

一种低成本短波频段功率门限检测判决电路

李亮辉

中华通信系统有限责任公司河北分公司 河北 石家庄 050081

摘要: 给出了一种成本低、体积小、可靠性高的短波频段单频信号功率门限检测电路。说明了电路的设计原理, 分析了电路中三极管的多个参数对电路工作状态的影响。对元器件的选值进行了计算, 对温度变化给电路带来的影响进行了分析, 给出了相关公式。进行了试验验证, 对试验结果进行了理论分析。对功率检测电路和三极管开关电路的设计具有借鉴意义。

关键词: 三极管; 功率检测; 温度漂移

中图分类号 TM933.3 文献标识码 A

Shortwave band power gate detect and judge circuit with low cost

LI Liang-hui

China Communications system CO.,LTD. Hebei Branch,Shijiazhang Hebei 050081,China;

Abstract: This paper presents shortwave band single frequency power gate detect circuit with low cost, low volume and high reliability. explained the design principle, analyzed influences of some parameters of BJT on operating state of circuit, calculated the values of components and analyzed influences of temperature variety on circuit, gave relative formulas. An experiment is conducted in order to verify the design results. Experiment results are theoretical analyzed. The method can provide some reference for the design on power detect circuit and BJT switch circuit.

Key words: BJT; power detect ; temperature drift

引言

在模拟电路中, 经常需要检测输入信号是否存在, 主要通过检测信号功率是否达到了一定门限来实现。因而, 信号功率检测与判决电路应用十分广泛。

目前集成功率检测芯片有多种量产型号, 其性能成熟稳定, 工作频率范围宽, 温度稳定性好。如AD8361的工作频率上限可达2.5GHz, 非饱和的工作状态下, 输出电压与输入信号的电压成正比, 动态范围在20dB以上。其缺点是成本较高, 采购价格约15元。对于短波频段的单频信号来说, 频率不高, 如果对检测门限电平没有严格要求, 检测电路可以采用三极管来实现, 元器件成本仅为集成功率检测芯片方案的1/20左右。可见, 本三极管方案能够有效地降低电路成本, 带来明显的经济效益。

本文给出了一种简便、体积小、成本低、可靠性高的短波频段单频信号功率检测电路, 实现了对信号达到一定功率的状态检测, 并进行了试验验证。

1 电路的设计原理

电路主要由2个三极管电路组成, 电路图如图1所示。

图1中, 三极管V1采用NEC公司的NPN型高频硅三极管

2SC3356^[1], 具有较高的特征频率, 用以实现功率检测功能; 三极管V2采用仙童公司的硅三极管MMBT3904, 用以实现判决功能。

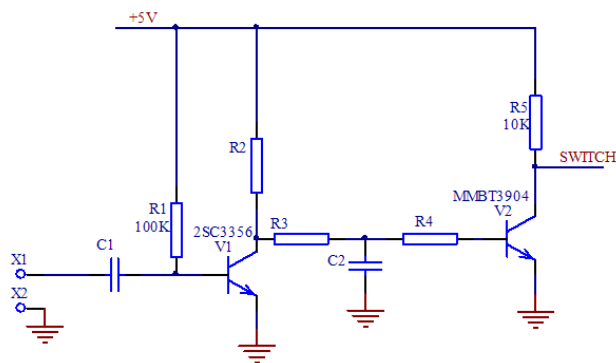


图1 电路原理图

其中, R1给三极管V1提供恒定的直流偏置, 使V1在静态时工作在饱和状态。此时, C2两端电压为0, 三极管V2截止, 输出高电平, 表明没有检测到输入信号。

当输入信号达到一定幅度时, 在输入信号的负半周, V1截止, C2充电; 输入信号的正半周, V1导通, C2放电。如果C2值较大, 则在整个周期内可保持一个相对恒定的电

压,使V2导通,输出低电平,表明检测到输入信号。

2 电路设计中需要考虑的主要问题

2.1 三极管直流增益的个体差异

如果希望提高检测灵敏度,则希望三极管V1的增益尽可能高。2SC3356直流增益的个体差异较大,同一批次产品调试时,用万用表电流档短接R2测量饱和电流,发现从约5mA~9mA不等。根据2SC3356资料^[1],其标识可为R23、R24、R25,其中R25增益最高,不同标识产品增益最多可相差5倍。以往采购的2SC3356中R25标识的居多,但后期采购产品的增益无法确定。

批量生产时,如果不能保证三极管V1的直流增益的一致性,就需要增加后期调试的流程,造成生产成本的增加。

2.2 静态工作点的温度漂移

低温试验时,无信号输入情况下,曾出现切换错误,调试发现该问题是由三极管直流增益不足,由于R2的取值偏低,静态工作点由饱和区转移到放大区造成。R2的取值应确保在无信号输入时,第一级放大电路在整个工作温度范围内处于饱和状态。

最初设计时,根据器件资料,R25标识的产品,其 h_{FE} 值在125~250之间。后来发现该值是常温(25℃)和集电极电流20mA情况下给出,低温-40℃时其值降低到常温条件的60%,集电极电流2mA时其值降低到20mA条件下的80%。综合两种因素,对于R25标识的产品,-40℃时增益最低为

$$125 \times 60\% \times 80\% = 60 \quad (1)$$

基极电流为

$$i_b = (5V - 0.7V) / 100k\Omega = 43\mu A \quad (2)$$

则饱和电流为

$$60 \times 43\mu A = 2.58mA \quad (3)$$

R2至少为1.8kΩ才可使V1工作在饱和状态。

2.3 放大电路的增益-带宽积不足

最初设计时,根据2SC3356器件资料,特征频率 f_T 典型值为7GHz。后来发现,该值是在集电极电流20mA下给出,而本设计中使用的集电极电流约为2.5mA,此时 f_T 为2.7GHz左右。如果三极管增益以135计算,则其共发射极截止频率 f_β 仅为^[3]

$$2.7GHz \div 135 = 20MHz \quad (4)$$

这造成了放大电路的增益-带宽积不足。对于频率在放大电路上限频率 f_H 以上的信号,检测门限电平受频率影响很大,理论上以10倍频程20dB速度增加,检测电路越来越不敏感。

2.4 三极管的饱和/截止状态切换时间较长

三极管工作在饱和/截止状态,由于电荷累积作用,对状态切换速度有很大影响^[2]。在存在低于5MHz的正弦输入信号的情况下,通过示波器观察V1的集电极电压,其波形与三角波类似。用基本三极管模型分析的结果与试验结果一致。

随着工作频率的提高,通过示波器观察V1的集电极电

压的波形发生明显变化,存在正向的电压尖峰。这是由于三极管从深度饱和状态切换的截止状态的时间过长。该切换时间受三极管生产工艺的影响较大,目前不掌握理想的分析模型,难以计算。其影响最终体现到检测门限电路上:低温时由于直流增益降低,三极管饱和程度降低,检测灵敏度提高。经过试验验证,相比之下低温下V1的 β 值下降、V2开启电压提高带来的相反的影响更为微弱。

3 电路参数的计算

R2的取值见2.2节。其他元件取值如下。

3.1 R1取值

R1的取值应保证三极管整个工作温度范围内静态时工作在饱和区。在适当范围内,R1阻值增大可提高检测门限电平。R1取值与三极管V1的具体特性有关,难以计算。根据试验结果,取100kΩ时检测比较灵敏。

3.2 R3取值

由于C2充电电流是由R2、R3限制,而放电电流仅由R3限制,故充放电速率比始终小于1。当R3与R2比值较大时,充放电速率较大。

考虑到V2基极的电流消耗(10μA),R3不宜太大。当R2取1.8kΩ时,R3取10kΩ。

3.3 C2取值

C2的取值应保证其电压在输入信号的整个周期内波动不超过1%,主要与R2、R3有关。V2基极导通电流可以很小,可以忽略不计;根据MMBT3904的资料^[4],其集电极电阻为10kΩ时,基极电流10μA足以保证其饱和。

使用RC串联电路模型,在电压平顶降落较低的情况下,公式近似为^[3]

$$\delta = 2\pi f_L t_p V \quad (6)$$

在平顶降落比例固定的情况下,下限频率与信号周期成反比。

当检测信号为30MHz时,信号周期为16.6ns。为保证在整个周期内波动不超过1%,则需满足

$$2\pi f_L \times 16.6ns \leq 0.01 \quad (7)$$

求得

$$f_L \leq 96kHz \quad (8)$$

对于R3=10kΩ,则RC串联电路的低频下限

$$f_L = 1/2\pi RC = 1/(2\pi \times 10k\Omega \times C2) \quad (9)$$

综合式(8)和式(9)求得

$$C2 \geq 166pF \quad (10)$$

当检测信号为30MHz时,C2取166pF以上即可。检测信号频率较低时,C2值可按比例增加。

4 方案的扩展

该电路在短波频段工作良好。但如果输入信号频率提高到超短波频段,检测灵敏度会明显下降,检测门限电平会不断升高,电路的可靠性开始下降,甚至无法工作。通过改进,电路的可靠工作频率可提高到100MHz以上。主要有以

下几种改进措施。

(1) 优化电路中的元器件参数: 按照上面的计算, R2根据三极管V1的增益测试结果取值, R3、R5取 $10\text{k}\Omega$, C2取 100pF 以上。缺点在于, 由于三极管V1每批次的增益不同, 需要调试。

(2) 在V1的发射极串联一个电阻, 使静态时C2电压为 0.3V 左右, 在满足V2静态不导通的条件下, 提高检测灵敏度余量。

(3) R2改用肖特基二极管, 其导通电压低、结电容小, 可阻止C2中电荷通过R3放电的过程, 提高检测灵敏度余量。

(4) V2改用电压比较器, 灵敏度大为提高, 判据门限电压调节方便。缺点是成本提升较多。

5 结束语

短波频段信号功率门限检测电路如果采用三极管实

现, 可以明显减低元器件的成本, 检测门限电平很容易实现 -10dBm 以下。根据三极管的具体参数, 利用相关公式对元器件的选值进行计算, 可以确保电路稳定工作。同时给出了电路的改进方案。对功率检测电路和三极管开关电路的分析和设计提供了参考。

参考文献

[1] NEC Corporation. Silicon Transistor 2SC3356 Datasheet [R]. NEC Corporation, 1997

[2] 铃木雅臣. 晶体管电路设计(下) [M]. 彭军, 译. 北京: 科学出版社, 2004

[3] 康华光, 陈大钦. 电子技术基础: 模拟部分(第4版) [M]. 北京: 高等教育出版社, 1999

[4] Fairchild Semiconductor Corporation. MMBT3904 Datasheet [R]. Fairchild Semiconductor Corporation, 2001