

# TPS5430 中文资料

降压变换器电路以新型集成降压芯片 TPS5430 为核心，外围电路接合实际要求进行参数配置。其具体应用电路设计如图 1-1 所示。

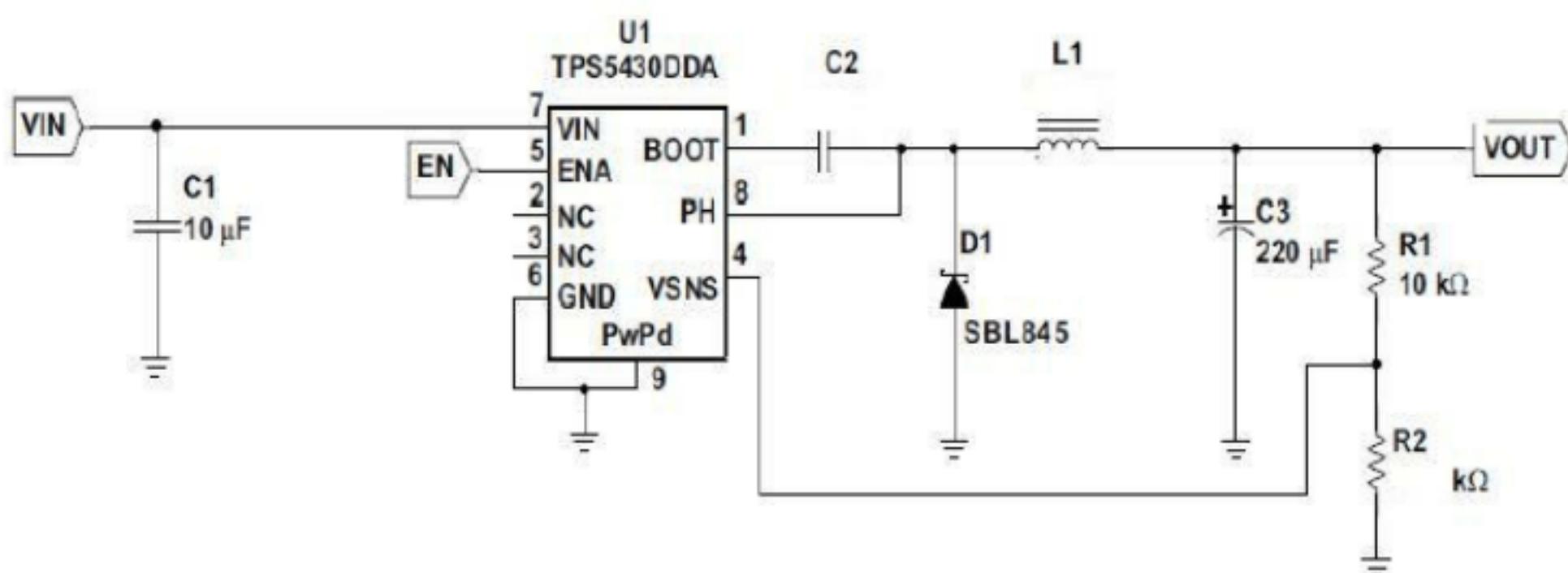


图 1-1 降压变换器电路

## 1.1 TPS5430 芯片简介

作为 SWIFT™的 DC / DC 稳压器系列的成员，该款 TPS5430 是一个高输出电流 PWM 转换器，它集成了低阻抗高侧 N 沟道 MOSFET。其内部集成了一个高性能的电压误差放大器，在瞬态条件下有严格的电压调节精度，具有欠压锁定功能，以防止输入电压达到 5.5V 时启动；内置慢启动电路限制浪涌电流，电压前馈电路改善瞬态响应。其他功能还包括一个灵敏的高电平使能端、过电流保护和热关机。为了降低设计的复杂性和外部元件数量，该款 TPS5430 具有内部反馈补偿回路。

该款 TPS5430 器件采用热增强型，可方便使用 8 引脚 SOIC PowerPad™封装。TI 提供评估模块和 SWIFT™设计者的软件工具，以帮助尽快实现高性能电源设备的设计，以满足更短的开发周期。

这些器件具有有限的内置 ESD 保护。引线应短接在一起或将器件放置储存器的导电泡棉放以防止静电损坏 MOS 门极。

### (1) TPS5430 封装

TPS5430 封装及引脚分配如图 1-2 所示。

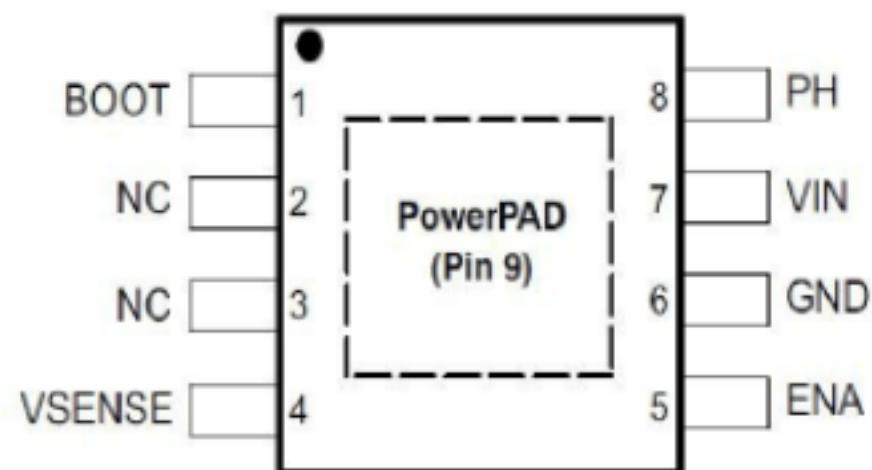


图 1-2 外部封装图

## (2) TPS5430 引脚功能

TPS5430 引脚功能描述如表 1。

表 1 引脚功能描述

Name	No.	功能描述
BOOT	1	升压电容的高侧 FET 棚极驱动器。与 PH 端连接 $0.01 \mu\text{F}$ 低 ESR 电容
NC	2, 3	空闲
VSENSE	4	反馈电压调节器。连接到输出电压的分压器。
ENA	5	开关控制. 低于 $0.5 \text{ V}$ 时，设备停止工作。使能接地
GND	6	接地端。连接到使用 PowerPad。
VIN	7	输入电源电压。旁路到 GND 管脚 VIN 端子接近器件封装 具有高品质，低 ESR 的陶瓷电容器。
PH	8	高偏功率 MOSFET 的源级。连接到外部电感器和二极管。
PowerPAD	9	正确操作为 GND 连接到外露焊盘

具体说明如下：

### ①欠压锁定 (UVLO)

当 VIN (输入电压) 是低于 UVLO 启动电压阈值时，TPS5430 采用欠电压闭锁电路以保持设备禁用。在上电时，内部电路运行无效，直到输入电压超过 UVLO 阈值电压启动。一旦欠压锁定阈值电压达到启动电压，设备开始启动。该器件工作，直到输入电压下降至低于 UVLO 阈值电压才停止。在 UVLO 比较器典型迟滞电压是  $330 \text{ mV}$ 。

## ②升压电容器

在 **PH** 引脚与 **BOOT** 引脚之间接一个  $0.01 \mu F$  的低 ESR 陶瓷电容。这电容器提供了高边 **MOSFET** 栅极驱动电压。

## ③输出反馈 (**VSENSE**) 和内部补偿

该稳压器输出电压是由反馈到 **VSENSE** 管脚由外部电阻分压器设定的。在稳态运行时, **VSENSE** 管脚电压应等于参考电压  $1.221V$ 。该款 **TPS5430** 实现内部补偿, 以简化稳压管的设计。由于该款 **TPS5430** 采用电压模式控制, 为了提供高交叉频率和高稳定性的相位裕度, 芯片设计采用III型补偿网络<sup>④</sup>。

## ④电压前馈

尽管输入电压有变化, 内部电压前馈提供恒定直流功率级增益。这大大简化了稳定性分析, 提高了瞬态响应。前馈电压随输入电压的峰值斜坡电压成反比, 使控制器和功率级增益是在反馈增益不变的情况下, **TPS5430** 典型的前馈增益为 25。

## ⑤脉宽调制 (PWM) 控制

该稳压器采用固定频率脉宽调制 (PWM) 控制方法。首先, 利用高增益误差放大器和补偿网络将反馈电压 (**VSENSE** 管脚电压) 与参考恒压相比较的, 产生误差电压。然后, 由 PWM 比较器将误差电压与斜坡电压进行比较。这样, 误差电压幅度转换为脉冲宽度即占空比。最后, PWM 的输出反馈到栅极驱动电路来控制上高边 **MOSFET** 的开通时间和频率。

## ⑥过流保护

过电流保护是通过检测高侧 **MOSFET** 的漏源电压来动作。然后将漏源电压与代表过流阈值的临界电压值相比较。如果漏源电压超过过流阈值临界值, 过电流标志位设置为真。该系统将在每个周期的开始时忽略前沿消隐时间的过流指示, 以避免任何噪声故障。

一旦过流标志设置为真, 过流保护被触发。高侧 **MOSFET** 在一定的延迟后将关闭, 为下个周期作准备。过电流保护是所谓的循环周期电流限制。如果检测电流在逐周期电流限制期内继续增加, 将触发过电流保护的“间歇”模式替代逐周期限流模式。在“间歇”模式过流保护, 参考电压接地且高侧 **MOSFET** 为关闭, 下次“间歇”作准备。一旦“间歇”持续时间完成, 调节器在慢启动电路控制下重启。

## 2.2.2 TPS5430 外围电路参数配置

### (1) 输入电容 C1

TPS5430 需要输入去耦电容，并根据需要应用大容量的输入电容。推荐去耦电容  $C_1=10\mu F$ 。可用高品质陶瓷型 X5R 或 X7R。额定电压必须大于最大输入电压包括纹波。这种输入纹波电压的近似值可用公式 (1-1) 计算。

$$\pi V_{IN} \frac{V_{OUT(MAX)} \times 0.25}{C_{BULK} \times f_{SW}} + (I_{OUT(MAX)} \times ESR_{MAX}) \quad (1-1)$$

### (2) 输出滤波电路

输出过滤器需要的两个元件 L1 和 C3。由于该款 TPS5430 是内部补偿装置，过滤器的结构和作用在有限的范围可以得到应用。

### (3) 电感选择 L

使用式 (1-2) 可以计算出电感的最低值。

$$L_{MIN} \frac{V_{OUT(MAX)} \times (V_{IN(MAX)} + V_{OUT})}{V_{IN(MAX)} \times K_{IND} \times I_{OUT} \times f_{SW}} \quad (1-2)$$

式中： $K_{IND}$  是一个系数，代表了电感纹波电流相对最大输出电流，推荐值为 0.2~0.3。

### (4) 钳位二极管 D1

该款 TPS5430 在 PH 和 GND 之间接外部钳位二极管。选定的二极管必须满足大于该系统的绝对最大额定值：反向电压必须比最高 PH 电压还高，这是  $V_{INMAX} + 0.5$ ，峰值电流必须大于  $I_{OUTMAX}$  再加上峰峰值电感电流一半。重要的是要注意该二极管传导时间通常长于高侧 FET，因此重视对二极管参数配置可以使整体效率显著提高。对于这个二极管，反向电压 40V，正向电流 3A，正向压降为 0.5V。