

高效同步四开关升降压控制器 LTC3789

LTC3789 系新研发出的高效率高性能升降压式开关稳压控制器，其输入电压可以从 4V~38V，输出电压可以高于输入电压，可以低于输入电压为 0.8V~38V，工作频率恒定，最高可达 600KHz（200~600KHz）。为电流模式工作。输出电流反馈环提供对电池充电的支持，满足输入输出 4V~38V 的宽范围。在工作区域有很低的噪声，LTC3789 系目前最理想的可升降压的电池供电系统应用 IC。

控制器工作模式由 MODE/PLLIN 端决定，MODE/PLLIN 端可以在脉冲跳跃型和连续工作模式之间选择，它允许 IC 同步到外部时钟，脉冲跳跃型在轻载时提供十分低的纹波，与在连续工作模式时相同。

当输出电压进入设定值的 10%以内时,PG 端给出指标,LTC3789 采用 28PIN 的 4mm \times 5mm 的 QFN 封装。

LTC3789 外部要求四只功率 MOSFET，在 V_{IN} 关断时 V_{OUT} 即断开，软启动时间可调，主要用于自动化系统，大功率电池供电系统等。

* LTC3789 基本应用电路图, 如图 1。

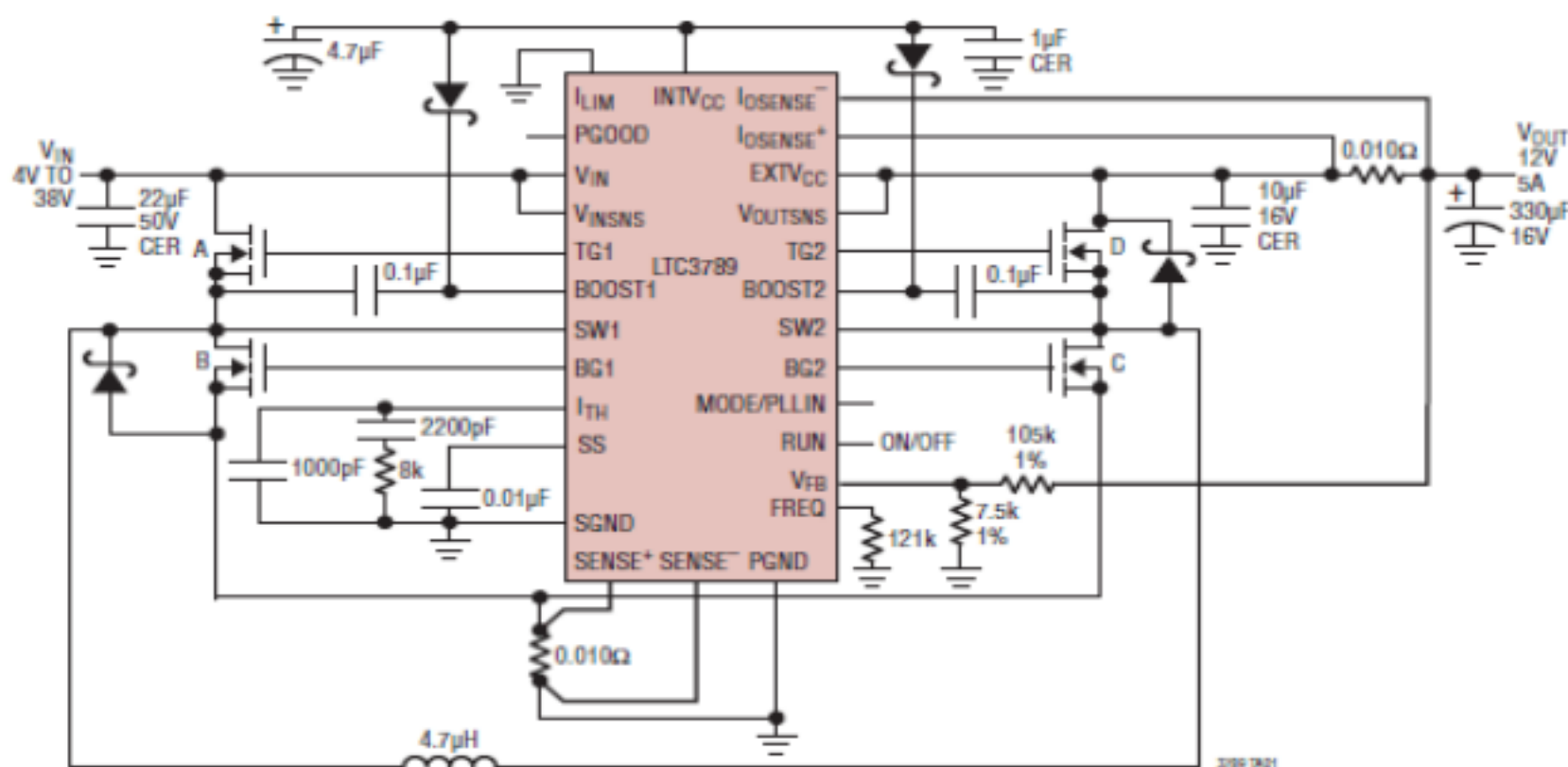


图 1 LTC3789 的基本应用电路

*LTC3789 引脚功能说明如下：

V_{FB} (PIN1/PIN26) 误差放大器反馈端，从输出端的电压分压器送到此端反馈电压。

SS (PIN2/PIN27) 外部软起动输入端， LTC3789 的 V_{FB} 电压小于 0.8V，内部一个 $3\mu A$ 上拉电流源给外部 C_{SS} 电容充电，其上斜电压时间为最终输出电压达到的时间。

SENSE+ (PIN3/PIN28) 将电流信号送到电流检测比较器； I_{TH} 端电压由 SENSE+与 SENSE- 端之间的电压控制，外接电阻 R_{SENSE} 设置限流阈值。

SENSE- (PIN4/PIN1) 将电流信号送到电流检测比较器。

I_{TH} (PIN5/PIN2) 误差放大器输出和开关稳压器补偿点，增加此点电压到通道电流比较器触发点。

SGND (PIN6/PIN3) 信号地。必须与大电流地分开，并用 C_{IN} 电容终止之。在 QFN 封装，外部即 SGND，它必须焊接到 PCB 地，用于散热。

MODE/PLLIN (PIN7/PIN4) 模式选择或外同步输入作为相位检测，这是一个两用端子，当外部频率同步功能不用时，它用于选择工作模式。此端可接到 SGND 或 INTV_{CC}，在 SGND 或低于 0.8V 时强制工作于连续模式。INTV_{CC} 使能脉冲跳跃模式。在外同步时，加一个时钟信号到此端，内部 PLL 脉冲将同步内部振荡器到此时钟，PLL 合成网络集成到 IC 内。

FREQ (PIN8/PIN5) 工作频率设置端，这是一个精密的 $10\mu A$ 电流流出端，外部接一支电阻到地，设置一个电压，用于调节工作频率，此端也可以用一个外接直流电压去改变内部振荡器的频率。

RUN (PIN9/PIN6) 运行控制输入。强制此端在 0.5V 以下时即关断控制器，以减小静态电流。一个 $1.2\mu A$ 上拉电流给此端。一旦 RUN 端上升到 1.22V 以上，IC 即开启，并增至 $5\mu A$ 上拉电流。

V_{INSNS} (PIN10/PIN7) V_{IN} 检测。输入到 BUCK-BOOST 转移比较器接此端到输入侧上部 NMOS 的漏极。

V_{OUTSNS} (PIN11/PIN8) V_{OUT} 检测。输入到 BUCK-BOOST 传输比较器，接此端到输出侧顶部的 N 沟 MOS 的漏极。

I_{LIM} (PIN12/PIN9) 输入输出平均电流检测范围输入端，此端接至 SGND，INTV_{CC} 或浮动，以设置最大平均电流检测阈值。

I_{SENSE}⁺ (PIN13/PIN10) 输入输出平均电流检测放大器的 + 输入。

I_{SENSE}⁻ (PIN14/PIN11) 输入输出平均电流检测放大器的 - 输入。

TRIM (PIN15/PIN12) 接此端到 GND 为正常工作，不允许其浮动。

EXTV_{CC} (PIN20/PIN17) 外部电源输入到内部 LDO 接至 INTV_{CC}，这个 LDO 给 INTV_{CC} 供电，旁路内部 LDO 供电，此时外部 EXTV_{CC} 高于 4.8V，见 EXTV_{CC} 应用信息，此端不得超过 14V。

INTV_{CC} (PIN21/PIN18) 内部线性稳压器输出。驱动器及控制电路由此端供

电，用一支 $4.7\ \mu$ 电容旁路之。

V_{IN} (PIN22/PIN19) 主电源输入端。加一支旁路电容到 GND。

BG1、BG2 (PIN23、19/PIN20、16) 给底部 N 沟功率 MOSFET 的栅驱动端，驱动电平从 GND 到 $INTV_{CC}$ 。

PGND (PIN24/PIN21) 驱动器的功率地。接到 C_{IN} 、 C_{OUT} 和 R_{SENSE}

BOOST1、BOOST2 (PIN25、18/PIN22、15) 为顶部浮动 MOS 的驱动器供电，电容接于 BOOST 和 SW 端，在 BOOST 与 $INTV_{CC}$ 端之间接入肖特基二极管，电压在 BOOST 端处从 $INTV_{CC}$ 升上到 $V_{IN} + INTV_{CC}$ 。

TG1、TG2 (PIN26、17/PIN23、14) 驱动顶部 N 沟功率 MOSFET。此为浮动的驱动器，从开关结点到栅的电压为 $INTV_{CC} - 0.5V$ ；

SW1、SW2 (PIN27、16/PIN24/13) 开关结点。两结点之间接电感，此端电压涌动为从 GND 到 V_{IN} ；

PGOOD (PIN28/PIN25) 开路漏极逻辑输出。在 V_{FB} 端没达到稳压窗口 $\pm 10\%$ 以内时，此端为 GND 电平，在内部 $20\ \mu$ S 之后，电源坏，屏蔽时段终止。

LTC3789 的内部等效电路，见图 2。

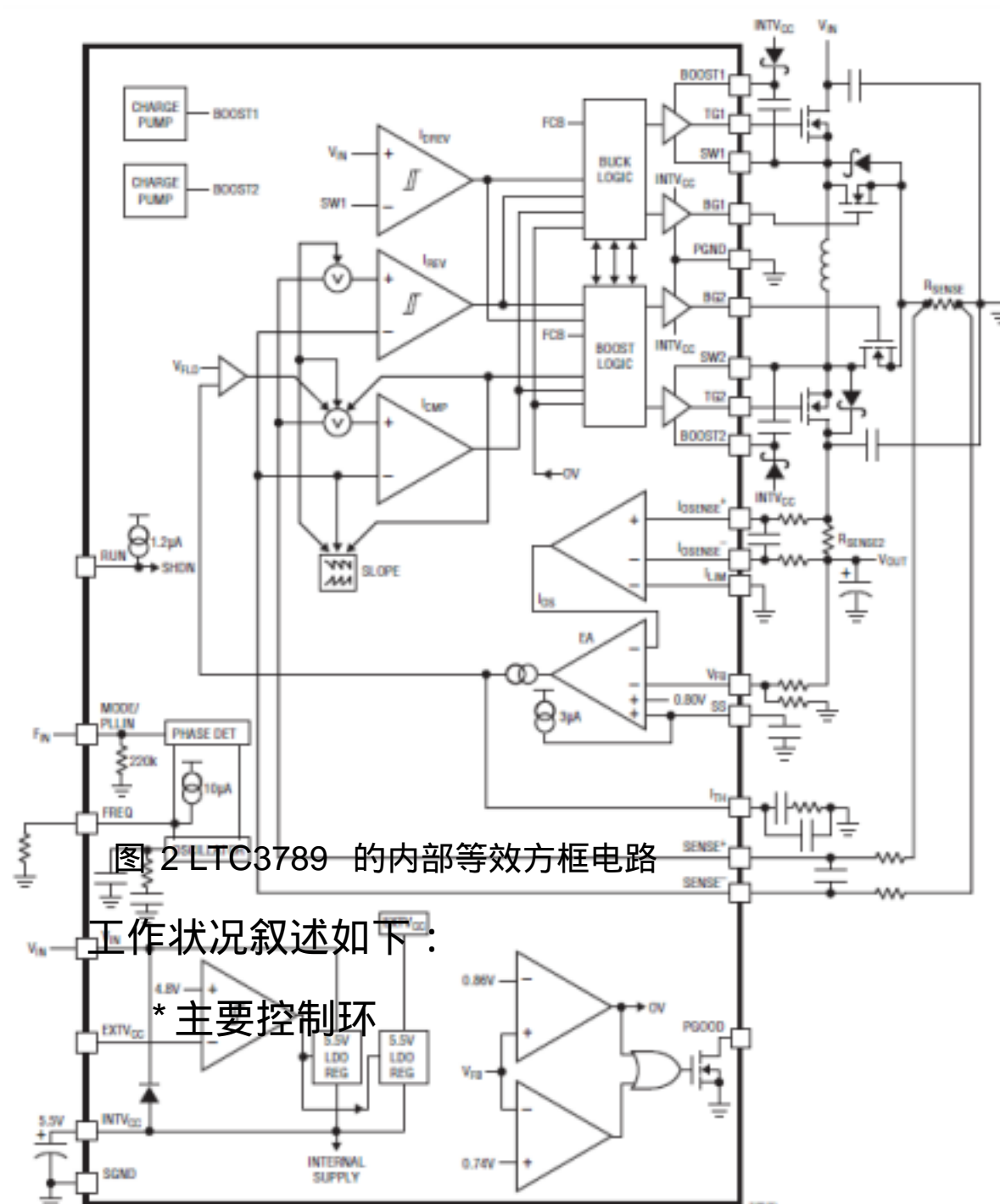


图 2 LTC3789 的内部等效电路

LTC3789 是一个电流型控制器。它提供一个输出电压，它可高于等于或低于输入电压，LTC 专有拓扑及控制方法。使用一个电流检测电阻，电感电流由 I_{TH} 端上的电压控制，它是误差放大器 EA 的输出， V_{FB} 端接收反馈电压信号，它与加到 EA 上的内部基准电压比较，如果输入输出电流调整环被执行，检测的电感电流就由反馈电压或入出的电流控制。

*INTV_{CC}/EXTV_{CC} 供电

顶部 MOSFET 和底部 MOSFET 的驱动器以及多数内部电路都从 INTV_{CC} 端供电，当 EXTV_{CC} 令其打开或接到低于 4.5V 时，一个内部 5.5V 的低压差稳压器给 INTV_{CC} 从 V_{IN} 供电，如果 EXTV_{CC} 升上 4.8V 以上，则 5.5V 调整器关断，另一个 LDO 调整器 INTV_{CC} 从 EXTV_{CC} 给出稳定电压，EXTV_{CC} 的 LDO 允许 INTV_{CC} 从更高效的外部电源供电，例如从 LTC3789 的输出供电，EXTV_{CC} 的最大电压允许为 14V。

*内部充电泵

每一个顶部 MOSFET 驱动器都是从浮动的升压电容器 C_A 和 C_B 上取电荷的，通常由 INTV_{CC} 通过外部二极管在 MOS 关闭时为之充电。当 LTC3789 只工作在降压或升压区间时，其中一个顶部 MOS 总处于导通状态，一个内部充电泵重新给升压电容充满电，通过升压二极管只有很小的漏电流，这令 MOS 保持导通。当然，如果二极管漏电大。则内部充电泵就不能足够地给外部升压电容充电，一个内部的 UVLO 比较器一直监视此电容上的电压，检测 BOOST-SW 电压不得低于 3.6V，否则它将关断顶部 MOSFET，大约时钟周期的 1/12，以允许 C_A 或 C_B 重新充电。

*关断和起动

控制器可以由拉低 RUN 端到低电平而关断，当 RUN 端电压低于 0.5V 时，LTC3789 即进入低静态电流模式。放开 RUN 端即允许内部 1.2 μA 电流源为之充电，将电平拉上去，再次使能控制器。当 RUN 端在精密阈值 1.22V 以上时，内部 LDO 将给 INTV_{CC} 供电。在此同时，一个 6 μA 上拉电流将突然跳入并给 RUN 端提供更多的滞后，RUN 端也可以从外部上拉或直接由逻辑电路驱动，要小心不要超出此端绝对最大值电压 6V。

控制器输出电压 V_{OUT} 的起动，由 SS 端上的电压控制，当 SS 端电压低于 0.8V 的内部基准电压时。LTC3789 调节 V_{FB} 电压用 SS 上的电压替代 0.8V 基准，这样允许 SS 端用外接电容来调节软起动，此电容接于 SS 端到 GND。一个内部 3 μA

上拉电流给此电容充电，建立一个电压斜坡于 SS 端。随着 SS 端电压线性上升，从 0V 到 0.8V，输出电压 V_{OUT} 也同步从 0V 上升到设定电压值。换句话说，SS 端可以用于决定输出电压 V_{OUT} 跟随另一个电源的输出轨迹。当 RUN 拉低就可以禁止控制器。当 $INTV_{CC}$ 低于欠压锁定值 3.4V 时，SS 端由内部 MOSFET 拉低进入欠压锁定状态，控制器被禁止，外部功率 MOS 都处在关断状态。

*功率开关控制

图 4 示出四个功率 MOS 开关的连接方法，如何接电感， V_{IN} 、 V_{OUT} 和 GND，图 5 示出 LTC3789 在各工作区的占空比功能，功率开关在适当的控制下如何传输功率。

*降压区域 ($V_{IN} > V_{OUT}$)

开关 D 总处在导通状态，开关 C 总处在关闭状态。在每一周期启动时，同步开关 B 首先导通，在同步开关 B 导通时检测出电感电流，在检测电压降到基准电压以下时，与 V_{ITH} 成正比，同步开关 B 关断，而开关 A 导通，并保持整个周期，然后开关 A 和 B 交替。如同典型的 BUCK 电路，开关 A 的占空比增加，直到允许的最大占空比 D_{MAX} ，由下式给出：

$$D_{MAX_BUCK} = \left(1 - \frac{1}{12}\right) \cdot 100\% = 91.67\%$$

图 3 示出典型 BUCK 区域的波形，如果 V_{IN} 接近 V_{OUT} ，进入 BUCK-BOOST

*升降压区域 ($V_{IN} \approx V_{OUT}$)

当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，控制器进入 BUCK-BOOST 区域，图 4 示出在此区域的典型波形，在时钟周期开始时，如果控制器由 B 和 D 导通开始，控制器首先工作在 BUCK 区，当 I_{CMP} 触动，开关 B 关断，开关 A 导通，在 120° 时钟相位处，开关 C 导通，LTC3789 开始工作为 BOOST 工作，直到 I_{CMP} 触动。然后，开关 D 在剩余的时钟周期内导通，如果控制器令开关 A 和 C 导通，首先工作在 BOOST 状态，直到 I_{CMP} 触动开关 D 导通，在 120° 开关 B 也导通，使其又工作在 BUCK 状态，然后， I_{CMP} 触动，关断开关 B，而开关 A 导通，直到此周期结束。

*升压区域

开关 A 总处于导通状态，同步开关 B 总处在关断状态，在每个周期开关 C 首先导通。在检测电感电流超出基准电压后，其正比于 V_{ITH} ，开关 C 关断，而同步开关 D 导通，保持到此周期结束，开关 C 和 D 交替工作，像典型的同步 BOOST 调整器，开关 C 的占空比减小直到最小占空比达到 $D_{MIN-BOOST}$ ，由下式

给出：

$$D_{\text{MAX_BUCK}} = \left(1 - \frac{1}{12}\right) \cdot 100\% = 91.67\%$$

图 5 示出典型 BOOST 区域的波形，如果 V_{IN} 接近 V_{OUT} ，则 BUCK-BOOST 区域又回来。

*轻载电流工作

LTC3789 可以在轻载时进入跳脉冲模式工作，也可以强制在连续导通模式下工作，选择强制导通模式工作时，MODE/PLLIN 端要接到一个低于 0.8V 的 DC 电压，为选择跳脉冲式工作，MODE/PLLIN 端要接到 INTV_{CC}。

当 LTC3789 进入跳脉冲模式时，在 BOOST 区域同步开关 D 保持关断，不能令电感中的反向电流检测出来。在非常轻载之下，电流比较器 I_{CMP} 可仍旧触发几个周期，强制开关 C 停止关断状态同样多个周期。在 BUCK 区域，电感电流不允许反转，同步开关 B 保持关断，无论如何不得检测出来电感中的反转电流。在非常轻的负载下，电流比较器， I_{CMP} 可保持在未触发状态几个周期，保持开关 A 关断相同数量的周期。在跳脉冲周期同步开关 B 还保持关断，在 BUCK-BOOST 区域，控制器工作在升压和降压交替状态，在连续工作模式下，允许有少量的反转电流及小的纹波。出于相同的理由，窄的带宽的连续 BUCK 和 BOOST 工作时允许高端和低端处于 BUCK-BOOST 区域。

*输出过压

如果输出电压高出由 V_{FB} 电阻分压器设定的值，LTC3789 将根据工作模式和工作区域作出响应。在连续工作模式下，LTC3789 将电流漏入输入端，如果输入电源能漏入电流，LTC3789 就允许高出输入大约 $160\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 。在跳脉冲模式下的 BUCK 或 BOOST 区域开关停止，输出允许保持在高位。在跳脉冲模式下的 BUCK/BOOST 区域，如同窄的连续 BOOST 工作模式，并依附于它，电流通过开关 A 进入输入端，并限制在开关 A 的 $40\text{mV}/R_{\text{DS(ON)}}$ 。如果达到这个水平，开关将停止工作，输出将上升。在跳脉冲模式以及窄的连续 BUCK 区域，依附于 BUCK/BOOST 区域，电流通过 R_{SENSE} 进入输入端，并限制在大约 $40\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 。

*恒流调整率

LTC3789 提供一个恒流调整环应对输入或输出电流，一个检测电阻加上输入或输出电容检测输入或输出电流，当电流超出设定限流值时， I_{TH} 端的电压将被拉下来，去保持所需要的最大输入或输出电流，输入电流限制功能防止直流输入源过载，此时输出电流限制提供一个方框电路给电池充电或 LED 驱动器。它还

服务于外部电流限制及保护作为恒定电压调节应用。 输入输出电流限制功能有一个工作电压范围，为最大 V_{OUT} (V_{IN}) 到 GND。

*选择频率及锁相环

选择开关频率时是在效率和元件尺寸之间折扣，低的工作频率可以提高效率，减少 MOSFET 开关损耗，但需要大的电感及电容以便作到低纹波电压。 LTC3789 的开关频率由 FREQ 端选择，如果 MODE/PLLIN 端不用外部时钟源驱动，FREQ 端可用来调节控制器的频率，范围为 200KHz~600KHz。

开关频率由 FREQ 端上的电压决定，因为这里有一个精密的 $10\mu A$ 电流流出 FREQ 端，用户可以用外部接一支电阻到 GND 调节控制器频率。在应用信息部分提供一个曲线，它给出 FREQ 端电压和开关频率之间的关系。

一个锁相环 (PLL) 集成在 LTC3789 中去同步内部振荡器到外部时钟源频率。它由 MODE/PLLIN 端送入，外同步时控制器工作在强制连续模式， PLL 滤波器网络集成在 LTC3789 内部，PLL 能够锁在 200KHz~600KHz 范围内的任何频率，频率设置电阻总会决定控制器初始工作频率，然后锁定在外时钟频率。

*POWER GOOD 端

PG 端连接在内部一个 MOSFET 的开路漏极端，当 V_{FB} 在 0.8V 基准电压的 $\pm 10\%$ 以内时，PG 端拉到低电平。 PG 端在 RUN 低于 1.22V 时或 LTC3789 在软起动阶段也拉到低电平，内部一个 20nS 的 PG，或者当 V_{FB} 进入及走出 $\pm 10\%$ 电压窗口时也给出坏的信号， PG 端允许在外部接一支电阻到 INTV_{CC} 端或外部直到 6V 的电源上。

*短路保护、电流限制和限流折返

控制器的最大电流阈值由 I_{TH} 端上的电压箝制来限制，在每一个 BOOST 周期中，检测的最大峰值电压被限制在 140mV，在每一个 BUCK 周期中，仅峰值检测电压限制在与 BOOST 相同的阈值处。

当输出短路到 GND 时，LTC3789 采用电流折返去帮助限制负载电流。如果输出降到正常输出电平的 50% 以下时，最大检测电压降低，从最大值调到最大值的三分之一。折返电流限制在短路时被禁止。在短路条件下，LTC3789 用工作在 BUCK 模式来限流只有很小的占空比，而且进入跳周期状态。在此情况下，同步开关 B 将消耗大部分功耗。

在典型应用中，图 2 为 LTC3789 的基本应用电路。外部元件选择由所需负载选择， R_{SENSE} 的选择和电感值的选择，然后选择功率 MOS，最后选择 C_{IN} 和

C_{OUT} ，该电路最高工作在 38V 的 V_{IN} 。

* R_{SENSE} 的选择及最大输出电流

R_{SENSE} 的选择基于所需输出电流，电流比较器的阈值设置工作在 BOOST 区域的电感的峰值电流，以及工作在 BUCK 区域的最大电感谷底电流，在 $V_{IN(MIN)}$ 处最大平均负载电流为：

此处， ΔI_L 为峰值电感纹波电流。在 BUCK 区域最大平均负载电流为：

图 8 示出负载电流与 R_{SENSE} 乘积随 V_{IN}/V_{OUT} 的变化曲线。

最大电流检测电阻 R_{SENSE} 值对 BOOST 区域为：

对 BUCK 区域为：

最终的 R_{SENSE} 值选择两区域的最小值，推荐其范围宽出 20%。

*输入输出电流的调节

如图 9 和图 10 所示，电流检测电阻 R_{SENSE} 将放在 V_{IN}/V_{OUT} 的 BUCK 电容和去耦电容之间，推荐由 R_F 和 C_F 组成一个低通滤波器，以减小开关噪声。输入输出电流限制由 I_{LIM} 端设置为 50mV、100mV 或 140mV，由 I_{LIM} 拉到 GND，悬浮，或拉到 $INTV_{CC}$ 决定。如果不希望有输入输出电流限制，则 I_{SENSE}^+ 和 I_{SENSE}^- 端可以短路到 V_{OUT} 或 V_{IN} 。

用典型 100 Ω 电阻，则 C_F 为 1 μF 到 2.2 μF 电流环的传输功能接近电压环，跨越频率为开关频率的十分之一，增益减小 20db/10 倍频，相似的电流及电压环传输函数将确保整个系统的稳定性。

当 I_{SENSE} 共模电压高于 3.2V 时， I_{SENSE}^- 端源出 10 μA ， I_{SENSE}^+ 端在 I_{LIM} 端为低电平，浮动和高电平时分别源出 18.3 μA 、26.6 μA 和 35 μA 电流，特别在恒流稳定时，由此失谐插入的误差可以失调到 I_{SENSE}^+ 和 I_{SENSE}^- 之间电阻成比例的值。例如，如果 I_{SENSE}^+ 分支有 100 Ω 电阻，则跨过它到 I_{SENSE}^- 有 1.83mV，要用 182 Ω 的电阻。

当 I_{SENSE} 共模电压用二极管压降降到 3.2V 以下， I_{SENSE} 电流线性地减小，达到在 0 伏时 -300 μA ，二极管压降值及最大电流漏入由于此变化会变化 20~30%。

*斜率补偿

斜率补偿提供稳定性给恒频工作的高占空比的 BOOST 和低占空比的 BUCK 式工作，防止了次谐波震荡，这是在 IC 内一个补偿用的斜坡送到占空比超出 40% (BOOST) 的电感电流信号或占空比低于 40% (BUCK) 的电感电流信号。通

常，这个结果用来减小最大电感的峰值电流，应对占空比大于 40%的 BOOST 区域及占空比小于 40%的 BUCK 区域。当然 LTC3789 使用一个图表，它去抵消这个补偿斜波，其允许最大电感电流保持在所有占空比的情况下不受影响。

*锁相环和频率同步

LTC3789 有一个锁相环 (PLL) 它包括一个内部的压控振荡器 (VCO), 及相位检测器，这就允许控制器的顶部 MOSFET 开启去锁住加到 MODE/PLLIN 端的外部时钟信号的上升沿，相位检测器是一个数字型的检测沿。它能提供 0 度的相移给内部及外部的振荡器，这种类型的相位检测器不会展示出虚假的闩锁给外部时钟的谐波。

相位检测器的输出是一对互补的电流源，当充电或放电给内部滤波网络，这里一个精密的 $10\mu\text{A}$ 电流从 FREQ 端流出。这允许一个信号电阻接到 SGND 在没有外时钟加到 MODE/PLLIN 端时来设置开关频率。FREQ 和集成的 PLL 滤波器网络之间的内部开关为开启允许滤波器网络在 FREQ 端为同一电压。工作频率如图 11 所示。规范在电气性能表中给出，如果外部时钟在 MODE/PLLIN 端检测出来，则先前叙述的内部开关将关闭，隔开 FREQ 端的影响。注意：LTC3789 仅能同步到一个外部时钟，其频率要在 LTC3789 的内部 VCO 范围以内，即保证在 200KHz~600KHz，一个简化的时钟图示于图 12。

如果外部时钟频率高于内部振荡器频率 f_{osc} ，则电流连续从相位检测器流出，拉起滤波网络。当外部时钟频率低于内部的 f_{osc} 时，电流将连续漏入，拉下滤波网络。如果外部及内部频率相同，但有相位差，则电流源开启，给出相位差的时间总量。滤波网络上的电压是可调的，直到内外振荡器的相位及频率都理想化。在稳定的工作点，相位检测器输出为高阻抗，滤波电容保持着电压。

典型地，外时钟输入高阈值为 1.6V，低阈值为 1V。

*电感的选择

工作频率及电感的选择密切相关，更高的工作频率可以用更小的电感和电容值，电感值直接影响纹波电流，电感电流纹波 ΔI 典型设置在 BOOST 区域最大电感电流的 20%~40%，对应 $V_{\text{IN(MIN)}}$ 。对给定的纹波电感在连续模式下为：

此处， f 为工作频率 Hz

% 纹波为允许的电感电流纹波。

$V_{IN(MIN)}$ 最小输入电压， $V_{IN(MAX)}$ 最大输入电压， V_{OUT} 输出电压。

$I_{OUT(MAX)}$ 最大输出负载电流。

为了高的效率，选择电感时要求低的磁芯损耗，诸如用铁氧体的。还有，电感要有低的直流电阻，减小 I^2R 损耗，而且在峰值电流时不能饱和，为了最小的辐射要用磁环类。

* C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在 BOOST 区域，输入电流为连续。在 BUCK 区域，输入电流为断续。在 BUCK 区域，选择输入电容 C_{IN} 根据对方波电流的需要，要用低 ESR 的电容，掌握最大 RMS 电流，对 BUCK 工作输入 RMS 电流由下式给出：

这个公式有一个在 $V_{IN}=2V_{OUT}$ 时的最大值。此时， $I_{RMS}=V_{OUT}/2$ ，这个简化的最坏情况条件是用作通用设计，因为有效的偏差不会更多地减轻负担，注意纹波电流比率，因为电容的寿命仅 2000 小时。

在 BOOST 区域，断续电流漂移，从输入到输出，所以 C_{OUT} 必须能减小输出纹波，ESR 的效应以及 BULK 电容必须考虑选择后得到允许的输出纹波电压，纹波由下式给出：

此处， C_{OUT} 为输出滤波电容总值；

稳定的纹波由于 ESR 的压降为：

多层电容并联放置可以满足 ESR 和 RMS 电流的需要，使用钽电容聚合物，铝电解电容及瓷介质电容共用，均为表面安装。瓷介电容有极低的 ESR 特性，但有高压系数。

*功率 MOSFET 选择及效率的考虑

LTC3789 需要四只外部 N 沟 MOSFET，两个作顶部开关，两个作底部开关，对功率 MOSFET 的重要参数为击穿电压 V_{BRDSS} ，阈值电压 V_{GSTH} ，导通电阻 $R_{DS(ON)}$ ，反转电容 C_{RSS} 及最大电流 $I_{DS(MAX)}$ 。

驱动电压选择 5.5V 应对 5.5V 的 $INTV_{CC}$ ，此为逻辑电平的 MOSFET，才适于 LTC3789。

为了选择功率 MOSFET ,器件功耗必须知道 , 对于开关 A 最大功耗在 BOOST 区域 , 它在所有时间都要导通 , 在最大输出电流时功耗为 :

此处 , P 为标志因子 , 导通电阻随温度变化 , 典型为 $0.4\%/^{\circ}\text{C}$, 如图 13 所示。对 125°C 最高结温 $P=1.5$ 。

开关 B 工作在 BUCK 区域作同步整流器 , 其功耗在最大输出电流时为 :

开关 C 工作在 BOOST 区域作控制开关 , 其功耗在最大输出电流时为 :

此处 , C_{RSS} 为 MOSFET 通常规范值 , 常数 K 由反向恢复电流损耗带来 , 正比于栅驱动电流 , 有经验值 1.7 。

对于开关 D , 最大功耗产生在 BOOST 区域 , 此时占空比超过 50% , 在最大输出电流时最大功耗为 :

对于相同输出电压、电流时 , 开关 A 有最高功耗 , 开关 B 有最低功耗 , 除非输出短路出现。

对于已知功耗 , 其结温由下式给出 :

$R_{TH(JA)}$ 用于此处通常包括 $R_{TH(JC)}$, 要加上外壳到环境的热阻。 这个值 T_j 与初始值比较 , 假设值用在内部计算中。

*肖特基二极管的选择

肖特基二极管 D1 和 D2 , 见图 15 , 其在死区时间导通 , 用来防止 MOS 的体二极管作用同步开关 B 和 D , 从其导通存储充电 , 实际上 D2 有效地减小了开关 D 关断和开关 C 开启时的反向恢复电流 , 改善了变换器的效率 , 减小了开关 C 的电压应力 , 在其和同步开关之间的电感必须尽可能地小 , 必须遵循其放置状态。

*INTV_{CC} 稳压器和 EXT_{CC}

LTC3789 内部有一个 PMOS 调节的低压差稳压器 LDO , 作为内部供电 , 其从 V_{IN} 降压器得到 , INTV_{CC} 供给 LTC3789 的内部电路及外部 MOSFET 的栅驱动 , 此线性稳压器将 INTV_{CC} 端处稳定在 5.5V , 此时 V_{IN} 要大于 6.5V , EXT_{CC} 在其电压高于 4.8V 时随通过其它导通的片内 PMOS 的 LDO 时供电 , 每个供电源的

峰值电流需要 100mA。并且用 $1\mu\text{F}$ 电容旁路到 GND，再加一支 $0.1\mu\text{F}$ 电容直接旁路 INTV_{CC} 和 PGND。好的旁路可以使大的瞬态电流（驱动 MOSFET）有效地工作。

在高输入电压应用时，在高频下驱动大的 MOSFET 会导致 LTC3789 高的结温，这时可以用一支外部 5.5V LDO 从 EXTV_{CC} 处供电，当在 EXTV_{CC} 端的电压低于 4.5V 时，从 V_{IN} 接的线性稳压器使能开始工作。在此情况下，IC 的功耗达到最高，等于 $V_{\text{IN}} \times I_{\text{INTVCC}}$ 。给外部 MOS 的栅充电电流取决于频率，在效率考虑点，结温用下式估算出：

在实例中，LTC3789 INTV_{CC} 电流限制在 24mA，从 24V 供电。

为了防止最大结温超出，输入电源电流必须检测。当工作在连续导通模式时，（MODE/PLLIN=SGND）又是最高输入电压 V_{IN} 加到 EXTV_{CC} 电压升到 4.8V，INTV_{CC} 线性稳压器从 V_{IN} 处关断。然后外部线性稳压器从 EXTV_{CC} 处开启，保持 EXTV_{CC} 在 4.5V 以上，使用 EXTV_{CC} 允许 MOSFET 驱动器及控制器 LTC3789 正常工作，外部 EXTV_{CC} 绝对不能高于 14V。

有效的效率及热增益，可以用从输出电压供给 INTV_{CC} 来实现，因为 V_{IN} 电流从驱动器和控制电流来的结果将与占空比因子成比例。

将 EXTV_{CC} 端接到 12V 输出端，可减小结温，在先前的例子中结温从 125 降到 97。

从输出给 INTV_{CC} 供电还能提供足够的栅驱动，此时 V_{IN} 降到 5V 以下，这样在控制器起动后进入调整稳压后可允许 V_{IN} 有很宽的工作范围。

下面列出三个可能的 EXTV_{CC} 连接方法：

1，EXTV_{CC} 令其开路或接地，这将导致 INTV_{CC} 从内部 5.5V 稳压器供电，这样要付出小的效率降低的代价。

2，EXTV_{CC} 直接接到 V_{OUT} ($4.7\text{V} < V_{\text{OUT}} < 14\text{V}$)，这样通常给 5.5V 稳压器供电并给出最好的效率。

3，EXTV_{CC} 接到外部电源，如果外部电源在 4.7V~14V 范围，这样可以用 EXTV_{CC} 给出与 MOSFET 栅驱动所需的电平。

注意：这是从 INTV_{CC} 到 V_{IN} 的内部体二极管，当 INTV_{CC} 从 EXTV_{CC} 和 V_{IN} 降低到 4.5V 供电时，二极管将从 EXTV_{CC} 到 V_{IN} 建起一个反向通路。为了限制

这个反向通路电流，用一支 $10 \sim 15$ 电阻串在 V_{IN} 和芯片的 V_{IN} 端之间。

*输出电压

LTC3789 输出电压由外部反馈电阻分压器设置，分压器要小心地放置，紧靠输出电容。结果，反馈信号与内部 $0.8V$ 电压基准比较然后进入误差放大器，输出电压由下式给出：

此处， R_1 、 R_2 为分压器电阻，见图 15。

*顶部 MOSFET 驱动电源

参看图 15，外部升压电容 C_A 和 C_B 接于 BOOST1 和 BOOST2 端，供给顶部 MOSFET 开关 A 和 D 的栅驱动电压。当顶部开关 A 开启时，开关结点 SW2 升压到 V_{IN} ，而 BOOST2 端升大到约 $V_{IN} + INTV_{CC}$ ，当底部开关 B 导通时，开关结点 SW2 降到低电平，升压电容 C_B 通过二极管 D_B 从 $INTV_{CC}$ 充电，当顶部开关 D 导通时，开关结点 SW1 升到 V_{OUT} ，BOOST1 端上升到约 $V_{IN} + INTV_{CC}$ ，当底部开关 C 导通时，开关结点 SW1 降到低电平，升压电容 C_A 通过 D_A 从 $INTV_{CC}$ 充电，升压电容 C_A 和 C_B 需要储存大约 100 倍的顶部开关 A 和 D 栅驱动电荷，在多数应用中，使用 $0.1 \mu F \sim 0.47 \mu F$ 的瓷介电容就够用了。

*欠压锁定

LTC3789 有两个功能帮助保护控制器应对欠压条件，精准的 UVLO 比较器一直监视 $INTV_{CC}$ 电压，以确保合适的栅驱动电压存在。当 $INTV_{CC}$ 低于 $3.4V$ 时，它就锁住驱动输出，当有扰动 $INTV_{CC}$ 时，为了防止震荡，UVLO 比较器有 $400mV$ 的窗口防止震荡。

检测欠压条件的另一个方法是监视 V_{IN} 电源，由于 RUN 端子有精密的导通基准 $1.22V$ ，用一个电阻分压器接到 V_{IN} ，当 V_{IN} 足够高时，才开始工作，一旦电压超过 $1.22V$ 时就会从 RUN 端子流出超过 $5 \mu A$ 电流，调节运行比较器窗口还能用调节电阻分压器阻值的方法。

*软起动

当 SS 端接一支电容时， $3 \mu A$ 软起动电流开始给它充电，软起动功能实现输出电压上斜，其斜率由 SS 端电压决定。在此阶段，电流返回被禁止，以确保软起动。当芯片处在关断状态时，RUN 端子电压在 $1.22V$ 以下。SS 端拉到地电平，软起动范围定义的电压为 SS 端电压从 $0V \sim 0.8V$ 。整个软起动的时间由下式计算：

不管 MODE/PLLIM 端的模式选择，调整器总是从跳周期开始，直到 SS=0.8V。

*故障条件：电流限制和电流返送。

最大电感电流限制在电流型控制器中是固有的，其由最大的检测电压定出。

在 BOOST 区域，最大检测电压及检测电阻决定允许的最大电感峰值电流为：

在 BUCK 区域，最大检测电压及检测电阻决定允许的最大电感谷底电流为：

为了进一步限制因短路导致的电流，LTC3789 包括返送电流限制，如果输出降落高于 50%，然后最大检测电压慢慢减小，低过整个值的三分之一。

*效率的考虑

开关稳压器的效率等于输出功率除以输入功率，再乘以 100%。它常常用于分析各独立损耗，以便限制效率降低，这是很重要的。虽然所有功耗元件产生损耗，但在 LTC3789 中主要的有四项。

1，直流 I^2R 损耗。这是由 MOSFET 的导通电阻，检测电阻，电感的电阻及 PCB 板轨迹电阻造成的，这导致大输出电流时的效率降低。

2，传输损耗。它由开关 A 或 C 的开关损耗造成，它与输入电压，负载电流，驱动路径，MOSFET 栅电容相关，有效输入电压在 20V 以上时为：

传输损耗 =

此处， C_{RSS} 为反转传输电容。

3，INTV_{CC} 电流。这是 MOSFET 驱动电流与 IC 控制器静态电流的总和，这个损耗可以用 EXT_{VCC} 给出高效电压源来解决。

4， C_{IN} 和 C_{OUT} 损耗。输入电容有滤波的工作在 BUCK 区域有大的 RMS 输入电流。输出电容也有滤波的工作，在 BOOST 区域也有大的 RMS 输出电流， C_{IN} 和 C_{OUT} 需要有低的 ESR 以减小交流 I^2R 损耗。

5，其它损耗。如肖特基二极管 D1 和 D2 的导通损耗，电感的磁芯损耗，开关 C 的反向恢复电流损耗等。

当设法改善效率时，输入电流对改善效率最重要。

设计实例

$V_{IN} = 5V \sim 18V$ ， $V_{OUT} = 12V$ ， $I_{OUT} = 5A$ ， $f = 400KHZ$ 。

最高环境温度 60 度。

设置频率 400KHZ 要在 FREQ 端加 1.2V 从 FREQ 流出 10 μ A 电流，用 120K

电阻接到 GND，即可产生 1.2V 电压。

电感值的选择，首先基于 30%的纹波电流，在 BUCK 区域：

纹波电流最高值出现在最高输入电压时，在 BOOST 区域：

纹波电流的最高值出现在 $V_{IN} = V_{OUT}/2$ 时。

用一个 $6.8 \mu H$ 的电感，在 BOOST 区域将产生 11%的纹波。

此时 $V_{IN} = 6V$ ，在 BUCK 区域，在 $V_{IN} = 18V$ 时，纹波电流为 29%。

R_{SENSE} 电阻值用最大电流及检测电压来计算。

选择 R_{SENSE} 为 $10m \Omega$ 。

输出电压为 12V，选择 $R1$ 为 $20K \Omega$ ，则 $R2$ 为：

选择 $R2$ 为 $280K \Omega$ ，允许两者偏差小于 1%。

选择 MOSFET 开关

MOSFET 的选择基于其电压范围和 $R_{DS(ON)}$ 的值，最重要的是确保工作范围内可能的栅电压幅度，在此情况幅度为 5.5V，这时的 $R_{DS(ON)}$ 值要求 $V_{GS}=4.5V$ 之下。

选择 Q_A 和 Q_B 要求 18V 最大输入电压下 MOSFET 要有 30V 的源漏电压，作为已知实际热阻，确定 MOSFET 结到环境为 $50 \text{ } ^\circ C/W$ 。

如果我们设计的最高结温为 $T_{jMAX} = 125^\circ C$ ，则最大 $R_{DS(ON)}$ 可以计算出最大功耗：

Q_A 的最大功耗出现在最低输入电压时，当电路工作在 BOOST 区域， Q_A 为连续导通，输入电流为：

计算出对 $R_{DS(ON)}$ 的最大值。

选择 VISHAY 的 SIR422DP，其典型 $R_{DS(ON)}$ 为 $10m \Omega$ ($T_j=125^\circ C$ ， $V_{GS}=4.5V$)

Q_B 的最大功耗出现在最高输入电压时，此时工作在 BUCK 区域。

这表示 Q_B 可以选择相当小，但是用 5A 电流经过 0.156 有 0.78V 压降，这如同其体二极管导通，为防止体二极管导通，要其压降低于 0.5V，选择 VISHAY 的 SI4840BDY，其 $R_{DS(ON)}=0.012$ 。

选择 Q_C 和 Q_D ，对应 12V 输出电压需要 MOS 有 20V 电压或更高一些。

最高损耗出现在最低输入电压时，此时电感电流最大，对开关 Q_C 功耗为：

此处， C_{RSS} 通常由 MOSFET 制造商给出，常数 K 为由反转电流导致的参考数，反比于栅驱动电流，其值选为 1.7。

开关 Q_D 的功耗为：

选 VISHAY 的 SI4840，作为 Q_C 和 Q_D ，计算其功耗在 5V V_{IN} 时， Q_C 为 1.3W， Q_D 为 0.84W。

C_{IN} 选择 BUCK 区域，最大输入电流为：

选择低 ESR (10 m) 电容，输入电压纹波为 57mV。

C_{OUT} 选择在 BOOST 区域最大输出电流为 5A。

选 5 m ESR 的电容，它将输出电压纹波控制在 53mV。

PC 板布局检查

基本的 PC 板布局需要致力于地线安排，对于大电流可用多层 PCB，也便于耗散功率元件的发热。

*地线布局没有任何踪迹但要与 MOSFET 尽可能接近。

*将 C_{IN} ，开关 A，开关 B 和 D1 放在一个紧密区域，将 C_{OUT} ，开关 C，开关 D 及 D2 放在一个紧密区域，如图 14。

*用最近的连线，将 LTC3789 的 SGND，PGND 及所有外围元件连接起来，再将每个功率元件接起来。

*对 V_{IN} 和 V_{OUT} 保持好的电压滤波，并保持最低功耗。

*将所有没用的区域用铜箔盖上，用铜箔盖上的区域可以减小功率元件的温升，将铜箔区域接到 DC 结点（ V_{IN} 或 GND），当画好 PCB 板后随之检查要确保 LTC3789 能正常工作。

*将信号地和功率地分开，所有小信号元件在一点接到 SGND，功率地靠近电感及电流检测电阻 R_{SENSE} 。

*放置开关 B 和开关 C 时要尽可能靠近控制器，保持 PGND，BG 和 SW 的轨迹尽量短。

*保持高 dv/dt 的 SW1，SW2，BOOST1，BOOST2，TG1，TG2 离开小信号结点。

*开关 A，开关 B，D1 和 C_{IN} 电容之间的连接尽量短，开关 C，开关 D，D2 和 C_{OUT} 电容也要连得尽量短。

*输出电容负端尽可能靠近输入电容的负端。

*连接顶部驱动器升压电容 C_A 要靠近 BOOST1 和 SW1 端，另一个顶部驱动器升压电容 C_B 要靠近 BOOST2 和 SW2。

*连接输入电容 C_{IN} 和输出电容 C_{OUT} 要靠近功率 MOSFET，这些电容携带着 MOSFET 的 AC 电流。

* V_{FB} 端分压器电阻接好 C_{OUT} 的（+）和信号地，小的 V_{FB} 旁路电容可以紧靠 LTC3789 的 SGND，R2 的连接要躲开大电流或噪声路径。

*SENSE+和 SENSE-一起用最小的 PC 轨迹空间，防止产生的连线通过噪声区，放在 SENSE+和 SENSE-之间的滤波电容要尽可能靠近 IC，保证用凯尔文连接 SENSE 电阻。

*将 I_{TH} 端的补偿网络靠近 IC 布局并接好， I_{TH} 与信号地之间紧靠在一起，防止其受 PCB 上的噪声或输出电压纹波的干扰。

*INTV_{CC} 的旁路电容 C_{VCC} ，紧靠 IC。放在 INTV_{CC} 和功率地之间，这个电容上有 MOSFET 驱动电流，用一支 $1\mu F$ 瓷电容给 INTV_{CC} 旁路到 PGND，可以提高稳定性。