

高压谐振控制芯片

产品描述

RSC63511T是一款用于谐振半桥拓扑架构的双端控制芯片，提供 50%的占空比：在同一时间高边和低边开关 180°反相，在高低边开关管的开关之间插入一个固定的死区时间实现软开关并能够高频工作。

输出电压调制是通过变频来实现的，可以通过外部器件的选择来设置转换器的工作频率范围。启动时，为防止开机涌流，开关频率从一个可设定的启动极限频率逐步降低，直到控制环路达到稳态。启动频率变化是非线性的，可将输出电压过冲降到最低，启动时间也可外部设定。

在轻载条件下，芯片进入一个间歇脉冲工作模式，可降低转换器的输入功耗。

其他功能包括非锁存线电压保护及一级过流保护、带锁存的二级过流保护、带锁存的过温和过压保护等。

RSC63511T提供一个 PFC 控制芯片的接口，以及一个带锁存的使能管脚DIS。

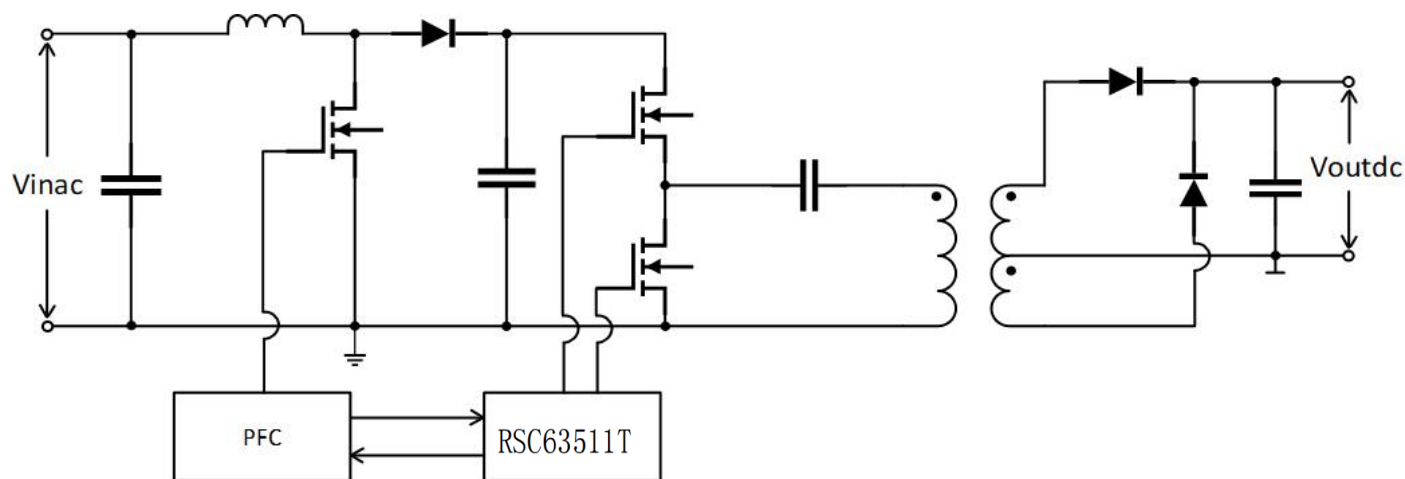
产品特点

- 50%占空比，谐振半桥变频控制
- 高精度振荡器
- 最高 500kHz 工作频率
- 两级过流保护：变频和锁存关机
- PFC 控制芯片接口
- 自锁使能输入
- 轻载脉冲工作模式
- 输入欠压保护
- 非线性软启动
- 0.3A/0.8A 的 source 和 sink 电流
- 封装形式SOP16L

应用领域

- 通信电源
- ACDC 适配器

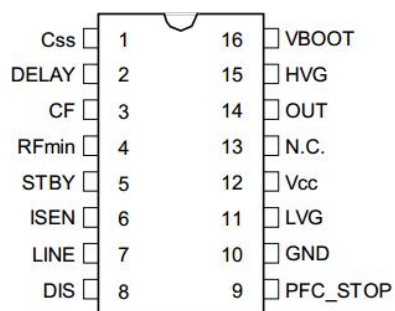
典型应用



订购信息

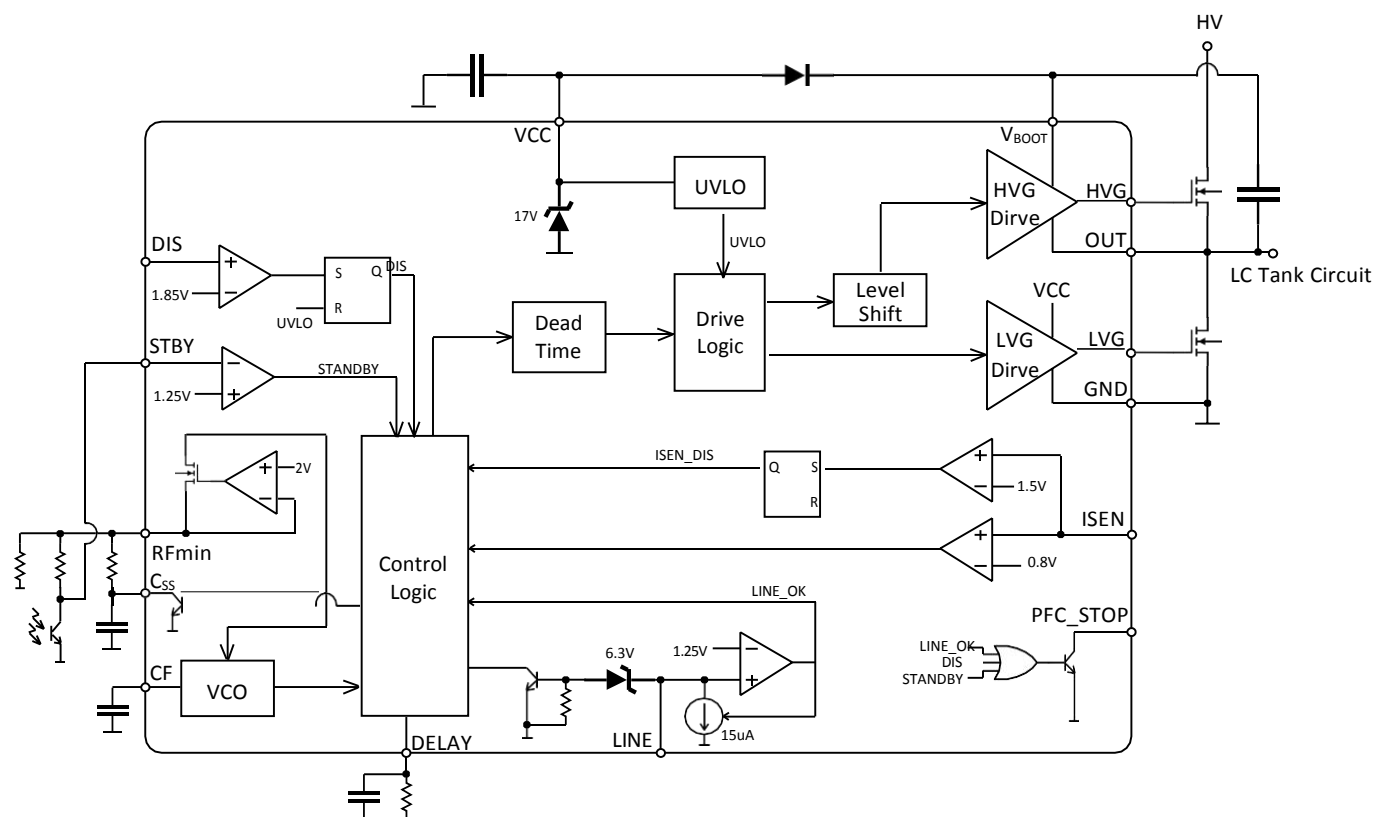
订购代码	封装类型	包装方式	打标信息
RSC63511T	SOP16L	编带(4K/盘)	RSC63511T XXXXXX

管脚定义



序号	名称	功能描述
1	Css	软启动
2	DELAY	过流延迟关断端
3	CF	振荡频率设置电容
4	RFmin	最低振荡频率设置
5	STBY	间歇工作模式门限 (<1.25V)
6	ISEN	电流检测
7	LINE	输入电压检测
8	DIS	使能端
9	PFC_STOP	PFC 控制芯片接口
10	GND	地
11	LVG	低边驱动输出
12	Vcc	电源
13	N.C	空脚
14	OUT	高边地
15	HVG	高边驱动输出
16	VBOOT	高边自举电源

功能框图



极限工作范围⁽¹⁾

V_{BOOT} 电压.....-1~617V
V_{OUT} 电压.....-3~V_{BOOT}-17V
V_{CC} 电压..... V
V_{PFC_STOP}.....0.3~V_{CC}
其他管脚电压.....~7V

结温.....-40℃~+125℃
存储温度范围.....-55℃~+150℃
人体模式 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⁽¹⁾

参数	符号	最小值	最大值	单位
V _{CC} 外部供电范围	V _{CC}	9	16	V

(1) 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

电气参数

除非另有规定，默认情况下： $V_{CC}=15V$ ， $V_{BOOT}=15V$ ， $C_{HVG}=C_{LVG}=1nF$ ， $C_F=470pF$ ， $R_{RFmin}=12k\Omega$ ， $T_j=-40^{\circ}C\sim 125^{\circ}C$

符号	参数	测条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压						
V_{CC}	工作范围	产生驱动信号之后	8.85		16	V
$V_{CC(ON)}$	启动电压	上升沿	10	10.7	11.4	V
$V_{CC(OFF)}$	欠压电压	下降沿	7.45	8.15	8.85	V
H_{ys}	迟滞			2.55		V
V_Z	VCC 钳位电压	钳位电流=10mA	16	17	17.9	V
电源电流						
$I_{start-up}$	启动电流	在驱动信号产生之前 $V_{cc}=V_{cc(ON)}-0.2V$		200	250	μA
I_q	静态电流	有驱动信号， $V_{STBY}=1V$		1.5	2	mA
I_{op}	工作电流	有驱动信号， $V_{STBY}=V_{RFmin}$		3.5	5	mA
$I_{q_standby}$	故障待机电流	$V_{DIS}>1.85V$ 或 $V_{DELAY}>3.5V$ 或 $V_{LINE}<1.25V$ 或 $V_{LINE}=V_{clamp}$		300	400	μA
高边电源						
I_{LKBOOT}	V_{BOOT} 引脚漏电流	$V_{BOOT}=580V$			5	μA
I_{LKOUT}	OUT 引脚漏电流	$V_{OUT}=564V$			5	μA
过电流比较器						
I_{ISEN}	输入偏置电流	$V_{ISEN}=0\sim V_{ISENdis}$			-1	μA
t_{LEB}	前沿消隐时间	在 V_{HVG} 和 V_{LVG} 由低到高跳变之后		250		ns
V_{ISENx}	变频阈值	上升沿	0.76	0.8	0.84	V
V_{HYS}	迟滞	下降沿		50		mV
$V_{ISENdis}$	锁存关断阈值	上升沿	1.44	1.5	1.56	V
$t_{d(H-L)}$	延迟输出			300	400	ns

电气参数(续)

除非另有规定，默认情况下：V_{CC}=15V，V_{BOOT}=15V，C_{HVG}=C_{LVG}=1nF，C_F=470pF，R_{RFmin}=12kΩ，T_j=-40°C~125°C

符号	参数	测条件	最小值	典型值	最大值	单位
Line 检测						
V _{th}	阈值电压	上升沿或下降沿	1.2	1.25	1.3	V
I _{hys}	迟滞电流	V _{CC} >5V，V _{LINE} =0.3V	12	15	18	μA
V _{clamp}	钳位电平	I _{LINE} =1mA	6		8	V
DIS 功能						
I _{DIS}	输入偏置电流	V _{DIS} =0~V _{th}			-1	μA
V _{th}	使能阈值电压	上升沿	1.77	1.85	1.93	V
振荡器						
D	输出占空比		48	50	52	%
F _{osc}	振荡频率	R _{Fmin} =12kΩ	58.2	60	61.8	kHz
		R _{Fmin} =2.7kΩ	240	250	260	
		最大的推荐值			500	kHz
T _D	死区时间	HVG 和 LVG 之间	0.2	0.3	0.4	μs
V _{CFp}	电压峰值			3.9		V
V _{CFv}	电压谷值			0.9		V
V _{REF}	引脚 4 的基准电压		1.92	2	2.08	V
K _M	电流镜像比			1		A/A
R _{FMIN}	定时电阻范围		1		100	kΩ
PFC_STOP 功能						
I _{leak}	高电平漏电流	V _{PFC_STOP} =V _{CC} , V _{DIS} =0V			1	μA
V _L	饱和压降	I _{PFC_STOP} =1mA, V _{DIS} =2V			0.2	V
软启动功能						
I _{leak}	开路状态电流	V _{CSS} =2V			0.5	μA
R	放电电阻	V _{ISEN} >V _{ISENx}		120		Ω
脉冲间歇工作模式功能						
I _{DIS}	输入偏置电流	V _{DIS} =0~V _{th}			-1	μA
V _{th}	阈值电压	上升沿	1.2	1.25	1.3	V
H _{ys}	迟滞电压	下降沿		50		mV

电气参数(续)

除非另有规定，默认情况下：V_{CC}=15V，V_{BOOT}=15V，C_{HVG}=C_{LVG}=1nF，C_F=470pF，R_{RFmin}=12kΩ，T_j=-40°C~125°C

符号	参数	测条件	最小值	典型值	最大值	单位
延时关断功能						
I _{leak}	开路电流	V _{DELAY} =0			0.5	μA
I _{CHARGE}	充电电流	V _{DELAY} =1V, V _{ISEN} =0.85 V	100	150	200	μA
V _{th1}	强制高频工作阈值	电压上升	1.92	2	2.08	V
V _{th2}	关断阈值	上升沿	3.3	3.5	3.7	V
V _{th3}	重启阈值	下降沿	0.25	0.3	0.35	V
低边驱动						
V _{LVGL}	输出低电压	I _{sink} =200mA			1.5	V
V _{LVGH}	输出高电压	I _{source} =-5mA	12.8	13.3		V
I _{sourcepk1}	上拉峰值电流		-0.3			A
I _{sinkpk1}	下拉峰值电流		0.8			A
T _{f1}	下降沿时间			30		ns
T _{r1}	上升沿时间			60		ns
V _{sat}	UVLO 饱和	V _{CC} =0~V _{CCON} , I _{sink} =2mA			1.1	V
高边驱动						
V _{HVGL}	输出低电压	I _{sink} =200mA			1.5	V
V _{HVGH}	输出高电压	I _{source} =-5mA	12.8	13.3		V
I _{sourcepk2}	上拉峰值电流		-0.3			A
I _{sinkpk2}	下拉峰值电流		0.8			A
T _{f2}	下降时间			30		ns
T _{r2}	上升时间			60		ns
R _{HVG}	HVG-OUT 下拉电阻			25		kΩ

功能描述

RSC63511T是一款用于谐振半桥拓扑架构的双端控制芯片，提供 50%的占空比：在同一时间高边和低边开关180°反相，在高低边开关管的开关之间插入一个固定的死区时间实现软开关并能够高频工作。

输出电压调制是通过变频来实现的，可以通过外部器件的选择来设置转换器的工作频率范围。启动时，为防止开机涌流，开关频率从一个可设定的启动极限频率逐步降低，直到控制环路达到稳态。启动频率变化是非线性的，可将输出电压过冲降到最低，启动时间也可外部设定。

在轻载条件下，芯片进入一个间歇脉冲工作模式，可降低转换器的输入功耗。

其他功能包括非锁存线电压保护及一级过流保护、带锁存的二级过流保护、带锁存的过温和过压保护等。

RSC63511T提供一个 PFC 控制芯片的接口，以及一个带锁存的使能管脚 DIS。

➤ 振荡器

振荡器从 3 脚通过外部设定电容（CF）接地，和一个泄放网络到 4 脚（RF_{min}）。4 脚提供一个 2V 的基准电压，由 4 脚输出的电流越大，振荡频率越高。图 1 是一个被简化了的内部电路图。

RF_{min} 引脚的负载网络一般包括三个分支：

- 1、在 4 脚和地之间的电阻 RF_{min} 决定最低工作频率
- 2、电阻 RF_{max} 连接在此脚和从次级反馈回来的信号的光耦接收侧（发射极接地）；工作时，光耦通过这个支路调整电流，由此调整振荡频率进而调节输出电压变化；当光耦饱和时，RF_{max} 的值决定了半桥的最大频率。
- 3、在此引脚和地之间的一个 RC 串联电路（C_{ss}+R_{ss}）设定了变频启动。该支路不会影响正常工作。

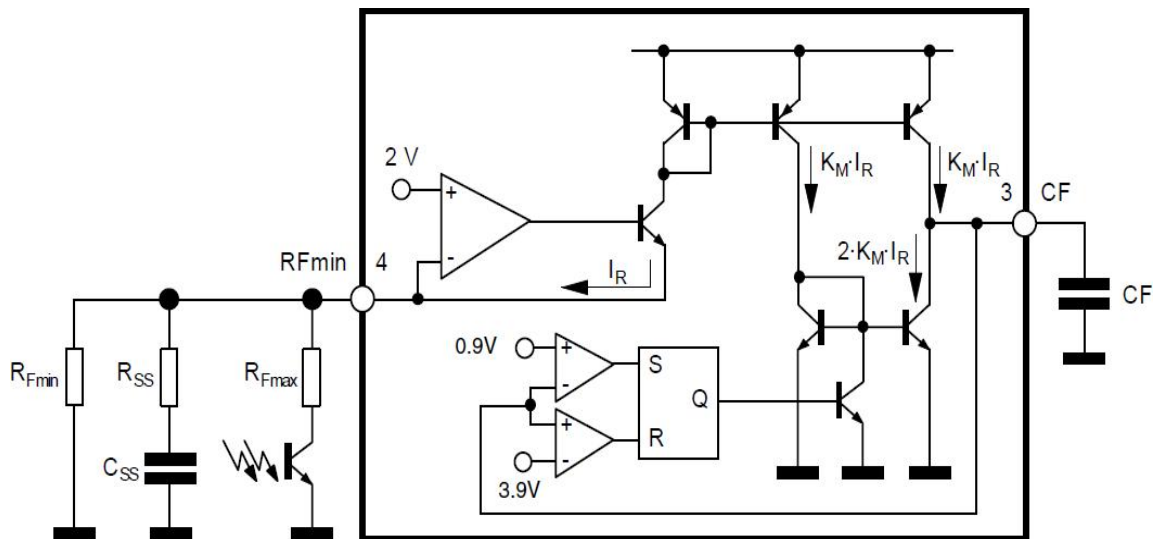


图 1. 振荡器内部电路框图

下列分别为最小和最大振荡频率的近似关系式：

$$f_{\min} = \frac{1}{3 * CF * RF_{\min}}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{3 * CF * (RF_{\min} \parallel RF_{\max})}$$

通常 CF 的电容值设置在几百 pF 到几 nF 之间（通常以 RF_{min} 引脚的最大输出能力来确定总消耗）， RF_{min} 和 RF_{max} 的值选定后，振荡器的整个频率范围也将确定，最小值 f_{min} （在最低输入电压和最大负载）和最大值 f_{max} （在最高输入电压和最小负载）表述如下：

$$RF_{min} = \frac{1}{3 * CF * f_{min}}$$

$$RF_{max} = \frac{RF_{min}}{\frac{f_{max}}{f_{min}} - 1}$$

图 2 是振荡波形和门极驱动信号，以及半桥（HB）中点波形之间的时序关系。当三角波上升时，低边驱动打开，当三角波下降时，高边驱动打开。

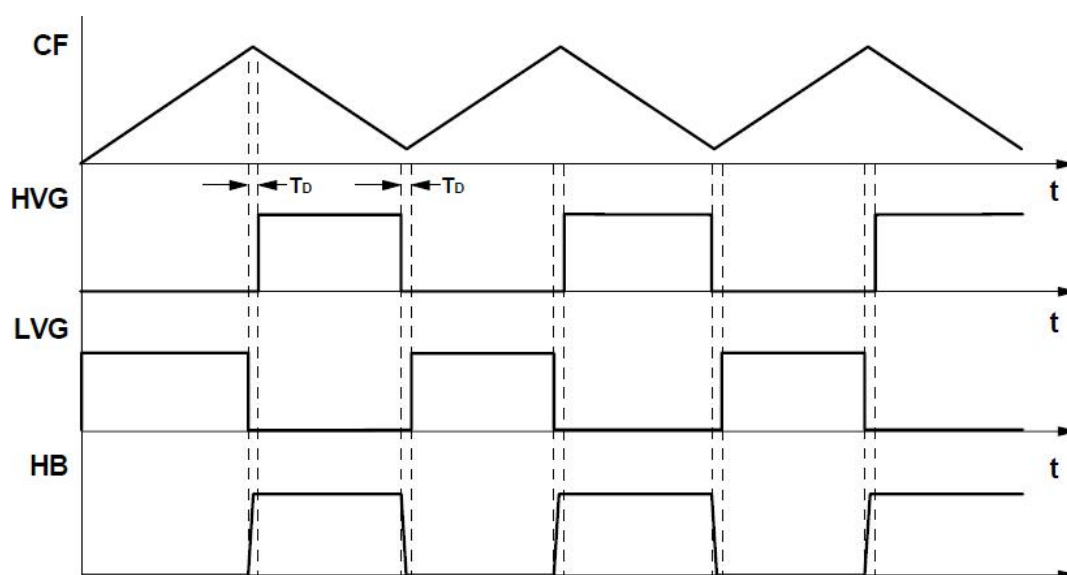


图 2. 振荡波形和门极驱动信号的关系

➤ 空载或轻载

当谐振半桥空载或轻载时，开关频率最大。要保持输出电压受控且避免丢失软开关，必须有一个必要的残余磁化电流流经变压器。然而，该电流会导致变换器在空载时伴生一个较低的空载损耗。

为克服这个问题，RSC63511T 可让变换器断续工作（脉冲间歇工作），长时间关闭开关后，出现连续几个开关周期，再进入长时间关闭，如此循环可极大地降低平均开关频率。如此，残余磁化电流的平均值和其伴生的损耗将大为降低，因而促进变换器进一步节能。

芯片可以通过 5 脚（STBY）工作于脉冲间歇工作模式：如果 5 脚电压低于 1.25V，则芯片进入一种空闲状态，两个门极驱动均为低，振荡器停止，软启动电容 C_{ss} 保持充电状态，只有 RF_{min} 引脚上的 2V 电压基准耗电和 V_{cc} 电容上的自放电。当 5 脚电压超过 1.25V 阈值 50mV 后，芯片恢复正常工作。

要实现脉冲间歇工作模式，STBY 引脚的电压必须与反馈环路相关。图 3 所示是最简单的方案，可以与较窄的输入电压范围匹配（例如有前级 PFC 电路）。

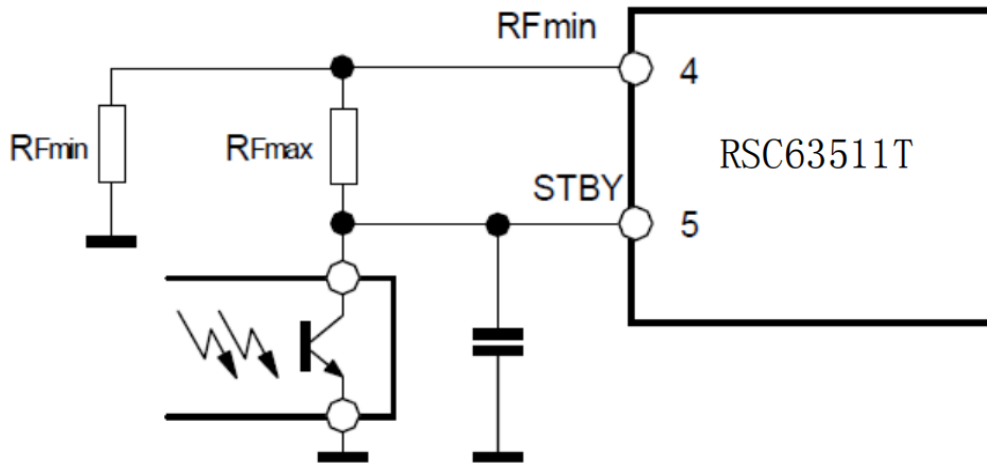


图 3.实现脉冲间歇工作模式：窄输入电压范围

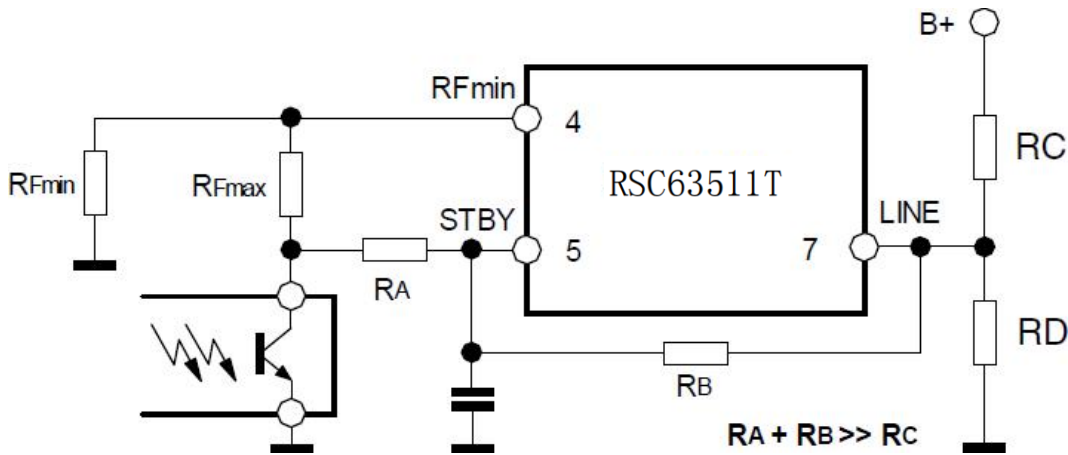


图 4.实现脉冲间歇工作模式：宽输入电压范围

事实上， RF_{max} 决定 RSC63511T在脉冲间歇工作模式下的开关频率 f_{max} 。一旦确定了 f_{max} ， RF_{max} 的关系式将被确立

$$RF_{max} = \frac{3}{8} * \frac{RF_{min}}{\frac{f_{max}}{f_{min}} - 1}$$

注意，不同于在前面提到的 f_{max} ，这里的 f_{max} 对应于一个极小的负载 P_{OUTB} ，变压器的峰值电流足够低，无可听见的噪声。

然而，谐振变换器的开关频率也取决于输入电压；假若输入电压范围很大，则对于电路图 3 来说， P_{OUTB} 的值将有很大变化。这时，推荐使用图 4 的电路，将输入电压信号引入到STBY 脚。由于开关频率和输入电压之间的非线性关系，经验证， $R_A/(R_A+R_B)$ 的修正使 P_{OUTB} 的变化减到最小。请注意选择 R_A+R_B 的总值远大于 R_C ，以减小LINE 引脚电压的影响。

电路的工作状态可以描述如下：当负载减轻到 P_{OUTB} 之下时，频率将试图超过最大设定值 f_{max} ，STBY 引脚的电压 V_{STBY} 将低于 1.25V，芯片停机，两门极驱动输出为低，半桥上的两只 MOS 管均关闭。能量供应的中止将使电压 V_{STBY} 增加，当超过 1.3V 时，芯片重启。之后， V_{STBY} 再降下来，芯片又间歇停机。这样，芯片以一个近乎恒定的频率工作于脉冲间歇工作状态。进一步减载将导致平均频率下降，直至上百赫兹。

用时序图 5 说明这种工作状态，上面显示了重要的信号。在STBY 端到地接一只小电容（典型值为几百pF），有助于减少开关噪声，净化工作环境。

为帮助设计师设计出节能的功率因数校正系统，在芯片工作于脉冲间歇工作状态时，允许关闭 DC-DC 变换电路之前的 PFC 控制芯片，因此消除了这个阶段的空载损耗（0.5/1W）。这里不考虑变换器在空载和轻载时的 EMC 问题，因为EMC 规程只涉及到正常负载在低频谐波上的发射。

为此，芯片提供了第 9 脚（PFC_STOP）：它是一个 MOS 管开漏输出，通常为高电平，脉冲间歇工作期间为低电平。该引脚外接PFC 控制芯片，如图 6 所示，当RSC63511T在低电压闭锁（UVLO）时保持开路状态，让 PFC 控制芯片首先开始工作。

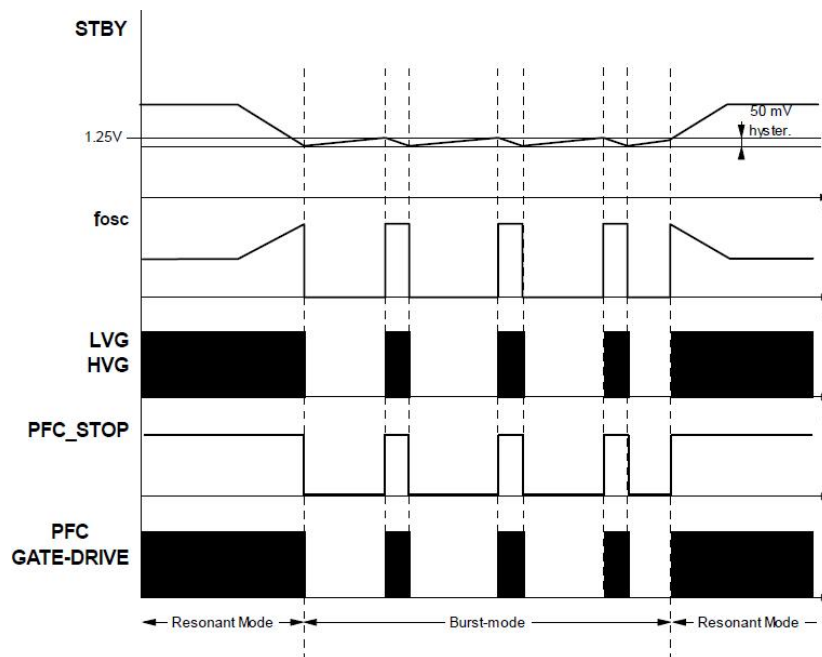


图 5.依赖于负载的工作状态时序图

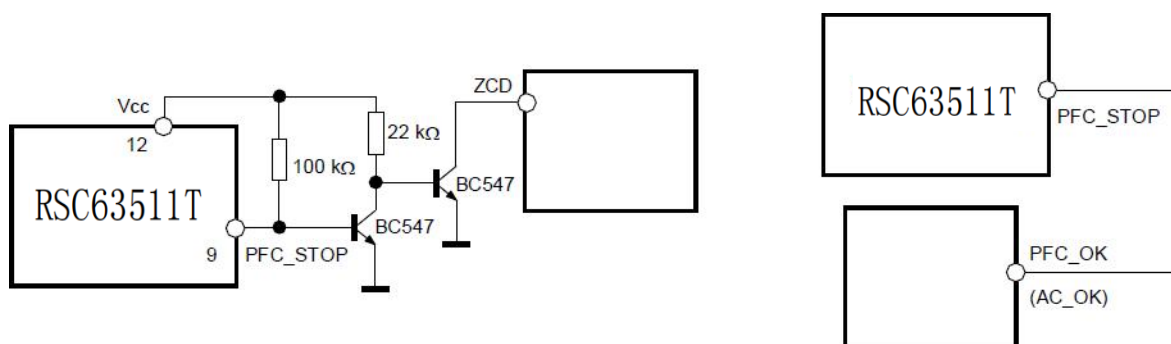


图 6.RSC63511T在轻载时如何关闭 PFC 控制芯片的示意

➤ 软启动

一般来说，软启动的目的是：在启动过程中使变换器的功率逐渐增加，以便消除过大的开机涌流。启动时，变换器的开关频率从一个启动极限频率逐步降低，直到被控制回路接管（反馈信号起作用）。RSC63511T的软启动可以简单地由从4脚（RF_{min}）到地之间接入的一个RC网络来实现（见图7）。

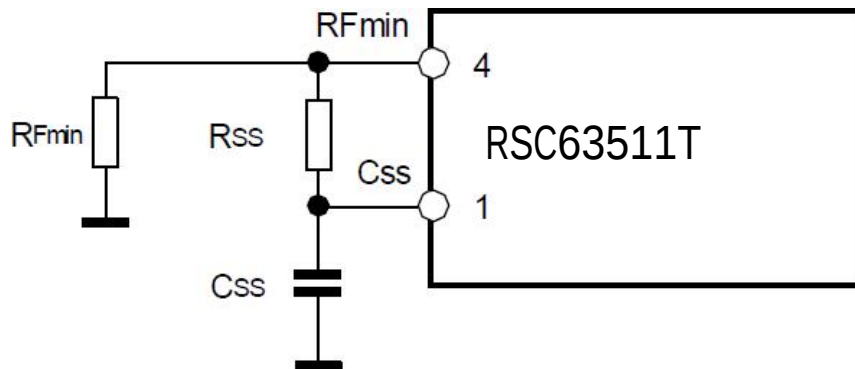


图 7.软启动电路

最初，电容C_{SS}处于完全放电状态，即零电平，光耦中的光电晶体管截止（只要输出电压不是距离调控值太远，因为在启动完成之前，输出电压总是低于设定电压），因此，电阻R_{SS}与RF_{min}是并联关系，启动频率取决于R_{SS}||RF_{min}：

$$f_{\text{start}} = \frac{1}{3 * CF * (RF_{\text{min}} \parallel R_{\text{ss}})}$$

电容C_{SS}逐步被充电到基准电压值（2V），之后流过电阻R_{SS}中的电流便为零，这个过程通常要持续R_{SS}*C_{SS}的5个时间常数（即5*R_{SS}*C_{SS}）。在软启动完成之前，输出电压的反馈信号接近调控值，此后环路控制取得控制权，由反馈的光电管决定工作频率。

在频率变化期间，C_{SS}的充电电压是按指数变化的，更确切地说，它最初变化得很快，但随后越来越慢。频率的非线性变化，使得变换器能够很快地到达谐振频率（见图8）。

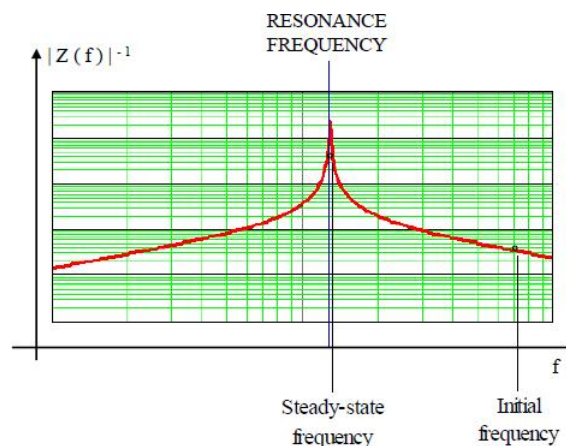


图 8.谐振半桥的功率—频率曲线

结果，平均输入电流将平稳地增加，和线性频率扫描一样没有尖峰产生，并且输出电压的调节几乎不会过调。通常， R_{ss} 和 C_{ss} 可根据以下关系式进行选择：

$$R_{ss} = \frac{RF_{min}}{\frac{f_{start}}{f_{min}} - 1}$$

$$C_{ss} = \frac{3 * 10^{-3}}{R_{ss}}$$

这里给出的 f_{start} 至少是 f_{min} 的 4 倍。 C_{ss} 确认的标准由经验总结而来的，是软启动和过流保护（OCP）之间的折衷（见下一节）。软启动阶段，一些重要信号可在时序图 11 上查阅。

➤ 电流检测，过流保护和过载保护

谐振半桥从本质上讲是电压模式控制；因此，输入电流的检测只是为了过流保护（OCP）。

不同于 PWM 控制器，能量传输是由主开关（或开关器件）的占空比来控制的，谐振半桥的占空比是固定的，能量传输是由开关频率来控制的。两种架构限流方法的实现也不同。PWM 控制器的限流是当检测到电流超过设定的限流值时关闭开关（通常为逐周限流模式），对于谐振半桥架构，触发 OCP 后，首先必须提高振荡频率，而不能迅速关断开关。

在图 9 和图 10 中给出了两种测量电流的方法。图 9 的电路简单，但测量电阻 R_s 上的功耗不可以忽略，影响效率；图 10 的电路比较复杂，但功耗小，效率高，推荐使用。

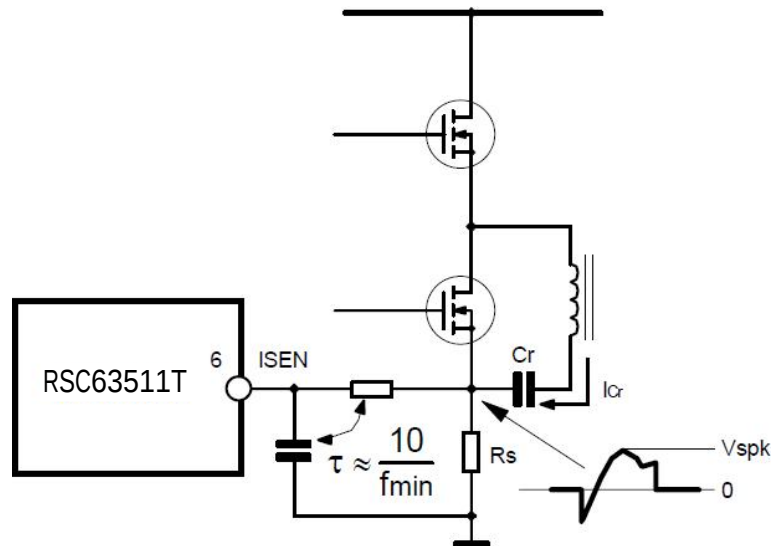


图 9.使用检测电阻的电流检测方法

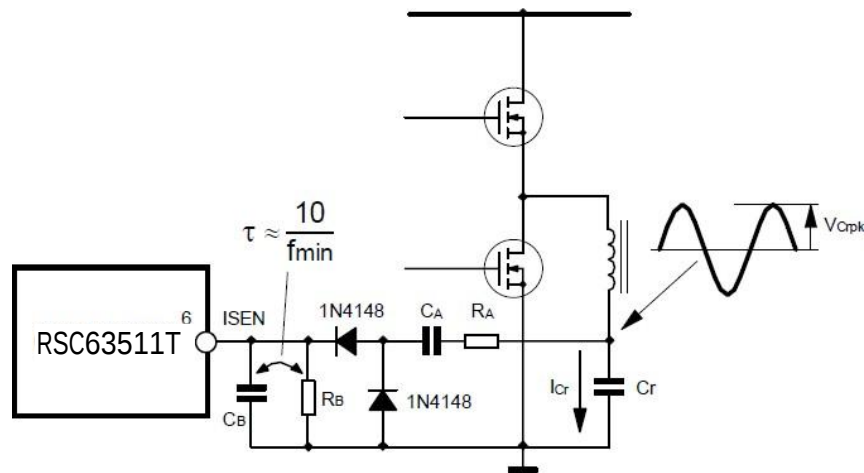


图 10.使用电容分流的无损电流检测方法

电流检测通过 6 脚（ISEN）输入，是一个成熟的过流管理系统。ISEN 引脚内部连接到一个参考电压为 0.8V 的比较器的输入端，和另一个参考电压为 1.5V 的比较器的输入端。在图 9 和图 10 中，如果检测信号的电压达到 0.8V，则内部下拉管对启动电容 C_{SS} 放电，导致振荡器的工作频率迅速增加，从而限制能量的传输。在 ISEN 脚低于 0.75V 之前， C_{SS} 保持放电状态；用一个平均时间在 $10/f_{min}$ 范围内的时间常数，确保频率的有效上升。由此，在输出短路时，原边的峰值电流几乎是一个恒定值。

正常时，ISEN 脚的电压可过冲到 0.8V 之上；但当 ISEN 电压达到 1.5V 时，第二个比较器被触发，RSC63511T 将停机，关闭门极驱动输出，并且将 PFC_STOP 引脚电平拉低，关闭整个系统。在这种情况下，芯片必须重新启动。假如启动电容 C_{SS} 太大导致其放电速度不够快，或者变压器磁饱和，或者次级整流器短路，都有可能导导致芯片关机。

在图 9 所示的电路中，电阻 R_S 串联在低端 MOS 管的源极，注意其与谐振电容的特殊连接。 R_S 上的压降与流经高端 MOS 管的电流有关。假设 RC 滤波器的时间常数至少是最小开关频率 f_{min} 的 10 倍，则 R_S 值可近似用如下公式来估算：

$$R_S = \frac{V_{SPKX}}{I_{Crpkx}} \approx \frac{5.08}{I_{Crpkx}} \approx \frac{4}{I_{Crpkx}} -$$

这里的 I_{Crpkx} 是流经谐振电容和变压器原边绕组的最大预期峰值电流，与最大负载和最低输入电压有关。

在图 10 所示的电路中，可以用第二种不同的操作方法。如果电阻 R_A 与小电容 C_A （不能超过几百 pF，正好到限流峰值）串联，电路工作像一个容性分流器； C_A 的典型值应选择等于 $C_r/100$ 或更小，这种结构是低损耗的。检测电阻 R_B 由下式决定：

$$R_B = \frac{0.8\pi}{I_{Crpkx}} \left(1 + \frac{C_r}{C_A}\right)$$

并且 C_B 由 $R_B \cdot C_B = 10/f_{min}$ 来确定。

如果串联到电容 C_A 的电阻 R_A 并不足够小（典型选择 10KΩ），电路工作状态就像一个谐振电容 C_r 上的纹波电压通过这个传感器，在电流变换时受到 C_r 的电抗影响。另外， $C_A = C_r/100$ 或更小， R_B ($R_B \ll R_A$) 通过下式计算：

$$R_B = \frac{0.8\pi}{I_{Crpkx}} * \frac{\sqrt{R_A^2 + X_{CA}^2}}{X_{Cr}}$$

这里， C_A 的电抗 X_{CA} 和 C_r 的电抗 X_{Cr} 应该是在 $I_{crpk}=I_{crpkx}$ 所对应的适当频率下的值， C_B 由 $R_B * C_B = 10/f_{min}$ 来确定。

无论使用哪一种电流检测电路， R_s 或 R_B 的取值都要经过实验进行修正。

在输出过载或短路的情况下，OCP 能够有效地限制从初级到次级的能量传输，但如果这种输出电流通过次级绕组和整流器持续地存在，也会危及变换器的安全。要防止这样的情况发生，需控制变换器工作于断续工作状态，这样平均电流的热应力易被变压器和整流器所消化掉。

用户可以设定变换器允许过载或短路状态的最大工作时间 T_{SH} ，对于过载和短路，持续较短的 T_{SH} 时间，不会导致变换器损坏，因此，通常为系统设定的 T_{SH} 时间都很短。相反地，如果 T_{SH} 设定得较长，在过载或短路时，过流检测端超出过载保护 OLP 阈值，变换器将关机。

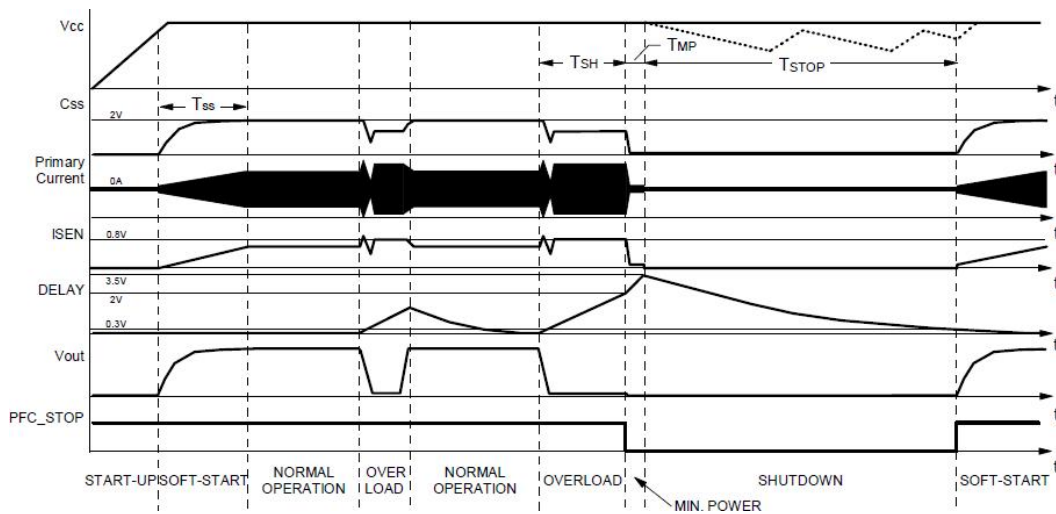


图 11.软启动和过载延时停机时序图

这个功能由 2 脚 (DELAY) 对地的电容 C_{Delay} 和并联电阻 R_{Delay} 来实现。当 ISEN 脚的电压超过 0.8V 时，首先启动第一个 OCP 比较器，除对 C_{ss} 放电外，还启用内部 150uA 恒流源给 C_{Delay} 电容充电。在过载和短路期间，OCP 比较器和内部电流源被反复地激活对 C_{Delay} 电容充电，本质上来说，平均电流取决于电流滤波电路的时间常数、 C_{ss} 和谐振电路的特征；由于 R_{Delay} 的放电可以被忽略，考虑到其它因素，实际的延时时间会更长。

电容 C_{Delay} 上的电压持续上升，直到 2V 为止，这个上升所持续的时间就被定义为 T_{SH} 。 C_{Delay} 与 T_{SH} 之间没有一个简单的关系，因此实践中是通过多次实验来确定 C_{Delay} ，例如 $C_{Delay}=1\mu F$ ，则 $T_{SH}=100ms$ 。

一旦 C_{Delay} 被充电到 2V，OCP 比较器的输出翻转并导致 C_{ss} 放电，并且 150uA 的电流源继续提供充电电流，直到 C_{Delay} 的电压达到 3.5V。这个阶段持续时间估算如下：

$$T_{MP} = 10 * C_{Delay}$$

T_{MP} 的单位是 ms， C_{Delay} 的单位是 uF。在这段时间里，RSC63511T 的工作频率在起始频率 f_{start} 附近，使谐振回路中的能量减到最小。当 C_{Delay} 的电压上升到 3.5V 时，变换器停机，并且 PFC_STOP 引脚被拉低。同样地，内部电流源关闭， C_{Delay} 通过 R_{Delay} 慢慢地放电。当 C_{Delay} 上的电压低于 0.3V 时，芯片重启，将有：

$$T_{STOP} = R_{Delay} * C_{Delay} \ln \frac{3.5}{0.3} \approx 2.5 R_{Delay} * C_{Delay}$$

这个工作状态见时序图 11。

注意，在 T_{STOP} 期间，如果 RSC63511T 的电源电压降到了 UVLO 门限之下，则芯片保持记忆状态，并且当 V_{CC} 超出起始门限之后，如果 V_{DELAY} 高于 0.3V，则芯片不会立即重新启动。只要 V_{DELAY} 高于 0.3V，PFC_STOP 引脚就为低。也要注意，万一有一个持续的过载与这个过载相距很近， T_{SH} 的值将会更低。

➤ 关机

RSC63511T 通过一个同相输入端为外部的 8 脚 (DIS)，反相输入是内部的 1.85V 基准电压的比较器实现关机功能。当外部引脚 DIS 电压超过内部 1.85V 基准电压时，芯片马上关闭，并且功耗减小到最低值。发生这种情况，只能是电源电压低于 UVLO 门限之下后，才能重新启动。

这个管脚也可以用于实现过温保护功能，比如在一些发热器件 (MOS 管、二极管、变压器等) 旁边安装一只 NTC (负温度系数) 电阻，一端接于外部基准电压，另一端为一串对地电阻分压，分压节点接 DIS 端。

通过隔离光耦的耦合采样输出电压，也可以实现输出过压保护。

➤ 输入电压检测

这个功能是让输入电压下降到指定范围时芯片关机，且恢复正常范围时重启。电压检测可以是功率因数校正输出电压或输入滤波电压。

RSC63511T 通过一个内部电压比较器实现输入欠压关机，如图 12 所示，输入电压检测通过第 7 脚 (LINE) 同相输入。如果检测电压低于内部 1.25V 的参考电压，则芯片关机。在这种情况下，软启动电路被放电，PFC_STOP 脚开路，芯片功耗减少。当检测电压回升到参考电压之上，芯片可正常工作。这个比较器具有电流迟滞功能，与常见的电压迟滞不同：内部的 1uA 恒流源，在检测电压低于参考电压时关闭，高于参考电压时打开。

这种方法提供了额外的自由度：通过适当地选择分压电阻的设置，可以分别设定开机和关机的门槛 (如下所示)。利用内部比较器的迟滞作用，通过修改其中的一个而自动地给定另一个。

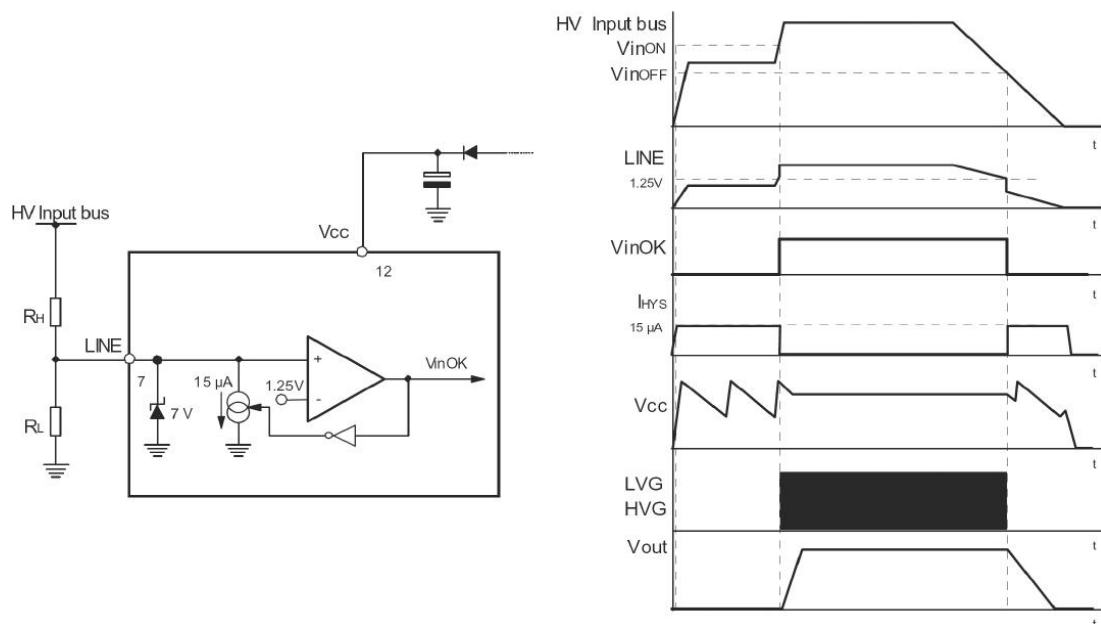


图 12.LINE 检测功能：内部框图和时序图

关于图 12 的开机 (V_{inON}) 和关机 (V_{inOFF}) 阈值，有如下的关系表达式：

$$\frac{V_{in_{ON}} - 1.25}{R_H} = 15 * 10^{-6} + \frac{1.25}{R_H}$$

$$\frac{V_{in_{ON}} - 1.25}{R_H} = \frac{1.25}{R_H}$$

解得：

$$R_H = \frac{V_{IN_{ON}} - V_{IN_{OFF}}}{15 * 10^{-6}}$$

$$R_L = R_H * \frac{1.25}{V_{IN_{OFF}} - 1.25}$$

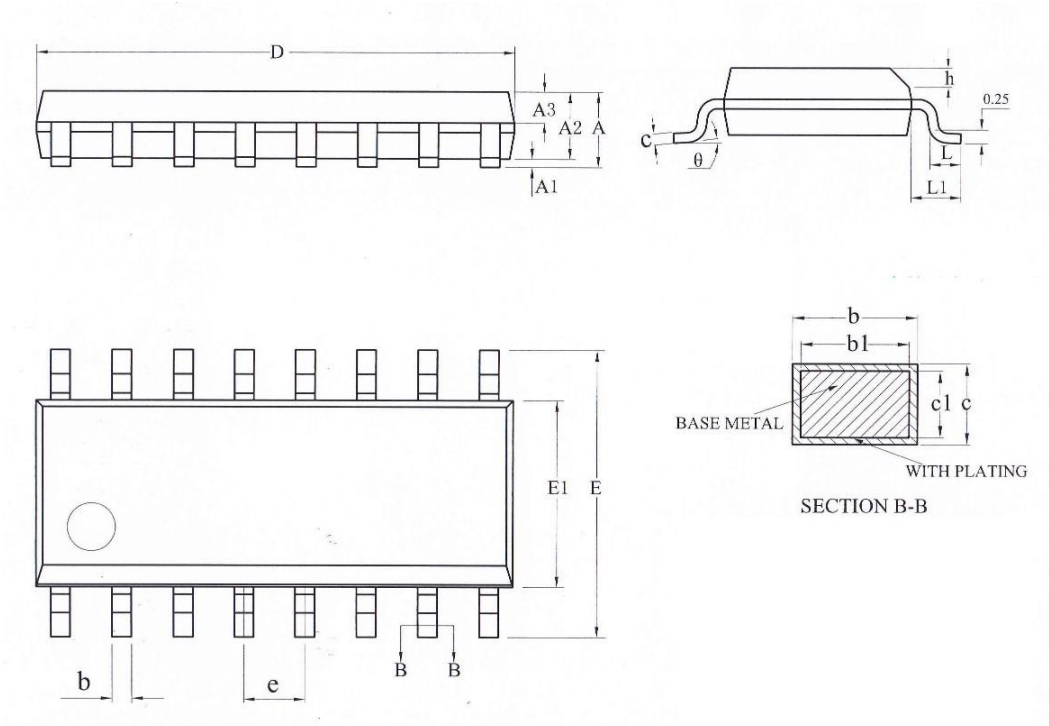
当 LINE 脚触发低电压保护，芯片未激活，因此 Vcc 电压（如果不是由另一个电源供电）将在启动和启动阈值电压之间来回摆动，如图 12 中的时序图。

LINE 脚集成另一保护功能（例如分压采样电路中的对地电阻开路，或 PFC 电路输出电压过高）：如果检测电压高于 7V 则芯片关机。当检测电压恢复到 7V 之下时，如果电源电压 Vcc 在启动阈值之上，则芯片重启。

由于 LINE 引脚是高输入阻抗，因而在开关期间或 ESD 测试期间容易受噪声干扰而改变保护阈值。在这个脚对地接一只小电容（例如 1~10nF），用以防止这种故障。如果这个引脚不使用，则应将其电压置于 1.25~6V 之间（最差也不会超过 7V 的门限值）。

封装外形图

SOP16L



SYMBOL	MILLIMETER		
	MIN	NOM	MAX
A	—	—	1.75
A1	0.10	—	0.225
A2	1.30	1.40	1.50
A3	0.60	0.65	0.70
b	0.39	—	0.47
b1	0.38	0.41	0.44
c	0.20	—	0.24
c1	0.19	0.20	0.21
D	9.80	9.90	10.00
E	5.80	6.00	6.20
E1	3.80	3.90	4.00
e	1.27BSC		
h	0.25	—	0.50
L	0.50	—	0.80
L1	1.05REF		
θ	0	—	8°

Attention

- Any and all Reasunos products described or contained herein do not have specifications that can handle applications that require extremely high levels of reliability, such as life-support systems, aircraft's control systems, or other applications whose failure can be reasonably expected to result in serious physical and/or material damage. Consult with your Reasunos representative nearest you before using any Reasunos products described or contained herein in such applications.
- Reasunos assumes no responsibility for equipment failures that result from using products at values that exceed, even momentarily, rated values (such as maximum ratings, operating condition ranges, or other parameters) listed in products specifications of any and all Reasunos products described or contained herein.
- Specifications of any and all Reasunos products described or contained herein stipulate the performance, characteristics, and functions of the described products in the independent state, and are not guarantees of the performance, characteristics, and functions of the described products as mounted in the customer's products or equipment. To verify symptoms and states that cannot be evaluated in an independent device, the customer should always evaluate and test devices mounted in the customer's products or equipment.
- Reasunos Semiconductor CO.,LTD. strives to supply high-quality high-reliability products. However, any and all semiconductor products fail with some probability. It is possible that these probabilistic failures could give rise to accidents or events that could endanger human lives, that could give rise to smoke or fire, or that could cause damage to other property. When designing equipment, adopt safety measures so that these kinds of accidents or events cannot occur. Such measures include but are not limited to protective circuits and error prevention circuits for safe design, redundant design, and structural design.
- In the event that any or all Reasunos products(including technical data, services) described or contained herein are controlled under any of applicable local export control laws and regulations, such products must not be exported without obtaining the export license from the authorities concerned in accordance with the above law.
- No part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and recording, or any information storage or retrieval system, or otherwise, without the prior written permission of Reasunos Semiconductor CO.,LTD.
- Information (including circuit diagrams and circuit parameters) herein is for example only ; it is not guaranteed for volume production. Reasunos believes information herein is accurate and reliable, but no guarantees are made or implied regarding its use or any infringements of intellectual property rights or other rights of third parties.
- Any and all information described or contained herein are subject to change without notice due to product/technology improvement, etc. When designing equipment, refer to the "Delivery Specification" for the Reasunos product that you intend to use.
- This catalog provides information as of NOV.2016. Specifications and information herein are subject to change without notice.