

## 1 简介

CN3501TER 是一款专门为小体积、低待机功耗微功率隔离电源而设计的推挽式变压器驱动器，其外围只需匹配简单的输入输出滤波电容、隔离变压器和整流电路，即可实现 5V-5V、12V-5V 输出功率 1~2W 的隔离电源。CN3501TER 芯片内部集成振荡器，提供一对高精度互补信号以驱动两个 N 沟道 MOSFET。芯片内部按照对称结构设计，能有效确保两个功率 MOSFET 的高度对称性，避免电路在工作过程发生偏磁。芯片内部设计有高精度的死区控制电路确保在各种工作条件下不出现共通现象。

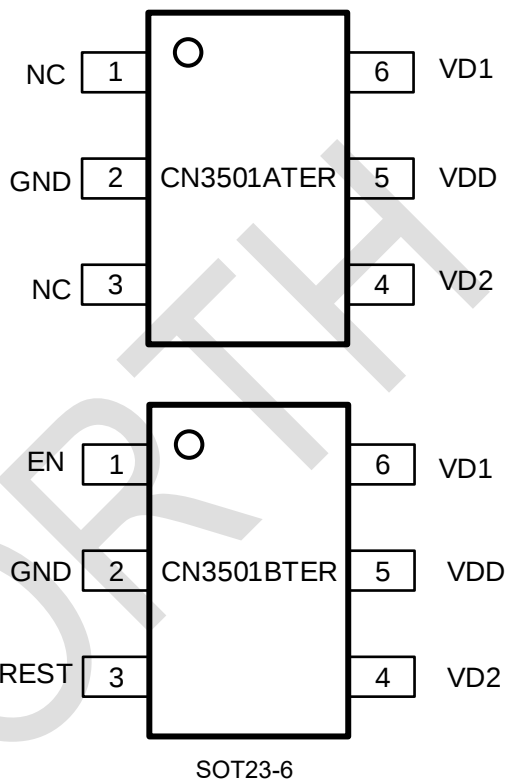
## 2 特征

- 推挽拓扑结构
- 高集成度，外围简单
- 内置 24V/0.3Ω LDMOS
- 0.8A 电流钳位限制，短路功耗不大的同时提高容性负载能力
- 2.8-9V 输入电压范围
- 外部使能控制，可实现低待机功耗和休眠功能
- 可调开关频率：200K-1.8M，可选用小尺寸变压器
- 可持续短路保护、过温保护、欠压保护，自恢复
- 环境温度 -40°C~+105°C

## 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 订购信息

| 产品编号       | 封装      | 数量/编带  |
|------------|---------|--------|
| CN3501ATER | SOT23-6 | 3000/盘 |
| CN3501BTER | SOT23-6 | 3000/盘 |

## 6 丝印

| 产品编号       | 丝印*           |
|------------|---------------|
| CN3501ATER | 3501A<br>YYWW |
| CN3501BTER | 3501B<br>YYWW |

注\*: YY/Y=Year; WW/W=Week.

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



## 9 CN3501TER引脚描述

| 引脚      |         | 引脚名称 | 说明                                                   |
|---------|---------|------|------------------------------------------------------|
| CN3501A | CN3501B |      |                                                      |
| 1、3     | /       | NC   | 无连接                                                  |
| /       | 1       | EN   | 使能引脚，高电平有效，驱动该引脚为高电平可使能芯片，低电平禁用芯片，自启动可将 EN 连接到 VIN   |
| 2       | 2       | GND  | 地                                                    |
| /       | 3       | REST | 可将该引脚连接电阻到地设置 200K-1.8M 开关频率，如果该引脚短路或者浮空，开关频率默认 360K |
| 4       | 4       | VD1  | 变压器驱动输出 1                                            |
| 5       | 5       | VDD  | 电源输入，在 VDD-GND 之间放置一个 10uF 电容，并尽可能靠近芯片               |
| 6       | 6       | VD2  | 变压器驱动输出 2                                            |

## 10 规格

### 10.1 绝对最大额定值

| 参数          | 值                    | 单位 |
|-------------|----------------------|----|
| 输入电压        | 10                   | V  |
| EN 工作电压     | 10                   | V  |
| LDMOS 管漏极电压 | -0.3 ~ 24            | V  |
| LDMOS 管峰值电流 | 0.8                  | A  |
| 工作环境温度范围    | -40 ~ 105            | °C |
| 焊接温度        | 260 (soldering, 10s) | °C |
| 储存温度范围      | -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 静电放电等级

| 放电模式            | 规范               | 值     | 单位 |
|-----------------|------------------|-------|----|
| 人体模型 (HBM)      | JEDECJS-001-2023 | ±2000 | V  |
| 充电器件模型 (CDM)    | JEDECJS-002-2022 | ±2000 | V  |
| 闩锁效应 (Latch up) | JESD78F.02-2023  | ±800  | mA |

### 10.3 推荐工作条件

| 参数          | 符号                                  | 最小值 | 最大值 | 单位 |
|-------------|-------------------------------------|-----|-----|----|
| 输入电压范围      | V <sub>DD</sub>                     | 2.8 | 9   | V  |
| 输入电容范围      | C <sub>IN</sub>                     | 4.7 | 10  | μF |
| 输出电容范围      | C <sub>OUT</sub>                    | 4.7 |     | μF |
| LDMOS 管漏极电流 | I <sub>VD1</sub> , I <sub>VD2</sub> | 0.5 |     | A  |
| 环境温度        | T <sub>A</sub>                      | -40 | 105 | °C |

#### 10.4 热阻

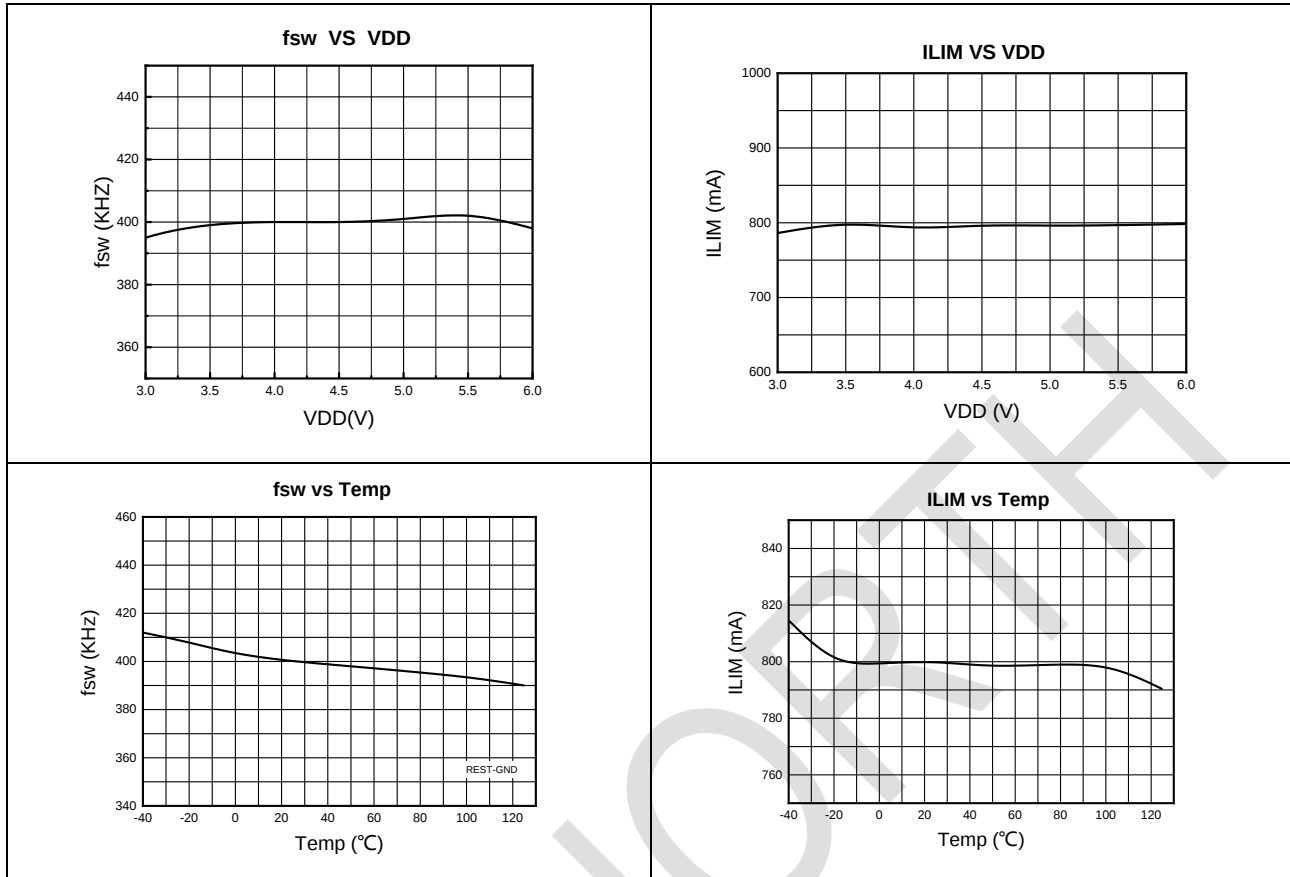
| 参数                          | 封装      | 值     | 单位                          |
|-----------------------------|---------|-------|-----------------------------|
| 结到环境热阻( $\theta_{JA}$ )     | SOT23-6 | 137.7 | $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ |
| 结到外壳（顶部）热阻( $\theta_{JC}$ ) | SOT23-6 | 57    | $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ |
| 结到电路板热阻( $\theta_{JB}$ )    | SOT23-6 | 46    | $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ |

## 10.5 电性参数

测试条件：V<sub>DD</sub>=5V，T=25°C，除非另有规定。

| 参数              | 符号                    | 条件                                                            | 最小  | 典型   | 最大  | 单位  |
|-----------------|-----------------------|---------------------------------------------------------------|-----|------|-----|-----|
| 输入电压范围          | V <sub>DD</sub>       |                                                               | 2.8 |      | 9   | V   |
| 输入欠压阈值          | V <sub>UVLO</sub>     | V <sub>DD</sub> 上升                                            | 2.3 | 2.5  | 2.7 | V   |
| 输入欠压迟滞          | V <sub>UVLO_HYS</sub> |                                                               |     | 200  |     | mV  |
| 输入静态电流          | I <sub>Q</sub>        | C <sub>IN</sub> =10uF, REST 浮空,<br>EN=V <sub>DD</sub> =5V     |     | 0.55 | 1   | mA  |
| 关断电流            | I <sub>SHDN</sub>     | C <sub>IN</sub> =10uF, REST 浮空,<br>EN=0V, V <sub>DD</sub> =5V |     | 1    |     | μA  |
| 限流保护            | I <sub>LIM</sub>      | VD1、VD2、V <sub>DD</sub> 短接                                    | 500 | 800  |     | mA  |
| EN 上升阈值         | V <sub>EN_H</sub>     | EN 上升                                                         | 1.3 |      |     | V   |
| EN 下降阈值         | V <sub>EN_L</sub>     | EN 下降                                                         |     |      | 0.4 | V   |
| VD1, VD2 脉宽失配比例 | DMM                   |                                                               |     | 0    |     | %   |
| 死区时间            | t <sub>BDM</sub>      |                                                               |     | 80   |     | ns  |
| 占空比             | Duty                  |                                                               |     | 50   |     | %   |
| 导通电阻            | R <sub>ON</sub>       |                                                               |     | 300  |     | mΩ  |
| 开关频率            | f <sub>sw</sub>       | REST 短到地                                                      |     | 360  |     | KHz |
|                 |                       | REST 接 5K 电阻                                                  |     | 1790 |     | KHz |
|                 |                       | REST 接 150K 电阻                                                |     | 186  |     | KHz |
| 热关断阈值           | T <sub>SHDN</sub>     | T <sub>A</sub> 上升                                             |     | 160  |     | °C  |
| 热关断迟滞           | T <sub>SHDN_HYS</sub> |                                                               |     | 30   |     | °C  |

## 10.6 特性曲线（CN3501TER）



## 11 详细描述

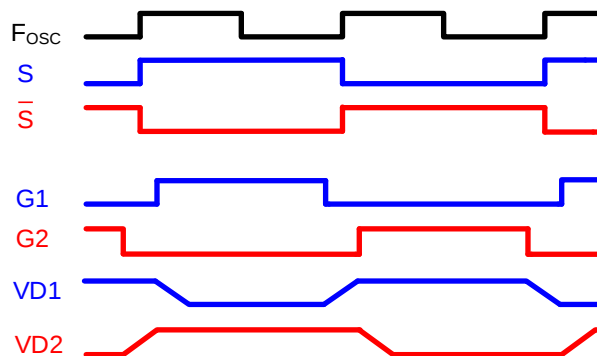
### 11.1 概述

CN3501TER 是一款 5V、0.5A 推挽变压器驱动器。集成了两个 N 沟道功率 MOSFET。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。

CN3501TER 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。

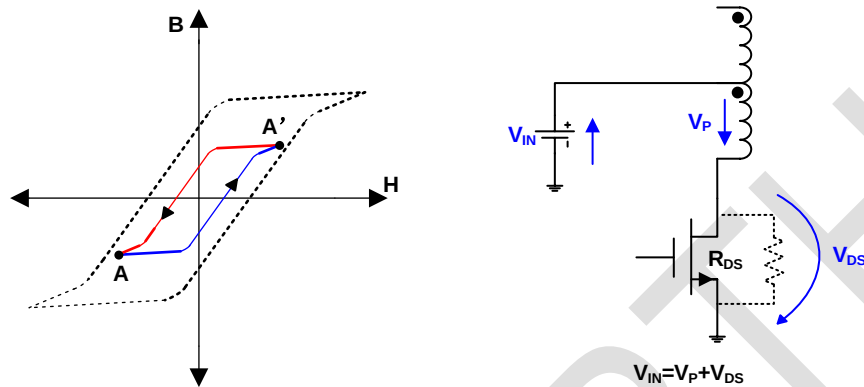
### 11.2 推挽转换器



驱动时序图

G1 和 G2 分别对应功率管 Q1 和 Q2 栅极电压的逻辑电平，它们的高电平脉宽相同，高电平之间存在一段时间同时为低电平，该时间为死区时间  $t_{BBM}$ ，用以避免两路功率管的共通现象，以及实现功率管在较低漏源电压下开通，减小开关损耗。在关断功率管 Q1 和 Q2 时检测其栅极电压大小，待功率管关断后才产生  $t_{BBM}$ ，避免驱动延时及其温度系数而影响死区时间的大小，确保全输入电压范围应用中的一致性。

### 11.3 磁芯磁化



推挽变压器磁芯磁化曲线

上图显示了推挽式转换器的理想充磁曲线，B 为磁通密度，H 为磁场强度。Q1 导通时，磁通从 A 推向 A'，Q2 导通时，磁通从 A' 拉回 A。磁通量和磁通密度的差值与初级电压  $V_P$  和施加在初级电压上的时间  $t_{ON}$  的乘积成正比： $B \approx V_P \times t_{ON}$ 。这一伏特-秒（V-t）乘积非常重要，因为它决定了每个开关周期内的铁芯磁化。如果两相的 V-t 乘积不一致，则会导致磁通密度摆动不平衡，并偏离 B-H 曲线的原点。如果不恢复平衡，偏移量会随着接下来的每个周期而增加，变压器也会慢慢走向饱和区。由于 MOSFET 的导通电阻具有正温度系数，CN3501TER 的输出 FET 对 V-t 不平衡具有自我校正作用。在导通时间稍长的情况下，流经 FET 的长时间电流会逐渐加热晶体管，从而导致  $R_{DS-on}$  增加。较高的电阻会导致漏极-源极电压  $V_{DS}$  上升。由于初级电压是恒定输入电压  $V_{IN}$  与 MOSFET 上压降之差，因此  $V_P = V_{IN} - V_{DS}$ ， $V_P$  逐渐降低，V-t 恢复平衡。

### 11.4 电流钳位驱动模式

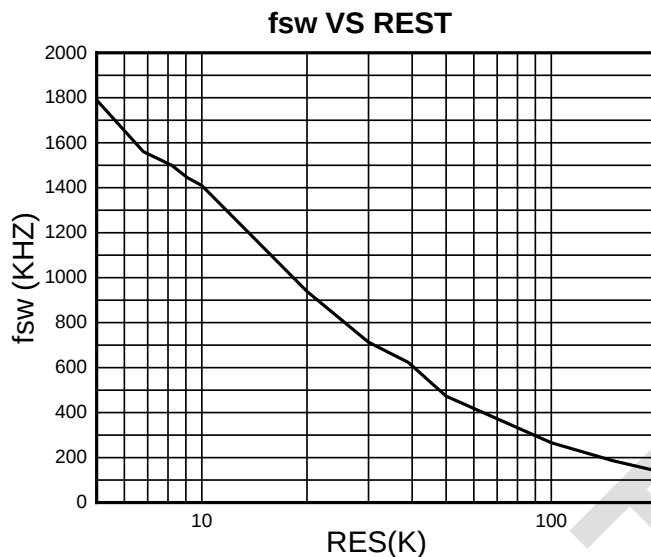
在变换器启动阶段、输出短路时或者变压器磁饱和时，会检测到通过功率管的电流过大，则减小功率管 Q1 和 Q2 的栅极驱动电压，限制它的电流大小到 0.8A，这样既保证功率管处于安全工作区，又使得变压器和输出整流二极管免受大电流的冲击，提高变换器的可靠性。

### 11.5 可调频率

CN3501TER 开关频率范围很宽，从 200 kHz 到 1.8 MHz 不等，可通过 REST 引脚连接电阻到 GND 设置开关频率。下表列出了实现特定工作频率（ $f_{sw}$ ）所需的 REST 值。

开关频率的选择是效率与元件尺寸之间的权衡。例如，在较高的开关频率下工作时，变压器的尺寸会减小，从而使设计占用空间更小，成本更低。然而，较高的频率会增加开关损耗，从而降低整体电源效率。

| REST     | $f_{sw}$ |
|----------|----------|
| 浮空       | 360K     |
| 200K     | 141K     |
| 50K      | 473K     |
| 20K      | 939K     |
| 5K       | 1790K    |
| 0Ω（短路到地） | 360K     |



### 11.6 使能控制

启动和关闭由 EN 引脚和 VDD 引脚控制，要使芯片保持在关机模式，需要在 EN 引脚施加低于 EN\_L 的电压。如果 EN 引脚电压高于 EN\_H，但 VDD 电压仍低于  $V_{UVLO}$ ，则 VD1 与 VD2 开关节点不会被激活，一旦 VDD 高于  $V_{UVLO}$ ，芯片就会开始工作。

有两种方法可以启动芯片，最简单的方法是将 EN 引脚接到 VDD 引脚，当 VDD 引脚电压高于  $V_{UVLO}$  时，芯片自启动。第二种方法是连接外部逻辑输出来驱动 EN 引脚，可自定义上电时序。

### 11.7 输出短路保护原理

CN3501TER 输出短路保护由电流钳位驱动模式和过温保护共同作用来实现。在推挽变换器输出短路时，变压器原边绕组被钳位，承受的压降较小，输入电源 VIN 大部分压降由 N 沟道功率管 Q1 或者 Q2 承接，当检测到功率管通过较大的电流，芯片进入电流钳位驱动模式，由于功率管发热致使芯片的温度逐渐上升至触发过温保护。环境温度越低，或者输入电压越小时温度上升的速率越小，都会使得温度上升至过温保护的时间越长，从而获得自适应的超强容性负载能力。

### 11.8 一般工作模式

在启动阶段，由于变换器输出电容的电压较低，功率管的电流较大，那么此阶段以电流钳位驱动模式启动；当变换器输出电压达到额定输出电压附近时，功率管电流较小，驱动电压增加使其导通内阻最小。

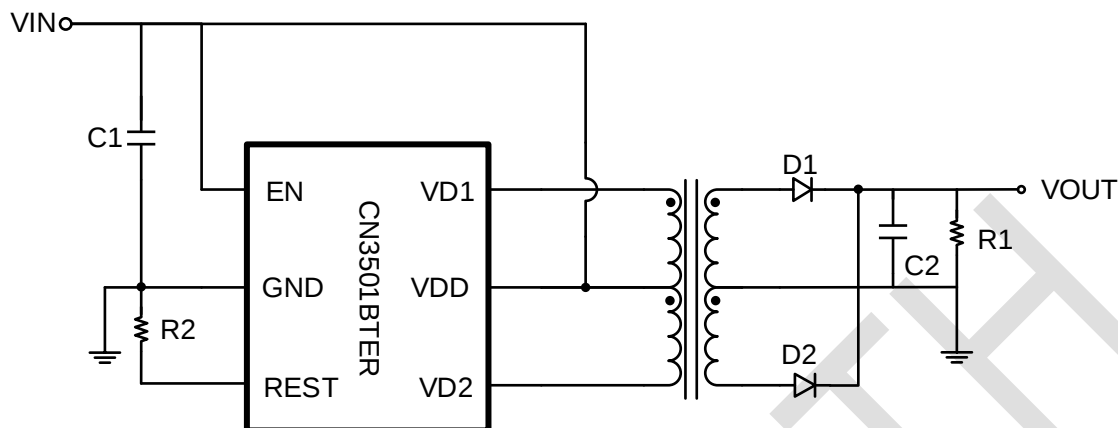
### 11.9 过温保护

CN3501TER 内部集成过温保护，过温保护触发门限典型值为  $160^{\circ}\text{C}$ ，当芯片结温超出此温度，芯片将进入保护状态，振荡器停止工作，直到芯片结温低于典型值  $130^{\circ}\text{C}$  时，芯片重新恢复正常工作。

## 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 CN3501TER 性能。



### 12.2 设计要求

| 指标    | 最小 | 典型  | 最大 | 单位  |
|-------|----|-----|----|-----|
| 5V 输出 |    | 5   |    | V   |
| 输入电压  |    | 5   |    | V   |
| fsw   |    | 360 |    | KHZ |
| IOUT  |    | 400 |    | mA  |

### 12.3 设计过程

#### 12.3.1 输入电容选型

电源输入端  $V_{DD}$  需使用低 ESR 陶瓷电容接地。推荐的电容值范围为  $1\mu F$  至  $10\mu F$ ，通常为  $10\mu F$ 。电容的额定电压为输入电压 2 倍，材质为 X5R 或 X7R。

#### 12.3.2 输出电容选型

推挽变换器理论上可实现 100% 占空比向副边传输能量，但为了保证推挽变换器的可靠工作，MOS 管 Q1 和 Q2 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  $4.7\mu F$ - $10\mu F$  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，这样能为推挽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  $N_P$  为推挽变压器原边绕组的匝数， $N_S$  为推挽变压器副边绕组的匝数， $V_{INMAX}$  为输入最大电压。

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。为确保推挽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。CN3501TER 在进入输出短路保护模式后，芯

片会自动切换成电流钳位驱动模式，将 MOS 管的工作电流限制在电流钳位限制值  $I_{LIM}$ （典型值为 0.8A），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  $I_{LIM-MAX}$  为芯片的电流钳位限制最大值。

在输出短路保护模式下，CN3501TER 首先会切换成电流钳位驱动模式，随着芯片的功耗增加，会触发进入过温保护状态，芯片从进入自恢复工作过程，到触发过温保护停止工作的这段时间内，整流二极管处于最大工作电流状态，因此输出整流二极管选型时还应保证其正向浪涌电流峰值（ $I_{FSM}$ -Forward current surge peak）能满足要求。

### 12.3.4 推挽变压器设计

#### 原副边绕组匝数比估算

假设已根据设计要求选定了推挽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推挽变压器的原副边绕组匝数比。在标称输入，输出满载条件下，推挽变压器原边绕组两端的输入电压为：

$$V_P = V_{IN} - \frac{P_{O-MAX}}{\eta \times V_{IN}} \times R_{DS(ON)}$$

其中， $P_{O-MAX}$  为推挽变换器的最大输出功率， $\eta$  为标称输入，满载条件下推挽变换器估算的转换效率， $R_{DS(ON)}$  为芯片内置 N-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，推挽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：

$$N_{PS} = \frac{V_{IN} - \frac{P_{O-MAX}}{\eta \times V_{IN}} \times R_{DS(ON)}}{V_{O-MIN} + V_F}$$

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

$$N_{PS} = \frac{5V - \frac{2W}{0.85 \times 5V} \times 0.3\Omega}{5V \times 0.97 + 0.4V} \approx 0.93$$

#### 推挽变压器伏秒积估算

为防止变压器饱和，所选用推挽变压器的伏秒积必须大于 CN3501TER 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  $\pm 10\%$  作为电源的输入范围，因此推挽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 CN3501TER 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，推挽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 300KHz，在最高输入条件下，所选推挽变压器的伏秒积应满足：

$$V_{t_{MIN}} \geq \frac{5V \times 110\%}{2 \times 300KHZ} \approx 9V\mu s$$

推挽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推挽变压器选型的重要参考依据

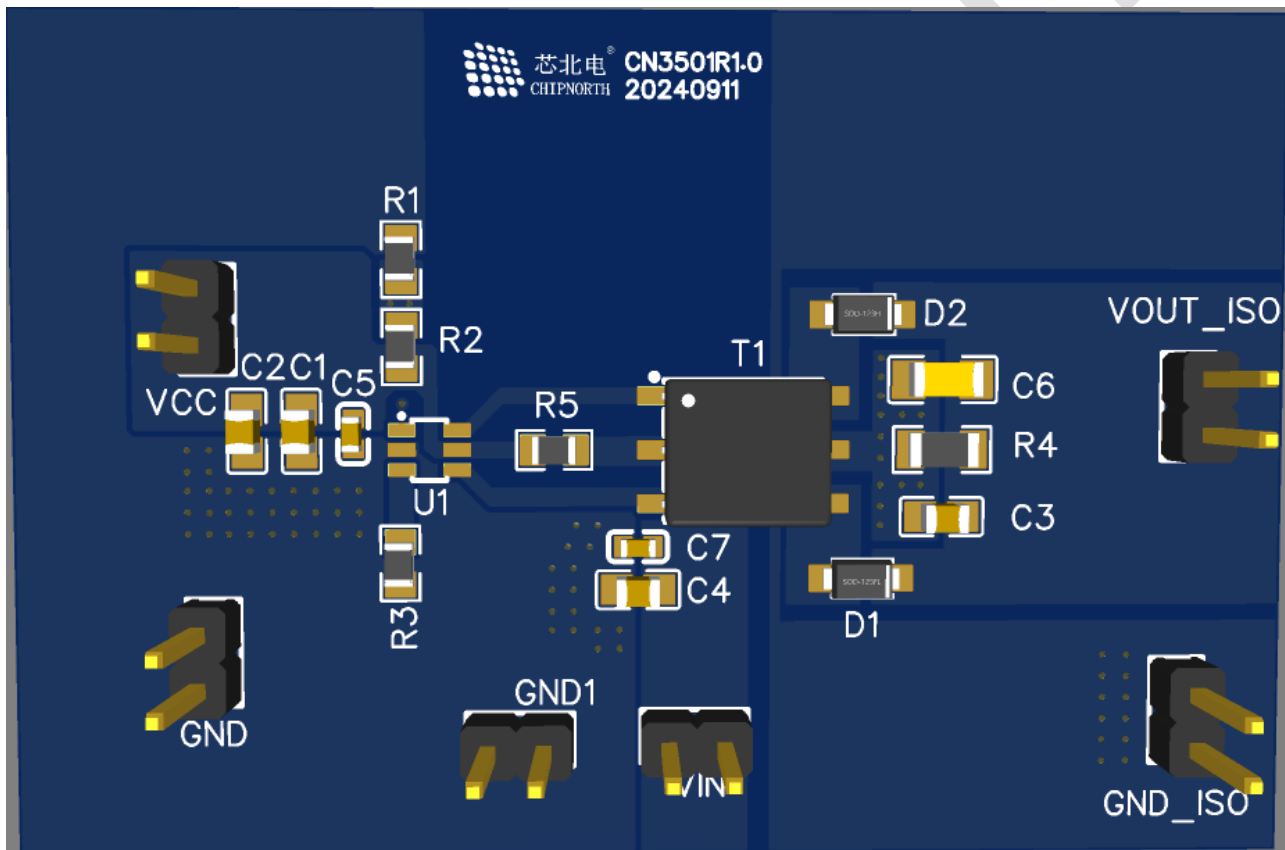
### 12.3.5 BOM 清单

| 位号     | 描述                                          | 品牌     | 编号                 |
|--------|---------------------------------------------|--------|--------------------|
| T1     | N1:N2:N3:N4=1:1:1.11:1.11 伏秒积 11.4Vus       |        |                    |
| C1, C2 | 10uF±10%, 25V, X5R, 0603                    | muRata | GRM188R61E106KA73D |
| R2     | 3.9K±1%, 0603                               | 厚声     | 0603WAF3901T5E     |
| D1, D2 | VF: 470mV@1A, IF: 1A, VR: 30V, IR: 60uA@30V | Onsemi | MBR130T1G          |

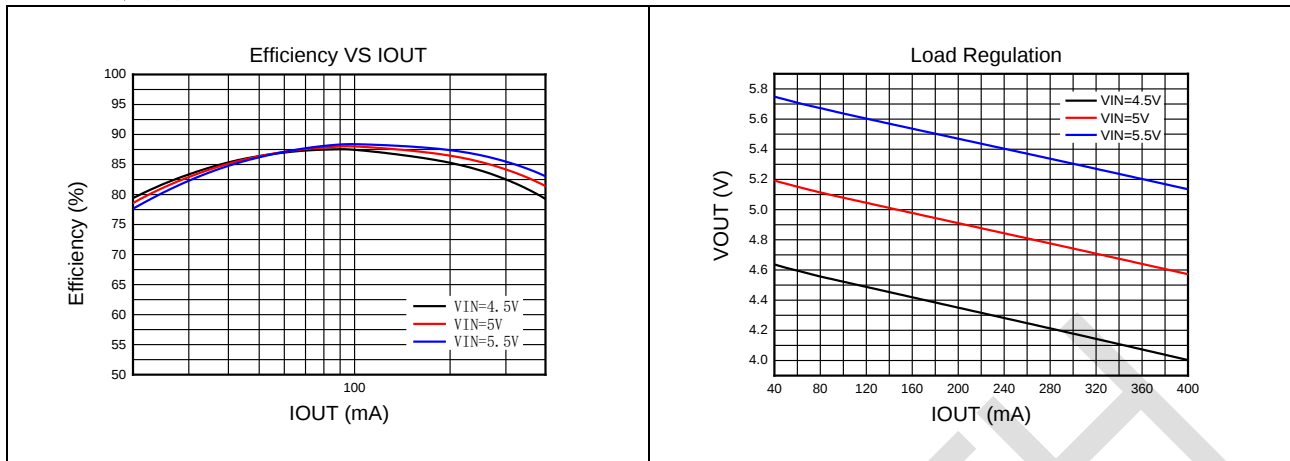
## 12.4 PCB 布局指南

- VDD 电容尽量靠近芯片 VDD 和 GND 引脚，以尽量减少由输入电容、VDD 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 VDD 引脚处使用一个 0.1 $\mu$ 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。
- VD1 和 VD2 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 $\mu$ F ~ 10  $\mu$ F，一般为 10 $\mu$ 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 4.7 $\mu$ F ~ 10 $\mu$ F，推荐 10 $\mu$ F。

### 12.4.1 PCB 图

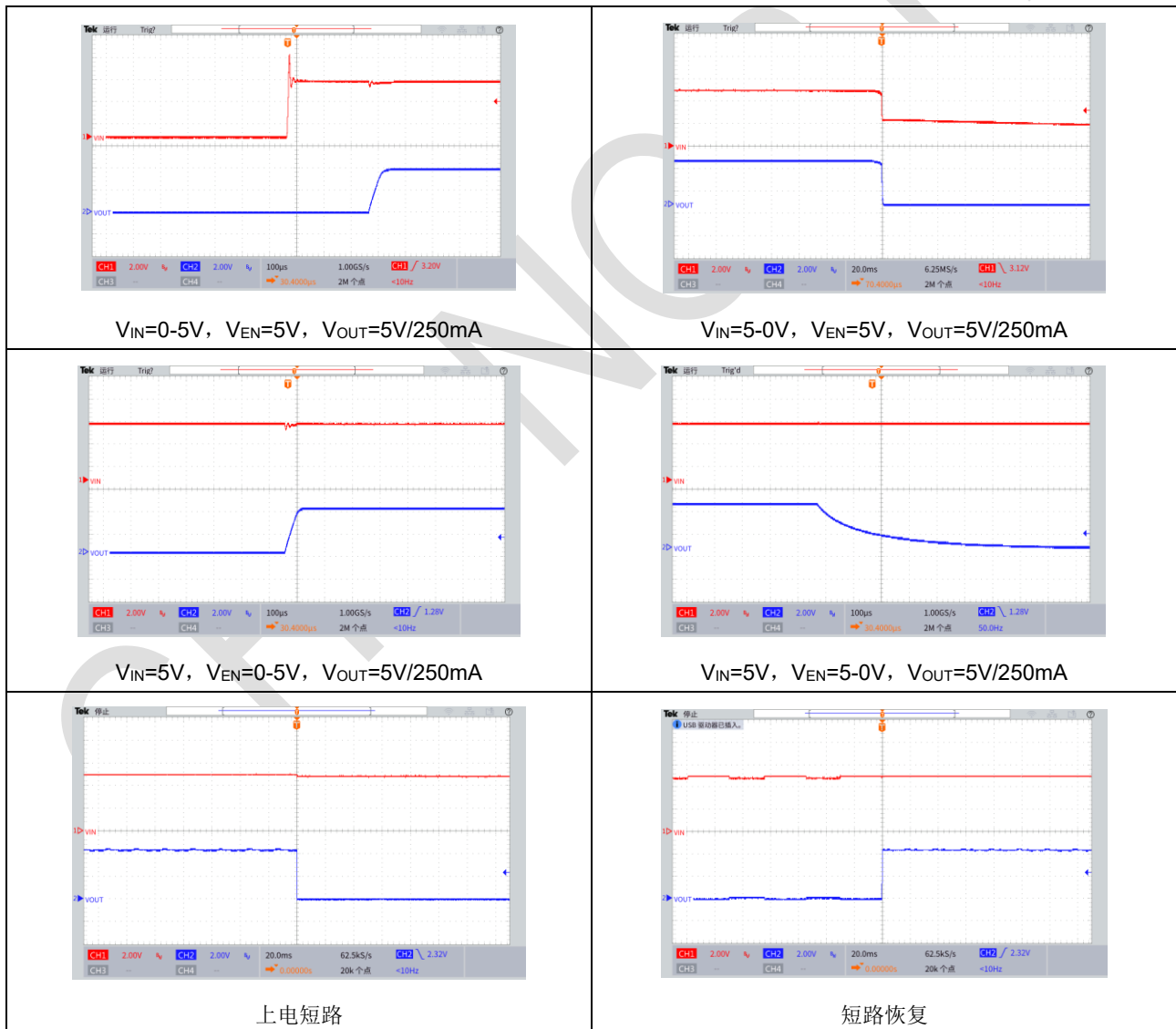


## 12.5 基本性能



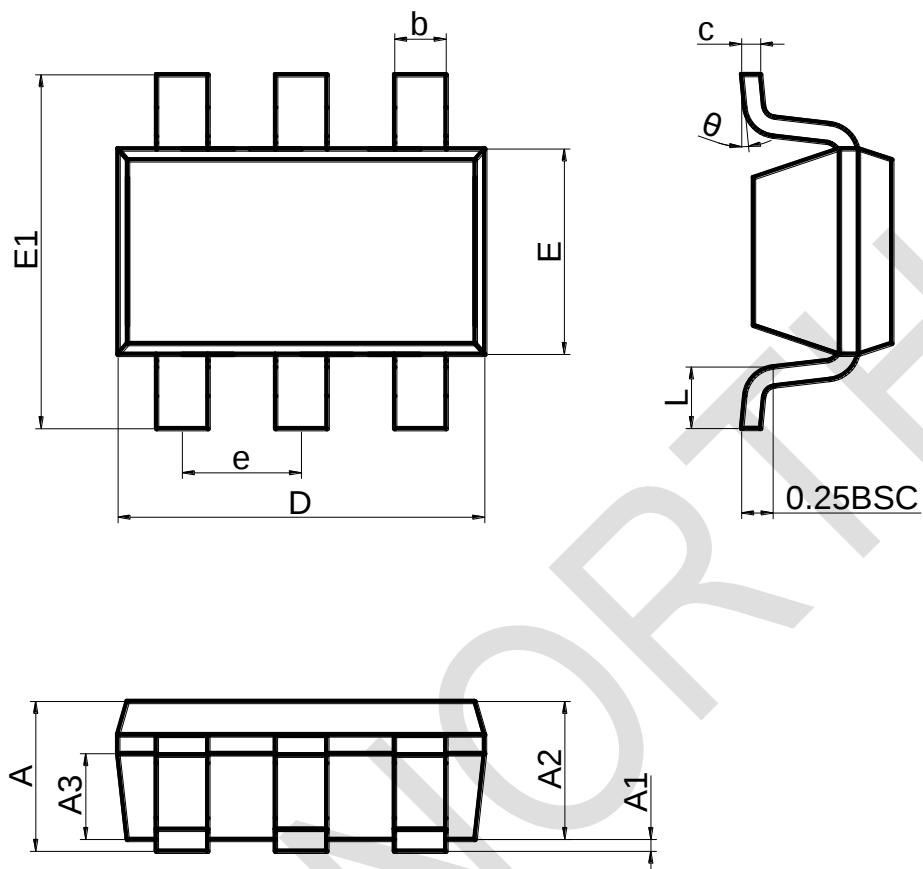
## 12.6 工作波形

注：5-5V 应用工作电路



## 13 封装信息

### SOT23-6



| 标注       | 尺寸       |         |         |
|----------|----------|---------|---------|
|          | 最小 (mm)  | 标准 (mm) | 最大 (mm) |
| 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 |         |         |
| $\theta$ | 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。