

HY3605 型 15V、5A 同步降压调节器

数据手册

1. 概述

产品特性

- ◆ 高效率：高达 96%
- ◆ 输出电流 5A
- ◆ 输入电压范围：4V~15V
- ◆ 集成功率 N 通道 MOSFET（顶部 70mΩ 和底部 35mΩ）
- ◆ 外部可调频率范围：800kHz~2MHz
- ◆ 可支持多相交错并联工作模式（高达 12 相交错并联模式）
- ◆ 可调节的软起动和输出电压追踪功能
- ◆ 基准电压 0.6V，温度范围内精度 ±1%
- ◆ 电流控制模式提供优越的线性和负载瞬态响应
- ◆ 关机模式电源电流小于 15μA
- ◆ 提供 24 引脚（4mm x 4mm）QFN 封装

产品应用

- ◆ 负载点电源
- ◆ 分布式发电系统
- ◆ 便携式仪器
- ◆ 电池驱动设备

产品说明

HY3605 是一款高效率、单片式同步降压型稳压器，采用一种可锁相、受控导通时间恒定频率、电流模式架构。多相操作允许 HY3605 在最小输入输出电容情况下实现多相交错并联输出。工作电源电压范围为 4V 至 15V，适用于双、三或四锂离子电池输入以及 12V 或 5V 电源轨的负载电源应用。

HY3605 工作频率可通过外部电阻在 800kHz 至 2MHz 范围内调节。高频工作能力允许使用小型表面贴装电感。对于开关噪声敏感的应用，HY3605 可以在 800kHz 至 2MHz 的范围内进行外部同步。PHMODE 引脚允许用户控制芯片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。两个内部锁相环将内部振荡器与外部时钟同步，并且将稳压器上升沿锁定到内部时钟或外部时钟。

HY3605 附加功能包括：可调节软启动时间与追踪功能，可调节工作频率，电源正常标志，输入过压保护，逐周期电流限制，过热关断，在 FB 电压较低时提供 Current FOLD-BACK 模式以避免短路时过热，轻载下可选择断续模式与强制连续模式以达到更优的效率或者良好的纹波。

典型应用

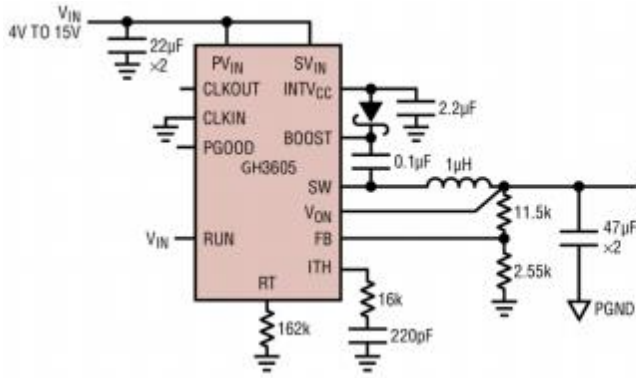


图 1 典型应用拓扑图

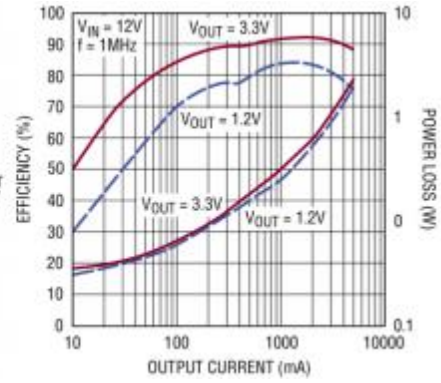


图 2 效率和功率损失

功能框图

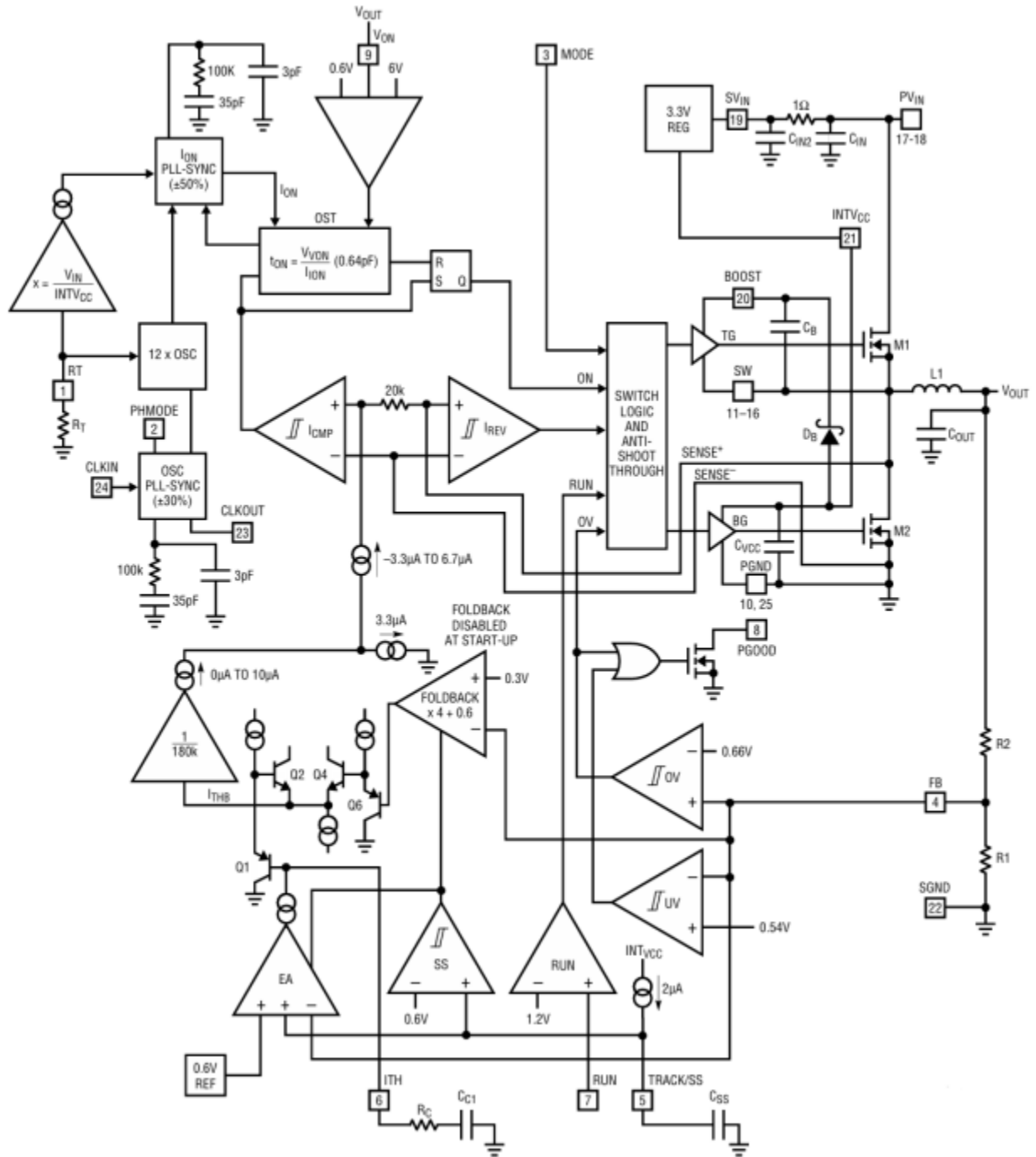


图 3 功能框图

2. 引脚定义

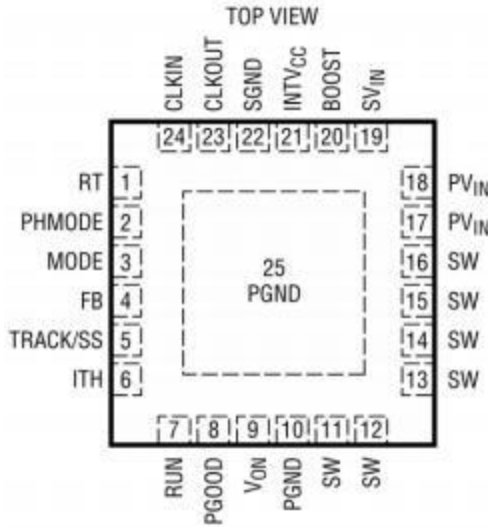


图 4 引脚排列 (仰视图)

表 1 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	功能描述
1	RT	振荡器频率设定引脚。将外部电阻器（200K 至 40k 之间）从 RT 连接到 SGND，以在 800KHz 至 4MHz 范围内设置频率。由于同步范围是设定频率的 ±30%，因此请确保设定频率在外部时钟的此百分比范围内，以确保频率锁定。
2	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 INTV _{CC} 进 2 相操作，将其连接到 SGND 进行 3 相操作，并将其连接到 INTV _{CC} /2 进行 4 相操作。
3	MODE	操作模式选择引脚。将此引脚连接到 INTV _{CC} 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。请不要浮动该引脚。
4	FB	输出电压反馈引脚。输入到误差放大器，与内部 0.6V 参考电压进行比较的反馈电压。通过 V _{OUT} 和 GND 之间配置分压比，可以调节输出电压。
5	TRACK/SS	输出跟踪和软启动引脚。允许用户控制输出电压的上升时间。在此引脚上低于 0.6V 的电压会绕过内部基准输入误差放大器，从而将 FB 引脚电压跟踪到 TRACK 电压。当电压达到 0.6V 以上时，跟踪功能停止，内部基准恢复对误差放大器的控制。INTV _{CC} 在该引脚上具有 2μA 的内部上拉电流，因此在此处放

		置一个电容器可提供软启动功能。
6	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。将此引脚连接到 INTV _{CC} 可激活内部补偿和输出电压定位，在 I _{OUT} = 0 时将 V _{OUT} 提高到比标称值高 1.5%，在 I _{OUT} = 5A 时降低 1.5%。
7	RUN	运行控制输入。通过将 RUN 连接到 1.2V 以上来实现芯片操作。将其连接到低于 1.1V 的电压会关闭部分功能。
8	PGOOD	输出功率良好，采用漏极开路逻辑。当 FB 引脚上的电压不在内部 0.6V 基准电压源的 ±10% 范围内时 PGOOD 被拉至地。
9	V _{ON}	导通电压输入。导通时间比较器的电压跳闸点。将该引脚连接到输出电压可使导通时间与 V _{OUT} 成正比，并在不同 V _{OUT} 下保持开关频率恒定。然而当 V _{ON} 为 <0.6V 或 >6V 时，开关频率将不再保持恒定。
10, EP	PGND	功率地。内部功率 MOSFET 的返回路径。将此引脚连接到输入电容和输出电容的负极端子。裸露的焊盘必须焊接到 PCB 接地，以实现电接触和额定热性能。
11~16	SW	内部功率开关节点。SW 的电压摆幅为负二极管电压降到 PV _{IN} 。
17, 18	PV _{IN}	功率 V _{IN} 。对芯片上功率 MOSFET 的输入电压。
19	SV _{IN}	信号 V _{IN} 。滤波后的输入电压给片上 3.3V 稳压器供电。连接 (1Ω 至 10Ω) 电阻在 SV _{IN} 和 PV _{IN} 之间，并以 0.1μF 的电流旁路至 GND 电容器。
20	BOOST	为内部顶部功率 MOSFET 提供升压浮动驱动器电源。将电容器的 (+) 端子连接在这里。该引脚从 INTV _{CC} -二极管电压降，摆动到 PV _{IN} + INTV _{CC} 。
21	INTV _{CC}	内部 3.3V 稳压器输出。该电压内部电源驱动器和控制电路供电。该引脚至功率地之间使用最小 1μF 低 ESR 陶瓷电容器去耦。
22	SGND	信号接地。
23	CLKOUT	用于多相操作的输出时钟信号。CLKOT 相对于 CLKIN 的相位

		由 PHMODE 引脚的状态决定。CLKOUT 的峰峰值幅度为 INTV _{CC} 到 GND。
24	CLKIN	鉴相器的外部同步输入。该引脚内部连接 20K 电阻接至 SGND。锁相环将强制顶部功率 NMOS 的导通信号与 CLKIN 信号的上升沿同步。

3. 电气参数

3.1 绝对最大额定值

表 2

参数	额定值
PV _{IN} 、SV _{IN} 、SW 电压	-0.3V~15V
SW 瞬态电压	-0.3V~17.5V
BOOST 电压	-0.3V~PV _{IN} +INTV _{CC}
RUN 电压	-0.3V~15V
V _{ON} 电压	-0.3V~SV _{IN}
INTV _{CC} 电压	-0.3V~3.6V
ITH, RT, CLKOUT, PGOOD 电压	-0.3V~INTV _{CC}
CLKIN, PHMODE, MODE 电压	-0.3V~INTV _{CC}
TRACK/SS, FB 电压	-0.3V~INTV _{CC}
工作温度范围 T _A	-55°C~125°C
结温 T _J	125°C
存储温度范围 T _S	-65°C~150°C

3.2 电气规格

除非另有说明，否则下表 T_A=25°C，V_{IN}=12V。

表 3

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
PV _{IN}	功率 V _{IN} 电压范围		4		14	V
I _Q	输入直流电源电流	^C Mode = 0, RT = 162k			1.25	mA
	主动关闭	^C V _{IN} = 12V, RUN = 0			20	uA
V _{FB}	反馈参考电压	ITH = 1.2V ^d , T _A = -55°C~125°C	0.590		0.610	V
ΔV _{FB(LINE)}	反馈电压线性调节	V _{IN} = 4V to 15V, ITH = 1.2V, T _A = -55°C~125°C			0.15	%/V
ΔV _{FB(LOAD)}	反馈电压负载调整	T _A = -55°C~125°C			5	%

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{FB}	反馈引脚输入电流					nA
g_m (EA)	误差放大器跨导	$I_{TH} = 1.2V$				mS
$t_{ON(MIN)}$	最小导通时间					ns
$t_{OFF(MIN)}$	最小关断时间					ns
I_{LIM}	正电感谷电流限制					A
	负电感谷电流限制					A
R_{TOP}	顶部功率 NMOS 电阻	$INTV_{CC} = 3.3V$				m Ω
R_{BOTTOM}	底部功率 NMOS 电阻	$INTV_{CC} = 3.3V$				m Ω
V_{UVLO}	INT V_{CC} 欠压锁定阈值	INT V_{CC} 下降				V
		INT V_{CC} 滞后 (上升)				V
V_{RUN}	运行阈值 2($I_Q \geq 1$ mA)	RUN 上升	1.0		1.3	V
	运行阈值 1($I_Q \geq 100$ μ A)	RUN 上升				V
$V_{INTV_{CC}}$	内部 V_{CC} 电压	$4V < V_{IN} < 15V$	3.5		3.7	V
$\Delta V_{INTV_{CC}}$	INT V_{CC} 负载调节	$I_{LOAD} = 0mA$ to $20mA$			2	%
OV	输出过压 PGOOD 上阈值	V_{FB} 上升	7		14	%
UV	输出欠压 PGOOD 下限阈值	V_{FB} 下降	-14		-7	%
$\Delta V_{FB(HYS)}$	PGOOD 迟滞	V_{FB} 返回				%
R_{PGOOD}	PGOOD 下拉电阻					Ω
I_{PGOOD}	PGOOD 泄漏	$0.54V < V_{FB} < 0.66V$			10	μ A
$I_{TRACK/SS}$	TRACK 充电电流				4	μ A
f_{OSC}	振荡器频率	$R_T = 162k$, $T_A = -55^\circ C \sim 125^\circ C$	0.8		1.2	Mhz
CLKIN	CLKIN 阈值					V

注 (a)：超出绝对最大额定值所列的应力可能会对设备造成永久性损坏。长期暴露于任何绝对最大评级条件下，可能会影响设备的可靠性和使用寿命。绝对最大额定值是指设备寿命可能受损的值。

(b)：HY3605 保证满足从 $-55^\circ C$ 至 $125^\circ C$ 的性能规格。通过设计、表征和与统计过程控制的相关性，确保了 $-55^\circ C$ 至 $185^\circ C$ 工作温度范围内的规范。

(c)：动态供电电流较高，因为内部栅极电荷在开关频率下传递。

(d)：HY3605 在一个反馈回路中进行测试，以调整 V_{FB} ，以达到指定的误差放大器输出电压 (I_{TH})。

(e)： T_J 根据环境温度 T_A 和功耗计算如下： $T_J = T_A + P_D$ ($37^\circ C/W$)。请参阅“热的考虑事项”部分。

(f)：该集成电路包括过温保护，旨在在瞬间过载条件下保护设备。当超温保护被激活时，连接温度将超过 $125^\circ C$ 。高于规定的最高工作连接温度的连续操作可能会损害设备的可靠性。

典型参数曲线 (TA=25 °C, 除非另有规定。)

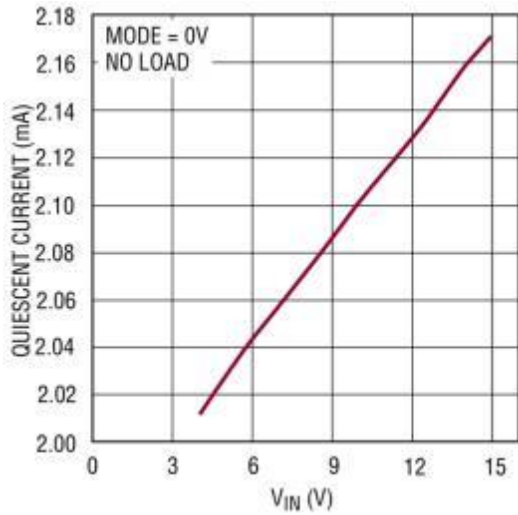


图 4 静态电流与 VIN 电压的关系

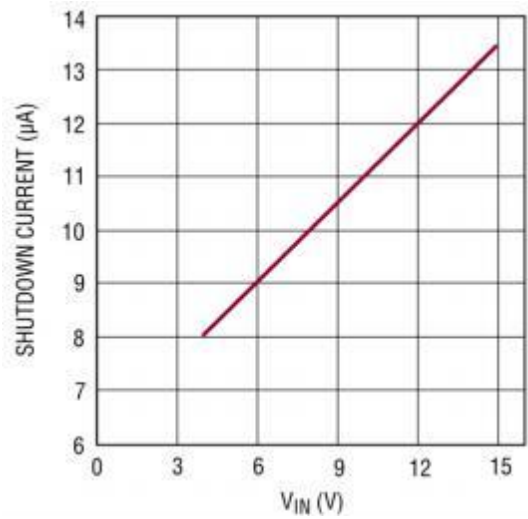


图 5 关闭电流与 VIN 电压的关系

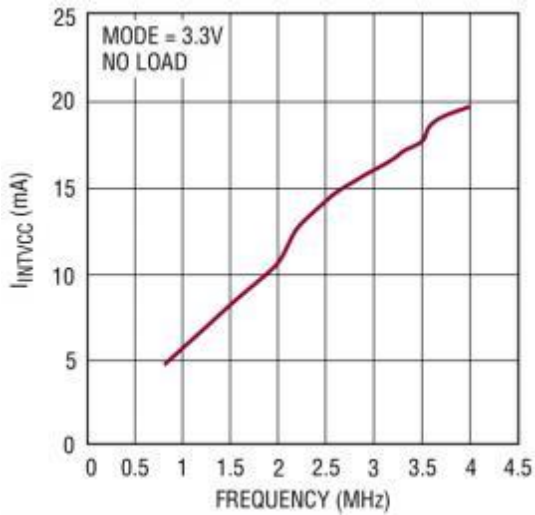


图 6 INTVCC 电流与频率的关系

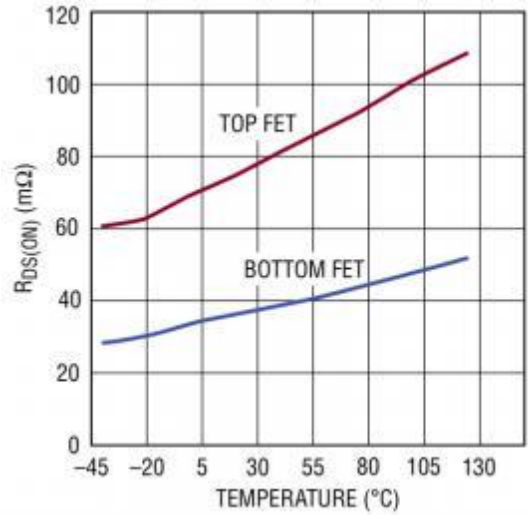


图 7 功率管导通电阻与温度的关系

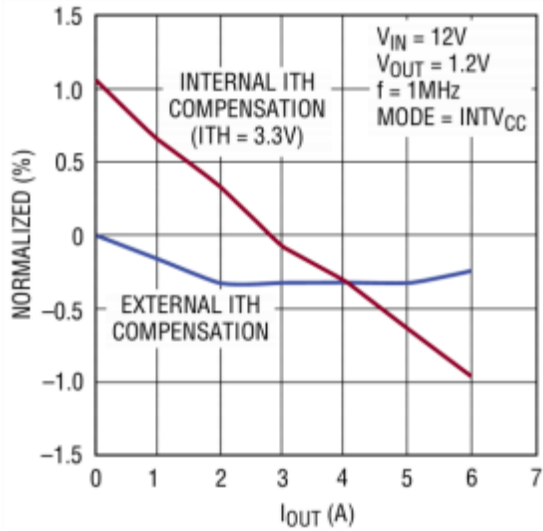


图 8 负载调整率

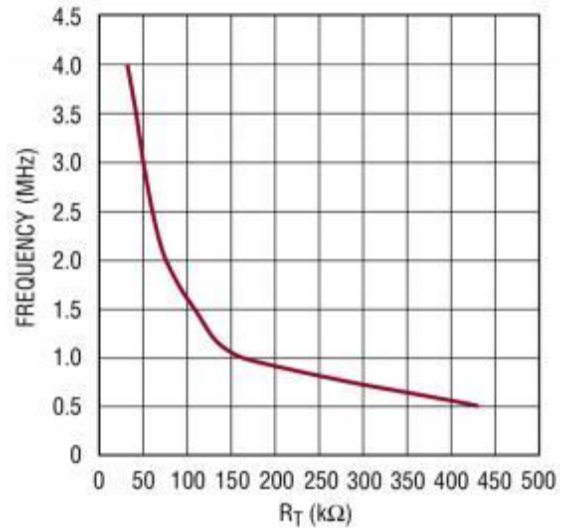


图 11 输出跟踪

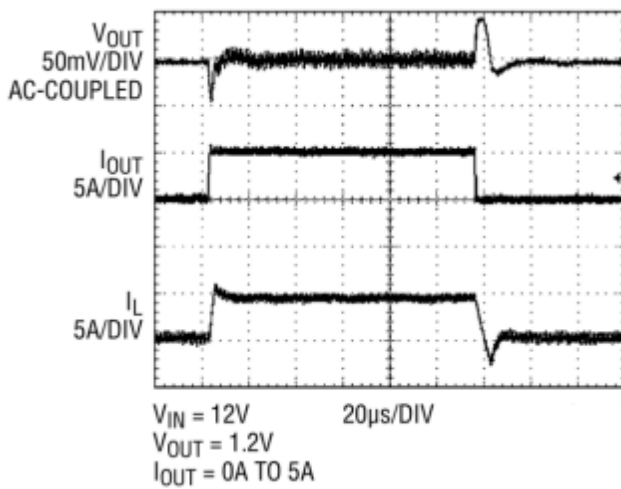


图 9 加载步骤 (外部 ITH 补偿)

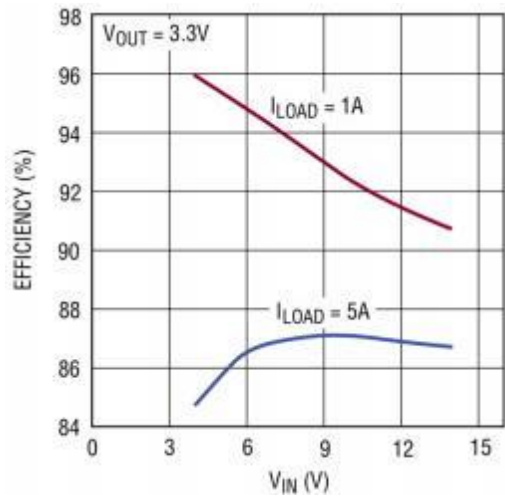


图 10 效率与 VIN 电压的关系

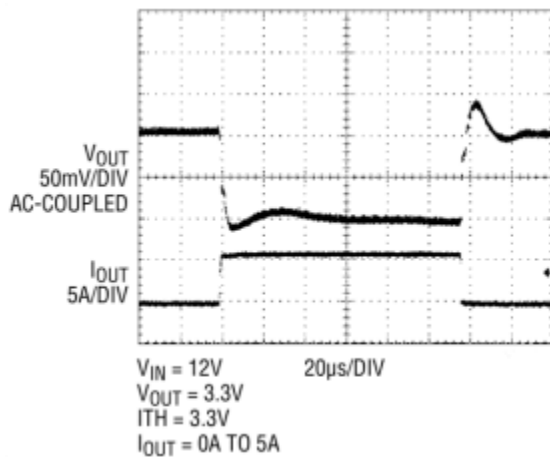


图 11 加载步骤 (内部 ITH 补偿)

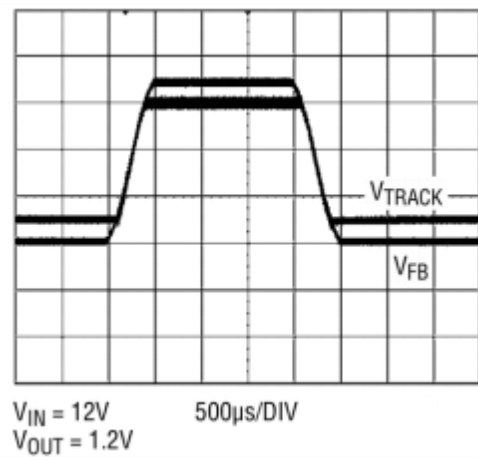


图 12 输出跟踪

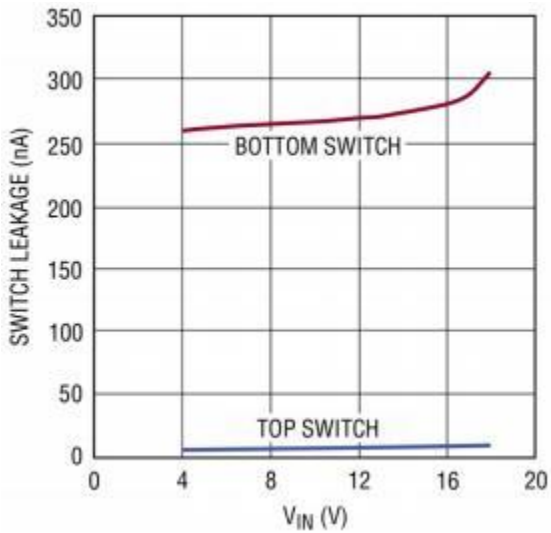


图 13 开关泄露电流与 VIN 电压的关系

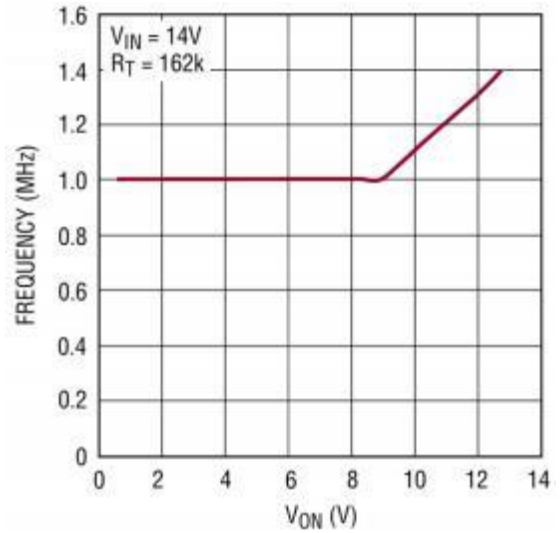


图 14 频率与 VON 电压的关系

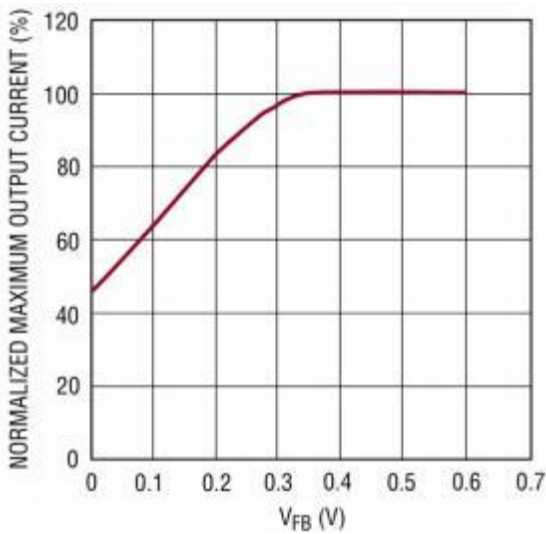


图 15 电流限制与 VFB 电压的关系

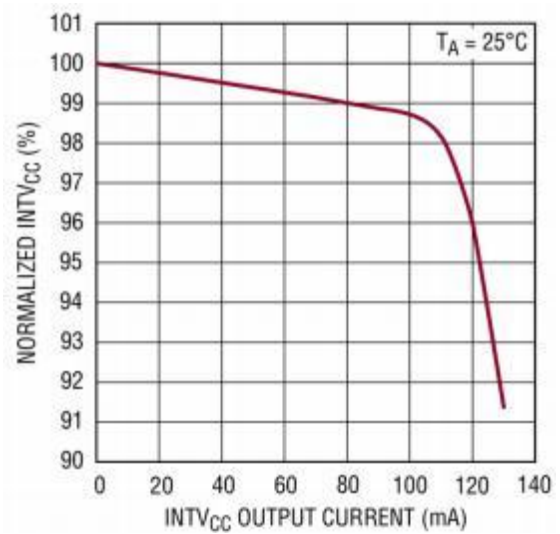


图 16 INTVCC 负载调整率

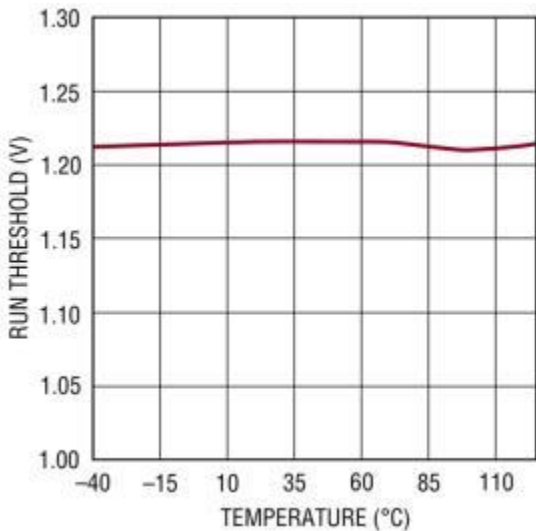


图 17 RUN 阈值电压与温度的关系

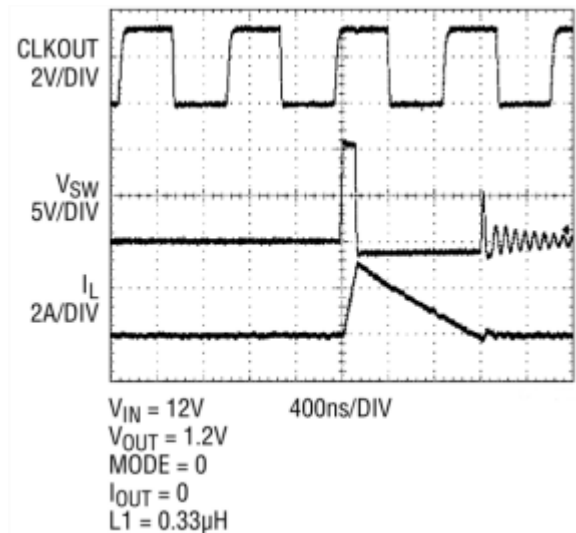


图 18 DCM 模式

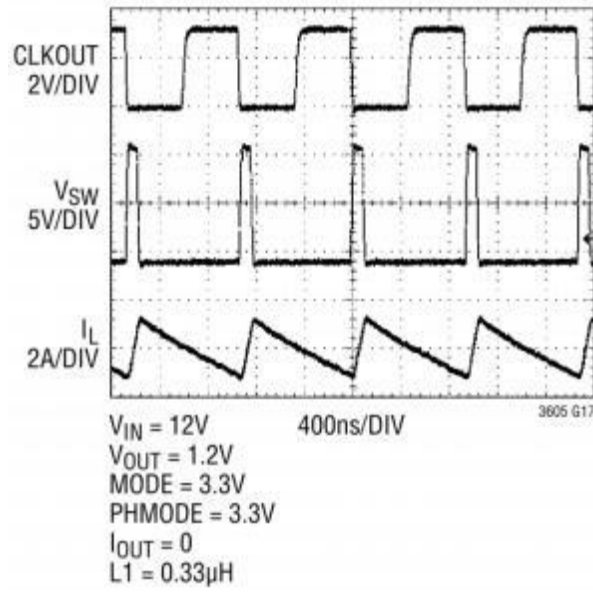


图 19 CCM 模式

4. 应用信息

4.1 芯片操作

4.1.1 主控制回路

HY3605 是一个电流模式的单片降压调节器。在正常操作中，内部顶部功率 MOSFET 被打开的固定间隔，由单次性计时器 OST 确定。当顶部功率 MOSFET 关闭时，底部功率 MOSFET 打开，直到电流比较器 I_{CMP} 跳闸，重新启动单次计时器并启动下一个循环。电感电流是通过检测底部功率 MOSFET 的 VDS 两端的压降来确定的。ITH 引脚上的电压设置与电感谷值电流相对应的比较器阈值。误差放大器 EA 通过比较输出电压的反馈信号 V_{FB} 与内部 0.6V 基准电压源的反馈信号来调节 ITH 电压。如果负载电流增加，则会导致反馈电压相对于内部基准电压下降。然后，ITH 电压上升，直到平均电感电流与负载电流相匹配。

在低负载电流下，电感电流可能降至零并变为负值。电流反向比较器 I_{REV} 检测到这一点，然后关闭底部功率 MOSFET，导致不连续工作。两个功率 MOSFET 将保持关断状态，输出电容提供负载电流，直到 ITH 电压升至零电流水平（0.6V）以上，以启动另一个周期。通过将 MODE 引脚绑定至 $INTV_{CC}$ ，无论输出负载如何，它都会强制连续同步操作。

工作频率由 RT 电阻的值决定，RT 电阻对内部振荡器的电流进行编程。如果 CLKIN 引脚上存在振荡器信号，内部锁相环会将振荡器频率发送给外部时钟信号。另一个内部锁相回路可以按时接通开关调节器，以跟踪内部振荡器，以迫使恒定的开关频率。

如果输出反馈电压 V_{FB} 在调节点附近退出 $\pm 10\%$ 窗口，则过压和欠压比较器 OV 和 UV 将 PGOOD 输出拉低。除 TRACK 引脚斜坡上升至 0.6V 时的启动期间以外，芯片在 OV 和 UV 条件下强制连续工作。

如果输出对地短路，则提供折返电流限制。当 V_{FB} 降至零时，允许的底部功率 MOSFET 的最大检测电压降低到原始值的 40% 左右，以降低电感谷值电流。

4.1.2 RUN 阈值

将 RUN 引脚拉到地面将迫使 HY3605 进入其关闭状态，关闭功率 MOSFET 和其大部分内部控制电路。当 RUN 引脚电压高于 0.6V 仅打开内部参考，同时仍然保持功率 MOSFET 关闭。当 RUN 引脚电压进一步增加至 1.2V 以上时，打开整个芯片。

4.1.3 $INTV_{CC}$ 调节器

一个内部低压差调节器（LDO）产生 3.3V 电源，为驱动器和内部偏置电路供电。 $INTV_{CC}$ 可提供高达 100mARMS 的电流， $INTV_{CC}$ 外部必须使用至少 $1\mu F$ 的陶瓷电容旁路至地。为提供功率 MOSFET 栅极驱动器所需的高瞬态电流必须提供良好的旁路。具有高输入电压和

高开关频率的应用会提高芯片温度，因为 LDO 的功耗较高。不建议将负载连接到 INTVCC 引脚，因为这会进一步将 LDO 推至其 RMS 额定电流，同时增加功耗和芯片温度。

4.1.4 V_{IN} 过压保护

为了保护内部功率 MOSFET 器件免受瞬态电压尖峰的影响，HY3605 持续监控 V_{IN} 引脚的过压情况。当 V_{IN} 升至 17V 以上时，芯片通过关闭两个功率 MOSFET 来暂停工作。一旦 V_{IN} 降至 15V 以下，芯片在退出过压状态时立即恢复正常工作，此时芯片不再次执行其软启动。

4.1.5 PV_{IN}/SV_{IN} 电压差

SV_{IN} 应与 PV_{IN} 相连，其低通滤波器为 1Ω 到 10Ω 和 0.1μF。对于 PV_{IN} 和 SV_{IN} 与截然不同的电压电位相关的应用，尽管输出电压将保持在调节中，但内部准时发生器中将有一个偏移，这样如果 SV_{IN} 与 PV_{IN} 相差超过 PV_{IN} 电压的 50%，产生的开关频率将偏离 RT 电阻和/或外部时钟同步频率编程的频率。在这种应用中，为了使开关频率返回到原来的期望频率，可以相应地调整 RT 电阻值。然而，更好的选择是将 V_{ON} 引脚连接到与 V_{OUT} 不同的电压上，以抵消 V_{IN} 的偏差。例如，如果 SV_{IN} 为 6V，PV_{IN} 为 12V，则产生的开关频率可能比 RT 电阻编程的要慢。将 V_{ON} 引脚连接到电压为 V_{OUT} 的一半时，将抵消 V_{IN} 偏移量，并使开关频率恢复正常。

4.1.6 输出电压设置

输出电压由外部电阻分压根据以下公式设置：

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

电阻分压允许 V_{FB} 引脚检测输出电压的一部分，如图 20 所示。

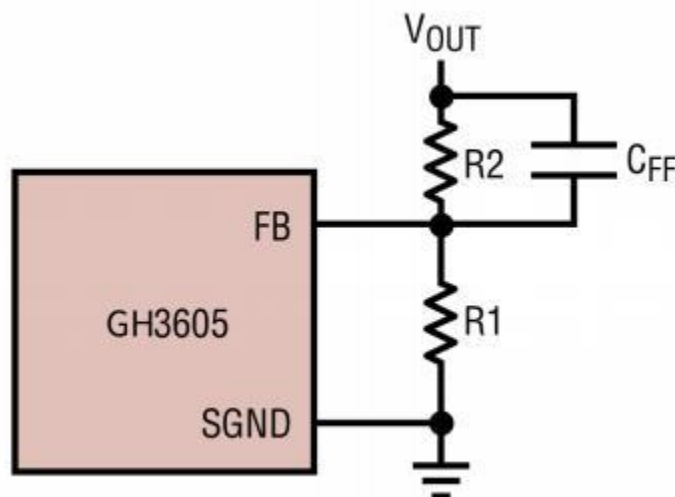


图 20 设置输出电压

4.1.7 开关频率编程

RT 引脚的与 SGND 引脚之间连接电阻，根据以下公式编程 800KHz 至 4MHz 的开关

频率:

$$\text{频率} = \frac{1.6e11}{R_T (\Omega)}$$

内部 PLL 在其编程频率附近具有 $\pm 30\%$ 的同步范围。因此，在外部时钟同步时，确保外部时钟频率在 R_T 编程频率的 $\pm 30\%$ 范围内。

4.1.8 输出电压跟踪和软启动

HY3605 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 $2\mu\text{A}$ 将 TRACK/SS 引脚上拉至 INTV_{CC} 。在 TRACK/SS 上放置一个外部电容器可实现输出软启动，以防止输入电源上的浪涌电流。对于输出跟踪应用，TRACK/SS 可以由另一个电压源在外部驱动。从 0V 到 0.6V，TRACK/SS 电压将覆盖误差放大器的内部 0.6V 基准输入，从而将反馈电压调节到 TRACK/SS 引脚的电压。在此启动期间，HY3605 将以不连续模式运行。当 TRACK/SS 高于 0.6V 时，将调节至内部基准电压，禁用跟踪电压。

4.1.9 输出电压良好

当 HY3605 的输出电压在调节点的 $\pm 10\%$ 窗口内，反映为 0.54V 到 0.66V 范围内的 V_{FB} 电压，输出电压好，PGOOD 引脚被外部电阻拉高。否则，内部开漏下拉器件 (12Ω) 将把 PGOOD 引脚拉低。为了防止在瞬态或动态 V_{OUT} 变化期间出现不必要的 PGOOD 毛刺，HY3605 的 PGOOD 下降沿包括大约 52 个开关周期的间隔延迟。

4.1.10 多相操作

对于需要超过 5A 电流的输出负载，可将多个 HY3605 级联通过异相运行以提供更大的输出电流。CLKIN 引脚允许 HY3605 与外部时钟同步 (R_T 编程频率的 $\pm 30\%$)，内部锁相环将 HY3605 锁定到 CLKIN 的频率。CLKOUT 信号还可以连接到下一级 HY3605 的 CLKIN 引脚，以对齐整个系统的频率和相位。将 PHMODE 引脚连接到 INTV_{CC} 、SGND 或 $\text{INTV}_{\text{CC}}/2$ 时，将分别产生 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。通过将每个 HY3605 的 PHMODE 引脚编程到不同的电平，总共可以级联 12 相，以同时异相运行。

4.1.11 内部/外部 ITH 补偿

在单相操作期间，用户可以通过将 ITH 引脚连接到 INTV_{CC} 来简化环路补偿，以实现内部补偿。将内部 30K 电阻与 40pF 电容串联到误差放大器的输出端 (内部 ITH 补偿点)，同时激活输出电压定位，使输出电压在空载时比稳压率高 1.5%，在满载时比稳压率低 1.5%。这是为了简单起见而进行的权衡，而不是 OPTI-LOOP 优化，在 OPTI-LOOP 优化中，ITH 组件是外部的，并被选中以最小的输出电容优化环路瞬态响应。

4.1.12 最小关断时间和最小导通时间考虑事项

最小关断时间 $t_{\text{OFF (MIN)}}$ 是 HY3605 能够导通底部功率 MOSFET、使电流比较器跳闸并

关闭功率 MOSFET 的最短时间。这个时间一般在 70ns 左右。最小关断时间限制规定最大占空比为 $t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF(MIN)})$ 。如果达到最大占空比，例如由于输入电压下降，则输出将超出稳压范围。避免压差的最小输入电压为：

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

相反，最小导通时间是顶部功率 MOSFET 处于“导通”状态的最短持续时间。这个时间通常为 40ns。在连续模式下，最小导通时间限制规定了以下最小占空比：

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

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

在极少数情况下，如果超过最小占空比，输出电压仍将保持在稳压范围内，但开关频率将从其编程值降低。这在许多应用程序中是可以接受的结果，因此在大多数情况下，此约束可能并不重要。在设计中使用高开关频率，而不必担心严重后果。正如电感器和电容器选择部分所示，高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。

4.1.13 C_{IN} 和 C_{OUT} 选择

需要输入电容 C_{IN} 来滤除顶部功率 MOSFET 漏极的梯形波电流。为了防止发生大电压瞬变，应使用大 RMS 电流范围和低 ESR 的输入电容。最大有效值电流由下式给出：

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

该公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时具有最大值，其中 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这种简单的最坏情况通常用于设计，因为即使偏差很大也不会有太大的改善。请注意，电容制造商的纹波电流额定值通常仅基于 2000 小时的使用寿命，因此建议进一步降低电容的额定值，或选择额定温度高于所需温度的电容。

多个电容也可以并联，以满足设计中的尺寸或高度要求。对于低输入电压应用，需要足够大容量的输入电容，以最大限度地减少输出负载变化期间的瞬态影响。

C_{OUT} 的选择取决于最小纹波电压和负载阶跃响应所需的等效串联电阻（ESR），以及确保控制环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 ΔV_{OUT} 由下式决定：

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

因为 ΔI_L 随输入电压增加而增加，输出纹波在最大输入电压下最高。可能需要多个并

联放置的电容来满足 ESR 和 RMS 电流处理要求。干钽、特殊聚合物、铝电解和陶瓷电容器均采用表面贴装封装。特殊聚合物电容器的 ESR 非常低，但电容密度低于其他类型。钽电容器具有最高的电容密度，但是只有经过浪涌测试的类型才能用于开关电源。铝电解电容器的 ESR 明显更高，但只考虑纹波电流额定值和长期可靠性，可以用于成本敏感的应用。陶瓷电容器具有出色的低 ESR 特性和小尺寸。对于相对较低的体电容值的电容可以选择多个电容并联。

4.1.14 使用陶瓷电容作为输入和输出电容

陶瓷电容器现在具有更高容值、更低成本、更小的外壳尺寸的特性。其高纹波电流、高额定电压和低 ESR 使其成为开关稳压器应用的理想选择。如果在输入端使用陶瓷电容器，而电源由壁式适配器通过长导线提供，输出端的负载阶跃会在 V_{IN} 输入端引起振铃。这种振铃最多只能耦合到输出端，并被误认为是环路不稳定。在最坏的情况下，通过长导线的电流突然涌入可能会导致 V_{IN} 处的电压尖峰大到足以损坏器件。

选择输入和输出陶瓷电容器时，请选择 X5R 和 X7R 介电配方。对于给定的值和尺寸，这些电介质在所有陶瓷中具有最佳的温度和电压特性。

由于陶瓷电容器的 ESR 非常低，因此输入和输出电容器必须满足电荷存储要求。在负载阶跃期间，输出电容器必须瞬时提供电流以支持负载，直到反馈环路将开关电流提高到足以支持负载为止。反馈环路响应所需的时间取决于补偿和输出电容尺寸。通常，需要 3 到 4 个周期才能响应负载阶跃，但只有在第一个周期中，输出才会线性下降。输出压降 V_{DROOP} 通常约为第一个周期线性压降的 2 到 3 倍。因此，从输出电容值开始的一个好位置是近似值：

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_o \cdot V_{DROOP}}$$

根据占空比和负载阶跃要求，可能需要更大的电容。

在大多数应用中，输入电容只需要提供高频旁路，因为电源的阻抗非常低。对于这些条件，22 μ F 的陶瓷电容通常就足够了。将此输入电容放置在尽可能靠近 P_{VIN} 引脚的位置。

4.1.15 电感选择

当所需的输入和输出电压给定，纹波电流由电感值和工作频率决定：

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

较低的纹波电流可降低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。

在低频和小纹波电流下可实现最高效率的运行。然而，要实现这一点，需要一个大的电感。在组件尺寸、效率和工作频率之间需要权衡取舍。

一个合理的起点是选择约 2.5A 的纹波电流。这对于 V_{OUT} 为 1.8V 或以下的低 V_{OUT} 操作尤为重要。必须注意电感值，以产生足够大的电流纹波（1.5A）。必须注意选择一个能产生足够大电流纹波（1.5A 至 2.5A）的电感值，这样芯片的谷值电流比较器才能有足够的信噪比。谷值电流比较器有足够的信噪比以强制保持恒定的开关频率。同时还要注意最大纹波电流出现在最高 V_{IN} 时。为了保证纹波电流不超过规定的最大值，电感的选择应符合以下原则 为保证纹波电流不超过规定的最大值，电感值的选择应符合以下条件：

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

但是，电感纹波电流不能太大，以至于其谷值电流水平 ($M\Delta I_L/2$) 可能超过负电流限值，负电流限值可低至-3.5A。如果在强制连续工作模式下超过负电流限值， V_{OUT} 可以充电至调节电平以上，直到电感电流不再超过负电流限值。在这种情况下，选择较大的电感值以减小电感纹波电流。另一种方法是降低 R_T 电阻值以增加开关频率，以降低电感纹波电流。

一旦知道 L 的值，就必须选择电感器的类型。对于固定电感值，实际磁芯损耗与磁芯尺寸无关，但很大程度上取决于所选电感。随着电感或频率的增加，磁芯损耗会降低。不幸的是，增加电感需要更多的导线匝数，因此铜损耗会增加。

铁氧体设计具有非常低的磁芯损耗，在高开关频率下是首选，因此设计目标可以集中在铜损耗和防止饱和上。铁氧体磁芯材料“硬”饱和，这意味着当超过峰值设计电流工作时，电感会突然崩溃。这会导致电感纹波电流和随之而来的输出电压纹波突然增加。不要让核心饱和！

不同的磁芯材料和形状会改变电感的尺寸/电流和价格/电流关系。铁氧体或坡莫合金材料中的环形或屏蔽电芯体积小，辐射的能量不大，但通常比具有类似特性的粉末铁芯电感器成本更高。选择使用哪种类型的电感器主要取决于价格与尺寸要求以及任何辐射场/电磁干扰要求。Toko、Vishay、NEC/Tokin、Cooper、TDK 和 Wurth Elektronik 提供表面贴装电感器的新设计。

4.1.16 检查瞬态响应

OPTI-LOOP 补偿允许针对各种负载和输出电容优化瞬态响应。ITH 引脚的可用性不仅可以优化控制环路行为，还可以提供直流耦合和交流滤波的闭环响应测试点。直流阶跃、

上升时间和在此测试点的建立时间真实地反映了闭环响应。假设以二阶系统为主，则可以使用该引脚处的过冲百分比来估计相位裕量和/或阻尼系数。

本数据手册第一页电路中所示的 **ITH** 外部元件为大多数应用提供了充分的起点。串联 **R-C** 滤波器设置主极零环补偿。一旦完成最终的 **PC** 布局并确定了特定的输出电容器类型和值，就可以稍微修改这些值（从建议值的 0.5 倍到 2 倍），以优化瞬态响应。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数、增益和相位。满载电流的 20% 至 100% 的输出电流脉冲，上升时间为 $1\mu\text{s}$ 至 $10\mu\text{s}$ ，将产生输出电压和 **ITH** 引脚波形，从而在不破坏反馈回路的情况下感知整体回路的稳定性。

开关稳压器需要多个周期才能响应负载电流的阶跃。当发生负载阶跃时， V_{OUT} 会立即偏移等于 $\Delta I_{\text{LOAD}} \cdot \text{ESR}$ ，其中 **ESR** 是 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，从而产生一个反馈误差信号，稳压器使用该信号将 V_{OUT} 恢复到其稳态值。在此恢复期间，可以监控 V_{OUT} 是否存在过冲或振铃，这些过冲或振铃表明存在稳定性问题。

初始输出电压阶跃可能不在反馈环路的带宽内，因此不能使用标准的二阶过冲/直流比来确定相位裕量。环路的增益随 **R** 的增加而增加，环路的带宽随着 **C** 的减小而增加。如果 **R** 的增加与 **C** 的减少相同，则零频率将保持不变，从而在反馈环路的最临界频率范围内保持相位相同。此外，还可以添加前馈电容 C_{FF} 来改善高频响应，如图 21 所示。电容 C_{FF} 通过在 **R2** 上产生高频零点来提供超前相位，从而改善了相位裕量。

在某些应用中，使用大输入电容 ($>10\mu\text{F}$) 切换负载可能会导致更严重的瞬态。放电的输入电容有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 快速下降。如果连接负载的开关电阻低且驱动速度快，则任何稳压器都无法提供足够的电流来防止此问题。解决方案是限制负载开关驱动器的导通速度。热插拔控制器是专门为此目的而设计的，通常包含限流、短路保护和软启动功能。

4.1.17 效率考虑

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%。分析单个损失以确定限制效率的因素以及哪些变化将产生最大的改进通常很有用。效率百分比可以表示为：

$$\% \text{效率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

其中 **L1**、**L2** 等是单个损耗占输入功率的百分比。

尽管电路中的所有耗散元件都会产生损耗，但 **HY3605** 电路中的大部分损耗通常有三个主要来源：（1） I^2R 损耗（2）开关和偏置损耗（3）其他损耗。

1. I^2R 损耗由内部开关 R_{SW} 和外部电感直流电阻 R_L 计算得出。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，SW 引脚的串联电阻是一个顶部和底部 MOSFET $R_{DS(ON)}$ 和占空比 (DC) 的函数，如下：

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

顶部和底部 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 可以从典型性能特征曲线中获得。因此，要获得 I^2R 损耗：

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

2. $INTV_{CC}$ 电流是功率 MOSFET 驱动器和控制电流的总和。功率 MOSFET 驱动器电流由功率 MOSFET 的栅极电容开关产生。每当功率 MOSFET 栅极从低电平切换到高电平再切换到低电平时，一个电荷 dQ 从 $INTV_{CC}$ 移动到地。由此产生的 dQ/dt 是 $INTV_{CC}$ 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 是内部顶部和底部功率 MOSFET 的栅极电荷， f 是开关频率。由于 $INTV_{CC}$ 是由 V_{IN} 供电的低压差稳压器输出，因此其功率损耗等于：

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

请参阅典型性能特征中的 I_{INTVCC} 与频率曲线，了解不同频率下的典型 $INTV_{CC}$ 电流。

3. 其他“隐藏”损耗，如转换损耗、铜走线和内部负载电阻，可能会导致整个电源系统的额外效率下降。在系统设计中包括这些“系统”级损耗非常重要。转换损耗源于开关节点转换期间最大功率 MOSFET 在饱和区域停留的短暂时间。HY3605 内部电源设备的开关速度足够快，与其他电源相比，这些损耗并不显著。其他损耗包括死区期间的二极管导通损耗和电感器磁芯损耗，它们通常占总额外损耗的不到 2%。

4.1.18 热的考虑

在大多数应用中，HY3605 由于其外露式 QFN 封装的高效率和低热阻，不会散发太多热量。然而，在 LTC3605 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，散热可能会超过器件的最高结温。如果结温达到约 160 °C，则两个电源开关将关闭，直到温度降至约 15 °C 以下。

为避免 HY3605 超过最高结温，用户需要进行一些热分析。热分析的目的是确定耗散的功率是否超过零件的最大结温。温升由下式给出：

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

例如，考虑 HY3605 在 $V_{IN} = 12V$ 、 $I_{OUT} = 5A$ 、 $f = 1MHz$ 、 $V_{OUT} = 1.8V$ 的应用中使用

的情况。等效功率 MOSFET 电阻 R_{SW} 为:

$$R_{SW} = R_{DC(ON)TOP} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + R_{DS(ON)Bot} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = 70m \Omega \cdot \frac{1.8}{12} + 35m \Omega \cdot \frac{10.2}{12} = 40.25m \Omega$$

在 1MHz 强制连续无负载操作期间, V_{IN} 电流约为 11mA, 其中包括开关和内部偏置电流损耗、转换损耗、电感磁芯损耗等应用中的损耗。因此, 该器件的总功耗为:

$$P_D = I_{OUT}^2 \cdot R_{SW} + V_{IN} \cdot I_{VIN}(NoLoad) = 25A^2 \cdot 40.25 \Omega + 12V \cdot 11mA = 1.14W$$

QFN 4mm×4mm 封装环境相连, 热阻 θ_{JA} , 约为 37 °C/W。因此, 在 25 °C 环境温度下工作的调节器的结温约为:

$$T_j = 1.14W \cdot 37°C/W + 25°C = 67°C$$

请记住, 上述结温是从 25 °C 的 $R_{DS(ON)}$ 获得的, 我们可以根据更高的 $R_{DS(ON)}$ 重新计算结温, 因为它随温度升高而增加。假设 R_{SW} 在 67 °C 时增加 15%, 则重新计算会产生 72 °C 的新结温。如果应用需要更高的环境温度和/或更高的开关频率, 则应注意使用散热器或气流来降低器件的温升。图 22 是基于 DC1215 演示板的温度降额曲线。

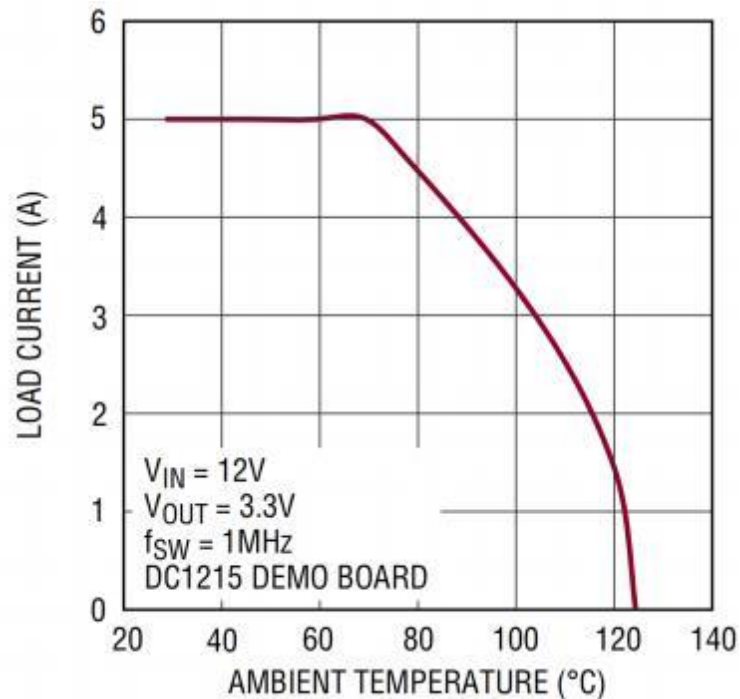


图 21 负载电流与环境温度的关系

4.1.20 结温测量

连接到环境的热阻将取决于安装部件的 PCB 板上的散热铜的大小和数量, 以及设备上的气流量。直接测量结温度的方法之一是使用其中一个引脚上的内部结二极管 (PGOOD) 来测量其基于环境温度变化的二极管电压变化。首先移除 PGOOD 引脚上的任何外部无源

组件，然后从 PGOOD 引脚中拉出 $100\mu\text{A}$ ，以打开其内部结二极管，并将 PGOOD 引脚偏置到负电压。在无输出电流负载的情况下，在 $25\text{ }^\circ\text{C}$ 、 $75\text{ }^\circ\text{C}$ 和 $125\text{ }^\circ\text{C}$ 的环境温度下测量 PGOOD 电压，以建立 PGOOD 上的 Δ 电压和 Δ 环境温度之间的斜率关系。一旦建立了这个斜率，那么结温升就可以作为具有相应输出负载电流的封装中的功率损耗的函数来测量。请记住，这样做将违反 PGOOD 引脚上的绝对最大额定电压，然而，在电流有限的情况下，不会造成损坏。

4.1.21 板布局注意事项

在布置印刷电路板时，应使用以下检查表来确保 HY3605 正常运行（参见图 23、24）。在布局中检查以下内容：

1. 电容器 C_{IN} 是否尽可能接近电源 PV_{IN} 和电源 PGND 连接？这些电容器为内部功率 MOSFET 及其驱动器提供交流电流。
2. C_{OUT} 和 $L1$ 是否紧密相连？ C_{OUT} 的 (M) 板返回电流到 PGND 和 C_{IN} 的 (M) 板。
3. 电阻分压 $R1$ 和 $R2$ 必须连接在 C_{OUT} 的 (+) 板和在 SGND 附近端接的接地线之间。反馈信号 V_{FB} 应远离噪声元件和走线，例如 SW 线，并应将其走线降至最低。使 $R1$ 和 $R2$ 靠近 IC 。

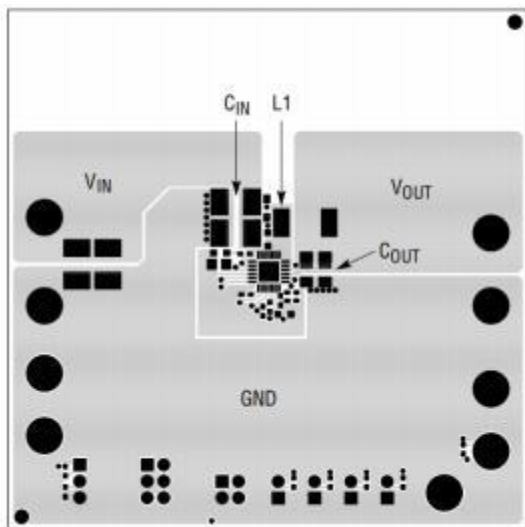


图 22 PCB 布局示例-底部

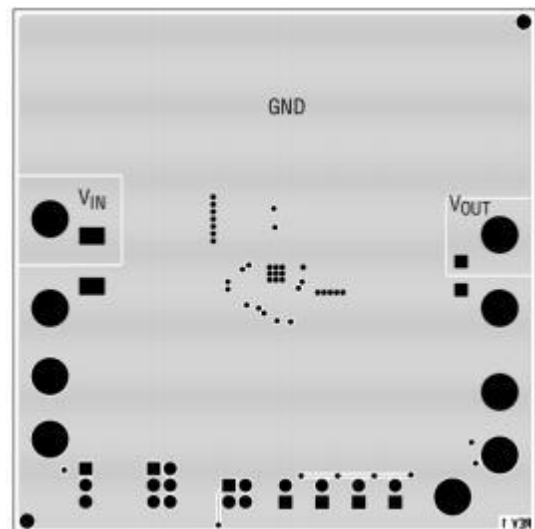


图 23 PCB 布局示例-底部

4. 将封装底部的裸露焊盘（引脚 25）焊接到 PGND 平面上。将该 PGND 平面连接到具有热通孔的其他层，以帮助散热 HY3605 的热量。

5. 使敏感组件远离 SW 引脚。RT 电阻、补偿电容 C_c 和 C_{TH} 以及所有电阻 $R1$ 、 $R3$ 和 R_c 以及 INTV_{CC} 旁路电容应放置在远离 SW 走线和电感 $L1$ 的位置。此外， SW 针垫应保持尽可能小。

6. 最好使用接地层，但如果没有接地层，则使用返回 SGND 引脚的小信号元件将信号

和电源接地隔离开来，SGND 引脚随后连接到输出电容器 C_{OUT} 负极端子处的 PGND 引脚。

用铜淹没所有层上所有未使用的区域，从而减少电源组件的温升。这些铜区域应连接到 PGND。

4.1.22 设计示例

作为设计示例，请考虑在具有以下规范的应用程序中使用 HY3605：V_{IN} = 10.8V to 13.2V, V_{OUT} = 1.8V, I_{OUT(MAX)} = 5A, I_{OUT(MIN)} = 500mA, f = 2MHz 由于效率在高负载电流和低负载电流下都很重要，因此将使用不连续模式的操作。首先从特征曲线中选择 2MHz 开关频率的正确 RT 电阻值。基于此，RT 应该为 80.6k。然后计算最大 V_{IN} 下约 50%纹波电流的电感值：

$$L = \left(\frac{1.8V}{2MHz \cdot 2.5A} \right) \left(1 - \frac{1.8}{13.2V} \right) = 0.31\mu H$$

最接近的标准值电感器应为 0.33 μH。C_{OUT} 将根据满足输出电压纹波要求所需的 ESR 和回路稳定所需的体积电容来选择。本设计将使用两个 47 μF 陶瓷电容器。C_{IN} 的大小应为以下最大电流额定值：

$$I_{RMS} = 5 \left(\frac{1.8V}{13.2V} \right) \left(\frac{13.2V}{1.8V} - 1 \right)^{1/2} = 1.7A$$

用两个 22 μF 陶瓷电容解耦 P_{VIN} 引脚对于大多数应用是足够的。

4.2 典型应用

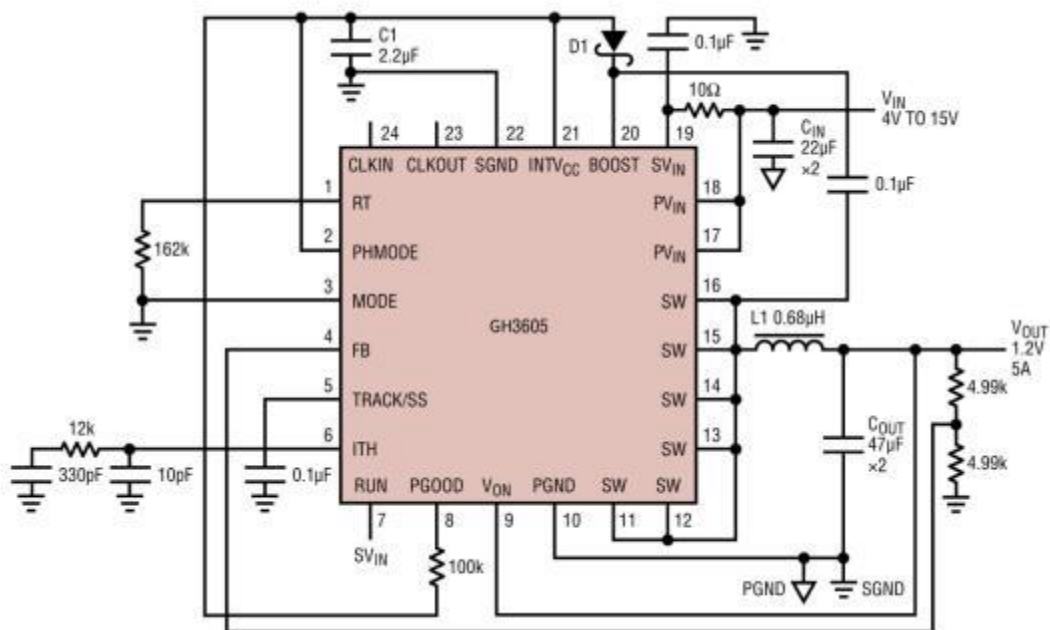


图 2 12V 转 1.2V 降压调节器

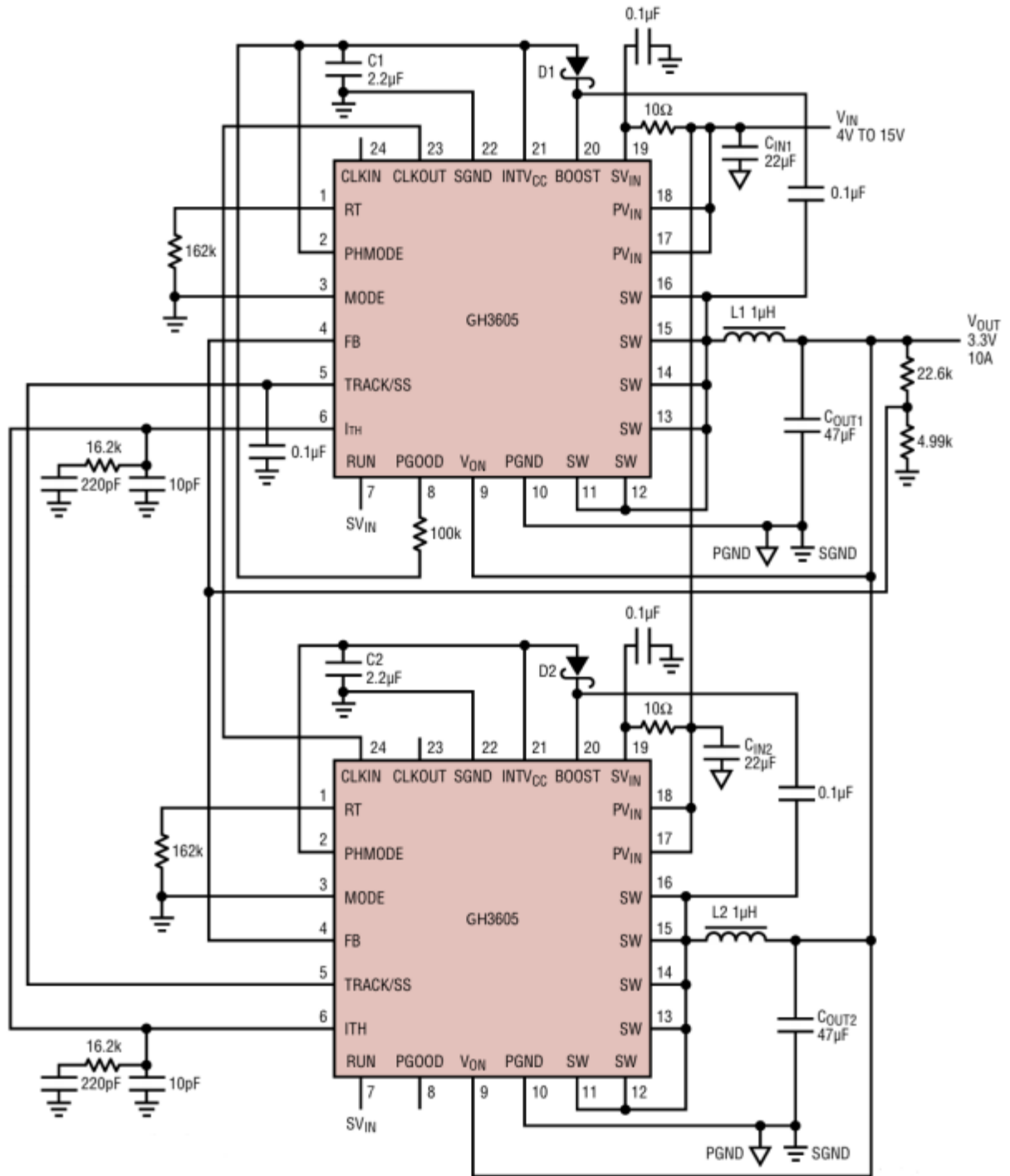


图 3 12V,10A,2-相,单输出稳压器

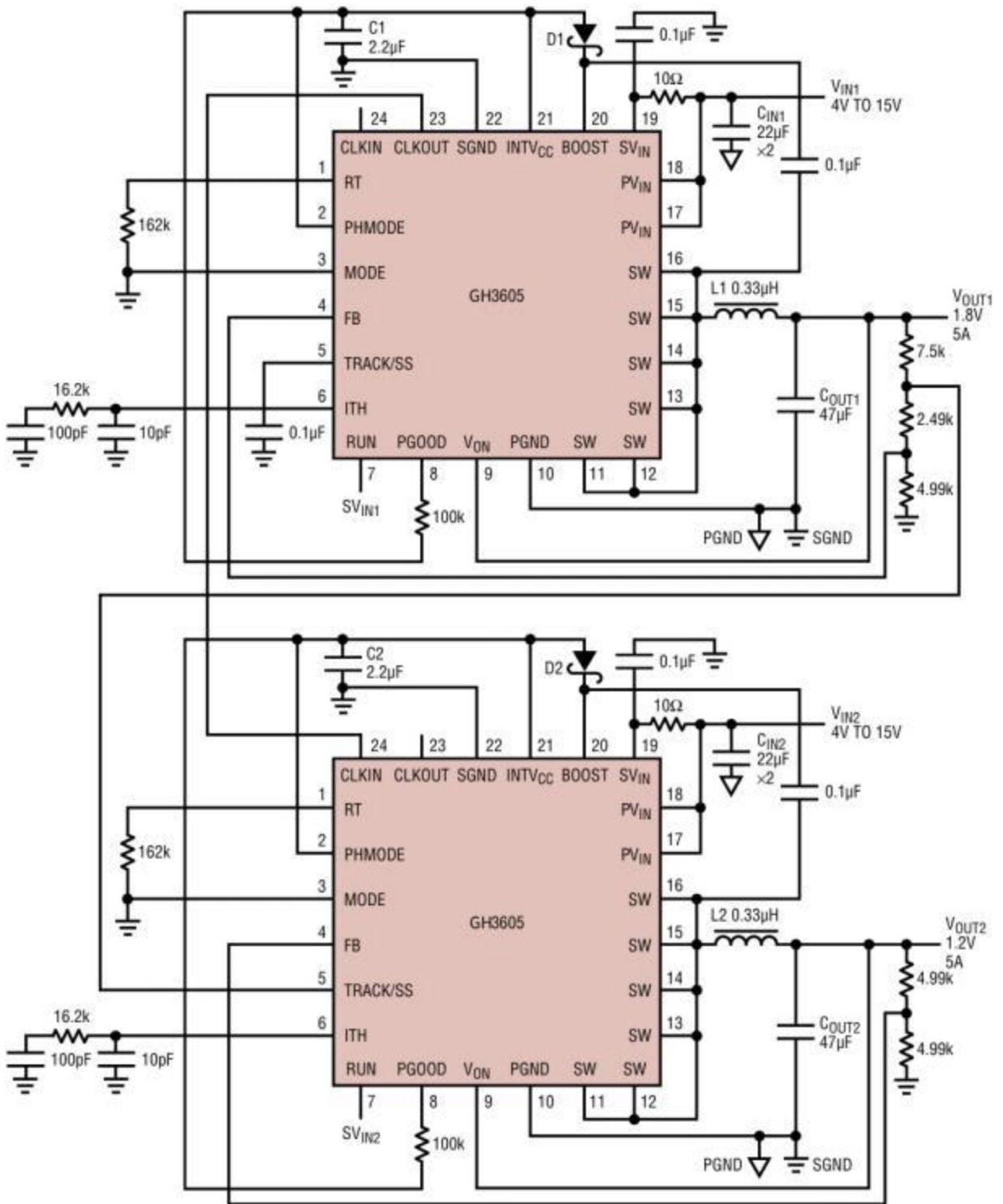


图 4 双输出跟踪应用

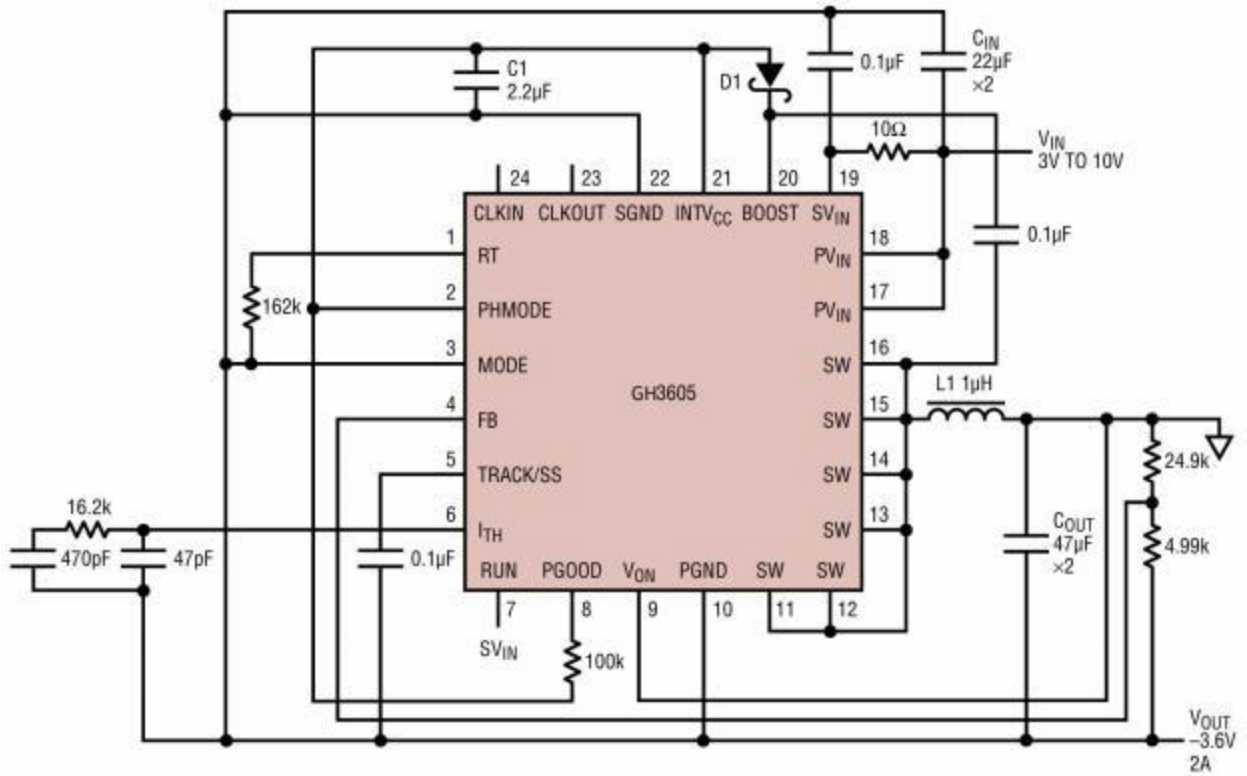
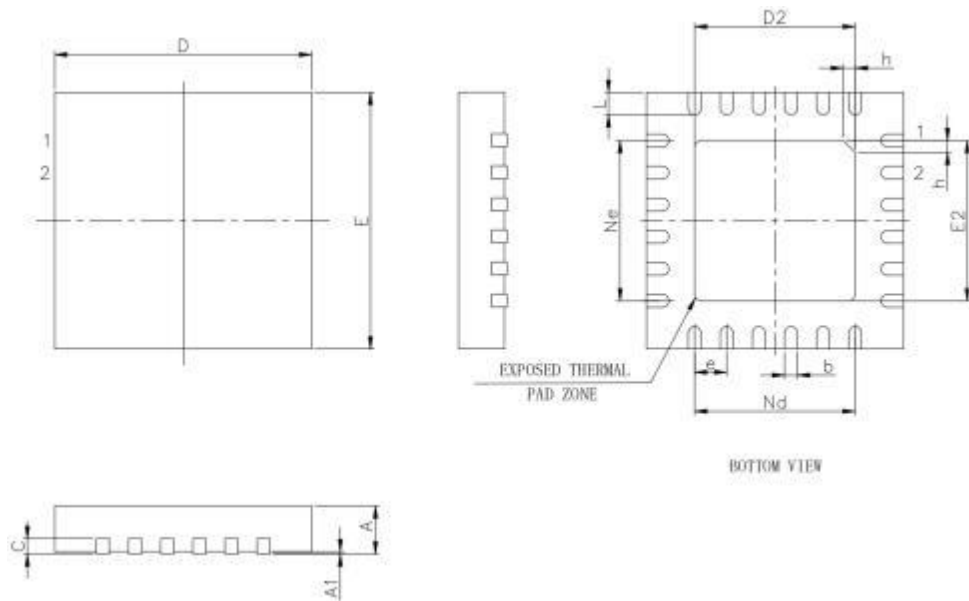


图 27 -3.6V 负转换器

5. 封装信息

HY3605 封装形式为 QFN24L，外形及尺寸如下图 28 所示：



单元	毫米 (mm)		
	最小值	典型值	最大值
A	0.70	0.75	0.80
A1	-	0.02	0.05
b	0.18	0.25	0.30
c	0.18	0.20	0.25
D	3.90	4.00	4.10
D2	2.40	2.50	2.60
e	0.50BSC		
Ne	2.50BSC		
Nd	2.50BSC		
E	3.90	4.00	4.10
E2	2.40	2.50	2.60
L	0.35	0.40	0.45
h	0.30	0.35	0.40
L/F 载体尺寸	100×100		

图 28 封装外形及尺寸示意图

6. 订购指南

完整订货型号	温度范围	质量等级	封装形式
HY3605MM1Z	-55℃至+125℃	GJB 10164-2021 M1 级	P-QFN24L