

集成两个开关管的宽输入输出同步降压变换器

1. 特点

- 宽输入电压范围：4V~32V
- 输出电压范围可调：0.8V~30V
- 峰值电流控制模式
- 集成两个低导通电阻的 N-MOSFET
- 可通过 ILIM 脚设置峰值限流点
- 频率范围可调：100kHz~1MHz
- 外部可调软启动时间以减小开机输入电流过冲
- 轻载工作模式可选：FCCM 或 DCM
- 内部集成可调线补
- 支持 99.5%最大占空比以实现输入输出低压差
- 输入欠压锁定
- 输出过流保护、输出短路保护、输出过压保护
- 过温保护
- QFN-28 封装（5mm×5mm×0.75mm）

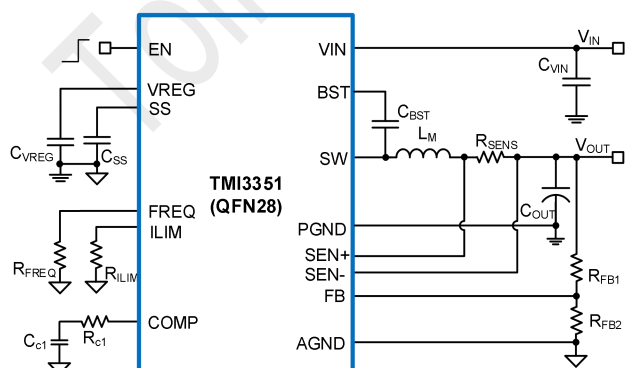
2. 应用

- USB 供电电源
- 车充
- USB 专用充电端口
- Type-C 扩展坞和适配器
- 电脑外围设备

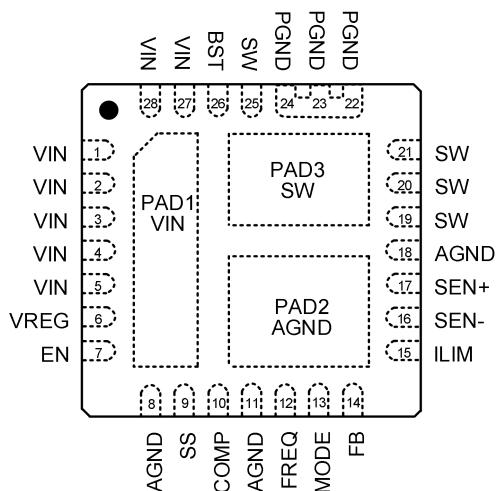
3. 描述

TMI3351 是一款集成两个同步 MOSFET 的降压转换器，主要用于宽输入的降压应用。其采用峰值电流控制模式，在瞬态条件下具有很好的动态特性。输出电压可由 FB 引脚的分压电阻设置。当输入电压远高于设定输出电压时，TMI3351 工作在 Buck 模式；当输入、输出电压非常接近时可进入 99.5% 最大占空比的低压差模式。它还具有软启动时间可调的功能，并提供多种保护功能，包括输入欠压保护、逐周期峰值电流保护、输出短路保护(SCP)、输出过功率保护(OPP)、输出过压保护(OVP)和过温保护(OTP)。此外，轻载下，它还有两种工作模式可供选择：电感电流强制连续导通模式(FCCM)或电感电流断续模式(DCM)。TMI3351 采用 QFN-28 封装（5mm×5mm×0.75mm）。

4. 典型应用电路



5. 引脚分布



6. 订购信息

芯片型号	封装	丝印 ¹	数量/盘
TMI3351	QFN-28 (5mm x 5mm)	T3351 XXXXX	3000

注释 1. T3351：芯片编号；2. XXXXX：内部编号

7. 逻辑框图

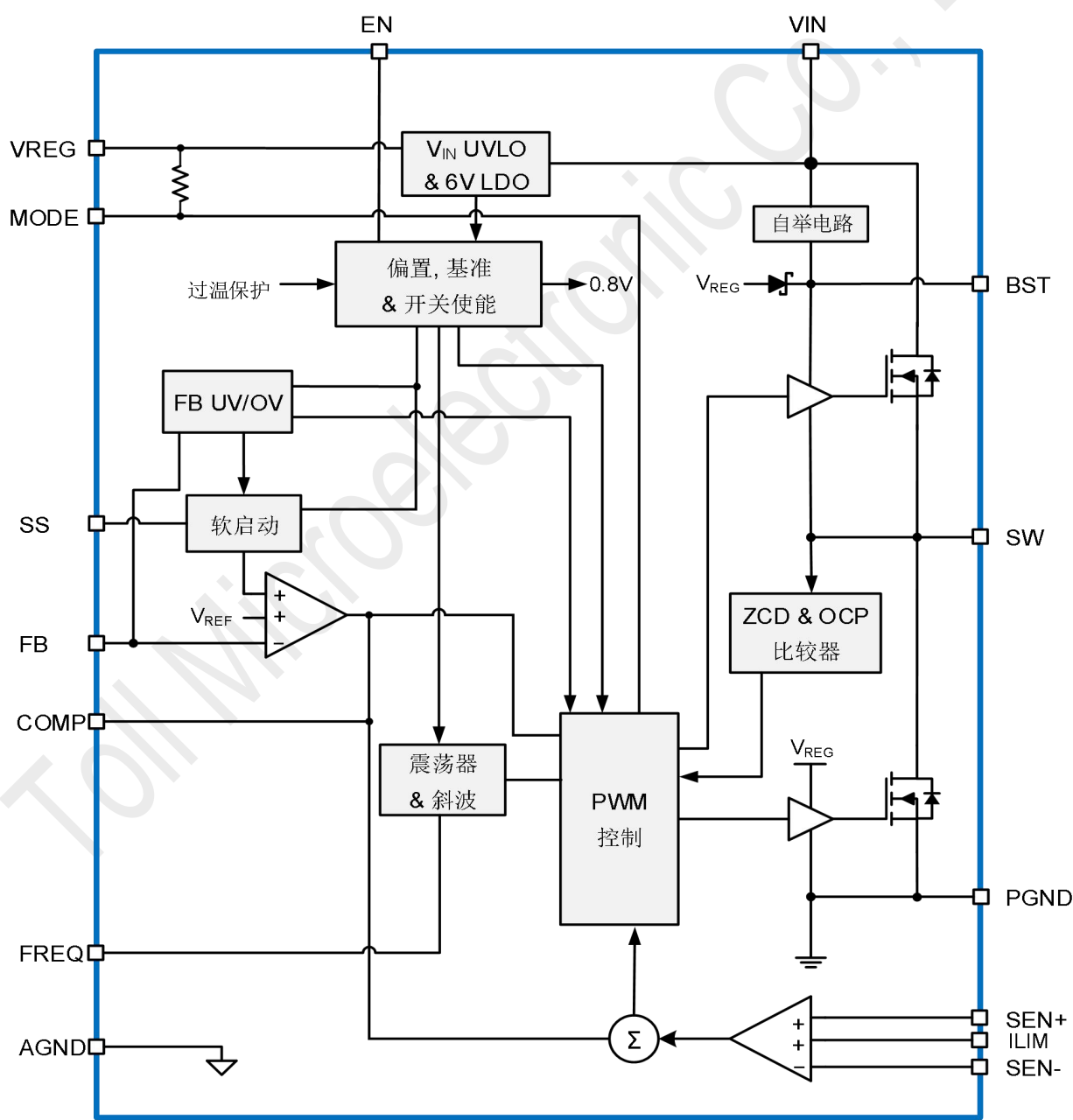


图 1. TMI3351 逻辑框图

8. 引脚描述

序号	引脚名	描述
1, 2, 3, 4, 5, 27, 28, PAD1	VIN	电源输入引脚。建议用一个低 ESR 的 1 μ F 对地陶瓷电容器进行滤波，减小该引脚的电压噪声。此电容尽可能地靠近 IC。
6	VREG	内部 6V 稳压器的输出引脚。在此引脚与 PGND 之间连接一个尽可能靠近 IC 的低 ESR/ESL 电容。
7	EN	使能控制引脚。高电平使能，该引脚有一个内部 1M Ω 电阻接地。该引脚悬空默认为低电平，电路不工作。
8, 11, 18, PAD2	AGND	模拟地。它连接到内部敏感的模拟电路的地。裸露的焊盘必须焊接到 PCB 的地焊盘上，并将它作为芯片散热的通路。
9	SS	软启动控制引脚。该引脚通过一个对地电容来设置软启动时间，推荐 100nF。
10	COMP	误差放大器的输出脚/PWM 比较器的输入脚。在该引脚对地之间加 RC 补偿网络用于补偿整个电路环路。
22, 23, 24	PGND	芯片的电源地。主功率的地线铺铜需要连接到这些引脚上。
12	FREQ	开关频率设置脚。通过一个对地电阻设置频率：100kHz~1MHz。
13	MODE	轻载模式选择引脚。当该引脚电压高于 2.5V 时，变换器被设置为电感电流断续模式(DCM)。当 MODE 引脚被拉低时，变换器被设置为电感电流强制连续模式(FCCM)。该引脚通过内部电阻上拉至 VREG，可悬空此引脚，默认设置为 DCM。
14	FB	反馈引脚。通过电阻分压将此引脚连接到输出。
15	ILIM	电流设置引脚。通过接地电阻设置峰值电流和平均电流阈值。
16	SEN-	电流检测的负端输入脚。
17	SEN+	电流检测的正端输入脚。
19, 20, 21, 25, PAD3	SW	降压电路开关节点。
26	BST	降压电路高端 NMOS 驱动电源引脚。在此引脚和 SW 引脚之间推荐串联 100nF 电容和 10 Ω 的电阻。

注释 2. I=输入；O=输出；B=双向；P=电源；G=地

9. 绝对最大额定值¹

参数	对应引脚	绝对最大额定值
最大输入电压	VIN, EN	32V
引脚对地电压	SW	-0.3V (-4V for <20ns) ~ 32V
	VREG	-0.3V ~ 6.5V
	BST	(V _{SW} -0.3V) ~ (V _{SW} +6.5V)
	SEN+, SEN-	-0.3V ~ 25V
	SS, COMP, ILIM, FREQ, MODE, FB	-0.3V ~ 6.5V
最大工作结温 ²		+150°C
贮存温度		-55°C ~ +150°C
芯片结到外壳的热阻, θ_{JC} ³		15 °C/W
芯片结对环境的热阻, θ_{JA} ³		40 °C/W
ESD ⁴	HBM	2kV
	CDM	500V

- Note:** 1. 超出“绝对最大额定值”中列出的应力可能会对设备造成永久性损伤。这仅是电压额定值，不建议器件在这些条件或超出本操作规范的任何其他条件下的功能操作。长时间工作在绝对最大额定条件下可能会影响设备的可靠性。
2. 建议芯片工作时不要超过芯片的最高结温，这与芯片的功耗和芯片封装的热阻有关。对于典型应用(参见第2页的框图)，芯片的功耗包括芯片的工作功率。芯片的工作功率可由 $PD = V_{IN} \times I_{IN}$ 计算，其中 V_{IN} 代表VIN引脚的电压， I_{IN} 代表芯片内部控制和驱动电路的工作电流。
3. θ_{JC} 和 θ_{JA} 是在 JESD51-7、4 层 PCB 上测量的。
4. 注意：芯片运输、生产时应采取 ESD 预防措施，以防止永久性损坏。

10. 推荐工作条件

参数	推荐值
输入电压	4V ~ 30V
输出电压	0.8V ~ 30V
工作环境温度范围, T_A	-40°C ~ +85°C
工作结温范围, T_J	-40°C ~ +125°C

11. 电气特性

除非另有说明，否则以下所有规格均在 25°C 环境温度下，输入电压范围为 5V 至 30V。

参数	描述	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
供电电压 (VIN 脚)						
V _{INON}	开启阈值电压	V _{IN} 上升	3.6	4.0	4.25	V
V _{INOFF}	关断阈值电压	V _{IN} 下降	3.3	3.5	3.75	
I _{SHDN}	输入关断电流	V _{IN} 上升, V _{IN} =24V, V _{EN} =0V	—	—	5	μA
I _Q	输入待机电流	V _{IN} =24V, V _{FB} =2.0V, 无开关动作	—	—	1.3	mA
6V 内部稳压器 (VREG 脚)						
V _{REG}	内部 LDO 输出电压	I _{VREG} =1mA, V _{IN} ≥7V,	5.5	6	6.5	V
		I _{VREG} =1mA, V _{IN} =4.0V	—	3.95	—	V
C _{VREG}	VREG 电容取值范围		—	4.7	—	μF
EN 控制逻辑 (EN 脚)						
V _{ENH}	EN 引脚逻辑高电平（使能）	当 V _{ENH} ≥1.2V, 电路使能; 当 V _{ENH} ≤0.4V, 电路失能;	1.2	—	—	V
V _{ENL}	EN 引脚逻辑低电平（失能）		—	—	0.4	
内部时钟 (FREQ 脚)						
f _{SW_LOW}	最低开关频率		—	—	100	kHz
f _{SW_HIGH}	最高开关频率		1000	—	—	kHz
f _{SW}	工作频率	R _{FREQ} =107kΩ	170	200	230	kHz
D _{MAX}	最大占空比		—	99.5	—	%
误差放大器						
V _{REF_FB}	基准电压	T _J =25°C	0.784	0.80	0.816	V
		T _J =-40°C ~125°C	0.776	0.80	0.824	
软启动						
I _{SS}	软启动电流	SS=0.8V	2	4	6	μA
输出电压监测						
V _{FB_OVP}	FB 脚 OVP 触发值	FB 脚电压相对于基准电压	115%	118%	122.5%	V _{REF}
V _{FB_ROVP}	FB 脚 OVP 恢复值	FB 脚电压相对于基准电压	—	102%	—	V _{REF}
过流限值(OCL)						
I _{OCL}	逐周期峰值电流保护设定值	R _{LIM} = 40kΩ, R _{FREQ} =87.6kΩ R _{SENSE} =7mΩ	—	10	—	A
同步 MOSFET						
R _{MT}	上管导通电阻		—	10	—	mΩ
R _{MB}	下管导通电阻		—	8	—	mΩ
过温保护						
T _{SHDN}	过温保护阈值		—	160	—	°C
ΔT _{SHDN}	过温恢复迟滞		—	20	—	

11. 使用说明

TMI3351 是一款集成两个 13mΩ MOSFET 的同步降压控制器。该降压控制器采用峰值电流控制模式，在 4V 至 30V 电源输入范围内具有更好的瞬态响应和更简单的环路补偿。它有外部软启动引脚和模式选择引脚，模式选择引脚可选择轻载条件下是工作于电感电流断续模式(DCM)还是强制连续模式(FCCM)。TMI3351 还具有 UVLO、OCP、OPP、OVP、SCP、TSDN 等保护功能。

有关以下讨论，请参考图 1 逻辑框图。下面提到的所有参数都为典型值。

12.1 输入欠压锁定

当 VIN 引脚电压低于开启阈值时，器件保持在低功耗关断模式，从 VIN 引脚汲取的电流小于 5μA。一旦 VIN 高于开启阈值时，就会启用内部偏置电路和 VREG 稳压器。当内部上管电荷泵的输出建立时，PWM 控制器开始运行。VIN 引脚上关断的最小迟滞为 500mV，可防止在通电期间由于线路电压瞬变而导致异常关断。

12.2 VREG 内部稳压器

TMI3351 通过输入电压给内部 6V 稳压器供电，用于建立内部基准。当 VIN 超过 4.0V 时，启用内部 LDO 稳压器。VREG 电压为内部模拟电路提供偏置电压，也为栅极驱动提供电源电压。

当 VIN 低于 6V 时，VREG 会以很低的压差跟随输入电压。当 VIN=4V 时，VREG 在 20mA 负载电流下与输入电压的压差最大为 300mV。

12.3 带斜坡补偿的峰值电流控制模式

TMI3351 采用峰值电流控制模式。这种控制模式具有快速的瞬态响应，可实现逐周期电流保护，且易于环路补偿。控制器提供内部斜坡补偿，以确保在占空比大于 50%时电路稳定运行。

12.4 轻载工作模式

当 MODE 引脚连接到 GND 时，TMI3351 工作在电感电流强制连续模式(FCCM)。FCCM 模式在轻载时仍可工作在恒定频率的连续模式下，具有较低的输出电压纹波，但由于开关损耗高，在轻载条件下效率较低。

当 MODE 引脚悬空或电压高于 2.5V 时，TMI3351 工作在电感电流断续模式(DCM)。在 DCM 模式下，轻载条件下拥有较高的效率，但输出电压纹波会比 FCCM 模式下大。在重载条件下 DCM 模式也以恒定开关频率工作，当负载比较小或空载时，控制器将进入脉冲跳跃模式。

12.5 同步 MOSFET

TMI3351 内部集成两个同步 MOSFET。其中，高边 MOSFET 栅极驱动器包括电平转换电路，内部二极管和外部自举电容。建议在 BST 与 SW 之间使用 100nF 或更大的陶瓷电容器，且连接线尽量短。在高边 MOSFET 关断期间，SW 引脚电压约为 0V，VREG 可通过内部自举二极管给自举电容充电。当电路以较高占空比工作时，如果导通时间超过最大导通时间，则降压电路上管会被强制关断，以确保自举电容能够充电。

当 TMI3351 从冷启动开始工作或退出脉冲跳跃模式时，它会先导通低边 MOSFET M_B直至 (BST-SW)电压高于 2.5V，以确保高边 MOSFET M_T能够正常开通。

12.6 软启动

TMI3351 具有可调节软启动时间的功能，可减少输入浪涌电流和输出电压过冲。上电时，SS 脚会产生一个从 0V 上升到 VREG 的软启动电压。当 SS 电压低于基准电压 0.8V 时，误差放大器使用 SS 电压作为基准。当 SS 电压高于 0.8V 时，芯片内部基准切换为 0.8V。

芯片内部的电流源（典型值 4μA）给 SS 脚与 AGND 之间的电容充电，使得 SS 电压以固定斜率上升，电容越大，上升斜率越小。

12.7 最大占空比实现低压差输入输出

当输入电压接近输出电压时，TMI3351 会工作在最大占空比模式下，以满足调节输出电压的占空比要求。如果输入进一步下降至等于输出电压，TMI3351 会强制使高边 MOSFET M_T 保持导通至超过开关周期，最终达到 99.5% 的占空比，此时的工作频率低于设置的工作频率。在这种低压差模式下，TMI3351 会开启高边 MOSFET M_T 多个开关周期，然后再关闭高边 MOS 并打开低边 MOS，保证电压 (BST-SW) 不会低于 2.5V。为了避免开关频率进入音频范围，低压差模式下的最小开关频率为 25kHz。

12.8 限流保护功能

为了防止过流情况发生，TMI3351 具有逐周期电流保护。过流保护 (OCL) 是通过检测流过 R_{SENSE} 的电流来进行保护的。如果检测到的电流大于 I_{OCL} ，则会触发过流保护，当前开关周期终止（逐周期限流），MOSFET M_T 立即关断。直到电感电流降至谷值限流点，高边 MOSFET M_T 才会再次开启。

如果软启动完成且 FB 小于 54% 的基准电压，则会触发输出短路保护。触发短路保护后，MOSFET M_T 和 M_B 立即关闭，然后芯片进入打嗝模式以定期重启电路。同时，当 FB 下降至小于 350mV 时，芯片会降低工作频率，最低降到正常频率的 1/2。当输出对地短路时，这种保护模式将会降低平均短路电流，可以缓解 MOS 管发热问题。一旦过流条件消除，TMI3351 将退出打嗝模式。

12.9 输出电压线补功能

TMI3351 具有输出电压线补功能，补偿斜率默认值由出厂时设置。若要得到出厂设置的斜率，反馈分压电阻上阻 R_{FB1} 需取 100K Ω ， R_{SENSE} 为 7m Ω ；

$$V_{CAB_COMP} = \frac{R_{FB}(\Omega) \times R_{sense}(\Omega) \times I_{OUT}}{700} \times CABLE_COMP$$

其中， R_{FB1} 为反馈分压电阻上阻； R_{sense} 为电流采样电阻； I_{OUT} 为输出电流；CABLE_COMP 为补偿斜率出厂设置值，有 0m Ω (默认值), 20m Ω , 40m Ω , 60m Ω 四档可选。

例如: 当 $R_{FB1}=100K\Omega$ ， $R_{SENSE}=7\text{ m}\Omega$ ， $I_{OUT}=1A$ ，设置 CABLE_COMP=20m Ω 时，输出电压增加的线补值为：

$$V_{CAB_COMP} = \frac{100 \times 10^3 \times 7 \times 10^{-3} \times 1A}{700} \times 20m\Omega = 20mV$$

12.10 过压保护 (OVP)

当 FB 引脚上的电压 (V_{FB}) 比基准电压 V_{REF} 高 18% 时，芯片触发输出过压保护。触发 OVP 后，所有开关管关闭，输出电压通过 SW 引脚的放电电路进行放电。当输出下降到 V_{REF} 的 102% 时，变换器的两个开关管就开始正常工作。

12.11 过温保护 (TSDN)

TMI3351 还具有过温保护电路，可防止芯片因高温而损坏。正常工作时芯片的功率耗散在额定值范围内，但如果功率耗散持续超过额定值，结温 T_J 将升至 160°C 以上并触发过温保护电路。触发过温保护后，芯片将关闭 M_T & M_B 开关。一旦结温下降到低于过温保护阈值 20°C 后，芯片将会重新启动，并进入正常工作。

12. 应用信息

13.1 输出电压

输出电压可以通过电阻分压给到 FB 引脚，可以通过调节分压电阻来设置输出电压。

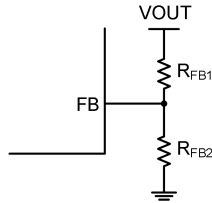


图 2. 输出电压设置

如图 2 所示，分压电阻 R_{FB1} 和 R_{FB2} 。通常，先选择一个固定的 R_{FB1} 值（例如 100k Ω ），然后使用以下公式计算 R_{FB2} 值：

$$R_{FB2} = \frac{0.8 \times R_{FB1}}{V_{OUT} - 0.8}$$

下表列出了一些常用的输出电压和相应的 R_{FB1} 和 R_{FB2} 值：

表 1. 常用输出电压设置

$R_{FB1}(k\Omega)$	$R_{FB2}(k\Omega)$	$V_{OUT}(V)$
100	18.7	5.0
113	11	9.0
113	8.06	12
113	6.34	15
113	4.7	20

13.2 频率设置

开关频率的选择需要在效率和元件尺寸之间做权衡。开关频率低可降低 MOSFET 开关损耗提高效率，但需要更大的电感和输出电容来保持小的输出电压纹波。TMI3351 可通过 FREQ 引脚来设置开关频率。FREQ 引脚可设置的开关频率为 100kHz 到 1MHz。设定需要的开关频率的电阻 R_{FREQ} 可以通过以下公式计算：

$$R_{FREQ}(k\Omega) = \frac{21800}{f_s(kHz)} - 4$$

若取开关频率 $f_s = 500kHz$ ，FREQ 脚的电阻 $R_{FREQ} = 39k\Omega$ 。

表 2 中列出了推荐的开关频率 R_{FREQ} 取值。

表 2. 常用开关频率设置

$R_{FREQ}(k\Omega)$	Frequency (kHz)
150	150
68	300
39	500
18	1000

当输入输出电压比较接近时芯片会自动降频，此时开关频率不由外部电阻设定。最低降频至 25kHz，此时最大占空比为 99.5%，以获得更高的输入输出变比。

13.3 峰值电流限值设置

峰值电流限值可以通过以下公式设置。

$$I_{PEAK}(A) = \frac{R_{ILIM}(k\Omega)}{6.5 * R_{FREQ}(k\Omega) * R_{SENSE}(\Omega)}$$

其中 R_{SENSE} 是用于检测输出电流的采样电阻； R_{ILIM} 是 ILIM 引脚的电阻； R_{FREQ} 是 FREQ 脚的电阻；

R_{SENSE} 的典型值为 $7m\Omega$ 。

13.4 平均电流限流点设置

平均电流限流点可通过以下公式计算：

$$I_{AVG} = 60\% \times I_{PEAK}$$

由上式计算的阈值是内部平均电流限制信号拉低时的值，实际平均电流限流点会更高些。

13.5 输入电容选择

降压变换器的输入电流是不连续的，因此必须在 V_{IN} 和 $PGND$ 之间加输入电容，以保持输入电压稳定并滤平脉冲输入电流。

输入电容的额定电压必须大于最大输入电压加上纹波电压。输入纹波电压可以用下面的公式近似：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT}}{f_S \times C_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

如上所述，降压变换器中的输入电流是不连续的，因此在选择电容时需要考虑输入电容的电流应力。对于降压电路，输入电容电流的有效值可以通过下式计算：

$$I_{CIN_RMS} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}$$

根据公式可以得出：当 $V_{OUT} = 0.5 \times V_{IN}$ 时， $I_{CIN_RMS} = 0.5 \times I_{OUT}$ ，是最坏的情况。为了获得最佳性能和可靠性，输入电容在最坏的工作条件下必须具有高于 I_{CIN_RMS} 的额定电流。需要注意的是，电容制造商的纹波电流额定值是基于一定的使用寿命，因此需要考虑进一步降额使用以保证可靠性。

陶瓷电容是输入电容的最佳选择，因为它具有低 ESR 和高纹波电流额定值。推荐使用 X5R 或 X7R 型介电陶瓷电容，因为它们具有更好的温度和电压特性。根据应用条件，其他低 ESR 的钽电容或铝电解电容也可能适用。

13.6 电感选择

当电感上施加开关电压时，电感可以给输出提供恒定电流。电感感量计算如下：

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_S \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

较大的电感可提供较低的电感纹波电流和输出电压纹波，但需要较大的电感尺寸以避免电感饱和。低纹波电流可以降低电感磁芯损耗，还可以降低通过电感和开关的有效值电流，从而降低导通损耗。通常，建议将纹波电流设置为最大负载电流的 30%。

选择电感时，要确保即使在最高工作温度下，它也不会峰值电流工作条件下饱和。电感峰值电流可以计算如下：

$$I_{LPEAK} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT}}{2 \times f_S \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

屏蔽电感体积小，对外辐射的 EMI 噪声更少，但价格比非屏蔽电感高。因此，电感的选择需要对 EMI 要求、价格和尺寸做权衡。

13.7 输出电容选择

输出电容用于为负载提供稳定的电压。可以根据直流输出电压额定值、输出纹波电压和纹波电流额定值来选择输出电容。

所选输出电容的额定电压规格必须高于所需的最大输出电压（包括纹波）。为了长期可靠性，需要考虑降额使用。

在降压变换器电路中，输出电压纹波由电感、开关频率、输出电容和 ESR 决定。可以通过以下公式计算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_s \times C_{OUT}}\right)$$

其中， C_{OUT} 是输出电容值； R_{ESR} 是输出电容的等效串联电阻（ESR）。

当输出电容采用低 ESR 的陶瓷电容时，输出纹波电压主要由输出电容和电感纹波电流决定，可用下式计算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_s^2 \times L \times C_{OUT}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

当输出电容采用钽电容或铝电解电容时，ESR 阻抗造成的纹波占主导地位，可用下式计算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR}$$

X5R 和 X7R 介电类型的陶瓷电容或其他低 ESR 的钽或铝电解电容可符合整个工作温度范围内的低输出纹波电压要求。

在降压变换器中，输出电容电流是连续的。输出电容的有效值电流由峰峰值电感纹波电流决定。可以通过以下方式计算：

$$I_{Co_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

通常，输出电容的纹波电流额定值的选择没有输入电容的重要，因为它的电流应力相对较小。需要注意的是，当电感感量非常小时，输出电容可能会无法承受相应的电流应力。

输出电容对环路稳定性有影响，TMI3351 针对宽范围的输出电容和 ESR 进行了环路优化。

13.8 环路补偿

TMI3351 采用峰值电流控制模式，可以消除输出 LC 滤波处的双极点。它使降压主功率部分可以简化为频域中的一个极点和一个零点的系统。

主极点由输出电容和负载电阻产生，计算如下：

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}}$$

零点由输出电容及其 ESR 产生，计算如下：

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{ESR}}$$

其中， C_{OUT} 为输出电容； R_{LOAD} 是负载电阻； R_{ESR} 是输出电容的 ESR。

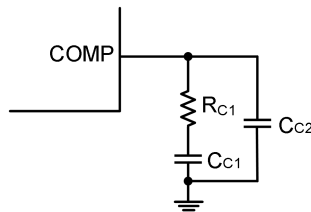


图 3. COMP 外部补偿

外部补偿电路用于调整闭环传递函数以获得所需的增益和相位裕度。可以采用不同类型的补偿网络来稳定 TMI3351 的工作。对于大多数应用，COMP 引脚的串联 RC 网络足以设置极点和零点，从而获得稳定的高带宽控制环路。

在 TMI3351 中，COMP 引脚是内部跨导误差放大器的输出，可以通过 COMP 引脚控制环路稳定性和瞬态环路响应。连接到 COMP 的串联 R_{C1} 和 C_{C1} 补偿网络提供一个极点和一个零点。极点是：

$$f_{p2} = \frac{G_m}{2\pi \times C_{C1} \times G_{VEA}}$$

其中， G_m 为误差放大器跨导，为 288uA/V； G_{VEA} 为误差放大器电压增益，为 3162V/V； C_{C1} 为补偿电容。由外部补偿网络、电容 C_{C1} 和电阻 R_{C1} 产生的零点如下：

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \times C_{C1} \times R_{C1}}$$

在这种情况下，由补偿电容(C_{C2})和补偿电阻设置的第三个极点可以补偿 ESR 零点的影响。该极点计算如下：

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi \times C_{C2} \times R_{C1}}$$

要设计补偿网络，必须选择闭环的目标穿越频率 f_c 。系统穿越频率也称为变换器的带宽。穿越频率主要由外部补偿网络中的 R_{C1} 决定，可由下式计算：

$$R_{C1} = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{2\pi \times C_{OUT} \times f_c}{G_m \times G_{CS}}$$

其中， f_c 是期望的穿越频率； V_{FB} 为 0.8V； G_m 是误差放大器跨导，为 288uA/V； G_{CS} 是电流检测电路跨导，为 1/(10x R_{SENSE}) (A/V)。

一般来说，更高的带宽具有更快的负载瞬态响应。但是，出于系统稳定性的考虑，带宽不应太高。在设计补偿网络时，必须考虑所有线路和负载条件下的变换器稳定性。通常，建议将带宽设置为小于开关频率的 1/10。

补偿电容 C_{C1} 和电阻 R_{C1} 形成零点，设计良好的零点会提供适当的相位裕度。对于使用典型电感的情况，建议将零点位置设置为低于所选穿越频率的 1/4 以获得足够的相位裕度，并且 C_{C1} 应满足以下要求：

$$C_{C1} > \frac{4}{2\pi \times R_{C1} \times f_c}$$

通常，零点可以放在主极点 f_{p1} 附近，计算可以简化为：

$$C_{C1} = \frac{1.5 \times C_{OUT} \times R_{LOAD}}{R_{C1}}$$

如果输出电容的 ESR 零点小于 0.5 x f_s ，如下式，则需要 C_{C2} 。

$$\frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{ESR}} < \frac{f_s}{2}$$

如果是这种情况，请使用 C_{C2} 在 ESR 零点位置设置极点(f_{p3})。 C_{C2} 计算如下：

$$C_{C2} = \frac{C_{OUT} \times R_{ESR}}{R_{C1}}$$

13.9 PCB 布局注意事项

对于所有开关电源，特别是对于那些具有高开关频率和高负载电流的电源，良好的 PCB 布局至关重要。一个糟糕的 PCB 布局可能会导致芯片工作不稳定和噪声问题。为了最大限度地提高效率，开关上升和下降时间需要非常快。为了防止高频噪声（例如 EMI）的辐射，高频开关路径的正确布局也是至关重要的。

在 TMI3351 主功率电路中，高脉冲电流主要流过两个电路回路。第一个回路是从输入电容开始，到 VIN 引脚，到滤波电感，到输出电容和负载，然后通过地返回输入电容。当高边 MOS 打开时，电流在第一个回路中流动。第二个回路从电感开始，到输出电容和负载，再到 PGND，再到 PGND 引脚，最后回到电感。当低边 MOS 打开时，电流在第二个回路中流动。

在 PCB 布局中，最小化这两个回路面积可降低该电路的噪声并提高效率。建议使用接地层连接输入电容、输出电容和低边 MOS 的 PGND 引脚。

实现最佳电气和热性能的一些布局建议：

1. 输入电容尽可能靠近 VIN 引脚（1~5, 27, 28）和 PGND 引脚（22~24）。
2. 引脚 22~24 是功率地，主功率地线铺铜需要连接到这些引脚。PAD2 的 GND 可以多打几个过孔到另一面的功率地上。引脚 8、11 和 18 的 GND 可以直接连接到 PAD2 的 GND 上。
3. C_{BST} 电容应放置在芯片附近，并用短而粗的导线连接到 BST 引脚和 SW 引脚。
4. 从低边 MOS 到电感 L 到输出电容 C_{OUT} 到 PGND 的电流回路尽可能短。同时，从输入电容到高频 MOS，再到低边 MOS，再到 PGND 的电流回路也尽可能短，以改善 EMI。
5. 将反馈电阻放置在尽可能靠近 FB 引脚的位置，从 FB 引脚到 AGND 的走线尽可能短。
6. FB 引脚、COMP 引脚、FREQ 引脚、ILIM 引脚等敏感信号走线应远离 SW 走线。
7. SEN+ 和 SEN- 采用差分对进行布线，电流采样电阻推荐使用短而宽的采样电阻进行电流采样并采用开尔文接法。避免跨越噪声区域，例如 SW。将 SEN+ 和 SEN- 的 RC 滤波尽可能靠近芯片放置。当输出电压大于或等于 24V 时，需要将电流检测电阻放置在输出低端。当输出电压小于 24V 时，可以将电流检测电阻放置在输出高端，以便更方便地铺设地线。
8. VREG 电容应尽可能靠近 VREG 引脚，电容地到 PAD2 的 GND 走线尽可能短。如果 VREG 电容地是通过过孔连到另一面的 PGND，则可以多打几个过孔，减小过孔的寄生参数。
9. 输入/输出电容的地回路应与大的 PGND 覆铜面积紧密相连。
10. 对于重载，建议布较宽的铺铜、多层和多散热片通孔以提高效率和温升特性。

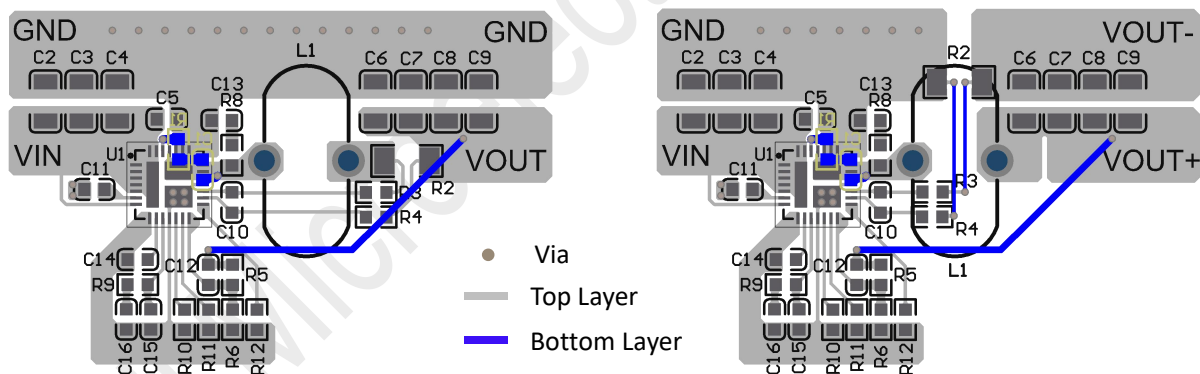


图 4: PCB 推荐布局

13. 典型应用电路

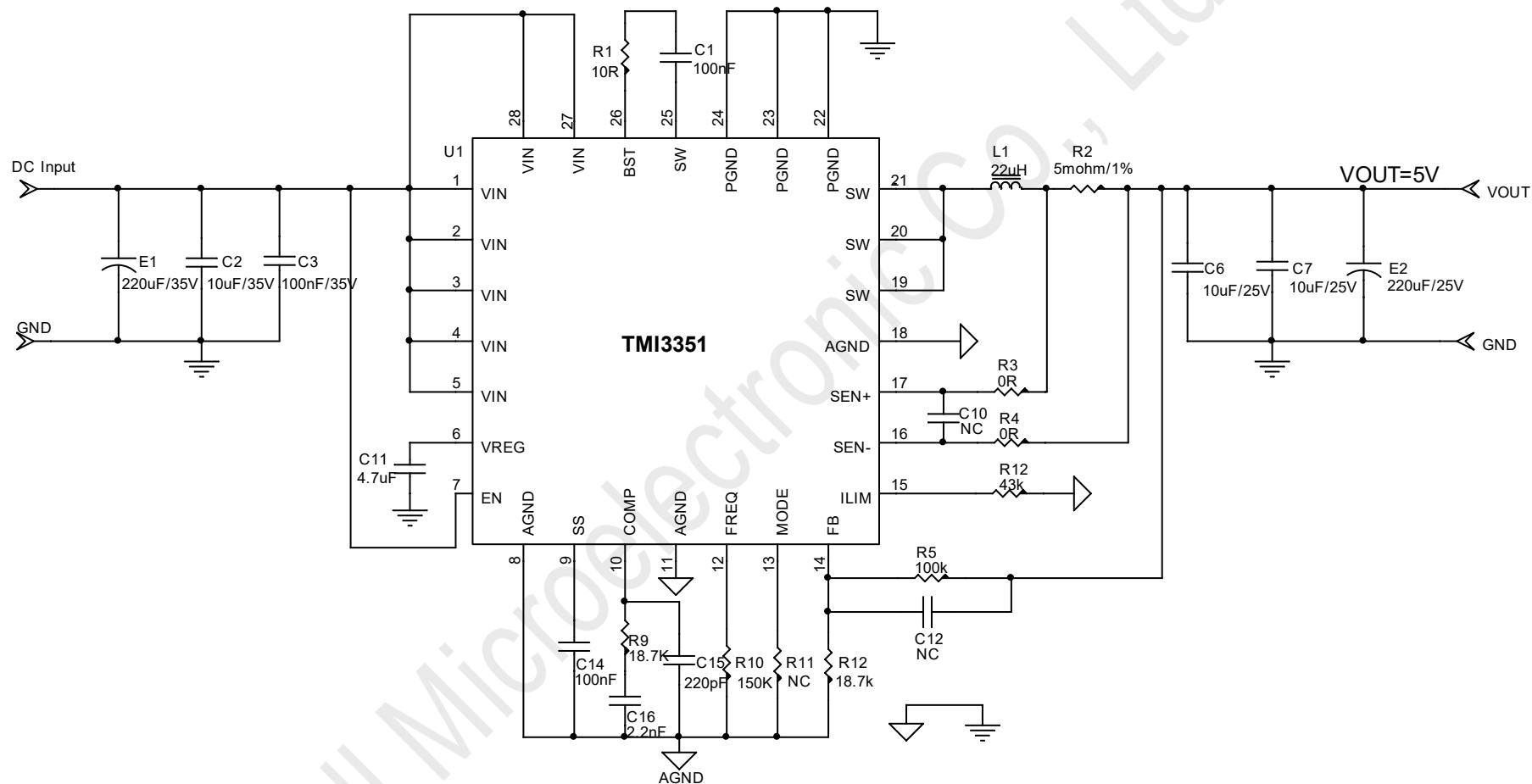


图 5. 典型应用电路图带高边电流采样 ($V_{OUT} < 24V$)

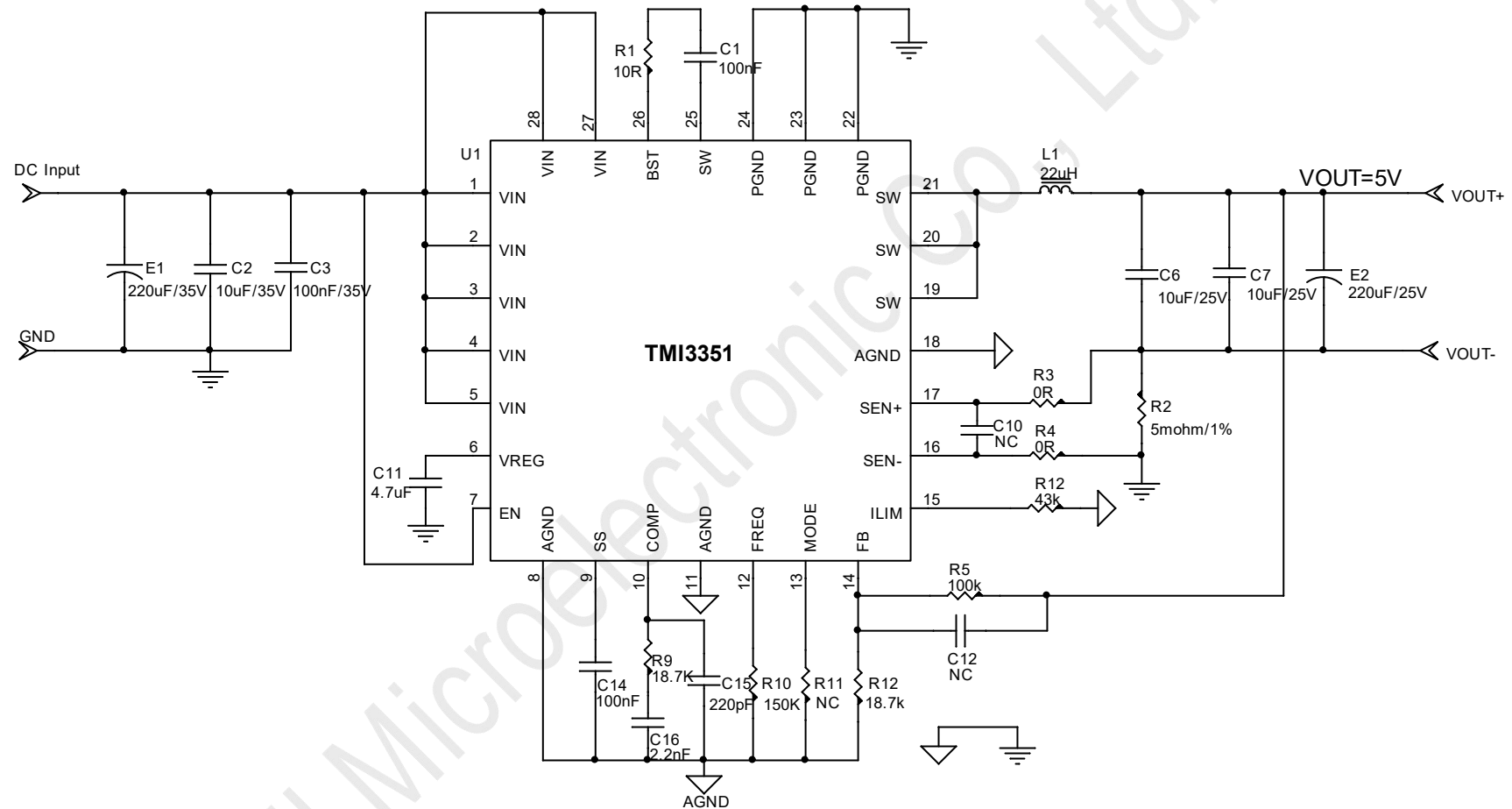
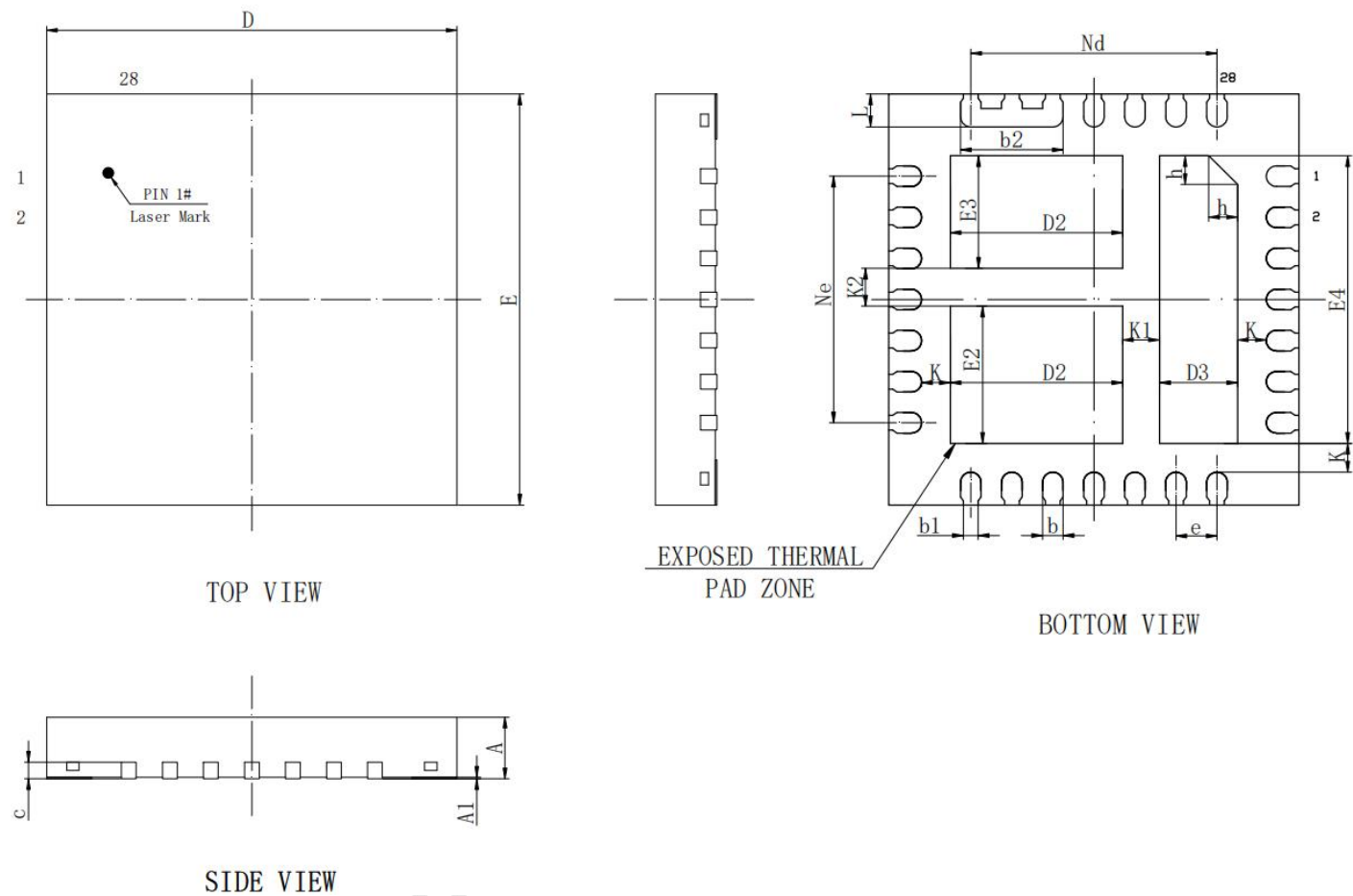


图 5. 典型应用电路图带低边电流采样 ($V_{OUT} \geq 24V$)

15. 封装信息: QFN-28, 5mm×5mm×0.75mm



SYMBOL	MILLIMETER		
	MIN	NOM	MAX
A	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05
b	0.20	0.25	0.30
b1	0.18REF		
b2	1.20	1.25	1.30
c	0.203REF		
D	4.90	5.00	5.10
D2	2.00	2.10	2.20
D3	0.85	0.95	1.05
e	0.50BSC		
Ne	3.00BSC		
E	4.90	5.00	5.10
E2	1.57	1.67	1.77
E3	1.27	1.37	1.47
E4	3.40	3.50	3.60
L	0.35	0.40	0.45
h	0.30	0.35	0.40
K	0.35REF		
K1	0.45REF		
K2	0.46REF		

重要通知

本文档仅提供产品信息。拓尔微电子股份有限公司保留对产品进行更正、修改、补充、改进和其他更改以及随时停产任何产品的权利，恕不另行通知。

拓尔微电子股份有限公司不对产品电路以外的任何电路负责，未经许可不得使用相关专利。

拓尔微电子股份有限公司
[http:// www.toll-semi.com](http://www.toll-semi.com)