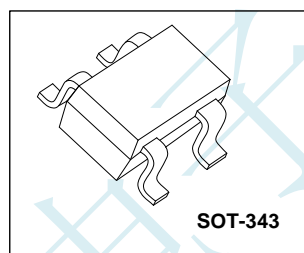


低噪声E-pHEMT晶体管

描述

61400是一款高动态范围、低噪声的增强型伪高电子迁移率晶体管（E-PHEMT），采用表面贴装的SOT-343塑料封装。

61400结合了高增益、高线性度和低噪声特性，适用于蜂窝基站、个人通信服务（PCS）基站、微波多路分配（MMDS）系统等其它450 MHz至6 GHz频率范围内的系统。



特点

- * 高线性度
- * 增强型工艺技术^[1]
- * 低噪声系数
- * 产品规格一致性良好
- * 表面贴装的小型塑料封装SOT-343

规格

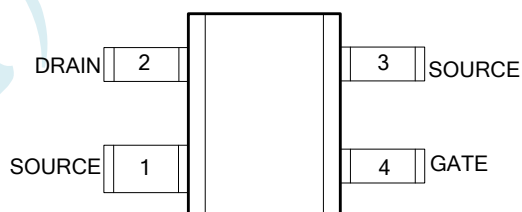
- * 2 GHz; 3V, 60 mA (典型值)
- * 输出三阶交调点: 36.2 dBm
- * 输出1 dB增益压缩点功率: 20.4 dBm
- * 噪声系数: 0.5 dB
- * 相关增益: 16.6 dB

应用

- * 蜂窝、个人通信服务（PCS）基站应用低噪声放大器
- * 无线局域网（WLAN）、微波多路分配（MMDS）系统中的低噪声放大器
- * 其它450MHz~6GHz频率范围内的超低噪声应用

注:1. 增强型工艺只需要正的Vgs电压，不需要传统耗尽型器件相关的负栅极电压。

管脚排列图



YW61400

产品订购信息

产品名称	封装形式	打印名称	环保等级	包装
61400-SE4-R-R	SOT-343	6LXX	RoHS	编带

61400 - SE4 - R - R

包装类型: 料管 (Tube) T, 卷盘编带 (Tape Reel) R,
防静电袋 (Bulk) K, T092编带 (Tape Box) B
绿色包装: R: RoHS
封装外形: SE4: SOT-343
产品型号

绝对最大额定值^[1]

参数	符号	绝对最大值	单位
漏源极电压 ^[2]	V_{DS}	5	V
门源电压 ^[2]	V_{GS}	-5 to 1	V
栅漏电压 ^[2]	V_{GD}	-5 to 1	V
漏电流 ^[2]	I_{DS}	120	mA
总功耗	P_{diss}	725	mW
射频输入功率 ($V_{ds}=3V, I_{ds}=60mA$)	$P_{in\ max.}$ (ON mode)	20 ^[3]	dBm
射频输入功率 ($V_{d}=0, I_{ds}=0A$)	$P_{in\ max.}$ (OFF mode)	20	dBm
栅源电流	I_{GS}	2 ^[3]	mA
通道温度	T_{CH}	150	°C
储存温度	T_{STG}	-65 to 150	°C

1. 超过以上任一参数工作都可能导致器件永久性损坏。
2. 假定直流静态条件。
3. 若IGS限制为2 mA, 该器件可处理+20 dBm的射频输入功率。

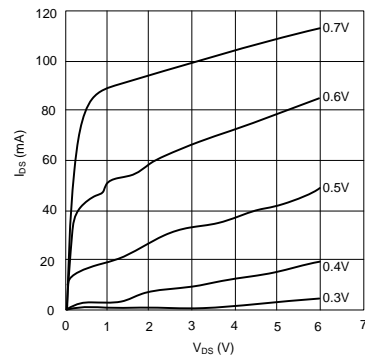


图1. 典型的 I-V 曲线
(V_{GS} = 每步0.1 V)

电气特性 (T_A=25°C, 测试电路中的典型射频参数)

参数	测试条件	符号	最小值	典型值 ^[2]	最大值	单位
工作栅极电压	V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA	V _{gs}	0.4	0.59	0.75	V
阈值电压	V _{ds} = 3V, I _{ds} = 4 mA	V _{th}	0.18	0.38	0.52	V
饱和漏电流	V _{ds} = 3V, V _{gs} = 0V	I _{dss}	-	1	5	μA
跨导	V _{ds} = 3V, gm = ΔI _{dss} /ΔV _{gs} ΔV _{gs} = 0.75 - 0.7 = 0.05V	G _m	230	410	560	mS
栅极泄露电流	V _{gd} = V _{gs} = -3V	I _{gss}	-	-	200	μA
噪声系数 ^[1]	f = 2 GHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA	NF	-	0.5	0.9	dB
	f = 900 MHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA		-	0.3	-	
相关增益 ^[1]	f = 2 GHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA	G _a	15	16.6	18.5	dB
	f = 900 MHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA		-	23.4	-	
输出三阶交调点 ^[1]	f = 2 GHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA	OIP3	33	36.2	-	dBm
	f = 900 MHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA		-	35.5	-	
输出1dB压缩点功率 ^[1]	f = 2 GHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA	P1dB	-	20.4	-	dBm
	f = 900 MHz V _{ds} = 3V, I _{ds} = 60 mA		-	18.4	-	

注:

1. 使用图2所示测试电路测得数据。

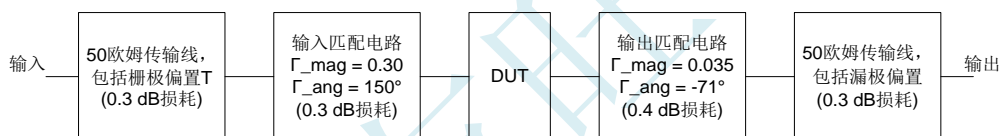


图2. 2 GHz电路测试框图，用于NF、G_a、P1dB和OIP3的测量。注意最佳噪声匹配和相关阻抗匹配损耗之间的折中。电路损耗已从实际测量中去除。

典型性能曲线

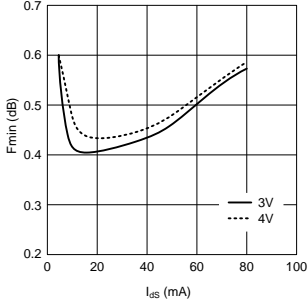


图3. Fmin vs. I_{ds} 和 V_{ds} 在2GHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

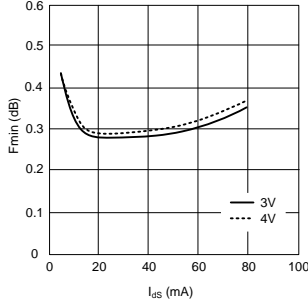


图4. Fmin vs. I_{ds} 和 V_{ds} 在900MHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

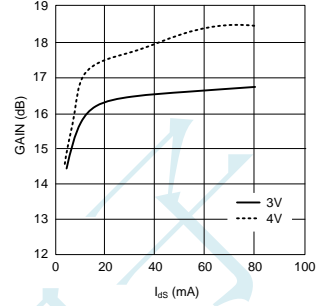


图5. Gain vs. I_{ds} 和 V_{ds} 在2GHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

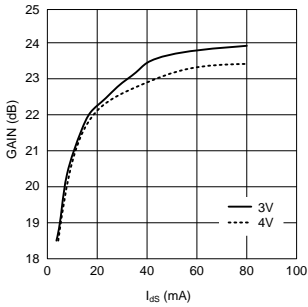


图6. Gain vs. I_{ds} 和 V_{ds} 在900MHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

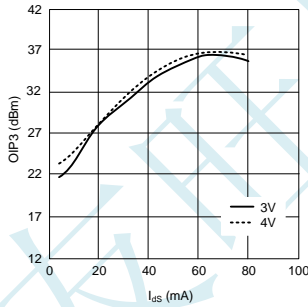


图7. OIP3 vs. I_{ds} 和 V_{ds} 在2GHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

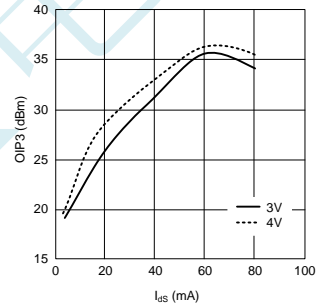


图8. OIP3 vs. I_{ds} 和 V_{ds} 在900MHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

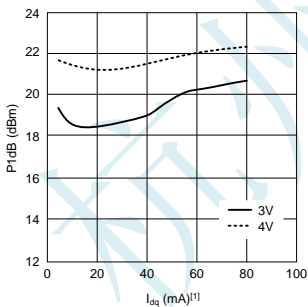


图9. P1dB vs. I_{dq} 和 V_{ds} 在2GHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

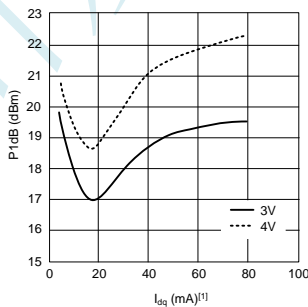


图10. P1dB vs. I_{dq} 和 V_{ds} 在900MHz的频率下调谐到最大OIP3和Fmin

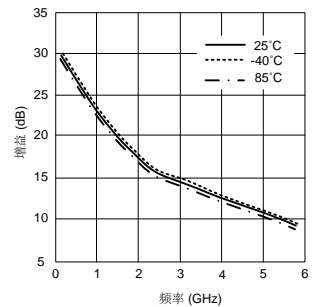


图11. 增益 vs. 频率和温度的关系 在3V, 60mA时, 调谐最大OIP3和Fmin

注:

1. I_{dq} 表示没有射频输入时的静态漏极电流。 I_{ds} 较低时，在P1dB附近，射频输入驱动增加将导致 I_d 大幅增加。
2. 2GHz以上的Fmin最小噪声值基于测量，需要更多信息请参阅噪声参数部分。

典型性能曲线

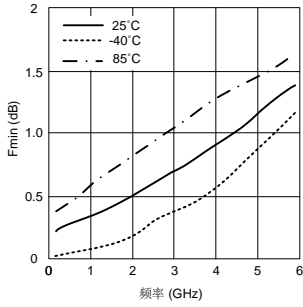


图12. Fmin^[2] vs. 频率和温度的关系
在3V, 60mA时, 调谐最大OIP3和Fmin

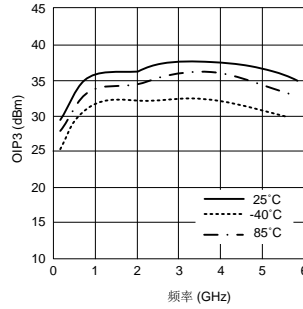


图13. OIP3 vs. 频率和温度的关系
在3V, 60mA时, 调谐最大OIP3和Fmin

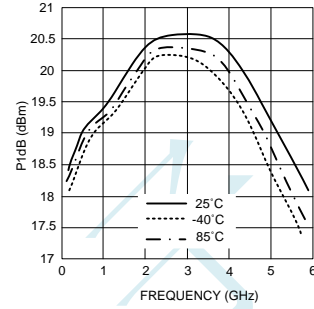


图14. P1dB vs. 频率和温度的关系
在3V, 60mA时, 调谐最大OIP3和Fmin

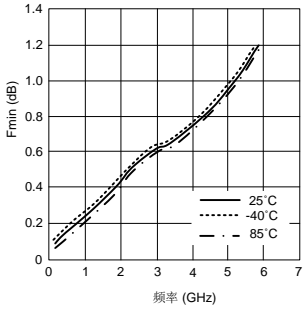


图15. Fmin^[2] vs. 频率和3V时的Ids

调谐到最大输出OIP3时的反射系数参数, $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 60 mA$

频率 (GHz)	$\Gamma_{Out_Mag}^{[1]}$ Mag.	$\Gamma_{Out_Ang}^{[2]}$ (Degrees)	OIP3 (dBm)	P1dB (dBm)
0.9	0.017	115	35.54	18.4
2.0	0.026	-85	36.23	20.38
3.9	0.013	173	37.54	20.28
5.8	0.025	102	35.75	18.09

注:

1. Gamma out代表器件输出匹配电路的反射系数。

2. 2GHz以上的Fmin最小噪声值基于测量, 需要更多信息请参阅噪声参数部分。

典型散射参数, $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 60\text{ mA}$

频率 (GHz)	S11		S21			S12		S22		MSG/MAG (dB)
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.99	-18.9	28.84	27.66	167.6	0.01	80.0	0.54	-14.0	34.42
0.5	0.81	-80.8	26.04	20.05	128.0	0.03	52.4	0.40	-58.8	28.25
0.9	0.71	-117.9	22.93	14.01	106.2	0.04	41.8	0.29	-83.8	25.44
1.0	0.69	-124.4	22.24	12.94	102.2	0.05	40.4	0.27	-88.5	24.13
1.5	0.64	-149.8	19.40	9.34	86.1	0.05	36.1	0.21	-105.2	22.71
1.9	0.62	-164.9	17.66	7.64	75.6	0.06	33.8	0.17	-114.7	21.05
2.0	0.62	-168.3	17.28	7.31	73.3	0.06	33.3	0.17	-117.0	20.86
2.5	0.60	176.2	15.58	6.01	61.8	0.07	30.1	0.13	-129.7	19.34
3.0	0.60	162.3	14.15	5.10	51.0	0.08	26.5	0.11	-146.5	04
4.0	0.62	137.1	11.81	3.90	30.8	0.09	17.1	0.10	165.2	4.87
5.0	0.66	115.5	9.87	3.11	11.7	0.11	6.8	0.14	131.5	13.27
6.0	0.69	97.2	8.22	2.58	-6.4	0.12	-3.9	0.18	112.4	11.72
7.0	0.70	80.2	6.85	2.20	-24.0	0.13	-15.8	0.20	94.3	10.22
8.0	0.72	62.2	5.58	1.90	-41.8	0.14	-28.0	0.23	70.1	9.02

典型噪声参数, $V_{DS} = 3V, I_{DS} = 60\text{ mA}$

频率 (GHz)	F_{min} (dB)	Γ_{opt} Mag.	Γ_{opt} Ang.	$R_{n/50}$	G_a (dB)
0.5	0.15	0.34	42.3	0.04	28.50
0.9	0.20	0.32	62.8	0.04	24.18
1.0	0.22	0.32	67.6	0.04	23.47
1.9	0.42	0.27	116.3	0.04	18.67
2.0	0.45	0.27	120.1	0.04	18.29
2.4	0.52	0.26	145.8	0.04	16.65
3.0	0.59	0.29	178.0	0.05	15.56
3.9	0.70	0.36	-145.4	0.05	13.53
5.0	0.93	0.47	-116.0	0.10	12.13
5.8	1.16	0.52	-98.9	0.18	11.10
6.0	1.19	0.55	-96.5	0.20	10.95
7.0	1.26	0.60	-77.1	0.37	9.73
8.0	1.63	0.62	-56.1	0.62	8.56
9.0	1.69	0.70	-38.5	0.95	7.97
10.0	1.73	0.79	-21.5	1.45	7.76

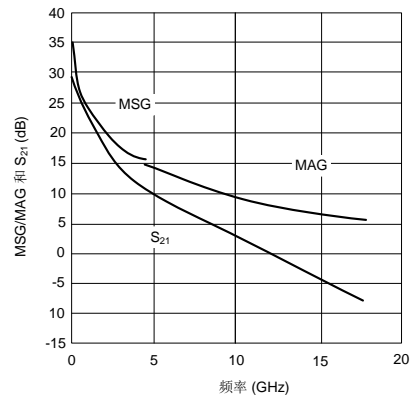


图16. MSG最大稳定增益/MAG最大可获得增益、 $|S_{21}|^2$ 功率增益 vs. 频率(3V, 60mA)

注:

- 1.2 GHz及以上的 F_{min} 值基于测量, 2 GHz以下的 F_{min} 为外推值。
- 测量时输入参考平面在栅极引脚末端, 输出参考平面在漏极引脚末端。

应用信息

描述

61400是一款低噪声增强型PHEMT晶体管，用于VHF甚高频段（300MHz）至6 GHz频率范围内的低成本商用场景的设计。当61400的栅极和源极之间电压约为0.6V时，典型漏极电流为60mA。

匹配网络

图17显示了900MHz和1900MHz应用的典型低噪声放大器电路。L1/C1和L4/C4组成高通阻抗匹配网络，为噪声系数、增益、S11和S22提供了适当的匹配。高通网络结构有利于降低低频增益，从而改善低频带外抑制。电容C2、C5提供带内低阻抗作为射频旁路。电阻R3、R4为器件低频端通路，用于提高低频稳定性。C3、C6则为低频旁路电容，可滤除带外低频信号或其三阶交调产物，因此C3和C6的值应仔细选择。通常为了更好地抑制CDMA 1.25 MHz信号间隔的三阶失真产物，C3和C6的值推荐为0.1μF，较小的电容值将会显示出较差的IP3双音交调结果。

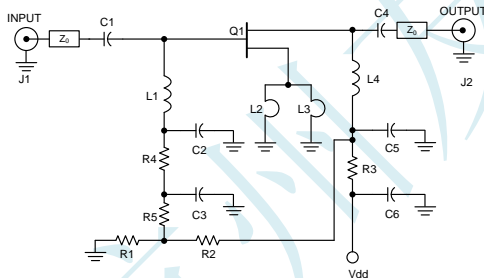


图17. 带无源偏置的典型61400低噪声放大器

偏置网络

在 $V_{ds}=3V$ 的条件下，通常 $V_{gs}=0.6V$ 时，漏极电流 I_d 约为60 mA。以上规格书表格中建议了 V_{gs} 的最小和最大值，一般在该范围即可获得所需漏电流。需要特别注意的是，如果栅极保持开路/悬空，器件将由于泄漏电流产生一定量的漏电流，从而在栅极和源极之间产生电压差。

无源偏置

61400的无源偏置通过R1和R2电阻分压来实现。分压的电压来自漏极电压，通过R3形成电压反馈来保持漏极电流的恒定。电阻R5（约10kΩ）为61400增强型器件的栅极提供电流限制。当器件被驱动到P1dB或 P_{SAT} 时，R5的作用尤为重要。

电阻R3可根据所需的 V_{ds} 、 I_{ds} 和电源电压计算得出：

$$R3 = \frac{V_{DD} - V_{ds}}{I_{ds} + I_{BB}} \quad (1)$$

V_{DD} 电源电压。

V_{ds} 器件漏源电压。

I_{ds} 是所需的漏极电流。

I_{BB} 是流经R1/R2电阻分压电路的电流。

电阻R1、R2通过以下公式计算：

$$R1 = \frac{V_{gs}}{I_{BB}} \quad (2)$$

$$R2 = \frac{(V_{ds} - V_{gs})R1}{V_{gs}} \quad (3)$$

示例电路

$V_{DD} = 5 V$

$V_{ds} = 3V$

$I_{ds} = 60 mA$

$V_{gs} = 0.59V$

选择 I_{BB} 至少为正常预期栅极泄漏电流的10倍。在本例中，选择 I_{BB} 为2 mA。使用公式（1）、（2）和（3）计算电阻，如下所示：

$R1 = 295\Omega$

$R2 = 1205\Omega$

$R3 = 32.3\Omega$

有源偏置

有源偏置方法可以使器件的静态偏置点随温度变化恒定，并在不同批次的器件直流性能的变化上保持恒定。

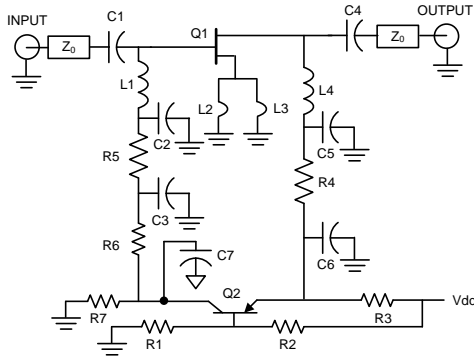


图18. 带有源偏置的典型61400低噪声放大器

有源偏置方案电路如图18所示。R1和R2为PNP晶体管Q2的基极提供恒定电压源。Q2基极处的恒定电压在发射极升高0.7V。恒定的发射极电压与通过电阻R3调节的VDD电源电压叠加。R3两端的恒定电压为漏极提供恒定电流。电阻R1和R2用于设置所需的Vds。偏置网络中使用的这些电阻器将消耗额外的电流。表达电路工作的方程式如下：

$$V_E = V_{ds} + (I_{ds} \cdot R_4) \quad (1)$$

$$R_3 = \frac{V_{DD} - V_E}{I_{ds}} \quad (2)$$

$$V_B = V_E - V_{BE} \quad (3)$$

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD} \quad (4)$$

$$V_{DD} = I_{BB} (R_1 + R_2) \quad (5)$$

由公式（4）可得出以下公式：

$$R_2 = \frac{R_1(V_{DD} - V_B)}{V_B} \quad (4A)$$

由公式（5）可得出以下公式：

$$R_1 = \frac{V_{DD}}{I_{BB} \left(1 + \frac{V_{DD} - V_B}{V_B}\right)} \quad (5A)$$

示例电路

$$V_{DD} = 5V$$

$$V_{ds} = 3V$$

$$I_{ds} = 60 \text{ mA}$$

$$R_4 = 10\Omega$$

$$V_{BE} = 0.7V$$

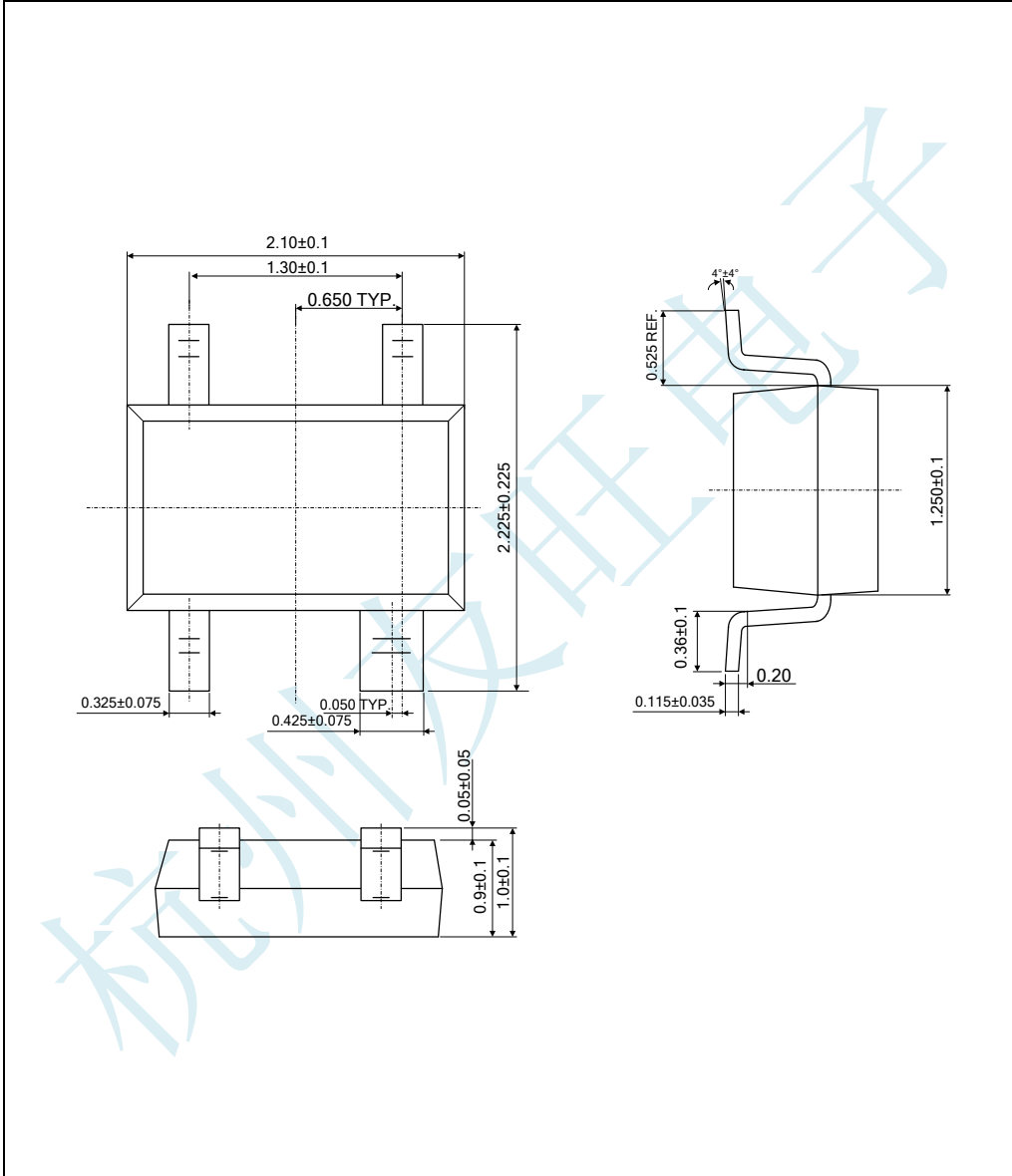
根据等式（1），通过电阻R4和期望得到的Vds、Ids值，可计算出PNP晶体管发射极处的所需电压VE为3.6V。等式（2）可计算确定漏极电流Ids时电阻R3的值。在示例中，R3=23.3Ω。等式（3）可计算电阻R1和R2节点电压，该节点电压加上基极-发射极的压差决定了Vds。方程（4）和（5）同时求解，以确定电阻R1和R2的值。在示例中，R1=1450Ω，R2=1050Ω。R7选择1kΩ以保持少量电流流过Q2，帮助维持偏置稳定性。R6选择10kΩ，在较大的射频驱动下（尤其是当Q1被驱动到P1dB压缩点时），R6是限制Q1栅极电流所必需的。

YW61400

封装外形图

SOT-343

单位: mm



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一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。