

空间量化前置放大器组合研究

刘锦璋

(天津光电技术研究所)

摘要: 本文叙述了空间量化前置放大器组合的研究目的和技术要求, 并对主要参数进行分析与计算, 解决了与阵列光电探测器匹配的前置放大器组合的一些特殊问题。

The research of the space quantizing preamplifier package

Liu Jinzhang

(Tianjin Institute of Optoelectronic Technology)

Abstract: This paper recount the research purpose and technology require of space quantizing preamplifier package, and it's major parameter is analyzed and calculated. Some particuler problem met when array photodetector match with preamplifier is solved.

一、前 言

空间量化前置放大器组合是空间量化定向接收机的关键部件, 其作用是提供目标的位置信息, 是为适应小型化的激光导引头而开展研究的。通常激光雷达接收机使用四象限探测器及和差网络来获得目标的定向信息, 但为了解决目标回波幅度起伏, 需要研制大动态范围(100~120dB)的自动增益控制电路, 不仅难度大而且复杂, 其稳定性和可靠性也差, 而采用空间量化的方法恰好成功地回避了上述难题。空间量化前置放大器电路与 5×5 阵列光电探测器匹配, 可以使接收系统对目标精确定位。由于目标的方向信息仅与激光回波脉冲的有无和光斑落在阵列探测器上的具体单元有关, 而与目标回波的前沿和幅度绝对值大小无关, 从而避免了大幅度回波起伏和接收机各通道放大器输出幅度不一致性的影响。据此, 可极大地简化设计, 调试简单, 工作可靠, 并可实现前置放大器组合的集成化、小型化, 缩小了接收机的体积。

二、技术要求

1. 阵列探测器: 5×5 阵列 PIN 硅光电探测器。
2. 输入脉冲重复频率: 40 Hz。
3. 输入信噪比: $(S/N)_{i, pt} = 10$ 。
4. 最小输出信噪比: $(S/N)_{out} \geq 3$ 。
5. 频带宽度: $\Delta f \geq 10$ MHz。
6. 电压增益: 40 dB。
7. 最小输入信号: $V_{min} \leq 750 \mu V$ 。

三、理论分析与计算

1. 光电探测器选取

主要考虑: (1) 响应时间快; (2) 灵敏度高; (3) 噪声小; (4) 光谱匹配好; (5) 具有一定大的灵敏面积。由于发射激光脉冲宽度窄 (15 ns ~ 30 ns), 能够对 YAG (1.06 μm) 响应的器件有: 光电倍增管、雪崩硅光电二极管和 PIN 硅光电二极管。由于小型化空间量化接收机的需要, 我们选取具有高量子效率、其峰值灵敏度波长与 1.06 μm 相近、工作电压低、体积小和寿命长的硅光电二极管作为基本单元。

阵列探测器可供选择的有五元线列、扇形阵列和多元方阵 (包括长方阵列)。五元线列信息处理简单, 但量化精度差; 扇形阵列信息处理麻烦, 本质上仍属继电器跟踪, 精度也不高, 而方阵可根据量化精度要求增加阵列单元数。5 \times 5 阵列器件的方位和俯仰各有 9 个量化等级, 单边有 5 个量化等级 (即 0 V、1 V、2 V、3 V、4 V), 如果采用均匀量化, 量化误差取 1/4 单元, 则误差小于单边线性区的 12.5%, 而在目前的单脉冲比幅系统中, 仅通道不一致性即可产生 20% 的误差, 再加上回波幅度起伏、动态范围变化、噪声干扰等将大大地超过 20%。

我们采用本所试制的 5 \times 5 阵列 PIN 硅光电探测器试验, 经与其它器件对比测试, 其灵敏度较高, 阵列各单元的不均匀性小于 10%, 符合应用要求。

2. 提高接收机灵敏度的途径

接收机灵敏度如下所示:

$$S_{min} = kT \Delta f N_F$$

式中, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ (J/K) 为波尔兹曼常数; T 为导体绝对温度; Δf 为接收机带宽; N_F 为接收机总的噪声系数。

由公式可见, 接收机的灵敏度极限受噪声电平所限, 要提高接收机的灵敏度, 必须减小接收机的噪声系数和通频带, 但应根据总体技术要求, 折衷平衡。归根结底, 接收机的灵敏度还取决于阵列光电探测器的灵敏度。

3. 频带宽度计算^[1]

放大器的频带宽度越宽, 波形保真性越好, 但频带过宽, 除难以实现外, 还会使信噪比降低。放大器的频响特性如图 1 所示。

激光发射波形为钟形波, 其时间函数为:

$$V(t) = A e^{-at^2} \quad (-\infty < t < \infty)$$

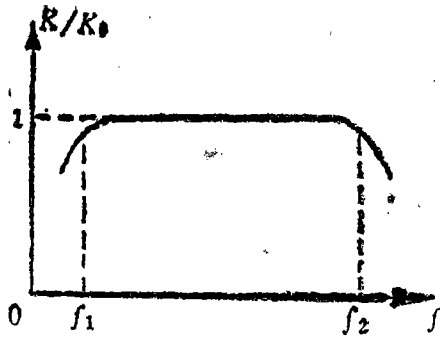


图1 放大器的频响特性

$$= \frac{0.033}{\tau} = \frac{33}{\tau} (\text{MHz})$$

当引入 f_2 时也允许能量损失10%，

$$\text{则 } \frac{\omega_2 \tau}{2.34} = 1.16, f_2 = \frac{1.16 \times 2.34}{2\pi\tau} \approx \frac{0.436}{\tau} = \frac{436}{\tau} (\text{MHz})$$

取 $\tau = 50\text{ns}$ 计算得:

$$f_1 = 0.66\text{MHz}, f_2 = 8.72\text{MHz},$$

则 $\Delta f = f_2 - f_1 \approx 8\text{MHz}$

取接收机频带宽度为 $\Delta f = 10\text{MHz}$

4. 极限灵敏度下的输入信噪比计算

要求极限灵敏度 $P_{s\text{min}} = 3 \times 10^{-7}\text{W}$

(1) 硅光电二极管输出的信号电流: $i_s = P_s \cdot R_0$

式中, $R_0 = 0.5\mu\text{A}/\mu\text{W}$ 为硅光电二极管响应度

则 $i_{s\text{min}} = 3 \times 10^{-7}\text{W} \times 0.5\mu\text{A}/\mu\text{W} = 0.15\mu\text{A}$

(2) 前置放大器输入端的噪声电流

A. 热噪声电流谱密度

$$i_{nT0} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} = \sqrt{\frac{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 300}{15 \times 10^3}} \approx 1.05 \times 10^{-12} (\text{A} \cdot \text{Hz}^{-1/2})$$

式中, $k = 1.38 \times 10^{-23} (\text{J/K})$ 为波尔兹曼常数; 绝对温度 $T = 300\text{K}$; 直流电阻 $R = 15\text{k}\Omega$ 。

B. 背景噪声引起的电流谱密度

$$i_{nB0} = \sqrt{2qP_0R_0} = \sqrt{2 \times 1.6 \times 10^{-19} \times 1.5 \times 10^{-8} \times 0.5} = 4.9 \times 10^{-13} (\text{A} \cdot \text{Hz}^{-1/2})$$

式中, $P_0 = 1.5 \times 10^{-8}\text{W}$ (光背景功率); $q = 1.6 \times 10^{-19}(\text{C})$ 。

C. 暗电流引起的电流谱密度

$$i_d = 1.5 \times 10^{-9}\text{A}$$

D. 总的电流谱密度

式中, A 为钟形波脉冲幅度, a 为常数。它的谱密度

$$\text{函数为: } F(\omega) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} A e^{-\omega^2/4a}$$

根据脉冲宽度 τ 的定义,它是幅度为 $A/2$ 电平所

对应的时间: $e^{-a(\tau/2)^2} = 1/2$

$$\text{则 } \sqrt{2a} = \frac{2\sqrt{2} \cdot \sqrt{\ln 2}}{\tau} = \frac{2.34}{\tau}$$

假定 f_1 引入能量允许损失10%, 即 $\phi = 0.1$,

$$\text{则 } \frac{\omega_1 \tau}{2.34} = 0.088, f_1 = \frac{0.088 \times 2.34}{2\pi\tau}$$

$$i_{no} = \sqrt{i_{nr}^2 + i_{nb}^2 + i_{nd}^2} = \sqrt{1.096 \times 10^{-24} + 24 \times 10^{-26} + 48 \times 10^{-26}}$$

$$= 3.42 \times 10^{-12} (\text{A} \cdot \text{Hz}^{-1/2})$$

E. 单路前置放大器输入端噪声 i_n

$$i_n = i_{no} \sqrt{\Delta f} = 3.42 \times 10^{-12} \cdot \sqrt{10 \times 10^6} = 0.011 (\mu\text{A})$$

F. 光斑落入一个单元器件时的信噪比

$$S_s = S/N = \frac{0.15}{0.011} \approx 13.64$$

G. 接收机极限灵敏度下的信噪比

取输入端噪声系数为 $N_F = 3\text{dB} \approx 1.41$

则
$$\frac{S_s}{N_F} = \frac{13.64}{1.41} \approx 9.67$$

故取输入信噪比为10。

四、系统简介

空间量化前置放大器组合由方位和俯仰两部分组成。其原理框图如图2所示。

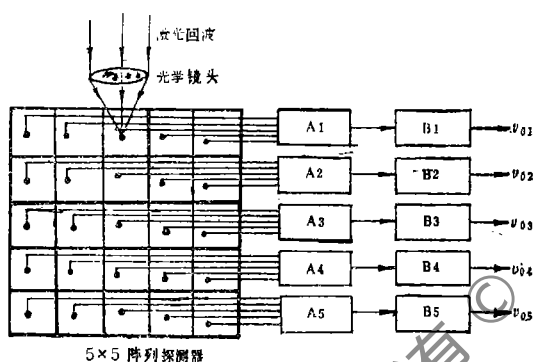


图2 前置放大器组合(方位)框图

$A_1 \sim A_5$ —输入匹配网络1~5

$B_1 \sim B_5$ —宽带放大器1~5

空间量化前置放大器组合装置由10块完全相同的印制板电路与阵列器件互连接而成，置于铝制屏蔽盒内。前端是阵列器件接线盒，后端为输出引线盒，前侧配有偏压电池盒及开关，中间隔成上下二层，各印制板间分别插入铜板屏蔽。为确保电气性能，各引线采用直接焊接，汇总各地线与机壳可靠连接，结构小巧，屏蔽性好。屏蔽盒前端的工业电视摄像机的光学镜头及阵列器件座1，通过接口件固定在前端的法兰盘上。每块印制板电路由光电变换电路，输入匹配网络及宽带集成放大器构成。各路输出通过航空插座和7芯同轴电缆馈送至信息处理装置。

五、技术关键

1. 光学镜头选取

光学镜头的作用是将激光回波光斑聚焦成象在阵列器件的光敏面上。为精密跟踪需要，采用现成的工业电视摄像机的光学镜头。固定焦距镜头的光圈和成象焦平面可以调整，其相对孔径 $D/f' = 1:2.8$ ，焦距 $f' = 100\text{mm}$ 。并经过光学调整和结构匹配，使之聚焦成象的光斑大小与阵列器件的单元边界相切（光斑直径约1mm），调整阵列器座的调节杆（方位和俯仰），使阵列器件的光敏面中心与光轴重合。

2. 输入匹配网络

其功能是使放大器与阵列器件匹配，达到消除各路输入信号串扰，实现空间位置编码功能。据此，我们将阵列器件各单元的同行（或同列）的可能输出信号分别用屏蔽线引至各印制板电路的5个射极跟随器的输入端，各射极跟随器输出经一衰减电阻后汇总耦合至公共的宽带集成放大器，实现前置放大。如此，整个组合由50个带基极自举的晶体管射极跟随器组成的匹配网络称为输入匹配网络。

3. 实现前置放大器电路集成化

为提高接收机的灵敏度，通常采用宽频带、高增益、低噪声的多级负反馈放大器，若采用分立元件，则系统过于复杂，体积也大，为此，采用国产宽带集成块SG₀₁₂作为前置放大器。该集成块由一级差分输入级、一级差分放大级、一级射极输出器及直流偏置电路四部分组成，其3dB带宽最大可达60MHz，电压增益为40dB，峰值电压输出大于3V，工作电压为±6V，电路单端输出时，其电压增益仅为9倍，但采取适当的措施，可以扩大宽带放大器的增益和频带。单路前放电路原理图如图3所示。

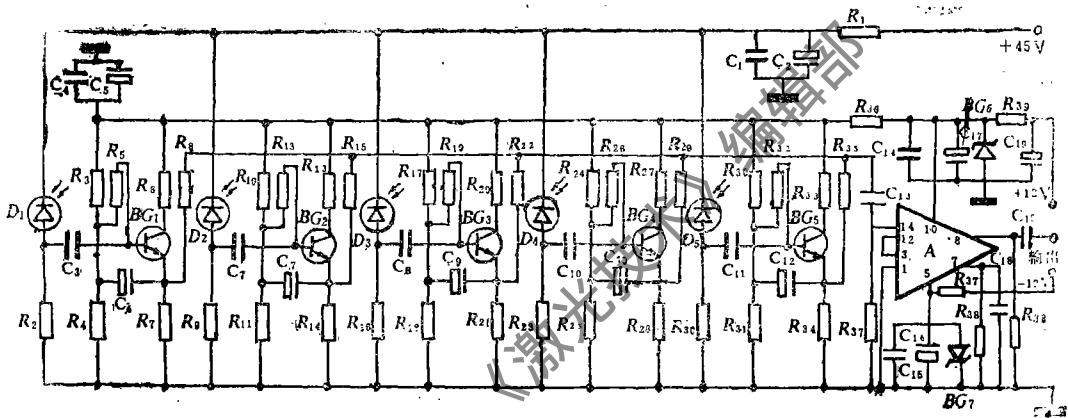


图3 空间量化前放电路原理图

为提高输入阻抗，采用同相放大，单端输入单端输出；为提高电压增益，将集成块的3脚与12脚短接；为降低噪声，增大输出，消除振荡，将反相端1接地，输出端7脚的负载电阻两端并接一小电容。双电源±6V均RC滤波并稳压，减小了电源干扰。

六、性能测试

1. 测试数据

表1 单路前放组件频率响应

频率	40Hz	1kHz	10kHz	30kHz	100kHz	300kHz	1MHz	3MHz	10MHz	30MHz
输入(mV)	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
输出(mV)	960	960	960	960	960	960	960	960	1360	260

表2 单路前放组件电压增益与信噪比

衰减系数 (dB)	输入幅度 (mV)	输出幅度 (mV)	电压放大倍数 (倍)	峰值噪声 (mV)	信噪比
80	400 μ V	60	150	屏蔽	S/N_{min}
76.4	750 μ V	96	128		$\frac{60}{8} = 7.5$
60	5	480	96	2mV	
54	10	960	96		
50.45	15	1350	90		
48	20	1800	90	无屏蔽	
	30	2400	80	8mV	
	40	2700	67.5		
	180	4100	22.7		
饱和	260	4400	17		
饱和	560	4400			
激光源测试	75 μ V	15mV	200		3

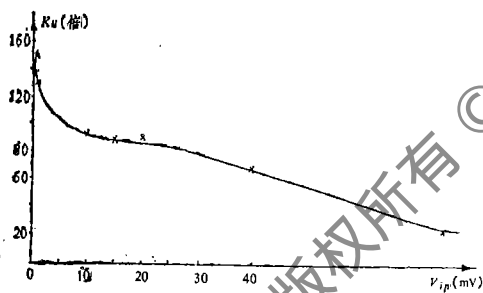


图4 前放电路输入特性曲线

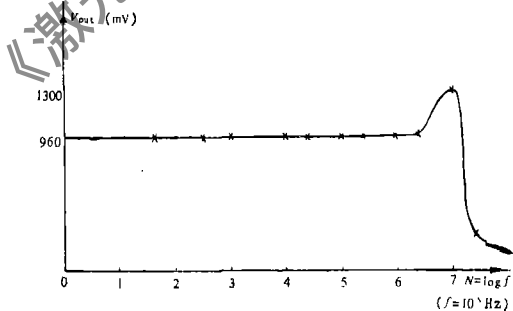


图5 前放电路频率响应曲线

2. 空间量化前置放大器性能

(1) 用脉冲信号源测试时,最小输入幅度400 μ V,输出60mV;用砷化镓激光源测试时(40Hz),最小输出为15mV(信噪比为3),小信号时电压放大倍数以200计,折算至放大器输入端的最小信号幅度为75 μ V,足见前放电路接收灵敏度较高,说明阵列探测器性能较佳。

(2) 前放电路的最小信噪比大于3。

(3) 用脉冲信号源测试时,电压增益在微弱信号输入时为150倍,折算为43dB。

(4) 前置放大器的输入动态范围较宽,变化范围约100倍。

(5) 前放电路的频带宽度 $\Delta f \geq 10$ MHz。

(6) 由于采用输入匹配网络和宽带集成块,当输入信号微弱时,电压增益很大,输入信号大到一定值时放大器饱和,无形中起到了抑制回波幅度起伏的自动增益控制功能。

(7) 根据前放组合方位和俯仰各路输出有无,可准确地判断目标回波光斑落在阵列器件上的具体单元位置。

(8) 节省了15个前放电路和其它阻容元件,极大地简化了组合结构,缩小接收机体积。

(9) 实现了宽带放大器自身的集成化、小型化,并提高了工作可靠性。

七、结 束 语

经过二年多探索,空间量化原理应用于激光导引技术上取得了初步的成果,这在国内是一种新的尝试,与国内外类似系统相比,与阵列探测器匹配的前放电路打破常规节省了15个,在前放输入端的空间编码方式,实现前放电路的集成化,提高接收机的灵敏度等方面都有独到之处。但毕竟是原理性样机,仍存在许多不足之处,有待于进一步研究。为进一步实现空间量化前置放大器组合的小型化、集成化,今后可将由分立元件组成的输入匹配网络与宽带放大器一起集成为单片器,使组合更为小巧,性能更为可靠,为研制小型化的激光导引头奠定可靠的技术基础。

参 考 文 献

[1] 张舒仁,《兵器激光》,1979年,第3期,第17~22页。

作者简介:刘锦璋,男,1940年出生。高级工程师。近年来从事激光医疗器械等民品开发工作。

收稿日期:1989年1月17日。

· 简 讯 ·

中国光学学会第二届全国超快现象学术讨论会将于西安召开

中国光学学会基础光学专业委员会和高速摄影与光子学专业委员会主办的第二届全国超快现象学术讨论会,将于1990年5月在古城西安召开。目前正广泛征文,截稿日期为1990年1月30日(以寄出日邮戳为凭)。

征文的内容为:1.超短激光与物质相互作用超快过程研究;2.超短脉冲产生、测量技术研究;3.瞬态光学现象探测技术研究;4.超快时间分辨光谱学研究;5.超快非线性光学效应研究;6.几年来取得的其他超快现象新进展。

征文要求:报送论文题目及八百字以内的详细摘要五份(附原稿)。

稿件请寄:陕西省西安市中国科学院西安光机所第二届全国超快现象学术讨论会筹备组。

邮政编码:710068

论文经同行专家评审后,将于1990年3月底发出录用通知,并告知会议的具体日期、地点及有关事项。

(会议筹备组供稿)