

定压推挽控制器

主要特色

- 输入可承受25V瞬态电压
- 内置功率MOS对管
- MOS驱动高度对称
- 内置软启动
- 输出短路保护
- 过温保护
- SOT23-5封装

应用范围

- 隔离通信
- 小功率隔离DC-DC

简要描述

BT[®]5601 是一款集成了功率 MOS 对管的推挽电源的控制器。内部功率 MOS 管的驱动对称程度高，从而减小推挽拓扑的偏磁程度。

该芯片还集成了三项提高可靠性的关键技术，第一是软启动功能，避免开机时大电流的冲击而损坏器件，并且保证在 CC 负载模式下带满载正常启动；第二是集成了输出短路保护，该保护一致性好，不受电源加工时参数偏差的影响，也不受高低温测试条件的影响；第三是过温保护，超出规定的温度范围时，芯片自动进入休眠状态，若温度再次降低到设定值时可自动恢复。

典型应用

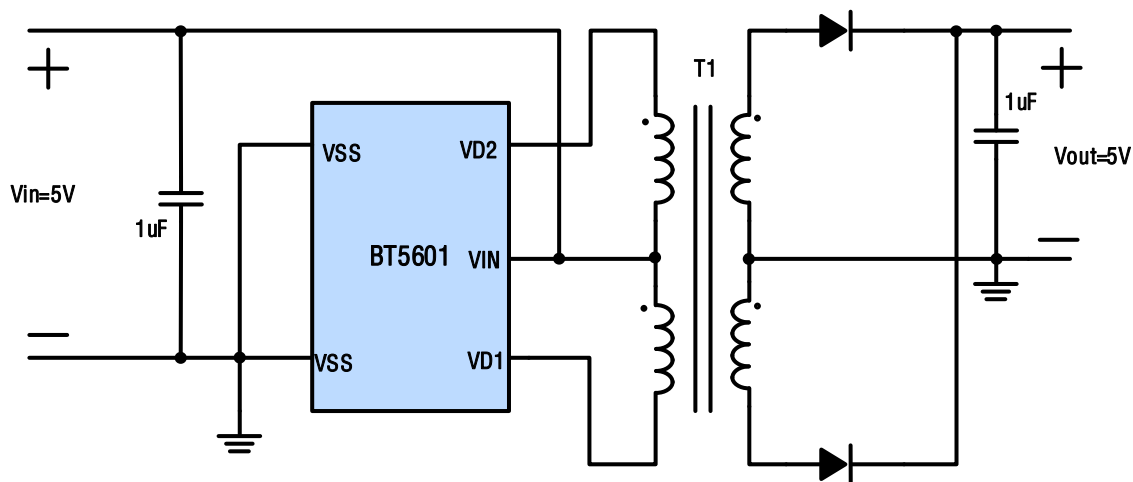


图 1 典型应用

额定极限

VIN 耐压	9V	工作结温	-40℃ to 150℃
VD2 耐压	30V	存储温度	-65℃ to 150℃
VD1 耐压	30V	引脚温度（焊接 10 秒）	260℃

引脚配置

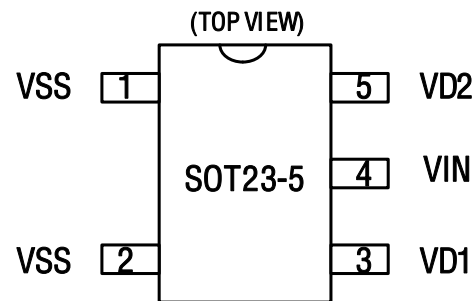


图 2 BT5601 SOT23-5 封装的引脚配置

引脚功能

VIN: 芯片电源端口。

VSS: 芯片地。

VD1(VD2): 内置功率 LDMOS 管的漏极，以准互补的方式（即两个驱动之间存在较小的死区时间）推挽驱动变压器绕组。在刚启动或者检测到 LDMOS 管的漏极电压大于 V_{th-osp} 时

芯片变为软驱动，即限定 LDMOS 管的饱和电流。若持续检测到 LDMOS 管的导通电压大于 V_{th-osp} ，则芯片进入休眠状态，休息时间为 T_{sleep} ，休息结束后再次重启。

订购信息

无铅	卷带	器件标识	封装描述	工作结温
BT5601A#PBF	BT5601A#TRPBF	5601A	5 引脚(2.9mm*1.6mm) SOT23	-40℃~150℃
BT5601B#PBF	BT5601B#TRPBF	5601B	5 引脚(2.9mm*1.6mm) SOT23	-40℃~150℃

联系电话: +86-400-833-2598 邮箱: sales@batelab.com 网址: <http://www.batelab.com>

参数指标

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
VIN 工作电压	BT5601A	4		8	V
	BT5601B	2.9		8	V
芯片工作电流 I_Q	VIN=5V		0.5	0.9	mA
VIN 欠压锁定时 I_{VIN}	VIN=2V		420		uA
导通电阻(VIN=5V)	T=25℃, $I_{DS}=0.2A$		0.38		Ω
导通电阻(VIN=4V)	T=25℃, $I_{DS}=0.2A$		0.405		Ω
工作频率		240	270	300	kHz
短路保护延迟时间			120		ms
短路保护休眠时间			800		ms
开通上升时间 t_r	VIN=5V, 参见图 4		87		ns
关断下降时间 t_f	VIN=5V, 参见图 4		60		ns
死区时间 t_{BDM}	VIN=5V, 参见图 4		80		ns

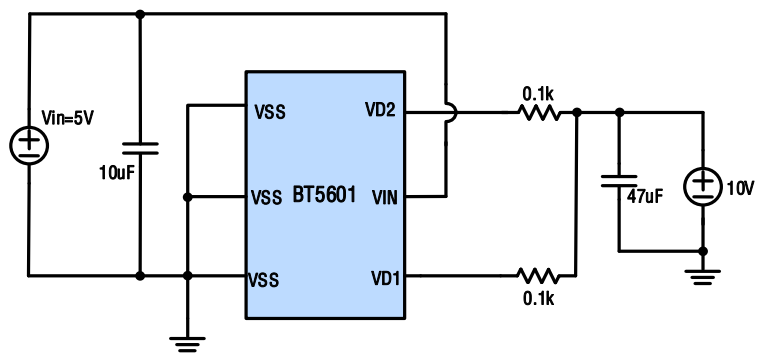


图 3 开关特性测试原理图

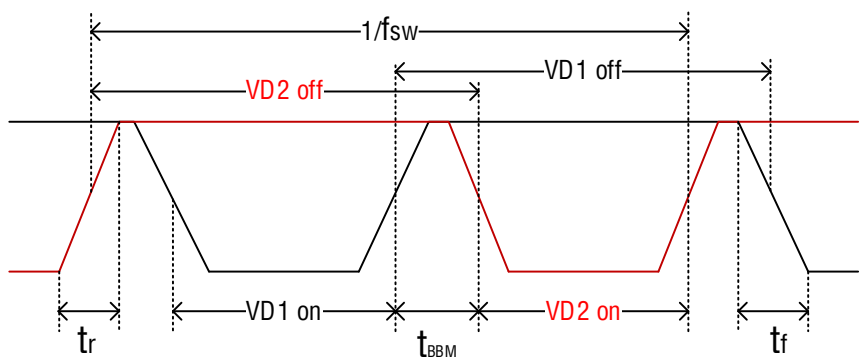


图 4 电路时序图

表 1 开关特性数据

符号	对应参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
t_r	开通上升时间	$V_{IN}=5V$		87		nS
t_f	关断下降时间	$V_{IN}=5V$		60		nS
t_{BBM}	死区时间	$V_{IN}=5V$		80		nS

内部框图

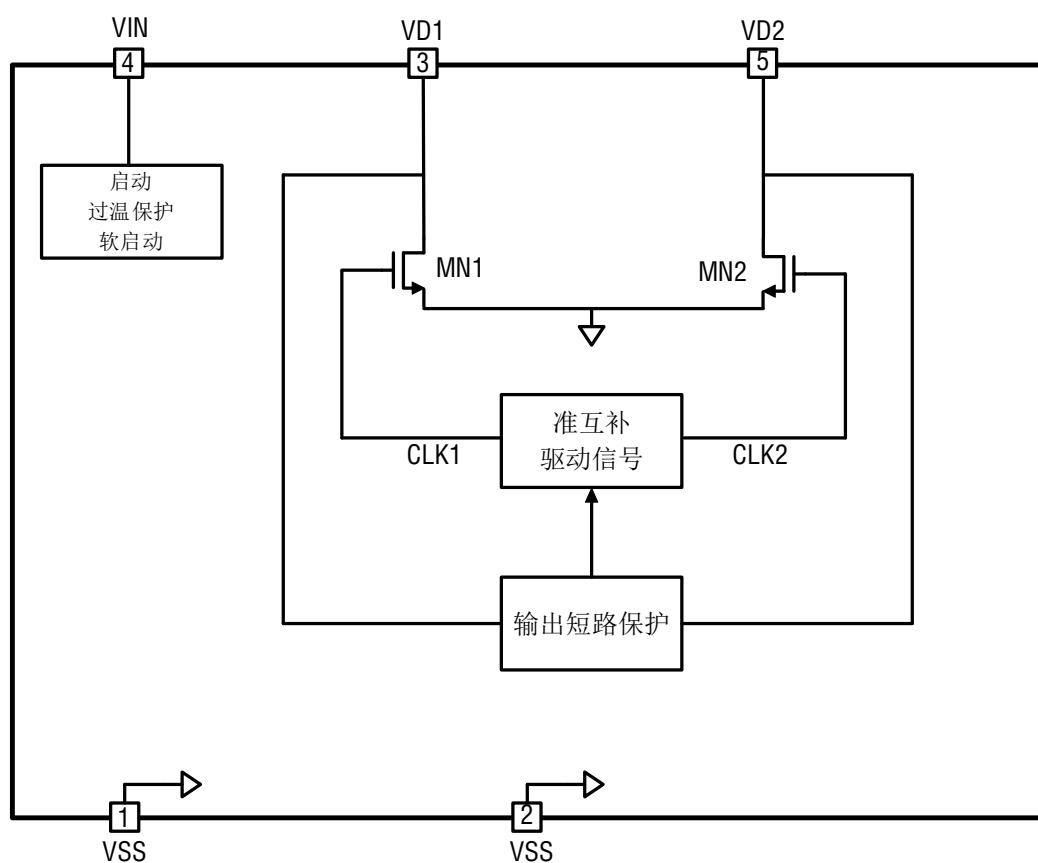


图 5 BT5601 原理框图

(1) 推挽变换器

如图 6、7 所示，推挽变换器是用一个带中间抽头的变压器，实现原边到副边的能量传递。

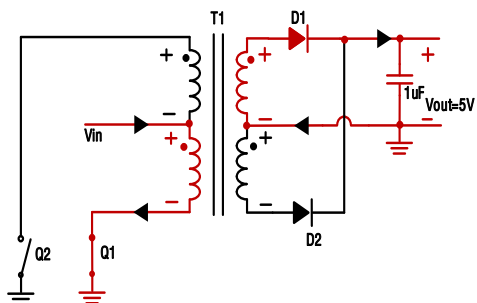


图 6 推挽变换器的开关周期 1

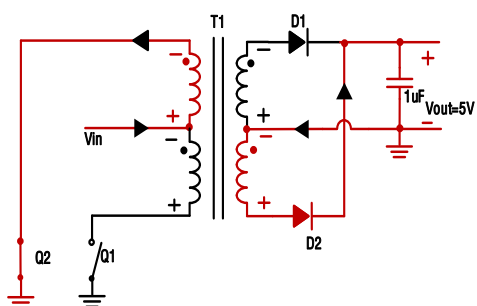


图 7 推挽变换器的开关周期 2

两个功率 MOS 管 Q1、Q2 的漏极 VD1、VD2 的驱动波形如图 4 所示，两个 MOS 管交替导通，且这两个导通时段的时长相等，并且这两个导通时段之间还有一小段时间 t_{BEM} 两个功率管都不导通。也就是说，两个 MOS 管的驱动电平在时序上是准互补的，即一个管子开通时另一个管子关断，但是在切换的交越处有一小段死区时间，以保证两个管子不同时导通而发生电流倒灌。如图 6 红色高亮部分所示，当 Q1 导通时，输入电压 V_{IN} 驱动一个电流，经变压器原边绕组的下半部分、Q1 到参考地，同时副边绕组的感应电动势通过二极管 D1 给输出电容充电；相同地，如图 7 所示，当 Q2 导通时，感应电动势通过二极管 D2 给输出电容充电。如此不断反复，在电源变换器的副边得到所需的供电电源。

(2) 磁芯磁化

图 8 为推挽变换器的理想磁化曲线，纵轴为磁通密度 B （又称磁感应强度），横轴为磁场强度 H 。当 Q1 导通时，磁通从 A 点推到 A' 点；同样地，当 Q2 导通时，磁通又从 A' 点拉回 A 点，如此反复产生的磁通密度 B 与原边绕组的电压 V_{LP} 和 MOS 管导通时间 t_{ON} 的乘积成比例，可用下述公式描述：

$$B \approx V_{LP} \times t_{ON}$$

这个伏秒乘积 $V_{LP} \times t_{ON}$ 定义了每个开关周期的磁化。如果上述“推”、“拉”阶段的伏秒乘积不是完全相同的，就会产生小的直流分量引起磁通的偏移。如果平衡无法恢复，那么磁通偏移会在接下来的每个开关周期中逐渐增加，使得磁芯趋于饱和。这种磁通偏移的现象通常是因为两个功率开关器件的导通电阻或开关速度不相等引起的。虽然借助半导体集成电路工艺的高匹配优势，将两个功率器件集成到同一个晶圆上，使得导通电阻或开关速度近似相等，但是仍旧会有制造误差，使得导通时间存在微弱的偏差量。

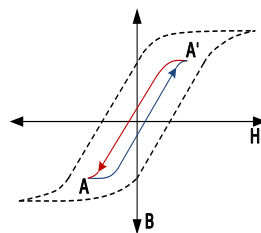


图 8 磁化曲线

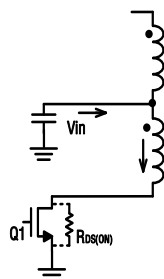


图 9 自适应的正温度系数 $R_{DS(on)}$

所幸的是，功率 MOS 管的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 是正温度系数的，借助这个特性，BT5601 有一个自修正效应，抑制伏秒不平衡。在两个 MOS 管的导通时间存在微弱的偏差量的情况下，导通时间 t_{ON} 较长的那个管子产生热量相对较大，管子的温度升高，使 $R_{DS(on)}$ 提高，则在负载不变的导通期间，这个管子的漏源电压 V_{DS} 相对较大；如图 9 所示，原边绕组的电压 V_{LP} 满足 $V_{LP}=V_{IN}-V_{DS}$ ，因此 t_{ON} 较大的 V_{LP} 会逐渐减小，以使伏秒平衡恢复。

产品工作模式

BT5601 有三种工作模式，分别为启动模式，推挽稳态模式和短路保护模式。在启动模式中，BT5601 为输出电容提供了足够的充电时间，避免了刚启机时，因输出电容电压过低，而被误认为输出短路，进而导致启机异常；同时在启动模式下 MOS 管工作一直处于限流驱动状态，“限流驱动状态”即是 MOS 管开通时的驱动电压被限，使得通过 MOS 管的电流被限定在器件安全范围值内，即原边输出开关电流，限制为 I_{SOFT} ，实现系统软启动，从而避免了过流冲击和发热过大。

在推挽稳态模式中，MOS 管一直处于充分驱动状态，“充分驱动状态”即 MOS 管工作在开关状态，导通电压非常小，保证了变换器的效率。

在短路保护模式中，进入休息状态时，会停止驱动变换器，把在启动模式下所产生的热量散发掉，之后才会再次返回启动模式。

这三种工作模式可无死角切换，只要出现输出短路的异常情况，就会在启动模式和短路保护模式中来回切换，不断循环；当异常情况消失后，又会自动恢复到推挽稳态模式。全面保证了变换器的可靠性，同时又不影响变换器正常工作时的性。

启动模式

在变换器刚启动时输出电容的电压为零，变换器首先进入的是启动模式，流程示意图如下图 10 所示，即：开始→以限流驱动方式驱动

动所选 MOS 管→检测 MOS 管导通电压(V_{VD1} 、 V_{VD2})→判断电压(V_{VD1} 、 V_{VD2})是否大于设定值。若(V_{VD1} 、 V_{VD2})大于设定值，则累计过压持续的时间→判断持续时间是否超出 $T_{D_OSP}(100ms, typ.)$ 。若超出，则进入短路模式；若未超出，则再次选择限流驱动，继续循环。若(V_{VD1} 、 V_{VD2})不大于设定值，则进入推挽稳态模式。

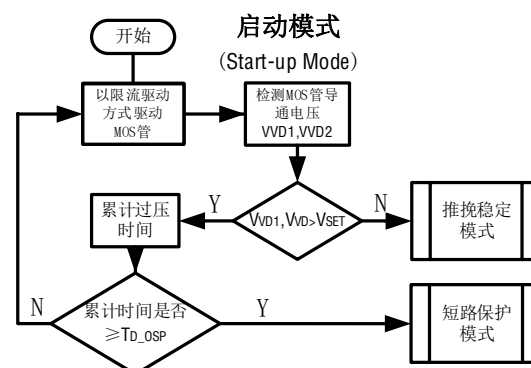


图 10 启动模式流程图

推挽稳态模式

如果变换器输出没有短路，在启动模式中，输出电容的电压在不断循环充电中逐渐增加，等到 MOS 管导通电压小于等于设定值时，变换器就会进入推挽稳态模式，流程示意图如下图 11 所示，即：确定 MOS 管导通电压小于等于设定值→以充分驱动方式驱动所选 MOS 管→检测 MOS 管导通电压→判断电压(V_{VD1} 、 V_{VD2})是否大于设定值。

若 MOS 管导通电压大于设定值，则跳入启动模式的计时循环；反之，则返回“以充分驱动方式驱动所选 MOS 管”，如此反复地循环。这就是启动后变换器的正常工作状态，MOS 管是被充分驱动的，即 MOS 管工作于开关状态下，导通电阻小，损耗小而效率高。

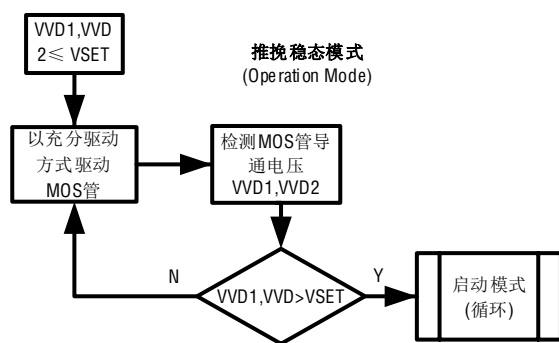


图 11 推挽模式流程图

短路保护模式

如果变换器输出正处于短路状态，在启动模式中始终检测到 MOS 管的导通电压大于设定值，那么必然会有累计过压时间超过 T_{D_OSP} (100ms,typ)的情况，这时芯片会停止驱动 MOS 管，并且开始计算停止驱动 MOS 管

的时间，待到计时 T_{SLEEP} (800ms,typ)后重新开始工作，返回启动模式。

短路保护模式的流程图如图 12 所示：确定累计过压时间次数超过 T_{D_OSP} →停止驱动，开始计时（休息状态）→计时完毕→返回启动模式。可见，如果一直处于输出短路状态下，变换器就会在短路保护模式和启动模式中循环工作。

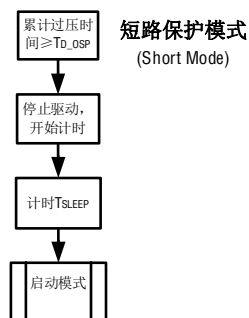


图 12 短路保护模式流程图

应用说明

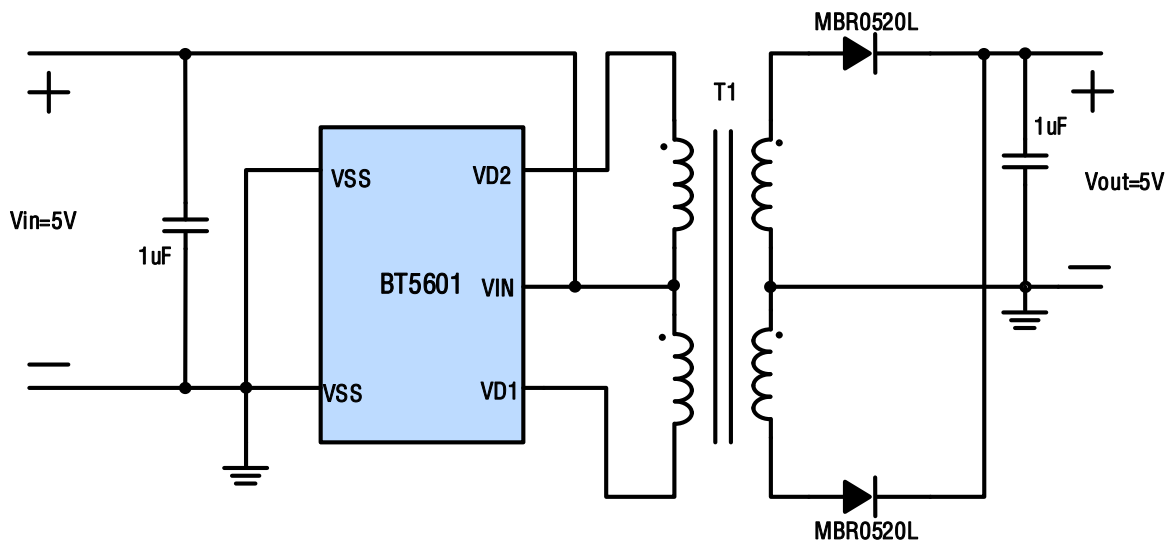


图 13 应用原理图

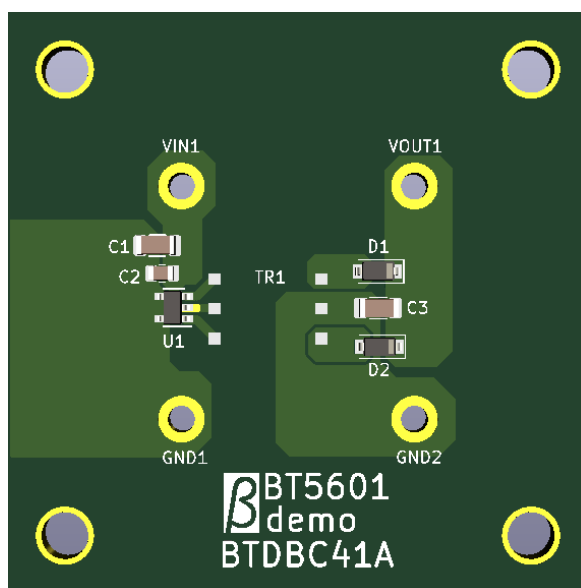


图 14 应用 PCB 图

BT5601 的典型应用如图 13 所示,可以通过外部元器件的选择来确定输出电压以及输出电压范围,输出电压纹波等。

变压器的选择

为防止变压器饱和,其 $V \cdot t$ 乘积必须大于 BT5601 应用的最大 $V \cdot t$ 乘积。BT5601 提供的最大电压是输入电压加上 10%,即 $V_{INmax}=1.1V_{IN}$ 。该电压施加到初级的最长时间

是指定输入电压下最低频率周期的一半。因此,变压器的最小 $V \cdot t$ 乘积由下式确定

$$V_{tmin} \geq V_{INmax} \times \frac{T_{max}}{2} = \frac{V_{INmax}}{2 \times f_{min}}$$

将常用 V_{IN} 数值代入即可算出最小 $V \cdot t$ 乘积

$$V_{tmin} \geq \frac{3.63V}{2 \times 310KHZ} = 5.8V\mu s \quad \text{对于 } V_{IN}=3.3V$$

$$V_{tmin} \geq \frac{5.5V}{2 \times 310KHZ} = 8.8V\mu s \quad \text{对于 } V_{IN}=5V$$

BT5601

对于小功率带中心抽头的变压器，常见 V-t 值范围为 22V μ s 至 150V μ s，面积为 10mmx12mm。我们可以选择专为 PCMCIA 应用设计的变压器，V-t 低至 11V μ s，并且尺寸显着减小，仅为 6mmx6mm。

即使我们选择的变压器具有合适的 V-t，合适的尺寸，但在做出最终决定之前必须考虑其他重要因素，例如隔离电压、变压器功率和匝数比。

估算变压器匝比

确定了合适的整流二极管和线性稳压器，就知道了二极管两端最大压降 V_{Fmax} ，LDO 的压降 V_{D0max} ，并且所选变压器的 V-t 乘积必须至少为 11V μ s。此时需要知道其最小匝数比，才能得到足够大的次级电压，即使减去上述两个压降还能使推挽式转换器能够在指定的电流和温度范围内完美运行。并且仍然能为稳压器提供足够的输入电压以保持稳定。选定了 LDO，最小输入电压也可以确定。

$$\begin{aligned} V_{pmin} &= V_{INmin} - V_{DSmax} \\ V_{smin} &= V_{Fmax} + V_{D0max} + V_{omax} \end{aligned}$$

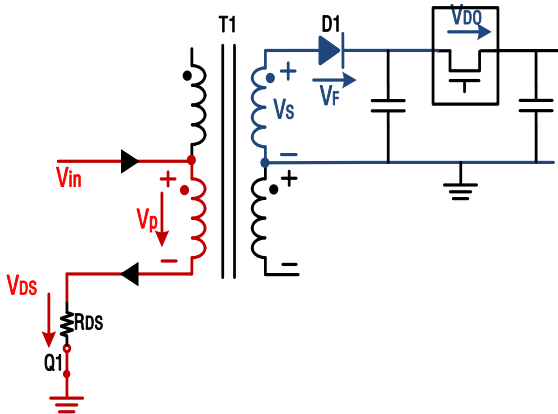


图 15 Q1 导通节点电压

$$V_{DSmax} = R_{DSmax} \times I_{Dmax}$$

$$\text{即 } V_{pmin} = V_{INmin} - R_{DSmax} \times I_{Dmax}$$

匝比可由 $n_{min} = 1.031 \times \frac{V_{smin}}{V_{pmin}}$ 求得，

$$\text{即 } n_{min} = 1.031 \times \frac{V_{Fmax} + V_{D0max} + V_{omax}}{V_{INmin} - R_{DSmax} \times I_{Dmax}}$$

例如 3.3V 转 5V 应用，选用 MBR0520L 二极管，LDO 为 TPS76350，负载电流为 100mA。

$$V_{Fmax} = 0.2V, V_{D0max} = 0.2V, V_{omax} = 5.175V$$

3.3V 控制器电源，最大精度为 $\pm 2\%$ ，则 $V_{INmin} = 3.234V$ 。

根据 BT5601 数据表，在 $I_{Dmax} = 200mA$ 时， $R_{DSmax} = 0.5\Omega$ 。

$$n_{min} = 1.031 \times \frac{0.2 + 0.2 + 5.175}{3.234 - 0.5 \times 0.2} = 1.83, \text{ 则可以选择匝比 2 的变压器。}$$

电容的选择

为使纹波最小，使该电容为 1 μ F 至 10 μ F。在具有专用接地层的 2 层 PCB 设计中，将此电容器放置在靠近 VIN 引脚的位置，以最大限度地减少走线电感。可以在 VIN 引脚加上 100nF 的电容来提高芯片的瞬态响应并形成一定的噪声抑制。对于输出电容，在大多数情况下，4.7 μ F 至 10 μ F 范围内的低 ESR 陶瓷电容足以满足要求。

二极管的选择

整流二极管应始终具有低正向电压，以便为转换器输出提供尽可能多的电压。然而，在 BT5601 等高频开关应用中使用，二极管还必须具有较短的恢复时间。肖特基二极管满足这两个要求，因此强烈推荐用于推挽式转换器设计。低成本肖特基整流器 MBR0520L 在 100mA 正向电流下的典型正向电压为 275mV，适合低压应用和高达 85 $^{\circ}$ C 的环境温度。对于更高的输出电压，例如 $\pm 10V$ 及以上，请使用 MBR0530，它可以提供 30V 的耐压。

性能图表

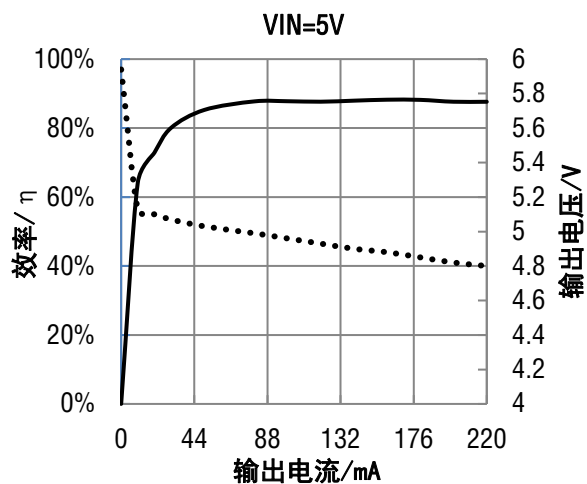


图 16 5V 输入电压下输出电压和效率与输出电流的关系

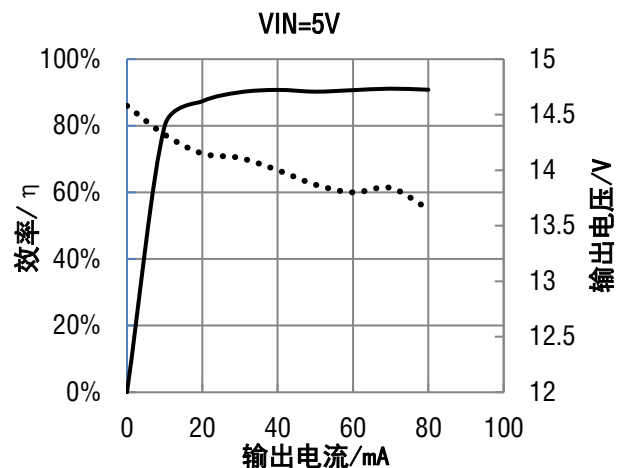


图 17 5V 输入电压下输出电压和效率与输出电流的关系

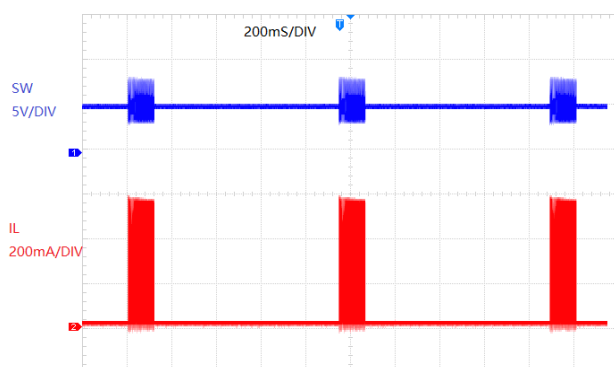


图 18 5V 转 5V 短路 SW 电压波形

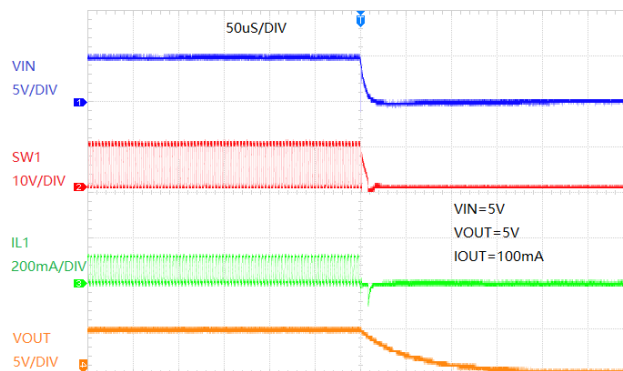


图 19 VIN 掉电，电感电流，SW，输出电压波形

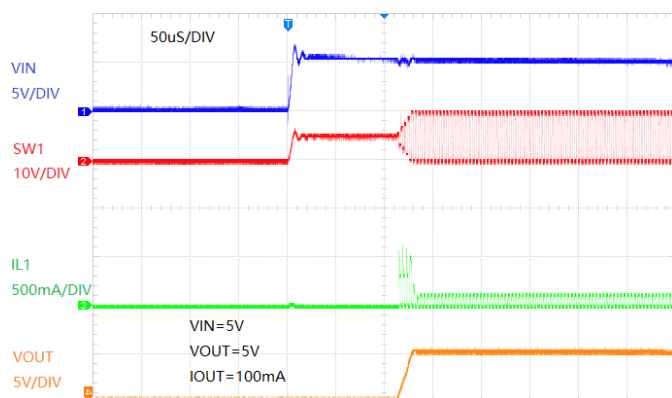
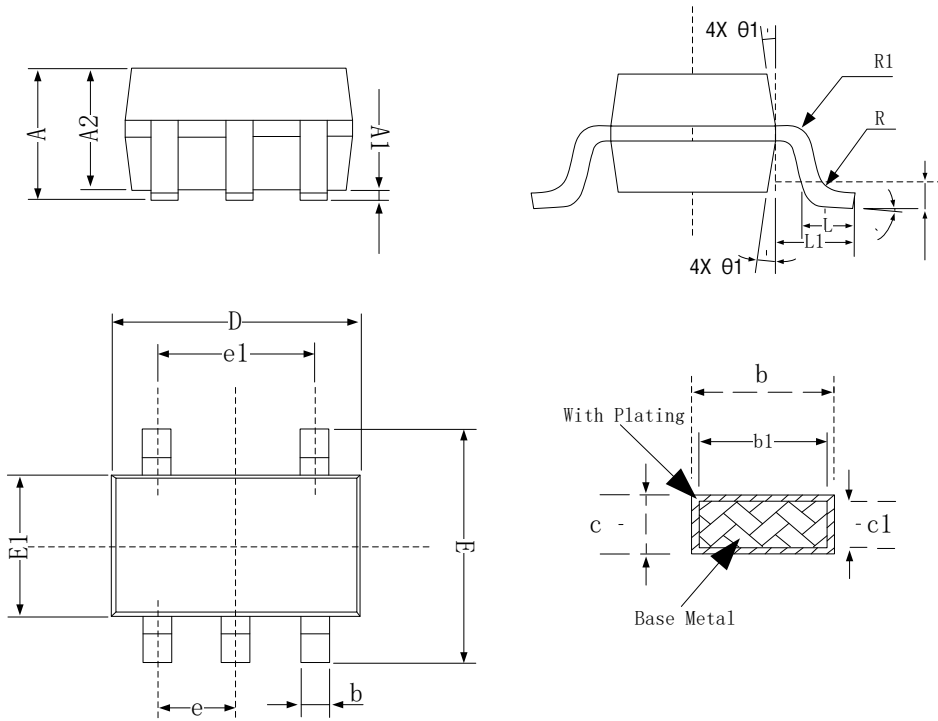


图 20 VIN 上电，电感电流，SW，输出电压波形

封装信息



符号	毫米		
	最小值	典型值	最大值
A	-	-	1.35
A1	0	-	0.15
A2	1.00	1.10	1.20
b	0.35	-	0.45
b1	0.32	-	0.38
c	0.14	-	0.20
c1	0.14	0.15	0.16
D	2.82	2.92	3.02
E	2.60	2.80	3.00
E1	1.526	1.626	1.726
e	0.90	0.95	1.00
e1	1.80	1.90	2.00
L	0.35	0.45	0.60
L1	0.6 REF		
L2	0.25 REF		
R	0.10	-	-
R1	0.10	-	0.25
θ	0°	4°	8°
$\theta1$	5°	10°	15°

LAND PATTERN EXAMPLE