

1 简介

CN35K180 是一款高压 24V 的 H-桥驱动隔离电源控制芯片。该芯片内部集成 OSC、过流保护电路、过热保护电路和 H-桥功率管，可驱动变压器副边输出功率达 3W，工作频率、占空比外部可调，便于调整方案的功耗及方案 EMC 的设计。CN35K180 专门针对低压单电源隔离接口应用中的小尺寸、隔离电源方案需求而设计。

CN35K180 提供 SOT23-6 封装。

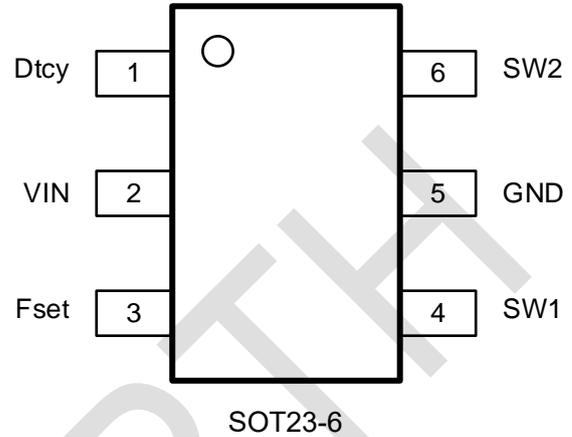
2 特征

- 高集成度，外围简单，用于隔离变压器的推挽式驱动器
- 最大输出功率：3W
- 4-24V 输入电压范围
- 可调开关频率：200KHz-2MHz，可选用小尺寸变压器
- 占空比可调：最大 50%
- 过热保护
- 过流保护

3 应用领域

- CAN、RS-485、RS-232、SPI、I2C 等低功耗隔离电源
- 过程控制
- 精密仪器\医疗仪器
- 分布式电源、无线电电源、电信电源
- 低噪声隔离式 USB 电源
- 低噪声灯丝电源

4 引脚排列



5 丝印

产品型号	丝印
CN35K180	180YW

备注：YY=年，WW=周

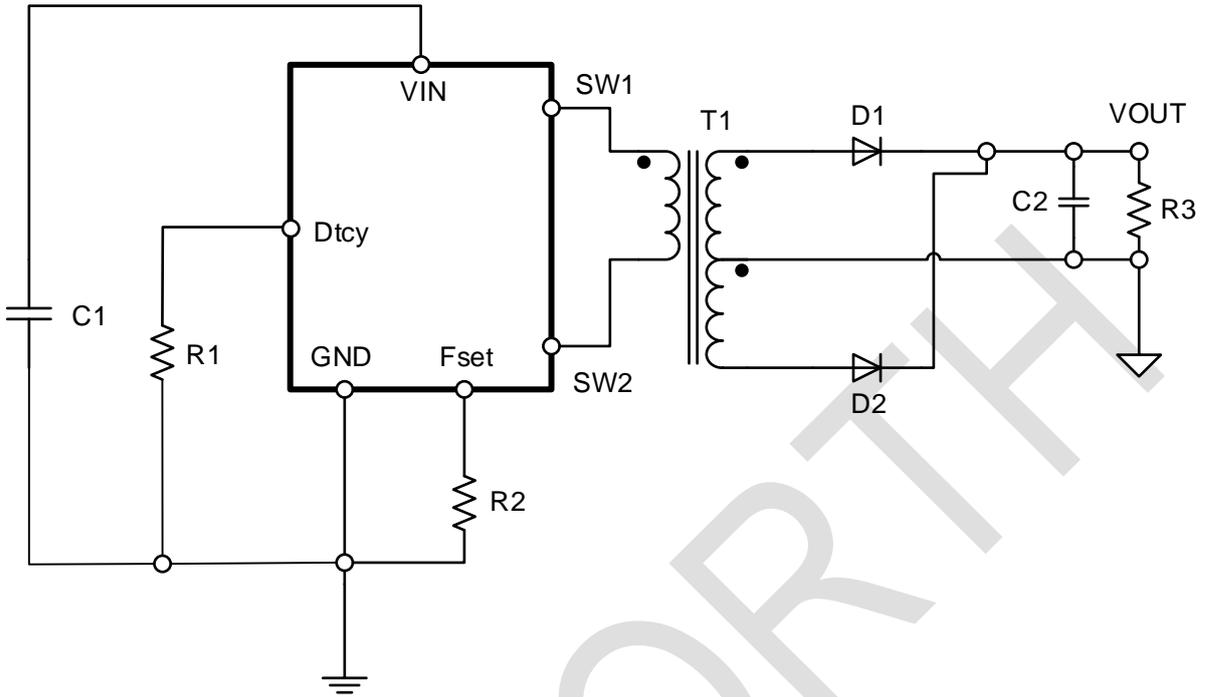
绿色 (RoHS&HF)：芯北科技将“绿色”定义为无铅 (符合 RoHS 标准) 且不含卤素物质。如果您有其他意见或问题，请直接联系您的芯北代表。

湿敏等级(MSL)：3

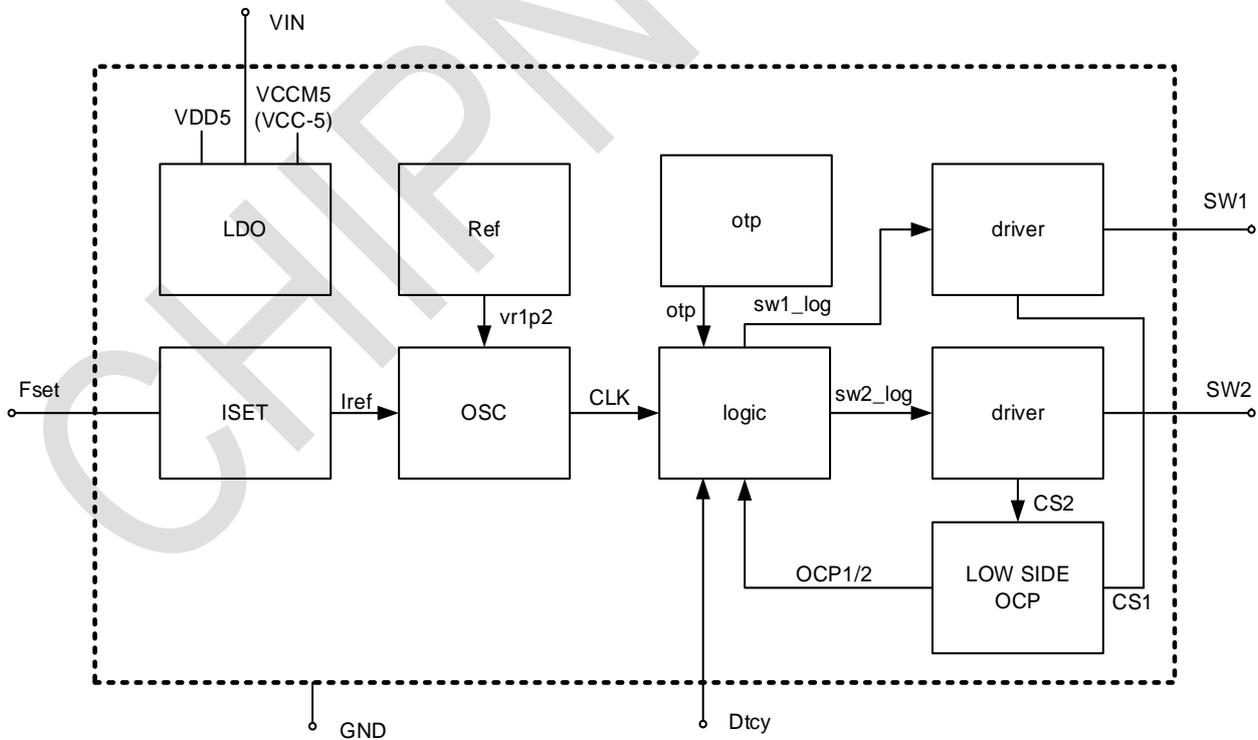
6 订购信息

产品型号	封装	数量/编带
CN35K180	SOT23-6	3000/盘

7 典型应用



8 框图



9 引脚描述

引脚编号	引脚名称	描述
3	Fset	频率调节引脚，通过调整对 GND 的阻值调节频率。
2	VIN	电源输入，加 1uF 电容到 GND，电容尽量靠近芯片放置。
1	Dtcy	占空比调节引脚，通过调整对 GND 的阻值调节占空比。
6	SW2	变压器驱动输出 2。
5	GND	逻辑电路地和模拟电路地。
4	SW1	变压器驱动输出 1。

10 规格

10.1 绝对最大额定值

参数	符号	值	单位
输入电压	VIN	-0.3 ~ 26	V
Dtcy 引脚电压	Dtcy	-0.3 ~ 6	V
RSET 引脚电压	RSET	-0.3 ~ 6	V
SW1 引脚电压	SW1	-0.3 ~ 26	V
SW2 引脚电压	SW2	-0.3 ~ 26	V
焊接温度	T _{LEAD}	260 (soldering, 10s)	°C
储存温度范围	T _{STG}	-55 ~ 150	°C

备注:超出绝对最大额定值运行可能会对器件造成损坏。绝对最大额定值并不表示器件在这些条件下或在建议运行条件以外的任何其他条件下能够正常运行。如果超出建议运行条件但在绝对最大额定值范围内使用，器件可能不会完全正常运行，这可能影响器件的可靠性、功能和性能并缩短器件寿命。

10.2 静电等级

参数	值	单位
人体模型 (HBM)	±2000	V
充电器件模型 (CDM)	±2000	V
闩锁效应 (Latch up)	±800	mA

10.3 推荐工作条件

参数	符号	值		单位
		最小	最大	
输入电压范围	V _{IN}	4	24	V
输入电容范围	C _{IN}	4.7		μF
输出电容范围	C _{OUT}	4.7		μF
工作环境温度范围	T _A	-40	105	°C

10.4 热阻

封装	参数	符号	值	单位
SOT23-6	结到环境热阻	θ _{ja}	173	°C/W
	结到外壳（顶部）热阻	θ _{jc (top)}	116	°C/W
	结到电路板热阻	θ _{jc (bot)}	31	°C/W

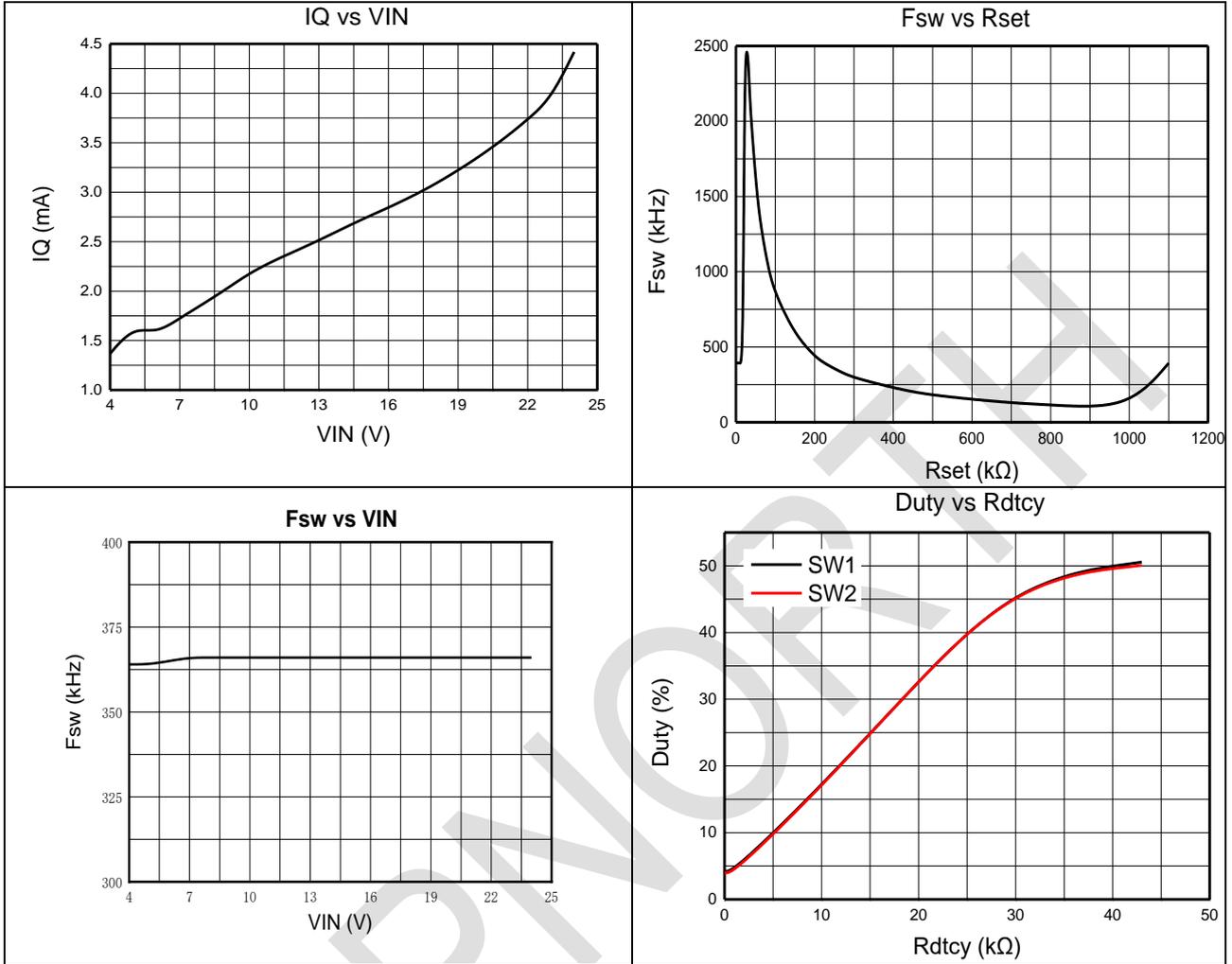
10.5 电气特性

(以下参数在 $V_{IN}=12V$, $C_{in}=4.7\mu F$, $T_A=25^{\circ}C$ 的条件下测得, 除非另有说明)

参数	符号	条件	值			单位
			最小	典型	最大	
输入电压	V_{IN}		4		24	V
电源电流	I_{CC}	R_{SET} 悬空, $DTCY$ 悬空		2.5		mA
上端导通电阻	R_{dson_hs}	$V_{IN}=12V$		485		$m\Omega$
下端导通电阻	R_{dson_ls}	$V_{IN}=12V$		250		$m\Omega$
欠电压锁定阈值	V_{UVLO}	V_{IN} rising		3.7		V
欠压闭锁滞后	V_{UVLO_HYS}			300		mV
可调占空比	SW1/SW2	$Dtcy$ 脚悬空		50		%
		$R_{DTCY}=10k\Omega$		16		%
$DTCY$ 脚输出电流	I_{DTCY}	$Dtcy$ 脚悬空		40		μA
过流限制	I_{OCP}			1		A
开关频率	F_{sw}	$R_{set}=500k\Omega$		180		KHz
		$R_{set}=39k\Omega$		2000		
热关断	T_{SD}			150		$^{\circ}C$
热关机滞后	T_{SH}			25		$^{\circ}C$

10.6 特性曲线

($V_{IN}=12V$, $T_A=25^{\circ}C$, 除非另有说明)



11 详细描述

11.1 概述

CN35K180 是一款 24V 的 H-桥驱动隔离电源控制芯片。集成了两个 N MOS 和两个 P MOS。它专门为低成本、小尺寸、低 EMI 隔离 DC/DC 电源而设计。

芯片包括一个振荡器，为栅极驱动电路供电。栅极驱动电路包括一个分频器和一个先断后合（BBM）的逻辑，提供两个互补的输出信号，交替接通和断开两个 NMOS，在导通和断开 NMOS 之间加入一段死区时间，以避免变压器初级绕组两端短路。由此产生的输出信号驱动隔离变压器和整流器，将输入电压转换为隔离输出电压。

CN35K180 具有多种保护功能，过流保护有助于控制变压器电流，避免变压器饱和；当结温高于热关断阈值时，会断开 NMOS，防止芯片温度过高而损坏，同时也有输入 UVLO，可确保稳定运行。

11.2 可调频率

CN35K180 包含一个 200kHz 至 2MHz 的可编程振荡器，通过将 RSET 用 100kΩ 电阻连接至 GND 来设置 1MHz 的振荡器频率，当让 RSET 浮空或短路至 GND 时，默认振荡器频率为 360KHz，RSET 小于 22K 和 RSET 大于 1M 都是内置频率。建议的电阻范围为 33K~1M，超出此范围则公式不正确。RSET 与 Fsw 的关系如下所示：

$$F_{sw}(KHz) = 440 \times \frac{207.5k\Omega}{R_{SET} + 7.5k\Omega} \quad (33k\Omega < R_{SET} < 1000k\Omega)$$

- RSET=500KΩ Fsw=180KHz
- RSET=39KΩ Fsw=1970KHz

11.3 DTCY 引脚

DTCY 引脚用于通过接一个电阻将每个半桥开关占空比设置为 5% 至 50%。DTCY 引脚输出电流为 40uA，其电压值由 DTCY 引脚所接的电阻决定。DTCY 接 GND，每个半桥导通时间为最小导通时间，典型值为 100nS；DTCY 浮空，电压为内部 VDD，内部 VDD 最大值为 5V，此时每个半桥开关占空比为 50%。DTCY 电压大于 1.2V 时，半桥开关占空比为 50%；DTCY 电压小于 1.2V 时，占空比由以下公式决定：

$$Duty = \frac{I_{Dtcy} \times R_{Dtcy}}{2.4}$$

11.4 热关断

当内置驱动晶体管的结温达到温度极限时，热关断电路工作，驱动晶体管被设置为关断。当热关断功能释放时，集成电路将恢复工作，由于结温下降到热关断释放电压的水平，集成电路的工作将自动恢复。

11.5 过流保护

CN35K180 提供过电流限制保护，当输出电流触发 OCP 时，低压侧场效应管开启，高压侧场效应管关闭，负载电流通过低压侧场效应管衰减，直到下一个时钟周期。

12 应用信息

12.1 典型应用

下图为典型应用原理图，该电路可用作评估 CN35K180 性能。

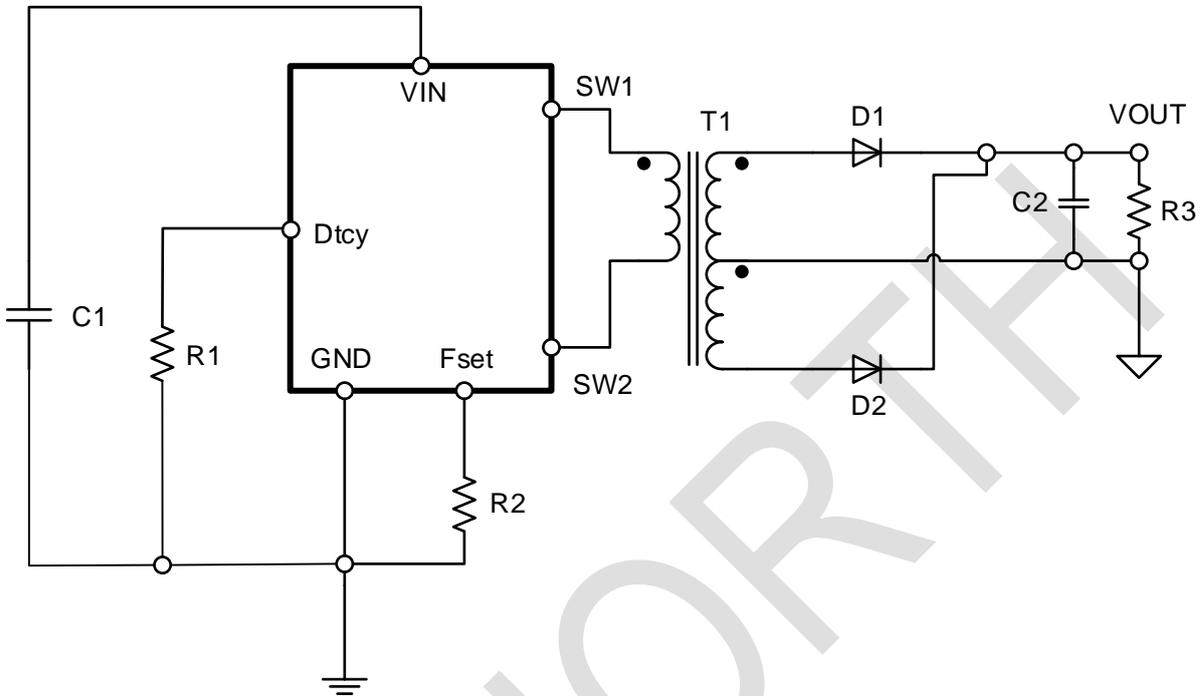


图 12-1 应用原理图

12.2 设计要求

指标	最小	典型	最大	单位
5V 输出	4.5	5	5.5	V
输入电压		5		V
fsw		360		KHZ
IOUT		400		mA
工作温度	-40	25	105	°C

12.3 设计过程

12.3.1 输入电容选型

输入电容 C1 兼顾储能、滤波和去耦的作用。如有需要，可在芯片的 VIN 和 GND 之间额外并联一个 0.1uF 的陶瓷去耦电容，去耦电容应尽量靠近芯片放置。全桥变换器的工作过程，电容 C1 为变换器提供一定大小的瞬态电流，因此容量建议在 1uF-10uF 的范围内选取，以减小输入电压纹波。电容的耐压必须能够满足最高输入电压的要求，同时保证降额使用，推荐采用 ESR 较小且温度特性相对稳定的贴片陶瓷电容。为了达到更好的滤波效果，电容 C1 应尽可能靠近芯片放置，功率回路走线尽量加粗且短，避免在工作过程中交变电流流经 PCB 寄生电感产生不必要的电压尖峰。

12.3.2 输出电容选型

全桥变换器理论上可实现 100% 占空比向副边传输能量，但为了保证全桥变换器的可靠工作，两桥臂开关切换过程需要预留一定的死区时间，以防止出现共通。死区时间内，输出能量主要依靠输出滤波电容 C2 提供，因此在此阶段会产生一定幅值的输出纹波。实际使用时，电容 C2 推荐使用 4.7uF-10uF 的陶瓷电容，可为变换器带来更好的滤波效果。

12.3.3 输出整流二极管选型

输出整流电路建议采用低导通压降和反向恢复时间较短的肖特基二极管，这样能为全桥变换器带来更优的负载调整率和更高的转换效率。本应用方案采用的是输出全波整流电路结构，整流二极管的反向电压应力为输出电压幅值的2倍，因此输出整流二极管的反向耐压幅值应按照输出电压的最大幅值（在最高输入电压，最小负载条件下）的2倍以上选取，且要保证降额使用。整流二极管反向耐压计算公式为：

$$Diode V_R > 1.5 * 2 * \frac{N_s}{N_p} * V_{INMAX}$$

其中 NP 为全桥变压器原边绕组的匝数，NS 为全桥变压器副边绕组的匝数，V_{OUTMAX} 为输出最大电压。

输出整流二极管应选择能够满足实际工作温度范围要求的型号，尤其要注意的是，在最高工作温度条件下，肖特基二极管的反向漏电流会大幅增加，因此需要根据二极管的高温工作特性合理的降额使用，具体可查看二极管规格书的温度降额曲线。

为确保全桥变换器在任何工况下可靠稳定工作，输出整流二极管的选型还需考虑在输出端出现短路异常时的最大工作电流。CN35K180 触发短路保护时，在 MOS 管的电流达到保护阈值 ILIM（典型值为 1A），芯片会将 MOS 管断开，直到下个周期再导通 MOS。此时可根据变压器匝数比关系得出输出整流二极管的最大工作电流，可通过以下公式计算：

$$I_{D-MAX} = \frac{N_p}{N_s} \times I_{LIM-MAX}$$

其中 ILIM-MAX 为芯片的电流限制最大值。

本应用方案可选用型号为 RB060M-30 的肖特基二极管，此二极管在 75°C 下，正向导通压降为 300mV@0.4A，反向漏电流 100uA@15V，正向峰值电流 I_{FSM}=55A。如果有更高工作温度要求，建议选择高温下反向漏电流更小的肖特基二极管。

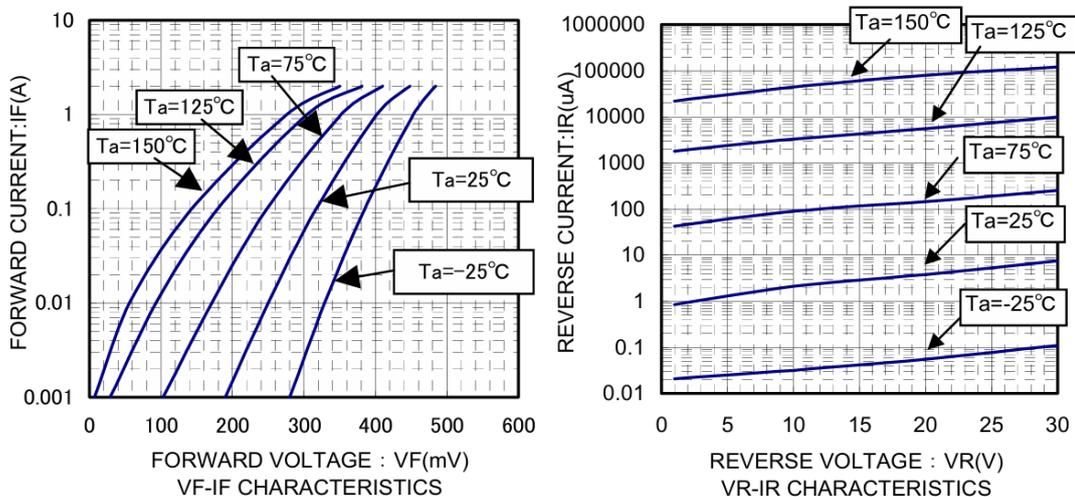


图 12-2 肖特基 RB060M-30 工作特性曲线

12.3.4 全桥变压器设计

原副边绕组匝数比估算

假设已根据设计要求选定了全桥变换器的输出整流二极管，得出整流二极管在最大输出负载条件下的正向导通压降 V_F 。即可根据原边绕组的输入电压与副边绕组的输出最小电压估算全桥变压器的原副边绕组匝数比。在标称输入，输出满载条件下，全桥变压器原边绕组两端的输入电压为：

$$V_P = V_{IN} - \frac{P_{O_MAX}}{\eta * V_{IN}} (R_{ON_N} + R_{ON_P})$$

其中， P_{O_MAX} 为全桥变换器的最大输出功率， η 为标称输入，满载条件下全桥变换器估算的转换效率， R_{ON_N} 和 R_{ON_P} 为芯片内置 N-MOS 管和 P-MOS 管的导通电阻。输出满载条件下，副边绕组的输出最小电压为：

$$V_S = V_{O_MIN} + V_F$$

其中， V_{O_MIN} 为满载条件下，全桥变换器允许输出的最小电压，为保证全负载条件下输出电压特性曲线满足规格要求， V_{O_MIN} 可按标称输出电压的 97% 估算(标称输出电压的-3%精度)， V_F 为满载条件下所选输出整流二极管的正向导通压降。由上述公式可得出原副边绕组匝数比的计算公式：

$$N_{PS} = \frac{V_{IN} - \frac{P_{O_MAX}}{\eta * V_{IN}} (R_{ON_N} + R_{ON_P})}{V_{O_MIN} + V_F}$$

以本应用案例的输入输出要求，假设全桥变换器的转换效率为 85%，可估算得出全桥变压器原副边绕组的匝数比为：

$$N_{PS} = \frac{5V - \frac{2W}{0.85 * 5V} * (0.485\Omega + 0.25\Omega)}{5V * 0.97 + 0.3V} \approx 0.9$$

全桥变压器伏秒积估算

为防止变压器饱和，所选用全桥变压器的伏秒积必须大于 CN35K180 在所有正常工况下产生的最大伏秒积。在窄范围输入隔离电源应用，通常规定标称输入电压的 ±10% 作为电源的输入范围，因此全桥变压器的伏秒积应按照电源输入电压的上限作为计算依据。同时还应考虑芯片本身设定的频率和容差，满足最小工作频率条件下不会出现饱和现象。通过 CN35K180 施加在变压器原边绕组的最大伏秒积是在已设定好的最小工作频率对应开关周期的一半、最高输入电压条件下产生。因此，全桥变压器最小伏秒积估算可参考如下计算方法：

$$Vt_{MIN} \geq V_{IN_MAX} \times \frac{T_{MAX}}{2} = \frac{V_{IN_MAX}}{2 \times f_{MIN}}$$

以本应用案例的设计要求，假设已设定好的工作频率典型值为 360KHz，最小工作频率为 324KHz，在最高输入条件下，所选全桥变压器的伏秒积应满足：

$$Vt_{MIN} \geq \frac{5V * 110\%}{2 * 324K} \approx 8.5V \mu s$$

全桥变压器的选型应根据实际应用要求寻找合适大小的伏秒积和原副边绕组匝数比，同时最大输出功率、隔离电压等级、隔离分布电容等也应作为全桥变压器选型的重要参考依据。

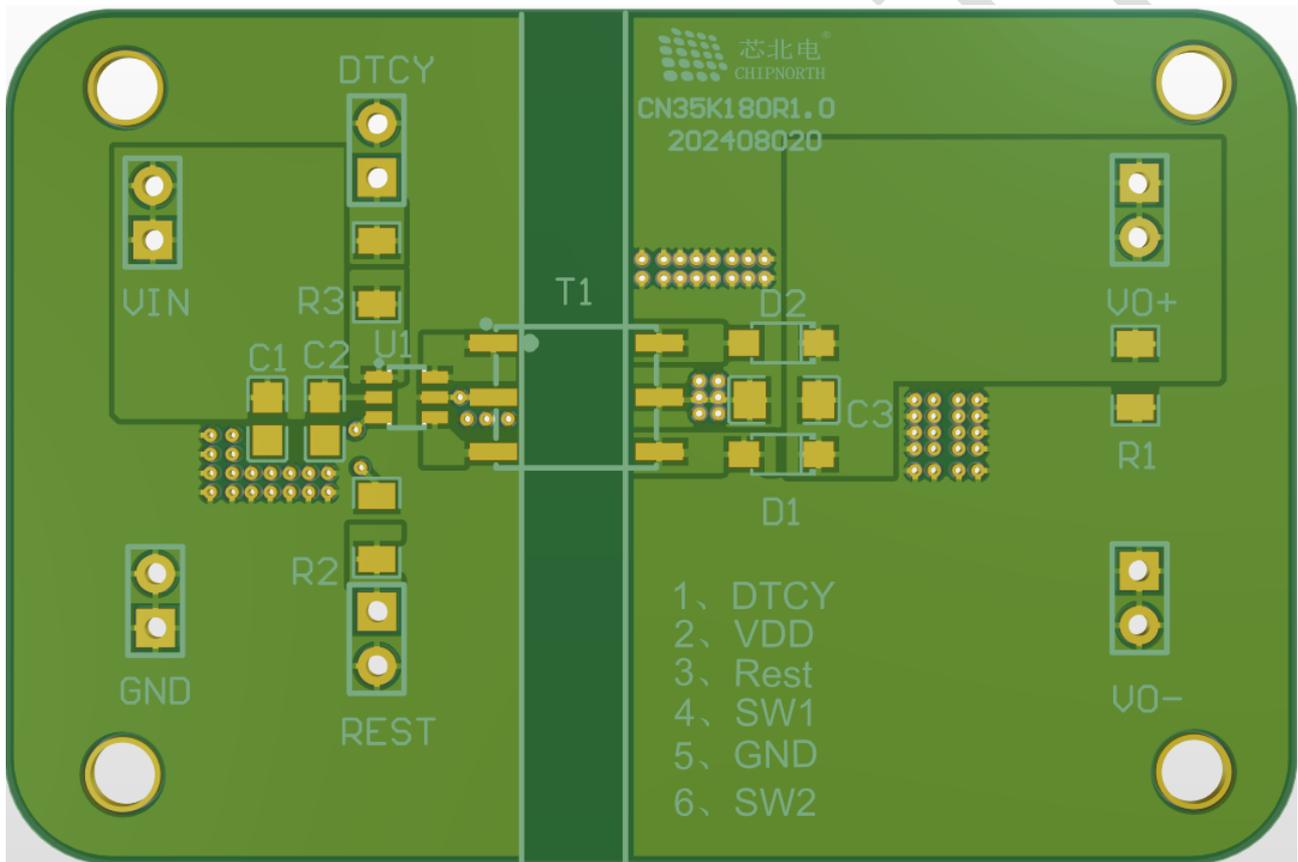
12.3.5 BOM 清单

位号	描述	品牌	编号
T1	N1:N2:N3=1:1.12:1.12		
R1	40K±0.1%，0603，100mW	YAGEO	RT0603BRD0740KL
R2	240K±0.1%，0603，100mW	YAGEO	RT0603BRE07240KL
D1、D2	SOD-123，VF：440mV@2A，VR：30V，IF：2A	ROHM(罗姆)	RB060M-30
C1、C2	4.7uF±10%/50V，0805，X7R	FH(风华)	0805B475K500NT

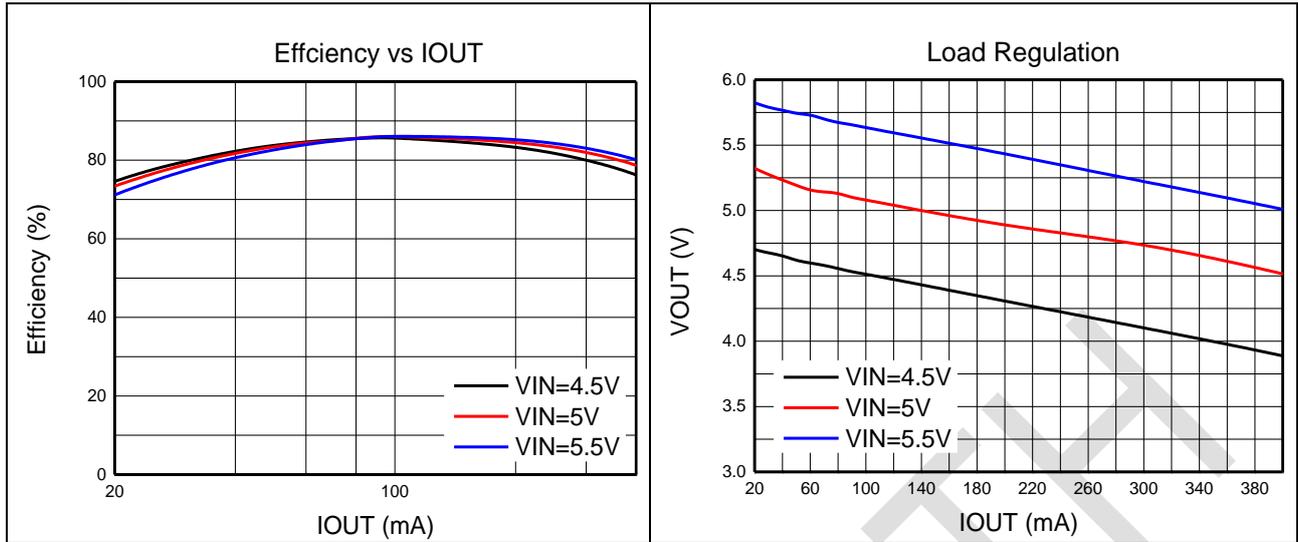
12.3.6 PCB 布局指南

- VIN 电容尽量靠近芯片 VIN 和 GND 引脚，以尽量减少由输入电容、VIN 和 GND 引脚形成的环路面积。
- 为了保证可靠的工作，建议在器件的 VIN 引脚处使用一个 0.1 μ f 的低 ESR 陶瓷旁路电容。在 PCB 布局中，电容应尽可能靠近电源引脚，并在同一层上。电容的额定电压必须大于 VIN 电压等级。
- SW1 和 SW2 引脚与变压器初级端子之间的连接以及 VIN 引脚与变压器中心抽头之间的连接必须尽可能短，以使寄生电感最小。
- VIN 引脚和变压器中心抽头的连接需用低 ESR 陶瓷电容接地。推荐的电容值范围为 1 μ F ~ 10 μ F，一般为 10 μ F。电容的额定电压必须大于 VIN 电压等级，建议选用 X5R 或 X7R 材质电容。
- 设备的 GND 引脚建议使用两个过孔连接到 PCB 接地平面上，以帮助减小电感。
- 电容和其他与接地面的连接应使用两个过孔以减小电感。
- 整流二极管应采用低正向电压和低电容的肖特基二极管，以最大限度地提高效率。
- VOUT 引脚必须用低 ESR 陶瓷电容接到 ISO 地。典型的电容值为 500nf ~ 10 μ F，推荐 10uF。

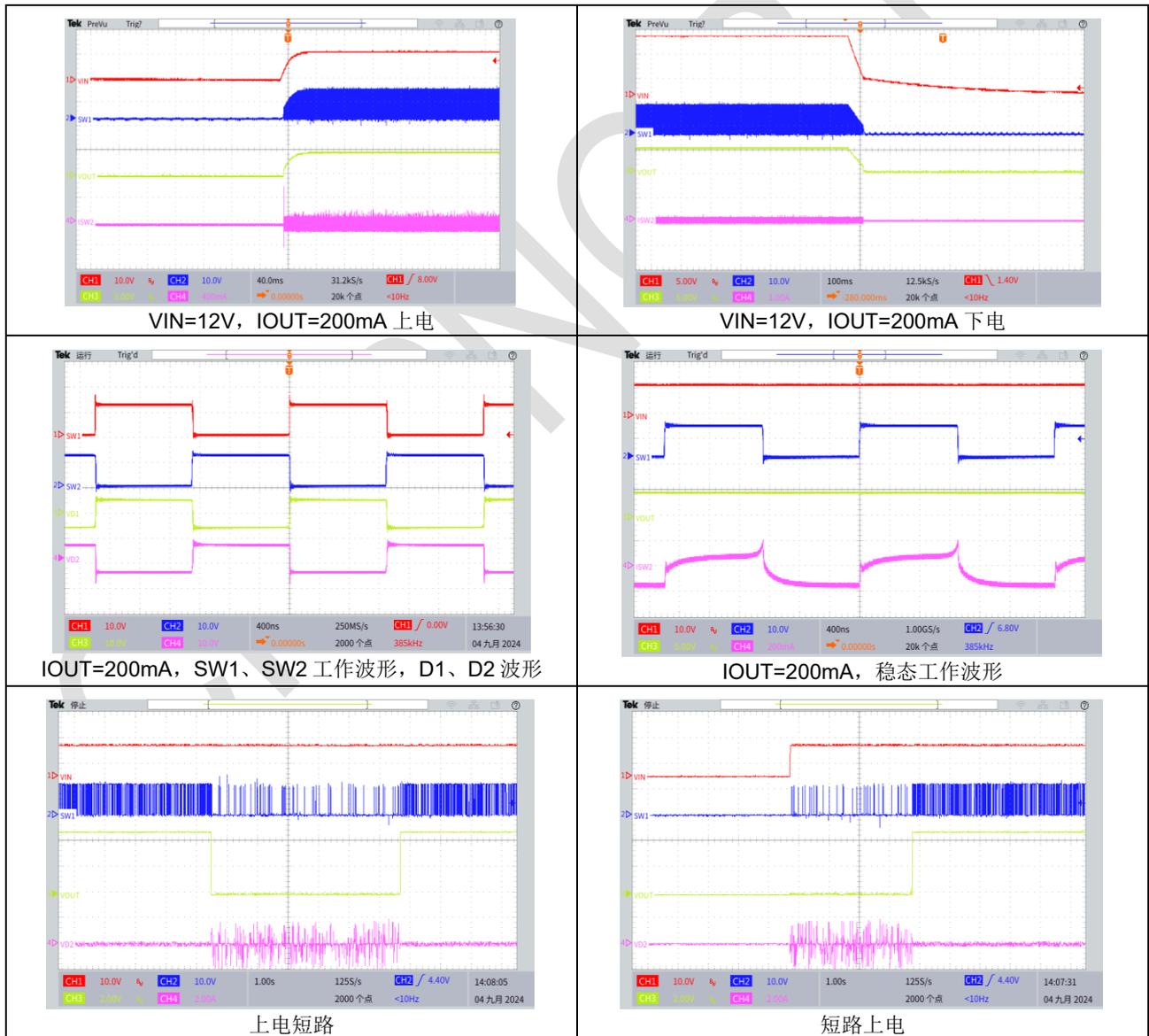
12.3.7 PCB 布局参考

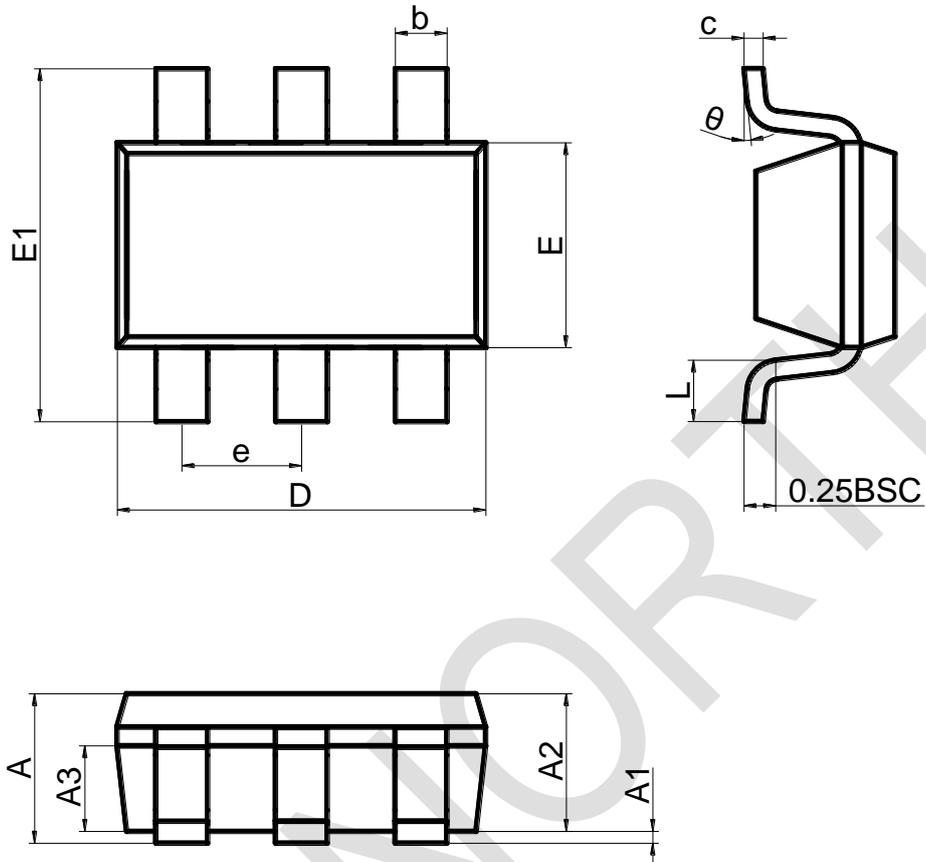


12.4 基本性能



12.5 工作波形



13 封装信息
SOT23-6


符号	毫米		
	最小	标准	最大
A	1.050	1.150	1.250
A1	0.000	0.060	0.100
A2	1.000	1.100	1.200
A3	0.550	0.650	0.750
D	2.820	2.920	3.020
E	1.510	1.610	1.700
E1	2.650	2.800	2.950
b	0.300	0.400	0.500
e	0.950BSC		
θ	0°	4°	8°
L	0.300	0.420	0.570
c	0.100	0.152	0.200

14 重要声明

芯北电子科技（南京）有限公司及其子公司保留对本文件及本文所述任何产品进行修改、改进、更正或其他变更的权利，恕不另行通知。芯北电子科技（南京）有限公司不承担因使用本文件或本文所述任何产品而产生的任何责任；芯北电子科技（南京）有限公司也不转让其专利权或商标权及其他权利的任何许可。在使用本文件或本文所述产品的任何客户或用户应承担所有风险，并同意芯北电子科技（南京）有限公司和其产品在芯北电子科技（南京）有限公司网站上展示的所有公司免受任何损害。

对于通过未经授权的销售渠道购买的任何产品，芯北电子科技（南京）有限公司不作任何保证，也不承担任何责任。如果客户购买或使用芯北电子科技（南京）有限公司的产品用于任何非预期或未经授权的用途，客户应赔偿芯北电子科技（南京）有限公司及其代表，使其免受因直接或间接引起的任何人身伤害或死亡造成的所有索赔、损害赔偿和律师费。

CHIPNORTH