36)$$

$$I_{\text{RIPPLE}(V_{\text{in min}})} \approx \frac{V_{\text{IN}}}{L} \times D \times \frac{1}{f_{\text{SW}}} = \frac{8\text{V}}{10\mu\text{H}} \times 0.673 \times \frac{1}{600\text{kHz}} = 0.90\text{A} \quad (37)$$

最坏工况峰峰值纹波电流出现在 50% 占空比 ($V_{\text{IN}} = 12.25\text{V}$) 下, 估算值为 1.02A。电感器的最坏情况 RMS 电流可通过 [方程式 38](#) 近似计算得出。

$$I_{\text{Lrms}} = \sqrt{\left(I_{\text{L(avg)}}\right)^2 + \left(\frac{1}{2}I_{\text{RIPPLE}}\right)^2} \approx \sqrt{\left(\frac{I_{\text{OUT(max)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}\right)^2 + \left(\frac{1}{2}I_{\text{RIPPLE}(V_{\text{INmin}})}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2}{1 - 0.673}\right)^2 + \left(\left(\frac{1}{2}\right) \times 0.90\text{A}\right)^2} = 6.13\text{Arms} \quad (38)$$

最坏情况下的 RMS 电感器电流为 6.13Arms。峰值电感器电流根据 [方程式 39](#) 估算得出。

$$I_{\text{Lpeak}} \approx \frac{I_{\text{OUT(max)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} + \left(\frac{1}{2}\right)I_{\text{RIPPLE}(V_{\text{in min}})} = \frac{2}{1 - 0.673} + \left(\frac{1}{2}\right)0.90 = 6.57\text{A} \quad (39)$$

必须选用最小 RMS 电流额定值为 6.13A 且最小饱和电流额定值为 6.57A 的 10 μH 电感器。这里选用了 TDK RLF12560T-100M-7R5 7.5A 10 μH 电感器。

该电感器功率耗散通过 [方程式 40](#) 进行估算。

$$P_L \approx (I_{Lrms})^2 \times DCR \quad (40)$$

TDK RLF12560T-100M-7R5 12.4mΩ DCR 的功耗为 466mW。

8.2.1.2.4 整流器二极管选型

采用低正向压降肖特基二极管作为整流二极管，以降低其功率耗散并提高效率。考虑开关节点电压振铃，对 V_{OUT} 做 80% 降额设计，整流二极管的最小反向击穿电压由 [方程式 41](#) 计算得出。

$$V_{(BR)R(\min)} \geq \frac{V_{OUT}}{0.8} = 1.25 \times V_{OUT} = 1.25 \times 24V = 30V \quad (41)$$

二极管的反向击穿电压必须大于 30V。整流二极管的峰值电流和平均电流可通过 [方程式 42](#) 和 [方程式 43](#) 估算。

$$I_{D(\text{avg})} \approx I_{OUT(\text{max})} = 2A \quad (42)$$

$$I_{D(\text{peak})} = I_{L(\text{peak})} = 6.57A \quad (43)$$

二极管中的功率耗散通过 [方程式 44](#) 进行估算。

$$P_{D(\text{max})} \approx V_{FD} \times I_{D(\text{avg})} = 0.5V \times 2A = 1W \quad (44)$$

对于此设计，最大功率耗散估算为 1W。在考虑 30V 和 40V 肖特基二极管时，选择了采用 SMC 封装的 40V 3A 规格 MBRS340T3 二极管。该二极管在 6A 电流下正向压降为 0.48V，因此导通功耗约 960mW，小于其额定功耗的一半。

8.2.1.2.5 输出电容器选型

选择输出电容器时，必须满足所需的输出纹波和瞬态响应规格。

$$C_{OUT} = 8 \frac{I_{OUT} \times D}{V_{OUT(\text{ripple})}} \times \frac{1}{f_{SW}} = 8 \left(\frac{2A \times 0.673}{500mV} \right) \times \frac{1}{600kHz} = 36\mu F \quad (45)$$

$$ESR = \frac{7}{8} \times \frac{V_{OUT(\text{ripple})}}{I_{L(\text{peak})} - I_{OUT}} = \frac{7}{8} \times \frac{500mV}{6.57A - 2A} = 96m\Omega \quad (46)$$

此处选用了 Panasonic EEEFC1V330P 35V 33μF、120mΩ 大容量电容器和 6.8μF 陶瓷电容器，以在开关频率下提供所需的电容和 ESR。补偿计算中采用了 39.8μF 的组合电容和 60mΩ 的 ESR。

8.2.1.2.6 输入电容器选型

升压转换器的输入电流为连续电流，因此输入电容器仅检测电感器纹波电流。输入电容器容值可由 [方程式 47](#) 和 [方程式 48](#) 计算得出。

$$C_{IN} > \frac{I_{RIPPLE}}{4 \times V_{IN(\text{ripple})} \times f_{SW}} = \frac{1.02A}{4 \times 60mV \times 600kHz} = 7.1\mu F \quad (47)$$

$$ESR < \frac{V_{IN(ripple)}}{2 \times I_{RIPPLE}} = \frac{60mV}{2 \times 1.02A} = 29m\Omega \quad (48)$$

本设计要求输入纹波最大值不超过 60mV (V_{IN} 标称值的 1/2%)，需选用最小容值 7.1 μ F、等效串联电阻低于 29m Ω 的输入电容器。此处选择了 10 μ F、X7R 陶瓷电容器。

8.2.1.2.7 电流检测和电流限制

允许的最大电流检测电阻器值受电流限制和次谐波稳定性的限制。以上两项限制分别由 [方程式 49](#) 和 [方程式 50](#) 给出。

$$R_{ISNS} < \frac{V_{ISNS(OC)MIN}}{1.1 \times (I_{L(peak)} + I_{Drive})} = \frac{120mV}{1.1 \times (6.57A + 0.50A)} = 15.4m\Omega \quad (49)$$

$$R_{ISNS} < \frac{V_{IN(MAX)} \times L \times f_{SW}}{60 \times (V_{OUT} + V_{FD} - V_{IN})} = \frac{14V \times 10\mu H \times 600kHz}{60 \times (24V + 0.48V - 14V)} = 134m\Omega \quad (50)$$

电流限制触发点有 10% 的裕度 (1.1 因数)，并假设最大栅极驱动电流为 500mA，则电流限制要求电阻小于 15.4m Ω ，而稳定性要求检测电阻小于 134m Ω 。本设计选用 10m Ω 电阻器。在补偿参数计算中，额外计入约 2m Ω 的线路走线电阻。

R_{ISNS} 中的功率耗散通过 [方程式 51](#) 进行计算。

$$P_{R_{ISNS}} = (I_{LRMS})^2 \cdot R_{ISNS} \cdot D \quad (51)$$

在最大占空比下，该值为 0.253W。

8.2.1.2.8 电流检测滤波器

为了消除电流检测中的开关噪声，在电流检测电阻器与 ISNS 引脚之间放置了一个 RC 滤波器。选择一个值介于 1k Ω 和 5k Ω 之间的电阻器，电容值通过 [方程式 52](#) 计算得出。

$$C_{IFLT} = \frac{0.1 \times D_{MIN}}{f_{SW} \times R_{IFLT}} = \frac{0.1 \times 0.429}{600kHz \times 1k\Omega} = 71pF \quad (52)$$

对于 1k Ω 滤波电阻器，计算得出 71pF 并选择一个 100pF 电容器。

8.2.1.2.9 开关 MOSFET 选型

TPS40210 驱动以接地为基准的 N 沟道 FET。 $R_{DS(on)}$ 和栅极电荷根据所需的效率目标进行估算。

$$P_{DISS(total)} \approx P_{OUT} \times \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) = V_{OUT} \times I_{OUT} \times \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) = 24V \times 2A \times \left(\frac{1}{0.95} - 1 \right) = 2.526W \quad (53)$$

为了在 24V 输入电压和 2A 电流下实现 95% 效率的目标，最大功率耗散限制为 2.526W。主要功耗器件包括 MOSFET、电感器、二极管、电流检测电阻器和集成电路 TPS40210。

$$P_{FET} < P_{DISS(total)} - P_L - P_D - P_{Risns} - V_{IN(max)} \times I_{VDD(max)} \quad (54)$$

由此，分配给 MOSFET 的功耗余量为 812mW。该功耗可能导致 SO-8 MOSFET 过热，因此将功耗限制为 500mW。将损耗均分为导通损耗和开关损耗两部分，可通过 [方程式 55](#) 和 [方程式 56](#) 计算 MOSFET 的目标 $R_{DS(on)}$ 和 Q_{GS} 。

$$Q_{GS} < \frac{3 \times P_{FET} \times I_{DRIVE}}{2 \times V_{OUT} \times I_{OUT} \times f_{SW}} = \frac{3 \times 0.50 \text{ W} \times 0.50 \text{ A}}{2 \times 24 \text{ V} \times 2 \text{ A} \times 600 \text{ kHz}} = 13.0 \text{ nC} \quad (55)$$

经计算，MOSFET 栅源电荷目标值应小于 13.0nC，以确保开关损耗不超过 250mW。

$$R_{DS(on)} < \frac{P_{FET}}{2 \times (I_{RMS})^2 \times D} = \frac{0.50 \text{ W}}{2 \times 6.13^2 \times 0.673} = 9.9 \text{ m}\Omega \quad (56)$$

经计算，MOSFET 目标 $R_{DS(on)}$ 应设为 9.9m Ω ，以将导通损耗限制在 250mW 以内。在评估 30V 和 40V MOSFET 后，我们选择了 Si4386DY 9m Ω MOSFET。根据 [方程式 30](#) 添加了栅极电阻器。Si4386DY 在 $V_{GS} = 8\text{V}$ 时最大栅极电荷为 33.2nC，这意味着 $R_G = 3.3\Omega$ 。

8.2.1.2.10 反馈分压电阻器

从 V_{OUT} 到 FB 之间的主反馈分压电阻器 (R_{FB}) 应在 10k Ω 到 100k Ω 之间取值，以在功率耗散和噪声灵敏度之间保持平衡。对于 24V 输出，为限制功耗，需要使用高反馈电阻器，因此选择 $R_{FB} = 51.1\text{k}\Omega$ 。

$$R_{BIAS} = \frac{V_{FB} \times R_{FB}}{V_{OUT} - V_{FB}} = \frac{0.700 \text{ V} \times 51.1 \text{ k}\Omega}{24 \text{ V} - 0.700 \text{ V}} = 1.53 \text{ k}\Omega \quad (57)$$

选择 $R_{BIAS} = 1.50\text{k}\Omega$ 。

8.2.1.2.11 误差放大器补偿

补偿方案的选型可以通过借助 WEBENCH 来选择补偿元件，或借助平均 Spice 模型来模拟调制器和功率级开环增益来完成。除此之外，下述流程可作为合理的初始设计依据。

虽然电流模式控制通常只需要 II 型补偿，但为了提高设计和开发期间的灵活性，最好能为 III 型补偿进行布局。电流模式升压转换器在输出阻抗较高时增益也较高，因此有必要基于最大输出阻抗计算控制环路增益，最大输出阻抗可通过 [方程式 58](#) 进行估算。

$$R_{OUT(max)} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT(min)}} = \frac{24 \text{ V}}{0.1 \text{ A}} = 240 \Omega \quad (58)$$

TPS40210 电流模式控制的跨导可以通过 [方程式 59](#) 估算。

$$g_M = \frac{0.13 \times \sqrt{L \times \frac{f_{SW}}{R_{OUT}}}}{(R_{ISNS})^2 \times (120 \times R_{ISNS} + L \times f_{SW})} = \frac{0.13 \times \sqrt{10 \mu\text{H} \times \frac{600 \text{ kHz}}{240 \Omega}}}{(12 \text{ m}\Omega)^2 \times (120 \times 12 \text{ m}\Omega + 10 \mu\text{H} \times 600 \text{ kHz})} = 19.2 \frac{\text{A}}{\text{V}} \quad (59)$$

可以使用 [方程式 60](#) 估算出最大输出阻抗 Z_{OUT} 。

$$|Z_{OUT}(f)| = R_{OUT} \times \sqrt{\frac{(1 + (2\pi \times f \times R_{ESR} \times C_{OUT})^2)}{1 + ((R_{OUT})^2 + 2 \times R_{OUT} \times R_{ESR} + (R_{ESR})^2) \times (2\pi \times f \times C_{OUT})^2}} \quad (60)$$

$$|Z_{OUT}(f_L)| = 240\Omega \times \sqrt{\frac{(1 + (2\pi \times 30\text{kHz} \times 60\text{m}\Omega \times 39.8\mu\text{F})^2)}{1 + ((240\Omega)^2 + 2 \times 240\Omega \times 60\text{m}\Omega + (60\text{m}\Omega)^2) \times (2\pi \times 30\text{kHz} \times 39.8\mu\text{F})^2}} = 0.146\Omega \quad (61)$$

在目标 30kHz 交越频率 (f_L) 下, Z_{OUT} 为 0.146 Ω 。

目标穿越频率处的调制器增益可由 [方程式 62](#) 估算。

$$|K_{CO}| = g_M \times |Z_{OUT}(f_{CO})| = 19.2 \frac{\text{A}}{\text{V}} \times 0.146\Omega = 2.80 \quad (62)$$

反馈补偿网络需针对性设计, 在穿越频率处提供反向增益, 以使环路总增益为单位增益。该设计将补偿网络中频增益设定为 [方程式 63](#) 的计算值。

$$K_{COMP} = \frac{1}{|K_{CO}|} = \frac{1}{2.80} = 0.357 \quad (63)$$

要将误差放大器的中频增益设置为 K_{COMP} , 请使用 [方程式 64](#)。

$$R4 = R7 \times K_{COMP} = \frac{R7}{|K_{CO}|} = \frac{51.1\text{k}\Omega}{2.80} = 18.2\text{k}\Omega \quad (64)$$

已选择 $R4 = 18.7\text{k}\Omega$ 。

将零点置于目标交越频率的 1/10 处。

$$C2 = \frac{10}{2\pi \times f_L \times R4} = \frac{10}{2\pi \times 30\text{kHz} \times 18.7\text{k}\Omega} = 2837\text{pF} \quad (65)$$

已选择 $C2 = 2200\text{pF}$ 。

将高频极点设置为目标交越频率的五倍左右, 且不超过误差放大器单位增益带宽的二分之一:

$$C4 \approx \frac{1}{10\pi \times f_L \times R4} = \frac{1}{10\pi \times 30\text{kHz} \times 18.7\text{k}\Omega} = 56.74\text{pF} \quad (66)$$

$$C4 > \frac{1}{\pi \times \text{GBW} \times R4} = \frac{1}{\pi \times 1.5\text{MHz} \times 18.7\text{k}\Omega} = 11.35\text{pF} \quad (67)$$

选取 $C4 = 47\text{pF}$ 。

8.2.1.2.12 RC 振荡器

RC 振荡器计算如数据表中 [方程式 14](#) 所示，用 100 代入 C_T ，用 600 代入 f_{SW} 。对于 600kHz 开关频率，选择 100pF 电容器并计算得出 262k Ω 电阻器（实际选择 261k Ω ）。

8.2.1.2.13 软启动电容器

由于 $V_{DD} > 8V$ ，因此软启动电容器是根据使用 [方程式 68](#) 计算得出的值来选择的。

$$C_{SS} = 20 \times T_{SS} \times 10^{-6} \quad (68)$$

当 $T_{SS} = 12ms$ 时， $C_{SS} = 240nF$ 。此处选择了 220nF 电容器。

8.2.1.2.14 稳压器旁路

根据数据表中的建议选择 1.0 μF 的稳压器旁路 (BP) 电容器。

8.2.1.2.15 物料清单

表 8-2. 物料清单

参考标识符	说明	尺寸	器件型号	制造商
C1	100 μF 铝电容器, SM, $\pm 20\%$, 35V	0.406 x 0.457	EEEF1V101P	Panasonic
C2	2200pF 陶瓷电容器, 25V, X7R, 20%	0603	Std	Std
C3	100pF 陶瓷电容器, 16V, C0G, 10%	0603	Std	Std
C4	47pF 陶瓷电容器, 16V, X7R, 20%	0603	Std	Std
C5	0.22 μF 陶瓷电容器, 16V, X7R, 20%	0603	Std	Std
C7	1.0 μF 陶瓷电容器, 16V, X5R, 20%	0603	Std	Std
C8	10 μF 陶瓷电容器, 25V, X7R, 20%	0805	C3225X7R1E106M	TDK
C9	0.1 μF 陶瓷电容器, 50V, X7R, 20%	0603	Std	Std
C10	100pF 陶瓷电容器, 16V, X7R, 20%	0603	Std	Std
D1	肖特基二极管, 3A, 40V	SMC	MBRS340T3	On Semi
L1	10 μH 电感器, SMT, 7.5A, 12.4m Ω	0.325 x 0.318 inch	RLF12560T-100M-7R5	TDK
Q1	MOSFET, N 沟道, 40V, 14A, 9m Ω	SO-8	Si4840DY	Vishay
R3	10k Ω 片式电阻器, 1/16W, 5%	0603	Std	Std
R4	18.7k Ω 片式电阻器, 1/16W, 1%	0603	Std	Std
R5	1.5k Ω 片式电阻器, 1/16W, 1%	0603	Std	Std
R6	261k Ω 片式电阻器, 1/16W, 1%	0603	Std	Std
R7	51.1k Ω 片式电阻器, 1/16W, 1%	0603	Std	Std
R9	3.3 Ω 片式电阻器, 1/16W, 5%	0603	Std	Std
R10	1.0k Ω 片式电阻器, 1/16W, 5%	0603	Std	Std
R11	10m Ω 片式电阻器, 1/2 W, 2%	1812	Std	Std
U1	IC, 4.5V 至 52V I/P, 电流模式升压控制器	DGQ10	TPS40210DGQ	TI

8.2.1.3 应用曲线

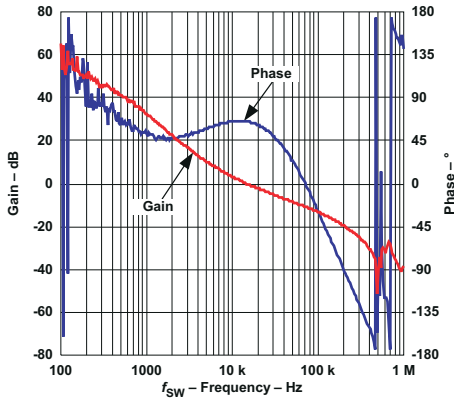


图 8-2. 增益和相位与频率间的关系

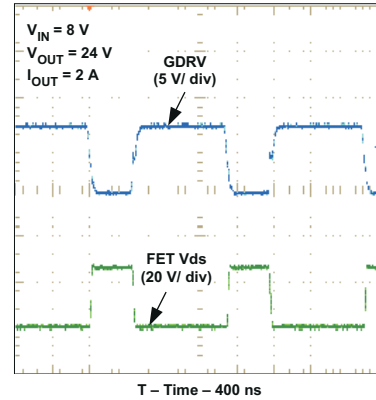


图 8-3. FET VDS 和 VGS 电压与时间之间的关系

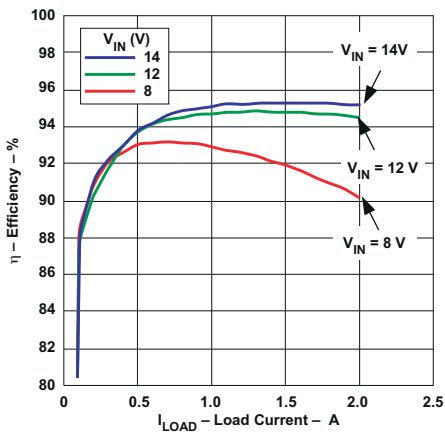


图 8-4. 效率与负载电流间的关系

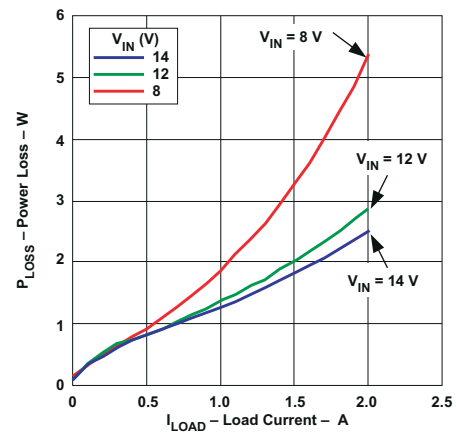


图 8-5. 功率损耗与负载电流之间的关系

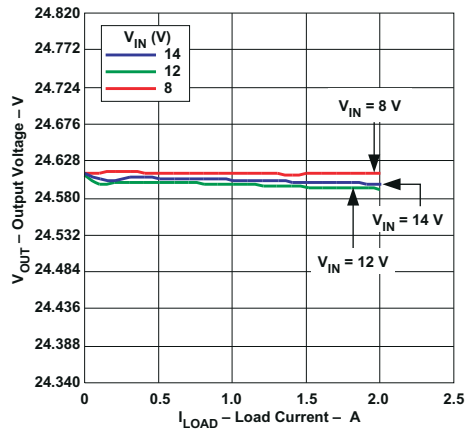
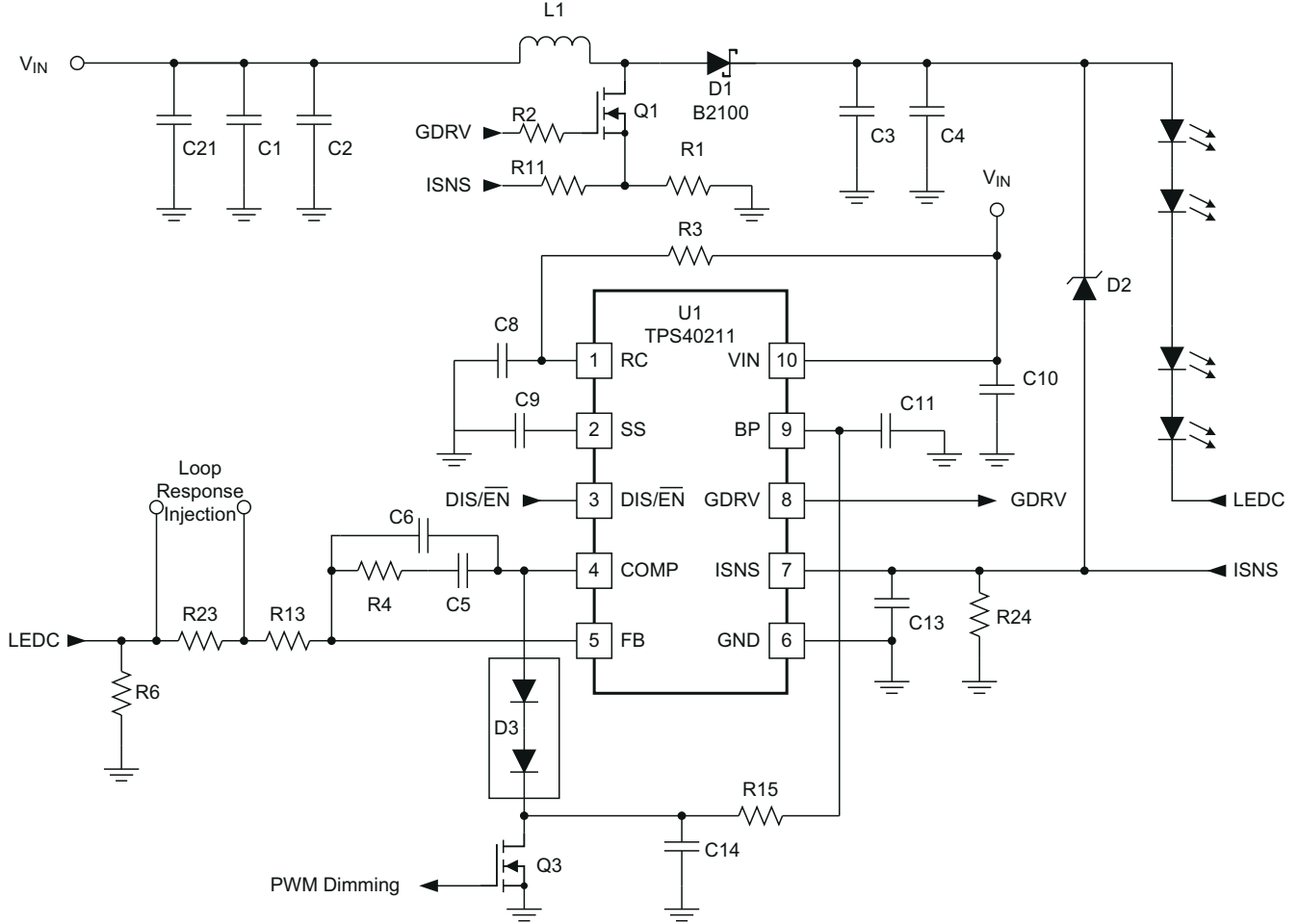


图 8-6. 输出电压与负载电流间的关系

8.2.2 12V 输入、700mA LED 驱动器，高达 35V 的 LED 灯串

本应用将 TPS40211 用作升压控制器，驱动一串 LED 二极管。此电路的反馈点为串联在灯串中的一个检测电阻。260mV 的低基准可最大限度降低该电阻器的功耗损耗，并将 LED 电流稳定在 $0.26/R_6$ 对应的设定值。当输入电压发生波动时，占空比随之自适应调整，维持 LED 电流恒定，确保光照强度不会随输入电压的大幅变化而改变。



UDG-08015

图 8-7. 12V 输入、700mA LED 驱动器，高达 35V 的 LED 灯串

8.2.2.1 设计要求

表 8-3. TPS40211 设计示例规格

参数	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性				
V _{IN} 输入电压	8	12	20	V
输出特性				
V _{OUT} 输出电压			35	V
I _{OUT} 输出电流		0.7		A
系统特性				
f _{sw} 开关频率		400		kHz

8.2.2.2 详细设计过程

表 8-4. TPS40211 LED 驱动器物料清单

参考位号	类型	说明	尺寸	
C1、C2	电容器	10 μF, 25V	1206	
C3、C4		2.2 μF, 100V	1210	
C5		1nF, NPO	0603	
C6		100pF, NPO	0603	
C8		100pF	0603	
C9		0.1 μF	0603	
C10		0.1 μF, 25V	0805	
C11		1 μF, 25V	1206	
C13		220pF	0603	
C14		10 nF, X7R	0603	
C21		330μF, 25V 电解		
D1		二极管	B2100、SHTKY, 100V, 2A	SMB
D2			BZT52C43	SOD-123
D3			MMBD7000	SOT-23
L1	电感器	Würth 7447709100, 10 μH, 6A	12mm × 12mm × 10mm	
Q1	MOSFET	Si7850DP, 60V, 31mΩ	SO-8	
Q3		2N7002, 60V, 0.1A	SOT-23	
R1	电阻器	15mΩ	2512	
R2		3.01Ω	0805	
R3		402kΩ	0603	
R4		14.3kΩ	0603	
R6		0.36Ω	2512	
R11		1kΩ	0603	
R13		30.1kΩ	0603	
R15		49.9kΩ	0603	
R24		10kΩ	0603	
R23		10Ω	0603	
U1		集成电路	TPS40211	DRC-10

9 电源相关建议

TPS4021x 设计用于在 4.5V 至 52V 的输入电压范围内工作。此输入电源应始终保持在 TPS4021x 的输入电压范围内。如果输入电源距离 TPS4021x 控制的降压功率级超过几英寸，除了陶瓷旁路电容器之外，可能还需要额外的电容。通常，选择一个 100 μ F 的电解电容器。

10 布局

10.1 布局指南

- 为使 C9 发挥最大效用，请将其放置在控制器的 VDD 引脚附近。开关期间 VDD 上过多的高频噪声会随着负载的增加而降低整体稳压性能。
- 尽量缩小输出环路 (Q1-D1-C12-R11) 的面积。更大的环路会降低电流限制精度并增加辐射发射。
- 为确保最佳限流精度，ISNS 滤波器元件 C10 和 R10 应靠近 ISNS 和 GND 引脚。
- 避免将承载大交流电流的走线穿过接地平面。这时应使用顶层的 PCB 走线传导交流电流，并将接地平面用作噪声屏蔽层。
- 必要时分割接地平面，以使噪声远离 TPS4021x 和噪声敏感区域，例如连接到 RC 引脚、FB 引脚、COMP 引脚和 SS 引脚的元件。还要将这些噪声敏感元件靠近 TPS4021x IC。
- 使 C7 靠近 BP 和 GND 引脚，为 BP 稳压器提供良好的旁路。
- GDRV 走线应尽可能靠近功率 FET 栅极，以最大程度减小走线中的寄生电阻和电感。从 MOSFET 源极到检测电阻再回到 GND 引脚的返回路径也应尽量减少寄生效应。
- 尽量缩小 SW 节点的物理尺寸，以便更大限度地减小寄生电容和辐射发射。
- 为实现良好的输出电压稳压，应从负载端将开尔文连接引至顶部的 FB 电阻器 R7。

10.2 布局示例

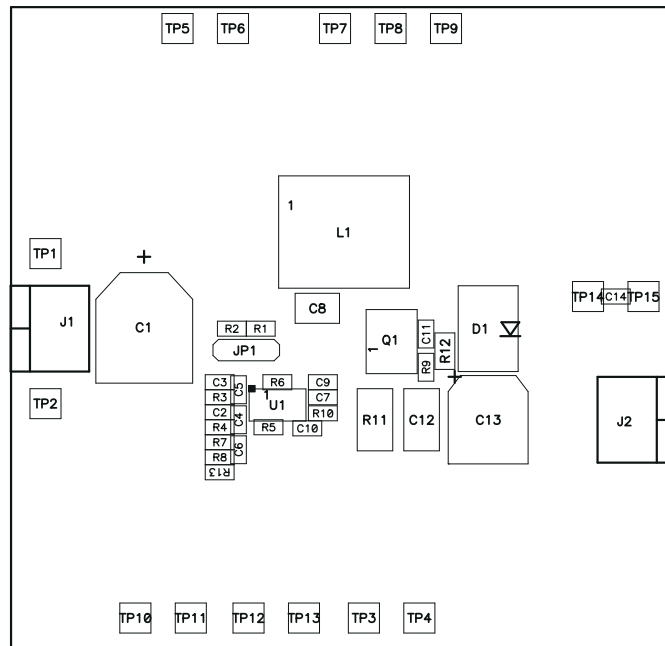


图 10-1. 元件放置

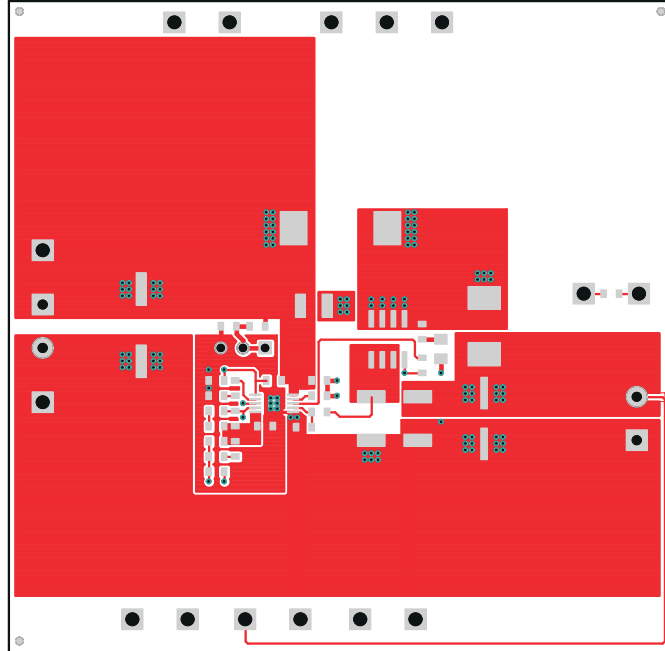


图 10-2. 顶部铜

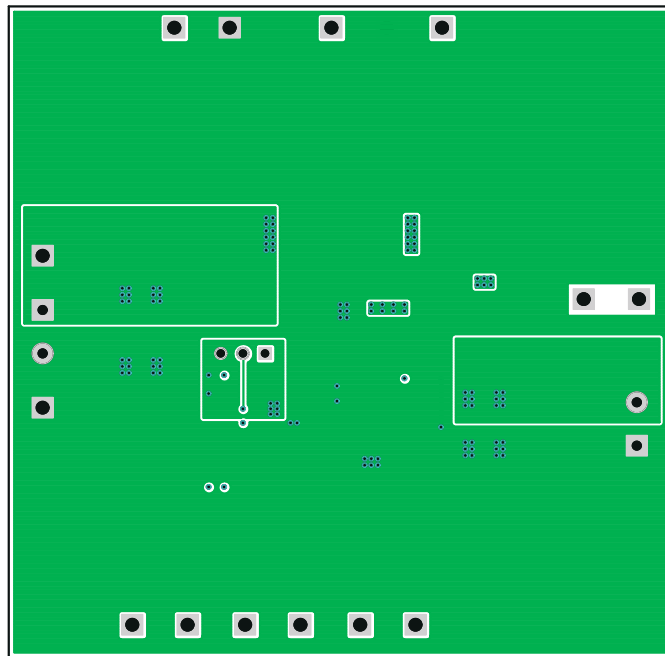


图 10-3. 底部铜层顶视图

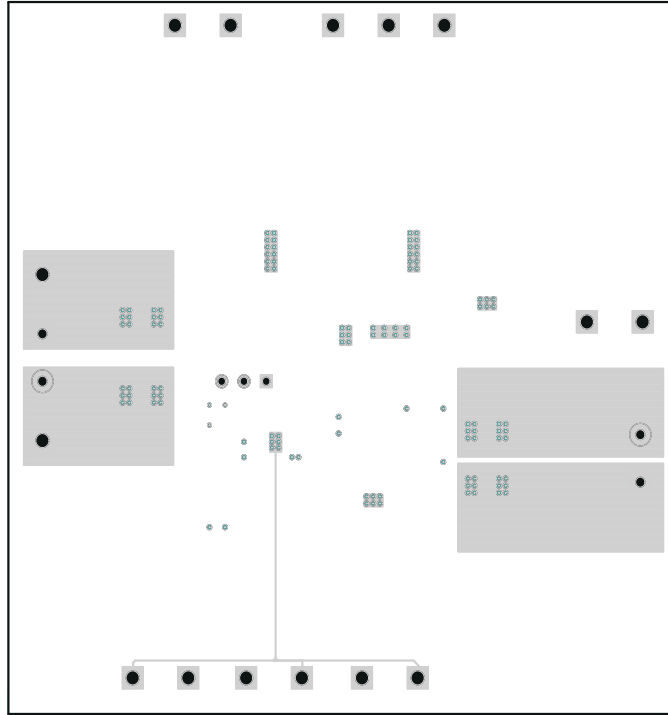


图 10-4. 内层 1 铜层顶视图

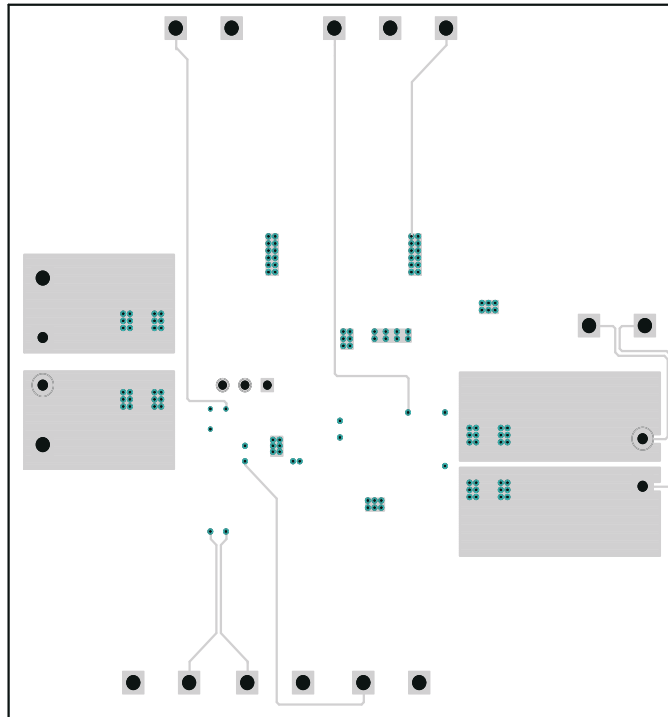


图 10-5. 内层 2 铜层顶视图

11 器件和文档支持

11.1 器件支持

11.1.1 第三方产品免责声明

TI 发布的与第三方产品或服务有关的信息，不能构成与此类产品或服务或保修的适用性有关的认可，不能构成此类产品或服务单独或与任何 TI 产品或服务一起的表示或认可。

- 高速 MOSFET 栅极驱动电路的设计和应用指南，SEM 1400，2001 年研讨会系列
- 设计稳定的控制环，SEM 1400，2001 年研讨会系列

11.1.2 相关器件

以下器件与 TPS40210 性能相近，可作为参考选型。

表 11-1. 相关器件

器件	说明
TPS6100x	单节和双节电池升压转换器，启动至满载
TPS6101x	高效的 1 节和 2 节电池升压转换器
TPS6300x	具有 1.8A 开关的高效率单电感器降压-升压转换器

11.1.3 开发支持

11.1.3.1 使用 WEBENCH 工具定制设计方案

[点击此处](#)，使用 TPS40210 器件并借助 WEBENCH® Power Designer 创建定制设计。

1. 首先，输入您的 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 I_{OUT} 要求。
2. 使用优化器拨盘优化效率、封装和成本等关键设计参数并将您的设计与德州仪器 (TI) 的其他可行解决方案进行比较。
3. WEBENCH Power Designer 提供一份定制原理图以及罗列实时价格和元件供货情况的物料清单。
4. 大多数情况下，您还可以：
 - 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导出至常用 CAD 格式；
 - 打印设计方案的 PDF 报告并与同事共享。
5. 有关 WEBENCH 工具的详细信息，请访问 www.ti.com/webench。

11.2 文档支持

11.2.1 相关文档

相关参考资料可在网站 (www.power.ti.com) 上的“技术文档”栏目中找到。该网站 www.power.ti.com 同时提供多款设计工具与拓展参考链接。

- [PowerPAD™ 热增强型封装](#)
- [PowerPAD™ 封装易用指南](#)
- [适用于基于 UCC28722 的单相智能仪表的交流-直流非隔离式 SMPS](#)

11.3 相关链接

下表列出了快速访问链接。类别包括技术文档、支持和社区资源、工具和软件，以及申请样片或购买产品的快速链接。

表 11-2. 相关链接

器件	产品文件夹	样片与购买	技术文档	工具和软件	支持和社区
TPS40210	点击此处	点击此处	点击此处	点击此处	点击此处

表 11-2. 相关链接 (续)

器件	产品文件夹	样片与购买	技术文档	工具和软件	支持和社区
TPS40211	点击此处	点击此处	点击此处	点击此处	点击此处

11.4 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 [订阅更新](#) 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。

11.5 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、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可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》](#)。

11.6 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

11.7 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。

11.8 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。

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。

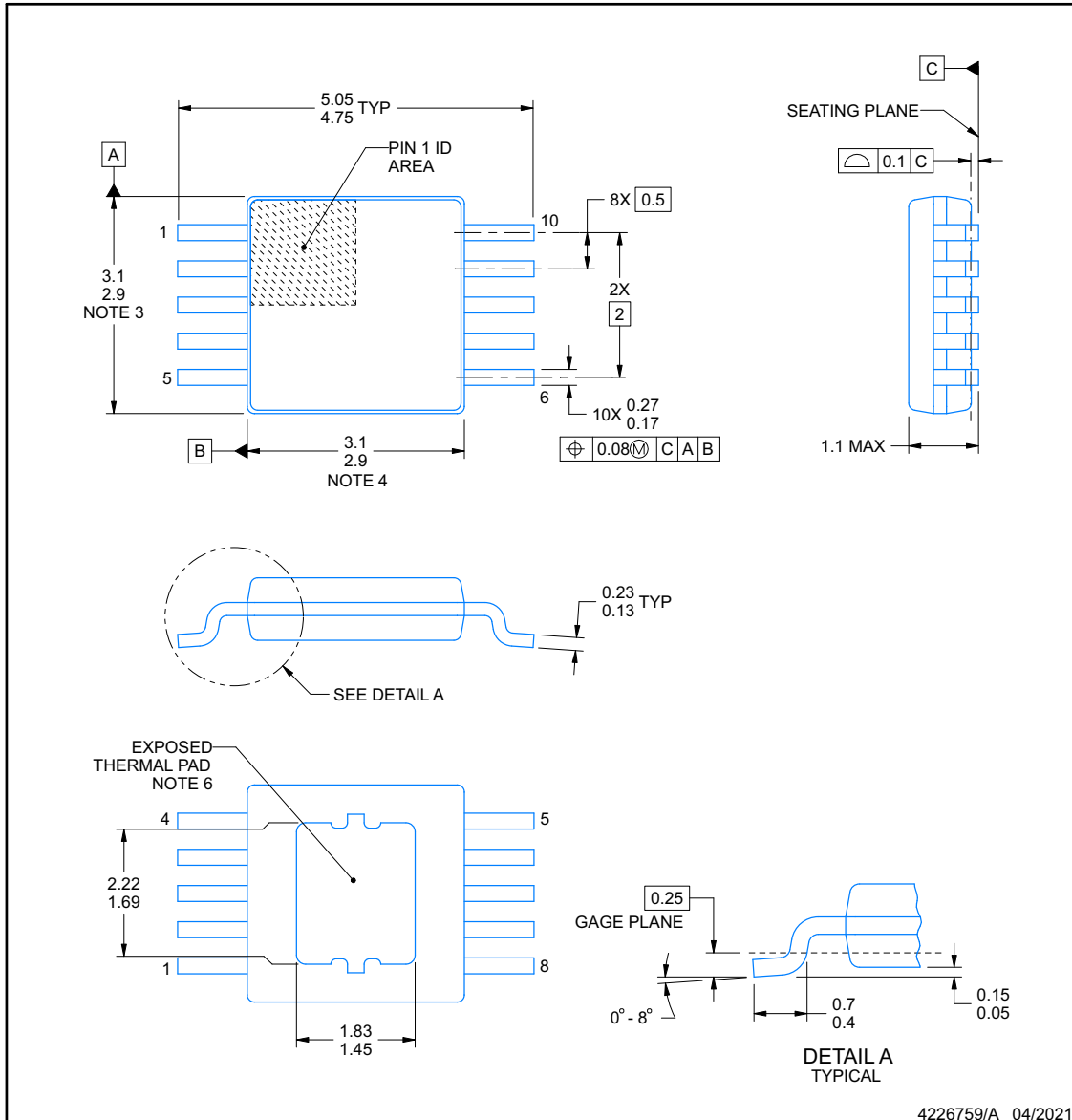


DGQ0010D-C01

PACKAGE OUTLINE

PowerPAD™ - 1.1 mm max height

PLASTIC SMALL OUTLINE



4226759/A 04/2021

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

NOTES:

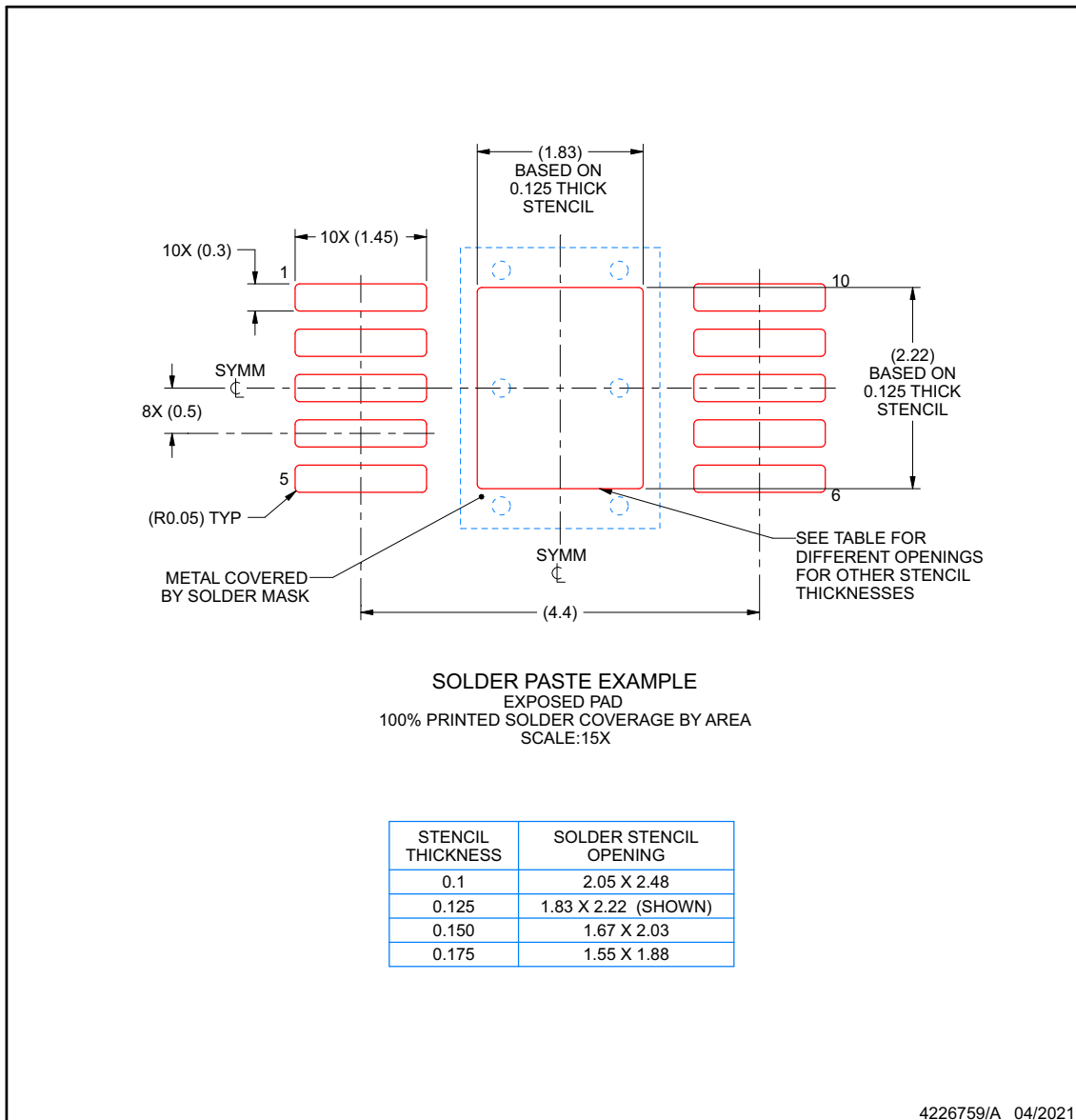
1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. This dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.15 mm per side.
4. This dimension does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.25 mm per side.
5. Reference JEDEC registration MO-187, variation BA-T.
6. The thermal pad design could vary depending on manufacturing site.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

DGQ0010D-C01

PowerPAD™ - 1.1 mm max height

PLASTIC SMALL OUTLINE



NOTES: (continued)

11. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
12. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

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)
TPS40210DGQ	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	80 TUBE	Yes	NIPDAU NIPDAUAG	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40210
TPS40210DGQ.A	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	80 TUBE	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40210
TPS40210DGQG4	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	80 TUBE	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40210
TPS40210DGQR	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	2500 LARGE T&R	Yes	NIPDAU NIPDAUAG	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40210
TPS40210DGQR.A	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	2500 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40210
TPS40210DGQRG4	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	2500 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40210
TPS40210DRCR	Active	Production	VSON (DRC) 10	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4210
TPS40210DRCR.A	Active	Production	VSON (DRC) 10	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4210
TPS40210DRCT	Active	Production	VSON (DRC) 10	250 SMALL T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4210
TPS40210DRCT.A	Active	Production	VSON (DRC) 10	250 SMALL T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4210
TPS40210DRCTG4	Active	Production	VSON (DRC) 10	250 SMALL T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4210
TPS40210DRCTG4.A	Active	Production	VSON (DRC) 10	250 SMALL T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4210
TPS40211DGQ	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	80 TUBE	Yes	NIPDAU NIPDAUAG	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40211
TPS40211DGQ.A	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	80 TUBE	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40211
TPS40211DGQR	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	2500 LARGE T&R	Yes	NIPDAU NIPDAUAG	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40211
TPS40211DGQR.A	Active	Production	HVSSOP (DGQ) 10	2500 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	40211
TPS40211DRCR	Active	Production	VSON (DRC) 10	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4211
TPS40211DRCR.A	Active	Production	VSON (DRC) 10	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4211
TPS40211DRCRG4	Active	Production	VSON (DRC) 10	3000 LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4211
TPS40211DRCT	Active	Production	VSON (DRC) 10	250 SMALL T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4211
TPS40211DRCT.A	Active	Production	VSON (DRC) 10	250 SMALL T&R	Yes	NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40 to 125	4211

(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.

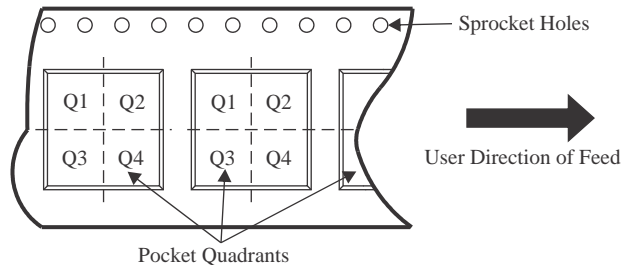
OTHER QUALIFIED VERSIONS OF TPS40210, TPS40211 :

- Automotive : [TPS40210-Q1](#), [TPS40211-Q1](#)
- Enhanced Product : [TPS40210-EP](#)

NOTE: Qualified Version Definitions:

- Automotive - Q100 devices qualified for high-reliability automotive applications targeting zero defects
- Enhanced Product - Supports Defense, Aerospace and Medical Applications

TAPE AND REEL INFORMATION

QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE


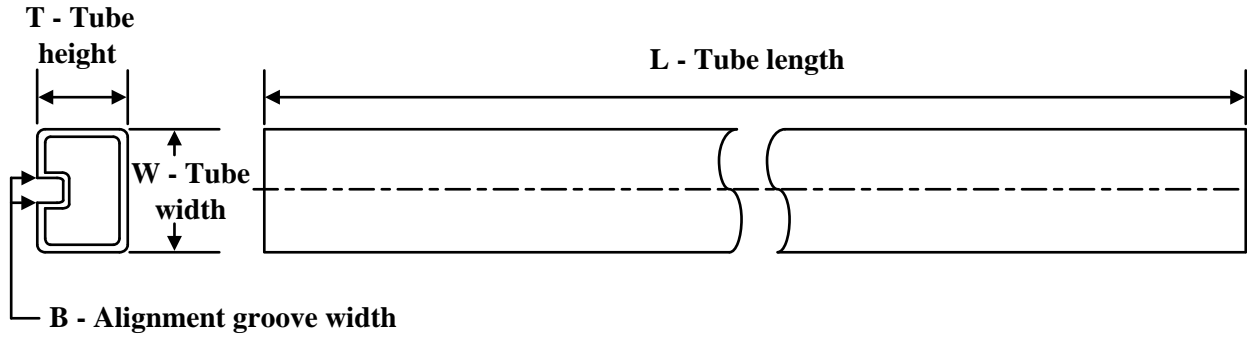
*All dimensions are nominal

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
TPS40210DGQR	HVSSOP	DGQ	10	2500	330.0	12.4	5.25	3.35	1.25	8.0	12.0	Q1
TPS40210DRCR	VSON	DRC	10	3000	330.0	12.4	3.3	3.3	1.1	8.0	12.0	Q2
TPS40210DRCT	VSON	DRC	10	250	180.0	12.4	3.3	3.3	1.1	8.0	12.0	Q2
TPS40210DRCTG4	VSON	DRC	10	250	180.0	12.4	3.3	3.3	1.1	8.0	12.0	Q2
TPS40211DGQR	HVSSOP	DGQ	10	2500	330.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1
TPS40211DRCR	VSON	DRC	10	3000	330.0	12.4	3.3	3.3	1.1	8.0	12.0	Q2
TPS40211DRCT	VSON	DRC	10	250	180.0	12.4	3.3	3.3	1.1	8.0	12.0	Q2

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
TPS40210DGQR	HVSSOP	DGQ	10	2500	366.0	364.0	50.0
TPS40210DRCR	VSON	DRC	10	3000	353.0	353.0	32.0
TPS40210DRCT	VSON	DRC	10	250	213.0	191.0	35.0
TPS40210DRCTG4	VSON	DRC	10	250	213.0	191.0	35.0
TPS40211DGQR	HVSSOP	DGQ	10	2500	364.0	364.0	27.0
TPS40211DRCR	VSON	DRC	10	3000	353.0	353.0	32.0
TPS40211DRCT	VSON	DRC	10	250	213.0	191.0	35.0

TUBE


*All dimensions are nominal

Device	Package Name	Package Type	Pins	SPQ	L (mm)	W (mm)	T (μm)	B (mm)
TPS40210DGQ	DGQ	HVSSOP	10	80	322	6.55	1000	3.01
TPS40210DGQ	DGQ	HVSSOP	10	80	330	6.55	500	2.88
TPS40210DGQ.A	DGQ	HVSSOP	10	80	330	6.55	500	2.88
TPS40210DGQ.A	DGQ	HVSSOP	10	80	322	6.55	1000	3.01
TPS40210DGQG4	DGQ	HVSSOP	10	80	322	6.55	1000	3.01
TPS40210DGQG4	DGQ	HVSSOP	10	80	330	6.55	500	2.88
TPS40211DGQ	DGQ	HVSSOP	10	80	330	6.55	500	2.88
TPS40211DGQ	DGQ	HVSSOP	10	80	322	6.55	1000	3.01
TPS40211DGQ.A	DGQ	HVSSOP	10	80	330	6.55	500	2.88
TPS40211DGQ.A	DGQ	HVSSOP	10	80	322	6.55	1000	3.01

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