

具有外部软启动功能的75V/5A Hyper Speed Control[®] 同步直流/直流降压稳压器

特性

- 超高速控制（Hyper Speed Control[®]）架构可实现：
 - 高输入到输出电压转换比能力（ $V_{IN} = 75V$ ， $V_{OUT} = 0.6V$ ）
 - 小输出电容
- 4.5V至75V输入电压
- 5A输出电流能力，最高效率为95%
- 0.6V至32V的可调节输出电压
- $\pm 1\%$ 的FB精度
- 具有Any Capacitor[™]稳定功能：
 - 零ESR至高ESR输出电容
- 270 kHz至800 kHz的可调开关频率
- 内部补偿
- 支持单电源供电的内置5V稳压器
- 可提高系统效率的辅助自举LDO
- 内部自举二极管
- 可调软启动时间
- 可编程电流限值
- “打嗝”模式短路保护
- 热关断
- 支持安全启动进入预偏置输出
- $-40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$ 的结温范围
- 采用32引脚、6 mm x 6 mm VQFN封装

应用

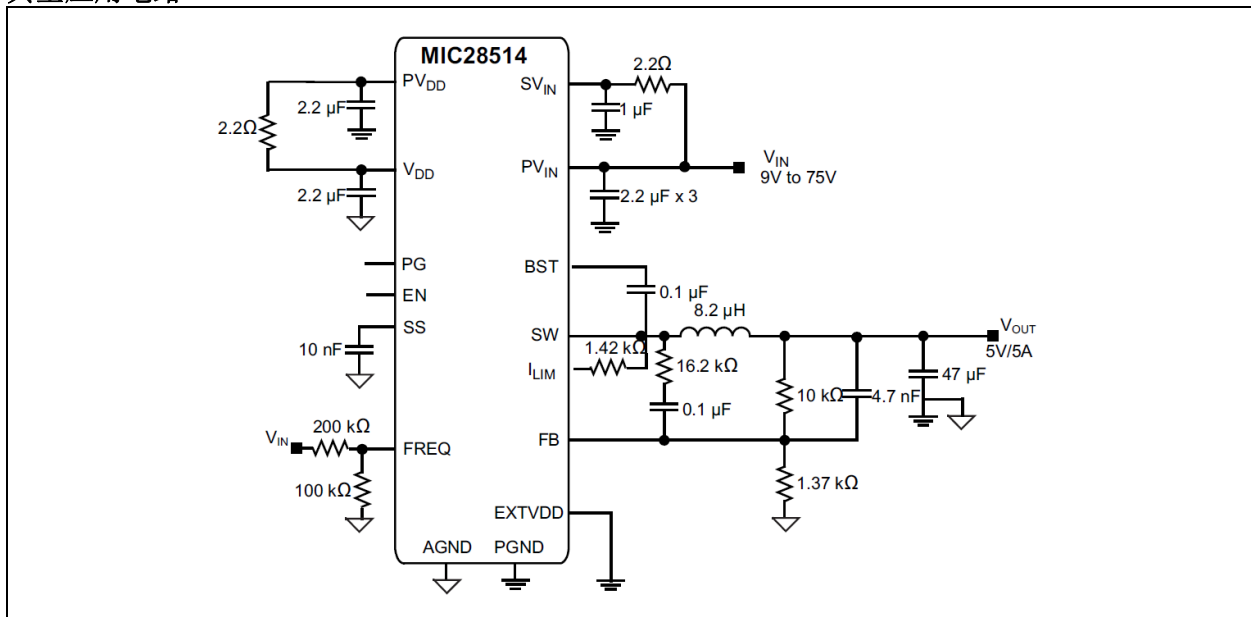
- 分布式电源系统
- 通信/网络基础设施
- 工业电源
- 太阳能

概述

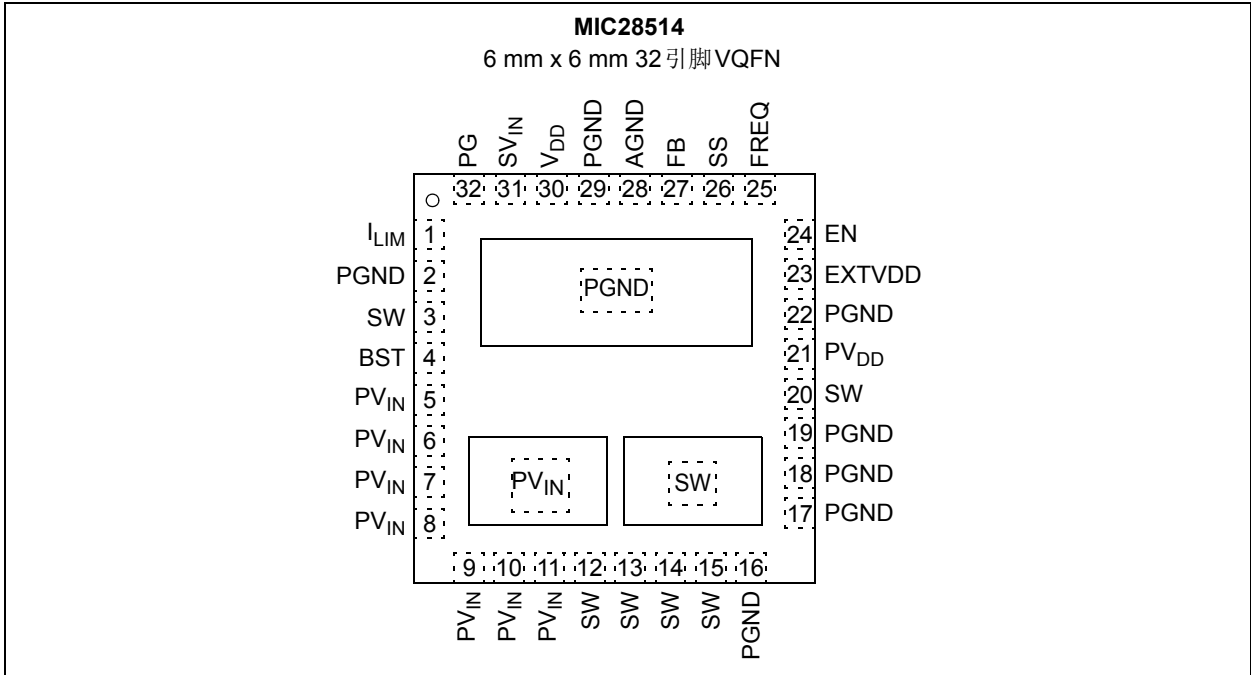
MIC28514是频率可调节的同步降压稳压器，采用独特的自适应导通时间控制架构。MIC28514在4.5V至75V的输入电源电压范围内工作，可提供最高5A输出电流的稳压输出。输出电压可向下调节至0.6V，精度可达 $\pm 1\%$ 。超高速控制架构支持超快速的瞬态响应，可减少输出电容，还可实现高 V_{IN} /低 V_{OUT} 操作。这种自适应导通时间控制架构集固定频率操作和快速瞬态响应这两种优点于一身。

MIC28514提供全套保护功能，确保在故障状态期间保护集成电路（Integrated Circuit, IC）。这些功能包括确保在电源电压跌落条件下正常工作的欠压锁定（Undervoltage Lockout, UVLO）、降低浪涌电流的软启动、“打嗝”模式短路保护以及热关断。

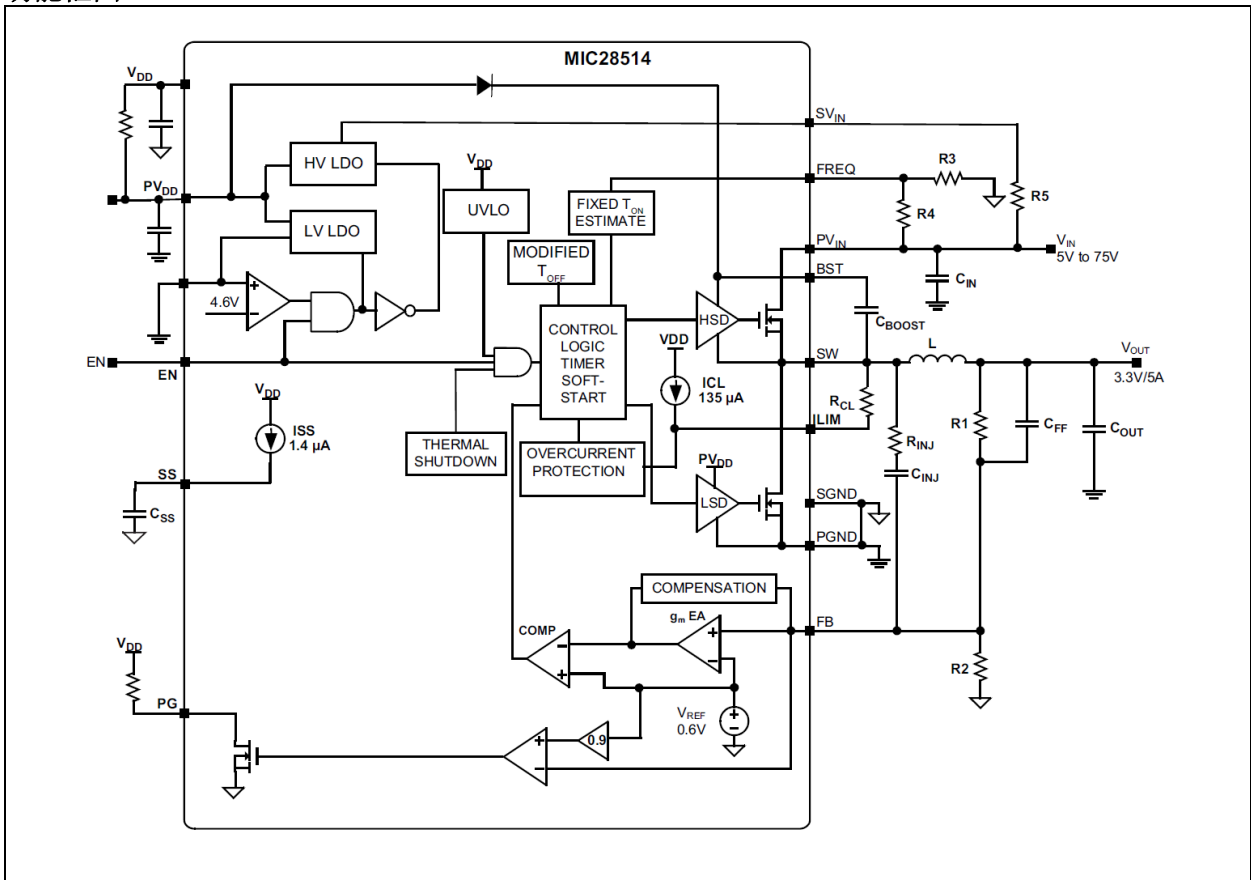
典型应用电路



封装类型



功能框图



1.0 电气特性

绝对最大值†

PV _{IN} 、SV _{IN} 和FREQ相对于PGND的电压	-0.3V至+76V
PV _{DD} 和V _{DD} 相对于PGND的电压	-0.3V至+6V
SW和I _{LIM} 相对于PGND的电压	-0.3V至(PV _{IN} + 0.3V)
V _{BST} 至V _{SW}	-0.3V至+6V
V _{BST} 相对于PGND的电压	-0.3V至+82V
EN相对于AGND的电压	-0.3V至(SV _{IN} + 0.3V)
FB和PG相对于AGND的电压	-0.3V至(V _{DD} + 0.3V)
EXTVDD相对于AGND的电压	-0.3V至+16V
PGND相对于SGND的电压	-0.3V至+0.3V
结温	+150°C
储存温度	-65°C至+150°C
ESD额定值 ⁽¹⁾	1 kV

工作额定值‡

电源电压 (SV _{IN} 和PV _{IN})	4.5V至75V
偏置电压 (PV _{DD} 和V _{DD})	4.5V至5.5V
FB和PG	0V至V _{DD}
EXTVDD	0V至13.2V
结温	-40°C至+125°C
EN	0V至PV _{IN}

† 注：如果器件工作条件超过上述“绝对最大值”，可能对器件造成永久性损坏。上述值仅代表本规范规定的极限工作条件，不代表器件在上述极限值或超出极限值的情况下仍可正常工作。器件长时间工作在最大值条件下，其可靠性可能受到影响。

‡ 注：器件无法保证在超出工作额定值范围的条件下正常工作。

注 1： 器件对ESD非常敏感。建议采取处理预防措施。人体模型，1.5 kΩ电阻与100 pF电容串联。

电气特性⁽¹⁾

电气特性：除非另外说明，否则PV_{IN} = 12V，V_{OUT} = 5V，V_{DD} = 5V，V_{BST} - V_{SW} = 5V；f_{SW} = 300 kHz，R_{CL} = 1.42 kΩ，L = 8.2 μH；T_A = +25°C。粗体值表示-40°C ≤ T_J ≤ +125°C。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
电源输入						
输入电压范围	PV _{IN} 和SV _{IN}	4.5	—	75	V	
V_{DD}偏置电压						
工作偏置电压	V _{DD}	4.8	5.1	5.4	V	
欠压锁定跳变电压	UVLO	3.7	4.2	4.6	V	V _{DD} 上升
UVLO滞后	UVLO_HYS	—	600	—	mV	
V _{DD} 压差	—	700	—	1250	mV	V _{IN} = 5.5V，I _{PVDD} = 25 mA
EXTVDD切换电压	—	4.4	4.6	4.8	V	
EXTVDD切换滞后	—	—	0.2	—	V	
静态电源电流	I _Q	—	1.25	—	mA	V _{FB} = 1.5V
关断电源电流	I _{QSHDN}	—	0.15	2	μA	由V _{IN} 供电，V _{EN} = 0V
		—	35	60	μA	V _{IN} = V _{DD} = 5.5V，V _{EN} = 0V

注 1： 规范值仅针对已封装的产品。

2： 通过调整I_{CL}，使电流在室温下处于限值以内。

电气特性⁽¹⁾ (续)

电气特性: 除非另外说明, 否则 $PV_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $V_{DD} = 5V$, $V_{BST} - V_{SW} = 5V$; $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$; $T_A = +25^\circ\text{C}$ 。粗体值表示 $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ 。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
参考						
反馈参考电压	V_{FB}	0.597	0.6	0.603	V	$T_J = +25^\circ\text{C}$
		0.594	0.6	0.606		$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$
负载稳定度	—	—	0.04	—	%	$I_{OUT} = 0A$ 至 $5A$
电压稳定度	—	—	0.1	—	%	$PV_{IN} = 7V$ 至 $75V$
FB偏置电流	I_{FB_BIAS}	—	0.05	0.5	μA	$V_{FB} = 0.6V$
使能控制						
EN逻辑高电平电压	EN_{HIGH}	1.6	—	—	V	
EN逻辑低电平电压	EN_{LOW}	—	—	0.6	V	
EN偏置电流	I_{ENBIAS}	—	6	30	μA	$V_{EN} = 0V$
导通定时器						
最大开关频率	FREQ	720	800	880	kHz	$FREQ = PV_{IN}$, $I_{OUT} = 5A$
最小开关频率	FREQ	230	270	300	kHz	$FREQ = 33\% PV_{IN}$
最大占空比	D_{MAX}	—	85	—	%	$V_{FB} = 0V$, $FREQ = PV_{IN}$ (注1)
最小占空比	D_{MIN}	—	0	—	%	$V_{FB} > 0.6V$
最短关闭时间	$t_{OFF(MIN)}$	100	200	300	ns	
最短导通时间	$t_{ON(MIN)}$	—	60	—	ns	
软启动						
软启动电流源	I_{SS}	0.8	1.4	3	μA	
软启动周期范围	—	2.5	—	40	ms	
电流限制						
电流限值	I_{CLIM}	5.5	6.25	7	A	$R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$ (注2)
I_{LIM} 源电流	I_{CL}	—	135	—	μA	
I_{LIM} 源电流温度系数	—	—	0.3	—	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$	
内部FET						
顶部MOSFET $R_{DS(ON)}$	$R_{DS(ON)}$	—	25	—	$\text{m}\Omega$	
底部MOSFET $R_{DS(ON)}$	$R_{DS(ON)}$	—	25	—	$\text{m}\Omega$	
SW泄漏电流	I_{SWLEAK}	—	—	5	μA	$PV_{IN} = 48V$, $V_{EN} = 0V$
PV_{IN} 泄漏电流	$I_{VINLEAK}$	—	—	10	μA	$PV_{IN} = 48V$, $V_{EN} = 0V$
BST泄漏电流	$I_{BSTLEAK}$	—	—	10	μA	$PV_{IN} = 48V$, $V_{EN} = 0V$
电源正常 (PG)						
PG阈值	V_{PG_TH}	85	90	95	%	V_{FB} 上升
PG阈值滞后	V_{PG_HYS}	—	6	—	%	V_{FB} 下降
PG延迟时间	t_{PG_DLY}	—	150	—	μs	V_{FB} 上升
PG低电压	V_{PG_LOW}	—	70	200	mV	$V_{FB} < 90\% \times V_{NOM}$, $I_{PG} = 1\text{ mA}$
热保护						
过热关断	T_{SHD}	—	+150	—	$^\circ\text{C}$	T_J 上升
过热关断滞后	T_{SHD_HYS}	—	+15	—	$^\circ\text{C}$	

注 1: 规范值仅针对已封装的产品。

2: 通过调整 I_{CL} , 使电流在室温下处于限值以内。

温度规范

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
温度范围						
工作结温	T_J	-40	—	+125	°C	注1
储存温度范围	T_S	-65	—	+150	°C	
结温	T_J	—	—	+150	°C	
引脚温度	—	—	—	+260	°C	焊接, 10s
封装热阻						
热阻, 6 mm x 6 mm, QFN-32LD	θ_{JA}	—	33.3	—	°C/W	

注 1: 允许的最大功耗为环境温度、允许的最高结温以及结到空气热阻（即 T_A 、 T_J 和 θ_{JA} ）的函数。如果超出允许的最大功耗，则会导致器件工作结温超过+125°C的最大额定值。结温长时间维持在+125°C以上会影响器件可靠性。

2.0 典型特性曲线

注：以下图表为基于有限数量样片的统计结果，仅供参考。所列出的性能特性未经测试，我们不做保证。一些图表中列出的数据可能超出规定的工作范围（例如，超出了规定的电源范围），因此不在担保范围内。

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

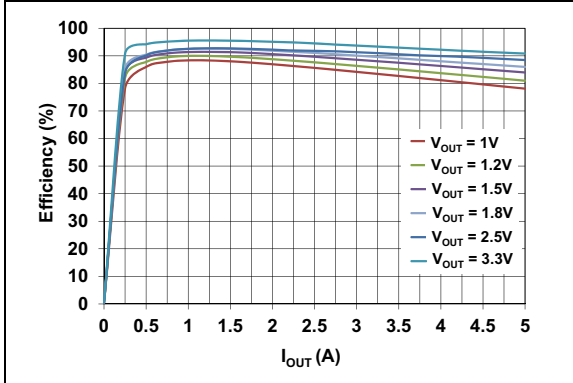


图2-1: 效率—输出电流曲线 ($V_{IN} = 5V$)

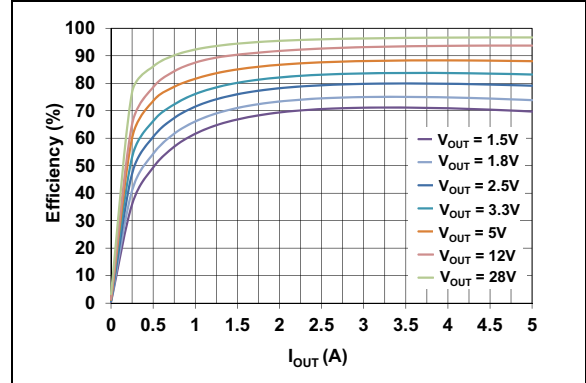


图2-4: 效率—输出电流曲线 ($V_{IN} = 48V$)

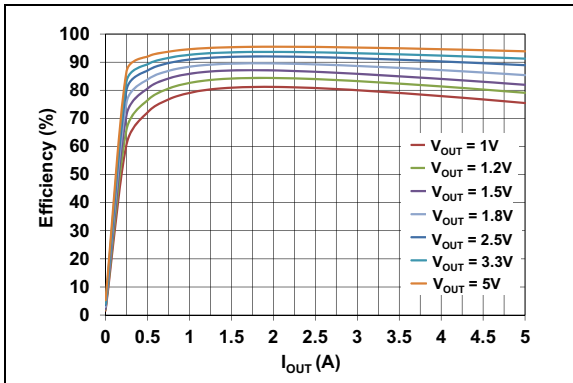


图2-2: 效率—输出电流曲线 ($V_{IN} = 12V$)

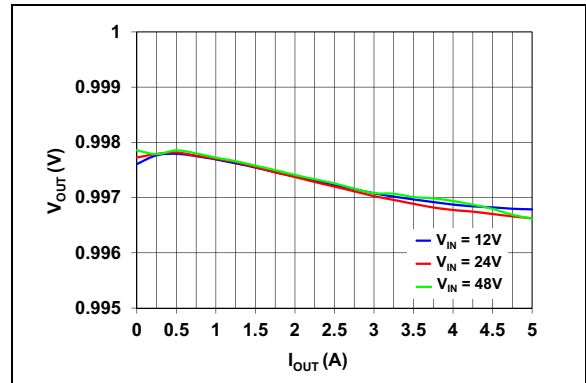


图2-5: 输出电压—输出电流曲线 ($V_{OUT} = 1V$)

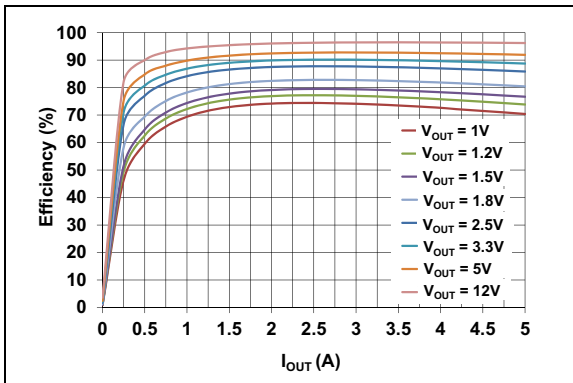


图2-3: 效率—输出电流曲线 ($V_{IN} = 24V$)

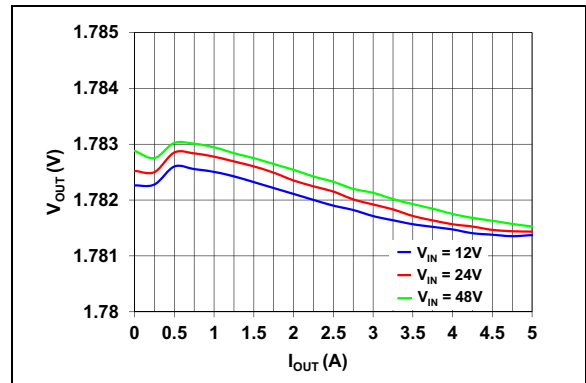


图2-6: 输出电压—输出电流曲线 ($V_{OUT} = 1.8V$)

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

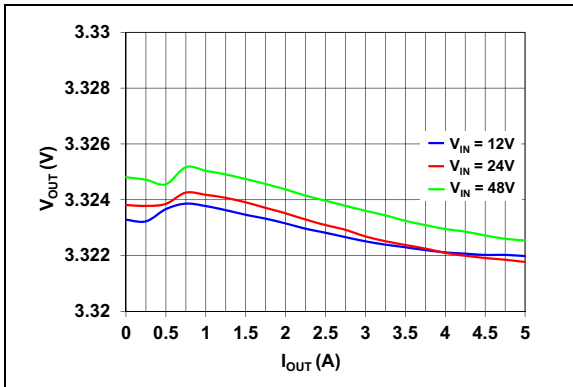


图2-7: 输出电压—输出电流曲线
($V_{OUT} = 3.3V$)

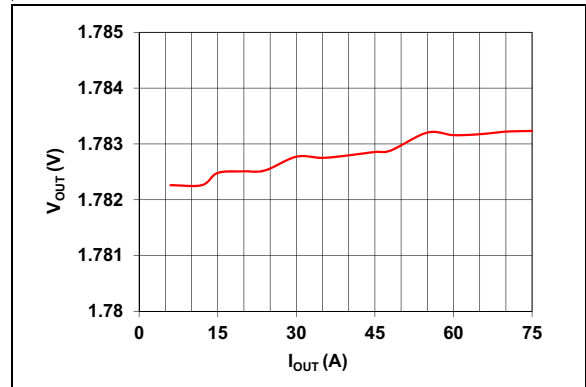


图2-10: 输出电压—输入电压曲线
($V_{OUT} = 1.8V$)

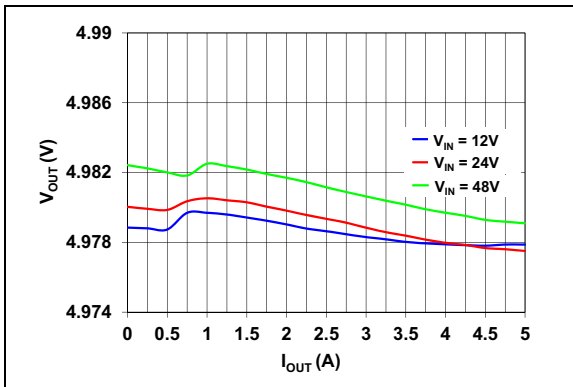


图2-8: 输出电压—输出电流曲线
($V_{OUT} = 5V$)

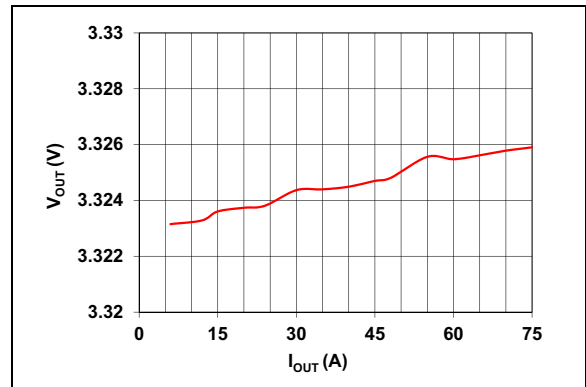


图2-11: 输出电压—输入电压曲线
($V_{OUT} = 3.3V$)

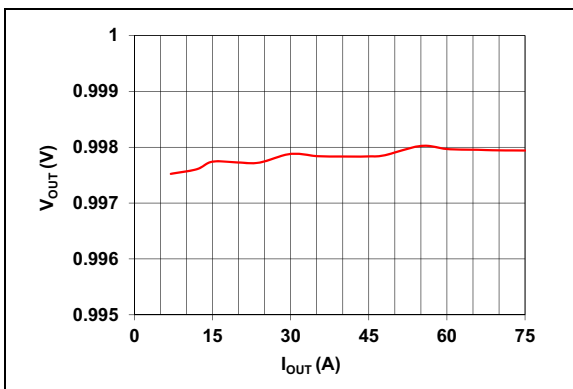


图2-9: 输出电压—输入电压曲线
($V_{OUT} = 1V$)

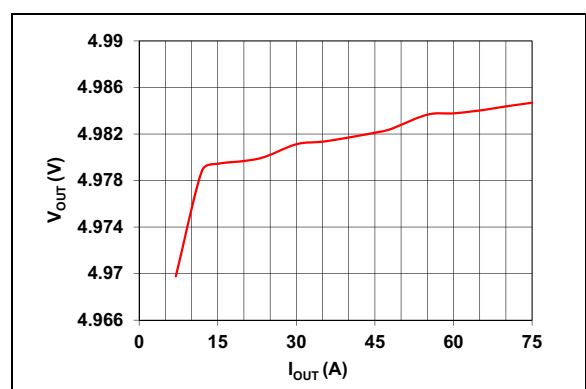


图2-12: 输出电压—输入电压曲线
($V_{OUT} = 5V$)

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

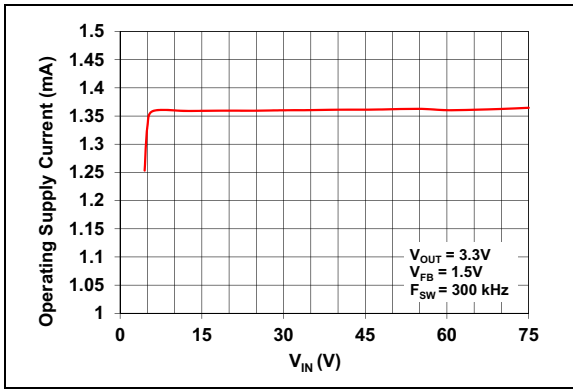


图2-13: V_{IN} 工作电源电流—输入电压曲线

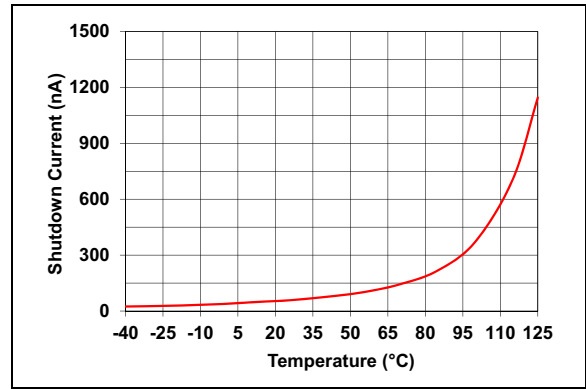


图2-16: V_{IN} 关断电流—温度曲线

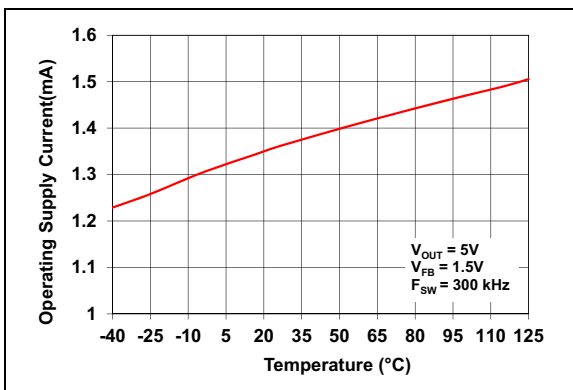


图2-14: V_{IN} 工作电源电流—温度曲线

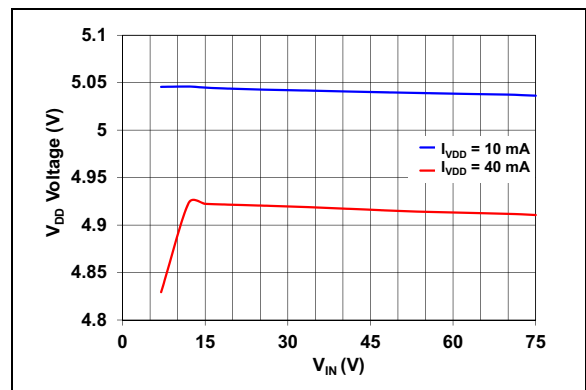


图2-17: V_{DD} 电压—输入电压曲线

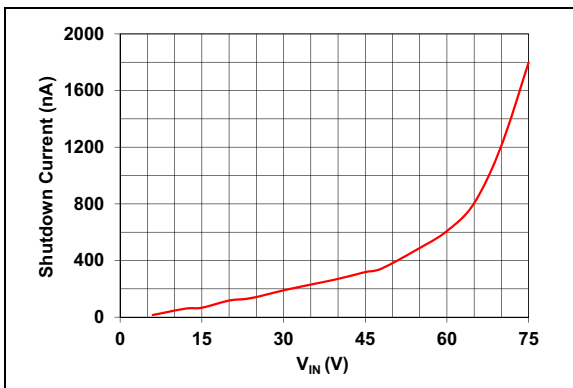


图2-15: V_{IN} 关断电流—输入电压曲线

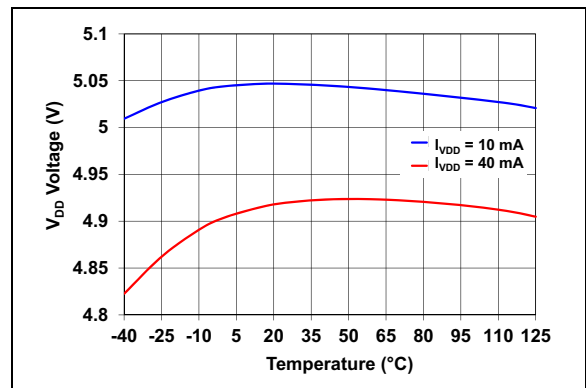


图2-18: V_{DD} 电压—温度曲线

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

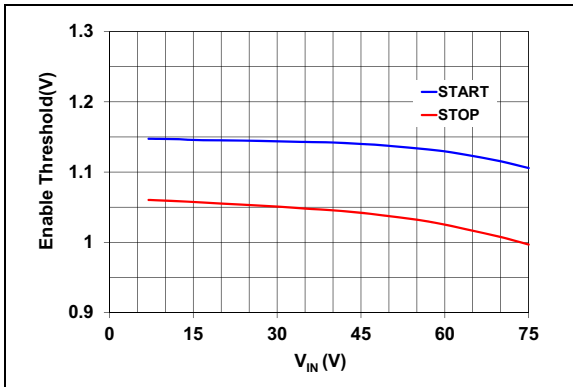


图2-19: 使能阈值—输入电压曲线

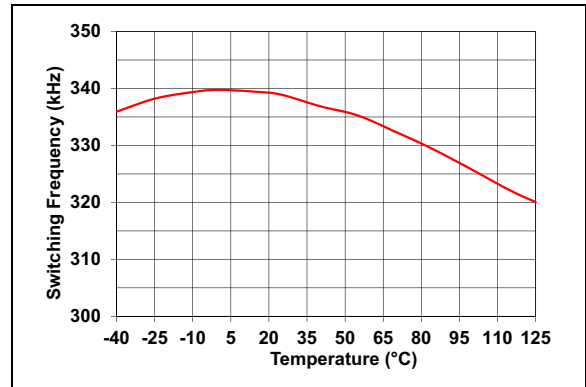


图2-22: 开关频率—温度曲线

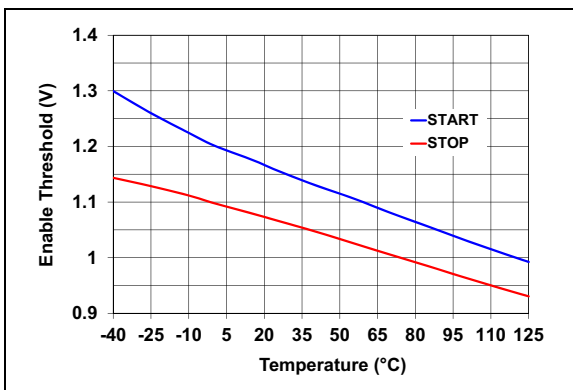


图2-20: 使能阈值—温度曲线

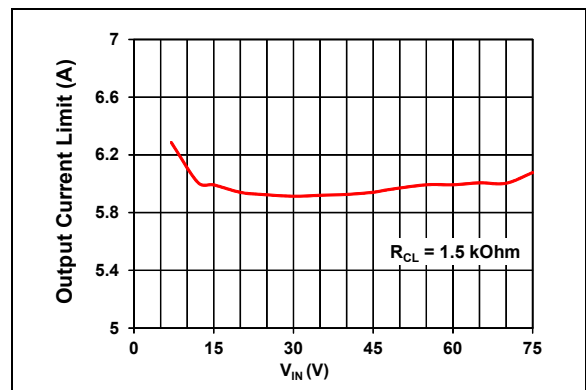


图2-23: 输出电流限值—输入电压曲线

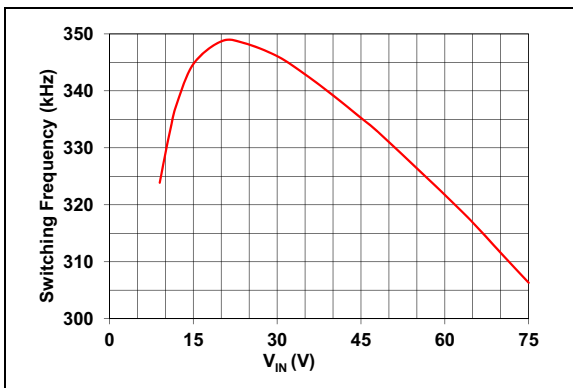


图2-21: 开关频率—输入电压曲线

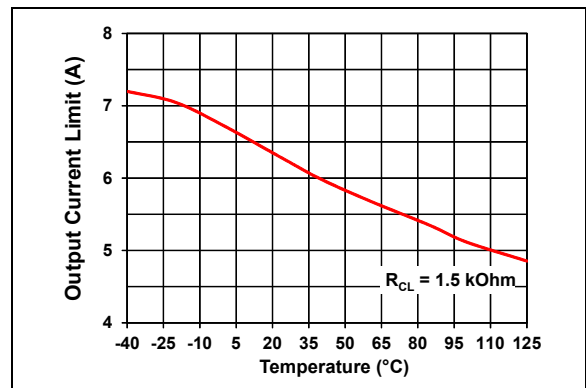


图2-24: 输出电流限值—温度曲线

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

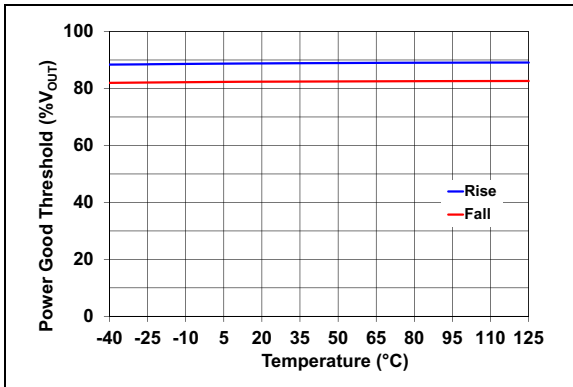


图2-25: 电源正常阈值—温度曲线

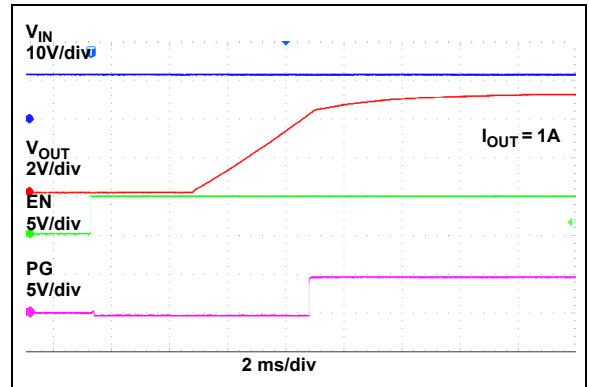


图2-28: 使能导通和上升时间曲线

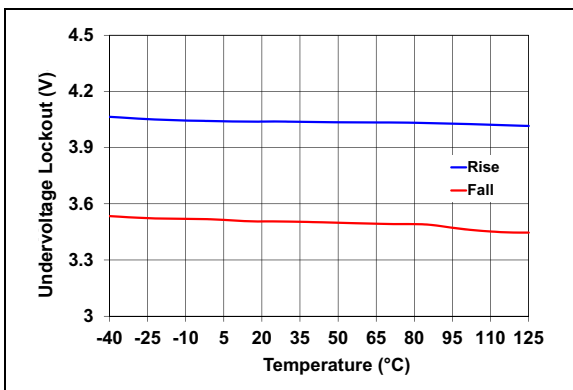


图2-26: 欠压锁定—温度曲线

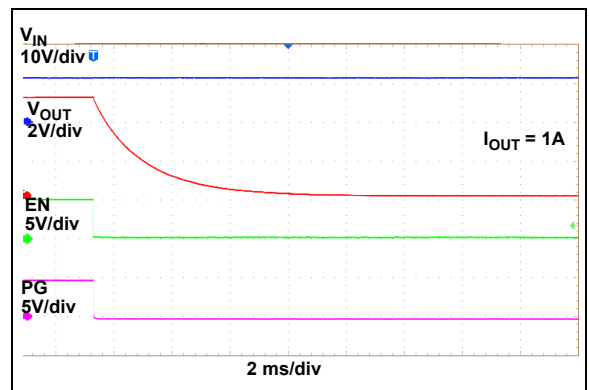


图2-29: 使能关断曲线

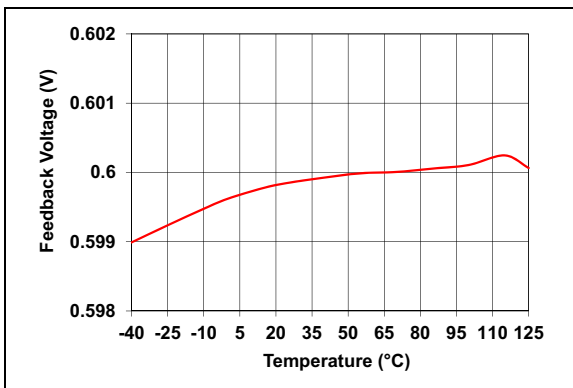


图2-27: 反馈电压—温度曲线

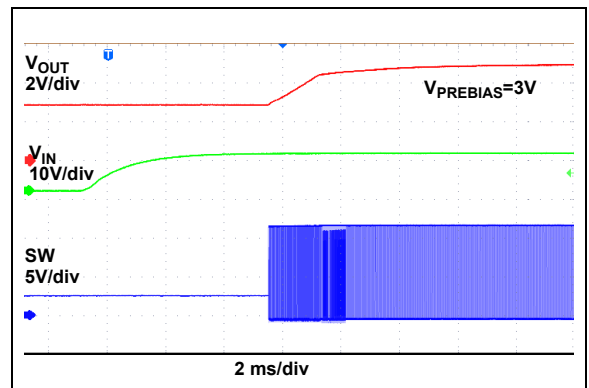


图2-30: V_{IN} 启动进入预偏置输出

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

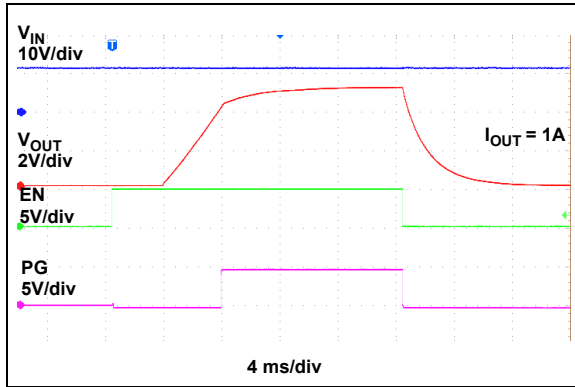


图2-31: 使能导通和关断曲线

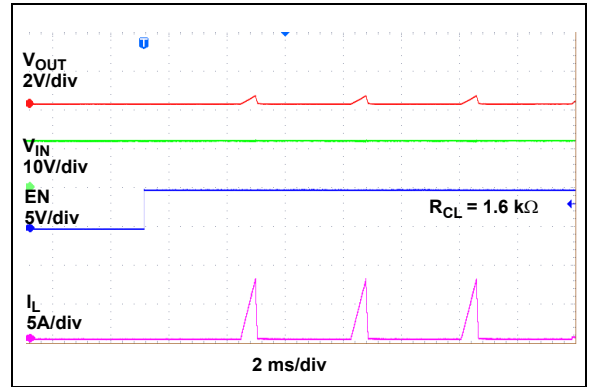


图2-34: 使能进入短路状态曲线

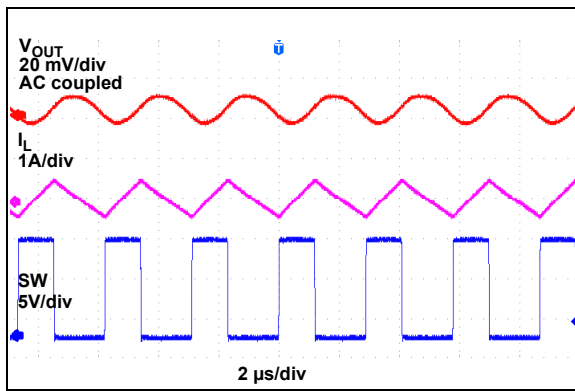


图2-32: 开关波形 ($I_{OUT} = 0A$)

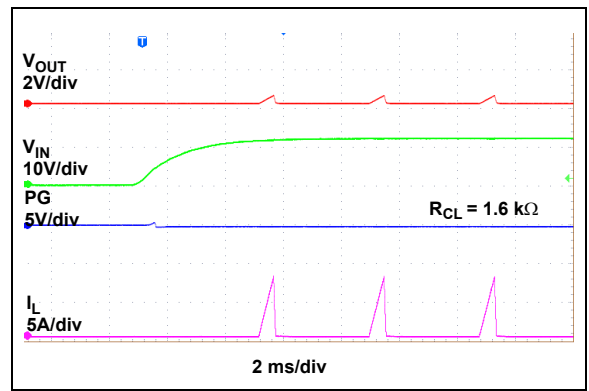


图2-35: 上电进入短路状态曲线

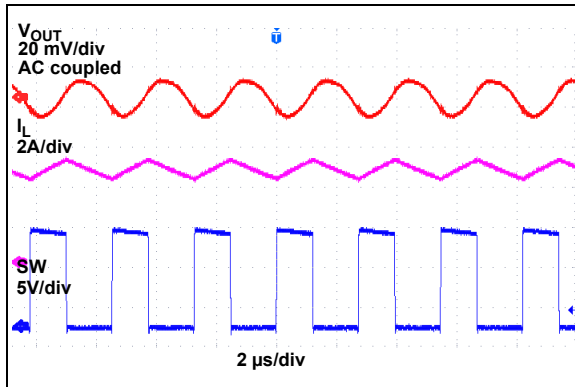


图2-33: 开关波形 ($I_{OUT} = 5A$)

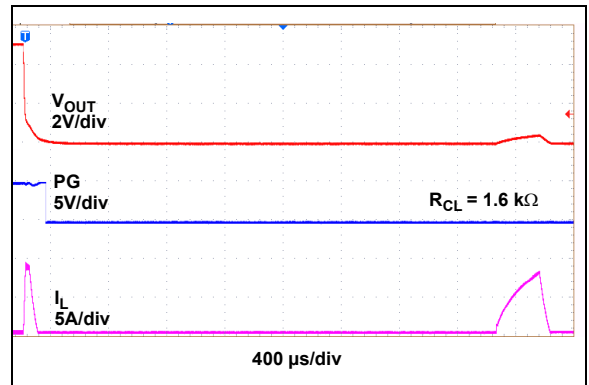


图2-36: 进入短路状态时的行为曲线

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

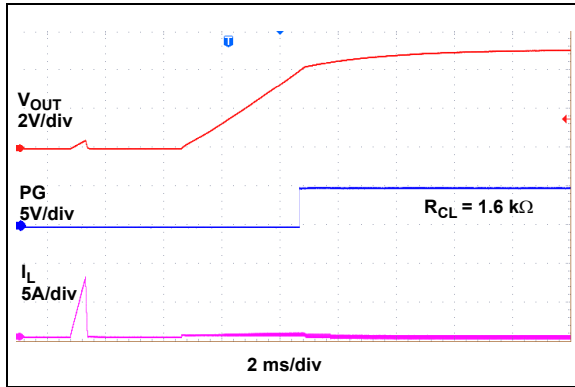


图2-37: 从短路状态恢复曲线

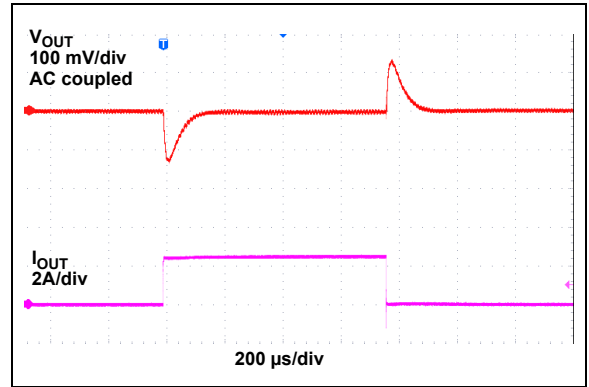


图2-40: 负载瞬态响应曲线 (0 至 2.5A)

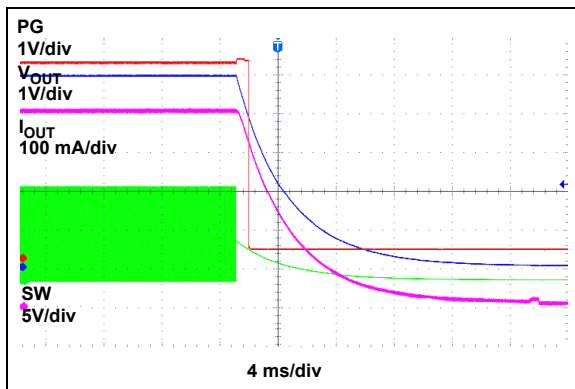


图2-38: 进入热关断状态时的行为曲线

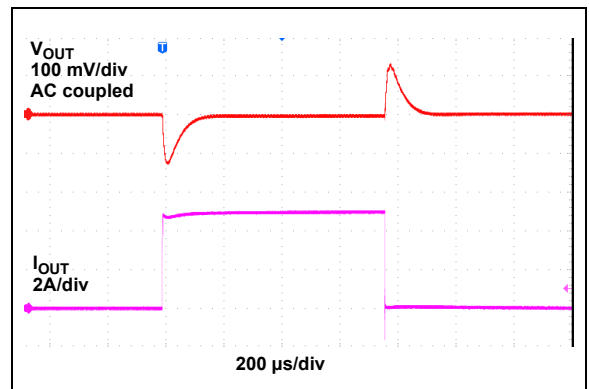


图2-41: 负载瞬态响应曲线 (0 至 5A)

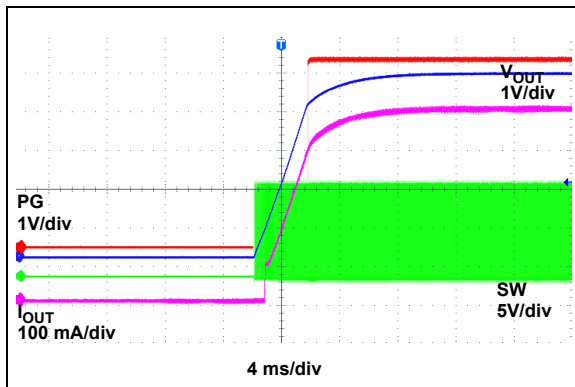


图2-39: 从热关断状态恢复曲线

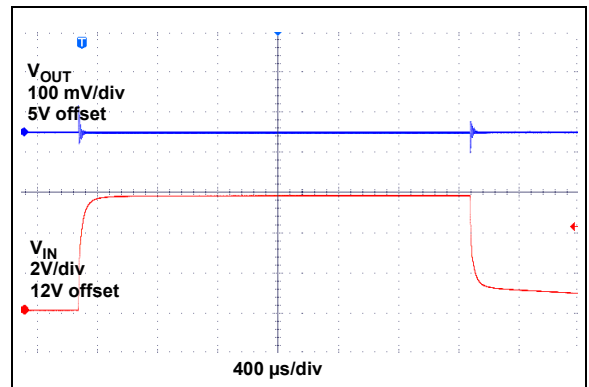


图2-42: 线路瞬态响应曲线 (12V 至 18V)

注：除非另外说明，否则 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0A$, $f_{SW} = 300\text{ kHz}$, $R_{CL} = 1.42\text{ k}\Omega$, $L = 8.2\text{ }\mu\text{H}$ 。

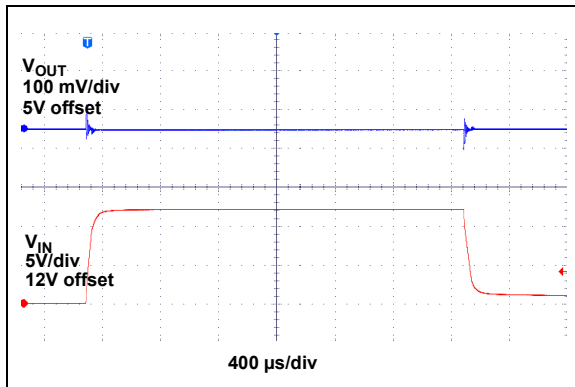


图2-43: 线路瞬态响应曲线 (12V至24V)

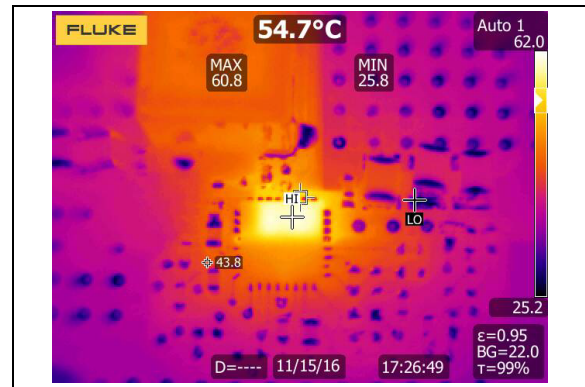


图2-45: 热像图 ($I_{OUT} = 5A$)

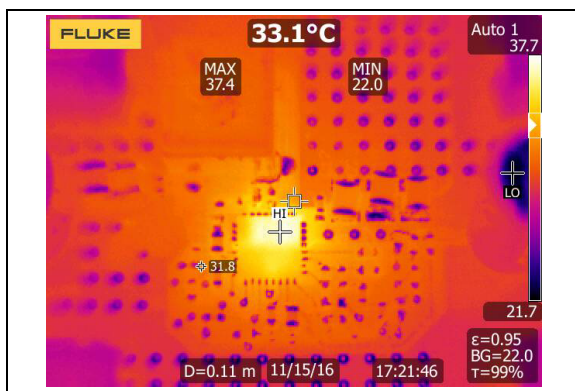


图2-44: 热像图 ($I_{OUT} = 2.5A$)

3.0 引脚说明

表3-1列出了引脚说明。

表3-1: 引脚功能表

引脚编号	符号	说明
1	I_{LIM}	电流限值调节输入。在 I_{LIM} 和SW节点之间连接一个电阻来设置电流限值。更多详细信息，请参见第4.3节“电流限制”。
2、16、17、18、19、22和29	PGND	电源地。PGND是MIC28514降压转换器电源级的接地路径。PGND引脚连接到下桥臂N沟道内部MOSFET的源极、输入电容的负极和输出电容的负极。电源地的回路应尽可能小，并应与模拟地（AGND）回路分开。
3、12、13、14、15和20	SW	开关节点（输出）。用于实现上桥臂MOSFET源极和下桥臂MOSFET漏极的内部连接。将电感的一端连接到SW节点。
4	BST	自举引脚（输出）。上桥臂N沟道内部MOSFET驱动器的自举电压。在 PV_{DD} 引脚与BST引脚之间连接一个内部二极管。在BST引脚与SW引脚之间连接一个0.1 μF 的自举电容。
5、6、7、8、9、10和11	PV_{IN}	上桥臂内部N沟道MOSFET漏极连接（输入）。 PV_{IN} 工作电压范围为4.5V至75V。需要在 PV_{IN} 引脚和电源地（PGND）之间连接输入电容，连接距离尽可能保持最短。
21	PV_{DD}	MOSFET驱动器的电源。通过2 Ω 串联电阻连接至 V_{DD} 。在 PV_{DD} 与PGND之间连接一个最小为4.7 μF 的低ESR陶瓷电容。
23	EXTVDD	辅助LDO输入。连接至高于4.7V（典型值）的电源，以旁路内部高压LDO。不使用EXTVDD引脚时，请保持悬空/接地状态。当EXTVDD连接至4.7V至13.2V范围内的外部电源电压时，在EXTVDD和PGND之间连接一个2.2 μF 的低ESR陶瓷电容。
24	EN	使能（输入）。输出的逻辑电平控制。EN引脚兼容CMOS。逻辑高电平 = 使能，逻辑低电平 = 关断。关断状态下，器件的 V_{DD} 电源电流会降低。不能将EN引脚上拉至超过 PV_{IN} 电压。
25	FREQ	频率编程输入。通过连接到 V_{IN} 将开关频率设置为800 kHz。通过连接到 PV_{IN} 与AGND之间的电阻分压器的中点设置开关频率。请参见第5.1节“设置开关频率”。
26	SS	软启动调节引脚。在SS引脚与AGND之间连接一个电容来调节软启动时间。更多详细信息，请参见第5.0节“应用信息”。
27	FB	反馈（输入）。控制回路跨导放大器的输入。将FB引脚调节至0.6V。使用将反馈连接至输出的电阻分压器来调节所需的输出电压。
28	AGND	模拟地。MIC28514内部所有控制逻辑电路的参考节点。将AGND与PGND连接于一点；有关详细信息，请参见第6.0节“PCB布线指南”。
30	V_{DD}	V_{DD} 偏置（输入）。为MIC28514的内部参考和控制部分供电。 V_{DD} 工作电压范围为4.5V至5.5V。必须在 V_{DD} 引脚与PGND引脚之间靠近IC的位置放置一个2.2 μF 的陶瓷电容。
31	SV_{IN}	内部稳压器的输入电压，为MIC28514的内部参考和控制部分供电。通过一个2 Ω 电阻连接至 PV_{IN} 。在该引脚与AGND之间连接一个1 μF 的电容。
32	PG	漏极开路电源正常输出。当输出电压低于目标电压的90%时，PG拉至地。当输出电压高于目标电压的90%时，通过一个10 k Ω 的电阻上拉至 V_{DD} 以设置逻辑高电平。

4.0 功能说明

MIC28514是一款自适应导通时间同步降压直流/直流稳压器。此器件可在4.5V至75V的宽输入电压范围内工作，并提供最高5A输出电流的稳压输出。通过采用自适应导通时间控制机制，可以获得恒定的开关频率并简化控制补偿过程。通过使用可设置电流限值的外部检测电阻，可以实现过流保护。此器件包括可编程软启动功能，能够通过控制输出电压上升时间来降低启动时的电源输入浪涌电流。

4.1 工作原理

MIC28514功能框图显示在第2页。输出电压由MIC28514反馈引脚FB通过分压器R1和R2检测，并通过低增益跨导（ g_m ）放大器与主比较器上的0.6V参考电压（ V_{REF} ）进行比较。当反馈电压下降并且 g_m 放大器输出降至0.6V以下时，主比较器将触发控制逻辑并生成导通时间周期。导通时间周期由固定的 t_{ON} 估算器电路值预先确定，该固定值根据公式4-1计算：

公式4-1:

$$t_{ON(ESTIMATED)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times f_{SW}}$$

其中：

V_{OUT} = 输出电压

V_{IN} = 功率级输入电压

f_{SW} = 开关频率

在导通时间周期结束时，内部上桥臂驱动器关断上桥臂MOSFET，下桥臂驱动器导通下桥臂MOSFET。大多数情况下，关断时间长短取决于反馈电压。当反馈电压下降并且 g_m 放大器的输出低于0.6V时，会触发导通时间周期，关断时间周期结束。如果由反馈电压确定的关断时间周期小于最小关断时间 $t_{OFF(MIN)}$ （约240 ns），则MIC28514控制逻辑将应用 $t_{OFF(MIN)}$ 。必须满足最短关断时间 $t_{OFF(MIN)}$ 才能确保自举电容（ C_{BST} ）中有足够的电能来驱动上桥臂MOSFET。

可代入240 ns $t_{OFF(MIN)}$ 计算最大占空比：

公式4-2:

$$D_{MAX} = \frac{t_S - t_{OFF(MIN)}}{t_S} = 1 - \frac{240ns}{t_S}$$

其中：

$$t_S = 1/f_{SW}$$

建议不要在稳态工作时关断时间接近 $t_{OFF(MIN)}$ 的情况下使用MIC28514。

实际导通时间和产生的开关频率随不同器件内部MOSFET的上升和下降时间、输出负载电流以及 V_{DD} 的不同而变化。此外，最小的 t_{ON} 会导致高 V_{IN}/V_{OUT} 应用（例如75V至1.0V）的开关频率降低。

图4-1给出了MIC28514稳态工作时的控制回路时序。在稳态工作期间， g_m 放大器检测反馈电压纹波。反馈纹波与输出电压纹波和电感电流纹波成正比，可触发导通时间周期。导通时间由 t_{ON} 估算器预先确定。关断时间的终止由反馈电压控制。当反馈电压纹波处于谷值时（谷值通常出现在 V_{FB} 降至 V_{REF} 以下时），关断周期结束，随后将通过控制逻辑电路触发下一个导通时间周期。

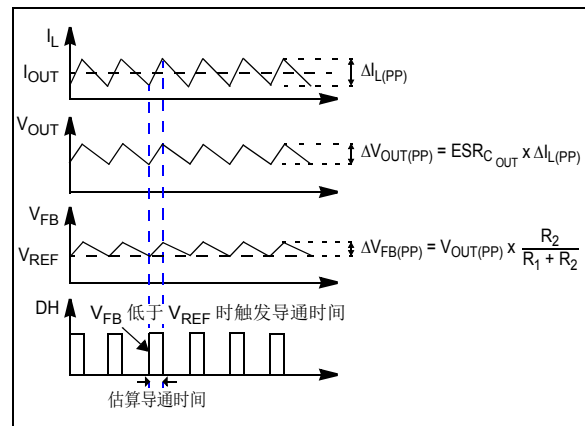


图4-1: MIC28514 控制回路时序

图4-2给出了负载瞬变期间MIC28514的工作状态。输出电压由于负载突增而下降，致使 V_{FB} 小于 V_{REF} 。这将导致误差比较器触发导通时间周期。在导通时间周期结束时，由于反馈电压仍然低于 V_{REF} ，会产生一个最短关断时间来为 C_{BST} 充电。然后，低反馈电压将触发下一个导通时间周期。因此，开关频率会在负载瞬变期间发生变化，但会在输出稳定在新的负载电流大小后恢复标称固定频率。凭借可变的占空比和开关频率，输出恢复时间很短，MIC28514转换器中的输出电压偏差也很小。

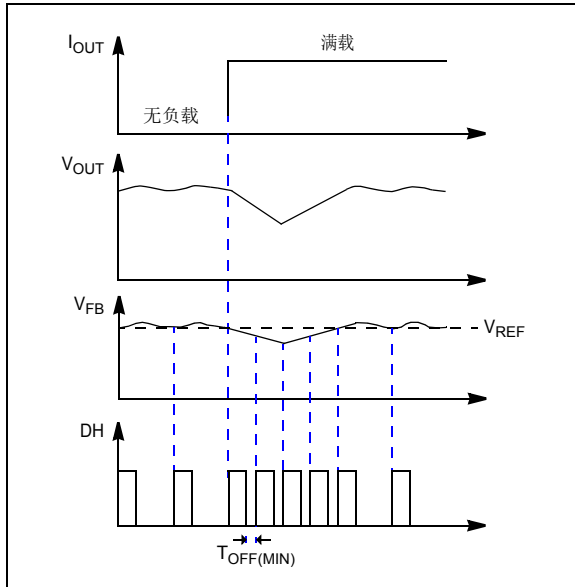


图4-2: MIC28514 负载瞬态响应

与真正的电流模式控制不同，MIC28514使用输出电压纹波来触发导通时间周期。如果输出电容的ESR足够大，则输出电压纹波与电感电流纹波成正比。

为了满足稳定性要求，MIC28514反馈电压纹波应与电感电流纹波同相，并且大到足以被 g_m 放大器检测到。建议将反馈电压纹波保持在20 mV ~ 100 mV。如果选择低ESR输出电容，则反馈电压纹波可能太小而无法被 g_m 放大器和误差比较器检测到。此外，如果输出电容的ESR非常低，则输出电压纹波与反馈电压纹波不一定与电感电流纹波同相。对于这些应用，需要注入纹波以确保正常工作。有关纹波注入技术的详细信息，请参见第5章“应用信息”中的第5.8节“纹波注入”。

4.2 软启动

软启动通过控制输出电压上升时间来降低启动时的电源输入浪涌电流。当输出电容充电时，会出现输入浪涌。输出上升时间越长，引起的输入浪涌电流就越高。

MIC28514具有可调的软启动时间。可通过调节SS引脚与AGND之间连接的电容的值来调节软启动时间。软启动时间的可调节范围为5 ms至100 ms。MIC28514从SS引脚强制汲取1.4 μ A的电流。该恒定电流流经SS引脚与AGND之间连接的电容以调节软启动时间。

4.3 电流限制

MIC28514使用下桥臂MOSFET $R_{DS(ON)}$ 来检测电感电流。在MIC28514转换器的每个开关周期中，通过监视下桥臂MOSFET在开关周期关断期间（此时，下桥臂MOSFET导通）的电压来检测电感电流。135 μ A的内部电流源在外部电流限值设置电阻 R_{CL} 两端产生一个电压。

I_{LIM} 引脚电压 (V_{ILIM}) 是下桥臂MOSFET电压与电阻两端电压 (V_{CL}) 之差。在150 ns的消隐时间之后，将检测到的电压 V_{ILIM} 与电源地 (PGND) 进行比较。

如果下桥臂MOSFET的压降绝对值大于电流限值设置电阻两端电压 (V_{CL}) 的绝对值，则MIC28514会触发电流限制事件。八个连续的电流感应事件会触发打嗝模式。一旦控制器进入打嗝模式，它会在4 ms（典型值）的打嗝超时后启动软启动序列。在打嗝超时期间，上桥臂和下桥臂MOSFET都会关断。包括软启动在内的打嗝序列减轻了开关FET的压力，并保护负载和电源免受严重短路条件的影响。

由于MOSFET $R_{DS(ON)}$ 随温度的变化率可达30%至40%，因此建议在计算上述公式中的 R_{CL} 时考虑 $R_{DS(ON)}$ 的变化，以避免由于MOSFET结温升高而造成错误的电流限制。

为了改善电流限制变化的情况，当MIC28514结温变化时，MIC28514会以0.3 μ A/ $^{\circ}$ C的速率调节内部电流限制源电流 (I_{CL})，以补偿下桥臂MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 变化。图2-23给出了 $R_{CL} = 1.5$ k Ω 时电流限值与温度变化的关系。

可以在 I_{LIM} 引脚与PGND之间连接一个小电容(C_{CL})来滤除关断期间的开关节点振铃,从而更好地检测电流。 R_{CL} 和 C_{CL} 的时间常量应小于最短关断时间。

4.4 负电流限制

当下桥臂MOSFET导通时, MIC28514通过检测SW电压来实现负电流限制。如果SW节点电压超过48mV(典型值,即相当于2A),则该器件将使下桥臂MOSFET关断500ns。

4.5 内部MOSFET栅极驱动

功能框图给出了一个自举电路,此电路由 PV_{DD} 与BST之间的内部二极管以及SW引脚与BST引脚(C_{BST})之间的外部电容组成。该电路为上桥臂驱动电路供电。当下桥臂MOSFET处于导通状态且SW引脚上的电压约为0V时,将会为电容 C_{BST} 充电。 C_{BST} 的电能用于导通上桥臂MOSFET。随着上桥臂MOSFET导通,SW引脚上的电压会增大至约为 V_{IN} 的大小。内部二极管反向偏置, C_{BST} 悬空为高电平,同时继续使上桥臂MOSFET保持导通状态。上桥臂驱动器的偏置电流小于10mA,因此只需0.1 μ F至1 μ F就可将上桥臂开关周期内的栅极电压的下降幅度降至最低(即 $\Delta BST = 10\text{ mA} \times 4\ \mu\text{s} / 0.1\ \mu\text{F} = 400\text{ mV}$)。当下桥臂MOSFET重新导通时, C_{BST} 通过D1重新充电。可以使用一个与 C_{BST} 串联的小电阻来延长上桥臂N沟道MOSFET的导通时间。

驱动电压来自 PV_{DD} 电源电压。标称下桥臂栅极驱动电压为 PV_{DD} ,标称上桥臂栅极驱动电压约为 $PV_{DD} - V_{DIODE}$,其中 V_{DIODE} 是内部二极管的压降。上桥臂和下桥臂驱动器转换之间存在大约30ns的延时,可防止电流同时不受阻碍地流经两个MOSFET。

4.6 辅助自举LDO (EXTVDD)

MIC28514具有辅助自举LDO功能,可通过转换器输出电压提供MIC28514内部电路偏置电源和栅极驱动器,从而提高系统效率。EXTVDD引脚上的电压高于4.6V(典型值)时会使能此LDO,同时会禁止通过 V_{IN} 供电的主LDO,以降低功耗。

如果EXTVDD在4.7V至14V之间,则将其连接至降压转换器的输出。当EXTVDD连接至 V_{OUT} 时,在 V_{OUT} 的快速硬短路期间, PV_{DD} 和 V_{DD} 上会出现电压尖峰。对于这种情况,建议在 PV_{DD} 和 V_{DD} 上使用10 μ F或更大的去耦陶瓷电容。

此辅助自举LDO使能时的 V_{OUT} 负载瞬态响应与其禁止时的 V_{OUT} 负载瞬态响应相同,如图4-3和图4-4所示。

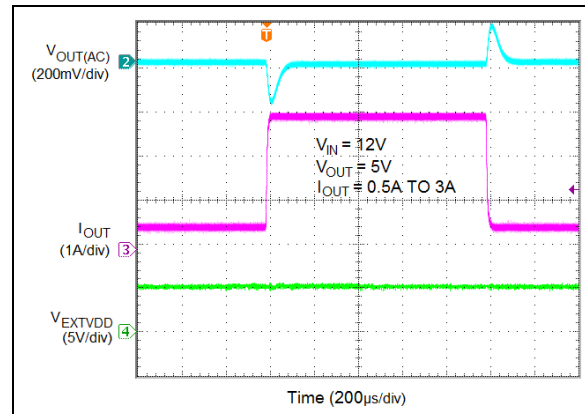


图4-3: EXTVDD连接至 V_{OUT} 时的 V_{OUT} 负载瞬态响应

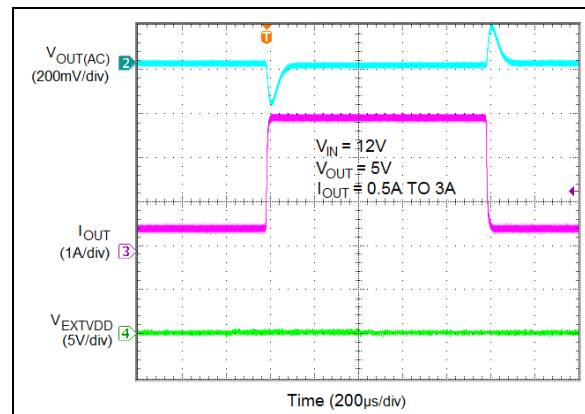


图4-4: EXTVDD接地时的 V_{OUT} 负载瞬态响应

5.0 应用信息

5.1 设置开关频率

MIC28514 是频率可调节的同步降压稳压器，采用自适应导通时间控制架构。通过更改由 R_3 和 R_4 组成的电阻分压网络，可在 270 kHz 至 800 kHz 之间对开关频率进行调节。

公式 5-1 给出了估算的开关频率。

公式 5-1:

$$f_{SW(ADJ)} = f_O \times \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

其中:

f_O = R_4 等于 100 k Ω 且 R_3 开路时的开关频率。 f_O 通常为 800 kHz。

5.2 设置软启动时间

可通过在 SS 与 AGND 之间连接一个电容来设置输出软启动时间。

可使用公式 5-2 来计算电容的值。

公式 5-2:

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{REF}}$$

其中:

C_{SS} = SS 引脚与 AGND 之间的电容
 I_{SS} = 内部软启动电流 (1.4 μ A, 典型值)
 t_{SS} = 输出软启动时间
 V_{REF} = 0.6V

5.3 设置输出电压

MIC28514 需要两个电阻来设置输出电压，如图 5-1 所示。

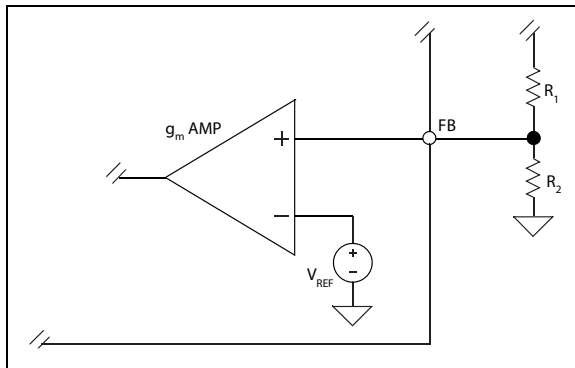


图5-1: 分压器配置

输出电压由公式 5-3 确定:

公式 5-3:

$$V_O = V_{FB} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

其中:

$V_{FB} = 0.6V$

R_1 的典型值可处于 3 k Ω 和 10 k Ω 范围内。如果 R_1 太大，则可能会将噪声引入电压反馈回路。如果 R_1 太小，则会降低电源的效率，尤其是轻载时的效率。选择了 R_1 后，便可使用公式 5-4 计算 R_2 。

公式 5-4:

$$R_2 = \frac{V_{FB} \times R_1}{V_{OUT} - V_{FB}}$$

5.4 设置电流限值

源电流限值 (I_{CL}) 在出厂时进行了微调，以便在 $R_{CL} = 1.42$ k Ω 时能够实现更高的电流限值精度，如第 1.0 节“电气特性”所述。可通过使用公式 5-5 更改 R_{CL} 值的方式来调节其他电流限值。

公式 5-5:

$$R_{CL} = \frac{\left(I_{LIM} + \frac{\Delta I_{L(PP)}}{2}\right) \times R_{DS(ON)}}{I_{CL}}$$

其中:

I_{LIM} = 负载电流限值
 $R_{DS(ON)}$ = 下桥臂 MOSFET 的导通电阻 (25 m Ω , 典型值)
 $\Delta I_{L(PP)}$ = 电感纹波电流
 I_{CL} = 电流限制源电流 (135 μ A, 典型值)

5.5 电感选择

在选择输出电感时，需要考虑电感值、峰值和RMS电流。输入电压、输出电压、开关频率以及电感值决定电感纹波电流峰-峰值。通常，电感值越高，输入电压就越高。纹波电流峰-峰值越大，电感和MOSFET的功耗就越大。另外，输出纹波电流越大，用来平滑纹波电流的输出电容就越大。纹波电流峰-峰值越小，需要的电感值就越大，因此需要更大且更昂贵的电感。为了在大小、损耗和成本间达到良好平衡，可将电感纹波电流设置为等于最大输出电流的20%。电感值根据公式5-6计算。

公式5-6:

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{V_{IN(MAX)} \times f_{SW} \times 20\% \times I_{OUT(MAX)}}$$

其中:

- f_{SW} = 开关频率
- 20% = 交流纹波电流与直流输出电流的比率
- $V_{IN(MAX)}$ = 最大功率级输入电压

对于选定的电感，电感电流纹波峰-峰值为:

公式5-7:

$$\Delta I_{L(PP)} = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times f_{SW} \times L}$$

峰值电感电流等于平均输出电流加上电感电流纹波峰-峰值的一半。

公式5-8:

$$I_{L(PK)} = I_{OUT} + 0.5 \times \Delta I_{L(PP)}$$

RMS电感电流用于计算电感的 I^2R 损耗。

公式5-9:

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{I_{OUT}^2 + \frac{\Delta I_{L(PP)}^2}{12}}$$

要最大程度地提升效率，需要正确选择磁芯材料并将绕组电阻降至最低。为了使MIC28514能够在高频下工作，需要使用铁氧体材料，但极为注重成本的应用除外。这类应用可以使用较低成本的铁粉磁芯，但这会增加磁芯损耗并进而降低电源的效率。这在低输出功率下尤其明显。在输出电流较大时，绕组电阻会降低效率。必须尽可能减小绕组电阻，但这样就选择较大的电感。电感损耗的功率等于磁芯损耗和铜箔损耗之和。在输出负载较高时，磁芯损耗通常不大，可以忽略不计。在输出电流较低时，磁芯损耗可能很大。磁芯损耗信息通常可从磁芯供应商处获得。电感中的铜箔损耗根据公式5-10计算。

公式5-10:

$$P_{INDUCTOR(CU)} = I_{L(RMS)}^2 \times R_{WINDING}$$

铜线电阻 $R_{WINDING}$ 随温度增大。应当使用工作温度条件下的绕组电阻值。

公式5-11:

$$R_{WINDING(HT)} = R_{WINDING(20C)} \times (1 + 0.004 \times (T_H - T_{20C}))$$

其中:

- T_H = 铜线欠载温度
- T_{20C} = 环境温度
- $R_{WINDING(20C)}$ = 室温绕组电阻（通常由制造商指定）

5.6 输出电容选择

输出电容的类型通常由其等效串联电阻（Equivalent Series Resistance, ESR）决定。电压和RMS电流能力是选择输出电容的另外两个重要因素。推荐的电容类型有陶瓷电容、低ESR铝电解电容、OS-CON电容和POSCAP电容。输出电容的ESR通常是引起输出纹波的主要原因。从稳定性的角度来看，输出电容ESR还会影响控制回路。ESR的最大值根据公式5-12计算。

公式5-12:

$$ESR_{C_{OUT}} \leq \frac{\Delta V_{OUT(PP)}}{\Delta I_{L(PP)}}$$

其中:

- $\Delta V_{OUT(PP)}$ = 输出电压纹波峰-峰值
- $\Delta I_{L(PP)}$ = 电感电流纹波峰-峰值

总输出纹波是ESR和输出电容的组合。总纹波通过公式5-13计算。

公式5-13:

$$\Delta V_{OUT(PP)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L(PP)}}{C_{OUT} \times f_{SW} \times 8}\right)^2 + (DI_{L(PP)} \times ESR_{C_{OUT}})^2}$$

其中:
 C_{OUT} = 输出电容值
 f_{SW} = 开关频率

如第4章“功能说明”中的第4.1节“工作原理”所述，MIC28514在FB引脚上需要峰-峰值至少为20 mV的纹波，以确保gm放大器和误差比较器正常工作。此外，输出电压纹波应与电感电流同相。因此，由输出电容值引起的输出电压纹波应远小于由输出电容ESR引起的纹波。如果选择陶瓷电容等低ESR电容作为输出电容，则应采用纹波注入方法以提供足够的反馈电压纹波。有关详细信息，请参见第5.8节“纹波注入”。

电容的电压额定值应比铝电解电容或OS-CON电容的电压高出20%。输出电容RMS电流通过公式5-14计算。

公式5-14:

$$I_{C_{OUT}(RMS)} = \frac{\Delta I_{L(PP)}}{\sqrt{12}}$$

输出电容的功耗为:

公式5-15:

$$P_{DISS(COUT)} = I_{C_{OUT}(RMS)}^2 \times ESR_{C_{OUT}}$$

5.7 输入电容选择

应根据纹波电流额定值和电压额定值选择功率级输入 V_{IN} 的输入电容。接通输入电源时如果引发高浪涌电流，钽输入电容可能会发生故障。钽输入电容的电压额定值应当至少为最大输入电压的两倍，以最大程度地提高可靠性。铝电解电容、OS-CON电容和多层聚合物薄膜电容可以处理更高的浪涌电流，而不会使电压降额。输入电压纹波主要取决于输入电容的ESR。峰值输入电流等于峰值电感电流，因此:

公式5-16:

$$\Delta V_{IN} = I_{L(PK)} \times C_{ESR}$$

必须根据输入电流纹波确定输入电容的额定值。输入电容电流的RMS值在最大输出电流下确定。假设电感电流纹波峰-峰值很低:

公式5-17:

$$I_{CIN(RMS)} \approx I_{OUT(MAX)} \times \sqrt{D \times (1-D)}$$

输入电容的功耗为:

公式5-18:

$$P_{DISS(CIN)} = I_{CIN(RMS)}^2 \times C_{ESR}$$

5.8 纹波注入

MIC28514 g_m 放大器和比较器正常工作所需的 V_{FB} 纹波为 20 mV 至 100 mV。不过，输出电压纹波通常设计为输出电压的 1% 至 2%。对于低输出电压（例如 1V），输出电压纹波仅为 10 mV 至 20 mV，反馈电压纹波小于 20 mV。如果反馈电压纹波很小， g_m 放大器和比较器无法检测它，则 MIC28514 会失去控制，不会对输出电压进行稳压。为了具有足够的 V_{FB} 纹波，应当对低输出电压纹波应用纹波注入方法。

根据反馈电压纹波的大小将应用划分为三种情形：

1. 输出电容的 ESR 较大，反馈电压的纹波很充足（图 5-2）。转换器稳定，无需注入任何纹波。

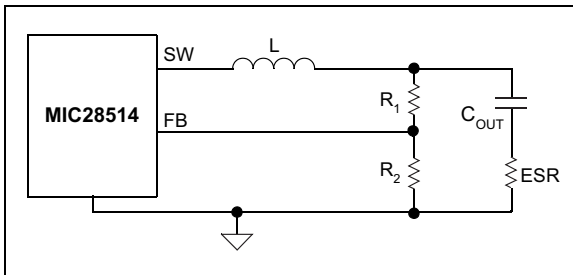


图5-2: FB 上的纹波充足

反馈电压纹波为：

公式 5-19:

$$\Delta V_{FB(PP)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times ESR_{C_{OUT}} \times \Delta I_{L(PP)}$$

其中：

$$\Delta I_{L(PP)} = \text{电感电流纹波的峰-峰值}$$

2. 输出电容的 ESR 较小，反馈电压的纹波不足。在这种情况下，输出电压纹波通过前馈电容 (C_{ff}) 馈入 FB 引脚，如图 5-3 所示。 C_{ff} 的典型值介于 1 nF 和 22 nF 之间。

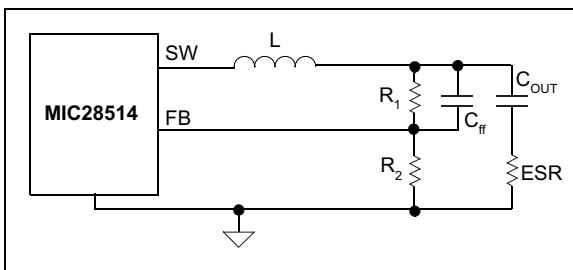


图5-3: FB 上的纹波不足

凭借前馈电容，反馈电压纹波非常接近输出电压纹波。

公式 5-20:

$$\Delta V_{FB(PP)} \approx ESR_{C_{OUT}} \times \Delta I_{L(PP)}$$

3. 输出电容的 ESR 非常低，FB 引脚电压几乎没有纹波。

在这种情况下，输出电压纹波小于 20 mV。因此，通过电阻 R_{INJ} 和电容 C_{INJ} 将额外的纹波从开关节点 SW 注入 FB 引脚，如图 5-4 所示。

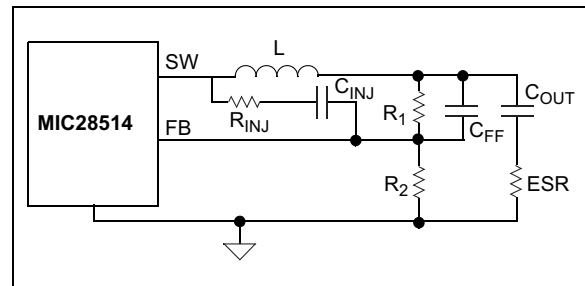


图5-4: FB 上几乎没有纹波

注入的波纹为：

公式 5-21:

$$\Delta V_{FB(PP)} = V_{IN} \times K_{DIV} \times D \times (1 - D) \times \frac{I}{f_{SW} \times \tau}$$

其中：

V_{IN} = 功率级输入电压

D = 占空比

f_{SW} = 开关频率

$\tau = (R_1 // R_2 // R_{INJ}) \times C_{ff}$

公式 5-22:

$$K_{DIV} = \frac{R1 // R2}{R_{INJ} + R1 // R2}$$

在公式 5-21 和公式 5-22 中，假定与 C_{ff} 相关的时间常数必须远远大于开关周期：

公式 5-23:

$$\frac{I}{f_{SW} \times \tau} = \frac{T}{\tau} \ll 1$$

如果分压器电阻 R_1 和 R_2 为k Ω 级，只需1 nF至22 nF的 C_{ff} 就能轻松满足大时间常数的要求。此外还将使用100 nF的注入电容 C_{INJ} ，这样在多种不同的频率下都可视为短路。

确定波纹注入电阻和电容大小的过程如下：

1. 选择 C_{ff} 将所有输出纹波馈入反馈引脚，确保满足大时间常数假设。如果 R_1 和 R_2 在k Ω 范围内，通常选择1 nF到22 nF的 C_{ff} 。
2. 通过公式5-24根据预期反馈电压纹波选择 R_{INJ} ：

公式 5-24:

$$K_{DIV} = \frac{\Delta V_{FB(PP)}}{V_{IN}} \times \frac{f_{SW} \times \tau}{D \times (1 - D)}$$

然后，可根据下式得到 R_{INJ} 的值：

公式 5-25:

$$R_{INJ} = (R1//R2) \times \left(\frac{1}{K_{DIV}} - 1 \right)$$

3. 选择100 nF的 C_{INJ} ，这样在多种不同的频率下都可视为短路。

5.9 热测量

建议测量IC的外壳温度，以确保其处于工作限值以内。这个工作看似简单，但很容易出差错。最常见的错误是使用热量表附带的标准热电偶。这种热电偶的线规很大，通常为22号，其作用类似于散热器，会减小外壳测量值。

正确的测量方法有如下两种：使用较小的热电偶线或使用红外线温度计。如果使用热电偶线，线规必须是36号或更大（线的尺寸更小），以最大程度减小电线的散热效应。此外，热电偶头必须涂抹导热油脂或导热胶，以确保热电偶结点与IC的外壳保持良好接触。

如有可能，建议使用红外温度计。还可选择使用支架，以便使光束长时间照射在IC上。

6.0 PCB布线指南

PCB 布线对于实现可靠、稳定和高效的性能至关重要。必须通过地平面来控制EMI，并最大限度地降低电源、信号和返回路径中的电感。地平面铜箔的厚度对于散热也至关重要。从散热角度来看，2 oz. 的铜箔厚度已经足够，而且一定厚度的铜箔还有助于降低噪声。切记铜箔如果太薄很容易就会被噪声穿透。为确保MIC28514转换器正常工作，应遵循以下准则。

6.1 IC

- 连接到 V_{DD} 引脚的2.2 μF 陶瓷电容必须位于IC上的正确位置。 V_{DD} 引脚对噪声非常敏感，因此电容的位置非常关键。使用宽走线连接到 V_{DD} 引脚。
- 信号地引脚（SGND）必须直接连接到地平面。应在靠近IC的某个点完成SGND与PGND的连接。请勿将SGND引脚连接到顶层的PGND焊盘。
- 使用较宽的走线布置输入和输出电源线。

6.2 输入电容

- 将输入电容放置在靠近电源引脚的位置。
- 将输入电容放在电路板的同一面，并且尽可能靠近IC。
- 尽可能缩短 PV_{IN} 引脚和PGND的连接。
- 在地平面上靠近输入电容接地端子的位置放置几个过孔。
- 使用X7R或X5R电解输入电容。不要使用Y5V或Z5U型电容。
- 如果钽输入电容与输入电容并联，建议只将其用于开关稳压器应用，且工作电压必须降额50%。
- 在热插拔应用中，必须使用钽电容或电解旁路电容来限制突然上电时输入电源上出现的过压尖峰。

6.3 电感

- 靠近开关节点（SW）连接电感。
- 不要在电感下方或电感附近布置任何数字线路。
- 使开关节点（SW）远离反馈（FB）引脚。

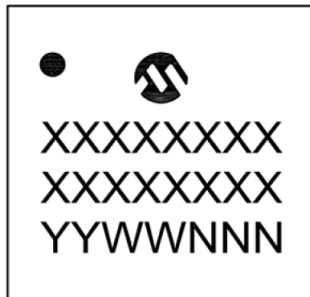
6.4 输出电容

- 使用宽走线将输出电容接地端子连接到输入电容接地端子。
- 输出电容值和ESR改变时，相位裕量也会改变。如果输出电容与BOM表中给出的电容不同，请与厂家联系。
- 反馈走线应与电源走线隔离，并尽可能靠近输出电容。检测较长的大电流负载走线会降低直流负载稳定度。

7.0 封装信息

7.1 封装标识信息

32引脚VQFN (6 x 6 mm)



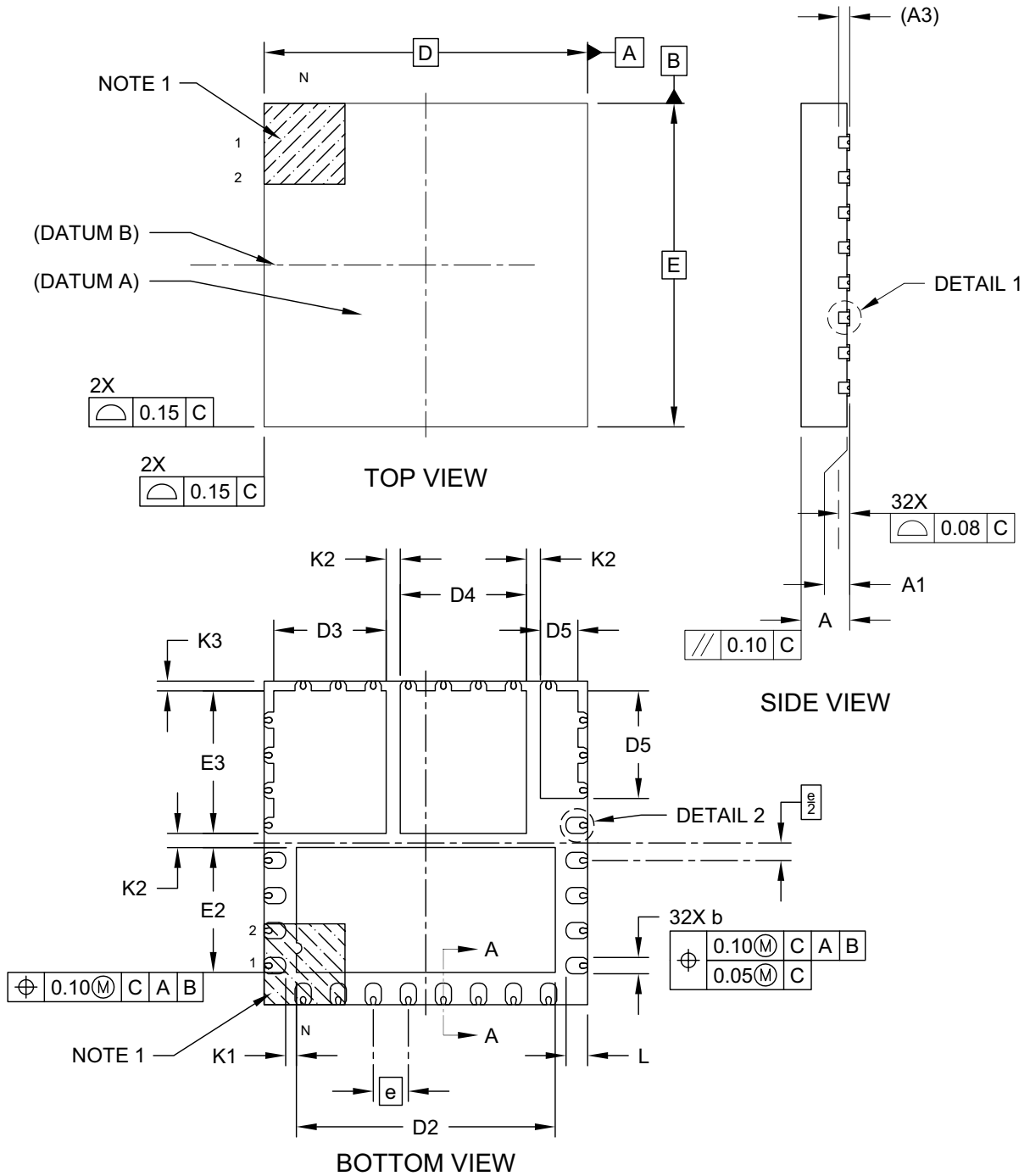
示例



图注:	<p>XX...X 客户指定信息</p> <p>Y 年份代码 (日历年的最后一位数字)</p> <p>YY 年份代码 (日历年的最后两位数字)</p> <p>WW 星期代码 (一月一日的星期代码为“01”)</p> <p>NNN 以字母数字组成的追踪代码</p> <p>(e3) 雾锡 (Matte Tin, Sn) 的JEDEC无铅标志</p> <p>* 表示无铅封装。JEDEC无铅标志 ((e3)) 标示于此种封装的外包装上。</p>
注:	<p>Microchip 部件编号如果无法在同一行内完整标注, 将换行标出, 因此会限制表示客户指定信息的字符数。</p>

32引脚超薄塑封正方扁平无引脚封装 (PHA) —— 主体6x6 mm [VQFN] 可润湿侧翼，多个外露焊盘

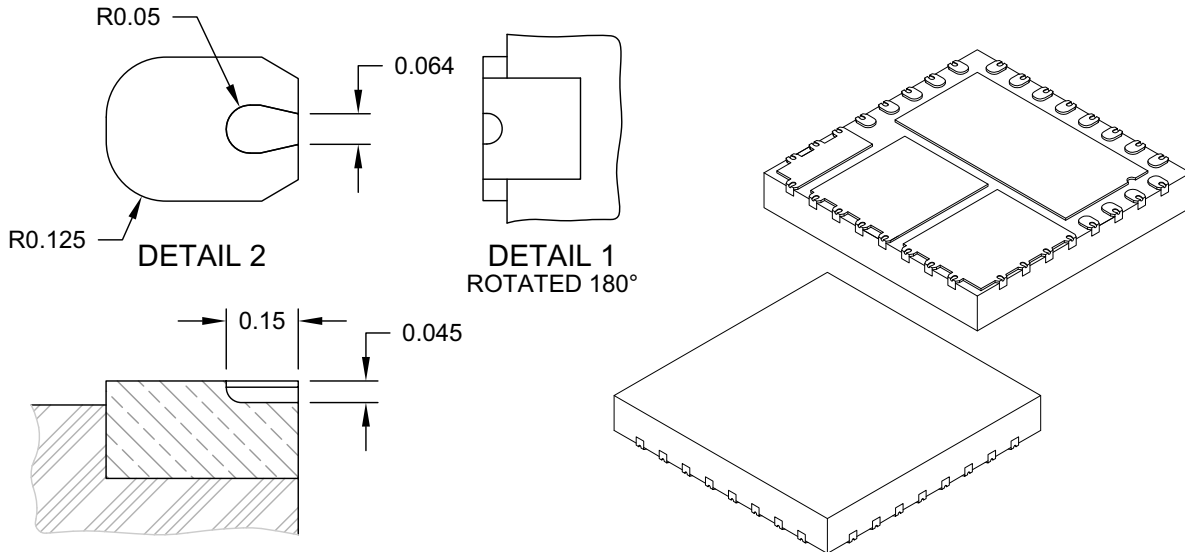
注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



Microchip Technology Drawing C04-1196A Sheet 1 of 2

32引脚超薄塑封正方扁平无引脚封装（PHA）——主体6x6 mm [VQFN] 可润湿侧翼，多个外露焊盘

注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



SECTION A-A

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Terminals	N	32		
Pitch	e	0.65 BSC		
Overall Height	A	0.80	0.85	0.90
Standoff	A1	0.00	0.02	0.05
Terminal Thickness	A3	0.203 REF		
Overall Length	D	6.00 BSC		
Overall Width	E	6.00 BSC		
Exposed Pad Length	D2	4.70	4.80	4.90
Exposed Pad Width	E2	2.215	2.315	2.415
Exposed Pad Length	D3	1.985	2.085	2.185
Exposed Pad Width	E3	2.545	2.645	2.745
Exposed Pad Length	D4	2.240	2.340	2.440
Exposed Pad Length	D5	0.595	0.695	0.795
Exposed Pad Width	E5	1.895	1.995	2.095
Terminal Width	b	0.25	0.30	0.35
Terminal Length	L	0.30	0.40	0.50
Terminal-to-Exposed Pad	K1	0.20	-	-
Exposed Pad-to-Exposed Pad	K2	0.20	0.26	-
Package Edgel-to-Exposed Pad	K3	0.18	-	-

Notes:

1. Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
2. Package is saw singulated
3. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

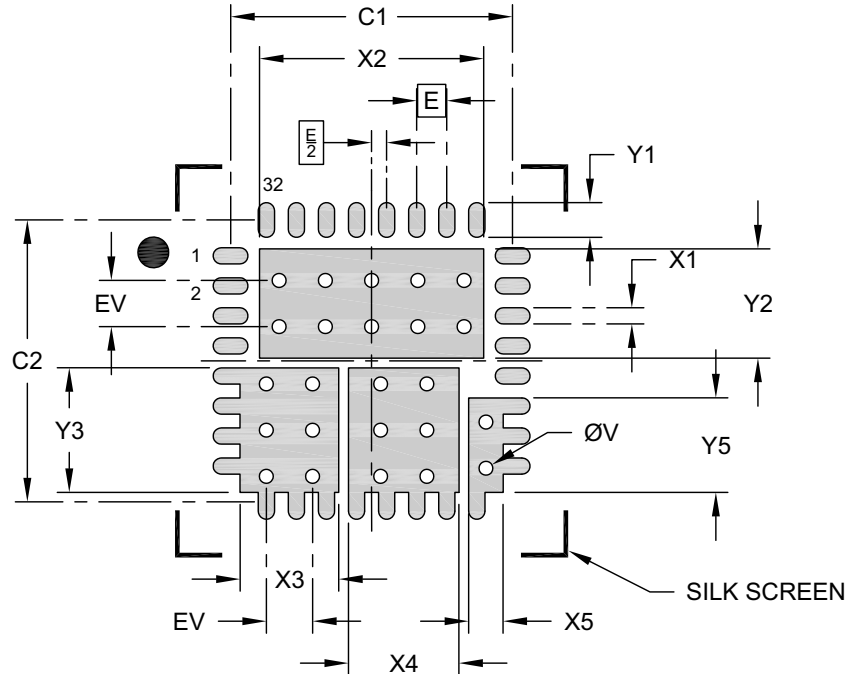
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-1196A Sheet 2 of 2

32引脚超薄塑封正方扁平无引脚封装（PHA）——主体6x6 mm [VQFN] 可润湿侧翼，多个外露焊盘

注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.65 BSC		
Contact Pad Width (X32)	X1			0.35
Contact Pad Length (X32)	Y1			0.75
Contact Pad Spacing	C1		6.10	
Contact Pad Spacing	C2		6.10	
Inner Pad Length	X2			4.85
Inner Pad Width	Y2			2.36
Inner Pad Length	X3			2.13
Inner Pad Width	Y3			2.69
Inner Pad Length	X4			2.39
Inner Pad Length	X5			0.74
Inner Pad Width	Y5			2.04
Thermal Via Diameter (X26)	V		0.30	
Thermal Via Pitch	EV		1.00	

Notes:

- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
- For best soldering results, thermal vias, if used, should be filled or tented to avoid solder loss during reflow process

Microchip Technology Drawing C04-3196A

附录A： 版本历史

版本E（2018年12月）

以下为修改内容：

- 更新了[典型应用电路](#)。
- 更新了[封装类型图](#)。
- 更新了[工作额定值†](#)部分。
- 更新了[表3-1](#)。
- 少量文字修改。

版本D（2018年6月）

以下为修改内容：

- 更新了[绝对最大值†](#)和[工作额定值†](#)部分。
- 更新了[表3-1](#)。
- 在[第4.6节“辅助自举LDO（EXTVDD）”](#)中增加了内容。
- 增加了[图4-3](#)和[图4-4](#)。

版本C（2017年5月）

以下为修改内容：

- 更新了[典型应用电路](#)。
- 更新了[功能框图](#)。

版本B（2017年4月）

以下为修改内容：

- 更新了[功能框图](#)。
- 更新了[电气特性\(1\)](#)部分。

版本A（2017年2月）

- 本文档的初始版本。

产品标识体系

欲订货或获取价格、交货等信息，请与我公司生产厂或各销售办事处联系。

部件编号	X	X	XXX
器件	介质类型	温度	封装
器件:	MIC28514T: 具有外部软启动功能的 75V/5A Hyper Speed Control [®] 同步直流/直流降压稳压器		
介质类型:	T	=	5000片/卷
温度:	E	=	扩展温度范围 (-40°C至+125°C)
封装:	PHA	=	32引脚6 x 6 mm VQFN

示例:
a) MIC28514T-E/PHA: 具有外部软启动功能的 75V/5A Hyper Speed Control[®]同步直流/直流降压稳压器，5000片/卷，-40°C至+125°C扩展温度范围，32引脚VQFN封装

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点：

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下，Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任，并加以赔偿。除非另外声明，在 Microchip 知识产权保护下，不得暗或以其他方式转让任何许可证。

有关 Microchip 质量管理体系的更多信息，请访问 www.microchip.com/quality。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Adaptec、AnyRate、AVR、AVR 徽标、AVR Freaks、BesTime、BitCloud、chipKIT、chipKIT 徽标、CryptoMemory、CryptoRF、dsPIC、FlashFlex、flexPWR、HELDO、IGLOO、JukeBlox、KeeLoq、Kleer、LANCheck、LinkMD、maXStylus、maXTouch、MediaLB、megaAVR、Microsemi、Microsemi 徽标、MOST、MOST 徽标、MPLAB、OptoLyzer、PacTime、PIC、picoPower、PICSTART、PIC32 徽标、PolarFire、Prochip Designer、QTouch、SAM-BA、SenGenuity、SpyNIC、SST、SST 徽标、SuperFlash、Symmetricom、SyncServer、Tachyon、TempTrackr、TimeSource、tinyAVR、UNI/O、Vectron 及 XMEGA 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国和其他国家或地区的注册商标。

APT、ClockWorks、The Embedded Control Solutions Company、EtherSynch、FlashTec、Hyper Speed Control、HyperLight Load、IntelliMOS、Liberio、motorBench、mTouch、Powermite 3、Precision Edge、ProASIC、ProASIC Plus、ProASIC Plus 徽标、Quiet-Wire、SmartFusion、SyncWorld、Temux、TimeCesium、TimeHub、TimePictra、TimeProvider、Vite、WinPath 和 ZL 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国的注册商标。

Adjacent Key Suppression、AKS、Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor、AnyIn、AnyOut、BlueSky、BodyCom、CodeGuard、CryptoAuthentication、CryptoAutomotive、CryptoCompanion、CryptoController、dsPICDEM、dsPICDEM.net、Dynamic Average Matching、DAM、ECAN、EtherGREEN、In-Circuit Serial Programming、ICSP、INICnet、Inter-Chip Connectivity、JitterBlocker、KleerNet、KleerNet 徽标、memBrain、Mindi、MiWi、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICTail、PowerSmart、PureSilicon、QMatrix、REAL ICE、Ripple Blocker、SAM-ICE、Serial Quad I/O、SMART-I.S.、SQI、SuperSwitcher、SuperSwitcher II、Total Endurance、TSHARC、USBCheck、VariSense、ViewSpan、WiperLock、Wireless DNA 和 ZENA 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 为 Microchip Technology Incorporated 在美国的服务标记。

Adaptec 徽标、Frequency on Demand、Silicon Storage Technology 和 Symmcom 均为 Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. KG 在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2019, Microchip Technology Incorporated 版权所有。

ISBN: 978-1-5224-5257-7



全球销售及服务中心

美洲

公司总部 **Corporate Office**
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:
<http://www.microchip.com/support>

网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta

Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

奥斯汀 Austin, TX

Tel: 1-512-257-3370

波士顿 Boston

Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago

Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯 Dallas

Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit

Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

休斯敦 Houston, TX

Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯 Indianapolis

Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453
Tel: 1-317-536-2380

洛杉矶 Los Angeles

Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608
Tel: 1-951-273-7800

罗利 Raleigh, NC

Tel: 1-919-844-7510

纽约 New York, NY

Tel: 1-631-435-6000

圣何塞 San Jose, CA

Tel: 1-408-735-9110
Tel: 1-408-436-4270

加拿大多伦多 Toronto

Tel: 1-905-695-1980
Fax: 1-905-695-2078

亚太地区

中国 - 北京
Tel: 86-10-8569-7000

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511

中国 - 重庆
Tel: 86-23-8980-9588

中国 - 东莞
Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 广州
Tel: 86-20-8755-8029

中国 - 杭州
Tel: 86-571-8792-8115

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355

中国 - 上海
Tel: 86-21-3326-8000

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8864-2200

中国 - 苏州
Tel: 86-186-6233-1526

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2943-5100

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-213-7830

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2508-8600

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-577-8366

亚太地区

澳大利亚 **Australia - Sydney**
Tel: 61-2-9868-6733

印度 **India - Bangalore**
Tel: 91-80-3090-4444

印度 **India - New Delhi**
Tel: 91-11-4160-8631

印度 **India - Pune**
Tel: 91-20-4121-0141

日本 **Japan - Osaka**
Tel: 81-6-6152-7160

日本 **Japan - Tokyo**
Tel: 81-3-6880-3770

韩国 **Korea - Daegu**
Tel: 82-53-744-4301

韩国 **Korea - Seoul**
Tel: 82-2-554-7200

马来西亚
Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-7651-7906

马来西亚 **Malaysia - Penang**
Tel: 60-4-227-8870

菲律宾 **Philippines - Manila**
Tel: 63-2-634-9065

新加坡 **Singapore**
Tel: 65-6334-8870

泰国 **Thailand - Bangkok**
Tel: 66-2-694-1351

越南 **Vietnam - Ho Chi Minh**
Tel: 84-28-5448-2100

欧洲

奥地利 **Austria - Wels**
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦
Denmark - Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

芬兰 **Finland - Espoo**
Tel: 358-9-4520-820

法国 **France - Paris**
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 **Germany - Garching**
Tel: 49-8931-9700

德国 **Germany - Haan**
Tel: 49-2129-3766400

德国 **Germany - Heilbronn**
Tel: 49-7131-72400

德国 **Germany - Karlsruhe**
Tel: 49-721-625370

德国 **Germany - Munich**
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

德国 **Germany - Rosenheim**
Tel: 49-8031-354-560

以色列 **Israel - Ra'anana**
Tel: 972-9-744-7705

意大利 **Italy - Milan**
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

意大利 **Italy - Padova**
Tel: 39-049-7625286

荷兰 **Netherlands - Drunen**
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

挪威 **Norway - Trondheim**
Tel: 47-7288-4388

波兰 **Poland - Warsaw**
Tel: 48-22-3325737

罗马尼亚
Romania - Bucharest
Tel: 40-21-407-87-50

西班牙 **Spain - Madrid**
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

瑞典 **Sweden - Gothenberg**
Tel: 46-31-704-60-40

瑞典 **Sweden - Stockholm**
Tel: 46-8-5090-4654

英国 **UK - Wokingham**
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820