

目录

LTC3789中文说明 2

 简介 2

 LTC3789引脚说明 2

 运行说明： 3

 主回路控制 3

 内部 / 外部电源 3

 内部电荷泵 4

 关机和启动 4

 电源开关控制 4

 降压区域 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$) 5

 降压 - 升压区域 ($V_{IN} \sim V_{OUT}$) 6

 升压区域 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$) 7

 轻负载电流运行 8

 输出过压保护 8

 恒流调节 8

 频率选择和锁相环 ($FREQ$ 引脚和 $MODE/PLLIN$ 引脚) 8

 电源就绪 ($PGOOD$ 引脚) 8

 短路保护，电流限制和电流限值折返保护 9

 应用信息： 9

R_{SENSE} 的选择和最大电流输出 9

 设定输入 / 输出电流极限值 10

 斜率补偿 10

 锁相环和频率同步 11

 电感的选择 11

 输入和输出滤波电容的选择 11

 功率 MOSFET 的选择和效率的注意事项 11

 肖特基二极管 ($D1, D2$) 的选择 11

$INTV_{CC}$ 稳压器和 $EXTV_{CC}$ 11

 输出电压设定 12

 顶部 MOSFET 的驱动电源 (C_A, D_A, C_B, D_B) 12

 欠压锁定 12

 软启动功能 13

 故障保护：电流限制和电流折返 13

 效率方面的考虑 13

 设计例程 13

 选择 MOSFET 开关管 13

 PCB 布局检查列表 13

LTC3789中文说明

简介

LTC3789是一种高性能降压-升压型开关稳压器，它可以工作在输入电压高于，低于或等于输出电压几种模式。LTC3789具有恒定频率，它的电流模式架构允许高达600KHz的锁相频率，而输出电流反馈环路提供用于电池充电。LTC3789具有4V到38V（最大40V）的宽电压输入和输出范围。并且运行区域无缝隙，低噪声。因此LTC3789是汽车、电信和电池供电系统的理想选择。

通过MODE/PLL引脚可以决定LTC3789控制器的运行模式。MODE/PLLIN引脚可用于在脉冲跳跃模式和强制连续模式操作之间进行选择，或使IC同步至一个外部时钟。脉冲跳跃模式在轻负载条件下可实现最低纹波，而强制连续模式则在恒定频率工作，以满足噪声敏感型应用的需要。

当稳压输出是在其设计调整点的10%时，PGOOD引脚将输出信号。LTC3789提供矮小的28脚QFN封装和窄体的SSOP封装。

LTC3789 引脚说明

1. V_{FB} (PIN1/PIN26): 误差放大器反馈引脚。LTC3789收到的反馈电压来自于外部电阻分压器输出的电压。
2. SS(PIN2/PIN27): 外部软启动输入引脚。LTC3789调节 V_{FB} 电压到较小的0.8V或SS引脚上的电压。一个3 μ A内部上拉电流源连接到这个引脚。在此引脚对地接一个电容，可设置最终输出稳定电压的上升的斜率时间。
3. SENSE(PIN3/PIN28): 电流检测比较器同相输入端。ITH引脚电压和控制SENSE和SENSE之间的偏移电压，结合电流检测电阻 R_{SENSE} ，可设定电流阈值。
4. SENSE(PIN4/PIN1): 电流检测比较器反相输入端。
5. I_{TH} (PIN5/PIN2): 误差放大器输出和开关稳压器补偿点。此通道电流比较器阈值点随着此引脚的电压增加而增加。
6. SGND(PIN6/PIN3, EXPOSED PAD PIN29): 小信号地。此引脚必须单独布线连接到大电流地到输入滤波电容 C_{IN} 负极的公共端。在QFN封装中，被裸露的焊盘是SGND。为了额定的散热性能，它必须被焊接到PCB的接地端。
7. MODE/PLLIN(PIN7/PIN4): 模式的选择或外部同步输入到相位检波器。这是一个两用引脚。当不适用外部频率同步时，此引脚选择操作模式。这个引脚可以连接到SGND或者INTV_{CC}。连接到SGND或者低于0.8V时，使能强制连续模式。连接到INTV_{CC}使能为脉冲跳跃模式。对于外部同步模式，适用于时钟信号连接到此引脚。内部PLL将同步内部振荡器的时钟，以及强制连续模式将被启用。PLL构成的网络已经被集成到IC中。
8. FREQ(PIN8/PIN5): 频率设定引脚。这里有一个精准的10 μ A的电流由此引脚流出。通过一个接地电阻设置一个电压，进而改变频率。此外，该引脚可用直流电压驱动，更改内部振荡器的频率。
9. RUN(PIN9/PIN6): 运行控制引脚。当此引脚低于0.5V，将关闭控制器，静态电流降低。这个引脚有一个1.2 μ A的上拉电流。一旦此引脚电压高于1.22V，则IC被开启，并且，附带5 μ A的上拉电流将被添加至该引脚。

10. V_{INSNS} (PIN10/PIN7): V_{IN} 检测输入的降压 - 升压型转换比较引脚。该管脚连接到最上方的 N 沟道 MOSFET 的漏极输入端。
11. V_{OUTSN} (PIN11/PIN8): V_{OUT} 检测输入的降压 - 升压型转换比较引脚。该管脚连接到最上方的 N 沟道 MOSFET 的漏极输出端。
12. I_{LIM} (PIN12/PIN9): 输入输出平均值电流检测范围输入引脚。此引脚连接到 SGND , INTV_{CC} 或者悬空, 可设置最大平均电流检测门限。
13. I_{SENSE}^+ (PIN13/PIN10): 输入输出平均值电流检测放大器同相输入端
14. I_{SENSE}^- (PIN14/PIN11): 输入输出平均值电流检测放大器反相输入端
15. TRIM (PIN15/PIN12): 为了芯片正常运行, 连接此引脚到 GND 。不允许此引脚浮空。
16. EXTV_{CC} (PIN20/PIN17): 外部电源输入经一个内部 LDO 连接到 INTV_{CC} 。该 LDO 提供 INTV_{CC} 电源, 当 EXTV_{CC} 高于 4.8V 时就旁路内部 LDO 然后从 V_{IN} 。查看 EXTV_{CC} 引脚连接在应用信息部分。此引脚电压不能超过 14V。
17. INTV_{CC} (PIN21/PIN18): 内部 LDO 的输出。这个驱动和控制电路供电取自电压源。此引脚必须要用最小 4.7uF 的钽电容, 陶瓷或者其他低 ESR 的电容。
18. V_{IN} (PIN22/PIN19): 主电源输入引脚。这个引脚和信号接地引脚之间应连接旁路电容。
19. BG1 , BG2 (PINS 23,19/PINS 20,16): 底部 (同步) N 沟道 MOSFET 的大电流栅极驱动器。在这些引脚的电压摆幅是从电源地到 INTV_{CC} 。
20. PGND (PIN24/PIN21): 驱动器电源地。连接到 C_{OUT} 和 C_{IN} 的末端, R_{SENSE} 电阻的负极。
21. BOOST1 , BOOST2 (PINS 25,18/PINS 22,15): 顶端浮动驱动的自举电源。在 BOOST 引脚和 SW 引脚之间连接电容器, 以及在 BOOST 引脚和 INTV_{CC} 之间连接肖特基二极管。在 BOOST1 引脚的电压摆幅范围从 INTV_{CC} 到 $(V_{\text{IN}} + \text{INTV}_{\text{CC}})$ 。在 BOOST2 引脚的电压摆幅范围从 INTV_{CC} 到 $(V_{\text{OUT}} + \text{INTV}_{\text{CC}})$ 。
22. TG1 , TG2 (PIN 26,17/PIN 23,14): 前 N 沟道 MOSFET 的大电流栅极驱动器。这些浮动驱动输出电压摆幅等于 $\text{INTV}_{\text{CC}} - 0.5\text{V}$ 叠加在 SW1 引脚 (或 SW2 引脚) 开关节点电压。
23. SW1 , SW2 (PINS 27,16/PINS 24,13): 连接到电感器的转换节点。在 SW1 的引脚上的电压摆幅是从一个肖特基二极管 (外部) 低于地电位到 V_{IN} 的电压降, 在 SW2 的引脚的电压摆幅是从一个肖特基二极管低于地电位到 V_{OUT} 的电压降。
24. PGOOD (PIN 28/PIN 25): 逻辑输出 (开漏模式)。当内部 20us POWER-BAD 时间标志计时器满之后, V_{FB} 引脚上的电压没有在其调节窗口的 $\pm 10\%$ 时 PGOOD 将跟地连接。

运行说明：

主回路控制

LTC3789 是一个提供输出电压高于, 等于或低于输出电压的电流模式控制器。LTC 专有的拓扑结构和控制结构采用一个电流检测电阻。 I_{TH} 引脚上的电压是误差放大器的 EA 的输出电压, 电感上的电流是由 I_{TH} 引脚上的电压控制的。 V_{FB} 引脚的反馈电压与误差放大器 EA 的内部参考电压相比较。如果输入输出电流调节回路已实现, 那么电感电流的检测通过检测反馈电压或者是检测输入输出电流方式控制。

内部/外部电源

前后 MOS 管的驱动电源和其他大部分内部电路的电源获取由 INTV_{CC} 引脚提供。当 EXTV_{CC} 引脚保持开路或者此引脚电压低于 4.5V, 内部 5.5V 低压差稳压器 (LDO) 供电给 INTV_{CC} 引脚, 内部 5.5V 低压差稳压器 (LDO) 供电由输入电源 V_{IN} 提供。如果 EXTV_{CC} 引脚上获取的电压高于 4.8V, 则这个 5.5V 的稳压电源将被关闭, 另一个 LDO 电源调节 INTV_{CC} 引脚, 另一个 LDO 的电源输入端来自 EXTV_{CC} 。 EXTV_{CC} 的 LDO 让 INTV_{CC} 获得一个高效率的外部电源, 比

如 LTC3789的稳压器的输出，降低 IC 本身的功耗。 $EXTV_{CC}$ 引脚上的绝对值最高电压是 14V。

内部电荷泵

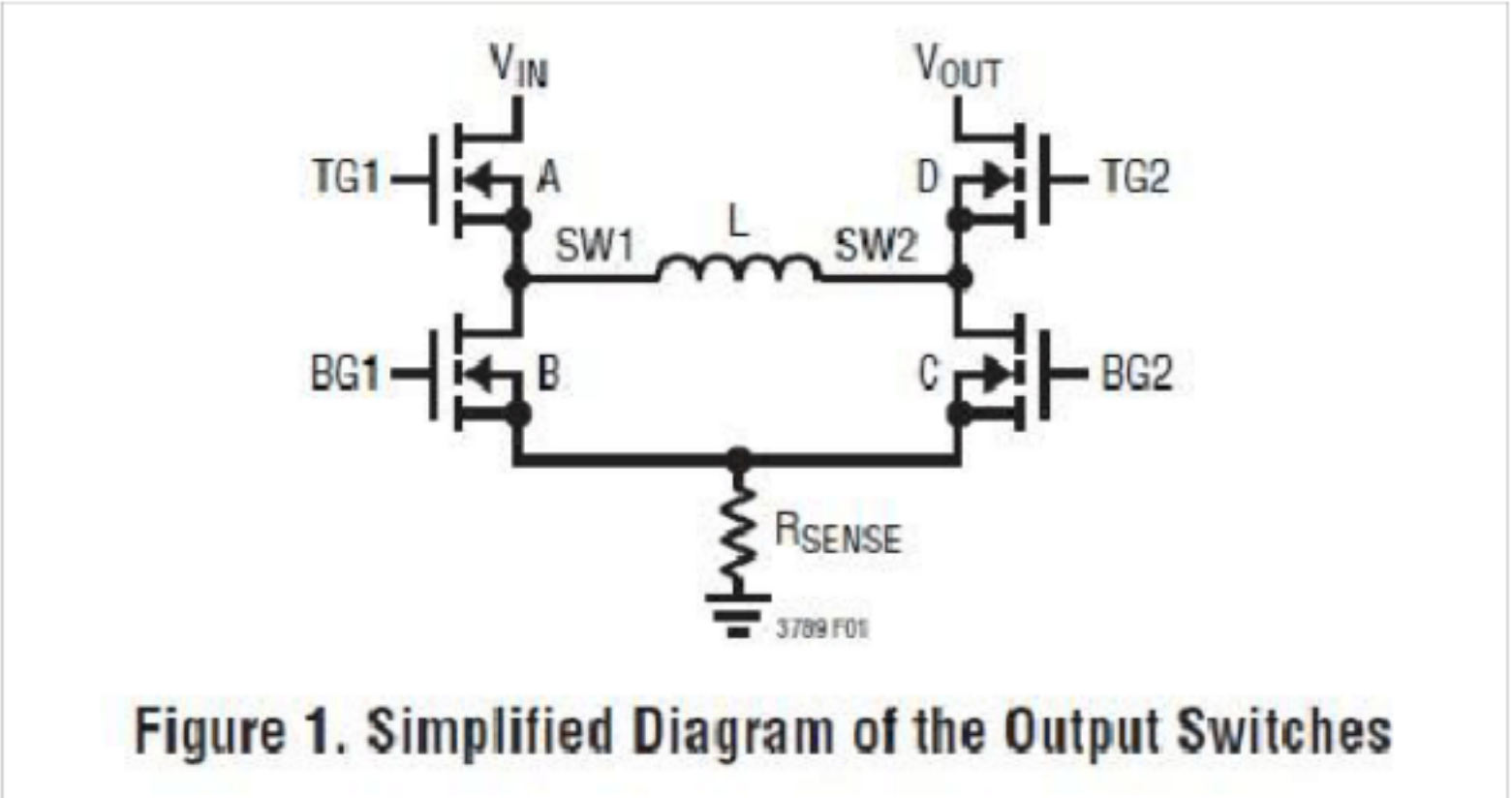
每个前级的 MOSFET 的偏置电压由浮动自举电容 C_A 和 C_B 通常当前级的 MOSFET 关闭时， $INTV_{CC}$ 通过一个外部二极管对 C_A 和 C_B 充电。当 LTC3789 完全工作在升压或者降压区域，则其中一个前级的 MOSFET 保持常开。内部电荷泵充电的自举电容去补偿小的漏电流的自举二极管让 MOSFET 保持常开。但是，如果一个大的漏电流的二极管被使用，这样，内部电荷泵不能提供给外部自举电容足够的能量，内部 UVLO 比较器会不断的监视电容两端的压降，直到检测到 BOOST-SW 之间的电压小于 3.6V 时，将关闭前级的 MOSFET 每四个周期的时钟周期的十二分之一左右让 C_A 和 C_B 充电。

关机和启动

当 RUN 引脚拉低时这个控制器可以被关闭。当 RUN 引脚电压低于 0.5V，LTC3789 进入低静态电流模式。释放 RUN 引脚允许一个内部 1.2uA 的电流源上拉到此引脚并使能控制器。当 RUN 引脚上的电压高于 1.22V 的精准阈值时候， $INTV_{CC}$ 的内部 LDO 将被开启。在同一时刻，一个 6uA 的上拉电流源将踢走在提供更多的 RUN 引脚滞后，此时 RUN 引脚要在外部被拉高或者直接逻辑驱动。不过要小心，不要超过该引脚 6V 的绝对值最大范围电压。

控制器的启动是由 SS 引脚上的电压控制输出电压 V_{OUT} 。当 SS 引脚上的电压小于 0.8V 的内部参考电压， LTC3789 调节 V_{FB} 引脚的反馈电压到 SS 引脚电压，代替 0.8V 的参考电压。这使得 SS 引脚在 SS 引脚和 SGND 之间连接一个外部电容用于系统软启动。一个内部 3uA 的内部上拉电流源向电容充电，在 SS 引脚上创建一个上升的电压斜率。随着 SS 引脚电压从 0~0.8V 线性上升，输出电压从零到最终设定值平稳上升。另外 SS 引脚可以用于产生另一个电源跟踪 V_{OUT} 的启动。当运行引脚被拉低到控制器无法运行或者当 $INTV_{CC}$ 低于 3.4V 的欠压锁定阈值，SS 引脚将被内部 MOSFET 拉低。在欠压锁定状态控制器被禁止启动并且外部 MOSFET 被保持着关闭状态。

电源开关控制



图一展示了一个 4 个开关管如何连接到电感， V_{IN} , V_{OUT} 和 GND 的简化框图。

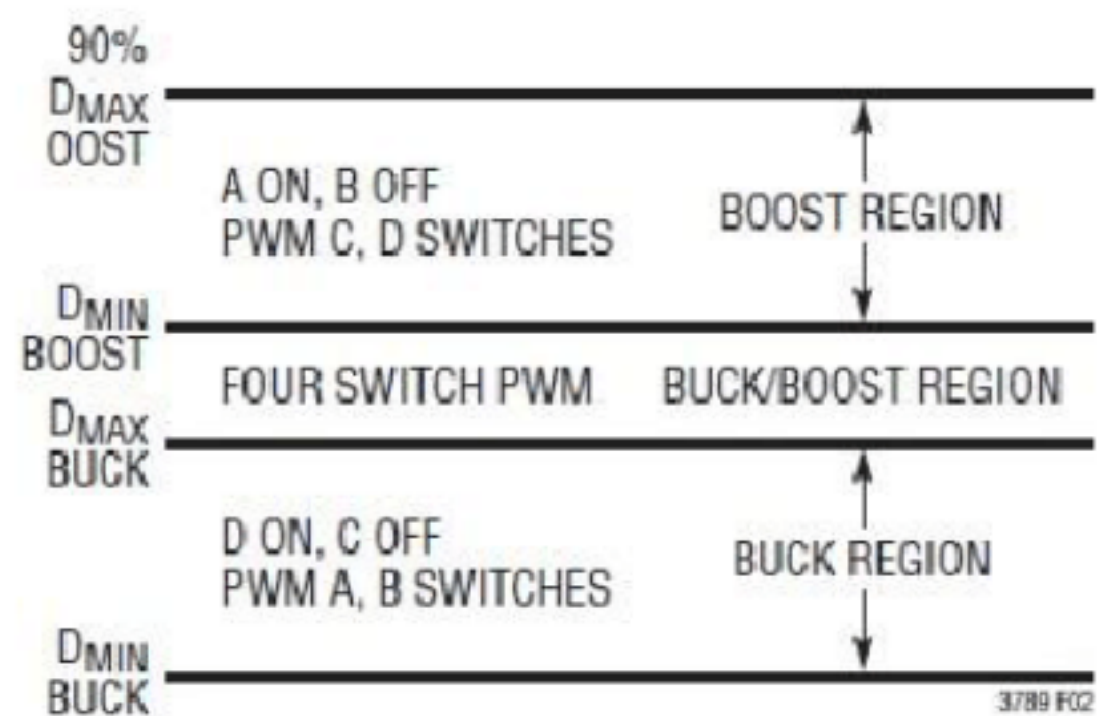


Figure 2. Operating Region vs Duty Cycle

图二展示了 LTC3789占空比 D 功能的操作区域。电源开关管被适当控制在连续区域转换。

降压区域 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

在这一区域 MOS 管 D 始终是开， MOS 管 C 始终是关。在每个周期的开始，同步 MOS 管 B 始终先被打开。当同步 MOS 管 B 打开时，电感上的电流被检测。之后如果检测到的电感峰谷电流低于参考电压，并且是和 I_{TH} 引脚上的电压成正比，同步 MOS 管 B 被关闭，并且在这个占空比的剩余部分 MOS 管 A 被打开。MOS 管 A 和 B 交替打开，这个现象就像一个典型的同步降压器。MOS 管 A 的占空比增加，直到转换器的最大占空比达到 D_{MAX_BUCK} ，公式如下：

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

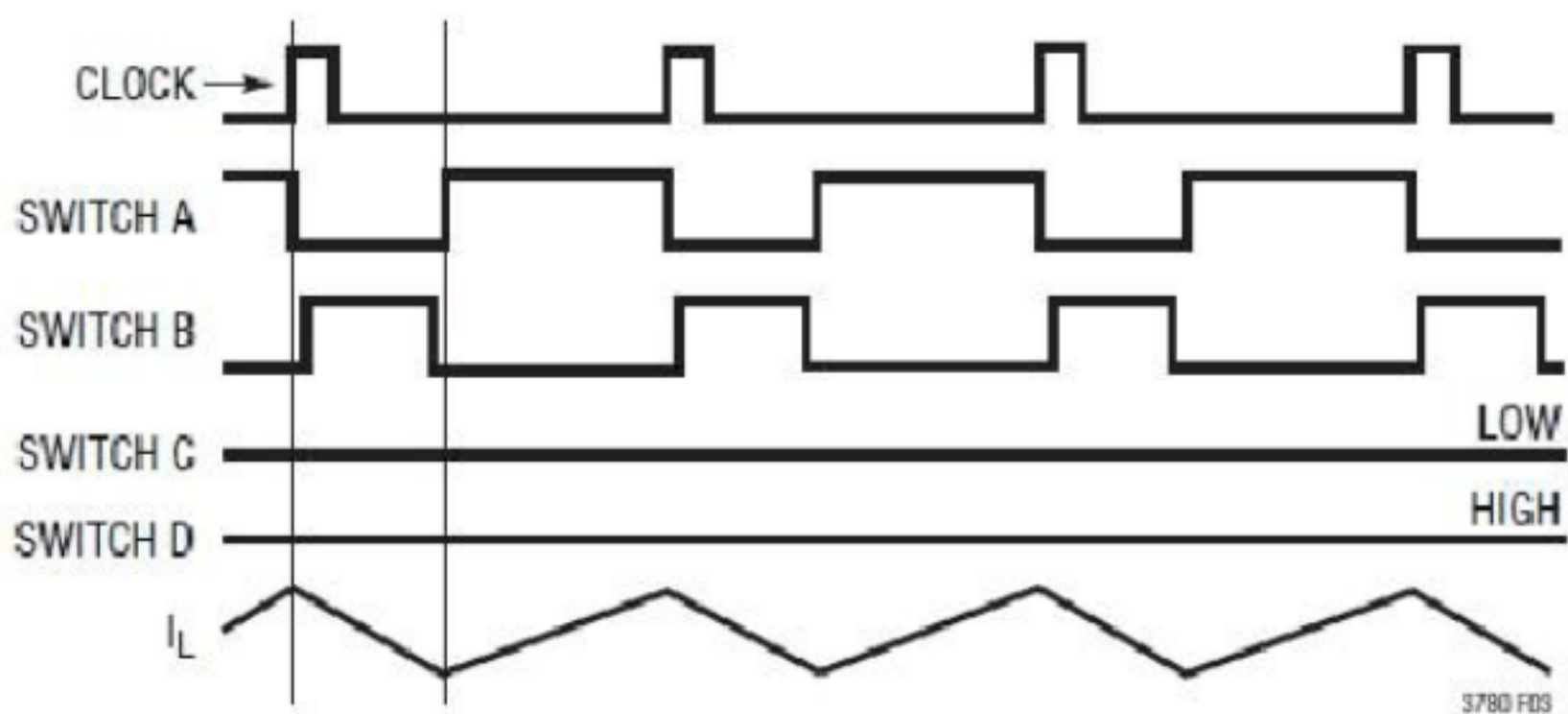
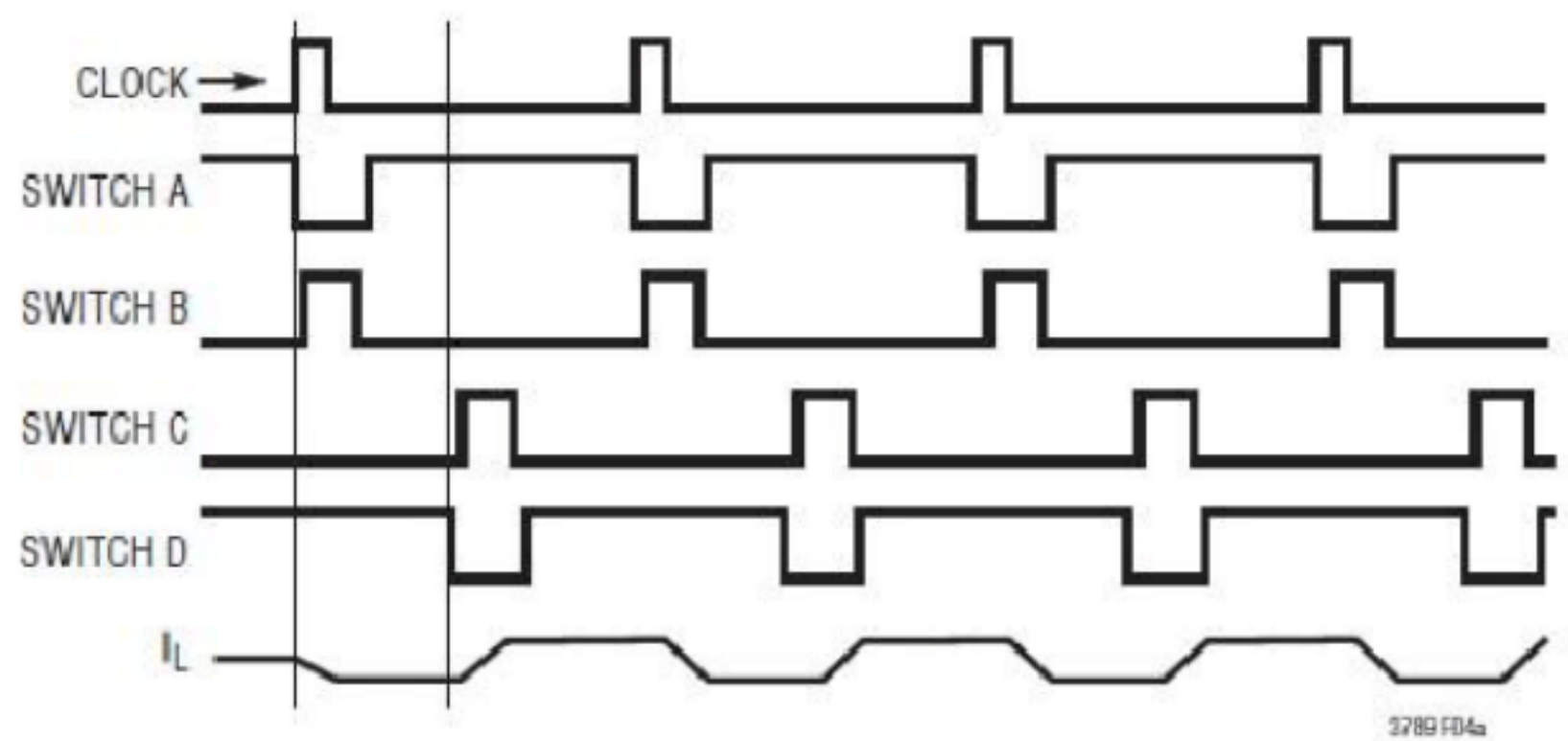


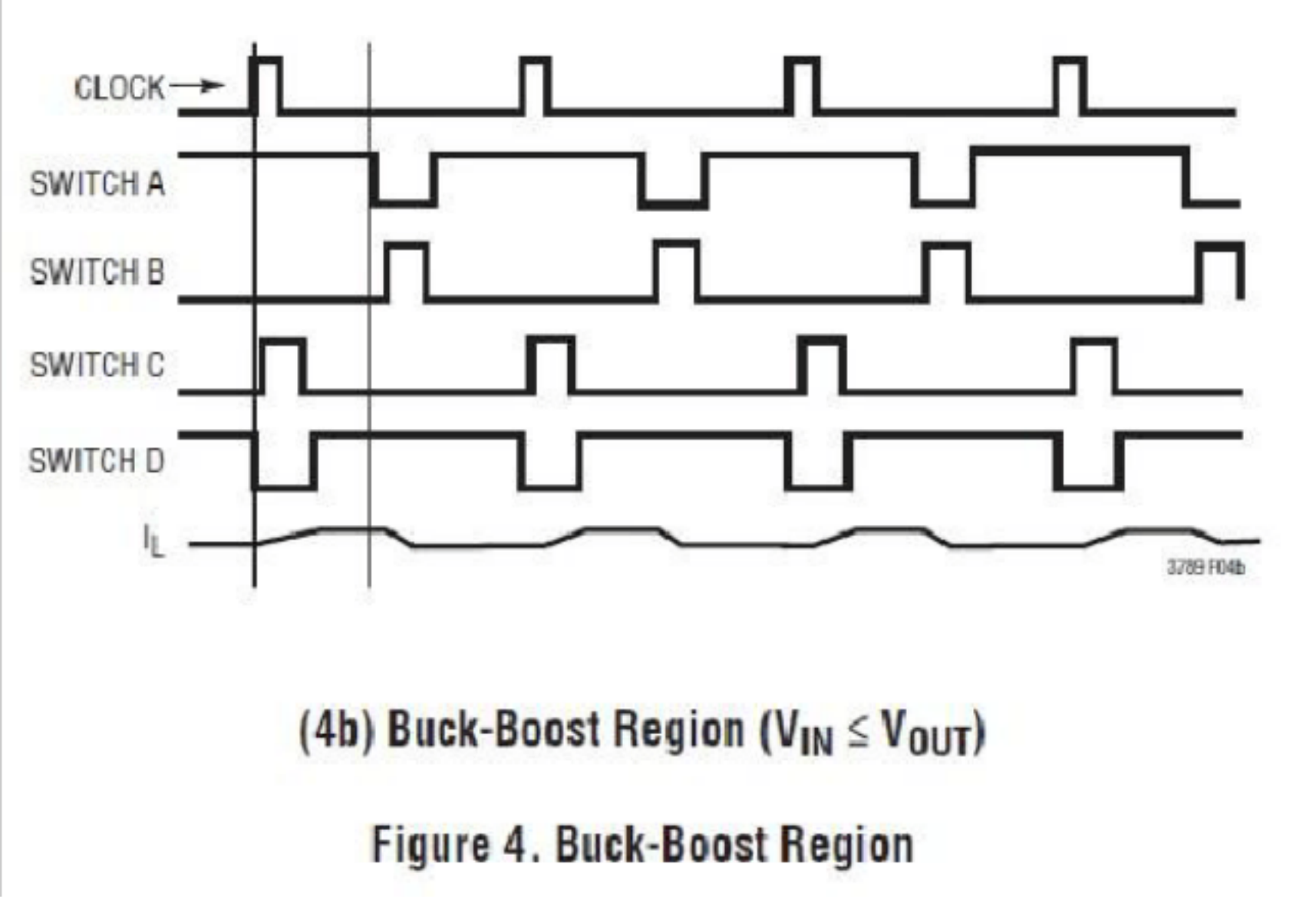
Figure 3. Buck Region ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

降压-升压区域 ($V_{IN} \approx V_{OUT}$)

当 V_{IN} 接近 V_{OUT} ，控制器将进入降压-升压区域。图四展示了在这一区域的典型波形。在一个时钟周期的开始，如果控制器同时打开 MOS 管 B 和 D，控制器首先工作在降压区域。当比较器 ICMP 比较一次，MOS 管 B 关闭，MOS 管 A 打开。在 120° 相位时，MOS 管 C 打开。直到比较器 ICMP 再次比较时，LTC3789 启动升压运行。然后，在这个时钟周期的其他部分 MOS 管 D 打开。如果控制器同时启动 MOS 管 A 和 C，则控制器优先工作在升压模式，直到比较器 ICMP 做比较并且 MOS 管 D 被打开。在 120° 相位时，MOS 管 B 打开，使得它作为降压操作。然后，比较器 ICMP 做比较一次，MOS 管 B 关闭同时在这个周期的剩余时间 MOS 管 A 打开。



(4a) Buck-Boost Region ($V_{IN} \geq V_{OUT}$)

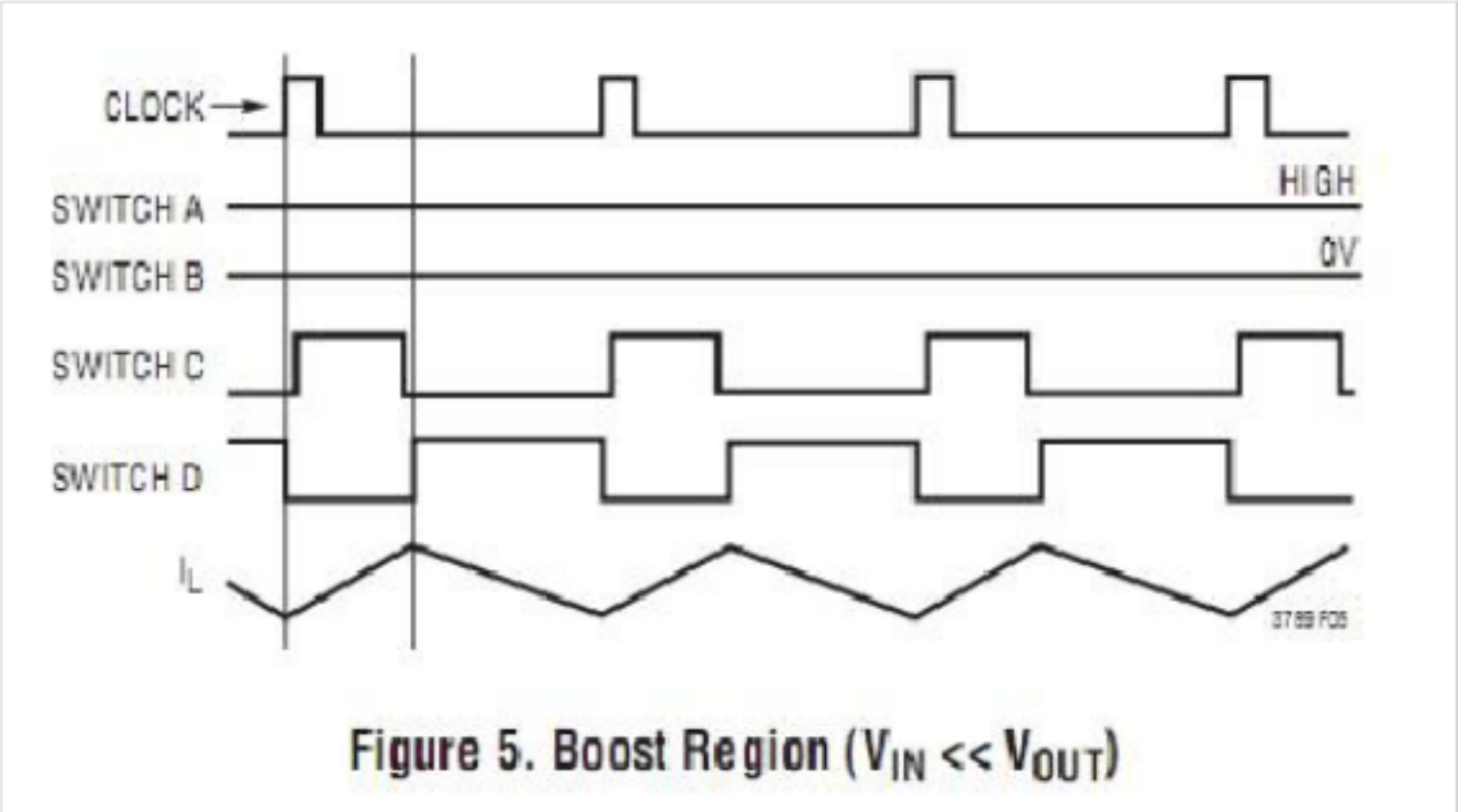


升压区域（ $V_{IN} \ll V_{OUT}$ ）

在升压区域开关管 A 始终是开，同步开关管 B 始终是关。在每个周期中，首先打开开关管 C，同步开关管 C 打开时，电感上的电流被检测。当电感上的峰值电流检测到超过参考电压的需求，并且和 I_{TH} 引脚上的电压成正比，开关管 C 被关闭，同时在这个周期的剩余部分开关管 D 打开。开关管 C 和开关管 D 交替打开，像一个典型的同步升压稳压器。开关管 C 的占空比减小，直到转换器的最小占空比达到 D_{MIN_BOOST} ，公式如下：

$$D_{MIN_BOOST} = \left(\frac{1}{12} \right) \cdot 100\% = 8.33\%$$

下图显示了升压区域的典型波形。如果 V_{IN} 接近输出电压，将进入到降压-升压区域。



轻负载电流运行

LTC3789可以启用脉冲跳跃模式和强制连续导通模式。要选择强制连续模式，MODE/PLLIN引脚电压连接到低于 0.8V（例如 SGND）。要选择脉冲跳跃模式，MODE/PLLIN引脚连接到 INTVCC。

当 LTC3789进入脉冲跳跃模式，在升压区域，同步开关管 D 保持关闭期间，反向电流通过开关管 A 检测。电流比较器 ICMP 在极轻负载时，可能会保持几个周期并迫使开关管 C 脱扣到保持关闭的周期数相同（即：跳脉冲）。在降压区域，电感上的电流不允许被反向。同步开关管 B 保持关闭时，检测电感上的反向电流。电流比较器 ICMP 在极轻负载时，可能会保持不被脱扣，开关管 A 保持关闭的周期数相同。同步开关 B 在跳过周期内也处于关闭状态。在降压 - 升压型区域，控制器工作在升压和降压区域，在一个时钟周期交替，如连续运行。在降压 - 升压型区域允许少量的反向电流，以减小纹波。出于同样的原因，一个连续升压和降压的窄带，被允许在降压 - 升压区域的高和低线区域末端。

输出过压保护

如果输出电压是比 VFB 电阻分压器的分压值要高，LTC3789将根据运行模式和运行区域做出响应。在连续导通模式下，LTC3789将灌电流到输入端。如果输入电源有能力吸收电流，LTC3789将允许多达约 $160\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 的电流灌向输入端。在脉冲跳跃模式和在降压或升压的区域，开关将被停止输出并且输出保持高阻。在脉冲跳跃模式和降压升压区域以及相邻连续升压区域的窄带，灌电流通过开关管 A 限制在约为 $40\text{mV}/(R_{\text{DS(ON)}})$ ，如果达到该值，开关管将停止并且输出会上升。在脉冲跳跃模式并且在狭窄的连续降压区域和相邻的降压 - 升压区域，灌电流输入通过 R_{SENSE} 的是有限的，约为 $40\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ 。

恒流调节

LTC3789 提供了一个输入或输出电流的恒定电流调节环路。一个靠近输入或者输出滤波电容的电流检测电阻检测输入输出电流。当电流超过设定的电流限制值时， I_{TH} 引脚上的电压将被拉低，以维持所需的最大输入输出电流。输入电流限制功能可防止输入的直流电源过载，而输出电流限制提供了一个给电池充电的或者 LED 驱动电源的模块。它也可以作为恒定电压调节应用的一个额外的电流限制保护。输入 / 输出电流限制有一个 GND 到 V_{OUT} (或 V_{IN}) 最大绝对值的工作电压范围。

频率选择和锁相环（FREQ引脚和 MODE/PLLIN引脚）

开关频率的选择是在效率和元件尺寸之间的权衡。低频运行时通过降低 MOSFET 的开关损耗提高效率，但是需要体积较大的电感或者电容来保持低纹波的输出电压。LTC3789 控制器的开关频率可以选择使用 FREQ 引脚。如果 MODE/PLLIN 引脚没有连接外部驱动源。FREQ 引脚可以用于设定控制器的工作频率范围从 200kHz 至 600kHz。

开关频率由 FREQ 引脚上的电压决定。内部有一个精确的 10uA 的电流源引到 FREQ 引脚，用户可以通过在此引脚上连接一个电阻到 SGND 来设定开关频率。在应用信息部分提供一条曲线来显示 FREQ 引脚上的电压和开关频率之间的关系。

在 LTC3789 内部集成了一个锁相环（PLL）振荡器，这个内部振荡器同步到一个外部时钟源去驱动 MODE/PLLIN 引脚。当它被同步时，控制器工作在强制连续模式。PLL 的滤波网络集成在 LTC3789 的内部。PLL 能够锁定在 200kHz 至 600kHz 范围内的任何频率。频率设定电阻应该始终存在到设置控制器的初始开关频率之前锁定外部时钟。

电源就绪（PGOOD引脚）

PGOOD 引脚被连接到内部一个 N 沟道 MOSFET 的开漏输出引脚。当 V_{FB} 引脚电压不在内部的 0.8V 参考电压 $\pm 10\%$ 时，PGOOD 引脚将被拉低。当 RUN 引脚电压低于 1.22V 或者 LTC3789 在软启动阶段，PGOOD 引脚也会被拉低。当 V_{FB} 引脚电压进入 $\pm 10\%$ 调节窗口时，有一个状态良好的内部 20US 的电源，或者当 V_{FB} 引脚电压退出 $\pm 10\%$ 调节窗口时，有一个状态不

良的内部 20US 的电源。PGOOD引脚允许由一外部电阻上拉到 INTVCC或者一个高达 6V 外部电源。

短路保护，电流限制和电流限值折返保护

控制器的最大电流阈值 I_{TH} 引脚上的钳位电压限制。在每一个升压周期，检测到的最大峰值电压被限制在 140mV。在每一个降压周期，检测到的峰谷电压被限制在 90mV。在降压升压区域，仅有在升压区域相同的阈值限制峰值检测电压。

当 LTC3789输出短路到地的时候， LTC3789内部电流折返有助于限制限制负载电流。如果输出低于其标称输出电平的 50%，那么最大感应的电压逐步降低，从它的最大值降到最大值的三分之一。折返电流限制在软启动期间被禁用。在短路条件下，在 LTC3789将以一个非常低的占空比的降压运行，并通过跳过周期的电流限制。在这种情况下，同步开关 B 将消耗大部分功率（但低于在正常运行）。

应用信息：

第一页上的典型应用是一个基本的 LTC3789应用电路。外部元件的选择由负载要求带动，并开始电流检测电阻和电感的选择。其次，选择 MOSFET最后选择输入输出滤波电容。该电路可以被设定运行高达 38V 的输入电压。

R_{SENSE} 的选择和最大电流输出

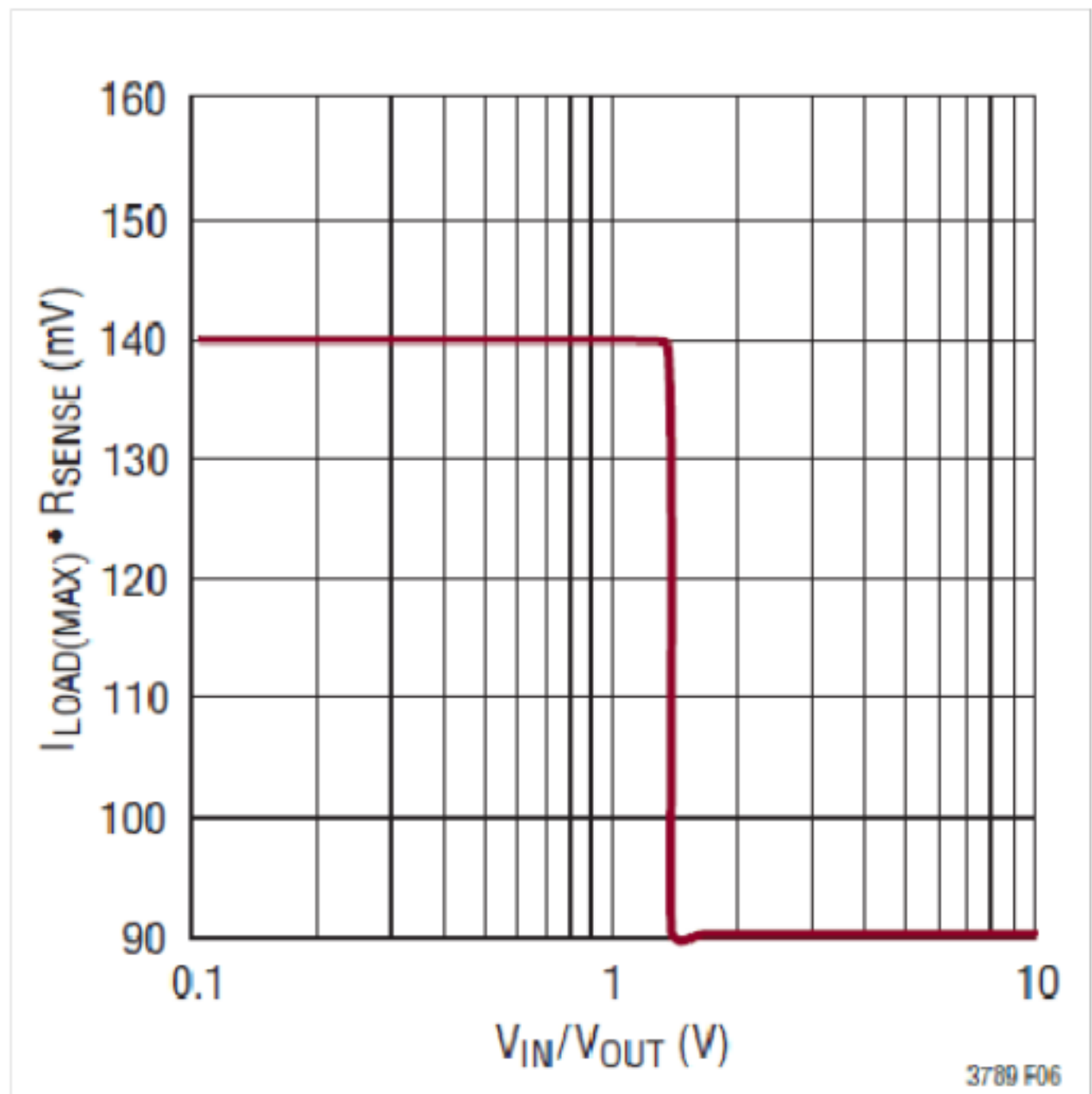
根据所需的输出电流选择电流检测电阻 R_{SENSE} 电流比较器设置升压区域的电感电流峰值和降压区域的最大电感的峰谷电流。在升压区域，在最小输入电压时最大负载的平均电流：

$$I_{OUT(MAX,BOOST)} = \left(\frac{140mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

其中 I_L 是电感纹波电流的峰-峰值。在降压区域，最大负载的平均值电流：

$$I_{OUT(MAX,BUCK)} = \frac{90mV}{R_{SENSE}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

图 6 显示了 $I_{\text{LOAD(MAX)}} \cdot R_{\text{SENSE}}$ 与输入和输出电压的变化。



升压区域的最大电流检测电阻 R_{SENSE} 值是：

$$R_{\text{SENSE(MAX)}} = \frac{2 \cdot 140\text{mV} \cdot V_{\text{IN(MIN)}}}{2 \cdot I_{\text{OUT(MAX,BOOST)}} \cdot V_{\text{OUT}} + \Delta I_{\text{L,BOOST}} \cdot V_{\text{IN(MIN)}}}$$

降压区域的最大电流检测电阻 R_{SENSE} 值是：

$$R_{\text{SENSE(MAX)}} = \frac{2 \cdot 90\text{mV}}{2 \cdot I_{\text{OUT(MAX,BUCK)}} - \Delta I_{\text{L,BUCK}}}$$

最终的 R_{SENSE} 值应低于在升压区域和降压区域计算的 R_{SENSE} 值。通常建议 20%到 30%余量。

设定输入 / 输出电流极限值

斜率补偿

斜坡补偿提供了稳定的恒定频率架构，通过在升压运行高占空比和降压运行低占空比防止谐波震荡。在升压区域里，电感上的电流信号超过 40%的占空比，加入斜率补偿。在降压区域里，电感上的电流信号低于 40%占空比，减去斜率补偿，这些是在芯片内部完成的。通常情况下，这会导致针对在占空比大于 40%的升压区域，电感上的峰值电流减少，针对在占空比小于 40%的降压区域，电感上的峰值电流提高。然而，LTC3789使用这个方法抵消这种补偿斜率，这使得最大电感电流所有占空比不受影响。

锁相环和频率同步

电感的选择

工作频率和电感的选择是相互关联的，更高的工作频率允许使用更小的电感值和电容值。电感值对纹波电流有直接作用。在最小输入电压 $V_{IN(MIN)}$ 的升压区域的最大的电感电流，电感的纹波电流值 I_L 通常设置在 20%到 40%，对于一个给定纹波电感而言，在连续模式下：

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{ Ripple} \cdot V_{OUT}^2} \text{ H,}$$
$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{ Ripple} \cdot V_{IN(MAX)}} \text{ H}$$

这里：

f 表示工作频率。单位为 Hz

为了提高效率，选择磁损耗小的电感，例如铁氧体电感。另外电感器应该具有低直流电阻以降低 I^2R 损耗，并且必须能够处理不饱和电感峰值电流。为了尽量减少辐射和噪声，使用环形，或者带屏蔽的骨架电感。

输入和输出滤波电容的选择

在升压区域，输入电流是连续的。在降压区域，输入电流是不连续的。在降压区域，输入滤波电容的选择由所需过滤的方波电流驱动。使用低 ESR 的电容处理最大的 RMS 电流。在降压区域，输入 RMS 电流由下式给出：

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

这个公式的最大值在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ ，这里 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ 。*****

功率 MOSFET 的选择和效率的注意事项

肖特基二极管（D1，D2）的选择

肖特基二极管 D1 和 D2 如图 13 所示，在功率 MOSFET 开关的死区时间之间导通。它们的主要用途是防止同步开关管 B 和 D 内部的二极管打开并存储充电过程中的死区时间。尤其是，D2 在开关管 D 关闭和开关管 C 开启之间显著减低了反向恢复电流，从而提高开关转换效率和降低了开关管 C 的电压应力。为了肖特基二极管能有效工作，它和同步开关之间的电感量必须尽可能小，强烈要求这些组件被放置在相邻的地方。

INTV_{CC} 稳压器和 EXT_{V_{CC}}

LTC3789 具有一个真实的 PMOS 的 LDO，这个 LDO 从输入电源 V_{IN} 供电到 INTV_{CC}。INTV_{CC} 供电给栅极驱动器，以及多个 LTC3789 的内部电路。当输入电压 V_{IN} 大于 6.5V 时，这个线性稳压器在 INTV_{CC} 引脚调节电压到 5.5V。当 EXT_{V_{CC}} 高于 4.8V 时，通过片内的另一个 LDO 向 INTV_{CC} 提供所需的电源。这两个 LDO 都可以提供 100mA 的峰值电流，并且都必须对地旁路一个至少 1uF 的陶瓷电容或者低 ESR 的电解电容。不管使用什么类型的大容量电容，强烈建议在相邻的 INTV_{CC} 和电源地的位置直接放置一个额外的 0.1uF 的陶瓷电容。通过栅极驱动器

的高瞬态电流需要良好的旁路，以防止信道之间的干扰。

高输入电压应用中，高频率驱动大功率的 MOSFET可能会导致 LTC3789 超过最大的结温等级。INTV_{CC}提供的电流，以栅极充电电流为主，可以通过 V_{IN} 供电的线性稳压器或者 EXT_{V_{CC}} 供电的 5.5V 线性稳压器提供。当 EXT_{V_{CC}} 引脚上的电压低于 4.5V，线性稳压器将由输入电源 V_{IN} 使能。在这种情况下，IC 的功耗是最高的并且等于 V_{IN} * I_{INTV_{CC}} 栅极的充电电流取决于工作频率。所讨论的内容在效率方面的考虑那一部分。结点的温度可以使用电气特性附注 3 中给出的方程估算。例如，LTC3789 INTV_{CC} 的电流仅限小于 24mA，INTV_{CC} 由 24V 供电，使用 SSOP 封装并且不使用 EXT_{V_{CC}}：

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (28\text{mA})(24\text{V})(80^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

为了防止最高结温被超过，在最大输入电压工作在连续导通模式（MODE/ PLLIN= SGND）必须检查电源的输入电流。当 EXT_{V_{CC}} 引脚电压升高到 4.8V 时，来自于 V_{IN} 的线性稳压器 INTV_{CC} 被关闭，同时从 EXT_{V_{CC}} 供电的线性稳压器被打开，只要 EXT_{V_{CC}} 引脚上的电压高于 4.5V 就保持打开。LTC3789 开关稳压器正常运行期间允许使用 EXT_{V_{CC}} 驱动 MOSFET 驱动器和控制电源，同时当输出异常（例如，启动时短路）时，使用由 V_{IN} 提供的线性稳压器。EXT_{V_{CC}} 引脚上电压不能超过 14V。EXT_{V_{CC}} 通过输出电压供电可以实现显著的效率和散热效果。由于一个（占空比）/（切换效益）的因素，输入电源 V_{IN} 的电流产生的驱动和控制电流将被减小。设定 EXT_{V_{CC}} 引脚 12V 输出，则在前面的例子中，结温将从 125 降到 97。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (28\text{mA})(12\text{V})(80^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 97^{\circ}\text{C}$$

当输入电压 V_{IN} 低于 5V 时，从输出供电的 EXT_{V_{CC}} 还可以提供足够的栅极驱动电压。这使得控制器进入调节状态后输入电压 V_{IN} 工作范围更宽。以下列表总结了 EXT_{V_{CC}} 三种可能的连接方式：

1. EXT_{V_{CC}} 悬空（或接地）。INTV_{CC} 由内部 5.5V 的线性稳压器供电，这样会导致在功耗上会有小的效率损失。
2. EXT_{V_{CC}} 直接连接到输出电压端（输出电压范围 4.7V < V_{OUT} < 14V）。这是正常的 5.5V 稳压器连接并且实现了最高的效率。
3. EXT_{V_{CC}} 连接到外部电源。如果外部电源的提供在 4.7V 到 14V 范围内，那么它与 MOSFET 栅极驱动的要求相兼容，因此它可以被用来给 EXT_{V_{CC}} 供电。

需要注意的是一个内部二极管连接 INTV_{CC} 到 V_{IN}。INTV_{CC} 从 EXT_{V_{CC}} 取电的时候，当输入电压降至低于 4.5V。内部二极管将从 EXT_{V_{CC}} 到 V_{IN} 创建一个喂哺路径。为了限制这个喂哺电流，建议在系统输入电压 V_{IN} 和芯片引脚 V_{IN} 之间加一个 10~15 欧姆的电阻。

输出电压设定

LTC3789 输出电压通过精心放置在输出电容一个外部反馈电阻分压器设定。由此产生的信号与误差放大器内部精密的 0.8V 参考电压相进行比较。输出电压由公式：

$$V_{\text{OUT}} = 0.8\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

其中 R₁ 和 R₂ 的定义在图 13 中。

顶部 MOSFET 的驱动电源（C_A, D_A, C_B, D_B）

欠压锁定

LTC3789 在欠压条件下有两个功能有助于保护控制器。一个精确地欠压锁定比较器 UVLO 不断监视 INTV_{CC} 的电压，以确保存在足够的栅极驱动电压。当 INTV_{CC} 低于 3.4V 时，锁定开

关动作。当有一个干扰在 INTVCC上时，为了防止震荡， UVLO比较器具有 400mV 的精密滞后。

另一个方法是通过监视输入电源 V_{IN} 来检测欠压情况。 因为 RUN引脚上有一个高精度的 1.22V 参考电压，因此可以使用一个电阻分压器到输入电源 V_{IN} ，但输入电源 V_{IN} 足够高时，IC 打开。一旦其电压通过 1.22V，一个额外 5uA 的电流源流出 RUN 引脚。通过调整电阻分压器的值，可以设定运行比较器的回滞电压。

软启动功能

当一个电容连接到 SS引脚，一个 3uA 的软启动电流向这个电容充电。这个软启动功能根据 SS引脚上的电压上升速度实现控制输出。在这个阶段，电流折返功能被禁用，以确保平滑的软启动。当芯片在关机状态下，并且 RUN 引脚电压低于 1.22V，SS 引脚将被及时的拉到电源地。在 SS引脚上软启动的范围被定义为 0V 至 0.8V。总的软启动时间可以被计算出：

$$t_{SOFTSTART} = 0.8 \cdot \frac{C_{SS}}{3\mu A}$$

当 SS=0.8V时，稳压器总是启动在脉冲跳跃模式，不管通过 MODE/PLLIN 选择什么样的模式。

故障保护：电流限制和电流折返

电流模式控制器中， 最大的电感电流通过最大的感应电压限制。 在升压地区， 最大的感应电压和检测电阻确定最大允许的电感峰值电流这是：

$$I_{L(MAX,BOOST)} = \frac{140mV}{R_{SENSE}}$$

在降压区域，最大的感应电压和检测电阻确定允许最大的电感峰谷电流，这是：

$$I_{L(MAX,BUCK)} = \frac{90mV}{R_{SENSE}}$$

LTC3789包括折返电流限制，进一步的限制了电流接地短路限制。如果输出电压下跌到超过 50%，那么最大感应电压被逐步降低到三分之一的输出电压。

效率方面的考虑

设计例程

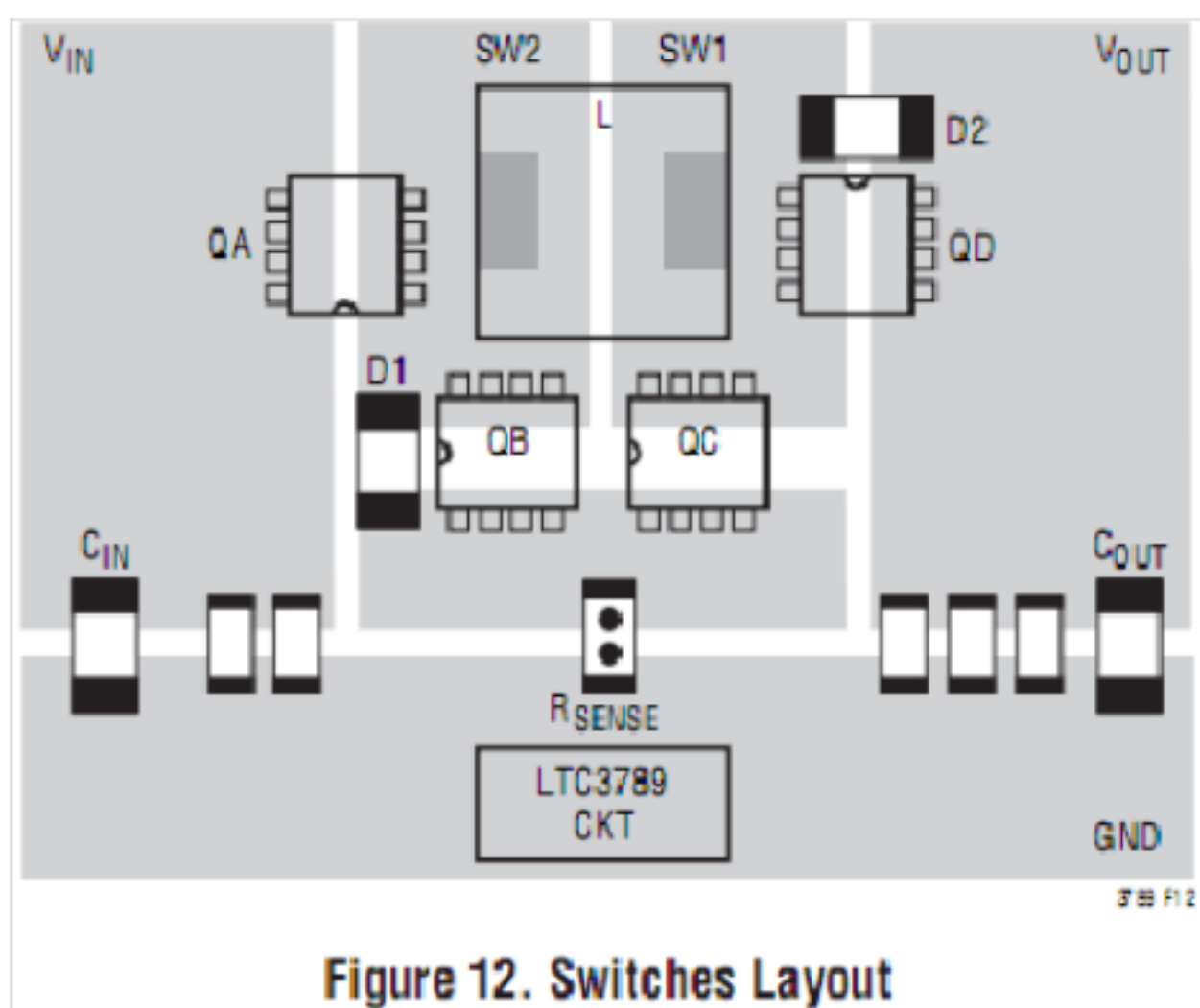
选择 MOSFET开关管

PCB布局检查列表

PCB板布局需要一个专用的基础接地层， 此外， 多层板可以提供大电流功率以及功率元件的散热。

地层不应该有任何走线，并且地层应该尽可能靠近功率 MOSFET层

把输入滤波电容 C_{IN} ,开关管 A，开关管 B 和肖特基二极管 D1 放置在一个紧凑的区域里。把输出滤波电容 C_{OUT} , 开关管 C, 开关管 D 和肖特基二极管 D2 放置在一个紧凑的区域。一个布局的示例如图 12 所示。



使用过孔连接元器件到地层（包括 LTC3789 的 SGND 和 PGND）。对于功率器件使用大的过孔。

对于输入电压 V_{IN} 和输出电压 V_{OUT} 使用整个铺铜平面， 保持良好的电压滤波和较低的功率损耗。

铺铜掩盖所有未使用的区域。 填充更多的铜皮将减少功率器件温度的上升。 连接铺铜区域到任何的 DC 网络（输入电源或电源地）。当 LAYOUT印刷电路板时，应使用下列检查清单，以确保 LTC3789的正常运行。这些项目也包括图 13 所示内容。

隔离信号地和电源地。所有小信号元件的地都必须返回到 SGND 引脚一个点上。然后将其连接到 PGND 引脚，并靠近电感器的电流检测电阻。

放置开关管 B 和开关管 C 尽可能靠近控制器。保持 PGND,BG 和 SW 的走线短。

让高的电压变化率的 SW1,SW2,BOOST1,BOOST2,TG和 TG2 节点远离敏感的小信号的节点。

开关管 A, 开关管 B, D1 和输入滤波电容 C_{IN} 形成的路径应具有短的引线和 PC 走线长度。由开关管 C, 开关管 D, D2 和输出滤波电容形成的路径也应该有短的引线和 PC 走线长度。

输出电容的负极应尽可能的连接输入电源的负极。

连接顶部驱动升压电容 C_A 靠近 BOOST1 引脚和 SW1 引脚。连接顶部驱动升压电容 C_B 靠近 BOOST2 引脚和 SW2 引脚。

连接输入电容 C_{IN} 和输出电容 C_{OUT} 靠近功率 MOSFET。在升压和降压区域，这些电容进行交流滤波。

V_{FB} 引脚的电阻分压器的连接到输出滤波电容 C_{OUT} 的正极和信号地。一个小的 V_{FB} 的旁路电容可能与 LTC3789 的 SGND 一脚紧密相连。R2 不应该沿着大电流和高噪声的地方连接，如：输入滤波电容。

电流检测电阻正负极之间的线路导致连同最小的平行走线长度。应避免检测线穿过噪声区域，如：开关节点。电流检测电阻的滤波电容应该尽可能的靠近 IC。检测电阻的开尔文连接确保精确的电流检测。一个示例布局如图 14 所示。

连接到 I_{TH} 引脚的补偿网络紧密连接 IC, I_{TH} 引脚和信号地之间。电容有助于过滤 PCB 的噪声和电压补偿回路电压纹波的影响。

连接 $INTV_{CC}$ 的旁路电容 C_{VCC} , 紧挨着 IC 和 $INTV_{CC}$ 引脚和电源地引脚之间。该电容滤除 MOSFET 驱动器的电流峰值。另外一个 $1\mu F$ 的陶瓷电容放置在紧接着 INV_{CC} 引脚和 PGND 引脚的旁边可以帮助大大改善噪声性能。