

HY3855 型双通道多相差分遥测同步 DC/DC 控制器

数据手册

1. 概述

产品特性

- ◆ 双 180° 相位控制器可减少所需的输入电容和电源感应噪声
- ◆ 高效率：高达 95%
- ◆ R_{SENSE} 或 DCR 电流传感
- ◆ 可编程 DCR 温度补偿
- ◆ $\pm 0.75\%$ 0.6V 输出电压精度
- ◆ 可锁相固定频率 250kHz 至 770kHz
- ◆ 真遥感差分放大器
- ◆ 双 N 沟道 MOSFET 同步驱动
- ◆ 宽 V_{IN} 范围：4.5V 至 38V
- ◆ V_{OUT} 范围：0.6V 至 12.5V，无差分放大器
- ◆ V_{OUT} 范围：0.6V 至 3.3V，带差分放大器
- ◆ 时钟输入和输出，最多可进行 12 相操作
- ◆ 可调软启动或 V_{OUT} 跟踪
- ◆ 折叠输出限流
- ◆ 输出过压保护

产品应用

- ◆ 计算机系统
- ◆ 工业和医疗仪器
- ◆ 电信系统
- ◆ DC 配电系统

产品说明

HY3855 是一个双通道多相电流模式同步降压开关稳压控制器，可驱动所有 N 沟道功率 MOSFET 级。它包括一个高速差分遥测放大器。最大电流感测电压可编程为 30mV、50mV 或 75mV，允许使用电感器 DCR 或离散感测电阻器作为感测元件。HY3855 具有精确的 0.6V 基准电压，可产生高达 12.5V 的输出电压。4.5V 至 38V 宽输入电源范围包括大多数中间总线电压和电池化学特性。通过异相操作两个控制器输出级，功率损耗和电源噪声最小化。支持突发模式操作、连续或脉冲跳过模式。HY3855 可配置为最多 12 相运行，具有 DCR 温度补偿、两个电源良好信号和两个电流限制设置引脚。

功能框图

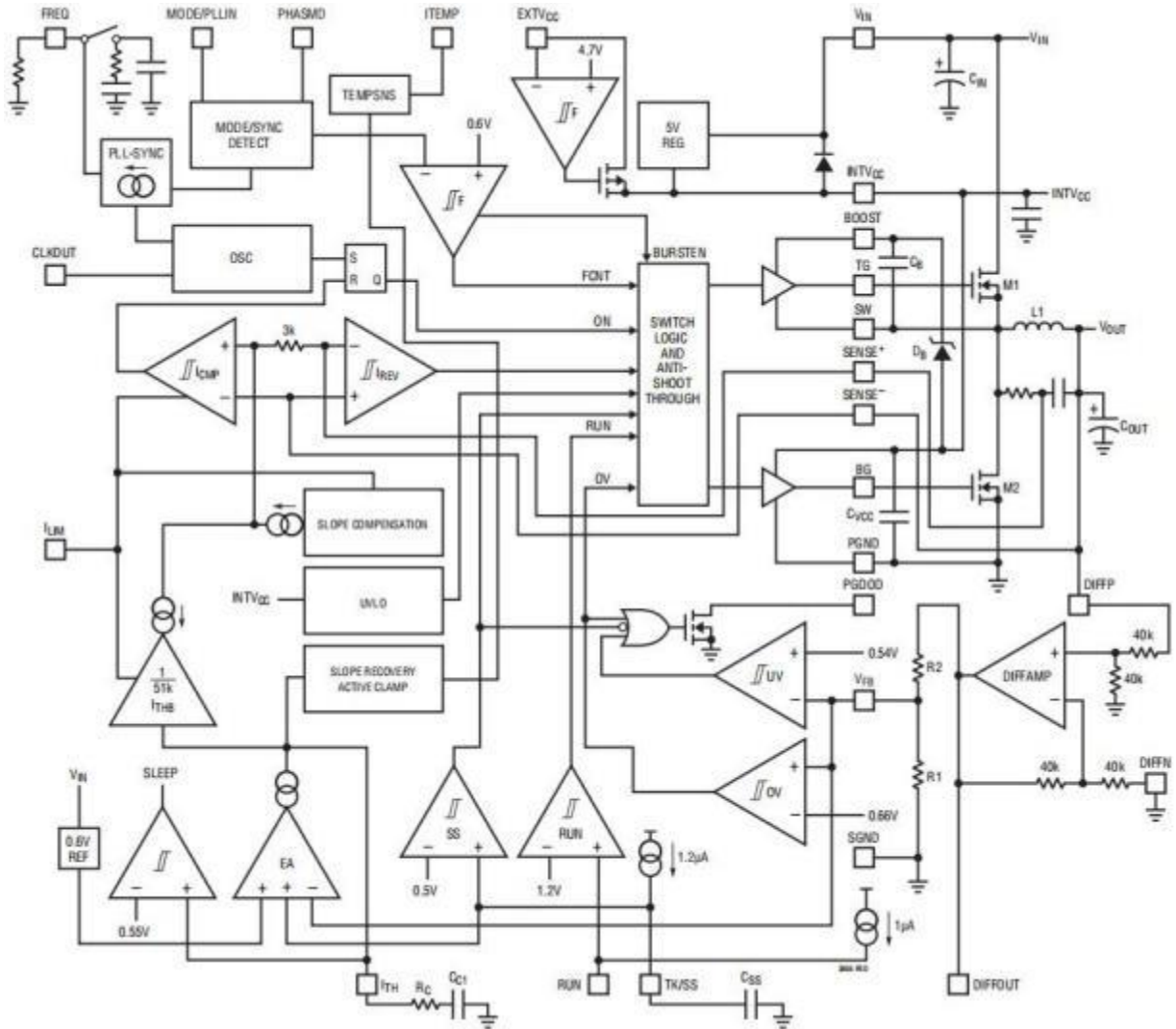


图 1 功能框图

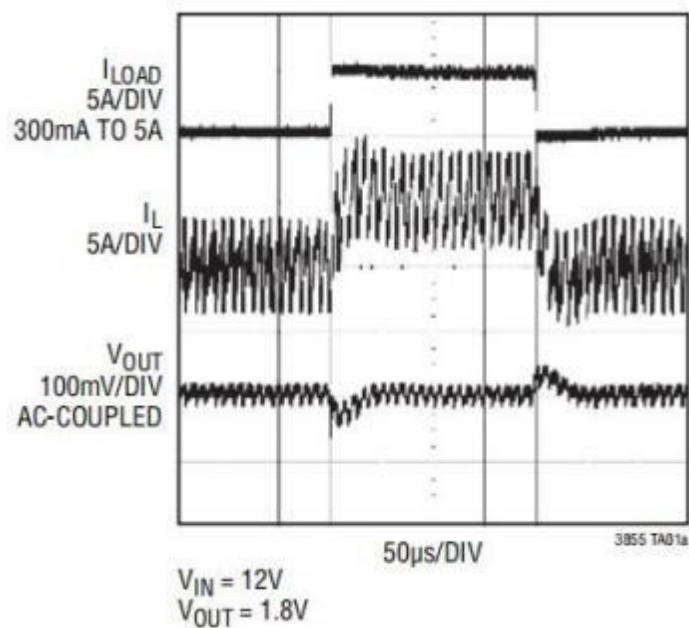


图 2 加载步长（强制连续模式）

2. 引脚定义

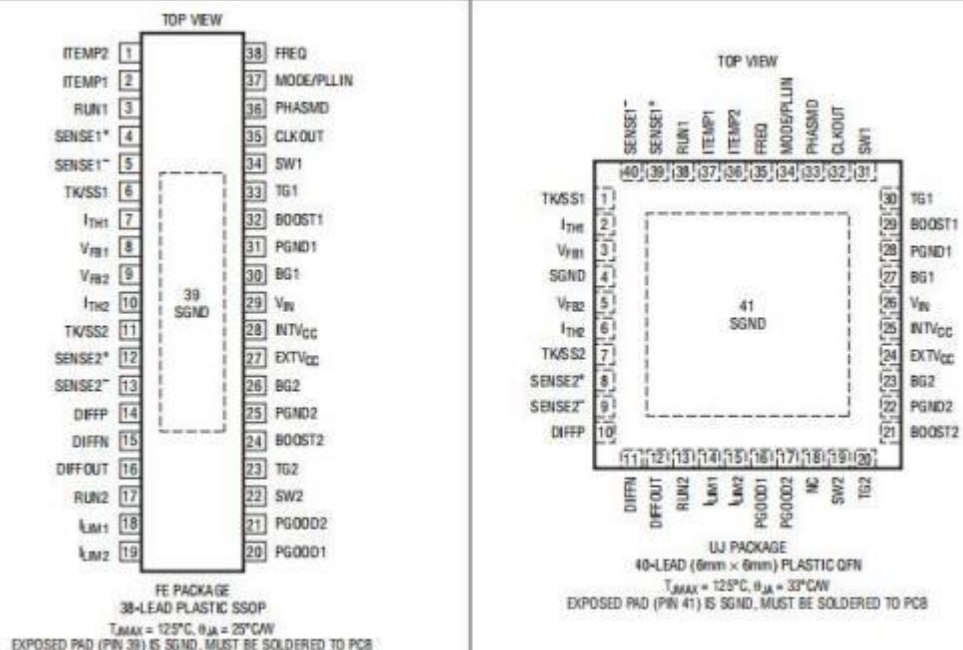


图 3 引脚排列 (仰视图)
表 1 引脚功能描述

引脚序号		引脚符号	功能描述
SSOP-38	QFN-40		
1	36	ITEMP2	温度感测比较器输入端。将这些引脚连接到放置在电感附近的外部 NTC 电阻。引脚保持浮动将禁用 DCR 温度补偿功能。
2	37	ITEMP1	
3	38	RUN1	运行控制输入端。任一引脚上的电压高于 1.2V 时, IC 导通。然而, 强制任一引脚低于 1.2V 会导致 IC 关断该特定通道所需的电路。这些引脚的上拉电流为 1μA。一旦 RUN 引脚上升到 1.2V 以上, 将向引脚增加额外的 4.5μA 上拉电流。
17	13	RUN2	
4	39	SENSE1+	电流感测比较器输入端。电流比较器的 (+) 输入通常连接到 DCR 感测网络或电流感测电阻。
12	8	SENSE2+	
5	40	SENSE1-	电流感测比较器输入端。电流比较器的 (M) 输入连接到输出。
13	9	SENSE2-	
6	1	TK/SS1	输出电压跟踪和软启动输入端。当一个特定通道被配置为两个通道的主通道时, 该引脚的接地电容设置主通道输出电压的斜率。当通道配置为两个通道的从通道时, 主通道的 V _{FB} 电压由电阻分压器再现并施加到该引脚。1.2μA 的内部软启动电流为这些引脚充电。
11	7	TK/SS2	
7	2	I _{TH1}	电流控制阈值和误差放大器补偿端。每个相关通道的电流比较器触发阈值随其 I _{TH} 控制电压而增加。
10	6	I _{TH2}	
8	3	V _{FB1}	误差放大器反馈输入端。这些引脚从输出端的外部电阻分压器接收每个通道的感测反馈电压。
9	5	V _{FB2}	
14	10	DIFFP	感测差分放大器的正输入端。将其直接连接到两个通道之一的远程负载电压。

引脚序号		引脚符号	功能描述
15	11	DIFFN	感测差分放大器的负输入端。将其连接到输出电容的负端。
16	12	DIFFOUT	感测差分放大器的输出端。通过电阻分压器将其连接到 V_{FB1} 或 V_{FB2} 。
18	14	I_{LM1}	电流比较器感测电压范围输入端。该引脚可以连接到 $SGND$ 、连接到 $INTV_{CC}$ 或保持浮动，以设置每个比较器的最大电流感测阈值。
19	15	I_{LM2}	
20	16	PGOOD1	每个通道的电源良好指示器输出端。内部 $20\mu s$ 电源不良屏蔽定时器终止后，当任一通道输出超过 $\pm 10\%$ 调节窗口时，开路漏极逻辑输出被拉至接地。
21	17	PGOOD2	
34	31	SW1	开关节点连接到电感。这些引脚上的电压摆动是从肖特基二极管（外部）接地电压降到 V_{IN} 。
22	19	SW2	
33	30	TG1	顶部栅极驱动器输出端。这些是浮动驱动器的输出，其电压摆动等于叠加在开关节点电压上的 $INTV_{CC}$ 。
23	20	TG2	
32	29	BOOST1	升压浮动驱动器电源端。自举电容器的 (+) 端子连接到这些引脚。这些引脚从低于 $INTV_{CC}$ 的二极管电压降摆动到 $V_{IN} + INTV_{CC}$ 。
24	21	BOOST2	
31	28	PGND1	电源接地引脚。将该引脚紧密连接到底部 N 沟道 MOSFET 的源极、 C_{VCC} 的 (-) 端子和 C_{IN} 的 (-) 端。
25	22	PGND2	
30	27	BG1	底部栅极驱动器输出。这些引脚驱动 $PGND$ 和 $INTV_{CC}$ 之间的底部 N 沟道 MOSFET 栅极。
26	23	BG2	
27	24	$EXTV_{CC}$	连接到 $INTV_{CC}$ 内部开关的外部电源输入端。当 $EXTV_{CC}$ 高于 $4.7V$ 时，该开关闭合并提供 IC 电源，旁路内部低压差稳压器。此引脚上的电压不得超过 $6V$ 。
28	25	$INTV_{CC}$	内部 $5V$ 稳压器输出端。控制电路由该电压供电。使用至少 $4.7\mu F$ 低 ESR 钽或陶瓷电容将该引脚与 $PGND$ 解耦。
29	26	V_{IN}	主要输入电源端。使用电容 ($0.1\mu F$ 至 $1\mu F$) 将该引脚与 $PGND$ 解耦。
35	32	CLKOUT	由 $PHASMD$ 可改变相位的时钟输出，以便在多相系统中使用多个 $HY3855$ 。
36	33	PHASMD	该引脚可以连接到 $SGND$ 、 $INTV_{CC}$ 或保持浮动。该引脚确定内部控制器之间的相对相位以及 $CLKOUT$ 信号的相位。
37	34	MODE/PLIN	这是一个双重用途的引脚。当不使用外部频率同步时，该引脚选择工作模式。引脚可以连接到 $SGND$ 、 $INTV_{CC}$ 或保持浮动。 $SGND$ 启用强制连续模式。 $INTV_{CC}$ 启用脉冲跳过模式。浮动启用突发模式操作。对于外部同步，将时钟信号应用于此引脚。两个通道将进入强制连续模式，内部锁相环将使内部振荡器与时钟同步。PLL 补偿网络集成到 IC 中。
38	35	FREQ	从该引脚流出的电流精度为 $10\mu A$ 。接地电阻设置电压，该电压反过来对频率进行编程。或者，该引脚可以用直流电压驱动，以改变内部振荡器的频率。
39	4/41	SGND	信号地端。所有小信号组件和补偿组件都应连接到该地端，该引脚又在一点连接到 $PGND$ 。裸露的焊盘必须焊接到 PCB 上，为 IC 的控制元件提供局部接地，并连接到 IC 下的 $PGND$ 引脚。
-	18	NC	无连接

3. 电气参数

3.1 绝对最大额定值

表 2

参数	额定值
输入电源电压 V_{IN}	-0.3V~40V
顶侧驱动器电压 BOOST1, BOOST2	-0.3V~46V
开关电压 (SW1, SW2)	-5V~40V
INTV _{CC} , RUN1, RUN2, PGOOD(S), EXTV _{CC} , (BOOST1-SW1), (BOOST2-SW2)	-0.3V~6V
SENSE1+, SENSE2+, SENSE1-, SENSE2- 电压	-0.3V~13V
MODE/PLLIN, I _{LIM1} , I _{LIM2} , TK/SS1, TK/SS2, FREQ, DIFFOUT, PHASMD 电压	-0.3V~INTV _{CC}
DIFFP, DIFFN	-0.3V~INTV _{CC}
ITEMP1, ITEMP2 电压	-0.3V~INTV _{CC}
I _{TH1} , I _{TH2} , V _{FB1} , V _{FB2} 电压	-0.3V~INTV _{CC}
INTV _{CC} 峰值输出电流	100mA
工作温度范围 T_A	-55°C~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 $T_A=25^\circ\text{C}$, $V_{IN}=15\text{V}$, $V_{RUN1,2}=5\text{V}$ 。

表 3

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控制回路						
V_{IN}	输入电压范围		4.5		38	V
V_{OUT}	输出电压范围		0.6		12.5	V
$V_{FB1,2}$	调节反馈电压	$I_{TH1,2}$ 电压为 1.2V, $T_A=-55\sim 125^\circ\text{C}^{(a)}$	0.5955	0.600	0.6045	V
		$I_{TH1,2}$ 电压为 1.2V, $T_A=125^\circ\text{C}^{(a)}$	0.594	0.600	0.606	
$I_{FB1,2}$	反馈电流	^(a)	-	-15	-50	nA
$V_{REFLNREG}$	输出电压负载调节	在伺服回路中测量; ΔI_{TH} 电压=1.2V~0.7V, $T_A=-55\sim 125^\circ\text{C}^{(a)}$		0.01	0.1	%
		在伺服回路中测量; ΔI_{TH} 电压=1.2V~1.6V, $T_A=-55\sim 125^\circ\text{C}^{(a)}$		-0.01	-0.1	
$g_{m1,2}$	放大器跨导 g_m	$I_{TH1,2}=1.2\text{V}$, 拉/灌电流 $5\mu\text{A}^{(a)}$		2		mmho
I_Q	输入直流电源电流:	^(b)				
	正常模式	$V_{IN}=15\text{V}$		3.5		mA
	关断	$V_{RUN1,2}=0\text{V}$		30	50	uA

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
DF _{MAX}	最大占空比	f _{osc} =500kHz	94	95		%
UVLO	欠压锁定	V _{INTVCC} 斜坡下降, T _A =-55~125°C	3.0	3.2	3.4	V
UVLO _{HYS}	UVLO 迟滞			0.6		V
V _{OVL1,2}	反馈过压锁定	在 V _{FB1,2} 测量, T _A =-55~125°C	0.64	0.66	0.68	V
I _{SENSE1,2}	SENSE 引脚偏置电流	(每个通道); V _{SENSE1,2} =3.3V, T _A =-55~125°C		±1	±2	uA
I _{TEMP1,2}	DCR 温度补偿电流	V _{ITEMP1,2} =0.2V, T _A =-55~125°C	9	10	11	uA
I _{TK/SS1,2}	软启动充电电流	V _{TK/SS1,2} =0V, T _A =-55~125°C	1	1.2	1.4	uA
V _{RUN1,2}	RUN 引脚开启阈值	V _{RUN1} 、V _{RUN2} 上升	1.1	1.22	1.35	V
V _{RUN1,2HYS}	RUN 引脚开启迟滞			80		mV
V _{SENSE(MAX)}	最大电流检测阈值	V _{FB1,2} =0.5V, V _{SENSE1,2} =3.3V, I _{LIM} =0V, T _A =-55~125°C	25	30	35	mV
		V _{FB1,2} =0.5V, V _{SENSE1,2} =3.3V, I _{LIM} =Float, T _A =-55~125°C	45	50	55	
		V _{FB1,2} =0.5V, V _{SENSE1,2} =3.3V, I _{LIM} =INTV _{CC} , T _A =-55~125°C	68	75	82	
TG1, 2 t _r TG1, 2 t _f	TG 转变时间:	^(c)				ns
	上升时间	C _{LOAD} =3300pF		25		
	下降时间	C _{LOAD} =3300pF		25		
BG1, 2 t _r BG1, 2 t _f	BG 转变时间:	^(c)				ns
	上升时间	C _{LOAD} =3300pF		25		
	下降时间	C _{LOAD} =3300pF		25		
TG/BG t _{1D}	上层栅极关闭至下层栅极开启延时同步开启延迟时间	每个驱动器的 C _{LOAD} =3300pF		30		ns
BG/TG t _{2D}	下层栅极关闭至上层栅极开启延时同步开启延迟时间	每个驱动器的 C _{LOAD} =3300pF		30		ns
t _{ON(MIN)}	最小开启时间	^(d)		90		ns
线性稳压器						
V _{INTVCC}	内部 V _{CC} 电压	6V<V _{IN} <38V	4.8	5	5.2	V
V _{LDOINT}	INTV _{CC} 负载调节	I _{CC} =0mA~20mA		0.5	2	%
V _{EXTVCC}	EXTV _{CC} 切换电压	EXTV _{CC} 斜坡正向, T _A =-55~125°C	4.5	4.7		V
V _{LDOEXT}	EXTV _{CC} 电压降	I _{CC} =20mA, V _{EXTVCC} =5V		50	100	mV
V _{LDOHYS}	EXTV _{CC} 迟滞			200		mV
振荡器和锁相环						
f _{NOM}	标称频率	V _{FREQ} =1.2V	450	500	550	kHz
f _{LOW}	最低频率	V _{FREQ} =0V	210	250	290	kHz

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
f_{HIHY}	最高频率	$V_{FREQ} \geq 2.4V$	700	770	850	kHz
$R_{MODE/PLLIN}$	MODE/PLLIN 输入电阻			250		k Ω
I_{FREQ}	频率设定电流		9	10	11	μA
CLKOUT	相位（相对于控制器 1）	PHASMD=GND		0		Deg
		PHASMD=Float		90		
		PHASMD=INTV _{CC}		120		
CLK _{HIGH}	时钟高输出电压		4	5		V
CLK _{LOW}	时钟低输出电压			0	0.2	V
PGOOD 输出						
V_{PGL}	PGOOD 低电平	$I_{PGOOD}=2mA$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD}=5V$			± 2	μA
V_{PG}	PGOOD 触发水平，或控制器	相对于设定输出电压 V_{FB}				
		V_{FB} 斜坡负向		-10		%
		V_{FB} 斜坡正向		10		%
差分放大器						
A_{DA}	Gain	$T_A=-55\sim 125^\circ C$	0.998	1	1.002	V/V
R_{IN}	输入电阻	在 DIFFP 输入处测量		80		k Ω
V_{OS}	输入失调电压	$V_{DIFFP}=V_{DIFFOUT}=1.5V, I_{DIFFOUT}=100\mu A$			2	mV
$PSRR_{DA}$	电源抑制比	$5V < V_{IN} < 38V$		100		dB
I_{CL}	最大输出电流		2	3		mA
$V_{OUT(MAX)}$	最大输出电压	$I_{DIFFOUT}=300\mu A$	$V_{INTVCC}-1.4$	$V_{INTVCC}-1.1$		V
GBW	增益带宽积	(e)		3		MHz
Slew Rate	差分放大器压摆率	(e)		2		V/ μs
片上驱动器						
TG R_{UP}	TG 上拉 $R_{DS(ON)}$	TG 高电平		2.6		Ω
TG R_{DOWN}	TG 下拉 $R_{DS(ON)}$	TG 低电平		1.5		Ω
BG R_{UP}	BG 上拉 $R_{DS(ON)}$	BG 高电平		2.4		Ω
BG R_{DOWN}	BG 下拉 $R_{DS(ON)}$	BG 低电平		1.1		Ω
注（a）：HY3855 在反馈回路中进行测试，该回路将 $V_{TH1,2}$ 伺服至指定电压，并测量所得 $V_{FB1,2}$ 。						
（b）：由于栅极电荷以开关频率传输，动态电源电流更高。请参阅应用信息。						
（c）：上升和下降时间使用 10% 和 90% 水平测量。延迟时间使用 50% 的电平测量。						
（d）：规定了电感器峰间纹波电流的最小接通时间条件 $\geq I_{MAX}$ 的 40%，请参阅应用信息。						
（e）：由设计保证。						

典型参数曲线

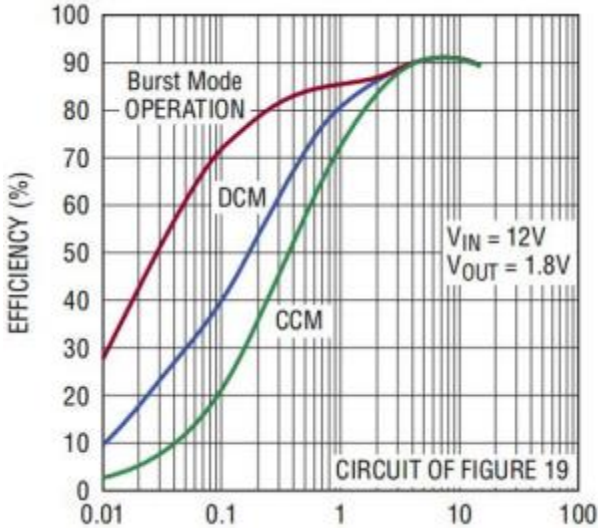


图 4 效率与输出电流和模式的关系

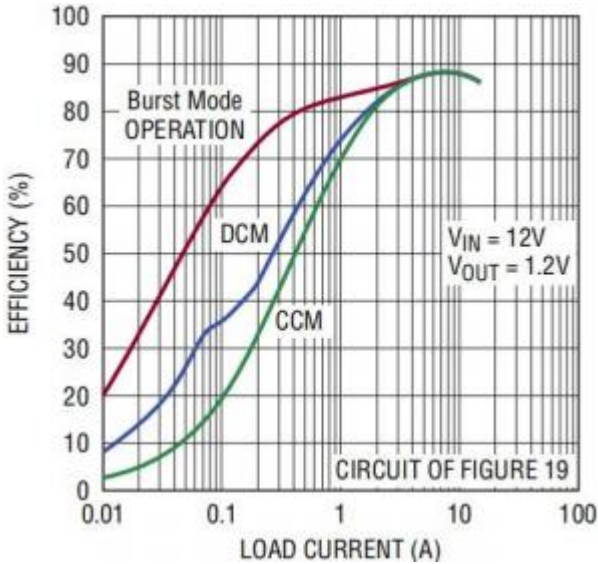


图 5 效率与输出电流和模式的关系

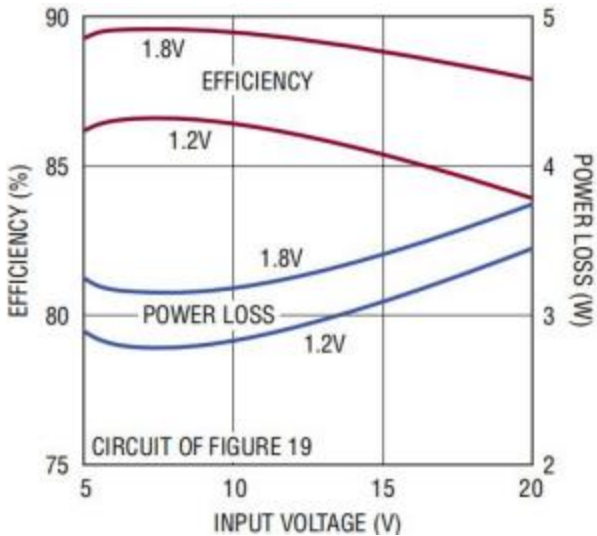


图 6 满载效率和功耗与输入电压的关系

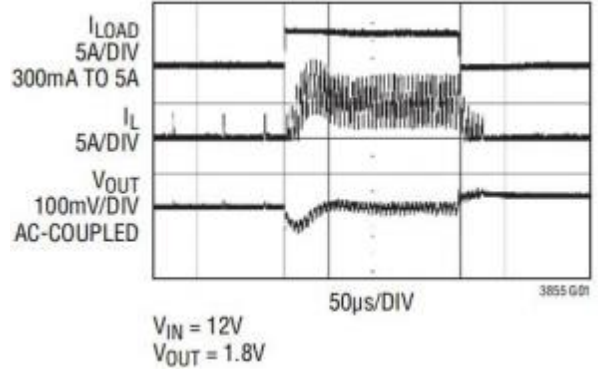


图 7 加载步骤 (突发模式操作)

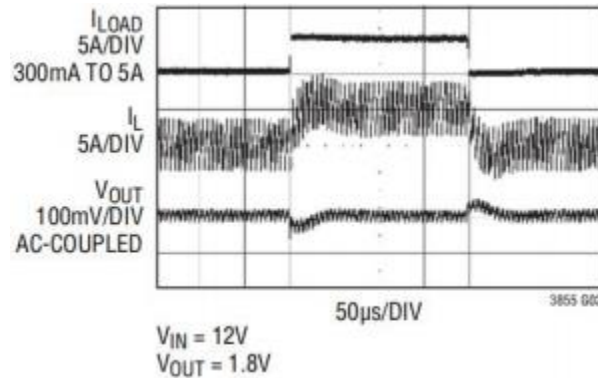


图 8 加载步长 (强制连续模式)

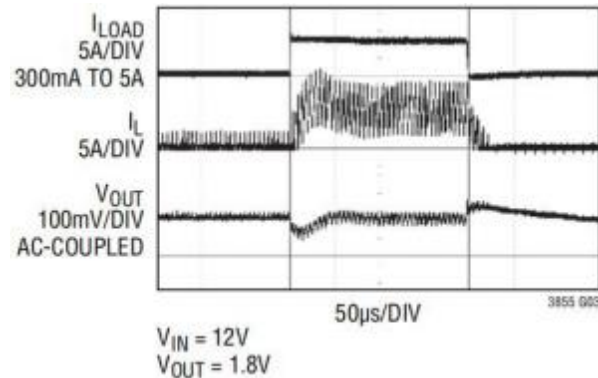


图 9 加载步长 (脉冲跳过模式)

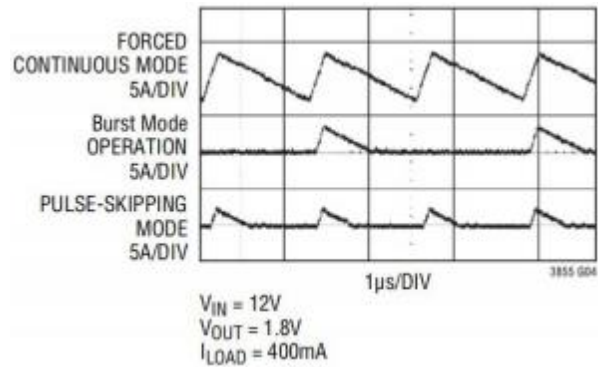


图 10 轻载下的电感电流

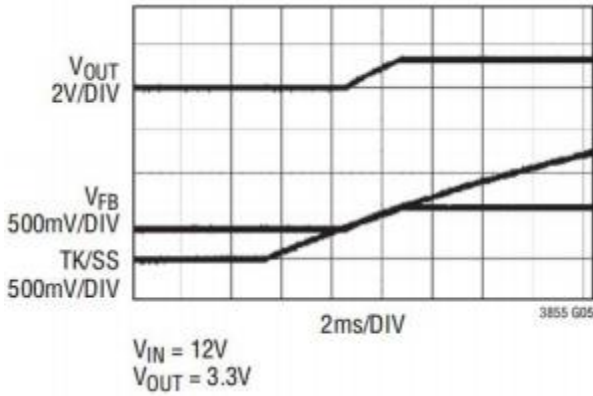


图 11 2V 预偏置输出

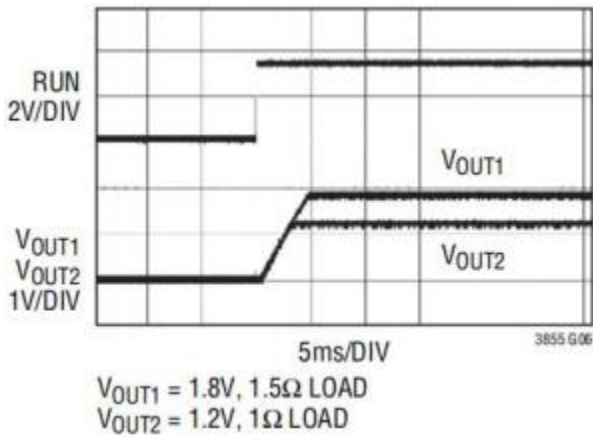


图 12 重合跟踪

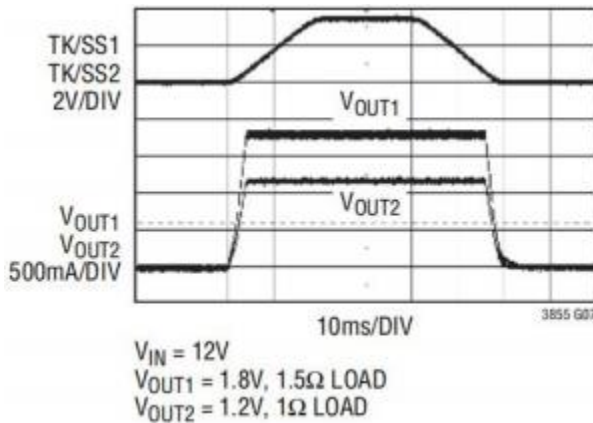


图 13 通过外部斜坡跟踪上升和下降

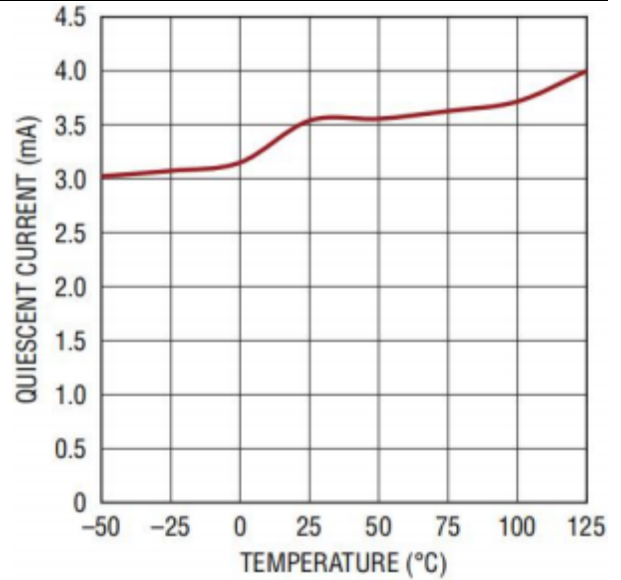


图 14 无 EXT V_{CC} 的静态电流与温度关系

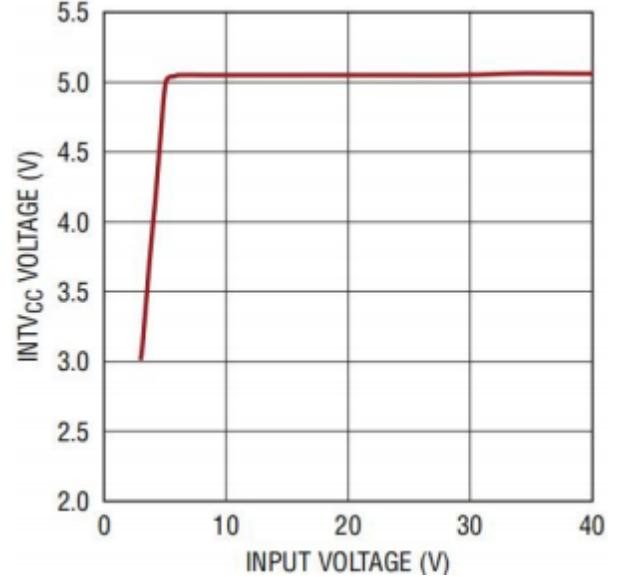


图 15 $INTV_{CC}$ 线性调节

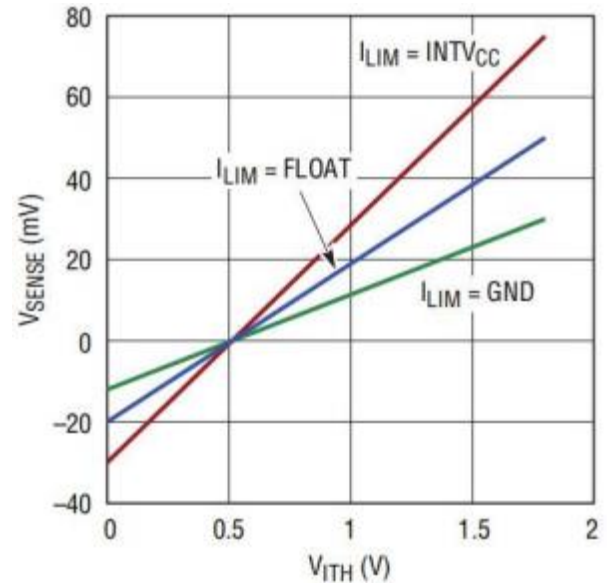


图 16 电流感应阈值与 I_{TH} 电压关系

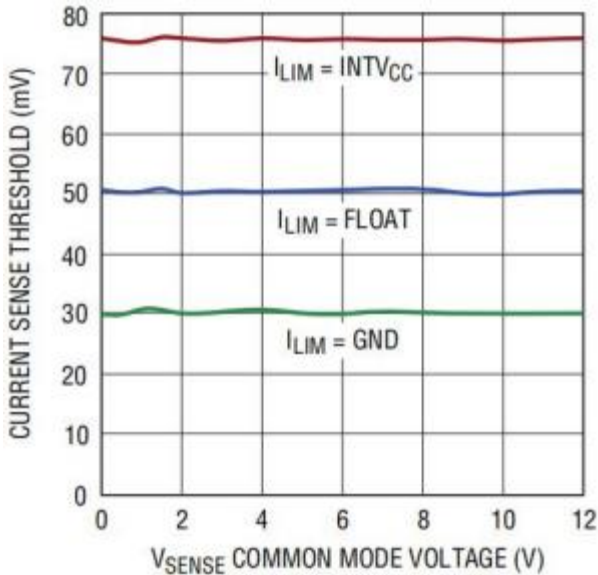


图 17 最大电流感应阈值与共模电压关系

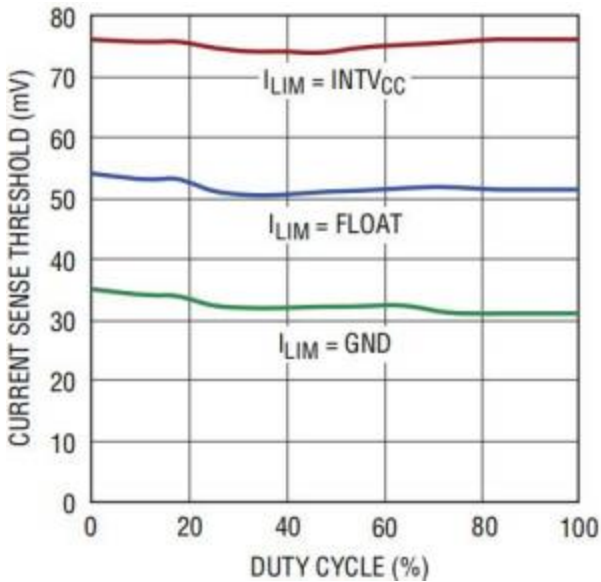


图 18 最大电流感应阈值与占空比关系

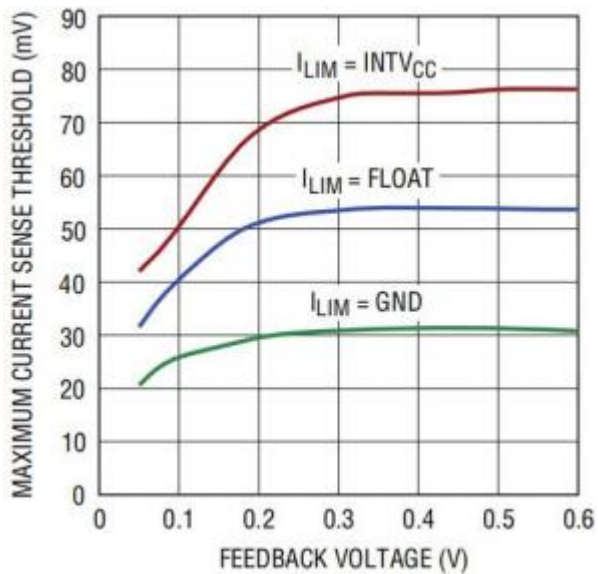


图 19 最大电流感应电压与反馈电压（电流反馈）关系

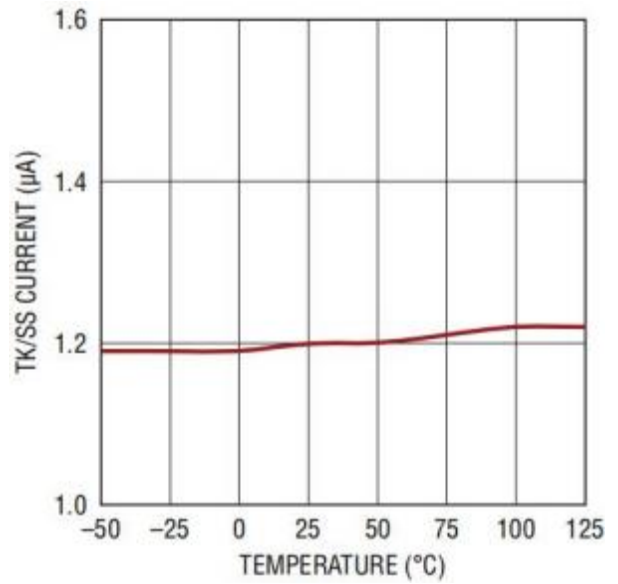


图 20 TK/SS 上拉电流与温度关系

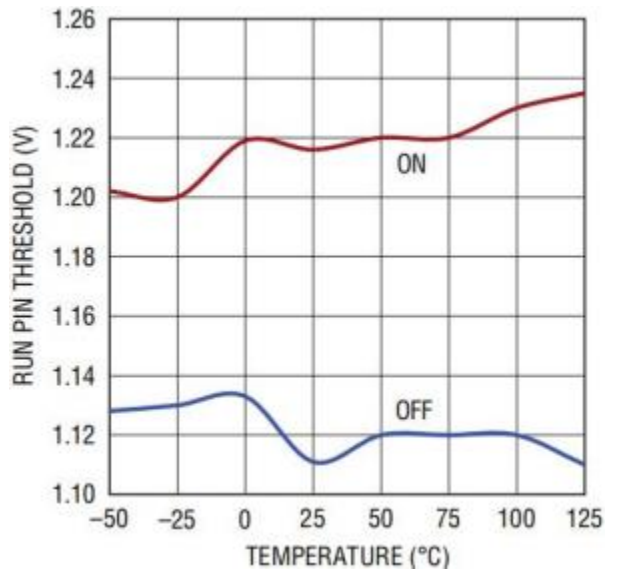


图 21 关断（运行）阈值与温度的关系

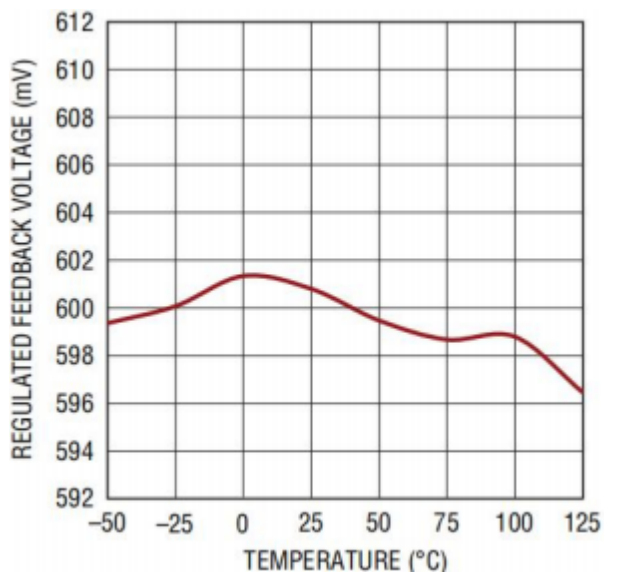


图 22 调节反馈电压与温度关系

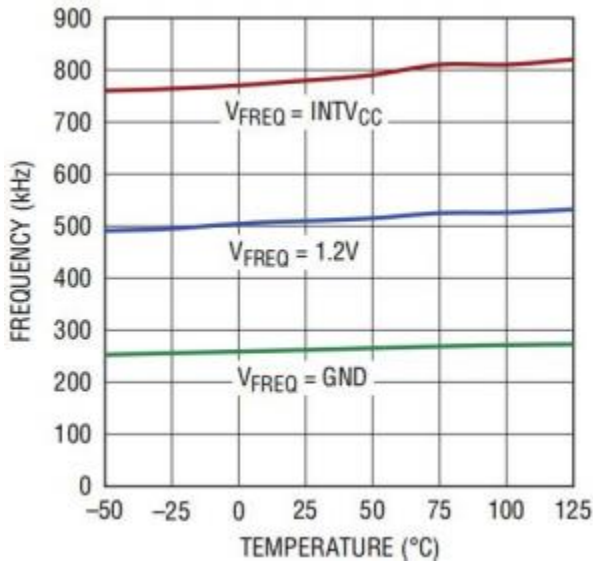


图 23 振荡器频率与温度的关系

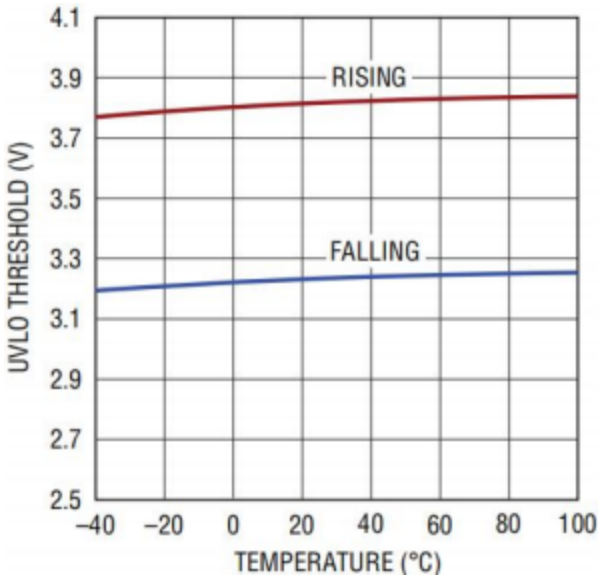


图 24 欠压锁定阈值(INTV_{CC})与温度的关系

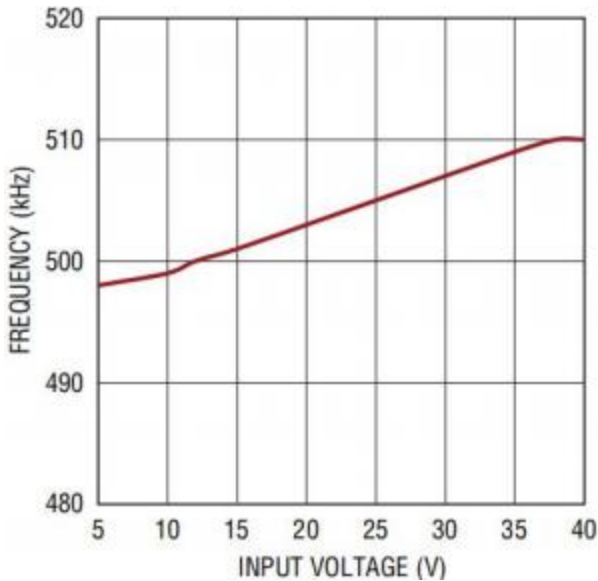


图 25 振荡器频率与输入电压的关系

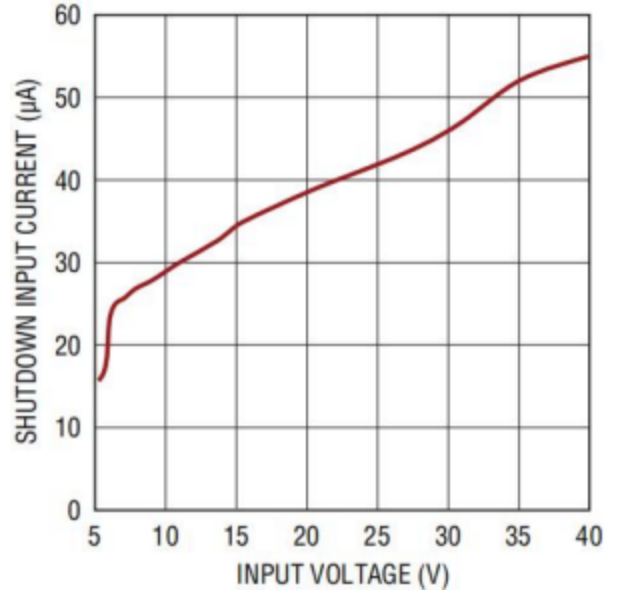


图 26 关断电流与输入电压的关系

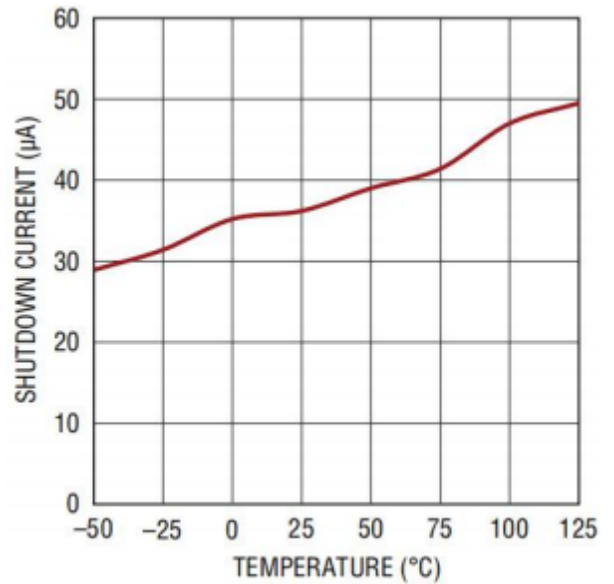


图 27 关断电流与温度的关系

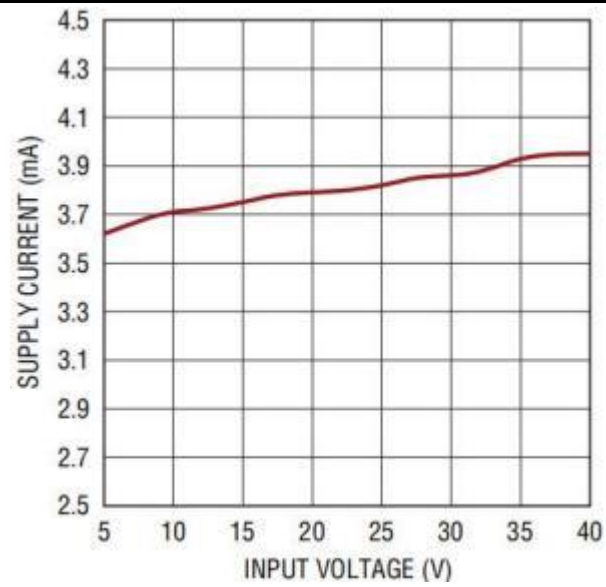


图 28 无 EXTV_{CC} 的静态电流与输入电压关系

4. 应用信息

4.1 芯片操作

4.1.1 主控制回路

HY3855 是一款恒频电流模式降压控制器，具有两个 180° 异相工作的通道。在正常工作期间，当该通道的时钟设置 RS 锁存器时，每个顶部 MOSFET 导通，当主电流比较器 I_{CMP} 重置 RS 锁存器时，每个 MOSFET 截止。 I_{CMP} 重置 RS 锁存器时的峰值电感电流由 I_{TH} 引脚上的电压控制，该引脚是每个误差放大器 EA 的输出。 V_{FB} 引脚接收电压反馈信号，通过 EA 将其与内部参考电压进行比较。当负载电流增加时，它会导致 V_{FB} 相对于 0.6V 参考电压略微降低，进而导致 I_{TH} 电压增加，直到平均电感电流与新负载电流匹配。在顶部 MOSFET 截止后，底部 MOSFET 导通，直到电感电流开始反向，如反向电流比较器 I_{REV} 所示，或下一个周期开始。

4.1.2 INTV_{CC}/EXTV_{CC} 电源

顶部和底部 MOSFET 驱动器以及大多数其他内部电路的电源来自 INTV_{CC} 引脚。当 EXTV_{CC} 引脚保持开路或连接到低于 4.7V 的电压时，内部 5V 线性稳压器从 V_{IN} 提供 INTV_{CC} 电源。如果 EXTV_{CC} 电压高于 4.7V，则 5V 调节器将关闭，连接 EXTV_{CC} 的内部开关将打开。使用 EXTV_{CC} 引脚可以从高效率外部电源（如 HY3855 开关稳压器输出之一）获得 INTV_{CC} 电源。

每个顶部 MOSFET 驱动器通过浮动自举电容 C_B 偏置，当顶部 MOSFET 关闭时，该电容通常在每个关闭周期通过外部二极管重新充电。如果输入电压 V_{IN} 降低到接近 V_{OUT} 的电压，回路可能会进入压降，并尝试连续开启顶部 MOSFET。压降检测器检测到这一点，并迫使顶部 MOSFET 关闭约 1/12 的时钟周期加上每三个周期 100ns，以允许 C_B 重新充电。但是，建议在掉电过渡期间有带载或 IC 以低频运行，以确保 C_B 重新充电。

4.1.3 关断和启动（RUN1、RUN2 和 TK/SS1、TK/SS2 引脚）

HY3855 的两个通道可以使用 RUN1 和 RUN2 引脚独立关闭。将这些引脚中的任何一个拉到 1.2V 以下将关闭该控制器的主控制回路。将两个引脚拉低将禁用两个控制器和大多数内部电路，包括 INTV_{CC} 调节器。释放任一 RUN 引脚允许内部 $1\mu A$ 电流拉高引脚并启用该控制器。或者，RUN 引脚可以从外部上拉或直接由逻辑驱动。小心不要超过此引脚上的绝对最大额定值 6V。

每个控制器输出电压 V_{OUT} 的启动由 TK/SS1 和 TK/SS2 引脚上的电压控制。当 TK/SS 引脚上的电压低于 0.6V 内部参考电压时，HY3855 将 V_{FB} 电压调节为 TK/SS 引脚电压，而不是 0.6V 参考电压。这允许通过将外部电容从 TK/SS 引脚连接到 SGND，使用 TK/S 引脚

对软启动周期进行编程。内部 $1.2\mu\text{A}$ 上拉电流对该电容器充电，在 TK/SS 引脚上产生电压斜坡。

当 TK/SS 电压从 0V 线性上升到 0.6V（及以上）时，输出电压 V_{OUT} 从零平稳上升到其最终值。或者，TK/SS 引脚可用于使 V_{OUT} 的启动“跟踪”另一电源的启动。通常，这需要将外部电阻分压从另一个电源连接到 TK/SS 引脚接地。当相应的 RUN 引脚被拉低以禁用控制器时，或者当 INTV_{CC} 降至低于其欠压锁定阈值 3.2V 时，TK/SS 引脚被内部 MOSFET 拉低。当处于欠压锁定时，两个控制器均被禁用，外部 MOSFET 保持关闭。

4.1.4 轻负载电流操作（突发模式操作、脉冲跳过或连续导通）

HY3855 可以进入高效突发模式操作、恒定频率脉冲跳过模式或强制连续导通模式。要选择强制连续操作，请将 MODE/PLLIN 引脚连接到低于 0.6V 的直流电压（例如 SGND）。要选择脉冲跳过操作模式，请将 MODE/PLLIN 引脚连接到 INTV_{CC} 。要选择突发模式操作，浮动 MODE/PLLIN 引脚。当控制器启用突发模式工作时，电感器中的峰值电流设置为最大感测电压的约三分之一，即使 I_{TH} 引脚上的电压指示较低的值。如果平均电感电流高于负载电流，误差放大器 EA 将降低 I_{TH} 引脚上的电压。当 I_{TH} 电压降至 0.5V 以下时，内部休眠信号变高（启用休眠模式），两个外部 MOSFET 均关闭。

在休眠模式下，负载电流由输出电容提供。随着输出电压降低，EA 的输出开始上升。当输出电压下降足够时，休眠信号变低，控制器通过在内部振荡器的下一个周期接通顶部外部 MOSFET 恢复正常操作。当控制器启用突发模式操作时，不允许电感电流反向。反向电流比较器 (I_{REV}) 在电感电流达到零之前关闭底部外部 MOSFET，防止其反向并变为负。因此，控制器在不连续操作中运行。在强制连续操作中，允许电感器电流在轻负载或大瞬态条件下反向。峰值电感器电流由 I_{TH} 引脚上的电压确定。在这种模式下，轻负载下的效率低于突发模式下的效率。然而，连续模式具有输出纹波低、对音频电路干扰小的优点。

当 MODE/PLLIN 引脚连接到 INTV_{CC} 时，HY3855 在轻负载下以 PWM 脉冲跳过模式工作。在非常轻的负载下，电流比较器 I_{CMP} 可能会在几个周期内保持触发，并迫使外部顶部 MOSFET 在相同的周期数内保持关闭（即跳过脉冲）。不允许电感电流反向（不连续操作）。与突发模式操作相比，该模式与强制连续操作一样，具有低输出纹波、低音频噪声和减少的射频干扰。它提供了比强制连续模式更高的低电流效率，但没有突发模式操作那么高。

4.1.5 多芯片操作(PHASMD 和 CLKOUT 引脚)

PHASMD 引脚确定内部控制器之间的相对相位以及 CLKOUT 信号，如下表所示。表中列出的相位与零相位相关，零相位定义为相位 1 时钟的上升沿。

表 4

PHASMD	GND	FLOAT	INTV _{CC}
Phase1	0°	0°	0°
Phase2	180°	180°	240°
CLKOUT	60°	90°	120°

CLKOUT 信号可用于同步多相电源解决方案中的附加功率级，为单个大电流输出或单独输出供电。输入电容 ESR 要求和效率损失显著降低，因为从输入电容器汲取的峰值电流有效地除以所使用的相数，并且功率损失与 RMS 电流平方成比例。两级单输出电压实现可将输入路径功率损耗降低 75%，并从根本上降低输入电容所需的 RMS 额定电流。

4.1.6 单输出多相操作

HY3855 可以通过进行这些连接来用于单输出多相转换器：

- 将所有 I_{TH} 引脚连接在一起
- 将所有 V_{FB} 引脚连接在一起
- 将所有 TK/SS 引脚连接在一起
- 将所有 RUN 引脚连接在一起
- 将所有 ITEMP 引脚连接在一起
- 将所有 I_{LM} 引脚连接在一起，或将 I_{LM} 引脚与相同电位连接

对于三个或更多相位，将未使用差分放大器的输入连接至地。图 20 至 23 显示了单输出多相转换器的示例。

4.1.7 用差分放大器感测输出电压

HY3855 包括一个低偏移、单位增益、高带宽差分放大器，用于需要真正遥感的应用。在大电流、低电压应用中，直接感应负载电容器两端的负载大大有利于调节，其中板互连损耗可能是总误差预算的重要部分。

HY3855 差分放大器的典型输出压摆率为 2V/μs。放大器配置为单位增益，这意味着相对于 SGND，DIFFP 和 DIFFN 之间的差被转换为 DIFFOUT。

应注意将 DIFFP 和 DIFFN 的 PCB 布线相互平行地线至板上输出电容或感测点的端子。此外，避免在电路中任何高速交换节点附近绘制这些敏感线。理想情况下，DIFFP 和 DIFFN 布线应由低阻抗接地平面屏蔽，以保持信号完整性。

4.1.8 电感 DCR 感测温度补偿和 ITEMP 引脚

电感器 DCR 电流感测提供了一种感测瞬时电流的无损方法。因此，它可以为高输出

电流的应用提供更高的效率。然而，铜电感器的 DCR 通常具有正温度系数。随着电感器温度的升高，其 DCR 值增加。因此降低了控制器的电流限制。

HY3855 提供了一种方法，通过允许用户在电感器附近放置 NTC 温度感应电阻器来抵消这种不精确性。ITEMP 引脚处于浮动状态时，电压约为 5V，DCR 温度补偿被禁用。ITEMP 引脚具有恒定的 10 μ A 精密电流流出引脚。通过将 NTC 电阻器从 ITEMP 引脚连接到 SGND，最大电流感应阈值可根据以下等式随温度变化：

$$V_{SENSEMAX(ADJ)} = V_{SENSE(MAX)} \bullet \frac{1.8 - V_{ITEMP}}{1.3}$$

其中：V_{SENSEMAX(ADJ)}是调整后的最大电流感应阈值。V_{SENSE(MAX)}是电气特性表中指定的最大电流感测阈值。它通常是 75mV，50mV，或 30mV，这取决于设置的 I_{LIM} 引脚。V_{ITEMP} 为 ITEMP 引脚的电压。

ITEMP 引脚上 DCR 温度补偿的有效电压范围在 0.5V 到 0.2V 之间，0.5V 或以上没有 DCR 温度校正，0.2V 为最大校正。但是，如果控制器的占空比小于 25%，则 ITEMP 范围从 0.5V 扩展到 0V。

NTC 电阻器具有负温度系数，这意味着其值随温度升高而减小。因此，V_{ITEMP} 电压随着温度升高而降低，反过来，V_{SENSEMAX(ADJ)} 将增加以补偿 DCR 温度系数。然而，NTC 电阻是非线性的，用户可以通过使用常规电阻构建电阻网络来线性化其值。

除了 NTC 补偿 DCR 传感之外，ITEMP 引脚的另一个用途是将 V_{SENSE(MAX)} 调整为 30mV、50mV 和 75mV 之间的标称值，以获得更精确的电流限制。这是通过向 ITEMP 引脚施加小于 0.5V 的电压来实现的。V_{SENSE(MAX)} 将根据上述等式变化，并且相同的占空比限制将适用。可以使用此方法通过感测电阻器或 DCR 感测来调整电流限制。有关更多信息，请参阅 NTC 补偿 DCR 感应章节。

4.1.9 频率选择和锁相环 (FREQ 和 MODE/PLLIN 引脚)

开关频率的选择是效率和元件尺寸之间的权衡。低频操作通过降低 MOSFET 开关损耗来提高效率，但需要更大的电感和/或电容来保持较低的输出纹波电压。可以使用 FREQ 引脚选择 HY3855 控制器的开关频率。如果 MODE/PLLIN 引脚未由外部时钟源驱动，则可以使用 FREQ 引脚将控制器的工作频率从 250kHz 编程到 770kHz。

从 FREQ 引脚流出的电流精度为 10 μ A，因此用户可以使用单个电阻将控制器的开关频率编程为 SGND。稍后在应用部分提供曲线，显示 FREQ 引脚上的电压与开关频率之间的关系。

HY3855 上集成了锁相环 (PLL)，以使内部振荡器与连接到 MODE/PLLIN 引脚的外

部时钟源同步。同步时，控制器在强制连续模式下运行。

锁相环滤波器网络集成在 HY3855 内部。锁相环能够锁定 250kHz 至 770kHz 范围内的任何频率。频率设置电阻器应始终存在，以在锁定到外部时钟之前设置控制器的初始开关频率。

4.1.10 电源良好指示端 (PGOOD 引脚)

当 V_{FB} 引脚电压不在 0.6V 参考电压的 $\pm 10\%$ 范围内时，PGOOD 引脚被拉低。当运行引脚低于 1.2V 或 HY3855 处于软启动或跟踪阶段时，PGOOD 引脚也被拉低。当 V_{FB} 引脚位于参考窗口的 $\pm 10\%$ 范围内时，PGOOD 引脚将立即标记电源良好。然而，当 V_{FB} 超出 $\pm 10\%$ 窗口时，存在内部 20 μ s 电源不良屏蔽。每个信道都有自己的 PGOOD，并且只响应自己的信道信号。PGOOD 引脚允许通过外部电阻上拉至高达 6V 的电源。

4.1.11 输出过压保护

过电压比较器 OV 可防止瞬态过冲 ($>10\%$) 以及其他可能导致输出过电压的更严重情况。在这种情况下，顶部 MOSFET 截止，底部 MOSFET 导通，直到过压条件被清除。

4.2 典型应用

HY3855 可配置为使用 DCR (电感电阻) 感测或低值电阻感测。DCR 传感变得越来越流行，因为它节省了昂贵的电流传感电阻器，并且更节能，特别是在大电流应用中。然而，电流感应电阻器为控制器提供了最精确的电流限制。其他外部元件的选择由负载需求驱动，并从选择 R_{SENSE} (如果使用 R_{SENSE}) 和电感器值开始。接下来，选择功率 MOSFET。最后，选择输入和输出电容器。

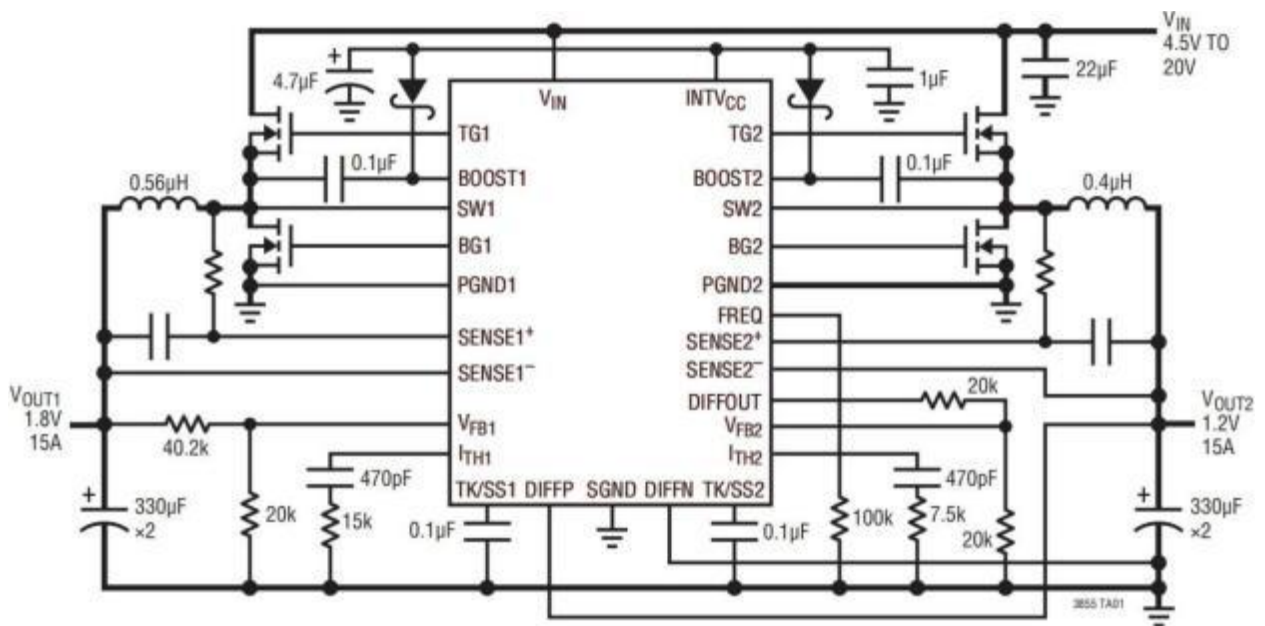


图 29 高效双 1.8V/1.2V 降压转换器

4.3 电流限制编程

I_{LIM} 引脚是一个三电平逻辑输入，用于设置控制器的最大电流限制。当 I_{LIM} 接地、浮动或连接到 $INTV_{CC}$ 时，最大电流感应阈值的典型值分别为 30mV、50mV 或 75mV。通过向 I_{TEMP} 引脚施加小于 0.5V 的电压，将最大电流感应阈值调整为这些设置之间的值。

为获得最佳电流限制精度，使用 75mV 进行设置。30mV 设置允许使用非常低的 DCR 电感器或感测电阻器，但以牺牲电流限制精度为代价。50mV 设置是两者之间的好平衡。对于单输出双相应用，使用 50mV 或 75mV 设置以实现最佳均流。

4.4 SENSE+和 SENSE- 引脚

SENSE+和 SENSE-引脚是电流比较器的输入。电流比较器的共模输入电压范围为 0V 至 12.5V。两个传感引脚均为高阻抗输入，基极电流小于 $1\mu A$ 。当感测引脚从 0V 上升到 1.4V 时，小的基极电流从感测引脚流出。当感测引脚从 12.5V 下降到 1.1V 时，小的基极电流流入感测引脚。电流比较器的高阻抗输入允许精确的 DCR 感测。但是，在正常操作期间，必须注意不要使这些引脚浮动。

与感测线相互的滤波器组件应靠近 HY3855，感测线应靠近电流感测元件下方的开尔文连接（如下图 30 所示）。其他地方的感测电流可以有效地增加电流感测元件的寄生电感和电容，降低感测端子处的信息，并使编程电流限制不可预测。如果使用 DCR 传感（图 32），传感电阻 R1 应靠近开关节点放置，以防止噪声耦合到敏感小信号节点。电容器 C1 应靠近 IC 引脚放置。

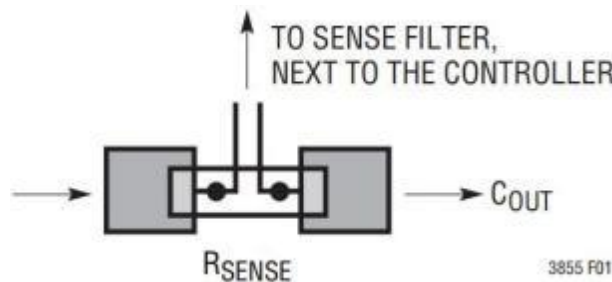


图 30 带感测电阻的感测线布置

4.5 低阻值电阻电流感测

使用分立电阻的典型传感电路如图 31 所示。 R_{SENSE} 基于所需的输出电流进行选择。电流比较器具有由 I_{LIM} 设置确定的最大阈值 $V_{SENSE(MAX)}$ 。电流比较器的输入共模范围为 0V 至 12.5V。电流比较器阈值设置电感器电流的峰值，产生最大平均输出电流 I_{MAX} ， ΔI_L 。要计算感测电阻器值，请使用以下公式：

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

由于电流感测回路中可能存在 PCB 噪声，在设计中还需要检查 $\Delta V_{SENSE} = \Delta I_L \cdot R_{SENSE}$ 交

流电流感应纹波，以获得良好的信噪比。一般来说，对于合理良好的 PCB 布局，或为了 ΔR_{SENSE} 或 DCR 传感应用，当占空比小于 40% 时，建议将 $10\text{mV } \Delta V_{SENSE}$ 电压作为一个保守的起始值。

对于最大电流密度解决方案，感测电阻的值可以小于 $1\text{m}\Omega$ ，并且峰值感测电压可以低至 20mV 。此外，电感纹波电流大于 50%，运行频率高达 1MHz 的情况越来越普遍。在这些条件下，感测电阻寄生电感两端的电压降不再可以忽略不计。

使用分立电阻的典型传感电路如图 31 所示。在之前的控制器中，通常在 IC 附近放置一个小型 RC 滤波器，以减少耦合在 PCB 感测布线中的电容和电感噪声的影响。典型的滤波器由两个串联的 10Ω 电阻连接到并联的 1000pF 电容，时间常数为 20ns 。

该 RC 滤波器经过微小修改后，可用于在存在寄生电感的情况下提取电流感测信号的电阻分量。例如，图 33 显示了在 100% 负载下运行的 $1.2\text{V}/15\text{A}$ 转换器的 $2\text{m}\Omega$ 感测电阻上的电压波形。波形是纯电阻分量和纯电感分量的叠加。使用两个示波器探头和数学波形进行测量，以获得差分测量。基于对电感纹波电流和顶部开关的开启时间和关断时间的额外测量，使用以下等式确定寄生电感值为 0.5nH ：

$$ESL = \frac{V_{ESL(STEP)}}{\Delta I_L} \bullet \frac{t_{ON} \bullet t_{OFF}}{t_{ON} + t_{OFF}}$$

如果 RC 时间常数被选择为接近寄生电感除以感测电阻 (L/R)，则产生的波形看起来又是电阻波形，如图 34 所示。对于使用低最大感测电压的应用，请查看感测电阻制造商的数据表以了解有关寄生电感的信息。在没有数据的情况下，直接测量感测电阻两端的电压降，以提取 ESL 阶跃的幅度，并使用上述等式确定 ESL。但是，不要过度过滤。保持 RC 时间常数小于或等于电感时间常数，以在 V_{RSENSE} 上保持足够高的纹波电压。

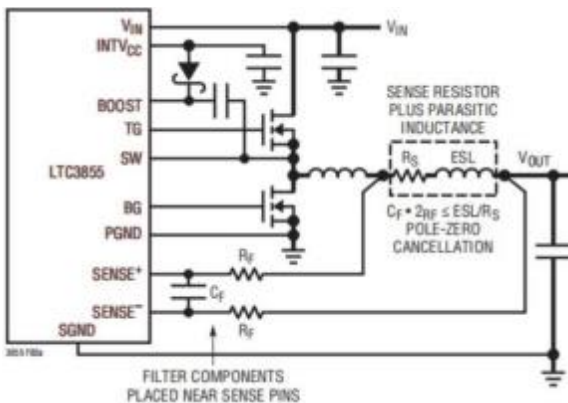


图 31 使用电阻器来检测电流

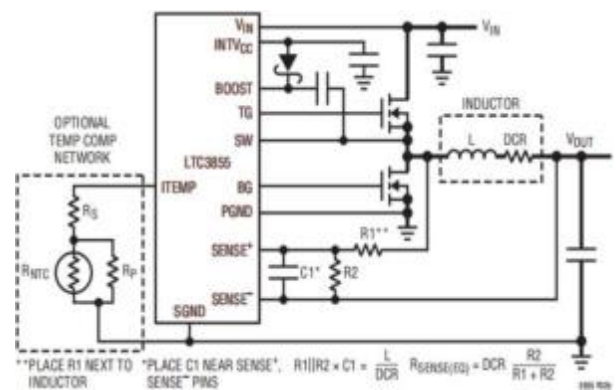


图 32 使用电感 DCR 来检测电流

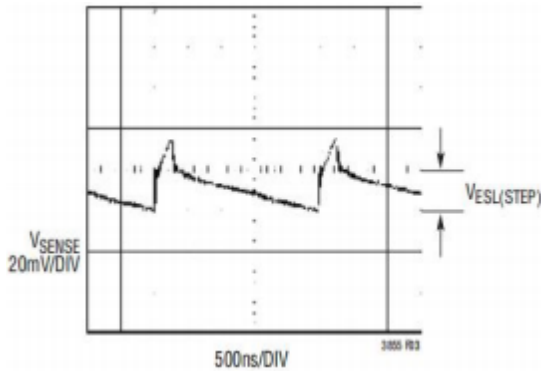


图 33 通过传感电阻直接测量的电压波形

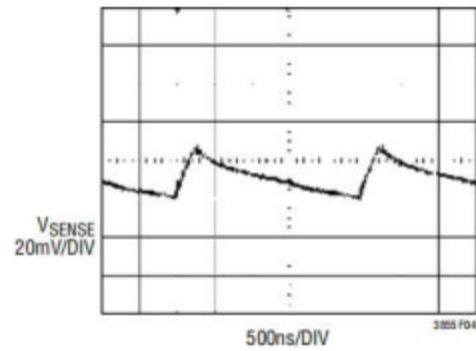


图 34 测量感测电阻滤波器后的电压波形， $C_F=1000\text{pF}$ ， $R_F=100\Omega$

以上一般适用于 $I_{(MAX)} > 10\text{A}$ 且使用低值电感的高密度/大电流应用。对于 $I_{(MAX)} < 10\text{A}$ 的应用，将 R_F 设置为 10Ω ， C_F 设置为 1000pF 。这将提供一个良好的起点。滤波器组件需要靠近 IC 放置。正和负感测布线需要作为差分对布线，开尔文连接到感测电阻。

4.6 电感 DCR 传感

对于在重载电流下需要最高效率的应用，HY3855 能够感应电感 DCR 两端的电压降，如图 32 所示。电感的 DCR 表示铜的少量直流绕组电阻，对于低值大电流电感，该电阻可以小于 $1\text{m}\Omega$ 。在需要这种电感的大电流应用中，通过感测电阻的传导损耗与 DCR 感测相比将消耗几个效率点。

如果选择外部 $R1||R2 \cdot C1$ 时间常数正好等于 L/DCR 时间常数，则外部电容器两端的压降等于电感器 DCR 两端的压降乘以 $R2 / (R1 + R2)$ 。对于 DCR 大于目标感测电阻值的应用， $R2$ 缩放感测端子两端的电压。为了正确确定外部滤波器组件的尺寸，必须知道电感的 DCR。可以使用良好的 RLC 仪表测量，但 DCR 公差并不总是相同的，并且随温度变化。使用来自电感值计算部分的电感器纹波电流值，目标感测电阻器值为：

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

为确保应用在整个工作温度范围内提供满载电流，请在电气特性表中选择最大电流感应阈值 ($V_{SENSE(MAX)}$) 的最小值 (25mV 、 45mV 或 68mV ，取决于 I_{LIM} 引脚的状态)。接下来，确定电感器的 DCR。如果提供，使用制造商的最大值，通常在 20°C 下给出。增加该值以考虑电阻温度系数，约为 $0.4\%/^\circ\text{C}$ ，或使用 HY3855 的 DCR 温度补偿功能。 $T_{L(MAX)}$ 的保守值为 100°C 。要将最大电感器 DCR 缩放到所需的感测电阻器值，请使用分频比：

$$R_D = \frac{R_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{(MAX)} \text{ at } T_{L(MAX)}}$$

$C1$ 通常选择在 $0.047\mu\text{F}$ 至 $0.47\mu\text{F}$ 的范围内。这迫使 $R1||R2$ 达到约 $2\text{k}\Omega$ ，减少可能由

SENSE 引脚引起的 $\pm 1 \mu\text{A}$ 电流误差。 $T_{L(\text{MAX})}$ 是电感的最高温度。等效电阻 $R1 \parallel R2$ 按比例换算为室温电感和最大 DCR:

$$R1 \parallel R2 = \frac{L}{DCR_{(at20^\circ\text{C})} \cdot C1}$$

感应电阻器的值为:

$$R1 = \frac{R1 \parallel R2}{R_D}; \quad R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

R1 中的最大功耗与占空比有关, 在最大输入电压下将出现连续模式:

$$P_{\text{LOSS}R1} = \frac{(V_{IN(\text{MAX})} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{R1}$$

确保 R1 的额定功率高于此值。如果在轻载下需要高效率, 则在决定是否使用 DCR 感测或感测电阻时, 应考虑此功率损耗。由于通过 R1 产生的额外开关损耗, DCR 网络的轻载功率损耗可能略高于感测电阻。然而, DCR 感测消除了感测电阻, 减少了传导损耗, 并在重载下提供了更高的效率。两种方法的峰值效率大致相同。为保持电流感测信号的良好信噪比, 对于小于 40% 的占空比, 使用最小值为 10mV 的 ΔV_{SENSE} 。对于 DCR 传感应用, 实际纹波电压将由下式确定:

$$\Delta V_{\text{SENSE}} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{R1 \cdot C1} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot f_{\text{OSC}}}$$

4.7 NTC 补偿 DCR 感测

对于需要更精确电流限制的 DCR 感测应用, 由从 ITEMP 引脚接地的 NTC 热敏电阻组成的网络, 将提供随温度变化的电流限制校正。图 32 显示了该网络。电阻 R_S 和 R_P 将线性化 ITEMP 引脚看到的阻抗。为了实现 NTC 补偿 DCR 感测, 按照前面选择中提到的相同步骤设计 DCR 传感滤波器网络, 但使用 DCR 的室温值计算除法器组件除外。对于从一个相位运行的单个输出轨:

- 在 25°C 下, 将 ITEMP 引脚电阻设置为 50k。当 $10 \mu\text{A}$ 从 ITEMP 引脚流出时, 在室温下, ITEMP 引脚上的电压将为 0.5V。电感温度大于 25°C 时, 将进行电流限制校正。
- 计算 ITEMP 引脚电阻和最大电感温度, 通常为 100°C 。使用以下等式:

$$R_{\text{ITEMP}100^\circ\text{C}} = \frac{V_{\text{ITEMP}100^\circ\text{C}}}{10 \mu\text{A}}$$

$$V_{\text{ITEMP}100^\circ\text{C}} = 0.5\text{V} - 1.3 \cdot \frac{I_{\text{MAX}} \cdot DCR_{(\text{MAX})} \cdot R2 \cdot (100^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \cdot 0.4}{R1 + R2} \cdot \frac{100}{V_{\text{SENSE}(\text{MAX})}}$$

计算 R_P 和 R_S 的值。一种简单的方法是绘制以下 R_S 与 R_P 方程， R_S 在 y 轴上， R_P 在 x 轴上。

$$R_S = R_{ITEMP25C} - R_{NTC25C} \parallel R_P$$

$$R_S = R_{ITEMP100C} - R_{NTC100C} \parallel R_P$$

接下来，找到满足两个方程的 R_P 值，这将是曲线相交的点。已知 R_P 后，求解 R_S 。NTC 热敏电阻的阻值可以从供应商的数据表中以图表、表格数据或公式的形式获得。给定温度下 NTC 热敏电阻的近似值可通过以下公式计算：

$$R = R_O \cdot \exp \left[B \cdot \left(\frac{1}{T + 273} - \frac{1}{T_O + 273} \right) \right]$$

其中：

R 为温度 T 下的电阻，单位为摄氏度； R_O 为温度 T_O 下的电阻，通常为 25°C ； B 为热敏电阻的 B 常数。

图 35 显示了 100k 热敏电阻和 ITEMP 引脚网络随温度变化的典型电阻曲线。NTC 补偿网络的起始值为： $R_{NTC} = 100\text{k}$ ； $R_S = 20\text{k}$ ； $R_P = 50\text{k}$ 。但是，最终值应使用上述公式进行计算，并在 25°C 和 100°C 下进行检查。在确定温度补偿网络的组件后，通过使用以下等式绘制 I_{MAX} 与电感温度的关系来检查结果：

$$I_{MAX} = \frac{V_{SENSEMAX(ADJ)} - \Delta V_{SENSE}}{2 \cdot DCR_{(MAX)at 25^\circ\text{C}} \cdot \left[1 + (T_{L(MAX)} - 25^\circ\text{C}) \cdot \frac{0.4}{100} \right]}$$

其中：

$$V_{SENSEMAX(ADJ)} = V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1.8V - V_{ITEMP}}{1.3} - A$$

$$V_{ITEMP} = 10\mu\text{A} \cdot (R_S + R_P \parallel R_{NTC})$$

使用 $V_{SENSE(MAX)}$ 的典型值。减去常数 A 将得到 $V_{SENSE(MAX)}$ 的最小值。这些值汇总在下表中。

表 5

I _{LIM}	GND	FLOAT	INTV _{CC}
V _{SENSE(MAX)TYP}	30mV	50mV	75mV
A	5mV	5mV	7mV

对于 25°C 和 100°C 之间的电感器温度，产生的电流限制应大于或等于 I_{MAX} 。NTC 补偿

网络的典型值为：NTC $R_0 = 100k$ ，B 常数为 3000 到 4000， $R_S \approx 20k$ ， $R_P \approx 50k$ 。

另一种方法是首先使用上述值作为起点生成 I_{MAX} 与电感温度曲线图，然后根据需要调整 R_S 和 R_P 值。图 36 显示了 I_{MAX} 与电感器温度的典型曲线。对于多相应用，将 ITEMP 引脚连接在一起，并计算 $10\mu A$ 相位的 ITEMP 引脚电流。

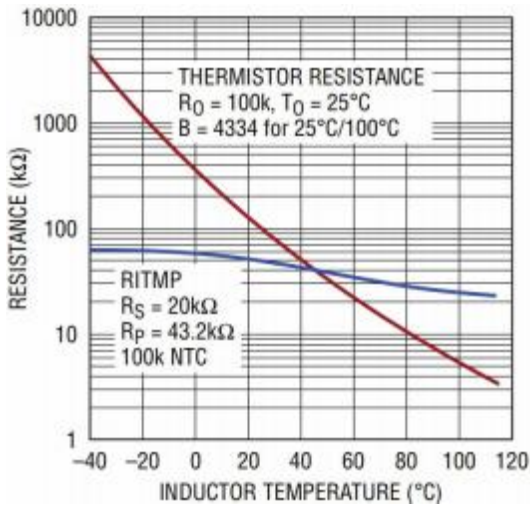


图 35 ITEMP 引脚网络和 100k NTC 的电阻与温度关系

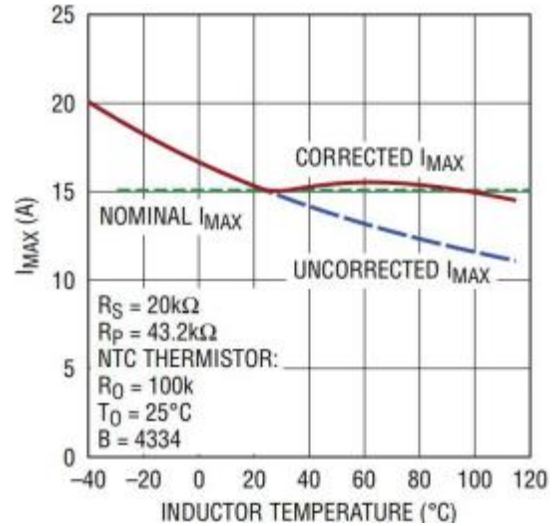
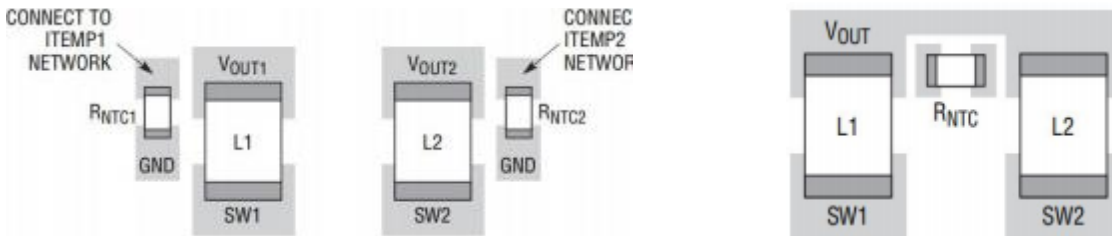


图 36 最坏情况 I_{MAX} 与电感温度曲线，有无 NTC 温度补偿

相同的热敏电阻网络可用于校正低于 $25^\circ C$ 的温度。但确保在 25% 或以上的占空比下， V_{ITEMP} 大于 $0.2V$ ，否则在升高的环境下可能不会发生温度校正。为了实现最准确的温度检测，将热敏电阻放在电感旁边，如图 37 所示。注意使 ITEMP 引脚远离开关节点。



37a) 双输出双相 DCR 传感应用

37b) 单输出双相 DCR 传感应用

图 37 热敏电阻位置。将热敏电阻放在电感旁边，以便准确感应电感温度，但将 ITEMP 引脚远离开关节点和栅极驱动布线

4.8 斜率补偿和电感峰值电流

斜率补偿通过防止高占空比下的次谐波振荡，在恒定频率架构中提供稳定性。在占空比超过 40% 时，通过向电感器电流信号添加补偿斜坡在内部实现。通常，这会导致占空比 $>40\%$ 时的最大电感峰值电流降低。然而，HY3855 采用了抵消该补偿斜坡的方案，该方案允许最大电感峰值电流在所有工作周期内保持不受影响。

4.9 电感值计算

给定期望的输入和输出电压，电感器值和工作频率 f_{OSC} 直接确定电感器的峰间纹波

电流:

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot L} \right)$$

较低的纹波电流可减少电感中的铁芯损耗、输出电容中的 ESR 损耗和输出电压纹波。因此，在具有小纹波电流的低频下获得最高效率的操作。然而，实现这一点需要大电感器。合理的起点是选择占空比小于 40% 时约为 $I_{OUT(MAX)}$ 的 40% 的纹波电流。注意，最大纹波电流出现在最高输入电压处。为保证纹波电流不超过规定的最大值，应根据以下要求选择电感:

$$L \geq \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}}$$

对于大于 40% 的占空比，由于斜率补偿信号有助于信噪比，并且由于对电感器值设置了下限以避免次谐波振荡，因此放松了 10mV 电流感应纹波电压要求。为确保占空比稳定性达到最大值 95%，请使用下式找到最小电感:

$$L_{MIN} > \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \cdot I_{LOAD(MAX)}} \cdot 1.4$$

其中， L_{MIN} 以 μH 为单位， f_{sw} 以 MHz 为单位。

4.10 电感铁芯选择

电感值确定后，必须选择电感的类型。对于固定电感值，铁芯损耗与铁芯尺寸无关，但它非常依赖于所选电感。随着电感的增加，磁芯损耗降低。不幸的是，增加的电感需要更多的线匝，因此铜损耗将增加。

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。铁氧体磁芯材料“硬”饱和意味着当超过峰值设计电流时，电感会突然崩溃。这导致电感器纹波电流的突然增加，从而导致输出电压纹波。不要让磁芯饱和。

4.11 功率 MOSFET 和肖特基二极管（可选）的选择

HY3855 中的每个控制器必须选择两个外部功率 MOSFET：一个 N 沟道 MOSFET 用于顶部（主）开关，一个 N 沟道 MOSFET 用作底部（同步）开关。

峰-峰驱动电平由 $INTV_{CC}$ 电压设置。该电压在启动期间通常为 5V（请参阅 $EXTV_{CC}$ 引脚连接）。因此，在大多数应用中必须使用逻辑电平阈值 MOSFET。唯一的例外是预期低输入电压（ $V_{IN} < 5V$ ）；然后，应使用次逻辑电平阈值 MOSFET（ $V_{GS(TH)} < 3V$ ）。密切关注 MOSFET 的 BV_{DSS} 规范；大多数逻辑电平 MOSFET 被限制在 30V 或更低。

功率 MOSFET 的选择标准包括导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、米勒电容 C_{MILLER} 、输入电压和最大输出电流。米勒电容 C_{MILLER} 可以从 MOSFET 制造商数据表上通常提供的栅极电荷曲线近似得出。 C_{MILLER} 等于沿水平轴的栅极电荷增加，而曲线近似平坦除以 V_{DS} 的指定变化。然后将该结果乘以施加的 V_{DS} 与栅极电荷曲线指定 V_{DS} 的比率。当 IC 在连续模式下工作时，顶部和底部 MOSFET 的占空比由下式给出：

$$\text{主开关占空比} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{同步步开关占空} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大输出电流下的 MOSFET 功耗情况为：

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + (V_{IN})^2 \frac{I_{MAX}}{2} R_{DR} C_{MILLER} \cdot \left[\frac{1}{V_{INTVCC} - V_{TH(MIN)}} + \frac{1}{V_{TH(MIN)}} \right] \cdot f_{OSC}$$

$$P_{SYNC} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

其中， δ 是 $R_{DS(ON)}$ 和 R_{DR} (约 2Ω) 是 MOSFET 的米勒阈值电压下的有效驱动器电阻。 $V_{TH(MIN)}$ 是典型的 MOSFET 最小阈值电压。

两个 MOSFET 都具有 I^2R 损耗，而顶侧 N 沟道方程包括过渡损耗的附加项，在高输入电压下最高。对于 $V_{IN} < 20V$ ，较大的 MOSFET 通常会提高高电流效率，而对于 $V_{IN} > 20V$ ，过渡损耗会迅速增加，使用更高的 $R_{DS(ON)}$ 器件和更低的 C_{MILLER} 实际上会提供更高的效率。当顶部开关占空因数低时，或者当同步开关在接近 100% 的时间段导通时，同步 MOSFET 损耗在高输入电压下最大。

$(1 + \delta)$ 通常以归一化 $R_{DS(ON)}$ 对温度曲线的形式给出，但 $\delta = 0.005/^\circ C$ 可用作低压 MOSFET 的近似值。

可选肖特基二极管在两个功率 MOSFET 导通之间的死区时间内导通。这防止了底部 MOSFET 的体二极管导通，在死区时间内存储电荷，并需要反向恢复期，在高 V_{IN} 下效率可能高达 3%。由于平均电流相对较小，1A 至 3A 肖特基通常是两个操作区域的良好折衷方案。较大的二极管由于其较大的结电容而导致额外的过渡损耗。与底部 FET 并联的肖特基二极管也可以提供突发模式效率的适度改善。

4.12 软启动和跟踪

HY3855 具有通过电容自行软启动或跟踪另一通道或外部电源输出的能力。当一个特

定通道被配置为自行软启动时，电容应连接到其 TK/SS 引脚。如果该通道的 RUN 引脚电压低于 1.2V，则该通道处于关闭状态。在该停机状态下，其 TK/SS 引脚主动接地。

一旦 RUN 引脚电压高于 1.2V，通道通电。然后，1.2 μ A 的软启动电流开始对其软启动电容充电。注意，软启动或跟踪不是通过限制控制器的最大输出电流实现的，而是通过根据 TK/SS 引脚上的斜坡速率控制输出斜坡电压实现的。电流反馈在此阶段禁用，以确保平稳软启动或跟踪。软启动或跟踪范围定义为 TK/SS 引脚上从 0V 到 0.6V 的电压范围。总软启动时间可以计算为：

$$t_{SOFTSTART} = 0.6 \frac{C_{SS}}{1.2\mu A}$$

无论 MODE/PLLIN 引脚选择何种模式，调节器将始终以脉冲跳过模式启动，直到 TK/SS=0.5V。在 TK/SS=0.5V 和 0.54V 之间，它将在强制连续模式下运行，一旦 TK/SS>0.54V，它将恢复到所选模式。在 40mV 强制连续模式窗口期间，输出纹波被最小化，以确保干净的 PGOOD 信号。

当通道配置为跟踪另一电源时，另一电源的反馈电压由电阻分压器复制并施加到 TK/SS 引脚。因此，此引脚上的电压斜坡率由另一电源电压的斜坡率确定。请注意，小的软启动电容充电电流始终在流动，产生小的偏移误差。为了最小化此误差，选择跟踪电阻除法器值，使其足够小，以使此误差可忽略不计。

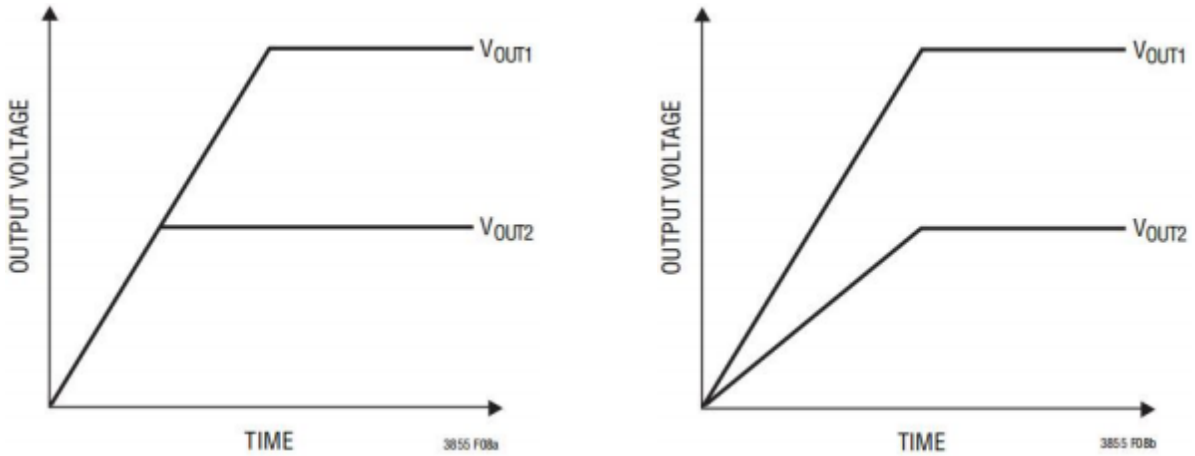
为了在软启动阶段结束后跟踪另一个通道或电源，只要 V_{FB} 低于 0.54V 的欠压阈值，HY3855 就被强制进入连续运行模式，而不管 MODE/PLLIN 引脚上的设置如何。但是，HY3855 应始终设置为无负载时的强制连续模式。TK/SS 下降到 0.1V 以下后，其信道将以不连续模式运行。

4.13 输出电压跟踪

HY3855 允许用户通过 TK/SS 引脚编程其输出如何上升和下降。通过这些引脚，可以将输出设置为同时或按比例跟踪另一个电源的输出，如图 38 所示。在以下讨论中， V_{OUT1} 将 HY3855 的输出 1 称为主通道， V_{OUT2} 将 HY3885 的输出 2 称为从通道。但在实践中，任何一个相位都可以用作主相位。

为了实现图 38a 中的一致跟踪，将额外的电阻分频器连接到 V_{OUT1} ，并将其中点连接到从属通道的 TK/SS 引脚。该分频器的比率应与图 39a 所示的从属通道反馈分频器相同。在此跟踪模式中，必须将 V_{OUT1} 设置为高于 V_{OUT2} 。为了实现图 39b 中的比率测量跟踪， V_{OUT2} 分频器的比率应与图 39b 所示的主通道反馈分频器完全相同。通过选择不同的电阻，HY3855 可以实现不同的跟踪模式，包括图 38 中的两种。虽然图 38 中的任一模式都满足

大多数实际应用，但存在一些折衷。比率计量模式节省了一对电阻，但重合模式提供了更好的输出调节。当主信道的输出经历动态偏移（例如，在负载瞬态下）时，从信道的输出也将受到影响。为了更好地调节输出，请使用重合跟踪模式，而不是比率测量模式。



38a) 重合跟踪

38b) 比率跟踪

图 38 两种不同模式的输出电压跟踪



39a) 重合跟踪设置

39b) 比率跟踪设置

图 39 一致性和比率跟踪的设置

4.14 INTVCC 调节器和 EXTVCC

HY3855 具有一个真正的 PMOS LDO，从 V_{IN} 电源向 $INTV_{CC}$ 供电。 $INTV_{CC}$ 为栅极驱动器和 HY3855 的大部分内部电路供电。当 V_{IN} 大于 5.5V 时，线性调节器将 $INTV_{CC}$ 引脚处的电压调节至 5V。 $EXTV_{CC}$ 通过 P 沟道 MOSFET 连接到 $INTV_{CC}$ ，当其电压高于 4.7V 时，可以提供所需的功率。每个电容都可以提供 100mA 的峰值电流，并且必须通过至少 4.7 μ F 陶瓷电容或低 ESR 电解电容旁路接地。无论使用何种类型的大容量电容，强烈建议在 $INTV_{CC}$ 和 $PGND$ 引脚附近直接放置一个额外的 0.1 μ F 陶瓷电容。需要良好的旁路来提供 MOSFET 栅极驱动器所需的高瞬态电流，并防止沟道之间的相互作用。

在高频下驱动大型 MOSFET 的高输入电压应用中，可能会导致超过 HY3855 的最大结温额定值。由栅极充电电流主导的 $INTV_{CC}$ 电流可由 5V 线性稳压器或 $EXTV_{CC}$ 提供。当 $EXTV_{CC}$ 引脚上的电压小于 4.7V 时，线性调节器启用。在这种情况下，IC 的功耗最高，等于 $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ 。栅极充电电流取决于工作频率，如效率考虑部分所述。例如，38V 电源的 **UJ 封装和不使用** $EXTV_{CC}$ 电源的 HY3855 的 $INTV_{CC}$ 电流限制在 44mA 以下：

$$T_j = 70^{\circ}\text{C} + (44\text{mV})(38\text{V})(33^{\circ}\text{C/W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

为了防止超过最大结温，必须在最大 V_{IN} 下以连续导通模式（MODE/PLLIN=SGND）运行时检查输入电源电流。当施加到 EXTV_{CC} 的电压上升到 4.7V 以上时， INTV_{CC} 线性调节器关闭， ExtV_{dC} 连接到 INTV_{CC} 。只要施加到 EXTV_{CC} 的电压保持在 4.5V 以上， EXTV_{CC} 就保持接通。使用 EXTV_{CC} 允许在正常操作期间从 HY3855 的开关稳压器输出中的一个获得 MOSFET 驱动器和控制电源，并在输出超出调节（例如，启动、短路）时从 INTV_{CC} 获得 MOSFET 驱动器和控制电源。如果通过 EXTV_{CC} 所需的电流大于规定值，则可以在 EXTV_{CC} 和 INTV_{CC} 引脚之间添加外部肖特基二极管。对 EXTV_{CC} 引脚施加的电压不得超过 6V，并确保 $\text{EXTV}_{\text{CC}} < V_{\text{IN}}$ 。

通过从输出为 INTV_{CC} 供电，可以实现显著的效率和热增益，因为由驱动器和控制电流产生的 V_{IN} 电流将按（占空比）/（开关效率）因子缩放。

将 EXTV_{CC} 引脚连接到 5V 电源可将上一示例中的结温度从 125°C 降低到：

$$T_j = 70^{\circ}\text{C} + (44\text{mV})(5\text{V})(33^{\circ}\text{C/W}) = 77^{\circ}\text{C}$$

然而，对于 3.3V 和其他低压输出，需要额外的电路来从输出获得 INTV_{CC} 功率。下面总结了 EXTV_{CC} 的四种可能连接：

1. EXTV_{CC} 保持开路（或接地）。这将导致 INTV_{CC} 由内部 5V 稳压器供电，从而在高输入电压下导致高达 10% 的效率损失。
2. EXTV_{CC} 直接连接到 V_{OUT} 。这是 5V 稳压器的正常连接，提供最高效率。
3. EXTV_{CC} 连接到外部电源。如果 5V 外部电源可用，则可用于为 EXTV_{CC} 供电，前提是它与 MOSFET 栅极驱动要求兼容。
4. EXTV_{CC} 连接到输出衍生升压网络。对于 3.3V 和其他低电压稳压器，通过将 EXTV_{CC} 连接到已升压到大于 4.7V 的输出衍生电压，仍然可以实现效率增益。

对于主输入功率低于 5V 的应用，将 V_{IN} 和 INTV_{CC} 引脚连接在一起，并使用 1Ω 或 2.2Ω 电阻将组合引脚连接到 5V 输入，如图 40 所示，以最小化由栅极充电电流引起的电压降。这将超越 INTV_{CC} 线性调节器，并防止 INTV_{CC} 因压降电压而下降过低。确保 INTV_{CC} 电压等于或超过 MOSFET 的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 测试电压，对于逻辑电平器件，该电压通常为 4.5V。

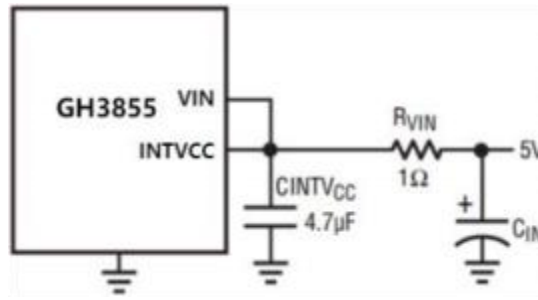


图 40 设置 5V 输入

4.15 顶部 MOSFET 驱动器电源 (C_B 、DB)

连接到升压引脚的外部自举电容 C_B 为顶侧 MOSFET 提供栅极驱动电压。当 SW 引脚为低电平时，功能图中的电容 C_B 通过外部二极管 DB 从 INTV_{CC} 充电。当其中一个顶侧 MOSFET 导通时，驱动器将 C_B 电压置于所需 MOSFET 的栅极-源极之间。这增强了 MOSFET 并开启了顶部开关。开关节点电压 SW 上升至 V_{IN} ，升压引脚随之上升。顶部 MOSFET 导通时，升压电压高于输入电源： $V_{BOOST}=V_{IN}+V_{INTVCC}$ 。升压电容器 C_B 的值需要是顶侧 MOSFET 的总输入电容的 100 倍。外部肖特基二极管的反向击穿必须大于 $V_{IN(MAX)}$ 。调整栅极驱动电平时，最终调节器是调节器的总输入电流。如果进行改变并且输入电流减小，则效率提高。如果输入电流没有变化，则效率没有变化。

4.16 欠压锁定

HY3855 具有两个功能，有助于在欠压情况下保护控制器。精密 UVLO 比较器持续监控 INTV_{CC} 电压，以确保存在足够的栅极驱动电压。当 INTV_{CC} 低于 3.2V 时锁定开关动作。为了防止 INTV_{CC} 出现干扰时出现振荡，UVLO 比较器具有 600mV 的精密迟滞。

检测欠压状况的另一种方法是监控 V_{IN} 电源。因为 RUN 引脚具有精确的 1.2V 导通基准，所以当 V_{IN} 足够高时，可以使用 V_{IN} 的电阻分压器来开启 IC。一旦 RUN 引脚电压超过 1.2V，额外的 4.5μA 电流从 RUN 引脚流出。可以通过调整电阻分压器的值来编程运行比较器的迟滞。为了准确检测 V_{IN} 欠压， V_{IN} 需要高于 4.5V。

4.17 C_{IN} 和 C_{OUT} 选择

通过 2 相架构及其对通过输入网络（电池/保险丝/电容）汲取的最坏情况均方根电流的影响，简化了 C_{IN} 的选择。可以看出，当只有一个控制器工作时，出现最坏情况下的电容 RMS 电流。具有最高 $(V_{OUT})(I_{OUT})$ 乘积的控制器需要在下式中使用，以确定最大 RMS 电容电流要求。增加从另一个控制器汲取的输出电流实际上将使输入 RMS 纹波电流从其最大值减小。与单相电源解决方案相比，异相技术通常将输入电容的 RMS 纹波电流降低 30% 至 70%。在连续模式下，顶部 MOSFET 的源极电流为占空比 $(V_{OUT})/(V_{IN})$ 的方波。为了防

止大的电压瞬变，必须使用一个低 ESR 电容，其大小适合一个通道的最大 RMS 电流。最大 RMS 电容电流由下式给出：

$$C_{IN}(\text{Required})I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} [(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}$$

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，因为即使是显著的偏差也不会提供太多缓解。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。多个电容可以并联以满足设计中的尺寸或高度要求。由于 HY3855 的高工作频率，陶瓷电容器也可用于 C_{IN} 。

HY3855 两相运行的好处可以通过使用上面的公式计算更高功率控制器，然后计算如果两个控制器通道同时打开时产生的损耗。由于通过输入电容的 ESR 所需的电流脉冲的重叠减少，当两个控制器都在操作时，总 RMS 功率损失较低。这就是为什么上面为最坏情况控制器计算的输入电容要求对于双控制器设计是足够的。

此外，由于两相系统中峰值电流减小，输入保护熔丝电阻、电池电阻和 PC 板布线电阻损失也减小。只有当电源/电池的源阻抗包括在效率测试中时，多相设计的整体效益才会完全实现。顶部 MOSFET 的源极应彼此相距 1cm，并共用一个 C_{IN} 。分离源极和 C_{IN} 可能在 V_{IN} 处产生不期望的电压和电流谐振。

建议在芯片 V_{IN} 引脚和接地之间设置一个小 ($0.1\mu\text{F}$ 至 $1\mu\text{F}$) 旁路电容，靠近 HY3855。 2.2Ω 至 10Ω 电阻置于 C_{IN} ($C1$) 和 V_{IN} 引脚之间的电阻提供了两个通道之间的进一步隔离。

C_{OUT} 的选择由有效串联电阻 (ESR) 驱动。通常，一旦满足 ESR 要求，电容就足以进行滤波。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 近似为：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RRIPPLE} \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

其中 f 是工作频率， C_{OUT} 是输出电容， $I_{RRIPPLE}$ 是电感器中的纹波电流。输出纹波在最大输入电压下最高，因为 $I_{RRIPPLE}$ 随着输入电压增加而增加。

4.18 设置输出电压

如图 41 所示，HY3855 输出电压均由小心放置在输出两端的外部反馈电阻分压器设置。调节输出电压由以下公式确定：

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

为了改善频率响应，可以使用前馈电容 C_{FF} 。应格外小心，使 V_{FB} 线路远离噪声源，如电感或 SW 线路。

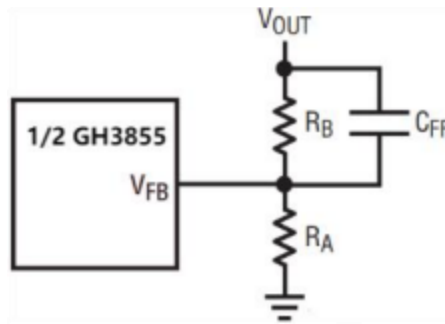


图 41 设置输出电压

4.19 故障条件：电流限制和电流反馈

HY3855 包括电流反馈，以在输出对地短路时帮助限制负载电流。如果输出下降到其标称输出电平的50%以下，则最大感测电压从其最大编程值逐渐降低到最大值的三分之一。在软启动或跟踪过程中禁用反馈电流限制。在占空比非常低的短路条件下，HY3855 将开始循环跳过，以限制短路电流。在这种情况下，底部 MOSFET 将消耗大部分功率，但比正常操作时要少。短路纹波电流由 HY3855 的最小接通时间 $t_{ON(MIN)}$ (约为 90ns)、输入电压和电感值：

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \cdot \frac{V_{IN}}{L}$$

由此产生的短路电流为：

$$I_{SC} = \frac{1/3 V_{SENSE(MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

4.20 锁相环路和频率同步

HY3855 具有由内部压控振荡器 (V_{CO}) 和相位检测器组成的锁相环 (PLL)。这允许控制器 1 的顶部 MOSFET 的导通被锁定到施加到 MODE/PLLIN 引脚的外部时钟信号的上升沿。因此，控制器 2 的顶部 MOSFET 的导通与外部时钟相差 180 度。相位检测器是边缘敏感数字类型，在外部和内部振荡器之间提供零度相移。这种类型的相位检测器不会对外部时钟的谐波表现出假锁定。

相位检测器的输出是一对互补电流源，对内部滤波器网络进行充电或放电。从 FREQ 引脚流出的电流精度为 $10\mu A$ 。当没有外部时钟施加到 MODE/PLLIN 引脚时，这允许用户使用单个电阻到 SGND 来设置开关频率。FREQ 引脚和集成 PLL 滤波器网络之间的内部开关打开，允许滤波器网络预充电至与 FREQ 引脚相同的电压电势。FREQ 引脚上的电压与工作频率之间的关系如图 42 所示，并在电气特性表中规定。如果在 MODE/PLLIN 引脚上

检测到外部时钟，上述内部开关将关闭并隔离 FREQ 引脚的影响。请注意，HY3855 只能与频率在 HY3855 内部 V_{CO} 范围内的外部时钟同步。这保证在 250kHz 和 770kHz 之间。简化框图如图 43 所示。

如果外部时钟频率大于内部振荡器的频率 f_{osc} ，则电流从相位检测器连续输出，上拉滤波器网络。当外部时钟频率小于 f_{osc} 时，持续灌电流下拉滤波器网络。如果外部频率和内部频率相同，但呈现相位差，则电流源在对应于相位差的时间量内导通。调整滤波器网络上的电压，直到内部和外部振荡器的相位和频率相同。在稳定工作点，相位检测器输出为高阻抗，滤波电容保持电压。

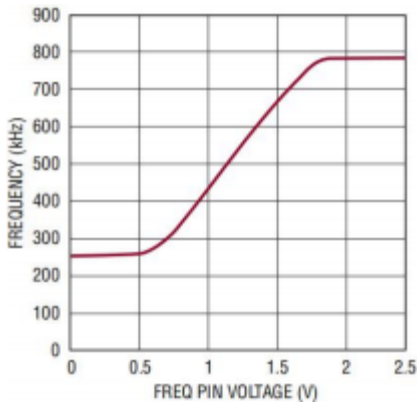


图 42 振荡器频率与 FREQ 引脚电压之间的关系

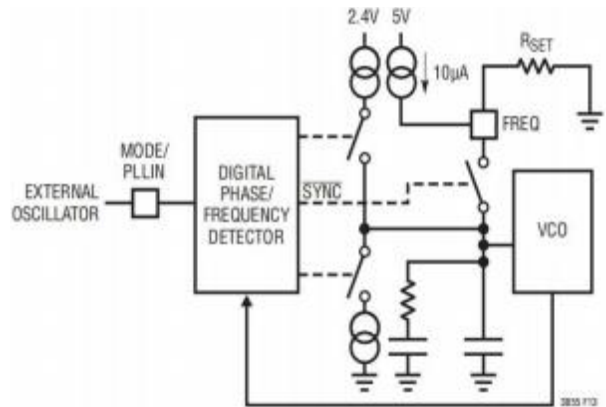


图 43 锁相环方框图

通常，外部时钟（MODE/PLLIN 引脚）输入高阈值为 1.6V，而输入低阈值为 1V。当 IC 处于关闭状态时，不建议应用外部时钟。

4.21 最小开启时间考虑

最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是 HY3855 能够导通顶部 MOSFET 的最小持续时间。它由内部定时延迟和导通顶部 MOSFET 所需的栅极电荷决定。低占空比应用可能接近该最小接通时间限制，应注意确保：

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(\neq)}$$

如果占空比低于最小接通时间所能容纳的值，控制器将开始跳过循环。输出电压将继续被调节，但纹波电压和电流将增加。

HY3855 的最小导通时间约为 90ns，PCB 布局合理，电感器电流纹波最小为 30%，电流感测信号上的纹波至少为 10mV–15mV。最小导通时间可能受到电压和电流回路中 PCB 开关噪声的影响。随着峰值感测电压降低，最小导通时间逐渐增加到 130ns。这在轻负载下具有低纹波电流的强制连续应用中尤其令人关注。在这种情况下，如果占空比下降到最

小导通时间限制以下，则会出现大量的周期跳跃，并相应地产生更大的电流和电压纹波。

4.22 效率考虑

开关调节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哪些因素限制了效率以及哪些变化将产生最大的改进，这通常是有用的。效率百分比可以表示为：

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

其中，L1、L2 等是作为输入功率百分比的单个损耗。

虽然电路中的所有耗散元件都会产生损耗，但 HY3855 电路中的大部分损耗通常由四个主要来源造成：1) IC V_{IN} 电流，2) INTV_{CC} 调节器电流，3) I_PR 损耗，4) 顶部 MOSFET 转换损耗。

1. V_{IN} 电流是电气特性表中给出的直流电源电流，不包括 MOSFET 驱动器和控制电流。 V_{IN} 电流通常导致小的 (<0.1%) 损耗。

2. INTV_{CC} 电流是 MOSFET 驱动器和控制电流之和。MOSFET 驱动器电流由切换功率 MOSFET 的栅极电容产生。每次 MOSFET 栅极从低电平切换到高电平再切换到低电平时，电荷 dQ 从 INTV_{CC} 移动到地。得到的 dQ/dt 是 INTV_{CC} 的电流，其通常比控制电路电流大得多。在连续模式下， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，其中 Q_T 和 Q_B 是顶侧和底侧 MOSFET 的栅极电荷。从输出得到的电源通过 EXT_{VCC} 提供 INTV_{CC} 电源将按 (占空比) / (效率) 因数缩放驱动器和控制电路所需的 V_{IN} 电流。例如，在 20V 至 5V 的应用中，10mA 的 INTV_{CC} 电流导致约 2.5mA 的 V_{IN} 电流。这将中间电流损耗从 10% 或更多 (如果驱动器直接由 V_{IN} 供电) 降低到仅几个百分点。

3. I_PR 损耗根据保险丝 (如果使用)、MOSFET、电感和电流感测电阻的直流电阻进行预测。在连续模式下，平均输出电流流经 L 和 R_{SENSE}，但在顶部 MOSFET 和同步 MOSFET 之间“斩波”。如果两个 MOSFET 具有近似相同的 R_{DS(ON)}，则可以简单地将一个 MOSFET 的电阻与 L 和 R_{SENSE} 的电阻相加，以获得 I_PR 损耗。例如，如果每个 R_{DS(ON)} = 10mΩ，R_L = 10mΩ，R_{SENSE} = 5mΩ，那么总电阻是 25mΩ。对于 5V 输出，当输出电流从 3A 增加到 15A 时，这会导致 2% 到 8% 的损耗，对于 3.3V 输出，会导致 3% 到 12% 的损耗。对于相同的外部组件和输出功率电平，效率随 V_{OUT} 的平方反比而变化。高性能数字系统所需的越来越低的输出电压和更高的电流的组合效应不是开关调节器系统中损耗项的重要性的两倍，而是四倍。

4. 过渡损耗仅适用于顶侧 MOSFET，并且仅在高输入电压 (通常为 15V 或更高) 下工作时才变得显著。过渡损耗可通过以下公式估算：

$$\text{Transition Loss} = 1.7V_{IN}^2 I_{O(MAX)} C_{RSS} f$$

在便携式系统中，其他“隐藏”损耗，如铜迹线和内部电池电阻，可能会导致额外的 5% 到 10% 的效率下降。在设计阶段将这些“系统”级损耗包括在内非常重要。通过确保 C_{IN} 在开关频率下具有足够的电荷存储和非常低的 ESR，可以将内部电池和保险丝电阻损失最小化。25W 电源通常需要最小 20 μ F 至 40 μ F 的电容，最大值为 20m Ω 至 50m Ω ESR。与竞争解决方案相比，HY3855 的两相架构通常将此输入电容要求减半。包括死区时间期间的肖特基传导损耗和电感磁芯损耗在内的其他损耗通常占总附加损耗的 2% 以下。

通过使用较小的电感值、较低的开关频率或用于 DCR 感测应用，使得 DCR 滤波器的时间常数小于电感器的 L/DCR 时间常数，可以实现突发模式效率的适度提高。额定电流等于或小于最大负载电流的约 20% 的小肖特基二极管也可能产生较小的改进。

4.23 检查瞬态响应

可以通过查看负载电流瞬态响应来检查调节器回路响应。开关稳压器需要几个周期来响应直流（电阻）负载电流的阶跃。当发生负载阶跃时， V_{OUT} 偏移量等于 $\Delta I_{LOAD} (ESR)$ ，其中 ESR 是 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 充电或放电，产生反馈误差信号，该反馈误差信号迫使调节器适应电流变化并将 V_{OUT} 返回到其稳态值。在该恢复时间期间，可以监视 V_{OUT} 是否存在过大的过冲或振铃，这将指示稳定性问题。 I_{TH} 引脚的可用性不仅允许优化控制回路行为，还提供了直流耦合和交流滤波的闭环响应测试点。该测试点的直流阶跃、上升时间和稳定值真实反映了闭环响应。假设主要是二阶系统，可以使用在该引脚处看到的过冲百分比来估计相位裕度和/或阻尼因子。也可以通过检查引脚的上升时间来估计带宽。典型应用电路中显示的 I_{TH} 外部组件将为大多数应用提供足够的起点。

I_{TH} 系列 R_C - C_C 滤波器设置主极点零环路补偿。一旦完成最终 PC 布局并确定了特定的输出电容类型和值，可以稍微修改这些值（从其建议值的 0.5 到 2 倍），以优化瞬态响应。需要选择输出电容器，因为各种类型和值决定环路增益和相位。具有 1 μ s 至 10 μ s 上升时间的满负载电流的 20% 至 80% 的输出电流脉冲将产生输出电压和 I_{TH} 引脚波形，该波形将在不中断反馈环路的情况下提供整体环路稳定性的感觉。将功率 MOSFET 直接跨接在输出电容上并用适当的信号发生器驱动栅极是产生实际负载阶跃条件的实用方法。由输出电流的阶跃变化产生的初始输出电压阶跃可能不在反馈环路的带宽内，因此该信号不能用于确定相位裕度。这就是为什么最好查看反馈环路中的 I_{TH} 引脚信号，它是滤波和补偿的控制环路响应。环路的增益将通过增加 R_C 而增加，环路的带宽将通过减小 C_C 而增加。如果 R_C 增加的因子与 C_C 减少的因子相同，则零频率将保持相同，从而在反馈环路的最临界频率

范围内保持相移相同。输出电压稳定行为与闭环系统的稳定性相关，并将证明实际的整体供电性能。

第二个更严重的瞬变是由带有大 ($>1\mu\text{F}$) 电源旁路电容的负载切换引起的。放电的旁路电容有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 快速下降。如果负载开关电阻低且被快速驱动，则没有调节器能够足够快地改变其电流输送以防止输出电压的这种突然阶跃变化。若 C_{LOAD} 与 C_{OUT} 之比大于 1:50，则应控制开关上升时间，以便将负载上升时间限制在约 $25 \cdot C_{\text{LOAD}}$ 。因此， $10\mu\text{F}$ 电容需要 $250\mu\text{s}$ 的上升时间，将充电电流限制在约 200mA 。

4.24 PC 板布局检查表

在电路板布局时，应使用以下检查表以确保 IC 的正确操作。这些项目也在图 44 的布局图中以图形方式说明。图 45 说明了在连续模式下运行的两相同步稳压器的各个分支中存在的电流波形。在布局中检查以下内容：

1. 顶部 N 沟道 MOSFET M1 和 M3 是否位于彼此 1cm 内，在 C_{IN} 处具有公共漏极连接？不要试图分割两个通道的输入去耦，因为这会导致较大的谐振回路。
2. 信号和电源接地是否分开？组合 IC 信号接地引脚和 C_{INTVCC} 的接地回路必须返回到组合 C_{OUT} (\mathcal{M}) 端子。 V_{FB} 和 I_{TH} 布线应尽可能短。顶部 N 沟道 MOSFET、肖特基二极管和 C_{IN} 电容形成的路径应具有短引线 and PC 布线长度。输出电容 (\mathcal{M}) 端子应尽可能靠近输入电容的 (\mathcal{M}) 端，方法是将电容彼此相邻并远离上述肖特基回路。
3. HY3855 V_{FB} 引脚的电阻分压器是否连接到 C_{OUT} 的 (+) 端子？电阻分压器必须连接在 C_{OUT} 的 (+) 端子和信号接地之间。反馈电阻连接不应沿着来自输入电容的高电流输入馈线。
4. SENSE+ 和 SENSE- 导线是否以最小 PC 轨迹间距一起布线？SENSE+ 和 SENSE- 之间的滤波电容应尽可能靠近 IC。确保在感测电阻或电感处使用开尔文连接进行准确的电流感测，以用于电流感测的为准。
5. INTVCC 去耦电容是否靠近 IC 连接，在 INTVCC 和电源接地引脚之间？该电容承载 MOSFET 驱动器电流峰值。紧邻 INTVCC 和 PGND 引脚的另一个 $1\mu\text{F}$ 陶瓷电容有助于大幅提高噪声性能。
6. 保持开关节点 (SW1、SW2)、顶部栅极节点 (TG1、TG2) 和升压节点 (BOOST1、BOOST2) 远离敏感的小信号节点，特别是远离相反通道的电压和电流感应反馈引脚。所有这些节点都具有非常大且快速移动的信号，因此应保持在 HY3855 的“输出侧”，并占用最小的 PC 跟踪区域。如果使用 DCR 传感，将顶部电阻 (图 32, R1) 靠近开关节点。

7. DIFFP 和 DIFFN 引线是否一起布线，并且开尔文是否正确感应输出电压？

8. 使用改进的“星形接地”技术：在 PC 板同一侧的低阻抗、大铜面积中心接地点，作为输入和输出电容，并为 INTV_{CC} 去耦电容底部、电压反馈电阻分压器底部和 IC 的 SGND 引脚提供接头。

4.25 PC 板布局调试

一次从一个控制器开始。在测试电路时，使用 DC-50MHz 电流探头监测电感中的电流很有帮助。监控输出开关节点（SW 引脚），使示波器与内部振荡器同步，并探测实际输出电压。检查应用中预期的工作电压和电流范围内的性能是否正常。应在输入电压范围内保持操作频率，直到输出负载下降到低电流操作阈值以下，通常为突发模式操作中最大设计电流水平的 10%。

在设计良好、低噪声的 PCB 实现中，占空比百分比应在每个周期之间保持。在次谐波速率下占空比的变化可能表明电流或电压感测输入处的噪声拾取或环路补偿不足。如果不需要调节器带宽优化，则可以使用环路的过度补偿来抑制不良的 PC 布局。只有在检查每个控制器的单独性能后，才能同时打开两个控制器。一个特别困难的操作区域是当一个控制器通道接近其电流比较器触发点时，另一个通道接通其顶部 MOSFET。

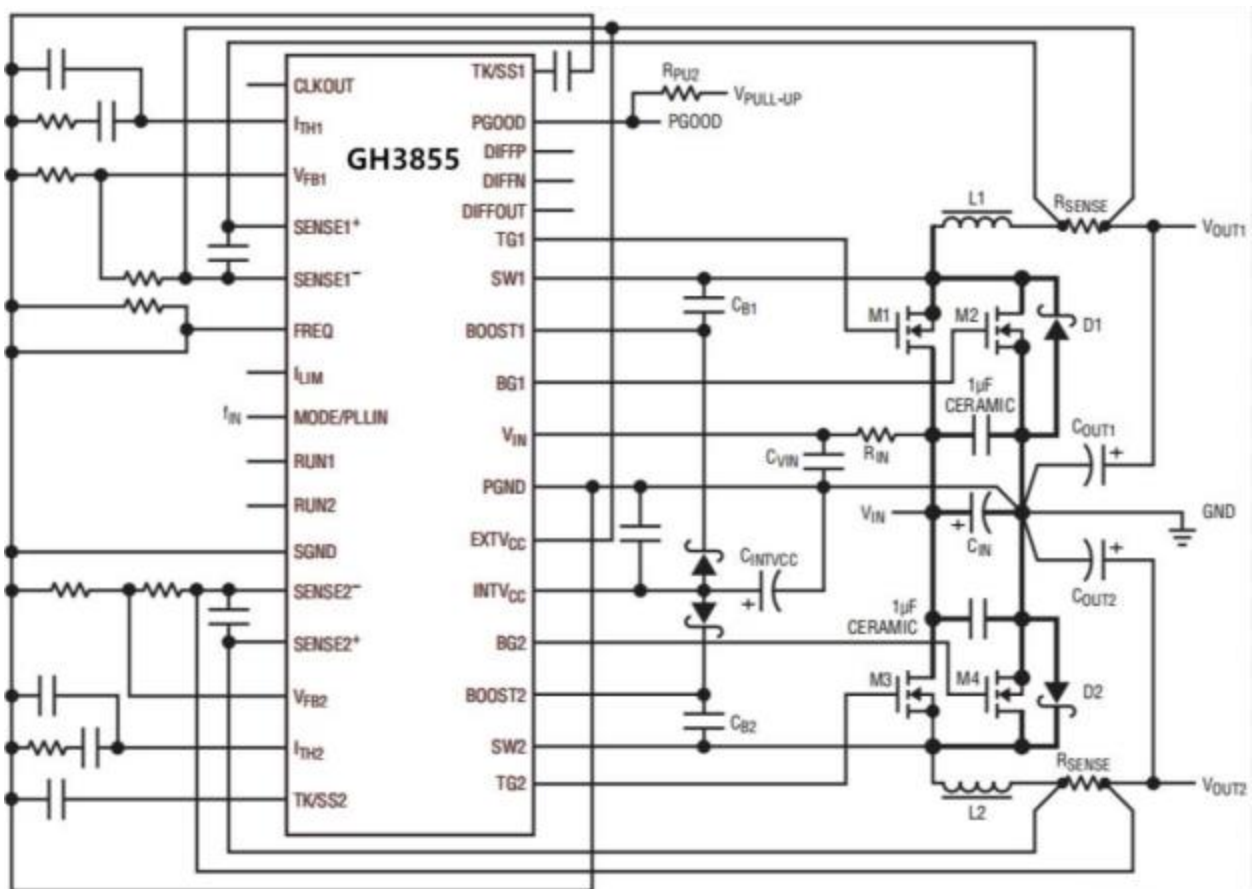


图 44 推荐的印刷电路布局图

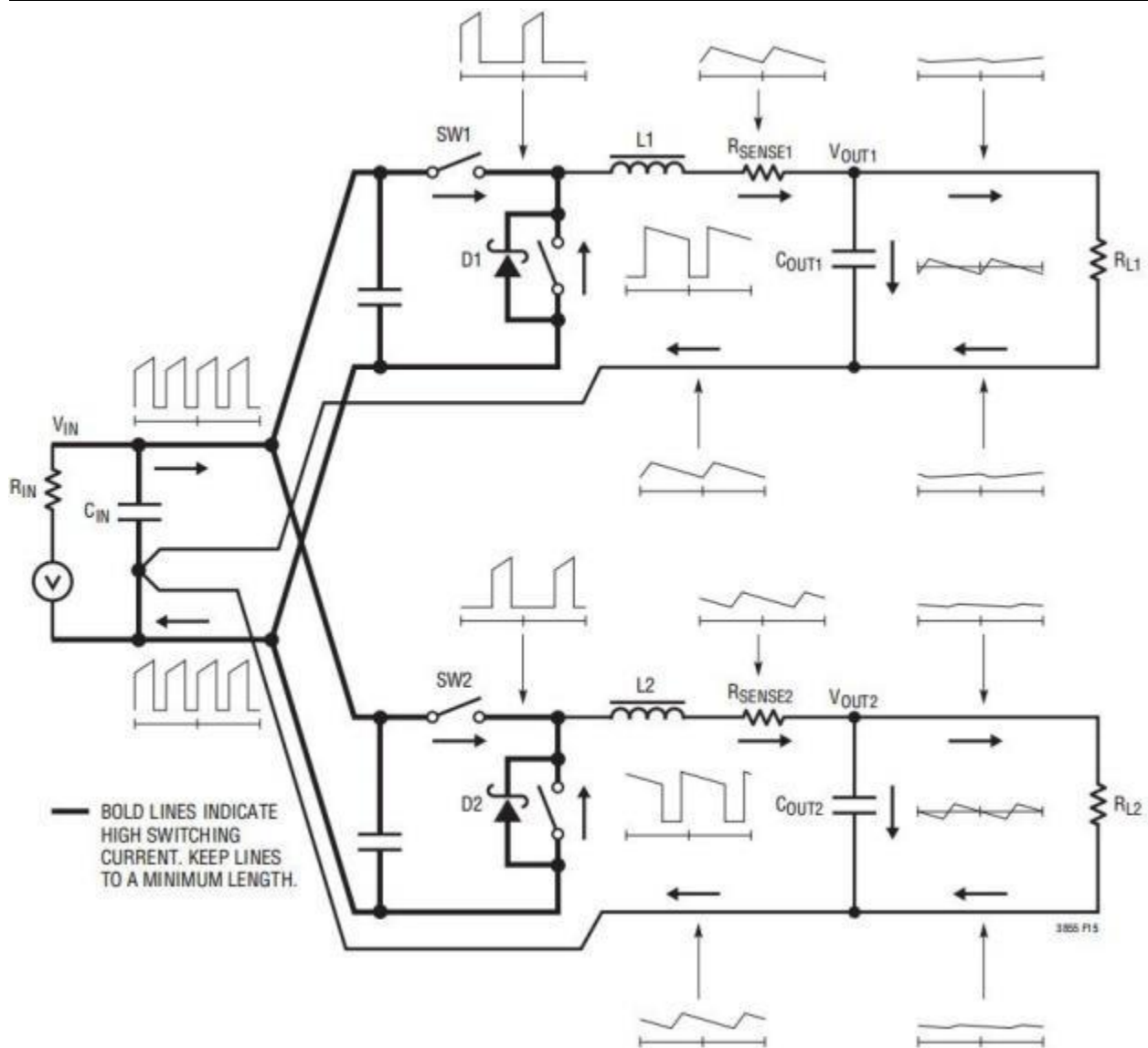


图 45 分支电流波形

由于内部时钟的定相，这在任一信道上发生约50%的占空比，并可能导致较小的占空比抖动。将 V_{IN} 从其标称水平降低，以验证压降调节器的操作。通过进一步降低 V_{IN} 检查欠压锁定电路的工作情况，同时监控输出以验证工作情况。

调查是否仅在较高输出电流或仅在较高输入电压下存在任何问题。如果问题与高输入电压和低输出电流相一致，请查找升压、SW、TG 和可能的 BG 连接与敏感电压和电流引脚之间的电容耦合。跨电流感测引脚放置的电容需要紧邻 IC 的引脚放置。该电容有助于最小化由于高频电容耦合引起的差分噪声注入的影响。如果在较低输入电压下遇到高电流输出负载问题，请查找 C_{IN} 、肖特基和顶部 MOSFET 组件与敏感电流和电压感测迹线之间的电感耦合。此外，调查这些部件和 IC 的 SGND 引脚之间的公共接地路径电压拾取。

4.26 设计示例

作为双通道高电流调节器的设计示例，假设 $V_{IN}=12V$ （标称值）、 $V_{IN}=20V$ （最大值）、

$V_{OUT1}=1.8V$ 、 $V_{OUT2}=1.2V$ 、 $I_{MAX1,2}=15A$ 和 $f=400kHz$ （见图 16）。被调节的输出电压为：

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

使用从两个 V_{FB} 节点到接地的 20k 1%电阻，顶部反馈电阻为（最接近 1%标准值）40.2k 和 20k。

通过将 **FREQ** 引脚偏置到 1V 来设置频率（见图 42）。电感值基于 35%最大纹波电流假设（每个通道为 5.25A）。纹波电流的最高值出现在最大输入电压处：

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

通道 1 需要 0.78 μ H，通道 2 需要 0.54 μ H。两条轨道均选用 Vishay IHLP4040DZ-01，0.56 μ H 电感。在标称输入电压（12V）下，纹波电流将为：

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

通道 1 将具有 6.8A（46%）的纹波，通道 2 将具有 4.8A 的纹波（32%）。峰值电感器电流将为最大直流值加上纹波电流的一半，或通道 1 为 18.4A，通道 2 为 17.4A。在最大 V_{IN} 下，通道 2 上出现最小导通时间，且不应小于 90ns：

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{f \cdot V_{IN(MAX)}} = \frac{1.2V}{20V \cdot 400kHz} = 150ns$$

在 I_{LM} 浮动的情况下，可以通过使用最大电流感测阈值（45mV）的最小值来计算等效 R_{SENSE} 电阻值。

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MIN)}}{I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_{L(NOM)}}{2}}$$

通道 1 所需等效 R_{SENSE} 值为 2.4m Ω ，通道 2 为 2.6m Ω 。0.56 μ H 电感的 DCR 为 1.7m Ω ，25 $^{\circ}$ C 环境下最大为 1.8m Ω 。100 $^{\circ}$ C 时，估计最大 DCR 值为 2.3m Ω 。最大 DCR 值略低于等效 R_{SENSE} 值。因此，R2 不需要对信号进行分频。对于每个通道，C1 选择 0.1 μ F。

$$R1 = \frac{L}{(DCR_{MAX} \text{ at } 25^{\circ}\text{C}) \cdot C1} = \frac{0.56\mu H}{1.8m\Omega \cdot 0.1\mu H} = 3.11k$$

选择 R1=3.09k

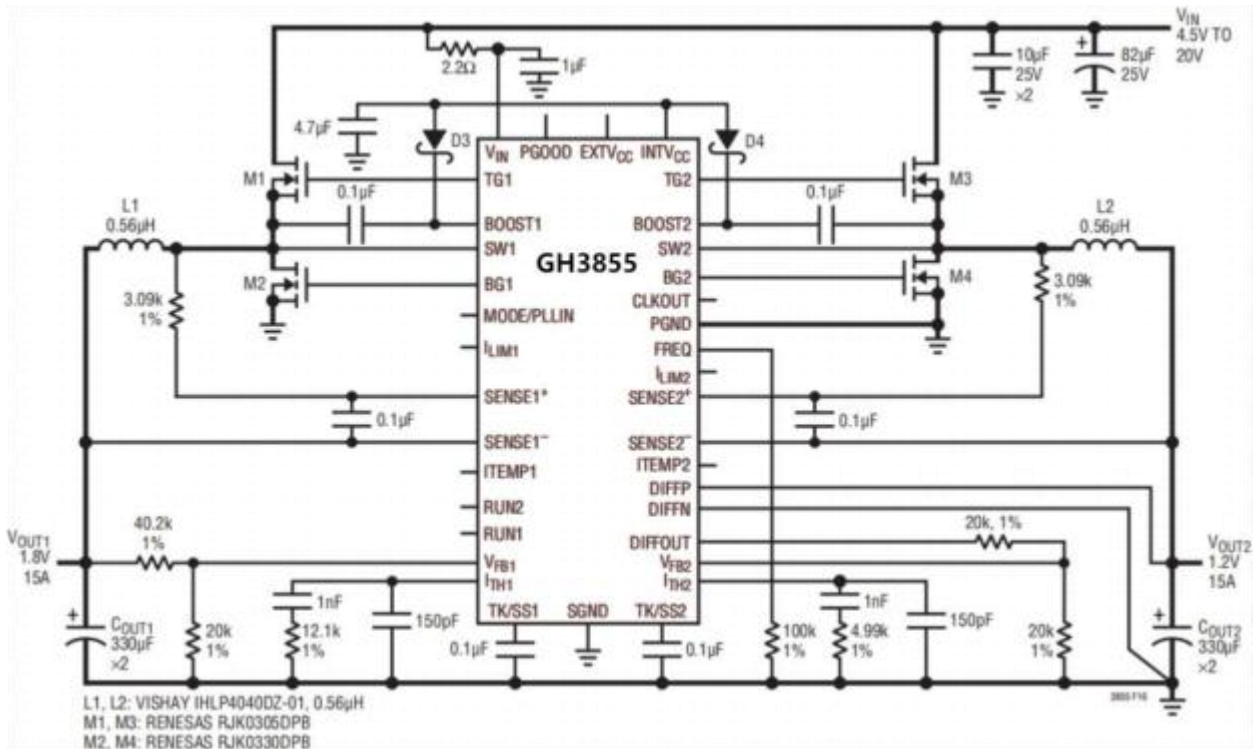


图 46 高效双 400kHz 1.8V/1.2V 降压转换器

在最大输入电压下，R1 中的功率损耗为：

$$P_{LOSS R1} = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{R1}$$

R1 的最终功率损耗通道 1 为 11mW，信道 2 为 7mW。对于 R_{SENSE} 应用，感测电阻和 DCR 之和为 2.5mΩ（最大），而对于 DCR 感测应用，电感 DCR 为 1.8mΩ（最大）。由于从开关节点到 V_{OUT} 的传导损耗较低，DCR 感测应用具有较高的效率。

可以容易地估计顶侧 MOSFET 上的功耗。选择 Renesas RJK0305DPB MOSFET 导致：R_{DS(ON)}=13mΩ（最大），V_{MILLER}=2.6V，C_{MILLER}≈150pF。在最大输入电压下，T_i(估计)=75℃：

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.8V}{20V} (15A)^2 [1 + 0.005(75^\circ C - 25^\circ C)] \cdot 0.013 \Omega + \\ & (20V)^2 \left| \left(\frac{15A}{2} \right) \right| (2\Omega) (150pF) \cdot \left[\frac{1}{5V - 2.6V} + \frac{1}{2.6V} \right] (400kHz) \\ &= 329mW + 288mW \\ &= 617mW \end{aligned}$$

对于 2mΩ感测电阻，对地短路将导致以下反馈电流：

$$I_{SC} = \frac{(1/3)50mV}{0.002\Omega} - \frac{1}{2} \left(\frac{90ns(20V)}{0.56\mu H} \right) = 6.7A$$

底部选择一个 Renesas RJK0330DPB，R_{DS(ON)}=3.9mΩ。由此产生的功率损耗为：

$$P_{SYNC} = \frac{20V - 1.8V}{20V} (15A)^2 [1 + 0.005(75^{\circ}C - 25^{\circ}C)] \bullet 0.0039 \Omega = 1W$$

在假设仅通道 1 或 2 打开的情况下，选择 C_{IN} 的 RMS 电流额定值至少为 7.5A。选择 C_{OUT} 的等效 ESR 为 4.5mΩ，用于实现低输出纹波。连续模式下的输出纹波在最大输入电压下最高。ESR 引起的输出电压纹波近似为：

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (\Delta I_L) = 0.0045 \Omega \bullet 6.8A = 31mV_{P-P}$$

通过在 C_{OUT} 上放置 100 μF 陶瓷电容，可以进一步降低输出电压纹波。

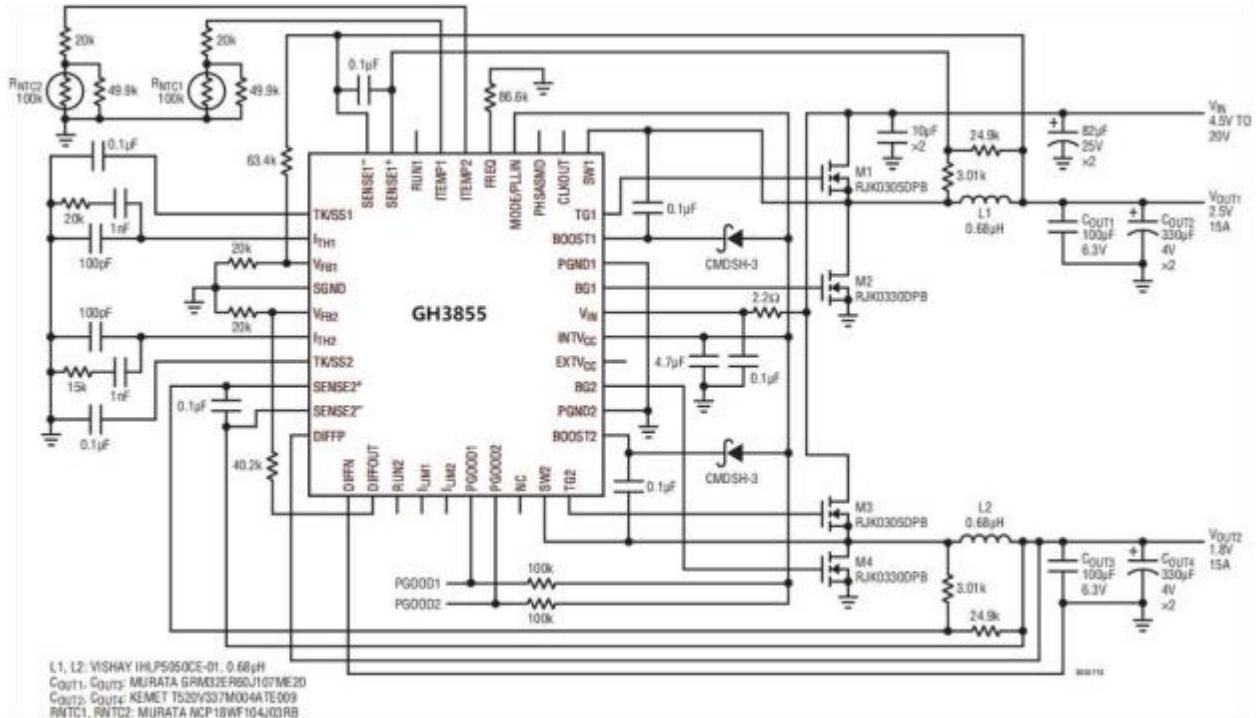


图 47 2.5V、15A 和 1.8V、15A 电源，带有 NTC 温度补偿的 DCR 传感，f_{sw}=350kHz

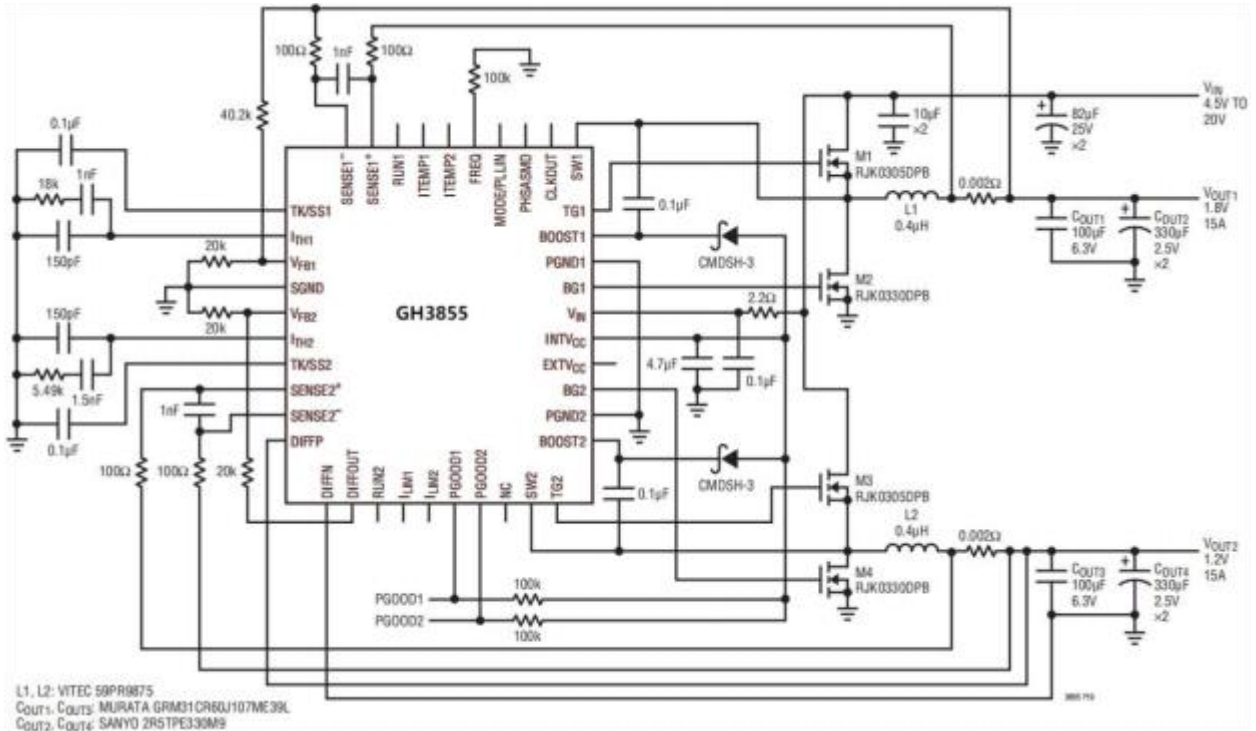


图 48 1.8V、15A 和 1.2V、15A 电源, $f_{sw}=400\text{ kHz}$

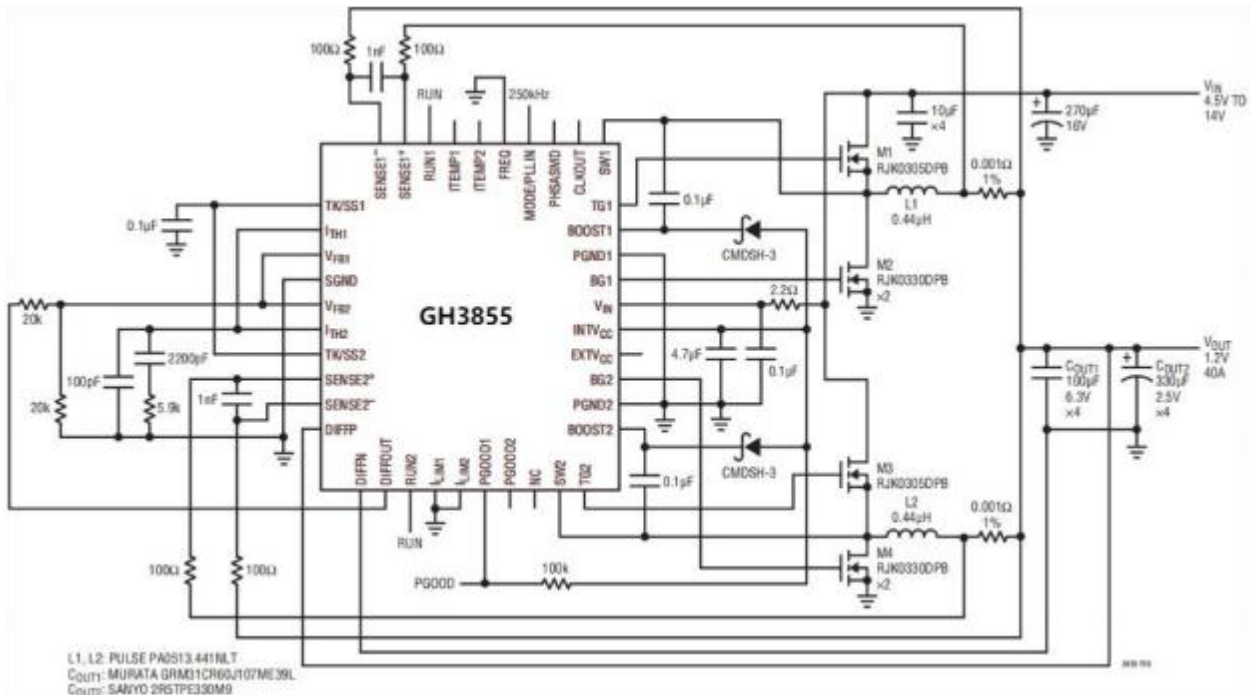


图 49 高效双相 1.2V, 40A 电源, $f_{sw}=250\text{ kHz}$

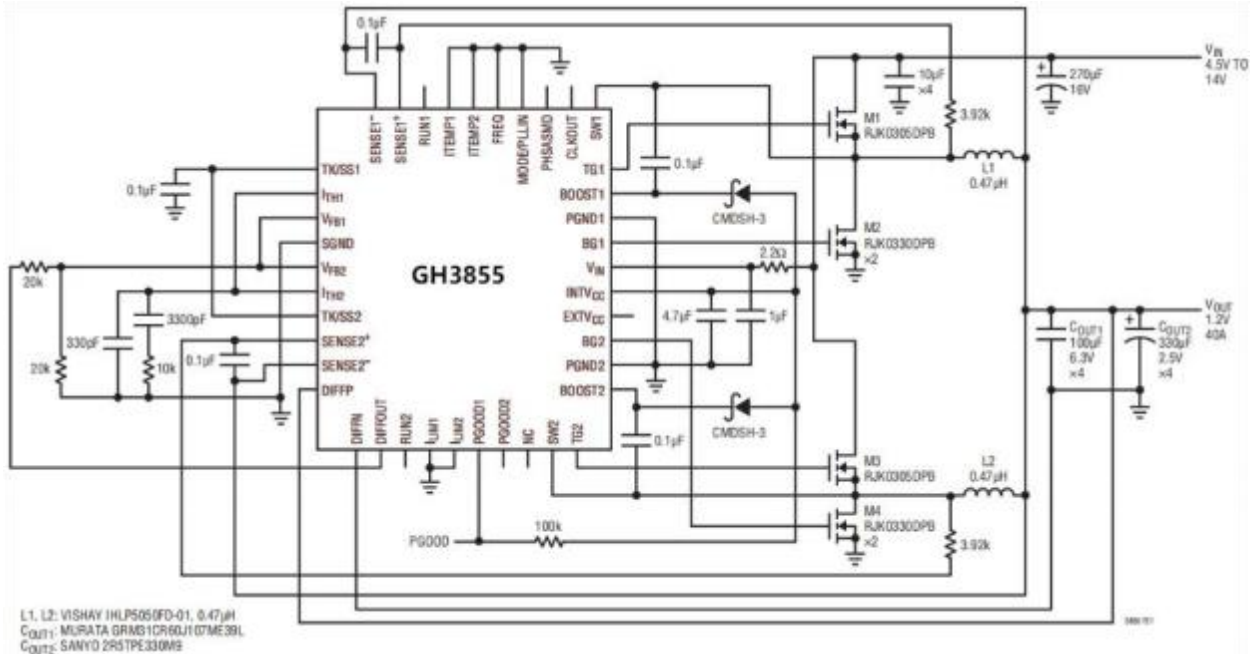


图 50 高效双相 1.2V，40A 电源，带 DCR 传感， $f_{sw}=250kHz$

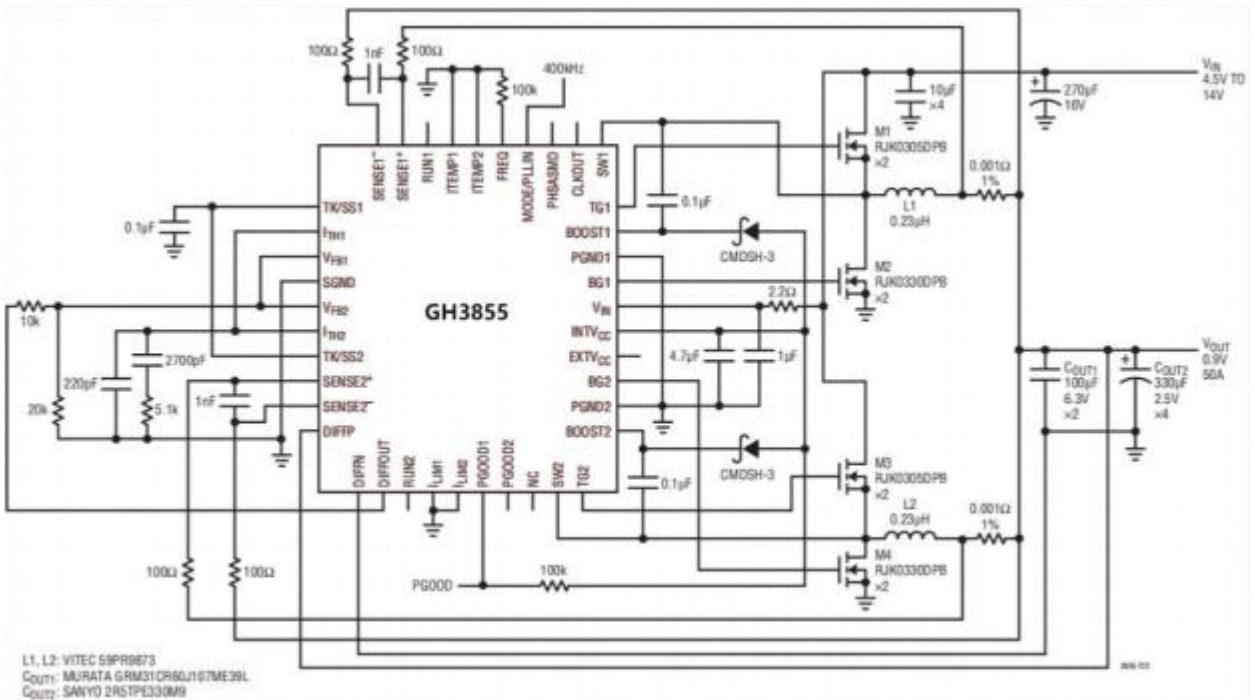


图 51 小尺寸，双相 0.9V，50A 电源， $f_{sw}=400kHz$

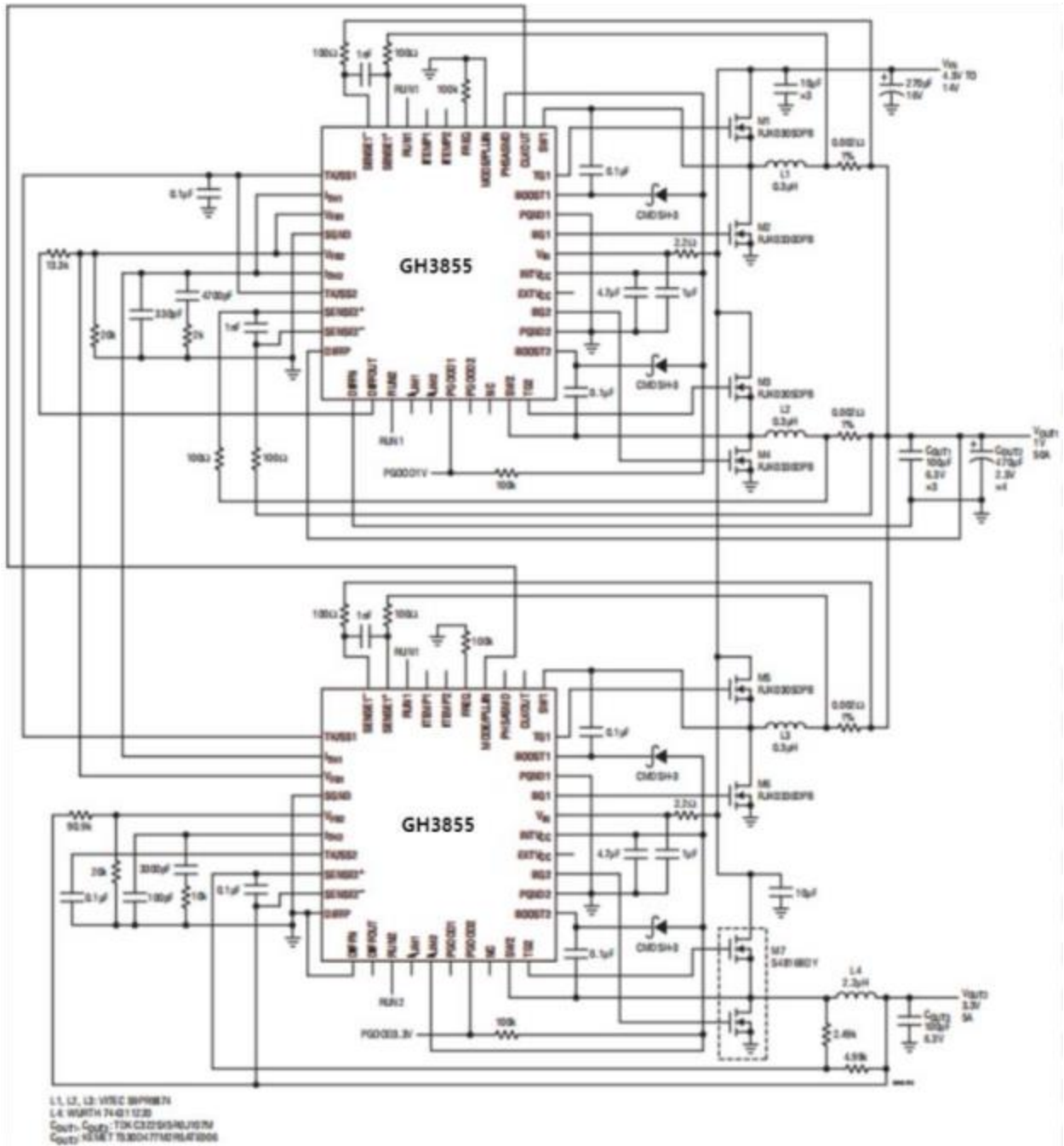


图 52 三相 1V, 50A 电源, 带辅助 3.3V, 5A 钢轨, $f_{sw}=400\text{kHz}$

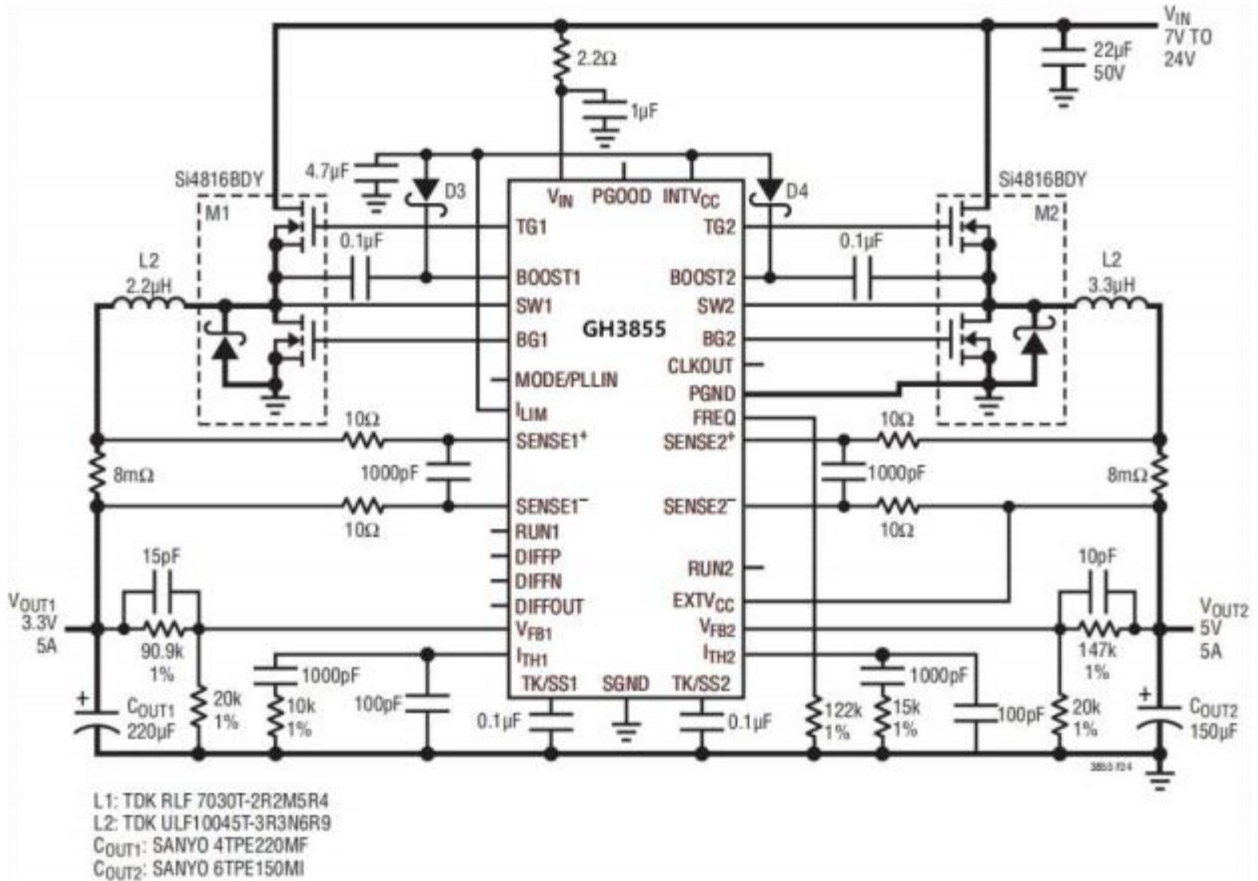


图 53 使用感测电阻的 3.3V/5A、5V/5A 转换器

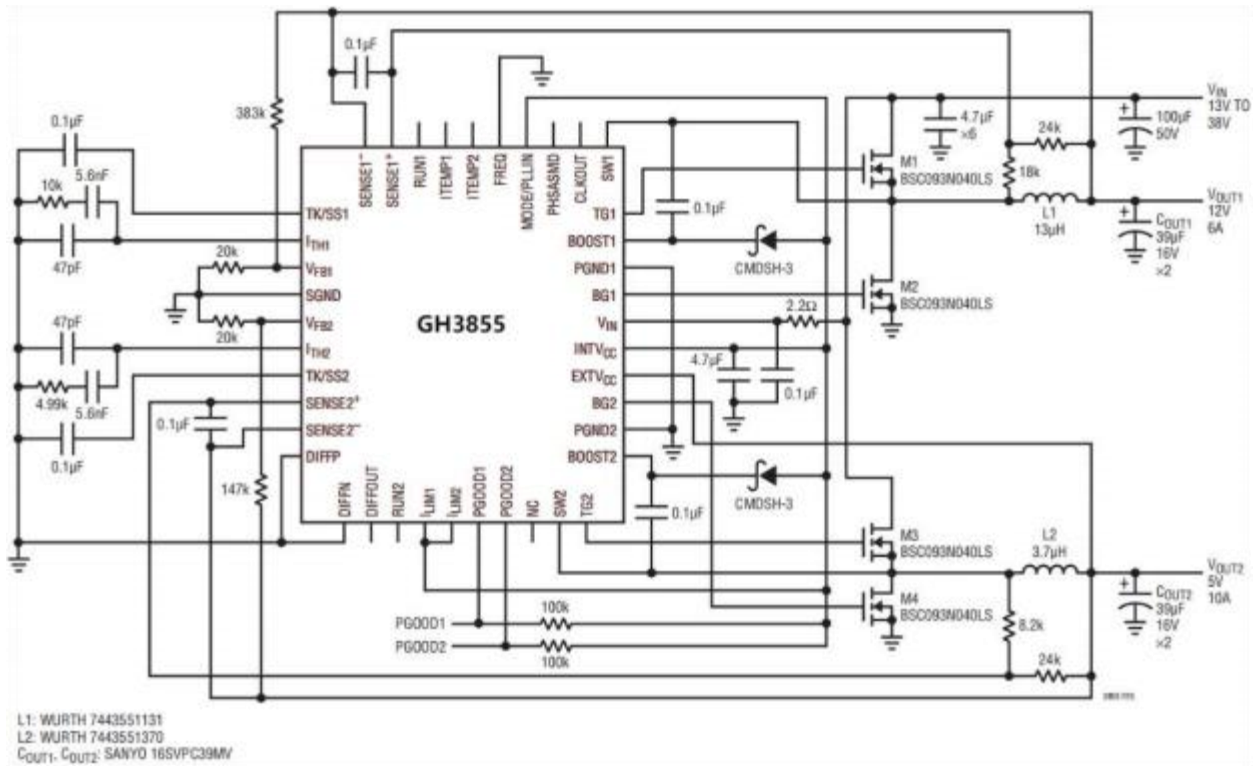


图 54 12V、6A 和 5V、10A 电源，带 DCR 感应， $f_{sw}=250kHz$

5. 封装信息

HY3855 封装形式为 TSSOP-38 和 QFN-40，外形及尺寸如下所示：

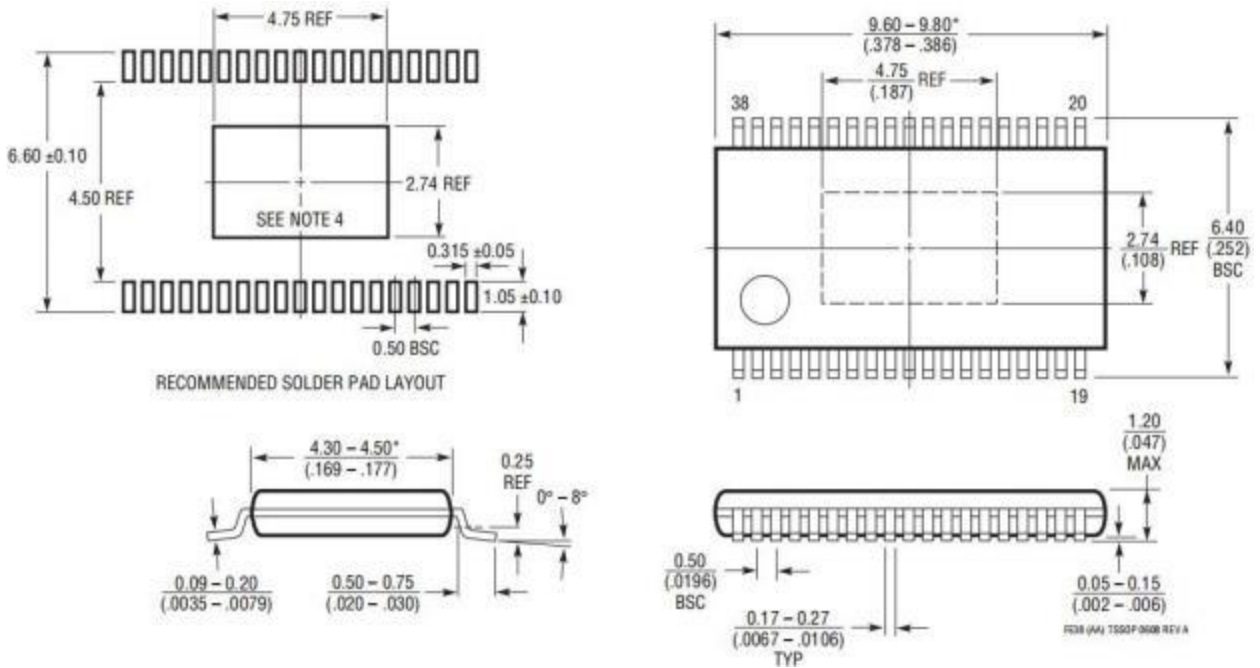


图 55 TSSOP-38 封装外形

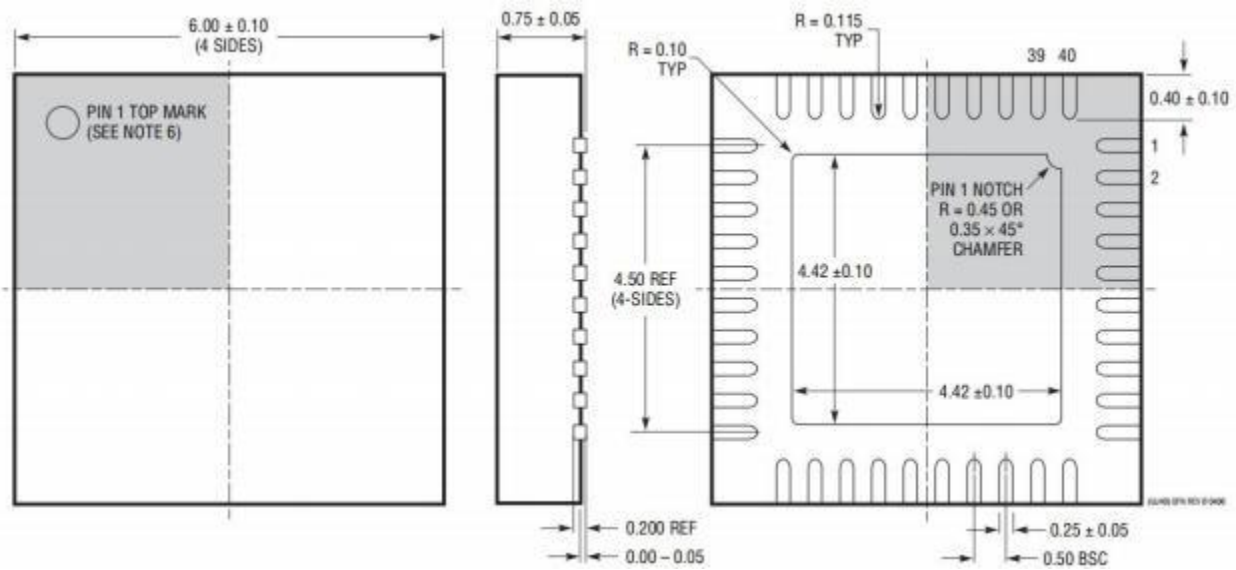


图 56 QFN-40 封装外形

6. 订购指南

订货型号	温度范围	质量等级	封装形式
HY3855MM1X	- 55°C至 + 125°C	GJB 10164 MM1 级	P-TSSOP-38
HY3855MM1Z	- 55°C至 + 125°C	GJB 10164 MM1 级	P-QFN-40