

20V/15A 同步降压静音开关稳压器，可 12 项并联 180A 电流总输出

Check for Samples: [LGS7151](#)

特性

- 低电磁干扰的静音开关架构
- 输入电压范围：3.1V~20V
- 输出电压范围：0.6V~5.5V
- 差分 VOUT 远程参考端
- 外部可调频率范围：400kHz~3MHz
- 轻载条件下可调节断续模式与强制连续模式
- 可支持多相交错并联工作模式
- 可调节的软启动和输出电压追踪功能
- 基准电压 0.6V，温度范围内精度 $\pm 1\%$
- 电流控制模式提供优越的线性和负载瞬态响应
- 精确的 1.2V RUN 引脚阈值
- 30 引脚耐热性能增强 5mm×5mm 封装 QFN 封装

应用

- 汽车和工业电源
- 服务器电源
- 应用分布式电源系统
- 负载点电源，适用于 ASIC, FPGA, DSP, uP 等。

描述

LGS7151 是一款高效率的单片同步降压调节器，能够为负载提供 15A 的电流。其采用了可锁相控制的恒定导通时间，电流控制模式架构。多相运行使得多个 LGS7151 调节器能够错相运行，从而减少了所需的输入和输出电容数量。

LGS7151 的工作电源电压范围为 3.1V 至 20V。其工作频率可通过外部电阻从 400kHz 可调至 3MHz。高频特性使得能够使用尺寸更小的电感和电容。对于对开关噪声敏感的应用，LGS7151 可以从 400kHz 到 3MHz 进行外部同步。PHMODE 引脚允许用户控制输出时钟信号的相位。独特的恒定频率/受控导通时间架构非常适合在高频率下运行且需要快速瞬态响应的高降压比应用。

这个 LGS7151 采用了静音开关技术，其独特的输入引脚可以采用对称放置旁路电容的方式，通过消除磁场的方式，达到出色的 EMI 性能。

描述

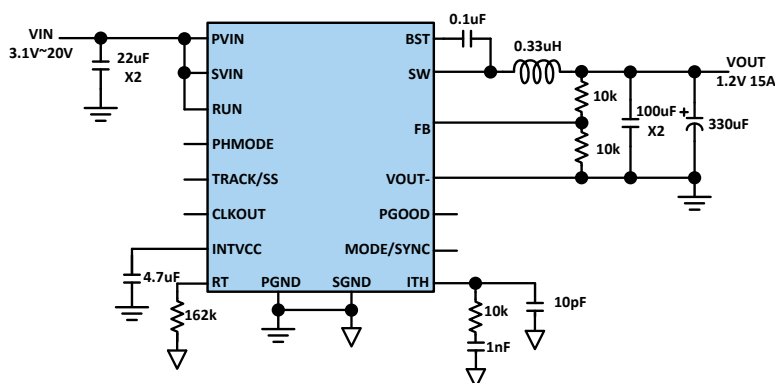


图 1.典型应用拓扑

绝对最大额定值 †

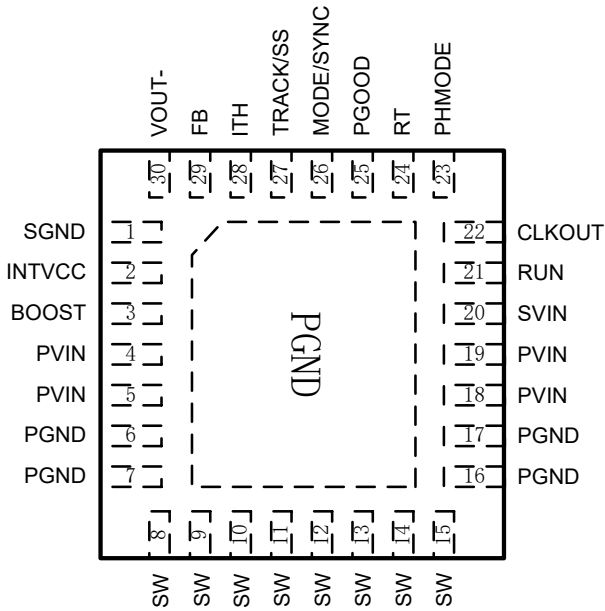
表 2.1

参数	范围
引脚至 GND 电压 (PVIN,SVIN)	-0.3V~22V
引脚至 GND 电压 (RUN)	-0.3V~SVin
引脚至 GND 电压 (MODE/SYNC,TRACK/SS)	-2V~24.5V
引脚至 GND 电压 (ITH,RT,PGOOD)	-0.3V~PVIN+VCC
引脚至 GND 电压(PHMODE,CLK)	-0.3V~SVIN
引脚至 GND 电压(VOUT-)	-0.3V~3.6V
引脚至 GND 电压(FB)	-0.3V~VCC
工作结温	-40℃ to 125℃
储存温度	-65℃ to 150℃
ESD 额定值 (HBM)	±2KV
ESD 额定值 (CDM)	±1KV

† 注：超出“绝对最大额定值”所列范围的应力可能会对器件造成永久性损坏。长时间处于任何“绝对最大额定值”条件之下可能会降低器件的可靠性和使用寿命。条件下工作。器件长时间工作在极限条件下可能会影响其可靠性。

引脚排列

图 2.引脚排列



QFN5X5-30 Package

Top View

T_{JMAX}=125℃,θ_{JA}=37℃/W

表 2.2 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	说明
1	SGND	芯片信号地引脚。
2	INTVCC	内部 3.3V 稳压器输出，需在 INTVCC 和 PGND 之间连接一个 2.2uF~4.7uF 的陶瓷去耦电容，尽量靠近芯片引脚。
3	BOOST	自举驱动电源，需要在 BST 和 SW 之间连接高质量 100nF 陶瓷电容器，以偏置内部高压侧栅极驱动器。
4,5,18,19	PVIN	稳压器功率电源输入，使用两颗 μF 或更大的陶瓷贴片尽量贴近 PVIN 至 GND。
6,7,16,17,EP	PGND	功率地引脚，和 VIN 之间连接一个或多个去耦陶瓷电容，尽量靠近引脚。
8~15	SW	内部功率开关节点，外部连接功率电感和 C_{BST} 电容。
20	SVIN	稳压器信号电源输入，在 SVIN 和 PVIN 之间连接一个 (1 Ω 至 10 Ω) 电阻，并通过一个 0.1 μF 电容旁路至 GND。
21	RUN	稳压器输出使能引脚，置高使能输出。可以通过配置外部电阻分压，实现 VIN 的可设置欠压保护。
22	CLKOUT	多相操作的输出时钟信号，CLKOUT 相对于 CLKIN 的相位由 PHMODE 引脚的状态决定。CLKOUT 的幅值为 INTVCC 到 GND。
23	PHMODE	输出相位选择引脚，确定内部振荡器和 CLKOUT 之间的相位关系。将其连接到 INTVCC 以进行双相操作，将其连接到 SGND 以进行三相操作，并将其连接到 INTVCC/2 以进行四相操作。
24	RT	降压器工作频率设定引脚，在 RT 和 GND 之间连接一个合适的电阻，可调节开关频率从 400KHz~3MHz。
25	PGOOD	Open-drain 指示降压器输出电压正常的信号，当输出正常时，PGOOD 停止下拉。
26	MODE/SYNC	模式选择与外部时钟同步输入，将此引脚连接到 VCC 或者浮空以强制在所有输出负载下连续同步操作。将其连接到 SGND 可在轻负载下实现断续模式操作。此外，将 MODE/SYNC 连接至外部时钟将使系统时钟与外部时钟同步，并使该芯片进入强制连续模式。
27	TRACK/SS	输出跟踪和软启动引脚，可以通过外部电容调节输出电压的上升时间。将此引脚置于低于 0.6V 的电压会绕过误差放大器的内部参考输入。高于 0.6V 时，跟踪功能停止，内部基准恢复对误差放大器的控制。
28	ITH	误差放大器输出和开关稳压器补偿点，电流比较器的触发阈值与该电压成线性比例，其正常范围为 0.3V 至 1.8V。
29	FB	输出电压反馈引脚，通过 VOUT 和 GND 之间配置分压比，可以调节输出电压。
30	VOUT-	输出电压远端负采样，将此引脚直接连接在远端输出电容的底部，该电容靠近负载处，以尽量减少因电路板上金属线路的压降而产生的误差。

技术规格

除非有特殊说明，否则极限值适用于-40°C至+125°C的工作结温度（T_J）范围。最小和最大限值通过试验、设计或统计相关性规定。典型值代表 T_J=25°C时最可能的参数规范，仅供参考。所有电压都是相对于 GND。

表3.

参数		测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
SVIN	SVIN 输入范围		3.1		20	V
PVIN	PVIN 电源输入范围				20	V
V _{OUT}	输出电压范围		0.6		5.5	V
I _Q	空载输入电流	Mode = 0, R _T = 162k		1		mA
I _{SD}	关断电流	V _{IN} = 12V, RUN = 0		11		μA
V _{FB}	反馈基准电压	ITH=1.0V	0.594	0.6	0.606	V
ΔV _{FB(LINE)}	反馈电压线性调整率	V _{IN} = 4V to 20V		NC		%
ΔV _{FB(Load)}	反馈电压负载调整率	I _O = 0A to 5A		NC		%
I _{FB}	反馈引脚输入电流		-50		50	nA
g _{m(EA)} ⁽¹⁾	误差放大器增益			1.3	1	mS
t _{ON(MIN)} ⁽¹⁾	最小导通时间			50		ns
t _{OFF(MIN)} ⁽¹⁾	最小关断时间			110		ns
I _{LIM}	正电感电流谷值限制			18		A
	不同 ITH 对应谷值限流	ITH=1.4		9		A
		ITH=1		0		A
		ITH=0.6		-9		A
		ITH=0.2		-18		A
R _{TOP}	上管 MOS 导通电阻	VCC = 3.3V		7		mΩ
R _{BOTTOM}	下管 MOS 导通电阻	VCC = 3.3V		3.5		mΩ
I _{SW}	上管漏电	V _{IN} = 20V, V _{SW} = 0V		NA		μA
	下管漏电	V _{IN} = 20V, V _{SW} = 20V		NA		μA
V _{UVLO}	VCC 欠压锁定上升沿	VCC Rising	2.7	2.8	3.0	V
	VCC 欠压锁定迟滞	VCC Falling		0.2		V
V _{RUN}	RUN 门槛电压 2(I _Q ≥1mA)	RUN Rising		1.2		V
	RUN 门槛电压 1(I _Q ≥100uA)	RUN Rising		0.6		V
I _{RUN}	RUN 引脚漏电				100	nA
V _{INTVCC}	内部 V _{CC} 电压		3.2	3.3	3.5	V
OV	输出过压阈值	V _{FB} Rising		110		%
UV	输出欠压阈值	V _{FB} Falling		91		%
ΔV _{FB(HYS)}	PGOOD 滞环阈值	V _{FB} Returning		1		%
R _{PGOOD}	PGOOD 下拉电阻			8		Ω
I _{PGOOD}	PGOOD 漏电	0.54V<V _{FB} <0.66V			2	μA

t_{PGOOD}	PGOOD 延迟	PGOOD Low to High		6		Cycles
		PGOOD High to Low		25		Cycles
$I_{TRACK/SS}$	TRACK 上拉电流	$V_{TRACK/SS} = 0V$		5		μA
f_{OSC}	工作频率	$R_T = 162k\Omega$		1		MHz
f_{SYNC}	SYNC 同步范围	% of Programmed Frequency	70		130	%
MODE/SYNC	MODE/SYNC 门槛电压	MODE/SYNC V_{IL}	0.3			V
		MODE/SYNC V_{IH}			1	V
$I_{MODE/SYNC}$	MODE/SYNC 电流	MODE/SYNC = 0V		6		μA
V_{VIN_OV}	VIN 过压保护阈值	VIN Rising		23		V
		VIN Falling		21		V

(1) 设计保证。未经生产测试。

功能框图

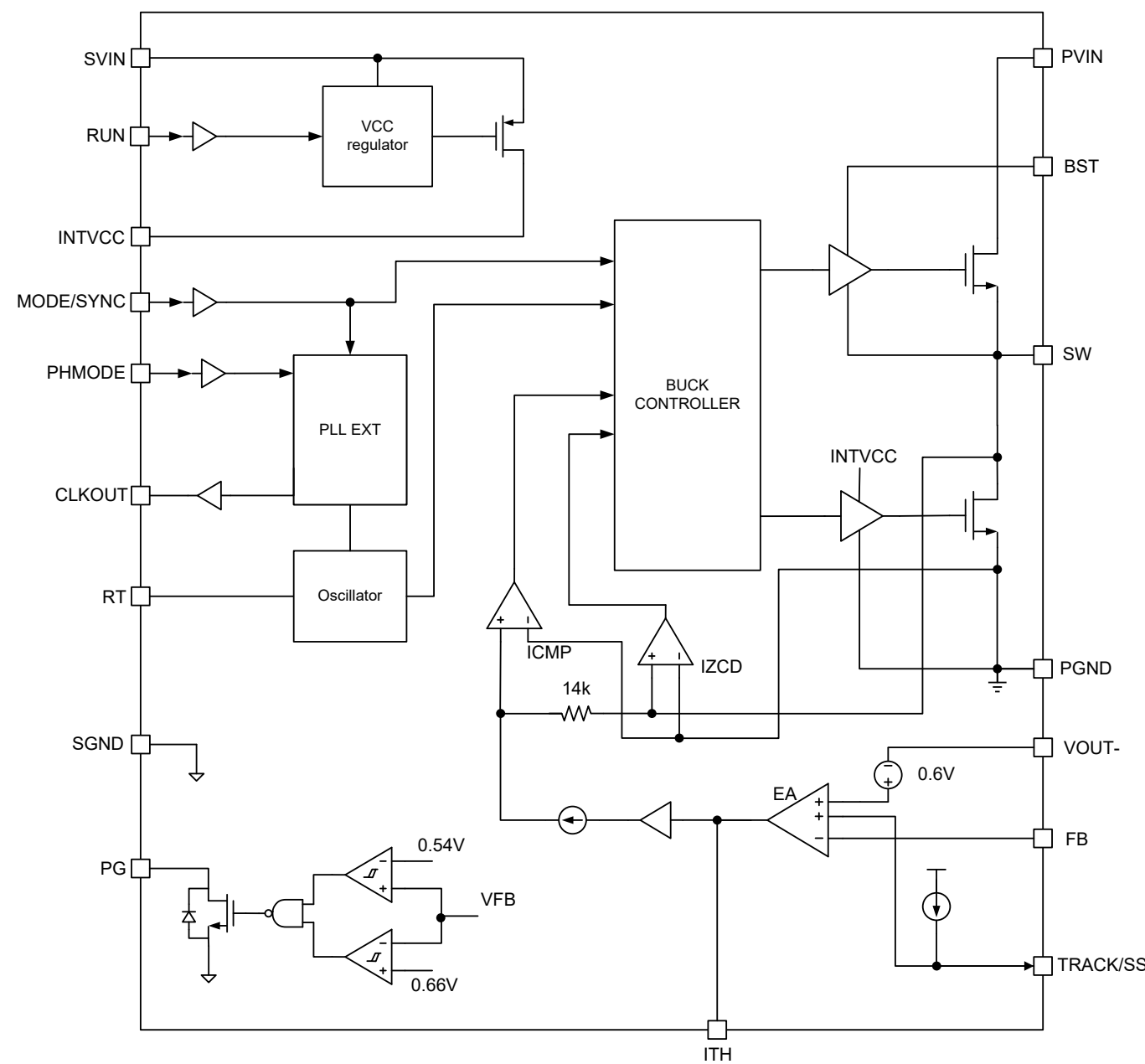


图 4 内部功能框图

应用信息：高效率降压开关稳压器（概述）

概述

LGS7151 是一款高效率的单片同步降压调节器，能够为负载提供 15A 的电流。其采用了可锁相控制的恒定导通时间，电流控制模式架构。多相运行使得多个 LGS7151 调节器能够错相运行，从而减少了所需的输入和输出电容数量。

LGS7151 的工作电源电压范围为 3.1V 至 20V。其工作频率可通过外部电阻从 400kHz 可调至 3MHz。高频特性使得能够使用尺寸更小的电感和电容。对于对开关噪声敏感的应用，LGS7151 可以从 400kHz 到 3MHz 进行外部同步。PHMODE 引脚允许用户控制输出时钟信号的相位。独特的恒定频率/受控导通时间架构非常适合在高频率下运行且需要快速瞬态响应的高降压比应用。

这个 LGS7151 采用了静音开关技术，其独特的输入引脚可以采用对称放置旁路电容的方式，通过消除磁场的方式，达到出色的 EMI 性能。

RUN 使能功能

RUN 引脚拉至地会强制 LGS7151 进入关断状态，从而关断两个功率 MOSFET 以及大部分内部控制电路。将 RUN 引脚置于 0.6V 以上仅打开内部基准，同时仍保持功率 MOSFET 关闭。将 RUN 电压进一步提高到 1.2V 以上会开启整个芯片。

INTVCC 稳压器

内部低差（LDO）稳压器产生 3.3V 电源，为驱动器和内部偏置电路供电。INTVCC 必须用至少一个 4.7μF 的陶瓷电容旁路到地。为了提供功率 MOSFET 栅极驱动器所需的高瞬态电流，良好的旁路是必要的。在高输入电压和高开关频率的应用中，由于 LDO 上的更高功率损耗，会导致芯片温度升高。在这种情况下，如果还有其他 5V 或 3.3V 的电源轨可用，可以考虑使用该电源轨来驱动 SVIN 引脚，以降低内部 LDO 上的功率损耗。

VIN 过压保护

为了保护内部功率 MOSFET 器件免受瞬时电压峰值的损害，LGS7151 会持续监测 PVIN 引脚，以检测是否存在过电压情况。当 PVIN 电压超过 24.5V 时，调节器会停止工作，通过关闭两个功率 MOSFET 来实现这一操

作。一旦 PVIN 电压降至 21.5V 以下，调节器会立即恢复正常工作。当出现过压保护现象时，内部软启动电压会被钳制在反馈电压值之上，因此在脱离过压保护后，芯片会采用内部固定软启动时间启动。

PVIN 与 SVIN 区别

PVIN 为内部功率电路输入引脚，SVIN 为内部逻辑电路供电引脚。为保证内部逻辑电路不受噪声干扰，建议 SVIN 使用 1Ω 至 10Ω 和 0.1μF 的低通滤波器连接到 PVIN。芯片 PVIN 与 SVIN 引脚上均包含一个内部欠压锁定电路，当引脚电压低于 UVLO 的下降阈值，会触发 UVLO 保护，关闭稳压器输出。PVIN UVLO 的上升阈值约为 0.9V，SVIN UVLO 的上升阈值约为 2.8V。引脚电压达到此电压以上移除 UVLO 后，控制器会进入软启动过程。

输出电压调节

LGS7151 的输出电压可通过外置分压电阻器调节输出电压大小。分压网络由 R1 和 R2⁽¹⁾ 组成。稳压器通过保持 FB 引脚上的电压等于内部参考电压 VREF 来调节输出电压，VREF 参考电压为 0.6V。输出电压公式如下：

$$V_{OUT} = 0.6V \times \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

应用信息：高效率降压开关稳压器（概述）

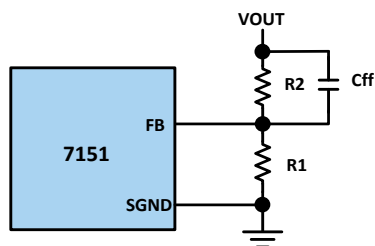


图 5. 设置输出电压

固定 R2 来计算所需的电阻值 R1，假设 R2 固定值为 10k。下表给出几种常见输出电压的适当 R1 值：

输出电压 (V)	R1 电阻值 (Ω)	R2 电阻值 (Ω)
1.2	4.99k	4.99k
2.5	3.16k	10k
3.3	2.21k	10k
5	1.37k	10k

(1) 可选择高精度电阻以减小电阻精度对系统精度的影响。

由于 LGS7151 通常会应用于高功率应用场合，但由于电路板布局的原因，从该元件到负载端 (POL) 之间可能会存在较大的电压降。因此，必须将 R2 和 R1 电阻直接连接到负载点的正负极上。然后负极应直接连接到 LGS7151 的 VOUT- 引脚，以实现差分 VOUT 检测。还可以在 VOUT 和 FB 之间放置一个前馈补偿电容 CFF，来改善瞬态性能。

调节开关频率

在 RT 脚和 SGND 之间连接一个电阻器，可根据以下公式将开关频率设置为 400kHz 至 3MHz：

$$f_s(\text{Hz}) = \frac{1.6e^{11}}{RT(\Omega)}$$

内部的锁相环在其设定频率附近具有 ±30% 的同步范围。因此，在进行外部时钟同步时，请确保外部时钟频率处于该 ±30% 的范围内，即该范围是相对于 RT 设定频率而言的。

输出电压跟踪与软启动

LGS7151 可以通过 TRK/SS 引脚设置其输出电压斜率。内部 6μA 将 TRK/SS 引脚上拉至 VCC。在 TRK/SS

上放置不同电容可以调节软启动输出，以防止输入电源上的电流浪涌。对于输出跟踪应用 TRK/SS 可以由另一个电压源从外部驱动，其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 TRK/SS 引脚的电压。在此启动时间期间，LGS7151 将以断续模式工作。当 TRK/SS 高于 0.6V 时跟踪功能被禁用，反馈电压将调节到内部参考电压。输出上升时间与 TRACK/SS 电容之间的关系如下所示：

$$T_{SS} = 83333 \times C_{TRACK/SS}$$

输出正常标志

当 LGS7151 的输出电压在设定电压的 ±10% 范围，即 FB 引脚电压在 0.54V 至 0.66V 范围内，则表示输出电压良好，PGOOD 引脚被外部拉高电阻器。否则内部开漏下拉器件 (18Ω) 会将 PGOOD 引脚拉低。PG 引脚检测到的电压不得超过 6V，可用电阻分压器从较高电压分压。上拉电阻的阻值典型范围为 10kΩ 到 100kΩ。

多相工作模式

对于需要超过 15A 电流的输出负载，可以级联多个 LGS7151 以错相运行提供更大的输出电流。CLKIN 引脚允许 LGS7151 与外部时钟同步，并且内部锁相环也允许 LGS7151 锁定到 MODE/SYNC 的相位。CLKOUT 信号可以连接到以下 LGS7151 级的 MODE/SYNC 引脚，以对齐整个系统的频率和相位。将 PHMODE 引脚连接到 VCC、SGND 或 VCC/2 会分别产生 180 度、120 度或 90 度的相位差 (在 MODE/SYNC 和 CLKOUT 之间)，这对应于 2 相、3 相或 4 相操作。通过将每个 LTCLGS7151 的 PHMODE 引脚编程为不同的电平，总共可以级联 12 个相位，并且同时彼此错相运行。

内部/外部 ITH 补偿

外部补偿对于 LTCLGS7151S 的正常运行是必不可少的。应选择合适的 ITH 组件以实现的优化。补偿网络如图 2 所示。

应用信息：高效率降压开关稳压器（概述）

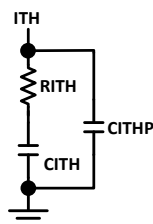


图 2. 外部补偿网络

表 1 提供了根据元件频率应使用的补偿值的基本指南。根据应用中使用的输出电容量的不同，可能需要对这些值进行轻微调整。

频率	R _{ITH}	C _{ITH}	C _{ITHP}
500KHz	4.99k	1.5nF	47pF
1MHz	10k	1nF	22pF
2MHz	15k	0.68nF	15pF
3MHz	20k	0.47nF	10pF

最小关断时间与最小导通时间

最小关断时间 $t_{OFF(MIN)}$ 是 LGS7151 下管功率 MOSFET 导通的最短时间。这个时间一般在 110ns 左右。最小关断时间规定最大占空比为 $t_{ON}/(t_{ON}+t_{OFF(MIN)})$ 。如果达到最大占空比，那么输出电压会出现下降问题，且输出失去闭环调节。避免出现输出电压下降的最小输入电压为：

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

与之相似的，最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 为 LGS7151 上管功率 MOSFET 导通的最短时间。该时间通常是 50ns。在电感电流连续状态下，最小导通时间规定了最小占空比：

$$D_{MIN} = f \times t_{ON(MIN)}$$

其中 $t_{ON(MIN)}$ 是最小导通时间。如上式所示，降低工作频率可以减轻最小占空比约束。在超过最小占空比的极少数情况下，输出电压仍将保持在稳压状态，但开关频率将会比其设定值低。这在许多应用程序中是可接受的结果，因此在大多数情况下，此约束可能不是至关重要的。

过温保护

热过载保护电路将结温限制在 160°C(典型值) 以下。在极端条件下（即高环境温度和/或高功耗），当结温开始升至 160°C 以上时，过温保护即被激活，系统将会强制

关闭稳压器输出。当结温降至 145°C 以下时，OTP 状态就会解锁，稳压器输出重新开启，输出电流恢复为正常工作值。热过载保护旨在保护器件免受瞬间偶然过载条件发生时的影响。

本器件的保证工作结温范围为 -40°C 至 125°C。高结温会降低工作寿命；结温长时间高 125°C 时，器件寿命会缩短。请注意，与这些规格一致的最高环境温度取决于具体工作条件以及电路板布局、额定封装热阻和其他环境因素。

结温(T_J ，单位为°C)根据环境温度(T_A ，单位为°C)和功耗(P_D 单位为 W)计算，计算公式如下：

$$T_J = T_A + (P_D \times \theta_{JA})$$

其中 θ_{JA} (单位为°C/W)为封装热阻。

过流保护与短路保护

LGS7151 通过对电感电流谷值的逐周期限制来防止过流情况。如果过流情况出现持续存在，则会触发电流折返（Current FOLD-BACK）减少芯片发热。

低侧 MOSFET 过流保护是通过谷值电流控制模式的特性实现的。误差放大器的输出与采样得到的低侧功率管电流进行比较。故低侧功率管的谷值电流受到误差放大器最大输出钳制，从而达到逐周期峰值电流限制的能力。在低侧 MOSFET 导通期间，LGS7151 会检测低侧功率管的电流并与谷底限流阈值进行比较。当低侧功率管电流高于谷底限流阈值时，将不允许高侧功率管导通，直到低侧功率管低于谷底限流阈值。

当低侧功率管电流触发误差放大器限制同时电源正常指示标志下拉，LGS7151 会进入电流折返（Current FOLD-BACK）模式。此时芯片将会降低误差放大器限制，从而限制短路状态下输出电流。电流折返（Current FOLD-BACK）模式在严重过流或者短路条件下降低功耗，防止过热对芯片造成损坏。

C_{IN} 与 C_{OUT} 选择

稳压器以脉冲方式吸取输入电源的电流。这些脉冲的平均高度等于负载电流。电流的上升和下降时间非常快，因此有必要在输入电源两端加一个局部旁路电容器，以

应用信息：高效率降压开关稳压器（概述）

确保稳压器的正常工作，并减少反馈至输入电源的纹波电流。电容器还强制开关电流以紧密的局部环路流动，最大限度减少 EMI。

电源中常常被忽略的一种应力是输入电容 RMS 电流。若不正确理解它，超过电流会使电容过热和过早失效。因此应使用大小适合最大 RMS 电流的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电流由下式给出：

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

该公式在 $V_{IN}=2V_{OUT}$ 时具有最大值，其中 $I_{RMS} \cong I_{OUT}/2$ 。

C_{OUT} 的选择取决于最小电压纹波和负载阶跃瞬变所需的有效串联电阻 (ESR) 以及确保控制回路稳定所需的大容量电容。可以通过查看负载瞬态响应来检查环路稳定性。输出纹波由下式确定：

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

由于 ΔI_L 随着输入电压的上升而增大，因此输出纹波在最大输入电压时最大。

现在陶瓷电容的高纹波电流、高额定电压和低 ESR 使其成为开关稳压器应用的理想选择。而选择输入输出陶瓷电容时，推荐使用 X7R 或 X5R 电容，以在温度和输入电压的变化 范围内获得最佳性能。

在负载阶跃跳变中，输出电容器必须提供电流支撑负载，直到反馈回路输出开关电流足够支持负载为止。反馈回路所需的时间取决于补偿和输出电容器的大小。通常需要 3 到 4 个周期才能响应负载跳变，但是只有在第一个周期中，输出量才能线性下降。输出下冲 VDROOP 通常是第一个周期的线性下降的 2 至 3 倍。因此，从输出电容器选值：

$$C_{OUT} \cong 2.5 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_0 \cdot V_{DROOP}}$$

在大多数应用中，输入电容器仅需要提供高频旁路。对于这些条件，通常足够一个 22 μ F 陶瓷电容器，将此输入电容器尽可能靠近 PVIN 引脚放置。

电感的选择

电感电流纹波在连续模式下通常与输入输出电压，电感值以及工作频率相关：

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

低波纹电流可减少电感器中的磁芯损耗，输出电容中的 ESR 损耗和输出电压纹波。最优效率是在低频率下以较小的波纹电流获得的。但是实现这一目标需要大体积电感器。所以需要权衡电感体积大小，效率和工作频率。电感电流纹波大小在 2.5A 是一个合理的选择，这在低输出电压(V_{OUT} 电压在 1.8V 及其以下)工作下尤为重要。电感需要产生足够大的电流纹波 (1.5A~2.5A)，使得芯片的谷值电流比较器具有足够的信噪比来强制恒定开关频率。同时，还要注意最大的波纹电流发生在 V_{INMAX} 。为了确保电感电流不超过规定的最大值，应根据以下方式选择电感：

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

一旦 L 的值已知，就必须选择电感器的类型。高效率的需求通常承受不起低成本粉末铁芯中的铁心损耗，迫使用更昂贵的铁氧体铁芯。

对于一个固定的电感值，实际磁芯损耗与磁芯尺寸无关，但与所选的电感感值有很大的关系。随着电感感值的增加，磁芯损耗减小。不幸的是，增加的电感感值需要更多的线匝，因此铜损耗将增加。

铁氧体材质具有极低的磁芯损耗，在高开关频率下更受青睐，因此设计目标可以集中在铜损耗和防止饱和。铁粉芯磁芯饱和并呈现一定柔性而更为宽裕但铁氧体磁芯会急剧饱和。其它磁芯材料则介于两者之间。铁氧体铁心材料饱和“硬”，这意味着当超过峰值设计电流时，电感会突然崩溃。不要让电感饱和！

应用信息：参考电路

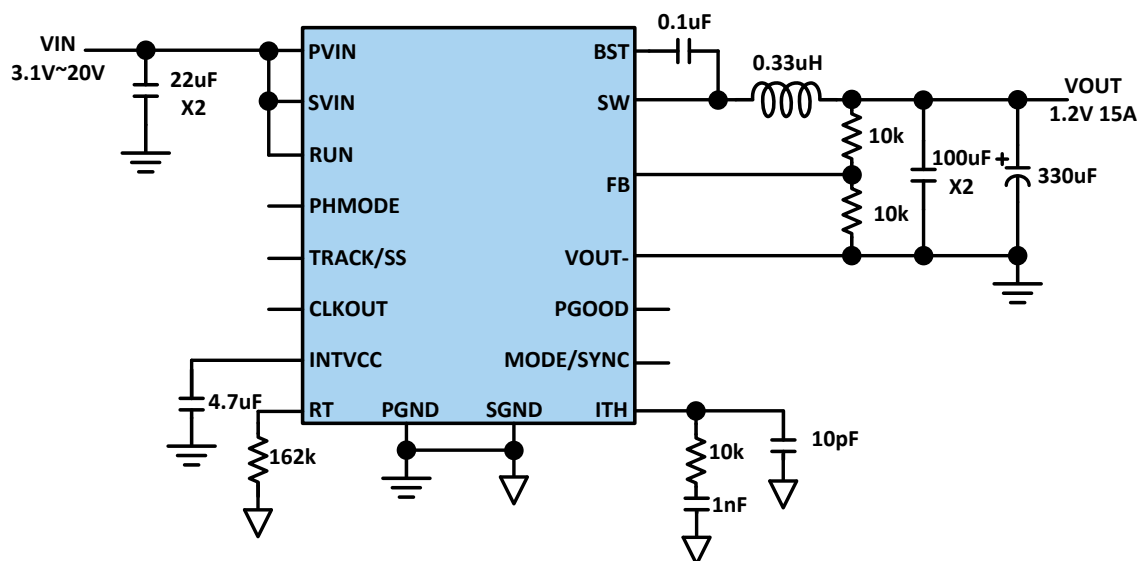


图 6 1.2V 输出 1MHz 工作频率降压电路

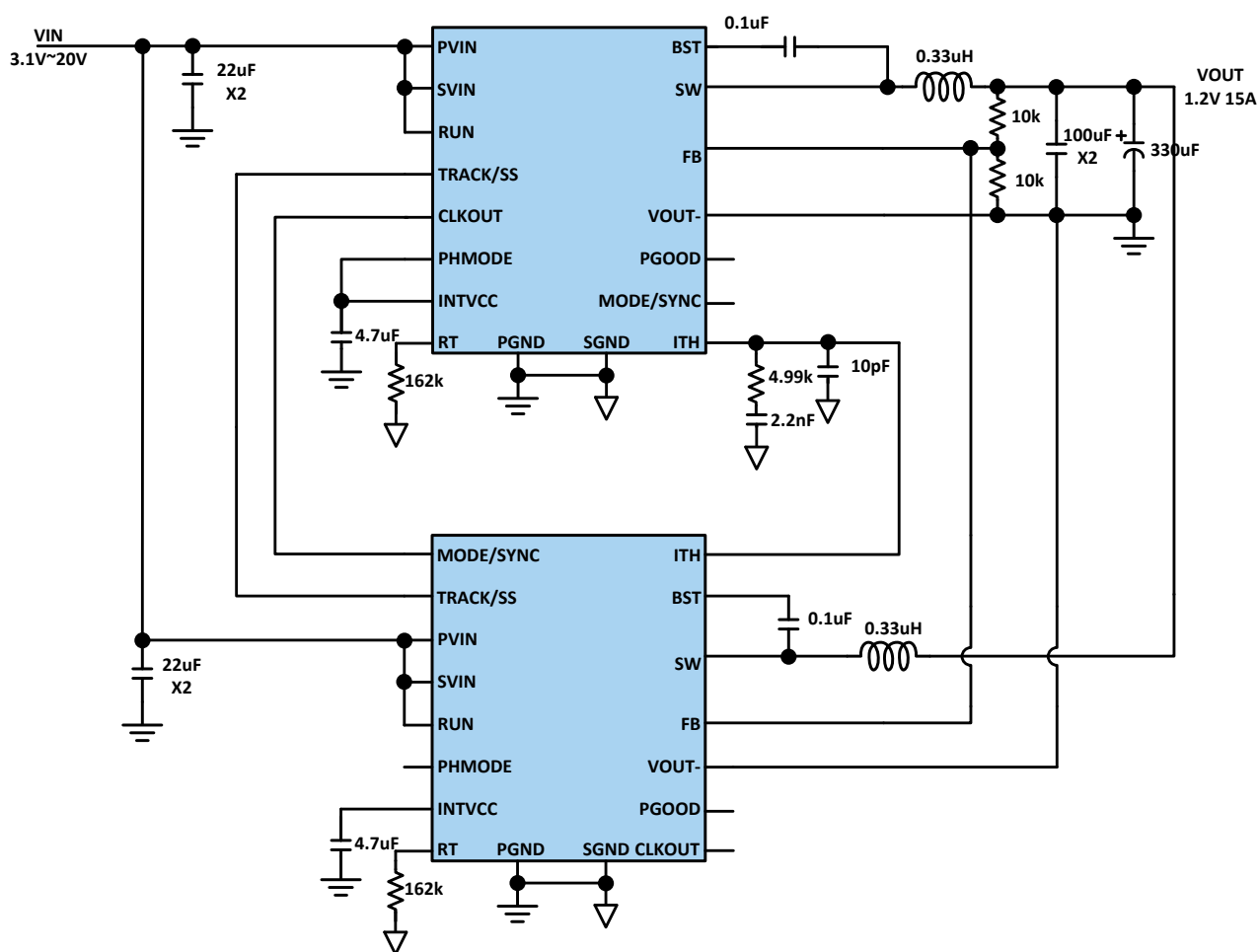


图 7 1.2V 输出 1MHz 工作频率双路并联降压电路

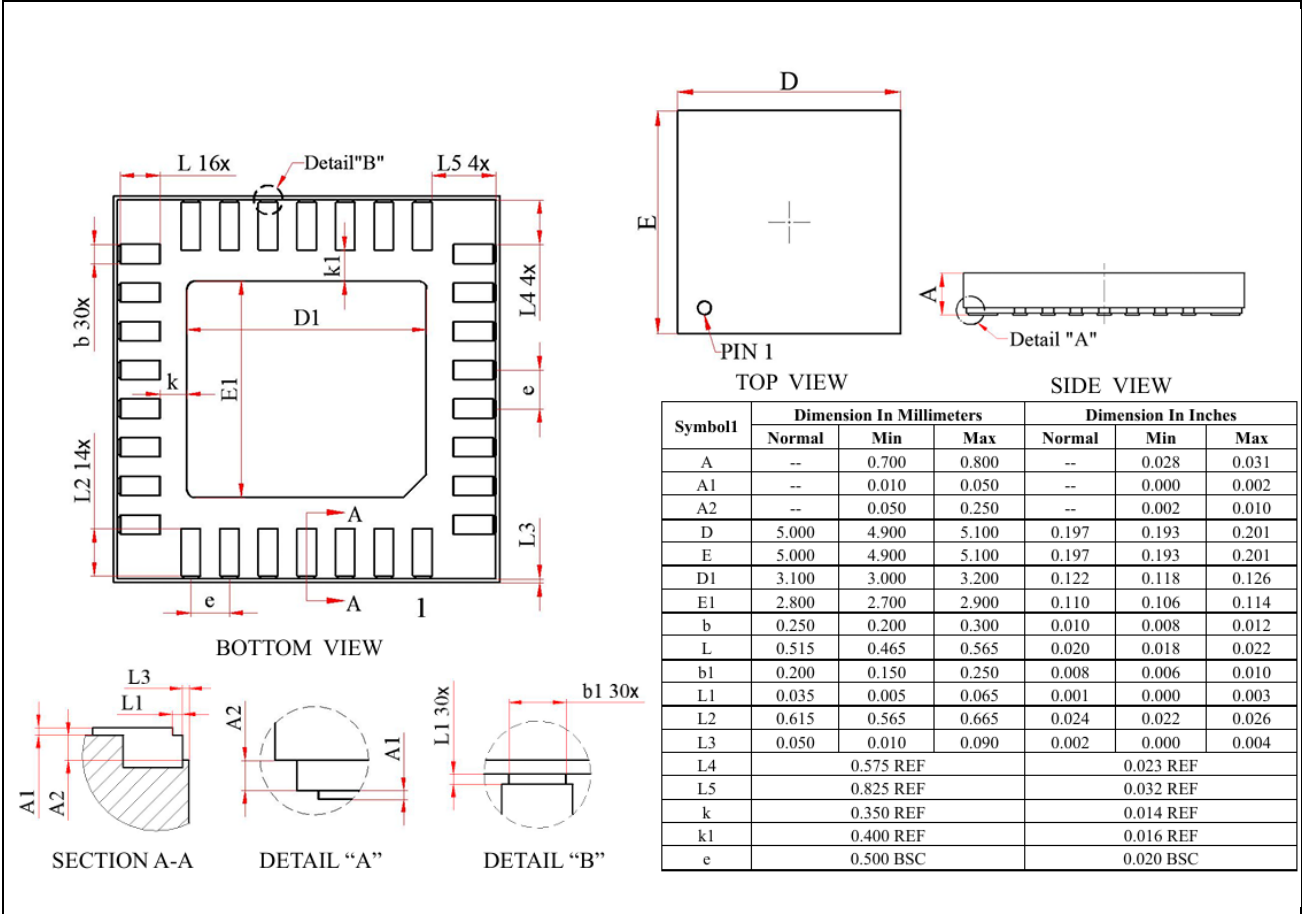
LGS7151 的高集成度使 PCB 板布局非常简单和容易。较差的布局会影响 LGS7151 的性能，造成电磁干扰(EMI)、电磁兼容性(EMC)差以及电压损耗，进而影响稳压调节和稳定性。为了优化其电气和热性能，应运用下列规则来实现良好的 PCB 布局布线，确保最佳性能：

-
- The top layer layout includes a large VIN pad at the top left, a GND pad at the bottom left, and a central component area. Key components include a large capacitor CIN5, a microcontroller U1, several resistors (R1, R2, R3, R4), capacitors (C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7), an inductor L1, a switch SW, and output capacitors COUT1 through COUT4. The layout also features a VOS+ pad, a VOS- pad, and a VOUT pad at the top right, and a GND pad at the bottom right.

图 9. QFN30(5*5)封装典型应用 PCB layout

封装外形描述(QFN5x5-30)

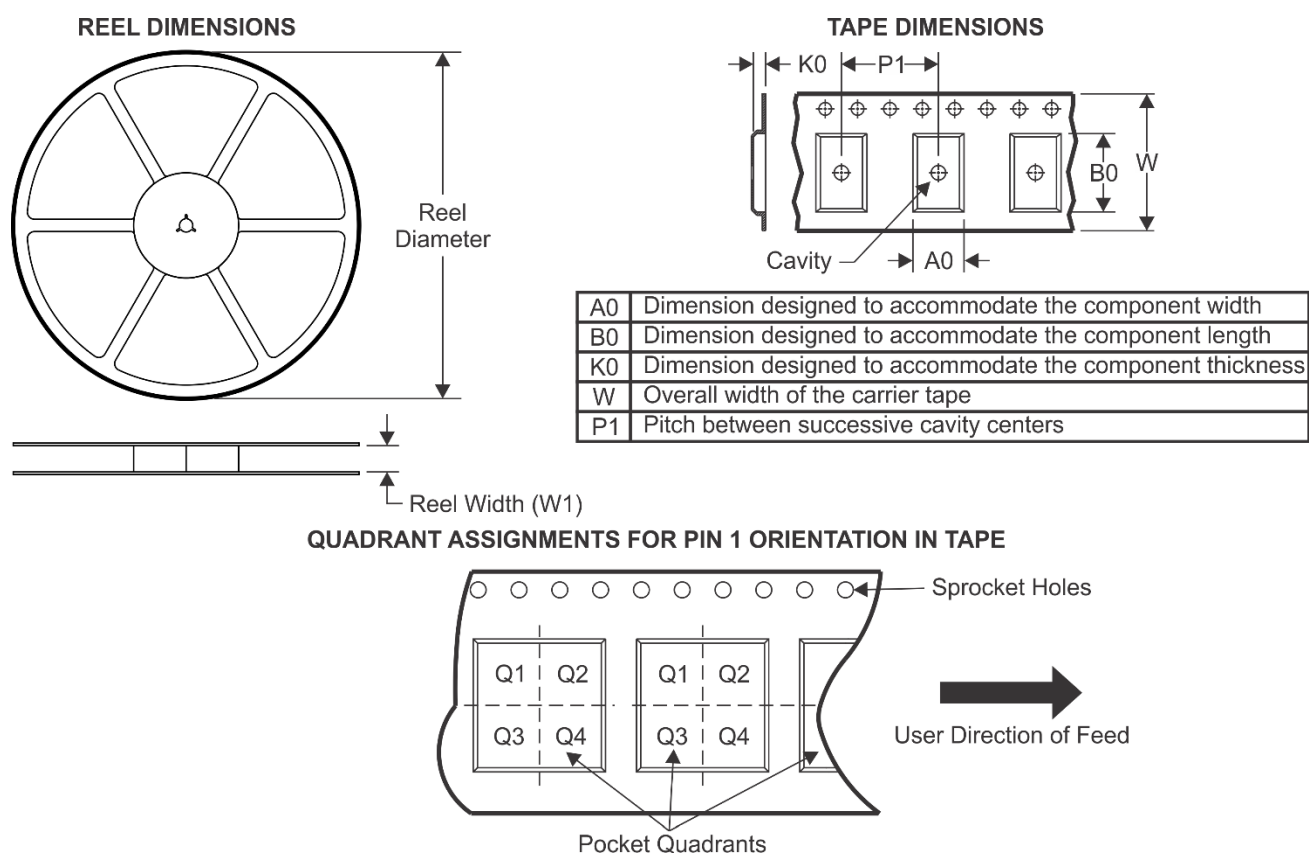
具备底部 EPAD 的 30 引脚塑封 QFN



注:

- (1) 所有的数据单位都是毫米，括号内的任何尺寸仅供参考。
- (2) 本图如有更改，恕不另行通知。
- (3) 此尺寸不包括塑模毛边，突起，或水口毛刺。
- (4) 此尺寸不包括塑模毛边。

TAPE AND REEL INFORMATION



*ALL dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	Pin1 Quadrant
LGS7151	QFN-30	QF	30	Q1