高电压浪涌抑制器

产品描述

CSV2466B 是一款高电压浪涌抑制器，可在高压瞬变情况下保护负载免遭损坏。通过控制一个外部 N 沟道 MOSFET 的栅极，CSV2466B 可在过压瞬变过程中调节输出。在 MOSFET 两端承载过压的情况下，负载可以保持运作状态。在返回地线中布置一个电阻器可以隔离 CSV2466B，并允许其随电源向上浮动；因此，输出电压的上限仅取决于高值电阻器的可用性和 MOSFET 的额定规格。

一个可调的过压定时器能在浪涌期间避免损坏 MOSFET，停机引脚负责在停机期间将静态电流减小至 14uA 以下。故障发生后，CSV2466B 将锁定，重新上电或者在故障清除后，将 SD 脚置于停机模式后再次上拉到 VDD 可以恢复工作。

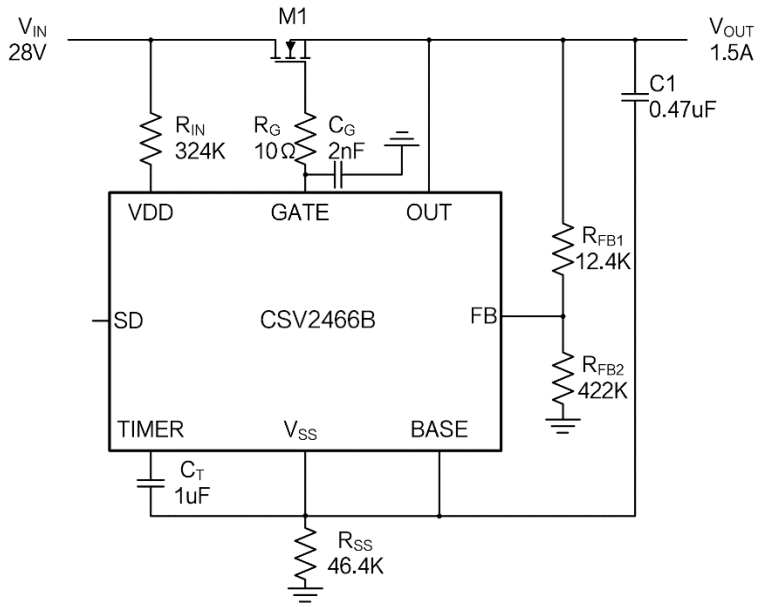
产品特点

- 坚固型浮动拓扑结构
- 宽工作电压范围 9V 至 >500V
- 可调的输出钳位电压
- 控制 N 沟道 MOSFET
- 可调保护定时器
- 停机电流<14uA
- 采用 8 引脚 3mm×3mm DFN 封装

应用领域

- 工业、汽车和航空电子浪涌保护
- 高电压 DC 分配

典型应用

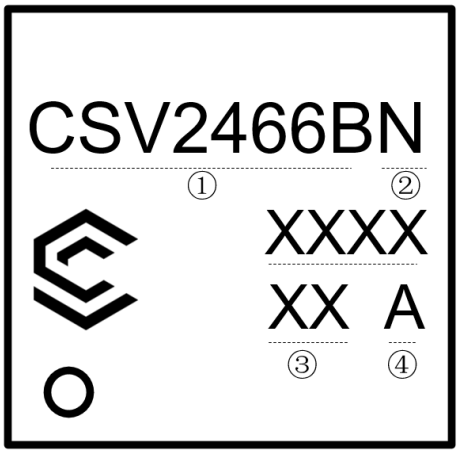


订购信息

产品型号	订货信息	封装类型	包装方式
CSV2466BN	CSV2466BN	DFN3×3-8L	编带

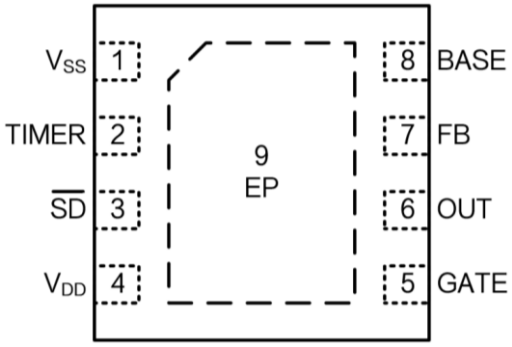
产品标识信息：

① 产品型号：受封装体大小影响，会根据实际进行省略打标，实际见示意图
② 封装形式：“N”代表DFN3×3-8L
③ 产品生产批号
④ 产品内部控制标志



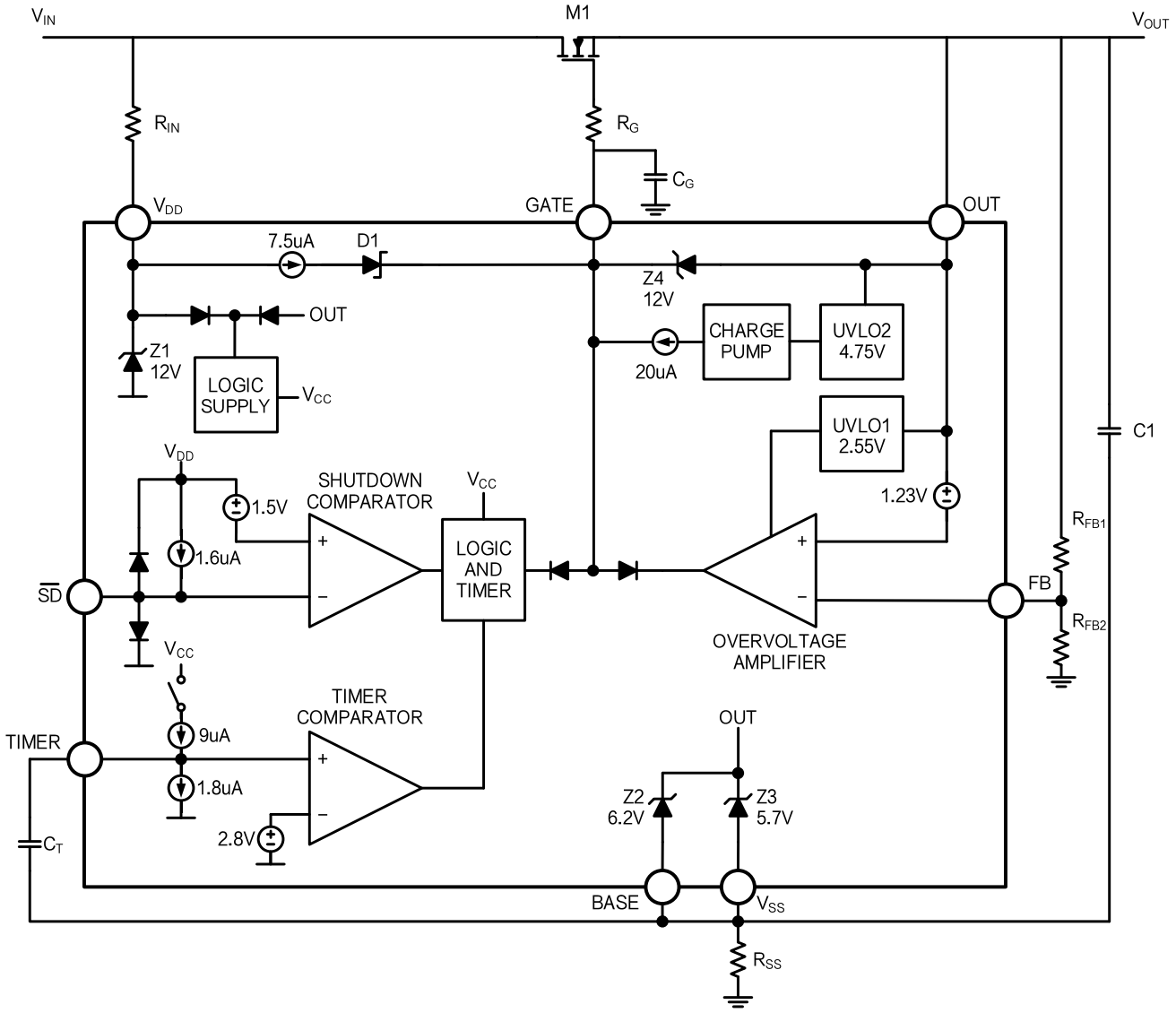
DFN3×3-8L 标识示意图

管脚定义

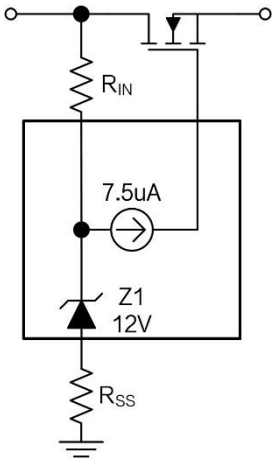


序号	名称	功能描述
1	V_{SS}	芯片地
2	TIMER	定时器输入
3	$\overline{SD}$	停机比较器输入
4	V_{DD}	启动电源
5	GATE	外部 N 沟道 MOSFET 栅极驱动
6	OUT	充电泵和过压调节放大器电源
7	FB	过压调节放大器反馈输入
8	BASE	外部 PNP 并联稳压器的基极驱动器输出
9	EP	散热片

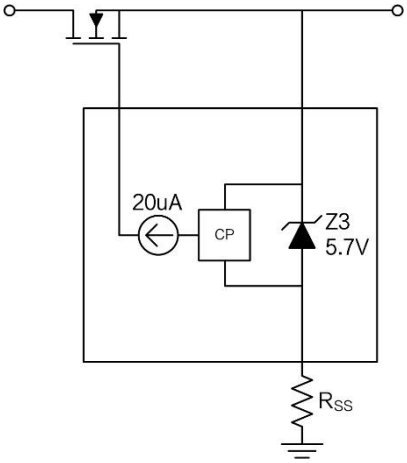
功能框图



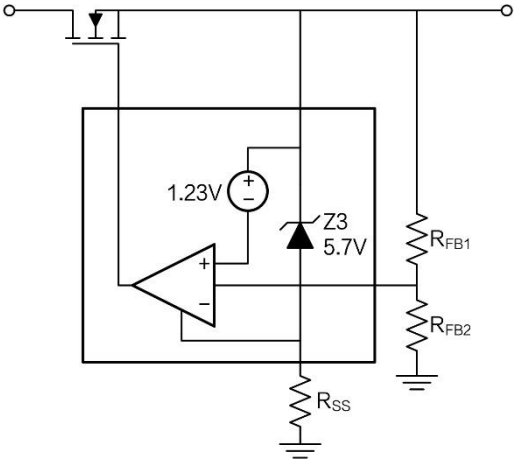
简化示意图



启动



运行



调节

极限工作范围(1)

V_{DD} 电压 ····· −0.3V 至 12V
OUT 电压 ····· −0.3V 至 5.7V
FB····· −0.3V 至 OUT+0.3V
TIMER····· −0.3V 至 3.5V
$\overline{SD}$····· −0.3V 至 12V
BASE ····· −1.5V 至 4V
OUT−BASE····· −0.3V 至 6.2V
GATE ····· −0.3V 至 28.5V
GATE−OUT ····· −0.3V 至 12V

I_{VDD} ····· 10mA
I_{OUT} ····· 10mA
BASE····· −300uA 至 10uA
$\overline{SD}$·····10mA 至 10uA
结温·····150℃
贮存温度范围·····−55℃~150℃
人体 ESD 能力····· ±2KV

(1) 超过极限工作范围可能会对芯片造成永久性损坏。这些只是应力额定值，并不意味着芯片在这些或任何其他条件下的功能超出了推荐运行条件下的规定。长时间工作在极限值下可能会影响芯片的可靠性。

推荐工作范围(2)

参数	符号	最小值	最大值	单位
电源	V_{DD}	5	12	V
充电泵和过压调节放大器电源	OUT	4.9	5.7	V
工作结温范围	T	−40	125	℃

(2) 推荐工作条件是指芯片正常运行的条件。关于准确的规格和测试条件，请参考电气特性。

电气特性

除非另有说明，默认情况下：V_{DD}=7V，V_{FB}=V_{OUT}，T=25℃。

符号	参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{DD}稳压器						
$V_{Z(VDD)}$	V_{DD}并联稳压器电压	I=1mA	11.5	12	12.5	V
△$V_{Z(VDD)}$	V_{DD}并联稳压器负载调节	I=1 mA至5mA		50	130	mV
V_{DD}	V_{DD}电源电压		4.5		$V_{Z(VDD)}$	V
$I_{VDD(STLO)}$	V_{DD}引脚电流-启动，栅极为低电平	GATE=0V，V_{DD}=7V，OUT=0V		15	23	uA
$I_{VDD(STHI)}$	V_{DD}引脚电流-启动，栅极为高电平	GATE开路，V_{DD}=7V，OUT=0V		8.5	13	uA
$I_{VDD(SD)}$	V_{DD}引脚电流-停机	V_{DD}=7V，OUT=0V		4.2	9	uA
OUT稳压器						
$V_{Z(OUT)}$	OUT并联稳压器电压	I=1mA，BASE=0V	5.0	5.7	6.0	V
△$V_{Z(OUT)}$	OUT并联稳压器负载调节	I=1 mA至5mA		30	70	mV
OUT	OUT电源电压		3.0		$V_{Z(OUT)}$	V
V_{UVLO1}	OUT欠压闭锁1	上升	2.1	2.55	2.80	V
△V_{UVH1}	OUT欠压闭锁1迟滞		0.2	0.28	0.4	V
V_{UVLO2}	OUT欠压闭锁2	上升	4.5	4.75	5.0	V
△V_{UVH2}	OUT欠压闭锁2迟滞		0.3	0.4	0.5	V
$I_{OUT(AMP)}$	OUT引脚电流-调节放大器接通			37	54	uA
$I_{OUT(CP)}$	OUT引脚电流-充电泵接通			170	220	uA
$I_{OUT(SD)}$	OUT引脚电流-停机			3	6	uA
BASE，VSS						
$V_{Z(BASE)}$	BASE并联稳压器电压	I=-10uA，OUT=4.5V	5.5	6.2	6.6	V
△$V_{Z(BASE)}$	BASE并联稳压器负载调节	I=-10uA至-80uA，OUT=4.5V		145	200	mV
I_{BASE}	BASE引脚漏电流	OUT=4.5V，BASE=-0.5V	-5.5	-0.8	-0.1	uA
$I_{VSS(AMP)}$	V_{SS}引脚电流-调节放大器接通		-72	-45	-30	uA
$I_{VSS(CP)}$	V_{SS}引脚电流-充电泵接通		-230	-175	-108	uA
$I_{VSS(SD)}$	VSS引脚电流-停机		-12	-7		uA

电气特性（续）

除非另有说明，默认情况下：V_{DD}=7V， V_{FB}=V_{OUT}，T=25℃。

符号	参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
GATE驱动						
△V_{GATE}	外部N沟道MOSFET栅极驱动	OUT=4.9V，I=-1uA	11.2	12	12.5	V
$I_{GATE(ST)}$	GATE引脚电流-启动	GATE=OUT=0V	-11	-7.5	-3.2	uA
$I_{GATE(CP)}$	GATE引脚电流-充电泵接通	GATE=5V，OUT=4.9V	-35	-27.5	-20	uA
$I_{GATE(FD)}$	GATE引脚电流-快速放电	GATE=10V，OUT=4.9V	50	100	150	mA
$I_{GATE(FLT)}$	GATE引脚电流-故障	GATE=10V，OUT=4.9V	0.3	0.7	1.2	uA
FB，$\overline{SD}$，TIMER						
$V_{FB(REG)}$	3%FB引脚调节门限		1.193	1.23	1.267	V
I_{FB}	FB引脚漏电流	OUT-FB=1.2V	-1	0	1	uA
$V_{\overline{SD}(TH)}$	$\overline{SD}$引脚门限电压	下降	1.0	1.5	2.3	V
$V_{\overline{SD}(HYST)}$	$\overline{SD}$引脚迟滞		129	230	530	mV
$I_{\overline{SD}}$	$\overline{SD}$引脚输入上拉电流	V_{DD}-$\overline{SD}$=0.7V	-3.5	-1.6	-0.5	uA
$V_{TIMER(H)}$	TIMER引脚门限	TIMER 上升，V_{DD}=7V，OUT=$V_{(OUT)}$	2.6	2.8	3.1	V
$I_{TIMER(UP)}$	TIMER引脚上拉电流	TIMER=1V	-13	-9	-4	uA
$I_{TIMER(DN)}$	TIMER引脚下拉电流	TIMER=1V	0.7	1.8	2.8	uA
$I_{TIMER(RATIO)}$	TIMER引脚电流比		15	20	25	%
AC特性						
$T_{DLY-\overline{SD}}$	$\overline{SD}$低电平至GATE低电平滤波器时间	使V_{DD}-$\overline{SD}$从0V阶跃至3V	500	1000	1500	us
$T_{DLY-FAST}$	FB低电平至GATE低电平延迟时间	使 OUT-FB 从 0V 阶跃至 1.3V	60	150	300	ns

引脚功能

- BASE

用于外部 PNP 并联稳压器的基极驱动器输出。该引脚连接至一个内部 6.2V 齐纳二极管(其负极接至 OUT 引脚)的正极。在期望较低的静态电流但禁止使用一个较大的 V_{SS} 电阻时，将一个外部 PNP 的基极连接至该引脚(此 PNP 的集电极接地，而发射极则连接至 V_{SS})。不用时把该引脚连接至 V_{SS}。

- FB

过压调节放大器反馈输入。把该引脚连接至一个位于 OUT 和地之间的外部阻性分压器。过压调节放大器负责控制外部 N 沟道 MOSFET 的栅极，以把 FB 引脚电压调节在 OUT 以下 1.23V。在发生快速过压的情况下，过压放大器将启动 GATE 引脚上的一个 200mA 下拉电流源。

- GATE

用于外部 N 沟道 MOSFET 的栅极驱动。在启动期间，一个内部 7.5uA 电流源从 V_{DD} 引脚对外部 N 沟道 MOSFET 的栅极充电。当 OUT 电压高出 V_{SS} 达 4.75V 时，充电泵将完成 GATE 的充电(比 OUT 高 12V 的电压)。在发生快速过压的情况下，先启动一个位于 GATE 和 OUT 之间的 200mA 下拉电流源，然后由过压调节放大器来调节 GATE 引脚电压。

- OUT

充电泵和过压调节放大器电源电压。用于从 MOSFET 源极供电的浮动电路的电源输入。当 OUT 电压高于 4.75V(UVL02)时，充电泵将接通并从该引脚吸取功率。当 OUT 超过 2.55V(UVLO1)时，它被用作过压调节放大器的一个电源和基准输入。此引脚被钳位于 5.7V，并需要一个 0.22uF 或更大的电容器以旁路至 V_{SS} 引脚。

- $\overline{SD}$

停机比较器输入。不用时将此引脚连接至 V_{DD}。把该引脚连接至一个受限的下拉电流(此电流通过增设一个与晶体管漏极开路或集电极开路相串联的电阻器产生)。启动外部下拉电流源将抽走内部 1.6uA 上拉电流源，可以使 $\overline{SD}$引脚电压越过停机门限。该门限被定义为 V_{DD}-1.5V，且具有一个 280mV 迟滞。为避免误触发，该引脚必须持续处于上述门限以下达 700us 以启动停机状态。停机状态可把总静态电流(I_{VDD}+I_{OUT})减小至 20uA 以下。该静态电流不包括 V_{DD}、OUT 和 BASE 稳压器中的分路电流。在 CSV2466B 发生故障之后，器件置于停机模式并将清除故障和允许恢复工作。

- TIMER

定时器输入。将该引脚置于开路，过压调节时间为 1us，然后故障关断。在该引脚和 V_{SS} 之间连接一个电容器，以设定一个用于在开关断开之前进行过压调节时间为 278ms/uF。

- V_{DD}

启动电源。用于 7.5uA 启动电流源(它负责给外部 N 沟道 MOSFET 的栅极充电)的电源输入。该引脚还用于为在外部 MOSFET 关断时处于运行状态的定时器和逻辑电路供电。此引脚被钳位在 V_{SS}+12V。不要使用一个电容器对该引脚进行旁路。

- V_{SS}

芯片地，器件回线和衬底。TIMER 和 OUT 引脚上的电容器应回接至该引脚。

- EP

散热焊盘，可以至于开路，或连接至 V_{SS}。

工作原理

CSV2466B 浪涌抑制器芯片可以分为三种操作状态，起动、运行和调节模式，如简化示意图所示。先前的浪涌抑制器件由输入电源供电，因此所能承受的浪涌电压被限制为器件输入引脚的击穿电压。如运行模式和调节模式所示，该器件的大部分电路都由输出供电，于是 MOSFET 将浪涌与器件的电源引脚隔离开来。这允许用于浪涌电压高至外部 MOSFET 的击穿电压。

在启动模式中，一个 15uA 涓流电流流过 R_{IN}，其中一半的电流用于给栅极充电，而另一半电流则用作偏置电流。当 GATE 引脚充电时，外部 MOSFET 导通从而上拉 OUT 引脚电压。这将导致器件进入运行模式，此时输出电压之高足以成为充电泵的电源电压。充电泵随后用于对栅极进行充分的充电(达到高于源极电压达 12V)。

由于输出电压等于输入电压，因此有必要保护负载免遭输入电源过压的损坏。在调节模式中，使用一个 1.23V 基准作为过压调节放大器参考。如果上方反馈电阻器 R_{FB1} 两端的电压降超过 1.23V，则调节放大器将拉低栅极电压以把 R_{FB1} 电压回调至 1.23V。因此，输出电压的钳位通过设定 R_{FB1} 和 R_{FB2} 之间的适当比值来实现。

例如:倘若输出电压被调节在 100V，则 R_{FB2} 两端的电压降为 98.77V。假如齐纳二极管 Z3 为 5.7V，那么 R_{SS} 两端的电压降为 94.3V。因此，当输出位于一个高电压时，大部分的电压将降落在两个电阻器 R_{FB2} 和 R_{SS} 的两端。这说明了 CSV2466B 的输出电压是怎样随电源向上浮动的。

功能示意图描绘了实际的电路。V_{DD} 引脚上的一个外部 R_{IN} 电阻器用于给 12V 并联稳压器加电，该稳压器随后使逻辑电源 V_{CC} 上电。在确认处于开机运行状态之后，从 V_{DD} 以一个 7.5uA 电流来给 GATE 引脚充电。这是起动模式。

当 OUT 至 V_{SS} 电压超过 2.55V UVL01 门限时，启用过压放大器。接着，4.75V 的 UVLO2 门限被越过，充电泵接通。充电泵以 20uA 的电流将 GATE 引脚充电至其终值，即高于 OUT 电压达 12V(由 Z4 对其实施钳位)。这使得能够对位于 OUT 和 V_{SS} 之间的电容器进行充电，直到被 Z3 钳位至 5.7V 为止。在此运行模式中，MOSFET 被配置为一个低电阻传输晶体管，而且 MOSFET 中的电压降和功率耗散极少。

此时，上电后的 CSV2466B 做好了保护负载免遭过压瞬变损坏的准备。过压调节放大器通过检测 FB 引脚相对于 OUT 引脚的电压(R_{FB1} 两端的压降)来监视 OUT 和地之间的负载电压。在过压情况下，OUT 引脚电压上升，直到放大器驱动 M1 栅极以调节和限制输出电压为止。这是调节模式。

在调节期间，剩余的电压降落在 MOSFET 的两端。为防止 MOSFET 发生过热，CSV2466B 采用 TIMER 引脚来限制过压调节时间。TIMER 引脚以 9uA 的电流充电，直到该引脚的电压超过 2.8V 为止。在该点上设定一个过压故障，MOSFET 被关断，GATE 引脚电压被拉至 OUT。

应用信息

CSV2466B 的典型应用是一种需要过压保护的系统，该系统可在过压瞬变期间安全地向负载分配功率。下面讨论外部组件的选择。

➢ **双并联稳压器**

CSV2466B 将两个并联稳压器与外部降压电阻器 R_{SS} 和 R_{IN} 配合使用，以在 V_{DD} 和 OUT 引脚上产生内部电源轨。这些并联调节电源轨可提供针对电路输入电压无限度的高电压瞬变之过压保护，而与 CSV2466B 内部电路的额定电压无关。

在启动的起点、停机期间或过压故障之后，GATE 引脚电压被钳位至 OUT 引脚，由此关断 MOSFET。这允许利用输出负载和 R_{SS} 将 V_{SS} 和 OUT 引脚拉至地电位。在这种情况下，V_{DD} 引脚电压利用一个 12V 并联稳压器钳位至 V_{SS}。然后，把(完整电源电压−12V)施加至负责设定分路电流的 R_{IN} 电阻器上。分路电流可以高达 10mA，这比 V_{DD} 引脚 9uA 的典型静态电流高出了几个数量级。

在正常操作模式中，OUT 电压等于输入电源电压。当 C1 满充电时，I_{C1} 在这一点上为零。在这种情况下，利用一个 5.7V 并联稳压器对 OUT 和 V_{SS} 引脚之间的电压进行钳位。(输入电源电压−5.7V)被加至 R_{SS} 上。R_{SS} 电流被分为三块：5.7V 分路电流、OUT 和 V_{SS} 之间的偏置电流以及最终的 R_{IN} 电流。5.7V 分路电流可高达 10mA，大大超过了典型的 OUT(160uA)偏置电流。

➢ **开机时序**

在输入电源上升之后，V_{DD} 和 Vss 引脚之间的电压并联将调节至 12V。接著，在内部生成的电源 V_{CC} 产生一个 30us 的上电复位脉冲，该脉冲将进行故障锁存器的清零以及内部锁存器的初始化。然后，停机比较器确定$\overline{SD}$引脚是否被外部拉至低电平，如果“是”则请求进入一种低偏置电流停机状态。否则将允许外部 MOSFET M1 开通。

从 V_{DD} 引脚接入，通过 7.5uA 的 GATE 上拉电流源给 MOSFET 栅极上电，这种方法被称为“自举”的方法。当 GATE 电压达到 V_{DD} 引脚电压(减去一个肖特基二极管压降)时，7.5uA 电流源将失去电压降并停止向 GATE 充电(图 2 中间的那个波形)。自举法依赖于在 GATE 引脚电压停止上升之后将 C1 充电至一个足够的电压。C1 上的电压随后用作一个充电泵的电源，此充电泵负责把栅极充电至其终值(即:OUT+12V)。如果充电泵电流超过 C1 充电电流，则 C1 将放电。倘若 C1 电压低于 4.35V 以下，则充电泵将暂停操作，并让 C1 再充电。如果电源开通并在大负载情况下不能把 C1 充起来，就有可能导致过热现像的发生，并随之造成器件受损。在栅极和输出斜坡上升时，MOSFET 两端的压降为输入电源电压减去输出电压。如果电源电压低于 C1 充电所需的数值，则输出将无法斜坡上升超越(电源电压−MOSFET 门限)。这种 3V 至 5V 的 MOSFET 压降以及高负载电流将导致没有任何保护或超时限值的功率耗散。

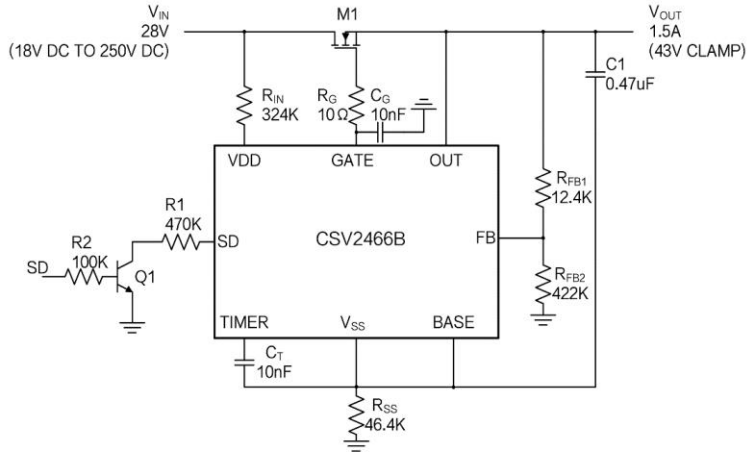


图 1：典型应用

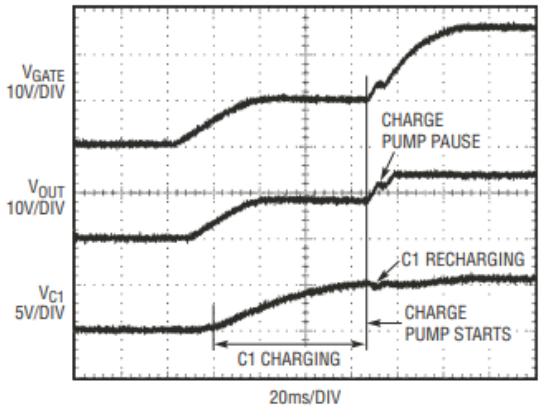


图 2：开机波形

➢ **过压故障**

CSV2466B 可避免输入电源上的过压到达负载。一般地，传输晶体管完全导通，并以非常小的电压降给负载供电。当输入电压增加时，OUT 电压增加，直至其达到调节点(V_{REG})为止。从该点起，任何进一步的电压增加都将降落在 MOSFET 的两端。请注意，由于 MOSFET 仍然处于导通状态，因此 CSV2466B 可在短时间过压过程中实现不间断的运作。

V_{REG} 调节点利用两个 FB 电阻器(R_{FB1} 和 R_{FB2})来配置。调节放大器负责将 FB 引脚电压与(门限 OUT 引脚电压−1.23V)进行比较。在调节期间 R_{FB1} 两端的压降为 1.23V，而剩余的 V_{REG} 电压则降落在 R_{FB2} 的两端。

当输出位于调节点时，起动一个定时器以避免 MOSFET 中产生过大的功率耗散。通常利用一个 1.8uA 下拉电流将 TIMER 引脚保持于低电平。在调节期间，TIMER 引脚以 9uA 的电流进行充电。如果调节点的保持时间之长足以使 TIMER 引脚电压达到 2.8V，则产生一个过压故障锁定。用于设定定时器电容器的公式为:

$C_T = 3.5 \cdot t$ [nF/ms]

在输入电源过压和满负载电流条件下启动确实会使 MOSFET 的功率耗散远远超过一般过压浪涌时的水平。在栅极和输出电压斜坡上升期间，部分电源电压(在满电流时)降落在 MOSFET 的两端。在启动之后，正常的过压浪涌发生在 MOSFET 关断之前。对于 MOSFET 的安全工作区(SOA)计算，“设计实例”部分仅考虑了正常的过压浪涌。在过压情况下启动将需要对 SOA 做更多的考虑。

➢ **停机**

CSV2466B 具有一种低电流(<20uA)停机状态，该状态可通过利用一个开关电阻把 GATE 和 OUT 引脚连接在一起以关断传输 FET。在正常操作条件下，一个 1.6uA 电流源将$\overline{SD}$引脚上拉至 V_{DD} 引脚电压。当不使用停机状态时，则把$\overline{SD}$引脚连接至 V_{DD}。

把$\overline{SD}$引脚拉至低于(V_{DD} 引脚电压−1.5V)并持续超过 1000us 的滤波器时间，将启动停机状态。该滤波器时间用于避免在瞬变期间发生不希望的停机启动。$\overline{SD}$引脚通过二极管钳位在 V_{SS}−0.7V，这需要对下拉器件进行电流限制(最大值为 10mA)。限流的方法之一是连接一个与集电极开路下拉器件相串联的外部 470k 电阻器。启动外部下拉电流源将超过内部 1.6uA 上拉电流源，并使得$\overline{SD}$引脚电压越过停机门限。在一个过压故障之后，把器件置于停机状态可清除故障，从而在 CSV2466B 退出停机状态时立即恢复运作。

➢ **输出短路**

输出的突然短路会导致栅极电容器 C_G 过大的电流进入 CSV2466B GATE 引脚。GATE 引脚通过一个 10V 至 12V 的钳位电路连到 OUT。如果 OUT 引脚电压被拉低而 GATE 引脚电压利用 C_G 保持上拉，则钳位电路将由于在钳位电压被超过时试图对 C_G 进行放电而受损。一种解决方案是增设一个与 C_G 串联的 1kΩ Rs 电阻器和一个旁路二极管，如图 3 所示。这个二极管使电容器能充当一条旁路，在电源过压期间吸收来自 MOSFET 漏极至栅极寄生电容器的能量。

➢ **电阻器额定功率**

必须考虑图 1 中 R_{SS} 电阻器的正确额定值。在过压期间，OUT 引脚处于调节电压(V_{REG})，因此 R_{SS} 两端的电压为 V_{REG}-5.7V。一个小的最小电源电压要求 R_{SS} 的阻值不能太大。于是，如果最小电源电压与调节电压之间的差异很大，则 R_{SS} 可能需要使用一个大功率电阻器。在过压冷却周期中，(全电源电压−12V)会出现在 R_{IN} 的两端。通常，R_{IN} 的阻值比 R_{SS} 的阻值大几倍，因而降低了针对该电阻器的功率和尺寸要求。

➢ **外部 PNP**

在某些场合中，功率电阻器 R_{SS} 的体积可能很庞大。可以用大阻值(具较低功率和尺寸)的 R_{SS} 与一个 PNP 配合起来使用，如图 4 所示。除了由 BASE 引脚供应的 0.8uA 电流之外，来自 PNP 的基极电流也必须流过 R_{SS}，这将限制最大 R_{SS} 值。在有些场合，最小 PNP 的 β 低至 35。当 V_{SS} 电流为 350uA 时，基极电流变为 10uA。可见，与未采用 PNP 的应用电路相比，这将允许使用一个大 35(β)倍的 R_{SS}。

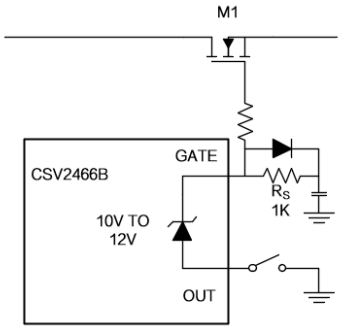


图 3：输出短路保护图

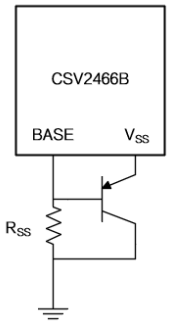


图 4：外部 PNP 选项

➢ **最小电源电压启动**

当针对最小电源电压条件，进行设计时，应选择合适的 R_{SS} 和 R_{IN} 以提供足够的电流，从而足以把 C1 充电至 4.75V，这一点是很重要的。决定最小电源电压的参数包括：C1 电压、MOSFET 门限电压、一个串联肖特基二极管电压降、R_{SS} 和 R_{IN} 的电阻、V_{DD} 引脚中的电流，最后还有来自 V_{SS} 引脚的电流(见图 5)。

$$V_{IN(MIN)}=(I_{VDD}\cdot R_{IN})+V_D+V_{TH}+V_{C1}+(I_{VSS}\cdot R_{SS})$$

以上参数使用“电特性”表获得:

$V_{C1}=V_{UVL02}=4.75V$ (UVL02 门限)

$I_{VDD}=I_{VDD(STH)}=9uA$ (I_{VDD} 启动，栅极为高电平)

$I_{VSS}=I_{VSS(AMP)}=45uA$(采用调节放大器时的 I_{VSS})

$V_D=0.58V$

$V_{IN(MIIN)}=(9uA\cdot R_{IN})+0.58V+V_{TH}+4.75V+(45uA\cdot R_{SS})$

当MOSFET栅极为高时，OUT引脚电压等于电源电压。这对最小电源电压施加了另一个限制条件，因为充电泵把V_{SS}电流增加至160uA。C1电压假定被钳位在5.7V。这些数值在“电特性”表中被规定为$V_{Z(OUT)}$和$I_{VSS(CP)}$(充电泵接通):

$$V_{IN(MIN)}=V_{Z(OUT)}+(I_{VSS(CP)}\cdot R_{SS}) \text{ 或 } V_{IN(MIN)}=5.7V+(160uA\cdot R_{SS})$$

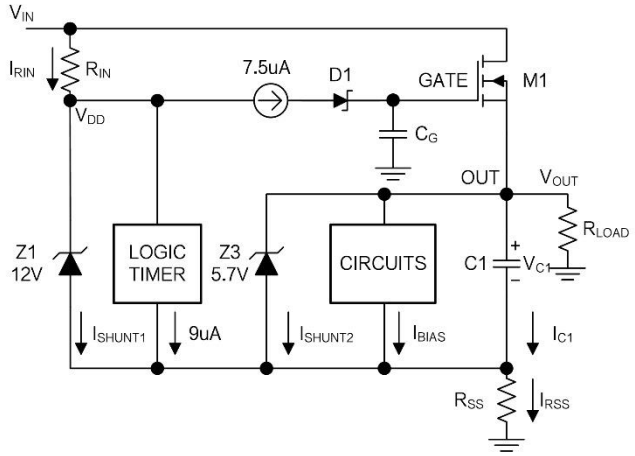


图5：简化方框图

最后一个$V_{IN(MIN)}$公式设定了R_{SS}的最大值。在选择R_{SS}之后，R_{IN}的最大值(针对该特定的R_{SS})利用第一个$V_{IN(MIN)}$公式来计算:

$$R_{SS(MAX)}=\frac{(V_{IN(MIN)}-5.7V)}{160uA}$$

$$R_{IN(MAX)}=\frac{V_{IN(MIN)}-4.75V-0.58V-V_{TH}-(45uA\cdot R_{SS})}{9uA}$$

这两个公式实现了R_{SS}和R_{IN}阻值的最大化(因而减少了功耗)，同时仍然提供了接通充电泵所必需的V_{C1}电压。把电源电压增加至超过最小电源电压将增加R_{SS}中的电流和功耗，并缩短C1充电所需的时间。至于那些有可能需要一个更小$R_{SS(MAX)}$的情形，将在“最大电源电压启动”部分进行讨论。

- **最大电源电压启动**

在启动期间，还有可能存在最大过压电源。过压保护电路必须在高电压被传送至负载之前唤醒。GATE引脚电压在C1充电的过程中动态地斜坡上升。电容器C1必须充电至2.55V UVLO1门限，以在OUT引脚电压超过过压调节点V_{REG}之前接通调节放大器和基准。此类情况有可能把R_{SS}的阻值减小至上述“最小电源电压启动”中所规定的最大值以下。

当R_{SS}中的电流超过了由V_{SS}引脚所供应的电流(本质上是I_{RIN})时，电容C1开始充电。I_{RIN}=I_{RSS}时V_{SS}引脚上的电压现在被标记为$V_{SS(MATCH)}$。V_{SS}引脚电压是一个位于R_{IN}和R_{SS}之间分压器的中点电压(在把V_{DD}至V_{SS}的齐纳钳位电压从电源电压减去之后)。

$$V_{SS(MATCH)}=\frac{R_{SS}}{R_{SS}+R_{IN}}\cdot(V_{IN}-V_{Z(VDD)})$$

当V_{IN}增加时，$V_{SS(MATCH)}$电压增加。如果匹配电压超过了过压调节点(V_{REG})，则负载不受保护。情况的确如此，因为C1在V_{SS}已经超过V_{REG}时仍将需要充电至2.55V由于OUT引脚电压至少比V_{SS}高2.55V，因此它超过了规定的最大值。应选择充分低于V_{REG}(至少要低2.55V)的匹配点(在电源电压处于最大值的情况下)，从而允许C1及时充电以保护负载免遭过压的损坏。实际上，使V_{SS}引脚电压比V_{REG}低7V可为C1的充电提供所需的裕量。

$$V_{SS(MATCH)(MAX)}=V_{REG}-7V$$

增加 Rss 将提高匹配点，因此确定最大 R_{SS} 同时仍然提供针对过压的保护是有益的。采用 I_{RIN} =I_{RSS}：

$$V_{SS} = R_{IN} \cdot \frac{V_{RSS}}{V_{RIN}}$$

采用:

$$V_{RSS} = V_{SS(MATCH)(MAX)} = V_{REG} - 7V$$

$$V_{RIN} = V_{IN} - V_{Z(VDD)} - V_{RSS}$$

代入:

$$R_{SS(MAX)} = \frac{RIN \cdot (VREG - 7V)}{VIN(MAX) - 12V - (VREG - 7V)}$$

$$R_{SS(MAX)} = \frac{RIN \cdot (VREG - 7V)}{VIN(MAX) - 5V - VREG}$$

如果我们保证 $R_{SS} < R_{SS(MAX)}$则下式成立:

$$V_{SS(MATCH)} < V_{SS(MATCH)(MAX)}$$

C1 负责对充电泵进行旁路，且数值至少必需为 0.22uF。C1 的尺寸也需要加以限制。栅极电容器(C_G)决定了最大输出电容器 $C1_{(MAX)}$，以将在 OUT 电压超过过压门限之前充电至 2.55V UVLO1 门限(V_{UVLO1})

$$C1_{(MAX)} = \frac{-CG \cdot (RSS + RIN)(VREG - VSS(MATCH))}{IG \cdot RSS \cdot RIN \cdot In\left[1 - \frac{2 \cdot VUVLO1}{VREG - VSS(MATCH)}\right]}$$

在大多数场合中：

$C1_{(MAX)}$ = 10 · C_G 至 100 · C_G

- **GATE 电容器，CG**

栅极电容器用于实现三项功能。第一：C_G 负责吸收过压瞬变期间来自 MOSFET 栅极至漏极电容的电荷。第二：该电容器还充当过压调节放大器的一个补偿元件。用于保证稳定性的 C_G 最小值为 2nF。最后，C_G 可设定 GATE 和 OUT 引脚的电压变化速率。GATE 引脚电压的上升斜率等于 20uA/C_G。该斜率决定了流入负载电容器的充电电流。

$$I_{INRUSH} = I_G \cdot \frac{C_{LOAD}}{C_G}$$

C_G 的额定电压必须大于调节电压(V_{REG})。

- **MOSFET 的选择**

CSV2466B 驱动一个 N 沟道 MOSFET 以传导负载电流。MOSFET 的重要特性是导通电阻 $R_{DS(ON)}$、最大漏-源极电压 $V_{(BR)DSS}$、门限电压和 SOA。

可容许的最大漏-源极电压必须高于电源电压。如果输出短路到地或者在过压过程之中，则整个的电源电压将出现在 MOSFET 的两端。

MOSFET 的门限电压在最小电源电压启动计算中使用。对于采用低于 12V 电源的应用，需要一个逻辑电平 MOSFET。如果所用的电源高于 12V，则使用一个标准门限 N 沟道 MOSFET 就足够了。

MOSFET 的 SOA 必须包含所有的故障状况。在正常操作中，传输晶体管完全导通，因而耗散极少的功率。但在过压故障期间，GATE 引脚电平被维持以通过 MOSFET 调节输出电压。大电流与 MOSFET 两端的高压降在这些场合中可以共存。必须将 MOSFET 的 SOA 曲线与故障定时器电容器的选择一道加以审慎的考虑。

➢ **布局考虑**

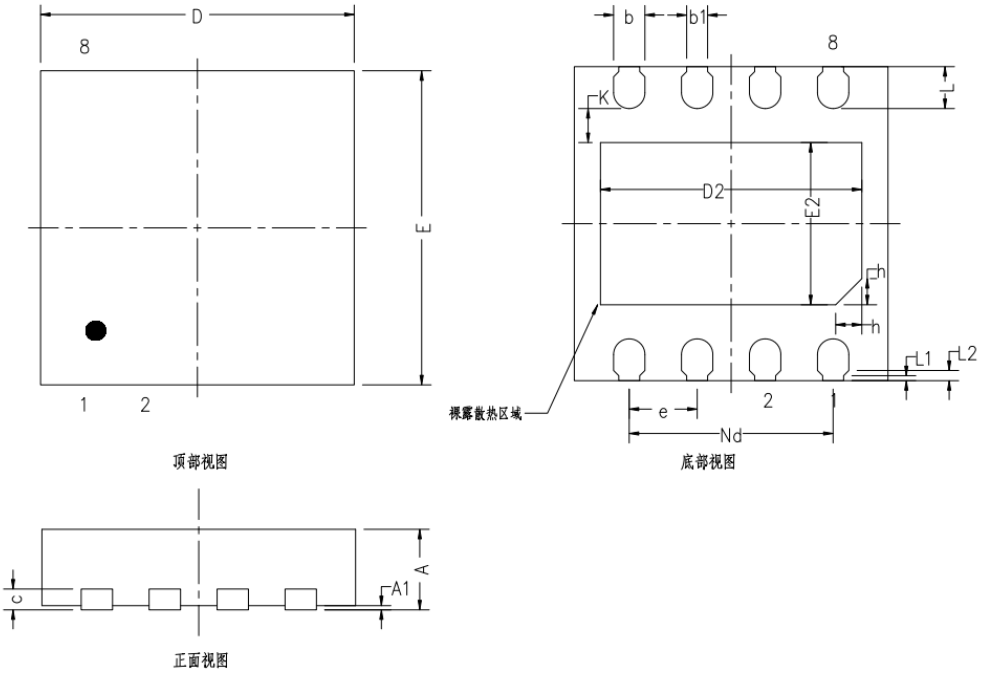
由于$\overline{SD}$、V_{DD} 和 GATE 引脚上具有高阻抗，因此这些引脚对于至地漏电流很敏感。例如: $\overline{SD}$引脚上的至地漏电流若大于 1.6uA，则将启动停机状态。提供远离接地走线的足够间距并在裸露引脚上添加敷形涂层材料可降低漏电流中断系统操作的风险。

应把旁路电容器 C1 布设在尽可能靠近 OUT 和 V_{SS} 引脚的地方，这一点很重要。将 10Ω 电阻器安放在尽可能靠近 MOSFET 栅极引脚之处。这将减少导致 MOSFET 自激振荡的寄生走线电容。

FB 引脚在调节环路闭合时对寄生电容很敏感。这种电容性负载引起的后果之一是在过压调节期间产生输出振荡。建议将电阻器 R_{FB1} 和 R_{FB2} 布设在靠近器件引脚的地方，并最大限度地减小 FB 走线本身的尺寸。

封装外形图

DFN3×3-8L



符号	单位(毫米)		
	最小值	常规值	最大值
A	0.70	0.75	0.80
A1	0.00	0.02	0.05
b	0.25	0.30	0.35
b1	参考值0.20		
c	0.18	0.20	0.25
D	2.90	3.00	3.10
D2	2.40	2.50	2.60
e	理论值0.65		
Nd	理论值1.95		
E	2.90	3.00	3.10
E2	1.45	1.55	1.65
L	0.30	0.40	0.50
L1	参考值0.05		
L2	参考值0.10		
h	0.20	0.25	0.30
L/F载体尺寸(mil)	106*75		

重要声明

苏州锴威特半导体股份有限公司保留更改规格的权利，恕不另行通知。苏州锴威特半导体股份有限公司对任何将其产品用于特殊目的的行为不承担任何责任。苏州锴威特半导体股份有限公司没有为用于特定目的产品提供使用和应用支持的义务。苏州锴威特半导体股份有限公司不会转让其专利许可以及任何其他的相关许可权利。