

北京国科环宇科技股份有限公司

ASP3605 数据手册

15V、5A 同步降压调节器

目录

1 简介	1
1.1 描述	1
1.2 主要特征	1
1.3 产品系列	1
1.4 典型应用	2
1.5 应用场景	2
2 引脚功能	3
2.1 引脚排布	3
2.2 引脚功能	3
3 特征值	5
3.1 绝对最大额定参数	5
3.2 电特性	5
3.3 典型性能特征	7
4 应用	9
4.1 主控制回路	9
4.2 INTVCC 调节器	9
4.3 V_{IN} 过电压保护	9
4.4 PV_{IN}/SV_{IN} 电压差	10
4.5 输出电压编程	10
4.6 编程开关频率	10
4.7 输出电压跟踪和软启动	10
4.8 输出功率	11
4.9 多相操作	11
4.10 内部/外部 COMP 补偿	11
4.11 最小开启/关断时间的考虑	11
4.12 C_{IN} 和 C_{OUT} 选择	12
4.13 输入输出电容	13
4.14 电感选型	13
4.15 瞬态响应	14
4.16 效率	15
4.17 散热	15
4.18 电路板布局考虑	16
4.19 设计示例	17
4.20 DCM 与 FCCM	17
4.21 RUN 使能引脚	17
5 功能框图	18
6 典型应用	19
7 封装	20
8 修订历史	21

1 简介

1.1 描述

ASP3605 是一款高效同步降压调节器。支持多个 ASP3605 调节器异相运行，同时使用最小的输入和输出电容。该芯片的输入电压范围为 4V 至 15V，适用于双锂离子电池输入以及 12V 或 5V 负载端电源应用。

工作频率可通过外部电阻器从 800kHz 到 4MHz 进行编程。高频能力允许使用小型表贴电感器。PHMODE 引脚允许用户控制输出时钟信号相位。两个内部锁相回路同步内部振荡器到外部时钟，保证调节器准时并锁定时钟。

1.2 主要特征

最高效率：94%

输出电流：5A

V_{IN} 范围：4V 至 15V

集成功率 N 沟道 MOSFET

可调频率：800kHz 至 4MHz

多相操作：最多支持 12 相级联

输出跟踪

0.6V 参考精度：±1%

纹波：典型值小于 4.5mV

电流控制模式，具有良好的负载、线性调整率

车规认证：AEC-Q100 Grade1（汽车级）

SEU：≥75Mev.cm²/mg 或 10⁻⁵次/器件.天（企业宇航级）

SEL：≥75Mev.cm²/mg（企业宇航级）

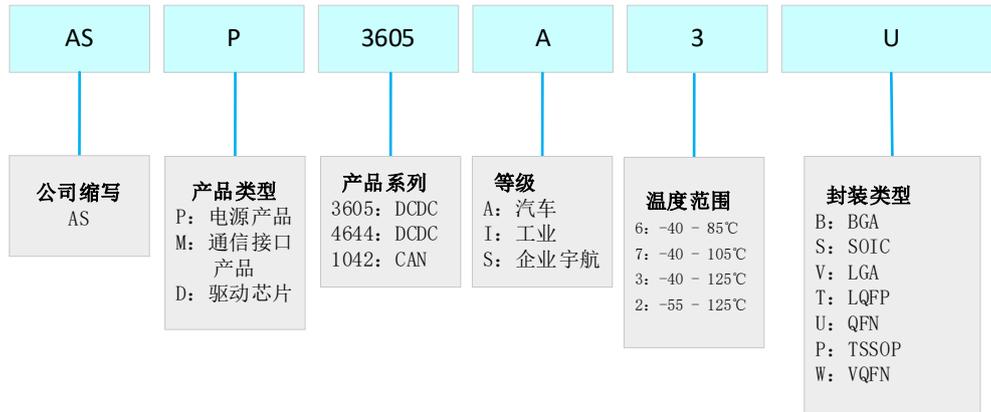
封装：QFN24（4mm×4mm）

1.3 产品系列

芯片型号如下：

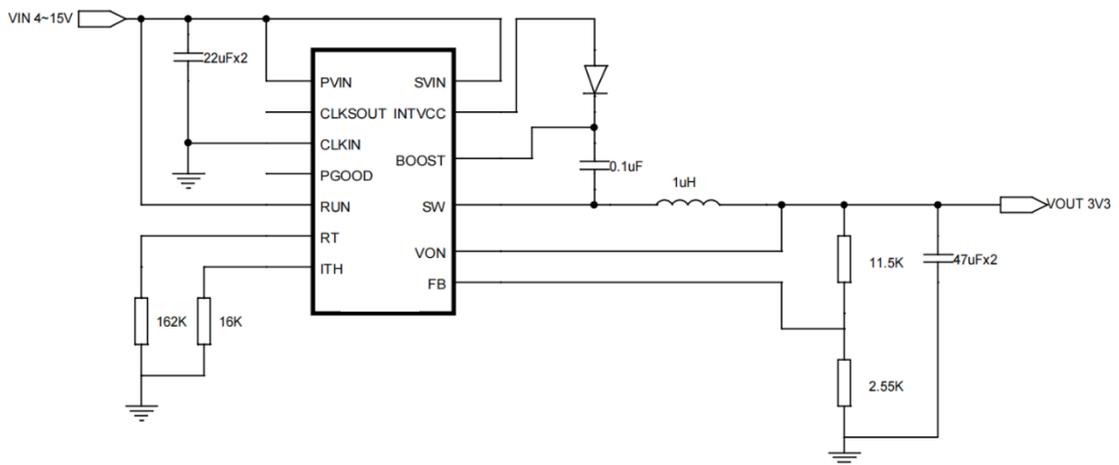
芯片类型	芯片型号	等级	封装	备注
电源芯片	ASP3605I6U	工业级	QFN24	
电源芯片	ASP3605A3U	汽车级	QFN24	
电源芯片	ASP3605S2U	企业宇航级	QFN24	

芯片命名规则



1.4 典型应用

高效 1MHz、5A 降压调节器方案简图

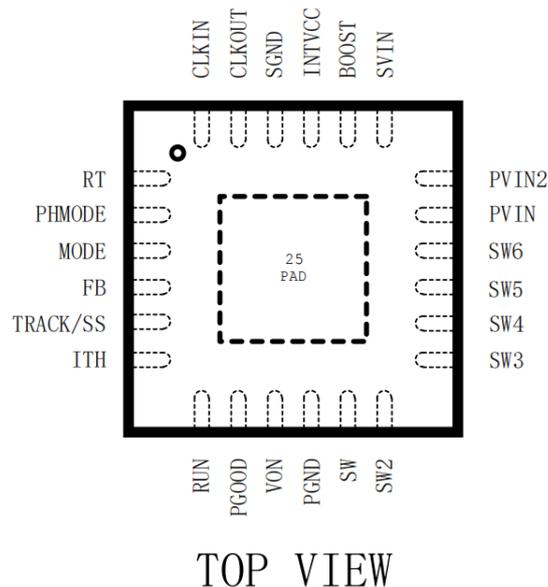


1.5 应用场景

负载端电源
便携式仪器
分布式电力系统
电池供电设备

2 引脚功能

2.1 引脚排布



2.2 引脚功能

RT (Pin 1):振荡器频率编程引脚。可通过 RT 连接外部电阻（40k~200k）来设置工作频率（800kHz~4MHz）。如果使用外部时钟来设定工作频率，那么外部时钟的频率需要在 RT 电阻设定频率的 $\pm 30\%$ ，确保内部 PLL 频率可以锁定。

PHMODE (Pin 2):相位控制输入引脚。确定内部振荡器和 CLKOUT 之间的相位关系。将其连接至 INTVCC，相位差为 180° ；将其连接到 SGND，相位差为 120° ，将其连接于 INTVCC/2，相位差为 90° 。

MODE (Pin 3):工作模式控制引脚。将此引脚连接到 INTVCC 可以实现在输出负载下强制连续同步操作。将其连接到 SGND 可以实现轻载下的不连续模式操作。不要使此引脚悬空。

FB (Pin 4):输出反馈电压。误差放大器的输入，用于将反馈电压与内部 0.6V 参考电压进行比较。该引脚通常连接到控制输出电压的电阻分压节点处。

TRACK/SS (Pin 5):输出跟踪和软启动引脚，便于用户控制输出电压的上升时间。这个引脚上的电压低于 0.6V 时，会绕过内部误差放大器的基准电压，使 FB 引脚电压跟随 TRACK 引脚电压。该引脚电压在 0.6V 以上时，跟踪功能会停止，内部的基准电压会重新恢复对误差放大器的控制。这个引脚会从 INTVCC 获取到 $2\mu\text{A}$ 的上拉电流，因此，在此处放置电容可实现软启动功能。

COMP (Pin 6):误差放大器的输出以及开关稳压器的补偿点。电流比较器的阈值与该电压呈线性，正常范围为 0.3V~1.8V。通过将此引脚连接到 INTVCC，可以激活内部的补偿，配置输出电压。在 $I_{\text{OUT}}=0$ 时， V_{OUT} 将提高到比设定值高 1.5%，

而在 $I_{OUT}=5A$ 时, V_{OUT} 将降低 1.5%。

RUN (Pin 7):使能控制引脚。将 RUN 与 $\geq 1.2V$ 的电压相连, 启动芯片工作。当其连接至 $\leq 1.1V$ 电压, 终止芯片工作。

PGOOD (Pin 8):检测输出电压是否正常的引脚。当 FB 引脚上的电压不在内部 $0.6V$ 参考 $\pm 10\%$ 范围内时, PGOOD 将被拉至地。

V_{ON} (Pin 9):控制导通时间的电压输入引脚。为导通时间比较器设置电压跳变阈值, 可以控制功率 MOSFET 的导通时间。将该引脚连接在输出电压上, 使导通时间与 V_{OUT} 成正比, 并在不同的 V_{OUT} 下保持开关频率恒定。但是, 当 $V_{ON} < 0.6V$ 或 $> 6V$ 时, 开关频率将不再保持恒定。

PGND (Pin 10, Pin 25):电源地。内部功率 MOSFET 的地。将此引脚与输入电容器和输出电容器的负极相连接。暴露的焊盘应焊接到 PCB 地端, 以确保良好的电接触, 符合额定热性能。

SW (Pins 11 to 16):连接到外部电感的开关节点引脚。SW 的电压范围: 二极管对地的电压降至 PV_{IN} 。

PV_{IN} (Pins 17, 18):功率电源输入引脚。功率 MOSFET 的输入电压。

SV_{IN} (Pin 19):电源输入引脚。给内部输出 $3.3V$ 的线性稳压器提供输入电压, 在 SV_{IN} 和 PV_{IN} 之间连接一个 (1Ω 至 10Ω) 电阻, 并用 $0.1\mu F$ 电容旁路到 GND。

BOOST (Pin 20):内部功率 MOSFET 的升压浮动驱动器电源。

INTVCC (Pin 21):内部 $3.3V$ 稳压器输出。该电压为内部电源驱动器和控制电路供电。为了实现解耦, 建议使用至少 $1\mu F$ 的低 ESR 陶瓷电容器将此引脚与地连接。

SGND (Pin 22):接地引脚。

CLKOUT (Pin 23):多相运行时的时钟输出信号引脚。CLKOUT 相对于 CLKIN 的相位模式会根据 PHMODE 引脚的状态确定。CLKOUT 的振幅介于 INTVCC 和 GND 之间。

CLKIN (Pin 24):相位检测器的外部同步输入引脚。该引脚内部连接至具有 $20k$ 欧姆阻值的 SGND。锁相环将促使顶部功率 NMOS 的导通信号与 CLKIN 信号的上升沿保持同步。

3 特征值

3.1 绝对最大额定参数

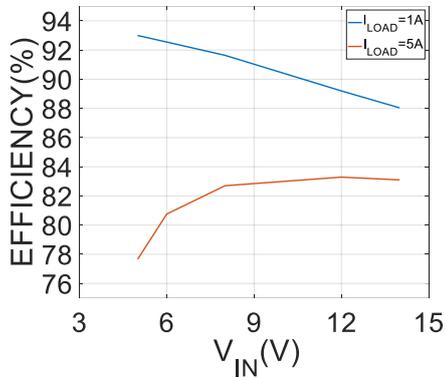
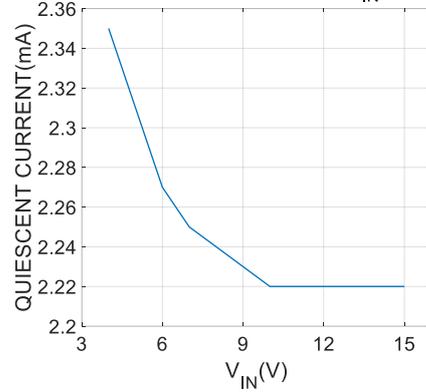
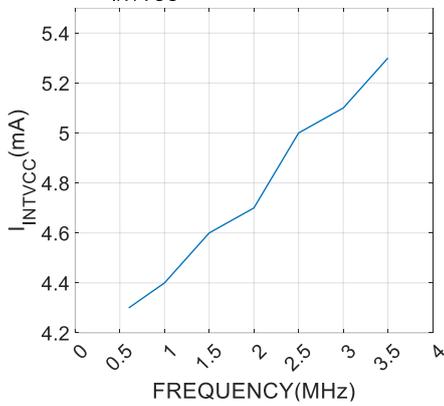
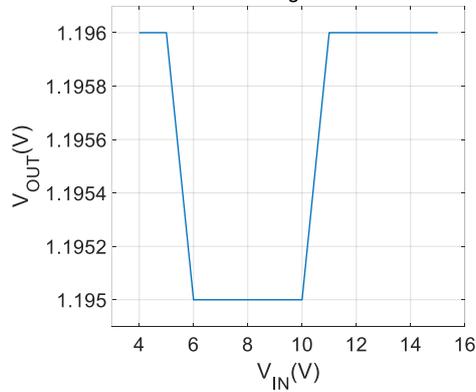
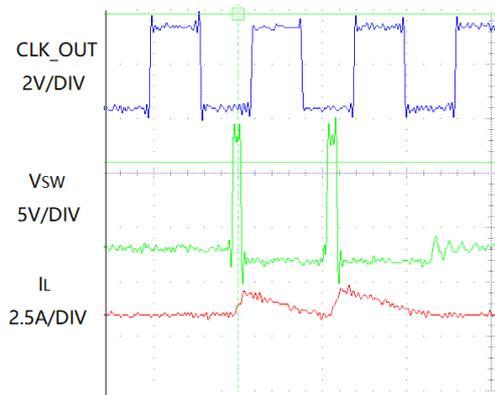
P_{VIN} , SV_{IN} , SW 电压范围: $-0.3V \sim 15V$
 SW 瞬态电压范围: $-2V \sim 17.5V$
 $INTV_{CC}$ 电压范围: $-0.3V \sim 3.6V$
 BOOST 电压范围: $-0.3V \sim P_{VIN} + INTV_{CC}$
 V_{ON} 电压范围: $-0.3V \sim SV_{IN}$
 RUN 电压范围: $-0.3V \sim 15V$
 COMP, RT, CLKOUT, PGOOD 电压范围: $-0.3V \sim INTV_{CC}$
 CLKIN, PHMODE, MODE 电压范围: $-0.3V \sim INTV_{CC}$
 TRACK/SS, FB 电压范围: $-0.3V \sim INTV_{CC}$
 工作温度范围: $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
 存储温度范围: $-65^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$

3.2 电特性

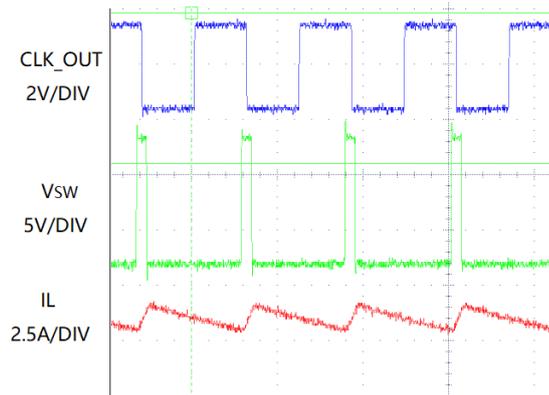
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
P_{VIN}	输入电压范围		4		15	V
I_Q	输入直流电源 开启 关断电流	Mode = 0, RT = 162k		2 220	10	mA μA
V_{FB}	反馈参考电压	COMP = 1.2V – 40°C to 85°C COMP = 1.2V – 40°C to 125°C	0.596 0.596	0.6 0.6	0.614 0.611	V V
$\Delta V_{FB(LINE)}$	反馈电压线路调节	$V_{IN} = 4V$ to 15V, COMP = 1.2V,– 40°C to 125°C	0.01	0.08	0.3	%
$\Delta V_{FB(LOAD)}$	反馈电压负载调节	COMP = 0.8V to 1.6V, –40°C to 125°C	0.059	0.17	3.2	%
I_{LIM}	正电感器谷电流限制	$V_{FB} = 0.57V$	5	6	7.5	A

	负电感器谷电流限制			-5		A
V _{RUN}	I _Q = 2mA	RUN 上升		1.2		V
	I _Q = 400μA	RUN 上升	0.5	0.6	0.9	
ΔV _{RUN}	V _{RUN} 下降, 相对于 开启阈值			100		mV
V _{INTVCC}	内部 VCC 电压	4V < V _{IN} < 15V	3.2	3.3	3.5	V
OV	输出过电压 PGOOD 阈值	V _{FB} 上升	5	8	11	%
UV	输出欠电压 PGOOD 下限阈值	V _{FB} 下降	-13	-10	-7	%
R _{PGOOD}	PGOOD 下拉电阻	1 mA 负载		25		Ω
I _{PGOOD}	PGOOD 漏电流	0.54V < V _{FB} < 0.66V		31.6		μA
f _{OSC}	振荡器频率	RT = 162k		1		MHz
CLKIN	CLKIN 阈值			0.7		V
I _{TRACK/SS}	TRACK/SS 上拉电流			2.2	4	μA
低压满载 时输入电 流	V _{IN} = 5V, V _{OUT} = 1.2V, I _{OUT} = 4A		1.22	1.3		A
纹波噪声	V _{IN} = 5V, V _{OUT} = 1.2V, I _{Load} = 2A C _{in} = 22μF & 68μF, C _{out} = 47μF x2 Ceramic			4.5		mV

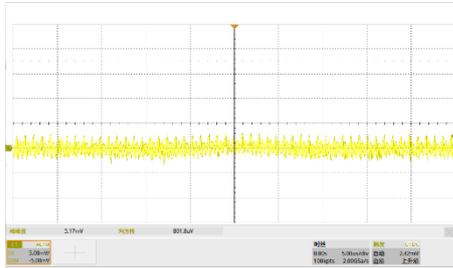
3.3 典型性能特征

Efficiency vs V_{IN} , $V_{OUT}=3.3V, F=1MHz$

Quiescent Current vs V_{IN}

 I_{INTVCC} Current vs Frequency

Line Regulation

DCM Operation


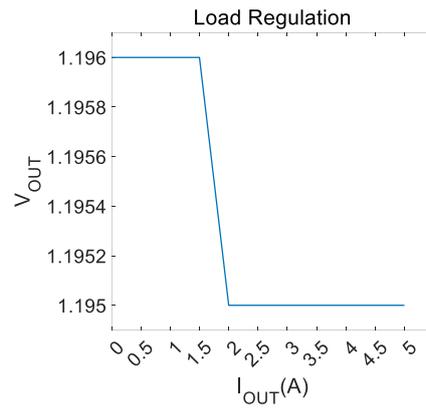
$V_{IN}=12V$ $1\mu s/DIV$
 $V_{OUT}=1.2V$
 MODE=0
 $I_{OUT}=0$

CCM Operation


$V_{IN}=12V$ $1\mu s/DIV$
 $V_{OUT}=1.2V$
 MODE=3.3V
 $I_{OUT}=0$



电源纹波



4 应用

4.1 主控制回路

ASP3605 是一款采用电流控制模式进行降压调节的芯片。其内部的顶部功率 MOSFET 的导通时间由单触发定时器 OST 控制，以固定的时间间隔导通。在顶部功率 MOSFET 关闭后，底部功率 MOSFET 将会打开，并一直保持此种状态，直至电流比较器 ICMP 输出逻辑发生跳变，然后重新启动单触发定时器并开始下一个工作周期。电感电流是通过感应底部功率 MOSFET 的 V_{DS} 的压降来确定的。误差放大器 EA 通过比较来自输出电压的反馈信号 V_{FB} 与内部 0.6V 参考电压的反馈信号来调整 COMP 电压。如果负载电流增加，则会导致反馈电压 V_{FB} 相对于内部参考电压下降。然后，COMP 电压上升，直到平均电感电流匹配负载电流，COMP 引脚电压稳定。

当电流反转比较器检测到小负载电流的工作条件，将关闭顶部与底部的功率 MOSFET，进入 DCM 工作模式，此时负载电流主要由输出电容提供，此时电感电流可降至零并变为负值，这种工作模式将持续到 COMP 电压上升至 0.6V 以上。将 MODE 引脚与 INTVCC 相接，系统将不会根据负载的大小来选择工作模式，而是强制进入 CCM 工作模式。

工作频率由 RT 引脚外接电阻的值决定，该电阻通过控制内部振荡器的电流控制系统的工作频率。如果 CLKIN 引脚上存在外部时钟信号，则内部锁相环将振荡器频率与外部时钟频率同步。另一个内部锁相环将内部振荡器的频率与开关频率进行同步，迫使功率 MOSFET 保持恒定的开启时间。

通过将 MODE 引脚连接到 INTVCC 来禁用非连续模式操作，这将强制连续同步操作，而与输出负载无关。

如果输出反馈电压 V_{FB} 的波动大于设定值范围的 $\pm 10\%$ ，过压和欠压比较器将 PGOOD 输出拉低。除了在启动时 TRACK 引脚上升至 0.6V 的这段时间，在过压和欠压的工作条件下，系统必须进行连续工作。

如果输出短路到地，则反向限流，底部功率 MOSFET 上的最大感测电压被降低到原始值的大约 40%，进而减小电感谷电流。

RUN 引脚拉到地将关闭功率 MOSFET 及其大部分内部控制电路，迫使 ASP3605 进入关闭状态。将 RUN 引脚置于 0.7V 以上时，仅打开内部基准，同时仍保持功率 MOSFET 关闭。当 RUN 引脚电压大于 1.2V 时，芯片开始工作。

4.2 INTVCC 调节器

内部低压差稳压器 (LDO) 负责产生 3.3V 电源，用于驱动和内部偏置电路的供电。INTVCC 能够提供高达 100mA 的 RMS 电流，必须使用至少 $1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容器旁路到地。良好的旁路可以保证功率 MOSFET 栅极驱动电路输出大瞬态电流。高输入电压和高开关频率的应用需要 LDO 提供更高的功耗，因此芯片的温度也会相应的增加。不建议将负载连接到 INTVCC 引脚，因为这会进一步推动 LDO 进入其 RMS 电流额定值，并增加功耗和芯片的温度。

4.3 V_{IN} 过电压保护

为了保护内部功率 MOSFET 器件免受瞬态电压尖峰的影响，ASP3605 持续监测 V_{IN} 引脚的过电压情况。当 $V_{IN} \geq 17V$ 时，稳压器将关闭两个功率 MOSFET 以暂停工作。当 $V_{IN} \leq 15V$ 时，稳压器会立即恢复正常工作。在退出过电压条件时，稳压器不会执行软启动功能。

4.4 PV_{IN}/SV_{IN} 电压差

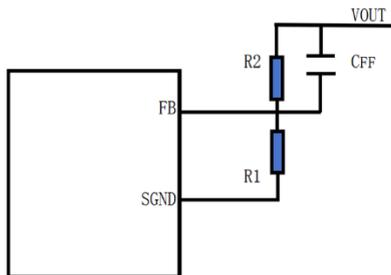
SV_{IN} 应该通过 $1\Omega \sim 10\Omega$ 以及 $0.1\mu F$ 组成的低通滤波器连接到 PV_{IN} 。对于 PV_{IN} 和 SV_{IN} 连接不同电压的应用，虽然输出电压受控，但内部功率 MOSFET 的开启时间将会偏移正常值。如果 SV_{IN} 与 PV_{IN} 相差超过 PV_{IN} 电压的 50%，则由此产生的开关频率将偏离 RT 电阻编程的频率或外部时钟同步频率。可以通过调整 RT 的电阻值使开关频率返回原有的期望值。也可以通过将 V_{ON} 引脚连接到与 V_{OUT} 不同的电压上，以抵消 V_{IN} 差分器的偏移量。

在这种应用中，为了使开关频率正常，可以相应地调整 RT 电阻值。另外，更好的解决方案是将 V_{ON} 引脚连接在与 V_{OUT} 不同的电压上，以抵消 V_{IN} 的偏移。例如，如果 SV_{IN} 为 6V， PV_{IN} 为 12V，则产生的开关频率可能比 RT 电阻编程的频率慢，此时将 V_{ON} 引脚连接到 V_{OUT} 的一半电压将使开关频率恢复正常。

4.5 输出电压编程

输出电压由外部分压电阻设置，根据以下公式来设定输出电压：

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot (1 + R_2/R_1)$$



设置输出电压

4.6 编程开关频率

RT 引脚的电阻可以通过以下公式设置从 800 kHz 到 4MHz 的切换频率：

$$\text{Frequency (Hz)} = \frac{1.6e11}{RT(\Omega)}$$

内部 PLL 的同步范围在其编程频率附近的 $\pm 30\%$ ，因此外部时钟同步时，应确保外部时钟频率在 RT 编程频率的 $\pm 30\%$ 范围内。

4.7 输出电压跟踪和软启动

ASP3605 允许用户通过 TRACK/SS 引脚对其输出电压斜坡速率进行编程。内部 $2\mu A$ 将 TRACK/SS 引脚拉至 INTVCC。

在 TRACK/SS 上连接一个外部电容可以实现输出的软启动，防止输入电源上的电流浪涌影响输出。

对于输出跟踪应用，TRACK/SS 可以由另一个电压源外部驱动。从 0V 到 0.6V, TRACK/SS 电压将覆盖误差放大器的内部 0.6V 参考输入，从而将反馈电压调节到 TRACK/SS 引脚的电压。在启动期间，ASP3605 将以不连续模式运行。当 TRACK/SS 高于 0.6V 时，停止跟踪，反馈电压调节到内部参考电压。

故软启动时间可以根据以下公式计算：

$$T_{ss} = \frac{C_{ss} * 0.6}{I_{SS} (2.5\mu A)}$$

对于输出跟踪应用，TRACK/SS 可以由另一个电压源外部驱动。

4.8 输出功率

当 ASP3605 的输出电压在调节点的 $\pm 10\%$ 范围内时，反馈回 0.54V~0.66V 范围内的 V_{FB} 电压，此时输出电压正常，PGOOD 引脚会被外部电阻器拉高。

若输出电压超出该范围，内部开漏下拉模块 (25Ω) 将把 PGOOD 引脚拉低。为避免在瞬态或动态 V_{OUT} 变化期间出现不必要的 PGOOD 毛刺，ASP3605 的 PGOOD 下降沿具备约 52 个开关周期的消隐延迟。

4.9 多相操作

对于需要大于 5A 电流的输出负载，我们可以将多个 ASP3605 级联实现多相运行，已提供更大的输出电流。CLKIN 引脚允许 ASP3605 同步到外部时钟 ($\pm 50\%$ 由 RT 编程的频率)，内部锁相环允许 ASP3605 锁定到 CLKIN 的相位。CLKOUT 信号可以连接到其他的 ASP3605 级的 CLKIN 引脚，以对齐整个系统的频率和相位。将 PHMODE 引脚连接到 INTVCC, SGND 或 INTVCC/2，分别产生 180 度，120 度或 90 度的相位差 (CLKIN 和 CLKOUT 之间)，对应于 2 相，3 相或 4 相操作。

4.10 内部/外部 COMP 补偿

在单相运行阶段，用户可以通过将 COMP 引脚与 INTVCC 相连接实现内部补偿，从而简化了回路补偿过程。此操作将一个 $30k\Omega$ 的内部电阻与一个 $40pF$ 的电容器串联至误差放大器的输出端。同时，激活输出电压定位功能，确保输出电压在空载时比调节值高 1.5%，在满载时则低于调节值 1.5%。这是出于简化电路的考虑，并没有优化环路补偿，其中 COMP 组件是外部的，选择最小的输出电容优化环路瞬态响应。

4.11 最小开启/关断时间的考虑

最小关断时间是 ASP3605 能够打开底部功率 MOSFET，翻转电流比较器并关闭功率 MOSFET 的最小时间，一般在 70ns 左右。最小关断时间限制了最大占空比为 $t_{ON}/(t_{ON} + t_{OFF(MIN)})$ ，如果达到最大占空比，例如由于输入电压下降，那么

输出将失去调节。避免掉差的最小输入电压为:

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} \frac{t_{ON} + t_{OFF(MIN)}}{t_{ON}}$$

相反, 最小导通时间是指最高功率 MOSFET 处于“导通”状态的最小持续时间。这个时间通常是 40ns。在连续工作模式下, 最小导通时间限制施加的最小占空比为:

$$DC_{MIN} = f \cdot t_{ON(MIN)}$$

其中 $t_{ON(MIN)}$ 为最小导通时间, 如公式所示, 降低工作频率将减轻最小占空比的约束。

在极少数超过最小占空比的情况下, 输出电压仍可控制, 但开关频率将从其编程值下降。在许多应用中, 这是可以接受的结果, 因此在大多数情况下, 此约束可能不是最重要的。在设计中可以使用高开关频率, 而不必担心严重的后果。正如电感和电容选择部分所示, 高开关频率允许使用更小的电路板元件, 从而减小应用电路的尺寸。

4.12 C_{IN} 和 C_{OUT} 选择

输入电容 C_{IN} 用于滤波顶部功率 MOSFET 漏极处的梯形波电流。为了防止发生大的电压跳变, 应使用符合最大有效值电流大小的低 ESR 输入电容器。最大有效值电流由下式给出:

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

这个公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 处有一个最大值, 其中 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这种简单的最坏情况通常用于设计, 因为即使是显著的偏差也不能提供太多的缓解。请注意, 电容制造商的纹波电流额定值通常仅在 2000 小时的使用寿命内有效, 因此建议进一步降低电容器的额定值, 或选择额定温度高于要求的电容器。

几个电容器也可以并联, 以满足设计中的尺寸或高度要求。对于低输入电压应用, 需要足够的整体输入电容来最小化输出负载变化期间的瞬态响应。

C_{OUT} 的选择取决于有效串联电阻(ESR), 该电阻需要最小化电压纹波和负载阶跃瞬态, 以及确保控制回路稳定所需的体电容量。通过观察负载的瞬态响应, 可以检查回路的稳定性。输出纹波 ΔV_{OUT} 由下式决定:

$$\Delta V_{OUT} < \Delta I_L \left(\frac{1}{8fC_{OUT}} + ESR \right)$$

输出纹波在最大输入电压时最高, 因为 ΔI_L 随输入电压增加而增加。为了满足 ESR 和 RMS 电流处理要求, 可能需要并联多个电容器。干钽、特殊聚合物、铝电解电容器和陶瓷电容器均可采用表面贴装封装。

特殊聚合物电容器的 ESR 很低, 但电容密度比其他类型的电容器低。钽电容器具有最高的电容密度, 但重要的是仅使用已经过浪涌测试的类型用于开关电源。铝电解电容器具有明显更高的 ESR, 但在考虑纹波电流额定值和长期可靠性的情况下, 可以用于成本敏感的应用。

陶瓷电容器具有优良的低 ESR 特性和占地面积小。它们相对较低的体电容量值可能需要多个并联。

4.13 输入输出电容

在电子元器件领域，陶瓷电容器作为一种关键的被动元件，被广泛应用于各类电子设备之中。

我们可以从以下几个方面来考虑如何挑选合适的陶瓷电容器：

1. 根据应用场景选择电介质类型：针对各种应用需求，可以选择具备相应性能特性的电介质，例如高储能、高稳定性等。
2. 确定电容器的尺寸和容量：根据电路设计要求，选取适当尺寸和容值的陶瓷电容器。

以下公式可用于计算推荐电容容值：

$$C_{OUT} \approx F \times \frac{\Delta I_{OUT}}{f_o \times V_{FALL}}$$

F 为周期系数，通常可以用 2.5 代入上式，保险起见可以带入 3， V_{FALL} 为输出的首个周期的线性下降电压。

在众多应用场景中，输入电容仅需承担高频旁路的角色，鉴于其对电源的阻抗影响较小。一枚 22 μ F 的陶瓷电容器通常足以满足此类需求。在布局时，应尽量将此输入电容器靠近 PV_{IN} 引脚。

3. 考虑电容器的电压和温度特性：根据实际应用环境，选取具备良好电压和温度特性的电介质，如 X5R 和 X7R。

4. 关注电容器的可靠性：选择具有较高可靠性的陶瓷电容器，以确保其在长时间运行过程中不会出现故障。

总之，在挑选输入和输出陶瓷电容器时，X5R 和 X7R 电介质配方因其优秀的温度和电压性能，成为优先考虑的选择。

X5R 和 X7R 电介质配方均具有较高的介电常数，这使得它们在相同尺寸的电容器中可以存储更多的电荷，从而提高了电容器的储能能力。此外，这两种电介质材料的稳定性较好，能够承受较大的电压和温度变化。

4.14 电感选型

在电子电路设计中，电感值的选择是一项至关重要的任务。它直接影响到电流纹波的大小，而电流纹波又是衡量芯片谷电流比较器信噪比的关键指标。信噪比的大小决定了开关频率的稳定性，从而影响到整个电子电路的性能。因此，电感值的选择在保证电子电路正常运行方面具有举足轻重的作用。

首先，我们需要了解电感值对电流纹波的影响。根据经验，为了使芯片的谷电流比较器具有足够的信噪比，电流纹波应在 1.5A 至 2.5A 的范围内。这个范围内的电流纹波可以保证谷电流比较器在检测信号时，信号噪声比达到要求，从而确保开关频率的稳定。

然而，我们还需要考虑到最大的纹波电流发生在最高的输入电压 (V_{IN}) 的情况，这是因为输入电压的增加会导致电流纹波的增大，从而可能超过规定的最大值。如果纹波电流过大，将会对电子电路的稳定性产生负面影响，甚至可能损坏器件。

为了确保纹波电流不超过规定的最大值，电感的选择应遵循以下要求：

1. 计算电感所需的电流纹波：在确定输入和输出电压、电感值以及工作频率的条件下，可以计算出纹波电流的值。

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

2. 通常情况下，纹波电流值设定在 1.5~2.5A 范围内。因此，依据所述的纹波电流公式，可以反向推导出电感的电感值。

需要注意在强制连续运行模式下，若电感纹波电流超过负电流限制，输出电压 V_{OUT} 将充电至调节水平以上，直至电感器电流不再超过负电流限制。针对这一情况，可以采取两种措施：一是选择较大的电感值以减少电感纹波电流，二是降低 RT 电阻值以提高开关频率，从而降低电感器纹波电流。

3. 考虑电感的稳定性：在选择电感时，要关注电感的稳定性。稳定性差的电感可能在高温、高压等环境下出现性能下降，进而影响电流纹波。

4. 电感尺寸与散热设计：电感的尺寸和散热设计也会对电流纹波产生影响。在实际应用中，要确保电感具有足够的散热性能，以保证其在高温环境下的稳定性。

总之，电感值的选择对于电子电路的性能和稳定性具有重要意义。在选择电感时，要充分考虑电流纹波、输入电压、电感稳定性等因素，以确保电子电路在各种环境下正常运行。同时，合理的设计和优化电感的散热性能，可以进一步提高电感的使用寿命和可靠性。

4.15 瞬态响应

OPTI-LOOP 补偿允许针对大范围负载和输出电容优化瞬态响应。COMP 引脚不仅可以用来优化控制回路，还可以提供直流耦合和交流滤波的闭环响应测试点。该测试点的阶跃响应、上升时间和建立时间真实地反映了闭环响应。

假设主要是二阶系统，相位裕度和/或阻尼因子可以使用在该引脚处看到的超调百分比来估计。

本数据表第一页的电路中所示的 COMP 外部元件为大多数应用提供了足够的相位裕度。串联 rc 滤波器设置主零极点回路补偿。这些值可以稍微修改(建议 0.5 到 2 倍的值)，以优化瞬态响应，一旦最终布局完成，特定的输出电容类型和值已经确定。需要选择输出电容，因为它们的各种类型和值决定了环路反馈因子——增益和相位。输出电流脉冲为满载电流的 20% 至 100%，上升时间为 1 μ s 至 10 μ s，将产生输出电压和 COMP 引脚波形，这将在不破坏反馈回路的情况下观测到整体回路的稳定性。

开关稳压器需要几个周期来响应负载电流的一个跳变。当发生负载跳变时， V_{OUT} 立即改变等于 $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 的量，其中 ESR 是 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 也开始给 C_{OUT} 充电或放电，由此产生一个反馈误差信号，由稳压器使用，使 V_{OUT} 返回其稳态值。在此恢复期间，可以监视 V_{OUT} 是否超调或产生振铃，若存在则表明存在稳定性问题。

初始输出电压阶跃可能不在反馈回路的带宽范围内，因此不能使用标准二阶超调/直流比来确定相位裕度。环路的增益随着 R 的增大而增大，环路的带宽随着 C 的减小而增大。如果增大 R 的幅度与减小 C 的幅度相同，则零频率点保持不变，从而在反馈环路最关键的频率范围内保持相位不变。此外，可以增加一个前馈电容 C_{FF} ，以提高高频响应。电容 C_{FF} 通过与 R_2 产生高频零点提高了相位裕

度。

输出电压的建立过程与闭环系统的稳定性有关，并将展示出实际的整体电源性能。有关优化补偿元件的详细说明，包括对控制回路理论的回顾。

在某些应用中，切换具有大(>10μF)输入电容的负载可能会引起更严重的瞬态问题。

输入电容与 C_{OUT} 并联，若输入电容放电，则 V_{OUT} 迅速下降。如果连接负载的开关导通阻抗低并且可以快速相应，那么没有一款稳压器可以提供足够的电流来防止输出电压下降。最好的解决方案是限制负载开关驱动器的接通速度。热插拔控制器是为解决此问题而专门设计的，通常具有限流、短路保护和软启动的功能。

4.16 效率

开关稳压器的效率百分比等于输出功率除以输入功率乘以 100%。具体分析损失的来源，确定是什么限制了效率，哪些变化会影响效率，对提升效率是非常有用的。百分比效率可表示为：

$$\%Efficiency = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

其中 L₁、L₂ 等为单个损耗占输入功率的百分比。

虽然电路中的所有耗散元件都会产生损耗，但 ASP3605 电路中损耗的主要来源通常有三个：1) I²R 损耗，2) 开关和偏置损耗，3) 其他损耗。

1. I²R 损耗由内部开关 R_{SW} 和外部电感 R_L 的直流电阻计算。

在连续模式下，平均输出电流流过电感 L，但在内部顶部和底部功率 MOSFET 之间被“斩波”。因此，查看 SW 引脚的串联电阻是顶部和底部 MOSFET R_{DS(ON)} 和占空比的函数，如下所示：

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP})(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1 - DC)$$

顶部和底部 MOSFET 的 R_{DS(ON)} 可以从典型性能特征曲线中获得。从而得到 I²R 损失：

$$I^2R \text{ losses} = I_{OUT}^2 (R_{SW} + R_L)$$

2. INTVCC 电流是功率 MOSFET 驱动电流和控制电流的总和。功率 MOSFET 驱动电流来自于开关功率 MOSFET 的栅极电容。每次功率 MOSFET 栅极从低到高再到低切换时，一部分电荷 dQ 从 INTVCC 移动到地。由此产生的 dQ/dt 是 INTVCC 输出的电流，通常比直流控制偏置电流大得多。在连续模式下，I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)，其中 Q_T 和 Q_B 为内部顶层和底层功率 MOSFET 的栅极电荷，f 为开关频率。由于 INTVCC 是由 V_{IN} 供电的低压差稳压器输出，其功率损耗等于：

$$P_{LDO} = V_{IN} I_{INTVCC}$$

3. 其他“隐藏”损耗，如转换损耗，铜皮和内部负载电阻，可以解释为整个系统中额外的功率损耗。在系统设计中包含这些“系统”级损耗是非常重要的。转换损耗是在开关节点转换过程中，最高功率 MOSFET 在饱和区的短暂时间内消耗的功率。由于 ASP3605 内部功率器件切换速度很快，与其他电源相比，这些损耗并不显著。其他损耗包括二极管在死区期间的传导损耗和电感铁芯损耗，这些损耗通常占总附加损耗的 2% 以下。

4.17 散热

在大多数应用中，ASP3605 由于其高效率 and 背向 QFN 封装的低热阻，不会散发太多热量。然而，在 ASP3605 在高环境温度、高 V_{IN} 、高开关频率和最大输出电流负载下运行的应用中，散热可能超过该部件的最高结温。

如果结温达到约 160°C ，两个电源开关将关闭，直到温度下降约 15°C 。

为了避免 ASP3605 超过最大结温，用户需要做一些热分析。热分析的目的是确定耗散的功率是否超过部件的最高结温。温升由以下公式给出：

$$T_{RISE} = P_D \theta_{JA}$$

例如，考虑 ASP3605 在 $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $I_{OUT} = 5\text{A}$ ， $f = 1\text{MHz}$ ， $V_{OUT} = 1.8\text{V}$ 的应用场景，等效功率 MOSFET 电阻 R_{SW} 由下式决定：

$$R_{SW} = R_{DS(ON)TOP} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + R_{DS(ON)BOT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

在空载 1MHz，连续工作时 V_{IN} 电流约为 2.3mA，其中包括开关和内部偏置电流损耗、转换损耗、电感铁芯损耗等损耗。因此，总热耗由下式决定：

$$P_D = I_{OUT}^2 R_{SW} + V_{IN} I_{VIN} (NO\ Load)$$

QFN $4\text{mm} \times 4\text{mm}$ 封装结对环境热阻 θ_{JA} 约为 $37^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。因此，在 25°C 环境温度下，稳压器的结温近似为：

$$T_J = P_D \cdot 37^{\circ}\text{C}/\text{W} + 25^{\circ}\text{C}$$

上面的结温是从 25°C 时的 $R_{DS(ON)}$ 得到的，我们可以根据更高的 $R_{DS(ON)}$ 重新计算结温，因为它随着温度的升高而增加。假设 R_{SW} 在 67°C 下增加 15%，重新计算得到新的结温为 72°C 。如果应用要求更高的环境温度和/或更高的开关频率，应注意使用散热器或气流来降低部件的温升。

4.18 电路板布局考虑

在布置印刷电路板时需要在布局中检查以下内容：

1. 电容器 C_{IN} 应尽可能接近电源 P_{VIN} 和电源 PGND。这些电容器为内部功率 MOSFET 及其驱动器提供电流。

2. C_{OUT} 与 $L1$ 之间的间距尽量靠近， C_{OUT} 的 (-) 极电流会返回到 PGND 和 C_{IN} 的 (-) 极。

3. 电阻分压器 R_1 与 R_2 的连接至关重要，应紧贴 C_{OUT} 的 (+) 极和 SGND 附近的接地线。 V_{FB} 应尽量远离噪声器件和走线，比如 SW 走线尽量短。同时，建议 R_1 与 R_2 紧邻芯片，以提高整体性能。

4. 将包装底部的 E-PAD 焊接到 PGND 平面。用热孔将这个 PGND 平面连接到其他层上，以帮助散热。

5. 敏感部件一定远离 SW 引脚。RT 电阻、补偿电容和 C_{COMP} ，以及所有电阻 R_1 、 R_3 和 R_C ，以及 INTVCC 旁路电容，应远离 SW 走线和电感 L_1 。此外，SW 引脚的金属平面应保持尽可能小。

6. 在电路设计中，地回路的首选方案是采用完整参考地平面？如果无法保证完整参考地平面，务必确保信号与电源、地保持分离，SGND 连接至输出电容器的 PGND，实现小信号分量回流至 SGND。

7. 在 PCB 设计中未使用的区域尽可能使用灌铜处理并且将铜的属性连接到 PGND，一方面是为了降低功率器件的温升，另一方面是为了降低 DCDC 的噪声对其他器件的干扰。

4.19 设计示例

应用场景需求如下：

$V_{IN} = 10.8V \sim 13.2V$, $V_{OUT} = 1.8V$, $I_{OUT(MAX)} = 5A$, $I_{OUT(MIN)} = 500mA$, $f = 2MHz$ 。

在考虑高负载电流和低负载电流下的效率优化，我们选择采用不连续导通模式。首先，从特性曲线中确定 2MHz 开关频率下的合适 RT 电阻值，RT 应为 80.6k。接下来，计算在最大 V_{IN} 下约 50%纹波电流对应的电感值，公式如下：

$$L = \left(\frac{V_{OUT}}{f \cdot I_{OUT}} \right) \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

带入具体的值，可计算得出 $L=0.31\mu H$ 。

根据标准电感规格，可以采用 0.33 μH 电感。

C_{OUT} 将根据满足输出电压纹波要求所需的 ESR 和回路稳定所需的电容来选择。本设计推荐使用两个 47 μF 陶瓷电容器。

C_{IN} 的大小可以根据最大电流额定值来决定，通过以下公式可以计算出 I_{RMS} 约为 1.7A。

$$I_{RMS} = I_{OUT} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right)^{1/2}$$

故 C_{IN} 可以使用两个 22 μF 陶瓷电容解耦应该就可以满足设计要求。

4.20 DCM 与 FCCM

当 MODE 引脚连接至 GND 同时电路在轻负载时，芯片工作状态处于断续导通模式（DCM）。

当 MODE 引脚接至 INTVCC 时，无论输出负载如何，电路均工作于强制连续导通模式（FCCM）。

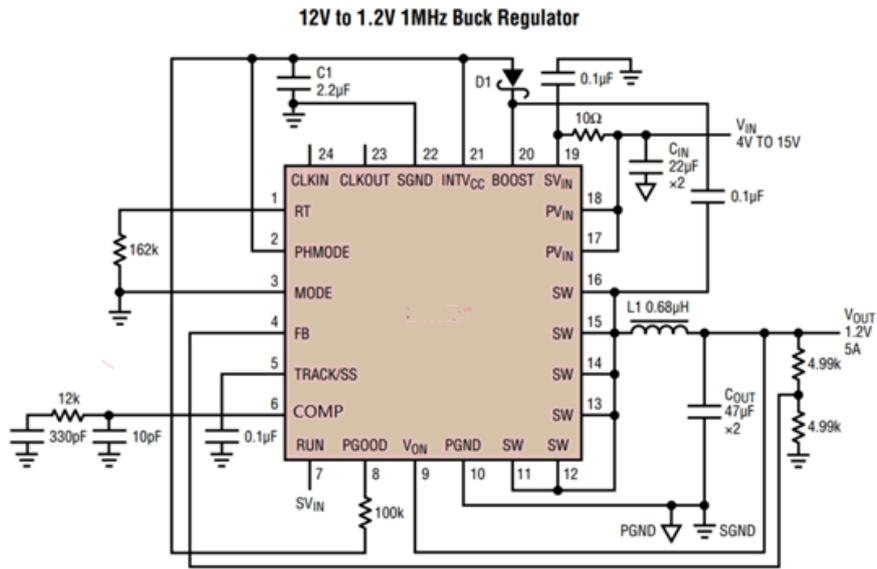
4.21 RUN 使能引脚

RUN 引脚具有约 1.2V 的典型电压，在 RUN 引脚被拉至 GND 时，模块将进入关机状态，此时功率 MOSFET 和大部分内部控制电路将被关闭。

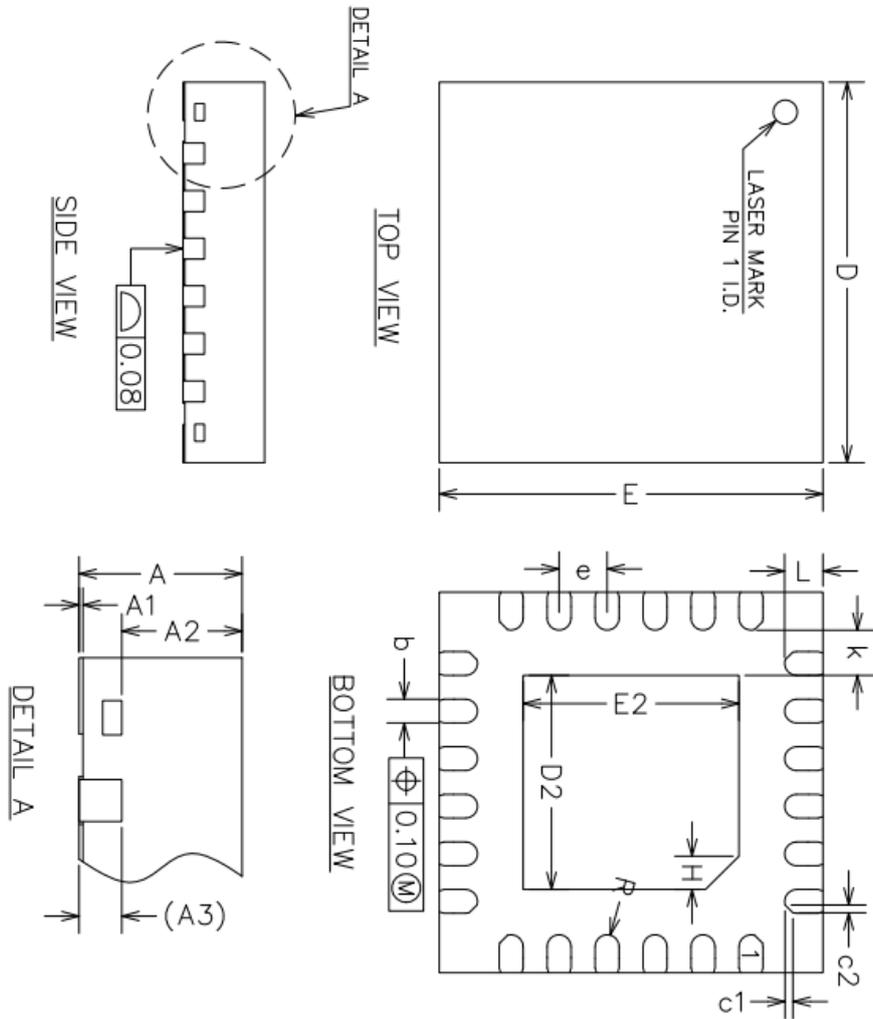
当 RUN 引脚电压大于或等于 0.7V 时，只有内部参考电压被打开，同时功率 MOSFET 保持关闭状态。

只有 RUN 引脚电压大于或等于 1.2V 时，整个芯片才会进入正常工作状态。

6 典型应用



7 封装



COMMON DIMENSIONS
(UNITS OF MEASURE=MILLIMETER)

SYMBOL	MIN	NOM	MAX
A	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05
A2	0.50	0.55	0.60
A3	0.20REF		
b	0.20	0.25	0.30
D	3.90	4.00	4.10
E	3.90	4.00	4.10
D2	2.15	2.25	2.35
E2	2.15	2.25	2.35
e	0.40	0.50	0.60
H	0.35REF		
K	0.30	-	-
L	0.35	0.40	0.45
R	0.09	-	-
c1	-	0.08	-
c2	-	0.08	-

NOTES:
ALL DIMENSIONS REFER TO JEDEC STANDRAD
MO-220 VVGGD-8.DO NOT INCLUDE MOLD FLASH-
OR PROTRUSION.

8 修订历史

版本号	修订内容	修订时间
V1.0	初始版本。	2024.10