

40V, 1A 易用高性能同步降压转换器

1 主要特点

- 用于条件严苛的工业应用
 - 输入电压范围：6V ~ 40V
 - 1A 持续输出电流
 - 100% 最大占空比可实现超低压降
 - 支持预偏置输出软启动
 - 输出过压/欠压保护
 - 输入过压保护/欠压锁定
 - 过温保护
 - $\pm 1\%$ 输出电压精度
- 方案小巧且易于使用
 - 集成 270m Ω P 型高侧 MOSFET
 - 集成 135m Ω N 型低侧 MOSFET
 - 内置补偿电路
 - 内置软启动电路
 - 固定 5V 输出 (KP521405, KP521405A)
 - 固定 3.3V 输出 (KP521403, KP521403A)
- 为家电应用优化设计
 - 可实现单层 PCB 布局
 - 低开关速率减轻 EMI 问题

2 典型应用

- 白电, 小家电
- 电动工具
- 智能照明
- 通用宽输入电压轨

3 产品描述

KP52140X(A) 是一款简单易用的同步降压直流/直流转换器, 能够驱动高达 1A 的负载电流。它具有 6V 至 40V 的宽输入范围, 因此适用于工业领域中非稳压电源的电源调节。

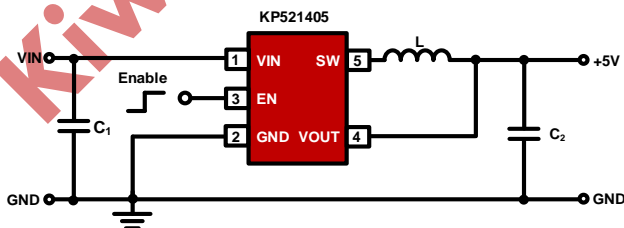
KP52140X(A) 内部集成低导通电阻的 P 型高侧 MOSFET 和 N 型低侧 MOSFET, 省掉了外部自举电容和肖特基二极管。在内部实现了软启动和补偿电路减少了外围元器件的数量, 固定 5V 或 3.3V 的输出方式可进一步减少外围元器件数量, 从而轻松实现单层 PCB 布局。

KP52140X(A) 典型开关频率为 100kHz, 采用低开关速率设计适用于有 EMI 要求的应用场合。

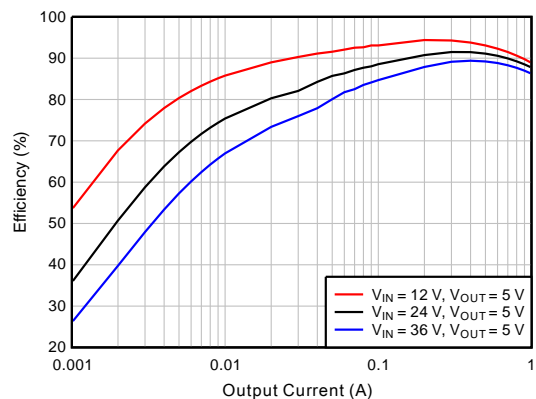
KP52140X(A) 内置有完善的保护功能: 输入过压保护 (VIN OVP)、输入欠压锁定 (UVLO)、逐周期电流限制 (OCL)、输出过压保护 (VOUT OVP)、输出欠压保护 (VOUT UVP), 和过温保护 (OTP), 以确保其在不同的工作条件下保持安全、可靠运行。

KP52140X(A) 采用 TSOT23-5 和 TSOT23-6 封装, 可节约布局空间。

简化应用电路



简化应用电路



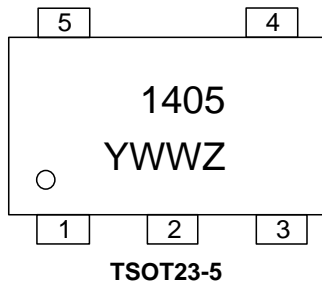
效率曲线

4 订购信息

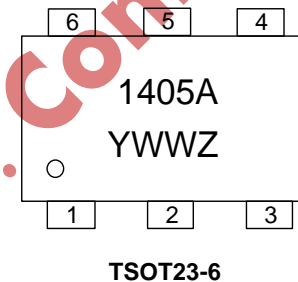
产品型号	输出电压	封装	描述	产品标记
KP521405LGA	5 V	TSOT23-5	无卤, 编带盘装, 3500 颗/卷	1405
KP521403LGA	3.3 V	TSOT23-5	无卤, 编带盘装, 3500 颗/卷	1403
KP521405ALGA	5 V	TSOT23-6	无卤, 编带盘装, 3500 颗/卷	1405A
KP521403ALGA	3.3 V	TSOT23-6	无卤, 编带盘装, 3500 颗/卷	1403A

5 产品标记

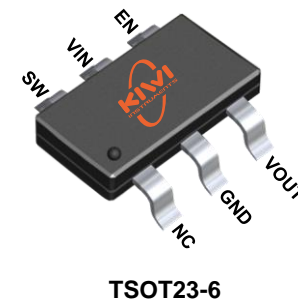
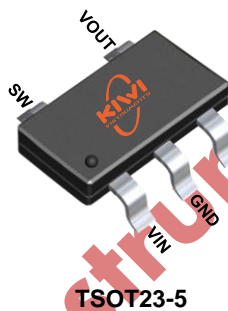
Y: 年份代码
WW: 周代码, 01-52
Z: 流水码, 1-9 或 A-Z



Y: 年份代码
WW: 周代码, 01-52
Z: 流水码, 1-9 或 A-Z



6 管脚定义



6.1 管脚功能描述

管脚 (TSOT23-5)	管脚 (TSOT23-6)	名称	类型 ⁽¹⁾	描述
1	5	VIN	P	输入电源。 输入电源给内部所有控制电路供电, 为了最大限度地降低开关电压尖峰, 推荐在 VIN 和 GND 引脚附近加去耦电容。
2	2	GND	G	芯片参考地。 为避免大的高频电流环路, 接地引脚应尽可能靠近输出电容器。将散热焊盘连接至接地面以优化散热性能。
3	4	EN	I/O	使能。 将 EN 拉高至指定阈值以上, 或将 EN 悬空, 内部有 13 μ A 的恒流源可把 EN 上拉至高电平, 芯片使能。将 EN 拉低至指定阈值以下可关闭芯片。如果使用外部下拉电阻来关闭芯片, 须确保电阻值小于 20k Ω 以产生可靠有效的低电平。

4	3	VOUT	I	输出电压反馈。直连到输出电容并远离开关节点 SW。
5	6	SW	P	开关节点。用短且宽的走线连接到输出电感。
	1	NC	-	内部无连接。

(1) I – 输入；O – 输出；P – 功率；G – 地

7 产品参数

7.1 极限参数

除非另有说明，以下皆在 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内满足。

参数		最小值	最大值	单位
电压范围 ⁽¹⁾	VIN, SW	-0.3	44	V
	SW (< 10ns)	-3	44	V
	VOUT	-0.3	6	V
	EN	-0.3	6	V
T _J ⁽²⁾	结温工作范围	-40	150	°C
T _{STG}	储存温度范围	-55	150	°C

(1) 超出列表极限参数可能会对芯片造成永久性损坏。极限参数仅用作标识应力等级，在超出推荐工作条件的情况下芯片可能无法正常工作。过度暴露在超出推荐工作条件下，可能会影响芯片的可靠性。

(2) 工作结温长时间大于 125°C 时，可能会降低器件使用寿命。

7.2 防静电等级

参数		值	单位
V _{ESD}	人体模型 (HBM) ⁽¹⁾	±4000	V
	充电器件模型 (CDM) ⁽²⁾	±500	V

(1) JEDEC 文件 JEP155 指出，500-V HBM 满足使用标准 ESD 控制流程的安全制造要求。

(2) JEDEC 文件 JEP157 指出，250-V CDM 满足使用标准 ESD 控制流程的安全制造要求。

7.3 推荐工作条件

除非另有说明，以下皆在 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内满足。

参数		最小值	最大值	单位
V _{IN}	输入电压范围	6	40	V
I _{OUT}	输出电流范围	0	1	A
电压范围	VIN, SW	-0.3	40	V

	SW (< 10 ns)	-3	40	V
	VOUT	-0.3	5.5	V
	EN	-0.3	5.5	V
T _J	结温工作范围	-40	125	°C

7.4 热性能参数

参数	单位	KP52140X	KP52140XA	
		TSOT23-5	TSOT23-6	
R _{θJA(EVM)} ⁽¹⁾	结到环境的热阻值 (基于相应评估板)	30	29	°C/W

(1) R_{θJA(EVM)} 是基于相应评估板实际工作时测量得到的热阻信息。评估板信息: 60 mm x 45 mm, FR-4, TG150, 1.6 mm 板厚, 2 层板 2 Oz 铜箔。测试条件: V_{IN} = 12V, V_{OUT} = 5V, I_{OUT} = 1A, T_A = 25°C。此热阻值仅供参考, 实际热阻与 PCB 的板材、布局布线及测试环境等条件有关。

7.5 电气参数

除非另有说明, 以下皆在 V_{IN} = 12V, T_J = -40°C 至 125°C 条件下测试得出。其中典型值是指在 V_{IN} = 12V, T_J = 25°C 时最可能的参数, 最小值和最大值则是通过设计、样品测试及批量生产制造通过的参数测试决定的。

符号	参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入供电及保护						
V _{IN}	工作输入电压		6		40	V
V _{UVLO(R)}	V _{IN} UVLO 上升阈值	V _{IN} 上升		5.4	5.8	V
V _{UVLO(F)}	V _{IN} UVLO 下降阈值	V _{IN} 下降		5.0	5.4	V
V _{INOV(P)}	V _{IN} OVP 上升阈值	V _{IN} 上升		44		V
V _{INOV(F)}	V _{IN} OVP 下降阈值	V _{IN} 下降		42		V
I _{Q(SLEEP)}	V _{IN} 静态工作电流	无开关动作 (V _{EN} = 1.5V, V _{OUT_PIN} = 5.5V, I _{OUT} = 0mA)		320		μA
I _{Q(SD)}	V _{IN} 关断电流	V _{EN} = 0V		25	35	μA
使能及软启动						
V _{EN(R)}	EN 上升阈值	EN 上升, 使能芯片工作	1			V
V _{EN(F)}	EN 下降阈值	EN 下降, 禁止芯片工作			0.4	V
I _{EN}	EN 内部上拉电流	V _{EN} = 0V		13	25	μA
T _{SS}	软启动时间	从 10% V _{OUT} 至 90% V _{OUT}		2.5		ms
输出电压及保护						

V _{OUT}	输出电压, KP521405/KP521405A	T _J = 25°C	4.95	5.0	5.05	V
		T _J = -40°C ~ 125°C	4.9	5.0	5.1	V
	输出电压, KP521403/KP521403A	T _J = 25°C	3.26	3.3	3.34	V
		T _J = -40°C ~ 125°C	3.22	3.3	3.38	V
V _{OVP(R)}	V _{OUT} OVP 上升阈值	V _{OUT} 上升		110%		V _{OUT}
V _{OVP(F)}	V _{OUT} OVP 下降阈值	V _{OUT} 下降		105%		V _{OUT}
V _{UVP(F)}	V _{OUT} UVP 下降阈值	V _{OUT} 下降		50%		V _{OUT}
V _{UVP(R)}	V _{OUT} UVP 上升阈值	V _{OUT} 上升		55%		V _{OUT}
t _{HIC(WAIT)}	从 V _{OUT} UVP 至进入打嗝模式前的等待时间			160		μs
t _{HIC(RE)}	从前次停止工作至重新软启动前的时间			40		ms
功率开关管						
R _{DS(on)(HS)}	高侧 MOSFET 导通电阻	T _J = 25°C, V _{IN} = 12V		270		mΩ
R _{DS(on)(LS)}	低侧 MOSFET 导通电阻	T _J = 25°C, V _{IN} = 12V		135		mΩ
t _{ON(min)} ⁽¹⁾	最小导通时间			200		ns
D _{max}	最大占空比			100		%
开关频率						
f _{sw}	开关频率	I _{OUT} = 0.5A	80	100	120	kHz
逐波限流						
I _{PK}	波峰电流限制阈值	V _{IN} = 12V	1.5	1.8	2.1	A
过温保护⁽¹⁾						
T _{J(SD)}	过温关断保护阈值			160		°C
T _{J(HYS)}	过温关断保护恢复迟滞			50		°C

(1) 由设计及电路特性保证, 未进行生产测试。

7.6 参数特性曲线

除非另有说明，以下皆在 $V_{IN} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$ 条件下测试得出。

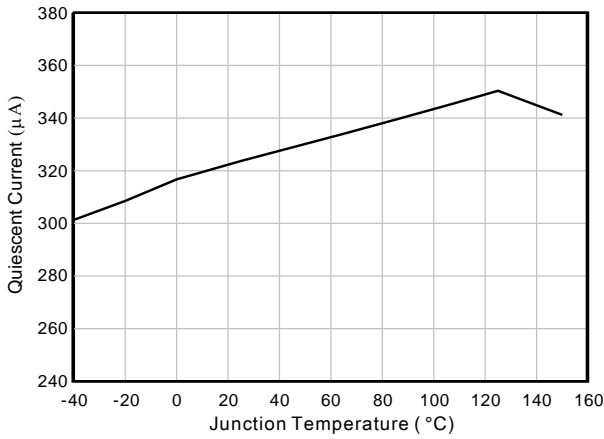


图 1 静态工作电流与结温关系曲线

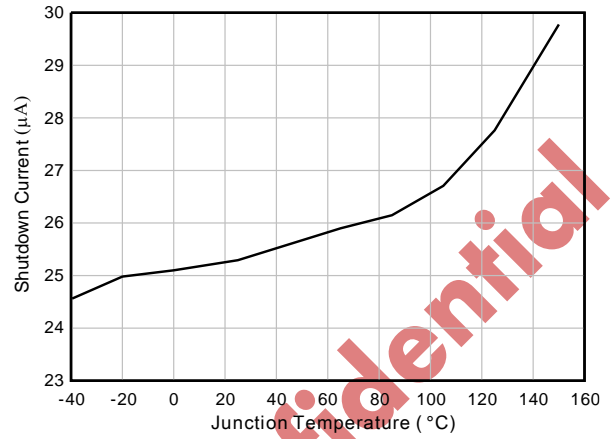


图 2 关断电流与结温关系曲线

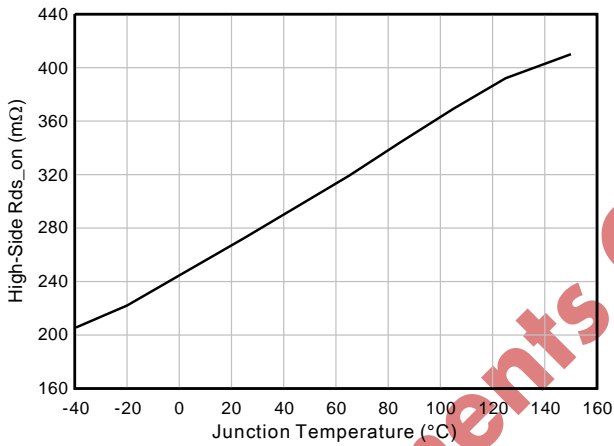


图 3 高侧 MOSFET 导通电阻与结温关系曲线

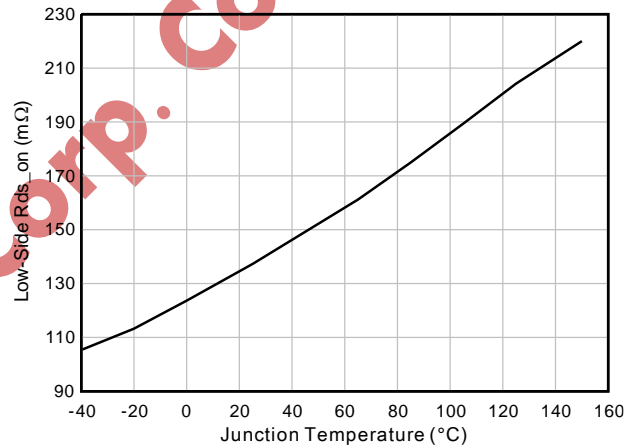


图 4 低侧 MOSFET 导通电阻与结温关系曲线

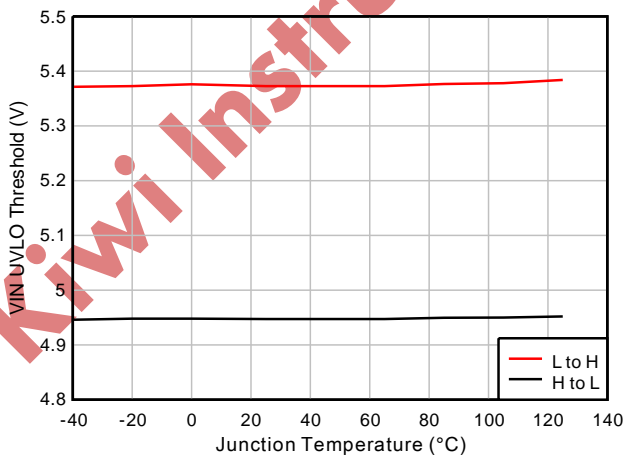


图 5 V_{IN} UVLO 阈值与结温关系曲线

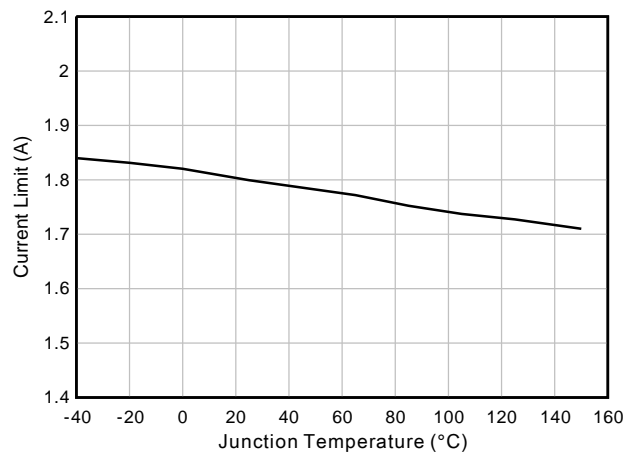
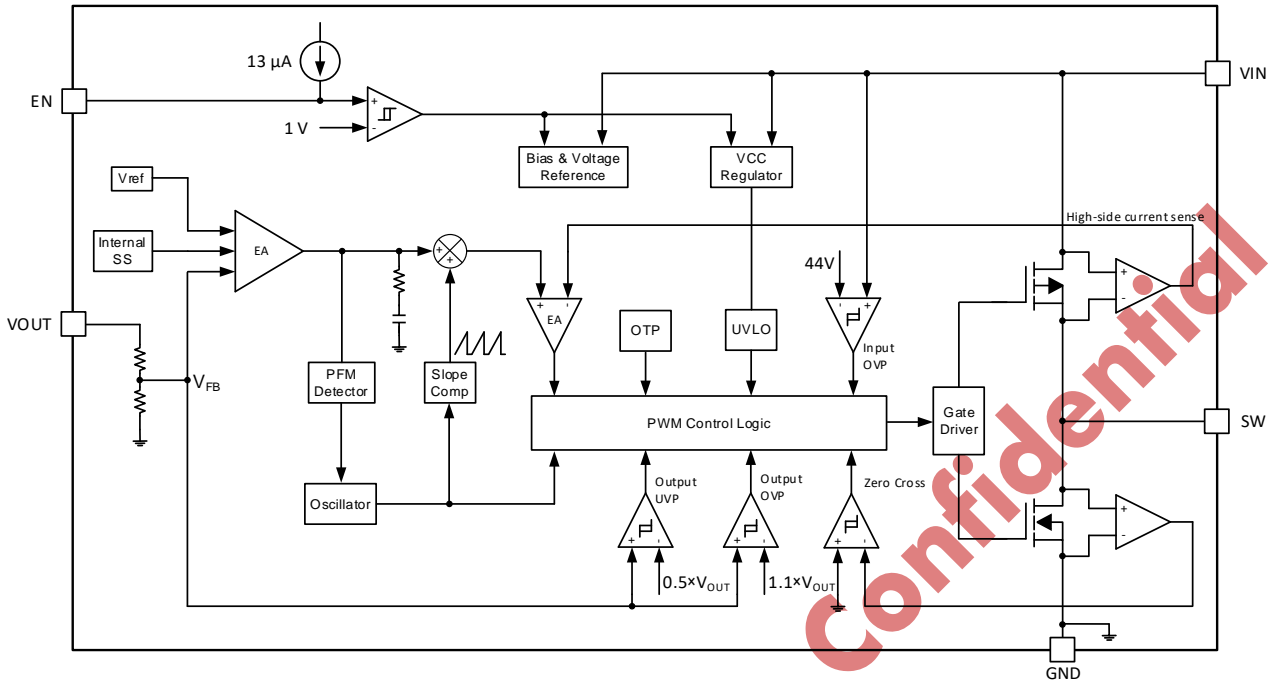


图 6 波峰电流限制阈值与结温关系曲线

8 功能框图



9 功能描述

KP52140X(A) 是内部集成有低导通电阻主开关管和同步整流管的同步降压转换器。在 6V~40V 宽输入电压范围内可提供固定 5V 或 3.3V 输出；采用峰值电流模式 (Peak Current Mode, PCM) 能快速响应负载跳变，常规负载下的开关频率保持固定，同时低开关速率的设计为系统 EMI 优化带来便利。轻负载下进入跳频模式 (Pulse Skipping Mode, PSM) 提升转换效率。

9.1 连续电流模式 (CCM)

当负载电流高于电感电流峰峰值的一半时，器件采用 CCM 运行。在 CCM 工作模式下，工作频率是固定的，该模式下输出电压纹波最小，器件可提供最大 1A 的连续输出电流。

如图 7 所示，在 CCM 工作期间，每个周期由固定时钟上升沿开启，高侧 MOSFET 导通，电感电流开始斜坡上升。当检测到电流达到控制电压时，高侧 MOSFET 关闭，低侧 MOSFET 导通，这时电感电流开始下降，直到下一个时钟上升沿。器件开关频率取决于内部时钟，因此是固定。

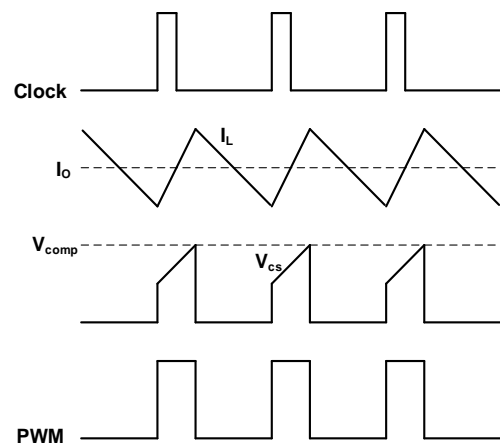


图 7 PCM 控制原理示意图

9.2 断续电流模式 (DCM) 和跳频模式 (PSM)

当负载电流逐渐减小时，电感电流的波谷值也逐渐下降直至为零，此时即为电感电流临界模式。器件内部有过零检测电路，当检测到电感电流过零时，低侧 MOSFET 将会被关闭从而保持电感电流为零，转换器此时处于 DCM 运行。

随着输出负载电流的降低，每个开关周期所需的峰值电流也会降低，并且闭环系统中的误差放大器会降低 COMP 电压。当 COMP 电压下降到 0.5V 时，

跳频模式将会被激活以实现在轻负载下的高转换效率，COMP 电压会被钳位在 0.5V，即使有时钟信号到来，高侧 MOSFET 依然会保持关闭。在此期间，输出电容维持负载电流，随着输出电压逐渐降低，COMP 电压会被逐渐抬升，直至高于 0.5V 以重新开启高侧 MOSFET。

9.3 低压差运行

由于 KP52140X(A) 高侧为 P 型 MOSFET，当输入电压降至接近输出电压时，其可以在超过一个周期的时间里保持导通状态，直到占空比增大到 100% 为止。维持输出电压稳定的最小输入电压取决于负载电流和输出电压，可以使用公式 (1) 计算。

$$V_{IN_MIN} = V_{OUT_MAX} + I_{OUT_MAX} \times (R_{DS(ON)MAX} + R_{DCR}) \quad (1)$$

其中

- I_{OUT_MAX} 为最大输出电流
- $R_{DS(ON)MAX}$ 为高侧 MOSFE 最大导通电阻
- R_{DCR} 为电感直流电阻，即 DCR
- V_{OUT_MAX} 为最大输出电压

9.4 EN 使能控制

KP52140X(A) 提供外部使能控制引脚 EN 以使能或禁用器件。当 EN 引脚电压高于 EN 上升阈值电压 $V_{EN(R)}$ 且输入电压高于输入欠压锁定阈值 $V_{UVLO(R)}$ 时，芯片使能开始正常工作。如果 EN 引脚电压被拉低到阈值电压 $V_{EN(F)}$ 以下，则芯片停止开关动作并进入待机模式，即使输入电压高于输入欠压锁定阈值 $V_{UVLO(R)}$ ，器件也被禁用，开关动作停止。

EN 引脚内部有 13 μ A 的恒流源可把 EN 上拉至高电平，从而允许用户保持 EN 引脚悬空来使能器件。如果使用外部下拉电阻来关闭器件，须确保电阻值小于 20k Ω 以产生可靠有效的低电平。

9.5 输入欠压锁定 (VIN UVLO)

KP52140X(A) 内置有输入欠压锁定功能 (UVLO) 防止器件在输入供电电压过低时工作。UVLO 比较器监测内部稳压电源 VCC 的输出电压大小。当输入电压下降到 $V_{UVLO(F)}$ 以下时，器件停止开关工作，禁止使能。当输入电压上升到 $V_{UVLO(R)}$ 以上时，如果此时 V_{EN} 也大于 $V_{EN(R)}$ ，则器件使能，开始软启

动恢复正常工作。

9.6 输入过压保护 (VIN OVP)

KP52140X(A) 集成了输入过压保护功能。当 VIN 引脚电压大于 $V_{INOVP(R)}$ 时，器件内部高侧和低侧 MOSFET 关断，器件停止工作。当 VIN 电压恢复到小于 $V_{INOVP(F)}$ 时，器件恢复工作。输入过压保护功能通过不断监测 VIN 引脚的电压，防止器件在输入电压过高时开关工作，能有效保证器件在输入电压不稳定或有过压尖峰时的可靠性。

9.7 逐周期限流 (OCL) 和输出欠压保护 (VOUT UVP)

KP52140X(A) 采用峰值电流模式控制，每个周期固定时钟导通高侧 MOSFET，使用内部 COMP 电压逐周期控制高侧 MOSFET 的关断和低侧 MOSFET 的导通。在高侧 MOSFET 导通期间，将开关电流和内部 COMP 电压产生的电流基准进行比较。当开关电流与电流基准相交时，高侧 MOSFET 关断。当发生将输出电压拉低的过流时，误差放大器通过将 COMP 引脚驱动为高电平来做出响应，从而导致开关电流增加。COMP 引脚内部有一个最大钳位，可限制输出电流。

在输出短路期间，输出电感电流可能会出现过流失控。KP52140X(A) 通过降低开关频率来增加短路条件下的关断时间，从而避免电感电流失控。当实际输出电压低于设定输出电压的一半时，器件开关频率将降频到原来的一半。

当发生过流时，负载电流会比过流阈值高出二分之一电感纹波电流。当电流受到限制时，输出电压往往会下降，因为所需的负载电流可能高于转换器提供的电流。当输出电压低于 VOUT UVP 阈值电压时，VOUT UVP 比较器会检测到它。器件在 VOUT UVP 延迟时间 160 μ s 后关闭，并在 40ms 打嗝时间后重新启动。打嗝行为有助于降低严重过流条件下的器件功耗。

9.8 输出过压保护 (VOUT OVP)

KP52140X(A) 集成了输出过压保护功能，可减少芯片故障时或者突减负载时可能出现的输出电压过冲，避免造成后级用电设备的损坏。当输出超过 $V_{OVP(R)}$ 时，VOUT OVP 比较器输出置高，集成的

高侧和低侧 MOSFET 都将关闭，以避免输出进一步升高。当输出低于 $V_{OVP(F)}$ ，芯片将恢复正常工作。输出过压保护功能为非锁存功能。

9.9 软启动和预偏置软启动

KP52140X(A) 内置有软启动功能以减小器件启动过程中的冲击电流，保证输出电压平稳上升。当输入电压高于 $V_{IN\ UVLO}$ 阈值时，输出电压从 EN 上升沿经 $300\mu s$ (典型值) 延迟后开始上升。当器件启动时，内部的软启动电路产生一个从 0V 开始上升的软启动电压 (V_{SS})。当 V_{SS} 低于内部参考电压 (V_{REF}) 时， V_{SS} 覆盖 V_{REF} ，因此电压误差积分器和控制比较器使用 V_{SS} 作为参考电压，输出电压跟随 V_{SS} 平稳上升。当 V_{SS} 升到 V_{REF} 电压时， V_{REF} 重新获得控制，参考电压稳定为 V_{REF} ，输出电压随之稳定在设定值，软启动结束。KP52140X(A) 内部软启动时间固定为 $2.5ms$ ，其对应为输出电压从 10% 升到 90% 的时间。

如果输出电容在器件启动时已经处于预偏置电压状态，KP52140X(A) 仅在内部参考电压 V_{SS} 大于反馈电压 V_{FB} 后才启动开关， V_{OUT} 开始上升。该预偏置软启动方案保证了器件输出电压平稳地上升进入稳定状态。

9.10 过温保护 (OTP)

KP52140X(A) 具有过温保护功能以防止由于功率耗散过大而导致的器件过热损坏。器件内部电路检测器件结温，当结温超过过温保护阈值 $T_{J(SD)}$ 时，OTP 比较器翻转，器件停止开关动作。当结温温度下降超过过温保护恢复磁滞 $T_{J(HYS)}$ 后，器件将恢复正常运行，重新开始软启动。

Kiwi Instruments Corp. Confidential

10 应用指南

KP52140X(A) 只需很少外围器件即可从宽电压范围电源转换为固定输出电压。外围器件应满足应用的需求，同时也满足控制回路的稳定性标准。图 31 和图 32 为典型应用电路。

10.1 设计要求

基于设计实例描述了详细的设计过程，表 1 列出了本设计实例主要参数。

表 1 设计实例主要参数

参数	目标值
输入电压	6V ~ 40V
输出电压	5V
额定输出电流	1A
输出电压纹波	±0.5%
输出电压调整率 (0.2A ~ 0.8A ~ 0.2A)	±5%

10.2 电感选择

电感的选择依据三个重要参数：电感量，饱和电流及额定电流。电感量依据纹波电流的要求设定，推荐取纹波电流系数 K_{IND} 在 0.2 至 0.6。所选电感饱和电流必须大于峰值开关电流，额定电流需大于正

常工作时的负载电流。由于纹波电流受输入电压影响，通常用最大输入电压来计算最小电感量，如公式 (2) 和 (3) 所示。

$$\Delta i_L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN_MAX} - V_{OUT})}{V_{IN_MAX} \times L \times f_{SW}} \quad (2)$$

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN_MAX} - V_{OUT}}{I_{OUT} \times K_{IND}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN_MAX} \times f_{SW}} \quad (3)$$

电感量的选择需要综合考虑，选择小感量电感，可以带来更快的瞬态响应、更小的电感尺寸或者更低的 DC 电阻，但是纹波电流也会增加进而导致输出电压纹波增加，满载或者瞬间过载下容易触发限流而导致输出电压下降。选择大感量电感会造成电感体积或者成本的增加，纹波电流更小些，但是峰值电流模式需要一定的纹波电流以提高信噪比，同时过大的电感可能导致内部斜坡补偿失效。

本例中选择最高输入电压 40V，取 $K_{IND} = 0.6$ ，计算出最小电感量为 73μH，最终选择的电感规格为 100μH，1.45A 额定电流，2.4A 饱和电流。

值得注意的是，由于最大输入电压对最小电感量的选择影响比较大，从优化电感体积和成本的角度，可以在不同输入电压等级下选择相应的电感量，如外围器件推荐表 2 所示。

表 2 外围器件推荐表

V_{OUT} (V)	V_{IN} (V)	L (μH)	C_1	$C_{1A}^{(1)}$	C_2	$C_{2A}^{(2)}$
5	12	68	22μF / 25V	1μF / 50V	4 × 22μF / 10V (100μF / 10V, E-cap)	--- (1μF / 10V)
	24	82	22μF / 35V			
	36	100	100μF / 50V, E-cap			
3.3	12	47	22μF / 25V			
	24	56	22μF / 35V			
	36	68	100μF / 50V, E-cap			

(1) C_1 为电解电容时，推荐 1μF (或以上) 陶瓷电容 C_{1A} ； C_1 为陶瓷电容时，推荐 0.1μF 陶瓷电容 C_{1A} 。

(2) C_2 为电解电容时，推荐 1μF (或以上) 陶瓷电容 C_{2A} ； C_2 为陶瓷电容时，无需 C_{2A} 。

10.3 输出电容选择

降压转换器输出电容的选择需同时满足输出电压纹波、负载响应及环路稳定性的要求。

输出电压纹波主要由两部分组成。一部分是由电感电流在输出电容 ESR 上产生的阻性纹波，可根据公式 (4) 计算得出。

$$\Delta V_{OUT_ESR} = \Delta i_L \times R_{ESR} = K_{IND} \times I_{OUT} \times R_{ESR} \quad (4)$$

另一部分是由电感电流对输出电容充放电产生的容

性纹波，可根据公式 (5) 计算得出。

$$\Delta V_{OUT_c} = \Delta i_L \times \frac{(D-0.5)}{4 \times f_{SW} \times C_{OUT}} \quad (5)$$

这两种纹波电压为非同相位，实际输出电压纹波最大值是小于两者之和的。

当负载电流由轻到重变化时，系统环路需要一定的响应时间来调节电感电流以达到新的负载水平，在环路响应之前需要输出电容来提供额外增加的负载电流。类似地，当负载电流由重到轻变化时，在环

路响应之前需要输出电容要吸收多余的电感电流。因此，输出电容电压会随着负载的加重或者减轻而产生电压跌落或过冲。负载变化量越大或变化速率越大，产生的电压跌落或过冲越明显。公式 (6) 可用来计算最小输出电容量。

$$C_{OUT} > \frac{1}{2} \times \frac{4 \times (I_{OH} - I_{OL})}{f_{SW} \times \Delta V_{OUT_SHOOT}} \quad (6)$$

其中，

- I_{OL} 为负载跳变时轻负载值
- I_{OH} 为负载跳变时重负载值
- V_{OUT_SHOOT} 是负载跳变时输出电压变化量

KP521405X(A) 采用固定的内部零点补偿输出电容与负载电阻的极点，因此系统带宽受输出电容影响。穿越频率通常取 $(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{2})$ 开关频率，可用简化后的公式 (7) 计算得出系统稳定性对输出电容的要求值。

$$C_{OUT} > \frac{R_C \times G_M \times G_{MP} \times V_{REF}}{2\pi \times V_{OUT} \times f_c} \quad (7)$$

其中，

- $G_M = 10\mu S$ 为跨导放大器增益；
- $R_C = 1M\Omega$ 为内部补偿电阻；
- $G_{MP} = 2.3A/V$ 为内部 COMP 到电感电流增益；
- $V_{REF} = 0.8V$
- f_c 为目标穿越频率，取 16kHz。

在本例中，输出纹波电压目标值为 50mV。假定 $\Delta V_{OUT_ESR} = \Delta V_{OUT_C} = 50\text{ mV}$ ，根据公式 (4) 计算出 R_{ESR} 应该小于 125 mΩ，依据公式 (5) 算出输出电容应大于 10μF。以 ±5% 作为输出动态变化指标，依据公式 (6) 和 (7) 可计算出输出电容需大于 24μF 和 37μF。三者之中取最大值，则最小输出电容为 37μF。

值得注意的是，上述计算值均为有效值。电容有效容值受电容类型、尺寸、温度及工作偏置电压等多因素影响，电容的使用需要降额。输出电容需满足输出电流有效值的要求，可用公式 (8) 来计算。

$$I_{COUT(RMS)} = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{\sqrt{12} \times V_{IN(MAX)} \times L \times f_{SW} \times N_C} \quad (8)$$

10.4 输入电容选择

由于降压变换器的输入电流为不连续电流，因此需要一个电容器，在保持直流输入电压的同时，还能能为降压变换器提供交流电流。为达到最佳性能，请

使用低 ESR 电容器，其额定电压必须大于最大输入电压。为了补偿电容器的降额，建议使用两倍于最大输入电压的额定电压。流经输入电容器的有效电流可根据以下公式 (9) 计算得出：

$$I_{IN_AC} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}})} \quad (9)$$

对于低 ESR 电容器，输入电压纹波可根据公式 (10) 估算出。

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \times V_{OUT}}{f_{sw} \times C_{IN} \times V_{IN}} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}) \quad (10)$$

选择一款具有足够有效电流值和足够电容值的输入电容，以维持较小的输入电源纹波。

当采用电解电容器或钽电容器时，需要并联一颗小的陶瓷电容用于高频滤波（如 0.1μF 陶瓷电容）且尽可能靠近器件引脚放置。

10.5 布局指南

PCB 布局对于器件工作的稳定性至关重要，为获得最佳性能，请参考图 8 并遵循以下指南：

1. 输入电容必须靠近 VIN 和 GND 引脚放置。输入和输出电容负端尽量与器件 GND 直连。
2. 功率回路走线应该尽可能短和宽以减小回路电压降，提高转换效率。
3. 从输出电容上反馈 VOUT 信息，走线尽可能短并且远离电感和噪声电源（如 SW 节点）。
4. 采用多层 PCB 板时，可以在中间层铺地以屏蔽噪声并且辅助芯片散热。
5. GND, VIN, SW 走线或者铺铜尽可能宽可以帮助芯片散热。在芯片本体下方或者旁边使用散热过孔可以增加散热效果。

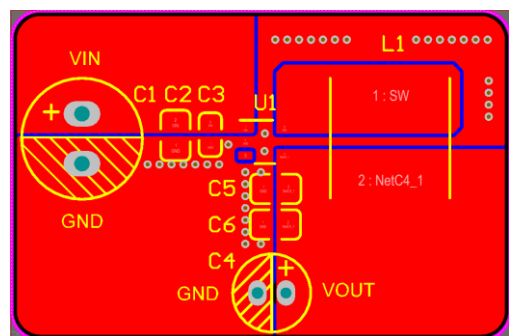


图 8 PCB 布局参考

10.6 典型工作特性

除非另有说明，以下皆在 $V_{IN} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $L_1 = 100\mu H$, $R_{DCR} = 230m\Omega$, $C_{OUT} = 100\mu F$ 条件下测试得出。

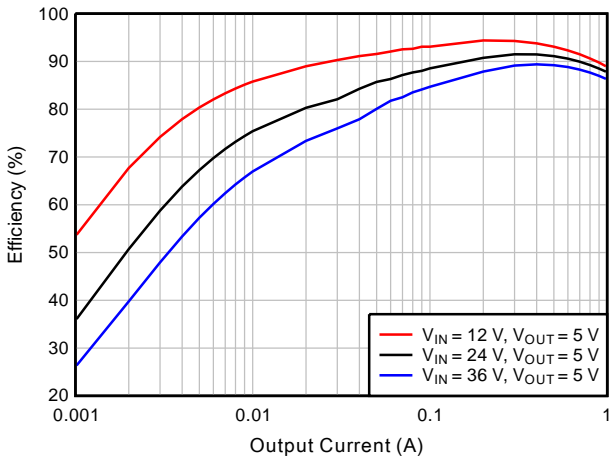


图 9 5V 效率曲线 ($L_1 = 100\mu H$, $R_{DCR} = 230m\Omega$)

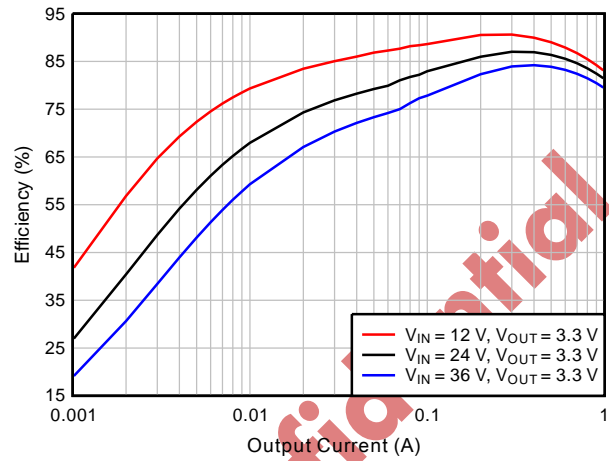


图 10 3.3V 效率曲线 ($L_1 = 68\mu H$, $R_{DCR} = 289m\Omega$)

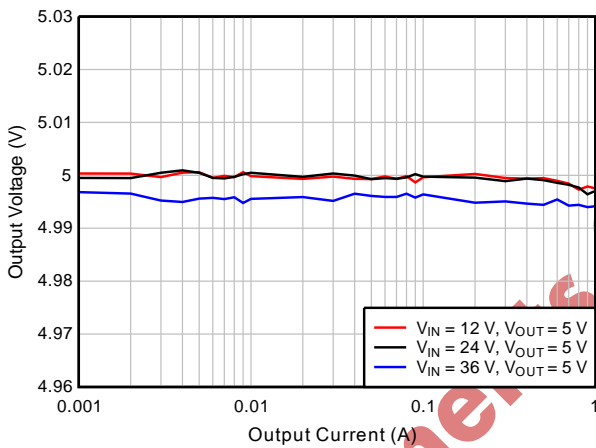


图 11 5V 负载调整率

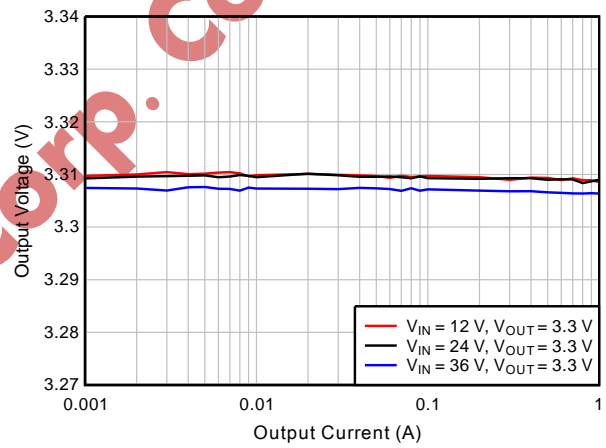


图 12 3.3V 负载调整率



图 13 热性能 ($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 1A$)

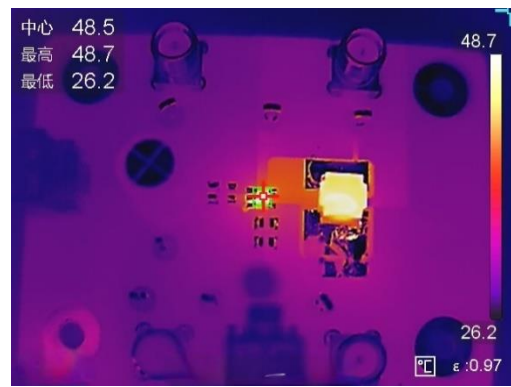


图 14 热性能 ($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $I_{OUT} = 1A$)

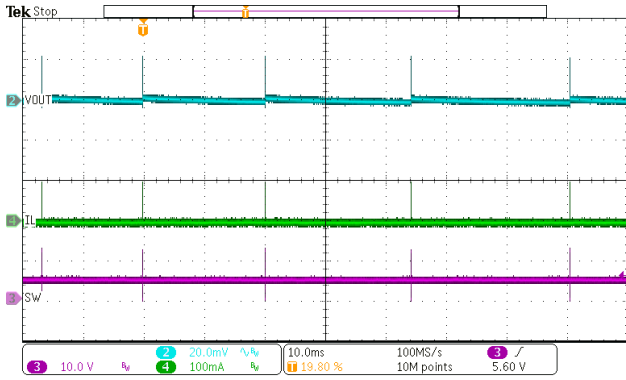


图 15 稳态波形, $I_{out} = 0A$

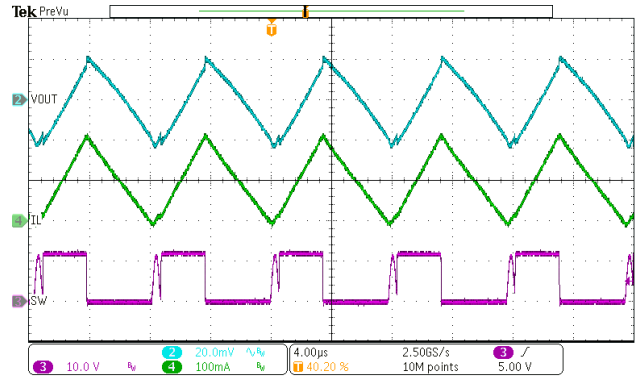


图 16 稳态波形, $I_{out} = 0.1A$

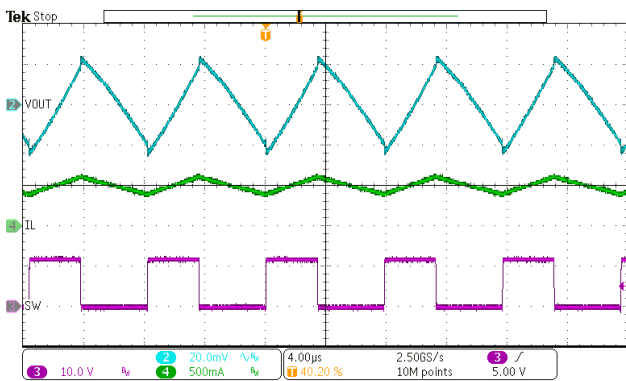


图 17 稳态波形, $I_{out} = 0.5A$

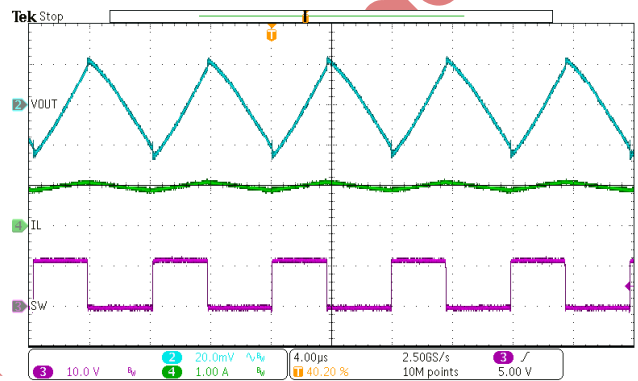


图 18 稳态波形, $I_{out} = 1A$

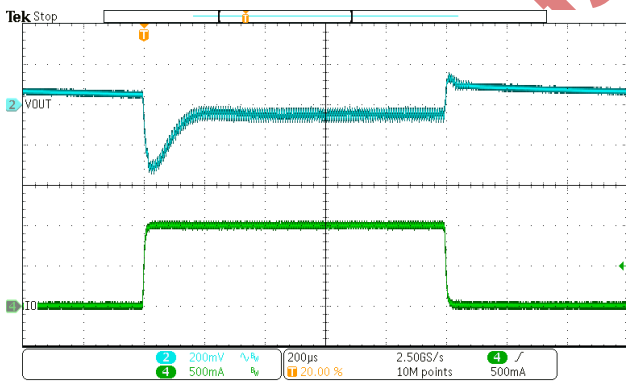


图 19 负载响应 (从 0 到 1A, $0.25 A/\mu s$ 变换率)

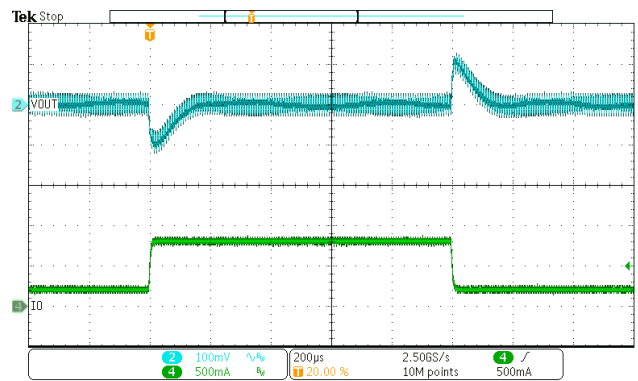


图 20 负载响应 (从 0.2 到 0.8A, $0.25 A/\mu s$ 变换率)

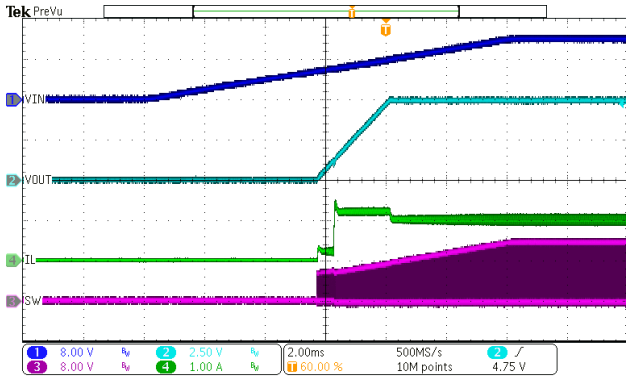


图 21 VIN 启动波形

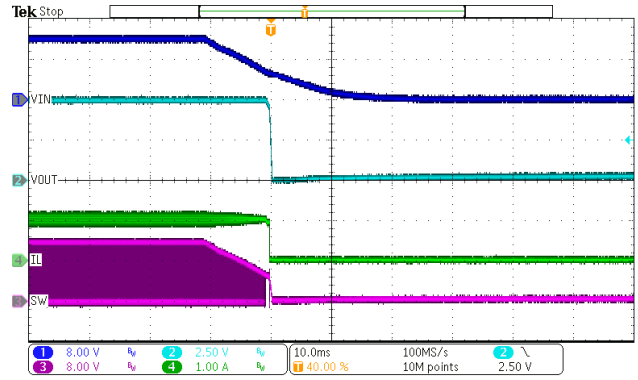


图 22 VIN 关闭波形

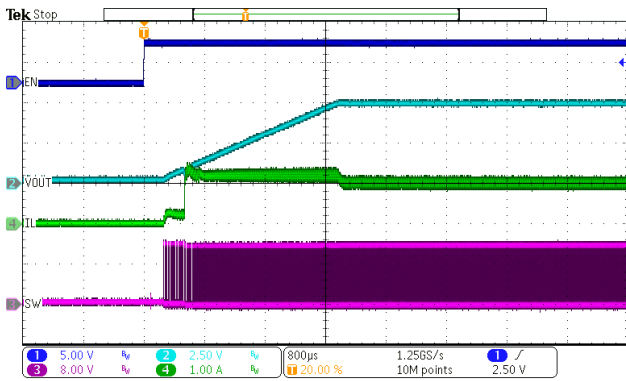


图 23 EN 启动波形

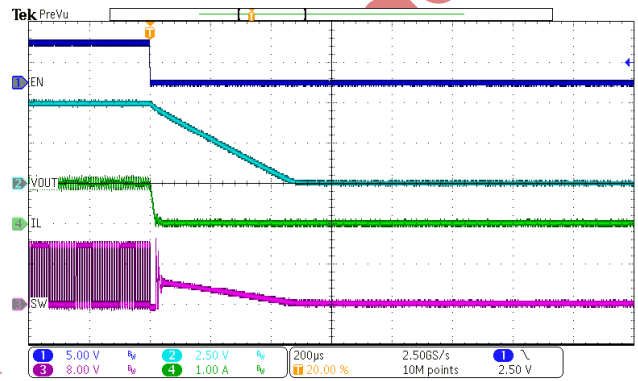


图 24 EN 关断波形

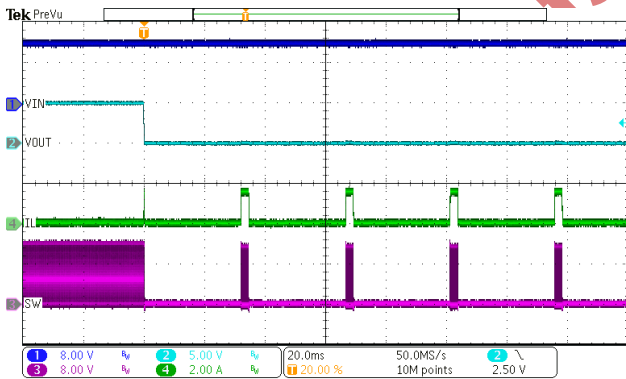


图 25 输出短路波形

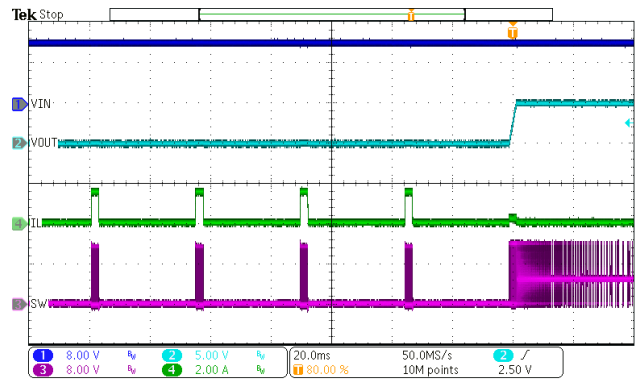


图 26 输出短路恢复波形

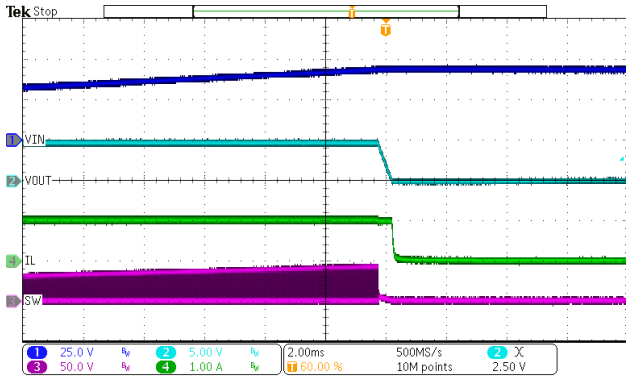


图 27 输入过压波形

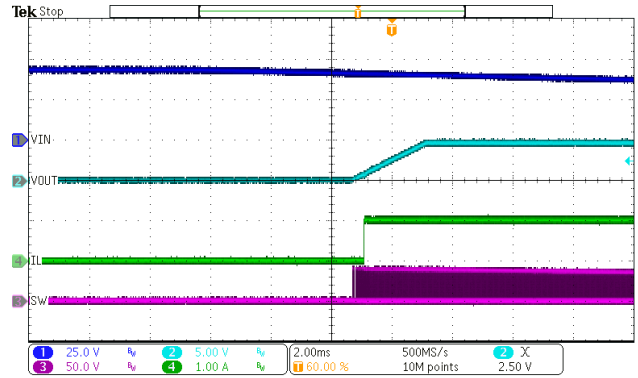


图 28 输入过压恢复波形

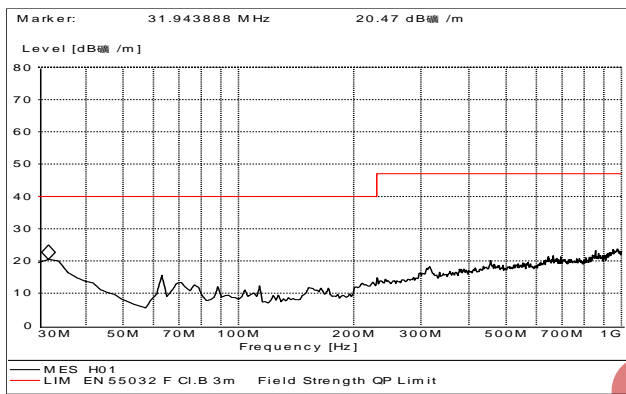


图 29 辐射试验, EN55032 class B 3m, 水平, I_{OUT} = 1A

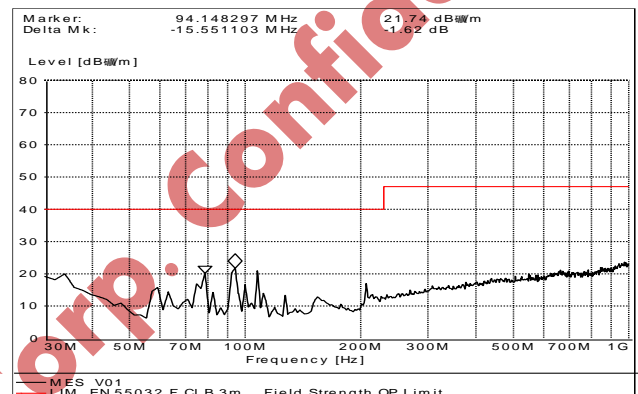


图 30 辐射试验, EN55032 class B 3m, 垂直, I_{OUT} = 1A

11 典型应用电路

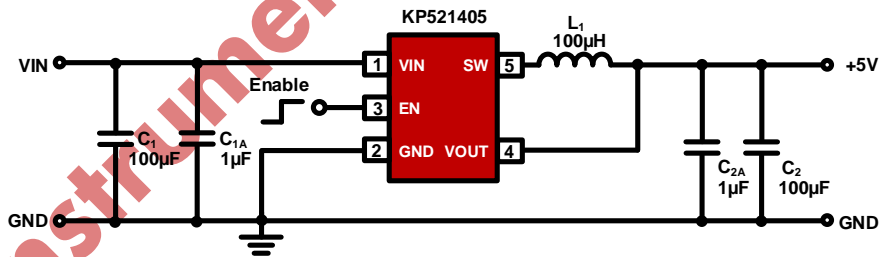


图 31 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 1A$

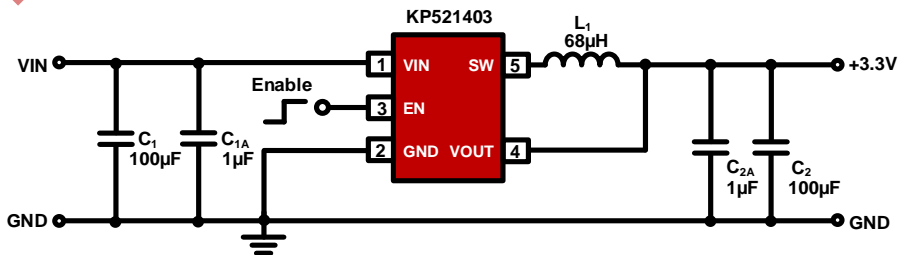
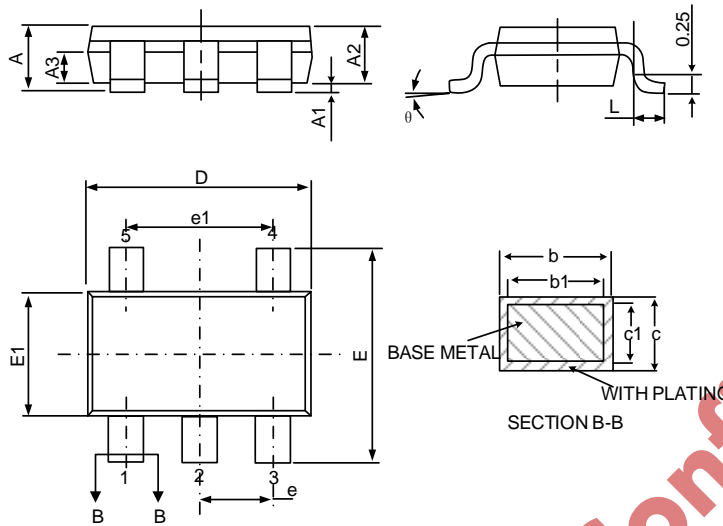


图 32 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $I_{OUT} = 1A$

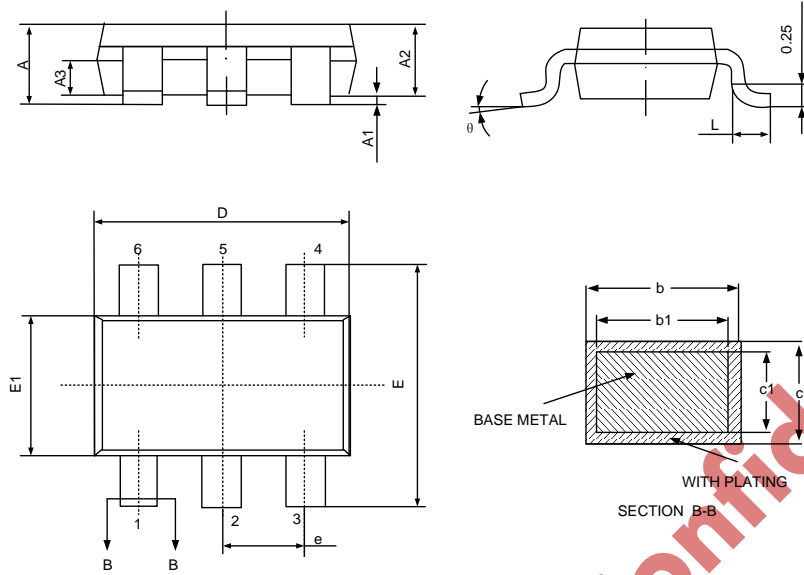
12 封装尺寸

TSOT23-5



符号	尺寸 (毫米)		尺寸 (英寸)	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	-	0.95	-	0.037
A1	0	0.10	0	0.004
A2	0.75	0.85	0.030	0.033
A3	0.35	0.45	0.014	0.018
b	0.38	0.46	0.015	0.018
b1	0.37	0.43	0.015	0.017
c	0.13	0.17	0.005	0.007
c1	0.12	0.14	0.005	0.006
D	2.80	3.00	0.110	0.118
E	2.60	3.00	0.102	0.118
E1	1.50	1.70	0.059	0.067
e	0.95 (中心到中心)		0.037 (中心到中心)	
e1	1.90 (中心到中心)		0.075 (中心到中心)	
L	0.300	0.50	0.012	0.020
θ	0°	8°	0°	8°

TSOT23-6



符号	尺寸 (毫米)		尺寸 (英寸)	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	-	0.950	-	0.037
A1	0.000	0.100	0.000	0.004
A2	0.750	0.850	0.030	0.033
A3	0.350	0.450	0.014	0.018
b	0.380	0.460	0.015	0.018
b1	0.370	0.430	0.015	0.017
c	0.130	0.170	0.005	0.007
c1	0.120	0.140	0.005	0.006
D	2.820	3.020	0.111	0.119
E	2.600	3.000	0.102	0.118
E1	1.500	1.700	0.059	0.067
e	0.950 (中心到中心)		0.037 (中心到中心)	
L	0.300	0.500	0.012	0.020
θ	0°	8°	0°	8°

声明

必易微保留在没有通知的情况下对其产品和产品说明书或规格书进行任何修改的权利。客户下单前请获取最新资料。产品说明书或规格书不用于作任何明示或暗示的保证包括但不限于产品的商用性、目的适用性或不侵犯他人权利等，也不用于作任何授权包括但不限于对必易微或第三方知识产权的授权。使用者在将必易微的产品整合到应用中时或使用过程中应确保该具体应用或使用不侵犯他人知识产权或其他权利，因该应用或使用引起纠纷或造成任何损失的，必易微不承担任何法律责任包括但不限于间接责任或偶然损失责任。未经必易微书面说明，必易微的产品非为用于人体植入器械和提供生命支持系统的目的而设计。本声明替代以往版本的声明。

Kiwi Instruments Corp. Confidential

X-ON Electronics

Largest Supplier of Electrical and Electronic Components

Click to view similar products for [Switching Controllers](#) category:

Click to view products by [KIWI](#) manufacturer:

Other Similar products are found below :

[LV5065VB-TLM-H](#) [LV5066V-TLM-H](#) [LV5725JAZ-AH](#) [NCP1218AD65R2G](#) [NCP1234AD100R2G](#) [NCP1244BD065R2G](#) [NCP1336ADR2G](#)
[NCP6153MNTWG](#) [NCP81005MNTWG](#) [NCP81101BMNTXG](#) [NCP81205MNTXG](#) [SJ6522AG](#) [SJE6600](#) [AZ7500BMTR-E1](#)
[IR35215MTRPBF](#) [SG3845DM](#) [NCP4204MNTXG](#) [NCP6132AMNR2G](#) [NCP81102MNTXG](#) [NCP81206MNTXG](#) [UBA2051C](#)
[NCP1240AD065R2G](#) [NCP1240FD065R2G](#) [NCP1361BABAYSNT1G](#) [NCP1230P100G](#) [NX2124CSTR](#) [SG2845M](#) [NCP1366BABAYDR2G](#)
[NCP81101MNTXG](#) [TEA19362T/1J](#) [NCP81174NMNTXG](#) [NCP4308DMTTWG](#) [NCP4308DMNTWG](#) [NCP4308AMTTWG](#)
[NCP1366AABAYDR2G](#) [NCP1251FSN65T1G](#) [NCP1246BLD065R2G](#) [iW1760B-10](#) [MB39A136PFT-G-BND-ERE1](#) [NCP1256BSN100T1G](#)
[LV5768V-A-TLM-E](#) [NCP1365BABCYDR2G](#) [NCP1365AABCYDR2G](#) [MCP1633T-E/MG](#) [MCP1633-E/MG](#) [NCV1397ADR2G](#)
[NCP81599MNTXG](#) [NCP1246ALD065R2G](#) [AZ494AP-E1](#) [NCP1247BD065R2G](#)