

## 零电压开关的谐振转换控制器 TEA1610

## 特点

- 集成的高电压电平移位功能
- 集成的高电压自举二极管
- 片内含有跨导误差放大器，用于超高电阻的稳压反馈
- 用于过流和过压保护的锁定关断电路
- 起动电流低(绿色功能)
- 最高和最低频率可调
- 死区时间可调
- 欠压锁定

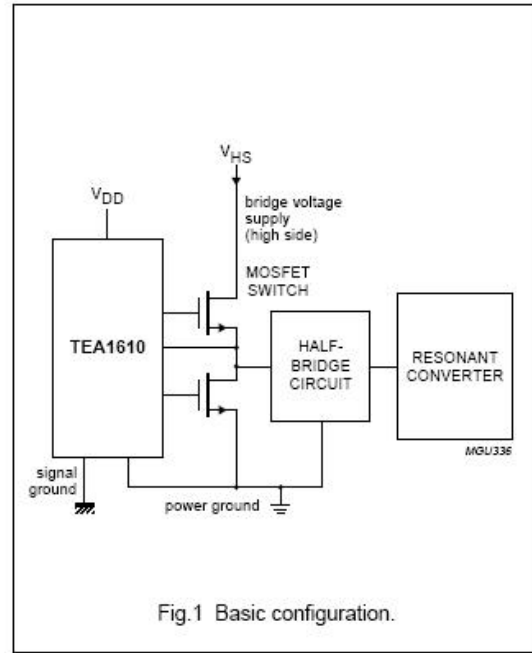


图 1 基本配置

## 概述

TEA1610 是一个单片集成电路，由高压 DMOS 工艺来实现。用来控制零电压开关谐振转换器的是一种高电压控制器。本 IC 芯片为半桥电路配置中的两个分立的 MOSFET 功率管提供驱动功能，芯片还包括电平移位电路，频率范围可精确编程的振荡器，锁定关闭功能以及跨导误差放大器。

为了保证精确的 50% 开关占空比，在传输到输出驱动器之前，振荡器信号通过一个二分频的触发器。该电路非常灵活，可广泛用于不同的市电电压。

## 应用

- 电视和监视器电源
- 高压功率电源

## 快速参考数据

符号	参数	条件	最大值	单位
$V_{HS}$	桥电压源(高端)		600	V
$I_{GH(source)}; I_{GL(source)}$	栅极驱动源电流		-225	mA
$I_{GH(sink)}; I_{GL(sink)}$	栅极驱动吸收电流		300	mA
$f_{bridge(max)}$	最大的桥频率	$C_f=100pF$ (参见图 10)	550	kHz
$V_{I(CM)}$	误差放大器共模输入电压		2.5	V

订货信息

型号	封装		
	名称	描述	型式
TEA1610P	DIP16	塑料双列直插封装; 16 引脚(300 mil); 长体	SOT38-1
TEA1610T	SO16	塑料小体积封装; 16 引脚; 体宽 3.9 mm; 间隔高度低	SOT109-2

框图

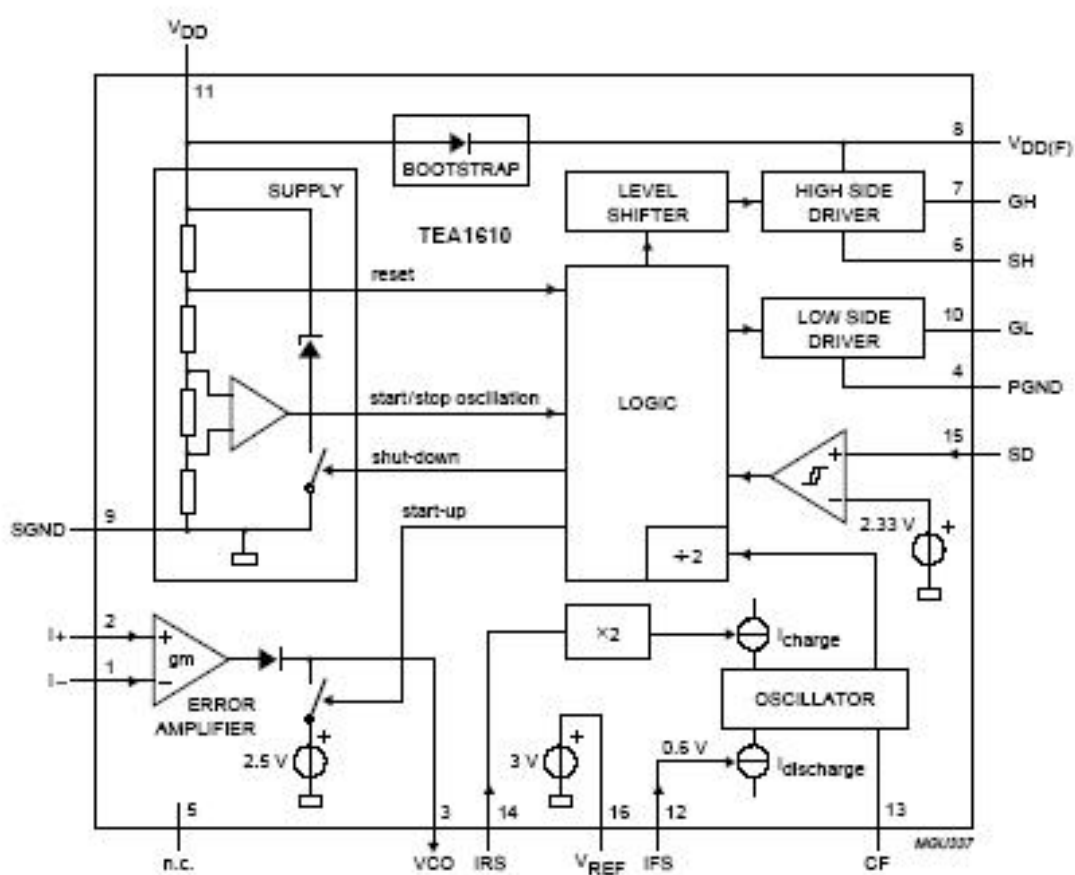


Fig.2 Block diagram.

图 2 IC 块图

管脚

符号	管脚	描述
I <sub>-</sub>	1	误差放大器反相输入端
I <sub>+</sub>	2	误差放大器同相输入端
VCO	3	误差放大器输出
PGND	4	电源地
n.c.	5	不连接(高压间隔器)
SH	6	高端开关管源极
GH	7	高端开关管栅极
V <sub>DD(F)</sub>	8	高端驱动器浮动电源电压
SGND	9	信号地
GL	10	低端开关管栅极
V <sub>DD</sub>	11	源电压
IFS	12	振荡器放电电流输入
CF	13	振荡器电容
IRS	14	振荡器充电电流输入
SD	15	关闭(断)输入
V <sub>REF</sub>	16	参考电压

功能描述

起动

当 V<sub>DD</sub> 上所施加的电压达到 V<sub>DD(initial)</sub>(参见图 5) 时, 低端的功率开关导通, 而高端的功率开关则保持在不导通状态。这种起动输出状态保证了自举电容 (C<sub>boot</sub>) 的初始充电, 自举电容用来为高端驱动器提供浮动电源。

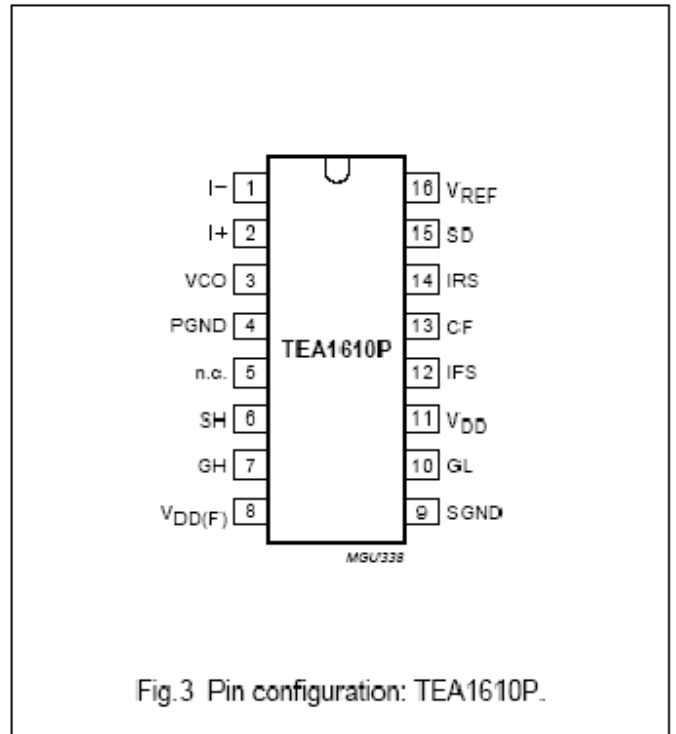


Fig.3 Pin configuration: TEA1610P.

图 3 引脚排列: TEA1610P

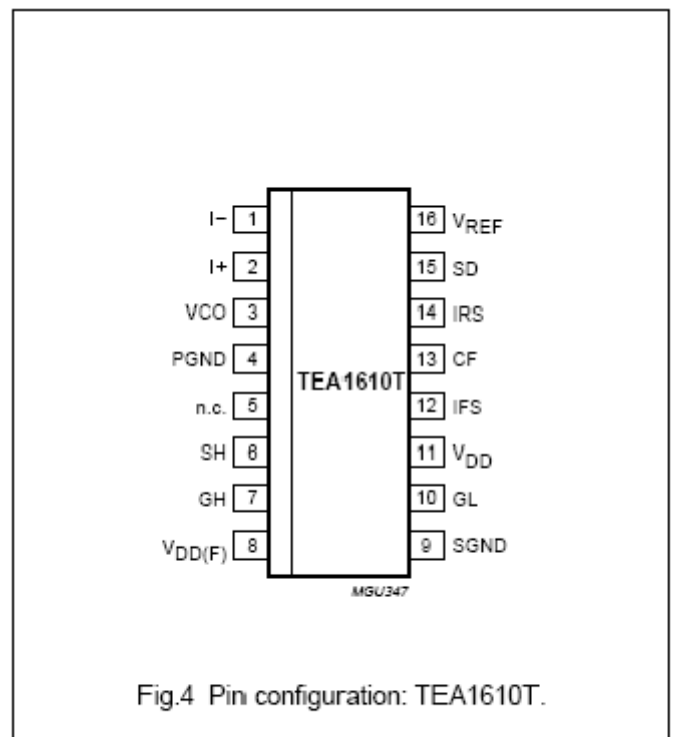


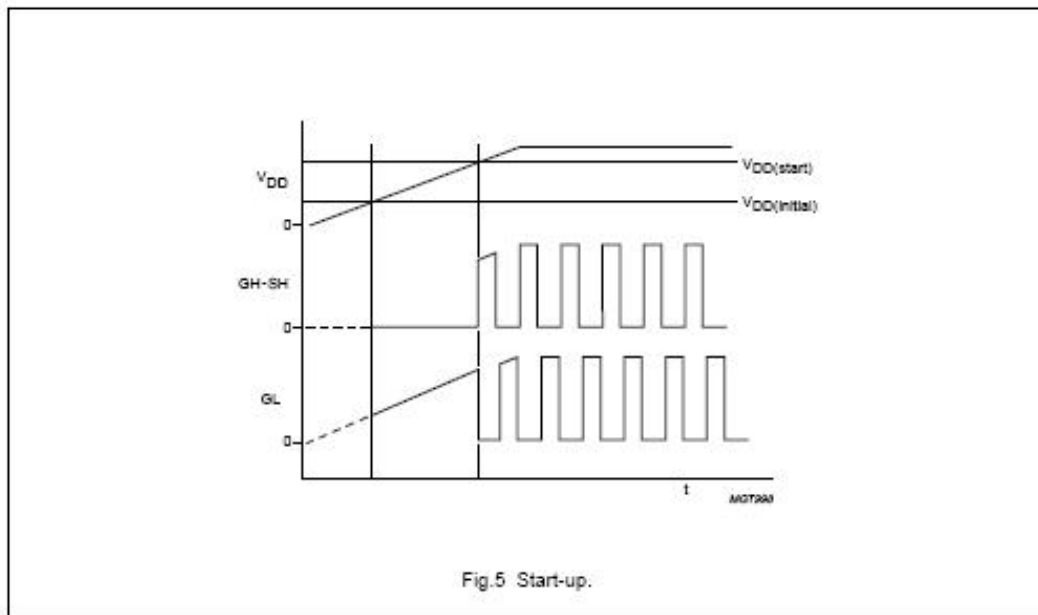
Fig.4 Pin configuration: TEA1610T.

图 4 引脚排列: TEA1610T

起动期间, 以主频电容(C<sub>f</sub>)上的电压为零, 来定义起动状态。误差放大器的输出电压保持为恒定(典型

值为 2.5 伏), 且当  $V_{DD}$  达到起动电平的瞬间, 电压(值)大约为最大幅值的 80%时转换开始。

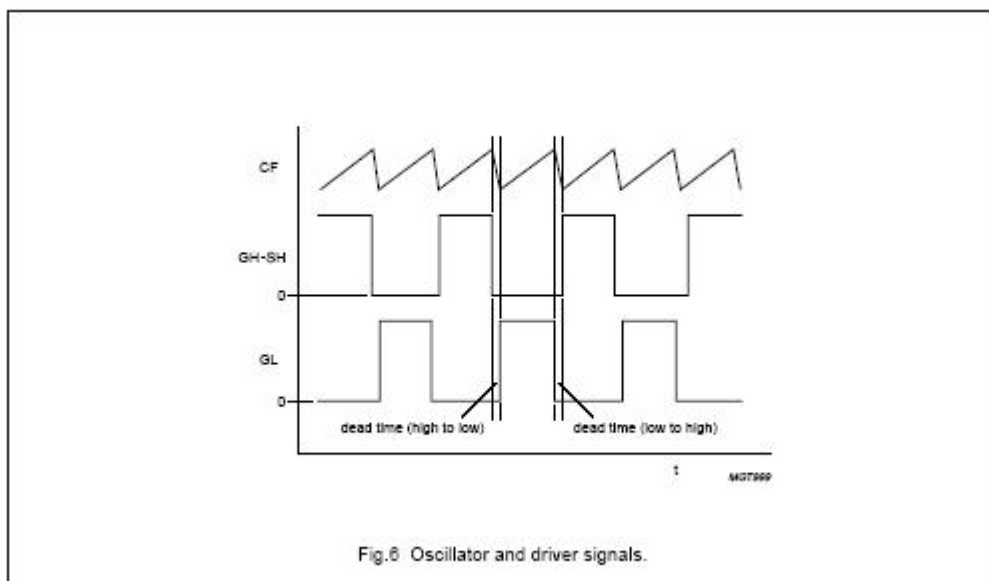
这种起动状态一直保持到  $V_{DD}$  达到起动电平(13.5 伏)为止, 振荡器被激活, 而且转换器开始工作。



## 振荡器

内部振荡器属于电流控制振荡器, 它产生一个锯齿波输出信号。锯齿波的频率由外部电容  $C_f$  和流入 IFS 和 IRS 管脚的电流来决定。

最低频率和死区时间由电容  $C_f$  和电阻  $R_{f(min)}$  以及  $R_{dt}$  来设定; 最高频率由电阻  $R_{\Delta f}$  来设定(参见图 10)。振荡器频率应精准地为桥频率的两倍, 以获取精确的 50% 占空比。图 6 中给出了振荡器和驱动器信号的总波形图。



**死区时间电阻  $R_{dt}$**  (参见图 10)

死区时间电阻  $R_{dt}$  连接在 3V 参考电压管脚( $V_{REF}$ )和 IFS 电流输入管脚之间。IFS 管脚上的电压恒定地保持在与温度无关的 0.6V。流入 IFS 管脚的电流由电阻  $R_{dt}$  的值和该电阻上的 2.4V 压降确定；IFS 的输入电流等于电容  $C_f$  的放电电流，并且决定了振荡器的下降(沿)斜率。

使用下降斜率时间来产生死区时间( $t_{dt}$ )，死区时间是指半桥电路开关的两个依次开关动作之间的时间(见图 6):

$$I_{IFS} = \frac{2.4V}{R_{dt}}$$

$$t_{dt} = \frac{C_f \times \Delta V_{Cf}}{I_{IFS}}$$

$$t_{IFS} = t_{dt}$$

**最低频率电阻(参见图 10)**

电阻  $R_{f(min)}$  连接在  $V_{REF}$  管脚(3V 参考电压)和 IRS 电流输入(保持为不受温度影响的 0.6V 电压电平)管脚之间。电容  $C_f$  的充电电流是 IRS 管脚的输入电流的两倍。

电阻  $R_{f(min)}$  上有 2.4V 的压降，如果控制电流为零，它的阻值即可确定电容  $C_f$  的最小充电电流(上升沿)。

最低频率由该最小充电电流( $I_{IRS1}$ )和放电电流来确定:

$$I_{IRS1} = \frac{2.4V}{R_{f(min)}}$$

$$t_{IRS1} = \frac{C_f \times \Delta V_{Cf}}{2 \times I_{IRS1}}$$

$$f_{min} = \frac{1}{t_{dt} + t_{IRS1}}$$

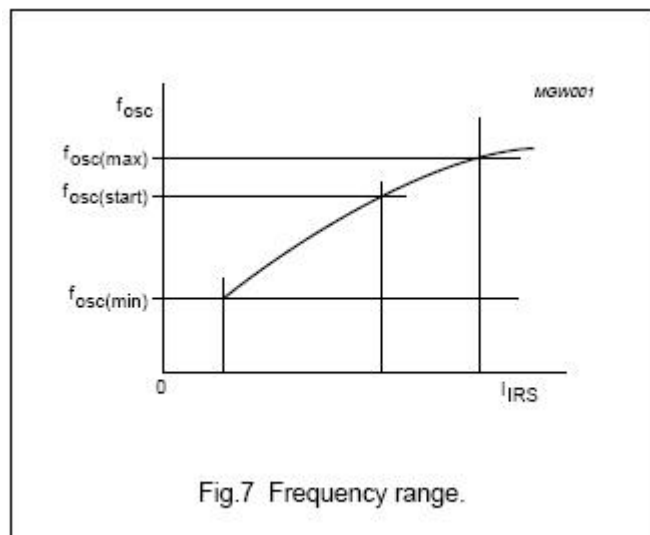


Fig.7 Frequency range.

**最高频率电阻**

通过改变半桥转换器的频率来稳定输出电压，最高频率由电阻  $R_{\Delta f}$  确定，电阻  $R_{\Delta f}$  连接在误差放大器的输出 VCO 和振荡器的电流输入管脚 IRS 之间。流经电阻  $R_{\Delta f}$  的电流( $I_{IRS2}$ )被添加到经过电阻  $R_{f(min)}$  的电流中，结果充电电流  $I_{Cf}$  增加且振荡频率增加。由于

振荡器的下降(沿)斜率是恒定的，则输出频率和充电电流之间的关系并不是一个线性函数(见图 7 和 9)：

$$I_{IRS2} = \frac{V_{VCO} - 0.6}{R_{\Delta f}}$$

$$t_{IRS2} = \frac{C_f \times \Delta V_{Cf}}{I_{IRS1} + I_{IRS2}} \times 2$$

误差放大器的最大输出电压和  $R_{\Delta f}$  的值决定了最高频率：

$$I_{IRS2(max)} = \frac{V_{VCO(max)} - 0.6}{R_{\Delta f}}$$

$$t_{IRS(min)} = \frac{C_f \times \Delta V_{Cf}}{I_{IRS1} + I_{IRS2(max)}} \times 2$$

$$f_{max} = \frac{1}{T_{osc}}$$

$$T_{osc} = t_{IRS(min)} + t_{IFS}$$

在低频区域，桥电路的频率精度最优；在较高的频率段，死区时间和振荡器频率均显现出衰减。

振荡器的频率取决于电容  $C_f$  的值，峰峰值电压的摆动量  $V_{Cf}$  和充电及放电电流。尽管如此，在较高的频率段上由于电路的延迟，精度会下降。

### 误差放大器

误差放大器是一个跨导放大器，因此 VCO 脚的输出电流由放大器的跨导和输入管脚  $I_+$  及  $I_-$  上的差分电压决定。输出电流  $I_{VCO}$  传输到电流控制振荡器的 IRS 输入管脚。

当差分输入电压为正时，误差放大器的源(输出)能力增大了 IRS 管脚中的电流。因此最小电流由电阻  $R_{f(min)}$  确定，且最低频率的设定与误差放大器的特性无关。

当输出电压达到 2.5V 时，误差放大器具有 0.5mA 的最大输出电流。如果源电流减小，振荡器的频率也会减小，结果得到一个更大(高)的稳定输出电压。

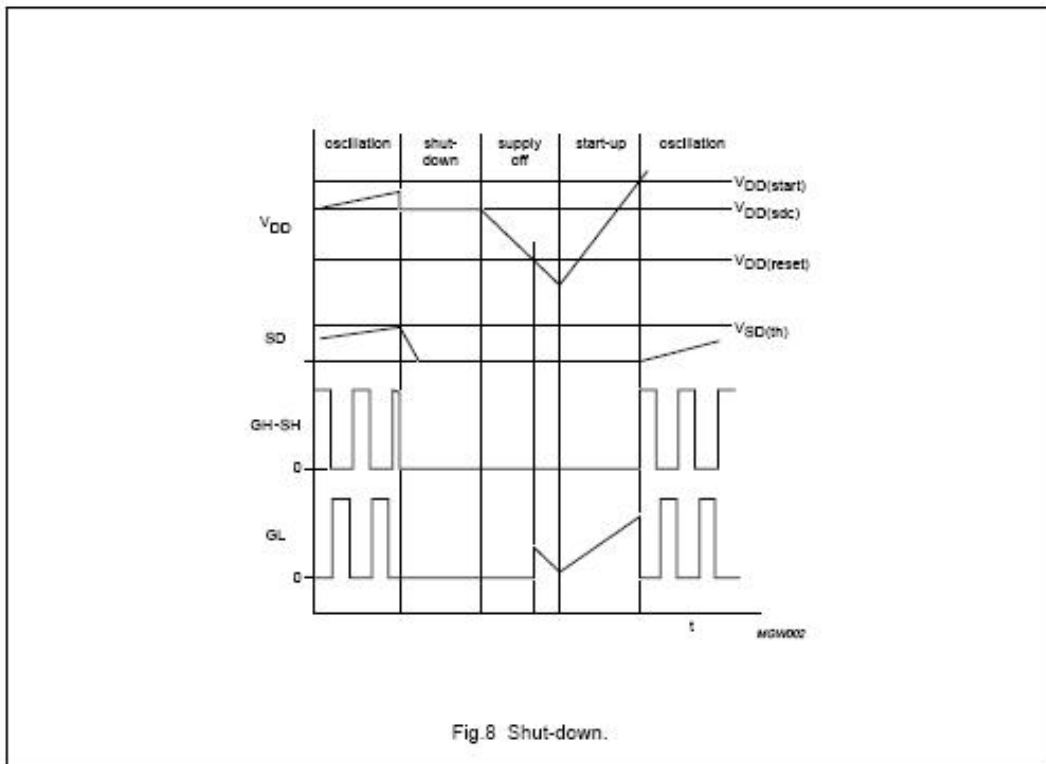
在起动期间，放大器的输出电压保持为 2.5V 的恒定值。起动之后该电压电平和电阻  $R_{\Delta f}$  一起确定了 TEA1610 的初始开关频率。

### 关断

关断输入(SD)具有一个精确的 2.33V 的阈值电平。当输入至 SD 管脚上的电压达到 2.33V 时，两个功率开关都立刻关断，且 TEA1610 进入关闭(断)方式。

在关闭方式下，管脚  $V_{DD}$  由一个内部齐纳二极管箝位在 12.0V 电位 1mA 的输入电流上。由于关闭方式下输入至 TEA1610 的电源电流低，该箝位二极管会防止  $V_{DD}$  上升超过 14V 的额定值。

当 TEA1610 处于关闭方式时，只有将  $V_{DD}$  的值降至  $V_{DD}$  的复位电平(典型值 5.3V)以下时，它才可以被重新激活。于是关闭锁定状态被复位，且可以开始一个新的起动周期(见图 8)。



### 限值

符合绝对最大额定值体系规则(IEC60134)；所有电压值均为对地管脚的参考值，地管脚必须与外部连接；正电流流入 IC。

符号	参数	条件	最小值	最大值	单位
电压					
$V_{SH}$	高端驱动器电压		0	600	V
$V_{DD}$	电源电压		0	14	V
$V_{I+}$	放大器非反相输入电压		0	5	V
$V_{I-}$	放大器反相输入电压		0	5	V
$V_{SD}$	关闭端输入电压		0	5	V

电流					
$I_{IFS}$	振荡器下降斜率输入电流		—	1	mA
$I_{IRS}$	振荡器上升斜率输入电流		—	1	mA
$I_{REF}$	$V_{REF}$ 源电流		—	-2	mA
功率和温度					
$P_{tot}$	总的消耗功率	$T_{amb} < 70^{\circ}C$	—	0.8	W
$T_{amb}$	环境温度	工作时	-25	+70	$^{\circ}C$
$T_{stg}$	存储温度		-25	+150	$^{\circ}C$
相关处理					
$V_{ES}$	静电处理电压	注释 1	—	2000	V
		注释 2	—	200	V

### 注释

1. 人体模型的 2 级：相当于一个 100pF 的电容通过一串联的 1.5k $\Omega$  电阻进行放电。
2. 机器模型 2 级：相当于一个 200pF 的电容通过一 0.75  $\mu$ H 的线圈和 10 $\Omega$  电阻进行放电。

### 热学特性

符号	参数	条件	值	单位
$R_{th(j-a)}$	从 PN 结到环境的热电阻	自然通风	100	k/W
$R_{th(j-pin)}$	从 PN 结到管脚的热电阻		50	k/W

### 质量规格

符合“SNW-FQ-611-E”。

### 特点

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
高压管脚 VDD (F), GH 和 SH						
$I_L$	漏电流	$V_{DD} (F), V_{GH}$ 和 $V_{SH}=600V$	-	-	30	$\mu A$
电源管脚						
VDD (initial)	确定驱动器输出的电源电压	低端导通; 高端关断	-	4	5	V
VDD (start)	振荡器起动的电压		12.9	13.4	13.9	V
VDD (stop)	振荡器停振电压		9.0	9.4	9.8	V



VDD (hys)	起动-停止滞后电压		3.8	4.0	4.2	V
VDD (sdc)	关闭箝位电压	低端关断; 高端关断; IDD=1mA	11.0	12.0	13.0	V
VDD (reset)	复位电压		4.5	5.3	6.0	V
IDD	电源电流	低端导通; 高端关断	130	180	220	uA
	起动	Cf=100pF; IIFS=0.5mA;	-	2.4		mA
	运行	IIRS=50uA; CO=200PF note 1	-	130		uA
	关闭	低端关断; 高端关断; VDD=9V				
参考电压管脚 V <sub>REF</sub>						
VREF	参考电压	IREF=0 mA	2.9	3.0	3.1	V
IREF	电流容量	Source only	-1.0	-	-	mA
ZO (VREF)	输出阻抗	IREF=-1mA	-	5.0	-	Ω
$\Delta V_{REF}/\Delta T$	温度系数	IREF=0; T <sub>j</sub> =25 to 150°C	-	-0.3	-	mV/K
电流控制振荡器管脚 IRS, IFS, CF						
I <sub>CF (ch) (min)</sub>	最小 CF 充电电流	IIRS=15uA; VCF=2V	28	30	32	uA
I <sub>CF (ch) (max)</sub>	最大 CF 充电电流	IIRS=200uA; VCF=2V	340	380	420	uA
VIRS	管脚 IRS 电压	IIRS=200uA	570	600	630	mV
I <sub>CF (dis) (min)</sub>	最小 CF 放电电流	IIRS=50uA; VCF=2V	47	50	53	uA
I <sub>CF (dis) (max)</sub>	最大 CF 放电电流	IIRS=1mA; VCF=2V	0.93	0.98	1.03	mA
VIFS	管脚 IFS 电压	IIFS=1mA	570	600	630	mV
f <sub>bridge (min)</sub>	最低桥频率 (稳定运行情况)	Cf=100pF; IIFS=0.5mA; IIRS=50uA; f <sub>bridge</sub> =f <sub>osc</sub> /2	188	200	212	kHz
f <sub>bridge (max)</sub>	最高桥频率	Cf=100pF; IIFS=1mA; IIRS=200uA; f <sub>bridge</sub> =f <sub>osc</sub> /2; note 2	450	500	550	kHz

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{CF(L)}$	CF 掉电低电平	直流电平	-	1.27	-	V
$V_{CF(H)}$	CF 掉电高电平	直流电平	-	3.0	-	V
$V_{cf(p-p)}$	$C_f$ 电压 (峰-峰值)		1.63	1.73	1.83	V
$t_{dt}$	死区时间	$C_f=100pF; I_{FS}=0.5mA$	0.37	0.40	0.43	us
驱动器输出						
$I_{GH(source)}$	高端输出源电流	$V_{DD(F)}=13V; V_{SH}=0; V_{GH}=0$	-135	-180	-225	mA
$I_{GH(sink)}$	高端输出吸收电流	$V_{DD(F)}=13V; V_{SH}=0; V_{GH}=13V$	-	300	-	mA
$I_{GL(source)}$	低端输出源电流	$V_{GL}=0$	-135	-180	-225	mA
$I_{GL(sink)}$	低端输出吸收电流	$V_{GL}=14V$	-	300	-	mA
$V_{GH(H)}$	高端输出电压为高	$V_{DD(F)}=13V; V_{SH}=0; I_{GH}=10mA$	10.8	12	-	V
$V_{GH(L)}$	高端输出电压为低	$V_{DD(F)}=13V; V_{SH}=0; I_{GH}=10mA$	-	0.2	0.5	V
$V_{GL(H)}$	低端输出电压为高	$I_{GL}=10mA$	10.8	12	-	V
$V_{GL(L)}$	低端输出电压为低	$I_{GL}=10mA$	-	0.2	0.5	V
$V_{d(boot)}$	自举二极管压降	$I=5mA$	1.5	1.8	2.1	V
关闭输入管脚 SD						
$I_{SD}$	输入电流	$V_{SD}=2.33V$	0	0.2	0.5	uA
$V_{SD(th)}$	阈值电平		2.26	2.33	2.40	V
误差放大器管脚						
$I_{I(CM)}$	共模方式输入电流	$V_{I(CM)}=1V$	-	-0.1	-0.5	uA
$V_{I(CM)}$	共模方式输入电压		-	-	2.5	V
$V_{I(offset)}$	输入偏置电压	$V_{I(CM)}=1V; I_{VCO}=-10mA$	-2	0	+2	mV
$g_m$	跨导	$V_{I(CM)}=1V; source\ only$	-	330	-	uA/mV
$A_o$	开环增益	$R_L=10K\ \Omega\ to\ GND; V_{I(CM)}=1V$	-	70	-	dB
$GB$	增益带宽乘积	$R_L=10K\ \Omega\ to\ GND; V_{I(CM)}=1V$	-	5	-	MHz
$V_{VCO(max)}$	最大输出电压	运行时; $R_L=10K\ \Omega\ to\ GND$	3.2	3.6	4.0	V

I <sub>VCO(max)</sub>	最大输出电流	运行时; V <sub>VCO</sub> = 1V	-0.4	-0.5	-0.6	mA
V <sub>VCO(start)</sub>	起动时输出电压	I <sub>VCO</sub> = 0.3mA	2.30	2.50	2.70	V

应用信息

图 10 显示了使用 TEA1610 的零电压开关谐振转换器应用的实例。关断方式时，7.5V 的齐纳二极管将 V<sub>DD</sub> 电压下拉至 9.4V 的截止电平以下，且半桥电路未被驱动。导通方式时，TEA1610 通过高阻值泄漏电阻进行起动；在通过振荡起动电平之后，TEA1610 进入正常的工作状态，并且耗用由 12V 供给的正常的电源电流。死区时间由 R<sub>dt</sub> 和 C<sub>f</sub> 设定；最低频率由 R<sub>f(min)</sub> 进行调整，并且频率范围由 R<sub>Δf</sub> 进行设定。输出电压由连接到误差放大器的反相输入端的电位器进行调节，并通过一个反馈电路进行稳压；关闭(断)输入端被用做为过压保护。为了防止干扰，可以将滤波电容另加到 IFS, IRS 和 V<sub>REF</sub> 等管脚上，每个滤波电容的最大值为 100pF。

图 9 中给出了应用实例的实际值，其中在电容 C<sub>f</sub> =220pF 时，所测振荡器的频率作为充电电流 I<sub>IRS</sub> 的函数显示出。注意，实测频率(曲线)的斜率与“最高频率电阻”一段中所描述的理论上的频率(设定的频率)有所不同。

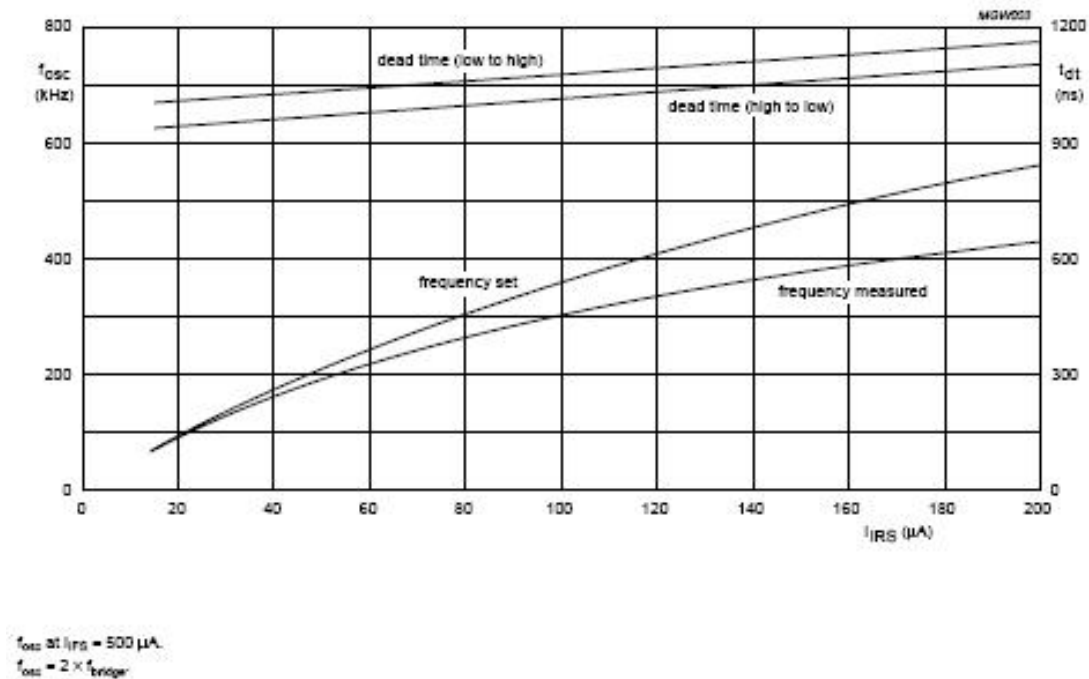
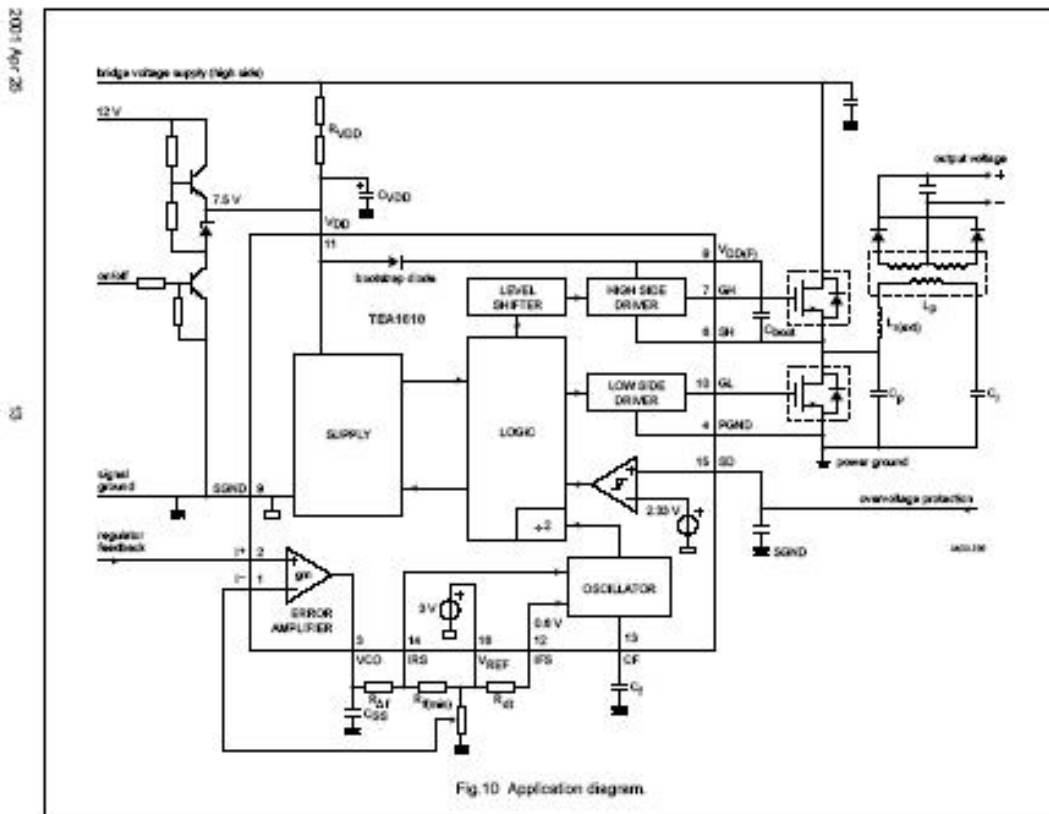


Fig.9 Oscillator frequency and measured dead time as functions of charge current I<sub>IRS</sub>.

所测死区时间与充电电流(总的流入管脚 IRS 的电流)有关，从而与振荡器的频率有直接的关系。

在具有与电容 C<sub>f</sub> 相同值的应用中，对于某个最大频率，可以使用所测频率曲线来确定所需电阻 R<sub>Δf</sub> 的值。

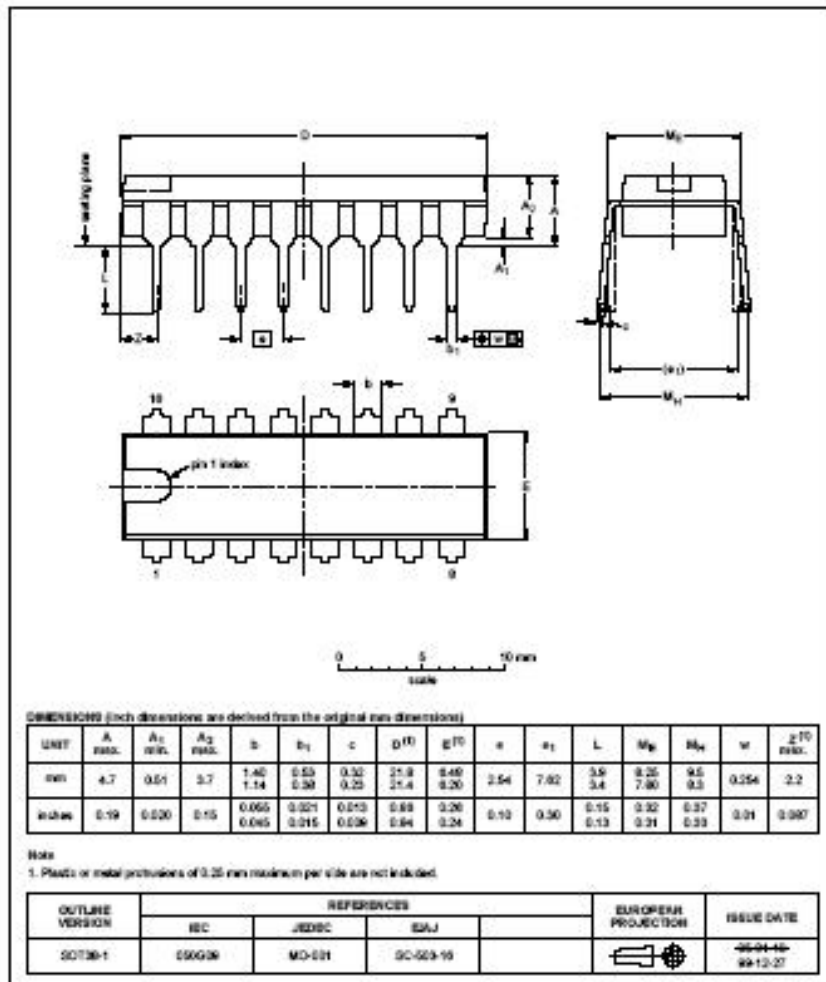
在应用报告“ AN9901I ”中，可以找到更多的应用信息。



封装信息

DIP16: plastic dual in-line package; 16 leads (300 mil); long body

SOT38-1



SOT109: plastic small outline package; 16 leads; body width 3.9 mm; low stand-off height

SOT109-2

