

高压谐振控制器

描述

6599是一个用于谐振半桥拓扑电路的精确的双端控制器。它提供50%的占空比；高端和低端同时输出相位差180°。

通过工作频率的调整来实现输出电压的调整。两个开关管的开启和关断之间有一个固定的死区时间，保证软开关和高频下的可靠工作。

用自举方法驱动高端开关，IC内集成一个快速恢复自举二极管。芯片的工作频率范围可根据外部元件调节。

为防止电流冲击，开关频率从设定的最大频率启动，然后逐步降低到由控制回路得到的稳定值为止。利用这个非线性的频率变化将输出电压过冲降到最低限度；启动过程也可设定。

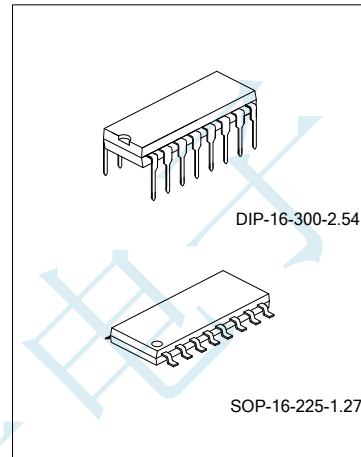
在轻载状态下，芯片可以强制进入间歇脉冲工作模式，最大程度降低芯片功耗。IC的功能包括非锁定低边禁止输入以实现过流保护，具有变频和延迟关断，然后再自动重启。

当第一级的保护不足时更高级的过流保护将闭锁IC以控制初级电流。这些组合提供完全的过载和短路保护。另外还有锁定关断输入（DIS）可以轻松实现过温或过压保护。

一个PFC控制器接口，可以在过流关机和DIS端口为高或者工作在间歇脉冲模式时关掉PFC。

应用

- * 液晶电视和等离子电视的电源
- * 台式电脑和初级服务器
- * 电信设备开关电源
- * 交直流适配器的开关电源



特点

- * 50%占空比，谐振半桥变频控制
- * 高精度振荡器
- * 高至 500kHz的工作频率
- * 两级过流保护：变频和锁定关断
- * PFC 控制器的接口
- * 锁定关断输入端口
- * 轻载脉冲工作模式
- * 上电/断电顺序或欠压保护输入
- * 非线性软启动功能
- * -300/800 mA 高侧和低侧驱动能力，并带有欠压下拉功能

YW6599

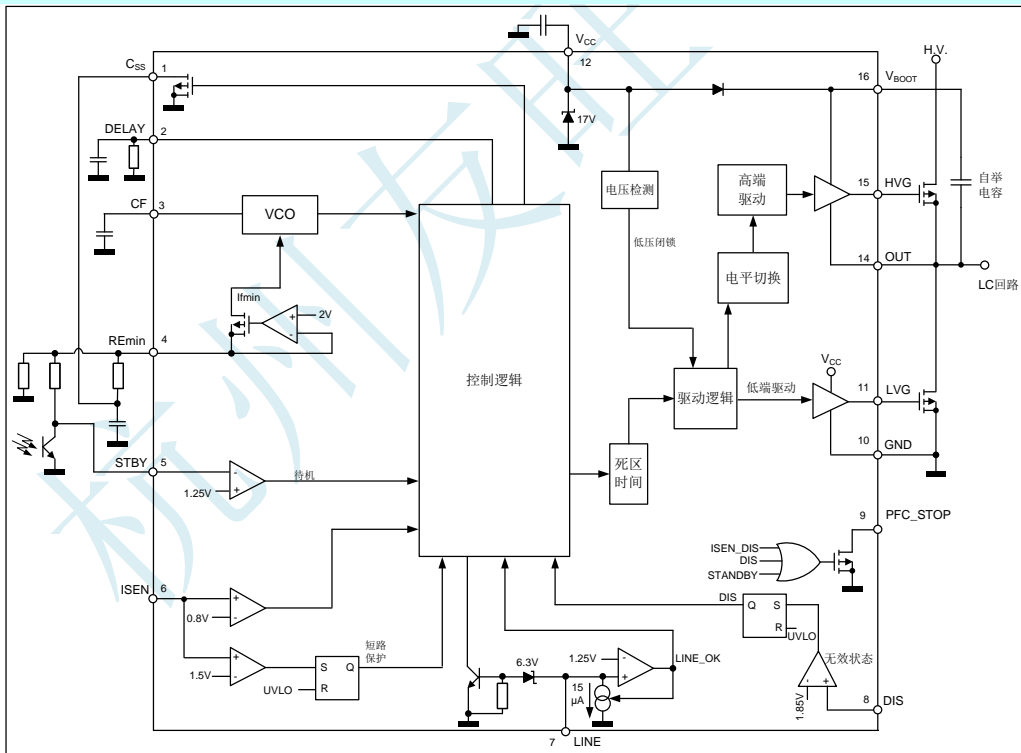
产品订购信息

产品名称	封装形式	打印名称	环保等级	包装
6599-DIA-R-T	DIP-16-300-2.54	6599	RoHS	料管
6599-SOA-R-T	SOP-16-225-1.27	6599	RoHS	料管
6599-SOA-R-R	SOP-16-225-1.27	6599	RoHS	编带

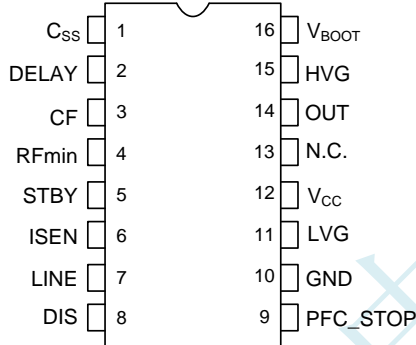
6599 - DIA - R - T

包装类型: 料管(Tube)T, 卷盘编带(Tape Reel)R,
防静电袋(Bulk)K, TO92编带(Tape Box)B
绿色包装: R:RoHS
封装外形: DIA:DIP-16-300-2.54;
SOA:SOP-16-225-1.27
产品型号

内部框图



引脚排列

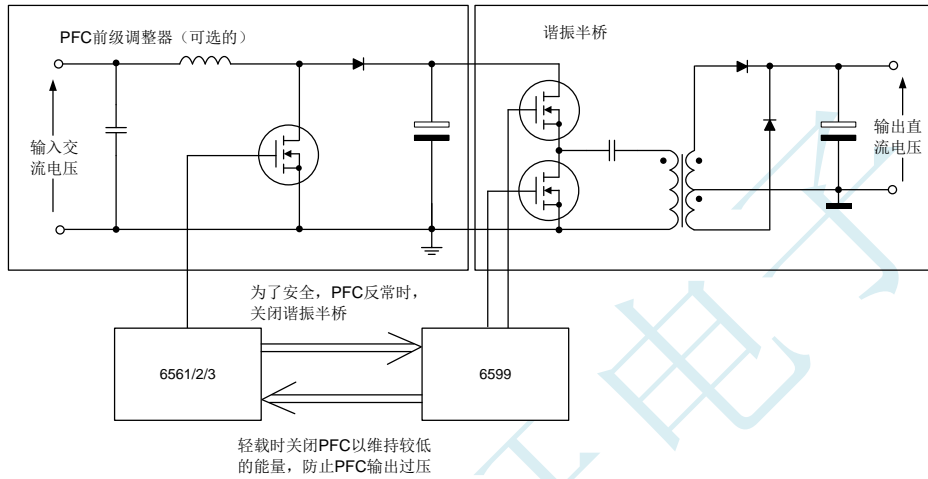


引脚功能

序号	名称	功能
1	C _{SS}	软启动端。此脚接一只电容 C _{SS} 到GND，同时接电阻 R _{SS} 到 RF _{min} (pin4)，用来确定软启动时的最高工作频率。当V _{CC} (pin12) <UVLO, LINE (pin7) < 1.25V 或 > 6V, DIS (pin8) >1.85V, ISEN (pin6) >1.5V, DELAY (pin2) >3.5V, 以及当 ISEN 的电压超过 0.8V 并长时间超过 0.75V 时，芯片关闭，电容器 C _{SS} 通过芯片内部开关放电，以确保软启动可以实现。
2	DELAY	过流保护延迟端口。此端对地并联接入电阻 R _d 和电容 C _d ，设置过流的最长持续时间。当 ISEN 脚的电压超过 0.8V 时，芯片内部将通过 150uA 的恒流源向 C _d 充电，当充电电压超过 2.0V 时，芯片输出将被关断，软启动电容 C _{SS} 上的电也被放掉。电路关断之后，过流信号消失，芯片内部对 C _d 充电的 3.5V 电源被关断，C _d 上的电通过 R _d 放掉，至电压低于 0.3V 时，软启动开始。这样，在过流或短路状态下，芯片周而复始地工作于间歇工作状态。（R _d 应不小于 2V/150uA=13.3kΩ。R _d 越大，允许过流时间越短，关断时间越长。）
3	CF	定时电容。对地间连接电容 CF，与接到 pin4 (RF _{min}) 的外部网络配合决定振荡器的开关频率。
4	RF _{min}	最低振荡频率设置端口。此端口为 2V 输出，接电阻到地用于设置最低振荡频率。此端口接电阻 RF _{max} ，通过反馈回路控制的光耦接地，用于调整交换器的振荡频率。RF _{max} 是最高工作频率设置电阻。与GND 间的 RC 网络实现软启动。
5	STBY	间歇工作模式门限。此端口受反馈电压控制，和内部的1.25V 基准电压比较，如果低于基准电压，则芯片处于空闲状态只有较小的静态工作电流。当压超过基准电压 50mV 时，芯片重新开始工作。这个过程中，软启动并不起作用。当负载降到由RF _{max} 和光耦决定的基准线之下时，芯片开始间歇工作模式。若不使用间歇模式此端口与RF _{min} 短接。

6	ISEN	电流检测信号输入端。此端口通过检测电阻或无损分容检测初级电流。此端口不是逐周期检测，而是检测过滤后得到的平均电流。当电压超过 0.8V 阈值（有 50mV 迟滞），pin1 的软启动电容器被芯片内部放电，工作频率增加以限制功率输出。在输出短路的情况下，通常稳定电路的初级电流峰值保持不变。pin2 端口设置了此条件下最大允许时间。如果电流一直持续，尽管频率增加，当电压超过第二个比较器的 1.5V 参考电压，驱动器将闭锁，能量损耗几乎回到启动之前的水平。状态闭锁，只有当电源电压 V_{CC} 低于 UVLO 时锁存才会解除，芯片重新上电才能再次工作。若不用检测功能，请将此端口接地。
7	LINE	在线电压检测端口。此端由接到高压总线上的分压电阻对交流或直流（有 PFC 的系统中）取样进行限制保护。检测电压低于 1.25V 时，关闭输出（非锁存）降低消耗对软启动电容器放电。电压高于 1.25V 时芯片可以重新工作（软启动）。这个比较器具有滞后作用：内部的 15uA 恒流源在检测电压低于 1.25V 时打开，高于时关闭。此端口接对 GND 的旁路电容用于减小噪声干扰。内部有齐纳二极管限压，超过其电压会使芯片关断（非锁存）。若检测功能不用，请将端口电压设置在 1.25V 到 6V 之间。
8	DIS	锁存关断输入端口。此端口内部连接比较器，当端口电压超过 1.85V 时，芯片关闭输出并降低到启动前的功耗。状态闭锁，只有当电源电压 V_{CC} 低于 UVLO 时锁存才会解除，芯片重新上电才能再次工作。如果不使用此功能，请将此端口接地。
9	PFC_STOP	用于 PFC 控制器开/关的开漏输出。出于保护或工作在间歇模式下的目的，此端口常态为开路。当芯片端口 DIS > 1.85V，ISEN > 1.5V，LINE > 6V 或 STBY < 1.25V 时，此端口输出变为低。在 DELAY 端口电压超过 2V，直到降低到 0.3V 之下前，输出也为低。在 UVLO 期间，该引脚是开路状态。若不使用可悬空。
10	GND	芯片地。低侧驱动电流和芯片偏置电流回路。所有相关的地和偏置模块回路都应该接到此端口，并且要同脉冲电流回路隔离。
11	LVG	低侧栅极驱动输出。驱动能力最小为 0.3A 峰值的拉电流和 0.8A 峰值的灌电流，驱动半桥电路的低侧 MOS 管。UVLO 时输出为低。
12	V_{CC}	供电端口，用于芯片信号部分和低侧 MOS 管的栅极驱动。可以利用对 GND 的滤波电容（典型值 0.1 μ F）得到稳定的偏置电压用于芯片信号部分。
13	N.C.	空端口。此端口内部没有连接，用来隔离高压端口，使 PCB 上满足漏电阻离的安全规则。
14	OUT	高侧栅极驱动的浮动地。为高侧栅极驱动电流回路。应仔细布局以避免出现太大的低于地的毛刺。
15	HVG	高侧浮栅极驱动输出。驱动能力最小为 0.3A 峰值的拉电流和 0.8A 峰值的灌电流，驱动半桥电路的高侧 MOS 管。内置电阻连接到 pin14（OUT）以确保在 UVLO 时非悬空。
16	V_{BOOT}	高侧栅极驱动浮动电源。此端口与 pin14（OUT）间接自举电容，内部快恢复二极管在低侧栅极驱动周期内为此电容充电。

典型系统框图



极限参数

引脚	符号	参数	值	单位
16	V _{BOOT}	高侧浮动电源电压	-1~618	V
14	V _{OUT}	高侧浮动地电压	-3~ V _{BOOT} -18	V
14	dV _{OUT} /dt	高侧浮地电压最大恢复速度	50	V/ns
12	V _{CC}	IC 电源电压 (I _{CC} ≤25mA)	自限	V
9	V _{PFC_STOP}	极限电压 (端口开路)	-0.3~ V _{CC}	V
9	I _{PFC_STOP}	极限灌入电流 (端口低电平)	自限	A
7	V _{LINEmax}	极限钳位电压 (端口电流小于 1mA)	自限	V
4	I _{RFmin}	极限输出电流	2	mA
1~6, 8		模拟输入和输出	-0.3~5	V

热相关参数

符号	描述	值	单位
R _{thJA}	最大热阻系数 (DIP16)	80	°C/W
	最大热阻系数 (SOP16)	120	
T _{STG}	存储温度范围	-55 ~ 150	°C
T _J	工作温度范围	-40 ~ 150	°C
P _{TOT}	环境温度 70°C时的推荐最大功耗 (DIP16)	1	W
	环境温度 50°C时的推荐最大功耗 (SOP16)	0.83	

电参数(除非有特别说明, $T_J=0\sim 105^{\circ}\text{C}$, $V_{CC}=15\text{V}$, $V_{BOOT}=15\text{V}$, $C_{HVG}=C_{LVG}=1\text{nF}$; $C_F=470\text{pF}$; $R_{RFmin}=12\text{k}$)

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
IC电源电压						
工作范围	V_{CC}	有驱动输出	8.85		16	V
开信号开始	$V_{CC(ON)}$	上升沿	10	10.7	11.4	V
关信号开始	$V_{CC(OFF)}$	下降沿	7.45	8.15	8.85	V
迟滞电压	Hys			2.55		V
V_{CC} 钳位电压	V_z	钳位电流=10mA	16	17	17.9	V
电源电流						
启动电流	$I_{start-up}$	有驱动输出之前 $V_{CC}=V_{CC(ON)}-0.2\text{V}$		200	250	μA
静态电流	I_q	有驱动输出, $V_{STBY}=1\text{V}$		1.5	2	mA
工作电流	I_{op}	有驱动输出, $V_{STBY}=V_{RFmin}$		3.5	5	mA
待机电流	I_q	$V_{DIS}>1.85\text{V}$ 或 $V_{DELAY}>3.5\text{V}$ 或 $V_{LINE}<1.25\text{V}$ 或 $V_{LINE}=V_{clamp}$		300	400	μA
高端浮动门极驱动电源						
V_{BOOT} 端口漏电流	I_{LKBOOT}	$V_{BOOT}=580\text{V}$			5	μA
OUT端口漏电流	I_{LKOUT}	$V_{BOOT}=562\text{V}$			5	μA
过电流比较器						
输入偏置电流	I_{ISEN}	$V_{ISEN}=0\sim V_{ISENdis}$			-1	μA
前沿消隐	t_{LEB}	在 V_{HVG} 和 V_{LVG} 由低到高跳变之后		250		ns
变频开始	V_{ISENx}	上升沿 ⁽¹⁾	0.76	0.8	0.84	V
迟滞电压		下降沿		50		mV
闭锁关断开始	$V_{ISENdis}$	上升沿 ⁽¹⁾	1.44	1.5	1.56	V
延迟输出	$td_{(H-L)}$			300	400	ns
Line检测						
阈值电压	V_{th}	上升沿或下降沿 ⁽¹⁾	1.2	1.25	1.3	V
电流滞后	I_{Hyst}	$V_{CC}>5\text{V}$, $V_{LINE}=0.3\text{V}$	12	15	18	μA
钳位电压	V_{clamp}	$V_{LINE}=1\text{mA}$	6		8	V
DIS功能						
输入偏置电流	I_{DIS}	$V_{DIS}=0\sim V_{th}$			-1	μA
禁用阈值	V_{th}	上升沿 ⁽¹⁾	1.77	1.85	1.93	V
振荡器						
输出占空比	D	HVG和LVG之一	48	50	52	%
振荡频率	f_{osc}	$R_{RFmin}=2.7\text{k}\Omega$	58.2	60	61.8	kHz
		最大的推荐值	240	250	260	
死区时间	T_D	HVG 和 LVG 之间	0.2	0.3	0.4	μs
峰值	V_{CFp}			3.9		V
谷值	V_{CFv}			0.9		V

pin4 电压基准	V _{REF}		1.92	2	2.08	V
电流镜像比率	K _M			1		A/A
调频电阻范围	F _{MIN}		1		100	kΩ
PFC_STOP功能						
高电平漏电流	I _{leak}	V _{PFC_STOP} =V _{CC} , V _{DIS} =0V			1	μA
低饱和电平	V _L	I _{PFC_STOP} =1mA, V _{DIS} =2V			0.2	V
软启动功能						
开路电流	I _{leak}	V _(Ccs) =2V			0.5	μA
放电电阻	R	V _{ISEN} >V _{ISENx}		120		Ω
脉冲间歇工作模式功能						
输入偏置电流	I _{DIS}	V _{DIS} =0~V _{th}			-1	μA
禁止阈值	V _{th}	上升沿 ⁽¹⁾	1.2	1.25	1.3	V
迟滞电压	H _{ys}	下降沿		50		mV
延时关断功能						
开路电流	I _{leak}	V _{DELAY} =0			0.5	μA
充电电流	I _{CHARGE}	V _{DELAY} =1V, V _{ISEN} =0.85V	100	150	200	μA
最大工作频率阈值	V _{th1}	上升沿 ⁽¹⁾	1.92	2	2.08	V
关断阈值	V _{th2}	上升沿 ⁽¹⁾	3.3	3.5	3.7	V
重启阈值	V _{th3}	下降沿	0.25	0.3	0.35	V
下桥臂门极驱动（对GND电压）						
输出低电压	V _{LVGL}	灌入电流=200mA			1.5	V
输出高电压	V _{LVGH}	输出电流=5mA	12.8	13.3		V
峰值输出电流	I _{sourcepk}		-0.3			A
峰值灌入电流	I _{sinkpk}		0.8			A
下降时间	t _f			30		ns
上升时间	t _r			60		ns
UVLO饱和		V _{CC} =0~V _{CC(ON)} , 灌入电流=2mA			1.1	V
上桥臂门极驱动（对OUT电压）						
输出低电压	V _{HVGL}	灌入电流=200mA			1.5	V
输出高电压	V _{HVGH}	输出电流=5mA	12.8	13.3		V
峰值输出电流	I _{sourcepk}		-0.3			A
峰值灌入电流	I _{sinkpk}		0.8			A
下降时间	t			30		ns
上升时间	t _r			60		ns
HVG-OUT下拉				25		kΩ

注1:数据联动。

典型的电气性能

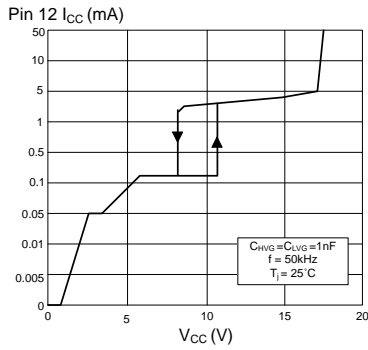


图1 电源电流和电压的关系

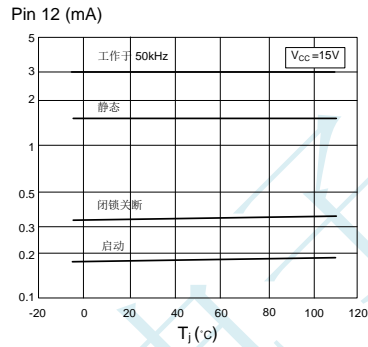


图2 电源电流与温度的关系

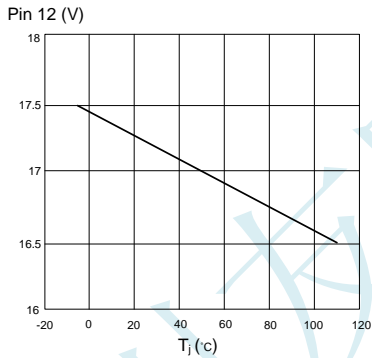


图3 电源钳位电压和温度的关系

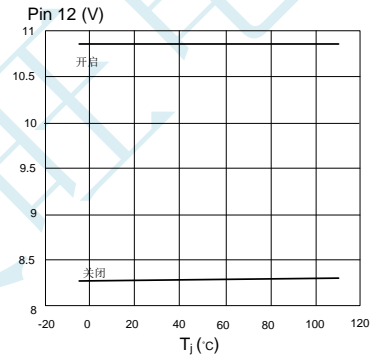


图4 欠压锁存输出阈值与温度关系

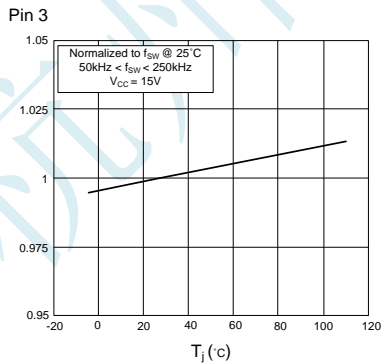


图5 振荡频率和温度的关系

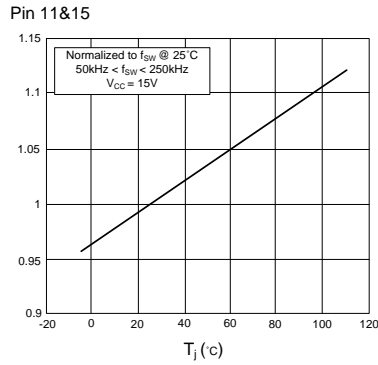


图6 死区时间与温度的关系

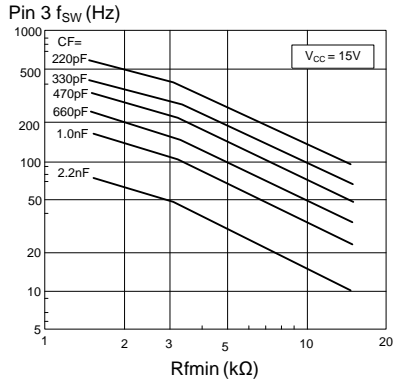


图7 振荡频率和定时参数的关系

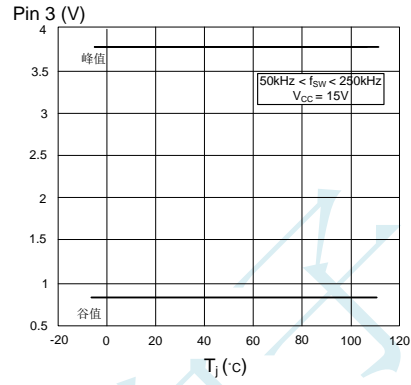


图8 振荡波形的斜率与温度的关系

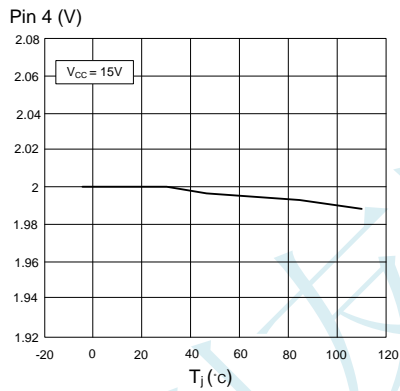


图9 基准电压和温度的关系

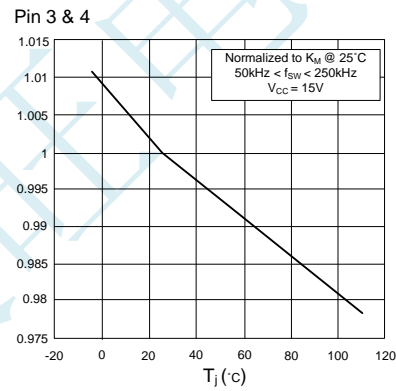


图10 电流镜像比率与温度的关系

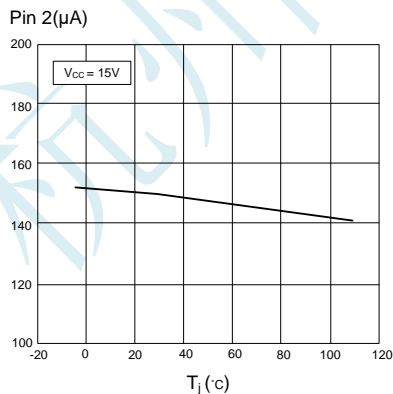


图11 过流保护延迟端输出电流和温度的关系

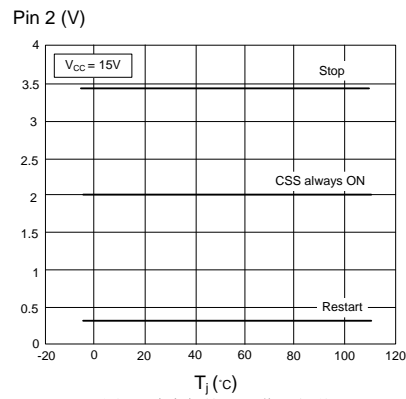


图12 过流保护延迟作用阈值与温度的关系

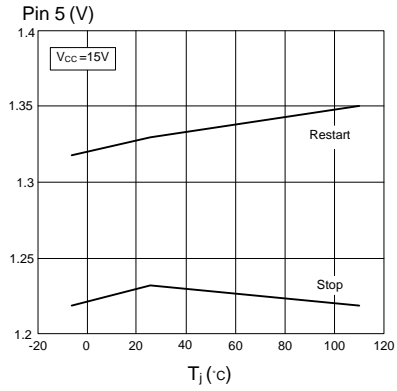


图13 Standby阈值和温度的关系

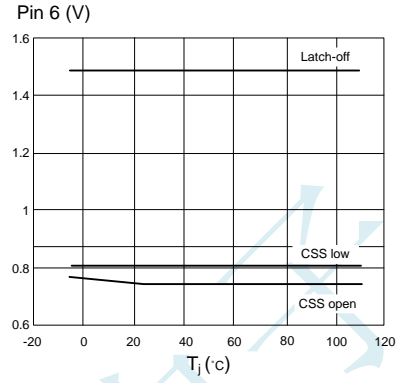


图14 过流检测阈值与温度的关系

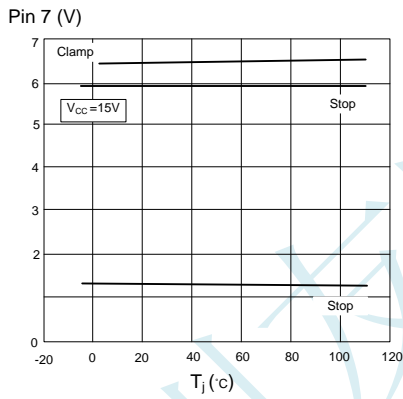


图15 Line阈值和温度的关系

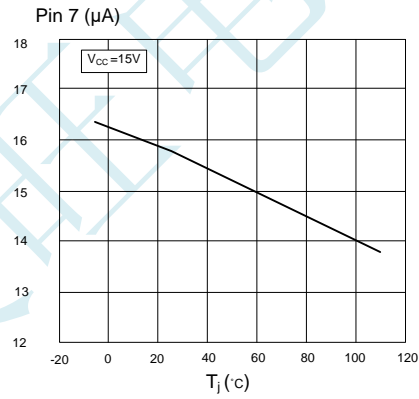


图16 Line输出电流与温度的关系

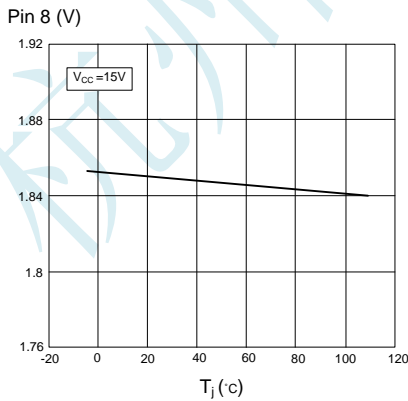


图17 闭锁禁止阈值和温度的关系

应用资料

6599是一个专门用于谐振半桥拓扑电路的先进的双端控制器。在转换器里输出180°异相信号控制半桥电路的MOS管交替地开关。一般地说占空比是50%，实际上占空比要小于50%，因为在一只MOS管关断到另一只开通之间插入了一个固定的死区时间 T_D ，在死区时间里两只MOS管都被关断。这个死区时间的本质是让变换器在整个时序内能够正确地工作：它将确保软开关的实现和使电路能够工作于高频、高效、低EMI发射状态。

根据负载情况，转换器运行于不同的工作模式（图18）：

1. 在重载、中载和轻载时的变频。弛张振荡器（详见“振荡器”部分）产生一个对称的三角波，MOS管被锁定。三角波的频率关系到被反馈电路调整的电流。结果是，利用由频率决定的变换特征，半桥驱动电路的频率被输出电压的反馈所调控。

2. 在空载或非常轻的负载时的脉冲间歇工作方式。当负载轻到某个值之下时，变换器将进入一个受控的断续工作状态，在这里有几个定频的开关周期和一个两个MOS管都处于关闭状态的较长的间隔。进一步减载将使间歇时间更长，平均开关频率减少。空载时，平均开关频率可以达到上百赫兹，因而使磁化的、以及和频率相关的损耗减到最小，使系统更加节能。

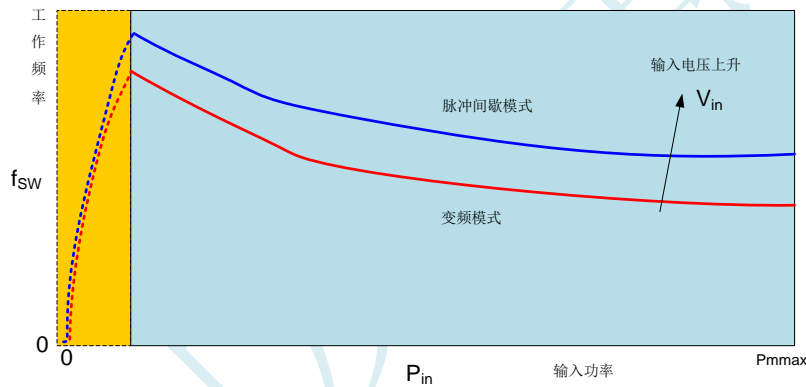


图18 多种模式工作状态

振荡器

振荡器从3脚通过外部设定电容器（CF）接地，和一个泄放网络到4脚（ RF_{min} ）。4脚提供一个2V2mA的基准电压，由4脚输出的电流越大，振荡频率越高。图19是一个被简化的内部电路图。

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的接收侧（发射极接地）；当工作时，光耦通过这个支路调整电流—因此调整振荡频率—调节输出电压变化；当光电晶体管饱和时， RF_{max} 的值决定半桥振荡的最大频率。
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（参见软启动）。注意这个分支在稳定工作期间的贡献是零。

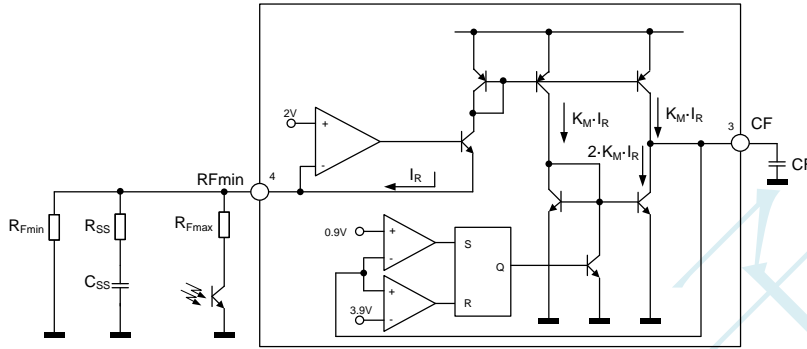


图19 振荡器内部电路框图

下列分别为最小和最大振荡频率的近似关系式：

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

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

在100pF到nF之间给定了CF之后（通常以RFmin引脚的最大输出能力来确定总消耗），RFmin和RFmax的值将被选择，以便能给出振荡器的整个频率范围，从最小值fmin（在最低输入电压和最大负载）到最大值fmax（在最高输入电压和最小负载）：

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

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

不同的选择给出特定的RFmax，如果空载，将启用脉冲间歇工作模式（见“工作在空载或非常轻的负载状态”部分）。

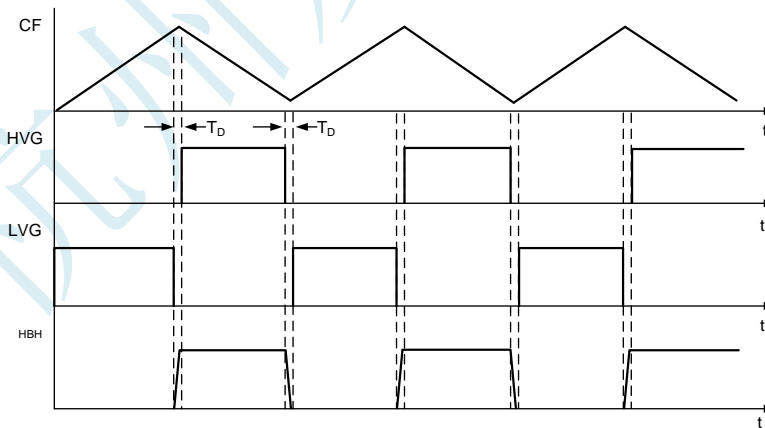


图20 振荡波形和门极驱动信号的关系

图20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。注意，当三角波上升时，低端门极打开，当三角波下降时，高端门极打开。这样，在启动或脉冲间歇工作状态期间，低端MOS管首先给自举电容CBOOT充电。结果，自举电容总是被充电，准备供给高端浮动驱动。

工作在空载或非常轻的负载状态

当谐振半桥轻载或卸掉所有负载时，它的开关频率在最大值。要保持输出电压在控制之下和避免软开关失败，必须有一个必要的残余磁化电流流经变压器。然而，这电流会导致变换器在空载时伴生一个非常低的空载损耗。

要克服这个问题，6599使设计者让变换器断续工作（脉冲间歇工作），在这里有几个连续的开关周期和一个两个MOS管都处于关闭状态的较长的间隔，因此可以极大地减少平均开关频率。结果，残余磁化电流的平均值和其伴生的损耗将很可观地被裁减，因而促进变换器进一步节能。

驱动器可以使用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IC进入一种空闲状态，两个门极驱动均为低，振荡器被停止，软开关电容C_{SS}保留它的充电状态，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 50mV后，IC恢复正常工作。

要实现脉冲间歇工作模式，必须使STBY引脚的电压与反馈环路相关。图21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）。

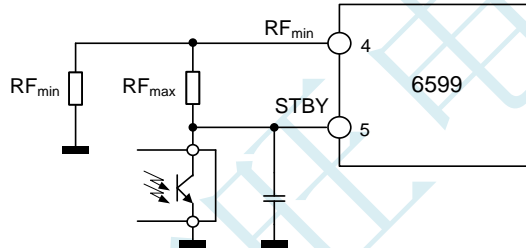


图21 实现脉冲间歇工作模式：窄输入电压范围

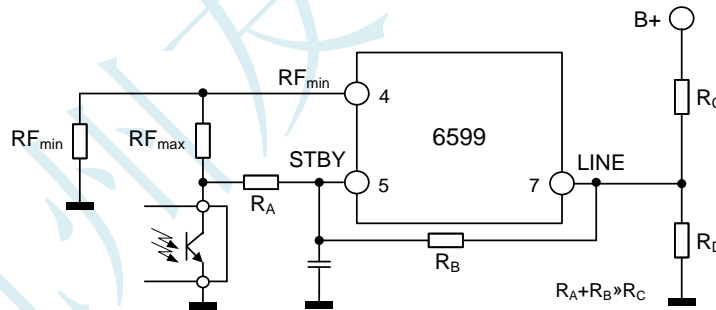


图21 实现脉冲间歇工作模式：宽输入电压范围

事实上，RF_{max}将定义6599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：

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

注意，不同于在前面的部分考虑的f_{max}（“振荡器”），这里的f_{max}对应于一个极小的负载P_{outB}。P_{outB}将是这样：变压器的峰值电流不够低导致可听见的噪声。

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23来说， P_{outB} 的值将有很大变化。这时，推荐使用图22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强烈的非线性关系，经验验证， $R_A / (R_A + R_B)$ 的修正使 P_{outB} 的变化减到最小。请小心地选择 $R_A + R_B$ 的总值大于大于 R_C ，使作用减到最小，对LINE引脚的电压（参见LINE测量功能）。

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。IC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，当它超过1.3V时，IC重启。一会儿， V_{STBY} 再降下来，IC又间歇停机。这样，IC以一个近乎恒定的频率运行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23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IC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控制器，因此消除了这个阶段的（ $0.5 \div 1W$ ）的空载损耗。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。

要这样，IC提供了第9脚（PFC_STOP）：它是一个集电极开路输出，正常时为开放，脉冲间歇工作期间为低电平。该引脚外接PFC控制器，如图24所示，当6599在低电压闭锁（UVLO）时保持开放，让PFC控制器首先开始工作。

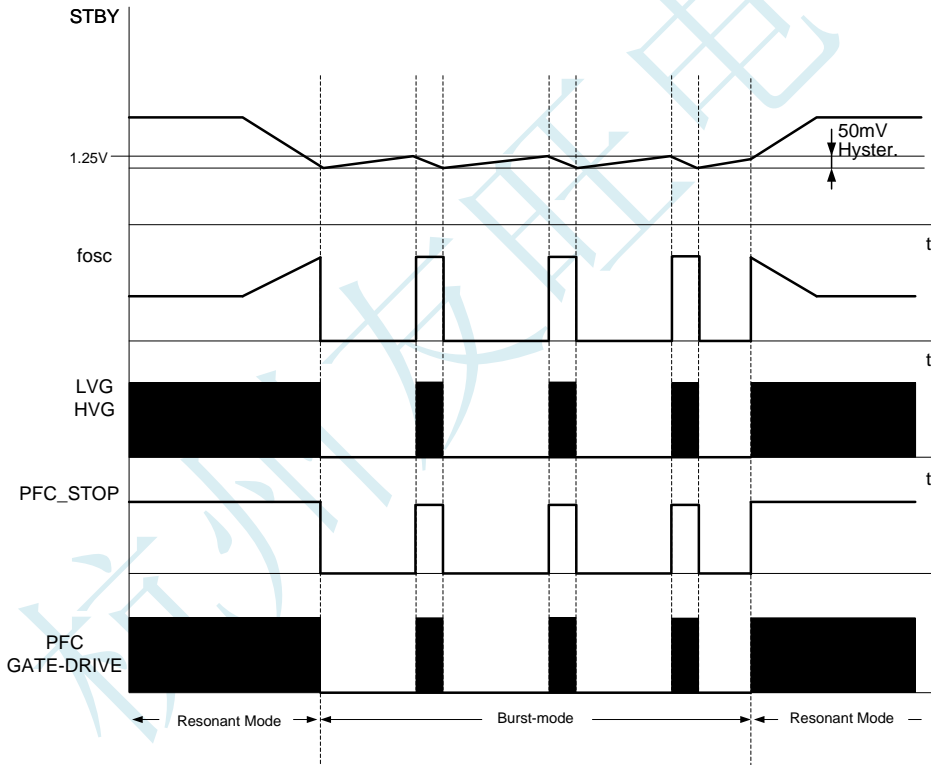


图23 依赖于负载的工作状态时序图

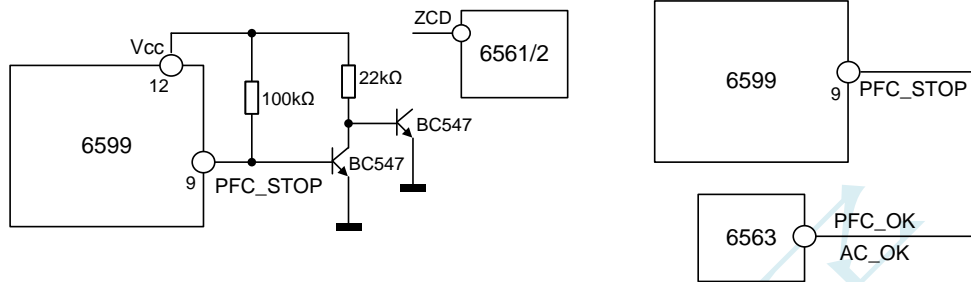


图24 6599在轻载时如何关闭PFC控制器的图示

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）。6599的软启动可以简单地由从4脚（RF_{min}）到地之间接入的一个R-C回路来实现（见图25）。

最初，电容C_{SS}处于完全放电状态，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，输出电压总是低于给定电压），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}：

$$f_{start} = \frac{1}{3 \cdot CF \cdot (R(F_{min} || R_{SS}))}$$

电容C_{SS}逐步被充电到基准电压值（2V），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}）。启动完成之前，输出电压的反馈信号总是紧挨着调控值，因此，它将确定光耦的光电三极管导通时的工作频率。

在这个频率扫描变化期间，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。这个频率的非线性变化，使得变换器能够很快地到达谐振频率（见图26）。

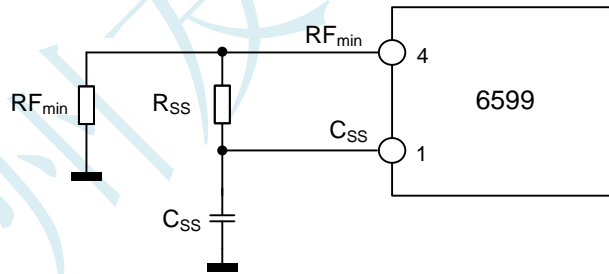


图25 软启动电路

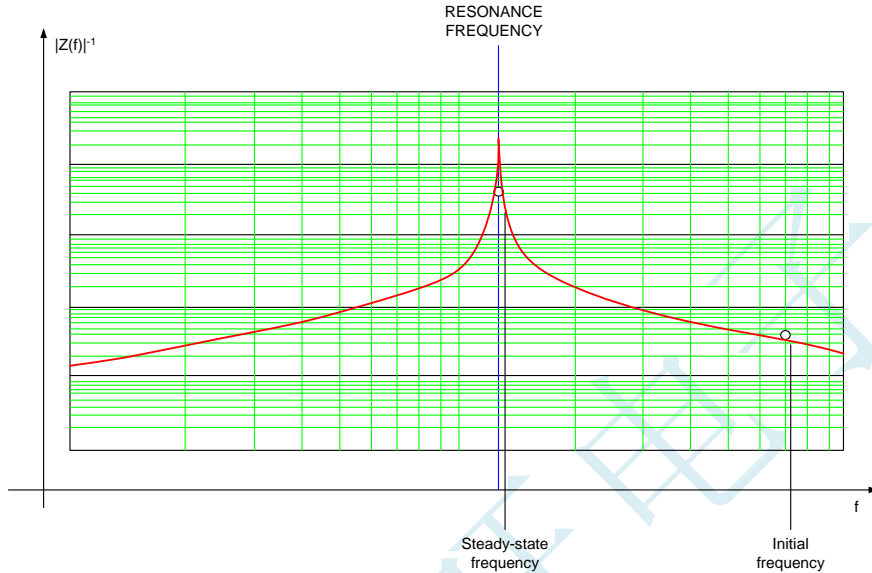


图26 谐振半桥的功率--频率曲线

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。一般 R_{SS} 和 C_{SS} 根据以下关系式选择：

$$R_{SS} = \frac{R_{Fmin}}{f_{start} - f_{min}}$$

$$C_{SS} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{R_{SS}}$$

这里给出的 f_{start} 至少是 f_{min} 的4倍。 C_{SS} 确认的标准完全是由经验而来的，是在软启动和有效地过流保护（OCP）之间折衷的（见下一节）。可在时序图28上查阅软启动阶段的一些重要的信息。

电流检测，过流保护和过载保护

谐振半桥从本质上是电压模式控制；因此一个输入电流的检测只是为了过电流保护（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。这个限流的方法被实现的效果。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（对于逐周限流模式），对于谐振半桥，这时，它必须首先提高振荡频率，而不可能迅速关断：它至少要看下一个周期频率的变化。这意味着用改变频率的变化来控制传输能量的变化太慢，反过来，逐周限制是不可行的，因此，主电流信号反馈必须测平均值。当然，测量平均值所用的时间不能太长，以致于不能将电流限制到最大值之下。

在图27和图28中给出了两种测量电流的方法。图29的电路简单，但测量电阻 R_s 上的功耗不可以忽略，对效率有害；图28的电路比较复杂，但功耗小，效率高，常常被推荐使用。

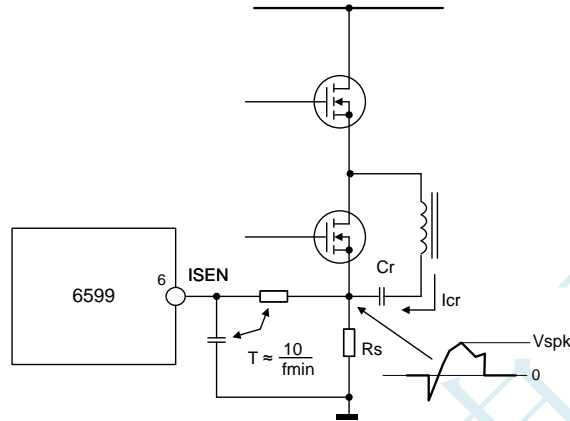


图27 使用检测电阻的电流检测方法

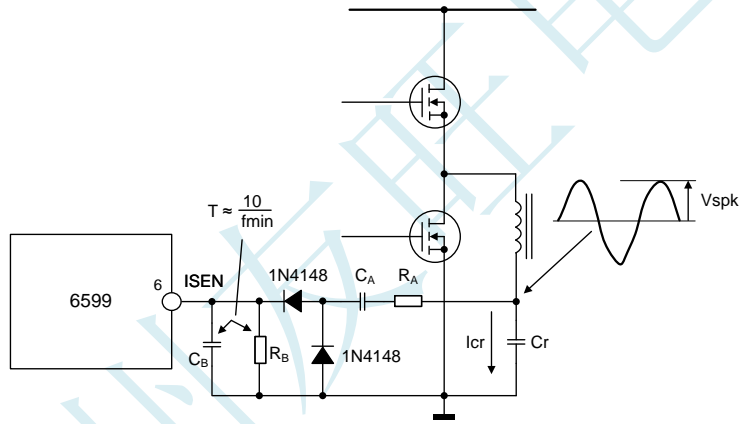


图28 使用电容分流的无损电流检测方法

电流检测通过6脚（ISEN）输入，是一个成熟的过电流管理系统。ISEN引脚内部连接到一只参考电压为0.8V的比较器的输入端，和另一只参考电压为1.5V的比较器的输入端。在图27和图28中，如果检测信号的电压达到0.8V，则造成内部开关启动使得启动电容器C_{SS}放电（参见第7.3章：软启动），导致振荡器的工作频率迅速增加，从而限制能量的传输。继续放电，直到ISEN脚的电压下降50mV；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。这样做的效果，导致在输出短路时，主回路的峰值电流几乎是一个恒定值。

正常时，ISEN脚的电压可能在0.8V之上；但当电压达到1.5V时，第二只比较器被触发，6599将停机，并且闭锁门极驱动输出，和下拉PFC_STOP引脚电平为低，因此关闭整个单元。在这种情况下，必须下拉IC的电源电压到UVLO门限之下，才能够重新启动。这样的事件也许会发生，如果启动电容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。

在图27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。这样，在低端MOS管被关断之后，切换时间更长，R_S上的压降与流经高端MOS管的电流有关，除了在谐振电流方向反转时期。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的值可近似用如下经验公式来计算：

$$R_s = \frac{V_{spkx}}{I_{Crpkx}} = \frac{5 \cdot 0.8}{I_{Crpkx}} = \frac{4}{I_{Crpkx}}$$

这里的 I_{Crpkx} 是流经谐振电容器和变压器一次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28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 与一只小电容 C_A 串联（不能超过几百pF，正好到限流峰值），电路工作象一个容性的分流器； C_A 的典型值的选择等于 $Cr/100$ 或更小，这是一个低损耗类型。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。

如果与电阻 R_A 串联的电容 C_A 并不足够小（几十nF），电路工作状态就象一个谐振电容 C_r 上的纹波电压通过这个传感器，在电流变换时涉及到 C_r 的电抗。再一个， $C_A = Cr/100$ 或更小，这次不必要一个低损耗类型， R_B （ $R_B \ll R_A$ ）通过下式计算：

$$R_B = \frac{0.8\pi}{I_{Crpkx}} \cdot \frac{\sqrt{R_A^2 + X_{C_A}^2}}{X_{C_r}}$$

这里， C_A 的电抗 X_{C_A} 和 C_r 的电抗 X_{C_r} 应该是在 $I_{Crpk} = I_{Crpkx}$ 所对应的适当频率下的值，再则， C_B 由 $R_B \cdot C_B = 10 / f_{min}$ 来确定。

无论使用哪一个电路， R_S 或 R_B 的取值都要经过实验进行修正。

在输出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二次绕组和整流器持续地存在，也会危及变换器的安全。要防止这样的损害发生，强迫变换器工作于断续工作状态，这样的平均电流的热应力很容易被变压器和整流器所消化掉。

使用6599的设计人员可以设定变换器允许过载或短路状态的最大工作时间TSH，对于过载和短路，持续较短的TSH时间，不会导致其它不良行为，因此，通常为系统设定的TSH时间都很短。相反地，如果TSH设定得较长，在过载或短路时，过流检测端超出过载保护OLP的值，变换器将被闭锁关闭，这违背了用户通过改变断续工作状态占空比以实现过载和短路保护的宗旨。

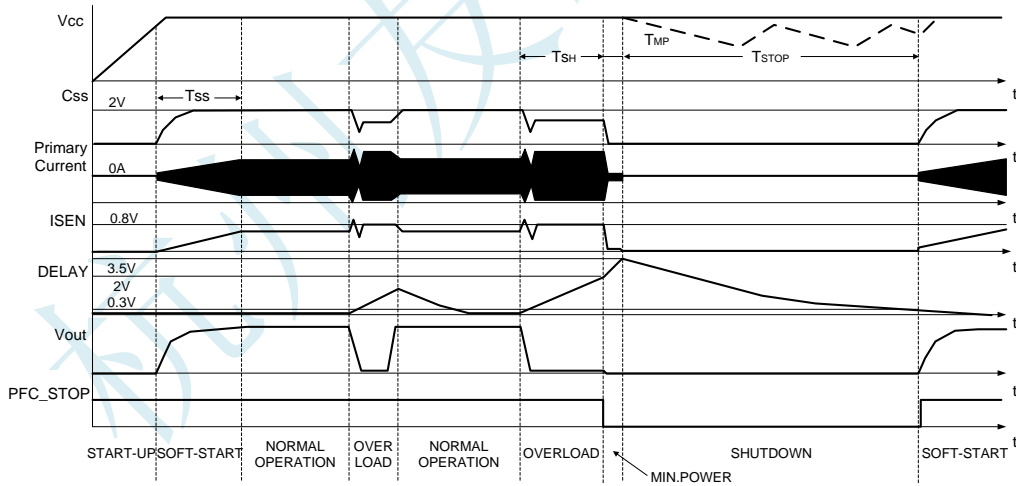


图29 软启动和过载延时停机时序图

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，首先启动第一只OCP比较器，除使 C_{SS} 放电外，还开启内部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，平均电流是依靠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，实际的延长时间会更长。

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}，C_{Delay}=1μF，大约T_{SH}=100ms。

一旦C_{Delay}被充电到2V，OCP比较器的输出迫使C_{SS}放电为低，并且150μA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：

$$T_{MP} = 10 \cdot C_{Delay}$$

T_{MP}的单位是ms，C_{Delay}的单位是μF。在这段时间里，6599的工作频率在起始频率f_{start}附近（参见：软启动），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，设备停机，并且PFC_STOP引脚的输出被拉低。同样地，内部电流源关闭，C_{Delay}上的电通过R_{Delay}慢慢地释放。当C_{Delay}上的电压低于0.3V时，IC重新开始工作，那将得到：

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

这个工作状态见时序图29。

注意，在T_{STOP}期间，如果6599的电源电压降到了UVLO门限之下，则集成电路保持记忆，并且当V_{CC}超出起始门限之后，如果V(Delay)高于0.3V，则集成电路不会重新启动。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。

闭锁关机

这个装置是设备用一个比较器，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。当外部引脚电压超过内部门限电压时，IC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。

这个功能有利于很容易地实现过温保护闭锁，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（负温度系数热敏电阻），一端接于外部基准电压，另一端与一只对地电阻分压，分压值接入DIS端。

通过一个输出电压检测和一个隔离光耦的耦合，也可以实现OVP（过电压保护）。

LINE检测功能

这个功能是让输入电压下降到指定范围时停机和返回到正常范围时重启。电压检测可以是功率因数校正输出电压或输入滤波电压。

6599通过一个内部电压比较器实现输入欠压停机，如图30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IC停机。在这种情况下，软启动电路被放电，PFC_STOP脚开通，IC能耗减少。当检测电压回升到参考电压之上，PWM操作被重新允许。这个比较器具有电流滞后作用，而不是通常的电压滞后作用：内部的1μA恒流源，在检测电压低于参考电压时关闭，高于参考电压时开通。

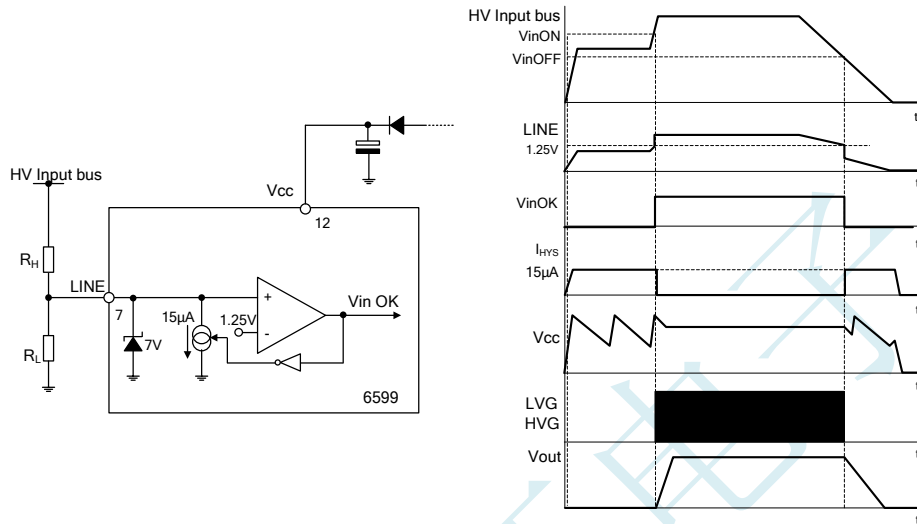


图30 LINE检测功能：内部框图和时序图

这种方法提供了另外一个自由度：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檻（如下所示）。利用内部比较器的滞后作用，通过修改其中的一个而自动地给定另一个。

关于图30的开机（ V_{inON} ）和关机（ V_{inOFF} ）门限，有如下的关系表达式：

$$\frac{V_{inON} - 1.25}{R_H} = 15 \cdot 10^{-6} + \frac{1.25}{R_H}$$

$$\frac{V_{inOFF} - 1.25}{R_H} = \frac{1.25}{R_H}$$

解得：

$$R_H = \frac{V_{inON} - V_{inOFF}}{15 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_L = R_H \cdot \frac{1.25}{V_{inOFF} - 1.25}$$

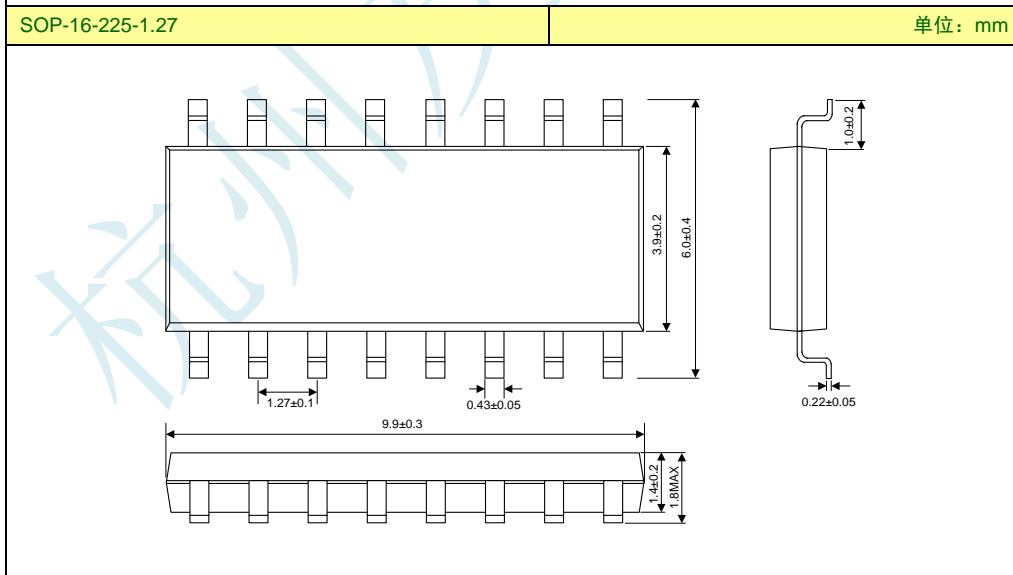
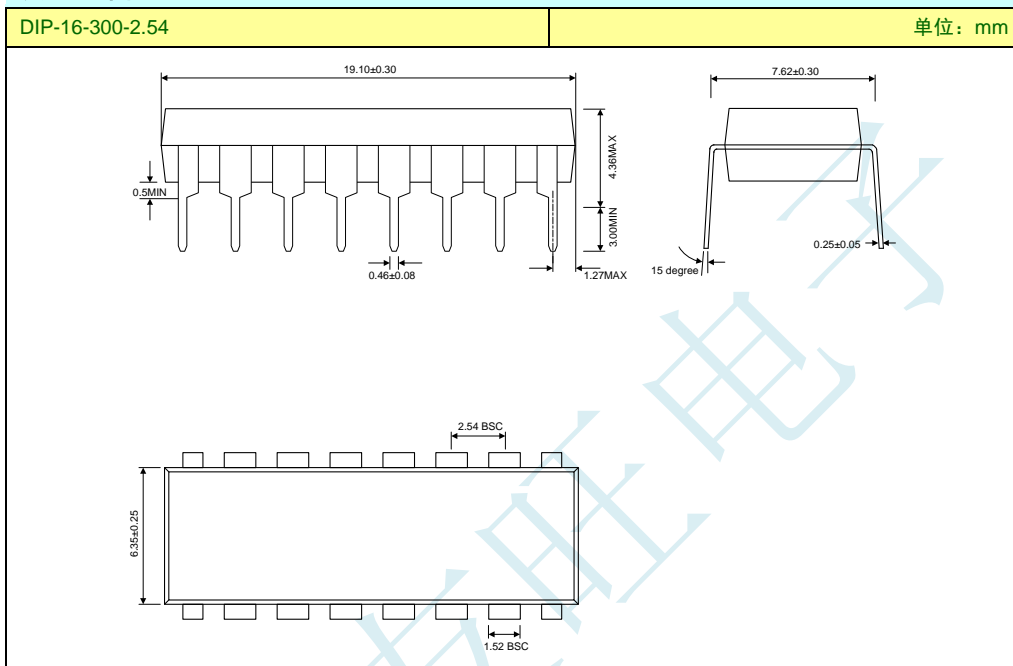
当LINE的低电压保护被激活时，PWM没有激活，因此 V_{CC} 电压（如果不是由另一个电源供电）将在启动和UVLO之间来回摆动，如图30中的时序图。

作为另外一项安全措施（例如分压采样电路中的对地电阻开路或漏设，或PFC电路输出电压异常过高），如果检测电压高于7V则停机。当检测电压回复到7V之下时，如果电源电压 V_{CC} 在UVLO之上，则IC重新启动。

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关机门限。

在这个脚对地接一只小电容器（例如1—10nF），用以防止这种故障。如果这个引脚不被使用，则其电压在1.25V—6V之间（最差也不会超过7V的门限值）。

封装外形图



防静电注意事项



产品的内置 ESD 防护有限。产品存储时，应做好静电防护，以防静电对电路造成损坏。

声明

对于杭州友旺电子有限公司的所有规格的产品，任何由于在使用过程中超过—即使瞬间超过额定数值（如最大值、工况范围，或其他参数）而造成损坏，本公司概不承担任何责任。本公司的产品不可用于人体生命维持设备或系统（这些设备的失灵或故障可能导致人身伤害）。未经授权，不得进行全部或者部分复制。本公司保留说明书的更改权，恕不另行通知。