北京天文台台刊

PUBLICATIONS OF THE BEIJING ASTRONOMICAL OBSERVATORY

8

中国科学院北京天文台
BEIJING ASTRONOMICAL OBSERVATORY
ACADEMIA SINICA
1986. 6

北京天文台台刊

PUBLICATIONS
OF THE BEIJING ASTRONOMICAL
OBSERVATORY

8

中国科学院北京天文台
BEIJING ASTRONOMICAL OBSERVATORY
ACADEMIA SINICA
1986. 6

目　录

一、一般情况

太阳磁场望远镜的提出和工作原理…… 艾国祥　胡岳风（ 1 ）
FeI λ5324.19Å在太阳磁场中的形成和
　太阳磁场望远镜的理论定标…… 艾国祥　李　威　张洪起（ 11 ）
沙河、兴隆、怀柔太阳光学观测候选台址
　的比较……史忠先　艾国祥　陈传乐　张善礼　王建民（ 21 ）
太阳观测台址的选择（二）：大气温度短周期
　脉动的测量和记录…… 钱忠钰（ 29 ）
沙河、兴隆、怀柔太阳光学观测候选台址的
　比较（二）——近地面层大气温度脉动观测
　…… 王建民　钱忠钰　艾国祥　史忠先　胡岳风（ 38 ）
8米多用途天文园顶的结构设计…… 李　挺　刘德林　韩峰（ 47 ）
在太阳磁场大气中FeI λ5324.19Å谱线的形成深度…… 张洪起（ 57 ）

二、光学部分

太阳磁场望远镜的光学系统…… 王亚男　苏定强　陈馨礼（ 66 ）
太阳磁场望远镜成象系统的光学机械装调…… 何业文　李　挺（ 69 ）
用于太阳向量磁场和视向速度场测量的
　双折射滤光器…… 艾国祥　胡岳风　李挺　何凤宝　候惠芳　顾振雷　倪厚坤（ 75 ）
双折射滤光器的光学工艺…… 何凤宝（ 83 ）
太阳磁场望远镜中KD*P电光调制器…… 艾国祥　胡岳风（ 85 ）
氧化锡透明导电膜的制备及其性能…… 胡岳风　艾国祥（ 98 ）
双折射滤光器偏振片的试制…… 胡岳风　艾国祥（ 104 ）
可调L_{yot}双折射滤光器的积分透过率守恒及调试方法
　…… 胡岳风　艾国祥（ 111 ）
高精度双折射晶体定轴测厚仪…… 杨　还　胡岳风　艾国祥（ 119 ）

三、机械部分

太阳磁场望远镜的机械结构…… 李　挺　吕韵翎　杨　还　顾伯伟　陈贤龙（ 125 ）

镜筒的机械结构……李挺（128）
双折射滤光器的机械结构……李　挺　倪厚坤（136）
太阳磁场望远镜光电机械扫描系统
……吕韵翎　刘冠群　袁步章　马耀东　刘志玲（144）
太阳磁场望远镜X—Y机械扫描器……吕韵翎（149）
磁场望远镜光电接收器的机械结构
及其半导体致冷器设计与计算……吕韵翎（157）
磁场望远镜机架设计……杨　还（163）
太阳磁场望远镜传动系统设计……顾伯伟（171）
赤经快动、精度测试和望远镜平衡……李　挺（180）
望远镜导行系统的机械设计……陈贤龙　李　挺（185）
模拟光源装置……顾伯伟　胡岳风（189）
扫描微方孔……吕韵翎　曹恒泰（194）
扫描器双园弧导轨的制作……薛俊荪（202）

四、电路部分

太阳磁场望远镜驱动控制电路……侯惠芳（206）
太阳磁场望远镜光电导行系统……侯惠芳　韩　峰　明长荣（210）
赤道式望远镜转仪钟电路……侯惠芳（219）
太阳磁场望远镜用作交直流比的
BCD码除法器……侯惠芳　明长荣（223）
测量太阳磁场的数据处理系统……侯惠芳　明长荣（235）
滤光器恒温控制电路……侯惠芳　明长荣（239）
滤光器恒温过程分析……顾震雷（245）
太阳磁场望远镜扫描器驱动控制电路……陈志斌　恽嘉陵　谭作武　李　威（252）
太阳磁场望远镜光电扫描器扫描量程的改进……李　威　陈志斌（260）
永磁式大步距步进电机环行分证器的逻辑设计……陈志斌（266）
太阳磁场望远镜信号接收电路……陈志斌　李威（273）
光电扫描系统中前置放大部分……吴华青（282）
光电倍增管半导体致冷电路……朱保金（288）
太阳磁场望远镜KD*P电光调制器
高压电源的研制……陈在德　蒋晓峰（291）
太阳磁场望远镜电视接收系统
……金圣经　孙星宇　郭洪德　任芳海　张曙之　李　永　庞忠仁（301）
太阳磁场望远镜摄象系统的考虑……孙星宇（312）
太阳磁场望远镜摄象系统信噪比的分析……孙星宇（317）
慢速扫描摄象系统视频信号的补偿……孙星宇（322）

太阳磁场望远镜摄象系统关键指标
的测量…… 孙星宇（326）
慢速扫描制式摄象机偏转电路的研制…… 任芳海（330）
太阳磁场望远镜摄象机视频通道的研制…… 任芳海（335）
甚低频宽频带高保真度变压器级的研制…… 任芳海（340）
高速高精度A/D转换器…… 金圣经 沈国光 郭洪德 张曙之 刘风荣（345）
高速高精度A/D转换器的抗干扰…… 金圣经 沈国光 张曙之（354）
采用分时开关改善串并型A/D转换器的性能…… 沈国光 金圣经（360）
二次稳压电平移位式高稳定度电流…… 张曙之 金圣经（366）
快速高精度采样—保持器…… 刘天夫（374）
A/D变换器的误差校正系统…… 郭洪德 李 永（379）
太阳磁场望远镜电视接收系统的同步控制…… 郭洪德 李 永（384）
电视接收系统计算机接口电路的考虑…… 郭洪德 李 永（389）
100KHz数字信号500米长线传输…… 郭洪德 李 永（391）
太阳磁场望远镜电视—计算机接收器中
的数据采集系统…… 明长荣 韩峰 艾贻民 王瑞兰（394）
太阳磁场望远镜电视—计算机接收系统
扫描电路与同步机装置的改进…… 明长荣（399）
硅二极管阵的特性及其在太阳磁场望远镜中应用的可能性…… 明长荣（405）
太阳磁场望远镜电视—计算机观测系统同步接口电路的改进…… 韩 峰（410）
太阳磁场望远镜数据实时处理方法…… 黄楚珊（413）
单板计算机用于太阳磁场望远镜的
数据采集与处理…… 艾贻民 王瑞兰 明长荣 韩 峰（419）

沙河、兴隆、怀柔太阳光学观测的候选台址的比较

史忠先 艾国祥 陈传乐 张善礼 王建民
（中国科学院北京天文台）

一、光学观测对比方案的选择

假如湍流大气是在均匀的大气层中渗入许多大小尺度不一的湍流元构成，湍流元本身的温度均一，并与周围未扰动介质的温度差ΔT，在光波范围内，它引起的折射系数差Δn应为[8]：

$$\Delta n = -2.9\times10^{-4}\frac{1}{\rho_0}\frac{\rho(h)}{T(h)}\Delta T = -A(h)10^{-6}\Delta T$$

ρ(h)、T(h)为高度h处的空气密度和温度，ρ_0为标准温度压力下的空气密度（$\rho_0=1.3\times10^{-3}$克·厘米$^{-3}$）。

可见直接测量ΔT随高度的变化，就能对候选地的大气质量优劣作一判断[9]。但用气球携带铂丝温度计来测ΔT随高度变化的方法，由于气球随风飘动，测点时刻在变，结果归算较难；用竖杆携温度计方法，所测高度又大受限制；动用飞机也只能提供有限的数据。我们直接测ΔT的目的主要在于定边界层的高度，把它作为圆顶应建高度的依据[10]。

光学观测不外是对比象的运动、模糊、畸变、闪烁，对太阳观测来说主要是对比象的运动和模糊。早期大多对太阳边缘的抖动情况进行目视，后来采用宁静度鉴别器监视[11]。但有时运动相对平静，象却是模糊的，因此，模糊的观测最近得到重视。勃兰特（Brandt）提出一个运动和模糊同时测量的方法[12]，贝柯斯（Beckers）也提出一种方法[13]，但最简单的方法莫过于对日面精细结构进行目视[16]和照相[17]了。由于视度（Seeing）的剧烈变化，目视是难于监视的。故我们采用照相方法，这有云南天文台的经验可供借鉴[1]。

我们的目的是为孔径35cm的望远镜选址，故选用口径15cm的望远镜进行观测对比。为了排除近地几米大气的恶劣影响，将望远镜安放在5米高的基墩上，露天观测。

我们选用的是折轴型折射望远镜，物镜焦距2250mm。太阳象用目镜放大到50cm左右，用电影机进行连续摄影。目镜前后加了四块滤光片，使曝光时间控制在1/400—1/800秒之间，排除了象运动对成象的影响。由于光球米粒只比光球平均背景亮4—17%，暗经比平均背景暗10—20%，故采用了高反差依尔福（Ilford）全色微粒胶卷。此外，为了避免望远镜内部湍流和焦距变动的影响，每次拍摄前方把望远镜对向太阳。迅速目视调焦后摄影。

为了取得15秒内视度剧烈变化的情况，我们采用2小时拍一次，一次拍15秒—25秒，全天拍6次（7^h，9^h，11^h，13^h，15^h，17^h）的方法。这样每次可取得200幅左右的照相。

二、观测资料的处理、统计分析

观测从5月14日始，7月25日止。这是北京地区最好的观测季节。三地资料取得的情况见下表：

表1 观测情况

地 点	观测时间	观测日数	观测次数	照 相 数	
沙 河	5.14—5.24	9	38	6875	12618
	7.12—7.14	3	9	1734	
	7.21—7.25	5	20	4009	
兴 隆	5.29—6.9	9	42	11132	
怀 柔	6.14—6.30	11	50	9338	
	共	37	159	33088	

将所取资料按成象质量的优劣分为六等，等级划分的标准规定如下：

1等：画面80%以上的区域达仪器的极限分辨，米粒清晰可见；另外的区域米粒基本保持原有形态，但暗边界不清楚（我们称之为轻微模糊区）。

2等：画面50—80%的区域达仪器的极限分辨；另外的区域有一部分属轻微模糊区，其余部分的米粒失去原有形态，但米粒仍可从模糊的背景上一粒粒看出来（我们称之为中等模糊区）。

3等：画面25—50%的区域达极限分辨；剩余部分是中等模糊区、或一部分只见一丝米粒的痕迹——严重模糊。

4等：米粒扩散变形，失去原有形态，但大部分画面轮廓较清楚。

5等：米粒清晰可见区或轻微模糊区小于画面的1/4，其余只有小部分属中等模糊，大部分为严重模糊区。

6等：全部画面严重模糊，或完全不见米粒痕迹（我们称之为完全扩散）。

由于大部份米粒的直径为1—3弧秒，暗边界（暗经）的宽度只有十分之几弧秒，所以可以粗略地认为在米粒清楚可见区域达仪器的极限分辨，在严重模糊区中只能见一些大米粒的痕迹，估计分辨率为3.5″，完全扩散区连最大的米粒也看不见，故分辨率应在5″之上。中等模糊区的角分辨应为小于3″的约为2.5″，轻微模糊区的角分辨应小于2″，估计为1.5″。按这种估计，1等照片的平均分辨约为1″，2—6等分别为1.5″、2″、2.5″、3″、>3.5″。

按这一划分标准处理资料，得到如下结果：

实际上由于天气的变化，观测次数平均每日只有4次，7^h和17^h的观测次数最少，每次照相的数目亦少些，而三个地方在这两个时段视度又最坏，故若把所得逐相总加起来后求各等照相所占的百分比，相当于对各观测时段加了权重因子，等权观测成了不等权的了，因此不合理。故我们分时段求各等占该时段照相总数的百分比，然后将6个时段的各等百分比各自相加平均，结果列在表2总计一行百分比栏。如果将1—2等，1—3等，1—4等相加可得表3。（为比较，1等结果也录于此）：

表2　各等资料所占百分比统计

沙河（5.14—5.24）

时段 \ 等级 \ 百分比	1		2		3		4		5		6		总
	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张
7h	0	0	0	0	14	1.8	5	0.6	99	12.4	679	85	797
9h	0	0	6	0.5	26	2.3	47	4.1	145	13.0	909	80	1135
11h	0	0	26	1.9	231	16.9	85	6.2	285	20.9	738	54.1	1365
13h	0	0	13	1.1	130	11.1	67	5.7	267	22.8	693	59.2	1170
15h	11	0.7	54	3.3	130	8.0	331	20.4	220	13.6	873	53.9	1619
17h	0	0	0	0	0	0	29	3.7	119	15.1	641	81.2	789
总	11	0.1	99	1.1	531	6.7	564	6.8	1137	16.3	4533	69.0	6875

沙河（7.12—7.24）

时段 \ 等级 \ 百分比	1		2		3		4		5		6		总
	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张	百分比	张
7h	0	0	0	0	0	0	20	2.9	245	35.2	432	62.0	697
9h	0	0	0	0	51	4.8	6	0.6	380	35.8	625	58.9	1062
11h	0	0	0	0	72	9.2	33	4.2	338	43.3	338	43.3	781
13h	0	0	4	0.4	129	11.3	25	2.2	507	44.3	479	41.9	1144
15h	1	0.1	26	2.2	83	6.9	20	1.7	409	34.0	663	55.2	1202
17h	0	0	0	0	11	1.3	308	35.9	116	13.5	312	43.9	857
总	1		30	0.4	346	6.6	412	7.9	2045	34.3	2909	50.8	5743
沙河合		0.1		0.8		6.6		7.3		25.3		59.9	

兴隆（5.29—6.9）

6h	0		0		0		0		113		14		127
7h	0	0	12	0.8	96	6.4	121	8.5	655	45.9	542	38.0	1426
9h	25	1.6	34	2.2	149	9.5	71	4.5	537	34.3	748	47.8	1564
11h	80	3.1	222	8.6	470	18.3	32	1.2	911	35.4	860	33.4	2575
13h	2	0.1	35	2.0	250	14.2	33	1.9	483	27.4	959	54.4	1762
15h	0	0	1	0.4	123	6.7	7	0.4	392	21.3	1309	71.2	1838
17h	0	0	0	0	6	0.4	61	3.3	425	23.1	1348	73.1	1840
总	107	0.8	310	2.7	1094	9.2	325	3.3	3516	31.2	5780	53.0	11132

怀柔（6.14—6.30）

7h	0	0	6	0.5	130	10.8	4	0.3	346	28.9	713	59.5	1199
9h	136	6.3	238	11.0	472	21.8	76	3.5	549	25.4	693	32.0	2163
11h	0	0	24	1.2	549	27.5	5	0.5	795	39.8	626	31.3	1999
13h	17	1	111	6.5	494	29.1	0	0	790	46.4	289	17.0	1701
15h	5	0.4	26	1.9	346	25.7	1	0.1	270	20.0	700	51.9	1345
17h	0	0	0	0	0	0	13	1.4	149	16.1	766	82.5	928
总	158	1.3	405	3.5	1991	19.2	99	1.0	2890	29.4	3786	45.7	9338

表3 全 天 对 比

地　点	1 等	1—2等	1—3等	1—4等
沙　河	0.1	0.9	7.5	14.8
兴　隆	0.8	3.5	12.7	16.0
怀　柔	1.3	4.8	24.0	25.0

若三地各选三个最佳时段来比较，沙河选11^h，13^h，15^h，兴隆和怀柔选9^h，11^h，13^h，可得：

表4 最佳三时段对比

地　点	1 等	1—2等	1—3等	1—4等
沙　河	0.3	1.6	12.2	17.3
兴　隆	0.6	5.9	19.9	22.4
怀　柔	2.4	8.7	34.8	36.1

最佳的一个时段（沙河15^h，兴隆11^h，怀柔9^h，）对比：

表5 最佳一时段对比

地　点	1 等	1—2等	1—3等	1—4等
沙　河	0.4	3.2	10.6	21.2
兴　隆	3.1	11.7	30	31.2
怀　柔	6.3	17.3	39.1	42.6

由表3、4、5可明显看出，怀柔要优于兴隆和沙河。

三、视度随时间变化的情况分析

观测表明，视度在短时间内就有剧骤的变化。有时在一连串5、6等照卡中夹杂1—2张1，2等照片，不过常见的是其中夹杂1—2张3等照片。1，2，3等照片连续出现，偶而夹杂5、6等这种情况较少（沙河一次未遇）。1等照片连续出现是较罕见的，连续出现的情况如表6所示：

1等照片在怀柔有一次连续出现13张，时间超过1秒，兴隆有一次连续出现9张，略小于1秒。

一般说，凡出现1、2等照片时，3等照片亦比较多，没有遇到3等照片超过50%而没有1、2等的情况。但没有1—3等，4等超过50%，和仅有少量3等、4等超过50%的情况在沙河出现过。

如果把一次观测中1—3等照相≥80%的好资料挑出来，附以日面边缘抖动（分甲乙丙丁四等）、风和明晰度（光流读数）情况，得表7。

怀柔的7次无例地都在刮东南风的时候，明晰度都不太好。而6.24—26日在怀柔刮3—5级西北风，明晰度很好，但没有出现1—2等照片。在怀柔共观测11天，其他日子基本上刮东

南风，均出现1—2等照片。这一情况表明，怀柔视度的好坏与风向密切相关。这可能是由于怀柔点东南西三面临水，刮东南风时望远镜浸润在来自水面的较均匀的空气团中(低层)，而刮西北风时，风从后山（怀柔点北靠山）陆地刮来，望远镜为不均匀的湍流大气包围。

在兴隆观测期间，没有刮过东南风，故对风向的依赖关系不清楚。

表6　1等照片连续现的情况

地点＼连续张数＼次数	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	总张数
沙　河	3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	12
兴　隆	13	7	2	1	0	0	0	1	0	0	0	0	107
怀　柔	16	4	1	2	1	0	0	0	0	0	0	1	158

表7　各点1—3等≤80%的观测资料

地点	日期	时段	等级 1	2	3	4	5	6	总张数	目视抖动	风	明晰度
兴隆	6.6	10^h40^m	55	85	41	7	26	2	216	乙	西北5级	2.05
怀柔	6.14	1300	0	14	138	0	24	0	176	乙	东南1级	1.50
怀柔	6.19	900	39	56	79	0	27	10	211	乙	东南3级	1.45
怀柔	6.20	1300	17	92	60	0	5	1	175	丙	东南3级	1.00
怀柔	6.20	1506	5	23	104	1	17	0	150	乙	东南3级	1.20
怀柔	6.28	900	63	72	87	0	31	6	259	甲	东南3级	1.75
怀柔	6.29	930	24	49	104	0	38	5	220	乙	东南2—3级	1.65
怀柔	6.29	1500	0	0	171	0	43	0	214	丙	东南3—4级	1.50

一般说，出现好照相时象的抖动较小（见表7），5、6等照片连续出现时抖动一般为丙、丁等。但在抖动为丙时仍取得过好资料，而在抖动为乙时却取得过坏资料，如在兴隆5月31日，5^h55^m，6^h10^m，目视抖动为乙，目视成象质量为甲，但没有取得一张1—4等照片。故模糊和抖动之间并不存在一一对应的关系。

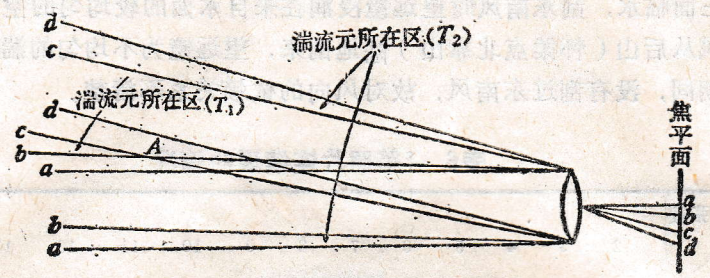
如取得了达望远镜极限分辨的照片，则应该说在视线范围内，湍流元的尺度、数量和ΔT相匹配，使综合影响在望远镜极限分辨之内。

观测中常见在一片模糊区中夹杂尺度为影十弧秒的清晰区，如下图所示，在模糊区ab和cd间夹一块清晰区bc。此时湍流元可由低层一直延伸到高层，如图中T_2区。相反，如果是清晰区中夹小块模糊区，则湍流元只能处于高层。如ab和cd为清晰区，夹着的bc是模糊区，湍流元只能处于以A为交点的b、c两线之间（T_1区）。若ab之间的夹角为10″，bc间的夹角为20″，湍流元离望远镜的距离至少是：

$$\frac{15}{1}=\frac{20}{206265}\qquad l=1.55\text{公里}.$$

若湍流元为内部温度均一的球[8]，半径R=10cm，则它应处于离望远镜3.5公里的地方，

取太阳的地平高度为30°，湍流元高达1.7公里。



湍流元所在区域示意图

由此可见，获得1—2等照卡时低层很少湍流，比较平稳。而5—6等照卡出现时低层大气已处于十分紊乱的情况之中。3等照片出现，低层大气带有一定数量的湍流，高层大气亦不是太好。4等照片出现，低层大气湍流已比较严重，但ΔT可能不是太大。因此，视度随时间的急骤变化主要由低层大气引起，提高望远镜离地面的高度，4—6等照相就能向1—3等转化。但要取得更高分辨的照相，高层大气必需考虑，此时就要求能远离陆地、山脉，以便不均匀的气团在它长途运行过程中逐步均化。

四、结　论

1．水面、山区、平原三点比较表明，水面上的点最好，这可从表3—7看出。萨莱乃夫（Salanave）用6吋折光镜在加里福尼亚州Junipero Serro峰，观测太阳估计1″的视度占1%[14]，伯雷（Bray）等从5吋望远镜的观测估计为1/180[15]，可见怀柔观测达到较好台站的水平。

三个观测点相互之间的直线距离不到100公里，怀柔和沙河间的直线距离不到40公里，却有如此明显的差别，看来主要是由局部环境不同引起的。我们在怀柔观测时值夏季，除清晨傍晚，气温一般高于水温，形成逆温层，低层大气的湍流要小得多。

2．怀柔在东南风时出现好象，西北风时则没有，而兴隆在西北风时却有好象。这表明风向本身与好象的出现并无特定关系，主要还在于风带来的大气均匀与否。怀柔点吹东南风，风从水面上来，远处陆地的不均匀气团通过1—2公里水域，小的湍流元通过扩散已不复存在，大的温度也趋向均化，故低层大气质量比较好，如果四面环水，水域都在1—2公里以上，则就更好了。

3．三地早7^h和下午17^h的象质量均不好。沙河与其他平原台站所得结果相同，只是在近中午时才能间歇地取得一些好资料。但兴隆与其他台站有很大差别。一般山区台站在日出后1—2小时，日落前1—2小时有较好的视度，如威尔逊山天文台[16]，基特峰国立天文台[17]等。而兴隆在上午9^h后才出现好象（日出3小时后）。这可能是由兴隆站的特殊地形造成的。从兴隆的观测点向东向西视线均处在山脊上，太阳天顶距较大时，观测需穿过很厚的低层大气，因此很不利。如是一个孤独的峰，早上和日落前应能取得较好的资料。怀柔水面观测，早晨当视线落在水面上时才有好象出现。下午17^h没有好象可能与气温低于水温，观测需穿过较厚的低层大气有关。

参 考 文 献

〔1〕云南天文台太阳物理科究室，天文学报，15，1，（1974），25.

〔2〕云南天文台太阳物理研究室，天文学报，15，2，（1974），173.

〔3〕史忠先，林元章，艾国祥，钱善瑨，赵仁杨，天文学报，16，1，（1975），12.

〔4〕J.O.S.O. Annual Report, 1970.

〔5〕Mayfield, E. B., Varbec, D., Rogers, E., Janssens, T., Becker, R. A., Sky and Telescope, 37, 4, (1969), 208.

〔6〕Zirin, H., Sky and Telescope, 39, 4, (1970), 215.

〔7〕Gaizauskas, Y., and Kryworuchko, A., J. Royal Astro. Soc. Canada., 67, 5, (1973),217.

〔8〕Ulrich Grossmann-Doerth, Solar Phys., 6, 1, (1969), 210.

〔9〕Coulman, C. E., Solar Phys., 7, 1, (1969), 122.

〔10〕MeMath, R. R., and Pierce, A. K., Sky and Telescope, 20, 2, (1960), 64.

〔11〕Brandt, P. N., Solar Phys., 7, 1, (1969), 187.

〔12〕Beckers, J. M., Applied Optics, 5, 2, (1966), 301.

〔13〕Bray, R. J. and Loughhead, R. E., Obseruatory, 79, 909, (1959), 63.

〔14〕Salanave, L. G., Sky and Telescope, 16 (1975), 320.

〔15〕Bray, R. T., and Loughhead, R. E., "Sunspots", 1964, p. 15.

〔16〕Howard, Robert, Solar Phys., 7, 1, (1969), 153.

〔17〕Pierce, A. K., Solar Phys., 6 (1969), 498.

A COMPARISON OF THE SOLAR OPTICAL OBSERVATORY TESTING SITES AT SHAHE, XINGLONG AND HUAIROU

Shi Zhong-xian, Ai Guo-xiang, Chen Chuan-le,
Zhang Shan-li, Wang Jian-min
(*Beijing Observatory, Academia Sinica*)

Abstract

This paper describes the results of comparison of the solar optical observation carried out by us in May-July 1975 at three typical topographies: plain countryside (Shahe Station), mountains (Xinglong Station) and water surface (Huairou Reservoir). At fixed hours we photographed the fine structures (granulation) on the solar surface, and there have been obtained thirty thousand and more photographs. According to the quality of images they can be divided into six classes. For the first to third classes, which correspond to the comparatively superior quality, Huairou shares the portion 24%, Xinglong——12.7%, and Shahe——7.5%. Water surface is evidently superior to moutains and plain countryside. For details see Tables 3,4,5.

In the aperture range 1′.5×1′, all the three sites could yield photographs attaining the limiting resolution of instrument (0.″9). For such photographs Huairou occupies 1.3%, Xinglong——0.8%, Shahe——0.1%. The time interval of consecutive appearance of these photographs at Huairou is a little longer than 1 second.

太阳观测台址的选择

（二）

大气温度短周期脉动的测量和记录

钱 忠 钰

一、系统工作原理

利用铂丝电阻值的温度效应，可以组成电阻温度计。通过它把温度的起伏转变成与之成线性关系的电压变化信号，该信号由与电阻温度计在一起的前置放大器加以放大，通过屏蔽电缆线传送到地面，然后经低通滤波器滤去不需要的高频干扰成分，再送到示波器去显示和记录。

为了能同时记录下四个不同地点的温度脉动信号，以便于对照比较，并减少工作量，我们在示波器前加了电子开关，把示波器的光迹振成四根线，分别显示放于不同地点的电阻温度计送来的信号，而且用照相的方法同时记录下来。图1就是整个测量系统的示意图。

二、仪器描述

由系统示意图可以看出，整个测量系统可以分成电阻温度计、前置放大器、屏蔽传输线、低通滤波器、电子开关、示波器和照相系统等，现将各部分分述如下：

（1）电阻温度计

铂丝的电阻值随温度的变化可由下式表示：

$$R_t=R_0(1+\alpha t) \qquad (1)$$

式中 R_0为铂丝在0°C时的阻值；

R_t为铂丝在t°C时的阻值

α 为铂丝的电阻温度系数，在我们使用范围内是个常数。标称值$\alpha=3.9\times10^{-3}/°C$。

当大气温度由t_1变化到t_2时，根据式（1），很易求得铂丝阻值的变化量为：

$$\Delta R=R_0\alpha\Delta t \qquad (2)$$

式中 $\Delta R=R_{t2}-R_{t1}$；

$\Delta t=t_2-t_1$。

式（2）表示，电阻变化量和温度的变化量之间有一个简单的线性关系。如果我们给铂丝通以恒定的电流I_0，就可获得同样与温度变化成线性关系的电压变化信号：

$$\Delta V=I_0\Delta R=I_0R_0\alpha\Delta t \qquad (3)$$

记录下ΔV的变化就记录下了温度的变化。

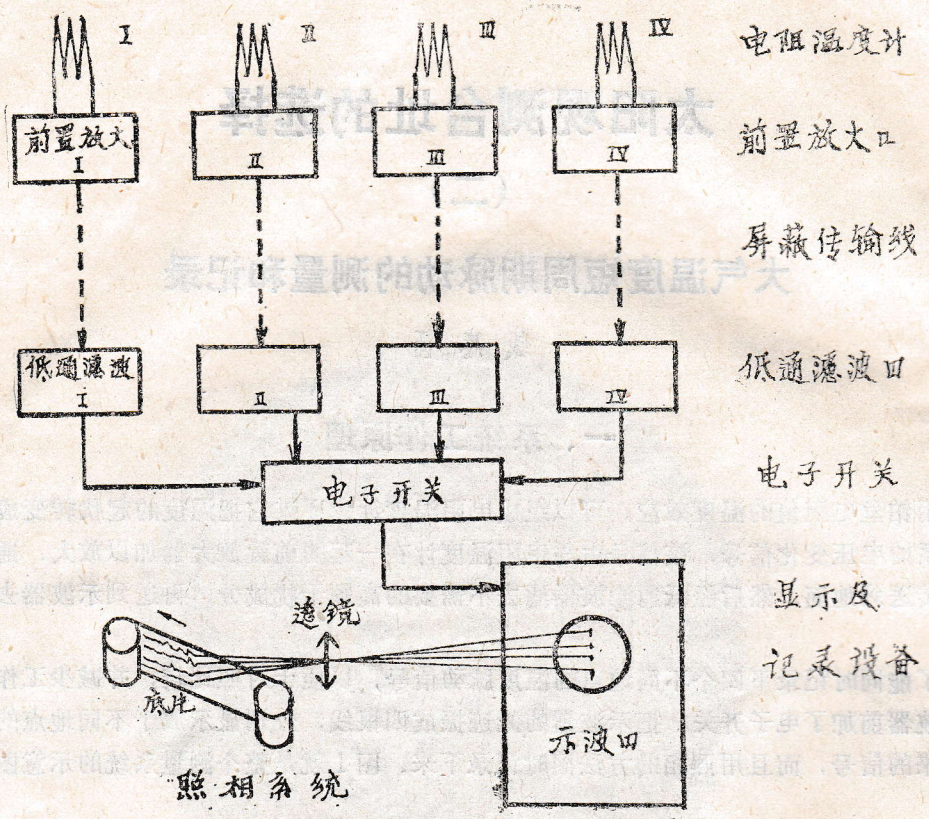


图1　大气温度脉动测量系统示意图

铂丝由于其优良的物理特性，化学性能以及电性能，特别是对可见光和红外线有很高的反射系数，所以是在阳光下测量大气温度脉动的较理想的材料。考虑到要求反应出快速的温度变化，选用了直径为10μ的很细的铂丝。

工作电流I_0的选择主要取决于以允许的风速对测量精度的影响，在I_0很大时，测得的就主要是关于风速的信息了。I_0也不能太小，以免降低测量灵敏度。根据热平衡方程的计算[1]，考虑到0.02°C的测量灵敏度，可得要求工作电流$I_0 \leqslant 0.5$mA的结果。有关计算参看附录。

根据上述计算，我们又通过实验，选择了I_0为0.29mA。这时就看不到风速的影响。

铂丝的长度由测量灵敏度而定，由于前置放大器有约5μV的等效输入噪声，为了保证对0.02°C变化信号有2：1以上的信噪比，铂丝绕达600欧姆电阻值。（亦即$R_0=600\Omega$）。这时温度每变化1°C，电阻温度计将给出约0.6mV的电压变化信号。

在绕制时尚应注意铂丝绕制范围不要大但框架要大，支撑丝要尽量细并和铂丝焊牢，见图2。

（2）前置放大器：

用它就地放大电阻温度计的输出信号，以增强传输过程中的抗干扰能力，选用了北京无线电器件厂的线性集成电路BG3056，其主要参数如下：

输入失调电压V_{os}	≤8 mV
输入失调电流I_{os}	≤250nA

输入基极电流Iid	≤500nA
输出电压幅度Vpp	≥±4.5V
开环增益　Kv	≥94db
共模抑制比　CMRR	≥70db
电源电流	≤2.5mA
电源电压	±6V

（摘自该厂产品目录）

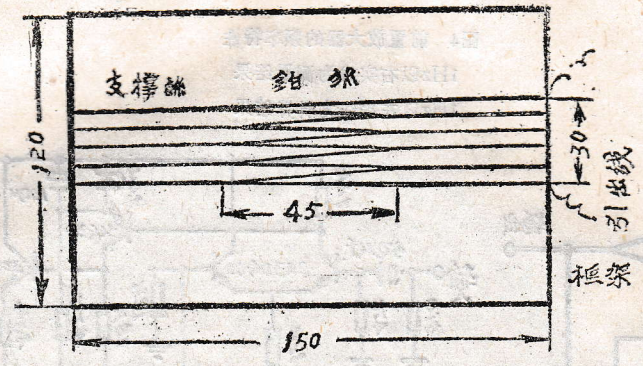


图2　电阻温度计结构示意图

挑选其中低噪声的产品接成典型的负反馈电压放大器就是相当理想的前置放大器。电压放大倍数$K_0 \approx R_f/R_b$，R_f为反馈电阻，R_b为输入基极电阻，我们选$R_f=1M\Omega$，$R_b=2.4K\Omega$，则K_0为416倍。实际测量约为420倍。放大器的具体线路和测得的频率特性见图3和图4。

在电阻温度计和前置放大器之间采用了交流耦合，去掉了直流成分和缓变信号，按耦合常数计算，下限在0.3Hz左右，这样既保留了我们感兴趣的信号，又简化了调正手续，也免除了前置放大器的过载。频率补偿电容C用得比较大，这是为了让频率特性曲线在80Hz以后很快下降，这从图4可以看出来，曲线的右半部是实际测得的（f≥1Hz），在f<1Hz时是根据计算补上的。

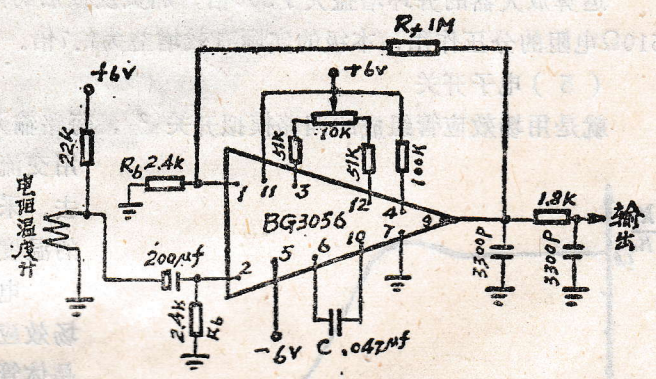


图3　前置放大器线路图

（3）屏蔽传输线：

经前置放大器放大后的信号仍然很小，每0.1℃约为26mV，所以信号传输线要求用屏蔽良好的电缆，并且要很好地接地，以防广播信号和各种杂散信号的干扰。下述的低通滤波器也是为了抑制这些干扰。

（4）低通滤波器

为了除去主要在传输过程中接收的各种高频干扰，使用了低通滤波器，要求其通带也是

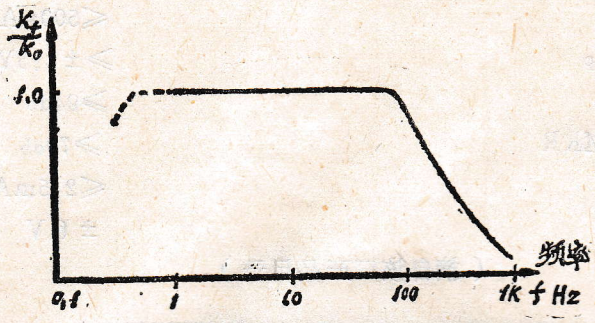


图4　前置放大器的频率特性
1Hz以右实线为测量结果
1Hz以左虚线为计算结果

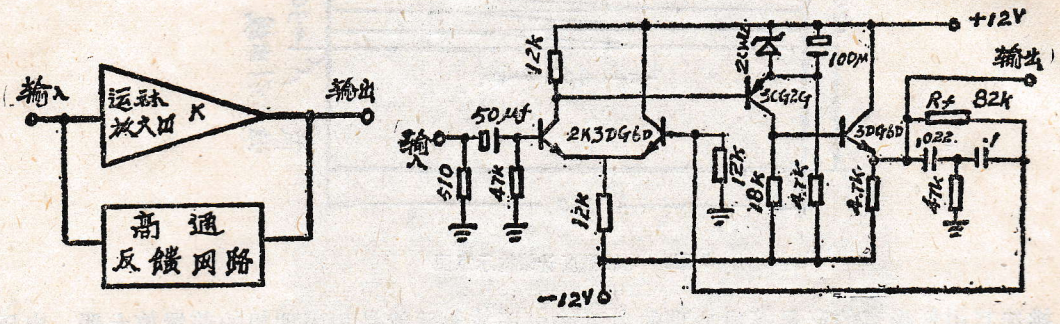


图5　低通滤波器原理图和线路图

0.3Hz—80Hz，我们采用了有源形式的结构，其原理和线路见图5，通带特性见图6。

运算放大器的开环增益大于300倍，加负反馈后的闭环增益K_0～7.7倍，由于输入后510Ω电阻的分压作用，本级的实际有效增益为1.7倍。

（5）电子开关

就是用场效应管组成的四路模拟开关[2]，每路输入由电位器提供可调的直流电位，又用交流耦合的方法把温度脉动信号叠加上去，采用分时扫描的方法依次显示四个不同的温度信号，而由底片同时记录下来。

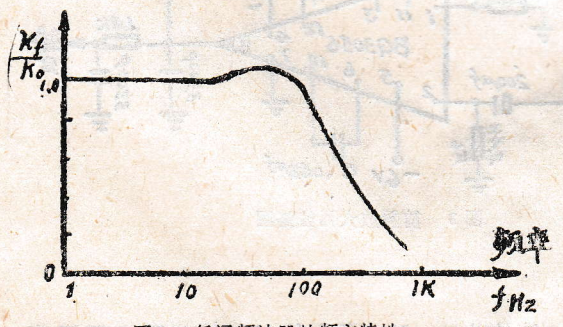


图6　低通频波器的频率特性

电子开关由振荡器，脉冲分配器[3]，和场效应管开关等几部分组成。振荡器由单结晶体管BT33F构成，振荡效率约20KC。脉冲分配器用清华大学生产的MOS集成电路计数器MMJ-2B和与非门MOS-Q构成，场效应管采用的3DO1F-B。

图7是脉冲分配器示意图，完整的线路见图8

（6）示波器和照相系统

示波器要求用直流示波器，以避免在测量的信号频率较低时，出现四路之间的相互影响。我们使用的是SBM-10示波器。

照相系统使用了英国 Cossor 公司的1482MK Ⅱ A型示波器照相机，它不要求光点扫描，而由胶卷连续移动来记下连续的信号。胶卷扫描速度选每秒$\frac{1}{4}$吋。

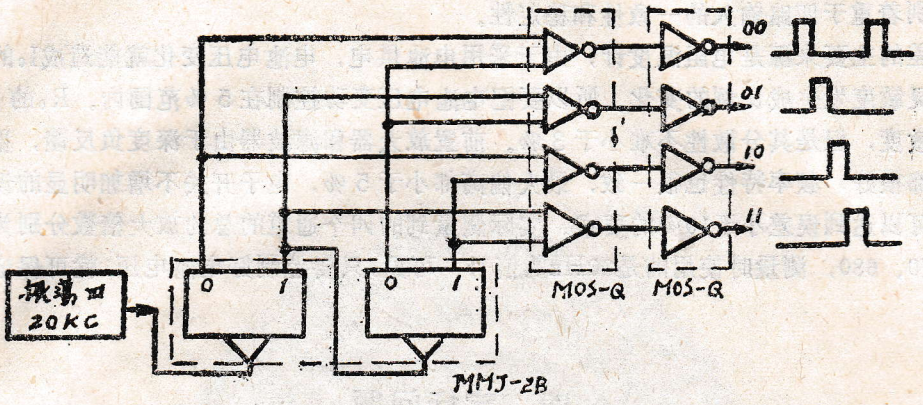


图7　脉冲分配器原理图

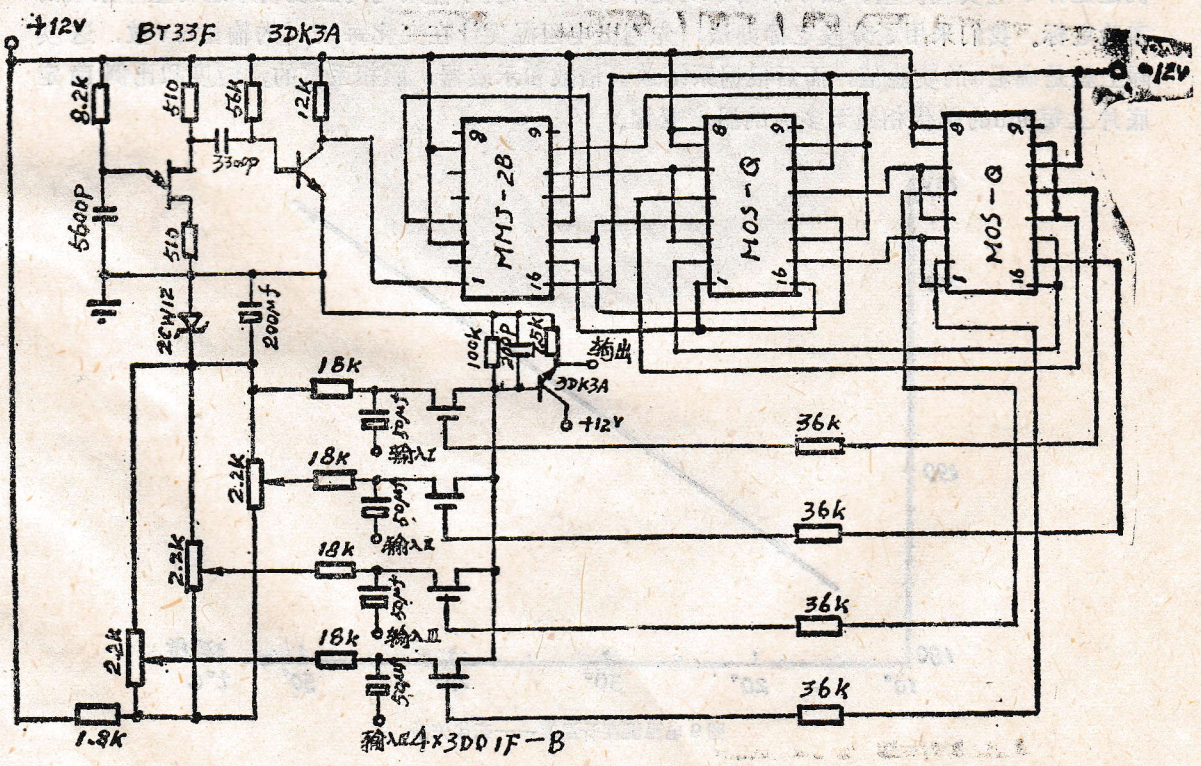


图8　电子开关线路图

三、系统精度的估计

根据测量的实际需要，系统误差要求小于10%。我们主要的目的是对数据作相对比较，所以特别着重于四路输入的一致性和稳定性。

误差的主要来源是电阻温度计，由于采用电池供电，电池电压变化就能造成I_0的变化，也就使灵敏度发生成比例的变化。所以要把电池电压变动控制在5%范围内。R_0的阻值也影响灵敏度，但是其分散性不难小于3%。前置放大器和滤波器由于深度负反馈，稳定性和一致性都很好，频率特性也很一致，最大偏离都小于5%，电子开关不增加明显的误差，所以完全可以达到误差小于10%的要求。实际测量到的四个通道的总的放大倍数分别为：690、690、670、680，测量时使用的是30Hz的信号。可见，只要控制好电池电压，就可保证要求的精度。

四、定标问题

原则上可以由α值和电路放大倍数通过计算来解决定标问题。针对铂丝的具体情况，我们还是作了些实验测量。由于采用了交流耦合，所以就不能用均匀温度场来进行整个系统的实验定标。我们采用了分段定标办法，先测出电阻温度计在变化每°C时的输出mV数，这实际上就是确定α的实验值，而后根据系统放大倍数和示波器，照相系统的灵敏度和比例确定底片上每mm的起伏相当于多大的温度变化。

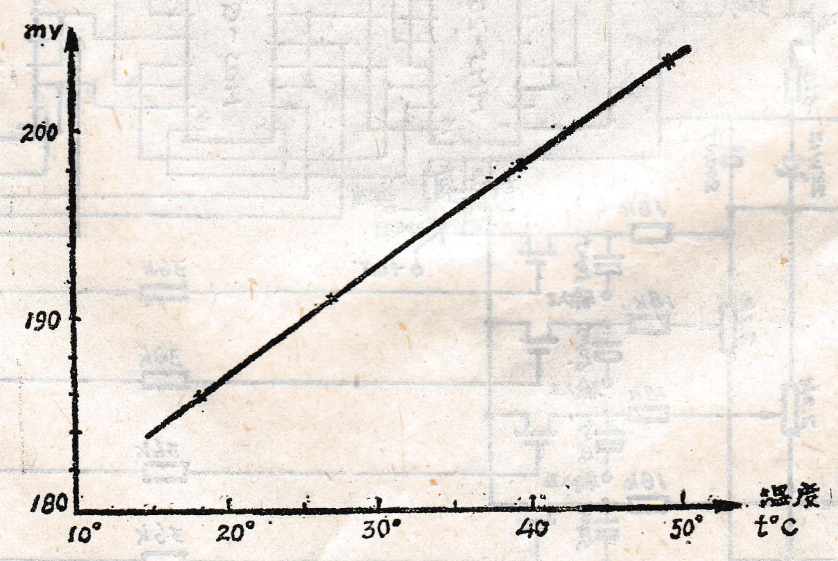


图9 电阻温度计温度——毫伏关系

实验中，对电阻温度和mV之间的直线关系，如图9所示。它表明α是常数。

根据式（3）可得

$$\alpha=\frac{\Delta V}{V_1\Delta t-\Delta V t_1} \qquad (4)$$

根据图9的数据，可算出$\alpha\approx3.6\times10^{-3}/°C$。

我们采用此数据使用于$R_0=600\Omega$ $I_0=0.29mA$，就求得电阻温度计的灵敏度为：0.56mV/°C，取系统平均放大倍数为680倍，示波器灵敏度0.1V/cm，照相间物像比为2.5：1，可以求得底片上每mm的起伏就相当于0.066°C的温度变化。

五、使用和改进

（1）经过仔细调整后，系统显示了良好的稳定性和可靠性。经长途运输之后仍可立即投入使用

（2）原计划使用气球带到空中测量，所以对体积重量考虑较多，后因气球受风速的限制大，数据有一定的局限性，改在塔上测量，但仪器装置未作变动。如果预先就放松重量体积的限制，改变供电方式，将能提高系统精度。

（3）由于级间采用交流耦合，给工作带来极大方便。所得数据也能满足我们的需要。但是另一方面，由于去掉直流成分和缓变部分，亦使数据的应用范围带来某种局限性。

（4）在测量灵敏度上是大有潜力的，关键在于尽量挑选低噪声的前置放大器和抑制干扰，达到0.01°C以至更高的灵敏度予计不会有太大的困难。

（5）本装置是为了特定的工作任务而作的，考虑不可避免地带有局限性，欢迎批评指正。在工作中，得到激光组王德隆、胡景耀以及本组其它同志的大力帮助，特此致谢。

附录：铂丝工作电流的计算

根据〔1〕，铂丝在气流中的热平衡方程为：

$$m_0\frac{d\theta}{dt}=0.24i^2R-kl(\theta-\theta_0)\left(1+\sqrt{2\pi\frac{\rho c_p Vd}{k}}\right) \qquad (1)$$

当 $\frac{\rho c_p Vd}{k}>0.08$时

式中：m 铂丝质量；c 铂丝比热；

θ 铂丝温度；θ_0 空气温度；

i 铂丝电流；R 铂丝电阻；

l 铂丝长度；ρ 空气密度；

d 铂丝直径；V 风速

c_p 空气定压比热；

k 空气传热系数。

当$d=10\mu$时，$V\approx15.2$/秒

则 $$\frac{\rho c_p Vd}{k}\approx0.08$$

在我们实际测量时，V总是大于15.2cm/秒，所以此式是可以适用的。

当达到热平衡时，$\frac{d\theta}{dt}=0$式（1）变为：

$$0.24i^2R=kl(\theta-\theta_0)\left(1+\sqrt{2\pi\frac{\rho c_p Vd}{k}}\right) \qquad (2)$$

式（2）的意义很明显：处于热平衡时，铂丝电流产生的热量等于通过传导和空气对流散发出去的热量。根据式（2），我们就可算出对应于不同的i值，（$\theta-\theta_0$）对风速V的依赖关系，由此就可看出风速变化对测量结果的影响。计算结果见下表。

不同i值时，（$\theta-\theta_0$）和V之间的关系

风速V米/秒	（$\theta-\theta_0$）℃ i=1mA	（$\theta-\theta$）℃ i=0.5mA
0.152	0.035	0.009
0.608	0.025	0.006
2.43	0.016	0.004
9.72	0.009	0.002

由上表可以看出，当i=0.5mA时，只要风速大于15.2cm/秒，那么风速变化所引起的测量误差终是小于0.009℃，可以满足我们的要求。

通过实际试验，我们选I_0=0.29mA，略小于上面计算的值，这时就实际上看不出任何风速变化的影响。

参 考 资 料

〔1〕《激光大气传输专辑》第二集，第1页。中国科学院安徽光机所出版

〔2〕Hermann Schmid《Electronic Analog/Digital Conversions》p.95

〔3〕《晶体管脉冲数学电路》下册　第39页，清华大学电子工程系编

AN APPARATUS FOR MEASURING AND RECORDING THE ATMOSPHERE TEMPERATURE FLUCTUATIONS CLOSE TO GROUND

Qian Zhong-yu

(*Beijing Astronomical Observatory,*)

Abstract

A set of electronics measuring and recording the atmosphere temperature fluctuations for solar optical siting is described in this paper. It includes four temperature senors made of Pt wire in diameter 10μm, four low noise

preamplifiers, four low-pass filters, a four to one multiplexer, and a oscilis-cope with camera as recorder, which uses film as recording medium. This apparatus can measure and record the atmosphere temperature fluctuations of four different places at same time. The measurement range of the temperature fluctuations is about 0.02℃-2℃, the frequency response is from 0.3Hz to 80Hz, and the total accuray of the system is better than 10%.

沙河、兴隆、怀柔太阳光学观测候选台址的比较（二）

——近地面层大气温度脉动观测

王建民 钱忠钰 艾国祥 史忠先 胡岳凤
（中国科学院北京天文台）

一、概　　述

为了获得高分辨率的太阳光学观测条件，寻找一个适宜的观测地址，充分发挥仪器的效能，是一件很有意义的工作。国外近十多年来，开始改变山地建台的传统，不少人在水域选址建台。例如美国圣·费南多（San Fernando）天文台[1]、威尔逊山（Mt. Wilson）和帕洛玛山（Mt. Palomar）天文台[2]等都在水库和高山水库选址建台，西欧国家联合在地中海和大西洋选址[3]，加拿大在渥太华河河湾处建台[4]，效果均明显地好。此外，还发现提高观测室的地面相对高度，可以避免近地面大气温度脉动的严重影响。例如基特峰（Kitt Peak）天文台把二米望远镜安装在30米高的塔上[5]，沙克拉门托峰（Sacramento Peak）天文台太阳塔高41米[6]，大熊湖天文台的水上观测室也高达15米以上[2]。

我台太阳光学观测地址选择，主要根据我台现有观测站以及考虑今后的发展，重点比对平原、山地、水域观测质量的优劣。在进行光学观测对比[7]的同时，还进行了近地面层大气温度脉动的观测，归算出对望远镜成像质量的影响，分别确定平原、山地和水域观测室的相应高度，以便于作好我台太阳光学观测较好的观测台址的选择。

根据我们的实际情况，分别选择沙河站（平原）、兴隆站（海拔约一千米的山顶）、怀柔（怀柔水库的一个半岛，其东、西、南三面均有1—2公里水域）进行大气温度脉动测量。

在地面上，温度脉动在近地面层几百公尺内比较明显，在几十公尺之内温度脉动幅度较大，随高度变化明显。特别在近地面层的强迫对流层中更为厉害，当高度升到自由对流层则温度脉动随高度变化开始明显减小，所以一般选择这两层的交界层作为太阳光学仪器的观测高度。因此利用温度脉动观测可以评定地址的优劣，特别在确定观测室高度方面有重要的意义。所以把光学直接观测与温度脉动随高度变化的观测结合起来，有利于一举完成选址及确定观测室高度的任务。

二、实验装置及测量情况

利用铂丝电阻值的温度效应，组成电阻温度计装在不同高度，用示波器进行显示。为了

能同时记录下四个不同高度的温度脉动信号，以便对照比较，在示波器前加了电子开关，把示波器光迹振成四根线，分别显示放在不同高度的四个电阻温度计的信号，再用照相的方法记录下来。图1就是整个测量系统示意图。

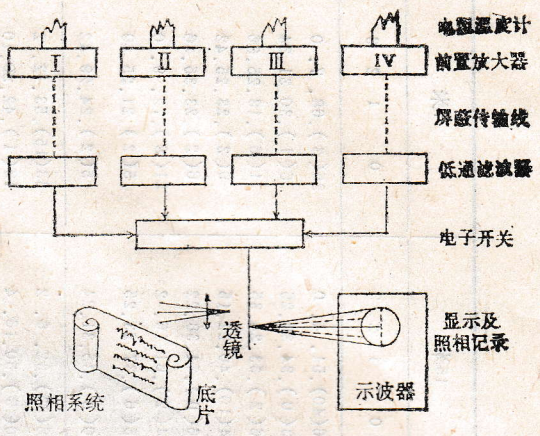


图1　温度脉动测量装置方框图

最初考虑用系留气球携带铂丝温度计作测量，发现气球受风的影响太大，在大于四级风时就根本不能观测。后将铂丝温度计固定在杆子上测量，根据实际可供利用的条件以及对边界层的预计，平原、山地和水域分别使用高50米、40米，24米的杆子，取得的资料如照片所示。

铂丝温度计的铂丝粗约10微米，可测0.3—80赫的温度变化，温度计绕制面积约40毫米×40毫米，测温灵敏度约为0°.01C，系统测量误差小于10%，在使用中显示出良好的可靠性和稳定性。

北京地区秋季晴天较多，也是太阳光学观测质量良好的季节，选择九、十月份在三个地点（相距不到100公里），进行大气温度脉动测量。每个地点尽可能保证获得4—5天具有代表性资料，以反映该地区的特点。

表1　温度脉动测量情况表

地　点	日　期	天气情况	风　向	风　力	资　料　情　况
沙　河（平原）	9.3	晴	东南	1—2级	7^h、9^h、11^h、13^h、15^h、17^h
	9.4	晴	西南	0—3级	7^h、9^h、—　—　15^h、17^h
	9.5	多云间晴	西北	0—1级	7^h、9^h、11^h、—　—　—
	9.10	多云间晴	西北	4—5级	—　—　—　—　15^h、—
	9.12	晴间多云	西北	5级	—　—　11^h、—　—　—
	9.14	晴	西北、西南	1—3级	—　9^h、11^h、13^h、15^h、17^h
	9.15	晴	北、东南	1—3级	—　9^h、11^h、13^h、15^h　—
怀　柔（水域）	9.20	晴	西北	5级	—　—　—　—　15^h、17^h
	9.21	晴间云	南	1—3级	7^h、9^h、11^h、13^h、15^h、17^h
	9.22	晴	东南	1—3级	—　9^h、11^h、13^h、15^h、17^h
	9.23	晴	东南	1—2级	—　9^h、11^h、13^h、15^h、17^h
	9.24	晴间云	东南	0—1级	—　9^h、11^h、—　—　—
兴　隆（山地）	9.26	晴	东南	1—3级	—　9^h、11^h、13^h、15^h、17^h
	9.27	多云间晴	东北	1—2级	7^h、9^h、—　—　—　—
	9.28	多云间晴	西北	2级	—　—　—　13^h、—　—
	10.4	晴	西北	3—4级	7^h、9^h、11^h、13^h、15^h、17^h
	10.5	晴	西南	4—5级	7^h、9^h、11^h、13^h、15^h、17^h

9月3日先在沙河站观测，共观测七天，其中9月3日、14日、15日资料完整，9月14日间有五级左右的西南风。怀柔的观测从9月20日开始，连续五个晴天，其中三天资料完

表2　温度脉动振幅在每一时段中所占百分比

观测地点	高度 / 等级 / 时间	50米	40米	30米	15米	7米
		0　1　2　3	0　1　2　3	0　1　2　3	0　1　2　3	0　1　2　3
沙河（平原）	$07^h\ 00$	85(74).15. 0. 0	—. —.—.—	59(34).41. 0. 0	46(40).51. 4. 0	25(3).68. 7. 0
	$09^h\ 00$	24(11).55.15. 6	2(0).46.15.38	12(3).35.33.20	3(0).34.39.25	5(1).30.31.34
	$11^h\ 00$	29(21).39.25. 8	35(20).32.25. 9	17(9).37.31.16	6(2).33.24.35	1(0).18.25.56
	$13^h\ 00$	39(24).44.17. 0	48(34).41.12. 1	30(10).50.17. 3	24(10).40.22.15	9(3).23.25.42
	$15^h\ 00$	42(25).38.17. 4	23(6).42.27. 9	30(16).39.20.11	6(0).34.38.22	6(2).23.35.36
	$17^h\ 00$	55(38).41. 4. 0	65(37).34. 2. 0	49(23).50. 2. 0	24(2).61.15. 2	21(8).72. 9. 0
	$11^h\ 13^h$	34(23).42.21. 4	42(27).37.19. 5	24(10).44.24.10	15(6).37 23.25	5(2).21.25.49
	$9^h.11^h.13^h.15^h$	34(20).44.19. 5	27(15).40.20.14	22(10).40.25.13	10(3).35.31.24	5(2).24.29.42
兴隆（山地）	$07^h\ 00$		65(35).27. 7. 1	64(39).30. 3. 1	58(35).32. 8. 2	33(15).53.12. 2
	$09^h\ 00$		51(25).36.14. 1	49(21).40. 9. 2	30(5).50.16. 4	18(1).42.29.10
	$11^h\ 00$		24(10).47.21. 9	19(8).40.30.12	17(4).35.27.19	6(2).23.33.38
	$13^h\ 00$		23(8).38.21.18	18(5).41.22.19	6(0).29.34.31	2(0).28.31.42
	$15^h\ 00$		32(15).35.24.10	23(11).38.25.11	13(2).33.36.19	3(0).16.29.52
	$17^h\ 00$		68(49).28. 4. 0	71(52).26. 4. 0	80(58).18. 3. 0	72(51).27. 1. 0
	$11^h\ 13$		24(9).43.21.14	19(7).41.26.16	12(2).32.31.25	4(1).24.32.40
	$9^h.11^h.13^h.15^h$		33(15).39.20.10	27(11).40.22.11	17(3).37.28.18	7(1).27 31.36
		24米	16米	8米	4米	注：（ ）为连续10秒以上时间内出现0级脉动的百分比。
怀柔（水域）	$07^h\ 00$	38(21).51.11. 1	38(21).48.14. 0	45(15).51. 4. 0	65(41).24. 9. 2	
	$09^h\ 00$	71(46).27. 2. 1	69(38).28. 4. 0	65(40).34. 1. 0	51(28).38. 6. 6	
	$11^h\ 00$	80(56).20. 1. 0	82(65).16. 2. 0	72(45).28. 2. 0	47(18).42. 9 2	
	$13^h\ 00$	89(78).11. 0. 0	78(62).19. 2. 0	62(41).31. 6. 1	48(26).35.10. 8	
	$15^h\ 00$	77(59).22. 2. 0	74(56).23. 3. 0	62(39).30. 7. 1	36(11).39.17. 9	
	$17^h\ 00$	92(70). 9. 0. 0	82(67).18. 1. 0	60(35).31. 8. 3	40(13).39.17. 5	
	$11^h\ 13^h$	85(67).16. 0. 0	80(64).18. 2. 0	67(43).29. 4. 0	48(22).39.10. 5	
	$9^h.11^h.13^h.15^h$	79(60).20. 1. 0	76(55).22. 3. 0	65(41).31. 4. 0	46(21).39.11. 6	



1985 9.23.13^{h}



1985.9.22.13^{h}

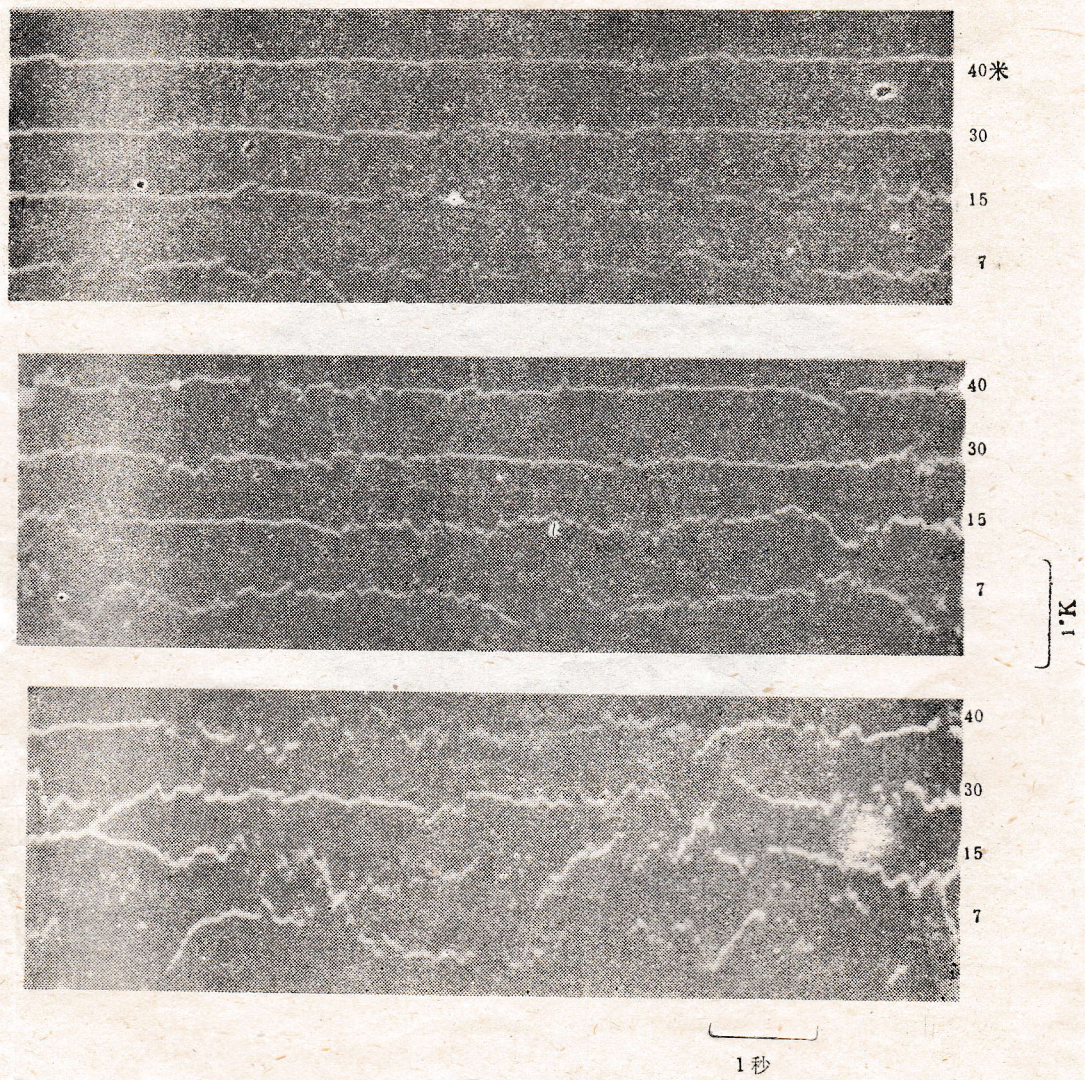


1975.9.24.11^{h}

1秒

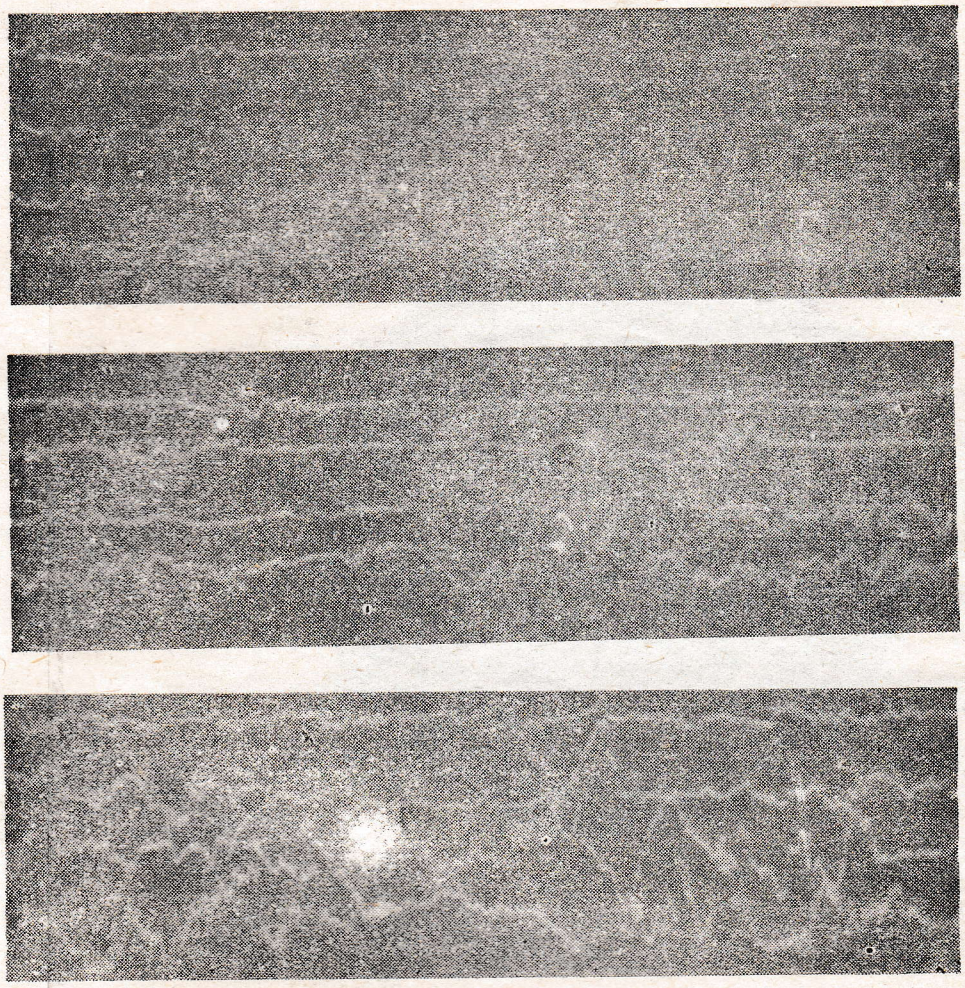
K.1

怀　柔



兴　　隆

温 度 脉 动 曲 线 照 相 记 录



沙河

整，9月20日有五级左右的西北风。兴隆9月26日开始观测，10月5日结束，其中9月26日，10月4日，5日资料完整，10月5日有五级左右西南风，10月4日是雨后的第一个晴天（见表1）。

全天观测时段的选择为7^h、9^h、11^h、13^h、15^h、17^{h}共六段，每一时段观测四分钟，可得胶卷160厘米，每个地点可供分析的胶卷都在30米以上。

测量高度的确定，沙河为50米、40米、30米、15米、7米；兴隆为40米、30米、10米、7米；怀柔为（距半岛地面）24米，16米、8米、4米，半岛地面距水面约2—3米。其中沙河、兴隆的7米高度，怀柔8米高度分别对应光学观测仪器物镜的高度。

三、资料的分析处理

地球大气对天文光学仪器成像质量的影响，主要是折射率不均匀所引起的；在可见光区折射率的不均匀主要取决于温度不均匀，有如下关系[8]

$$C_n \approx \frac{8\times10^{-5}\cdot P}{T^2} C_T \qquad (1)$$

其中T为观测时绝对温度，P以毫巴为单位的大气压。因此，只要测量出大气的温度分布结构，就可以了解折射率的不均匀分布。

我们用两种方法处理原始资料：一种是测量温度脉动幅度的平均值，这种方法比较简单而不直观，但处理方便，易处理大量数据。另一种是求温度转换函数的方法，比较直观，可以直接看出成像质量，物理内容明确，但处理比较繁杂。我们对三个地点的近地面层的转换函数作了典型处理，而大量的观测数据则以求温度脉动振幅的平均值方法处理。

1．近地面层温度脉动幅度的平均值

首先将照相记录的温度脉动曲线（如照片），以t＝1秒为间隔，按振幅大小分为四个等级，求出在每一时段中各个等级所占百分比，结果列表2中。

根据测量系统的定标，胶卷上每1毫米相当于温度0°.06565C，然后确定0级对应于温度脉动幅度为0°.04C、1级为0°.10C，2级为0°.25C、3级为0°.60C。用这个结果与表2中对应相乘，就得到了每个观测地点、每个高度、每个时间的温度脉动振幅的平均值(表3)。

2．调制转换函数

我们用下列办法处理并计算近地面层大气调制转换函数：在原始资料中，在按温度振幅所分的四个等级中选择典型的照相记录，以t＝0.1秒为间隔，测量出每个等级的温度脉动振幅的平均值D_T（L，h）。据$C_T^2=\frac{D_T^2}{L^{2/3}}$，又L＝$v\cdot t$，$v$为观测时平均风速，t为所取的时间间隔（0.1秒），从而得到每个等级的温度脉动结构系数C_T（h）。将C_T（h）和表2对应相乘，就可以得到每个地点、每个高度，每个时间的C_T值.

从（1）式由温度结构系数C_T求出折射率的结构系数C_n。

在大气层中，在局部均匀各向同性的湍流介质中波结构函数的表示式为[8]：

$$D_w(r)=2.91(2\pi/\lambda)^2 r^{5/3}\mathrm{Sec}\omega\int_{h_1}^{h_2} C_n^2(H)\,dH \qquad (2)$$

这里ω是太阳的天顶距，与测量的时间有关，H是距离地面的垂直高度。考虑到近地面层是影响温度脉动的主要因素，我们取$H_1=50$米、$H_2=4$米。

表3　温度脉动振幅的平均值

观测地点	时　间	50米	40米	30米	15米	7米
沙河（平原）	$07^h\ 00$	0.049	—	0.065	0.089	0.096
	$09^h\ 00$	0.138	0.315	0.243	0.283	0.314
	$11^h\ 00$	0.162	0.163	0.222	0.305	0.117
	$13^h\ 00$	0.103	0.096	0.123	0.194	0.342
	$15^h\ 00$	0.130	0.173	0.167	0.261	0.329
	$17^h\ 00$	0.073	0.065	0.075	0.120	0.098
	$11^h\ 13^h$	0.133	0.130	0.174	0.251	0.380
	$9^h 11^h 13^h 15^h$	0.133	0.187	0.189	0.261	0.351
兴隆（山地）	$07^h\ 00$		0.077	0.070	0.087	0.108
	$09^h\ 00$		0.097	0.095	0.126	0.182
	$11^h\ 00$		0.164	0.195	0.224	0.336
	$13^h\ 00$		0.208	0.217	0.302	0.356
	$15^h\ 00$		0.168	0.176	0.242	0.402
	$17^h\ 00$		0.065	0.064	0.058	0.059
	$11^h\ 13^h$		0.190	0.210	0.273	0.346
	$9^h 11^h 13^h 15^h$		0.159	0.171	0.224	0.319
		24米	16米	8米	4米	
怀柔（水域）	$07^h\ 00$	0.100	0.098	0.079	0.085	
	$09^h\ 00$	0.066	0.066	0.063	0.109	
	$11^h\ 00$	0.055	0.054	0.062	0.096	
	$13^h\ 00$	0.047	0.055	0.077	0.127	
	$15^h\ 00$	0.058	0.061	0.079	0.150	
	$17^h\ 00$	0.046	0.054	0.093	0.128	
	$11^h\ 13^h$	0.050	0.055	0.066	0.113	
	$9^h 11^h 13^h 15^h$	0.057	0.059	0.070	0.121	

由波结构函数计算大气湍流的调制转换函数，已经有人作过大量的工作[8]。

$$\langle M(f)\rangle_{t'\to\infty}=\exp\left[-\frac{1}{2}D_w(r)\right] \tag{3}$$

$$\langle M(f)\rangle_{t'\fallingdotseq\infty}=\exp\left\{-\frac{1}{2}D_w(r)\left[1-\left(\frac{\lambda Ff}{D}\right)^{1/3}\right]\right\} \tag{4}$$

$$\langle M(f)\rangle_{t'\fallingdotseq\infty}=\exp\left\{-\frac{1}{2}D_w(r)\left[1-\frac{1}{2}\left(\frac{\lambda Ff}{D}\right)^{1/3}\right]\right\} \tag{5}$$

（3）式是在像的积分时间相当长时（长曝光）的关系式，（4）、（5）式是当像的积分时间足够短时（短曝光）的关系式；其中（4）式是对近场衍射效应时，即$D\gg\sqrt{\lambda h}$时适用，（5）式是对远场衍射效应时，即$D\ll\sqrt{\lambda h}$时适用，我们仅用（4）式。

（4）式中f为象平面上空间频率，F为光学成象系统的焦距，D为望远镜物镜口径。

如果改为角频率：

$$f' = \frac{1}{206265} \cdot f \cdot F = \frac{1}{206265} \cdot \frac{r}{\lambda}$$

将$r = 206265\lambda f'$，$f = 206265 \cdot \frac{f'}{F}$代入(3)，(4)式则：

$$\langle M(f') \rangle_{t'\to} = \exp\left[-\frac{1}{2} D_w (206265\lambda f')\right] \qquad (6)$$

$$\langle M(f') \rangle_{t'\neq\infty} = \exp\left\{-\frac{1}{2} D_w (206265\lambda f')\left[1-\left(\frac{\lambda}{D}206265f'\right)^{1/3}\right]\right\} \qquad (7)$$

计算时，我们取D=35厘米，$\lambda = 5.324\times10^{-5}$厘米，计算结果在图2中表示。

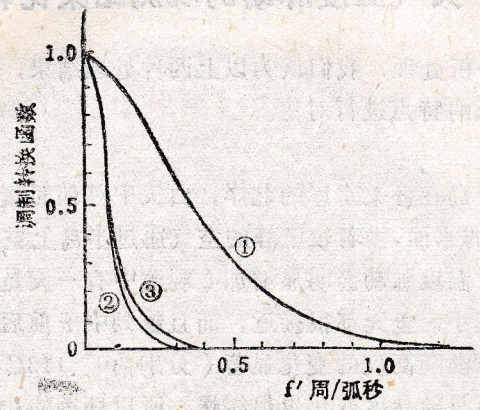


图2 通过大气层4—50米距离上在$11^h.13^h$的平均调制转换函数(长曝光)
D=35厘米、$\lambda = 5.324\times10^{-5}$厘米
①怀柔(水域)、②兴隆(山地)、③沙河(平原)

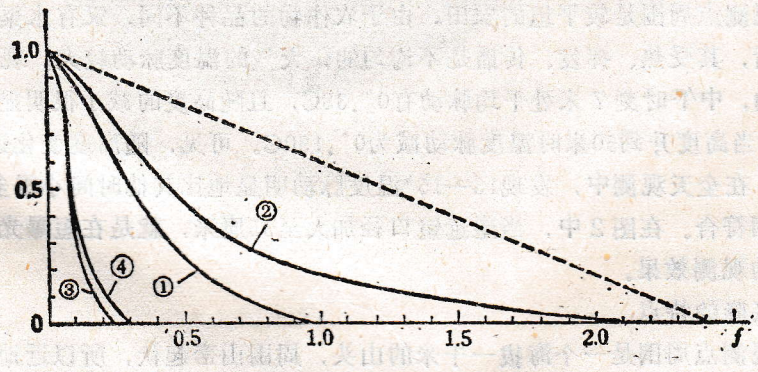


图3 望远镜通过4—50米近地面层的合成系统的调制转换函数D=35厘米、$\lambda = 5.324\times10^{-5}$厘米
①怀柔(长曝光)、②怀柔(短曝光)、③沙河(长曝光)、④兴隆(长曝光)折线是望远镜调制转换函数

受衍射限制的望远镜的调制转换函数，在天文光学中普遍应用的表示式为[9]：

$$A(f) = \frac{2}{\pi}\{\cos^{-1}(\lambda Ff/D) - \lambda Ff/D\,[1-(\lambda Ff/D)^2]^{1/2}\} \qquad (8)$$

将$f = 206265\frac{f'}{F}$代入(8)式，

$$A(f')=\frac{2}{\pi}\{\cos^{-1}(206265\frac{\lambda f'}{D})-206265\frac{\lambda f'}{D}[1-(206265\frac{\lambda f'}{D})^2]^{\frac{1}{2}}\} \quad (9)$$

这是望远镜在无大气条件下的调制转换函数表达式（图3）。

（6）、（7）式和（9）式相乘，就是望远镜通过近地面大气层的合成系统的调制转换函数（图3）。实际上就是望远镜在通过沙河、兴隆和怀柔的4—50米近地面层的成像质量。

四、怀柔（水域）、沙河（平原）、兴隆（山地）大气温度脉动的观测结果比较

通过对原始资料的分析处理，我们认为以上两种处理结果，定性的结论是一致的。下面就综合怀柔、沙河、兴隆的特点进行对比。

1．怀柔的特点

怀柔观测点所在的半岛在怀柔水库的北岸，白天中任何时候，观测太阳的视线均通过水面，东南风经过均匀加热的水面，携着较宁静的空气通过半岛上空，因此，这时温度脉动很小。但是，如果刮北风时温度脉动会明显增加（观测中有一天是刮西北风）。观测表明：怀柔温度脉动振幅的平均值小，全天都很接近，而且越到中午前后，温度脉动越小。从图4.5看出，4—8米的温度脉动随高度的变化显著（分别为0°.113C和0°.066C），超过10米，温度脉动就相当小了；而且随高度变化也很缓慢。所以怀柔的边界层在10米左右。图2也表明，在4—50米距离，大气对太阳像质量的影响，显然怀柔的情况要优越得多。当选用望远镜物镜口径为35厘米时，将大为减少这一层对太阳像的变坏的影响。

2．沙河的特点

沙河观测点周围是较平坦的农田，由于农作物的品种不同，又有水渠、道路等，当被太阳光照射后，其受热、挥发、传播是不均匀的，大气的温度脉动较大。观测表明，沙河近地面温度脉动，中午时刻7米处平均脉动有0°.38C，且随高度的减小很明显；到30米时减小到0°.174C。当高度升到50米时温度脉动减为0°.130C。可见，随高度变化逐渐平稳（见图4、5）。在全天观测中，发现13—15^{h}温度脉动明显地比其他时间小得多，这和光学观测结果基本相符合。在图2中，当望远镜口径加大至35厘米，就是在短曝光的情况下，也很难收到良好的观测效果。

3．兴隆的特点

兴隆观测点周围是一个海拔一千米的山头，周围山峦起伏，所以近地面层的大气不均匀，必然影响成像质量。虽然中午时刻7米处温度脉动平均为0°.346C，比沙河要好些，但兴隆随高度的变化不如沙河明显，到30米处仍有0°.210C的脉动，高于30米时，随高度的这种变化才缓慢下来。兴隆山地以9^{h}前后的温度脉动最小，和光学观测结果是一致的。图2也可看出兴隆和沙河的成像质量几乎相近，都不及怀柔的情况好。

4．怀柔、沙河、兴隆的比较

综合分析，怀柔观测点的大气温度脉动较之沙河、兴隆要平稳得多；在4—50米的近地面层显然也是具有相当水域的怀柔才能提供好的成像质量。因而，怀柔是这三个观测点中明

显优越的太阳观测地点，这一结论也是和光学观测一致的。

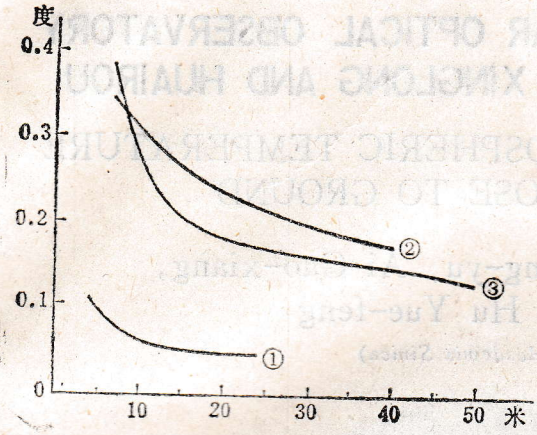


图4 11^h.13^h温度脉动幅度的平均值随高度变化

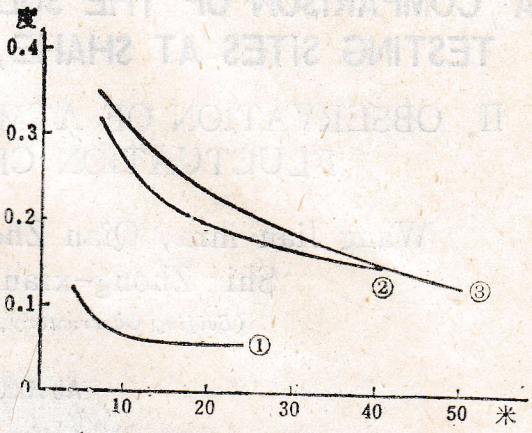


图5 9^h.11^h.13^h.15^h温度脉动幅度的平均值随高度变化

怀柔全天的大气情况都很好，也比较接近，这对全天巡视观测是很有利的。图6是在连续10秒钟以上时间内出现0级的百分比随高度的变化情况，从9—15^h的平均结果看，沙河50米处连续平稳的时段只占20%，兴隆40米处只占15%，而怀柔16米处就占55%。所以怀柔具有长时间（10秒以上）的大气宁静状态，这也是兴隆、沙河所不可比拟的。

如果在怀柔建观测室，只要有10米高就可以取得较好的结果。结合图6分析，当观测室高达16米时将会出现更多地连续10秒以上好成像质量的机会。

在沙河和兴隆，必须修建高于40米的观测室，才能达到与沙河、兴隆地区相宜大气边界层高度，但远赶不上怀柔16米的高度。仅从温度脉动的大小来看，怀柔的4米高度的质量，超过沙河、兴隆的40米。这些结果清楚表明，从近地面层的条件，对于太阳光学观测（可见区）来说，沙河（平原）、兴隆（山地）均不可取，而怀柔（水域）具有独特的优越性。

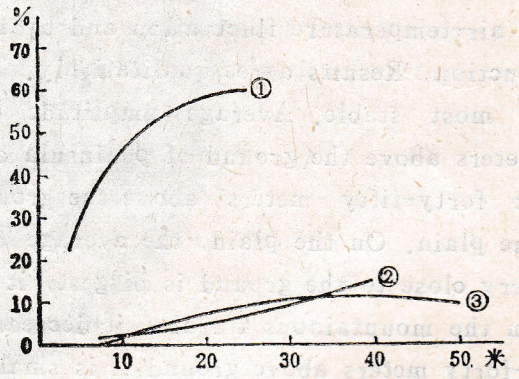


图6 9^h.11^h.13^h.15^h.连续10秒以上出现0级脉动的百分比随高度变化

①怀柔， ②兴隆， ③沙河

参 考 文 献

〔1〕Mayfield, E. B, sky and Fele.,37 (1969), 208.
〔2〕Zirin, H.,sky and Tele.,39 (1970), 215.
〔3〕Kiepenheuer, K. O.,1972 Mitt. Astron. Ges 31, 147.
〔4〕Gaizauskas, V. and Krrworuchko, A.,1973. J. R. A. S.,Canada, 67, 5.
〔5〕Pierce, A. K.,Solar phys., 2 (1969), 240.
〔6〕Evans, J. W., Solar Phys., 1 (1967), 157.
〔7〕史忠先等，沙河、兴隆、怀柔，太阳光学观测候选台址的比较，天文学报，18 (1977).
〔8〕Coulman, C. E.,Solar Physics,7 (1669), No. 1. 122.
〔9〕Friedo, A. L.,J. Apt. Soc. Amer.,56 (1966), 1372.

A COMPARISON OF THE SOLAR OPTICAL OBSERVATORY TESTING SITES AT SHAHE, XINGLONG AND HUAIROU

II. OBSERVATION OF ATMOSPHERIC TEMPERATURE FLUCTUATION CLOSE TO GROUND

Wang Jian-min, Qian Zhong-yu, Ai Guo-xiang,
Shi Zhong-xian, Hu Yue-feng

(Beijing Observatory, Academia Sinica)

Abstract

Measurements and comparison of temperature fluctuation very close to ground for three different terrains which are plain (Shahe), mountainous terrain(Xinglong)and reservoir (Huairou) have been investigated. Data obtained have been dealt with by the calculation of average amplitude of vibration of air-temperature fluctuailon and by the caluulation of the modulation transfer function, Resuits agree qualitatively. The atmosphere on the water (reservoir) is most stable. Average amplitude of air-temperature fluctuation at four meters above the ground of peninsula of Huairou reservoir is smaller than those at forty-fifty meters above the ground at either the mountainous terrain or the plain. On the plain, the average amplitude of air-temperature fluctuation; very close to the ground is biggest, it rapidly decreases with increase of height on the mountainous terrain, it decrease slowly with height so that, at thirty t-forty meters above ground,it is smaller for the plain,than for the mountainou errain. Heights of boundary layers have been investigated. Heights of optical solar observatory towers have been proposed; fifteen-twenty meters for the water surface; thirty-forty meters for mountainous terrain; forty-fifty meters for the plain.

8米多用途天文园顶的结构设计

李　挺　　刘德琳　韩峰
（南京天文仪器厂）　　（北京天文台）

前　言

天文园顶[1]是一种球形特殊结构，用来保护天文望远镜不受风雨的侵蚀，为了让天体的光线进入望远镜，园顶上必须有可以开启和关闭的天窗，它有左右开启和上下开启两种型式，使半球形园顶上敞开一个大于90°的开口，其宽度与望远镜口径相比要足够地大。由于天体有周日运动，园顶还要能作方位转动，俾使天窗开孔始终对住所观测的天体。当然，不能漏雨和防止被巨风掀起也是必定要考虑到的。为减小热幅射传导，园顶表面都染成银白色。每个天文台都有若干个大小不等的天文园顶，在阳光照射下，银光闪闪，成为天文台的像征。

最近，南京天文仪器厂和北京天文台等单位合作研制成功一台具有先进水平的太阳磁场望远镜。为使望远镜更好地观测太阳表面的微细现象，从望远镜到建筑物的设计都采取了许多措施，以尽可能减小热空气湍流对太阳成像质量的不利影响，从建筑方面考虑，主要措施是：①将望远镜安置在怀柔水库内的一个小半岛上，其前方为广阔的水域包围，白天上方空气特别稳定。②望远镜座落在高25米的塔形建筑物顶部，以避免近地面的湍动热气流影响。

现代太阳观测仪器要求在工作时望远镜前方不存在像园顶那际的能导致附近空气变热的建筑物，有的将望远镜设计得可暴露在大气之中[2]，也有设计成可敞开的屋顶结构[3]。在我们的情况下，由于怀柔水库是北京的风景区，要求望远镜用外观美丽的园顶以保留天文台的象征，成为水库中一个具有特色的建筑物。因此，对园顶设计提出两个基本要求：①它应当可在观测时移向北面一定距离处，使望远镜处于无园顶的敞开状况。②园顶外形应当是一个超半球，具有优美的外观。

从以上基本要求出发，建筑物被设计成一个具有向北悬伸梁的八层塔式结构。

园顶本身被设计成一个240°超半球壳形结构，壳体骨架为钢结构，内外表面覆以泡沫塑料板和表面薄层玻璃钢。园顶内顶部还安装了一台电动葫芦，用来将处于底塔地面上的望远镜部件提升到塔顶上。

目前，园顶已装配完毕，成为北京天文台怀柔太阳观测站的一个组成部份[4]·[6]。本文将段述此园顶的结构设计，包括钢结构，传动，附属设施，电控等设计。

一、园顶结构的概述

本园顶由于兼有转动和移出两种运动，结构较复杂，它主要由以下部件组成：

1．**转动底盘**：是支承园顶球壳的基础，外径6.9米，内径2.8米，外缘装有8个滚轮，

内缘装有4个滚轮，分别支承在固定于水泥基础上的两个同心园周钢轨上，可作旋转运动，定中心是借助于紧靠在外轨道侧面上的8个侧滚轮实现的。底盘，亦即整个园顶的转动是外缘三个最承重的滚轮作为主动轮直接电动的。

2．**园球钢架**：由240°超半球（外径8米，内径7.4米）连接一段长1.1米的园柱部分(外径7米，内径6.4米）构成。天窗净宽1.8米，从顶部一直敞开到底，没有任何结构连接园球钢架藉其底部四个滚轮支承在固定于转动底盘上的两根平行钢轨上。塔楼顶部有一北向悬臂梁，其上有两根固定的平行钢轨，当底盘转动到内外钢轨对齐时，处于北面的两个主动轮可电驱动，使园顶移开直到北端。

3．**天窗**：为120°柱面壳形结构，两侧各有7个滚轮，卡在由槽钢弯成的轨道内，能够转动并兼有防风保险作用。天窗内园柱面两侧装有铝合金内齿圈，电动装置通过与它们啮合的一对小齿轮带动天窗作俯仰开启和关闭运动。

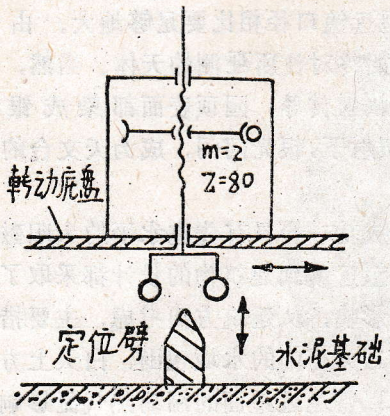


图1　定位装置略图

4．**驱动装置**：包括底盘转动，球壳平移和天窗启闭三套驱动。前两套为直接驱动主动轮，后者通过齿轮付带动天窗运动。

5．**定位装置**：为防止出现内外直轨道未对准就启动园顶平移，导致球壳出轨的事故，在转动底盘上安置了一套定位装置，结构示意如图1，它的可伸缩定位杆前端装有两个并排的滚珠轴承，当园顶转到对准位置附近时，电驱动使定位杆向下插入固定在水泥基础上的定位劈块，底盘的驱动采用可逆向传动的摆线针轮减速器，在底盘被拨动到严格对准位置过程中，滚轮是转动的，所需驱动力较小。定位杆到极限位置时，触动行程开关，切断自身的驱动，同时接通平移驱动的电路。

6.**馈电装置**。园顶所用的所有电器都是随底盘转动的。平移和天窗驱动还随园顶球壳移动，为此，设计了三套滑动接触式馈电装置引入三相电源和控制电信号。

7.**保险装置**。为防止处于25米高空的园顶被风掀动，设计了四套保险机构：转动底盘外像焊了十六根突出的方钢，突伸部份位于保护圈的空档内，保护圈由槽钢变成园周，直径略大于转盘外径，与塔顶水泥结构内的钢筋焊接成一体。园球壳体在平移就位后，可用四套大螺杆付紧固在转动底盘上，因此，在风荷作用下，园顶只可能有小量的摆动，不致有倾覆的危险。

8.**附属设备**。底盘上安置有起升高度为6米的液压升降台，可供观测和天窗驱动维修使用。升降台通过其底部的四个滚轮承在两根导轨上，藉电驱动可在转动底盘上作径向运动。园顶钢架上焊有一根工字梁，其上装有一台提升高度24米的电动葫芦，于是，园顶兼起行车作用，可将地面上的2吨以内的部件提升到塔顶，然后移入转动底盘上方。在安装望远镜时，就是利用它实观望远镜各部件的起吊和安装的。

综上所述，本园顶具有转动、开天窗，平移、行车及观测者用升降台等五种动能，称为多用途天文园顶是符合实际情况的。目前，还未见到国内外有类似的天文园顶结构。

二、园顶钢架的刚度计算

图2乃是园顶钢架的附视图，1和21是天窗拱梁，6，11，16，22是主梁，它们均由四根40×40×5角钢组成，其余是辅梁，由两根角钢组成。A、B、C、D表示四个平移滚轮的投影位置，经过这四个点的是钢架的底圈。行车工字梁是焊接在主梁6和16上的。

园顶钢架是一个空间结构，严格计算比较复杂，向对于单件生产，材料消耗不是主要考虑的问题，重要的是有较高的安全系数，因此，就若干个重要环节，将构件隔离出来进行刚度计算：

①天窗开口处，即是点E和F处的M向和N向的刚度。图3给出天窗拱梁结构示意，它由园弧

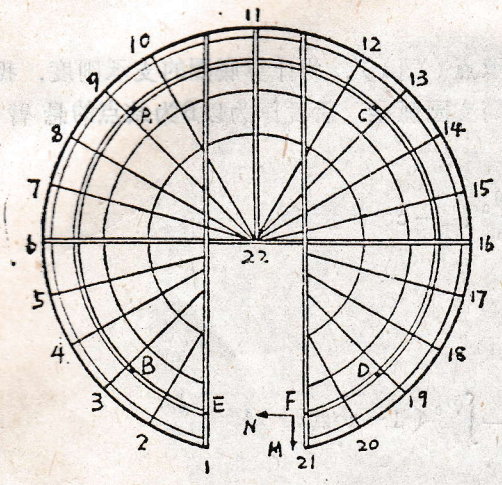


图2　园顶钢架附视图

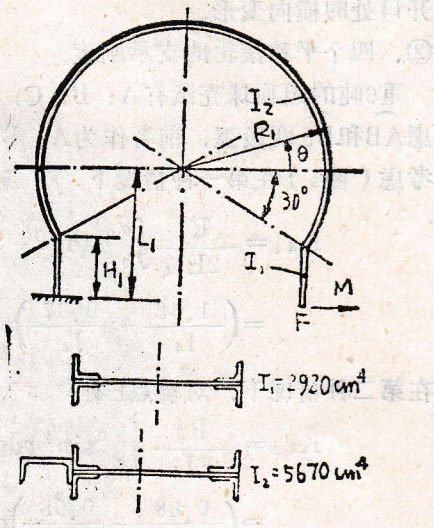


图3　天窗拱梁示意图

和直线两部分组成，前者由四根角钢和一根槽钢拼接而成，截面模量$I_2=5.67\cdot10^3cm^4$，后者由四根角钢组成，截面模量$I_1=2.92\cdot10^3cm^4$。$H_1=106.3$，$R_1=381.3$，$L_1=297$。用虚位移法[6]可求出拱梁在F点在M方向上的刚度：

$$K_{11}=\frac{1}{EI_1}\int_0^H y^2dy+\frac{1}{EI_2}\int_{-\pi/6}^{+\frac{7}{6}\pi}R(L+R\sin\theta)^2d\theta+\frac{1}{EI_1}\int_H^0 H^2dy$$

$$=\frac{1}{EI_2}\left(\frac{4}{3}\pi L^2R+2\sqrt{3}LR^2+\frac{2}{3}\pi R^2\right)-\frac{2H^3}{3EI_1}=3.56\cdot10^{-2}cm/kg$$

为求F点在M方向的刚度，还必须计算入底圈的刚度，底圈（图4)由两根50×50×5角钢拼成，其截面模量$I_3=1.794\cdot10^3cm^4$，此外，$\theta_1=74^\circ.42=0.413\pi$，$H_2=90$，$R_2=335$，$L_2=3.227$。M方向的单位力引起的同方向位移，于是：

$$K_{21}=\int_{-0.413\pi}^{1.413\pi}\frac{(R_2\cos-H_2)^2\cdot R_2}{EH_3}d\theta$$

$$=4.89\cdot10^{-2}cm/kg$$

于是，M方向的刚度：

$$K_1=\frac{K_1\times K_{21}}{K_{11}+K_{21}}=2.06\cdot10^{-2}\text{cm/kg}$$

M方向的单位力还会产生N方向的位移，于是：

$$K_{22}\frac{1}{EI_3}\int_{-0.413\pi}^{1.413\pi}(R_2\cos\theta-H_2)(L_2+R_2\sin\theta)R_2d\theta=-1.71\cdot10^{-2}\text{cm/kg}$$

N方向的单位力导致N方向位移，即F点的横向刚度：

$$K_3\frac{1}{EI_3}\int_{-0.413\pi}^{0.413\pi}R_2(L_2+R_2\sin\theta)^2d\theta=9.13\cdot10^{-2}\text{cm/kg}$$

比较K_1，K_{22}，K_3可见，横向刚度远小于纵向刚度，在B、D两个滚轮中，D轮有轮缘卡住轨道两侧，而B轮没有轮缘，因此，需加一对安装在底圈下部靠近B轮处的侧轮来约束钢架开口处的横向变形。

②、四个平移滚轮的支承刚度。

重6吨的园顶球壳纸有A，B，C，D四个支承点（图2），为计算底圈的支承刚度，我们考虑$\overset{\frown}{AB}$和$\overset{\frown}{BE}$两段弧，前者作为A、B两点间的简支园弧梁，后者作为以B为结点的悬臂梁来考虑（图5）在第一种情况下，中点的刚度：

$$K_{41}=\frac{R_3^3}{2EI_4}\int_0^{\theta_0}\sin^2\theta+\frac{R_3^3}{2GJ_4}\int_0^{\theta_0}(1-\cos\theta)^2d\theta$$

$$=\left(\frac{1.48}{I_4}+\frac{0.37}{J_4}\right)\text{cm/kg}$$

在第二种情况下，对端点E有：

$$K_{42}=\frac{R_3^3}{EI_4}\int_0^{\psi_0}\sin^2\varphi d\varphi+\frac{R_3^3}{GJ_4}\int_0^{\varphi_0}(1-\cos\varphi)^2d\varphi$$

$$=\left(\frac{0.68}{I_4}+\frac{0.08}{J_4}\right)\text{cm/kg}$$

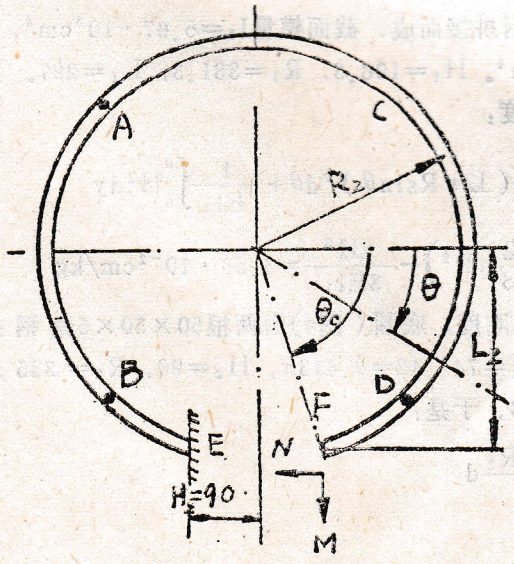


图4 底圈的计算刚度

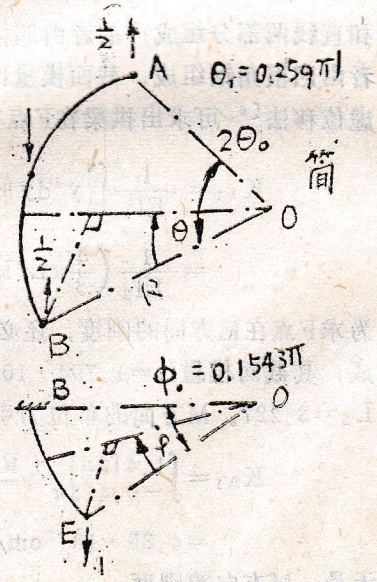


图5 底圈的支承刚度

式中J_4是表徵剪切变形的极惯矩，通常大于惯性矩I_4，由此可见，弯曲变形占主要地位。在原设计中，底圈由两根并排的50×50×5角钢拼成，I_4基本上是两根角钢惯性矩之和：$I_4=22.42cm^4$，于是：$K_{41}=8.26\cdot10^{-2}cm/kg$，$K_{42}=3.3\cdot10^{-2}cm/kg$。可见刚度是相当差的，但若钢架内外部有固连在一起的覆盖层（玻璃钢或薄钢板）形成一个连续的薄壳结构，则支承刚度将大大增强，但由于具体施工情况与设计意图不尽相同，在覆盖表面层之前，对钢架下部作了加固：即在园柱部分焊以内外两圈厚2mm的钢板，高度分别为103.4和111.3厘米，于是，刚度纸少提高近2000倍，即在AB弧中加1吨负荷，变形仅0.05mm，刚度大为增强，而重量仅增加500kg。

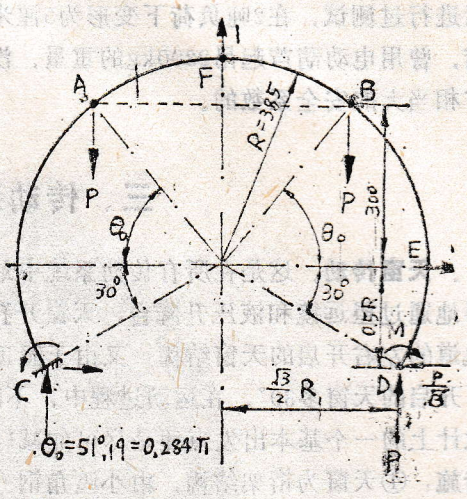


图6　行车梁的刚架计算

③承重2吨时的钢架变形。这一问题的严格计算因涉及空间构架而变得比较复杂，现进行不失一般性的简化计算（图6）：将图6中的6，22，16主梁当作一根考虑，在工字梁的两端点A、B上同时承重1000kg，不计入行车梁及其它钢架梁的支承刚度。由于底部刚度相当好，可认为两个支承点C和D都是固接的。这是一个超静定结构。应先计算一个固定端D的反力和反力矩。由结构对称性不难看出，反力的垂直分量为P（=1000kg），水平分量为 $Ptg30^\circ=\frac{P}{\sqrt{3}}$，未知量便剩下M。利用端点转角等于0的约束，便可得到包含M的一次方程：

$$EI\theta=\int_{-\pi/6}^{7/6\pi}\left[-M+\frac{\sqrt{3}}{2}PR-PR\cos\theta+\frac{\sqrt{3}}{6}PR+\frac{\sqrt{3}}{3}PR\sin\theta\right]d\theta$$

$$+\int_{\theta_0}^{7/6\pi}PR(\cos\theta-\cos\theta_0)\,d\theta+\int_{\pi-\theta_0}^{7/6\pi}PR(\cos\theta_0-\cos\theta)\,d\theta=0$$

取$R=385$，$\theta_0=0.284\pi$，代入上式可得到

$$M=0.58PR=2.233\cdot10^5kg\cdot cm$$

梁内最大应力 $\sigma_{max}=\frac{M\cdot y_0}{I}$。已知$I=2.92\cdot10^3cm^4$，$y_0=15cm$，于是，$\sigma_{max}=1147kg/cm^2$。在钢的弹性极限之内。

至于钢架变形，可计算两个典型位置E和F处的变形δ_1和δ_2，仍使用虚位移法可得：

$$\frac{EI}{PR^3}\delta_1=\int_{\theta_0}^{\frac{7}{6}\pi}\left[-M+\frac{\sqrt{3}}{2}PR\cos\theta+\frac{\sqrt{3}}{6}PR+\frac{\sqrt{3}}{3}PR\sin\theta\right]\sin d\theta$$

$$+\int_{\theta_0}^{\frac{7}{6}\pi}(\cos\theta-\cos\theta_0)\cdot\sin d\theta+\int_{\pi-\theta_0}^{\frac{7}{6}\pi}(\cos\theta_0-\cos\theta)\sin d\theta$$

$$\frac{EI}{PR^3}\delta_2=\int_{\pi/2}^{7/6\pi}\left[-M+\frac{\sqrt{3}}{2}PR\cos\theta+\frac{\sqrt{3}}{6}PR+\frac{\sqrt{3}}{3}PR\sin\theta\right]\cos\theta d\theta$$

$$+\int_{\pi/2}^{7/6\pi}(\cos\theta-\cos\theta_6)\cdot\cos\theta d\theta+\int_{\pi-\theta_0}^{7/6\pi}(\cos\theta_0-\cos\theta)\cos\theta d\theta$$

求出积分，并代入已知数据，可得

$$\delta_1=1.183\frac{PR^5}{EI}=11.6cm,\quad \delta_2=-2.108\frac{PR^3}{EI}=20.7cm。$$

由于未计入钢架其它构件对支承刚度的贡献，这样计算的数值肯定是偏大的，钢架总装结束后进行过测试，在2吨负荷下变形为5厘米左右，表明上述计算是可靠的。在起吊望远镜部件前，曾用电动葫芦起吊2300kg的重量，没有任何异常现象，因此，园顶对于望远镜的安装是有相当大的安全系数的。

三、传动系统的设计和计算

1．天窗传动。这是在所有传动系统中最需认真对待的问题。为使园顶在移开过程中不受阻碍地通过望远镜和液压升降台，天窗开孔下部没有任何结构连接，因此，不能采用必须有下轨道的左右开启的天窗结构。又由于园顶是240°超半球形，天窗必须有120°弧度，比一般上下开启的天窗多30°，在运动过程中，不断变化的载荷不平衡问题就更为严重，因此，结构设计上的一个基本出发点便是尽可能减轻运动部份的重量，以减小冲击。为此，采取了以下措施：①天窗为桁架结构，由小型角钢（30×30×4）组合而成，只保证两侧构架的径向刚度，扭转刚度较差，对天窗轨道的装配精度可适当降低，表面用薄的玻璃钢覆盖。②两根大尺寸（R＝3.96米）的传动内齿圈的材料采用铸造铝合金ZL—103，经过淬火处理，适于承受较重负荷。比用铸铁，重量减轻140kg。天窗的总设计重量在500kg以内。

2．天窗传动的设计和计算。

图7给出传动系统展开，第一级采用传动噪声低的三角皮带，目的是当限位开关失灵，天窗到达极限位置时，皮带能打滑，起保护作用。第2级的减速蜗杆具有较大的q值（$\lambda=3°48'$），具有可靠的自锁性能，有利于天窗平稳向下运动。蜗轮轴与小齿轮轴之间的连杆通过橡胶弹性联轴节连接，允许诸轴间有小量的偏移。开启120°角耗时103秒。对天窗传动进行了下述计算：

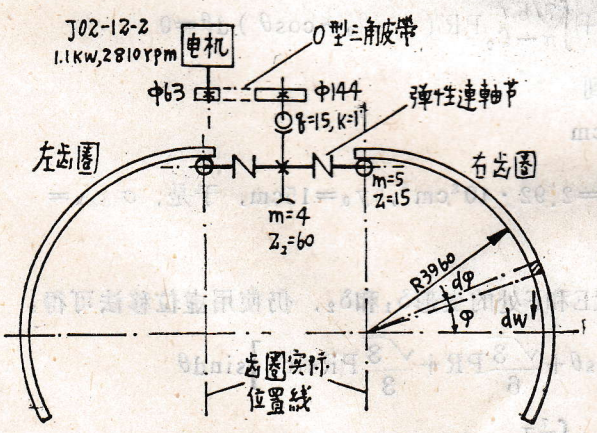


图7　天窗传动展开图（齿圈位置回转90°）

①传动力矩：设天窗重量在其园弧上均匀分布，单位弧长上的重量为ρ，取$d\varphi$角弧段，其自重力矩$dM_1=R^2\cdot\rho\cdot\cos d\varphi$，天窗运动系滚动，摩擦系数甚小，但考虑到锈蚀、变形等因数，取摩擦系数为0.1，则阻力矩$dM_2=0.1R^2-\rho\cdot\sin\varphi d\varphi$，由－30°到＋90°积分，便得到转动力矩：

$$M_0=\int_{-30°}^{90°}(\cos\varphi+0.1\sin\varphi)\cdot d\varphi\cdot R^2\rho=1.587R^2\rho$$

天窗总重$W=\frac{120}{180}\pi R\cdot\rho$，代入上式得$M_0=0.758WR$，取 W=500kg，R=3.96米，得$M_0$=14703牛顿·米。

②传动功率：M_0折算到蜗轮轴上，计入齿轮传动效率0.9，得减速箱输出转矩应大于

$$M_{112}=M_0\cdot\frac{37.5}{3960}\cdot\frac{1}{0.9}=154.7\text{牛}\cdot\text{米}$$

蜗杆付的摩擦系数取0.08，摩擦角$\rho=tg^{-1}0.08=4^\circ.57$，传动效率$\eta_1=\frac{tg\lambda}{tg(\lambda+\rho)}=0.452$。

三角皮带效率取$\eta_2=0.96$，电机转速2810转/分，要求驱动电机的功率为：

$$W=\frac{63\cdot154.7}{144\cdot60\cdot0.452\cdot0.96}\cdot\frac{2810}{60}2\pi=765\text{瓦}。$$

选用1.1千瓦电机具有足够的功率。

③蜗轮强度校核：就接触强度和弯曲强度进行计算，采用一般机械零件教科书中的公式[7]。蜗轮材料为磷青铜，蜗杆为45号钢，齿面淬火后磨削，再考虑到运转情况较稳定，每天仅开启一次，工作时间不到3分钟等因素，计算结果（过程从略）是按接触强度的安全系数η_H=5.7，按弯曲强度的安全系数η_F=8.85，均远大于1，可以认为蜗轮付具有足够的强度。

④合金铝内齿圈的强度校核：天窗传动是开式的，磨损较闭式严重，几乎不会发生由接触应力产生的疲坑，因此，决定其传动尺寸的是按弯曲强度计算的结果[8]，只是在计算公式中引入磨损系数，一般取为1.25～1.5。我们在计算中取1.5。按相应的公式得到齿根的弯曲应力（过程从略）：$\sigma_b=8.1\text{MPa}$

关键问题是在于齿圈材料的许用应力之确定。我们为了减轻运动部分的重量，采用一般动力机械传动中极少使用的铝合金，查不到许用应力数值，客观条件限制不允许做这方面的试验，我们只好同强度最差的灰铸铁对比，对于HT10—26，抗弯强度限$\sigma_b=26\text{kg/mm}^2$，许用弯曲应力$[\sigma]_{bb}=40\text{MPa}$，而对于ZL103（经淬火$T_5$处理），$\sigma_b=22\text{kg/mm}^2$[9]，可认为它的许用弯曲应力为30MPa左右，还是远大于计算的σ_b值。在安装之后的近100次运转表明，钢齿轮—合金铝齿圈付的传动本身是相当平稳的，未发现啮合面上有异常情况出现。

3、平移驱动

图8给出平移驱动系统图，其第一级也是三角皮带驱动，通过蜗杆付减速，及一对汽车用万向轴带动主动轮，平移速度v=6米/分。由于铸铁轮在钢轨上的滚动摩擦阻力很小，电机功率和蜗轮强度都是绰绰有余的。计算从略。

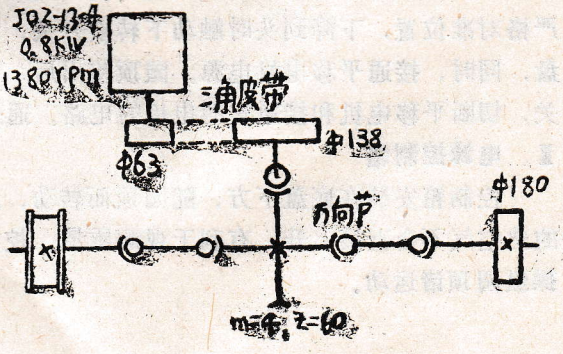


图8 平移传动系统

4、转动驱动

转动底盘上的三个负荷最大的轮子作主动轮，它们各自通过橡胶弹性联轴带，直接由摆线针轮减速器（驱动电机0.55千瓦）转动。采用三个主动轮（大致在园周上均匀分布）之目

的是构成以园心为中心的力偶矩，以减小定位侧压轮上的作用力。此外，由于结构变形，作用在诸滚轮上的压力会或大或小，用一个主动轮，当园顶移出后，有可能在某位置上出现摩擦力不足向导致打滑现象。至于驱动功率，显然是相当宽裕的。园顶每转一周的时间为135秒钟。

四、电气控制

为保证园顶可靠地转动和平移的功能，电气设计上采取了一些措施，如下所述：

Ⅰ、馈电装置

1．三相电之引入：水泥基础上固定有四圈彼此绝缘的镀锌园钢，用作三相电源线和接地线，转动底盘下有四组铜刷，每组有两只并联地压合在输电园钢上滑动，保证了接触的高度可靠。园顶所有电器都是随它转动的。

2．平移和天窗电机之馈：电转动底盘上两根平移轨道两端的腹板上共装有四组导电铜排，通过装在园顶钢架下部的碳刷分别馈电给平移和天窗电机。供电给平移电机的碳刷有内外两套，当园顶平移一点距离后，外碳刷便通悬臂梁上固定钢轨腹板上的通电铜排相接触，使平移电机得以接续地供电。同时，天窗碳刷脱开，使电机电路断开，使在园顶平移过程中天窗保持开启状态。为保证用电安全，碳刷一铜排接触传输的电压降压到36伏，在馈入相应电机前又经过升压变压器恢复到380伏。实际上，由于电源电压不稳及电路损耗，接触传输电压实际上略高于36伏。

Ⅱ．保险装置

电控设计的一个重要考虑是保证：只有当内外平移轨道严格对准时才有可能平移电机，从根本上避免在内外钢轨未严格对准时便起动园顶平移，而出现园顶出轨这一恶性事故的可能性。为此，采用以下两个措施：

1．定位馈电：转动底盘下有一组碳刷，当底盘转到对准位置时，才与水泥基础上的一组铜排接触，从而接通平移电机的电源。

2．联锁保护：在平移电机起动前，先是定位电机启动，定位劈杆下降，将底盘拨动到严格对准位置，下降到头时触动下转换开关，切断定位电机和底盘转动电机，锁定转动底盘，同时，接通平移电机电源。园顶移出后，使定位装置复位，定位杆收回，触动上转换开关，切断平移电机和接通转动电机的电路。通过上述电路联锁，便防止了任何误动作出现。

Ⅲ、电源控制箱

控制箱安装在底盘下方，随园顶而转动，这样做可节省园顶空空间，电控设备发热引起的热空气不会直接上升，有利于观测质量。控制箱上还接出控制手把，供观测者在园顶室内操纵园顶诸运动。

五、其　它

园顶室内的电动葫芦和液压升降机都是定购的成品。只是对液压升降台的底部略加修改，加上一套平移驱动装置，也是用摆线针轮减速器和三角皮带轮，将电机转动减速传给一

对主动轮，使液压升降台在底盘的径向轨道上移动。所有园顶电动都有开关限位，运动到位后若开关失灵，三角皮带轮便打滑，起安全保护作用。园顶钢架上，在天窗两侧各焊一组扶梯，供天窗的安装和维修之用，顶上还装有避雷针，园顶已在1984年10月完成全部装配和外表覆盖，目前已投入正常使用。由于天窗轨道结构焊接较粗糙，天窗运动时，在某些位置上有较大的声响，但铝合金齿圈表面看不出磨损现象，估计可有较长的使用寿命。平移用的导轨铜排安装也较粗糙，致使碳刷磨损较严重，拟改用铜刷。此外，定位电机上还要加上过载保护，以免在限位开关失灵情况下保护定位机械装置的安全。总之，本园顶的设计制造基本上是很成功的，为今后类似结构的设计提供了宝贵的经验。

*　　*　　*

本园顶的设计要求是北京天文台艾国祥和胡岳风提出的，他们和北京天文台太阳磁场望远镜题目组参与园顶总装，对结构提出有益的改进意见，尤其是在园顶外表覆盖玻璃钢过程中，付出了令人赞叹的艰苦劳动。园顶结构是由北京冶金机械厂承担施工和安装的。北京天文台金工厂也参与部分总装工作。园顶表面覆盖是由一机部第九设计院张洪齐等承担。此外，北京天文台毛同生和唐思程，青岛市机械研究室李慎诚等对园顶设计提供了有价值的意见，在此表示深切谢意！

参 考 资 料

〔1〕毛同生　“中国大百科全书·天文卷”p.526.
〔2〕R.B.Dunn “Sky and Telescope”，1969，38，368.
〔3〕D.L.Schrage. “AORA Engineering Technical Report，NO.56”，1975.
〔4〕记者：“China Daily”，1984，12、13.
〔5〕记者　“科学报”，1984.12.13.
〔6〕S铁摩辛柯等，　“材料力学”，科学出版社，1978.
〔7〕董庆华　“机械零件”，中国农业出版社，1978.
〔8〕许镇宇　“机械零件”，高等教育出版社，1965.
〔9〕　“航空机械设计手册”，下册，国防工完出版社，1975.
〔10〕编辑组　“电器设备手册”，1976.
〔11〕编辑部　“机床设计手册之五，电力传动及控制系统设计”，机械工业出版社，1979.

THE CONSTRUCTIONAL DESIGN OF A MULTI-PURPOSE ASTRONOMICAL CUPOLA

Li Ting

(*Nanjing Astronomical Instnument Factory,*)

Liu Delin, Han Feng

(*Beijing Observatory,*)

Abstract

An 8m multi-purpose astronomical cupola used for an advanced astronomical instrument—35cm solar magnetic field telescope was erected on a 25m high tower building in the Huairou Reservoir in the end of last year.

This cupola has the common funtions of a traditional one, namely, rotating and opening the slit window, but its novel feature is that it can be shifted out of the telescope for improving the observational quality in daytime. Besides, it can also be used as a crane for lifting the heavy parts of the telescope and other things from the ground to the tower top. In the beginning of the design, according to the requirement of the environment protection agency, great attention was paid for giving the cupola a nice appearance.

In this paper, the authors introduce the constructional design including the steel construction, the driven mechanism and the electrical control.

炉内手工喷镀时膜层厚度难以控制的困难，膜厚误差及不均匀性可通过喷加的微调过程来修正，从而大大减少了废品率。

膜厚的粗测可通过观察反射光的颜色作简便的估计。对于5000Å左右的光，要达到透过极大，则反射光应为棕黄，稍带红色为最合适；紫红色则偏厚，黄色则表示偏薄。

喷镀的配方为50毫升无水乙醇、50克四氯合锡和0.5克三氯合锑的混合物，待全部溶解后，密封贮存待用。

三、膜厚的选择

对于所需波段的光，为要达到透过最大，膜厚到底多少才合适呢？由于在基底折射率为n_2的玻璃上镀一层折射率为n_1的导电膜（如图2所示），并且$n_1>n_2>n_0$，所以只有$n_1d_1=\frac{m}{2}\lambda$才能使透过率达到极大值。考虑到导电膜是弱吸收膜，取m＝1可得到最大的透过率。

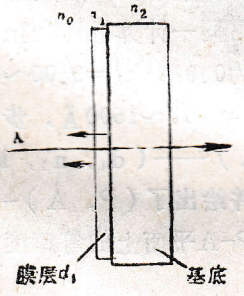


图2 玻璃基片上膜层的反射和透射

我们所需用的波长为4861Å和5324Å，平均约为5100Å左右。若n_1按2.00估计，则d_1就必须控制在1200～1350Å左右，才能得到较高的透过率。详见附录。

四、薄膜光学参数的测量

需测量的薄膜光学参数无非是膜线的折射率n_1，吸收系数k_1，厚度d_1，各片的透过率和反射率等。但是，上述导电膜是光学玻璃基底上的弱吸收膜，要在不破坏样品的前提下测准上述参数确实是比较困难的。

1.单片导电玻璃平均透过率的规定

我们选取了12片较均匀、透过率较高，膜厚适中的片子，用#274硅油（折射率约为1.54），贴合在一起，并使与空气接触的都是玻璃表面，用720型光度计测量，总透过率为82%(对5324Å)和80.5%(对4861Å)。

硅油和基片折射率不匹配所引起的反射损失，每个界面仅为4×10^{-5}左右，可以忽略。再扣除两端玻璃-空气表面的反射损失。故折合单片导电玻璃（包括基片和膜），在硅油中的平均透过率约为99.07%（对5324Å）和98.93%（对4861Å）。12片导电玻璃总的吸收（包括基片的吸收）和反射损失为10.6%（对5324Å)和12.1%(对4861Å)。这样的透过率已达到比较高的值了。

2.各片透过率T，反射率R和吸收A的测定

使用MPS-5000型自动分光光度计测量了18片导电玻璃和2片白玻璃的T，R和A随波长λ（3400～7400Å）的变化曲线。反射测量时，在透射测量光路TT′中加一个测反射附件，如图3所示。b为被测件，S为圆形光阑，M为二个反射镜。入射角为12°。

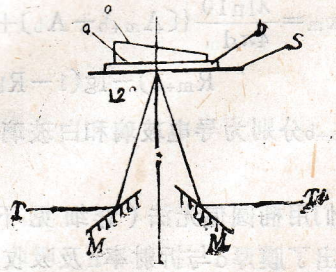


图3 反射测量光路图

被测件的第二个表面对测量会有影响，可采用如下的解决办法。用硅油在被测件背面贴上一块同样材料的光劈a（图3），a的

后表面c磨毛，并漆上黑漆，但这样测量起来很麻烦。我们采用扩大光阑S的办法，改装的光阑比原光阑大，让入射狭缝成为有效光阑，改装的光阑能使上下两表面的反射光全部通过，经反射镜M到达光电倍增管的阴极面，以后在计算中除去第二面的值。

可以证明12°的入射角引入的误差是很小的，可以忽略。

下面着重介绍吸收系数K的测量法。

设介质中沿x轴的波传播电矢量的振幅为：

$$E=E_0 e^{-i\omega\left(t-\frac{N}{c}x\right)}$$

式中V＝n－ik为介质复折射率，则

$$E=E_0 e^{-i\omega\left(t-\frac{n}{c}\right)}\cdot e^{-2\pi k\frac{x}{\lambda}}$$

即波在介质中前进真空中一个波长的距离后，波振幅衰减为$e^{-2\pi k}$，k即此介质对此波的吸收系数。一波长为λ的光束I_0透过导电玻璃后成为I，总的反射为R，则有

$$I=I_0(1-R)e^{-4\pi k\frac{d}{\lambda}}$$

MPS-5000型分光光度计所测出的吸收

$$A=\log 10\frac{I_0}{I}$$

令白玻璃吸收为A_b，膜层吸收为A_m，吸收系数为k_m，厚为d_m，则有

$$k_m=\frac{\lambda \ln 10}{4\pi d_m}\{[A_{m+b}-A_b]+[\lg(1-R_{m+b})-\lg(1-R_b)]\}$$

式中R_{m+b}分别为导电玻璃和白玻璃的总反射率。

我们用椭圆偏光法（详细见下文）测量，求出了膜厚d与折射率n及吸收系数k的关系曲线，当忽略吸收时，可得出每片导电膜大致的厚度d，再根据所测得的A_{m+b}，A_b，R_{m+b}和R_b，由上式可求出每片膜的k。再用此k值去修正原来采用的d值。实际上迭代一次d值的误差就小于8Å。典型的导电玻璃的T，R，A曲线见图4。

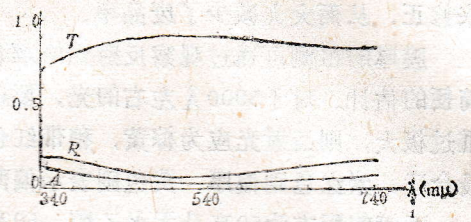


图4　导电玻璃的典型T，R，A曲线

3．用椭圆偏振光法测定膜厚与折射率

椭圆偏振光法是基于测量椭圆偏振光在被测件表面反射后偏振状态变化的一种光学方法。其优点是：测量中不用处理或破坏样品。测量精度高，还能同时定出折射率；在弱吸收情况下，与上节所述的R，k测量相结合，就能同时定出d，n，k。

但是在具体测量时，对于以K9玻璃为衬底，以氧化锡为膜层的有关参数则无现成数据可用，为此，我们在DJS-18计算机上进行计算，以P、A随d_1变化的灵敏度为指标，计算比较了入射角φ_0＝75°～50°，步长为5°时的各种情况，确定了在λ＝6328.2Å，n_2＝1.51466的情况下，取φ_0＝60°，测量较为灵敏。用同一计算机计算n_1＝1.85～2.20，步长为0.01；k_1＝0.00～0.10，步长为0.01；d_1＝1100～1500Å，步长为20Å，得到（P，A）——（d_1，n_1，k_1）关系表（表略），并绘出了（P，A）——（d_1，n_1）关系图，及P--A平面上的等厚度曲线(图5)。

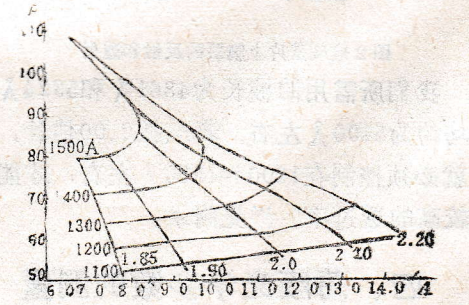


图5（P，A）-（d_1，n_1）关系图，等n_1曲线及等厚曲线

我们用两台椭圆偏振光测厚仪反复对24片导电玻璃作了多次测量。在测量归算中发现，如果膜层存在吸收，则P-A平面上的一个点并不对应唯一确定的d_1，n_1，k_1值，因为某一n_1值下的一组k_1曲线与另一n_1值下的一组k_1曲线有重叠部分。所以不能期望通过一片均匀样品的测定来决定其上膜层的参数。我们曾经认为，做一系列膜厚不同的片子，在严格控制相同工艺条件的情况下，估计各片应有比较一致的n_1，k_1值，并对不同膜厚的测点应落在某一确定的n_1，k_1曲线上。因此可用测点曲线的斜率和形状来找出最接近的n_1，k_1值及各测点的d_1值。但随后我们立即发现即使在完全相同的工艺条件下，折射率n_1仍然有变化，并且与膜厚d_1似乎有一定的相关性。

我们选了三片膜厚最不均匀的导电玻璃，沿着厚度变化最大的方向进行测量。结果如图6所示。可以看出在$d_1>1300$Å以后n_1有一个随d_1而增加的趋势，而在膜层较薄时，却有一个相反的趋势。

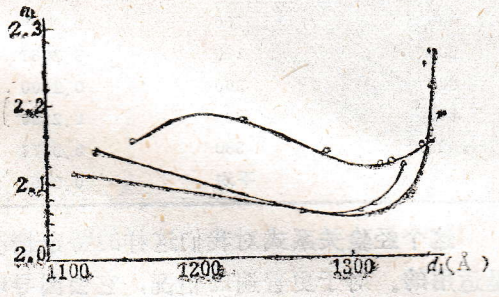


图6 d_1-n_1关系图

所测各片在6328.2Å的d_1，n_1，k_1值列在表1中。膜厚从1250Å变化到1350 Å，折射率从1.91变到2.21，平均约为2.10，k_1值很小，考虑到测量中的误差，故将小于0.001的都令为零。有吸收的片子，k为0.002～0.008。有半数的片子吸收都接近为零。

4．n_1的色散

一般物质的折射率都有一定程度的色散。各片导电玻璃实测的6328.2Å的折射率

表1 6328.2Å各测片的d_1，n_1，k_1值

片号	d_1(Å)	n_1	k_1
2	1290	2.02	0
4	1263	1.94	0
7	1312	2.10	0
8	1246	2.18	0
9	1259	2.21	0.002
10	1336	2.06	0.005
12	1327	2.00	0
14	1365	2.06	0.007
15	1331	2.06	0
16	1323	2.12	0.003
17	1330	2.16	0.008
18	1318	2.20	0.003
19	1354	2.21	0.005
20	1347	2.05	0

有程度不同的差别，约有±0.1的弥散，这反映了一定的实际情况，因为每层的氧化锡膜层折射率随成膜条件，膜的组成和结构，以及膜的厚度的不同而改变。因此对每片膜层的折射率色散曲线也会有一定差异，要根据各片的d_1以及（T，R，R′）——λ曲线，来计算出各个波长处的n_1。这是可以办到的，但要花费大量的劳动。实际上我们只需了解n_1-λ变化曲线的大致形状，因此采用了下面简便的近似方法，虽然带来一定的误差，但是所得出的n_1-λ变化趋势是有参考价值的。各片在可见光区的吸收是非常小的，因此，在这个近似方法中忽略了吸收的影响。在T-λ曲线上查出各片的极大透过处

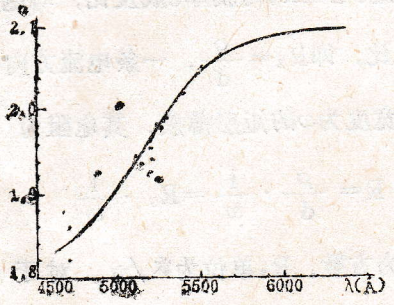


图7 n-λ关系图

的波长λ_{max}，则此波长处的折射率$n\lambda_{max}=\frac{\lambda_{max}}{2d_1}$结果见图7。

五、薄膜的电学性质

1．膜导电性

我们喷镀上去的这一透明电薄膜主要是多晶态的SnO_2，其沉积的条件正使它生成缺氧的氧化物，成为N型半导体。纯的SnO_2是绝缘体，为了区分导电和绝缘的氧化锡，将前者称为“NeSa”，后者就简单称为SnO_2。

在喷镀过程中，镀液中的$SbCl_3$，在500℃的基片表面形成Sb_2O_3，它的掺杂可使膜层的电阻温度系数$\left(\frac{1}{R}\cdot\frac{dR}{dT}\right)$由500$\times10^{-8}$/℃变到$-250\times10^{-6}$/℃左右，当电阻率约为1400微欧·厘米时，可出现零电阻温度系数。当然这个优点对于我们在恒温条件下的使用不很重要，而主要的是它的掺杂，提高了薄膜的稳定性，至至在＞800℃的加热中，性能都不会有任何显著的改变，另外它的掺杂可增加薄膜的导电性，当锑的浓度在重量上为1%时，电导率可达到最大值，约为100欧姆$^{-1}$·厘米$^{-1}$。

但是，当锑的浓程再增加时，电导率反而会显著降低。我们采用的镀液配方就接近这个最佳值。

薄膜电阻R_s与膜厚d成反比，与电阻率ρ成正比，即$R_s=\frac{\rho}{d}$，一条电流方向长度为1，宽度为ω的矩形薄膜，其电阻为

$$R=\frac{\rho}{d}\cdot\frac{1}{\omega}=R_s\cdot\frac{1}{\omega}$$

$\frac{1}{\omega}$称为方数。R_s单位为欧/方。对于任意形状的薄膜，R/R_s为有效方数。膜电阻的精确测量可采用四探针技术，但是还需要用专门的仪器和设备。为了用简单的万用表测量膜电阻，我们做了许多底片玻璃作为基底的实验片，其导电薄膜形状为ϕ37毫米的圆形，在导电膜中央用化学沉铜法，镀上二条铜带，用万用电表量出二铜带间电阻R，二铜带间薄膜的宽度为b，长为a（实验中取为1厘米），则其膜电阻$R_1=R\cdot\frac{b}{a}$，我们将R_s值与事先用万用表直接量两笔相距1厘米时的电阻值R′相比较，从大量实验片的R_s-R′对应值，可以推出一个很简单的近似换算经验公式：

$$R_s/R'\approx\frac{1}{4}$$

举7片为例，测量数据如表2所示。

表2 R_s-R′测量值

R′(Ω)	Rs(欧/方)	R_s/R'
340	80	0.2353
360	100	0.2778
400	100	0.2500
600	160	0.2667
800	200	0.2500
800	200	0.2500
1425	380	0.2677
	平均	0.2565

这个经验关系式对我们这样的特定情况是适用的。对于更普遍的情况，它会因导电薄膜的形状以及导电薄膜的线度与万用表表笔测量时间距的比值而改变。

Robert W·Berry 等给出四探针技术测量时，膜电阻R_s与电压、电流成比例的关系式：$P_s=C\left(\frac{V}{I}\right)$，比例系数C与薄膜的形状及大小有关，在无限薄膜的情况下，理论上可推出$C=\frac{\pi}{\ln2}=4.5324$。我们所得到的经验关系与 Berry 的结果是符合的。

我们所试制的导电玻璃，其膜电阻一般都小于100欧/方。

A HIGHLY TRANSPARENT CONDUCTVE GLASS WITH SiO_2 FILM

Hu Yue-Feng　　Ai Guo-Xiang

(*Beijing Observatory, Academia Sinica*)

Abstract

A highly transparent conductive glass with SiO_2 film has been developed for the KD*P electro-optical modulators in Solar Magnetic Field Telescope. The optimum value of film thickness were chosen. SiO_2 film is spayplated to the surface of K-9 glass in high temperature.

The film thickness and homogeneity is adjusted with muti-spayplating. The fine quality conductive glass has been produced.

The measuring results showed that in silicon oil 274# for 12 plates of the onductive glass the integral losses. of absorption and reflection are only $^{c}_{1}$0.6% (at 5324Å) and 12.1% (at 4861Å). It implied that in silicon oil 274# for one plate of conductive glass the average transmissivity has reached 99.07% (at 5324Å) and 98.93% (at 4861Å). The average resist of conductive film 100 ohm/square. It has been measured that n of conductive film is 1,94——2.21, the average is about 2.09. Its thickness is 1173——1365Å, the average is about 1300Å. The absorption is very small.

This paper has showed the manufactured technique, the method of meauring optical parameter of the film and the calculating results.

双折射滤光器偏振片的试制

胡岳凤　　艾国祥

（北京天文台）

一、引　　言

1808年马吕斯发现了反射光的偏振性，20年后，德国的尼科耳用冰洲石制成尼科耳棱镜，得到了线偏振光，但是贵重的冰洲石的块度限制了它的通光口径，而且其通光方向厚度太大，不利于在复杂而小巧的仪器中使用。直到1938年兰特，开斯门等发明了H型人造偏振片，即在拉伸了的聚乙烯醇（PVA）薄膜的长链分子上加入碘，碘原子在薄膜纤维上形成链式聚合，使其成为有二向色性的长链分子团，干燥后用赛璐珞或平面玻璃作为保护片胶合后就制成偏振片。H片具有高偏振度，大面积和薄片型的特点，给偏振片在各方面的应用开辟了广阔的前景，特别是对天文物理光学的发展起了重要的作用。偏振现象最早应用于太阳的光谱观测。1945年里奥制成了第一架使用于太阳色球层单色光观测的干涉偏振滤光器，这架仪器如果没有薄片型的偏振片，那是不可想象的。1950年对太阳磁敏线塞曼子线进行偏振分析而测得了太阳上的“点”磁场。而对于太阳视面磁场的即时分布，则在70年代制成了更为复杂的干涉偏振滤光器之后才得到的。因此，借助于偏振片，天文学家们获得了大量重要的、更为广泛的信息。偏振片的质量直接影响到观测的结果，而观测本身则日益对偏振片提出了更高的要求。

为了改进和研制太阳观测仪器（色球望远镜，日食观测仪器，磁场望远镜和精细结构望远镜等），我们研制了可见光区高偏振度（P），高透射率（T）的偏振片，就各种胶合剂对开胶、应力、耐温等问题进行了大量的实验。已达到蓝区P≥99.95%，绿-红区P≥99.99%；T为38～40%的高指标，并能在45℃硅油浸泡中长期使用。

二、要　　求

偏振片的主要性能指标为稳定性，透射率，偏振度，方位误差和分辨率等。

1．**稳定性**　为减少元件表面反射和匹配不同晶体双折射温度系数的差异，滤光器必须在恒温硅油中工作。恒温温度则参考工作地点最高气温而定。例如北京则以40～45℃为宜。因此必需选择适当的成膜工艺及胶合剂，使偏振片能在45℃以上硅油中长期工作，而不致开胶或退偏。北京天文台1957年进口的苏制AΦP-2色球望远镜就因NT-46滤光器中的偏振片变质而大大降低观测质量，至1963年最后两片偏振片的偏振度P已下降至97%以下，所产生的散射光已达到极大光量的二倍左右，其他各片亦有膜收缩和P下降现象。

2．**透射率**　偏振片对自然光的透射率如图1所示。

$$T_{自}=\frac{I_1+I_2}{2I_0} \qquad (1)$$

$2I_0$为自然光的强度，I_1为平行偏振轴向振动的透射光强度，I_2为垂直偏振轴向振动的透射光强度。仪器的总透射率主要决定于偏振片的透射率T，它影响到望远镜的曝

光时间和分辨率。n片偏振片重叠时的总透射率

$$\tau=\frac{1}{2}(T)^n \qquad (2)$$

T为单片偏振片对偏振光的透射率。

磁场望远镜滤光器要求偏振片整体在硅油中总透射率≥0.12，滤光器若采用Lyot简单级，大约需用13片偏振片，现设计采用了二个Sölc级及Evans分开级，则减至八片，要求每片在空气中的透射率T≥0.76。

3. **偏振度P** 偏振片的P为自然光穿过偏振片后，出射光中完全线偏振部分占总出射光强的百分比，如图1所示。

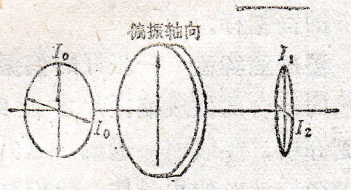


图1 自然光透过偏振片光振动之示意图

$$P=\frac{I_1-I_2}{I_1+I_2}\approx 1-2\frac{I_2}{I_1} \quad (当I_1\gg I_2时) \qquad (3)$$

对P的要求取决于不完全偏振片所引起的散射光的大小。设滤光器透射带相邻两极大之间总透射能量中散射光所占比例为f_s，对简单Lyot级滤光器，若各晶片轴向平行排列，则有

$$f_s=0.11+0.61\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^{1/2}+N\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \qquad (4)$$

其中N为滤光器级数。

若相邻晶片轴向均正交，则有

$$f_s=0.11-0.61\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^{1/2}+N\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \qquad (5)$$

若最后（最厚）一晶片轴向与前面所有的都正交，则有

$$f_s=0.11-0.39\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^{1/2}+N\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \qquad (6)$$

采用完全偏振片则散射光为0.11，若采用不完全偏振片，及N=10或12，则在后两种情况下，可分别求得取某P值时杂散光为极小值$f_s/_{min}$，比完全偏振片所产生的杂散光还要小（见表1）。偏振度是随仪器的老化而降低的，试验证明，要求P≥99.90%，这样在正常老化情况下不会导致P<99.8%，而加大杂散光。

表1 几种排列方向的偏振度与散光之关系

	$P(\%)$	$f_s\|_{min}$	f_s	$P_{min}(\%)$
(4)	100	0.11	0.11	100
(5)	99.81	0.1007	0.11	99.26
	99.87	0.1022		99.48
(6)	99.92	0.1062	0.11	99.70
	99.95	0.1068		99.79

注：(4)、(5)、(6)为公式编号。表中虚线上方为n=1的值，下方为n=12的值。

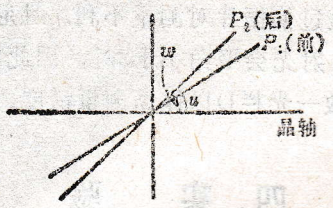


图2

4. **方位误差** 两保护玻璃外表间夹角会影响到相邻晶体通光面之间的夹角，从而加大散射光。一般要求此角度为0.5′以下。方形偏振片与其边之夹角误差会引入偏振轴与晶轴夹角的误差，若晶轴与两边偏振片轴夹角分别为u和ω，见图2。a为入射光振幅，δ为位相差，则出射光强度为

$$A^2=a^2\left[\cos^2(u-\omega)-\sin 2u\sin 2\omega\cdot\sin^2\frac{\delta}{2}\right] \qquad (7)$$

要求轴取向误差<10′。

三、测量方法及装置

测量方法的正确与否将直接影响试制的成败。往往由于光源，单色器和接收器对光波的各向异性，而破坏了测量的精度。我们采用了单色仪加尼科耳棱镜（或偏振度极高之偏振片）来得到单色性较好又连续可调的完全偏振光作为光源；采用大阴极面的光电倍增管作为接收器。测量装置如图3。

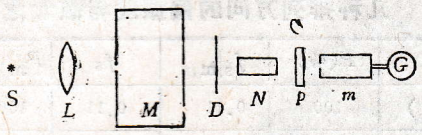


图3　测量装置示意图

S—光源；L—聚光镜；M—单色仪；D—光栏；N—尼科耳棱镜；m—光电倍增管；G—检流计。

待测偏振片P可旋转，当P的偏振轴与N一致或垂直，和将P取走时，可测得I_1，I_2和I_0，则可根据公式(1),(3)算出P的T和P。倾斜光透过偏振片对测量不利，且尼科耳棱镜要求入射光会聚角小于28°，因此在出射狭缝后放一光栏D以提高测量精度。

四、实　　验

针对我们的要求，现有产品指标要进一步改进，有些工艺需要改革，为此进行了一系列实验。

1．成膜工艺　以往的成膜工艺得到的偏振膜P极高，T很低，主要是由于碘液浓度较大，浸碘时间长，拉伸倍数小。在固定拉伸倍数下，P和T的提高是互相矛盾的，而增加拉伸倍数则对P，T的提高都有利，实验得出拉伸倍数与P的关系如图4所示。我们选取拉伸比为4.5倍，减低并固定碘液浓度，调整浸碘时间，在热饱和水汽中拉伸。

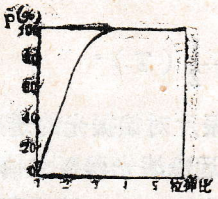


图4　拉伸倍数与偏振度之近似关系

拉伸比即拉伸后与拉伸前的长度比；

碘液浓度≤1/1000，浸碘3～5。

P，T都是波长的函数，太阳色球氢Hα线正处于T的低谷中，但在放弃蓝绿区高偏振的前提下，还可保证Hα处的P≮99.95%，而提高此处的T到38～40%。在5000～7000Å的范围内曾达到单一波长P≈99.99%，T接近40%的高指标。

2．浸硅油实验　一张好的偏振膜必需选择适当的胶合剂做成偏振片才能经久耐用，否则开胶，膜收缩，退偏，应力等弊病就不可避免。针对使用条件，我们对用各种胶合剂的偏振片做了浸硅油及在硅油中加温到45℃等试验。

冷胶大致可分两大类：

（1）溶剂挥发型胶：此类胶试验了二甲苯为溶剂的加拿大胶和中性树脂，及二甲苯和乙醇为溶剂的各种牌号冷杉胶等约八种胶。用这些胶将两片光学玻璃对粘和夹上偏振膜做成偏振片，将胶合件置于红外线下加热，室温35～40℃的烤片室中一个月后，再浸入硅油，仍放到烤片室中，两个月后即发现边缘局部有硅油渗入。

另外又将固态加拿大树脂，冷杉胶和中性树脂各一块浸入室温硅油内，几天后胶体锋锐棱角变圆，一周后硅油已有树脂味，树脂与硅油接触部分已呈冻状。

由此可见，树脂类溶剂挥发型胶不宜做用于硅油内的光学零件胶合剂。

（2）聚合固化型胶：

a．丙烯酸胶类：苏制色球望远镜中偏

振片是丙烯胶胶合的，使用过程中已开胶；

b．环氧树脂类胶：此类胶有六种做了浸硅油试验，见表2。

表2 做浸硅油试验的几种胶配方及部分工艺

环氧树脂	固化剂	增韧剂	稀释剂	胶合时温度
618(100)	三乙醇胺(10)	—	501环氧云烷基醚(15)	胶前加温至110℃×2～3分冷至<40℃使用
618(100)	三乙醇胺(10)	二乙醇聚醚(15)	—	加温至110℃×2～3分冷至<40℃使用
650(100)	聚酰胺651(20)	—	—	加温70℃左右
618(100)	氯乙化二乙烯三胺(4)	704(2)	501(15)	加温至110～120℃
CGY-331(100)	二乙胺基丙胺(10)	—	—	室温

注：表中括号内数字为用量比例。

这些片子前五种在胶层完全固化后浸入44～44.5℃硅油中七个月及室温空气中九个月都未见开胶现象，最后一种经过17天42℃硅油及两个月室温空气中考验亦无变化，因此环氧胶可用于硅油内胶合件。

若在空气中需采用环氧胶，则可使用KH-550有机硅处理剂，用无水乙醇稀释至0.1～1%，涂于玻璃胶合面，乙醇挥发后，形成厚约数埃的有机硅单分子膜层，它一面与玻璃表面亲水的羟基结合，另一面以胺基对环氧胶，这样破坏了玻璃表面的亲水性，就不易开胶。

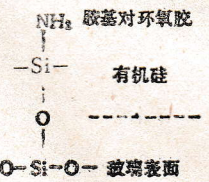


图5 有机硅作用示意图

3．应力检验 由于有些胶固化反应太快，各部分固化不同时，待完全固化后，胶合件内部就会残留应力，且无法消除。

我们用了三种仪器进行定性观察和定量测量。测角仪主要观测玻璃表面反射像的清晰程度，来测定由于应力引起的玻璃表面的变形。应力仪是观测玻璃和胶层由于胶收缩引起的胁强（应力）分布图。偏光光度计是测量由应力引起的附加双折射的大小，光源为汞灯5461Å单色光，因此检偏盘旋转1°，相当于程差改变3.03nm。测量结果见表3。

表3 应力检验结果

胶号	配方	片号	测角仪	应力仪	偏光光度计 检偏盘偏转角度	偏光光度计 程差(nm)
1	甲醇胶	1	像模糊			
2	α氰基丙烯酸乙丁脂	1 2	像模糊			
3	618,501,三乙醇胺，邻苯二甲酸二丁脂	1		边缘发白，有应力		
4	650，聚酰胺656	1		边缘发白，有应力		
		2	像尚清晰	中间均匀，边上发黑	中间16′，边上20′	0.81，1.01
		3	像尚清晰	较上严重（有应力）	中间24′，边上40′	1.21，2.02
5	己二酸缩水甘油脂，三乙醇胺	1 2		有应力 稍有应力		
6	618,聚醚，三乙醇胺	1 2	像清晰	无应力 无应力	11′	0.56
7	618,501,氯乙化二乙烯三胺，704	1	像清晰	无应力	11″	0.56
8	650，聚酰胺，651，邻苯	1		无应力		
9	618，501，三乙醇胺	1 2～4	像清晰 像清晰	无应力 无应力	7″	0.35
10	CGY-331，二乙胺基丙胺	1～4	像清晰	无应力		
11	冷杉胶	1	像清晰	无应力		
12	加拿大液态胶	1	像清晰	无应力		
13	中性树脂	1	像清晰	无应力		

结果表明所试各类聚合固化型胶中约有半数有程度不等的应力，但适当选择剂型可以消除应力，在使用中还应注意温度均匀及避免附加应力，以免引起胶层胁变。溶化挥发型胶都无应力。

4. 环氧胶对P，T的影响 有些胶，如中性树脂，对P，T有明显的影响，致使P大大下降而不能使用。因此对部分环氧胶试验片各个时期的P，T进行了测量比较，结果见表5。

此外单独对10号胶进行了测量比较，见表4。

表4 与原膜测值比较，胶合片经过42℃×17天及室温两个月后之变化

λ(Å)	4861		5324		6563	
	T↑(%)	P↓(%)	T↑	P↓	T↑	P↓
1	3.9	0.077	2.55	0.018	1.75	0.049
2	1.8	0.025	2.5	0.002	1.65	0.001
3	2.75	0.03	3.3	0.001	2.45	0.001
4	2.15	0.04	3.0	0.003	8.25	0.000

注：原膜平均透过率对4861，5324，6563埃分别为38%，37.5%，35%。

可以看出环氧胶合片亦有T增P减现象，膜透过率越高的，变化越大，但最大P降＞0.08%，一般在紫区P降0.03%左右，在绿红区P降＞0.003%，然后逐渐趋于稳定。因此环氧胶合片在正常老化情况下不会影响使用。

在胶合过程中存在水汽亦会导致P降和开胶，因此应在保持干燥的环境中胶合。

5. 磨边试验 对于需修改错边、偏振轴方位或加工定位边之偏振片，就必需具有可加工性。而溶剂挥发型胶，由于内部溶剂不易挥发，长期处于胶态，因此不宜加工磨边。我们将表5中4，6，7，9号胶胶合片边上磨去1～3mm再放入45℃硅油中五个半月，未见变异，因此环氧胶合片具有良好的加工性。

6. 实验结论 双折射滤光器中所用偏振片建议采用表3中第9或第10号环氧胶胶合，在工作温度下胶合，固化。胶合件无应力，有较好的可加工性，可在45℃硅油中长期工作；对于空气中使用的偏振片则用中性树脂或冷杉胶为宜，以适应变化的室温。

五、比　较

可见光区内我们产品的P与T的综合指标都已超过美国物理手册上公布的数据，图给出了典型的（P-λ），（T-λ）曲线。

表5　试验片各时期的测量结果

胶　号	4		6		7		9	
	T(%)	P(%)	T	P	T	P	T	P
4000	15.5	99.974	14	99.993	24.5	99.963	13.5	99.993
	16	99.975	16.75	99.990	29.5	99.972	17	99.993
	15.5	99.981	17	99.988	31.5	99.968	17	99.988
	15.5	99.974	17	99.985	31	99.968	17	99.988
4861	60.5	99.991	65.75	99.996	66	99.995	63	99.996
	58.5	99.993	64	99.992	65.5	99.991	62.5	99.992
	60	99.992	66	99.991	67	99.990	63	99.991
5324	60.5	99.993	64	99.995	64.5	99.997	64	99.997
	60.25	99.996	65	99.995	64.5	99.995	64	99.996
	59	99.993	66.5	99.992	64.5	99.992	62.5	99.993
	60	99.992	67	99.991	65	99.992	64	99.992
6563	49.5	99.994	56	99.995	58	99.997	54.5	99.996
	50	99.991	56	99.995	57.5	99.995	54	99.996
	50.5	99.994	57	99.993	59	99.993	55	99.993
	51	99.990	60	99.993	60	99.992	57	99.992

注：表中第一～四行分别为胶合后一个月；经45℃硅油浸两个月后；45℃硅油浸七个月后；及胶合后十六个月（其中包括45℃硅油浸七个月）的测值，表中T栏为对偏振光的透过率。

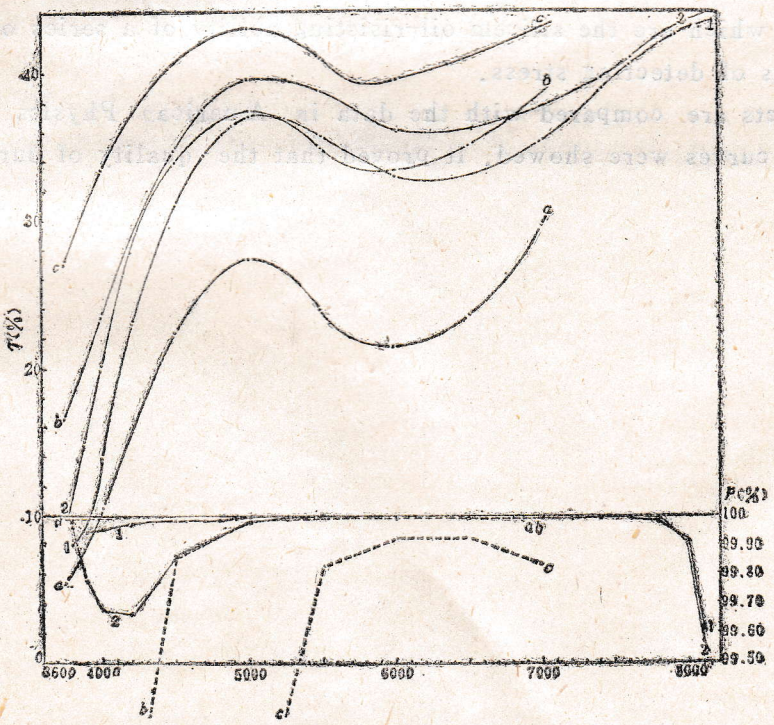


图6　磁场及精细结构望远镜所用偏振片典型曲线

1，2为我们产品的P，T典型曲线，a，b，c，为美国物理手册公布的HN-22，HN-32，HN-38的P，T曲线。

THE TRIAL MANUFACTURE OF POLAROID FOR BIREFRINGENT FILTER

Hu Yue-feng Ai Guo-xiang

(Beijing Observatory)

Abstrect

This paper introduced the important element of astronomical physical optics, H polaroid, the quality requirements and the manufactured method. A survey system was established which used perfect polarized light as light source that is better monochromatic light and successive adjustable. The precision measuring polarization and transmissivity was raised.

Using effective technique of making film, the polarization is over 99.95% at Hα spectral line and the transmissivity is raised to 38—40%. In range of 5000Å to 7000Å, high quality index was attained, than are p≒99.99% and T≒40% at mono-wavelength.

The experiment of silica oil-risisting were made, and the experimental data are showed which are the silicem oil-risisting ability of a series of cements and the results of detecting stress.

The products are compared with the data in American Physics Handbook (19Å). The curves were showed. It proved that the quality of our products is very well.

可调 Lyot 双折射滤光器的积分透过守恒及调试方法

胡岳凤　　艾国祥

（中国科学院北京天文台）

一、可调 Lyot 双折射滤光器的积分透过率守恒

作为理论处理，忽略光学器件的吸收和反射，Lyot 双折射滤光器的理论透过率[1,2]

$$T(\lambda)=\cos^2\pi\alpha\cos^2\pi 2\alpha\cdots\cdots\cos^2\pi 2^{n-1}\alpha \qquad (1)$$

其中α是波长λ的函数，为便于叙述，作$\sigma=2^{n-1}\alpha$变换，

$$\sigma=\frac{\mu d_n}{\lambda}$$

μ为双射率，d_n为第n级晶体厚度，得

$$T(\lambda)=\cos^2\frac{\pi}{2^{n-1}}\sigma\cos^2\frac{\pi}{2^{n-2}}\sigma\cdots\cdots\cos^2\pi\sigma \qquad (2)$$

从式(1)和(2)，不难看出它的每一级都是$\cos^2$的周期函数，相续各级相角以2倍递增，整个滤光器的透过率周期就是第一级的周期，在第m周期中，(1)式中α从$m-\frac{1}{2}$到$m+\frac{1}{2}$，周期长度为1，(2)式中σ从$m\cdot 2^{n-1}-2^{n-2}$到$m\cdot 2^{n-1}+2^{n-2}$，周期长度为2^{n-1}，下面称这个周期为滤光器周期。该滤光器的主带带宽等于最厚级（最厚双折射晶体级）的带宽，下面称它为滤光器带宽，在(2)式中相当于σ改变为1，从$m\cdot 2^{n-1}-\frac{1}{2}$到$m\cdot 2^{n-1}+\frac{1}{2}$.该滤光器的积分透过率，定义为滤光器周期中对透过率的积分，

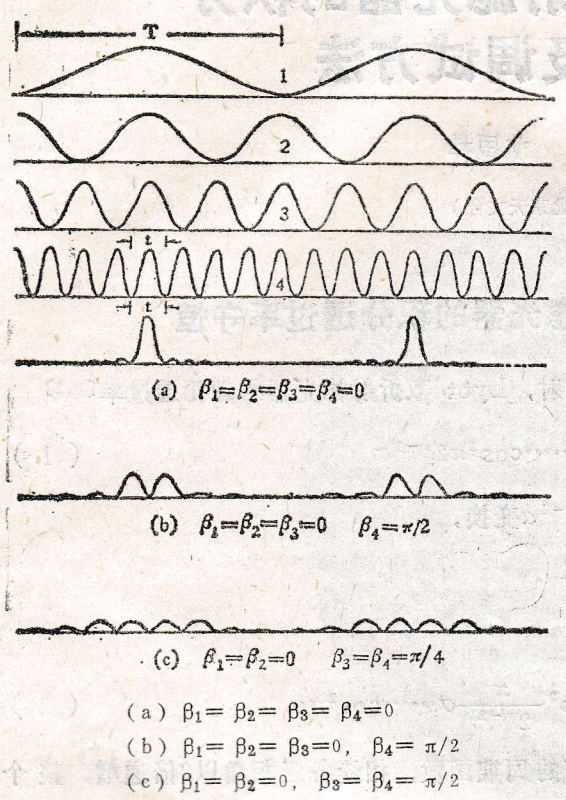
$$T_A=\int_{m\cdot 2^{N-1}-2^{N-2}}^{m\cdot 2^{N-1}+2^{N-2}}T(\lambda)d\sigma \qquad (3)$$

不难看出，积分透过率的量纲与带宽的单位是相同的，因此，积分透过率可视为等效带宽。

目前设计和应用的滤光器，绝大多数是可以调节透过波长位置的，甚至是全波段可调的，这表现为在每一级的相角中，增加一个可调值β，可调范围从$-\frac{\pi}{2}$到$+\frac{\pi}{2}$.一个n级的滤光器，有n个β值，但讨论透过轮廓的相对分布时，只有n−1个β值是独立的，为简化，令$\beta_1=0$，相应有

$$T(\lambda)=\cos^2\frac{\pi}{2^{n-1}}\sigma\cos^2\left(\frac{\pi}{2^{n-2}}\sigma+\beta_2\right)\cdots\cos^2(\pi\sigma+\beta_n) \qquad (4)$$

图1(a)—(c)，为β值不同时，4级滤光器的透过率轮廓，T为滤光器周期，t为带宽。长期以来，我们从经验上感到，不管滤光器后面几级的β值如何调节，积分透过率似乎不变。这从图1(a)和(b)中，大体可见，在(a)中是单峰，峰值透过率为1，在(b)中为双峰，带宽相同，峰值为0.5，合起来大体也是1，对(c)或更复杂的情况，凭直观已较难判断了，为了全面而准确地研究这个问题，我们用TQ-16计算机做了大量计算，具体内容是：



(a) $\beta_1=\beta_2=\beta_3=\beta_4=0$
(b) $\beta_1=\beta_2=\beta_3=0$，$\beta_4=\pi/2$
(c) $\beta_1=\beta_2=0$，$\beta_3=\beta_4=\pi/2$

图1 四级滤光器的一些透过率轮廓

（一）该滤光器分别由1级、2级、……和29级组成，各级β值全部为零，计算主带积分透过率

$$T_M=\int_{m\cdot 2^{n-1}-\frac{1}{2}}^{m\cdot 2^{n-1}+\frac{1}{2}}T(\lambda)d\sigma \qquad (5)$$

结果列于表1。主带积分透过率随级数增加而有所减少，并收敛。在8位有效数字精度内，13级以上滤光器收敛，在4位有效数字精度内，6级以上收敛，6级时的值与8位有效数字的收敛值相比为1.00009，5级时为1.00036，4级时为1.0014，3级时为1.0058，2级时为1.0239，1级时为1.1076。

（二）该种滤光器分别由2至8级组成，最厚级的β值分别取0；$\pi/6$；$2\pi/6$；$3\pi/6$；$4\pi/6$；$5\pi/6$；其余各β值均取零，按(3)和(4)式计算积分透过率，在8位有效数字内，结果全都等于0.50000000。

（三）该滤光器由10级组成，前6级的β值取零，β_7，β_8，β_9，β_{10}分别取各种组合值，列于表2。计算结果表明，在8位有效数内，全部相等，等于0.50000000。

以上计算可以产生两点结论：

1．一个调整好的 Lyot 滤光器，积分透过率等于0.50000000，即等于它的半宽。主带积分透过率随级数增加而减少，趋向于0.45141166，这样主带以外的积分透过率，或主带外理论上的积分散射光透过率等于0.50000000－0.45141166＝0.048588333，积分散射光透过率与主带的比为0.048588333/0.45141166＝0.10763641。这与以往发表的理论散射光占主带的0.11近似值相近[3]。

2．一个可调波长的 Lyot 滤光器，无论它的级数为多少，也不管它的每一级的可调波长装置处于何种位置，即不管它的各β值取何值，其积分透过率守恒，恒等于它的半宽，等

表1 各种级数组成的滤光器的主带积分透过率

Table 1 Integral transmission of mainband for filters with various number of element

级数	主带积分透过率	级数	主带积分透过率	级数	主带积分透过率
1	0.50000000	11	0.45141170	21	0.45141166
2	0.46220659	12	0.45141167	22	0.45141166
3	0.45403876	13	0.45141166	23	0.45141166
4	0.45206413	14	0.45141166	24	0.45141166
5	0.45157451	15	0.45141166	25	0.45141166
6	0.45145236	16	0.45141166	26	0.45141166
7	0.45142184	17	0.45141166	27	0.45141166
8	0.45141421	18	0.45141166	28	0.45141166
9	0.45141230	19	0.45141166	29	0.45141166
10	0.45141182	20	0.45141166		0.45141166

表2 β_7—β_{10}的各种组合值

Table 2 Various composition values of $\beta_7 - \beta_{10}$

β_7	β_8	β_9	β_{10}	β_7	β_8	β_9	β_{10}
0	0	0	0	0	$\pi/6$	$2\pi/6$	$3\pi/6$
$\pi/6$	0	0	0	$\pi/6$	$2\pi/6$	$3\pi/6$	0
$2\pi/6$	0	0	0	$2\pi/6$	$3\pi/6$	0	$\pi/6$
$3\pi/6$	0	0	0	$3\pi/6$	0	$\pi/6$	$2\pi/6$
$4\pi/6$	0	0	0	$5\pi/6$	0	0	0

于0.5。只要我们能设想出，某一级数和某种β值分布的滤光器，在计算机上不难证明上述守恒特征。但从严格数学上讲，证明(3)式所表示的积分守恒，目前感到有些麻烦，只好留待专业数学工作者去解决了。

二、工作波长调节方法

双折射滤光器的调节波长装置有两项功能，其一，使透过主极大尽量严格匹配，尽量减少主带外附加散射光，其二，将主极大调到所选谱线的工作波长上，一般为线心，其它位置可以通过简单换算和调节得到。调节工作波长，不仅在滤光器研制中是必不可少的，而且在使用中也常有必要。使用中，中心波长位置及匹配状态可能变化，如恒温工作点漂移，机械部分变动、波片及偏振片滑动，以及更换偏振片、修理等。国内外都发生过调节不好或状态变动，而影响观测效果的情况。以往这种调节工作是在太阳光栅摄谱仪中进行的，其困难和不足之处在于：1.麻烦，调节需拆卸滤光器，并用较高色散和分辨率的光谱仪进行，如附近无此类设备，还需长途搬运，既不方便又不安全；2.不直接，望远镜上使用滤光器时，光通过滤光器的整个通光面，而光谱仪仅能检查和调节与狭缝一致的通光带，加上滤光器在望远镜系统中和在光谱仪系统中，存在装校误差，如光轴对准误差等，因此在光谱仪中，认为调节好了的滤光器，移到直接使用的望远镜上，状态可能变化，或降低精度；3.精度较低，最

高的光栅分辨率仅0.01Å左右，而窄带滤光器半宽就已达到0.1Å左右，因此级间匹配和工作波长定准精度至多能达到半宽的1/10，精度较低。另外狭缝系统光量小，噪声影响大，也限制调节精度。开始时，我们在太阳光谱仪中调节滤光器，耗时甚多，后来，想了一个办法，装置如图2所示。在望远镜焦面上后接一个光电倍增管，在焦面上置一个光栏，大小为焦面上太阳像大小的1/10或1/20。用有微安档的万用电表测输出光电流。

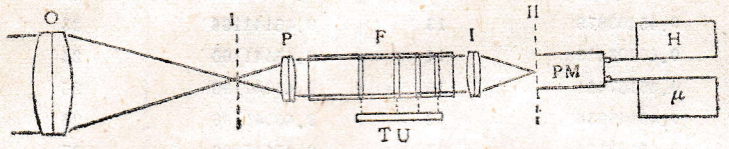


图2 直接调波带方法示意图O：物镜，P：准直镜，F：滤光器，Tu：调波带装置，I：成象镜PM：光电倍增管，H：高压电源，μ：微安表

Fig 2 The method of direct adjustment of the filter ware band

上节已表述了积分透过率守恒，要是太阳光谱是等强度谱，那么不管调波长装置如何动，不管各级β取什么值，经滤光器的出射光强以及相应的光电流读数，应该不变。但是，实际上，太阳光谱中存在大量方和斐吸收线，一些重要的吸收线正好是滤光器的工作谱线，如：λ6562.8，λ5324.2，λ5250，λ4861.3等等谱线，它们的线心强度只有连续谱强度的1/2至1/8。因此当某一级的调节波长装置改变取值时，其光电流就会发生变化。当调到中心波长时，就会出现极小光电流。当所有各级都调到线心位置时，光电流最小。这是我们调工作波长方法的主要依据，具体作法如下：

1.选择透明度好而稳定的晴天，但允许宁静度很差，在中午时刻，对日面中心测量，以消除地球和太阳自转速度影响。

2.按选择谱线，放好前置干涉滤光片，依次调整每级的β值，使输出光电流最小。该过程可以反复进行几次，直至读数仅在误差范围内变动为止。这种方法所得到的调节精度一般可达1/20至1/40带宽，这对像Hα一类滤光器来讲，精度是足够的。

3.如需更高精度，如磁场测量用滤光器，可用等偏离法，克服谱线中心以及滤光器透过极大附近的不灵敏区，以显著提高精度。具体作法是，经1和2之后，先将最后级故意调偏，使出射光电流I_1比最小值约大10%（或15%），记上调节装置读数ϕ_1，然后将调节装置调到另一位置ϕ_2，使出射光电流$I_2=I_1$，由于谱线和滤光器透过带基本上是对称的，因而中心波长位置为$\phi_0=\frac{1}{2}(\phi_1+\phi_2)$。重复几次，取平均值。各级调节顺序是，先调最厚级，然后调次厚级，逐步向薄的级调，调完为止。这样以获得各级的中心波长位置的读数。然后改变输出光电流值，比最小值约大5%（或10%），重复上面过程，得到另一组读数。如果上面的两组读数，仅在误差范围内有起伏，则取两组读数的平均值作为最后结果。如果上两组读数有微小的系统漂移，则可能反映谱线轮廓存在轻微的不对称性，或者散射光不对称，则应继续减少输出光电流与最小光电流之差值，如取3%，1%等，继续测量，以便找到一个收敛的数值作为最后结果。用这种方法，调节装置所获得的重复精度约为±10′—±20′，调节装置全程为90°（一个波带范围），因此调节精度至少可达1/100至1/200双折射波长，或相当1/50—1/100半宽，我们应用上述方法，对我国磁场测量用滤光器作十余次装卸和调整，操

作十分简便，并用调试结果进行磁场和速度场测量，效果良好。该方法原则上也可适应于调试万能滤光器，并可大为提高效率和精度。对于仅有色球望远镜的单位，也可用该法，经常检查Hα滤光器状态是否正常，保证观测正常进行，保证归算数据的准确。

三、附加总散射光试测

双折射滤光器主带总散射光来源有二，其一，结构所引起的理论散射光，与结构选择和理论设计有关，如作严格处理，可使理论散射光低于主带光量的3%～1%[4,5]；其二，由实际光学系统不完善引起的附加散射光，来源于晶片、波片、偏振片等材料缺陷和加工误差；波带位置匹配不严格；晶室恒温不均匀；前置干涉滤光片对其它主极大抑制不够等等。由于它受设计、材料、工艺水平、调试精度等影响，情况较为复杂，是人们十分关注的散射光，它反映仪器的水平，影响太阳观测结果的定量归算[6]。至今，这种附加散射光的总量仍未见发表定量测量结果，主要困难是，滤光器的半周期一般为100Å至500Å，而半宽仅0.5Å至0.1Å，光谱宽度相差千倍以上，散射光分布在比主带宽1000倍以上的范围内，它只要达到主带强度的1/1000，甚至1/10000，其积分的总散射光量就可与主带光量相比。众所周知，光栅光谱仪无法在宽达几百埃的范围内，以0.01Å的分辨率，同时而准确地测定相差3—4个数量级的光度值。以往，滤光器的测试结果，仅仅发表主带附近的透过轮廓与理论轮廓的比较[6—8]。

我国太阳磁场望远镜用滤光器[8]担负着矢量磁场和视线速度场的定量测量任务，迫切需要了解带外附加散射光总量，用于定标。我们用下面的方法，作了试测。

1.严格确定测试滤光器的理论轮廓。该滤光器，由一个 Evans 分开级，一个7片组成的 SoLc 折叠级、一个9片组成的 SoLc 扇形级和5级 Lyot 宽场，可调冰洲石级组成，其透过率$T(\lambda-\lambda_0)$的严格表示式，在此不详述了。

2.对$\lambda_0=5324.19$Å，选用 Kitt、Peak[9]的太阳光谱相对强度分布资料，该资料已作仪器轮廓和散射光处理，从－4.19Å至＋3.80Å。这以外取值为1，即连续谱强度，得分布$I(\lambda)$。

3.作理论计算

$$A=\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} I(\lambda)T(\lambda-\lambda_0)\,d\lambda \qquad (6)$$

其中，$\lambda_1=-15$Å，$\lambda_2=15$Å。在此之外，剩余的积分透过率已小于积分透过率的1/1000，因此忽略。分五种情况，在$T(\lambda-\lambda_0)$中对最厚的4级冰洲石级取各种β值，β_4对应最厚级冰洲石，计算A值：（1）$\beta_1=\beta_2=\beta_3=\beta_4=0$，得$A_0=0.04289\ 6$；（2）$\beta_1=\pi/2$，$\beta_2=\beta_3=\beta_4=0$，得$A_1=0.0798755$；（3）$\beta_2=\pi/2$，$\beta_1=\beta_3=\beta_4=0$，得$A_2=0.107211$；（4）$\beta_3=\pi/2$，$\beta_1=\beta_2=\beta_4=0$，得$A_3=0.105598$；（5）$\beta_4=\pi/2$，$\beta_1=\beta_2=\beta_3=0$，得$A_4=0.0758632$。令$R_i=A_i/A_0$，得$R_1=1.86218$，$R_2=2.49946$，$R_3=2.46186$，$R_4=1.76863$。

4.用2节方法，将滤光器调好，按照3中的β取值，对准太阳日面中心，分别读出光电流I_0，I_1，I_2，I_3，I_4，并令$r_i=I_i/I_0$。1982年12月6日实测，得到$r_1=1.54$，$r_2=1.92$，$r_3=1.899$，$r_4=1.51$。

5.如果滤光器的实际轮廓与理论轮廓完全相同，则应有$R_i \simeq r_i$。但实测表明，r_i明显地小于R_i，显然，这是由附加散射光引起的。设上述五种情况下的附加散射光量分别为S_0，S_1，S_2，S_3，S_4，则有

$$r_i = I_i/I_0 = \frac{A_i + S_i}{A_0 + S_0} = \frac{A_i/A_0 + S_i/A_0}{1 + S_0/A_0}$$

$$= \frac{R_i + S_i/A_0}{1 + S_0/A_0} \qquad i = 1, 2, 3, 4, \qquad (7)$$

在上面方程组中，4个方程中有5个未知量S_i/A_0和S_0/A_0，不能严格求解，仍需再做一些假定和判断。下面用两种稍有些不同的方法处理：1）假设在非线心的4种情况下，附加总散射光分别与线心情况下的附加总散射光相等，$S_i = S_0$，代入(7)，得

$$S_i/A_0 = (R_i - r_i)/(r_i - 1) \qquad (8)$$

和

$$S_i = (R_i - r_i)A_0/(r_i - 1) \qquad (9)$$

求得$S_1 = 0.5966\ A_0 = 0.02559$，$S_2 = 0.6298\ A_0 = 0.02701$，$S_3 = 0.6444\ A_0 = 0.02836$，$S_4 = 0.5070\ A_0 = 0.02175$。

平均的附加散射光量$\bar{S} = \sum_1^4 Si/4 = 0.5945A_0 = 0.02550$，这样，求得的附加散射光量是针对$\lambda$5324.19Å谱线的，引进了5324.19Å谱线轮廓$I(\lambda)$的严重影响，为了单独表述滤光器的性能，需用(3)式，求出附加散射光的积分透过率，由于散射光分布在几百埃宽的范围内，绝大部分以太阳连续谱为背景，因此不考虑吸收线对附加散射光的影响（如作细致考虑可以除0.9因子），在一定波带范围内，对连续谱可视为近似的等强度谱，附加散射光量近似等于附加散射光积分透过率，即当$I(\lambda) \doteq 1$时，在λ5324Å谱线以外，(6)式近似变为(3)式。由1节可知带宽为0.30Å的 Lyot 滤光器，其积分透过率恒等于半宽，等于0.15Å，这样，附加散射光积分透过率与理论上的积分透过率相比，近似地为$0.02550/0.15 \doteq 0.17$。

2）考虑不同情况上，主带与线心的相对位置有所不同，散射光位置的背景太阳光谱强度有所不同。如图3所示，当主带置于线心时，附加散射光均发生于连续谱区和远翼上，光量较大，而主带置于线翼和连续谱时，附加散射光有一部分来自线心附近，光量较小，因此上述五种情况下的附加散射光应有所区别，与线心情况比较接近的是情况4，设$S_4 = S_0$，代入（9）式，得到$S_4 = S_0 = 0.507\ A_0 = 0.02568$，然后由所得$S_0$，代入（7）式，得

$$S_i = (r_i(1 + 0.5070) - R_i)A_0, \quad i = 1, 2, 3 \qquad (10)$$

求得$S_1 = 0.4586A_0 = 0.01967$，$S_2 = 0.3849A_0 = 0.01651$，$S_3 = 0.4316A_0 = 0.01851$。所有五种情况下的平均值

$$\bar{S} = \sum_{i=0}^{4} Si/5 = 0.4578A_0 = 0.01964,$$

它近似等于附加散射光积分透过率，与理论积分透过率相比，$0.01964/0.15 \doteq 0.13$

从上面测试结果来看，我国磁场用滤光器的附加散射光积分透过率与理论上的积分透过率之比，大约处于0.13与0.17之间，可见性能良好。

上述求附加散射光及附加散射光积分透过率的方法，是一个尝试，并不理想，仍有待改进。

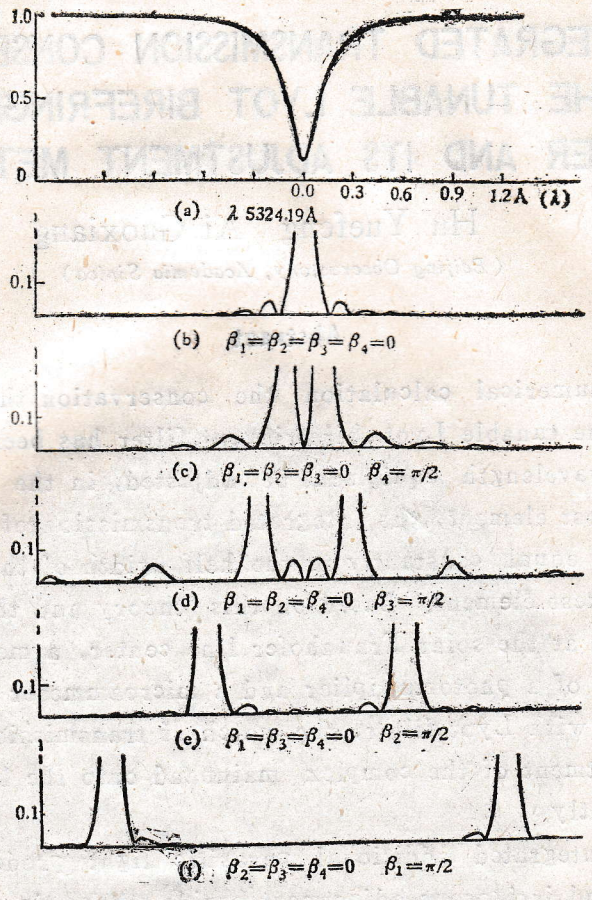


图3 λ5324.19Å 谱线轮廓与滤光器首有不同 β 值时的理论透过轮廓

Fig. 3 λ5324.19Å line profile and theoretical transmission profiles of filters with different β velues

本工作得到南京天文仪器厂李挺、倪厚坤同志，北京天文台李威、张洪起、明长荣同志协助。南京天文仪器厂计算机房在计算方面大力支持，在此特致谢意。

参 考 文 献

〔1〕Lyot, B. Ann. Astrophys, 7 (1944), 31.

〔2〕Evans, J. W. J. O. S. A. 39 (1949), 229.

〔3〕Giovaneli, R. G. and Jefferes, J. T., Aust. J. Phys, 7 (1954), 254.

〔4〕Fredga, K. and Hogbom, J. A. Solar Phys. 20 (1971), 204.

〔5〕Schoolman, S. A. Solar Phys. 30 (1973), 255.

〔6〕Krafft, M. Solar Phys. 5 (1968), 462.

〔7〕Hagyard, M. J. et al., Solar Phys. 80 (1982), 33.

〔8〕北京天文台，艾国祥、胡岳风，南京天文仪器厂李挺，何夙宝、侯惠芳等，太阳磁场观测用双折射滤光器，《中国天文学会年会报告》；1982，3.

〔9〕Testerman, L. K., Unpublished Research, 1974.

THE INTEGRATED TRANSMISSION CONSERVATION OF THE TUNABLE LYOT BIREFRINGENT FILTER AND ITS ADJUSTMENT METHOD

Hu Yuefeng Ai Guoxiang

(Beijing Observatory, Academia Sinica)

Abstract

By means of numerical calculation, the conservation theory of integrated transmission of the tunable Lyot birefringent filter has been found. Whatever may the tunable wavelength equipment be adjusted, in the filter cycle determined by the thinest element, the integrated transmission of the Lyot filter is conservational and equal constantly to the half width of the mainband determined by the thickest element. Based on this theory and the character of the intensity minimum at the solar Fraunhofer line center, a method has been suggested that by use of a photomultiplier and a microammeser directly on a solar telescope affached with Lyot filter, the match of transmission bands of elements and the adjustment of the complex mainband onto the line center can be finished conveniently

Because the integrated additional parasitic light produced by incomplete optical elements and irrigorous adjustment beside theoretic parasitic light urgently needs to be understood for measurements of solar magnetic field and monochromatic light intensity, a method has been trially suggesed that, through comparison between the theoretic calculation and the practical observed integrated light intensity in several positions of the waveband, the integrated additional parasitic light of the narrow band filter used in The Solar Magnetic Field Telescope can be calculated.

太阳磁场望远镜的机械结构

李挺　吕韵翎　杨还　顾伯伟　陈贤龙

（南京天文仪器厂）

一、对机械结构的技术要求

一、太阳磁场的测量始源于本世纪初，采用的手段简单，祇能测量黑子的强的纵向磁场。直到1953年美国巴布柯克发明了光电磁象仪，将磁场测量精度提高了2—3个数量级，随后，各种类型的太阳磁象仪应运而生，它们大多是在太阳摄谱仪基础上改装的，但进入摄谱仪的光线来自定天镜或定日镜，因而不可避免地引入严重干扰横向磁场测量的仪器偏振，一般祇能测量纵向磁场，此外，摄谱仪的入射狭缝使观测祇能是一维的，对二维区域的观测需要较长的时间，不适于实时观测的需要。60年代后期开始有人利用双折射滤光器层色散元件，在其前方安置磁场分析器，便可输出含有偏振信息的，而且不受仪器偏振干扰的，二维单色图象，通过相应接收器，便可同时得到二维磁场图。北京天文台太阳物理研究室艾国祥、胡岳风、史忠光等也在这时候提出相同的设想，并建议研制一台能够用光电和视频接收器测量日面向量磁场和视向速度的仪器，鉴于它具有较通常的太阳磁象仪更全面的性能，因而将它命名为“太阳磁场望远镜”，经过科学院批准，1972年5月在天文仪器厂成立了研制组。这台仪器具有明确的课题思想，对光机电性能都有较高的要求。仪器口径不大，但光学系统相当复杂，诸成像系统的光学元件总数达108块，双折射滤光器共有光学元件（以晶体为主）138块，是我国现有天文仪器中光学元件数量最多的。接收系统有照相，光电，视频三种，因此，磁场望远镜的机械结构除了满足一般望远镜的跟踪，成像的要求外，还必须满足复杂的光学和电子系统，特殊需要。从而决定了仪器机械结构的复杂性。

从仪器的使用要求出发，对仪器的机械结构提出以下基本要求：

（1）机械装置应具有足够的刚度，在五级风作用下，焦面上像的抖动小于1角秒，镜筒自重变形引入的跟踪误差在1小时内小于1角秒。

（2）备有光电导行装置，使仪器的跟踪误差小于2角秒。还有白光导行镜进行日视导行及照相记录。

（3）应尽可能减小仪器内部热空气湍流对成像质量的影响。采取补偿措施清除环境温度变化对光学系统稳定性的影响。

（4）主光路成像光学元件同轴性偏移小于3′。

（5）光电扫描系统的设计应保证尽可能高的测信噪比。

（6）双折射滤光器的机械结构应具有满足光学准直性的精度，尽可能好的保温性能和密封性能。

（7）具有各种不同的驱动速度，赤经：120°/分、0.5°/分、15′/分和2′/分。赤纬：0.5°～7.5°/分，2′/分。

（8）9种成像系统（照相二种，光电二种，视频五种之间能灵活，可靠地转换）。
（9）配备必要的附属装置：晶体定轴测厚仪，模拟光源装置和照相翻拍装置。

二、机械结构的特点（图1）

（1）保证刚度的结构设计：

由于观测对象是太阳，自然采取刚度较好的对称叉式装置。对诸变形环节的（在5级风作用下的）刚度分配如下：镜筒0.1″，叉臂和轴承0.1″，蜗轮0.1″，轴承0.1″。在所有环节中最薄弱的是轴承，原设计采用刚度较大的圆锥滚子轴承，但在装配前无法买到尺寸合适的，祇好改用滚珠轴承，刚度较差，经计算表明变形量为0.6″，接近规定的上限。其余三个环节的变形量均控制在0.1″。

（2）传动系统

采用经典的多电机差动叠加结构，以满足不同驱动速度的要求。机械结构较复杂，但稳定性好，相应电气控制线路就比较简单，从而提高了整个传动系统的可靠性。对赤经蜗轮精度不提出过高的要求，其周期误差是按照太阳视运动不均均性和大气蒙气差较差的平均值规定的，可用一般机床加工，从而降低了加工费用。蜗轮付的齿合间隙由力矩电机矩加恒定力矩而消除，使得结构紧凑。

（3）镜筒设计

镜筒为钢结构，具有相当好的刚性。主镜室采用了温差补偿结构，它与准直镜间是用温差补偿杆连接的。主镜和准直镜之间有一个长的真空镜筒，从而基本上消除了成像光路上的湍动热气流。由于真空窗不同主镜在一起，由另一个镜筒单独支承，从而减小了自重变形。成像系统的结构保证了8种尺寸太阳像之间的灵活而可靠的转换。

（4）光电扫描系统。

为提高测量信噪比，机械设计具有以下特点：对日面用小方孔逐点前进扫描；光电倍增管用半导体致冷器冷却，以降低暗流。并采用了在金属板上加工方形小孔，圆弧导轨等特殊工艺以提高机械结构的综合性能。

（5）双折射滤光器。

对滤光器的热学性能进行计算，作为结构设计的依据。设计和工艺上保证诸晶体元件相互间准直性误差小于2′，并充分考虑到不让硅油泄漏的密封设计。此外，还设计了步进电机转动波片的结构。

（6）光电导行镜和白光导行镜

利用开环的自整角机使光电导行镜与主镜筒作反向同步的运动，不需采用伺服随动系统，简化了电控设计。接收器采用灵敏度高，性能稳定的光导管。其前方的狭缝是沿太阳像半径方向安置，不需随太阳视角直径的周年变化而调节狭缝位置。白光导行镜给出目视图视用的全太阳像，并可拍摄具有扫描区域标志的太阳像。

（7）附属装置。

为加工和检测各种双折射晶体（石英，欧洲石，电光晶体）和偏振片，专门设计和制造了一台晶体定轴测厚仪，它不仅成功地应用于磁场望远镜，还用于太阳精细结构望远镜的

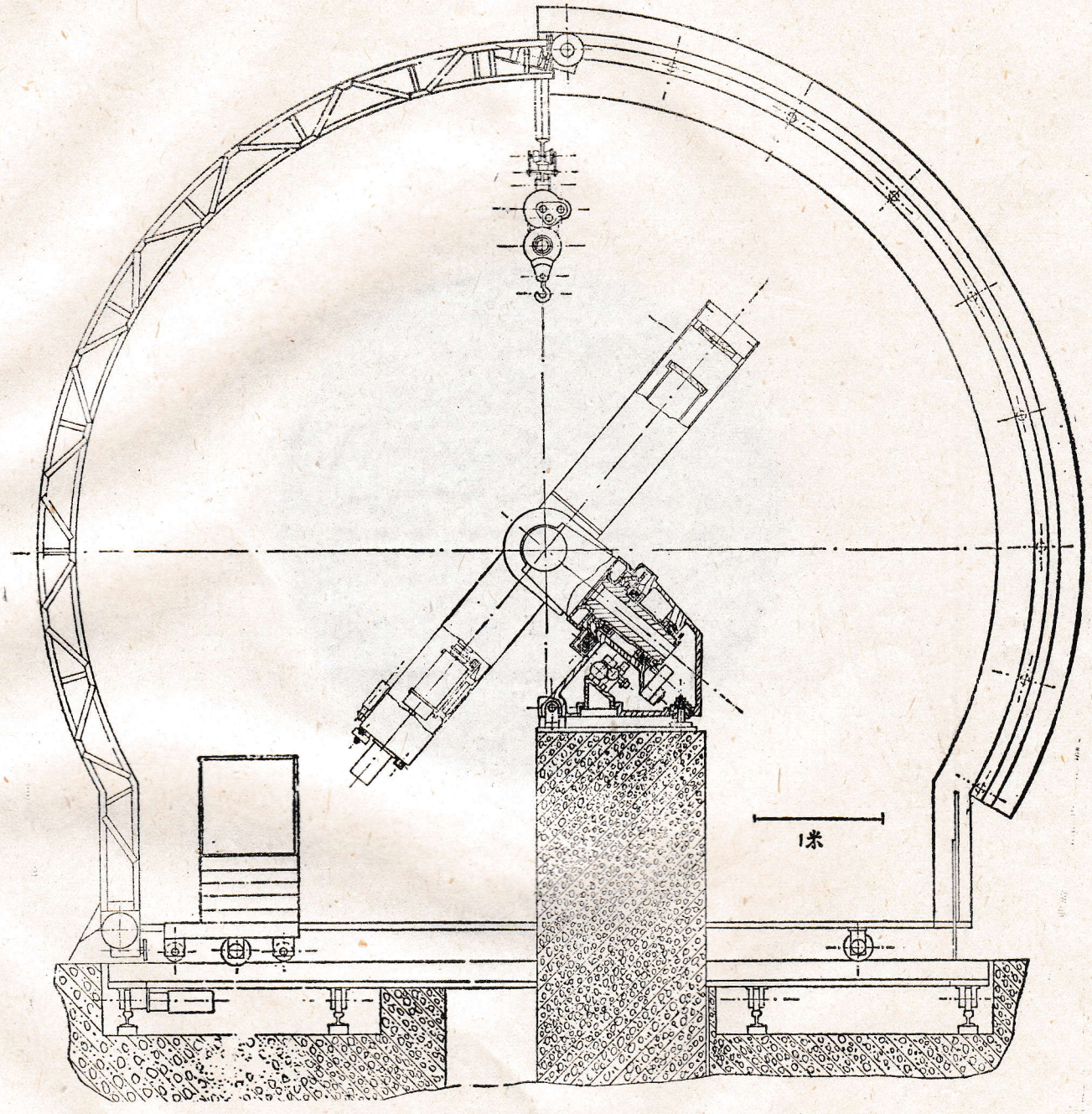


图1　太阳磁场望远镜

对折射滤光器的晶体和偏振片加工，具有推广应用的价值。模拟光源装置和照相翻拍装置的设计和制造也满足了使用要求。

（8）园顶设计

为适应高分辨力的太阳观测，有时需将园顶移开，使望远镜处于自由的空气流中，前方没有可能被太阳晒热的建筑物。该园顶除具备一般性能（转动和启闭天窗）外，还可平移到塔顶北端与望远镜相距15米的地方。此外，由于观测室所在地怀柔水库是北京的风景区，园顶外形设计还必须满足环境保护当局的要求。

镜筒的机械结构

李　挺

（南京天文仪器厂）

磁场望远镜采用的是有效口径35厘米的折射光学系统，镜筒的机械结构应满足以下要求：

1）具有足够的刚度，在5级风作用下变形量小于0.5″。自重变形引入的跟踪误差在1小时内小于1″。

2）诸光学元件同轴性偏差小于3′。

3）尽可能消除镜筒内的热空气湍流和散射光。

4）考虑到光学元件和机械结构因热膨胀系数不同而引起的误差，并进行相应的补偿。

5）满足各种使用功能的要求。

为满足上述要求，设计中采取了以下措施：

1）镜筒为封闭式的钢结构，前镜筒由两截壁分别厚为5和10mm的无缝钢管焊接而成。后镜筒是壁厚为10mm的铸钢箱体，经计算，其刚度能满足要求。

2）光学元件同轴性要求是由机械加工保证的。

3）在物镜室和准直镜之间有一真空镜筒，使大部分的成像光路，尤其是热量高度集中的主焦点区域处于真空之中，没有产生湍流的条件。主焦点光阑通过4′×6′的局部太阳区域，97%的不用的太阳光被返射出镜筒，一方面极大地减小成像光路中散射光的来源，同时，避免了过去集中的太阳辐射热进入滤光器和成像系统。此外，由主光阑反射出的太阳光在出射窗窗处形成的光斑有助于对准太阳。

4）设计了温度补偿镜框和焦距温度补偿杆，使在不同环境温度下物镜不发生平移，焦点位置基本上稳定不变。

5）结构设计上保证各种操作转换方便可靠。

按光线经过的次序，镜筒由以下部件组成：物镜室和前镜筒·真空镜筒；准直镜装置；滤光器前置转换装置；双折射滤光器；成像镜装置；电视前置光学系统；滤光器工作温度监视器。具体布局可参阅蓝图（ZJ-02-00）。

一、主镜室的设计

物镜是由K9和ZF2玻璃构成的双分离消色差结构，外径360毫米，重23公斤，如果使用简单的园柱配合镜框，即使采用较松的配合，例如，0.1mm，则在安装时，物镜会由于不大的微斜而卡死在镜框内，导致透镜边缘崩碎。按实际装配经验，工艺间隙不少于0.3mm，相当于主焦面上太阳像位移22″，这样大的间隙会导致物镜在镜室内移动，从而观测目标在视

场中跳动，或两片透镜相对位移，导致成像的恶化。当然，可在物镜四周塞入薄金属片来减小以至消除间隙，但由于镜室材料的膨胀系数光学玻璃不同，当环境温度降低时，物镜和镜室之间便会出现过盈，在物镜中产生应力双折射，引入为磁场测量不允许存在的仪器偏振，甚至有可能导致透镜碎裂的危险。设镜室是钢的，外径400毫米，在20℃时配合间隙为0，则当环境温度降到-20℃时，则过盈量为0.055mm。则按机械零件设计中过盈配合联接的公式计算透镜受到的应力：

$$\frac{\Delta}{2}=\frac{Pd}{2}\left[\frac{1}{E_1}(1-\mu_1)+\frac{1}{E_2}\left(\frac{D^2+d^2}{D^2-d^2}+\mu_2\right)\right] \qquad (1)$$

式中E_1，E_2—玻璃和镜框材料的弹性模量：$E_1=0.75\times10^6$Kg/cm²，$E_2=2.1\times10^6$Kg/cm²；μ_1，μ_2—玻璃和钢的泊桑系数，$\mu_1=0.25$，$\mu_2=0.26$；D，d—镜室和透镜的外径；△为直径方向的过盈量；代入(1)式可得P=27.4Kg/cm²，若取镜室直径为38厘米（壁厚1厘米），则P=15.5Kg/cm²。可见应力是很大的。

为解决这个问题，按照马克苏托夫提出的补偿镜框的原理，设计了如图1所示的物镜室。它是在铸铁镜框与透镜之间加上铝块作为温度补偿元件，设玻璃，铸铁和铝的热膨胀系数为α_1，α_2和α_3，透镜外径为D，铝块轴向尺寸为l，于是，温度补偿条件为：

$$l/D=\frac{\alpha_2-\alpha_1}{2(\alpha_3-\alpha_2)} \qquad (2)$$

取$\alpha_1=7.9D\cdot10^{-6}$，根据实测$\alpha_2=11.5\cdot10^{-6}$，$\alpha_3=25.7\cdot10^{-6}$，D=360mm，代入(2)式，得l=46mm。在具体结构设计中，采用了4块铝弧段，下面两段的外园与镜框内园面紧贴，上面两段留有2 mm间隙，四段铝块的内表面是一次装夹加工，与镜框的园柱定位面，从而同镜筒轴线同心，精度达到1′之内并不困难。安装时先将上面两弧段取下，便可十分安全地装入物镜并与下面两弧段贴紧，再塞入上面两段，最后轻轻旋动四个止动螺钉，使上段刚刚碰到物镜外缘为止。铝块与镜室间不能用螺钉紧固，否则会导致铝块由于不能自由膨胀而发生变形，因此，每段铝块在轴上衹是用弹簧力压在镜室表面上，可在园周方向上自由膨胀，在半径方向也没有多余约束。

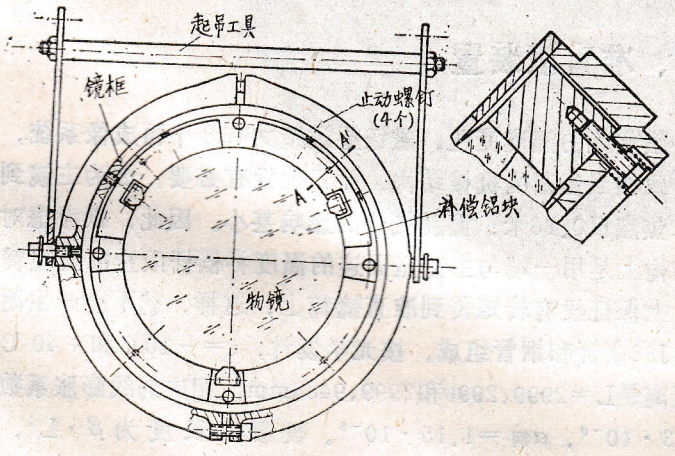


图1　主镜室的结构

在调试和试观测过程中，这种设计的结构表现出很好的可靠性：在不同环境温度下，用日光灯在物镜前方照亮，可看到两片透镜间形成的干涉条纹，它们始终是规则的同心园，表明不存在由于过盈引起的畸变，同时，用塞规（最薄0.02）测不出透镜和镜框间有间隙。在实际观测过程中也未发现由于环境温度变化而引起像质恶化或像的跳动。此外，专门设计的起吊工具保证了50公斤的镜室在前镜筒上可靠地安装和拆卸。

二、真空镜筒

为消除镜筒内部的热空气湍流，在主镜和准直镜之间安置了一个真空镜筒，它的入射窗和出射窗都是以主焦点F为中心的同心球面透镜。各机械连接环节和密封窗支承都使用O形密封橡胶圈。用4瓶的机械真空泵抽气，3分钟内可将筒内气压降到1毫米汞柱以下，并保持到半个月左右。真空度是用U形水银真空计测量并直观地显示。主焦点光阑孔径4′×6′（3.3×4.9mm），其正前方是一个倾斜32°的金属光阑，其上的孔的投影尺寸稍大于主光阑矩孔，表面抛光镀铝。通过3%的太阳光。其余97%的太阳光大部分被反射到镜筒之外，小部分被吸收，它转变的热量由散热铝筒向四周扩散。结构设计保证了主光阑可作轴间移动和绕光轴旋转。整个散热筒（即光阑座）可相对于前级真空镜筒在每光轴垂直的平面内移动。从而实现了主光阑的位置和方位角调节。这部分结构如图2所示。

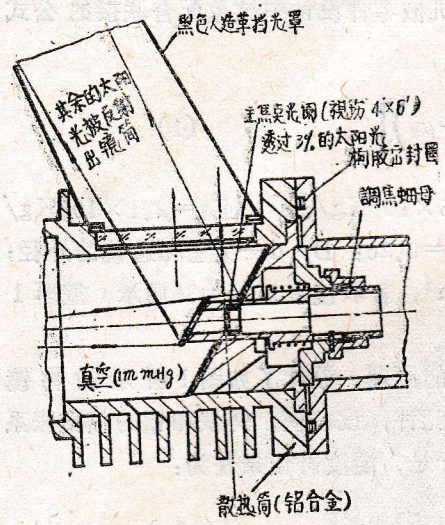


图2. 主焦点光阑结构 M1:2

三、准直镜装置

准直镜装置设计的主要考虑是补偿焦距的温度变化。磁场望远镜共有8个再成像系统，要是对每个系统都进行补偿，势必导致相当复杂的机械结构，而且也没有必要。因为主镜到准直镜相距约3米，而成像镜到第二焦点仅0.16米，温度变化的影响甚小。因此，祇考虑对主镜到准直镜的间距进行补偿。在结构上是用一端与主镜室固连的温度补偿杆限止准直镜筒的轴向位置，如图3所示，结构设计上保证没有转矩传到准直镜筒上，这样，就不会产生附加的摩擦力。温度补偿杆由铟钢（4J32）管和钢管组成。按光学设计，t=－10℃和＋40℃时，主镜第四面和准直镜第一面的距离是L=2999、2996和2999、9488mm，相应的线膨胀系数为$\alpha_{光}=4.328\cdot10^{-6}$，又：$\alpha_{铟}=1.3\cdot10^{-6}$，$\alpha_{钢}=1.15\cdot10^{-5}$。设铟钢长度为$\beta\cdot L^{1}$，则：

$$\alpha_{钢}(1-\beta)+\beta\alpha_{铟}=\alpha_{光} \qquad 得\beta=\frac{\alpha_{钢}-\alpha_{光}}{\alpha_{钢}-\alpha_{铟}}=0.703,$$

于是，当连接距离$L^{1}=3040$时，铟钢管长2137mm。在铟钢管下端还有一对螺母，可用来调节准直镜筒的轴向距离。

准直镜后面还有一个二维旋转支架，支架框内可安置必要的光学元件，如定标用玻璃平板或波片等，它可相对于光轴倾斜，还可绕光轴转动，以提供必要的人工仪器偏振。旋转支架可在燕尾槽座内插入或抽出。

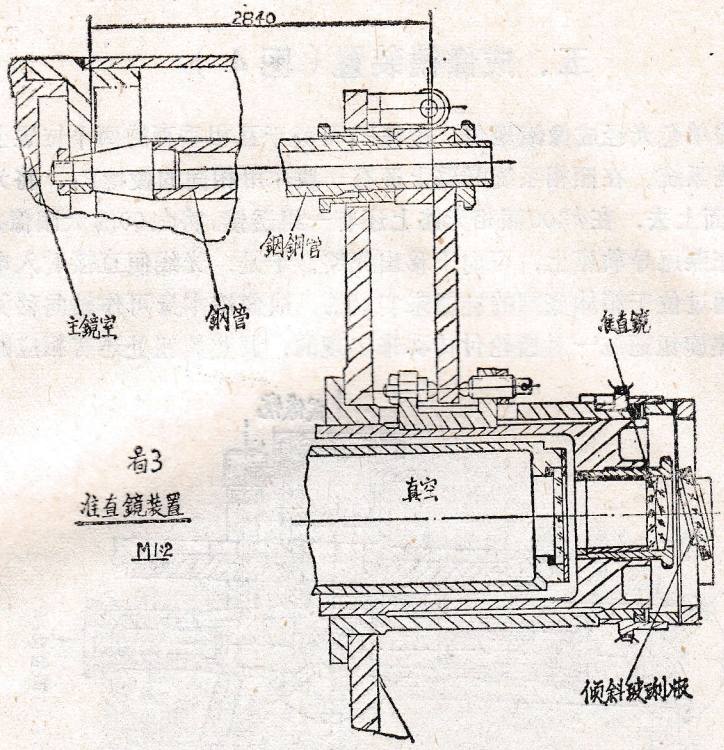


图3
准直镜装置
M1:2

图3　准直镜装置

四、双折射滤光器

双折射滤光器（机械结构另文介绍）及其前置转换装置是作为一个整体装在铝座上的，后者前后端有两个座孔与滤光器外园配合，保证轴向准直。铝座与镜筒后箱体用螺钉连接，锥销定位。座孔同箱体的配合孔一次加工，保证同心。滤光器前方有一个三层导轨座，第一层是两块干涉滤光片（4861A°和5324A°），手动转换。第二层是两块定标片，由偏振片和后随45°取向的$\frac{1}{4}$波片（4861A°及5324A°）组成。第三层是两块光轴垂直和45°的消色差$\frac{1}{4}$波片。后两层都有一个空档位置，并由电机带动，用镜筒前面板上的两个波段开关(三位置)实现转换。滤光器上方有一温度监视望远镜，固定在箱体的上盖板的底面上，其目镜头安置在箱体前面板的上方。滤光器（重33公斤）是用专门设计的起吊装置装入望远镜或取出，相当安全可靠。

滤光器四个波片转动通过正交螺旋齿轮付，万向连轴节通到位于箱体左侧的传动指示箱内，每个旋钮有两个度盘，粗读度盘一周对应波片转360°，精读度盘一周对应波片转动45°，格值对应波片转角0.2°。这种手动调节比较麻烦，每次调透过带要转动4个旋钮，还要看度盘，因此，转换很不方便，速度慢。随着计算机技术发展，现已将传动指示箱改为步进电机驱动。每个波片的转动是由一只步进电机（步距角1.5°/3°）通过一对蜗轮付驱动的。便可实现微机控制的透过带位置调节。

五、成像镜装置（图4）

从滤光器出射的单色光经成像镜聚焦，棱镜P_1可处于互相垂直的两个位置上，将光线反射到照相或光电扫描系统。在照相系统光路上还有一块作用相同的棱镜P_2，将光线反射到ϕ100或ϕ300照相焦面上去，在ϕ300照相光路上还有一组透镜，将ϕ100的太阳像放大三倍。P_1棱镜及其转座安置在燕尾导轨座上，可向下移出光路，于是，光线便直接射入电视成像系统。以上转换都是通过位于箱体底部的旋钮来实现的。成像镜本身可作轴向移动，是由箱体前面板右下方的调焦旋钮通过一对齿轮付传动来实现的，调焦旋钮处还有相应的度盘显示。

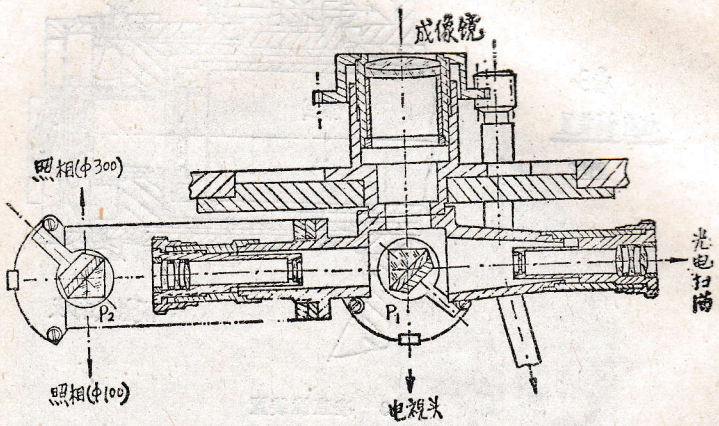


图4　成象镜装置

六、电视前置光学系统

在电视摄像管前有两套光学装置，一是放大透镜组，另一是测试卡投影装置。前者包括5组不同倍率的透镜组，放大率为0.5，1，2，3，4。可在摄像管靶面上提供5种比例尺不同的太阳像，可适应将来新的探测器之应用。面板前有一个旋钮，通过锥齿轮付传动，使五组透镜分别进入光路，同时，在面板右上方有一园窗孔，可看到相应的太阳直径的数值。

测试卡镜筒位于箱体前面板正上方，前端是一电视测试用的图案，通过直角棱镜向下反射，和10：1透镜组缩小，再经45°反射到摄像管靶面上。在面板中部有一杠杆，扳动它可使缩小透镜连同反射镜一起进入或移出光路。在缩小透镜和反射棱镜之间可插入一块QB22滤光片，其透过峰在5324A°附近。

七、镜筒刚度计算

1．自重变形

图5示出简化的镜筒前部结构及受力情况，要计算的是纬轴前方镜筒结构的变形引起物镜中心的位移量。纬轴后方的箱体部分结构复杂，很难作简化计算。但考虑到：①箱体截面

惯矩大（近1倍）；②纬轴后部比前部短（约为$^2/_3$）。可近似地认为它的变形是前部的$(J_2/J_3)\cdot\left(\frac{2}{3}\right)^2=0.25$倍。

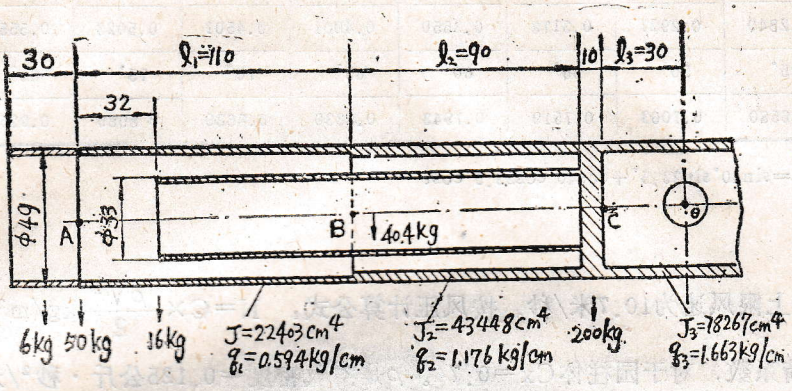


图5　镜筒的简化结构

由于主焦点是经过三次成像后落到最终电视靶面上的，最终焦点移动方向与它相反，因此，这两种变形应当是叠加的。

计算前部变形时，是将镜筒当作以纬轴为端部的不等截面悬臂梁，采用熟知的材料力学中的变形公式：

集中载荷　$y_1=pl^3/3EJ$，　$\theta_1=Pl^2/2EJ$

力矩　$y_2=Ml_2/2EJ$，　$\theta_2=Ml/EJ$

分布载荷　$y_3=ql_4/8EJ$，　$\theta_3=ql^3/6EJ$

①A相对B的挠度：$y_1=5.55\mu$，$y_2=0.12\mu$，$y_3=2.43\mu$。

②B相对C的挠度：$y_1=3.39\mu$，$y_2=4.59\mu$，$y_3=1.11\mu$。

③C相对D的挠度：$y_1=0.28\mu$，$y_2=1.02\mu$，$y_3=0.01\mu$。

④B点转角$\theta=1.75\cdot10^{-5}$，引入A点位移：$y_4=19.25\mu$。

⑤C点转角$\theta=8.23\cdot10^{-6}$，引入A点位移：$y_4=17.28\mu$。

最后得A点的总位移量 $Y=\Sigma yi=55.03\mu$，这引起主焦点处太阳像相同数量的位移，对应的角位移为 $\frac{55.03\cdot10^{-3}}{2800}\cdot206265=4.05''$。

又A点相对于B点的转角$\theta=10.72\cdot10^{-6}$，于是总的A点转角为$\theta=3.65\cdot10^{-5}=7.''5$，对像质不会有什么影响。计入箱体变形，可认为最大的重力变形为$5.5''$。

由于采用了光电导行，设光电导行镜跟踪是准确的，便可假定上述变形是相对于光电导行镜的变形，需考虑这个变形对跟踪的影响，为此，可求出$\rho\cdot\mathrm{Sin}z$随时间变化的最大值，即求$\frac{d\sin z}{dt}$的最大值。由于用解析式求解相当复杂，用数值计算法较容易。对$\delta=0°$，$+23°.5$和$-23°.5$三种情况的计算表明，当$\delta=23°.5$时，sinz的值较大，于是就$\delta=23°.5$进行计算，结果见表1。可以看出由30°到35°，sinz的变率最大。由25°到40°，即在1小时内sinz的变

化为0.1573，$\rho \cdot \sin z$的变化为0″.87，小于1″，是在允差范围之内的。

表1. $\delta=23.5°$时sinz随时角t的变化

t	0°	5°	10°	15°	20°	25°	30°	35°	40°
Sinz	0.2840	0.2927	0.3178	0.3550	0.4001	0.4501	0.5023	0.5551	0.6073
t	45°	50°	55°	60°	65°	70°	75°	80°	85°
Sinz	0.6580	0.7063	0.7519	0.7943	0.8330	0.8680	0.8989	0.9257	0.9482

$\sin z=\sin 40°\sin 23.5°+\cos 40°\cos 23.5°\cos t$

2．风荷变形

五级风的上限风速为10.7米/秒。按风压计算公式：$N=C\times\frac{\rho V^2}{2}\text{kg/m}^2$

式中Cx是风荷系数，对于园柱体Cx=0.74。ρ是空气密度=0.125公斤·秒^2/米^4·V为风速。在计算风荷变形时，主要考虑前镜筒，可认为箱体部分被基座挡住而不受风荷。此时，单位长度上的风荷 $g=0.74\cdot\frac{0.125}{2}\cdot 10.7^2\cdot 0.49\cdot 10^{-2}=0.026\text{kg/cm}$，与计算自重变形相似，有：

①A相对于B的挠度 $y_3=0.20\mu$

②B相对于C的挠度 $y_1+y_2+y_3=0.25\mu$

③B点转角引入A点挠度 $y_4=0.52\mu$

④C点相对D的挠度 $y_1+y_2=0.02\mu$

⑤C点转角引入A点挠度 $y_4=0.34\mu$

物镜中心，亦即主焦点处像的总位移$Y=1.33\mu$，相当于角位移$\delta=0.1''\ll 0.5''$，因此，镜筒对于风荷有足够的刚度。

八、与其它部件的关系

箱体右后侧同光电扫描器的大底板用螺钉固连。箱体左上角安置光电导行镜，右下角是目视导行镜。光电导行镜是安置在一个小的叉式基座上，可相对镜筒作两个方面的运动。目视导行镜外表有两个园柱配合面，塞入两个轴承座内，后者的座孔是与箱体配合孔一次加工的，从而保证目视导行镜与主镜筒的轴线相互平行。两个镜筒均有罩壳保护。为使镜筒关于纬轴平衡，在箱体上方，纬轴之前，安装了八块铅块，每块重10公斤。因此，将这些平衡重去掉，可安置轻重量的其它用途的镜筒。

THE TUBE CONSTRUCTION OF THE 35cm SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Li Ting

(Nanjing Astronomical Instrument Factory)

The imaging system of the 35cm solar telescope—magnetograph is a refractive one. The mechanical construction of the tube which contains all the imaging optical parts ang the birefringent filter must satisfy the followingrequirements:

1). Enough rigitity: The image shift under force 5 wind must be less than 0.5″, and the tracking error due to its self weight less than 1″/hour.

2). Render the thermal turbulence and stray light minimal.

3). Compensating the possible optical errors caused by the difference of the thermal coefficients between the optical elements and the mechanical construction.

4). The coaxial errors between the imaging parts must be less than 3′.

5). Other common repuirements for the tube function.

So the tube with a length of about 4.5m and cross section sizeof about50cm was designed as a steel construction. There is a vacuum thbe including the seriously heated focus diaphragmbetween the objective and the collimator lens, and the 4x5′ focus diaphragm reflects about 97%unused sunlight out of the tube. The objective cell was designed as a thermal compensating construction, and the collimator lens was linked with the objective through a rod consists of invar and steel tubes.

The design considerations and the necessary caculation for satisfying the above—mentioned repuirements are given in detail in this paper.

双折射滤光器的机械结构

李挺　倪厚坤

（南京天文仪器厂）

一、对滤光器机械结构的要求

双折射滤光器在光学上系由两组 Solc 级，一组Evans级和四组Lyot 宽视场级组成，此外，还有三组宽视场结构的KD*P晶体调制器，其中一组置于最前方，用作磁场分析器，另两组分别夹在第2和第3 Lyot 宽场级当中，用于测量视向速度。每个Lyot 级还附有调节透过带用的旋转波片。晶体片（水晶，冰洲石和KDP）外形尺寸为37×37mm²，共98片，加上各种用途的玻璃片，光学元件共约150件。为保证滤光器具有良好的性能，其机械结构应满足以下要求：

1）保证诸晶体片空间位置的准确性：相互平行度和晶体光轴的方位角的准确度均在 2′ 以内。

2）具有尽可能好的保温性能：为高精度测量视向速度（～1公里／秒），滤光器中央（最厚Lyot 级所在处）工作温度的稳定性应优于1/200℃。

3）防止硅油泄漏，以免空气进入晶体工作面，损害成像质量。还要防止硅油污染变色。

4）四块旋转波片的转动引出滤光器。

5）能安全可靠地装入望远镜或取出。

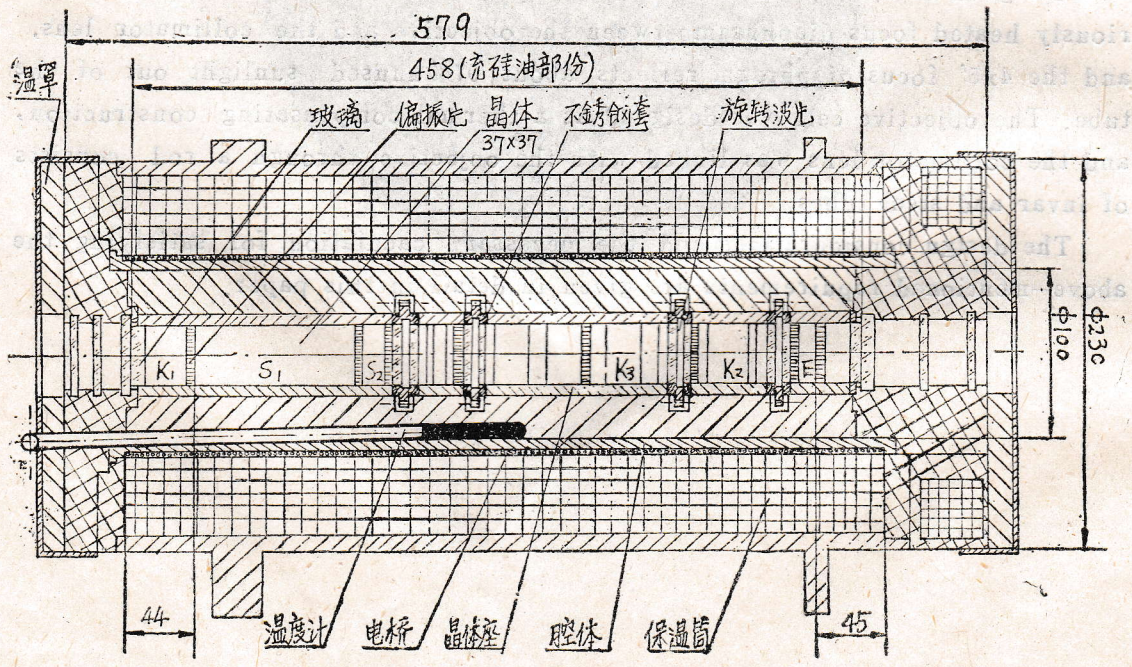


图1　滤光器剖视图

二、机械结构设计

图1示出滤光器结构的剖视图，未示出转动波片的传动装置。晶体置于用LC4铝合金制的组合方形晶体座内，选用LC4铝合金的理由是：不污染硅油；导热性好，$\lambda=133\frac{大卡}{米、时、度}$；导温系数大，热惯量小，达到热平衡的速度较快；重量轻；机械加工性能好等等。共有5段铝合金座，每两段之间夹着一个装有旋转波片的不锈钢齿轮套。鉴于不锈钢与铝合金（经过阳极氧化处理）摩擦，会使与其接触的硅油变成黑色，因此，在晶体座端安装不锈钢锇套，作为不锈钢齿轮圈在其内转动的轴承。晶体座再固定在Ly12铝合金园筒腔体内，后者也是由两半拼合而成的。此园筒塞入一个Ly12铝合金恒温筒内，它经氧化着黑色处理，其外园柱面上形成了一层绝缘的氧化铝薄膜，由锰铜丝和铜丝构成的惠斯登电桥密绕于其上。在腔体外园面和恒温筒内表面上加工出长槽，测量滤光器中部温度的精密水银温度计便插在这个槽内。

五个晶体座的内表面是在与腔体下部机械固连后，在坐标镗床上一次加工而成的，以保证安装于内的晶体的光轴准直性。每个晶体座端都有厚度调节片，根据每晶体座内光学元件的厚度及相关尺寸的实测数值，最终确定垫片的厚度，以保证晶体片之间有0.01mm左右的硅油膜厚度。

在机械结构方面，最重要的是保证晶体座端面互相平行以保证诸晶片的相互平行性。为此，将装配好的晶体座和腔体下部一并置于坐标镗床上，按腔体母线找正后，用靠表测出诸端面与母线的不垂直度，最大可达0.05，然后取出晶体座，对相应端面进行修正，误差控制在0.02之内。最后用光学测角仪测量组合精度，如图2所示。晶体座端装上接触面经过精密研磨（不平度$<5\mu$）的压圈，于其上安置平面行玻璃板，在测角仪目镜内可看到诸表面反射的标尺像，从而判断诸面的平行度，测量表明诸表面的不平行度小于1.5′。*)

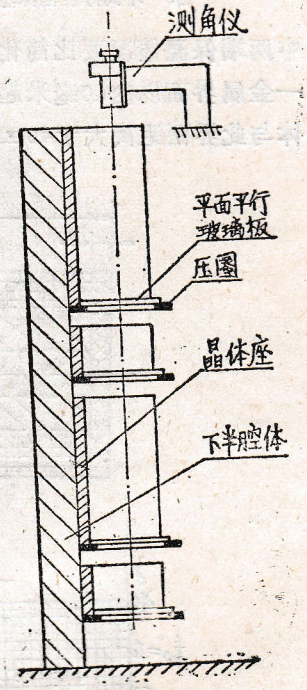


图2　晶体座端面平行度的检测

三、保温设计和温度的测量

滤光器恒温筒直径12厘米，长47.8厘米，向外的热量主要是通过外园柱面散发，这部分是用厚4.5厘米，外径21厘米的硬质泡沫塑料筒保温的。这个厚度的选择，一方面是受结构尺寸的限制，同时，通过散热功率的计算，表明这厚度的选择是合适的。图3示出散热功率与泡沫塑料筒厚度的关系：壁厚45mm处于曲线上较平坦的部份，再增加壁厚，散热功率的

*)由北京天文台艾国祥测定

减小就相当缓慢。有关散热功率的计算可参阅本文的附录。

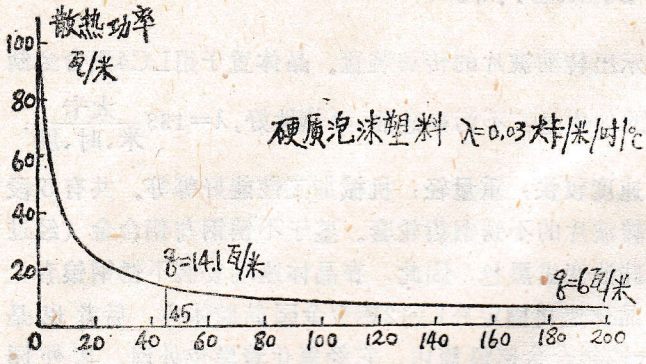


图3　不同厚度泡沫塑料筒的散热功率　厚度（mm）

滤光器两端盖是用具有一定的机械刚度而且导热性差的玻璃纤维增强尼龙做的。在进行机械结构设计之前，曾按图 4 a 所示的简化模型，用有限差分法（图 4 b）计算滤光器内部的温度分布，获得如图4c所示的等温线。在计算中，方形晶体用等面积园形代替，其导热系数取冰洲石，石英和玻璃的平均值。泡沫塑料筒和塑料端盖都取较大的导热系数值，放热系数也取偏大的值。此外，实际结构中两端保温情况要比简化模型好得多。因此，计算结果是很保险的。由图 4 c 可见，在塑料—金属界面以内40毫米起，温差小于0.01℃(环境温度为 2 ℃)，在具体设计时，使双折射晶体与此界面距离大于40mm。

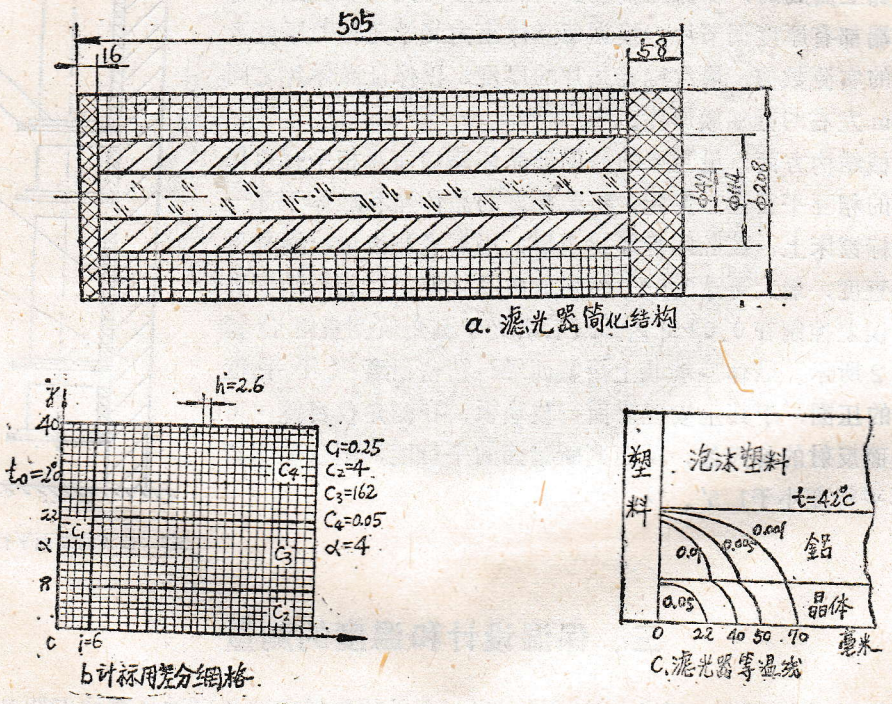


图4　滤光器温度分布的计算

在结构设计上还采取其它措施以增强保温性能：两端塑料盖尽可能挖空，并填以泡沫塑料。恒温筒端铣出若干小凸台与塑料盖接触及固连。在两端还加了两个辅助加热罩，可当环境温度很低时适当加温，以减小端面散热。转动四个波片的连杆是用不锈钢做的，在所有金属材料中，不锈钢的热传导最低$\left(\lambda\sim15\ \frac{\text{大卡}}{\text{米}\cdot\text{时}\cdot\text{度}}\right)$，因此，由它带到滤光器外面的热量

也较少。

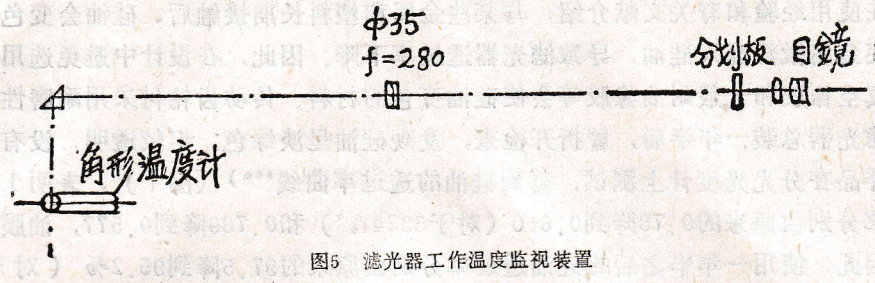


图5　滤光器工作温度监视装置

为检测滤光器中部工作温度的稳定性，在恒温筒和铝合金腔体交界处插入一根特制的直角形水银温度计，它的测量范围由41.5℃到43℃，分划值0.01℃（线距离0.465mm），利用读数望远镜（光学系统见图5）可在主望远镜末端目视估读，精度接近0.001℃。实测结果是在1天工作期间内看不读数变化，即工作温度稳定到0.002～0.001℃。

四、油封设计和硅油的污染附录

滤光器的恒温腔体内充满硅油，以保证内部光学元件之间有一稳定而薄（～0.01 mm）的油膜，以消除界面反射导致的光损失。为防止气泡进入腔体之内，出现在光路中间影响成像质量，在结构设计上必须确保不漏油。恒温腔体有许多连接环节，其中大部分是固定连接，用一般O形密封橡胶圈便可达到封油目的。问题在于四根转动杆的活动密封，大多数牌号的橡胶，包括工业上常用的耐油胶圈，在硅油中都发生显著溶胀，用来做转动密封，会增大摩擦阻力矩，甚至卡死。为解决这个问题，选用三种航空用的橡胶材料进行溶胀试验**)：将小片丁晴、氯丁及氟橡胶置于烧杯中，注入适量硅油，热后置入烘箱加温到100℃，保温24小时，用天平秤出每块样片加热前后的重量m_0和m_1，便可计算出重量溶涨率

$$Em=\frac{m_1-m_0}{m_0}\%$$

更重要的是测出体积溶涨率，为此，将天平的秤盘浸没在水中，秤出样片重量Δm_0和Δm_1，按阿基米德原理，$\Delta m_0=m_0-v_0$，$\Delta m_1=m_1-v_1$，其中v_0和v_1是加温前后样片的体积，由此可得出材料的体积溶涨率：$Ev=\left(\frac{m_1-\Delta m_1}{m_0-\Delta m_0}-1\right)\%$。

表1　三种橡胶材料的硅油溶胀率

	5080丁晴胶	4172氯丁胶	7270氟橡胶
Em	+24.33%	+27.67%	−0.056%
Ev	+28.17%	+35.57%	+0.157%

显见氟橡胶的溶涨最小，接近于零，最适宜于做转动密封之用。实际使用的O形胶圈的内径为ϕ6 mm，截面ϕ2 mm，压缩量0.15 mm。转动阻力矩很小，长期使用表明其性能相当稳定。

由于恒温腔体内各种材料的膨胀系数都小于硅油，因此，在滤光器升温过程中，硅油膨胀，会在薄弱环节渗出，当滤光器冷却下来时，就会有气泡进入，为此，在滤光器前端加了一个缓冲贮油器，可容纳因热胀而溢出的硅油。此外，还可用它为入口，注入新鲜硅油。图

**)由南京511厂中心试验室朱永年同志提供

6示出缓冲贮油器的结构。

根据以往使用经验和有关文献介绍，与某些金属和塑料长期接触后，硅油会变色，传动付磨损也会使金属微粒混入硅油，导致滤光器透过率下降。因此，在设计中避免选用紫铜，夹布胶木，真空橡胶和一般耐油橡胶等会使硅油变色的材料。传动齿轮付采用耐磨性能较好的不锈钢。滤光器总装一年半后，曾折开检查，发现硅油呈淡绿色，但较透明，没有混浊现象，将它的样品在分光光度计上测试，得到硅油的透过率曲线***）（图7），表明1厘米厚硅油的透过率分别由原来的0.78降到0.610（对于5324A°）和0.769降到0.577，油膜总厚度为1毫米，因此，使用一年半之后的硅油透过率分别由原来的97.5降到95.2%（对于5324A°）和97.4%降到94.6%，也就是说将滤光器透过率分别降低2.4%和2.9%，因此并不严重。

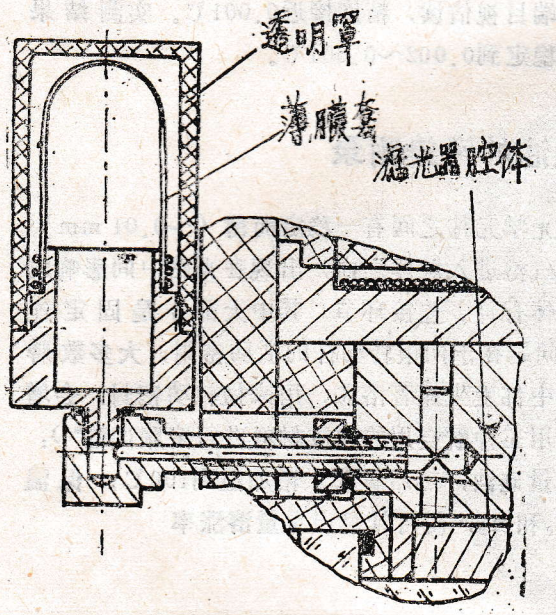


图6 缓冲贮油器

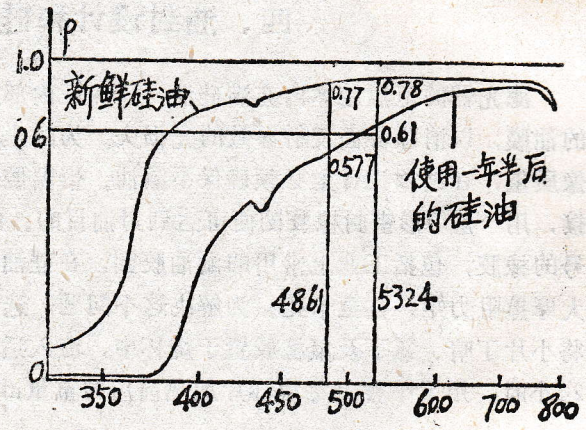


图7 硅油的分光透过率

附　　录

散热功率的计算

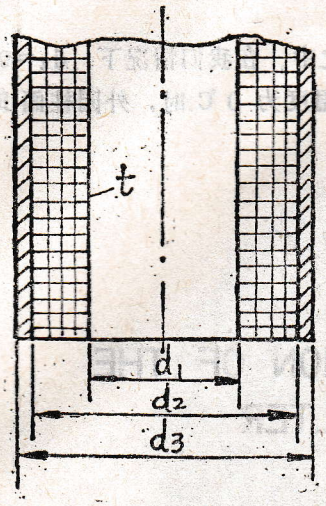
在左图中，d_1为滤光器恒温筒的外径，d_2为保温的泡沫塑料筒的外径，d_3是铝合金壳体外径，$d_3=d_2+200$。$d_1=120$。由于铝合金导热系数远大于泡沫塑料，可认为d_2和d_3两个外圆柱面上的温度相同，等于t。设环境温度为0℃，放热系数为α，泡沫塑料的导热系数为λ，则在单位长度上外圆柱面的散热量为

$$q=\frac{2\pi\lambda}{\ln(d_2/d_1)}(42-t)=\pi\cdot d_3\cdot\alpha\cdot t \qquad (1)$$

可得：

***）由南京天文仪器厂李开寿同志提供

$$t=\frac{1+k}{42},\quad k=\frac{\ln(d_2/d_1)\cdot(d_2+0.2)\cdot\alpha}{2\lambda}\qquad(2)$$



线散热功率

d_2	d_3	t	α	q
0.12	0.14	42	5.06	108.7
0.13	0.15	21.9	4.6	55.1
0.14	0.16	16.2	3.9	36.7
0.16	0.18	10.7	3.4	23.8
0.18	0.20	8.1	3.1	18.3
0.21	0.23	6.0	2.8	14.1
0.24	0.27	4.9	2.5	11.8
0.27	0.30	4.1	2.4	10.3
0.30	0.32	3.5	2.2	9.2
0.35	0.37	2.9	2.1	8.0
0.40	0.42	2.5	1.9	7.2
0.50	0.52	1.9	1.7	6.1

放热系数α是按苏联米海耶夫著“传热学基础”中第三章“流体自由运动时的放热”中的公式计算的：

$$\alpha=0.54\cdot\lambda_m\left(\frac{\beta_m\cdot g\cdot t\cdot p_r}{d_2\gamma_m^2}\right)^{\frac{1}{4}}\qquad(3)$$

式中λ_m，β_m，γ_m是当温度为t_m时空气的导热系数，体涨系数和动粘性系数

$Pr=\left(\frac{\mu\cdot gcp}{\lambda}\right)_m$，其中$\mu$和Cp是内摩擦系数和定压比容。在我们的情况下，$t_m=\frac{1}{2}t$。这些系数都可在空气的物理常数表格上查到。

取$d_2=0.12$（无泡沫塑料保温），0.13，0.14，0.16，0.18，0.21（设计值），0.24，0.27，0.30，0.35，0.40，0.50米，进行散热量的计算：

1）$d_2=0.12$，$t=42℃$，$t_m=21℃$，查表得

$\lambda_m=0.0224$，$\gamma_m=1.516\cdot10^{+5}$，$Pr=0.703$，$\beta_m=\frac{1}{294}$。代入（3）式：

有：$\alpha=5.06\frac{大卡}{米^2\cdot时\cdot度}$　　代入（1）式

得　$q=93.5\frac{大卡}{米\cdot时}=\frac{97.2}{0.86}瓦/米=108.7瓦/米$

2）$d_2=0.13$，$d_3=0.15$。取第一次近似，$\alpha=4.8$，由（2）式

得k=0.96，t=21.42，t_m=10.7，查表得

λ_m=0.0216，γ_m=1.422·10^5，Pr=0.705，$\beta=\frac{1}{292}$代入（3）式

有α=4.58。再进行一次选代，得α=4.6，t=21°.86，便足够精确，于是，q=55.1瓦/米。

3）类似地用选代法对其它d_2值进行计算，其结果列于附表之中。在我们情况下，d_2=0.21米，q=14.1瓦/米。园柱部分长476mm，于是，当环境温度为0℃时，外园柱面的散热功率为14.1·0.46=6.7瓦。

THE MECHANICAL CONSTRUCTION OF THE 0.15 Å BIREFRINGENT FILTER

Li Ting, Ni Houkun.

(*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

The 0.15Å birefringent filter is the key part of the 35cm solar telescope—magnetograph with the following features:

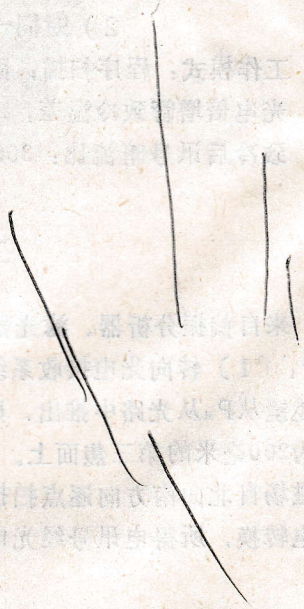
1). All the optical elements (calcite, quartz, KD*P crystal, electroconductive glass and polaroid) are enclosed in five mosaic cylinders made of aluminium alloy and with a square central hole of 37×37mm each. There are four rotatble half wave plates used for adjusting the passband of the filter, each wave plate is mounted in a gear circle, which is in between two adjacent cylindrical cavities and can be rotated through corresponding driving elements by hand in the left side of the telescope tube.

2). The five cylindrical cavities are mounted together in a thermostatic cylinder also made of aluminum alloy, its temperature (42℃) is accurately controlled by a bridge circuit wound around its outer cylindrical surface, which is well thermo—isolated by a 4.6cm foam cylinder. Two ends of the filter are thermo—isolated by thick plastic plates.

3) All the gaps inside the thermostatic cylinder are filled with silicon oil for eliminating the reflection losses on the optical surfaces (near 300!), so the great attention was paid to the oil sealing for a large number of the mechanical joints. Especially, the O—rings made of fluoroelastomer which does not be solu—expanded in the silicon oil are chosen for sealing the four stainless

steel shafts for rotating the half wave plates. In the front of the filter, a plastic casing is mounted for absorbing the expanding oil and then avoiding the oil leakage.

4). A fine mecury—in—glass thermometer with 0.01℃ graduation is inserted in the middle part of thermostatic cylinder and just below the bridge circuit, and one can monitor the working temperature of the filter to an accuracy of about 0.001℃ by means of a reading telescope, its ocular is attached to the front plate of the telescope tube.



太阳磁场望远镜光电机械扫描系统

吕韵翎　刘冠群　袁步章　马跃东　刘志玲

一、光电扫描系统技术要求

光电机械扫描是太阳磁场望远镜三种接收系统中测量磁场精度最高、使用最频繁者。本系统可测太阳活动区磁场的分辨率达几高斯到10高斯。同时兼顾普遍磁场的观测。

本系统技术要求：

扫描区域　3′×2′；3′×4′。

积分常数　0.2秒；2秒

空间分辨率　2″×2″；4″×4″。

时间分辨率　最快5分钟扫一幅3′×2′活动区磁场；最慢50分钟扫一幅3′×2′活动区磁场。

扫描速度　2″/秒；10″/秒；20″/秒

普遍磁场观测孔径　20″×20″

扫描精度　1）3′内累积误差不大于0.5″

2）对同一区域连续两次扫描之间对应点之位置重合误差不大于1″、

工作模式：程序扫描；固定观测

光电倍增管致冷温差：$\Delta T=40\sim45℃$

致冷后讯号暗流比：300

二、光电机械扫描系统结构概述

来自偏振分析器、滤光器的5324Å或4861Å单色光，经光电系统放大镜M和换向棱镜P_1〔1〕转向光电接收系统，如图1。当进行程序扫描或固定观测时，操作手轮H将可移动棱镜从P_M从光路中推出，则光经过P_3和P_4棱镜，到等值焦距为21,400毫米，太阳单色光像为200毫米的第三焦面上。x—y扫描器的步进电机带动“狭缝”在第三焦面上对太阳活动区磁场自北向南方向逐点扫描，光讯号经珐珀里透镜L_1投射到光电倍增管阴极靶面上进行光电转换，所得电讯号经光电扫描电系统〔2，3，4〕得纵场、横场、速度场和亮度场等数据。

当进行目视检焦时，操作手轮H，将P_M推进光路，则扫描器无光讯号进入，太阳像被引到第6焦面。目视系统的分划板D上，有与扫描区域相对应的3′×2′和3′×4′框格，可以帮助瞄准黑子和检查扫描焦面。

根据望远镜总体布局，本系统只能布置在镜筒长方形部份尾部西侧，体积740×500×380毫米^{3}的矩形箱体内。宽度500可能变，而长740和高380只能小，不能超过。这也就决定

了光学元件的布局和扫描器和光电接收的结构方案。

P_3、P_5棱镜为经典的三螺杆、球面垫圈调节机构，可调其转角、平移等。P_4、P_6棱镜固定不可调节。珐珀理透镜L_1，场镜L_2，分划板D及同镜组L_E都能沿光轴方向移动3毫米。这些调节机构足以方便地装调光路。棱镜P_M在换位箱内，由锥齿轮付和齿轮齿条付传动。转动手轮H能将P_M推进或移出主光路，实现程序扫描或目视检焦。

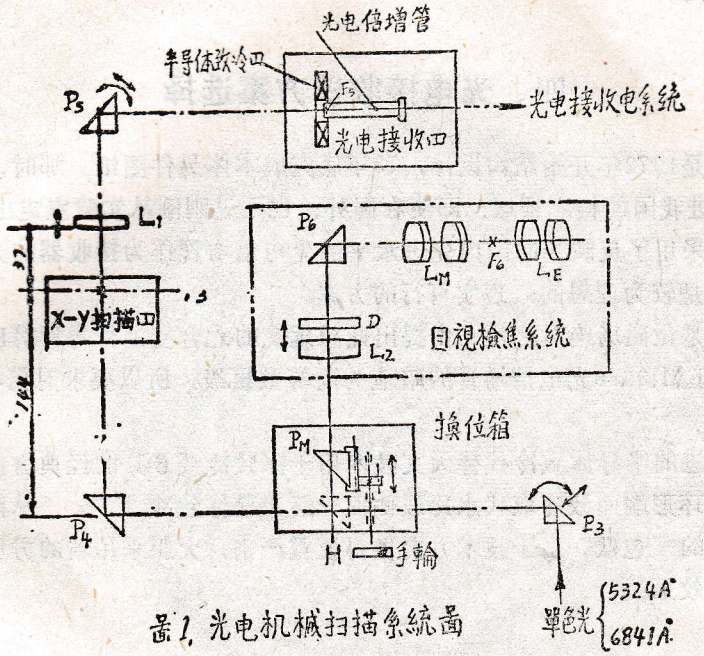


图1. 光电机械扫描系统图

三、机械扫描方案的选择

当望远镜镜筒跟踪太阳运转时，要将F_3焦面上3′×2′或3′×4′区域中的太阳单色光逐点扫描得到对应讯号，用在F_3焦面上移动“狭缝”，或转动P_4镜移动太阳像都可以达到扫描的目的。而选取扫描机械执行元件的合理性将是决定整个机械扫描系统的合理性的最重大因素。

光学设计结果〔5〕要求F_3扫描焦面距珐珀理透镜L_1仅37毫米。而机械结构总布局与光学设计匹配只允许P_4镜距焦面144毫米（或更长一点）见图1，这就使扫描器在两度空间位置受到限制，其尺寸要尽可能小；而扫描器的技术指标要求它定位精度高；运动速度低，但却频繁使用则要求它灵活轻便。若采用转动“狭缝”扫描太阳像，它可以做得很小（外形尺寸19×14×3毫米^3），则对应的传动，支承、限位、调零等机构都很小（扫描器主体外形只有140×150×190毫米^3）有利于采用大步距角步进电机驱动扫描，以提高空间分辨率和讯号的准确度。在“狭缝”、扫描速度、积分常数相同的条件下，“狭缝扫描移动虽要偏离光轴中心而引起视场效应，但由于最大视场只有3′×4′，视场效应影响可以忽略不计。如果转动P_4镜移动太阳像，则扫描“狭缝”可置焦面中心光轴上不动，没有视场效应。而转动P_4镜在F_3焦面上成的像不在同一平面上，计算得到由此引入焦面像位置变化仅0.5mm。

而如果允许调焦引入像的弥散为0″.05，相应允许焦深的失焦量为3 mm（在口径350 mm，等值焦距21400mm情况下）。所以，可不予考虑。但P_4镜为42×52，而转动P_4镜的扫描器体积将比移动“狭缝”的大8—9倍，这显然已大到总体布局不允许程度，再者，为达到同样的扫描精度，转动P_4镜也用丝杆装置通过支臂使反射镜转动，那转臂之臂长等于2×144=288mm，而这长显然也是不能允许的。所以，在我们的条件下，采用移动“狭缝”方案是合理的和必须的。

四、光电接收器方案选择

磁场望远镜是1972年开始结构设计，73年底完成本体另件图纸。那时，最先进的C.C.D技术还没有引进我国的相应领域。即使在国外，也不过刚刚从实验室走出步入工业技术界。因此，我们采用了反映当时国内先进水平的光电倍增管作为接收器的光电转换元件，选用英国EMI9658是较为理想的，现实可行的方案。

由于望远镜是做磁场绝对测量，由提出此望远镜的北台艾国祥等计算出光电系统扫描所得最小讯号，与EMI9658光电倍增管的暗流为同等数量级，所以要求对倍增管致冷以降低暗流。

我们采用先进的半导体致冷代替天文技术用干冰致冷〔6〕的经典方法；并进一步用风冷式半导体二级环形端面致冷取代水冷或侧面一级半导体致冷〔7〕。从而解除望远镜因用水冷而背上水箱的“包袱”由于技术方案做得慎重严密，大胆采用新的方案，使其取得了满意的稳定可靠的效果。

五、试观测效果

x—y扫描器在装到望远镜之前，经二年多反复的机电联调，单机试验和性能测试，其机械与电控都相当稳定。装到望远镜上后，机械，电控都仍能保持单机试验稳定水平。但曾经发现在扫同一幅磁场讯号中有光量不均匀现象以及测出黑子形状有规律漂移。分别从光学、机械、电三方面都找到了原因，进行排除而达到了使用要求。

光电接收器及致冷器结构设计取得较满意结果。不致冷，讯号暗流比为40～50。望远镜总设计要求讯号暗流比300，即只要求降低暗流6倍。而我们用了二级及冷式端置半导体致冷器实测结果讯号阳流比为1200～1500〔1〕，（其相应工作温度比环境温度低30℃～35℃，在夏天光阴极的工作温度保持0℃左右。）即比设计要求提高4～5倍。这对天文观测很有利，使其具备了潜力。如果，一旦天文学家在磁场定标计算方法有新的突破，就可发挥上述潜力的功能，则测得磁场的精度还可提高。

由本光电系统测得如下结果〔1〕：光电系统测量的信噪比为2000和1000（积分时间2秒和0.5秒）用4″×4″扫描微孔，对应纵向磁场灵敏度为10和20高斯。横向磁场灵敏度为150～200高斯，视向速度灵敏度为±30米/秒。用20″×20″扫描孔，积分时间2秒，信噪比20000，对应纵向（普遍）磁场灵敏度1高斯。这当然是整台仪器光机电综合结果，也是对光电机械扫描系统设计的直接考验。由此证明了光电扫描系统的机械设计和电控设计都达到了

使用要求，并为提高磁场的测量精度储备了潜力（即有比仪器原设计要求更高的讯号暗流比）。

光电机械扫描系统中，有关电的工作，如扫描器的电驱动和程序控制；半导体致冷器的电源电路；光电倍增管的前置放大等；分别由陈志斌，朱保金和吴华青三位工程师承担。[8] [9] [2]

袁步章、马耀东和刘志玲三位师付曾参加过本系统的机械装配及试验。刘冠群师付负责本系统机械装配与调试，直到仪器出厂，做了许多工作。

参 考 文 献

[1] 中国科学院"太阳磁场望远镜联合研制组"（太阳磁场望远镜的进展），天文学进展Vol. 1, No 1 7—9, 1983.

[2] 吴华青，"光电扫描系统中前置放大部份"，本专集.

[3] 陈志斌"选频放大电路"本专集

[4] 侯惠芳等"测量太阳磁场的数据处理系统"本专集.

[5] 王亚男等，"太阳磁场望远镜光学设计"，本专集.

[6] Astronomical Technigues, P161

[7] 吕韵翎，"二级环形半导体致冷器与光电接收器"，本专集.

[8] 陈志斌"太阳磁场望远镜扫描器驱动控制电路"，本专集.

[9] 朱保金"半导体致冷器电路"，本专集.

THE PHOTOELECTRIC MECHANICAL SCANNING SYSTEM FOR 35CM SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Lu Yunling Liu Guanqun Yuan Buzhang

Ma Yuedong Liu Zhining

(*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

Abstract

The photoelectric mechanical scanning system is one of the three recieving system for 35cm Solar Magnetic Field Telescope. It is the highest for both time—resolution and space—resolution.

The monochromatic beam 5324Å or 6841Å from birefringent filter and polarized analyser is ejected into the focal plane of this system, in it the mechanical scanner is moved back and forth along north south direction as a point per step by two step—motors. The signal to be scanned is through a Fabry lens L1 to eject in the cathode target of the photomultiplier which is refrigenated by cooler of thermoelectric elements.

Solar active region scanned: 3 × 2 arc seconds and 3 × 4 arc seconds.

Intergral constant: 0.2 seconds and 2 seconds

Time resolution: the highest is five minutes and the lowest is fifty minutes.

Space resolution: 2 × 2 arc seconds and 4 × 4 arc seconds.

Operating mode: program scanning and fixed observation. when it does a fixed observation, its space resolution is 20×20 arc seconds.

To rotate handwheel H, push the prism pm in to beam passage. The beam is not ejected in to the mechanical scanning system, but is ejected in to the monitoring system. On its focal plane there is a divid D for taking aim and checking focus.

Results of observation are as follow:

The sensitivity of transverse magnetic—field is 10 and 20 G.

The sensitivity of longitudinal magnetic—field is 15 and 200 G, that was obtained under scanning squre pinhole of 4 × 4 arc seconds, intergral constant of 2 and 0.2 seconds, and corresponding signal—to—noice ratio was to be 2000 and 1000.

To use scanning squre pinhole of 20×20 arcseconds, intergral constants of 2 seconds and signal—to—noice ratio of 20000, the sensitivity of general (longitudinal) magnetic—field is 1 G.

Anode: It was obtained squre pinhole in workpiece scanned plate. 3, To take cold extrusion the pinhole resulted from electric spark machining for increasing smooth finish and right angle.

The results from measurment by Shanghai Metrological Bureau were as follow:

a), The coinciding accuracy of the centre for two squre pinholes was 0.0075 mm.

b), The dimensional accuracy of the squre pinholes was obtained 0.001 to 0.005 mm.

c) There were no round corners except one corner was approximately 0.016mm of radius among 16 places.

太阳磁场望远镜X-Y机械扫描器

吕韵翎

一、功能及技术要求

x—y机械扫描器的功能是测量太阳活动区磁场用的执行扫描动作的装置。它安装在太阳磁场望远镜光电系统的第三焦面（扫描焦面）上〔1〕。将天文使用要求转换成机械运动，其技术要求在第三焦面上，扫描微方孔以1米/秒，2米/秒和0.2/秒的平均速度对18×12（毫米²）和18×24（毫米²）太阳像，逐点作x—y方向扫描运动。积分常数为2秒和0.2秒两种。运动精度：在18毫米一行内累积误差0.05毫米；对同一区域连续两次扫描之间对应点之位置重合误差为0.1毫米。运动方式：天文学家考虑地球视向速度及自转等现象要求南北扫描，也即x坐标取南北向，y坐标取东西向。0.2×0.2（毫米²）和0.4×0.4（毫米²）微方孔沿x方向往复逐点扫扫，图1为其运动方式示意图。

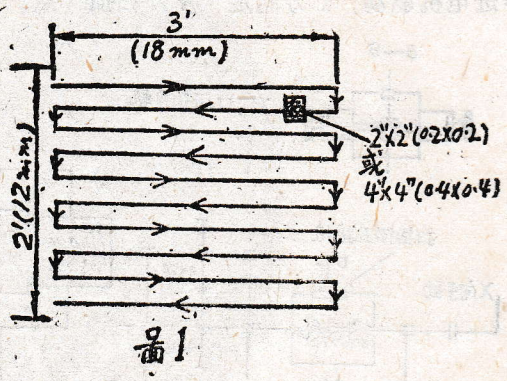


图1

二、方案设计和结构概述

1. 运动机构选择

在下面几种实现直线往复运动机构方案中进行选择。它们是：齿轮齿条电磁铁机构、丝杆螺母机构、凸轮弹簧机构和曲柄连杆机构。根据要求运动精度、定位精度高，平均移动速度低而使用时间连续频繁，以及光电扫描系统机械总布局〔1〕所给定的空间及位置，最后选用丝杆螺母机构。

2. 机械执行元件采样方式

采样方式是指对太阳活动区扫描摄取（让光讯号通过）的方式。是采用连续扫描，还是非连续“步进”扫描呢？

从利于实现全自动程序扫描、数字显示和简化电控线路用步进电机驱动最有利。定位精度高，步进电机步距误差不积累，转一圈为零。而用步进电机驱动中可分为一步采样(扫描)一点，或是走若干步采样一点两种方式。

我们设计是采用大步距角步进电机驱动，走一步扫描一点。与同步电机连续扫描及与小步距角步进电机走若干步扫描一点相比，在平均移动速度相同，积分常数和扫描微方孔大小都相同的条件下，一步一采样，能充分利用步进电机走一步中，选择一定的走停比来提高扫

描所得讯号的空间分辨率和讯号的准确度。走一步当中停的时间比例越大对上述提高越有利。这只是定性分析。在有条件和需要时可以定量测量和研究试验。可用两种方法进行：①在步进电机控制线路中接进某种特殊设计电路，②用高速摄影拍下扫描微方孔移动情况。可以测出步进电机在所承受负载下一步中，走与停的真实值及比例。对太阳磁场望远镜光电扫描系统来讲，利用了这个特性已经得到较满意的结果（当然是综合结果），满足了天文使用要求。如有人对此有兴趣，也可以用我们的x—y机械扫描器进行承载条件下大步距角电机特有性能的研究试验。

3．x—y机械扫描器结构概述

经过一般的传动计算与机械扫描参数匹配设计，包括机械设计对电控某些数据要求的机电匹配扫描参数列于表1。结构方案如图2

①x方向（主扫描方向）y方向（移行方向）都用相同的步距角$\theta=60^\circ$和30°的大步距角步进电机驱动。x方向走一步，扫描一点。在同一幅扫描中，x、y方向都用相同的步距角和频率。以简化程序控制电路〔2〕，提高电路的可靠性及便于维修。

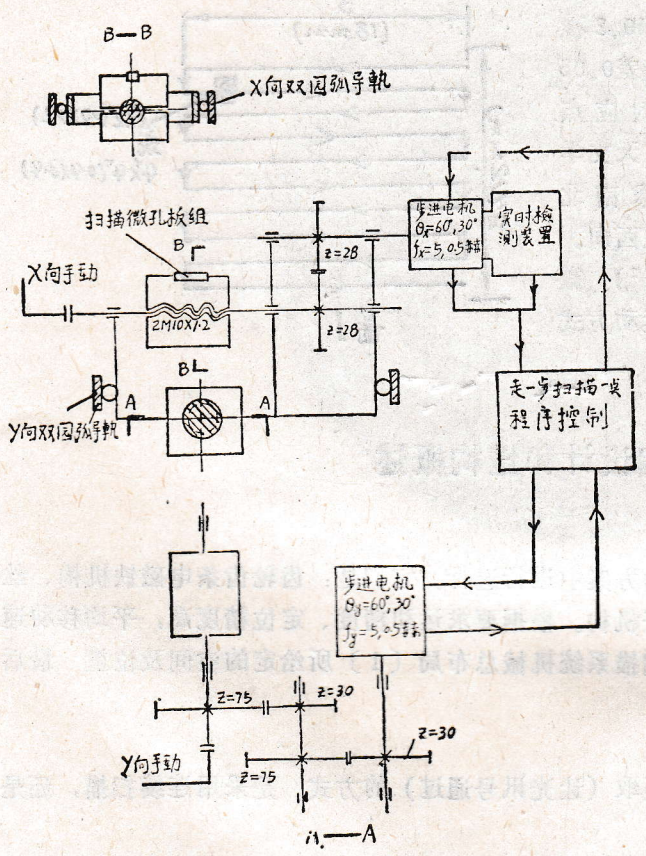


图2　大步距角步进电机非连续扫描方案示意图

②对活动区磁场扫描点数，移行的行数，用数码管记数并在控制柜上实况显示。正常扫描全部按程序进行。普遍磁场（微弱磁场）观测用手动和电点动，不用程序。同时备有x向y向手动机构供复位(事故停电后)调零用。

③扫描微方孔0.2×0.2（毫米^2），0.4×0.4（毫米^2）和方孔2×2(毫米^2)的调换用手动实现。

④扫描微方孔在程序扫描过程中的状况用旋转狭缝、光敏二极管装置进行实时扦测，并在控制台装有显示和故障报警装置。

⑤x方向y方向均用双园弧导轨（设计从略，制作工艺见文章〔3〕），运动平稳、灵活，精度高，在低速而长期持续运动条件下比一般V形导轨耐磨，能较长时间保持原有精度。

⑥x方向丝杆为2 M10×1.2，I级精度，剖分螺母消隙；y向丝杆5 M12×1.5,I级精度，用整体尼隆螺母消隙，效果良好。

⑦x向、y向均用模数m＝0.4小模数齿轮，5级精度。

⑧特殊“皮老虎”：x方向手动机构中的手把（轴）和扫描微方孔的换孔机构中的手把（轴）必须外露在扫描器外面便于操作。当程序扫描时它们又要作xy二向随动，而又必须

与外界光线隔绝。设计采用特制“皮老虎”连接该手把及扫描器外壳，“皮老虎”能作x、y方向的移动，又防漏光。

⑨扫描微方孔采用金属整体结构〔4〕。

⑩x，y方向均有限位、调零、复位装置。

三、计算步进电机的负载启动力矩和扫描精度

1. 步进电机负载启动力矩计算

设x方向负载启动力矩为Mx，y向负载启动力矩My，

$$Mx = Mcx + Max \quad 〔5〕$$

表1 x—y机械扫描器工作参数表

名称 \ 扫描区域参数 / 单位	单位	3′×2′ (18×12毫米²)			3′×4′ (18×24毫米²)
扫描孔径	毫米 (弧秒)	0.4×0.4 (4″×4″)	0.4×0.4 (4″×4″)	0.2×0.2 (2″×2″)	0.4×0.4 (4″×4″)
积分常数	秒	0.2	2	0.2	0.2
扫描速度	毫米/秒 (弧秒/秒)	2 (20)	0.2 (2)	1 (10)	2 (20)
扫描电机频率 f_x	赫芝	5	0.5	5	5
扫描电机步距角 θ_x	度	60°	60°	30°	60°
扫描一行时间	秒	9	90	18	9
移行电机频率 f_y	赫芝	5	0.5	5	5
移行电机步距角 θ_y	度	60°	60°	30°	60°
回程时间	秒	12	120°	48	24
扫一幅总时间	分	4.9	49	19.6	9.8

$$My = Mcy + May$$

其中Mc——静态力矩；Ma——动态力矩

$$Max = Jx\frac{dws}{dt} = \frac{GxDx^2}{375} \cdot \frac{dnx}{dt} \qquad GxDx^2 = 4gJx$$

$$May = Jy\frac{dwy}{dt} = \frac{GyDy^2}{375} \cdot \frac{dny}{dt} \qquad GyDy^2 = 4gJy$$

$$Jx = Jx_1 + Jx_2 + Jx_3 + \cdots\cdots + Jxn$$

$Jy=Jy_1+Jy_2+Jy_3+\cdots\cdots+Jyn$

其中Jx，Jy——分别为x方向和y方向运动件的总转动惯量并考虑了移动件的惯量〔6〕

$\frac{dn}{dt}$——角加速度。

$\frac{dn}{dt}$取值：高速档为5赫（见图1，$f=\frac{1}{T}$，即0.2秒走一步。假定一步中用$0.2\times\frac{1}{10}=0.02$秒走，其它时间停，则加速度时间为0.02秒。

步进电机转速$N=\frac{\theta\cdot f\cdot 60}{360^\circ}$转/分

其中θ为步距角，f为步进电机的频率。

对x方向 $Nmax=\frac{60^\circ\times 5\times 60}{360^\circ}=50$转/分

则 $\frac{dnx}{dt}=2500$转/分/秒

y方向的θ和f都和x方向一样

$\frac{dny}{dt}=2500$转/分/秒

分别按结构计算出全部运动另件的Jx，Jy 算出：

Max＝118克·公分　　May＝258克·公分

丝杆螺母机构传运静力矩 Mc〔7〕

$$Mc=\mu\frac{\pi\cdot\gamma\cdot\theta}{2\sin\frac{\alpha}{2}}$$

计算得Mcx＝56克·公分　　Mcy＝740克·公分

负载起动力矩　　Mx＝56＋118＝174克·公分

$My=\frac{740+258}{6.25}$ 160克·公分（iy＝6.25）

此处y方向用传动比iy＝6.25以降低y向的负载启动力矩使其与x方向接近，使x，y向都用同样的步进电机。

负载启动力矩是设计中选用步进电机的最重要数据之一。当然还有步距角和启动频率。这是与设计中选用同步电机所不同之处。

1972年，那时我国国产大步角步进电机只有$\theta=60^\circ$，没有同时兼有30°，外形尺寸与负载启动力矩都与我们的设计匹配不好，尤其是步距误差很大。北京电工所为我们试制的步进电机负载启动力矩350～450克·公分（安全系数为2左右）步距角$\theta=30^\circ$和60，步距误差$\Delta\theta=\pm 1.5^\circ$和$\pm 75''$

2 扫描精度计算

此处“扫描精度”系指机械运动精度。某些天文因素如太阳自转引起扫描误差乃是一系统误差，可以改正掉。扫描误差由机械扫描器、镜筒变形和电系统的误差组成。

A，扫描一行内积累误差：

主要由下列组成：（毫米）

1）步进电机步距误差引起	0.01
2）丝杆传动（I级）	0.0076
3）齿轮传动（5级）	0.0167
4）导轨	0.003
5）轴承系统（C级）	0.003

中误差$\Sigma\delta=0.021$毫米

（1）步进电机步距误差计算：由于步进电机步距误差不积累转一圈误差为零。因此，扫描一行走的误差等于走一步的误差。所以，由步距误差引起一行扫描误差$\Delta S_{步}$有如下关系式：$\frac{\Delta S_{步}}{S}=\frac{\Delta\theta}{\Sigma\theta}$

$$\Sigma\theta=H\cdot\theta=f\cdot\tau\cdot M\cdot\theta$$

其中 S——扫描一行线距离，18毫米

$\Delta\theta$——步距角误差$\pm1.5'$

θ——步距角，60°

M——扫描一行的点数，也即扫一行走的步数，45点

τ——扫描一点的积分常数，0.2秒

f——步进电机频率，5赫芝

在我们的系统里$\Delta S_{步}=\frac{\Delta\theta}{f\cdot\tau\cdot M\cdot\theta}\cdot S=\frac{1.5'}{5\times0.2\times45\times60'}\times18$

$=0.01$（毫米）

（2）齿轮、丝杆传动误差计算：

一般计算考虑：齿形误差Δf，相邻齿距误差Δt，螺纹半角误差$\Delta\alpha$，齿距积累误差$\Delta t\Sigma$，径向跳动ΔE和轴向跳动Δb〔8〕。由于前三项相对很小，影响可以忽略，只计算径向跳动ΔE，轴向跳动Δb和齿距积累误差$\Delta t\Sigma$等三项主要误差。

径向跳动：齿轮、丝杆径向跳动公差的最大值δE（按精度等级由公差表查得）在切向引起线性误差为$\Delta S'$

$$\Delta S'=\Delta E\,tg\alpha$$

式中α为齿轮的啮合角或丝杆螺纹半角。当传动转角$\varphi<\pi$时ΔE即可以δE代入，δE查表获得。

当$\varphi\leqslant\pi$时，$\Delta S'=\delta E\,tg\alpha\sin^2\frac{\varphi}{2}$

轴向跳动：齿轮轴向跳动Δb在切向引起线性误差$\Delta S''$

$$\Delta S''=\delta b\,tg\beta \qquad \varphi>\pi,$$

$$\Delta S''=\delta b\,tg\beta\sin^2\frac{\varphi}{2} \qquad \varphi\leqslant\pi$$

β——齿轮螺旋角

δb——轴向跳动公差最大值，查表得。

对丝杆，其轴向跳动就是切向线性误差

$$\Delta S'' = \delta b \sin \frac{\delta}{2}$$

齿距累积误差$\Delta S'''$

$$\Delta S''' = \delta t \Sigma \mathrm{Sin} \frac{\varphi}{2}$$

其中$\delta t \Sigma$—齿距累积公差的最大值，查表获得。

由$\Delta S'$、$\Delta S''$和$\Delta S'''$计算出传统系统误差ΔS

$$\Delta Sd = \sqrt{\Delta S'^2 + \Delta S''^2 + \Delta S'''^2}$$

在我们系统里，计算结果：齿轮传动误差$\Delta Sd = 0.0167$毫米

丝杆传动误差$\Delta Sd = 0.0076$毫米

（3）导轨误差：考虑二个因素，温度变化时导轨间隙变化δt，$\delta t = D \cdot \Delta\alpha \cdot \Delta t$，由于我们的配合尺寸很小（即D很小用$\varphi 5$钢球），则此项可忽略，主要是导向误差。扫描方向行程18毫米，要求导向误差0.003毫米，计算很困难，尤其在采用双园弧导情况下。

（4）轴承误差：C级向心轴承，公称内径<30毫米，其径向幌动不超过0.003毫米（查表得到）。

故扫描一行累积误差$\Delta S = \sqrt{\Delta S_1^2 + \Delta S_2^2} = \sqrt{0.021^2 + 0.02^2} = 0.029$毫米

其中ΔS_1为前面计算的机械扫描器扫一行累积误差，

ΔS_2为镜筒在t＝9秒扫描一行中的变形，由镜筒计算获得〔10〕。

$\Delta S = 0.029$毫米<0.05毫米。给电系统留有较大的余地。

B、重复性误差：主要由两部分引起

（1）由齿隙、螺母间隙、轴承间隙、正反转间隙不等所引起误差$\Delta\delta_1$。齿隙：Db＝0.006毫米(查公差表得到)

螺母间隙：调节消隙，由设计装配保证。

轴承间隙：结构设计有消隙机构。在最坏情况下，消不掉留下最大值为$g_1 = g - K \cdot y$

g——原始游隙，查表得到

y——名义过盈，查表后计算得。

k——系数，查表。

计算$\Delta\delta_1 = \sqrt{Db^2 + g_1^2} = 0.02$毫米

（2）步进电机超调引起误差：目前无法估算，查不到数据，依靠电机研究所及有关单位的试验摸索。在x—y扫描器调试及试观测中，超调现象并不明显，也许是使用电机频率（5赫芝）很低之故。但由于没有参考数据及有关文献记载，故设计时留的余地较大。即要求齿轮、丝杆螺母、轴承的精度更高，尽可能全部消隙。$\Delta\delta_1 = 0.02$毫米<0.1毫米（重复性精度要求），只占其百分之二十。留下的全部给步进电机超调引起的误差。

四、结　果

1．x—y机械扫描器未装到望远镜上之前，在实验室进行机械与步进电机程序控制联

试时，进行了运动精度测量。18毫米行程内累积误差和电控程序扫一幅18×12（毫米²）的重复性误差最大值为0.009≈0.01毫米$\begin{matrix}0.05\\0.1\end{matrix}$｜毫米｜的累积误差和重复性误差的设计要求。

2．x—y机械扫描器装在磁场望远镜上，对太阳活动区像进行扫描。经北台天文学家试观测9个月得到结果〔9〕用0.4×0.4（毫米²）扫描微孔，光电系统测量信噪比为2000和1000（积分时间2秒和0.5秒）对应纵向磁场灵敏度为10和20高斯；用2×2（毫米²）孔扫描，积分时间2秒，信噪比20000，对应纵场（普遍磁场）灵敏度约为1高斯。这是望远镜总的光电系统测量结果。当然证明直接采集讯号的机械扫描器达到了使用要求。

在试观测中，曾经发现程序扫描得的一幅磁图中，有扫描点数值有规律错位2点至3点的现象，曾怀疑过机械扫描精度有问题，经过试验排除除了这种可能，发现是电系统漂移引起。由相应电系统作改进后没有再出现上述现象。

在稳定的测量结果中，用0.4×0.4（毫米²）微方孔，最多差$\frac{1}{4}$～$\frac{1}{2}$格（点）。显然，这不单是x—y机械扫描器的累积误差和重复性误差的结果，还有从扫描器送出讯号，到光电倍增管出来，经前置放大，选频、模数转换、打印记录等电系统的误差在内。

参 考 文 献

〔1〕吕韵翎等"太阳磁场望远镜光电机械扫描系统"，本专集。

〔2〕陈志斌 "太阳磁场望远镜扫描器驱动控制电路"，本专集。

〔3〕薛俊苏 "扫描器双园弧导轨的制，本专集。

〔4〕吕韵翎、曹恒泰"扫描微方孔"，本专集。

〔5〕苏联"机器创造者手册"第二卷 P.596

〔6〕黄维德编著"机械振动概论"

〔7〕Д.Д邱拉鲍著"仪器的另件与部件"P.165

〔8〕天津大学金属切削教研室编"金属切削机床连动学" P.109.

〔9〕天文学进展第1卷第1期，1983年7—9月"太阳磁场望远镜的进展"。

〔10〕李挺"太阳磁场望远镜筒设计"本专集。

THE X—Y MECHANICAL SCANNER FOR 35CM SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Lu Yunling

(*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

Abstract

This scanner was set in photoelectric system of Solar Magnetic Field Telescope. It was used for obtaining signal of magnetic field in active region of Solar with movement of a squre pinhole in the focal plane of the photoelectric system.

To put x coordinate was conformed with north—south direction and y coordinate was conformed with west—east direction. The scanner to be designed was contened with scanning one point per step of the step—motor rotated in x direction.

The construction of x—y Mechanical Scanner was as follow:

Those two same step—motors with step pitch angle 60° and 30° were adopted for x and y vertical direction to each other drove two leadscrew respectively. They were arranged in an anti—backlash arrangment. The pinhole for scanning was mounted on a small slider jointed with the nut of x direction by dual reed that was very thin. There were two groups of guide whose shape of the section was a double circular arc for both antifriction and moving smooth in x and y direction respectively.

Also in this paper it was desrcibed a caculation on the accuracy budget of the step—scanning and start moment of the step—motors.

Some specifications were as follow:

Scanning region (mm×mm) : 18×12 and 18×24

The dimension of scanning squre pinhole (mm×mm) ,0.2×0.2 and0.4×0.4

Average scanning volocity (m/sec) : 1, 2, 0.2

Scanning frequency of the step—motor (Hertz) : 5 and 0.5

Scanning accuracy: The accumulating error was 0.05mm in the distance of 18mm. The repeating error was 0.1mm for same region scanned to continue in two times.

磁场望远镜光电接收器的机械结构及其半导体致冷器设计与计算

吕韵翎

一、前　言

选择磁场望远镜接收器探测元件时（1972年），利用MOS电容结既能作光电转换又能容纳电荷积累的最新CCD在国外也才刚刚问世不久，而CCD作为器件用在天文技术上在国外也是七十年代末期。所以磁场望远镜的光电接收器选用光电倍增管作为光电转换元件在当时是必走之路而又现实可行的。由于所测磁场的最小讯号与常温下光电倍增管的暗流为同一数量级，因此，必须为降低管子靶面温度而使暗流降低，以提高其讯号暗流比。故要求致冷光电倍增管。其要求为工作温差$\Delta T=40\sim45℃$，致冷后的讯号暗流比$\frac{1}{N_{冷}}=300$。

二、结构概述和机械结构特殊物理技术性能的实现：

从扫描焦面得到的讯号通过珐珀里透镜和第三转向棱镜后〔1〕进入EMI9658光电倍增管入射窗到靶面（件1）的局部结构见图1。致冷的光电接收器，其物理性能如电屏蔽、磁屏蔽、密气、既绝缘而导热等特殊性能要求，将在下述技术措施中得到实现：

A，倍增管的电屏蔽——铜制园筒，件(3)

B，倍增管的磁屏蔽——玻膜合金薄套，件（5）

C，倍增管的径向隔热空气层（2）和隔热泡沫塑料筒，件（4）

D，电绝缘性好而热传导良好的冷板——铝基体阳极氧化硬膜，件（8）

E，绝热性好、绝缘性好、强度较高的黑色通光套——黑P、T、F、E或黑尼龙，件(10)

F，致冷腔两端4个密气密封圈，件(7)

G，入射窗防结霜雾双层玻璃结构（14）

H，风冷式二级环形半导体致冷器（9）

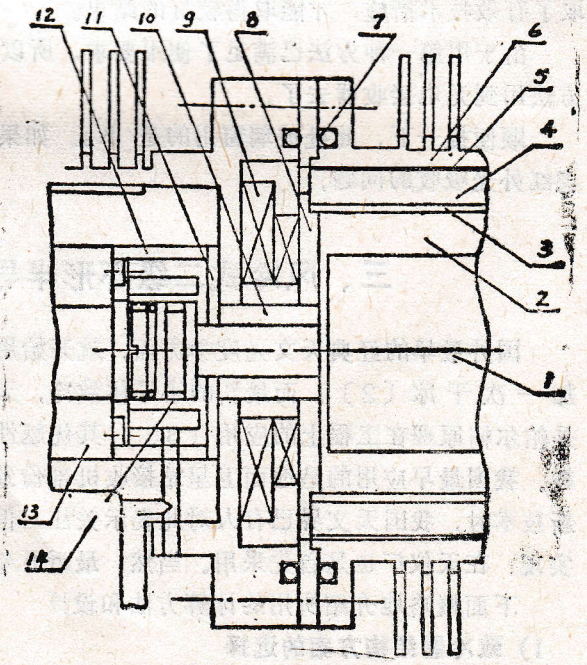


图1　光电接收器入射窗及致冷局部结构

需要说明的是，致冷光电倍增管伴随产生入射窗结霜雾的问题，这为天文观测，测量所不允许，看来此问题比较麻烦．在国外天文界也不是都解决了。如1983年11月“昆明太阳物理国际讨论会”在云台召开时，英国天文学家就谈到他们用光电倍增管致冷后虽采取了措施，但仍有结霜雾现象。当年在设计此接收器机械结构时，对此十分重视特别予以注意。准备了三种解决办法。1）密封干燥法。2）微电阻加热法。3）夹层空间抽真空法。此三种方法依顺序后面的比前面麻烦复杂。为了使在一种方法失败即能有新的措施用上去，仍从技术上作了三种方法的准备。

第一种密封干燥法最简易，开始在试验室试验，没有发现明显结霜雾情况，就装到望远镜上试用，经过联调和北台天文学家试观测9个月，没有发现结霜雾和影响测量磁场。

具体的做法如下：众所周知，结霜雾有二个原因，而且要二个“原因”同时存在时才会结霜雾。1）入射窗前的存在温差，入射窗前面接近环境温度，但稍低一些；而后面接近致冷腔温度，但稍高一些。

2）如果入射窗是一块玻璃，又有水蒸汽或潮气，当温差达一定值时，就结雾或结霜。

防结霜结构（14），见图1。使设计成有夹层空间的两块平面透镜，构成入射窗玻璃。在保证两镜面不变形的条件下尽可能使O形橡皮圈压紧，使夹层空间与两端不透气。而双层窗的镜框由导热率最低，膨胀系数也较低的铟康镍（Inconel）合金制成。镜框四周的另件全部都是隔热性好的塑料，尤其重要的是镜框与冷板件（8）相连接的黑色通光筒，件（10）的长度和绝热性能特别起作用。当然，整个致冷腔的密气性，保温性好，外界潮湿气仅可能少进去或不进入；以及组合件（14）布局位置都是有关系的。这样，使双层玻璃窗局部温度梯度减到最小；同时，使其在装配时夹层空间获得的最大程度干燥。水气、潮气的状态能在光电接收器工作时仍能保持。无论在结构设计，选用材料，工艺装配上都十分严格仔细，采取了有效技术措施，才能取得较好的结果。

由于用第一种方法已满足了使用要求，所以没有必要将微电阻加热或夹层空间抽真空等方法用到光电接收器去了。

顺便提一下，此处玻璃窗用的是 K_9。如果是光电光度计致冷，则窗玻璃所选材料要考虑红外光吸收的问题。

三、风冷式二级环形半导体致冷器设计与计算：

国外最早的经典天文光度学方面，就开始用干冰致冷光电倍增管，天文观测者需一晚上加一次干冰〔2〕。而最新的半导体致冷，天文学家只需要操纵电钮就行了。半导体致冷是帕尔帖原理在工程上的应用〔3〕。其优越性〔3〕〔4〕决定了国外天文界对它感兴趣。我国最早应用的是地面卫星站接收机部份致冷约在70年代初。在磁场望远镜决定采用此新技术时，我国天文界已有人对此表示关注，但都因感其设计、制造工艺都较麻烦而未具体实现。在天仪厂也是首先采用。当然，最近几年我国天文台站想用它的就更多了。

下面概略地介绍所用的计算方法和设计

1）致冷器结构方案的选择

由于EMI9658光电倍增管的阴极靶面在管子的端部，也即端窗接收。端窗接收的管子，

端面放置致冷器离阴极靶面最近，致冷效果最好。端置必须有通光孔，所以致冷器设计成环形，留出通光口径。

致冷器的散热方式乃是设计、选用半导体致冷器件的重要问题。水冷散热方式致冷效率高，带水箱的致冷电偶堆块产品型号规格较多。但望远镜都要背上贮水地，供水系统的“包袱”。根据磁场望远镜最后决定的总体布局，不带供水源，所以光电接收器致冷器采用风冷散热。而风冷式散热的器件产品规格极少，按设计要求的温差及总体布置条件，必须设计专用的，由致冷器厂协作加工。关于半导体致冷器分为Ⅰ级，Ⅱ级，多级其原理等等此处不讲，请参看〔3〕。

我们选择的是二级环形强迫通风（两台小电风扇）散热的半导体致冷器。

2）计算方法：

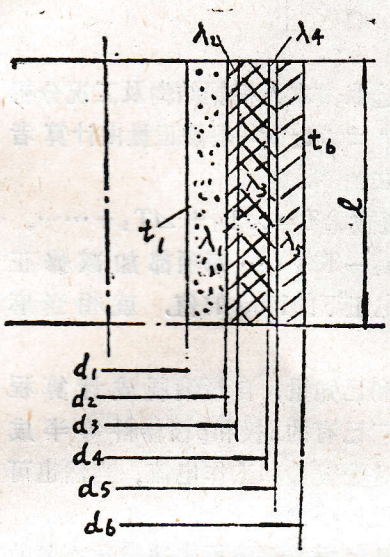


图　2

A，简化光电接收器热力学模型，计算热负载。简化成相当于多层园筒壁型（图2），应用M，A，米海耶夫公式〔5〕计算热流量q。简化计算的假设条件：

（1）表面无辐射

（2）无对流

（3）只有热传导，则环境漏热Q。 $Q_0=q_0\cdot l$

$$q_0=\frac{2\pi(t_1-t_i)}{\frac{1}{\lambda_1}\ln\frac{d_2}{d_1}+\frac{1}{\lambda_2}\ln\frac{d_3}{d_2}+\cdots\cdots+\frac{1}{\lambda_i}\ln\frac{d_i}{d_i-1}}$$

其中l——当量长度。

t_1——被冷对象温度。

t_6——环境温度

在此结构里，λ_1，$\lambda_2\cdots\cdots\lambda$，分别为空气、铜、泡沫塑料，玻膜合金及铝的导热系数。d_1，$d_2\cdots\cdots d_6$ 为相对应层的直径。计算得的Q_0，乘上一安全系数C就作为设计致冷器的热负载Q。

B，计算致冷器各项参数：

计算出在所要求的工作温差ΔT，环境漏热Q_0，和可供选用的直流电压V条件下所需的工作电流I，最少的电偶对数，和电偶极子的直径d与长度l。

在工程计算中，致冷对象EMI9658光电倍增管作为无热源元件处理〔3〕。也即管子本身发热与环境漏热的热传导相比可略去不计，负载主要来自环境漏热的热传导。

已知条件：Q_0——环境漏热（瓦）

C——安全系数

ΔT——致冷器工作温差（度）

V——可供选择的直流供电源电压一般为1.5伏，3伏，4.5伏6伏等。

电偶极子材料性能数据查表得：

$\alpha_n=\alpha_p$——电偶臂温差电动势（伏/度）

$\tau=\tau_n=\tau_p$——电偶臂的电导率（欧姆、厘米）$^{-1}$

Z——电偶极子n极p极温差材料的优价系数（1/度）

本文用电偶对的最大效率（η）公式计算〔3〕

$$\eta=\frac{T_c}{T_n-T_c}\times\frac{\sqrt{1+\frac{1}{2}Z(T_n+T_c)}-\frac{T_n}{T_c}}{\sqrt{1+\frac{1}{2}Z(T_n+T_c)}+1},\quad \eta=\frac{CQ}{IV},\quad I=\frac{CQ}{\eta V}$$

每一对电偶极子上的电压降U

$$u=\frac{(|\alpha_n|+|\alpha_p|)\times(T_n-T_c\times\sqrt{1+\frac{1}{2}Z(T_n+T_c)}}{\sqrt{1+\frac{1}{2}Z(T_n+T_c)}-1}$$

电偶极子总的对数N

$$N=\frac{Q}{IU\eta},\quad \frac{1}{S}=\frac{\tau}{2}\times\frac{U}{I},\quad S=\frac{\pi}{4}d^2$$

以上公式参考文献〔6〕〔3〕。而有关项的修正值或选取由本人根据结构及工况分析确定，如热端温度Tn和冷端温度Tc的值。$\Delta T=(T_n-T_c)\pm\Delta t$。$\Delta t$是修正量由计算者根据资料，经验、分析来确定，以上是单级致冷器的计算方法。

二级、三级以上多级致冷器计算，需将ΔT分配至相应级数$\Delta T=\Delta T_1+\Delta T_2+\cdots\cdots$。然后每一级按上述公式计算，$\Delta T_1=Th_1-Tc_1$，$\Delta T_2=Th_2-Tc_2\cdots\cdots$每项都加减修正量（有寄生温差存在）。需计算几组对应的l和d值和不同供电压下的l和d的值，就相当麻烦，费时间，则用计算机方便。自编计算程序见附录。

本接收器用的二级环形致冷器，选取了合适的下标变量和已知量，自行编制成计算程序，上机计算，获得一系列结果。再根据结构限制，制冷器厂已有的n极和p极棒料等半成品和制作工艺，选取最佳的电偶直径d和电偶臂长l，电偶的对数数量和工作电流。当然也可以反过来进行核算已选定的致冷器器件的总产冷量是否满足设计要求。

下面列举由计算得的结果中的某一组数据一部份。我们是根据此组数据来选定致冷器的各项参数的。见表1。

表 1

V(伏特)可供电压	I(安培)工作电流	NⅠ级（对）	NⅡ级（对）	d(毫米)电偶臂长	l(毫米)电偶直径
1.5	14.5	16	7	5.3	5
3	7.23	33	12	3.9	5
4.5	4.80	49	20	3.0	5
6	3.62	65	26	2.6	5

此专用致冷器由我们提供图纸、数据并加工好致冷器的铝散热壳体，由天津致冷器厂协作按图要求将电偶用环氧树脂直接粘在铝散热壳体上。根据当时该厂已有的n极和p极偶极子半成品尺寸和磨制时最小长度限制及引导线等工艺条件，用在磁场望远镜上的二级环形风冷式半导体的规格数据如下：外形见图（3）

第一级 $\phi6\times7$（毫米）共34对

第二级　$\phi 6 \times 8$（毫米）共17对

供压　　2—3伏

工作电流　14—20安培

用两台轴流或小风扇强迫通风散热。可以看出，d和l都比计算值稍大，但$\frac{l}{s}$仍近似满足计算公式。所取电偶总对数比计算值大一些，在工程上是偏安全可靠的。

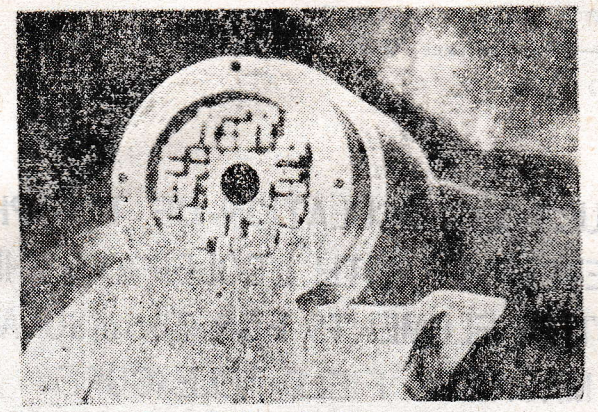


图3　二级环形风冷式半导体致冷器

对散热器的热传导也进行了工程核算，主要是核算散热总面积及主要散热片布置合理性。由于篇幅所限，此处不具体介绍，从略。

四、结　　果

首先，在实验室里进行。接通致冷器开关20分钟，就能达到工作温差40～45℃＝ΔT，热端散热片温升也在规定范围内，工况稳定，连续通电6小时，能保持同样温差。当南京最热的酷夏之际，放在太阳下曝晒，试验仍能维持上述工况。曾经准备进行讯号暗流比的测定，但遗憾的是由于某些原因，测量仪器工作不正常而未能进行。

装到望远镜上后，经过几年调试，尤其经北台天文学家试观测9个月得到结果表明：当光电倍增管被加高压1000伏到1500伏，讯号暗流比为1200～1500，，而不致冷时讯号暗流比为40～50，即致冷的暗流降低了300倍。望远镜设计总要求讯号暗流比300，即实测获得的讯号暗流比，比原设计要求提高了4～5倍。这对望远镜是相当有利的，使其具备了潜力。如果将来天文学家们在磁场定标的方法有了新的进展，则利用望远镜光电接收器已经具有的高的讯号暗流比去提高磁场测量精度。

试观测时实测的工作温差比未装在望远镜上要低一些。其原因可能是测冷端温度的测温元件的位置有变动和总的工作环境改变，但不能十分肯定就是这些原因。由于规定工作温差的目的是为了控制降低暗流，提高讯号暗流比。而现在接收器实际具有的讯号暗流比已远远超过仪器设计要求，再去寻找在望远镜上测得致冷温差比没有装在望远镜上要低一些的原因也就显得不那么重要和有实际意义了。

致冷器电路由朱保金工程师负责，他另有专文总结和论述〔7〕刘冠群师付负责此接收

器装配，马跃东师付曾参加过此项装配工作。

参 考 文 献

〔1〕吕韵翎、刘冠群等，《太阳磁场望远镜的光电机械扫描系统》

〔2〕Edited by W. A. Hilter《Astronomical Technigues》

〔3〕京字129部队资料，《半导体致冷》

〔4〕А.ф.约等，《温差电致冷》

〔5〕М.А.米海耶夫著，《传热学基础》

〔6〕З.А.Колнко《Терпо——Элекмрилеские Охлаяающие Приборы》

〔7〕朱保金《半导体致冷电路》

THE CONSTRUCTION CACULATION OF THE PHOTO ELECTRIC DETECTOR WITH COOLER OF THERMOE LECTRIC ELEMENTS FOR 35cm SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Lu Yunling

(Nanjing Astronomical Instrument Factory)

Abstract

The photoelectric detector was adopted a EMI 9658 photomultiplier with a cooler of thermoelectric elements. Its temperature of cathode is about 0℃ and its signal—to—darkcurrent ratio has decreased to 300. So it has increased the signal—to—noice ratio of measurment. There is no frost on incident window. A good electric shield and magnetic shield are provided. The main contains as follow:

1, Construction and caculation of cooler consisted of thermoelectric elements. This cooler is ring like for through beam and placed in end surface of entrance which is 3 mm far from cathode. It consists of fifty one couples P, N semiconductive elements corresponding one-to-two ratio for two grades refrigerantion.

2, The frostless construction of incidence window.

3, The multilayer cylindric construction of housing photomultiplier is provided by brass, foamed plastics, permalloy and aluminium respectively for electric shield, magnetic shield and heat insulation.

磁场望远镜机架设计

杨 还

（南京天文仪器厂）

一、机架型式的选择：

为了简化望远镜跟踪控制系统，采用赤通式机架。赤道式又可分为双柱式和叉式两种，据文献推荐，当地理纬度$\varphi \geqslant 40°$，建仪采用叉式，而$\varphi < 40°$，采用双柱式。本望远镜安装在北京，$\varphi = 40°$，两种型式常匀采用。但太阳望远镜，赤纬角变化范围较小，即$\delta = \pm 23.5°$，叉臂甚短，刚性好，且叉式为对称式，不需另加平衡重，故重量轻，结构尺寸亦小，外形美观，故我们选择叉式机架。图1为望远镜外貌。

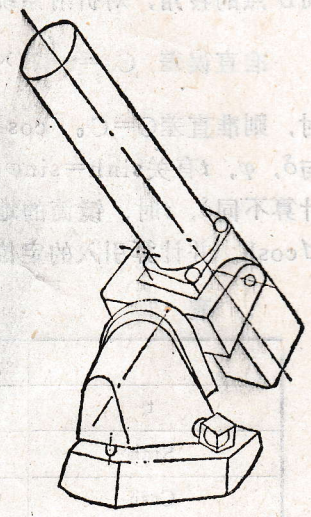


图 1

二、仪器的跟踪精度分析：

1、太阳本身运动的不均匀性：

$$\frac{d\Delta t}{dT} = 5''/5\text{分钟}; \qquad \frac{d\Delta\delta}{dT} = 1.6''/5\text{分钟}。$$

2、电机的稳速精度为$\frac{1}{1000}$

$$\frac{d\Delta t}{dT} = \frac{5\times 15\times 60''}{1000\times 5\text{分钟}} = 4.5''/5\text{分钟}$$

3、蒙气差：

由于蒙气差的影响，太阳的真坐标（$\delta\odot$，$t\odot$）与观察到的太阳坐标（δ,t）是有差异的。其差值$\Delta\delta$,Δt与地理纬度φ，纬角δ，时角t有关，计算公式相当复杂，这里只把计算的结果列在下面。

$\delta=0$	t	30°	35°	40°	45°	50°	55°	60°
	Δt	7.5″	8.4″	9.4″	11.6″	14.3″	17.6″	25.4″
	$\Delta\delta$	3.5″	4.3″	5.2″	8.6″	8.1″	12.4″	19″

由表上数据可见，当t在55°～60°时，产生最大的跟踪误差。

$$\frac{d\Delta t}{dT} = \frac{25.4''-17.6''}{20\text{分钟}} = 2''/5\text{分钟}, \quad \frac{d\Delta\delta}{dT} = \frac{19''-12.4''}{20\text{分钟}} = 1.65''/5\text{分钟}。$$

4.镜筒的自重变形：已知：l＝240cm；外径D＝49cm，内径d＝48.2 cm B点处主镜重量 W＝50kg焦距 F＝280cm、镜筒的惯性矩

$$J=\frac{\pi(D^4-d^4)}{64}=35000cm^4$$

自重的均布负荷q为

$$q=\frac{3.14\times48.2\times0.8\times7.8}{1000}=0.944kg/cm$$

设镜筒处于水平时，则p＝W＝50kg　　B点的弯测量f_B

$$f_B=\frac{pl^3}{3EJ}+\frac{ql^4}{8EJ}=8.9\times10^{-3}cm$$

而B 点的转角，对折射系统而言，不引入准直误差，故不加计算。

准直误差 $C_0=\frac{f_B}{F}\times2\times10^6=6.35''$，　当镜筒的地平高度为h 时，则准直差$C=C_0\cdot\cos h$。按球面天文公式，（图2），镜筒高度h 与$\delta$，$\varphi$，$t$有关$\sin h=\sin\varphi\sin\delta+\cos\varphi\cos\delta\cos t$。

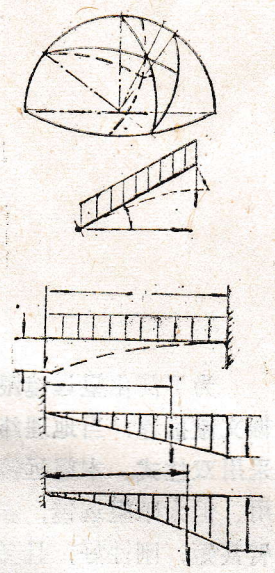


图　2

计算不同δ，t时，镜筒的地平高度 h，及相应的准直误差 c，和准直误差的变化值 $dh=c_0\cdot\Delta\cosh$。并计算引入的定位误差$d\Delta t$，求出跟踪误差列于表 1 。

表　1

	$\delta=0$				$\delta=23.5^\circ$			
t	60°	45°	30°	15°	60°	45°	30°	15°
Sinh	0.38	0.54	0.66	0.74	0.608	0.753	0.865	0.934
Cosh	0.925	0.842	0.751	0.673	0.794	0.658	0.502	0.357
ΔCosh	0.083	0.091	0.078		0.136	0.156	0.145	
h	22.33°	32.68°	42.30°	47.73°	37.45°	48.85°	59.88°	69.07°
Δh	10.35°	9.62°	5.43°		11.4°	11.03°	9.19°	
Δt/Δh	1.45	1.56	2.76		1.316	1.36	1.63	
dh=Co·ΔCosh	0.53″	0.58″	0.50″		0.86″	0.99″	0.92″	
$d\Delta t=\frac{\Delta t}{\Delta h}\cdot dh$	0.768″	0.905″	1.38″		1.13″	1.35″	1.50″	
dΔt/dT″/5分钟	0.064″/5分钟	0.075″	0.115″		0.094″	0.113″	0.125″	

由表 1 可见，由于镜筒的自重变形引入的最大跟踪误差$d\Delta t/d_T=0.125''/5$分钟

5、叉臂的变形、（对照图3）叉臂（即AB）的转角θ_B引起赤纬误差为 $\Delta\delta=\theta_B\cdot\cos\varphi$、cost。已知W＝1000kg　　l叉＝46cm，

$$J_{叉}=\frac{1}{12}(ab^3-a_1b_1^3)=36883cm^4,\quad p=\frac{W}{2}\cdot\cos\varphi=383kg,$$

$$q=(ab-a_1b_1)\cdot r_{比重}\cdot\cos\varphi=0.93kg/cm$$

$$\theta_B = \frac{Pl^2}{6EJ} + \frac{ql^3}{6EJ} = 0.57\times10^{-5} = 1.14''$$

当$t=55°\sim60°$时，$d\Delta\delta=0.064''$

$$\therefore \frac{d\Delta\delta}{dT} = \frac{0.064''}{20\text{分钟}} = 0.016''/5\text{分钟}$$

6、赤纬轴承的变形（见图4）

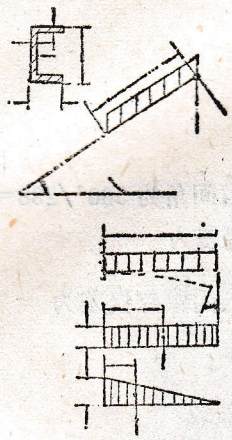


图 3

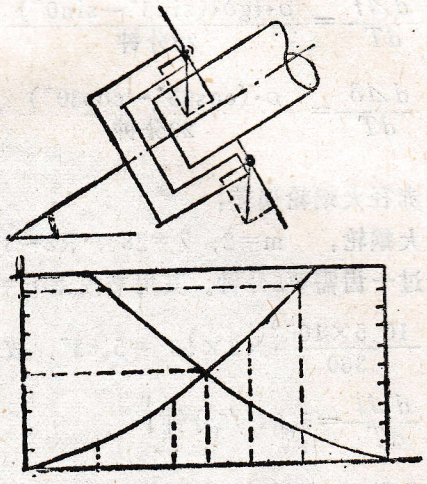


图 4

赤纬轴承选用双列调心滚珠轴承。$d_m=1.9$cm，$Z=30$粒，$\beta=12°$　$W=1000$kg　$R=W\sin\varphi$　$A=W\cdot\cos\varphi$　$\varphi=40°$，故$R=343$kg，$A=766$kg。

为使两叉臂都承受负荷，轴承应加预紧力A_0。

$A_0=1.58\cdot tg\beta\cdot R+0.5A=600$kg，预紧后，轴承的钢珠承受的预紧力为$p_0$，轴承的预变形为$\delta_0$。$p_0=\frac{A_0}{Z\cdot tg\beta}=94$kg；　$\delta_0=1435\times10^{-7}\times3\sqrt{\frac{p_0^2}{d_m}}=24\times10^{-4}$cm

加外载后，各轴承承受的负荷应为

$R_1=R_2=321$kg；$A_1=A_2=383$kg。

钢珠受力

$$p_{负}=\frac{5R_1}{2\cdot Z\cdot\cos\beta}+\frac{A_1}{Z\cdot tg\beta}=87.4\text{kg}$$

轴承在预紧力和负荷共同作用下的总变形为δ。

$$\delta=1435\times10^{-7}\times3\sqrt{\frac{(p_0+p_{负})^2}{d_m}}=37\times10^{-4}\text{cm}$$

负荷变形为　$\Delta\delta_{负}=\delta-\delta_0=13\times10^{-4}$cm。

由此引入轴系不正交　$i_1=\frac{2\cdot\Delta\delta}{l}=5.84''$，加上加工装配时原有的轴系不正交偏差　$i_2\approx5''$，变形后总的不正交偏差约$i=i_1+i_2=12''$，由于i引入定位误差$\Delta t=i$，$tg\delta\cdot coot$，当t为

55°～60°时，跟踪误差最大，故其最大跟踪误差

$$\frac{d\Delta t}{dT}=\frac{i\cdot tg\delta\cdot(\cos 60^\circ-\cos 55^\circ)}{20\text{分钟}}=0.1''/5\text{分钟}$$

7、极轴的调整偏差

ρ表示仪器极与真极的偏离量。我们要求仪器极的调整误差为$\rho=30''\sim60''$，由ρ引入的定位误差为 $\Delta t=\rho、tg\delta、sint$； $\Delta\delta=\rho、cost$，其跟踪误差为：

$$\frac{d\Delta t}{dT}=\frac{\rho\cdot tg\delta\cdot(\sin 5^\circ-\sin 0^\circ)}{20\text{分钟}}=0.57''/5\text{分钟}$$

$$\frac{d\Delta\delta}{dT}=\frac{\rho\cdot(\cos 55^\circ-\cos 60^\circ)}{20\text{分钟}}=1.1''/5\text{分钟}$$

8、赤径大蜗轮误差：

赤径大蜗轮： m=2，Z=288，R2=360，五级精度，齿间角为360°/288=75′，即跟踪时每转过一齿需要5分钟。其用节误差$\delta t=10.5\mu$相应的角偏差为

$\frac{10.5\times10^{-3}}{360}\times2\times10^5=5.83''$，故由于蜗轮误差列入的跟踪误差为

$\frac{d\Delta t}{dT}=5.83''/5$分钟。

综合以上八种因素引入的跟踪误差列于下表：

	太阳不均匀	电机不稳速	蒙气差	镜筒变形	叉臂变形	轴承变形	极轴偏离	蜗轮周节差	综　合
$d\Delta t/dT$	5″	4.5″	2″	0.125″		0.1″	0.57″	5.83″	9.14″/5分钟
$d\Delta\delta/dT$	1.6″		1.65″		0.016″		1.1″		2.55″/5分钟

由表可见，误差主要来源为传动误差（包括蜗轮误差及电机不稳速），其次为极轴的调整误差，再其次为变形误差，蒙气差应设法改正。

三、仪器的刚度计算

本仪器要求在5级风力下，仪器抖动小于1″。

1、镜筒的风荷抖动θ_1：（如图5）已知：$l_1=240$cm，$l_2=110$cm，D=49cm，壁厚$\delta_1=1$cm，$\delta_2=0.5$cm、故$J=2J_2=44000\text{cm}^4$ $V_{风速}=10.7$米/秒；$\rho_{密度}=\frac{1}{8}$公斤秒^2/米^4 Cx=0.74。F=280cm $q_{风}=Cx\cdot\rho\cdot\frac{V^2}{2}D=0.026$kg/cm，图中a——梁的尺寸，惯性矩；b——负载图q； c——弯矩图M d——虚梁负载图q_f， e——虚梁的弯矩图M_f。

由图可见 $q_{f1}=\frac{1}{2}ql_1^2$， $q_{f2}=\frac{1}{2}ql_2^2$，

$$M_{f1}=g_{f1}\cdot\frac{l_1}{8}\cdot\frac{3}{4}l_1=\frac{1}{8}ql_1^4,\qquad M_{f2}=\frac{1}{8}ql_2^4$$

B点弯沉 $Y_B=\dfrac{M_{f1}+M_{f2}}{EJ}=\dfrac{1}{8EJ}q(l_1^4+l_2^4)=1.28\times10^{-4}\text{cm}$

风力抖动 $\theta_1=\dfrac{Y_B}{F}\times2\times10^5=0.1''$

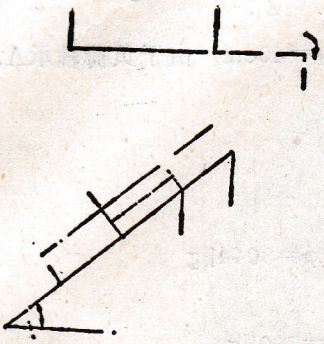


图 6

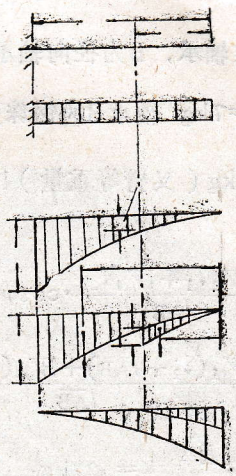


图 5

2、叉臂的风荷抖动θ_2：

叉臂端点受到一个风力p风及风力矩M风，

$P_{风}=\dfrac{1}{2}q_{风}\cdot l_{镜筒}=3.12\text{kg}$；　　$M_{风}=\dfrac{1}{2}q_{风}\cdot l_1^2=750\text{kg}-\text{cm}$

$J_{叉}=36883\text{cm}^4$，$l_{叉}=46\text{cm}$.

叉臂在风荷下的总转角θ_2

$$\theta_2=\frac{P_{风}\cdot l_{叉}^2}{2EJ_{叉}}+\frac{M_{风}\cdot l_{叉}}{EJ_{叉}}=0.009''+0.094''=0.1''$$

3、赤纬轴承的风力抖动θ_3：

由于M风轴承中所受径向力$R_{风}=\dfrac{M_{风}}{l_{轴承距}}=\dfrac{750}{89}=8.4\text{kg}$

钢珠受力为 $P_{风}=\dfrac{5R_{风}}{2\cdot Z\cdot\cos\beta}=1\text{kg}$

轴承在预紧力，负载，及风力作用下的总变形为

$$\delta_{总}=1435\times10^{-7}\times3\sqrt{\frac{(P_{重力}+P_0+P_{风})^2}{d_m}}=37.26\times10^{-4}\text{cm}$$

风力变形$\Delta\delta_{风}=\delta_{总}-\delta=(37.26-37)\times10^{-4}=0.26\times10^{-4}\text{cm}$.

风力抖动 $\theta_3=\dfrac{2\cdot\Delta\delta_{风}}{l_{轴承距}}=0.12''$

4、赤径轴承的变形引起的极轴抖动θ_4，(图6)已知，$l_{\overline{AB}}$=AB38cm，$l_{\overline{BC}}$=24cm，轴承A，B在风力$P_{风}$和$M_{风}$作用下的支反力

$$R_{A风}=\frac{P_{风}\cdot l_{\overline{BC}}+M_{风}}{l_{\overline{AB}}}=24kg$$

$$R_{B风}=\frac{P_{风}\cdot l_{\overline{AC}}+M_{风}}{l_{\overline{AB}}}=30kg$$

轴承A为径向止推轴承，B为径向轴承。Z=20，$\beta=26°$轴承A的钢珠受的力

$P_{A风}=\frac{5R_{A风}}{Z\cdot\cos\beta}=7kg$ 轴承B的钢珠受力 $P_{B风}=\frac{5R_{B风}}{Z}=7.5kg$ $W_1=1000kg$（镜筒重量）；$W_2=500kg$（叉臂等重量）$l_1=74cm$，$l_2=40cm$。由于负荷轴承A，B分别承受的径向力

$$R_A=\frac{W_1l_1+W_1l_2}{l_{\overline{AB}}}\cdot\cos\phi=1895kg$$

$$R_B=\frac{W_1(l_1+l_{\overline{AB}})+W_2(l_2+l_{\overline{AB}})}{l_{\overline{AB}}}\times\cos\phi=3044kg$$

$$P_A=\frac{5R_A}{Z\cdot\cos\beta}=527kg;\qquad P_B=\frac{5R_B}{Z}=760kg$$

$$\delta_{A重力}=96\times10^{-6}\times3\sqrt{\frac{P_A{}^2}{d_A}}=39.5\times10^{-4}cm\qquad(d_A=4cm)$$

$$\delta_{B重力}=96\times10^{-6}\times3\sqrt{\frac{P_B{}^2}{d_B}}=48.5\times10^{-4}cm\qquad(d_B=4.5cm)$$

在重力及风力作用下，轴承A，B的总变形为

$$\delta_A=96\times10_{-}^{-6}\times3\sqrt{\frac{(P_B+P_{A风})^2}{d_A}}=40\times10^{-4}cm$$

$$\delta_A=96\times10^{-6}\times3\sqrt{\frac{(P_B+P_{B风})^2}{d_B}}=49\times10^{-4}cm$$

$$\therefore\Delta\delta_{A风}=\Delta\delta_{B风}=0.5\times10^{-4}cm$$

风力引起的极轴抖动为θ_4

$$\theta_4=\frac{2\cdot\Delta\delta_{风}}{l_{\overline{AB}}}=0.52''$$

5、蜗轮的风力变形

赤径蜗轮 $R_{21}=36cm$；赤纬蜗轮$R_{22}=30cm$。

蜗杆$d_2=5.1cm$；材料的弹性模量分别为

$E_1=1.1\times10^{-6}kg/cm^2$（铸铁） $E_2=2\times10^{-6}kg/cm^2$（钢蜗轮的压力角 $\alpha=12°$。啮合点的曲率半径分别为 $\rho_1=\infty$；$\rho_2=R_2\cdot\sin\alpha=6.2cm$；接触线的长度

$$lp=\pi\cdot d_2\cdot\frac{2\gamma}{360^\circ}\cdot\xi=6.4cm,$$

接触变形

$$\delta_0=0.65\left(\frac{1}{E_1}+\frac{1}{E_2}\right)\cdot\frac{P_{风}}{l_p}\cdot lg\left[\frac{67\cdot l_p}{\left(\frac{1}{E_1}+\frac{1}{E_2}\right)\left(\frac{1}{\rho_1}+\frac{1}{\rho_2}\right)\cdot P_{风}}\right]$$

赤纬蜗轮变形造成的抖动θ_5'

$\theta_5=\delta'_0/R\alpha_2=0.1''$

赤径蜗轮变形造形的抖动θ_5''

$\theta_5''=\delta_0/R\alpha_1=0.08''$

仪器的风力抖动为 $\theta_{风}=\sum_{i=1}^{5}\theta i=0.94''<1''$ 满足设计要求。

四、反力矩（图7）

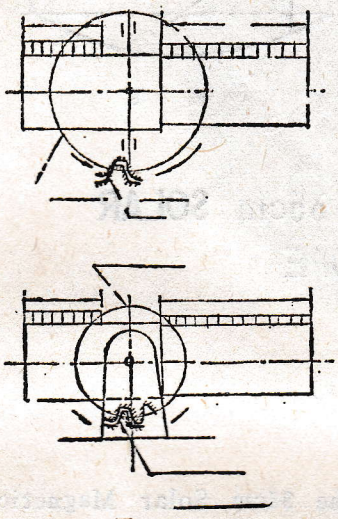


图 7

$M_{反}=(M_{阻}+M_{风})\cdot K$； $M_{阻}=3.35kg$—米

$M_{风}=q_1\times230\times155-q_2\times104\times92=525kg-cm$

$M_{反}=(3.35+525)\times(1.2\sim1.4)=10\sim12$公斤-米。

采用力矩电机加反力矩，传动比i=90，$\eta=0.9$，

$$M_{反电}=\frac{M_{反}}{i\cdot\eta}=0.12\sim0.14kg-M。$$

选用SYL—20电机

五、其 它

1、赤纬轴承：选球面调心轴承，以防卡死。轴承应加预载

2、底座调节：采用高度和方位分别调节，互不影响。调节范围±1°。

3、反力矩的目的，是为了消除蜗轮付间隙，保证望远镜跟踪时始终一个齿面啮合。以增加仪器的扭转刚度，否则在风力作用下仪器抖动很大（抖动＝间隙）

4、限位： 赤径±105°

赤径±24°

仪器在极限位置时，发出信号并自动停止。

5、由于本仪器观测太阳，而太阳自身运动不均匀性很大，加之蒙气差的影响，以及传动误差等在作较长时间跟踪时，必须导星。

六、极轴的调整方法

假定仪器极与真极偏离（ρ,θ），则引入赤纬的变化。按天文公式：$\Delta\delta=\rho\cdot\cos(t-\theta)$

$\Delta\delta=\rho\cdot\cos\theta\cdot\cos t+\rho\cdot\sin\theta\cdot\sin t$

$\therefore\Delta\delta=\Delta\phi\cdot\cos t+\Delta A\cdot\cos\phi\cdot\sin t$

根据上式，我们在子午面，及与子午面等时距的三个位置，测量某一星体的赤纬值δ_1，δ_2，δ_3（假定取$t=\pm60^\circ$，）

则$\delta_2-\delta_1=\Delta\phi\cdot[\cos0^\circ-\cos(-60^\circ)]+\Delta A\cdot\cos40^\circ[\sin0^\circ-\sin(-60^\circ)]$

$\therefore\delta_2-\delta_1=0.5\Delta\phi+0.663\Delta A$

同理 $\delta_3-\delta_1=-0.5\Delta\phi+0.663\Delta A$

$$\therefore\begin{cases}\Delta A=(\delta_3-\delta_1)/1.326\\ \Delta\phi=2\delta_2-\delta_1-\delta_3\end{cases}$$

根据δ_1，δ_2，δ_3 计算出ΔA，$\Delta\phi$分别调整底座的方位，和高度。（见图8）

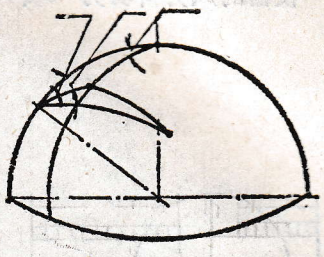


图 8

P—真极　Z—天顶　P′—仪器极　$\overset{\frown}{PP'}=\rho$

$\angle P'PZ=\theta$　S—星体　δ—赤纬　ϕ—地理纬度

$\Delta\phi$，ΔA—仪器极的高度偏差和方位偏差。

THE MOUNTING DESIGN FOR THE 35cm SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Yan Huan

(*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

Abstract

A fork type equatorial mounting was adopted for the 35cm Solar Magnetic Field Telescope. In this paper, the author analyses the tracking error introduced by various factors of the telescope; investigates the methods to reduce the deformation, lighten the weight and enhance the rigidity for the telescope; gives the caculation results of tne deformations caused by the gravitation and wind force with corresponding errors for the tube, the fork, the polar axis and the bearings; checking caculates wind forced drift of the telescope (less than 1″ under force 5 wind). Besides, the methods of prestressing the bearings and adjusting the polar axis are also described.

望远镜传动系统设计

顾伯伟

（南京天文仪器厂）

一、对传动系统的要求

对传动的基本要求是：

1、传动平稳，工作可靠，结构稳定。

其速率赤纬：

慢动 0.5°～7.5°/分

微动 2′/分

赤经：

快动 120°/分

慢动 0.5°/分

微动 2′/分

恒动 15′/分

2、当光电导行镜工作时其镜筒必须同赤径，赤纬慢动作同步的反方向运动，以便在望远镜观测日面上不同区域时，光电导行镜始终对准太阳中心。

二、传动系统的设计

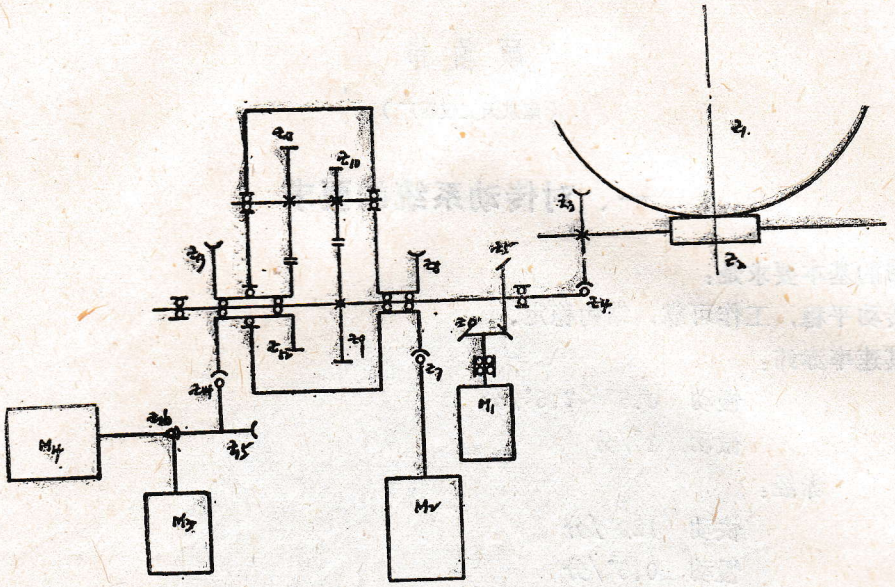
1，赤纬：　赤纬传动由于没有快动和恒动，所以传动系统结构较简单，赤纬蜗轮及传动箱固定在右叉臂上，蜗杆架用二组滚动轴承“挂”在蜗轮边缘上，每组有一个内圈，一个外圈，一个端面作为径向，侧向定位。由一个M_2的DI-9印刷绕组盘形电极直流电机带动，其额定功率45瓦，转速3000转/分，利用无级调速和一级差动齿轮机构传到末级赤纬大蜗轮付来实现赤纬慢动。并用M_4的70SL5A2伺服电机作微动，其额动功率14瓦，转速1500转/分。赤纬系统传动链图如图一所示，图中M_1为自整发送机，M_3为测速电机。

赤纬转动有限位装置，用微动行程开关限位，其范围为±25°，由赤纬度盘指示。

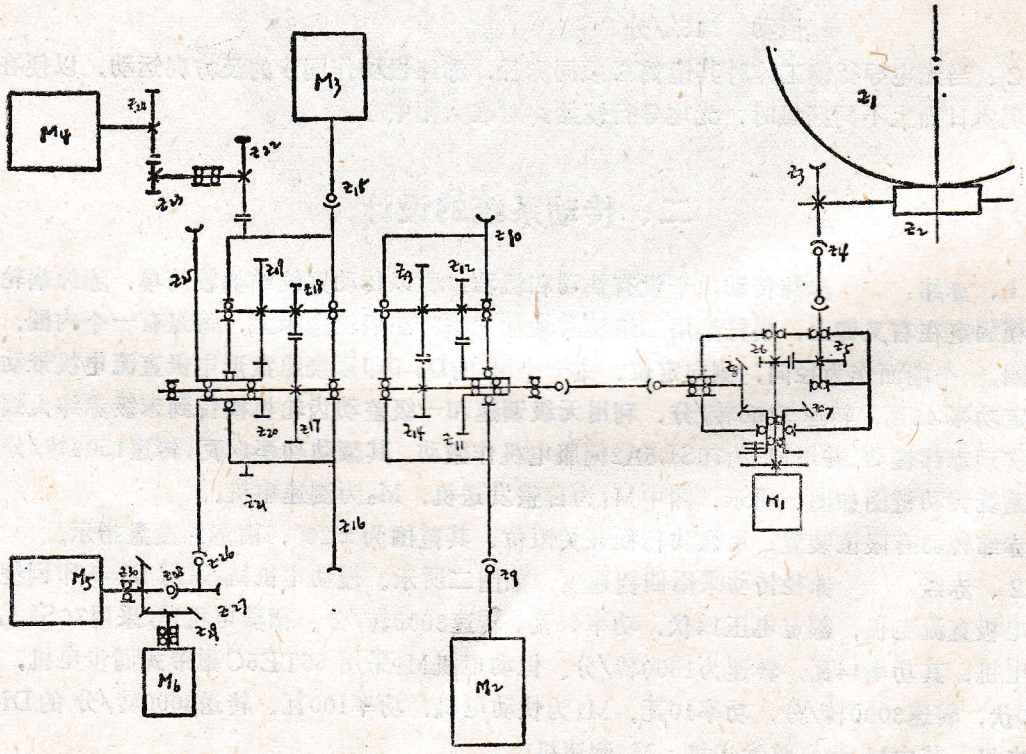
2、赤经：　赤径传动采用四档速度，如图二所示。慢动电机M_3采用DI-9印刷绕组盘形电极直流电机，额定电压14伏，功率45瓦，转速3000转/分。微动电机M_5采用70SL5A2伺服电机，其功率14瓦，转速为1500转/分。恒动电机M_2采用55TE5C磁带式同步电机，电压200伏，转速3000转/分，功率10瓦。M_1为快动电机，功率100瓦，转送3000转/分的DI-9直流电机。其中M_4为自整发送机，M_6测速机。

赤径传动包括恒速跟踪，要求运动极其平稳。而影响运动平稳性的因素，除了控制系统的本身质量外，主要决定于末级传动件，即大蜗轮的传动精度，特别是短周期误差和齿形误差。

赤径精密蜗轮位于叉臂正下方，固连在极轴上，蜗杆架与赤纬系统类似，“挂”在蜗轮轮缘上，实现径向侧向定位，其端面定位利用两边强力弹簧的球头轴实现。当外负荷超过额定负荷值时，蜗轮付轴向移动，使行程开关作用，断开电路，实现过载保护。



图一，赤纬系统传动链



图二，赤径系统传动链

慢，微，恒动采用二级差动齿轮机构，三种运动可独立地进入传动箱，通过快动箱内

吸合的电磁离合器传动末级精密蜗轮付。快动时，离合器脱开，则快动直接传到末级精密蜗轮付，不致与慢，微，恒动相互干涉，赤径转动也有限位装置，用微动行程开关实现，其范围在±105°，由赤径度盘指示。

三、传动系统的计算

（一）赤纬系统

1、采用二档速度：

$n_{慢}=0.5°\sim7.5°$/分

$n_{微}=2'$/分

得速比 $i_{慢}=\frac{2\pi n_{电}}{n_{微}}=i_1\times i_2$

因$i_{慢}$差15倍，所以其最低速度为$n'_{电}=200$转/分，而所采用的DI-9印刷电机最低转速可以用到100转/分。

而 $i_{微}=\frac{120\pi n_{电}}{n_{微}}=i_1\times i_3$

2、蜗杆架传动付参数

大蜗轮：$Z_1=300$，$m_1=2$，$Z_2=1$，$i=\frac{Z_1}{Z_2}=300$，D=600毫米，d=51毫米，$\alpha=20°$，q=25.5 $\lambda=2°14'44''$，f=1，5级精度

小蜗轮：$Z_3=20$，$m_3=1$，$Z_4=1$，$i=\frac{Z_3}{Z_4}=20$ 5级精度。

3、慢微动传动箱

① $i'_{慢}=\frac{2\pi n_{电}}{i_1\cdot n_{慢}}=i_2=i_4\cdot i_5$

由一级蜗轮付加上差动齿轮机构减速，速比

i_4取一级蜗轮付，参数为$Z_8=26$，$m_8=1.75$，$Z_7=2$，

7级精度。

速比i_5用差动齿轮机构实现，按黄锡恺“机械原理”中公式计算得。

$Z_9=Z_{11}=48$，$Z_{10}=Z_{12}=32$，m=0.7，7级精度。用这样机构也能满足$i_{慢}$传动0.5°/分的要求。

② $i_{微}=\frac{120\pi n_{电}}{i_1 n_{微}}=i_6\cdot i_7\cdot i_8$

由两级蜗轮付加上差动齿轮机构的齿轮减速实现。

i_6蜗轮参数为：$Z_{13}=48$，m=1.5，$Z_{14}=1$，7级精度。

i_7蜗轮参数为：$Z_{15}=25$，m=1.5，$Z_{16}=1$，7级精度°

③ $i_{自整机}=19.500$

4、速度

$$n_{慢1}=2\pi n_{电}\left(1-\frac{Z_{12}\cdot Z_{10}}{Z_{11}\cdot Z_9}\right)\cdot\frac{Z_7}{Z_8}\cdot\frac{Z_4}{Z_3}\cdot\frac{Z_2}{Z_1}=7.5^{\circ}/分$$

$$n_{慢2}=120\pi n_{电}\left(1-\frac{Z_{12}\cdot Z_{10}}{Z_{11}\cdot Z_9}\right)\cdot\frac{Z_7}{Z_8}\cdot\frac{Z_4}{Z_3}\cdot\frac{Z_2}{Z_1}=30'/分$$

$$n_{微}=120\pi n_{电}\cdot\frac{Z_{16}}{Z_{15}}\cdot\frac{Z_{14}}{Z_{13}}\cdot\frac{Z_{12}}{Z_{11}}\cdot\frac{Z_{10}}{Z_9}\cdot\frac{Z_4}{Z_3}\cdot\frac{Z_2}{Z_1}=2'/分$$

（二）赤径系统

1、传动链计算

①采用四档速度

$n'_{快}=120^{\circ}/分$　　（调区域）

$n'_{恒}=15'/分$　　（跟踪）

$n'_{慢}=30'/分$　　（调视场）

$n'_{微}=2'/分$　　（光电导行）

得速比

$$i'_{快}=\frac{2\pi n_{电}}{n'_{快}}=i_1'$$

$$i'_{恒}=\frac{120\pi n_{电}}{n'_{恒}}=i_1'\cdot i_2'$$

$$i'_{慢}=\frac{120\pi n_{电}}{n'_{慢}}=i_1'\cdot i_3'$$

$$i'_{微}=\frac{120\pi n_{电}}{n'_{微}}=i_1'\cdot i_4'$$

②蜗杆架

大蜗轮参数：

$Z_1=288$，$m_1=2.5$，$Z_2=1$，$i=\frac{Z_1}{Z_2}=288$，D=720毫米，

d=55毫米，$\alpha=12^{\circ}$，q=22，$\lambda=2^{\circ}36'06''$，f=1，4级。

小蜗轮参数：

$Z_3=40$，$m_2=1.75$，$Z_4=2$，$i_1=\frac{Z_3}{Z_4}=20$，5级精度。

③快动箱

$i_{快}''=\frac{i_1'}{i\cdot i_1}=\frac{Z_5}{Z_6}$　用一对正齿轮付$Z_5=25$，$Z_6=16$，$M_3=1.5$来实现）。

④慢，微，恒动箱

$i_{恒}''=i_2'=i_5'\cdot i_6'$　（$i_6'=\frac{Z_7}{Z_8}=\frac{36}{30}$由锥齿轮付实现）。

$i_{慢}''=i_3'=i_7'\cdot i_6'$　（$i_5'i_7'$由差动齿轮机构实现）。

$i_{微}''=i_4'=i_8'\cdot i_6'$　（i_8'由两级蜗轮付加上差动齿轮机构的齿轮减速来实现）。

⑤差动齿轮机构计算

参阅黄锡恺“机械原理”计算方法得恒动箱

$$Z_{10}=i_5'\cdot\left(1-\frac{Z_{12}\cdot Z_{14}}{Z_{11}\cdot Z_{13}}\right)=111$$　（这里$Z_{12}=Z_{14}=34$，$Z_{11}=Z_{13}=40$）。

因此取蜗轮付为：$Z_{10}=111$，$m_4=0.8$，$Z_9=1$

其效率为

$$\eta_1=\frac{1}{1+|1-i_H|(1-\eta^H)}=0.794$$　（式中$\eta^H=0.9$ $i_H=3.6$）

按上述计算原理得慢动箱蜗轮齿数

$$Z_{16}=\frac{W_0}{W_1}\left(1-\frac{Z_{18}\cdot Z_{20}}{Z_{19}\cdot Z_{17}}\right)=80$$

因此取慢动蜗轮$Z_{16}=80$，$m_5=1$，$Z_{15}=1$，7级精度。

其效率为$\eta_2=0.926$。

⑥ 微动速比$i_8'=i_9'\cdot\frac{Z_{17}\cdot Z_{19}}{Z_{18}\cdot Z_{20}}\cdot\frac{Z_{11}\cdot Z_{13}}{Z_{12}\cdot Z_{14}}$

而i'_9由两级蜗轮付减速实现，故取

$Z_{25}=80$，$m_6=1$，$Z_{26}=2$，7级精度。

$Z_{27}=24$，$m_7=1$，$Z_{28}=1$，7级精度。

⑦自整角机发送机速比为18900。

⑧速度

$$n_{快}=2\pi n_{电}\cdot\frac{Z_6}{Z_5}\cdot\frac{Z_4}{Z_3}\cdot\frac{Z_2}{Z_1}=120^\circ/分$$

$$n_{恒}=120\pi n_{电}\left(1-\frac{Z_{12}\cdot Z_{14}}{Z_{11}\cdot Z_{13}}\right)\cdot\frac{Z_9}{Z_{10}}\cdot\frac{Z_8}{Z_7}\cdot\frac{Z_6}{Z_5}\cdot\frac{Z_4}{Z_3}\cdot\frac{Z_2}{Z_1}=15'/分$$

$$n_{慢}=120\pi n_{电}\left(1-\frac{Z_{18}\cdot Z_{20}}{Z_{19}\cdot Z_{17}}\right)\cdot\frac{Z_{15}}{Z_{16}}\cdot\frac{Z_{14}}{Z_{13}}\cdot\frac{Z_{12}}{Z_{11}}\cdot\frac{Z_8}{Z_7}\cdot\frac{Z_6}{Z_5}\cdot\frac{Z_4}{Z_3}\cdot\frac{Z_2}{Z_1}=30'/分$$

$$n_{微}=120\pi n_{电}\cdot\frac{Z_{28}}{Z_{27}}\cdot\frac{Z_{26}}{Z_{25}}\cdot\frac{Z_{20}}{Z_{19}}\cdot\frac{Z_{18}}{Z_{17}}\cdot\frac{Z_{14}}{Z_{13}}\cdot\frac{Z_{12}}{Z_{11}}\cdot\frac{Z_8}{Z_7}\cdot\frac{Z_6}{Z_5}\cdot\frac{Z_4}{Z_3}\cdot\frac{Z_2}{Z_1}=2'分$$

⑨赤径蜗轮强度计算

取1，风荷阻力矩　$M_1=950kg-cm$

2，反力矩　$M_2=2000kg-cm$

3，轴承摩擦阻力矩$M_3=100kg-cm$

4，最大起动力矩　$M_4=98.5kg-cm$

则最大传递力矩为

$Mmax=M_1+M_2+M_3+M_4=3150kgcm$

而园周力 $P=\frac{M_{max}}{R}=87.5kg$

i,求接触应力最大值

接触点上的相当曲率半径为

$$\rho=\frac{D}{2}\frac{Sin\alpha_n}{\cos^2\lambda}=\frac{D}{2}Sin\alpha=7.5cm$$

而接触线长度最大值

$$L_K=\pi d\frac{2\gamma}{360\cos\lambda}\varepsilon\xi=6.9cm$$

蜗杆用40cr钢： 则$E_1=2.1\times10^6kg/cm^2$

蜗轮用M级铸铁：则$E_2=1.6\times10^6kg/cm^2$

其综合弹性模数：$E=\frac{2E_1E_2}{E_1+E_2}=1.8\times10^6kg/cm^2$

而单位接触载荷：$q=\frac{p}{L_K con\alpha}=13kg/cm$

所以蜗轮的接触应力为

$$\tau_{赤径}=0.145\sqrt{\frac{qE}{\rho}}=256kg/cm$$

同理得

$\tau_{赤纬}=290kg/cm^2$

ii,弯曲强度

根据计算和分析赤径，赤纬蜗轮的弯曲强度均很小，一般仅在几kg/cm^2。

⑩风荷造成的蜗轮接触变形。

无风时的园周力，$P_0=\frac{P_{反}}{R}=55.5kg$

风荷造成的园周力，$P_1=\frac{P_{阻}}{R}=26.3kg$

按公式

$$\delta=0.65\times\left(\frac{1}{E_2}+\frac{1}{E_1}\right)\times\frac{P}{l_K}\times\lg\frac{67\cdot l_K\cdot\rho}{\left(\frac{1}{E_1}+\frac{1}{E_2}\right)\rho}$$

$$=0.113\times\rho\cdot10^{-6}\times\lg\frac{315}{\rho}\times10^7(厘米)$$

则无风时：

$$\delta_0=0.113\times55.5\times10^{-6}\times\lg\frac{315}{55.5}=0.49\mu$$

当风力与反力矩方向同向时

$$\delta_1=0.113\times81\times10^{-6}\times\lg\frac{315}{81.8}\times10^7=0.70\mu$$

所以$\delta_1-\delta_0=0.21\mu$

而赤径变形角 $\Delta\psi_1=\dfrac{\delta_1-\delta_0}{1000\times R}\times206265=0.13''$

当风力与反力矩方向相反时.

$$\delta_2=0.113\times29.2\times10^{-6}\lg\frac{315}{29.2}\times10^7=0.27\mu$$

所以$\delta_0-\delta_2=0.22\mu$

因而赤径变形角$\Delta\psi_2=0.13''$

用同理方法可求得赤纬大蜗轮的变形角

$\Delta\varphi_1=0.17''$

$\Delta\varphi_2=0.18''$

2，赤径大蜗轮付精度考虑：

因太阳自身运动不均匀性及蒙气差影响，将机械传动精度做得太高是没有意义的，从天文年历中（1971）可查出一年中太阳赤径，赤纬变化情况，在方格纸上以日期为横座标，每小时变量（赤径，赤纬，角秒/小时）为纵座标，求出Δt，$\Delta\delta$的平均值，故查得一年中太阳运动不均匀性引入平均误差为：

$\overline{\Delta t}=8.2''$/小时，　　$\overline{\Delta\delta}=37''$/小时

所以$\Delta_1=\sqrt{\overline{\Delta t^2}+\overline{\Delta\delta^2}}=3.16''$/5分钟

而蒙氧差（$Z\leqslant70''$，$\psi=40°$）造成运动偏差平均值（从蒙气差的影响表中查出）。

$$\Delta t'=\frac{\overline{d(\Delta t)}}{dt}=2.89/5\text{分钟}$$

$$\Delta\delta'=\frac{\overline{d(\Delta\delta)}}{dt}=1.32''/5\text{分钟}$$

故$\Delta_2=\sqrt{(\Delta t')^2+(\Delta\delta')^2}=3.3''$/5分钟

所以由于蒙气差（大气折射对跟踪精度的影响为3.3″/5分钟.

由此$\Delta_1'=\sqrt{\Delta_1^2+\Delta_2^2}=4.6''$/5分钟

故设大蜗轮付运动误差引入跟踪误差为4″/5分钟，

小蜗轮付累积误差引入跟踪误差为2″/5分钟。

则传动误差为：

$\Delta_2''=\sqrt{4^2+2^2}=4.5''$/5分钟

即与太阳运动的不均匀性和蒙气差的影响所引起的误差$\Delta_1'=4.6''$/5分钟接近。对太阳的精确跟踪1″，就能依靠光电导行来解决。

现因赤径大蜗轮$Z_1=288$，$m=2.5$，$Z_2=1$

则蜗轮每转过一齿所需时间为

$$t=\frac{24\times 60'}{288}=5\text{分钟/每齿}$$

而4″/5分钟对应的传动误差是：（亦即传动周期误差的公差）

$$\delta_T=\frac{4''\times 288}{206265}\times 1000=5.6\mu$$

因此根据机标（JB）162－60（新标准）大蜗轮付精度高于5级，接近4级，（4级精度为$\delta_T=5.2\mu$）。

按照天仪厂现有的滚齿机的加工精度及精度滚刀参数，我们将赤径蜗轮的短周期误差的精度定为4级精度，而累积误差定为5级精度 。

小蜗轮按引入的跟踪误差 2″/5 分钟，根据分析，采用5级精度。对于差动齿轮机构中的蜗轮及正齿轮精度要求不高，但考虑到差动齿轮机构装配上的要求，选用较高些精度比较合适，因此我们设计中都取用国家（新）标准的 7 精度。

四、精密蜗轮的加工

赤纬赤径大蜗轮参数在传动系统计算中已提到，大蜗轮的材料均为 M 级铸铁，蜗杆为40cr钢，赤径蜗轮为4级精度，赤纬蜗轮为5级精度。赤径赤纬大蜗轮共加工了四只，其中三只是赤径蜗轮，三只大蜗轮在我厂采用重庆机床厂Y3180 滚齿机加工，用我厂的精密分度蜗轮滚刀高AA级滚齿。另一只是在南京第二机床厂的重庆分度蜗轮滚齿机 Y3780 上滚齿，四只蜗轮经南京机床厂检验科用德国进口仪器 H_c-400静态齿轮检测仪测定，其结果如下表：

序号 \ 参数	δgt（相邻）	$\delta tg\Sigma$（累计）	啮合斑点	精度等级 $\delta gt/\delta tg\Sigma$	滚齿机	结　果
赤经Ⅰ号	24u	34μ	调不出	7级/4级	Y3180	度
赤经Ⅱ号	8u/16u	36μ	85%	4～5级/4～5级	Y3180	好
赤经Ⅲ号	8u	70μ	调不出	4～5级/5～6级	Y3780	不好
赤　纬	10u	32μ	90%	5级/5级	Y3180	好

在赤纬和赤径传动箱内，各有一只自整角发送机HД501，通过适当的速比与慢动级相连。自整角发送机同装在光电导行镜处的自整角接收机电气上是藕合的，保证了光电导行镜反方向的同步运动。

五、结　论

经北京天文台太阳物理研究室磁场望远镜组同志在我厂对太阳磁场望远镜进行几个月的试观测及传动精度测试结果，本仪器驱动系统已满足设计要求，机械传动平稳，工作可靠，精度达到设计要求。

THE DRIVING MECHANISM FOR THE SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Gu Beiwdi

(*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

Abstract

The driving speeds for the telescope was selected as following: R.A.: slew 120°/min; slow O.5°/min; tracking 15′/min; fine 2′/min. Declination: slow 0.5–7.5°/min; fine 2′/min. On each polar and declination axis, a large worm wheel is mounted. The precession of R.A. drive was so decided tnat its period error is the same magnitude as that caused by non-homogeneity of solar motion and differential reiraction. The tracking accuracy better than 1″ is ensured by the photoelectric guider.

There are three driving doxes fon moving the telescope, of which one differential box in the fork is drived by two motors, and gives the declination axis the slow and the fine motions. Insibe the mounting another differential box driven by three motors gives the slow, the tracking and the ffine motions in R. A., this box is coupled with the fast bfiving box through a electromagnetic clutch.

This paper gives the briving schemes, necessary calculations and the precession measuring result for the R. A. driving worm wheel.

赤经快动，精度测试和望远镜平衡

李　挺

（南京仪器厂）

一、快动箱的设计

对赤径快动的速度要求是120°/分，采用3000转/分的电机，减速比为9000，快动传动链如图1所示，电机直接驱动望远镜，而恒微慢动箱是通过电磁离合器的吸合，经快动传动链驱动望远镜的。快动电机之选择应保证其输出转矩可克服望远镜的阻力矩，它们主要有：消除蜗轮付齿合间隙的反向力矩M_1（～10公斤米），风荷阻力矩M_2和轴承的摩擦力矩M_3。

为计算风荷阻力矩，我们将望远镜简化为如图2的模型，风的方向垂直于纸面，计算极轴两侧风荷转矩之差便得到风荷力矩，前镜筒为园柱形，单位长度风荷为0.026kg/cm，箱体为矩形截面，风阻系数为1.16，于是其上风荷为

$$\frac{1.19}{0.74}\cdot\frac{502}{490}\cdot 0.026=0.0418\text{kg/cm}$$

$$M_{左}=q_1\left[0.5\cdot 230^2+40\cdot 230\right]+\frac{1}{2}q_2\cdot 40^2-\frac{1}{2}q^2\cdot 144^2$$

$$=660.34-435.46$$

$$=524.88\text{kg-cm}=5.25\text{kg}\cdot\text{m}$$

为求出摩擦阻力矩，考察图3所示的极轴受力情况，极轴轴承为径向止推球轴承，平均直径分别为34和31厘米，径向和轴向负荷下的摩擦系数为0.003和0.005，设望远镜和叉臂为纬轴上的集中负荷（1500kg），可得：

$$M_3=0.003\left(3387\cdot 0.17+1887\cdot 0.155\right)+0.005\cdot 664\cdot 0.155=3.35\text{kg}\cdot\text{m}$$

于是，总的阻力矩为M＝18.6kg·m。

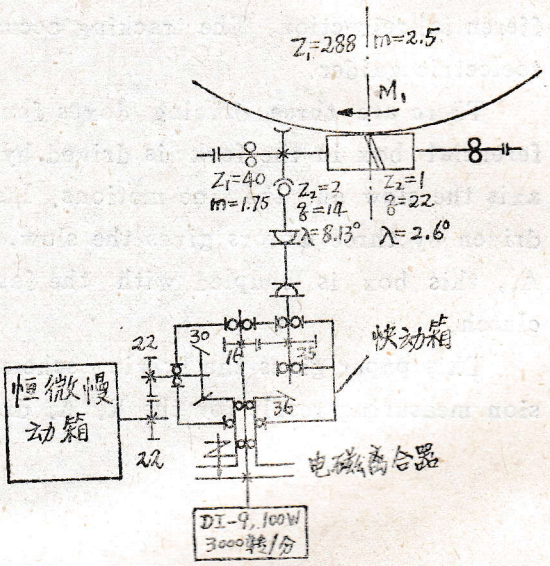


图1　赤经快动传动链

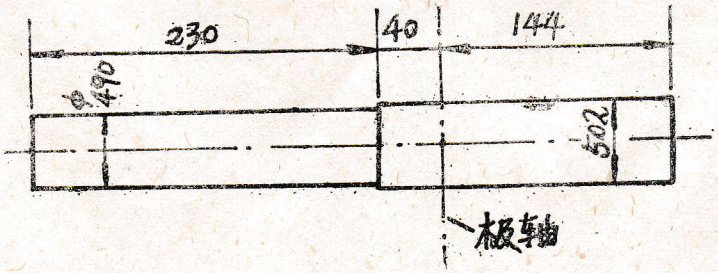


图　2

设蜗轮付的摩擦系数f=0.15，对于大蜗轮付（压力角$\alpha=12°$），摩擦角

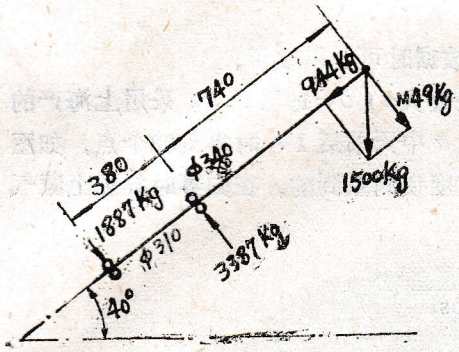


图3 极轴受力图解

$\rho=\text{arctg}\left(\frac{0.15}{\cos 12°}\right)=8.72°$，螺旋角$\lambda=\text{tg}^{-1}\frac{1}{22}=2.6°$，效率$\eta_1=\text{tg}\lambda/\text{tg}(\lambda+\rho)=0.23$。对于小蜗轮付，$\rho=\text{tg}^{-1}\left(\frac{0.15}{\cos 20°}\right)=9.07°$，$\lambda=\text{tg}^{-1}\frac{1}{7}=8.13°$，效率$\eta_2=0.46$。一对齿轮付效率$\eta_3=0.95$。于是，得到快动传动键的总效率$\eta=0.1$。

要求电机输出转矩$M_0=\frac{1}{9000\cdot 0.1}\cdot 1860\text{kg}\cdot\text{cm}=2.07\text{kg}\cdot\text{cm}$。

若电机转速为3000转/分，则其输出功率应大于$W_0=2.07\cdot 10^{-2}\cdot 120\pi$千克·米/秒$=7.8$千克·米/秒$=\frac{7.8}{0.102}$瓦$=76.5$瓦。

我们选用DI-9型直流印刷电机，输出功率100瓦，额定转矩为2.7kg·cm，因此能拖动望远镜而稍有富裕。这个电机的功率选得较小，有利于保护精密蜗轮付，因如果出现过大的阻力矩(如五级以上大风，过大的不平衡或遇到碍障物)时，电机便堵转。但望远镜必须严格平衡。

二、赤经驱动精度测试

望远镜的赤径传动系采用差动机构的多电机传动箱作为恒，慢和微动，通过快动箱内吸合的电磁离合器传给赤径蜗轮付。快动时，离合器断电脱开，由快动电机直接驱动。驱动精度和平稳性主要取决于末级大蜗轮的周期误差和前级小蜗轮的累积误差。考虑到太阳视运动的不均匀性和蒙气差，将赤经大蜗轮的周期误差定为4级精度，允差5.2μ，按蜗轮参数m=2.5，Z=288。相应角度误差2.98″/5分钟，与太阳运动的不均匀性相当。

用天文方法测定的驱动精度乃是包含了赤径蜗轮付及其前级传动链的全部误差，望远镜的机械变形及望远镜本身作为巨大的惯量对上述误差的平滑作用的综合效果，是天文学家最关心的指标。

为测定驱动精度，我们采用了夜间拍摄恒星的传统方法：在ϕ100照相焦点处安置135照相机，在其取景器内找到一颗亮星，并导引到视场正下方，每隔5分钟（蜗轮转过一齿）曝光1～2秒，作微量的赤纬方向移动，再曝光，如此重复，直到恒星移出视场，然后在赤径方向稍稍移动望远镜，反向作赤纬运动，便在底片上划出一道标志赤纬方向的基准线。为减小光学系统的色差的影响，在照相机前安置一块QB22绿色滤光片，还安置一简易的手控快门，以控制曝光，照相机的快门置于“B”档。

为了以恒星时速率跟踪，在恒慢微动箱与快动箱之间加上三个中间齿轮，与原来的Z=22的齿轮组合，得到太阳时与恒星时的近似比值：

$$\lambda=\frac{21}{22}\cdot\frac{104}{99}=1.002754821$$

实际值 $\lambda_0=\frac{366.25}{365.25}=1.002737851$

由此引入的跟踪误差为+0.153″/10分钟，在处理测试数据时可予以改正。

1981年6月1日夜进行照相测定，被拍摄的星体是牧夫α（$\delta=19°17'$），采用上海产的航微1胶卷（30DIN），由于受底片尺寸限制，在牧夫α中天前后1小时得到23个点，如图4所示。拍摄到的底片是用紫金山天文台的蔡司坐标量度仪测量到的。在归算时需加上蒙气差改正Δt的变化：

$$\Delta t=60''\frac{\sin t}{\mathrm{tg}32°04'\sin 19°17'\cos 19°17'+\cos^2 19°17'\cos t}$$

结果如表1所示。表2给出了测量及归算的结果。

最后得到周期误差$\Delta T=\sqrt{\Sigma\delta T^2}=2.82''=4.92\mu$。略高于4级精度标准。与赤径蜗轮的测

表1 蒙气差改正（牧夫α）

时间	0	5m	10m	15m	20m	25m	30m	35m	40m	45m	50m	55m	60m
t	0	1°15′	2°30′	3°45′	5°	6°15′	7°30′	8°45′	10°	11°15′	12°30′	13°45′	15°
Δt	0	1.20″	2.41″	3.62″	5.83″	6.04″	7.26″	8.48″	9.71″	10.95″	12.19″	13.45″	14.71″
δt		1.20″	1.21″	1.21″	1.21″	1.21″	1.22″	1.22″	1.23″	1.24″	1.24″	1.26″	1.26″

定结果是相符合的。被测的22个齿的累积误差在扣除变换齿轮付引入的$11\times0.153''=1.68''$后得$\Delta T\Sigma=43.6''/22$齿$=76.1\mu/22$齿，比较大，但与太阳运动不均匀性相比（68.2″/110分钟），还是小一些，而且不难用光电导行改正。

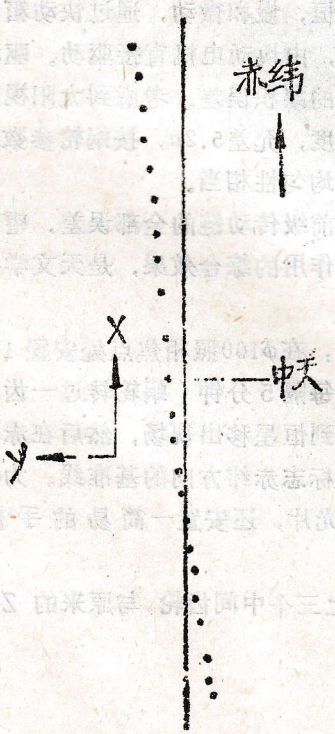


图4 传动精度测试记录

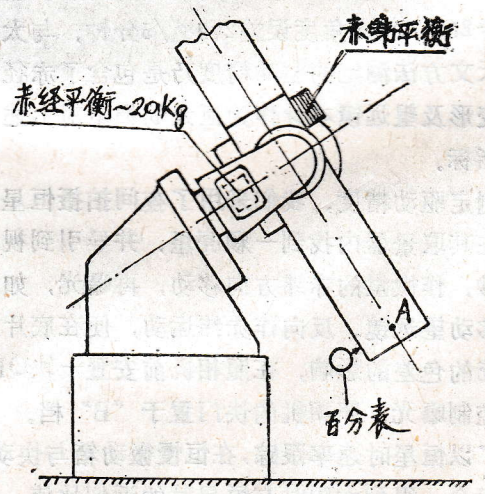


图5 望远镜的平衡

表 2　测量和归算结果

序　次	量度仪测量值		平均值	差　值	时间误差	较差蒙气差	跟踪误差
	y_1	y_2	y	Δy	Δt	δt	Δt
1	203.649	203.649	203.649				
2	203.911	203.905	203.908	0.259	4.97″	1.26″	3.71″
3	203.996	203.993	203.995	0.087	1.67″	1.26″	0.41″
4	204.344	204.352	204.348	0.353	6.78″	1.24″	5.54″
5	204.590	204.590	204.590	0.158	3.03″	1.24″	1.79″
6	204.613	204.602	204.608	0.018	0.35″	1.23″	−0.88″
7	204.909	204.866	204.898	0.290	5.57″	1.22″	4.35″
8	205.068	205.080	205.074	0.176	3.38″	1.22″	2.16″
9	205.234	205.249	205.242	0.172	3.30″	1.21″	2.09″
10	205.369	205.385	205.377	0.135	2.59″	1.21″	1.38″
11	205.730	205.728	205.729	0.352	6.76″	1.21″	5.55″
12	205.810	205.799	205.805	0.076	1.46″	1.21″	0.25″
13	205.987	205.961	205.974	0.169	3.24″	1.20″	2.04″
14	206.119	206.131	206.125	0.151	2.90″	1.20″	1.70″
15	206.269	206.283	206.276	0.151	2.90″	1.21″	1.69″
16	206.470	206.469	206.470	0.194	3.72″	1.21″	2.51″
17	206.513	206.510	206.512	0.042	0.81″	1.21″	−0.4″
18	206.621	206.619	206.625	0.113	2.17″	1.21″	0.96″
19	206.757	206.752	206.754	0.129	0.56″	1.22″	−0.66″
20	207.106	207.104	207.105	0.351	6.74″	1.22″	5.55″
21	207.104	207.096	207.100	−0.005	−0.10″	1.23″	−1.33″
22	207.287	207.298	207.293	0.193	3.71″	1.24″	2.47″
23	207.594	207.580	207.589	0.294	5.64″	1.24″	4.4″

中天

底片比例尺 $\frac{31'}{100}=19.2''/mm$　　$\Delta t'=1.92\cdot\Delta y$

$\Sigma\Delta t^2=185.0852$　　$\Delta t=\sqrt{\frac{\Sigma\Delta t^2}{22}}=2.9''=5.1\mu$

$\Delta T\Sigma=45.28''/22$齿

扣除转换齿轮付误差 0.08″/5分，　得 $\Delta T=2.82''=4.92\mu$　　$\Delta T\Sigma=43.6''/22$齿

三、望远镜的平衡

由于蜗杆架挂在蜗轮上，不能轻易折下来，因此，不能脱开蜗轮付使望远镜作大范围转动来平衡望远镜。我们是利用蜗轮付的啮合间隙，籍百分表观察望远镜偏向那一侧，便可判断望远镜不平衡方向，再用弹簧秤，便可测定需加配重的重量。如图4所示，先使望远镜处于子午面内，由百分表指针摆向，可判断出镜筒后面较重，考虑到箱体的重心偏下，便在箱体前方加平衡铅板，每块重10公斤，总重80公斤，便在赤纬方向达到平衡。此时，百分表的指针显示出随遇平衡的状况。说明不平衡转矩已小于摩擦阻力矩。然后同样在赤径方向进行平衡，在左叉臂内安置平衡铅块。在子午面内达到平衡后，将望达镜转到水平位置，表明仪器对称性较好，仍能保持平衡状态。

由于望远镜惯量大，电机功率富裕不多，因而起动时间较长，约2～3秒。这样，赤径方向点动速度较慢，有利于寻找和对准太阳。

THE SLEW MOTION AND ACCURACY OF R.A. DRIVING AND THE TELESCOPE BALANCE

Li Ting

(Nanjing Astronomical Instrument Factory)

Abstract

The R.A. slew motion of 120°/min is given by aD.C. motr through corresponding spur gears and worm gearing. When the slew motion is started, the electromagnetic clutch linking it with diffecential box for slow, tracking and fine motion is cut off.

The tracking accuracy of R.A. driving was measured with the classical astronomical metnod: Photographed a series of star images on same one film, after once xposure, the telescope was shifted slightly in declination and after definite time (5 min., the R.A. worm wheel was rotated over one tooth), next exposure was taken. The measuring result of the film showed that the R.A driving has an average period error of 2.8″, which is corresponding to the non-homogeniety of the solar motion.

The driving mechanism was so designed that it is rather difficult to separate the worm and the worm wheel both in R.A. and Decl. for the purpose of balancing the telescope. However, the telescope can be moved slightly by hand between the mesh gap (less than 0.2mm), then the unbalance of the telescope could be detected with a micrometer touching with the lower end of the tube.

望远镜导行系统的机械设计

陈贤龙　　李挺

（南京天文仪器厂）

太阳磁场望远镜有两个导行镜：白光导行镜和光电导行镜，分别置于镜筒左侧的下方和上方。前者用于对太阳进行目视导行，选择观测区域并拍摄相应照片。光电导行镜用来伺服校正由于各种原因（机械误差和变形，极轴不准，较差蒙气差，太阳视运动不均匀等）引入的跟踪误差，保证在观测过程中（一次观测最长时间为45分钟）太阳像在焦面上的偏移小于1″。

一、白光导行镜的设计

白光导行镜为折射系统，其结构如图1所示。*

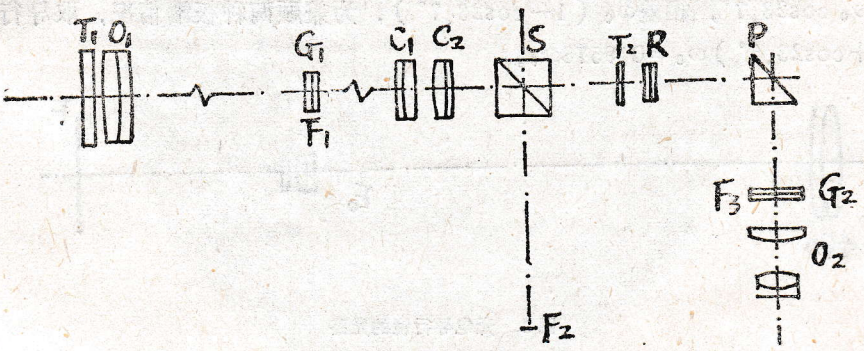


图1　白光导行镜光路

物镜O_1口径60mm，其焦面F_1上有第一块分划板G_1，它的中央有4′×6′（1.31×1.97mm）的矩形刻线，表示日面上被观测的区域，这块分划板可在垂直光轴的两个方向上微量移动，还可绕中心作微量转动，使导行镜的观测区域在位置和方向上与主镜筒一致。分划板通过一对准直镜C1，2再次成像，第二焦点F_2之前有一块立方分束镜S，将光线分别送入照相和目视系统，在照相焦面F_2处可用135照相机直接拍摄照片，另一束光通过再成像透镜R，直角棱镜P，聚焦在第二块分划板G_2上，它的表面刻有日面球坐标的投影网格，利用它可大致判断被观测区域的日面坐标。这块分划板也具有对中心的调节，还可绕中心转动，使网格的极轴方向同太阳自转轴方向一致。这个方向角可由天文年历查出，并按目镜筒上的刻度圈安置。目视系统有效焦距为2024mm，目镜O_2焦距40mm，目镜视度可调±5个屈光度，即前后移动±8mm，为了防止杂散光，镜筒内置有多个光阑，目镜前方设有转动遮片，目视时打开，照相时关闭，不使外界光线通过目镜落到照相胶卷上。物镜前方置有中性滤光片T_1以减弱入射太阳光强度，目视成像系统中还置有绿色玻璃滤光片T_2，使导行像呈绿色。

*）光学系统是由陈馨凯设计的

二、光电导行镜的机械设计

光电导行镜的光学系统与我厂生产的18厘米色球光球双筒望远镜相同，如图1所示。物镜口径80mm，为三片组合，对 $\lambda=8000$ Å 消色差，主焦面处太阳像经过转像透镜组放大，给出80mm直径的太阳像。在机械结构上与双筒望远镜有很大区别，后者用于拍摄整个太阳像，导行镜筒的光轴始终与主镜筒平行。而磁场望远镜观测的是日面上的局部区域，要求当主镜筒对准日面上任何位置时，光电导行镜筒仍然对准日面中心。

为使结构紧凑，将导行镜筒安放在一个与主镜筒相连接的小叉臂基座上，如图2所示，于是，镜筒可作赤纬方向反平行于天赤道方向的两维运动。它们的驱动是利用一对同望远镜赤纬和赤径慢动相耦合的自整角机实现的。当光电导行系统工作时，撤动控制手把上的慢动按钮，导行镜筒便作反向的同步转动，导行镜光轴相对主镜筒光轴偏移，仍保证其对中于太阳像。在这种装置中，赤纬方向的速度值是完全对应相同的，但在赤径方向，由于导行镜是相对于镜筒转动的，一般情况下，在天球上画出一个与赤道面平行的小园，只有当春分和秋时才对应相同，在夏至和冬至日相差最大，若望远镜的角速度为 ω_0，则导行镜在天球上的角速度为 $\omega_0\cos23.7°$，相差 $\omega_0(1-\cos23.7°)$，为兼顾两种极端情况，取导行镜转动速度为 $\frac{1}{2}(1+\cos23.5°)\omega_0=0.9578\omega_0$。

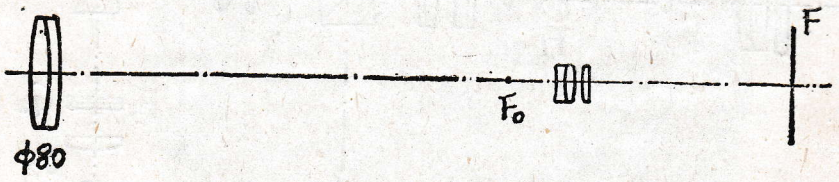


图2　光电导行镜的光路

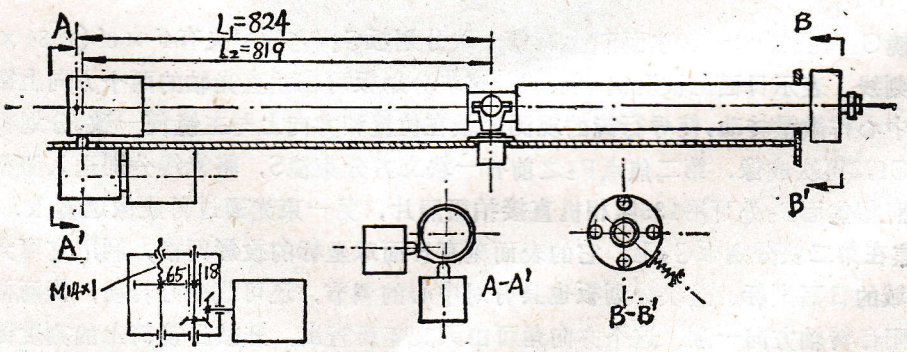


图3　光电导行镜的机械结构

按赤径传动箱设计，由自整角发送机到望远镜的减速比为 $\frac{216000\cdot24.75}{80\cdot50\cdot56}=17357.14$，于是，由自整角接收机到导行镜在赤径方向的减速比应当为17357.14/0.9578=18121.89。

按图3所示的传动系统，可求出传动丝杠作力点与小叉臂的中心距

$$L_1=18121.86\cdot\frac{18}{63}\cdot\frac{1}{2\pi}=824\text{mm}。$$

赤纬方向的传动比与赤纬传动箱相同，都是18000，于是可求出

$$L_2=18000\cdot\frac{18}{63}\cdot\frac{1}{2\pi}=819\text{mm}。$$

驱动箱丝杆的直线运动使导行镜绕叉臂的两根轴转动，在导行镜头部，有一个弹簧沿45°方向对镜筒施力，使镜筒前端紧靠在两根丝杆的球头上。在导行镜头部四周，有四个限定开关固定在面板上，当导行镜的运动在某方向超过一个太阳直径时，相应开关切断这个方向上的望远镜驱动。

三、光电导行镜探头的设计

光电导行镜的光学系统与天仪厂生产的18厘米色球—光球双筒望远镜的相同。它是按当时选用的光敏二极管的峰值敏感波长8000Å进行消色差设计的，成像质量优于2″。由于8000Å在可见光谱区之外，对它的单色像无法直接用肉眼寻找和调焦，很难进行系统的调正，当然，可借助于红外变像管，但如何获取和使用这种器件，也涉及相当复杂的问题。另一个途径是使用由这个光学系统给出的可见区（λ～5550Å）的单色像，接收器也换用具有相应峰值波长的光敏元件。我们采用了这个方法，并得到成功。

首先，对这个光学系统在λ=5550Å附近的成像质量进行计算*，采用35条空间光线追迹。结果如表1所示。

表1　光学成像质量计算

计算波长	弥散>2″的点数	最大弥散距离
5200 Å	10	−3.303″
5500 Å	4	2.32″
5800 Å	14	3.21″

计算表明，在5500±30Å波段范围内，弥散可斑最大直径为6.2″，而大部分光量集中在4″范围内，由于光电导行镜的输出信号来源于太阳像直径两端光强度之差（由于太阳像偏移造成），并不是对准太阳边缘，而且，在我们使用中，光敏元件前的狭缝是沿太阳像半径方向安置的，因此，为达到1″的导行精度，并不要求优于1″的光学成像质量。而上述计算的像差，与不好的大气宁静度条件下太阳像的模糊量相当，对于太阳像大致的调焦也是足够的。因此，我们选用透过带半宽为55Å，峰值波长5570Å的干涉滤光片，便能获得满足要求的单色光。

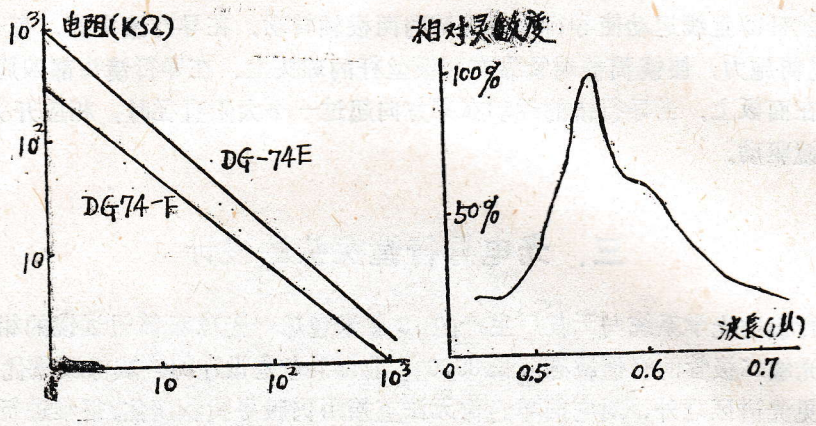
选用的光敏元件为DG-74型光导管，图3示出其特性曲线。它的最高灵敏度波长与干涉滤光片的透过峰是一致的。

在λ=5500Å处，1流明=16000尔格/秒。1勒克司=10^{-4}流明/厘米^2。地球大气外太阳单色幅射量等于185尔格/厘米^2/秒/Å，相当于单色照度E_0=116Å光同。取大气透过率=0.3。光学系统透过率=0.64。干涉滤光片透过率=0.52。望远镜入射孔径为80毫米，太阳

*由王亚男同志提供。

像直径为83.5毫米，于是，可计算出成像面上的照度。

$E=116\cdot55\cdot0.52\cdot0.3\cdot0.64\cdot\left(\frac{80}{83.5}\right)^2=585$勒克司。设太阳像边缘被调整到光导管当中，如图3所示，于是，折算照度为 $\frac{0.2\cdot3.5}{\frac{1}{4}\pi\cdot3.5^2}\cdot0.5\cdot585=42$勒克司，由图2a的光电特性曲线可看到，这个照度是适中的。



左：a、光电特性曲线　　右：b、光电特性曲线

图4　光导管的特性曲线

模拟光源装置

顾伯伟　　胡岳风
（南京天文仪器厂）　　（北京天文台）

一、研制目的：

太阳磁场望远镜是一项较为复杂的研制性仪器，周期较长，光，机，电各部工作均需齐头并进。

其中光电扫描接收系统是要将经过磁场分析器，速度场分析器和双折射滤光器的太阳磁场，速度场和亮度场的调制信号检测出来。而在此接收系统进行分部实验和部套调试时，由于时间的限制和工作的方便，须先在实验完成后才能与望远镜总装总调。因此必须做一个特殊光源装置，将调制信号通过光电倍增管转换成电信号，代替来自太阳的向量磁场，速度场，亮度场的调制信号，以提供光电接收系统进行实验和调试，并保证在仪器总装前完成工作。

二、装置的要求

本装置所要提供的是一组在恒定的光量（直流信号部份）上叠加几种交变的微小光量（交流信号部份），这些光量引起光电倍增管输出电流的交直比为1/1000～3/10，（对应光电接收系统的信噪比要求指标1000:1）。要求交变光量可调，交变频率为两组135周矩形波，相位差1/4；当这两组矩形波叠加在一起时形成的光量变化就包含有135周及270周的矩形波分量；270周锯齿波及135周正弦波，（对应磁场分析器和速度场分析器中KD*P电光晶体调制器的电源频率及波形的要求）。

其波形要求为：

1．频率稳定性$\geqslant 10^{-4}$；

2．电压波纹不规则起伏$\leqslant \frac{1}{200}$；

3．各矩形波应严格同步，相移应小于0.5°；

4．矩形波调制上升时间应小于周期$\frac{1}{1000}$；

5．锯齿波反回时间应小于周期$\frac{1}{500}$。

三、装置的组成及说明

整个模拟光源装置如图一。

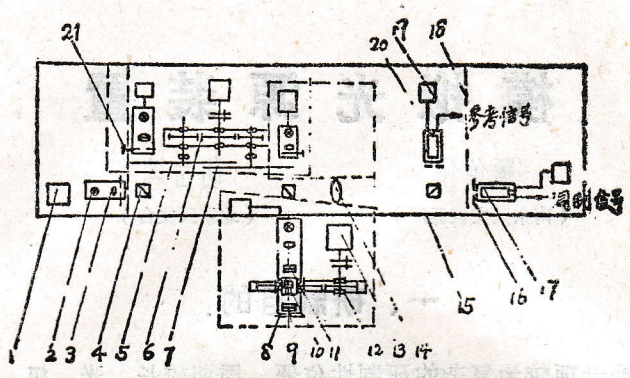


图 1

1．稳压电源（WYJ-6B），保证光量稳定；
2．直流恒定光量；
3．聚光透镜（ϕ26）；
4．直角棱镜（二块胶合，其中一块斜面上镀半透膜）；
5．矩形调制片；
6．传动箱（矩形和锯齿形调制片合用）；
7．锯齿形调制片；
8．光拦（可调从ϕ2～ϕ5）；
9．偏振片P_1（固定不动），
10．偏振片P_2（可转动偏振片）；
11．偏振片P_3（可手调），
12．传动箱（调制正弦波）
13．同步电机（55TZ5C，磁带式同步电机，转速为3000转/分）
14．法卜里透镜；
15．本装置导轨；
16．光闸（保护光电倍增管）；
17．光电倍增管（EMT9658型，作调制信号，有效12径ϕ12）；
18．遮光罩（内外刷黑色无光漆，罩外再复盖黑色布，防止散射光进入光路）；
19．高压电源（FH-426B 3kL）；
20．光电倍增管GDB35，有效孔径ϕ12，作直流相敏检波的参考信号）；
21．可调狭缝（宽0.1～3，高20毫米）。

四、设计及计算：

1．三组波形的转速：

i）矩形波：

通过两组矩形波的调制片，相位差1/4，每片调制片为6槽，即为六个矩形波形，二组调

制片同步转动，其每片调制片的转速为：

$$n_1=\frac{60\cdot f_1}{m_1}=1350\text{转/分}$$

n——为电机转速.

则 $i_1=\frac{n}{n_1}=\frac{Z_1}{Z_2}=\frac{Z_1'}{Z_2}=2.2$

m_1——调制片槽数.

因此采用55TZ5C磁带式同步电机，在出轴一端固连Z_2齿轮，同步带动左$_1$右Z_1，Z_1'的齿轮转动，实现135周/分频率的要求，其波形如图2（a,b,c）

ii）锯齿波：

锯齿波的调制片，共包含12槽，在调制频率为270周的要求下，其转速为：

$$n_2=\frac{60f_2}{m_2}=1350\text{转/分}.$$

式中：f_2——调制片频率

m_2——调制片槽数

与矩形波每片调制片的转速相同，因此，利用上述传动箱机构，只要换上一组锯齿波调制片，按放在右边，工作时可把左边一路光源关闭，即可满足要求。

iii）正弦波

正弦波调制利用三片偏振片，P_1固定不动，P_2由电机带动，P_3可手动。如图3。

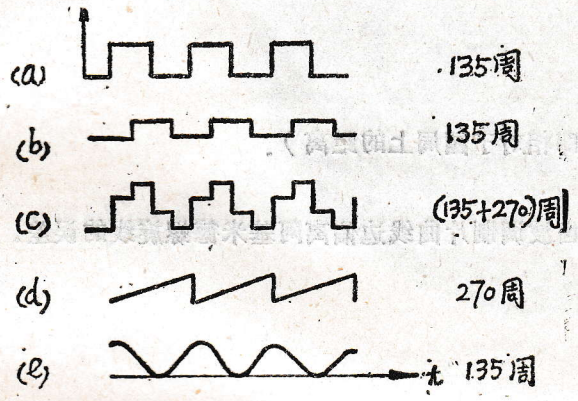


图 2

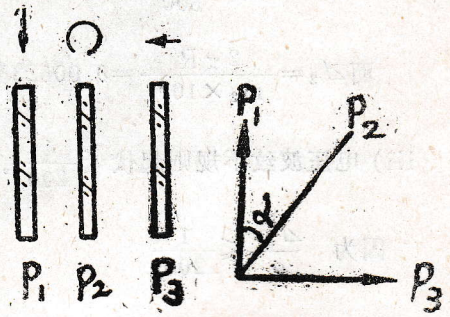


图 3

当偏振轴$P_1\perp P_3$时，P_2与P_1两偏振轴夹角为α，则总透过强度可为

$E^2=\sin^2\alpha\cos^2\alpha=\frac{1}{8}(1-\cos4\alpha)$

P_1，P_2，P_3分别为三块偏振片的偏振轴向。根据135周的频率要求，则偏振片每转一圈光量变化为4周，余弦波形如图二（e）。其转速为：

$$n_3=\frac{60f_3}{m_3}=2025\text{转/分}$$

则速比$i_2=\frac{n}{n_3}=\frac{Z_3}{Z_4}=1.48$

式中：f_3——电源频率135周/秒

n_3——P_2偏振片的转速

m_3——偏振片的周数

则用55TZ5C电机带动一对齿轮$Z_3=120$齿，$Z_4=81$齿来实现。

2．波形的要求：

i，由于矩形波调制上升时间应小于周期 $\frac{1}{1000}$的要求。即为调制片径向边的对中误差。

$$\delta_1=\frac{2\pi\times60'}{m}\times\frac{1}{1000}=3.6'$$

相当于圆周上转过的距离Δ_1，即$\Delta_1=R\times\sin\delta_1$。

方能满足上升时间小于$\frac{1}{1000}$周期的要求。

ii，根据频率稳定性$\geqslant10^{-4}$的要求。即为对齿宽及间隔的均匀要求。

若 $\Delta_2=\frac{2\pi R}{m\times10^4}=0.0147$

因此其稳定性$\geqslant10^{-4}$。

iii) 锯齿波返回时间应小于周期$\frac{1}{500}$即为锯齿波调制片径向边对中误差。锯齿波调制片一圈对应12周，每周$\alpha=30°$。

则$\delta_3=60'\alpha\times\frac{1}{500}=3.6''$

而$\Delta_3=\frac{2\pi R}{m_2\times10^4}=0.00523$毫米（即相对于园周上的距离）。

iii) 电压波纹不规则起伏$\leqslant\frac{1}{200}$。即锯齿波调制片曲线边偏离阿基米德螺旋线的误差。

因为 $\frac{\Delta\rho}{\rho}\leqslant\frac{1}{200}$

所以 $\Delta\rho\leqslant\frac{\rho}{200}=0.1$毫米。

上述三组波形调制片，为了保证加工精度和技术条件均由数控程序线切割机上进行加工。

五、装置的调整方法及注意事项：

1，按图1位置将直流光源，法卜里透镜，二个光电头及反射参考信号的棱镜放置规定位置，接通电源，调至光电头上有均匀对称光斑。

2，安装交流光源及相应棱镜调至光电头上有均匀对称光斑。

3，安装传动箱及需用的调制片，将调制片径向缝调至与狭缝平行。如用两矩形波调制片时，应调位相差$\frac{1}{4}$周，可将倍增管输出接至示波器上看波形来调。若需调制锯齿波时，可

卸下右面一组的矩形调制片，换上锯齿波调制片，工作时并关闭左面的交流光源即可。

4，如要用正弦波形时，如图一中析下（a），按上（c）至（b）位置。先将P_1调至垂直P_3，此时光电倍增管输出最小，再装入P_2，即可使用。

注意事项：

①使用时必须防止散射光进入系统，以提高精度。

②必须严格注意保护光电倍增管，加高压后，不能强光照射，故使用或调整仪器时，要时刻检查光电流不能超载，不用时，关高压及光闸。

六、实验的结果

模拟光源装置与光电接收系统进行了分阶段实验和总调试。本装置达到了设计的目的和要求。利用三组波形的光源分别模拟出太阳磁场，速度场和亮度场。为光电扫描接收系统提供了实验及调试的前提，保证了在望远镜总装调前完成了接收系统工作。

此设备对需要不同波形调制光源的工作亦可提供使用。

本装置的几何光路由南京天文仪器厂光学研究室王亚男同志设计。在此深表感谢。

A ANALOGUE MOUNTING FOR MODULATED SIGNALS IN MAGNETIC FIELD MEASURING

Gu Beiwei

(Nanjing Astnonomical Instrument Factory)

Abstract

The solar magnetic field telescope is essentially a polarization measuring instrument, or which the high voltage with sine, rectangular or sawtoothed wave is applied on the KD*P crystal plates in the magnetic analyser, then the stokes parameters I, Q, U, V could be detected with fequency-selecting and phase-detecting electronics, which was tested with a specially designed analogue mounting in laboratory.

This instrument generates different electric signals mechnically: A high speed rotated sheet plate with suitable shape of breaches on its rim chopping the incident light by means of followed optics, the modulated light is striked on the cathode of a photomultiplier its output has the same frequency and wave shape as the desired moldulated voltage which is to be applied on the KD*P crystal plates.

扫描微方孔

吕韵翎　　曹恒泰
（南京天文仪器厂）　　（上海化纤配件厂）

一、微方孔0.2×0.2，0.4×0.4（毫米²）的设计——二维狭缝的结构设计

广义的狭缝，在我们的结构里就是微方孔。微方孔越小，对一定大小的太阳活动区域逐点扫描时，其空间分辨率越高，加工也就越困难。使用要求有三种尺寸，其中二种是微方孔。微方孔四角要求清角，即R＝0，则通光面积损失为零，R角越大，通光面积损失越大见图1和表1。其中Δf为通光面积损失百分数，显然，$R=R_{max}=\frac{1}{2}$时，$\Delta f_{max}=(1-\frac{\pi}{4})=21.5\%$，这也就是为什么不用以1为直径的园孔扫描而必须用以1为边长的方孔扫描的原因。

表1

R \ Δf 尺寸	0.2×0.2 (ℓ×ℓ)	0.4×0.4 (ℓ×ℓ)
0.01	0.2%	0.06%
0.03	2%	0.5%
0.05	5.5%	1.4%
$\frac{\ell}{2}$	21%	21%

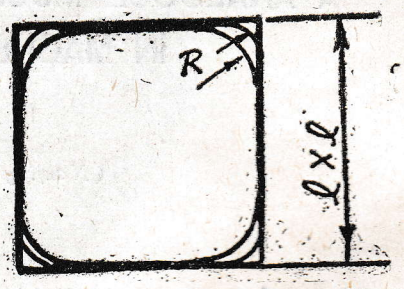


图　1

对微方孔结构，我们考虑过三种设计方案：

1、**光学玻璃结构**。镜面镀不透光膜层，而通光微方孔处不镀，如图2示意图，可以做得很方整，精度高，设想新颖。缺点是：增加两表面反射损失。不透光膜随运转时间加长将脱落或质量变坏而需拆下重新镀膜，再装上去调整它与扫描器中其它另件相互位置精度关系，比一般支承镜面要麻烦得多。实现三种不同方孔条件下，用此结构层次多，则机构比用金属结构要稍复杂。我们没有用这种方案，并不意味着否定它的优点。在这方面有兴趣者又有需要时不妨一试。

2，**金属结构**：设计思想较为直观或“机械”呆板一些。但没有光学玻璃结构所具有的缺点。比较可靠把握性大。当然又会有另外的一些缺点。它又可分为整体金属结构（图3A）和金属拼合结构（图3B）。下面比较两者优缺点：

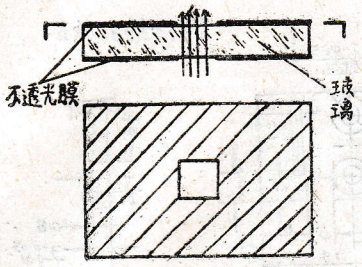


图 2

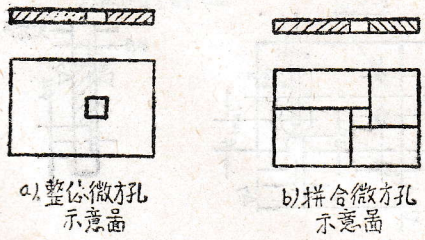


图 3

整体结构	拼合结构
单件加工难度大，单孔不需组合。	单件加工容易，单孔组合装配较麻烦。
微方孔尺寸固定不变，靠加工保证。	微方孔尺寸可连续变化，也可以固定不变，靠调节机和组合装配保证。
实现三种孔的组合尺寸精度高；换孔后定位精度高。	实现三种孔组合后尺寸精度差，换孔后之定位精度较难保证。
组合件尺寸小，扫描器体积也小。	组合件尺寸较大，扫描器体积构成三次方增大。
换孔机构简单，操作方便，一次装调达到目的，天文观测人员使用方便，是其突出优点。	若依靠调节机构实现三种方孔尺寸，则需两维方向调节，将使操作换孔变复杂。(若先并合成固定换孔再实现换孔则与整体结构换孔方法相同，只是体积大)
可靠性好	可靠性较差

以上是三种主要方案。另外还有用刀片粘结方案。显然，它对于只需一种尺寸又只需一维方向的狭缝实现起来比较简便。但对于二维方向的微方孔又同时有几种不同尺寸微方孔，则在实际操作中可能会有较大困难。为此，曾与天仪厂及上海照像机厂技术精湛的钳工师付们讨论，他们一致认为，像我们所要求的换孔，定位精度及二种不同尺寸微方孔，在实际制作中是相当困难的。而这一点，有的工程技术人员认为没有困难容易制作，我们也不必要求所有的人都持我们一样的技术观点。我们来采用的方案也不等于就是否定它。只是综合比较，按我们的具体情况，尤其是扫描器传动及导轨所构成 x-y 方向通光空位置，采用整体小孔结构利多于弊。优越性较大。其缺点只是单件加工难度较大。但是可以移植其它非天文仪器行业的某些传统技术来进行综合加工可以达到。一次性难度即大大方便了天文学家。精度高，工作可靠，操作简便占压倒优势。实际上，我们在制作过程中一步一步顺利进行下去并没有走技术上弯路，并已经取得了较满意结果也证明了我们所选择的设计方案是合理的。另件图如图4。实现三种方孔扫描的设计如下：

1）共设计两件外形尺寸（14×19×3）完全一样的扫描孔板，如图4.a）和4.b）。两件叠合使0.2×0.2微方孔落在0.4×0.4上如图5a），则0.2×0.2孔通光进行程序扫描；

2）0.2×0.2扫描孔板向左移动6毫米，则0.4×0.4孔通光，如图5c），进行程序扫描；

3）0.2×0.2扫描孔板向左移动3毫米，则2×2孔通光，如图5b），望远镜做固定观测或

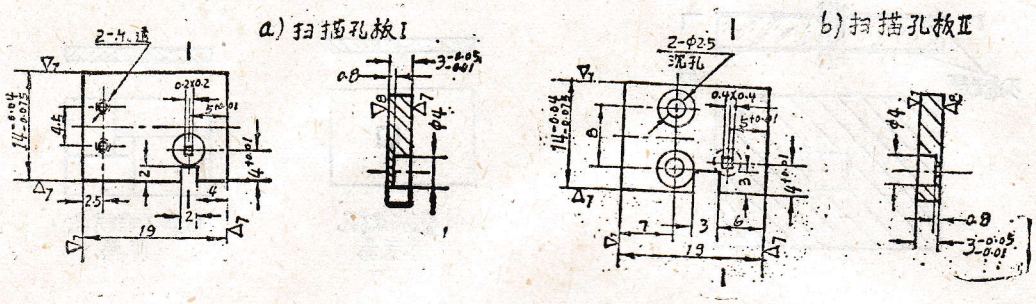


图 4

其余▽6两件0.2×0.2孔与0.4×0.4孔中心重合精度0.01．各孔四边相垂直允差0.01．各孔边与孔板对应周边平行允差0.01．孔壁光洁度▽7，小孔R≤0.03．

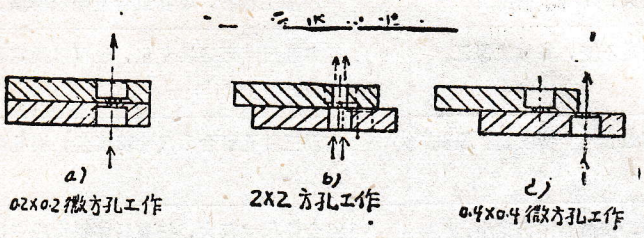


图5 三种方孔通光方式示意图

点动随机扫描。

显然，实现上述三种动作，在结构上是很简单的〔1〕，也很可靠，此处不再叙述。

微方孔穿透厚度的设计，应注意在保证既不变形又可以加工的条件下尽可能薄，以减少光通过狭缝时的衍射效应。

顺便说明一下，三种不同方孔不是在扫描系统机械总体设计时一次统筹考虑设计的，而是在0.2×0.2和0.4×0.4两块扫描孔板已加工的条件下，而其它相关另件不作改动情况下增加2×2方孔。为的是支持和满足天文学家扩大和发展磁场望远镜的功能和用途，而将原来对太阳活动区磁场进行的二种程序扫描扩大发展到用2×2方孔对太阳普遍磁场（微移磁场）作固定观测和测量。这种不增加望远镜任何费用，纯粹依靠在设计上想办法，增加和扩大望远镜的功能，是很经济而有科学实用价值的事。我们支持和实现了天文学家这种要求和设想。

虽然，拼合式微方孔结构没有被采用，但它仍不失是一种颇有启发性的设计方案。有趣的是在我们制定整体金属结构的微方孔加工方法时，利用拼合方孔设计原理作为加工0.2×0.2和0.4×0.4微方孔的关键性中间工序和制作反拷贝夹具。

二、微方孔0.2×0.2和0.4×0.4（毫米^2）的加工

采用的基本加工程序为：

工具制作 〈 反拷贝夹具 / 冲针磨制 〉 电火花反极性加工电极——电火花正极性加工微方孔——冷挤压。

这是经过相当周密的技术调研和较广泛的跨行业边缘科学技术讨论，最后制定了以电火花加工原理的“反拷贝”加工应用〔2〕和化纤工业喷丝头冲孔传统工艺冷挤压相结合的综合工艺。

具体方法如下

1、工具制作

A. 反拷贝夹具

（1）夹具框：由于扫描器扫描精度〔3〕和图4图5微方孔设计及通光方式，要求0.2×0.2与0.4×0.4两微方孔中心重合精度为0.01毫米。因此反拷贝法的要点之一是保证使图4a）与图4b）两件之微孔中心重合以及四边互相垂直与平行。此处，我们应用了未采用的金属拼合方孔设计原理（图3b）来设计反拷贝夹具图6。此夹具放置在电火花机床工作台上，使电极同方孔位置调到一致。夹具主要由夹具框和四块“反拷贝块规”及调整片拼合组成所要求的0.2×0.2及0.4×0.4（毫米²）方孔，并使其结构与扫描孔板外形相同的尺寸

$19\times14^{-0.04}_{-0.075}$。夹具框采用线切割成22×16（mm²）内方框，四边垂直度≤0.005mm。

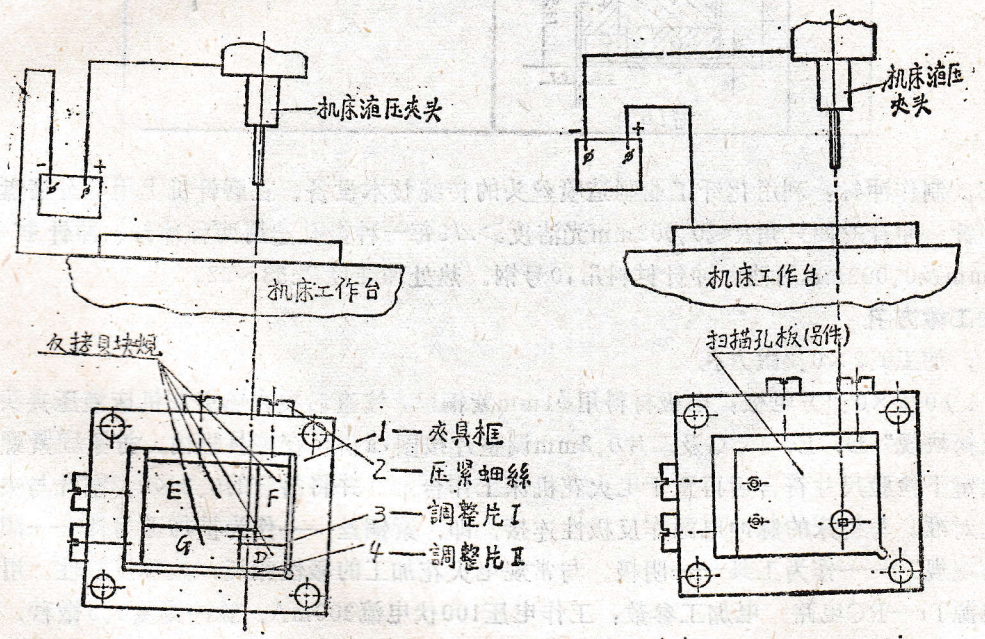
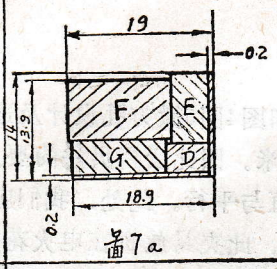
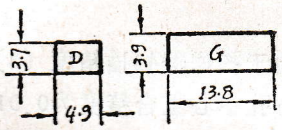
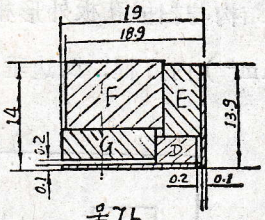
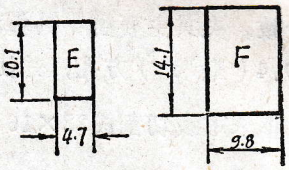


图6a）电火花反极性加工方电极简图　　图6b）电火花正极性加工另件简图

（2）“反拷贝块规”：其功能是并合成中心重合的两种中空尺寸0.2×0.2和0.4×0.4，作为电火花加工的一极去制作方针电极。其拼合图见表2及图7a，7b。用两组相同尺寸的“反拷贝块规”D，G，E，F和不同尺寸塞规片组成上述要求的尺寸。

反拷贝块规的材质为铜钨合金棒料（Cu W20），含铜80%，含钨20%，由粉末冶金烧结而成。其机械加工性能极差，要求苛刻。我们采用由线切割后直接磨研。线切割时单边留0.15mm余量，其中0.1mm为平面磨余量，0.05mm为研磨余量。由上海机床厂工具车间协作承制。

表2

方电极尺寸(毫米)²	反拷贝块规拼合备	反拷贝块规尺寸，公差均为$^{+0.003}_{0}$，垂直度<0.05
0.2×0.2	 备7a	
0.4×0.4	 备7b	

B．制作冲针：利用化纤工业制造喷丝头的传统技术设备。在磨针机上用等分磨盘制作方孔冲针。冲针的四只角R≤0.002mm光洁度≥▽9每一种微孔选用两种冲针。冲针扩孔量0.005mm及0.003mm两档。冲针材料用70号钢。热处理硬度Rc58～62。

2．加工微方孔

A，加工0.2×0.2微方孔

（1）0.2×0.2方电极：电极材料用ϕ1mm紫铜丝，校直后夹在电火花机床液压夹头上。将“反拷块规”D，E，F，G及二片0.2mm调整片按图7a拼合在夹具框内。拧紧固紧螺丝，在显微镜下检验尺寸符合后再置于电火花机床工作台上。并将拼合的0.2×0.2空孔与夹好的紫铜丝对准。与机床的脉冲电源作反极性连接，即，紫铜丝——作为被加工另件——阳极，“反拷块规”——作为工具——阴极。与常规电火花加工的极性相反，故称反极性。用高频脉冲电源Tr—RC电路。电加工参数：工作电压100伏电流300mA，脉冲宽度0.5微秒，脉冲间歇0.5～0.8微秒。经1—2小时的反拷（即加工时间）加工出0.2×0.2紫铜方电极。接着检查反拷贝夹具本身以及相对于机床位置有没有变化。若一切正常，方可进行下一步。（电极移动速度及“反拷块规”损耗等事先已做好工艺试验达到要求后再进行本工序）

（2）电火花加工微方孔：在此之前，按图4a）图4b），除了0.2×0.2与0.4×0.4微孔外全部加工至尺寸。两扫描孔板外形尺寸$14^{-0}_{-0.075}$×19要求完全一样，即两件合在一起一次加工到同样公差。

加工微方孔：将反拷贝夹具中的“反拷块规”D，E，F，G及两片0.2mm调整片取出，按图6b将图4a扫描孔板放入夹具内，拧紧螺丝α。注意，夹具框在机床上的位置绝对不能松动，要保证与加工方电极时完全一样。正极性接通脉冲电源，即：

方紫铜电极——作为工具——阴极；

夹具框内扫描孔板——被加工另件——阳极。其余电加工参数不变，约经5～10分钟，即能达到挤压前的方孔尺寸；$0.2^{-0}_{-0.005}\times0.2^{-0}_{-0.005}$，$\Delta_4\sim\Delta_5$。

3）冲针冷挤压，提高微孔四壁光结度和直角度（见0.4×0.4冷挤压）达最终尺寸要求。

B，加工0.4×0.4微方孔

（1）加工0.4×0.4方电级：将前面用过的0.2×0.2方紫铜电极卸下，夹上校直过的ϕ1.5mm紫铜丝，反拷贝夹具框仍保持原来位置。仅仅拧松螺丝（2），将已加工好的0.2×0.2扫描孔板取出，按图7b将“反拷块规”D，E，F，G在夹具框内拼合，通过调整片，达图7b要求。固紧。电加工参数及工序同前，达到所要求之0.4×0.4紫铜电极。

（2）电加工0.4×0.4孔。取出G，E，F，G；放入图4b扫描孔板，电加工参数及其它要求同前。直至加工完，方孔尺寸达$0.4\times0.4^{-0}_{-0.005}$。

显然，0.2×0.2方电极，扫描孔板0.2×0.2孔，0.4×0.4方电极，扫描孔板0.4×0.4孔，以及两扫描孔的各个中心都是相同不变的，没有因为四次上上下下的装夹带来误差，除了机床本身精度影响外（即机床液压夹头与工作台之间的误差），准确得就像“复制”（copy）的一样。在我们这里，先用”反拷贝块规”反极性“拷出”紫铜方电极，再用方电极正极性打出微方孔。此打出的微方孔与“反拷贝块规”所构成的空孔的几何位置尺寸相同，就像“复制”出来一样。故在上海地区技术术语中称“反拷贝”法。

3）冷挤压：在化纤配件厂已有的64倍双筒立体显微镜的冲孔机上进行。用前面已述磨好的相应尺寸冲针进行。每孔用二种不同尺寸的冲针冲二次。达到图4a，4b的尺寸，包括光洁度及几何精度。而微孔的位置精度是靠前面的“反拷贝”法保证实现的。

4）超声波清洗，酒精去污，干燥。

三、结果：由上海市计量局测量报告提供

1）0.2×0.2与0.4×0.4微孔中心重合精度为0.0075＜0.01。

2）二套扫描孔板4个微孔，在放大倍数60条件下（见图8），16个角当中有15个新园角，只有一处R≒0.016＜0.03

3）微孔尺寸精度达到

第一套$0.2_{-0.005}\times0.2_{-0.003}$；$0.4_{-0.002}\times0.4_{-0.001}$。

第二套$0.2_{-0.000}\times0.2^{+0.001}$；$0.4_{-0.003}\times0.4_{-0.001}$。孔壁光洁度无法测量，而冲针冷挤压最低也能达到$\Delta_7\sim\Delta_8$。

扫描微孔孔板装在太阳磁场望远镜的光电机械扫描器中已五、六年，经过北京天文台同志试观测9个月，扫描微方孔工作正常稳定可靠。没有因微孔本身出问题而发生过故障。作为望远镜三种接收系统〔3〕中用得最多，磁场测量精度最高的光电接收系统的扫描“狭缝”〔1〕是探测器的机械执行元件，它是光电扫描系统的第一道“把门”关口。它能正常稳定地工作，应当讲整体金属结构微方孔起了重要作用和作出了它应有的贡献。

微方孔加工，除了八块“反拷块规”由上海机床厂工具车间承制外，“反拷贝”加工及冷挤压等都是上海化纤配件厂负责承制的。

在此，对上海化纤配件厂及上海机床工具车间的有关技术人员及师付们致以深深地感谢。

参考文献

〔1〕吕韵翎，“太阳磁场望远微x-y机械扫描器”本专集。
〔2〕苏联“机器制造者手册”第5卷P-904
〔3〕吕韵翎等，“太阳磁场望远镜的光电机械扫描系统”本专集。

THE DESIGN AND TECHNOLOGY OF THE SCANNING SPUREPINHOLE IN THE PHOTOELECTRIC SYSTEM FOR 35cm SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Lu Yunling (*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

Cao Hengtai (*Shanghai Chemical Fidre Fittings Factory*)

Abstract

This paper compared with several designs of squre pinhole in different way which are a squre pinhole made on one entirety metal, a combination squre pinhole made up of several metal parts, a combination squre pinhole piled up of sieveral knifes in adhesion, and a squre pinhole made by optical plating on glass. It was selected the first one after compromising their advantages and disadvantages. On two brass plates of the dimension 19X14X3mm to make 0.2X0.2(mm^2) and 0.4X0.4(mm^2) pinholes respectively. The coinciding accuracy of the centre for two squre pinholes was requested 0.01mm. Of course it was to have a squre pinhole for there was no loss to compare with round plnhole theoretically during the beam passing through the squre pinhole for signal scanned on certain region.

The technology for pinhole of the dimensions 0.2X0.2 and 0.4X0.4 (mm^2) was called an " anti-copy method" which was based on the principle of electric spark machining and cold extrusion. In order to obtain po sitional coinciding accuracy of the contre for two pinholes it was designed an anti-copy fixture for operation of positive and negative pole in electric spark machining.

The technological process was as follow:

1, To provide for the anti-copy fixture, it was consisted of a steel frame and four anti-copy gauges made of Copper-wolfram alloy whieh were made up a 0.2X0.2 (or 0.4×0.4) tool pinhole.

2, Manufacture :

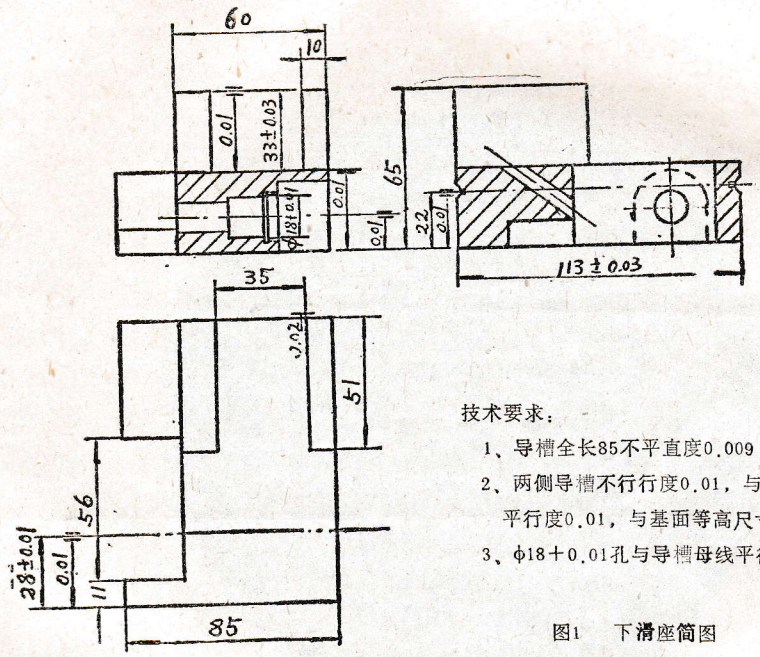
Firt, this fixture was regarded as a electric cathode to anti-electric spark machining a 0.2×0.2 (or 0.4X0.4) squre pin made of Copper wire, then to take four anti-copy gauges out of the frame and put the workpiece of Brass scanning plate in it. At that time, to make electric spark machine was fabricated in operation of positive pole with regarding the Copper squre pin as a cathode and workpiece as a positive pole.

扫描器双园弧导轨的制作

薛俊苏

（南京天文仪器厂）

双园弧导轨是大家所熟知的一种精密型导轨，主要应用于精密量仪和精密机床。



技术要求：

1、导槽全长85不平直度0.009

2、两侧导槽不行行度0.01，与基面不平行度0.01，与基面等高尺寸允差0.01

3、ϕ18＋0.01孔与导槽母线平行允差0.008

图1　下滑座简图

太阳磁场望远镜的光电扫描系统采用了它做为扫描器的运动导轨。鉴于扫描器本身就是一个部套，它不但组成x-y两个运动，还要布局、安装其它扫描元件，因此使得另件本体结构复杂，且精度要求也相应提高。

因为我厂不具备专业厂家所具有的专用设备，且另件也不是常规的条状导轨，这样就带来了一系列的难度。在这里选取其中一个主要另件：x方向的下滑座为例，如图一，进行分析介绍：

根据另件的结构特性，要设计一套可行的工艺施实方案。从工艺角度来分析，要考虑到机构的精度要求，根据要求再制定出另件的工艺精度及可靠性。这样，首先碰到的就是选材料问题，根据不同的材料可制定出不同的工艺方案，这里还牵涉到热处理的按排。下面还要考虑：另件的工装夹具、打成型砂轮工具、检测计量、装配调试等等。

这里就根据这几个方面进行介绍：

一、选材料及工艺流程制定

对于各种制作导轨的材料，我们根据利弊权衡，主要还是从精度及我厂的技术条件及加

工能力来进行分析比较。这里只例举两种材料的分析。

1．$3Cr_2W_8V$.

这是制作导轨的较理想的材料，它可以进行氮化或氰化处理，淬硬后$H_{RC}\geqslant 63$，使钢件表层提高耐磨性、疲劳极限及抗蚀能力，并能保持心部的塑性和韧性。氮化或氰化处理一般在全部精加工后进行，渗透层只取0.1～0.2左右。然而这种材料难以搞到，另氮化、氰化处理我厂又没有开展。

2．Cr_{20}或Cr_{15}。

这是渗碳钢，淬硬后H_{RC}58～62，表面耐磨性、疲劳极限及抗蚀能力比$3Cr_2W_8V$稍差，但渗碳层可达1.5m/m，这样复杂的另件在加工过程中既使产生变形，导轨槽的精度最后还是可以得到保证。且材料来源方便，我厂又可自行解决渗碳处理以及施行所需的热处理。

为了工艺施实可行和可靠，我们决定采用Cr20来做另件的材料。材料既定，根据此材料特性，制定了以下工艺流程：

棒材——粗加工——时效——半精加工（铣）（座标镗）、（磨）、（钳）——镀铜（防渗）——磨——渗碳、淬火、回火——半精磨——精铣——钳——精车——时效——精磨——时效——钳（装配调试）——发黑。

需要说明的一点是，毛坯状态本应是以锻坯为佳，但是由于技术、设备所限（起、终锻温度1220℃～800℃难以控制）以免适得其反造成隐患，则取棒材直接加工，而以热处理方式进行调制。

二、装夹具

为了保证另件的精度，工装夹具是必要的手段。我厂没有组合夹具，如若自行搞一套，从成本、周期等诸方面的因素都是不允许的。然而根据另件的复杂结构，各位置的相互精度要求，从粗加工、半精加工到精加工都是要使用装夹具的，这样才能最终保证另件要求。如果根据不同工序去做不同的装夹具，那么将增加很多工作量。最后采用了可以应用于各种设备，而又能保证精度的精密方矩式装夹具。精密方矩则是夹具的主体，它的六面用手工锉刮法使之达到相互平行度、垂直度及平面度均为 $\nless 0.01$ 。从而使主要另件及配偶件都能在这一装夹具上完成。装夹方式采用可调压板、杠杆压板，夹紧力适当，装卸方便，调整简单。

三、打成型砂轮工具

要磨制双园弧导轨型面，就要有一套打成型砂轮的工具。且打出的成型砂轮双园弧型面要完全符合参数精度，否则将影响双园弧运动导轨的优越性。

搞仪器结构设计的都知道双园弧导轨的重要参数是：钢球半径R_1与滚道园弧半径R_2之比。一般常选$\frac{R_1}{R_2}=0.90\sim0.95$，接触角$\theta=45°$，为好。扫描器双园弧道轨是选$\frac{R_1}{R_2}=0.90$，$\theta=45°$，而且有两组导轨参数。参数为图二、图三：

其中就是要保证R5.56±0.01、R2.78±0.01,及中心偏移量0.8±0.05(0.4±0.025)、0.4±0.02(0.2±0.01)经过分析计算：当偏移量及滚道园弧半径分别有0.05及0.02误差时，这两组导轨分别将造成接触角θ有3～5度的变化。

如要保证参数的准确，必需使打砂轮的金刚石尖的运动轨迹有相应的精度方可。我们所要设计的打成型砂轮工具在这里不但要保证运动轨迹的稳定，还要能调整两组导轨参数。

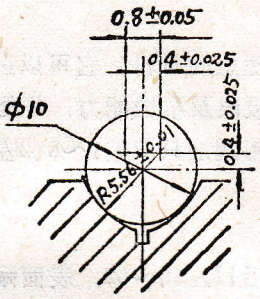


图 2

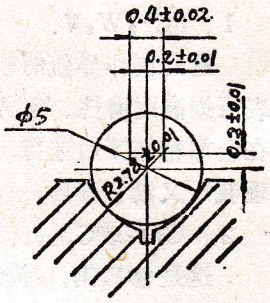


图 3

双园弧导轨参数

经分析比较，所要设计的打成型砂轮工具的原理为图四。

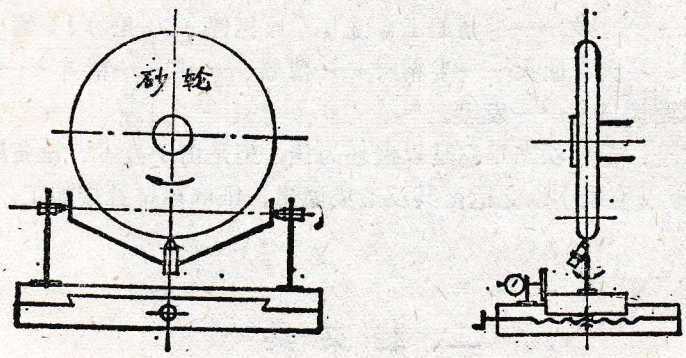


图4 打成型砂轮工具原理图

经过实验证明，我们的这套打成型砂轮工具是可以满足这两组参数的滚道园弧型面的精度的。为保证偏移量的精确，用百分表（或千分表）进行读数监视，去移动金刚石笔架就可以完成。

精调R5.56±0.01、R2.78±0.01，采用了块规比较法检测，最后配以一定的检测计量手段，从而达到了另件的型面精度要求。

这里可能会有人提出一个问题，即金刚石尖偏离所在中心位置时势必会带来误差。

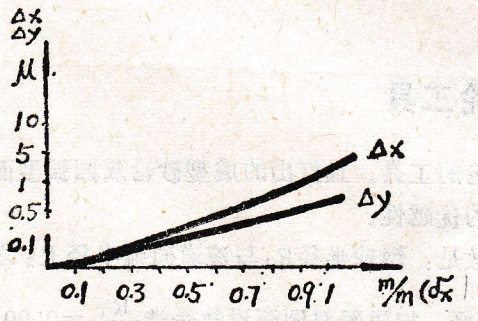


图 5 当金刚石尖偏离中心位置 δx、δy 时的误差曲线

根据分析计算，我们求得了误差曲线。即当金刚石尖偏离理论中心位置δx、δy时所造成的误差Δx、Δy。误差曲线如图五(推导公式从略)。

从曲线图上不难看出，由于偏离δx、δy所造成的Δx、Δy误差是微量的，一般仍然在±0.01的范围之内。

再者，金刚石有理想的物理性质，其结晶体为等轴晶系带有弯曲晶面之八面体，其外形与球状相类似，解理时仍依八面体完全解理。这样就对于Δx、Δy的偏离，更缓解威胁。

四、检测计量及装配调整

利用打成型砂轮工具，可以得到满意的双园弧型面，但是还得依靠检测计量手段。

在粗磨型面时辅以精密双园弧样板检测，样板是由曲线工具磨磨制成。进行到半精磨、精磨时样板就不能做定量检测了。为了保证另件的型面精度，采用贴片取样法，磨出型面后立即取贴片样在50倍投影仪上进行检测计量，如果不符合导轨尺寸精度，立即进行修正，其结果是完全符合另件的型面精度要求，尺寸误差均在±0.01范围之内。

由于采用精密方矩式夹具，主要另件及配偶件的导槽不平行度、不平直度也是符合另件的要求。

最后在装配时进行调整、跑合，达到了设计的预期效果。

这里还得说上一句，既使再好的一套工艺方案，如果得不到好的技术操作也是不能实现的。在工艺施实过程中，精密方矩的制作完全依赖于夏自立师付的帮助，在磨制双园弧型面过程中得到了陈光慈师付的帮助，在检测计量时得到陈锦培工程师的配合，在装配时得到了刘冠群师付的调试。在此谨表谢意。当然如没有设计者吕韵翎工程师的配合默契更是不能实现。

THE MANUFACTURE OF DOUBLE-CIRCULAR GUIDE FOR SCANNER OF 35cm SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Xue Junsun

(*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

Abstact

A technological plan according to specifications for manufacturing the double-circular guide of scanner is introduced. It contains the accuracy analysis of element structure, tool and grip, the selection of material, the grinding tool of grindwheel, the technological process and measuring methods. Especially it analysis those factors that influence the surface parameters of double-circular duide. And the design principle of the grinding tool for grindwheel to guarantee its surface parameters is given. Also the accurate measuring method is adopted.

太阳磁场望远镜驱动控制电路

侯惠芳

（南京天文仪器厂）

磁场望远镜的电气控制大致可分为如下几个部份：一、电驱动控制，二、光电扫描系统，三、滤光器恒温，四、其他辅助控制及接地电阻小于1欧姆的地线敷设的考虑。上述第二、第三部分的内容请参阅有关专题文章。本文着重介绍其他二部分，在介绍过程中用到的电路图可参阅电气控制原理图。

望远镜的电气控制和供电系统分别安置于二只控制柜内，仪器的总电源由一只三相四芯电源插头引入，只要在控制柜或望远镜操纵手把上启动总开关按钮，使总开关CJO-20接触器闭合，于是望远镜处于通电状态，要使望远镜断电，除可在控制柜上按停止按钮外，也可在镜筒处的控制手把上按紧急停机按钮。为了操作人员的人身安全，我们引入控制手把的电源为36伏低压电源。其他相应的操纵按钮分别设置在各有关抽屉的面板上，控制柜每只抽屉所安置的内容及功能见电气原理和布线图及各有关的专题文章。

望远镜上滤光器恒温是不受总电源开关控制的，而是直接插到专门敷设的从来不断电的电源插座上。其优点有二个：（1）免除了滤光器内光学元件因每天早上开机快加热升温及下班后断电降温的温度冲击，（2）滤光器常年恒温，因而其内谱线一直处于5324Å或4861Å的观测待命状态，只要知道太阳有什么活动情况，不用等上一小时以上的升温过程即可立即投入正常观测，其可靠性已由三台色球望远镜实际运行结果（分别于79年80年82年长期通电至今）所证明。

磁场望远镜采用叉式赤道装置和差动传动机构，由多电机输入各差动传动机构，再通过蜗轮付降速驱动望远镜。赤经驱动用的电机及望远镜转速分别为：快动用型号为DI-12的100瓦印刷绕组直流电动机（北京广内微电机厂生产），负载轴驱动速度为120°/分，用继电器J_2与J_3控制电机正反转，图中DCT电磁铁是当快动处于停止位置，联锁电磁铁通电，把快动电机DI-12的轴锁住，以保证极轴转仪钟的准确旋转速。因为快动速比比恒动速比低480倍，若快动电机轴不锁住，则恒动电机转动时，快动电机会浮转，影响了恒动速度。为了限制启动电流，利用t_1延时1秒继电器和JTX_1继电器将3Ω25W电阻接入，实现一级降压启动，经过调试，接入正反转的降压电阻值不相同，顺时针旋转时接入3Ω，逆时针旋转时接入1.5Ω。图中已清楚地标出，这里不一细说了。慢动用型号为DI-9型的45瓦印刷绕组直流电动机，其驱动速度为0.5°/分，也是用继电器控制电机正反转。在电机启动时，同样接入3Ω25W电阻实现一级降压启动，使望远镜赤经慢动启动时速度平稳上升。恒动用型号为55TZ5C的10瓦同步电机（南京微分电机厂生产），负载驱动速度为15′/分，电机由经分频得50c/s稳定的晶振频率再经逆变器放大后供电。微动用型号为70SL5A2的两相交流伺服电动机（南京微分电机厂生产），它可以作目视导行亦可用光电自动跟踪，只要在控制手把处拨动一只微动与导行转换开关去控制继电器J_8动作便可实现目视导行与光电导行的自动转换。

赤纬驱动用的电机及望远镜转速分别为：慢动也是用DI-9型45瓦印刷绕阻直流电动机，其驱动速度范围在7.5°—0.5°/分之内，我们用一台北京无线电电源控制设备厂生产的5A30V直流稳压电源，经过改动使它的电压在0—12伏之间分四挡输出，使赤纬传动以7.5/分，5°/分，2.5°/分，0.5°/分四挡速度运转，它的速度转换开关及正反转操纵按钮都在控制手把上。赤纬微动和赤经微动操纵电路相同，所以同样的电路有二套，详细介绍见光电导行专题文章。

赤径与赤纬都设有机械过载保护，当机械过载时，蜂鸣器会发出报警信号，同时切断望远镜的操纵电源，使望远镜停止运转。这时只要到控制柜总电源操纵按钮处，揿附近的二只复原微动开关中的一只，这要视故障发生在那个方向，随后揿相反方向的复原按钮，同时操纵相应的望远镜驱动按钮，使之脱离危险区，这时放开复原微动开关，望远镜又能正常运转了。

为消除主蜗轮付的啮合间隙，极轴和纬轴分别由二只SYL—20的力矩电机（北京微电机厂生产）通过齿轮付加上10公斤·米的固定力矩作为望远镜反力矩用，这二只力矩电机的电源由二台2A24V可调的恒流电源供电。当赤经和赤纬在正反转快动时，力矩电机电源切断，当快动停止时，反力矩电源经过1秒延时后再接入反力矩电机以减少对望远镜的冲击。

主镜筒与导行镜在换区域时光轴不平行的调正。仪器在工作时，导行镜与主镜筒的光轴是不平行的，在换区域时，导行镜筒始终对准太阳象中心进行光电导行，而主镜筒是对准太阳象的某一区域，所以在观测时二光轴始终不平行，可以允许偏转的最大角度为28′，考虑到调光轴不平行是用慢动速度来进行的，速度不高，而运动的范围也不大，为了使控制简单，我们采用自整角机接成指示状态来完成。用天津微电机厂生产的HJ—501（发送机）和HC—501（接收机）来实现。因为望远镜的传动速比较大，HC—501的比力矩有50克·厘米/度，若允许有10度的失配角，则HC—501的输出力矩约为500克·厘米，此力矩经i=12000速比的放大则相当可观，可看出接收机和发送机有几度的误差足可使导行镜动作。实现这一动作的方案有许多种，在当时考虑到我们这里使用的具体情况后，就采用了这种最简单的控制方案，实践证明当时我们的考虑是正确的。在换区域时，只要在控制手把上将导行与微动开关打在微动位置，自整角机激磁电源就会合上，区域换好后将激磁电源脱开，此时导行镜与主镜筒以微动速度自动跟踪太阳运转，在换区域时，导行镜和主镜筒运转方向相反、速度相同。这里有可能产生这样的问题，在跟踪时发送机在转动，而接收机并不转动，二者之间有失配角，此失配角≤180°，对180°失配角引起的误差为54″（对于i=12000），此角差可用光电导行拉回来。

滤光器波片与定标转换分别用了二只TD-96小同步电机，它要求三位置调节，即上、中、下三个位置，这二套控制的要求是一样的，所以我们分别用三只继电器，在逻辑上实现这三位置的控制，详见电气控制原理图第四张。由于继电器触点不够故加了二只继电器并联使用以增加触点。这部份电路调试时，发现若光切断控制绕组电源而不切断激磁绕组电源则电机停转时出现不稳定现象。后来将激磁绕组和控制绕组电源同时切断，电机即能正常运转。

磁场望远镜的接收器除光电扫描系统外还有电视扫描系统，因而对接地电阻的要求较高，如果接地电阻偏大，则由于地线不良引入的干忧信号将会使接收器不能正常工作，因而这台望远镜对地线有较高的要求。我们在天仪厂观测室附近埋设了一条接地电阻<0.75欧的

地线。具体施工见图（1）示意图。在观测室附近挖了四个直径约3米的大园坑，每个坑深 5 米多，然后又挖了1.5米深的槽沟，与四个园坑相连。在四个园坑中敷设了ϕ50mm 长为 4 米的实芯紫铜棒一根，ϕ40mm长为4米的实芯黄铜棒一根，另外二根是40×50mm²长为 4 米的角铁。在它们之间用5cm×1cm铜排连接，在连接处用银焊条焊接，而每个坑内放入黄土、盐

电 机 目 录 一 览 表

型号	频率 Hz	励磁电压 V	控制电压 V	制动时 励磁电流	制动时 控制电流	制动时 输入功率	制动时 转矩	额定转矩	空载转速	额定转速	启动电压	转动惯量 g.cm.s²	时间常数
70SL5A2	50	220	220	0.3A	0.3A	瓦 2×40	9.cm 1800	9.cm 900	转/分 2800	转/分 1500	V 6	1×10^{-2}	0.013秒

型号	额定电压 V	额定电流 A	额定转速 转/分	额定功率 W	额定转矩 kg.cm	电枢电阻 Ω	机电时间常数 ms	电枢外径 mm	电枢导体数	重量 kg	1000转/分的反电势 V
DI-12	24	7	3000	100	3.3	0.5	15	122	2×121	3.8	6.8
DI-9	12	7.5	3000	45	1.5	0.29	15	92	2×97	1.7	3.6

型号	额定电压 V	相数	频率 Hz	同步转速 (转/分)	参考电流 A	起步转矩 9.cm	同步转矩 9.cm	输出功率 瓦	重量 kg	外形尺寸mm 长	外径	轴径
55TZSC	220	1	50	3000	0.2	325	325	10	0.9	92	55	6

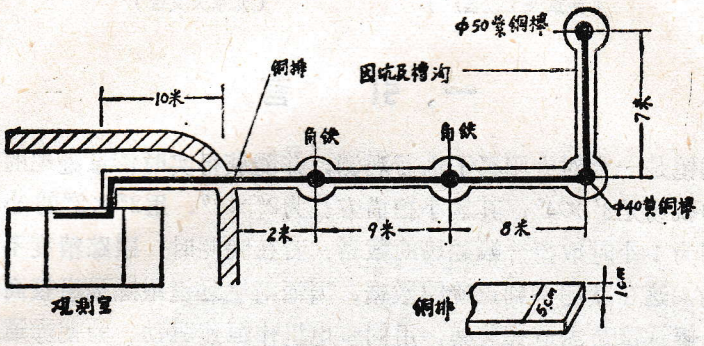
型号	频率 Hz	电压 V	电容 uf	输入功率 W	输入电流 A	同步转速	同步转矩 9.cm	起动转矩 9.cm
7D-96	50	110	1	10	0.09	96转/分	700	700

型号	励磁电压 V	频率 Hz	励磁电流 A	功率 W	次级电压 V	比正步力矩 9.cm	最大正步力矩 9.cm
НД-501	110	50	0.7	13	57	\	\
НС-501	110	50	0.75	15	55	50	2600

型号	峰值力矩 9.cm	峰值电流 A	控制电压 V	空载转速 (转/分)	静摩擦力矩 9.cm	堵转力矩时输入功率 W	换向火花等级	动态堵转力矩下力矩波动	机械特性及调节特性	重量 kg
SYL-20	2000	2.43	约24	272	∠300	58	∠1级	6%	∠1%	1.24

和木炭，我们共用掉200公斤盐和200斤木炭，铜排一直引入观测室内。地线敷设好后用Zc-8型接地电阻测量仪，对大地进行多点测量而后取平均值，测得接地电阻值为0.7欧。该项工作由我厂动力科电工组李铭同志负责具体施工。此良好的接地体为磁场镜总调试带来了方便。

望远镜所用电机参数见电机目录一览表。



图(1)地線敷設示意图

THE DRIVE CONTROL CIRCUIT IN SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Hou Hui Fang

(*Nanjing Astronomical Instruments Factory*)

Abstract

The electric control in solar magnetic field telescope mainly contains the following parts: 1. electric drive control, 2. photoelectric scanner system, 3. constant temperature control in optic-filter, 4. other auxiliary control and earth bar laying with resistance of no more than 1 ohm. The second and third parts have been decribed in anotrer papers. The operation knobs for instrument are arranged on control rack and handle box. We offer low voltage 36v A.C. power into control handle box for safety. The operation speeds in polar axis are: 120°/min for course motion; 0.5°/min for slow one; 15 arc min/min for tracking motion and -2 arc min/min for fine motion and operation speeds in declination axis are: 7.5°-0.5°/sec for slow one and -2 arc min/min for fine. The unparallel regulation between the optical axis of main tube and photoelectric guider is realized by the synchro-indicators connecting the driving mechauism of telescope and photoelectvic guider. Experience has approved that all the control circuits are simple and reliable.

太阳磁场望远镜光电导行系统

侯惠芳　　韩峰　　明长荣

（南京天文仪器厂）　　（北京天文台）

一、引　言

太阳磁场望远镜是一台对太阳黑子进行观测，并能获得实时信息处理的仪器。在作光电扫描观测时，它的视场是3′×4′，其最小扫描方孔为2″×2″，用2″×2″的小方孔进行逐点扫描，最长观测时间为1小时取得一幅磁场的数据。若在观测时，跟踪精度不高，黑子群在被观测的视场内晃动，这在就测不到正确的数据。因而对望远镜跟踪提出较高的要求，要求导行精度在1″～2″。望远镜是赤道式装架，用同步电机作恒速驱动，为使赤道式装架按黄道跟踪，并克服望远镜的变形和大气折射，用光电伺服系统进行进一步的补偿。这种自动导行系统用得较多的是按偏差控制的光电伺服系统。它是测量太阳象对光轴的偏差来校正望远镜的位置误差，是一个有差调节系统。

二、光电检测器

光电检测部分见图(1)。通过导星镜进入光电检测装置的太阳像直径为ϕ80^{mm}，在太阳象边缘放置四个光导管（光敏电阻），在它之前各有一个狭缝，两两互相垂直，分别代表赤经和赤纬二个坐标。当太阳象完全处于遮光板的正中央时，见图1（A），四个光导管接收到相同的光通量，这时系统处于平衡状态。当太阳象发生偏移时，如图1（B），四个光导管接收到的光通量彼此不相等。因而在赤经和赤纬分别输出不平衡的差动误差讯号，通过放大去驱动执行电动机。这里采用DG-74型硫化镉光导管，它的光谱响应峰值为5500Å，而导星镜上采用绿色滤光片，其光谱响应在5324Å左右。与DG-74型光导管的光谱响应峰值相接近。狭缝装在太阳径向方向，是用两片薄型刀片的刀口构成一个平行的狭缝。狭缝长度为6mm，狭缝前光阑为ϕ4.5^{mm}。DG-74型光导管的梳状电极图形如图（2）。每根电极线宽测得为

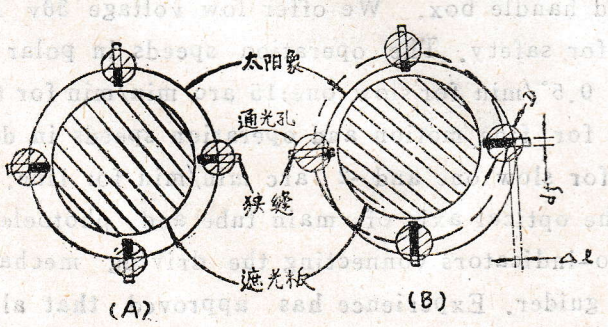


图　1

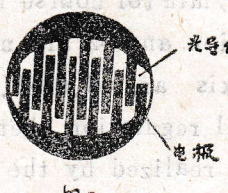


图2

0.2mm，电极之间的光导体为0.1mm，共有12对“电极—光导体”。狭缝与光导体之间位置如何安放，对接收到的光通量信号与光电流之间是否成线性关系有关。

若狭缝与光导管电极如图3（A）所示，那么狭缝只能≤0.1mm，很难保证对应的二个光导管的对称性。这对调整和固定带来一定的困难。

若狭缝与光导管如图3（B）所示，则太阳象移动的距离与光电流之间将会出现如图3(B)下面曲线所示的非线性关系。

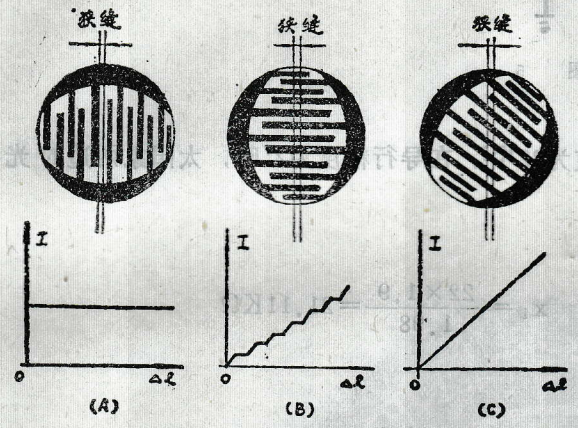


图 3

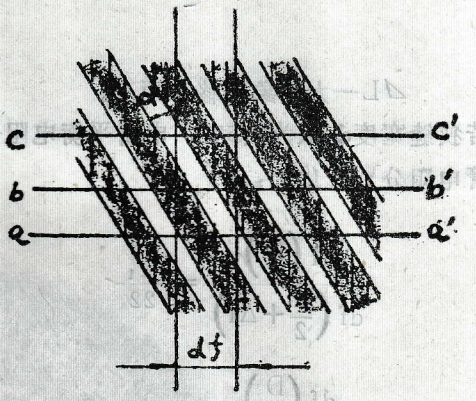


图 4

若狭缝与光导管的电极方向成某一α角，如图3（C）所示，对于某一确定的α角，可以求出最小的狭缝宽度d_f，以使得太阳象移动时，光通量与光电流之变化成线性关系。最佳狭缝宽度应取$d \geqslant d_f$。当$d \geqslant d_f$时，我们把太阳象与狭缝相交的边缘视为垂直于狭缝的截线段，如图（4）所示。对应于任何一条aa′，bb′，cc′线在光导体上的截线段都相等，因此太阳象在狭缝方向移动时，引起光电流的变化是线性的。在已知α夹角和电极—光导体的间距时，就可标出α与d_f的相应值，见表1。为调试方便，我们取电极与狭缝之间的夹角为45°，相应的狭缝宽度d_f取0.5mm。

表 1

α	30°	45°	60°
df	0.26mm	0.42mm	0.62mm

光电检测部份的线路见图（5）。要求检测电桥有较高的灵敏度，较小的误差以及较高的抗干扰和不受环境温度的影响等性能。我们采用交流电桥。根据DG-74型管子给出的参数，估算当导行精度达到2″时，电桥输出的不平衡电压。我们知道太阳象的张角为32′≒2000″，太阳呈象直径为ϕ80mm，对应2″的移动距离是

$$\frac{80^{mm}}{2000''}=\frac{\Delta L}{2''} \qquad \Delta L=80\mu m=0.08^{mm}$$

从图1中可以清楚地看出，太阳象偏移时，在一个方向的两只光导管受光面积也随之而改变。一只受光面积变大，另一只受光面积变小，它们的变化是相等的。此面积为：

$$s=d_f\times\left(\frac{D}{2}\pm\Delta L\right)$$

其中：d_f—狭缝宽度

D—光导管受光面的直径为ϕ3.8mm，

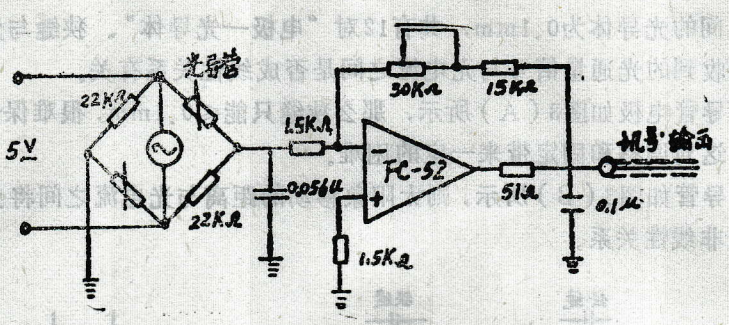


图 5

ΔL—太阳象偏移的距离。

若狭缝宽度d：取为0.5mm，电桥平衡电阻值为22KΩ，在导行精度为2″时，太阳象两边的光导管电阻分别变化了：

$$\frac{df\left(\frac{D}{2}\right)}{df\left(\frac{D}{2}+\Delta l\right)}=\frac{x_1}{22} \qquad x_1=\frac{22\times 1.9}{1.98}=21.11K\Omega$$

$$\frac{df\left(\frac{D}{2}\right)}{df\left(\frac{D}{2}-\Delta l\right)}=\frac{x_2}{22} \qquad x_2=\frac{22\times 1.9}{1.82}=22.96K\Omega$$

这时电桥输出的不平衡电压为：

$$\Delta U=\frac{R_1R_3-R_2R_4}{(R_1+R_2)(R_3+R_4)}\times U_0$$

$$=\frac{22\times 22-21.11\times 22.96}{(22+21.11)(22+22.96)}\times 5\doteq -1.7\,mv$$

从上面估算的值可见电桥的灵敏度是很高的。我们实测，当望远镜正常跟踪时，电桥输出电压约为1mv左右，与上面估算值相接近。为了提高抗干扰能力，此电桥是装在导行镜接收端的光电屏蔽盒内，并有良好的接地。

三、放大级及执行元件

前置放大级由一只FC52线性组件组成的反相放大电路。因电桥输出的讯号较大，所以对前置放大级无特殊要求，线路图见图（5），这是曲型的反相比例放大电路。它的等效电路见图（6）。为了简化，把运算放大器当作理想放大器，引用零子和任意子的概念，便可得出理想闭环增益：$K=\frac{U_o}{U_i}=\frac{R_F}{R_f}$图中$R_F$称做反馈回路电阻，$R_f$称为输入回路电阻，$R_P$为补偿电阻。参数选择时应时$R_P=Rf//R_F$，让放大器同相端与反相端的外接电阻相等，确保运算放大器处于对称平衡工作状态，以消除放大器的偏置电流及其漂移的影响。为了提高

闭环增益的动态精度，电路外接电阻的值也不宜选得太大。因为电阻值过高时，不采取一定措施，电阻精度不可能很高，影响电路的稳定性，一般宜在1—100kΩ之间选用。根据这些原则我们选用$R_f=R_P=1.5K\Omega$，$R_F=45K$（可调），放大器闭环增益在10—30之间可调。电路中分别在输入和输出端并接了一只0.1μf的电容，可有效地滤除高频干扰。这一级放大器装在导星镜末端的屏蔽盒中，通过14米长的屏蔽线接向电气控制柜的中间放大级电路。

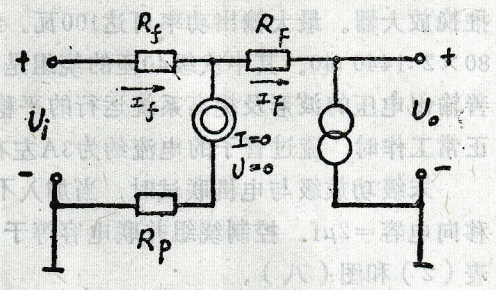


图 6

中间放大级

中间放大级电路见图（7）。这一级采用双端输入差动线性放大电路。它消除了一般双端输入差动放大器由于两个输入端信号的放大系数不相等而带来的运算误差，这里反相端接前置放大器来的输入误差信号，同相端接测速负反馈馈来的信号，若二个信号不相等，则放大器对V_1和V_2作减法运算。其输出电压的变化由下式决定：

$$V_0=\frac{R_F}{R_1}(V_1-V_2)$$

这一级放大倍数取10，在它的反相输入端对地并接了二只2CP型二极管用来限制大误差信号时的输入电压幅度。

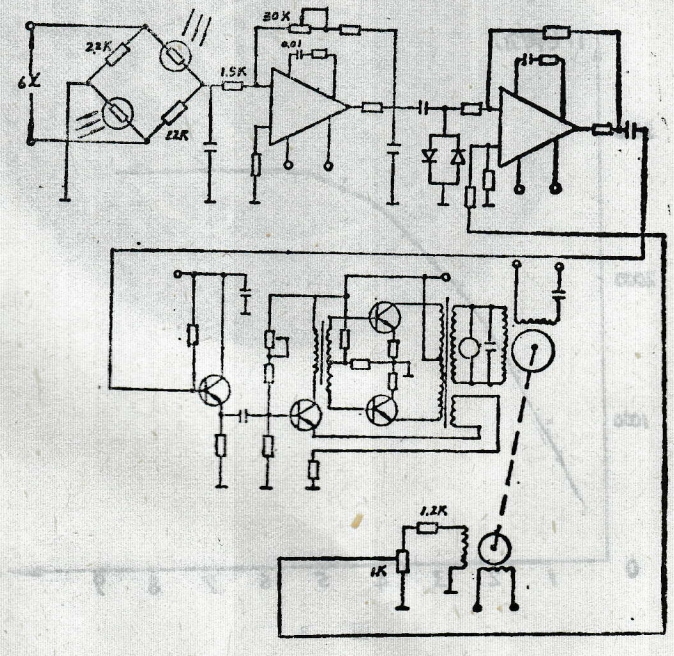


图 7

推动级及功放级

推动级由三极管3DG6和3DD4组成，见图（七），3DG6组成的射极跟随电路起到阻抗变换作用，并有较强的负载能力。3DD4组成的推动级是变压器输出级，它是利用晶体管收音

机的输入变压器把原边与付边反接接入电路中。末级放大用两只3DD8大功率管组成甲乙类推挽放大器。最大输出功率可达100瓦。经过计算和试验，输出变压器的初次级之匝比为：80×2:1440:40。其中次级40匝的绕组是接到推动级3DD4管子的射极，作为局部负反馈，改善输出电压的波形及提高系统运行的平稳性。末级功放级用24V5A的直流稳压电源供电，系统正常工作时，流过管子的电流约为3A左右。

末级功放级与电机联试时，当加入不同的电压，电机对应不同的输出转速，这时的激磁移向电容＝2μf。控制绕组并联电容等于1μf。电机正、反转与输入信号之间的关系及特性见表（2）和图（八），

表　2

顺时针运转	输入信号(V)	8	6	5.5	5	4.5	4	3.5	3	2.5	2
	电机转速(转/分)	2800	2800	2780	2740	2660	2560	2340	2160	1940	1680
	(V)	1.5	1.2	1	0.9	0.8	0.7	0.6	0.4	0.28	
	(转/分)	1320	1160	1000	880	780	660	570	400	180	
逆时针运转	输入信号(V)	8.5	7	6	5	4.5	4	3.5	3	2.5	2
	电机转速(转/分)	2800	2800	2770	2740	2660	2550	2350	2150	1900	1670
	(V)	1.5	1	0.9	0.8	0.7	0.6	0.4	0.28		
	(转/分)	1380	960	860	760	660	570	850	150		

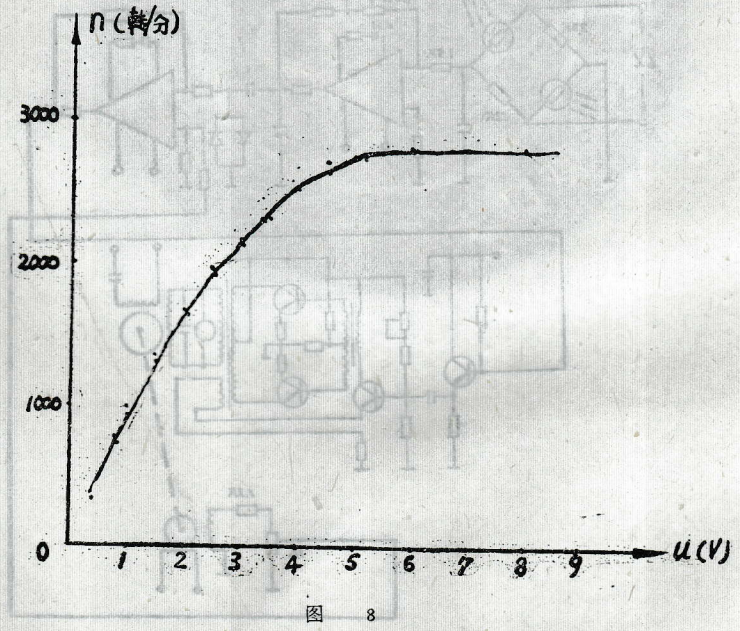


图　8

执行元件

系统的执行电动机采用南京微分电机厂生产的70SL5A2两相伺服电动机。其主要参数是：频率为50赫芝，励磁电压220v，控制电压220v，励磁电流0.3A，控制电流0.3A，输入功率2×40瓦，额定转矩900克·厘米，启动电压6V，额定转速1500转/分，转动惯量8×10^{-2}

克·厘米/秒²，时间常数0.013秒。这种电机一般用于两相电源，若使用单相电源时，激磁绕组要串并联电容。

四、光电导行系统稳定性分析：

导行电动机轴与极轴的传速比 $i=1500\times360\times\frac{60}{2}=16,200,000$ 望远镜极轴的负载转动惯量经估算约为5,000,000g·cm·s²，但由于要按 $\frac{1}{i^2}$ 值折算到电动机轴上，因此负载轴惯量折算到电动机轴上的转动惯量接近于0。而与电机轴耦合的二只m=1，Z=24的小齿轮、蜗杆轮系、联轴节等总的惯性，被近似认为与电机惯量相当，则系统的机电时间常数可算为二倍的电机机电时间常数，即0.026秒。

无测速反馈时的导行系统方框图如图（九）。简化成图（十）。这是一个二阶系统。其中无阻尼自然频率 $W_n=\sqrt{11.3}=3.36$

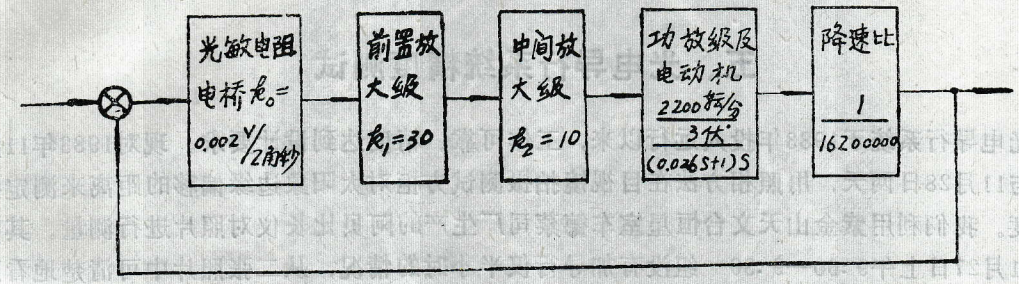


图 9

系统的阻尼比 $\xi=\frac{38.5}{2\times3.36}=5.73$，此值大于1。属过阻尼情况。对于单位阶跃输入时的时间响应近似为：

$$c(t)=1-e^{-(\xi-\sqrt{\xi^2-1})\omega nt}$$

$$=1-e^{-(5.73-\sqrt{5.73^2-1})3.36t}$$

$$=1-e^{-0.295t}$$

它的过渡过程曲线见图（十一）及表（3）。由过渡过程曲线可见，过阻尼系统，对任何输

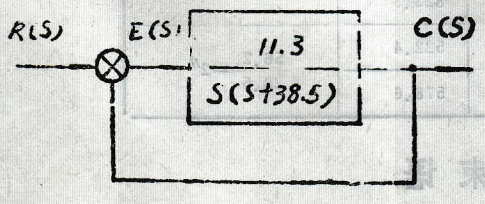


图 10

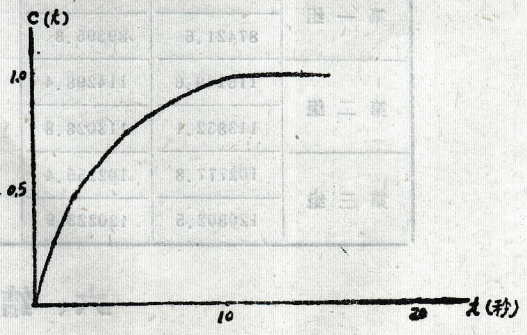


图 11

入信号的响应都是非常迟缓的。显然，这个系统是完全稳定的。造成过阻尼的主要原因是降速比选得太大。如果单纯从简化传动箱设计看，光电导行的最高速可以利用慢动速0.5°/分，使系统接近临界阻尼，提高系统对扰动的快速响应性，这对跟踪人造目标是尤为重要的。但对太阳这样的天体目标的跟踪，快速响应并不重要。保留微动速度，还便于观测调试。由于系统足够稳定，可以提高放大器的放大倍数以提高导行精度。

表 3

t (秒)	0	1	2	3	5	10	20
c (t)	0	0.256	0.446	0.587	0.771	0.948	0.997

本光电导行还具备测速反馈，测速反馈对系统性能的改善与比例加微分控制作用对系统性能的改善是相似的，这种改善都体现在增加特征方程阻尼项的系数，即加大系统的阻尼比。由于无测速反馈时的阻尼比已远大于临界阻尼比，因此加测速负反馈于光电导行系统中，其效果也就不甚明显了。

五、光电导行系统精度测试

光电导行系统于1983年投入远行以来，工作可靠、精度达到设计要求。现对1983年11月27日与11月28日两天，用照相方法在目视镜拍摄测试方柜对太阳象边缘偏移的距离来测定导行精度。我们利用紫金山天文台恒星室车德蔡司厂生产的阿贝比长仪对照片进行测量。其中83年11月27日上午9:00—9:30一组没有加导行仅半小时的情况，从二张照片中可清楚地看到方框偏移了一段距离，这时导行精度为51″。82年11月27日上午10:00—11:00拍摄的是加导行一小时的情况，从二张照片中基本上看不出偏移，这时导行精度为1″。82年11月28日中午11:40—下午1:40拍摄的是导行2小时的情况，基本上也看不出偏移，这时导行精度接近2″。精度测试与计算方法是从图中量得太阳象直径为ϕ55^{mm}，在天文年历上查得1983年某天的太阳象张角为32′30″＝1950″，经过计算1″相当于移动28.5μm，即$\Delta s=28.5\mu m$，在阿贝比长仪上对图十五中A及B点进行测量，然后进行计算，上述三组照片经过测算所得结果见表(4)。

表 4

	A	B	A-B		$s_1-s_2/\Delta s$
第一组	82843.3	83354.0	s_1	510.7	$\frac{1463.5}{28.5}=51''$
	87421.6	89395.8	s_2	1974.2	
第二组	115149.6	114298.4	s_1	851.2	$\frac{27.9}{28.5}=1''$
	113852.1	113028.8	s_2	823.3	
第三组	102777.8	102255.4	s_1	522.4	$\frac{56.2}{28.5}=2''$
	120802.5	120223.9	s_2	578.6	

六、结束语

过去认为用于太阳望远镜光电导行系统的光电检测装置其狭缝都是与太阳象边缘相切安

放的，导行精度与狭缝宽度有关，当导行精度要求高时，狭缝变得相当狭，同时一年四季太阳象直径是在不断变化的，张角变化约1′左右，因而四个狭缝之间的距离也要作相应的调整，使用调整麻烦。另外大气抖动引起边缘的抖动，经常会跳出狭缝的范围，因此影响导行精度。我们现在把狭缝取成经向放置，太阳象的大小变化可以不用考虑，大气抖动的影响也被平滑。光电导行电路于1983年初调试完毕，投入运行，经过一年的考验，电路工作稳定，精度达到设计要求。此项工作北京天文台胡岳风、艾国祥同志参加了调试，并进行了有益的讨论，在此一并表示感谢。

参 考 文 献

〔1〕绪方胜彦著　　现代控制工程

〔2〕R.H. Weitbrecht Confinuous Balance Photoelectric ;Guider, The Review of scientific Instruments. Feb. 1957

〔3〕W.O.Roberts, Photoelectric sight for solar Telescope, Electronics, June, 1946

PHOTOELECTRIC GUIDE SYSTEM IN THE SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Hou Hui Fang

(Nanjing Astronomical Instroments Factory)

Ming Chang Rong　　Han Feng

(Beijing Astronomical Observatory)

Abstract

A photoelectric guide system in the solar magnetc fields telescope makes use of two paris of photoconductors as its sensors. The diameter of the solar smage whi ch pass through the guider tube and projected on the photo-detector is 80mm. 4 slits with a width of 0.2mm are in front of 4 photoconductors respectively. They are located arround the edge of the image and are aligned in iwo perpendicular directions. One pairs of photoconductors are for rightascenston and another pairs for declination. When the solar image is at the centre of the screen plate the servo system is in case of balaning for all 4 photocondutcors getting equal photoflux. If the solar image moves away from the center of interrupted screen plate, each photoconductor will get unequal photoflux. The unbalanced differential error signals on both right ascension and declination are amplified and control the correspondent motors. These slits slits are arranged radially. Each one is composed of 2 sharp razors to form a parallel slit which has a length of 6mm The diameter of the aperture in front of the slit is 4.5mm.

Two-phase A.C. servomotor is used for executive motor. This servo system belongs to over-damping system because of its very large speed reducer. It results slow response time to any input signal. It is evident that system is complete stable. This system effers tachogenerator feedback. The effect of tachogenerator feedback in photoelectric servo system is not so obvious because the damping ratio is more greater than critical damping ratio.

By traditional method the slits of photoelectric detector is used to settle tangency with edge of solar image. The guide accuracy is dependent on the width of slit. Higher accuracy needs more narrow slit. It will get trouble since the diameter of solar image varies according to all seasons. Now we settle the slit radially, so the user needn't consider the variation of solar image. The effect of seeing is also filtered out.

The photoelectric guider had been tested at the beginning of 1983.and put it into operation. The fact shows the performance of the guide is good and the guide accuracy is better than 2 arcseconds.

赤道式望远镜转仪钟电路

侯惠芳

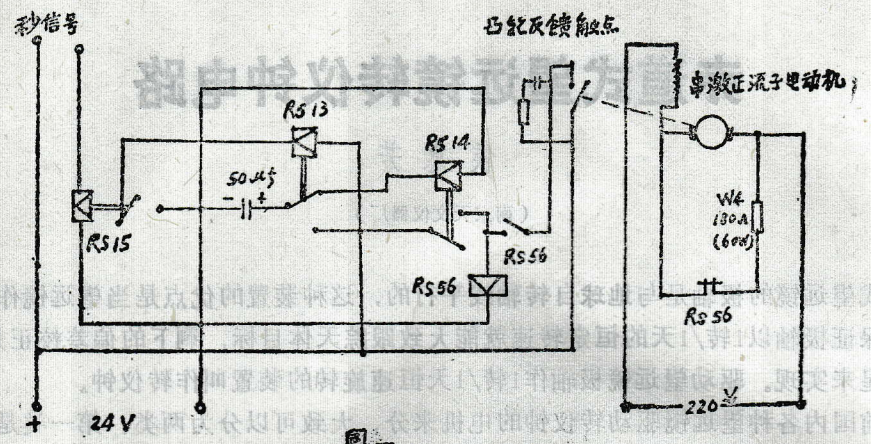
（南京天文仪器厂）

赤道式望远镜的极轴是与地球自转轴线平行的，这种装置的优点是当望远镜作跟星观测时，只要保证极轴以1转/1天的恒定转速就能大致跟踪天体目标，剩下的偏差校正是靠目视或光电导星来实现。驱动望远镜极轴作1转/1天恒速旋转的装置叫作转仪钟。

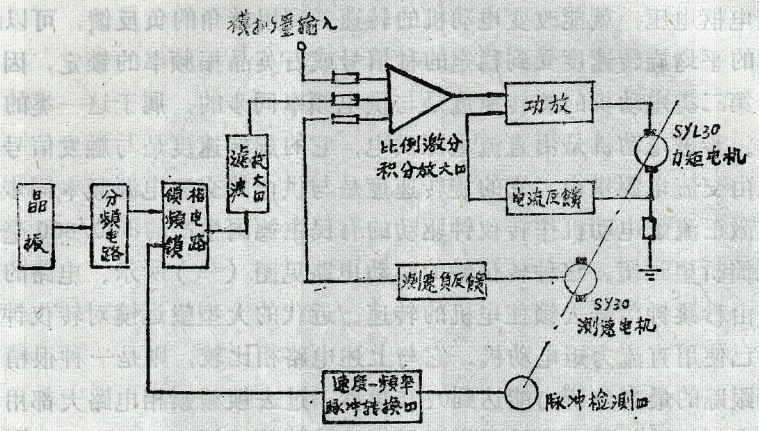
就目前国内各种望远镜驱动转仪钟的电机来分，大致可以分为两类：第一类是可以调节速度的电动机，例如串激正流子电动机，直流它激电动机，直流力矩电动机等，通过改变它们的电枢电流或电枢电压，就能改变电动机的转速。利用转角的负反馈，可以组成锁频锁相装置，使电动机的平均旋转速度受到稳定的秒信号或石英晶振频率的锁定，因而实现了转仪钟的恒速旋转；第二类电动机的旋转速度是与供电频率同步的，属于这一类的有步进电机及交流同步电动机。步进电动机是由直流电源供电，它的旋转速度是与触发信号的频率同步的。同步电动机由交流电源供电，它的旋转速度是与供电的交流电源频率同步。

使用单相串激正流子电动机作转仪钟驱动的有民主德国生产的900/600毫米施米特望远镜及400毫米双筒折望远镜。这种转仪钟的驱动电路见图（一）所示。电路的主要特点是使用变速电动机并由秒跳钟信号去锁住电机的转速。近代的大型望远镜对转仪钟的跟踪要求更高，很多望远镜已使用直流力矩电动机，它与上述电路相比较，则是一种很精密的锁频锁相系统，使转仪钟跟踪的最高分辨力能达到0.05角秒。过去锁频锁相电路大都用在高频接收机的频率同步，现在锁频锁相技术已被用在电机转速的精确控制。如图（二）所示。在电机驱动轴上装有一只脉冲检测器及一只测速发动机，当驱动轴转动时，脉冲检测器发出转角反馈脉冲信号，而系统的输入信号是由晶体振荡器产生的较稳定的频率，把上述二种脉冲信号同时送入鉴频鉴相网络，进行频率和相位比较，产生了一个与两者之差相角成比例的误差电压，用这个误差电压控制力矩电机速度使之朝误差电压减少的方向变化。在锁定范围内能保证驱动电机的转速与晶体振荡器输出的脉冲频率同步。测速发电机的作用是增加系统的黏性阻尼系数，保证了动态系统的稳定性。

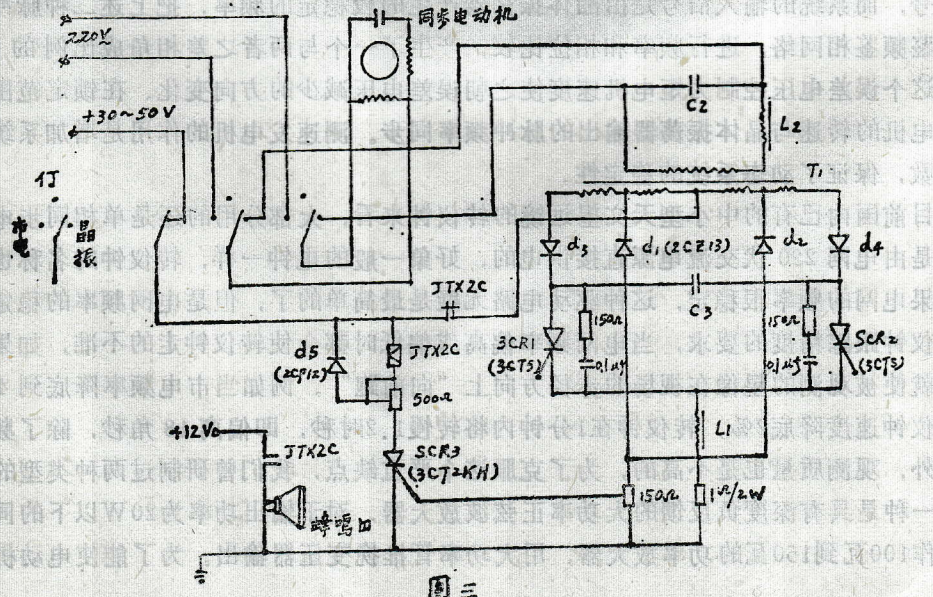
从目前国内已有的中小型天文望远镜的转仪钟来看，大部分用的还是单相同步电动机，有不少是由电网220伏交流电源直接供电的，好象一般的电钟一样，转仪钟的名称也由此而来。如果电网的频率很稳定，这种驱动电路无疑是最简单的了，但是电网频率的稳定度满足不了转仪钟跟踪精度的要求，当电网频率偏高或偏低时都会使转仪钟走的不准，如果频率偏低，这就使被观测的星像在视场的赤径方向上“向前跑”。例如当市电频率降底到49周/秒时，转仪钟速度降底2%，转仪钟在1分钟内将转慢1.2时秒，即偏离18角秒，除了频繁的导星驱动外，观测质量也是不高的，为了克服这个严重缺点，我们曾研制过两种类型的稳频电源。第一种是具有深度负反馈的大功率正弦波放大器，对于输出功率为20W以下的同步电动机需制作100瓦到150瓦的功率放大器，用大功率管推挽变压器输出。为了能使电动机异步启


秒信号
马纪反馈触点
串激直流电动机
RS13
RS14
50μF
RS15
RS56
RS56
W4
130Ω
(60W)
RS56
220V
+
24V

图一


模拟量输入
功放
比例微分
积分放大回
SYL30
力矩电机
电流反馈
测速负反馈
SY30
测速电机
速度-频率
脉冲转换回
脉冲检测回
晶振
分频电路
相位锁频电路
滤波放大回

图二


同步电动机
220V
+30~50V
市电
晶振
C2
L2
T1
d3
d1(2CZ13)
d2
d4
JTX2C
C3
150Ω
3CR1
(3CT5)
0.1μF
150Ω
0.1μF
SCR2
(3CT5)
d5
(2CP12)
JTX2C
500Ω
L1
+12V
JTX2C
SCR3
(3CT2KH)
蜂鸣回
150Ω
1W/2W

图三

动，并自动拉入同步，要求放大器的输出阻抗很低，为此采用了深度负反馈的方法，使功率放大器的输出成为恒压源。这种装置的电效率也嫌低，且要获得50周/秒的正弦波稳频信号也麻烦，稍大功率的电动机很难启动，即使启动也难拉入同步。为此我们又进一步试制成了可控硅逆变器的稳频电源。磁场望远镜的转仪钟就是用这种可控硅逆变器组成的稳频电源。这种电源的频率与市电无关，完全是由石英晶体振荡器分频而得的。

逆变器的主电路如图三所示。它是由两只可控硅管组成的并联型逆变器，能把直流变成很接近于正弦波的交流电源，它的频率由石英晶体振荡器经脉冲分频而得，由这种装置给转仪钟的同步电动机供电能保证电机的同步转速不变，比起晶体管功率放大器耗电量小，稳定可靠，同步电动机非常易于启动，拉入同步。

两只可控硅管SCR_1及SCR_2的控制极分别通以相位差180°的50周/秒的脉冲，由于换向电容器C_3的充电及放电，当任一可控硅管的控制极触发其主回路导通时，原先储存在电容器C_3上的电荷将会使原来导通的可控硅管转为截止。对于同步电动机这样的电感性负载，光有电压换向还是不够的，如果相位上落后的电流跟不上换向的话，那么电容器C_3上的电荷放光了，由于所触发的可控硅管没有维持电流也会自己关掉，造成两只可控硅管瞬间同时关掉而致使换向失败。为了使可控硅回路中的电流不中断，使用换向电感器L_1是必要的。电感L_1和电容C_1所构成的反压时间t_o必须大于可控硅管的关断时间t_{off}（一般为25μs～40μs），由L_1与C_1构成的反压时间t_o可按下式计算：

$$t_o=\frac{\pi}{3}\sqrt{L_1C_1}$$

在损耗最小条件下L_1、C_1由下式确定：

$$L_1=\frac{t_{off}\cdot E}{0.425\,I_o}\quad;$$

$$C_1=\frac{t_{off}\cdot I_o}{0.425\,E}\quad。$$

式中t_{off}为可控硅管关断时间，一般$t_{off}=25\mu s\sim40\mu s$，

E—为直流电源电压（伏）

I_o—为元件最大负载电流（安）。

C_1越大，则逆变器工作越可靠，但损耗也大；L_1过大则由于换向时在其两端产生的感应电势过大，有可能使SCR正向击穿而导致换向失败。为了使换向电容不经过变压器T_1绕组，而只能通过两只可控硅管放电，因此，线路上还加接了封锁二极管d_3和d_4。此外为了提高逆变器的效率，用d_1及d_2两只二极管能将负载上的无功功率及电感L_1上的电磁能经变压器T_1上的自耦绕组回馈到直流电源上去。变压器T_1的付边绕组是升压的，利用L_2C_2的滤波谐振性能，送到同步电机上的电源很接近正弦波。万一因控制极的触发信号失灵而致换流失败，SCR_3可使逆变器断开直流供电，蜂鸣器会报警。供逆变器两只可控硅管控制极触发用的稳频信号的方框图如图四所示。图上的100KC晶体振荡器是供太阳望远镜转仪钟用的。对于观测恒星用的转仪钟可选用北京晨星无线电厂生产的100·273KC/S的石英晶体。

十分频的电路可选用中小规模的数字集成电路。变压器T_2及T_3可选购晶体管收音机的输出变压器降压输出到可控硅管的控制极上。

由石英晶体振荡器分频的可控硅管逆变器除了天文望远镜极轴转仪钟上使用外，凡要求转速恒定的地方，例如地震记录仪等都有其应用的价值。

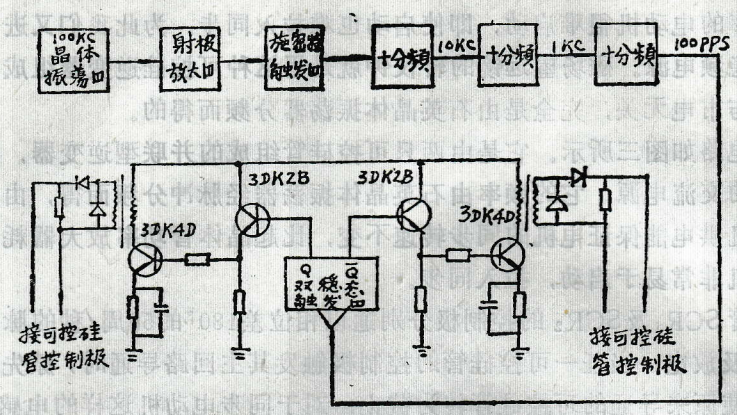


图　四

CLOCK DRIVING CIRCUIT IN EQUATORIAL MOUNTING TELTSCOPE

Hou Hui Fang

(*Nanjing Astronomical Instruments Factory*)

Abstract

This paper introduces various polar axis clock driving circuits in equatorial mounting telescopes especially the silicon controlled rectifier inverser circuit of which the frequency is controlled by quartz oscillator with a frequency divider. In stead of the main line power this stable frequeny power unit offers a constant frequency power to synchro motor so that the clock has a higher tracking accuracy in poiar axis clock driving. It results in high quality for astronomical observation. This circuit is not only for the constant speed tracking in telescope, but also for the application where the connstant stable speed is needed.

太阳磁场望远镜作交直流比的BCD码除法器

侯惠芳　　明长荣

（南京天文仪器厂）　　（北京天文台）

引　言

太阳磁场望远镜是通过测量谱线的裂距来求得磁场的变化。在测量过程中，需要扣掉背景光的变化，通过本除法器将测出来的值进行交直流之比，便能直接测到磁场变化的物理量。这是一个专用的、用硬件组成的四位BCD码除法器。若将控制部份作适当的变动，还可用于加减法及乘法运算。

一、工作原理

BCD码除法同其他除法一样也是乘法的逆运算。在除法中商是通过从被除数中重复减去除数而形成的，减的次数即为商。除法的方法很多，这里采用了定点规格化数的直接相减的除法运算原理来进行设计。除法器方框图见图（1）。此框图不考虑符号、不考虑小数、光作四位整数相除的电路框图。符号、小数另行处理。考虑到当X＜Y时，要左移一位，所以多放一位空位。Y相应也要一位空位，这样X、Y的位数对齐进行相减，也即使数规格化了。图中X、Y、Z均为BCD码移位寄存器。每一位由四个二进位的移位寄存器做成。因此对于五位十进制数的X、Y、Z移位寄存器都相应有20位做成。X移位寄存器是存放被除数X的，除了能接收数外，尚具有左移及右移的功能。Y移位寄存器是存放除数Y的，除了能接收数外，尚需具有右移功能。而Z寄存器是寄存商数Z的，Z寄存器的第一位不仅能移位，还需具有计数功能，因此设计成BCD计数寄存器，正个Z移位寄存器尚具有左移功能。通过控制器及X≥Y的判别电路，控制着正个除法的运算过程。控制器的功能有：（1）发出清楚脉冲使X、Y、Z移位寄存器置“0”，（2）操作数，对X、Y送数，（3）相除：启动、检查判别，若X≥Y则上商，X、Y右移五位，若X＜Y则不上商，左移一次，再判别，若≥则继续作下去，直到连续运算做完一次除法才停机。下一次采样脉冲来时，再启动机器进行工作。

在除法过程中，根据使用单位提出的要求，几个物理量的交直流比的范围，一般取X≤Y，若X数大于Y，则X必须不大于10倍的Y，否则控制部分重新考虑。用本除法器运算结果总是以$Z_4Z_3Z_2Z_1\times10^{m}$形式显示数据。Z_{1-1}是商的有效数字，m是决定小数点的幂次。商的范围在$Z_4Z_3Z_2Z_1\times10^{-3}$～$Z_4Z_3Z_2Z_1\times10^{-7}$，对这样一个范围，我们采用了一级八进计数

器，只要对X左移的次数进行计数，便得小数点的位置了。

商的符号是这样处理的，将X、Y即被除数和除数的符号送入与或非电路判别，用触发器把商的符号保存起来见图（2）。除法器的整个工作过程大致如上所述。下面对几个环节的设计进一步叙述如下。

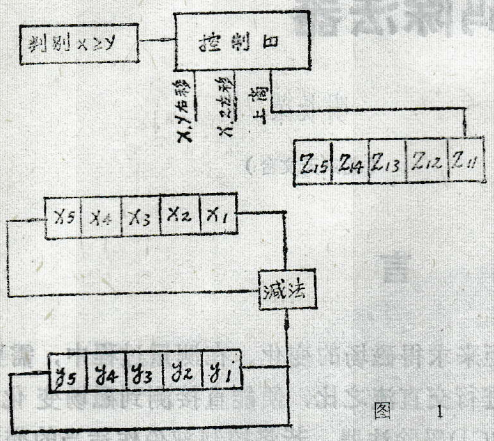


图 1

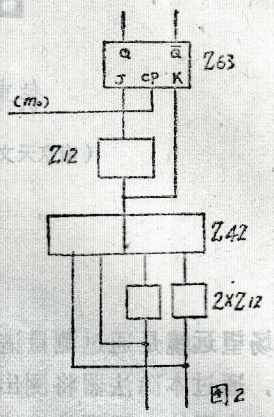


图2

二、BDC码减法器

十进减法器（BCD码）减法器可以用二进制码全减器和二进制码半减器构成，在有借位时进行减六修改。先看二进制全减器的设计。二进制全减器的真值表见表1。对差数Cn可写

表 1

被减数 x	0	0	0	0	1	1	1	1
减 数 y	0	0	1	1	0	0	1	1
前借位数 Z_{n-1}	0	1	0	1	0	1	0	1
差 数 C	0	1	1	0	1	0	0	1
后借位数 Zn	0	1	1	1	0	0	0	1

出其四种“0”状态或四种“1”状态的逻辑式来。现对其四种“0”状态来分析差数存在的几种可能性。并推出它的一般关系式：

$$\overline{C_n}=\overline{X_n}\,\overline{Y_n}\,\overline{Z}_{n-1}+\overline{X}_n Y_n Z_{n-1}+X_n\overline{Y}_n Z_{n-1}+X_n Y_n\overline{Z}_{n-1}$$

在此式中加上下列一些无用项，以利化简。则，

$$\begin{aligned}\overline{C_n}&=\overline{X}_n\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1}+\overline{X}_nY_nZ_{n-1}+X_n\overline{Y}_nZ_{n-1}+X_nY_n\overline{Z}_{n-1}\\&+(\overline{X}_nX_n\overline{Y}_n+\overline{X}_nX_n\overline{Z}_{n-1})+(X_nZ_{n-1}\overline{Z}_{n-1}+\overline{Y}_nZ_{n-1}\overline{Z}_{n-1})\\&+(X_nY_n\overline{Y}_n+\overline{Z}_{n-1}Y_n\overline{Y}_n)\\&=[\overline{X}_n\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1}+(\overline{X}_nX_n\overline{Y}_n+\overline{X}_nX_n\overline{Z}_{n-1})]+\overline{X}_nY_nZ_{n-1}\\&+[X_n\overline{Y}_nZ_{n-1}+(X_nZ_{n-1}\overline{Z}_{n-1}+\overline{Y}_nZ_{n-1}\overline{Z}_{n-1})]\\&+[X_nY_n\overline{Z}_{n-1}+(X_nY_n\overline{Y}_n+\overline{Z}_{n-1}Y_n\overline{Y}_n)]\\&=\overline{X}_n(\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1}+X_n\overline{Y}_n+X_n\overline{Z}_{n-1})+Z_{n-1}(X_n\overline{Y}_n\\&+X_n\overline{Z}_{n-1}+\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1})+Y_n(X_n\overline{Z}_{n-1}+X_n\overline{Y}_n+\\&\overline{Z}_{n-1}\overline{Y}_n)+\overline{X}_nY_nZ_{n-1}\\&=\overline{X}_n\overline{Z}_n+Z_{n-1}\overline{Z}_n+Y_n\overline{Z}_n+\overline{X}_nY_nZ_{n-1}\end{aligned}$$

其中 $\overline{Z_n}\quad X_n\overline{Z}_{n-1}+X_n\overline{Y}_n+\overline{Z}_{n-1}\overline{Y}_n$ 。为了用与或非门来实现上面的逻辑式，尚需对此式再作处理。

$$\begin{aligned}\overline{C_n}&=\overline{\overline{X}_n\overline{Z}_n+Y_n\overline{Z}_n+Z_{n-1}\overline{Z}_n+\overline{X}_nY_nZ_{n-1}}\\&=\overline{(X_n+Z_n)(\overline{Y}_n+Z_n)(\overline{Z}_{n-1}+Z_n)(X_n+\overline{Y}_n+\overline{Z}_{n-1})}\\&=\overline{(X_n\overline{Y}_n+Z_n)(\overline{Z}_{n-1}+Z_n)(X_n+\overline{Y}_n+\overline{Z}_{n-1})}\\&=\overline{(Z_n+X_n\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1})(X_n+\overline{Y}_n+\overline{Z}_{n-1})}\\&=\overline{X_nZ_n+X_n\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1}+\overline{Y}_nZ_n+Z_n\overline{Z}_{n-1}}\\&=\overline{X_nZ_n+\overline{Y}_nZ_n+\overline{Z}_{n-1}Z_n+X_n\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1}}\end{aligned}$$

上面推导结果得：

$$\begin{aligned}C_n&=\overline{\overline{X}_n\overline{Z}_n+Z_{n-1}\overline{Z}_n+Y_n\overline{Z}_n+\overline{X}_nY_nZ_{n-1}}\\\overline{C_n}&=\overline{X_nZ_n+\overline{Y}_nZ_n+\overline{Z}_{n-1}Z_n+X_n\overline{Y}_n\overline{Z}_{n-1}}\end{aligned}$$

对后借位数Zn用同样方法进行推导：

$$\overline{Z_n} = \overline{\bar{x}_n \bar{y}_n Z_{n-1} + \bar{x}_n y_n \bar{Z}_{n-1} + \bar{x}_n y_n Z_{n-1} + x_n y_n Z_{n-1}}$$

$$= \bar{x}_n \bar{y}_n Z_{n-1} \cdot \bar{x}_n y_n \bar{Z}_{n-1} \cdot \bar{x}_n y_n Z_{n-1} \cdot x_n y_n Z_{n-1}$$

$$= (x_n + \overline{\bar{y}_n Z_{n-1}})(x_n + \overline{y_n \bar{Z}_{n-1}})(x_n + \overline{y_n Z_{n-1}})(\bar{x}_n + \overline{y_n Z_{n-1}})$$

$$= (x_n + \overline{\bar{y}_n Z_{n-1}} \cdot \overline{y_n \bar{Z}_{n-1}}) \cdot \overline{y_n Z_{n-1}}$$

$$= [x_n + (\bar{y}_n + Z_{n-1})(y_n + \bar{Z}_{n-1})](\bar{y}_n + \bar{Z}_{n-1})$$

$$= (x_n + \bar{y}_n \cdot \bar{Z}_{n-1} + y_n Z_{n-1})(\bar{y}_n + \bar{Z}_{n-1})$$

$$= x_n \bar{y}_n + \bar{y}_n \bar{Z}_{n-1} + x_n \bar{Z}_{n-1} + \bar{y}_n \bar{Z}_{n-1}$$

$$= x_n \bar{y}_n + x_n \bar{Z}_{n-1} + \bar{y}_n \bar{Z}_{n-1}$$

$$\therefore Z_n = \overline{x_n \bar{y}_n + x_n \bar{Z}_{n-1} + \bar{y}_n \bar{Z}_{n-1}}$$

为了用与或非门对$\overline{Z}_n$逻辑式编排框图，尚需再进一步推算：

$$Z_n = \overline{\overline{x_n \bar{y}_n + x_n \bar{Z}_{n-1} + \bar{y}_n \bar{Z}_{n-1}}}$$

$$\overline{(\bar{x}_n + y_n)(\bar{x}_n + Z_{n-1})(y_n + Z_{n-1})}$$

$$\overline{(\bar{x}_n + y_n Z_{n-1})(y_n + Z_{n-1})}$$

$$\overline{\bar{x}_n y_n + \bar{x}_n Z_{n-1} + y_n Z_{n-1}}$$

综合上面推导可得下面二种结果：

$$C_n = \overline{\bar{x}_n \bar{Z}_n + Z_{n-1} \bar{Z}_n + y_n \bar{Z}_n + \bar{x}_n y_n Z_{n-1}}$$

$$\overline{Z_n} = \overline{\bar{x}_n Z_{n-1} + \bar{x}_n y_n + y_n Z_{n-1}}$$

$$\overline{C_n} = \overline{x_n Z_n + \bar{Z}_{n-1} Z_n + \bar{y}_n Z_n + x_n \bar{y}_n \bar{Z}_{n-1}}$$

$$Z_n = \overline{x_n \bar{Z}_{n-1} + x_n \bar{y}_n + \bar{y}_n \bar{Z}_{n-1}}$$

根据上面逻辑式可推知一位二进制全减器的逻辑方柜图，见图（3）。

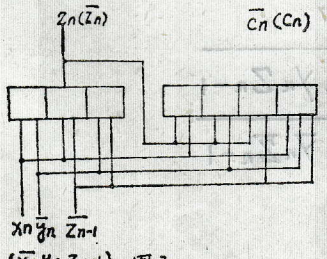


图3

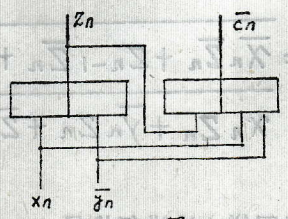


图4

下面再来推导一位二进制半减器的设计，其真值表见表2。其逻辑式为：

$$Z_n = \overline{\overline{x}_n y_n}$$
$$= \overline{\overline{x}_n y_n}$$
$$= x_n + \overline{y}_n$$
$$C_n = \overline{\overline{x}_n y_n + x_n \overline{y}_n}$$
$$Z_n + x_n \overline{y}_n$$

表 2

被减数 x	0	0	1	1
减 数 y	0	1	0	1
差 数 C	0	1	1	0
后借位数 Z	0	1	0	0

由上面推得的Zn和$\overline{C}$n逻辑式得图（四）一位二进制半减器的逻辑图。利用上面推得的二进全减器及二进半减器的逻辑图来构成图（五）所示的一位十进别（即BCD）减法器的逻辑框图。它需要22个单门组成。在有借位时进行减六修改。六是0110，即中间二位减“1”，图中前借位和后借位都在全减器8的Zn上，若Zn有“1”出现，说明要向后借位，然后送到JK 触发器上，当下次右移脉冲来时，在相减时要考虑前借位Z_{n-1}。此十进减法器经过试验证明是可行的。现将试验时的数据列于下表，对照图（五）可以进一步了介和看清此十进减法器的工作过程。

表 3

	x_8	$\overline{y_8}$	$\overline{z_4}$	z_8	$\overline{C_8}$	C_8	$\overline{x_4}$	y_4	z_2	$\overline{z_4}$	C_4	x_2	$\overline{y_2}$	$\overline{z_1}$	z_2	$\overline{C_2}$	C_2	x_1	y_1	z_8	z_1	C_1
0−0=0 0000−0000 =0000	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
1−1=0 0001−0001 =0000	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0
9−9=0 1001−1001 =0000	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0
8−3=5 1000−0100 =0100	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
8−4=4 1000−0101 =0011	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
8−5=3 1000−0101 =0011	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1
6−5=1 0110−0101 =0001	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
6−1=5 0110−0001 =0101	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
9−5=4 1001−0101 =0100	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0
9−1=8 1001−0001 =1000	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0
7−6=1 0111−0110 =0001	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1
5−3=2 0101−0011 =0010	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1		1	0	1	0	1	0

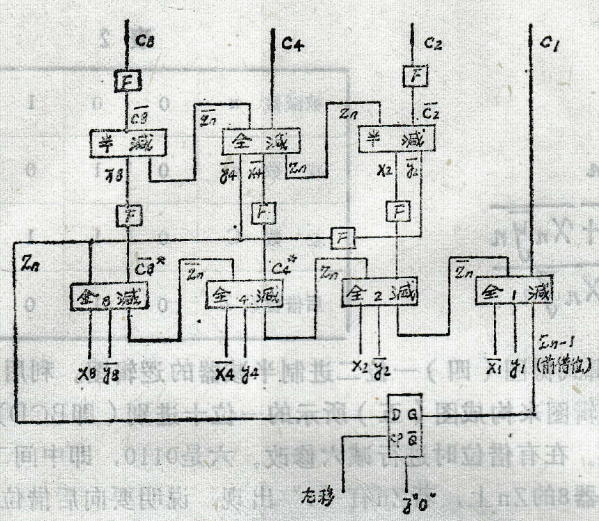


图5 一位十进制减法电逻辑框图

三、判别x≥y的逻辑设计：（x、y是4位情况）

4位的X、Y二数要满足X≥Y须使下列逻辑函数式成立。

$$f(x\geqslant y)=(x_4>y_4)+(x_4=y_4)(x_3>y_3)+(x_4=y_4)(x_3=y_3)(x_2>y_2)$$
$$+(x_4=y_4)(x_3=y_3)(x_2=y_2)(x_1>y_1)+(x_4=y_4)(x_3=y_3)$$
$$(x_2=y_2)(x_1=y_1)$$

为了便于电路的实现，对上式再作转换，两边取反，根据狄·摩根定理可得：

$$\overline{f(x\geqslant y)}=\overline{x_4>y_4}\ \overline{(x_4=y_4)(x_3>y_3)}\cdot\overline{(x_4=y_4)(x_3=y_3)}$$
$$\overline{(x_2>y_2)}\cdot\overline{(x_4=y_4)(x_3=y_3)(x_2=y_2)(x_1>y_1)}\cdot$$
$$\overline{(x_4=y_4)(x_3=y_3)(x_2=y_2)(x_1=y_1)}$$
$$=\overline{(x_4>y_4)}\cdot[\overline{(x_4=y_4)}+\overline{(x_3>y_3)}]\cdot[\overline{(x_4=y_4)}+$$
$$\overline{(x_3=y_3)}+\overline{(x_2>y_2)}]\cdot[\overline{(x_4=y_4)}+\overline{(x_3=y_3)}+\overline{(x_2=y_2)}+\overline{(x_1>y_1)}]$$
$$\cdot[\overline{(x_4=y_4)}+\overline{(x_3=y_3)}+\overline{(x_2=y_2)}+\overline{(x_1>y_1)}]$$
$$=\overline{④}_{>}\cdot[\overline{④}=+\overline{③}_{>}]\cdot[\overline{④}=+\overline{③}=+\overline{②}_{>}]$$
$$\cdot[\overline{④}=+\overline{③}=+\overline{②}=+\overline{①}_{>}]\cdot[\overline{④}=+\overline{③}=+\overline{②}=+\overline{①}=]$$

利用（A+B）（A+C）=A+BC化简上式：

$$\overline{f(x\geqslant y)}=\bar{④}_{>}\cdot[\bar{④}_{=}+\bar{③}_{>}(\bar{③}_{=}+\bar{②}_{>})][\bar{④}_{=}+\bar{③}_{=}+\bar{②}_{=}+\bar{①}_{=}\bar{①}_{>}]$$

$$=\bar{④}_{>}[\bar{④}_{=}+\bar{③}_{=}\bar{③}_{>}+\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}][\bar{④}_{=}+\bar{③}_{=}+\bar{②}_{=}+\bar{①}_{=}\bar{①}_{>}]$$

$$=\bar{④}_{>}[\bar{④}_{=}+\bar{④}_{=}\bar{③}_{=}+\bar{④}_{=}\bar{②}_{=}+\bar{④}_{=}\bar{①}_{=}\bar{①}_{>}+$$

$$\bar{④}_{=}\bar{③}_{=}\bar{③}_{>}+\bar{③}_{=}\bar{③}_{>}+\bar{③}_{=}\bar{③}_{>}\bar{②}_{=}+\bar{③}_{=}\bar{③}_{>}\bar{①}_{=}\bar{①}_{>}$$

$$+\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{④}_{=}+\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{④}_{=}+\bar{③}_{=}\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}+\bar{③}_{>}\bar{②}_{=}\bar{②}_{>}$$

$$+\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{①}_{=}\bar{①}_{>}]$$

利用A＋AB＝A化简

$$\bar{④}_{>}[\bar{④}_{=}+\bar{③}_{=}\bar{③}_{>}+\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{②}_{=}+\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{①}_{>}\bar{①}_{=}]$$

$$=\bar{④}_{>}\bar{④}_{=}+\bar{④}_{>}\bar{③}_{>}\bar{③}_{=}+\bar{④}_{>}\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{②}_{=}+\bar{④}_{>}\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{①}_{>}\bar{①}_{=}$$

再两边取反得：

$$f(x\geqslant y)=\overline{\bar{④}_{>}\bar{④}_{=}+\bar{④}_{>}\bar{③}_{>}\bar{③}_{=}+\bar{④}_{>}\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{②}_{=}+\bar{④}_{>}\bar{③}_{>}\bar{②}_{>}\bar{①}_{>}\bar{①}_{=}}$$

对于x数和y数中的任意一位，在判别x≥y时，只要按照下面二逻辑函数式来排逻辑便可。写成一般式：

$$f(x_i>y_i)=x_{i8}\bar{y}_{i8}+[(\bar{x}_{i8}\bar{y}_{i8}+x_{i8}y_{i8})x_{i4}\bar{y}_{i4}]+[(\bar{x}_{i8}\bar{y}_{i8}+x_{i8}y_{i8})(\bar{x}_{i4}\bar{y}_{i4}+x_{i4}y_{i4})x_{i2}\bar{y}_{i2}]+[(\bar{x}_{i8}\bar{y}_{i8}+x_{i8}y_{i8})(\bar{x}_{i4}\bar{y}_{i4}+x_{i4}y_{i4})(\bar{x}_{i2}\bar{y}_{i2}+x_{i2}y_{i2})x_{i1}\bar{y}_{i1}$$

$$f(x_i=y_i)=(\bar{x}_{i8}\bar{y}_{i8}+x_{i8}y_{i8})(\bar{x}_{i4}\bar{y}_{i4}+x_{i4}y_{i4})(\bar{x}_{i2}\bar{y}_{i2}+x_{i2}y_{i2})(\bar{x}_{i1}\bar{y}_{i1}+x_{i1}y_{i1})$$

式中的$\bar{x}_{i8}y_{i8}$表示x在8.4.2.1码中的权8上大于y的权8上的数，则此位x数必大于y数。上面f（$x_i>y_i$）及f（$x_i=y_i$）式子中$x_i\bar{y}_i$表示$x_i>y_i$，$\bar{x}_i\bar{y}_i$或x_iy_i表示$x_i=y_i$。从上面推得f（x≥y）的逻辑式可得如图（六）的判别x≥y的逻辑方柜图。这是判别4位数的情况。在这里已够用了，虽然x寄存器有五位，其中有一位是借位，y寄存器因为要和x一起参加运算，所以也多一位空位，这样位数相等，但是x、y只送4位数，当x发生借位时，x_5必不为0，所以x_5必大于y_5。

四、BDC码计数寄存器设计：

本系统采用的是平行计数器，来一个脉冲，4位数同时改变状态。其线路是按照如下关

系来设计。

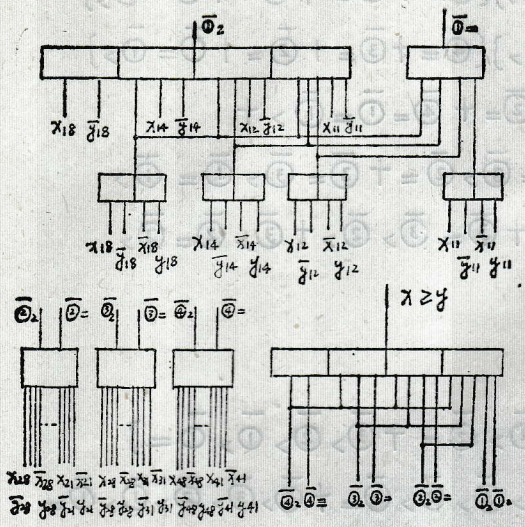


图6

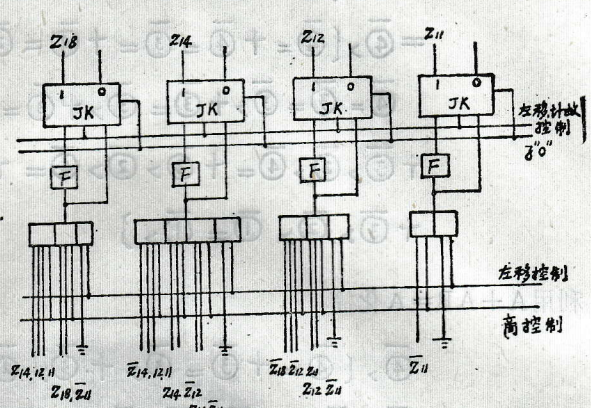


图 7

$$C_{11}=\bar{C}_{11}\,m$$

$$C_{12}=(\bar{C}_{18}\,\bar{C}_{12}\,C_{11}+C_{12}\,\bar{C}_{11})\,m$$

$$C_{14}=[\bar{C}_{14}\,C_{12}\,C_{11}+C_{14}\,\bar{C}_{12}\,\bar{C}_{11}+C_{14}\,\bar{C}_{12}\,C_{11}+C_{14}\,C_{12}\,\bar{C}_{11}]\,m$$

$$=(\bar{C}_{14}\,C_{12}\,C_{11}+C_{14}\,\bar{C}_{12}+C_{14}\,\bar{C}_{11})\,m$$

$$C_{18}=(C_{14}\,C_{12}\,C_{11}+C_{18}\,\bar{C}_{11})\,m$$

这些逻辑式是由前位来一个触发脉冲后，看下一位反转情况写出来的，下一位都是指的“1”来说的。根据这些逻辑式排出图（七）计数寄存器的逻辑柜图。它的真值表见表四。试验证明计数寄存器能正常工作，组成计数寄存器的每位的负载能力足够。

表 4

	8	4	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	1
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0

五、BDC码移位寄存器的构成

图 8 画出了x移位寄存器中的第一、第五位，从图中可以看出，BCD 码移位寄存器和普通二进制移位寄存器原理上是一样的，所不同的是在BCD码移位寄存器中，每一位数需要 4 位二进制码来组成。本除法器中 y 移位寄存器、Z 移位寄存器所用电路同图（八）所画的电路，所不同者，y移位寄存器少一个左移控制，Z移位寄存器少一个右移控制和采样控制，其道理见前面所讲，它们的原理图就不再画了。图 8 中$C_8C_4C_2C_1$是减法器的输出。第五位的采样输入端接地，因这是空位，当x＜y时，x 需左移，以作借位用的。寄存器的第一位左移

表 5

	Q8	$\overline{Q8}$	J	K	Q4	$\overline{Q4}$	J	K	Q2	$\overline{Q2}$	J	K	Q1	$\overline{Q1}$	J	K
0	0	1	0	1	0	1			0	1			0	1		
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0
2	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
3	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
4	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
5	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0
6	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1
7	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
8	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
9	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0

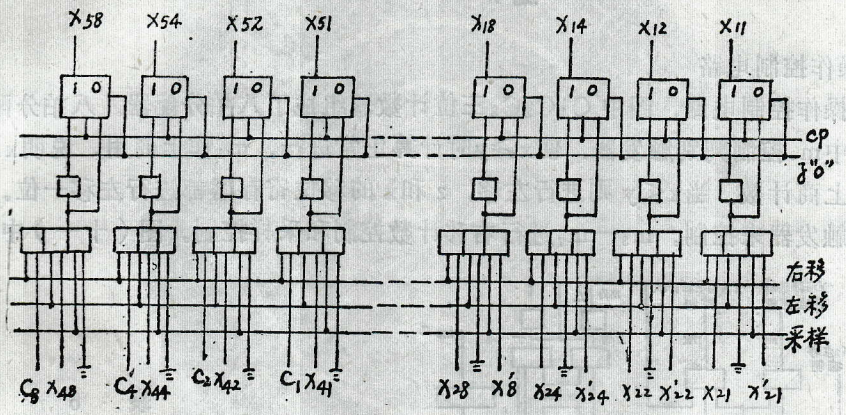


图 2

输入端，当发生左移时，本位数移出，自己为“0”了，因此也接地。而 X_{18}' X_{14}' X_{12}' X_{11}' 等带有一撇符号的表示送数端。通过试验，移位寄存器的工作达到了设计的要求。

六、控制器

控制器包括二部份，一为操作控制电路，另一位启停电路。

（1）启停电路

图 9 是启停电路，此启停线路可以发单脉冲也可以发连续脉冲，它能用按钮人工启动机器作自校用。正常工作时由外触发脉冲来启动，即所谓的采样脉冲。工作时，当开关 K打在 A 位置时，线路发单脉冲，掀一次按钮送一只脉冲。单脉冲在查机时很有用，当开关打在B 时，机器只要掀一次按钮启动一下，便可发出连续脉冲系列，直到一次运算作完，机器内部会自动发出信号停机。若不掀按钮而用外触发信号控制，则机器便和外来触发信号同步工作。线路正常工作时，各点波形极性见图所注。图中 $\overline{Z}_4(0)\cdot C_8$ 表社连续运算做完一次除法

停机。当x＝0，y≠0时，$z_4(0)\neq 0$，永远不为0，所以用C_6的进位来停机。当x≠0，y＝0时，z移位寄存器的第一位计数寄存器计数到9后仍不结束，这时用$Z_{18}Z_{12}$来停机。

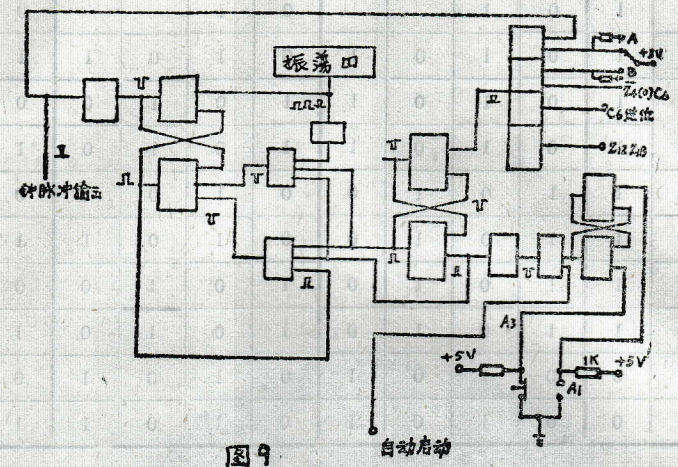


图9

（2）操作控制电路

图10是操作控制电路，图中$C_1C_2C_3$三位计数器组成了八拍分配器。八拍分配情况见表（五），其中m。控制判别触发器，使x≥y时计算正常进行。m_1作上商用，说明x≥y，除法能进行，z_1上商计数。当x＜y则进行左移，z和x的移位寄存器都进行左移一位。上商还是左移由判别触发器来控制。m_3—m_7进行右移计数控制和采样控制。图（十一）中C_4、C_5、

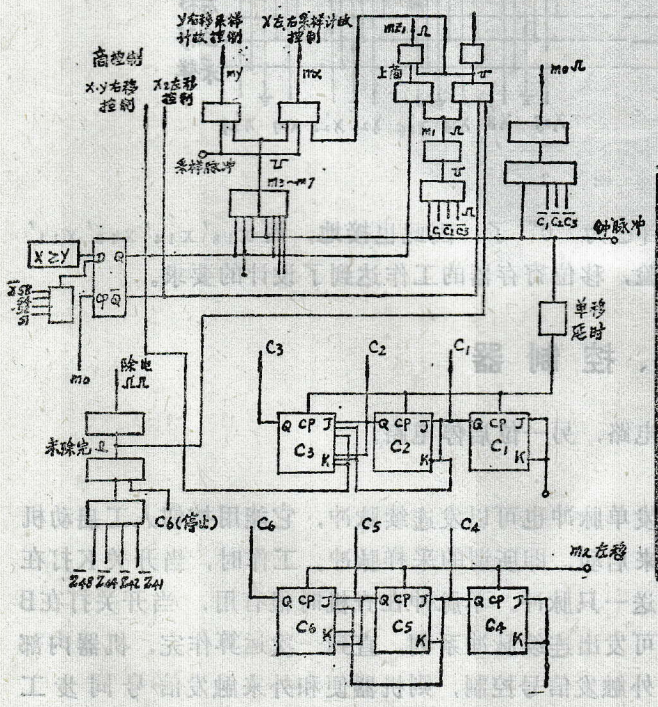


图 10

表 6

	C_1	C_2	C_3	
m_0	0	0	0	$\overline{C_1}$ $\overline{C_2}$ $\overline{C_3}$
m_1	0	0	1	$\overline{C_3}$ $\overline{C_2}$ $\overline{C_1}$
m_2	0	1	0	$\overline{C_3}$ C_2 $\overline{C_1}$
m_3	0	1	1	$\overline{C_3}$ C_2 C_1
m_4	1	0	0	C_3 $\overline{C_2}$ $\overline{C_1}$
m_5	1	0	1	C_3 $\overline{C_2}$ C_1
m_6	1	1	0	C_3 C_2 $\overline{C_1}$
m_7	1	1	1	C_3 C_2 C_1

C_6是决定小数点位置的，最多可取小数7位亦取10^{-7}次。图中$\bar{Z}_{43}\bar{Z}_{44}\bar{Z}_{42}\bar{Z}_{41}$和$C_6$送入的三级与非门，其工作原理是$\bar{Z}_4(0)\cdot C_6$符合正与门条件时即连续运算，做完一次除法用它来停机。不符合正与门条件时，则表示未除完。图（十）中，m_x、m_y、m_r三处总是只符合负或门条件，正与门条件不可能出现。

七、机器工作频率的选择

节拍脉冲数是八次，对应100kc的脉冲八次的运算时间是：

$f=100kc \qquad t=10\mu s$

$T_1=8\times10\mu s=80\mu s$

在机器中出现最长的运算是0.0009999，因取4位有效数，它所占时间是：

$9\times80\mu s=720\mu s$

$720\mu s\times4=2.8ms$

而外触发脉冲的最高工作频率是5次/秒，它的周期是200ms所以除法器的工作频率不必选得很高，选10kc也能满足要求，这里主振器的工作频率用电位器在10kc—100kc之间连续可调。

机器触发信号由机械扫描器来控制，机械扫描器的执行元件是步进电动机，在扫描区域内，步进电机每走一步便取一数据，这时在机器内进行一次交直流比，故机器的外触发频率是由机械扫描器的工作频率来决定的。

八、结束语

上面叙述了除法器的整个工作过程和主要环节的选择及作用原理。只要将控制部份作适当的变动，本机器不仅能作BCD码除法运算，也能作加减法及乘法运算。这里不一细说了。

THE BCD CODE DIVIDER USING THE RATIO BETWEEN AECEAAND DECE IN SOLAR MAGNETIC FIELDS TELESCOPE

Hou Hui Fang

(Nanjing Astronomical Instruments Factory)

Ming Chang Rong

(Beijing Astronomical Observatory)

The solar magnetic fields telescope can measure the variation of a magnetic field by measuring the fission distance of spectrum line. During the measurement, some variation of background light should be deducted. Using the ratio

between A. C. and D. C. with measured value by present bivider, the physic quanitity of the variation of the magneticfield can be measured directle. This is a special 4 digits BCD code divider which is formed by hardware.The design principle of the divider is based on direct subtraction with fixed point formated data. The system only needs 4 digits integer divider. The data is either in the case where dividend is less than or equal toqdivisor or in that where divis tdend is no greater than tenfold of divisor. The position of decimal point - given by counting the number of the left shift of dividend by judging the signs of the dividend and the divisor in the NAND-OR circuit, the sign of guotient is reserved in trigger. If the control part is changed appropritely, it can be used in adder, subtractor and multiplier too.

测量太阳磁场的数据处理系统

侯惠芳　　明长荣

（南京天文仪器厂）　　（北京天文台）

一、引　言

太阳磁场望远镜的光电接收装置是对日面局部区进行逐点机械扫描，然后用光电倍增管接收通过装有KDP*调制器的滤光器单色调制光。其电信号经前置放大、选频放大、检相后送入数据处理系统，并实时打印输出磁场信号。本文主要介绍数据处理系统。

二、数据处理系统

太阳磁场望远镜采用窄带双折射滤光器获得太阳单色像，它可以在FeI5324Å及Hβ 4861Å两个波长上工作，利用KDP*电光调制器，分别测量太阳光球和色球两层次的矢量磁场，视向速度场和亮度场等十个物理量。每一个工作波长都有二种记录数据的方式，每一种方式又可以同时记录三种磁场信号：

第一种记录方式：1．视向速度场V_{11}（$\sin\omega t$，$\omega t=135c/s$）

2．纵向磁场H_{11}（$\sin\omega t$，$\omega t=270c/s$）

3．亮度场

第二种记录方式：1．横向磁场H_{11}（$\sin\omega t$，$\omega t=270cs/$）

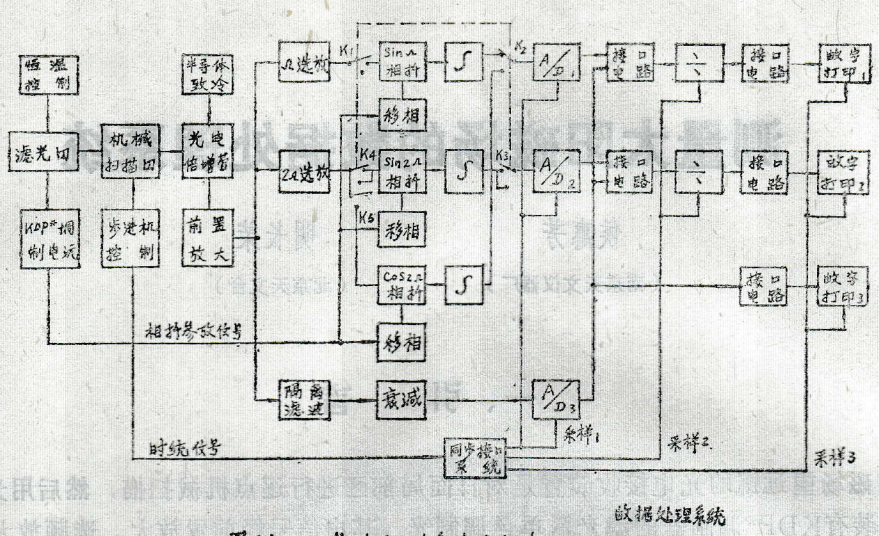
2．横向磁场$H\perp$（$\cos\omega t$，$\omega t=270c/s$）

3．亮度场

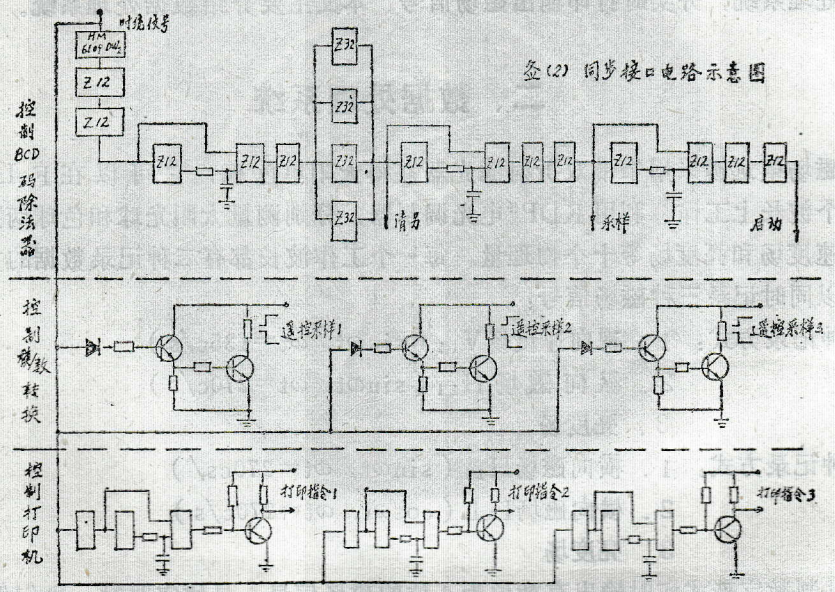
要求以十进制数字形式实时输出有效位为3位的磁场信息，具体实践时，我们做了四位，光电扫描系统方柜图见图（1）。

1．模/数转换：

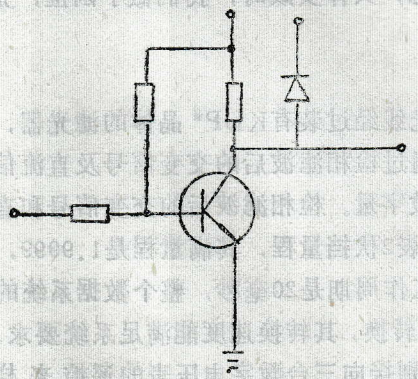
望远镜对准太阳上某活动区域进行逐点机械扫描，光线经过装有KDP*晶体的滤光器，变成表示不同偏振态的调制信号，被光电倍增管接收，通过检相滤波后的交变信号及直流信号，分别由三台PZ-8型直流数字电压表转换成BCD码数字量。检相滤波后的交变信号和直流信号，其输出的模拟量均小于1伏，因此我们选用电压表2伏挡量程，其满量程是1.9999，而这里用小数点后四位及符号位作为数据处理用。它的工作周期是20毫秒，整个数据系统的时统频率为5c/s，选用PZ-8型直流数字电压表进行模数转换，其转换速度能满足系统要求。利用图（2）中控制模数转换电路给出三个短路信号，分别接向三台数字电压表的遥控来样端，在系统中，它们作为自动处理数据的A/D变换环节。



图(1)　光电扫描系统方框图



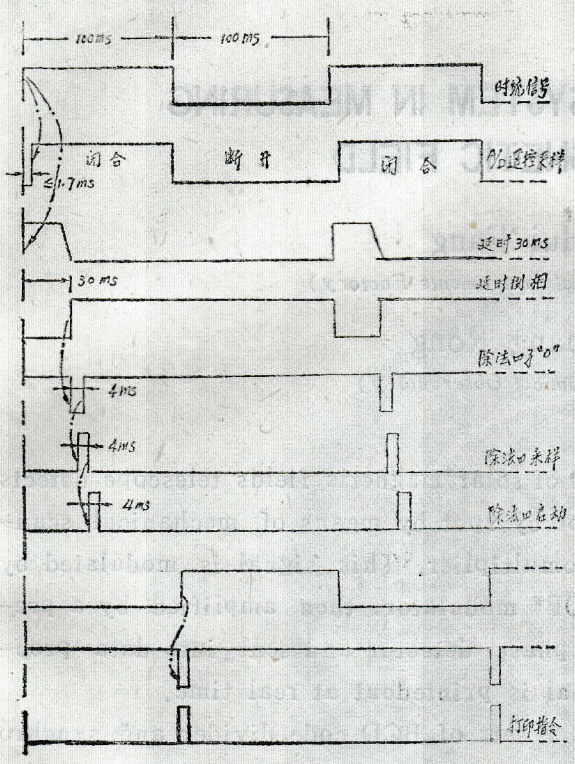
图(2)　同步接口电路示意图



图(3)转换电路

数字电压表是用锗管工作于负逻辑状态，我们利用其非端输出，则通导“0”状态时电平是＋6伏，截止“1”状态时电平为－18伏，而除法电路采用TTL集成电路，它工作在正逻辑状态，当处在“1”状态时的电平是＋3.3伏，处在“0”状态时的电平是＋0.2伏，这二个环节不能直接相连，其间通过转换接口电路，见图(3)，此转换电路当＋6伏输入时，管子导通，处于深饱和状态，这时输出为0.2状，当－11伏输入时，管子截止，此时输出被钳制在＋3.3伏。这个电路实际上是正偏置非门电路。上面提到只用小数点后四位，每位由

四个二进位组成，再加上符号位，因此对一路信号需用18位转换电路，而这里是三路同时使用，因此同样的转换电路用了54位。经过计算作为转换电路的三极管其$\beta \geqslant 40$，$U_{CBO} \geqslant 40$，伏就能应用，这儿选用3DG6D三极管。PZ-8数字电压表的信息输出利用仪表背面B信息输出插座。



图（）时间分配图

2．BCD码除法器

经过模／数转换后的调制信号与直流信号送入作交直流之比的BCD码除法电路，有关这部分的内容见BCD码除法器这篇文章的介绍。

3．数字打印输出

经过交直流比的磁场信息送入SY—3C型数字打印机，它可以打印12位，速度为10行/秒，我们用了其中的十位，要求打印的最快速度是5行/秒，因而SY—3C型数字打印机能满足系统要求记录信号的宽度（从打印指令到达时算起）不小于80 ms，利用打印指令，使打印机成为数据处理系统的一个终端环节，打印指令要求幅度为+6V的正脉冲或负脉冲，这里因前机输入的信息是正逻辑电平，所以用正脉冲作为打印指令，经过接口电路，打印记录前机送来的磁场信号。这部份的电路示意图见图（2）中的控制打印机部份。打印格式如下：

±	A	B	C	D		J		E	F	G	H
极性	记录信息有效位				空格	阶码	空格	十位	个位	十位	个位
								x座标		y座标	

用$\pm ABCD \times 10^{-J}$表示所测磁场信息，其中A、B、C、D表示四位十进制数，J表示幂数。而EF与GH对应于所测磁场信息的机械扫描器现时观测坐标位置。

4．同步接口电路：

整个数据处理系统的同步接口电路示意图见图（2）。时统信号分成三路，分别控制三台用于模/数转换的数字电压表，二台BCD码除法器及三台数字打印机，使整个数据处理系统协调工作。图中HM—6109—DN2是单稳厚膜延迟电路，可延迟30ms。其他功能如图中所示，不一细说了。图（4）是数据处理系统的时间图。

三、结束语

自83年试观测以来，上述系统能实时地输出信号，进行符合使用要求的工作，对纵向磁

场进行测试，初步结果为几十高斯。由于系统阳环节较多，在相互衔接时，注意地线的连接，避免干扰信号的引入。

在上述电路的调试过程中，同北京天文台艾国祥同志进行了多次有益的讨论，在此表示感谢。

DATA PROCESSING SYSTEM IN MEASURING SOLAR MAGNETIC FIELD

Hou Hui Fang

(Nanjing Astronomical Instruments Factory)

Ming Chang Rong

(Beijing Astronomical Observatory)

The photoelectric scanning receiver of solar magnetic fields telescope detects the partial area of the solar image spot by spot by means of mechanical scanning and receives the signal by photomultiplier. This signal is modulated by monochrome modulating filter with KOP* modulator, then ampiified by a preamplifier, a selective amplifier and a phase detector and sent into data processing system. The magnetofield singnal is printedout at real time.

There are 3 sets of A/D converter, 2 sets of BCD code divider and synchro interface circuits which concerts the operation with all components in data processing system. Having been processed, the signals are sent to sets of digital printers. Then the obterved signal is output at realtime. There are lots of links in the system. In connecting these links we consider carefully the con nection of the earth, so the interference noises are prevented and it is convenient for user.

滤光器恒温控制电路

侯芳惠　　明长荣

（南京天文仪器厂）　　（北京天文台）

（一）

双折射滤光器的工作温度暂定在42℃附近，在调到某一谱线（4861Å 5324Å）的合适温度时，则要求恒温调节误差处在$\pm\frac{1}{200}$℃，即±0.005℃范围内。如此高的要求，用传统的方法是难以实现的。因为在传统的温度控制器中，测温元件和加热元件是分开的，测温元件通过传热介质来检测加热器的温度，加热器内温度的任何变化要经一定的延迟后才被测温元件所感受，由调节理论可知[1]，高精度的温度调节器需要有高增益的的放大器，但如果有延迟时间存在时，则增益就不能够太高，否则系统会成为不稳定。为了消除检测的滞迟，可以把测温元件和加热元件和加热元件做成一体，这儿选用金属电阻丝来兼此两职，因为金属丝不仅有电阻值，加上电压后能发热，而且有它的固有电阻温度系数，随着温度的变化，金属丝上电阻值会作相应的变化，把金属丝做成电桥，能反映加热系统的温度。它的控制方案大体的可分为两类：一类是将加热电阻丝作为惠斯顿电桥的一个桥臂，电桥的激励电流对于检测和加热采用时间划分[2]，在交流电源过零小区间内，把直流电压送到电桥作激励电源，在被控对象温度偏低时，电桥的输出信号能点火双向可控硅管，将交流电馈电于加热桥臂上，用过零检测器在交流电过零的一个小区间开断加热电源，而将低压直流电激励电桥，电桥输出信号经直流放大后再经逻辑电路去控制双向可控硅管的控制极，以决定某些电源周波的通断来达到控制电加热功率的目的。在电桥接近平衡时的微小信号要放大到能足以控制加热电路，需要很高的放大倍数，而高增益的直流放大器会有零点漂移[3]，为了避免零点漂移，我们设计了另一类控制方案，由环境温度扰动及误差反馈信号的复合控制系统。并使用了交流放大器及配以无电感的交流电桥。

所谓无电感交流电桥，就是把每一桥臂的加热电阻丝先对折后再绕在滤光器园筒上，使这个交流电桥每个桥臂的阻抗呈现纯电阻性，以确切反映电阻丝的温度变化。电桥的四个桥臂由两种材料组成，用电阻温度系数为0.00002欧/℃/欧漆包锰铜丝作为电阻值比较稳定的两个桥臂（Cu82.85，Mn12.21，直径为0.45/0.46，电阻率为2.73欧/米，在0℃～100℃范围内，其温度电阻变化率小于0.00002）。用电阻温度系数为0.0039欧/℃/欧的高强度漆包线作为电桥的测温两臂，漆包线直径为0.44毫米，在20℃时，电阻率为0.168欧/米，虽然漆包线的电阻温度系数比镍丝的电阻温度系数要低，但在取材，绝缘及绕制工艺性方面以高强度漆包线较为合适。这种方案比之文献2介绍的方案一只用一个桥臂来反映温度的变化，其灵敏度要提高一倍。

(二)

电桥的桥臂参数选择和绕制：就加热功率而言，应能在较低环境温度时，在半小时内可升温到整定值。由于滤光器采取了较好的保温措施，如果粗略地不计半小时内的散热量，则在此时间内，使滤光器获得的热量为：

$$Q=\sum_{i=1}^{n} MiCi\ (T_2-T_1)=0.24pt=0.24\frac{U^2}{R}t$$

式中：Q为加热热量单位为卡；

Mi分别为铝筒、硅油、冰洲石、水晶的质量，近似认为是一个实芯铝筒，则 $M=\delta \cdot V=$铝的比重×铝筒体积单位为克；

Ci为对应材料的比热，其中铝的比热为0.21卡/克·度；

T_2为工作温度42℃；

T_1为较低的环境温度这里取为0℃计算；

P以瓦为单位的电加热功率；

U为选定的加热电源电压，一般不超过交流100伏以策安全，这里选用72伏；

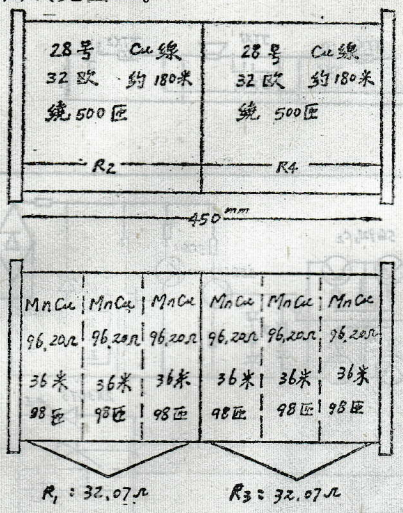
t为加热升温时间，这里取半小时即1800秒；

按上述各参数能估算出电桥的最大加热功率约需180瓦，由此求出每一桥臂的电阻值约为30欧，在42℃±1℃的恒温烘箱内按上述电阻值量取28号直径为0.44毫米的高强度漆色线和0.45毫米直径漆色锰铜丝相应的长度，分别对折后均匀密绕于经氧化绝缘处理过的加热铝筒上，见图1。紧贴铝筒壁用高强度漆包铜线双股均匀密绕二只可变桥臂，在它的外面敷一层很薄的聚脂薄膜，然后在它的上面用锰铜丝均匀密绕二个固定桥臂，为了使第二层也是双股均匀密绕，每一桥臂又分成三段绕制，具体参数见图1注明。滤光器园筒上绕好四个桥臂后，应加保护套。必须强调指出：一个高精度的温度控制系统，除需要灵敏度高的调节器外，还应配以热损耗尽可能小的保温材料[3]，滤光器内因其轴向要通光，另外还有传动装置要转动其内的波片，因此无法使用内壁涂银的真空玻璃杜瓦瓶，不过空气的热传导系数也不算大，约为0.027仟卡、米/米²·小时·度，可是空气有热对流，为了使对流损耗降底到最小值，选用一种热传导损失小的保温材料，例如选用热传导系数为0.035仟卡·米/米²·小时·度的2毫米厚羊毛毡包在电桥外面，再选用热传导系数为0.029仟卡·米/米²·小时·度的30毫米厚的发泡塑料作为外层的保温之用。选用30毫米厚的发泡塑料来保温并非最佳值，只是受到机械外形尺寸的限止而折衷选取的。筒子是1978年11月2日绕好的，而后在烘箱内加温到42℃±1℃，用惠斯顿电桥测量四个桥臂电阻值分别为：$R_1$32.07Ω，$R_3$32.09Ω，$R_2$32.17Ω，$R_4$32.19Ω。四个桥臂的联接见图二所示。它们既作加热又作测温用，电桥不平衡输出电压送入放大器，并由可控硅管来控制电桥的加热电压。

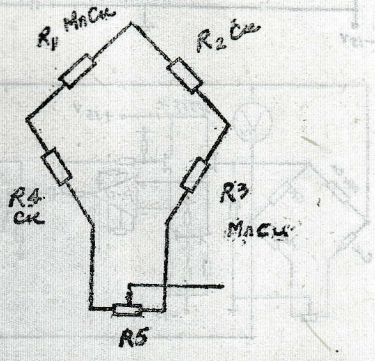
为了能调节恒温镇定值，在电桥的相邻二臂之间串入一只用直径为1.25毫米镍铬丝绕的总电阻为0.8欧拾圈电位器，计算和实测都表明该电位器能将滤光器工作温度在37℃～45℃之间调节，电位器的每卷分辨格值为$\frac{1}{100}$圈，对应每小格刻值的温度调节量为：

$$(45℃ - 37℃) / \frac{1}{10} \times \frac{1}{100} = 0.008℃$$

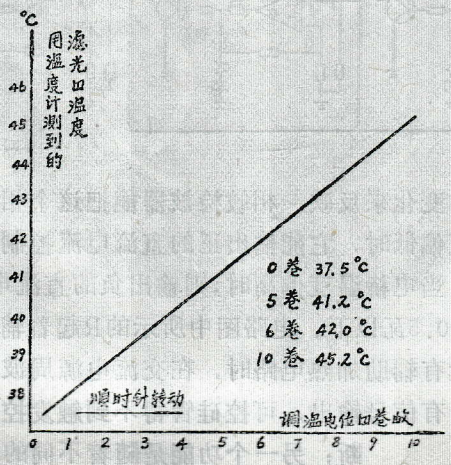
此电位器调节旋钮装在望远镜镜筒上，为了方便使用者，此处列出卷数与整定温度的线性关系曲线见图三。



图一　滤光器电桥四臂绕制



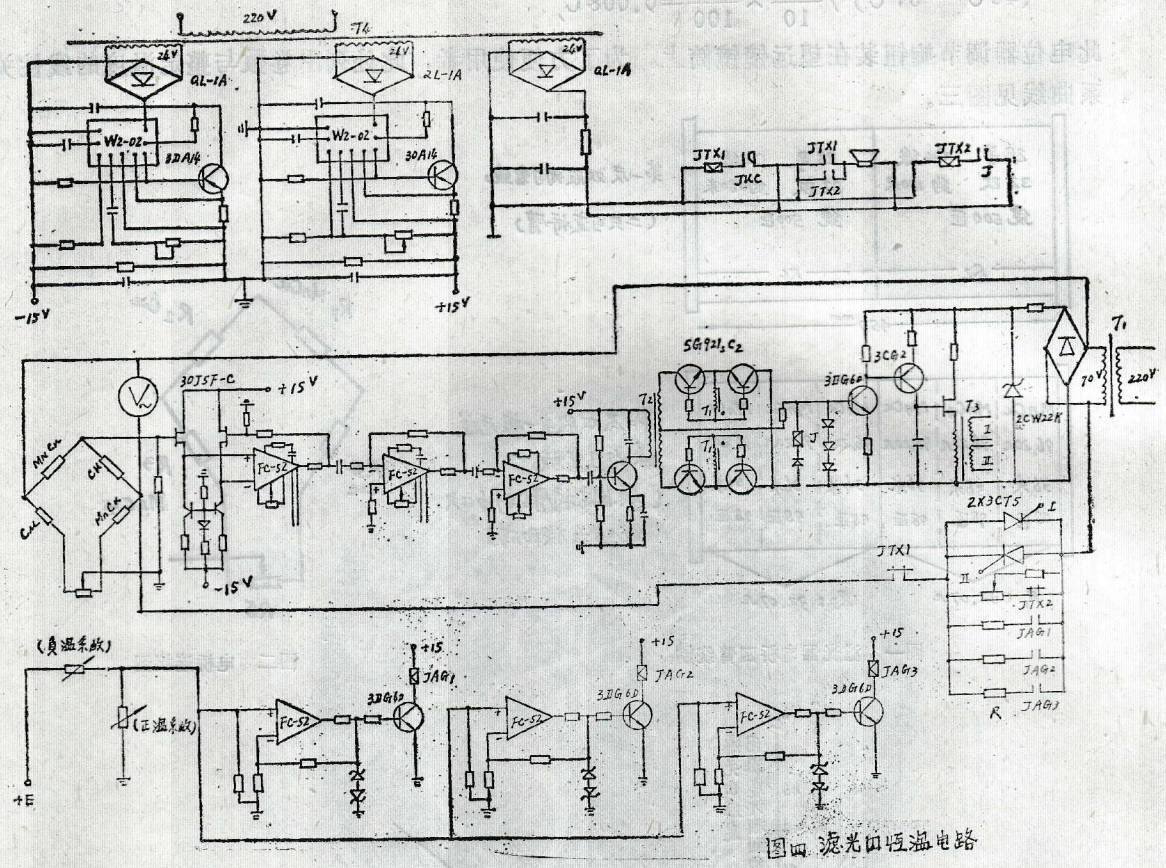
图二　电桥连接图



图三．调温电位计卷数与整定温度关系曲线

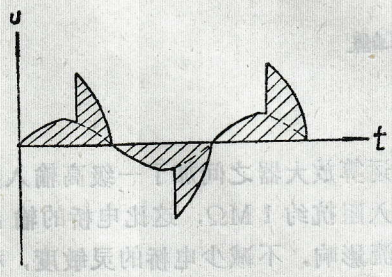
(三)

图四是温度控制系统的整个电路图，图中电桥输出与运算放大器之间加了一级高输入阻抗运算放大器，这一级选用场效应管作差分输入级，其输入阻抗约 1 MΩ，这比电桥的输出阻抗大得多，因此可以不计放大器接入电桥后对电桥的分流影响，不减少电桥的灵敏度，根据电桥公式〔4〕 $K = \frac{U}{\Delta U} = \frac{2(1+\alpha T)}{\alpha \Delta T}$，很容易计算出偏离平衡点 $\frac{1}{200}$℃时正个系统的放大倍数。运算放大器与可控硅移相控制电路之间配匹了相敏检波器。这是因为交流电桥对平



图四 滤光恒温电路

衡点的偏离信号只能以相位的变化来反映，相敏检波器能把这个相位变化转换成具有正、负极性的直流电压，当电桥温度偏低时，它能输出正的直流电流控制可控硅管的移相电路，给电桥馈入相应的加热功率；当电桥温度偏高时，则输出负的直流电压，不但关掉可控硅管，而且能把辅助加热功率限止在0.5瓦以下。电路图中所示的R起着辅助加热作用，它的第一个功能是使电路能自启动，当没有辅助加热电路时，在交流电源周波过零时，可控硅管关断，电桥没有激励电源，自然不会有信号输出．可控硅管得不到触发控制信号，会使正个系统开断；另一个功能是随着不同的环境温度，能将部份加热功率自动补偿到电桥上去。将反映环境温度的负温及正温热敏电阻串联后接到稳压电源上，取出其分压，把它送入具有不同触发电平的施密特触发器，后者经相应继电器把辅助加热功率按环境温度的要求馈到电桥上去，辅助加热量应低于滤光器的散热量，其差值则由误差反馈信号来控制，这就是按环境温度扰动及误差反馈的复合控制系统，这种系统能提高恒温调节的精度。用示波器来观测馈于电桥上的电压波形如图五所示。由波形图可见，有二个电压相叠加，一个是小幅值的正弦波，此幅值随环境温度而变，环境温度下

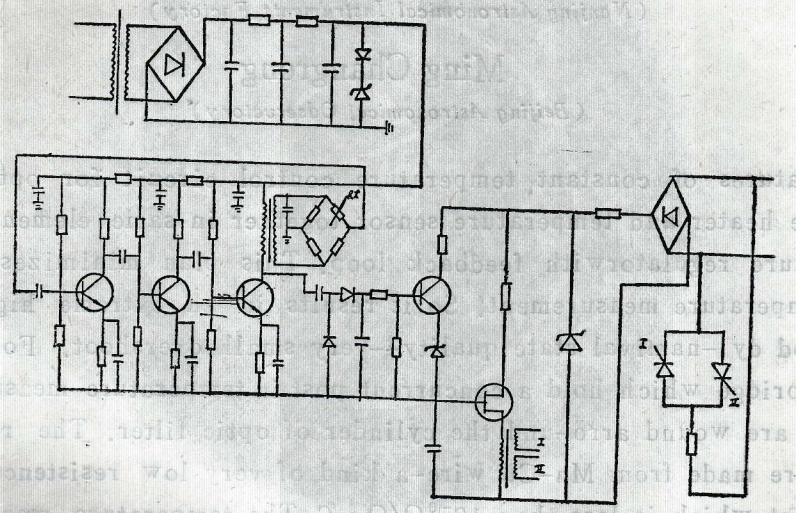


图五 输出电压波形

降，正弦波幅值上升，此即为按扰动调节的辅助加热电压，在此正弦波上还叠加一个具有前沿可变相位的全波可控硅触发波形，此即由电桥测温误差信号控制的加热电压。相敏检波输出级还接有极化继电器，以判别温度是否高出整定值。若高出整定值则极化继电器触点经中间继电器把降压电阻串入辅助加热回路，使辅助加热功率减到0.5瓦以下。另外还有一只温度继电器装在滤光器筒子内，万一温度超出整定值3℃，即能切断加热电源，上述两项措施起到双重保护的目的。

（四）

由于光学机械结构上的考虑，滤光器两端不能向外园柱面那样用泡沫塑料保温，在环境温度变化时，不能保证滤光器工作温度的稳定性。为此在二个端面分别加了二套简易的恒温控制电路。用热敏电阻作测温元件，检测出来的误差信号经放大、检波后去触发可控硅管，控制加热电阻丝的电加热功率，线路见图六。端面整定温度应低于42℃。



图六　端面恒温电路

（五）

已试制成的滤光器恒温控制电路，用刻度值为$\frac{1}{100}$℃的水银温度计，配以读数显微镜读测，能估读出该滤光器的温度调节精度已达到±$\frac{1}{200}$℃。在试测中我们故意将整定温度的拾圈电位器相对平衡点转动半小格，此值相当于0.004℃的分辨率，当整定值减低0.004℃时，由示波器上看到的可控硅管触发波形消失，直到新的平衡温度时才又出现，当整定值升高0.004℃时，可控硅管导通角展宽。由此可见，系统的调节分辨率已优于±0.005℃。在1982年9月份曾连续测试了一天一夜恒温精度已达到$\frac{1}{200}$℃。此恒温控制电路已被移植到本厂生产的三台色球望远镜上，自1979年10月以来连续通电数年未发生任何故障。

参 考 文 献

1 绪方胜彦　现代控制工程

2. Simplify and cmproue control by combining temperature sensor and heater Electronic Design 1979 oct. 25. P. 106

3. Precision tenperature-controlled environments for ultrasonic fused-guartz delay lines Electronic Engineering 1967 NOV. P. 706

4. K·Γ·卡兰捷耶夫著　电桥理论与计算

CONSTANT TEMPERATURE CONTROL CIRCUIT FOR OPTIC FILTER

Hou Huifang

(*Nanjing Astronomical Instruments Factory*)

Ming Changrong

(*Beijing Astronomical Odservatory*)

The features of constant temperature control circuit for optic filter sy holding the heater and temperature sensor together in same elements. It forms a temperature regulatorwith feedback loop. This plan minimizes the delatf time of temperature measurement. So it results in an extreme high accuracy with a good dy -namival state quality--very small overshoot. Four windings of weston bridge which hold a concurrent post in temperature measuring elemen and heater are wound arro-und the cylinder of optic filter. The reference bridge arms are made from Mn-Cu wire-a kind of very low resistence -temperature constant which is less than $10^{-6}\Omega/\Omega\cdot℃$ The temperature meansuring briidge arms are made from copper wire which has the re-sistence-temperature constant of about $0.004\Omega/\Omega\cdot℃$, all four bridge arms are fol-ded into two hal to eliminate the inductance effect. The constant temperature accuracy measured practically is within 1/200℃. Thecircuit operates stably and reliably.

滤光器恒温过程分析

顾震雷

太阳磁场望远镜功能之一是测量太阳活动区的视向速度，要求该仪器所用的双折射滤光器中心区域恒温稳定度至少达到±0.005℃。因为温度的任何漂动，将引起透过带位移，直接影响视向速度的测量精度。因此，努力提高滤光器的恒温稳定度是很有必要的。

众所周知，滤光器的恒温稳定度主要决定于三个因素：

1，滤光器自身保温状况。

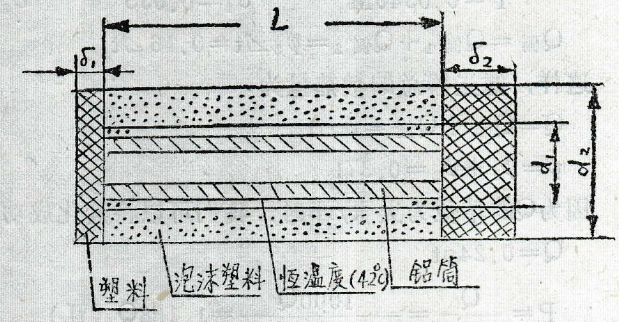
2，温度检测元件的灵敏度和重复性。

3，温度控制器的灵敏度，稳定性。

我们根据以上原则，来考察滤光器的恒温设计。

一、滤光器保温

磁场望远镜双折射滤光工作腔体内工作温度设置在42℃附近，此值一旦确定，就要求长期恒定在该温度上。滤光器腔体通过其外部保温层，自然地向外界散发热量。保温层的设计应尽量减小由于外界温度变化而引起的散热量波动，以减轻对温度控制器的要求，提高恒温精度。我们用散热系数ψ（大卡/小时·度）来表示某一滤光器的保温性能，它可通过计算或实测得到。下面，先进行估算。滤光器被化简成如图〈一〉：



图一　滤光器筒图

可以把保温层看成是二块平板型和一个园筒型结构所组成，园筒型散热公式为：

$$Q_{园}=\frac{\pi L(tx-ty)}{\frac{1}{\alpha_1 d_1}+\frac{1}{2\lambda}\ln\frac{d_2}{d_1}+\frac{1}{\alpha_2 d_2}} \qquad \cdots(1)$$

其中：L：筒长（米）　　d_1：保温层内径（米）

d_2：保温层外径（米）　　tx：恒温层温度（度）

ty：外界空气温度（度）

α：泡沫塑料对空气散热系数（4大卡/米²·时·度）

λ：泡沫塑料的导热系数（0.05大卡/米·时·度）

在公式〈1〉中：设$tx-ty=\Delta t$

$$\psi_1=\frac{\pi L}{\frac{1}{\alpha_1 d_1}+\frac{1}{2\lambda}\ln\frac{d_2}{d_1}+\frac{1}{\alpha_2 d_2}}$$

则：$Q_{园}=\psi_1 \cdot \Delta t$ …（2）

代入已知值：$L=0.478^{M}$

$d_1=0.116^{M}$

$d_2=0.210^{M}$

可算得$\psi_1=0.211$ …（3）

侧向散热公式可用：

$$Q_{侧}=\frac{F\ \Delta t}{\frac{1}{\alpha_3}+\frac{\delta}{\lambda_3}}$$ …（4）

其中：α_3：塑料对空气散热系数（4大卡/米^2·时·度）

λ_3：塑料的导热系数（0.25大卡/米·时·度）

δ：塑料厚

F：塑料侧面积

为简化计算，我们可设定贴紧恒温器一面为均匀的（恒温）温度，而忽略温度梯度，这在工程计算上是允许的。

代入已知值：

$F=0.0346M^2$　　$\delta_1=0.035^{M}$　　$\delta_2=0.060^{M}$

$Q_{侧}=Q_{侧1}+Q_{侧2}=\psi_2 \Delta t=0.16\Delta t$ …（5）

这样，滤光器总的散热量为：

$Q=Q_{园}+Q_{侧}=\psi \Delta t$ …（6）

$\psi=\psi_1+\psi_2=0.371$ …（7）

因为Q的单位为大卡/小时，我们可以将其化成功率：

$Q=0.24pt$

$$P=\frac{Q}{0.24t}=\frac{1000Q}{0.24\times60\times60}=1.158Q\ (瓦)$$ …（8）

这样，我们就可以利用公式（6）（8）计算。当设定恒温温度为42℃时，在不同外界温度下，滤光器的耗热量和需要补充的功率：

表一　不同外界温度下的散热量

ty(℃)	Δt(℃)	Q(大卡)	P瓦	ty	Δt	Q	P
−15	57	21.15	24.49	15	27	10.02	11.60
−10	52	19.29	22.34	20	22	8.16	9.45
−5	47	17.44	20.19	25	17	6.31	7.30
0	42	15.58	18.04	30	12	4.45	5.16
5	37	13.73	15.90	35	7	2.60	3.01
10	32	11.87	13.75	40	2	0.74	0.86

从表（一）看出，由于外界温度变化，引起了滤光器散热量变化，从而要求恒温调节器提供相应热量，以维持热平衡。对恒温调节器的要求是；在不同的外界温度下不仅能维持热平衡，而且要保证滤光器内恒温层温度维持在要求温度的误差范围之内。

二、加温电桥及加热控制

1，加热和检测电桥：

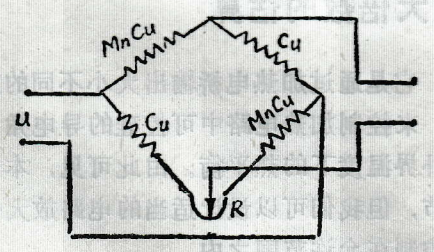
目前所知的滤光器，其加热和温度检测方式分为二类，一类是加温和检测在同一电桥内完成，即电桥既是加温元件，又是测温元件。另一类是加热导线和测温元件分开，这样，可以选择更灵敏的检测元件，以取得需要调节的误差信息。我们选择的是上述第一种方式，其优点除了结构简单、价格便宜，性能稳定以外，其独特的优点是调节灵敏、快速、无滞后；精度也比较高。

加热和检测电桥的结构见图（二）该电桥采用双线无感绕法，密绕于被加温的铝合金园筒外层，电阻R起温度微调作用，电桥的四个臂由两种材料组成，漆包锰铜丝的电阻温度系数很小的（约$10\times10^{-7}/℃$）并阻值稳定，作为基准臂。高强度漆包铜导线的电阻温度系数数$\alpha_0=0.00425$作为感温臂。漆包锰铜丝阻值取30欧，铜导线的阻值在42℃时，其阻值为30欧。

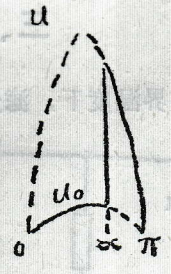
2，加温控制过程：

加在电桥上的电压有两个，一个是扦测温度用的电压，也称辅助加热电压u_0；另一个是加热电压u；在本装置中，$u_0=10$伏半波，$u=80$伏半波。当一个周期开始时，u_0首先加入电桥，电桥的不平衡信号Δu，就反映了由电桥组成的恒温层温度，Δu经电路放大，形成触发脉冲开启可控硅，加入加热电压u，此时u_0自动关闭，当加热电压u过零时，一个周期结束。待第二个周期时，如上重复。电路将平衡在加热和散热量相同时。

由于有辅助加热电压u_0，因此，该滤光器正常工作的最高外界环境温度可依据式（6）和式（8）求得。



图（二） 加热和扦测电桥



图三，电桥加热波形

u_0的加热功率为：

$$P=\frac{1}{2}\times\frac{u_0^2}{r}=\frac{1}{2}\times\frac{10^2}{30}=1.667瓦$$

r…电桥总阻值

因为：$P=1.158\psi\Delta t$

所以：$\Delta t=\frac{P}{1.158\psi}=\frac{1.667}{1.158\times0.371}=3.9$

$\therefore t_y=t_s-3.9=42-3.9\doteq38$℃

即滤光器正常工作的最高外界环境温度为38℃。

我们依据表一，可以计算当外界温度为－15℃到38℃时，分别对应的可控硅导电角。

当$t_y=-15$℃时，要求加热功率P为24.49瓦，当$t_y=38$℃时，要求P为1.718瓦。

因为电桥加热波型如图三。设可控硅在α时导电。这时，加在电桥上功率可以用下 式来表示：

$$P=\frac{\frac{1}{\omega}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}\,(u-u_0)\sin\omega t\,d\omega t}{\frac{1}{\omega}\int_{0}^{\pi}\sqrt{2}\,u\sin\omega t\,d\omega t}\times\frac{u^2}{r}\times\frac{1}{2}+\frac{u_0^2}{2r}=$$

$$=\frac{70\left[-\cos\omega t\right]_{\alpha}^{\pi}}{80\left[-\cos\omega t\right]_{0}^{\pi}}\times\frac{80^2}{2\times30}+\frac{10^2}{2\times30}=(1+\cos\alpha)\times46.67+1.67$$

即$\cos\alpha=\frac{P-1.67}{46.67}-1$

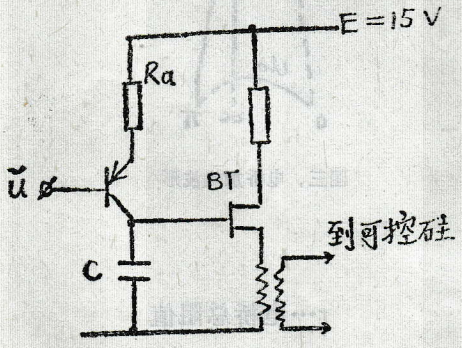
这样，我们就计算出如表（二）结果，其中t表示对应α的触发时刻

表二，不同外界温度下的导电角

ty(度)	−15	−10	−5	0	5	10	15	20	25	30	35	38
P（瓦）	24.49	22.34	20.19	18.04	15.90	13.75	11.60	9.45	7.30	5.16	3.01	1.72
α(度)	120.7	123.9	127.1	130.5	134	137.8	141.9	146.4	151.6	157.7	166.2	177.3
t='	6.71	6.88	7.06	7.25	7.44	7.66	7.88	8.13	8.42	8.76	9.23	9.85

三、控制电路放大倍数的估算

在不同的外界温度下，滤光器的热耗不同，它是通过加热电桥输出大小不同的温度误差信号，来控制加热电路中可控硅的导电角，以达到新的外界温度下的热平衡。由此可见，本电路是有差调节，但我们可以设计适当的电路放大倍数，把误差控制在允许范围之内。



（图四）末级触发电路

设该滤光器在－15℃到＋38℃之间工作，并要求加热电桥的恒温层温度波动不大于$\frac{1}{200}$℃，以此我们来计算控制电路的放大倍数。

控制电路的末级电路如图四，变压器输出脉冲去触发加热电路中的可控硅。

设BT管的分压比$\eta=0.7$

则峰点电压近似为：

$$u_P=0.7E=0.7\times15=10.5\text{伏}$$

亦即当电容C充电到$u_c=10.5$伏时，BT输出触发脉冲。

从图四知，当u为正弦电压时，对C的充电电流也为正弦，电流的大小决定于u的大小及Ra值大小，而集电极电压变化基本无影响。正弦电流在电容C上产生的电容电压为：

$$u_c=\frac{1}{C}\int i(t)\,dt \qquad \cdots(9)$$

当外界温度为38℃时，从表四知，要求导电角$\alpha_a=177.3°$，而当外界温度为－15℃时，要求导电角$\alpha_b=120.7°$

计算（9）式

$$u_c=\frac{1}{c\omega}\int_0^{\alpha} Im\sin\omega t\,d\omega t$$

$$=\frac{Im}{c\omega}\left[-\cos\omega t\right]_0^{\alpha}$$

即：$$Im=\frac{u_c\cdot c\cdot\omega}{1-\cos\alpha} \qquad \cdots(10)$$

分别代入已知值：

38℃时，$$Ima=\frac{10.5\times0.1\times10^{-6}\cdot2\pi\times50}{1-\cos177.3°}=0.165^{ma}$$

$$\bar{U}a=Ima\cdot Ra=0.842V \qquad \cdots(11)$$

－15℃时：$$Imb=\frac{10.5\times0.1\times10^{-6}\times2\pi\times50}{1-\cos120.7°}=0.218^{ma}$$

$$\bar{U}b=Imb\cdot Ra=1.112V \qquad \cdots(12)$$

设控制电路放大倍数为K：则要求加热电桥输出：

38℃时：$\Delta Ua=\frac{\bar{U}a}{K}$

－15℃时：$\Delta Ub=\frac{\bar{U}b}{K}$

在电桥中，当同种材料的对臂阻值相对时，误差信号可用下式求得：

$$\Delta u=u_0\left(\frac{R_{MuCu}-R_{Cu}}{R_{MuCu}+R_{Cu}}\right)\doteq u_0\frac{R_{MuGu}-R_{Cu}}{2R_{MuGu}} \qquad \cdots(12)$$

则：$$R_{Cu}=R_{MuGu}-\frac{2R_{MuCu}}{u_0}\Delta u \qquad \cdots(13)$$

上式中Rcu为对应某一温度时铜电阻值。当外界为38℃和－15℃时，阻值分别为：

$$R_{acu}=R_{MuCu}-\frac{2R_{MuCu}}{u_0}\cdot\frac{\bar{U}a}{\sqrt{2}K} \qquad \cdots(15)$$

$$R_{bcu}=R_{MuCu}-\frac{2R_{MuCu}}{u_0}\cdot\frac{\bar{U}b}{\sqrt{2}K} \qquad \cdots(16)$$

式(15)－(16)得：

$$R_{acu}-R_{bcu}=\frac{2R_{Mu}\cdot C_u}{\sqrt{2}Ku_0}(\bar{u}b-\bar{u}a) \qquad \cdots(17)$$

因为要求在38℃和－15℃时，恒温层极限温差为$\frac{1}{200}$℃，因此：

$$R_{acu}-R_{bcu}\doteq 30\times 0.00425\times\frac{1}{200}=0.000637$$

将已知代入（17）式，并把放大倍数K提出得：

$$K=\frac{2R_{MNCu}}{\sqrt{2}U_0(R_{acu}-R_{bcu})}(\bar{u}b-\bar{u}a)=$$

$$=\frac{2\times 30}{\sqrt{2}\times 10\times 0.000637}(1.112-0.842)=$$

$$\doteq 1800$$

所以，当控制电路放大倍数K≥1800时，就能满足该滤光器的使用要求。

四、电路介绍

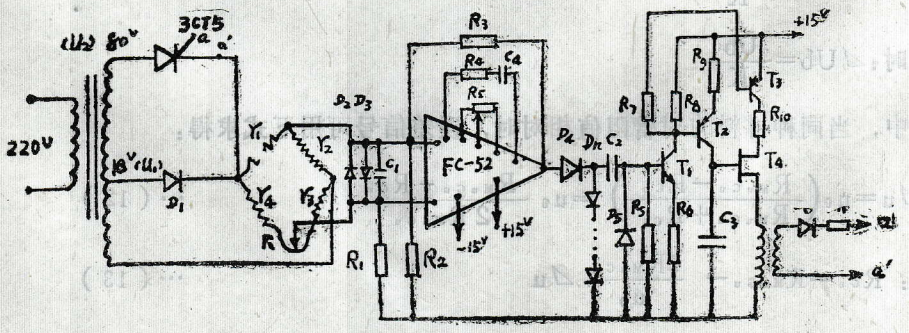
本电路作为高精度的恒温控制电路（见图五），具有以下特点：

1，采用半波检温和半波加温，这样，一方面可以提高电路的调节效率，另一方面，使相敏判温电路非常简单。

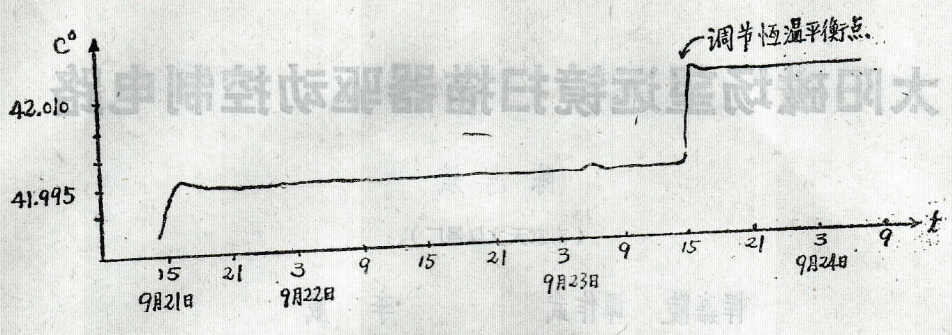
2，由于采用半波工作，使电路中的电容器有足够的放电恢复时间，避免可能产生的信号积累误差，这样，不仅使电路的调节功能灵敏快速，而且提高了调节精度。

3，利用检测电桥测得的误差信号，控制图（五）中的T_3管，并使T_4管和50周同步。

由于采取了以上措施，使本电路具有结构简单，工作可靠，调节精度高的特点。



图五，恒温电路原理图



图六　滤光器恒温精度测试记录

五、恒温精度测试

本滤光器配有上海医用仪器厂生产的L型精密温度计，刻度格值为$\frac{1}{100}$℃，配以读数显微镜读测，用以测量滤光器园筒中间的温度调节精度。我们于82年9月21日下午开机，进行连续工作并进行定时测读温度数据，到24日上午关机，数据证明，本滤光器恒温稳定度已达到$\frac{1}{1000}$℃。

太阳磁场望远镜扫描器驱动控制电路

陈志斌

（南京天文仪器厂）

恽嘉陵　谭作武　　李威

（北京电工研究所）　　（北京天文台）

为了获得在太阳像面上，天文工作者所感兴趣的某区域的“黑子”磁图，本望远镜设计了机械扫描器。也就是，小方孔作机械扫描来逐点取信号，经过光电转换，信号接收处理来获得我们所需要的磁图。本文就扫描器驱动控制电路作一介绍。

一、小方孔扫描器

1．要求：

小方孔孔径为2″×2″；4″×4″

要求逐点位移，重复性能好。

有四种工作方式，由表一来表示。

表　一

x 点数	y 行数	积分时间	分 辨 力	扫描区间
41	45	0.5^{s}	4″×4″	3′×3′
41	45	1.5^{s}	4″×4″	3′×3′
41	55	0.5^{s}	4″×4″	3′×4′
81	55	0.5^{s}	2″×2″	3′×3′

2．扫描方式：

采用步进电机驱动扫描器。这样，扫描器作跳步式位移，而不是连续式位移，因此，有助于改善“走停”比例。我们可以使扫描器位移时间短，而停在各点的时间长，使各点积累的信号增强，提高了信噪比，为测量弱的太阳磁场信号创造了条件。例如，要求步进电机的最高带负载启动频率为50Hz，因此，每步动作时间即为20ms。实际上，扫描器最快速度为每步0.5秒，所以，在理论上“走停”比例为1：25。由于电机制造上的问题，机械惯性等因素，实际“走停”比例要小一些。

3．扫描路线：

示意图由图一表示：

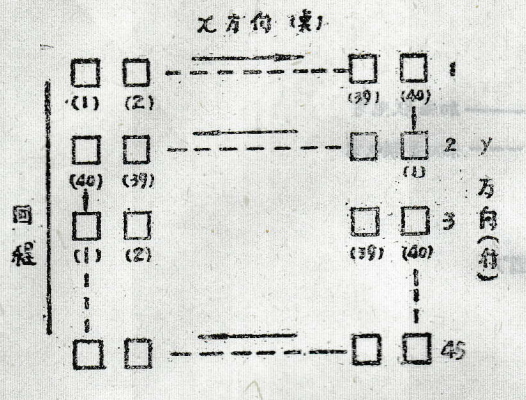


图 1

图一中，小方孔开始停留在第一行的（1）位置上。当x方向第1个脉冲信号来时，小方孔移动到位置（2）上，同时打印出位置（1）的信号，其余类推。为了得到位置整齐的打印结果和便于数据处理，利用y方向移行的第1个脉冲，把（40）位置上的信号也打印出来。这样，x方向的从（1）到（40），这41个点的位置信号都打印下来了。利用y方向移行的第2个脉冲使打印机空走纸（行与行之间产生一个空行）。移行后，小方孔位于下一行的（1）位置上。x方向脉冲再来时，小方孔反向运行，其余动作过程相同，直到走满45行，y方向电机反转，小方孔回到原点。图二中，箭头所标的方向，为小方孔运行的路线。x方向和y方向各有一只相同的步进电机来驱动。

二、电机的选择

我们选用了中国科学院电工所研制的BY-50三相永磁步进电机。该电机的步距角为30°/60°。经使用数年，证明其性能良好，满足使用要求。其矩频特性由图二表示：

该电机的工作原理是：电机由定子和转子二部份组成。转子为园柱形磁钢制成，充成N，S二个极。定子由冲有齿槽的矽钢片迭装而成。电机的三相绕组按一定次序镶嵌在定子槽中。当改变定子绕组的通电次序，电流大小和方向时，定子磁轴位置也按一定的次序变化。因为定转子磁极的N，S极相吸，即定子磁轴总要吸引转子磁轴到同一方向上，这样就迫使转子也按一定的角度和顺序旋转。图三为其示意图。

三相绕组的通电状态由环行分配器控制。当环行分配器工作状态是：ABC→BCD→CDE→DEF→EFA→FAB，磁轴为60°间隔，电机每步走60°。当环行分配器的工作状态是：ABC→BC→BCD→CD→CDE→DE→DEF→EF→EFA→FA→FAB→AB时，磁轴为30°间隔，电机每步走30°。

应用在这台望远镜上具有以下优点：

1．由于步进电机在一整圈运行中无累积误差，步距精度为60°±1.5°，在一幅图象扫描结束后，（例如2255个点，扫描器仍旧回到起始点。因此，正常工作时，扫描器不需要校零点。

2．电机的重复性能好，基本能实现幅与幅磁图的点点对应。

3．定位准确。在实验室带扫描器负载时，行的定位精度在1～2丝。

4．由于采用了大步距，可相应减少了机械传动比，使之结构简单，同时也使电路控制简化。

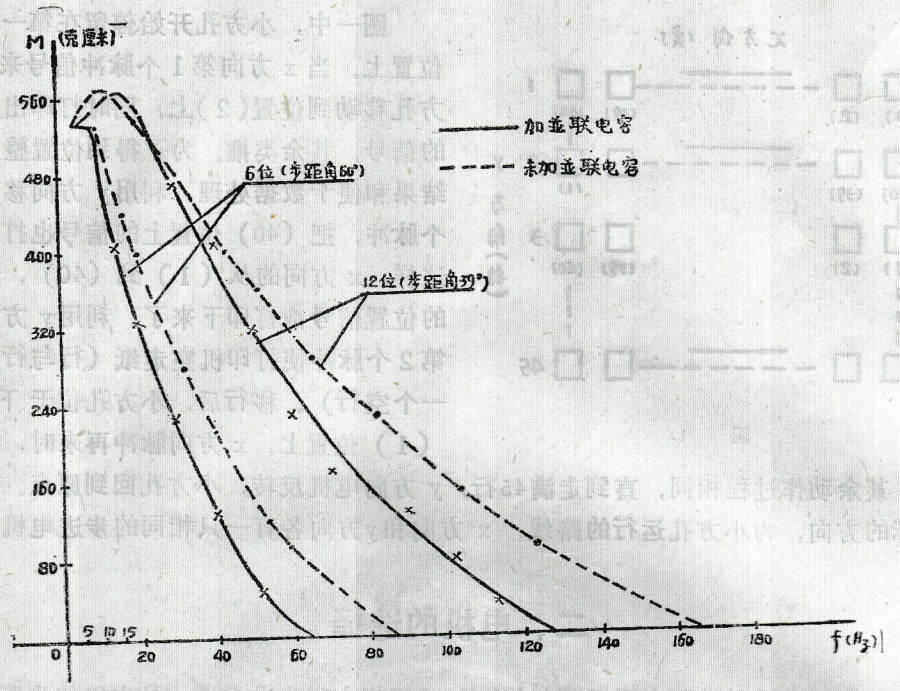


图 2

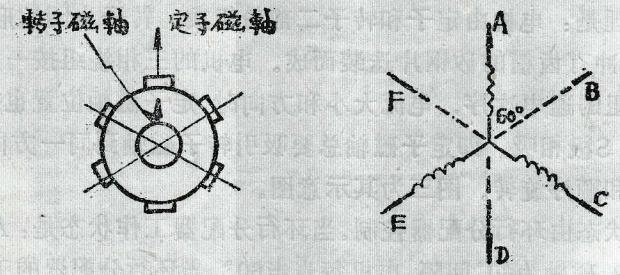


图 3

三、驱动控制原理

扫描器电驱动控制原理方框图由图四表示。简要说明如下：

通电后，首先清零，使双稳态触发器C_1～C_8均置零，形成如图四所示的各状态。脉冲由6A_{11}加入，加在单与非门1和单与非门3的输入端。当启动信号加入后，触发器C_1翻转，门1被打开，驱动脉冲加入x方向，经单与非功率门2输出后，此脉冲一路加在x环行分配器、x功率放大器，使x方向电机运行；另一路经延迟110ms后，加在＋进可逆计数器2上，（延迟的目的是为了使打印点数与实际标号相符）。这样x方向电机一步一步走，可逆计数器1和2也在不断正计数，当计满41点时，与或非门14便产生一个负的跳变脉冲（其逻辑和状态请看图五和表二）。该负跳变脉冲，一方面使C_1翻转，将门1关闭；另一方面使C_2翻转，门3被打开。门3被打开后，经功率门4输出的第1个脉冲，一方面使y方向环行分配

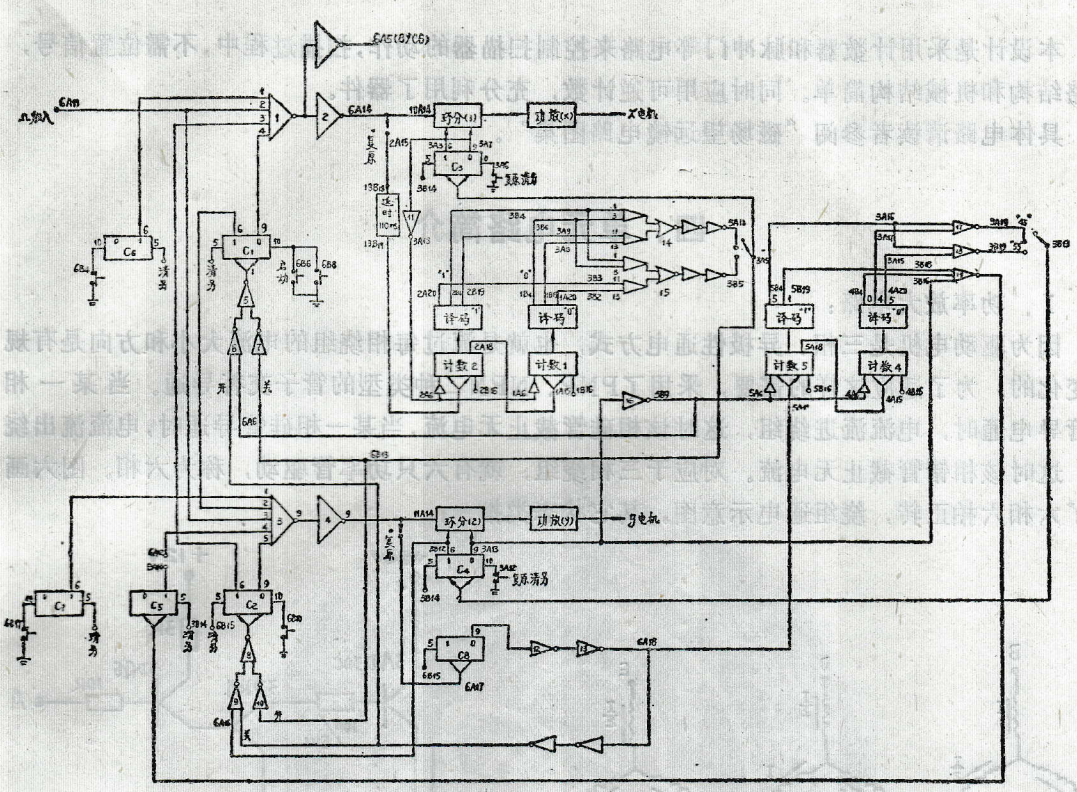


图　4

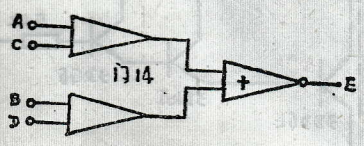


图　5

表　2

	A	C	B	D	E
处于01状态时	1	1	0	0	0
开始计数后	0	0	0	0	1
计到45状态时	0	0	1	1	0

器，y方向功率放大器动作，使y方向电机运行，走一步；一方面使C_8翻转一次。当y方向第二个脉冲来后，y方向电机又走一步，C_8又翻转一次，这时，C_8输出负跳变脉冲，这个脉冲使行计数器5加1，同时经延迟0.3μs后，关C_2门，和重新开C_1门，这样y电机走过二步后停下，x方向电机又一步步走，重复上述过程。由于门14给出的负跳变脉冲也使C_3翻转，触发器C_3控制了x环行分配器的可逆运行，因此x方向电机正转、反转间隔进行，x电机和y电机轮流工作（此时，y电机不改变方向）。当行计数器4和5，计满45行时，其译码电路给出一个正脉冲，该脉冲使C_4翻转（为y电机反转作准备），从而使门9和门6封锁，保持y电机仍处在开的位置，x电机仍处在关的位置。再来脉冲时，y方向电机反转回程，可逆计数器4和5做减法，从45开始减，直减到01时，经译码电路又输出一个脉冲，此脉冲使c_5翻转，将门3关闭，y方向电机停，扫描器已回到原点，一幅图象扫完。第二次扫描时，应先清零，其它动作相同。

本设计是采用计数器和脉冲门等电路来控制扫描器的动作，扫描过程中，不需位置信号，电路结构和机械结构简单。同时应用可逆计数，充分利用了器件。

具体电路请读者参阅“磁场望远镜电路图集”。

四、单元电路简介

1．功率放大电路：

因为驱动电机是三相、异极性通电方式，也就是流过每相绕组的电流大小和方向是有规律变化的。为了适应这样的需要，采用了PNP、NPN二种类型的管子交替导通。当某一相锗管导电通时，电流流进绕组，这时该相硅管截止无电流，当某一相硅管导通时，电流流出绕组，这时该相锗管截止无电流。对应于三相绕组，就有六只功率管驱动，称为六相。图六画出了六相六拍正转，绕组通电示意图。其它状态类推。

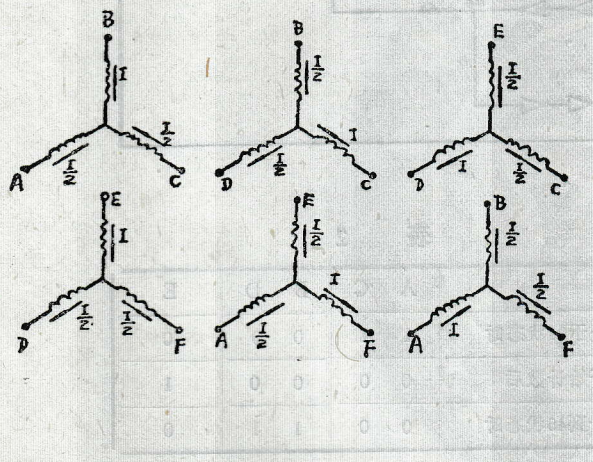


图 6

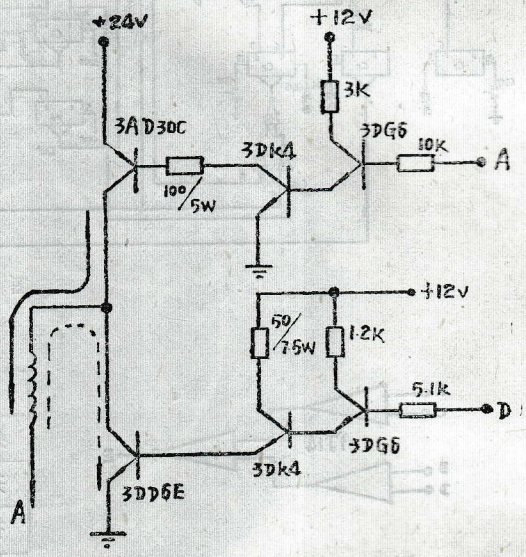


图 7

图七画出了供给一个绕组电流的功率放大电路。A、D点为环行分配器的D型触发器输出。当A、D点为高电位时（+3.5V左右），功率管3AD3OC或3DD6E为导通状态，反之为截止状态。为了推动功率管，中间加了一级复合型晶体管的电流放大。由图七看出，当3AD3OC导通时，电流流进A相绕组（实践所示）。当3DD6E导通时，电流由A相绕组流出（由虚线所示）。

图八为功率管的保护电路。保护电路由二组按星形联接的二极管组成。例如：F相的硅功率管3DD6E导通时，C相绕组的电流方向是向上，当3DD6E突然截止时，在这变化瞬间，C相绕组上会产生高于供给电压几倍的反电势，如图示上正下负。如不加保护，有可能使硅管3DD6E击穿损坏。加了二极管后，此电势经过二极管，绕组线圈，形成放电回路（图中有箭头表示）。这样就达到保护的目的。

图九中，C_1—C_6的接法，目的是为了消除振荡，特别是30°时振荡，并接电容后，振荡

基本消除。图中二只电容的正反并接是为了代替无极性电容，电容外壳请不要短接。

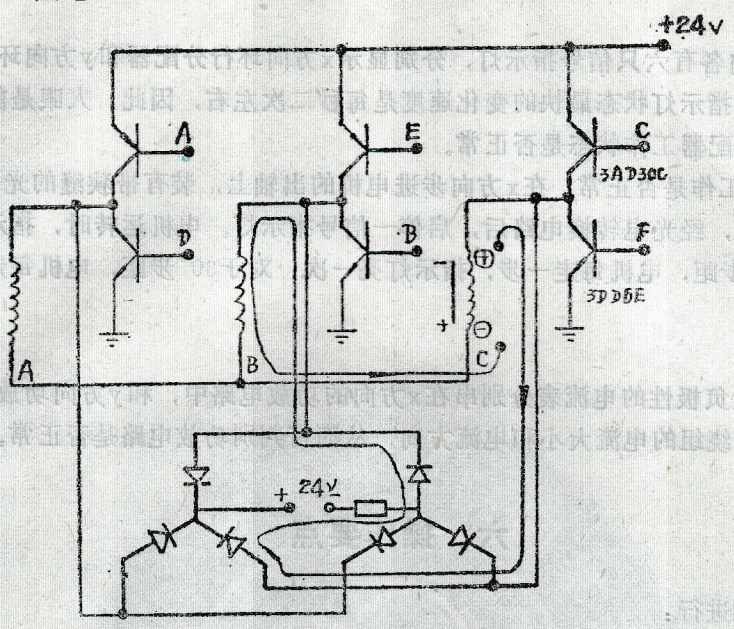


图 8

2．环行分配器电路：

该电路是由六只TTLD型触发器和六只TTL与或非门组成。电路中有60°正转控制线、60°反转控制线、30°正转控制线、30°反转控制线四根。通过适当连接，可实现其中一种状态的工作。例如，要实现60°正转，可将60°正转控制线接高电位，其它三根控制线接地或低电位。其余类推。在电路图集中，有该电路的详细电路图和状态表，工作原理读者可自行分析。

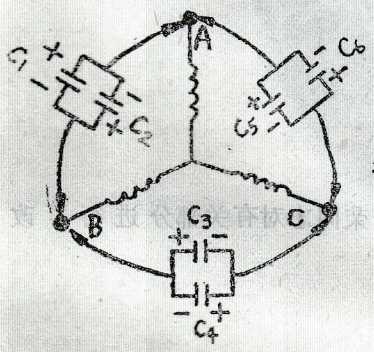


图 9

3 其它电路：

其它电路有同步型十逆可逆计数器，脉冲发生器、光电扦测电路、报警电路等，这里不再一一赘述。

五、显 示

扫描器在扫一幅图象时，不允许有漏步、跳步的现象。否则，这幅图象就失去作用。因此，判断扫描器工作是否正常是很重要的。一幅图象的扫描有时要半小时以上，天文工作者也希望知道某一时刻扫描器工作在哪一点，哪一行上。在仪器调试时，也需知道扫描器所处位置。因此，显示是必要的。下面就显示作一简要说明：

1．数码管显示：

四只十进位的数码管分别显示了x方向点数和y方向行数，同时，也表示了正扫描、反

扫描、移行、回程，使用者一目了然。这个显示也监视了十进可逆计数器工作是否正常。

2．指示灯显示：

x方向和y方向各有六只信号指示灯，分别显示x方向环行分配器和y方向环行分配器的工作状态。因为，指示灯状态最快的变化速度是每秒二次左右，因此，人眼是能分辨的，从而就可监视环行分配器工作状态是否正常。

为表示x电机工作是否正常，在x方向步进电机的出轴上，装有带狭缝的光电盘。光电盘随电机轴一起转，经光电转换电路后，启停一信号指示灯。电机运转时，指示灯应该一闪一闪的。对于60°步距，电机每走一步，指示灯亮一次；对于30°步距，电机每走二步，指示灯闪亮一次。

3．电表指示：

有六只具有正负极性的电流表分别串在x方向的功放电路中，和y方向功放的电路中，它可直接指示每相绕组的电流大小和电流方向，从而可判别功放电路是否正常。

六、操作要点

请按下列步骤进行：

1．按观察要求，将面板上直键开关打入相应的位置。

2．开＋5V电源。

3．清零。

4．开＋24V电源。

5．启动。扫描器按规定路线扫完一幅图象后自动回零点。

6．机器不停，继续扫描时，应先清零，再启动。

7．关机时，应先关＋24V电源，再＋5V电源。

不扫描时，注意将＋24V电源关掉，以免误动作。

此项工作于1980年进入观察室正式使用，北京天文台明长荣同志对有关部分进行了改进，在此表示感谢。

THE CONTROL CIRCUIT FOR THE DRIVING OF THE X-Y SCANNER

Chen Zhibin

(Nanjinag Astronomical Instrument Factory)

Yun Jialing, Tan Zuowu. Li Wei

(Beijing Electrical Engineering Instntute) *(Beijing Observatory)*

When the photoelectric detective system is worked, a $3 \times 4'$ solar region

is scanned by a stepmotor driven pinhole and sampled point by point with a position accuracy of 0.02mm. The time ratio of stop to motion is 1/10. In some cases, a region smaller than $3 \times 4'$ is scanned for shortening the observing time, so the number of lines and points could be reduced as desired. The position of scanning pinhole is digitally displayed for monitoring, the system working condition is showed by indicating lamps and volt meters. besides, the zero-point adjustment and trouble warning are provided as well.

太阳磁场望远镜光电扫描器扫描量程的改进

李　威　　陈志斌

（北京天文台）　（南京天文仪器厂）

一、扫描器扫描量程改进的必要性及可能性

磁场望远镜是1972年开始研制的。至今已有10多年了。在研制的过程中，望远镜必将不断地趋于完善。

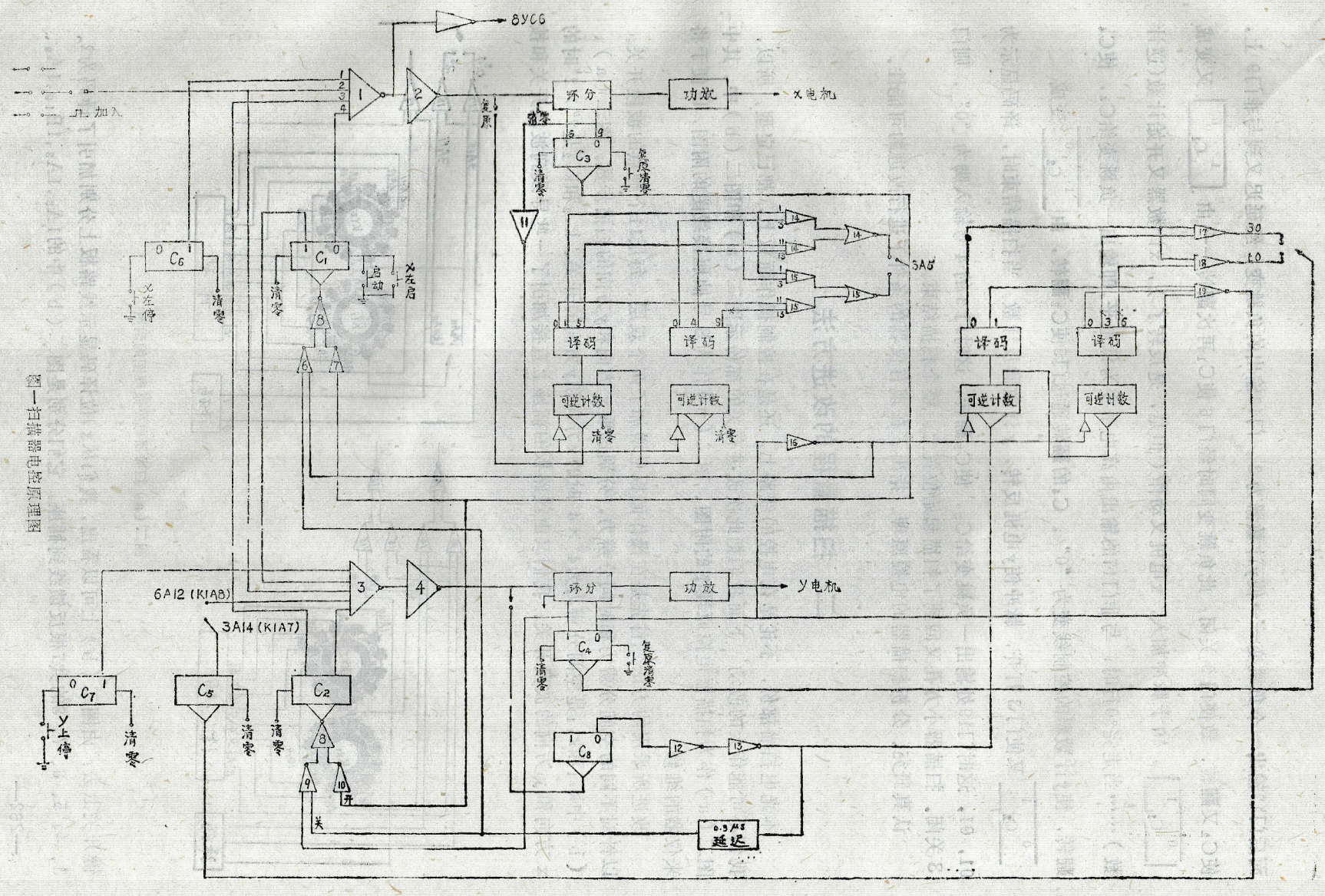
该望远镜中光电接收部分的扫描区域为3′×4′。当望远镜要对某一太阳黑子活动区进行观测时，首先需把活动区调到扫描区域里，并根据黑子的大小确定扫描量程，然后再由步进电机带动一小方孔在所确定的扫描量程范围里对其进行逐点扫描。

原设计要求中，小方孔（空间分辨力）为4″×4″、扫描时间常数为0.4^{s}时，扫描量程有45×30，45×60两档。时间常数为2^{s}时，只有45×30一种，空间分辨力为2″×2″，扫描时间常数为0.4^s，也只有90×60一种。

经过1983年半年的试观测，使用者认识到原来的换档种类明显的不够用。例如：对于一个黑子只要400余步就可以扫描完了，可是在原有的扫描量程系统中，最少也得用1350步，这样就浪费了时间。同样，如果一个黑子的大小在扫描区域的y方向只略大于30行，若用45×30档，则会使黑子资料不完全；若用45×60档，又白白浪费大约900余步。同时原来的换档种类，也使观测者不能根据大气条件而灵活地使用不同的空间分辨力和时间分辨力。这种种不便，在大气条件不太好的情况下，显然尤为突出。这对发挥现有仪器水平，以便获得更好的资料，是个损失。鉴于以上原因，为使望远镜更加完善，我们认为扫描器扫描量程的换档形式很有改进的必要。

为了弄清改进的思想及便于仪器的维修，下面对扫描器的电控原理作一简要介绍。请看图一：

以扫描量程为45×30为例：当x方向上小方孔走完45时，门控2上的与非门14（Z43B）的输出端将有一个从“1”到“0”的负跳变。这个脉冲的负沿触发C_3，使其翻转：从 $\overset{1}{\square}\ C_3\ \overset{0}{\square}$ 变成 $\overset{0}{\square}\ C_3\ \overset{1}{\square}$。这时环行分配器和计数器的控制线变为“0”（再来脉冲时环行分配器开始使x电机反转、x计数器反计数）；这个脉冲又同时经与非门7使C_1翻转。这时由于门1的输入端4为“0，，从而使门1关闭——脉冲对x电机方向加不过去了。这个脉冲也同时加到了与非门10上”使C_2翻转，于是门3打开，加过去两个脉冲，使y电机作移行；


8YC6
加入
环分
功放
x电机
复原
清零
复原清零
C3
C6
C1
x左停
清零
启动
x左启
译码
可逆计数
3A5
30
10
6A12 (K1A8)
3A14 (K1A7)
y电机
C4
C7
C5
C2
y上停
C8
0.3μs
延迟
关
开

图一 拍描器电控原理图

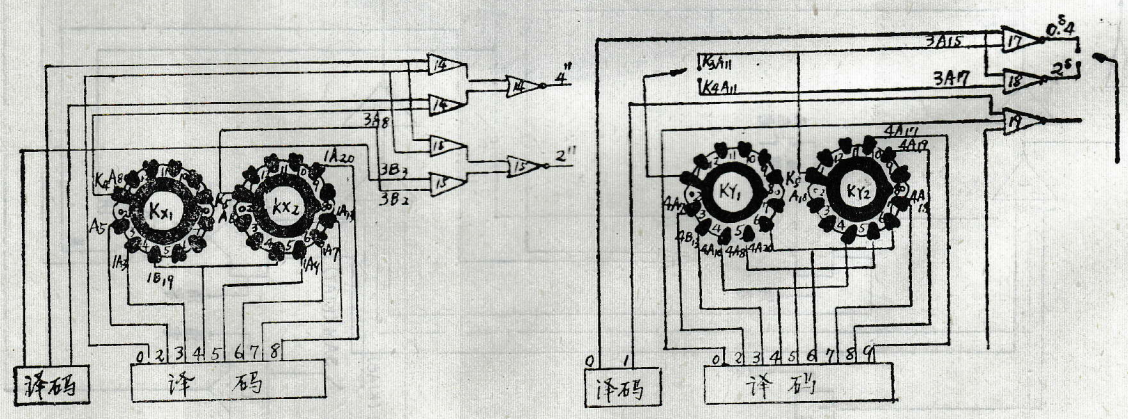
而后门13输出一个负跳变——→使y计数器为2。门13输出的负跳变，经延迟又到与非门9上，使C_2又翻转，致使门3关闭。此负跳变同时经门6使C_1再次翻转——→由 $\boxed{\overset{1}{}\ \overset{0}{C_1}}$ 又变成 $\boxed{\overset{0}{}\ \overset{1}{C_1}}$，由于脉冲加入，x电机又动作（但是，是反转了），x计数器又开始计数(逆计数）……当走完30行时，与非门17的输出由高电平变为低电平，即输出一负跳变给C_4，使C_4翻转，使y计数器的控制线变为“0”。C_4的翻转通过门9使C_2翻转，由 $\boxed{\overset{1}{}\ \overset{0}{C_2}}$ 变成 $\boxed{\overset{0}{}\ \overset{1}{C_2}}$ 又使门3打开，脉冲使y电机反转，y计数器反计数。当扫描结束时，译码显示为01，01，这时门19处输出一负跳变给C_5，使C_5翻转，这时门3的4号输入脚为“0”，则门3关闭。扫描器小方孔又回到了扫描起始位置上。整个扫描结束。

认真研究、分析扫描器的电控原理、指出了在现有仪器的条件下进行改进的可能性。

二、扫描量程的改进方法

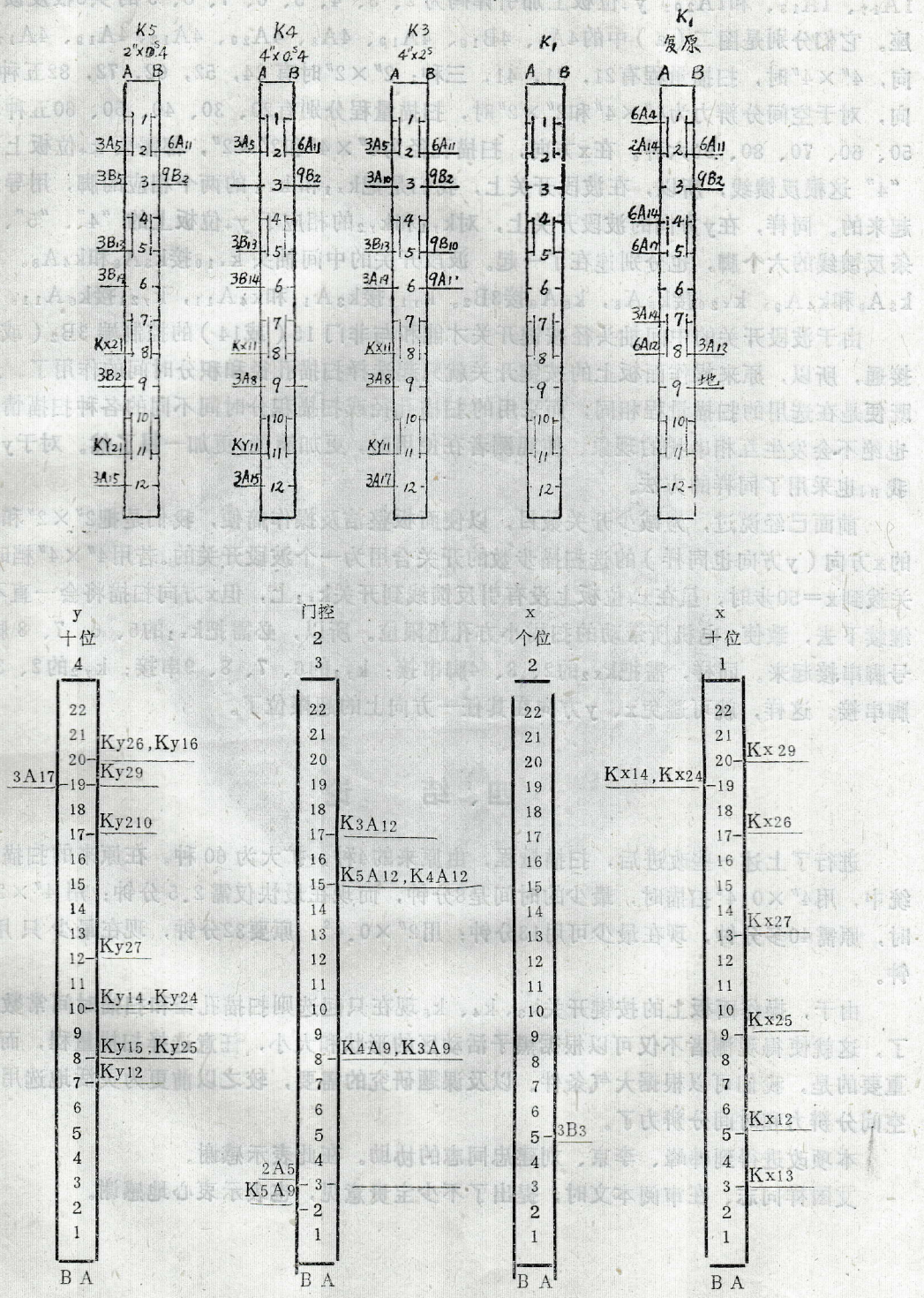
本光电扫描部份，不论是在电控的线路上，还是在控制操作面板上，都已定型。所以，我们不可能作大的改动。下面我们把此次改进有关的部份示图二（a）和图二（b）中。其中图二（a）作为扫描器电控原理图的附图、图二（b）作为8号抽屉接线图的附图，以便于将来仪器的维修。

改进所采用的方法，首先是在操作面板上增加了两个双层、每层11个触点的波段开关。以针对不同的空间分辨力和时间分辨力，分别选取x方向和y方向的扫描步数。图二（a）、（b）中k_{x1}和k_{y1}是空间分辨力为4″×4″时的x方向和y方向的开关、k_{x2}和k_{y2}是2″×2″时的x方向和y方向的波段开关。我们又由线路板的插座上直接加引了一些导线到波段开关和按



图二（a）扫描器电控原理图的附图

键开关上去：由图二（b）上可以看出，我们从x_4位译码显示线路板上分别加引了译码为2、3、4、5、6、7、8的共7根反馈线到插座。它们分别是图二（b）中的$1A_5$、$1A_3$、$1B_{19}$、$1A_8$、



图二（b）8号抽屉接线图的附图

$1A_{17}$、$1A_{13}$、和$1A_{20}$。y_+位板上加引译码为2、3、4、5、6、7、8、9的共8根反馈线到插座。它们分别是图二（a）中的$4A_7$、$4B_{19}$、$4A_{10}$、$4A_8$、$4A_{20}$、$4A_{12}$、$4A_{19}$、$4A_{17}$。x方向，4″×4″时，扫描量程有21，31，41，三种；2″×2″时有24，52，62，72，82五种。y方向，对于空间分辨力为4″×4″和2″×2″时，扫描量程分别有20、30、40、50、60五种和40、50、60、70、80、90六种。在x方向，扫描孔径为4″×4″和2″×2″，都需要x_+位板上引出的“4”这根反馈线，所以，在波段开关上，我们是把k_{x1}和k_{x2}的两个相应的脚，用导线串接起来的。同样，在y方向的波段开关上，对k_{y1}和k_{y2}的相应于y_+位板上的“4”、“5”、“6”三条反馈线的六个脚，也分别连在了一起。波段开关的中间抽头k_{x10}接k_3A_8和k_4A_8。$3A_8$接k_3A_9和k_4A_9。k_{x20}接k_5A_8，k_5A_9接$3B_2$。k_{y11}接k_3A_{11}和k_4A_{11}，k_{y21}接k_5A_{11}。

由于波段开关的中间抽头径按键开关才能和与非门15（或14）的控制端$3B_2$（或$3A_8$）接通，所以，原来操作面板上的按键开关就只起选择扫描孔径和积分时间的作用了。这样，既便是在选用的扫描量程相同，而采用的扫描孔径或扫描积分时间不同的各种扫描情况下，也绝不会发生互相串扰的现象。使观测者在使用时，更加简便，更加一目了然。对于y方向，我们也采用了同样的方法。

前面已经说过，为减少开关数目，以使面板整洁及操作简便，我们是把2″×2″和4″×4″的x方向（y方向也同样）的选扫描步数的开关合用为一个波段开关的。若用4″×4″档时，而开关拨到x＝50步时，虽在x_+位板上没有引反馈线到开关k_{x1}上，但x方向扫描将会一直不断地继续下去，致使x电机所带动的扫描小方孔超限位。所以，必需把k_{x1}的5、6、7、8脚都与号脚串接起来。同样，需把k_{x2}的2、3、4脚串接；k_{y1}的6、7、8、9串接；k_{y2}的2、3、4的脚串接。这样，就可避免x、y方向在其任一方向上的超限位了。

四、结　论

进行了上述一些改进后，扫描量程，由原来的4种，扩大为60种。在原来的扫描量程系统中，用4″×0.4^{s}扫描时，最少的时间是8分钟，而现在最快仅需2.5分钟；用4″×2^{s}扫描时，原需40多分钟，现在最少可用13分钟；用2″×0.4^s，原要32分钟，现在最少只用10分钟。

由于，操作面板上的按键开关k_3、k_4、k_5现在只起选则扫描孔径和扫描时间常数的作用了，这就使得观测者不仅可以根据黑子活动区的形状和大小，任意选择扫描量程，而且，更重要的是，我们可以根据大气条件、以及课题研究的需要，较之以前更为灵活地选用不同的空间分辨力和时间分辨力了。

本项改进得到韩峰、李京、刘建忠同志的协助。在此表示感谢。

艾国祥同志、在审阅本文时，提出了不少宝贵意见，也表示衷心地感谢。

THE REFORM IN SCANNING RANGE OF SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE PHOTOELECTRIC SCANNING APPARATUS

Li Wei

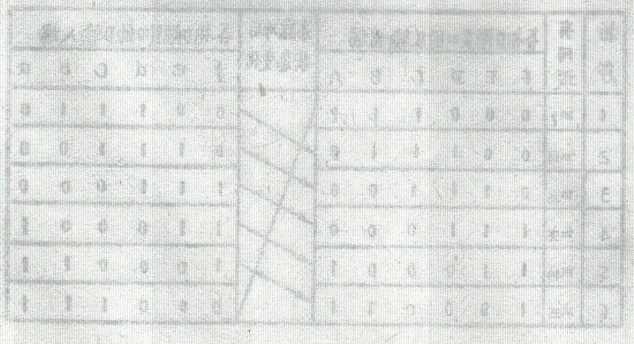
(*Beijing Astronomical Observatory*)

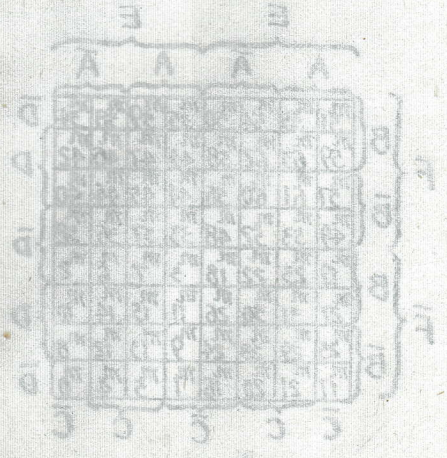
Chen Zhibin

(*Nanjing Astronomical Insruments Factory*)

Abstract

In the present article, we introduced the necessary of the reform in scanning range and work principle simply. We advance the possibilities in the reform and concrete method. Reformed scanning form from four kinds werw expanded to sixty kinds, so that, we can elect different scanning range on the basis of need, we shall economize many time, then created condition for obtain better data.





永磁式大步距步进电机环行分配器的逻辑设计

陈志斌　李　威

一、概　述

在我厂研制的太阳磁场望远镜中，小方孔扫描器的电驱动选用了科学院电工所研制的永磁式大步距（60°/30°）步进电机。该电机为三相异极性通电方式。它通过改变流过电机绕组的电流大小和方向来使电机一步一步的旋转。要求与它相配的环行分配器采用六相六位（3-3制）和六相十二位（3—2制）的工作方式。下面介绍一下，该环行分配器的逻辑设计方法及其电路。

二、设计方法

设计逻辑电路的简单而有效的方法是卡诺图化简法。其步骤是：在设计电路前，应根据环行分配器的所有状态，列出该电路的真值表。由真值表写出电路的逻辑表达式，再根据卡诺图合并最小项的规律，来简化逻辑表达式。从而，设计出使用最少元件的电路。

由于本电机在电路中要实现步距角为60°的正转、反转控制；也要实现步距角为30°的正转、反转控制，因此，要设计出四种相应的环行分配器的逻辑电路，再应用门电路来组合成一个完整的环行分配器电路。

为适应电机的三相异极性工作方式，环行分配器要有六种状态的输出。在用卡诺图化简时，就要有六个变量。由此，首先画出六变量的卡诺图的格式。如图一所示：

1．60°步距角正转

工作状态为：ABC→BCD→CDE→DEF→EFA→FAB

其真值表由表一所示：

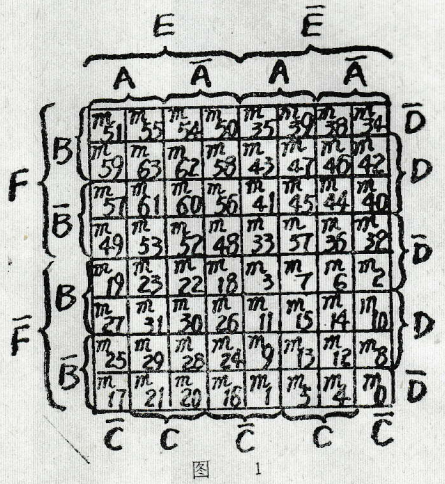


图　1

表　1

拍序	有用项	各相D触发器的Q输出端 F	E	D	C	B	A	未脉冲后状态变化	各相D触发器的D输入端 f	e	d	c	b	a
1	m_7	0	0	0	1	1	1		0	0	1	1	1	0
2	m_{14}	0	0	1	1	1	0		0	1	1	1	0	0
3	m_{28}	0	1	1	1	0	0		1	1	1	0	0	0
4	m_{56}	1	1	1	0	0	0		1	1	0	0	0	1
5	m_{49}	1	1	0	0	0	1		1	0	0	0	1	1
6	m_{35}	1	0	0	0	1	1		0	0	0	1	1	1

由表一可排出六个逻辑方程式：

$a=m_{56}+m_{49}+m_{35}$　　$d=m_7+m_{14}+m_{28}$

$b=m_7+m_{49}+m_{35}$　　$e=m_{14}+m_{28}+m_{56}$

$c=m_7+m_{14}+m_{35}$　　$f=m_{28}+m_{56}+m_{49}$

将这六个方程式代入图一，就可得到图二的①～⑥。图中打“×”表示禁止项，它既可表示“1”，也可表示“0”，化简时可以利用它。按照合并最小项的规律，画出了图二中的(1)～(6)的虚线框子，由虚线框经过的范围，有些项就可抵消掉，将不能抵消的项留下来，这样就使逻辑式简化了，这个方法比较直观。

例如：图二(1)中，根据虚线框绕一周，很直观地看出：B，$\overline{B}$；D，$\overline{D}$；A，$\overline{A}$；E，$\overline{E}$，C，$\overline{C}$都相消了，只剩下F相没有相消，由此得a＝F用同样的方法看图二中的(2)～(6)，得出下列各式：　b＝A　c＝B　d＝C　e＝D　f＝E

2．60°步距角反转：

工作状态为：

ABC→FAB→EFA→EFD→CDE→BCD

其真值表由表二所示

由表二可排出六个逻辑方程式：

$a=m_7+m_{35}+m_{14}$　　$d=m_{49}+m_{56}+m_{28}$

$b=m_7+m_{28}+m_{14}$　　$e=m_{35}+m_{49}+m_{56}$

$c=m_{56}+m_{28}+m_{14}$　　$f=m_7+m_{35}+m_{49}$

将这六个方程式代入表一，就可得到图三的(1)～(6)。按照合并最小项的规律，画出了图三中的(1)～(b)虚线框子，由虚线框经过的范围可抵消掉一些项，得下列各式：

表　2

a＝B　b＝C　c＝D　d＝E　e＝F　f＝A

拍序	有用项	各相D触发四的B输出端						来脉冲后状态变化	各相D触发四的D输入端					
		F	E	D	C	B	A		f	e	d	c	b	a
1	m_7	0	0	0	1	1	1		1	0	0	0	1	1
2	m_{35}	1	0	0	0	1	1		1	1	0	0	0	1
3	m_{49}	1	1	0	0	0	1		1	1	1	0	0	0
4	m_{56}	1	1	1	0	0	0		0	1	1	1	0	0
5	m_{28}	0	1	1	1	0	0		0	0	1	1	1	0
6	m_{14}	0	0	1	1	1	0		0	0	0	1	1	1

3．30°步距角正转：

工作状态为：

ABC→BC→BCD→CD→CDE→DE→DEF→EF→EFA→FA→FAB→AB。

其真值表由表三所示

由表三可排出六个逻辑方程式：

$a=m_{48}+m_{49}+m_{33}+m_{35}+m_3$

$b=m_7+m_6+m_{33}+m_{35}+m_3$

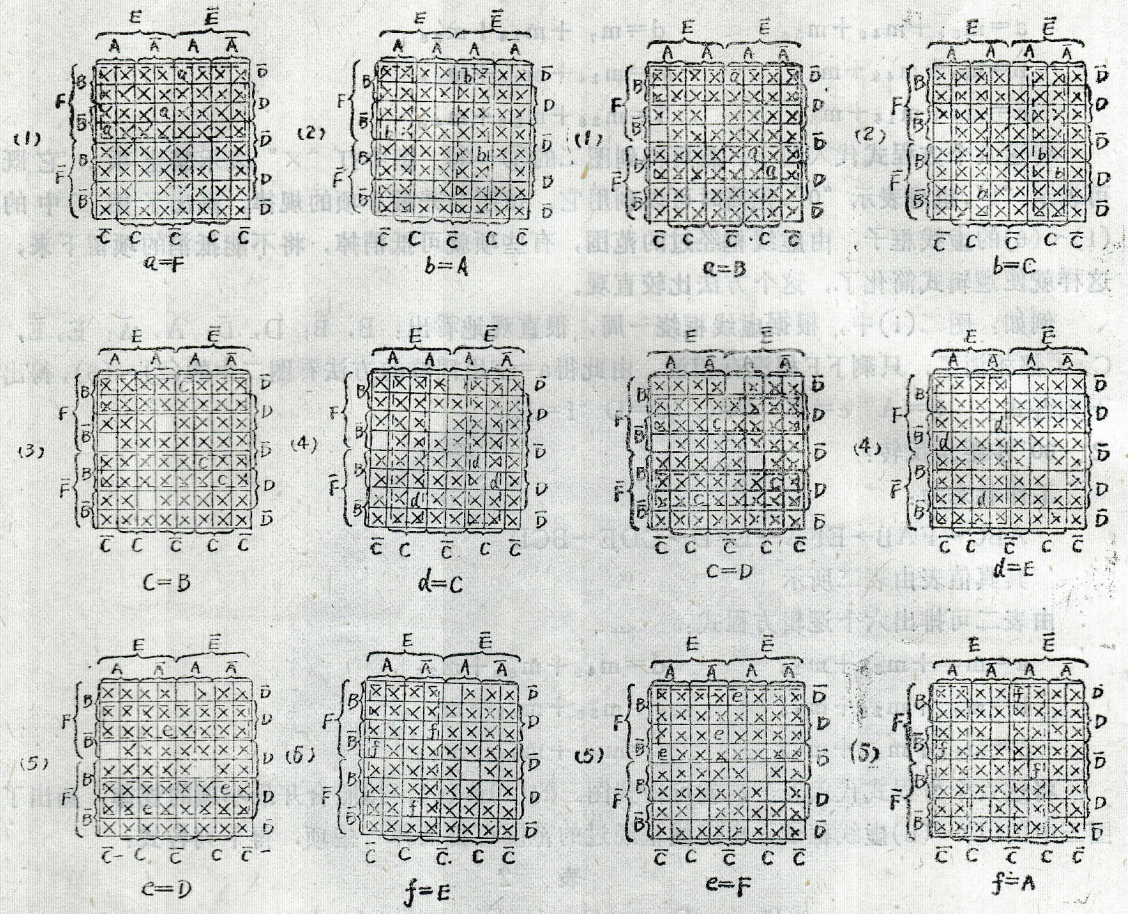


图 2　　图 3

表 3

拍序	有圈顶	各相D触发器的Q输出端 F	E	D	C	B	A	来脉冲后状态变化	各相D触发器的D输入端 f	e	d	c	b	a
1	m_7	0	0	0	1	1	1		0	0	0	1	1	0
2	m_6	0	0	0	1	1	0		0	0	1	1	1	0
3	m_{14}	0	0	1	1	1	0		0	0	1	1	0	0
4	m_{12}	0	0	1	1	0	0		0	1	1	1	0	0
5	m_{28}	0	1	1	1	0	0		0	1	1	0	0	0
6	m_{24}	0	1	1	0	0	0		1	1	1	0	0	0
7	m_{56}	1	1	1	0	0	0		1	1	0	0	0	0
8	m_{48}	1	1	0	0	0	0		1	1	0	0	0	1
9	m_{49}	1	1	0	0	0	1		1	0	0	0	0	1
10	m_{33}	1	0	0	0	0	1		1	0	0	0	1	1
11	m_{35}	1	0	0	0	1	1		0	0	0	0	1	1
12	m_3	0	0	0	0	1	1		0	0	0	1	1	1

$c=m_7+m_6+m_{14}+m_{12}+m_3$

$d=m_6+m_{14}+m_{12}+m_{28}+m_{24}$

$e=m_{12}+m_{28}+m_{24}+m_{56}+m_{48}$

$f=m_{24}+m_{56}+m_{48}+m_{49}+m_{33}$

将这六个方程式代入图一，就可得到图四的(1)～(6)。按照合并最小项的规律，画出了图四中的(1)～(6)的虚线框子，由虚线框经过的范围可抵消掉一些项，得到如下最简各式：

$a=\overline{D}\cdot\overline{C}$　　$b=\overline{D}\cdot\overline{E}$　　$c=\overline{E}\cdot\overline{F}$

$d=\overline{F}\cdot\overline{A}$　　$e=\overline{A}\cdot\overline{B}$　　$f=\overline{B}\cdot\overline{C}$

4．30°步距角反转：

工作状态为：

ABC→AB→FAB→FA→FAE→FE→FED→ED→EDC→CD→CDB→BC

其真值表由表四所示：

由表四可排出六个方程式：

$a=m_7+m_3+m_{35}+m_{33}+m_6$

$b=m_7+m_3+m_{12}+m_{14}+m_6$

$c=m_{24}+m_{28}+m_{12}+m_{14}+m_6$

$d=m_{48}+m_{56}+m_{24}+m_{28}+m_{12}$

$e=m_{33}+m_{49}+m_{48}+m_{56}+m_{24}$

表　4

拍序	有用项	各相D触发器的Q输出端 F	E	D	C	B	A	未改变前状态变化	各相D触发器的D输入端 f	e	d	c	b	a
1	m_7	0	0	0	1	1	1		0	0	0	0	1	1
2	m_3	0	0	0	0	1	1		1	0	0	0	1	1
3	m_{35}	1	0	0	0	1	1		1	0	0	0	0	1
4	m_{33}	1	0	0	0	0	1		1	1	0	0	0	1
5	m_{49}	1	1	0	0	0	1		1	1	0	0	0	0
6	m_{48}	1	1	0	0	0	0		1	1	1	0	0	0
7	m_{56}	1	1	1	0	0	0		0	1	1	0	0	0
8	m_{24}	0	1	1	0	0	0		0	1	1	1	0	0
9	m_{28}	0	1	1	1	0	0		0	0	1	1	0	0
10	m_{12}	0	0	1	1	0	0		0	0	1	1	1	0
11	m_{14}	0	0	1	1	1	0		0	0	0	1	1	0
12	m_6	0	0	0	1	1	0		0	0	0	1	1	1

$f=m_3+m_{35}+m_{33}+m_{49}+m_{48}$

将这六个方程式代入图一，就可得到图五的(1)～(6)。按照合并最小项的规律，画出了图五中的(1)～(6)的虚线框子，由虚线框经过的范围可抵消掉一些项，得到如下最简各式：

$a=\bar{D}\cdot\bar{E}$　　$b=\bar{E}\cdot\bar{F}$　　$c=\bar{F}\cdot\bar{A}$

$d=\bar{A}\cdot\bar{B}$　　$e=\bar{B}\cdot\bar{C}$　　$f=\bar{C}\cdot\bar{D}$

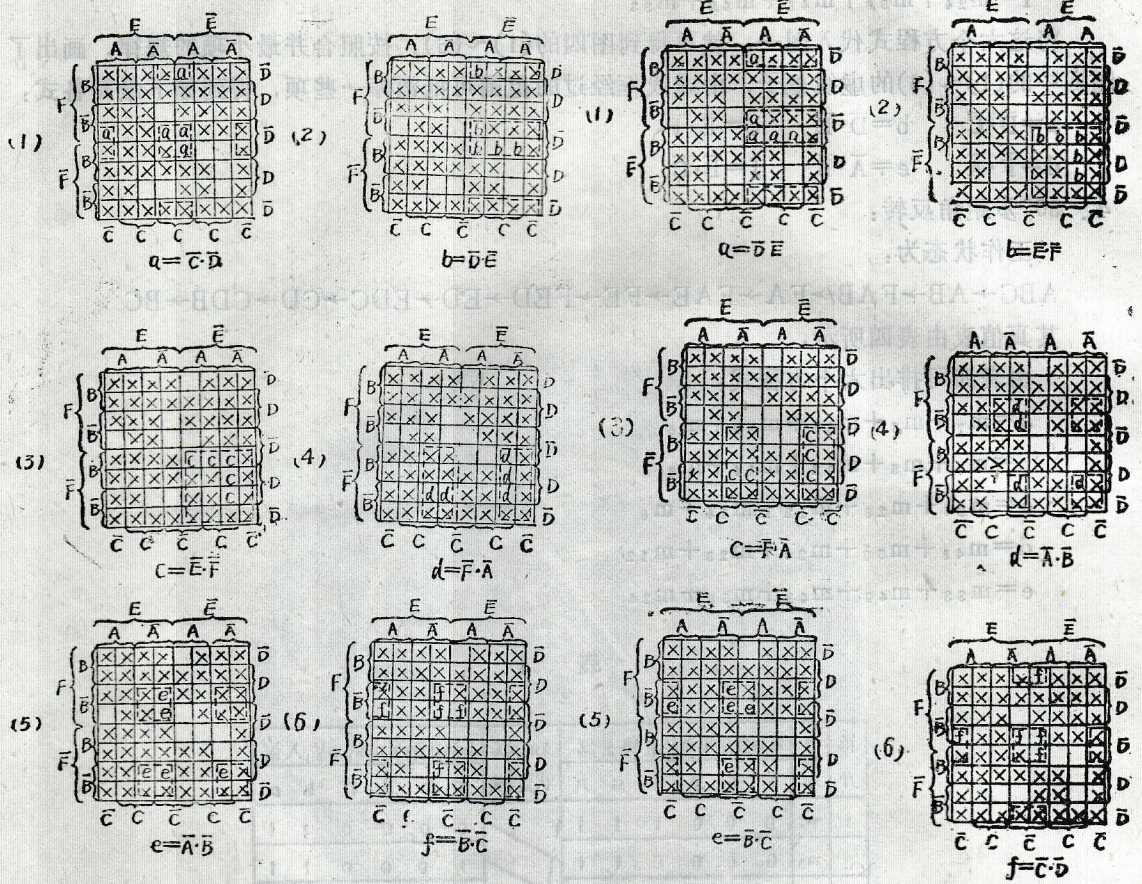


图　4

图　5

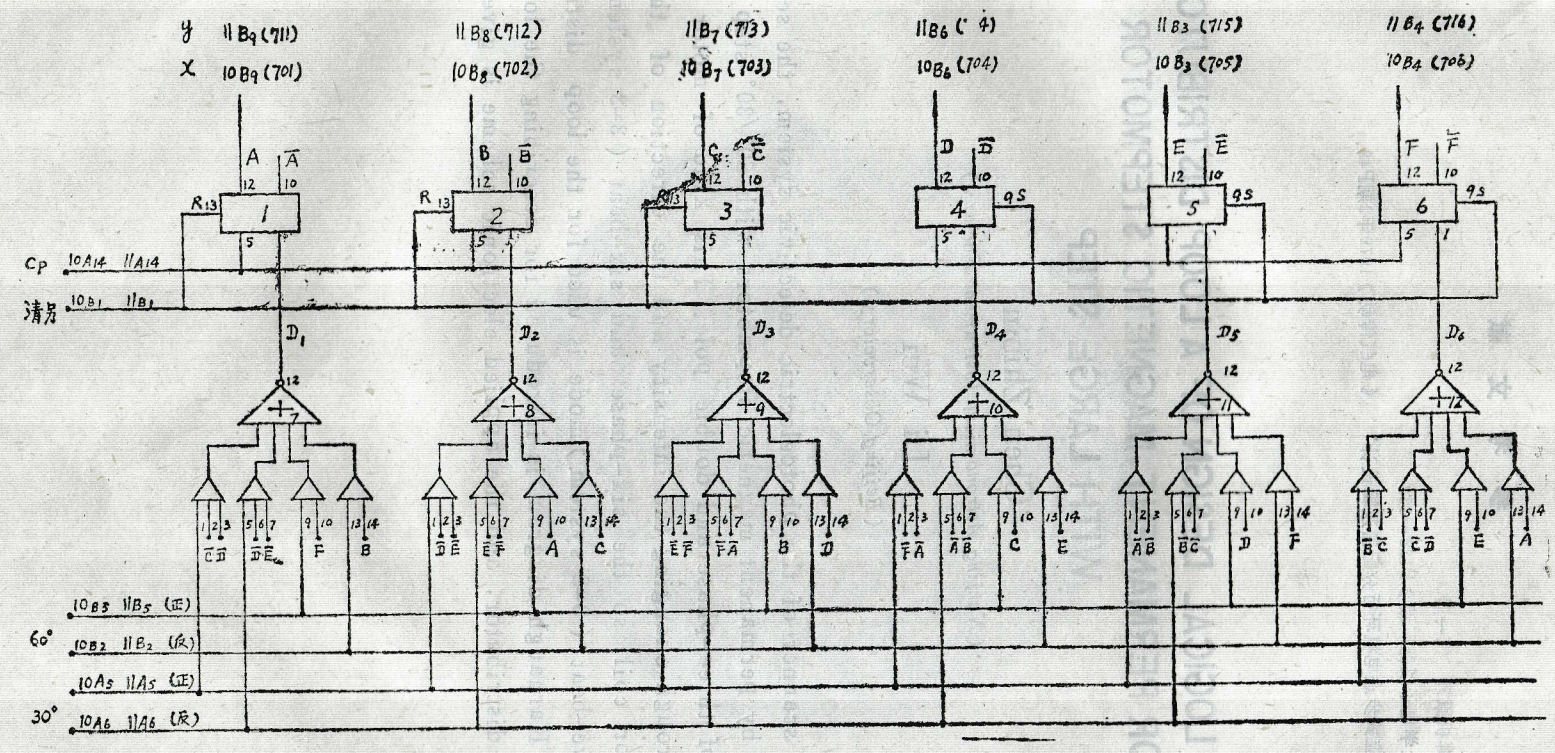
三、电　路

由上面四种工作状态所得到的各相最简方程，立表于五：

因为这四种工作状态不是同时存在的，而每次只有一种状态工作，因此可应用“与或非门”元件，使每次只有一路工作，而其它三路用低电平封锁。用六只D触发器和六只与或非门就能将电路组成。用卡诺图最小项的化简方法所得到的电路结构，与科学院电工所提供给我们的电路结构相符合。图六画出了该电路原理图。该电路已经得到实际应用。

表　5

各相D触发器的D输入端	a	b	c	d	e	f
60°步距角正转反馈连接	F	A	B	C	D	E
60°步距角反转反馈连接	B	C	D	E	F	A
30°步距角正转反馈连接	$\bar{D}\cdot\bar{C}$	$\bar{D}\bar{E}$	$\bar{E}\bar{F}$	$\bar{F}\cdot\bar{A}$	$\bar{A}\cdot\bar{B}$	$\bar{B}\cdot\bar{C}$
30°步距角反转反馈连接	$\bar{D}\bar{E}$	$\bar{E}\cdot\bar{F}$	$\bar{F}\cdot\bar{A}$	$\bar{A}\bar{B}$	$\bar{B}\cdot\bar{C}$	$\bar{C}\cdot\bar{D}$



图六　环行分配器电原理

参 考 文 献

〔1〕电子数字计算机原理 第一册
《北京大学电子仪器厂编》P128～132
〔2〕沈盘安"反应式步进电机环行分配器逻辑设计" 《电气传动》1979年2期P42.

THE LOGICAL DESIGN OF A LOOP DISTRIBUTOR FOR PERMANENT MAGNETIC STEPMOTOR WITH LARGE STEP

Chen Zhibin

(*Nanjing Astronomical Instrument Factory*)

Li Wei

(*Beijing Observatory*)

In the X-Y scanner of the photoelectric detectivie system, the scanning pinhole is driven by permanent magnetic stepmotors with 60°/30° step angle and working mode of three-phase and double pole. This kind of motor is rotated step by step through changing the intensity and the direction of the current fed to the motor coil, so the six-phase and six-beat (3-3 system) or six-phase and twelve-beat (3-2 system) mode is used for the loop distridutor. In this paper, the Karnaugh diagram is introduced for describing the logical design of the loop distributor, and the applied electronic scheme is given.

太阳磁场望远镜信号接收电路

陈志斌　　李威

一、概　述

根据磁场测量原理，为了获得太阳的纵场、速度场、横场、亮度场，就要对滤光器中相应的KDP*晶体以一定频率、位相、波形的调制。被调制的单色光，经过PMT光电转换后，就得到相应的各电流波形。纵场、速度场的电流波形为：$I=0.5r_I+0.636v_{11}\sin\Omega t+0.636r_v\sin2\Omega t$。式中：$0.636v_{11}$反映了速度场的大小，$0.636r_v$反映了纵场的大小。由于$\sin\Omega t$、$\sin2\Omega t$分别是$\Omega$方波、$2\Omega$方波中的基波，并叠加在一起，因此，必须采用选频的办法，分别从Ω、2Ω的方波中选出$\sin\Omega t$、$\sin2\Omega t$的信号。再经过相敏检波器等电路处理，最后获得纵场、速度场的大小。横场的电流波形为：$I=0.5r_I-0.5r_U\sin2\Omega t+0.5r_Q\cos2\Omega t$，式中：$0.5r_U$、$0.5r_Q$均为横场的二个量。同样，用选频的办法，从方波中选出2Ω的信号，再经过相敏检波器等电路处理，最后获得横场的二个量。本电路包括经前置放大器输出后的选频放大器、相敏检波器、积分器、移相器，直流滤波衰减器，以及模数转换器（直流数字电压表）。

二、测量原理

本信号接收电路部分的方框由图1所示。

它是采用经典的窄频带选频放大器加相敏检波器法来实现的。它能有效地抑制噪声和从噪声中提取某一频率的信号。其电路结构简单，也能得到满意的结果。图1中也说明了纵场、横场测量时的开关位置。在作纵场测量时：信号同时加在Ω选频放大器和2Ω选频放大器的输入端。在这二个选频放大器的输出端就分别得到$\sin\Omega t$、$\sin2\Omega t$的正弦信号。将此信号分别送到二个相敏检波器的输入端，经检波后，分别进行滤波积分（积分时间常数为0.5秒、1.5秒），由此得到二个带有极性变化的直流信号。再经过模数转换器（PZ81、PZ82），得到反映速度场、纵场大小的数字量。在测速度场、纵场的同时，直流量经隔离滤波、衰减，模数转换器（PZ83），得到直流的数字量。由此，再分别进行交流信号与直流信号的数字相除，得到真正反映速度场、纵场大小的交直流比信号。在测横场时：信号加在2Ω的选频放大器的输入端，在选频放大器的输出端就得到含有$\sin2\Omega t$和$\cos2\Omega t$的叠加的2Ω信号。通过二个相位差90°的相敏检波器，分别取出$\sin2\Omega t$和$\cos2\Omega t$的成份，再经过模数转换器PZ81、PZ82，就得到反映横场大小的带有极性的二个数字量。在测横场的同时，PZ83也给出了反映直流大小的数字量。由此，再分别进行交流信号与直流信号的数字相除，得到真正反映横场大小的二个交直流比信号。

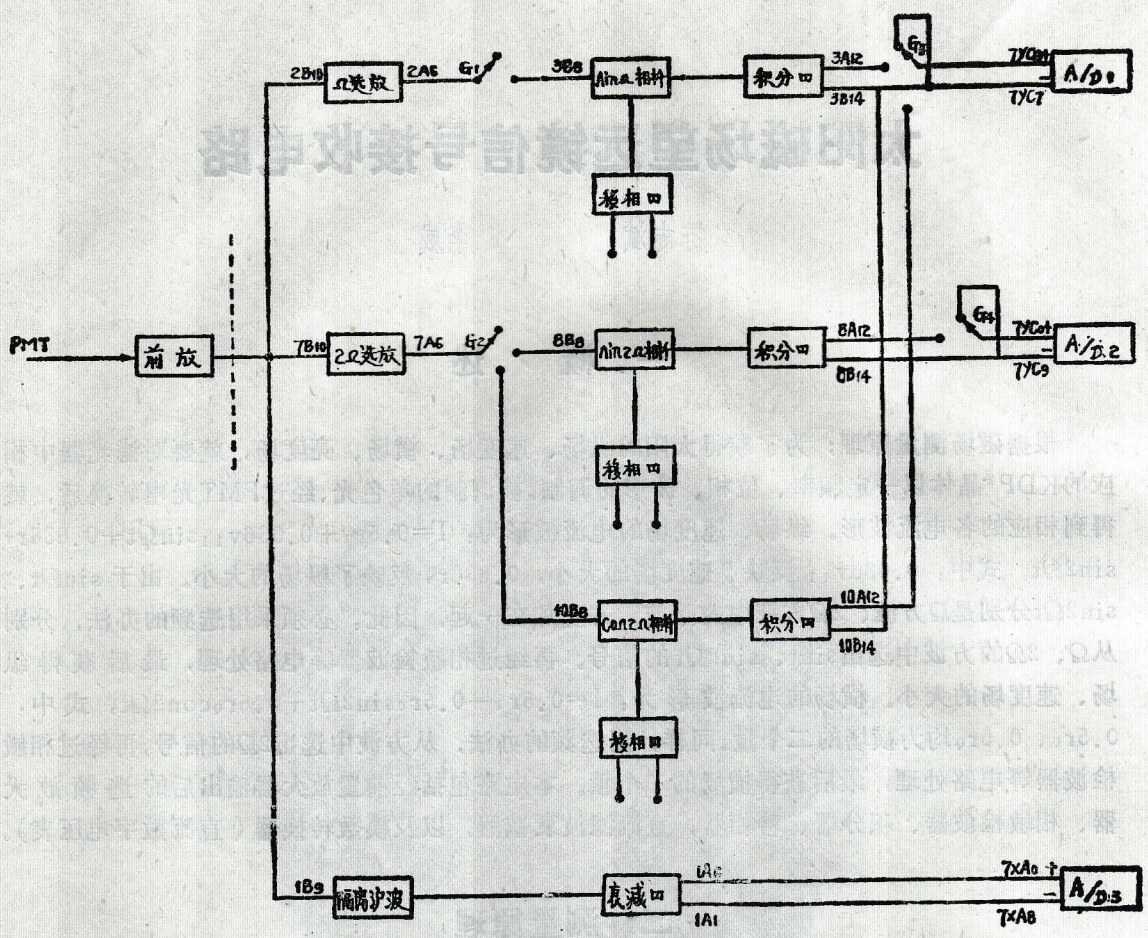


图1 信号接收方框图

说明：

1．纵场测量：G_1接$3B_8$，G_2接$8B_8$ G_3接$3A_{12}$，G_4接$8A_{12}$。

2．横场测量：G_1不接，G_2接$8B_8$和$10B_8$， G_3接$10A_{12}$，G_4接$8A_{12}$。

相敏检波器的参考信号频率与滤光器KD*P晶体调制频率是来自于同一个信号源。Ω=135Hz、2Ω=270Hz。1.2v有效值的参考信号分别加入移相器的输入，经移相放大并削波为方波后加到相敏检波器中。调移相器可使信号有一个极大值（参考与信号同相或反相），或使信号输出为零（信号与参考相位差90°）。

三、单元电路

（一）选频放大器

1．线路原理：

本放大器是由高增益、低漂移线性集成运算放大器FC52E（F007B）加“双T”负反馈网络、功率扩展电路所组成。线路结构简单，便于装调。由于带有功率扩展电路，放大器带负载能力大大加强，其方框由图2所示具体线路由图3所示。主要元件作用说明如下：

R_1、R_2、R_3、P_1、P_2、C_1、C_2、C_3组成了$n=1\left(n=\frac{C_1+C_2}{C_3}=\frac{R_1\cdot R_2}{(R_1+R_2)R_3}\right.$的对称“双T”网络。其中：$R_1=R_2$，$C_1=C_2$，$C_3=C_1+C_2$；$f_0=\frac{1}{2\pi R_1C_1}$。“双T”网络的传输特性由图4所示。由于“双T”是运算放大器的负反馈网络，因此，选频放大器的传输特性变为如图5所示。

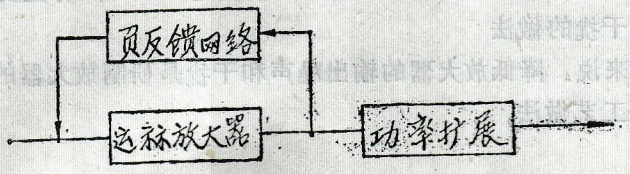


图 2

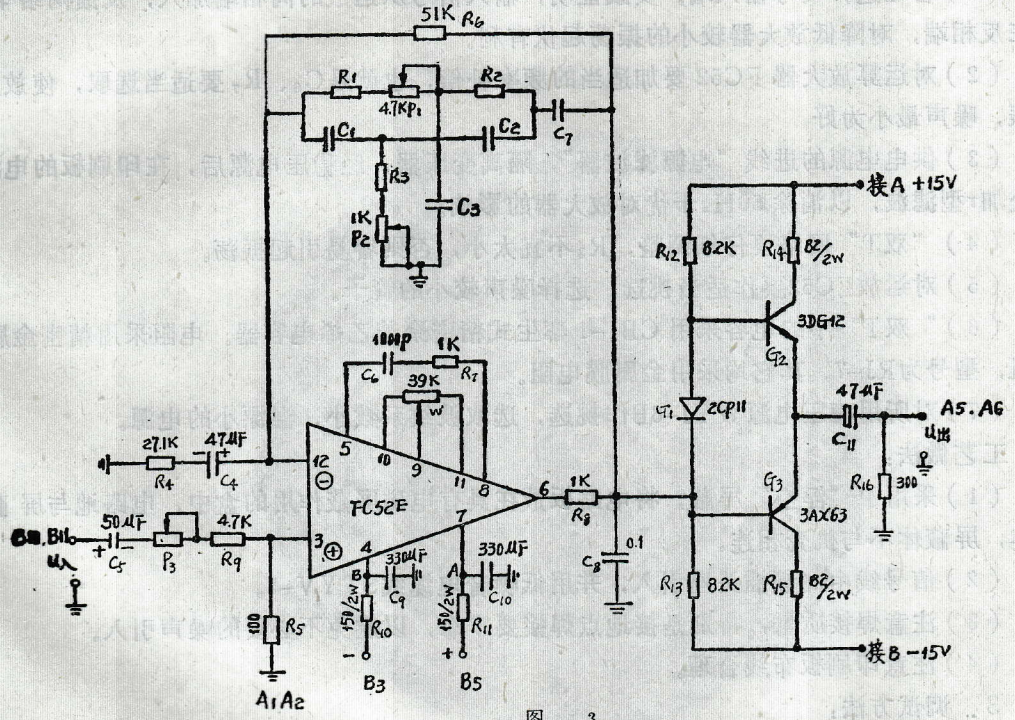


图 3

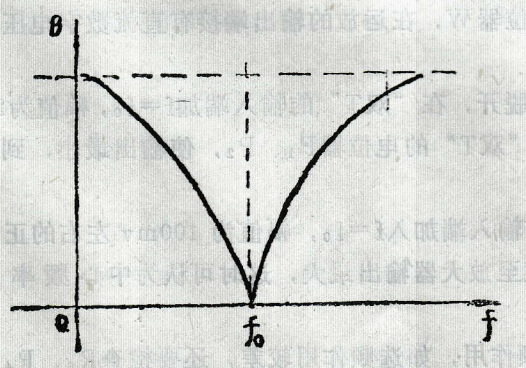


图 4

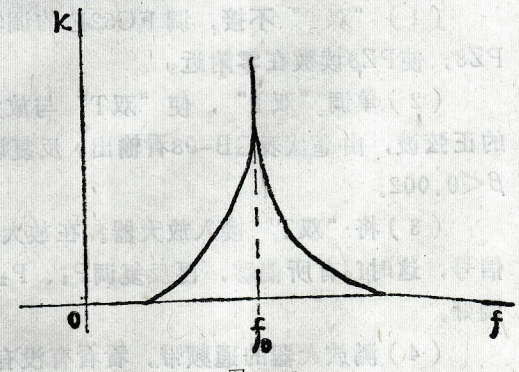


图 5

C_6、R_7是运放FC52的频率补偿电容和电阻，选取确当后能消除运放的振荡起伏。

R_6为负反馈电阻，加接后能提高放大器的稳定性，阻值的大小对放大器的通频带有影响。

R_8为运放的保护电阻，即运放输出短路不会使运放烧坏。

R_4、C_4作为交流反馈通路，R_4的大小决定了负反馈量的大小。

G_2、G_3组成了互补推挽功率放大电路，扩大了放大器带负载的能力。

G_1为偏置二极管，它保证了G_2、G_3有适当的偏置电压，并且有温度补偿作用。

2．降低噪声和干扰的做法

对小信号放大器来说，降低放大器的输出噪声和干扰是研制放大器的关健所在。本文介绍一下其电路做法和工艺做法。

电路做法：

（1）合理选择信号输入端。实践证明，输入信号从运放的同相端加入，反馈网络输出加在反相端，对降低放大器较小的振荡起伏有利。

（2）对运算放大器FC52要加适当的频率补偿，也就是C_6、R_7要适当选取，使放大器不振，噪声最小为好。

（3）供电电源的进线“电源滤波器”，隔离变压器，经稳压电源后，在印刷板的电源进线处加τ型滤波，以消除50Hz干忧对放大器的影响。

（4）“双T”网络要仔细调整，R_3不宜太小，否则容易引起振荡。

（5）对运放FC52要作适当挑选，选择噪声较小的管子。

（6）”双T”中的电容采用CB_4-1孪生式精密聚苯乙烯电容器。电阻采用精密金属膜电阻，型号为RJ-7。其它均采用金属膜电阻。

（7）对所用稳压电源WYJ-6B作挑选，选取波纹系数小，温漂小的电源。

工艺做法：

（1）采用了“浮空”屏蔽，将电路板放在具有电磁屏蔽作用的盒中，电路地与屏蔽体相连，屏蔽体不与机壳相连。

（2）信号线由高频插头座引入，并用低噪音电缆线STYV-2。

（3）注意焊接质量，特别是接地点焊接要牢靠，以避免不必要的噪声引入。

（4）注意印刷板布线合理。

3．调试方法：

（1）“双T”不接，调FC52E的调零电位器W，在运放的输出端接有直流数字电压表PZ8，使PZ8读数在零附近。

（2）单调“双T”，使“双T”与放大器脱开，在“双T”的输入端加$f=f_0$，幅值为2V的正弦波，由毫伏表GB-98看输出，反复调节“双T”的电位器P_1、P_2，使输出最小，到达$\beta<0.002$。

（3）将“双T”接入放大器。在放大器的输入端加入$f=f_0$，幅值为100mv左右的正弦信号，这时f_0有所偏移，再反复调P_1、P_2，直至放大器输出最大，这时可认为中心频率已调好。

（4）测放大器的通频带，看看有没有选频作用，如选频作用较差，还要检查R_6、R_4等元件数值选择是否确当，“双T”有没有真正调好。

4．测试结果：

各元件值为：$R_1=3.6K+P_1(4.7K)$ $R_2=3.6K+100\Omega$ $R_3=1.5K+P_2(1K)$ $R_4=30K$ $R_5=100\Omega$ $R_6=51K$ $R_7=1K$ $R_8=1K$ $R_9=5.1K$ $R_{10}=R_{11}=100\Omega$ $R_{12}=R_{13}=8.2K$ $R_{14}=R_{15}=82\Omega$ $R_{16}=300\Omega$

$C_1=C_2=0.16\mu F$ $C_3=0.32\mu F$ $C_4=47\mu F$ $C_5=47\mu F$ $C_6=1000Pf$ $C_8=0.1\mu F$ $C_7=47\mu F$ $C_9=C_{10}=330\mu F$ $C_{11}=47\mu F$

在上述元件值下测得：

（1）通频带：$\Delta f=\pm 1Hz\sim\pm 2Hz$，中心频率$f_0=270Hz$。

（2）噪声（折合到输入端）：3.5μv有效值

（3）动态范围：输入信号200μv～610mv能线性放大，其线性度为1.58%。

（4）增益的稳定性：8小时常温下达1/330。

（5）放大器输入阻抗：$R_{入}=5K$。

放大器输出阻抗：$R_{出}=65\Omega$

（6）增益：K＝5～10可调。

具体测试报告请参阅附录一。

（二）相敏检波器

它是由信号变压器B_1，参考变压器B_2，四对管$G_4\sim G_7$（FC24），滤波积分器R_1、C_1、C_2，参考放大等电路组成。具体电路结构由图6所示。

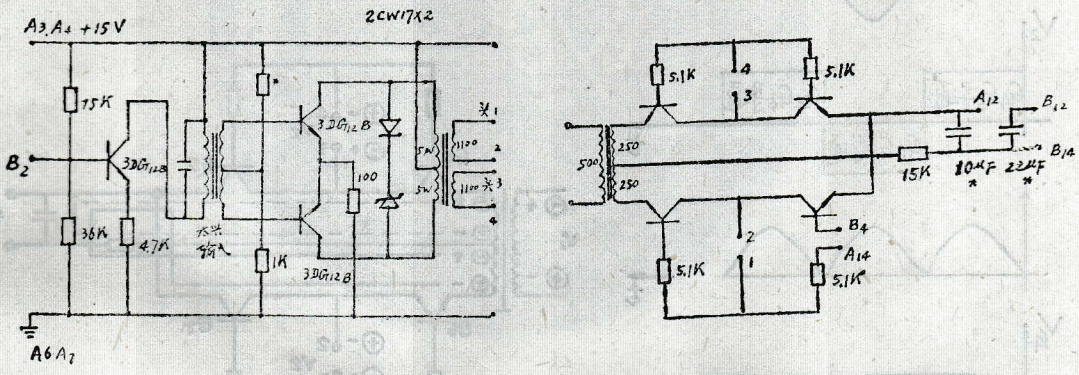


图 6

图中，输入电压V_1，参考电压V_2，输出电压$V_{出}$。正弦参考信号电压经移相器后加在G_1的输入端，经G_2、G_3的推挽放大，再由二极管G_8、G_9的削波成方波，由变压器耦合成二组输出，幅值为20v峰峰值，以作为相敏检波器的参考电压。

相敏检波器电路输出的大小$V_{出}$与输入讯号V_1，参考信号V_2的位置有关，呈余弦关系，如图7所示。当V_1、V_2同相时，输出为正的最大值；当V_1、V_2有一定的位相差时，输出逐渐减小；V_1、V_2相差$\frac{\pi}{2}$时，输出为零；相位差大于$\frac{\pi}{2}$后，输出变为负的；相位差等于π时，输出达到负的最大。输出的大小与V_1、V_2的幅值均有关。为了提高灵敏度，应尽可能增大V值，我们所用方波目的也是为了提高效率。

检波三极管G_4、G_5和G_6、G_7对接，其目的是使饱和压降V_{ces}互相抵消，以克服温度

对输出零点的影响。

当信号电压与参考电压同相时，正半周，G_4、G_5导通，电流流经方向由虚线箭头所示；负半周，G_6、G_7导通，电流往往方向由实线箭头所示。电容器G上的电压均为从上到下。

请参看图8和对应的波形图9。

当信号电压与参考电压反相时，正半周G_6、G_7导通；负半周G_4、G_6导通，电容器C_1上的电压均为从下往上，请参看图10和对应的波形图11。

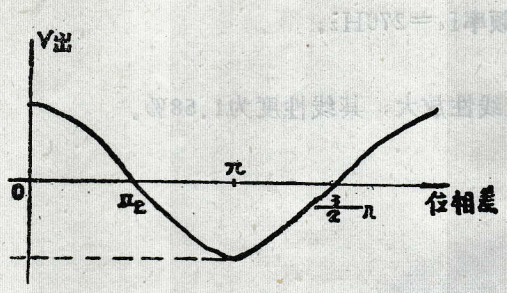


图 7

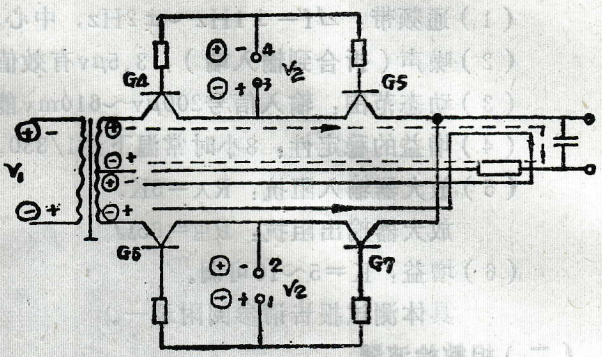


图 8

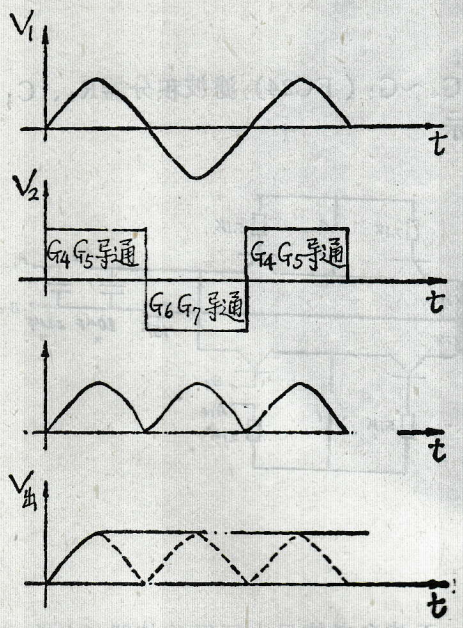


图 9

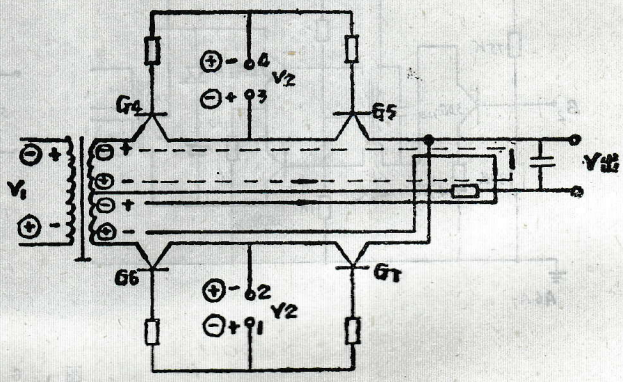


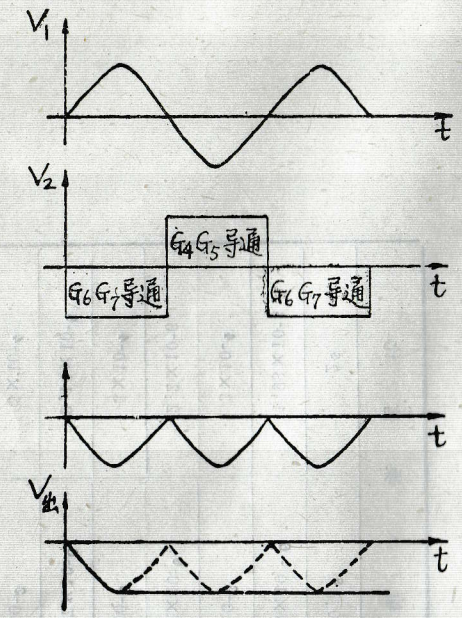
图 10

变压器B_1和B_2要精心绕制，初次级间有屏蔽层。对称部份均为双线并绕，以保持输出对称。

R_1、C_1组成积分时间常数τ_0当R=15K C=10μF时τ=0.5秒。当R=15K C=33μF时τ=1.5秒。根据实际工作需要R_1、C_1可适当改变，但不宜过小，否则噪声增大。R_1、C_1也可并联联结。

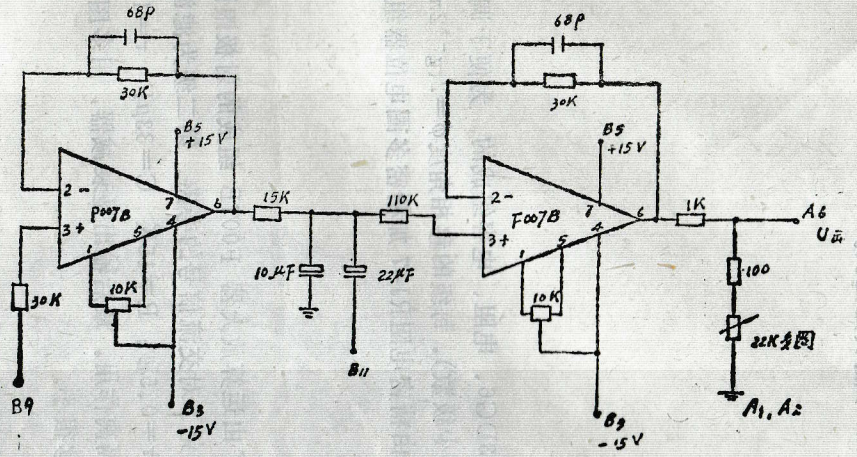
为补偿电路的不对称性，对管的偏置电阻通过电位器可适当调节，以使检波器输入短路时，输出直流电压为零。

达到的指标为：



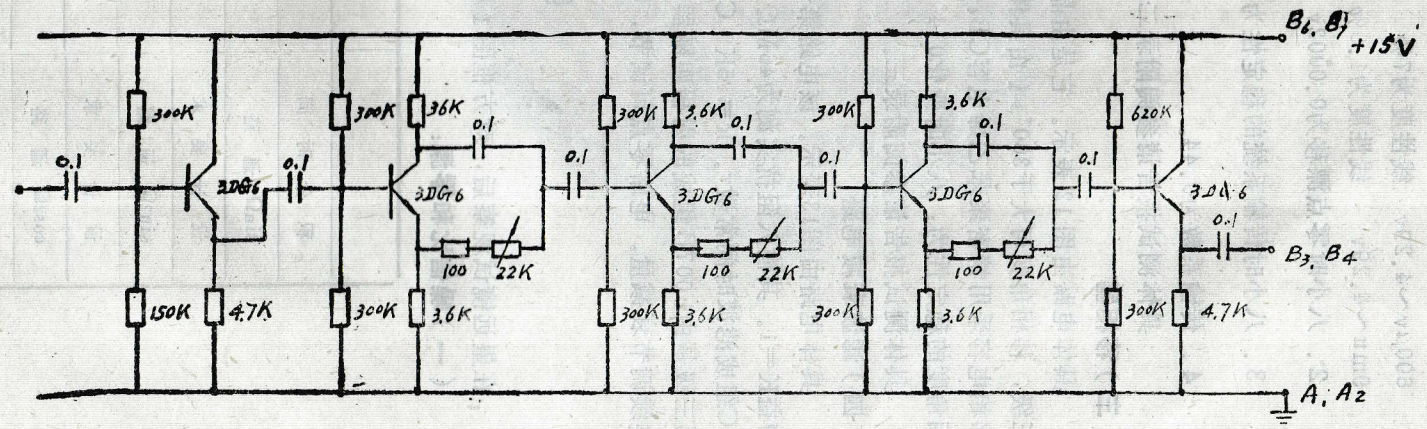
V_1
t
V_2
G_4G_5导通
G_6G_7导通
G_6G_7导通
t
t
$V_{出}$
t

图 11



68P
30K
B5
+15V
P007B
15K
110K
10μF
22μF
10K
30K
B9
B3
-15V
B11
68P
30K
B5
+15V
F007B
1K
A6
$U_{出}$
100
22K分圈
10K
B9
-15V
A1, A2

图 12



B6, B7
+15V
300K
36K
3.6K
620K
0.1
3DG6
100
22K
150K
4.7K
B3, B4
A1, A2

图 13

1．对选频放大器输出的600μv～4v的正弦信号能线性检波。

600μv～4.29v　线性度为7%

9mu～4.29v　线性度为1.5%

2．八小时零点漂移为0.0002v

3．八小时传输系统的稳定性为 $\frac{1}{499}$。

4．传输系数为0.44。

具体测试报告请参阅附录二。

（三）移相器

具体电路由图12表示。它是由晶体三极管3DG6、电阻、电容组成的。为便于调试共有三级，移相角度可大于360°，（由具体需要可减少级数）。每级的移相角度$\phi=2\mathrm{tg}^{-1}2\pi fRC$。移相电容采用精密聚苯乙烯电容CB₄—1。电阻由精密电阻RJ-7加精密多圈电位器组成。移相角度的稳定性为：八小时变化0.4°，

具体测试报告请参阅附录三。

（四）滤波衰减电路

具体电路由图13表示。该电路第一级采用了由运算放大器 F007B 组成的射极跟随器，增益K＝1。其输入阻抗实测为46MΩ，这样就避免了对交流信号的旁路。第二级为滤波电路，RC组成滤波时间常数τ。R＝15K　C＝10μF　τ＝0.5秒；R＝15K　C＝33μF　τ＝1.5秒。第三级是由F007B组成的射极跟随器电路，起隔离作用。最后输出是衰减器，用多图电位器连续调节衰减量。电路零点可调节，噪声、漂移很小。

四、测试结果

在望远镜试观察后，对方框图1所包含的电路进行了总的性能测试，主要性能如下：

（一）噪信比和零漂：

	输　入　噪　信　比	
积分时间	0.4^{s}	2^{s}
sinΩ 通路	4.8×10^{-6}	1.93×10^{-6}
设计要求	10^{-3}	3×10^{-4}
sin2Ω 通路	8.8×10^{-6}	2.2×10^{-6}
设计要求	10^{-3}	3×10^{-4}
cos2Ω 通路	8.17×10^{-6}	2.14×10^{-6}
设计要求	10^{-3}	3×10^{-4}

直流通路3小时零点无漂移。

（二）增益稳定性

测量值：$\frac{1}{500}$ （4.5小时）

要求值 $\frac{1}{300}$ （8小时）

（三）串忧：

	sinΩ 串入 sin2Ω	sin2Ω 串入 sinΩ	cos2Ω 串入 sin2Ω
达 到 指 标	$\frac{1}{800}$	$\frac{1}{340}$	$\frac{1}{340}$
设 计 要 求	$\frac{1}{300}$	$\frac{1}{100}\sim\frac{1}{300}$	$\frac{1}{100}\sim\frac{1}{200}$

（四）动态范围

测量值：大于3000倍

要求值：1000～3000倍

测试报告请参阅附录四

本电路已于82年投入正常使用。

THE SIGNAL DETECTIVE CIRCUIT FOR THE 35CM SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Chen Zhibin

(Nanjing Astronomical Instrument Factory)

Li Wei

(Beijing Observatory)

The signal detective circuit introduced in this paper is used to analyse the polarized signals modulated by KD*P crystal inside the 0.15A birefringent filter and coming from the photomultiplier-preamplifier system. It is mainly composed of two parts: The frequency selective amplifier for distiguishing the components with frequency 1Ω and 2Ω, and the phase sensitive detector for detecting them and then transfering to D.C. voltage with different sign. The performance parameters of this detective system were measured as following: 1). Signal to noise ratio: $4.8.10^{-6}$ and $1.93.10^{-6}$ corresponding to the integrated time of 0.4' and 2' respectively. 2). Stability of gain: The variation of it is 1/500 in four hours. 3). cross talk between $\sin\Omega$ and $\sin2\Omega$ is 1/800. 4). Dynamic range: more than 3000. 5). Drift of zero-point: did not found in 3 hours for the D.C. channel.

光电扫描系统中前置放大部份

吴华青

（南京天文仪器厂）

一、提　　要

本级是磁场望远镜光电扫描系统中前置小信号放大部份。它将内阻高的光电倍增管所产生的微移电流放大后，输入到下一级选放及记录系统，起着I—v变换作用，它的输出为电压。

二、本级要求

1．本级特点

(1)信号小　直流：4×10^{-7}A

交流：2×10^{-11}A～6×10^{-8}A（为 135Hz、270Hz 的正弦波、方波）

(2)难度大，不仅要放大小信号直流，还要检测微弱交流。

2．本级要求

(1) 另点漂移：小于输入信号的$\frac{1}{300}$，即小于1.2×10^{-9}A

(2) 信噪比，最小交流信号的1/5～1/10，为2×10^{-12}A。

三、工作原理

1．方框图一

2．电原理图二

3．电路介绍

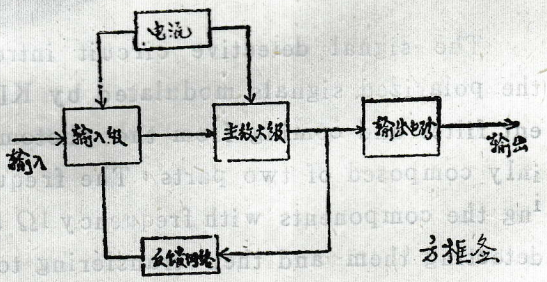


图 1

(1) 输入级：输入级是静电计管DC—2（双四极管）。这是一种专为微电流放大而特殊制作的电子管，由于采取种种措施，它的栅流可以下降到10^{-15}A。在DC—2的屏极负六中接有电位器 W1，称为粗调，调整它，可使DC—2二管对称性得到改善。静电计管的电极降压电阻用漆包锰铜线绕制。

(2) 主放大级：主放大级为运算放大器XFC-75。由于其采用了互补差分及有源负载结构，因而具有增益高，差模、共模输入范围较大，频率补偿简便等特点，细调另电位器 W_2 用作XFC-75的调零。

(3) 输出电路：采用 2.5K。这里值得提出注意的是，输出负载不能低于2.5K。因为输

出电流要小于5mA，按允许最大输出电压12.5V计算，最小负载$R_L=\frac{12.5V}{5mA}=2.5K$，所以，2.5K这一负载，是本级工作在最不利的情况，负载越大，本级工作越稳定。

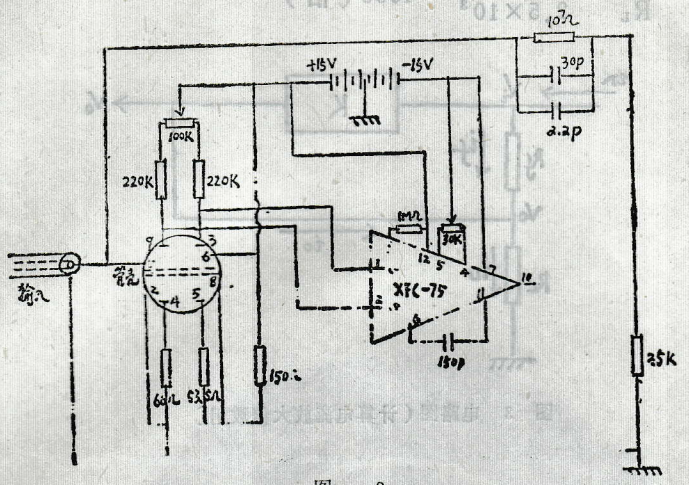


图　2

(4) 反馈网络：在DC—2静电计管的栅级，接有玻壳真空高阻$10^7\Omega$，实现电压并联负反馈。

(5)电源：电源是高精度晶体管直流稳压电源WYJ——2A——1A27V。

(6) 电缆线：全部采用低噪音电缆线STYV-2

(7) 屏蔽缸：输入级、主放大级、反馈网络全部放在电磁屏蔽的密封缸体内，整个放大器具有另漂小，稳定性好、噪声低等特点。

4．本级输入阻抗、输入阻抗、放大倍数计算。

(1) 输入阻抗Ri

A、输入级DC-2放大倍数K_{v_1}计算

设跨导S=10μA/V

当输入为1v时，屏压=$(220+50)\times10^3\times10\times10^{-6}\approx3(V)$

$K_{v_1}=\frac{3v}{1v}=3$

B、主放大级XFC-75放大倍数$K_{v_2}=2\times10^5$

C、本级总的开环电压放大倍数$K_{v总}$的计算

$K_{v总}=K_{v_1}\times K_{v_2}=3\times2\times10^5=6\times10^5$

D、输入阻抗$R_i=\frac{R_f}{1-K_{v总}}//R_{gh}\approx\frac{10^7\Omega}{6\times10^5}//10^{15}\Omega\approx33\Omega$

其中Rf为反馈高阻，Rgh为DC—2的输入阻抗

(2) 输出阻抗R_o：即等于 XFC—75的输出阻抗约为200Ω。

(3) 电流放大倍数Ki

电路图如下：

$V_o=i_LR_L=(i_o+i_f)R_L\approx i_oR_L$

$V_o = V_i - i_f R_f \approx - i_f R_f$

则 $i_o R_L \approx i_f R_f$

$$\therefore K_i = \frac{i_o}{if} = \frac{Kf}{R_L} = \frac{10^7}{2.5\times10^3} = 4000\text{（倍）}$$

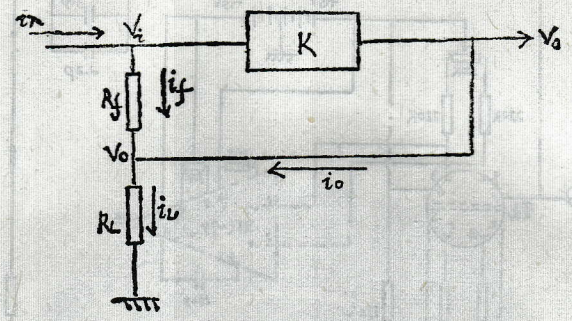


图 3 电路图（计算电流放大倍数用）

四、本级所达到的技术参数

1．另类漂移

在本级输出端用Pz—8直流数字电压表测，另点漂移在几百微伏，折算到输入端，为10^{-11}A数量级，比原指标要求提高了1个数量级多。

2．信噪比：无信号时，在选放输出端看，135Hz、270Hz处的噪声多大，然后折算到本级输入端，经多年的联试和试观察，结果都表明该指标优于原设计要求。

3．本级工作长期稳定可靠，抗干扰性能强。在整个试观察过程中，一直正常地工作，没出任何故障。

五、移用改进情况

本级是在南开大学NWF—02型微电流放大器基础上移用改进而成的。NWF—02型微电流放大器是采用直接放大式，另漂小，易与光电倍增管匹配，测量精度高。但是它只适用于测量1Hz以下的慢变化直流信号，不考虑交流信号的测量，因此在抑制噪声方面，没有多加考虑。该放大器本身含有从50Hz到500Hz之间的噪声在7×10^{-10}A数量级。为了移用在磁场上，采取如下措施：

①将±300v极化电源以及集成化稳压电源W2—03B组成的±15v电路，统统甩掉不用，换上高精度晶体管直流稳压电源。该电源特点，一是稳定性高，为几万分之一，它用线性组件作比较放大器，基准电压是二级高效能稳压电路并加辅助电源；二是该电源是一个低噪声电源，尤其对50Hz及其倍频成份100Hz、200Hz等低频噪声进行了抑制，为了避免漏磁，电源变压器是工作在远离磁滞回线饱和点处，因此铁心比较大，一般稳压电源的纹波在毫伏级，它只有几十微伏，高两个数量级。

②原来的信号线为氟塑线，输入电容大，易受50Hz等外界电磁波干扰。现采用了芯线上有石墨，铜丝网中有硅油的低噪音电缆线，抗干扰性能大大增强。原来方案，本级是放在望远镜本体上靠近信号源，现移到控制室内，从光电倍增管信号源处，拉了一根近20米的低噪音电缆线到本级，现能抗住几千伏的高压及50Hz市电的干扰，使其能满足信噪比要求。

③电路进行了简化，在反馈回路中，未用基流补偿电路（因为我们的信号源光电倍增管进行了致冷，不需进行暗流补偿。）这样消除了这四个电位器加在输入端的热噪声影响，另外，输出电路中的调基线电路，显示衰减电路都统统不用。电路大大简化以后，不稳定因素大大减小。

④将粗调、细调电位器改用多圈精密线绕电位器，尤其是带有指示，不仅噪声比原炭膜电位器低，而且使调另方便，迅速。

⑤为了以后维修方便，将严格筛选的NG04换上了性能接近易得到组件XFC—75。

六、使用情况

1．开Pz8数字电压表“电源”预热一小时稳定后，可用来监视、测量本级输出。开高精度稳压电源“电源”、“启动”预热一小时。预热时间、工作时间越长，本级越稳定。

2．调另、由于本级信号小，DC—2工作电流小特点，调另需往复调。粗调是影响系统另漂，细调一般是为了调运放的失调电压。调另方法如下：

(1) 用细调另调到另，观察如出现+偏（－偏）

(2) 则用粗调朝相反方向调走，为－（＋）。

(3) 细调另调复另位，观察如出现+偏（－偏）

(4) 重复(2)

(5) 用细调另调到另，观察如出现由－偏（＋偏）

(6) 重复(2)，但得朝相反方向调

3.测量，光电倍增管高压电源加上后，待测信号通入，这时在Pz8上可读到本级输出读数为V_o，则光电倍增管输出电流$I_i=\frac{V_o}{Rf}=\frac{V_o}{10^7\Omega}$

4．注意事项

(1) 关机时，要先关高精度稳压电源，然后再关Pz8数字电压表

(2) 高精度稳压电源的负载要先接上，然后再开“电源”、“启动”，不能倒过来，先开“电源”、“启动”，然后再接负载。另外，电源的两路输出不能并联使用，因为两路电源不可能调得非常准，易使电流从一电源倒进另一电源，对电容充电。

七、故障及其排除

本级常见故障来自输入电路，电缆沾污受潮使电缆漏电严重，因此使用中要注意保持输入电缆及插头的清洁干燥，另外，该低噪音电缆线易断，使用中须注意，一定要保证各插头、座接触牢靠。

八、维修有关问题

1．静电计管DC—2选择原则

(1) 板流，$I_p \geqslant 23\mu A$（23～60μA）太小，将使$V_p > 10$伏，（$\because V_p$＝电源—I_p×板极负载270K，V_p大使组件共模范围不够用），另外，I_{p1}、I_{p2}两半板流差不超过1/4，（相对于大者），差太远，100K调不了。

(2)跨导S≥14μA/V（不作严要求）

(3) 工作栅流ig≤3×10^{-14}A

(4) 灯丝电源I_H规定55mA±5mA（在2V灯丝电源时），现改为电流供电，应V_H＝2V±0.2V

(5) 第一栅流$Ig_1 \leqslant 650\mu A$

2．XFC—75参数

GOL　5×10^4～1×10^5

Vop～p　±12V

Vos　1～5mv

Ios　0.01～0.1μA

C_{MRR}　80db

P　4～15mw

I_{omax}　±6～±8mA

Zi（输入阻抗）1MΩ

失调电压温漂D：　3～15μV/℃

电压适用范围Z：　±6～±18V

负电源灵敏度—SVR：　50μV/V

正电源灵敏度+SVR：　50μV/V

共模电压范围ECM：　20V

A PREAMPLIFIER FOR THE PHOTOELECTRIC MAGNETOGRAPH

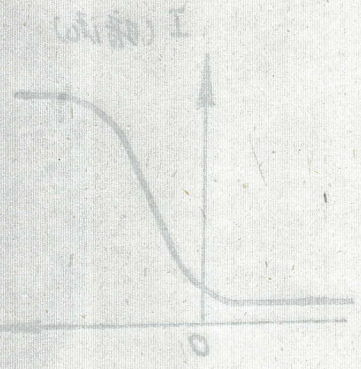
Wu Hua-qing

(Nanjing Astronomical Instrument Factory)

A preamplifier was made for amplifying the weak signal from the EMI photomultiplier of the photoelectric detective system in the 35cm solar magnetic field telescope. The weak photoelectric current (D.C.10^{-7}A, A.C. 10^{-8}–10^{-11}A)

is amplified and transfered into voltage signal by itthen fed into the frequency-selective amolifier. Its technical parsmeters are measured : The zero-point drift of current is less than 10-9A; the low frequency noise is less than 10-12A.

The preamplifier is composed of four parts : 1). A specially produced DC-2 electron tube for the input circuit. 2). A XFC-075 operation amplifier.3). An output circuit.4). A parallel-voltage negative feedback loop with a high-recistance in a vacuum tube. All circuit expect the output one are protected by light and electromagnetic shield and suitable sealing. The low-noise shielded cable is used as signal line. Besides, all electric elements in the amplifier were strictly selected.



光电倍增管半导体致冷电路

朱保金

（南京天文仪器厂）

在磁场望远镜的光电扫描系统中，需要将光信号转变为电信号，使用了光电倍增管。但是，光电倍增管的暗流等主要技术指标与光电倍增管的光电阴极的温度有关。例如一种锑铯阴极的光电倍增管，当其光电阴极的温度下降时，其暗流将大幅度下降，暗流与光电阴极的温度关系如图1所示。因而要求对光电倍增管的光电阴极致冷，以便降低光电阴极的温度，从而使暗流、噪音大幅度下降才能把与暗流同一数量级的（10^{-9}）的测量信号测出来。

为实现致冷，我们采用了半导体致冷器。

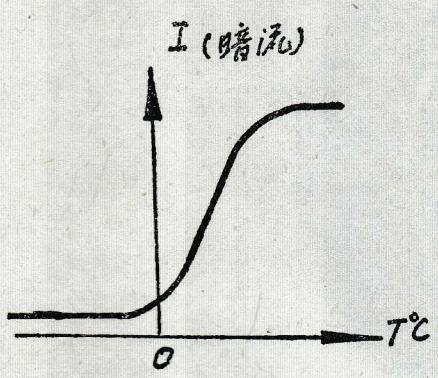


图 1

经过调研，我们选用的半导体致冷器为天津致冷器厂的产品，其元件为锌化铋和锑化铋及其固熔体，通过不同的掺杂而得到固熔体合金的N型元件和P型元件；根据致冷量公式，求出一对电隅的致冷量，常用多对串接起来。因此，根据元件的温差公式和致冷器元件的性能参数，以及所需的温差来制作不同尺寸的元件，不同级别的电堆。我们根据使用单位的温差要求，选用了ϕ7×7 17对，ϕ6×7 17对，ϕ6×8 17对，作为致冷元件，并将上述三种型号的元件制作电堆，为了获得较低的温度，较大的温差，我们采用二级环型致冷，再根据被致冷的对象结构的需要，最后制作成本装置的二级环型致冷器。其数据为：致冷电压 u＝2～4 V可调，致冷电流 I＝10～15A，二级环形致冷器总的致冷量为5.7瓦。

由于半导体致冷器是低电压大电流器件，我们设计了低压大电流变压器，采用原边抽头用拨断开关分挡可调；又由于致冷器必需直流供电，我们设计了单相桥式整流器，为了保证器件的致冷效果，整流转出的直流电压纹波系数应小于0.15，也就是说使波纹系数在15%以内，对温差和效率影响不大；我们参照日本小松致冷板大电容滤波的经验，可以得到较低的波纹系数。我们整流转出端并接了一只10000μf的大电容进行滤波，得到了较好的效果，波纹系数远比15%小，在示波器上已看不出波纹。为了测出温差，我们冷端，热端分别加了热敏电来阻感受温度的变化，而冷端的温度又是致冷的主要指标，我们采用上海医疗仪器厂生产的点温计来直接读出冷面的温度；为了提高致冷效果，除在热端加散热片外，又加了两只仪用风扇，对热端进行强迫通风。如图2所示致冷器电源。

对于半导体致冷器，我们做过以下实验。

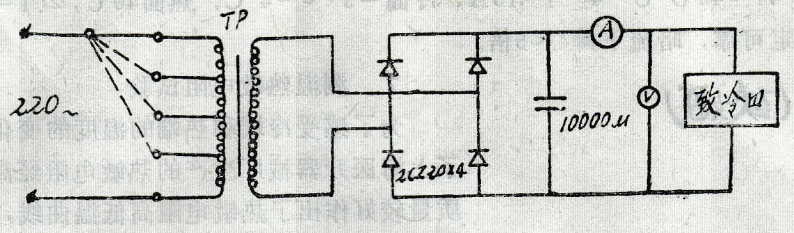


图 2

1．低电压、大电流变压试验：见表1：

表1

电源220V~	接1—2	时，	输出8～9	6V~
电源220V~	1—3		输出8～9	5V~
电源220V~	1—4—4′		输出8～9	4
电源220V~	1—5		输出8～9	3
电源220V~	1—6		输出8～9	2
电源220V~	1—7		输出8～9	1

结论符合设计要求，标称正确。

2．致冷器件的试验：

整流输出见表2：

表2

电源 220 V~	1—2 整流输出	7.8 V~
电源 220 V~	1—3	6.5 V~
电源 220 V~	1—4—4′	5.2 V~
电源 220 V~	1—5	3.8 V~
电源 220 V~	1—6	2.3 V~
电源 220 V~	1—7	1.5 V~

3 致冷器冷却方式试验：见表3

表3

U＝4V	I＝25A	风冷 −2℃
U＝4V	I＝25A	水冷 −5℃
U＝4V	I＝25V	冰冷 −10℃

则致冷效果：冰冷最好，水冷次之，风冷较差，但考虑许多因素，采用风冷散热，能够满足设计要求。

4．冰水搭接试验：在致冷器试验过程中，发现水和冰搭接现象，经过长时间试验，未发现任何异常现象，经分析与查物理手册，黄铜电导g＝1.58，水电导2×10^{-6}，冰电导为2.8×10^{-8}；所以水冰搭接不会短路。

5．二级环型致冷器试验：

当$T_{环}$为17℃时，U＝2V~ I＝13A，半小时后，即达−10℃

6 半导体致冷装置试验：

$T_{环}$＝15℃，U＝1.5V~ I＝8A，半小时后，冷面为−12℃热面为32℃，ΔT＝44℃，I暗下降4～5倍；

$T_{环}$=41～42℃ U=4V I=15A，冷面−3°～−4°C，热面40℃，ΔT=43～44℃，一昼夜工作稳定可靠，暗流下降4～5倍。

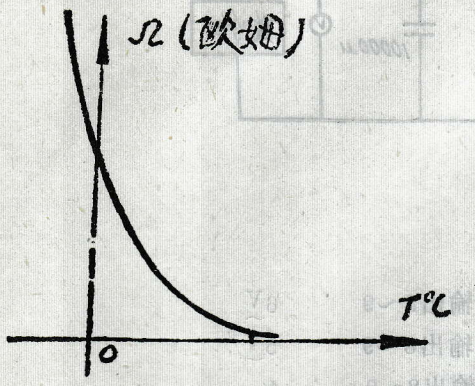


图 3

7．测温热敏电阻试验：

为了感受冷端和热端的温度的变化，我们选用了上海医疗器械厂生产的热敏电阻经高低温试验，质量较好作出了热敏电阻高低温曲线，如图3所示。把冷面热敏电阻换为点温计的探头，这样就可以从点温计表头直接读出冷面的温度，实时显示冷端的温度。

该装置在室外爆晒、室内多次试验以及在望远镜上长时间试现测，冷热端温差均在40～43℃以上，满足设计指标，工况稳定，取得了较为满意的结果。

太阳磁场望远镜KD*P电光调制器高压电源的研制

陈在得　　蒋晓峰
（福建物质结构所）

一、引　言

在太阳磁场望远镜中采用干涉偏振滤光器作单色器，可以在$\lambda_1=5324.198$Å和$\lambda_2=4861.342$Å两个波段上工作，具有电视——计算机、光电倍增管、照相三种接收系统，可以测量太阳大气两层中的磁场、纵向速度场、亮度场等十个物理量，是一台综合性的太阳观测仪器。

望远镜中的磁场分析器和纵向速度场分析器主要由纵调KD*P电光晶体和高压调制电源组成，KD*P的状况如图1所示，它与高压电源相互配合，作用如下：

1．当采用电视——计算机接收时，在KD*P1和2上加0.1c/s、幅度为$\pm\frac{\lambda}{8}$的矩形波电源，与波片W的不同状况相结合，分别测量磁场的三个分量的分布。另外在3和4、5和6上加0.1c/s、幅分别为$\pm\frac{\lambda}{8}$和$\pm\frac{\lambda}{16}$的同相矩形波电源，用以来测量纵向速度场。

2．当采用光电倍增管作接收器时，在KD*P 1和2上加135c/s、幅度为$\pm\frac{\lambda}{8}$的矩形波电源，在3和4、5和6上加频率相同但位相与1和2上所加矩形波相差$\frac{7}{4}$的矩形波，幅度分别为$\pm\frac{\lambda}{8}$和$\pm\frac{\lambda}{16}$，这样可以同时测量纵向磁场和纵向速度。如果在1和2上加频率为270c/s幅度为$\pm\frac{\lambda}{4}$的锯齿波，则可以同时获得横向磁场的两个分量。

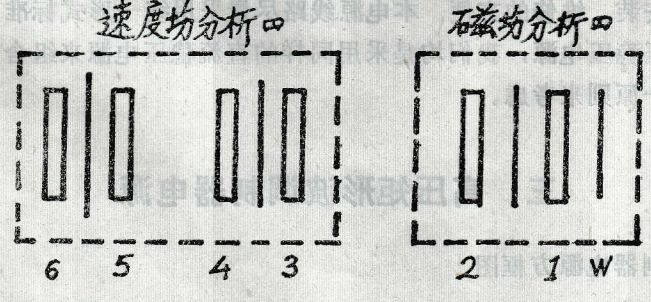


图 1

根据上述的要求，需要研制有关的矩形波和锯齿波高压电源，并能根据波长变化以及测量内容的变化，转换所提供电源的型式以及所对应的电压幅度。

根据仪器的总体指标，对各种电压波形提出了相应的要求，由于矩形波存在有一定上升时间，这个上升时间引起的波形误差，经过了KD*P调制器及滤光器作用，会引起出射光电流的畸变，这样会影响测量视线速度的精度，以及干扰磁场信号。因此为了保证整个系统测量精度，要求矩形波峰—峰的上升与下降时间控制在74微秒以内，也就是其半波上升与下降时间应在37微秒以内，这相当于矩形波周期的$\frac{1}{100}$，对于电压纹波，要求矩形波顶部不规则起伏应小于幅度的$\frac{1}{200}$。

对锯齿波的要求是（1）由于锯齿波上升沿的非线性，造成顶部下降的数值和锯齿波上升沿完全线性情况下锯齿波幅度之比应为$\frac{1}{100}$；（2）锯齿波的回扫时间，它主要影响所测信号的振幅强度。如原测的信号强度为1，当回扫时间为周期的$\frac{1}{37}$时，测出的强度为$1-\frac{1}{37}=0.973$，这个误差可以使用，但不理想，因此要求锯齿波回扫时间最大不能超过周期的$\frac{1}{37}$（100微秒），希望尽可能减少回扫时间。

二、基本方案

整个太阳磁场望远镜调制器电源，事实上是包括了（1）频率为135c/s、幅度为$\pm\frac{\lambda}{8}$矩形波；（2）频率为135周、幅度为$\pm\frac{\lambda}{8}$、移相$\frac{T}{4}$矩形波；（3）频率为137c/s、幅度为$\pm\frac{\lambda}{16}$矩形波；（4）频率为0.1c/s、幅度为$\pm\frac{\lambda}{8}$矩形波；（5）频率为0.1c/s、幅度为$\pm\frac{\lambda}{16}$矩形波；（6）频率为270c/s、幅度为$\pm\frac{\lambda}{4}$锯齿波。各种类型调制器电源均是加在两块尺寸为37×37×2mm³的KD*P晶体上，因此调制器对电源来说等效于一个电容负载，考虑到由电源到调制器联线的分布电容，因此事实上每种调制器电源负载相当于1000pf的电容。

照顾到设计、安装、维修的方便，本电源线路尽量采用统一形式标准化线路，如仪器中使用的各种直流高压稳压电源，我们均是采用同样的直流稳压电源来组合成所需电压，对于其他线路也是以这一原则来考虑。

三、高压矩形波调制器电源

1．矩形波调制器电源方框图

因为$\pm\frac{\lambda}{16}$或$\pm\frac{\lambda}{8}$它们要求的波形都是一样的，只不过是幅度不同而已，因此$\pm\frac{\lambda}{16}$或

是$\pm\frac{\lambda}{8}$是采用同样的电路。作为形成矩形波的触发信号产生线路也是采用同样的形式。0.1c/s矩形波由于它必须受摄象系统同步信号的控制，因而在触发信号形成级有差别外其它均和135c/s同，这样做的结果既方便了印刷电路板的设计，又方便了线路的安装与调试。

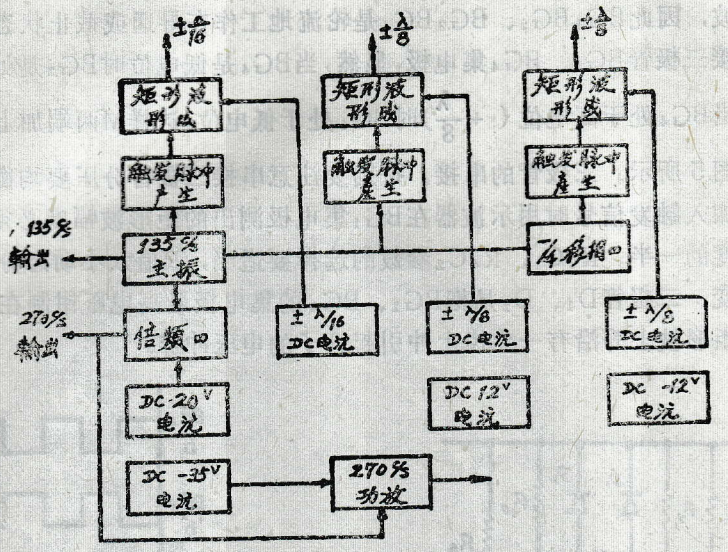


图 2

2．135c/s矩形波触发信号

图3所示为135c/s矩形波触发信号产生的方框图及电原理图

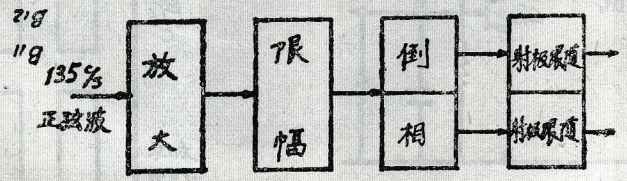


图3（a）

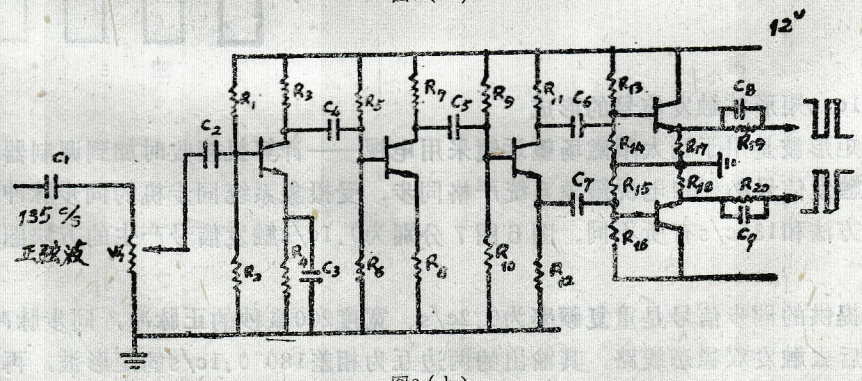


图3（b）

135c/s的正弦信号经过两级阻容耦合放大、限幅后成为矩形波，经倒相后分别加到两个射极跟随器输出一对相位相差180°的矩形波触发信号，对于触发信号的要求是前后沿要陡、矩形脉冲宽度精度为周期的$\frac{1}{2}$。

3．135c/s矩形波成级

图4所示是矩形波形成级电原理图，由于我们所能找到最好的高反压三极管，其反压仍旧达不到我们使用的要求，我们现采用两个高反压管串接的办法以提高其工作电压。此线路工作在开关状态，当基极加上触发信号时管子导通。由于在BG_1和BG_3的栅极是同时加上相差180°矩形波，因此BG_1BG_2、BG_3BG_4是轮流地工作在导通或截止状态。调制晶体M是跨接于两对串接三极管BG_2、BG_4集电极，显然，当BG_4是低电位时BG_2是处于高电位（$+\frac{\lambda}{8}$），而当BG_4处于高电位（$+\frac{\lambda}{8}$）时BG_4处于低电位，这样M两端加上是$\pm\frac{\lambda}{8}$的矩形波，其波形如图5所示。三极管的串接，特别要注意串接三极管分压要均衡，这不仅在静态的情况下，当加入触发信号时用示波器在BG_1集电极测出的矩形波幅度必须是BG_2集电极测出的矩形波幅度的一半。R_3C_1、R_4C_2参数的选择要适当，R值太小动态分压不均衡，C太小波形产生畸变。二极管D_1、D_2是把BG_2、BG_4的集电极最高电压钳制在电源电压上，其目的是为消除矩形波上升沿有一尖锐上冲引起管子的电压冲穿。

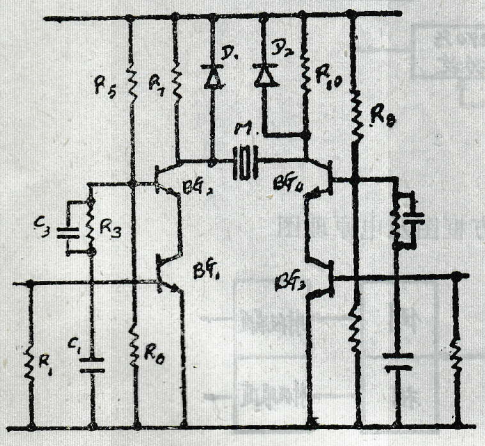


图 4

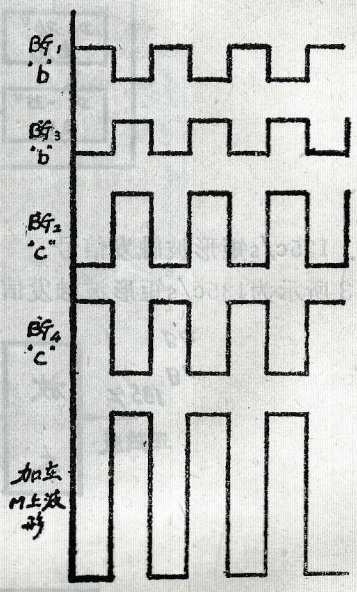


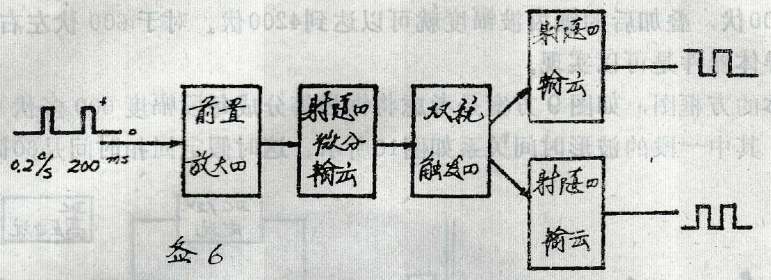
图 5

4．0.1c/s矩形波触发信号的形成

0.1c/s矩形波是用于当太阳磁场望远镜采用电视——计算机接收时加到调制器的信号，因此0.1c/s触发信号必须和电视摄象系统严格同步，受摄象系统同步机的同步脉冲触发。因而其产生的方法和135c/s有所不同。图6图7分别为0.1c/s触发信号产生的方块图和电原理图。

同步机提供的同步信号是重复频率为0.2c/s、宽度200毫秒的正脉冲，同步脉冲经放大、倒相、微分后去触发双稳态线路，其输出的两边互为相差180°0.1c/s的矩形波，再分别经过射极跟随器输送到0.1c/s矩形波形成级。在电视——计算机接收系统中由于器件特有的性能，如它必须要有一定的消除残光时间，因而对于矩形波上升与下降时间允许较长，基于这一情况在电视——计算机接收系统工作时所需的$\pm\frac{\lambda}{8}$和$\pm\frac{\lambda}{16}$矩形波可分别从图4线路上

BG_2和BG_4集电极和BG_1和BG_3集电极取出，由于串接晶体管的准确分压当BG_2和BG_4集电极取出为$\pm\frac{\lambda}{8}$时，BG_1、BG_3集电极取出将一定是$\pm\frac{\lambda}{16}$。（0.1c/s矩形波形成级线路和135c/s矩形波形成级线路相同）。



盒 6

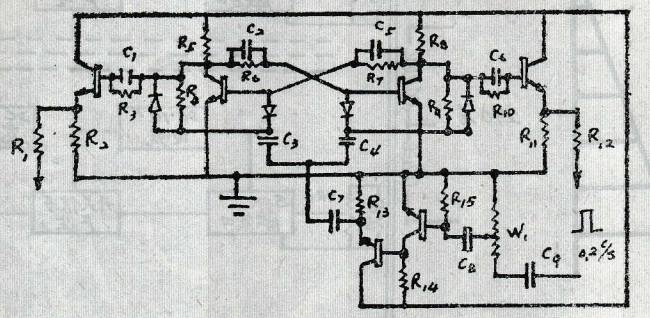


图 7

四、高压锯齿波调制器电源

高压锯齿波调制器电源，主要困难在于幅度高，此外还由于KD*P电光调制晶体的半波调制电压不是一个常数而和KD*P晶体所处的环境温度有关。如表1所列就是对某一块KD*P晶体实测的结果。在太阳磁场望远镜中为保证调制器不受环境温度波动的影响，调制器是工作在42℃的恒温槽内，这样半波调制电压必须从3000多伏（约为25℃时半波调制电压）提高到4000多伏。再由于KD*P晶体材料本身的原因，晶体表面含氘率的变化也会引起半波调制电压的升高，因此作为器件必须充分考虑到KD*P晶体“老化”而引起调制电压的升高，因此对调制电源提出比目前所需半波调制电压更高一点的电压要求。当$\lambda=5324$Å时$\pm\frac{\lambda}{4}$调制电压要求所产生的锯齿波幅度为4400伏左右。从目前所能找到的高反压晶体三极管是难以实现的，根据我所当时（1977年）可能条件，决定把锯齿波分段形成最后再叠加到所需要的幅

表 1

半波调制电压	2790 V	3040 V	3230 V	3390 V	3570 V	3690 V	3900 V	4030 V	4190 V
温 度	8.3℃	13.6℃	18℃	23.5℃	27.6℃	32.2℃	36.5℃	40.9℃	45.2℃

度。这样从具体每一段来说是产生幅度较低的梯形波，从而解决了器件耐压低的问题，事实说明只要各段梯形波电压斜率调整的好，按一定时间分配调整准确，最终形成的锯齿波是能够达到预期的要求。

1．方案的设想：如图8所示我们把锯齿波分成七段（按总幅度七等分），这样每段幅度只要达到600伏，叠加后的锯齿波幅度就可以达到4200伏。对于600伏左右锯齿波的产生目前国产半导体器件是可以实现。

2．具体的方框图，如图9方案是考虑将锯齿等分成每段幅度600多伏七段的梯形波然后进行叠加，其中一段的波形时间关系如图10所示。这时假定回扣时间是60微秒。

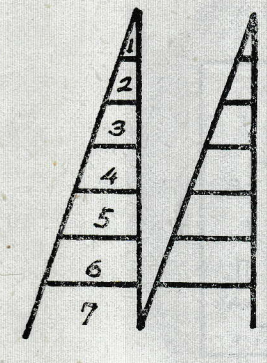


图　8

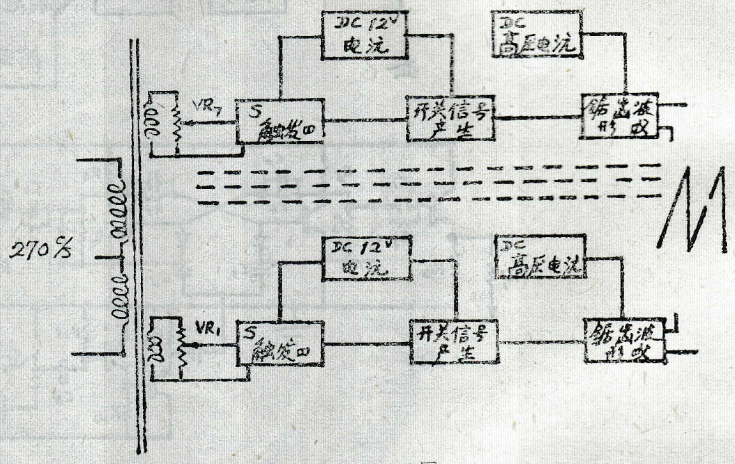


图　9

图10上所标的$\tau_1\tau_2\tau_3\tau_4$所代表的时间，对不同的段是不一样的。根据总的周期长度在表二中列出了各级τ_1、τ_2、τ_3、τ_4时间分配的关系。最后根据表二所列的时间关系，调整所产生各段脉冲的宽度。

根据表二所列的时间关系进行调整，所得出各级梯形波应为如图11形式。

表　2

级别 \ 脉宽	$\tau_1(\mu s)$	$\tau_2(\mu s)$	$\tau_3(\mu s)$	$\tau_4(\mu s)$
1	60	520	3120	60
2	580	520	2600	60
3	1100	520	2080	60
4	1620	520	1560	60
5	2140	520	1040	60
6	2660	520	520	60
7	3180	520	0	60

3．开关信号形成级：这一部份，事实上包括了由正弦波经施密特触发器形成方波，然

后经过微分用负脉冲触发单稳态线路，形成各段梯形波产生的开关信号。图12是开关信号形成级的方框图。各个输出级，相应的输出开关信号波形及其时间关系如图13所示。

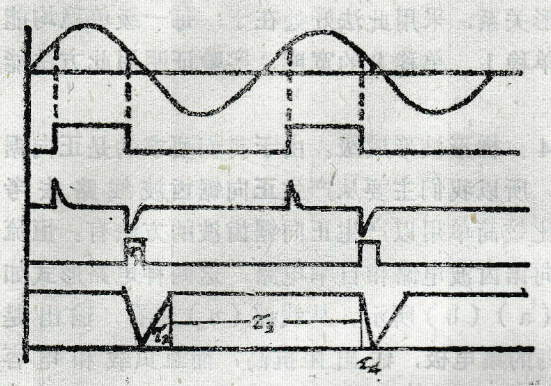


图 10

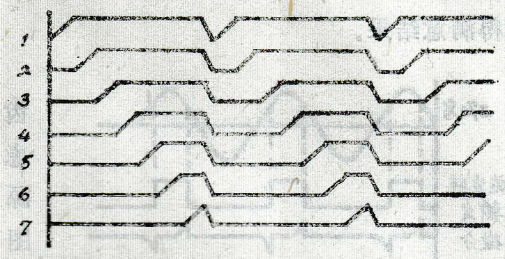


图 11

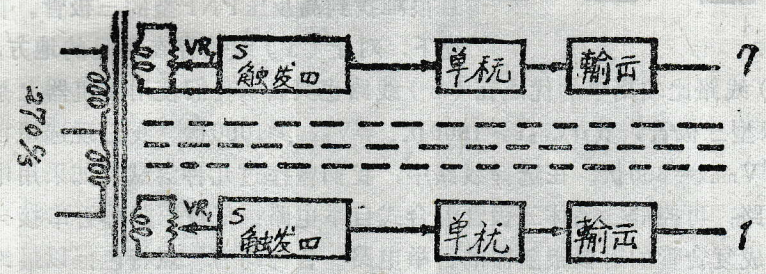
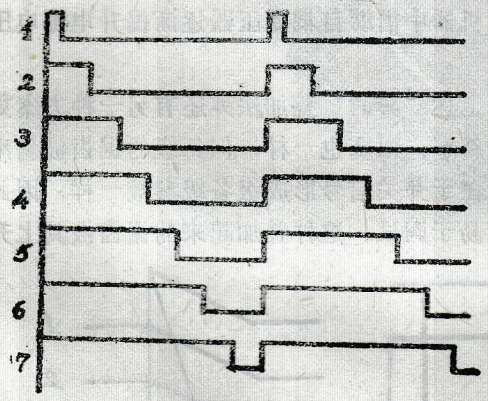


图 12



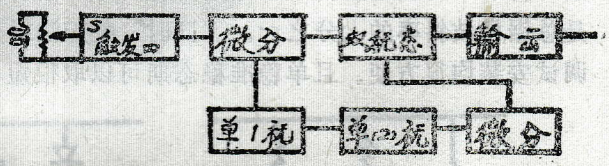


图 13　　图 14

施密特触发器输出的脉冲宽度的大小决定了单稳线路工作的起点，因此各级施密特输出脉冲宽度要一样，当各级梯形波叠加时，可微调电位器VR，调整施密特触发器输入的正弦波幅度，以达到保证锯齿波后沿对齐的目的。各级单稳态输出正脉冲的后沿决定了各级锯齿波上升沿的起点，因此调整单稳态脉冲宽度，可保证各级锯齿波按预定时间进行叠加。

用上述开关信号形成级来形成开关信号，对第七级是困难的，因为在第七级τ_1=3180微秒而τ_2=500微秒，这对于单稳态线路准稳态期远大于稳态期，必然单稳态线路工作的稳定性

差，为解决这一问题，我们又采用另一方案，作为第七级开关信号的形成级。其原理方框图如图14所示。

根据所述方框图可绘出如图15所示相互波形关系，采用此法好处在于，每一级单稳均能稳定工作，要调节输出脉冲宽度，可分别调整单稳1、单稳2的宽度，实验证明用此方法能获得满意结果。

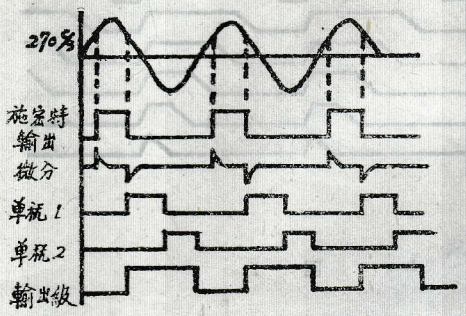


图 15

4．梯形波形成级：由于我们要求的是正向锯齿波，所以我们主要从产生正向锯齿波线路去考虑，比较简单用以产生正向锯齿波的方法有：恒流源正向锯齿波电路和自举电路，这两种电路形式如图16（a）（b）所示。从线路（a）来看，输出是从BG_2的集电极，输出阻抗高，而且负载和电容C_1并联，所以负载的电容将影响锯齿波的斜率，且很难找到高反压PNP型的三极管。在目前的情况下，对于（a）线路存在不足的地方，（b）线路均可解决且（a）线路比较简单的优点在（b）线路也具备。我们使用在机器上是经过特别挑选高反压硅NPN型三极管，其$\beta V_{CBD} \geqslant 1900$伏、$\beta V_{CED} \geqslant 1000$伏。我们现选用自举线路，每级电压可以做到$V_{max}=650$伏。在选择线路中，我们曾作过几种尝试，如采用电子管、晶体管混合式自举电路；可控硅、晶体三极管混合式自举电路；低反压晶体管串接自举线路；高低反压三极管组成复合管的射极跟随器的自举电路。各种均有一点特色但以最终情况看还是图16（b）那样的电路好。由于器件是工作在较高的电压接近于器件极限使用条件，所以电路上瞬态的冲击往往很容易使管子损坏，特别是电源电压的通断，往往是在电源通断的瞬间管子被击穿。为避免因瞬态冲击造成管子损坏，在机器中借助自耦变压器逐渐提升电源电压的办法。

5．“同时”叠加法：多级锯齿波叠加方法除上述“异时”叠加法外还有另一种方案如图17所示，七级起点、终点都是一样，每级锯齿波斜率、幅度也一样，但每级的锯齿波斜率是总锯齿波斜率的七分之一。“同时”叠加法好处在于开关信号形成级各级参数一样，因此调试安装均很方便。且单稳准稳态期可以取很短更易于调试。这种叠加起来的锯齿波其上升

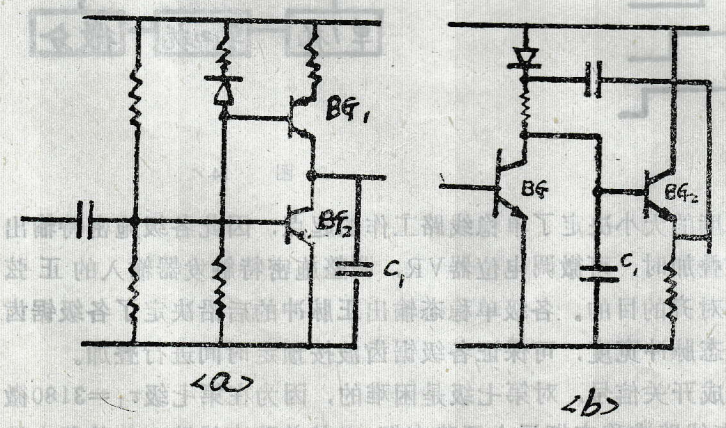


图 17

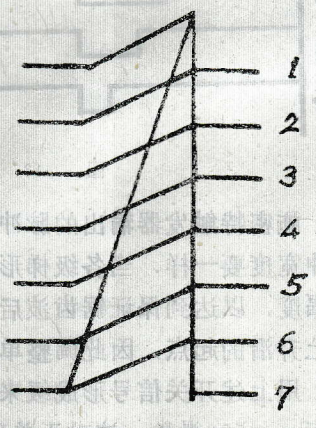


图 18

沿，不存在由于各级锯齿波的非线性而造成锯齿波终点幅度的下降，而产生的上升沿各段起伏。但是叠加后的总锯齿波由于非线性造成终点幅度下降量将等于各级终点幅度下降量的总和。“异时”叠加法无此问题，其终点幅度的下降是平均到各级去，由它造成锯齿波上升沿的波动，对整个系统影响是较高频率，它比起单个锯齿波顶部下降造成影响反而小。在1981年10月以前是选用“异时”叠加法来产生幅度为3200伏的锯齿波，1981年10月以后，由于指标的修订锯齿波幅度提高到4000伏以上，我们又采用另一种方法即目前仪器上采用的方法。

6．“混合”叠加法：由上述可知“同时”、“异时”叠加法，各有其优缺点。“混合”叠加法是取它们各自的长处混合起来的一种方法。实践证明获得较佳的结果。采用“混合”法时锯齿波开关信号的时间分配如表三所示。表三中的τ_1及$T-\tau_1$的意思如图18所示。叠加情况如图19所示。从图清楚看出２３、４５、６７的叠加是“同时”的。同时叠加后和第一级又是“异时”叠加。

表　3

级　别	1	2	3	4	5	6	7
τ_1（μs）	60	580	580	1620	1620	2660	2660
$T-\tau_1$（μs）	3640	3120	3120	2080	2080	1040	1040

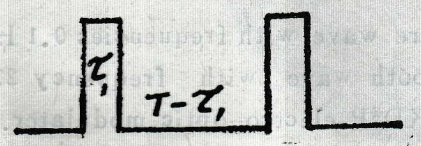


图　18

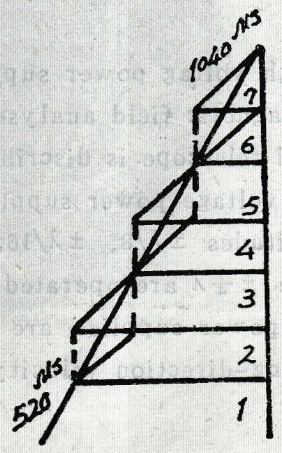


图　19

锯齿波调整中遇到最大的问题是稳定性，特别当锯齿波输出幅度超过2800伏以上时，波形就出现随机的抖动，追查其原因是和元器件安装、高压导线的使用以及各部份之间绝缘好坏有关，电源变压器、灯丝变压器初次级之间绝缘要求特别好，我们使用的变压器用2500伏兆欧表测，初次级之间绝缘电阻均在5000兆欧左右，各级稳压电源（我们目前仍使用电子管稳压电源，每级电压直流660—700伏、50毫安）调整管的阴极和灯丝之间因电位悬殊，在灯丝与阴极之间会出现无规的击穿，这也是使锯齿波不稳定的重要因素之一，必须予以充分注意。

五、初步测试结果

上述调制器电源已参加整个太阳磁场望远镜联测，矩形波的幅度可以达到±1100伏（连续可调）、峰－峰上升与下降时间为60—70微秒、矩形波正负半波的对稳性可调到1微秒左右，锯齿波回扫时间为60微秒、幅度连续可调最大输出为4400伏，线性无法精确测量，估计非线性系数小于1%。

该电源经1981～1983年联测情况表明，调制器电源性能稳定、工作良好、维护方便基本满足使用要求，和其它部份配合已测试了性能良好的太阳磁图。

A HIGH VOLTAGE POWER SUPPLY DEVICE OF THE KD*P ELECTRO-OPTIC MODULATOR FOR THE SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Chen Zaide Jiang Xiao-feng

Abstract

A high voltag power supply device of the KD*P electro-optic modulator for the magnetic field analyser and velocity field analyser of the solar magnetic field telescope is discribed.

High voltage power supplies of square wave with frequencies 0.1 HZ、135HZ and amplitudes $\pm\lambda/8$、$\pm\lambda/16$, and sawtooth wave with frequency 270HZ and amplitude $\pm\frac{1}{4}\lambda$ are operated with the KD*P electro-optic modulater.

This power supplies are used to measure the vectorial magnetic field and the viewing-direction velocity field with either the television or optic-electric method.

太阳磁场望远镜电视接收系统

金圣经　孙星宇　沈国光　郭洪德　任芳海
张曙之　李永　庞忠仁

（长春物理研究所）*

一、太阳磁場望远镜电视接收系统的观测原理

太阳磁场望远镜包括：光会聚和成像系统、滤光调制分析系统，接收系统和计算机资料处理系统四大部分。它有三种接收系统即光电扫描系统、照相系统、电视接收系统。图1—1表示其示意图。

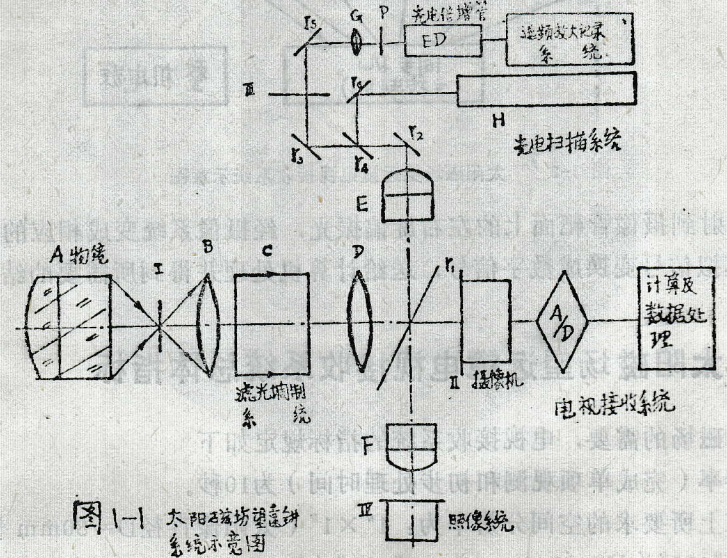


图1-1　太阳磁场望远镜系统示意图

太阳磁场通常用塞曼效应测量。磁场影响吸收线的强度和偏振。在太阳磁场的作用下，太阳光谱线产生分裂，其不同偏振成分的强度不同，其差别反映了磁场强度。在一定波长上，测量出不同偏振成分的强度差就能归算磁场。

当加 $+\frac{1}{4}$ λ波长电压于偏振分析器的KD*P晶体上，得到左旋园偏振光的强度 Ai（i表示太阳上不同的单元）而加 $-\frac{1}{4}$ λ波长电压时，得到右旋园偏振光强度Bi，作下式处理得到磁场。

$$Hi=K\frac{Ai-Bi}{Ai+Bi}\cdots(1-1)$$

其中K——仪器定标常数。

*曾参加过此项工作的同志还有：刘天夫、李勤庸、刘风荣。

在天文学中已知：

$$\delta_L = 9.34\times10^5 \Delta\lambda \cdot I_c \cdot \frac{\sigma v_r}{\rho\lambda} \cdot g \cdot \lambda^2 \cdot H_{11} \qquad (1-2)$$

即通过园偏振分析器后取得的左右旋光量差为一个正比于纵向磁场的量。为了对太阳自转和日面物质宏观运动引起的谱线都卜勒移动作修正，可在滤光器中加入矩形波调制的电光晶体，使透过波长向红端和紫端作对称移动。设A，B为在紫端取得的左右旋光信号，C、D为在红端取得的左右旋光信号，则$\frac{A+B}{2}-\frac{C+D}{2}$为正比于视线速度的量，可以用来对磁场信号进行修正。太阳磁场望远镜电视接收系统示意图如图1—2所示。

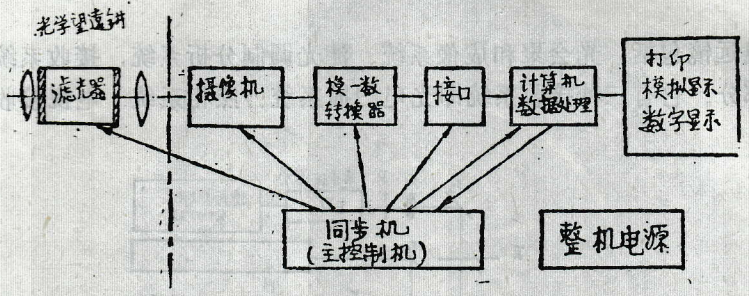


图 1-2　太阳磁场望远镜电视接收系统示意图

经过滤光器照射到摄像管靶面上的左右旋偏振光，经摄像系统变成相应的视频信号，经过A/D转换器把模拟信号变换成数字信号，送给计算机处理并得到所需要的结果。

二、太阳磁场望远镜电视接收系统总体指标

根据观测太阳磁场的需要，电视接收系统的指标规定如下

1．时间分辨率（完成单项观测和初步处理时间）为10秒。

2．目前天文上所要求的空间分辨率为：1″×1″（太阳像直径D＝80mm）；2″×2″（D＝40mm）；3″×3″（D＝26.6mm）；4″×4″（D＝20mm）。要求电视接收系统达到2″×2″。

3．观察区域3′×4′。表1给出空间分辨率，观察区域和每帧点数之间的关系（光学太阳像视场为4′×6′）。

表1．空间分辨率、观察区域、每帧点数之间的关系。

空间分辨率 \ 每帧点数 \ 观察区域	60×80	90×120	120×160
1″×1″	1′×1.3′	1.5′×2′	2′×2.7′
2″×2″	2′×2.6′	3′×4′	4′×5.3′
3″×3″	3′×4′	4.5′×6′	
4″×4″	4′×5.3′		

4．测量磁场范围为10～1000高斯、灵敏度为±10高斯。表2给出磁场分辨率和信噪比的关系。

表2．信噪比和磁场分辨率的关系。

信噪比	磁场分辨率	备注
1000～500	纵场 10～20 高斯	
3000	纵场 3 高斯；横场 200 高斯	
300	速度场 0.03 公里/秒	目前用磁像仪测量的水平为0.05公里/秒

5．环境温度：－30℃～＋55℃。

三、太阳磁场望远镜电视接收系统方案的选择

1．摄像系统

太阳磁场本身的噪声为±10高斯。根据天文上的推算±10高斯所对应的左右旋光量差为1.5/1000。为了测量0.15%的起伏，由表2所知，摄像机的信噪比应大于1000。由表1可知，对应于2″×2″的空间分辨率和3′×4′的太阳像观察区域，要求每帧扫描行数大于90行，每行取120个点。

（1）摄像管的选择

为了避免相邻的左右旋光重迭而产发图像“模糊”，要求图像移去60ms后摄像管的残像小于5%。中心区靶面不均匀性不超过5%。

光谱特性在选用的区域（$Fe_1$6324Å，$H\beta$4681Å）内灵敏。暗电流小，转换系数 r≒1。照度变化范围为0.1lx～100lx，良好时为1lx—50lx。表3列举了几种摄像管的特性。由表3可知，SEC管、硅靶管、Pbo管均能满足要求。

（2）噪声分析

影响磁场灵敏度的噪声大致分为三类：散粒噪声（由光子、电子的统计起伏引起的噪声）；大气抖动引起的；仪器噪声（主要产生在电路中）。

在摄像管中电子的起伏也受散粒噪声的支配。如果一次扫描的信噪比为$(s/n)_1$，扫描m次累积的电子数增加m倍，则信噪比提高$\sqrt{m}$倍即

$$(s/n)_m=\sqrt{m}(s/n)_1 \quad (2—1)$$

根据文献[1]可知，太阳大气抖动频谱，对太阳成像质量有三种影响：使像抖动；使像模糊；使像畸变。这些影响都是由于大气中气团的温度、密度不均以及移动引起的。太阳像的抖动随时间变化，引起太阳局部区域光量起伏产生噪声．它的低频部分十分严重。实验观测表明太阳像边缘抖动频谱范围从0.5～50周/秒。这一抖动对电视接收系统没有影响。

（A）摄像管产生的噪声[2]

摄像管中起主导作用的是扫描电子束的散粒噪声（入射光子的统计起伏引起的噪声可以略去）。

对具有光电靶面的摄像管，噪声电流由下式给出（忽略靶面贮存电荷和电子着落到靶面

表3. 几种摄像管的主要性能。

项目 \ 型号	超正析像管 Orthicon	硫化锑视像管 Vidicon	氧化铅管（Plumbicon） XQ 1025 L		硅靶管Silicon Vidicon	二次电子导电管 SEC
灵敏度	0.1～1lx时 3 μA	～10^2 lx时 0.2～0.3 μA	3lx 时 300nA	2～10 lx时 0.2～0.3 μA	0.5～1lx时 0.2～0.3 μA	10^{-1}～10^{-3}lx时 0.2～0.3 μA
信噪比	35:1	300:1	300:1	300:1	300:1	～200:1
残像		三场以后 <25%	三场以后3.6% 十场以后1%	三场后<5%	三场后<10%	三场后<5%
γ 值		0.65	0.95±0.05	0.95±0.05	1.00	1.00～0.60
清晰度（分辨率）	600 行	600 行	>700行	700行	400行	700行
光谱响应灵敏区域	4000 Å～ 6000 Å	4000 Å～ 6000 Å	4000 Å～ 6000 Å	4000 Å～ 6000 Å	4000 Å～ 6000 Å	4000 Å～ 6000 Å
靶面不均匀性		<10%	<5%	<5%	<10%	<5%
最大照度	10^3 lx	10^4 lx	500 lx	10^3 lx	10^6～10^8lx	10^2～10^4lx

时电子束调制度的影响）：

$$\overline{i^2}=2eI_s\Delta f \qquad (2-2)$$

其中：e——电子电荷；I_s——摄像管直流电流；Δf频宽。

如I_s=300nA，Δf=4.5MHZ，则r，m，s噪声电流为0.67nA。它与信号峰值电流相比约400：1。

对于摄像管，S/N与$\sqrt{I_s}$和$\sqrt{CEta}$（C—靶电容；Eta—靶电压）成比例。

（B）予放级产生的噪声[2]。

予放级噪声等放电路如图2—1所示。

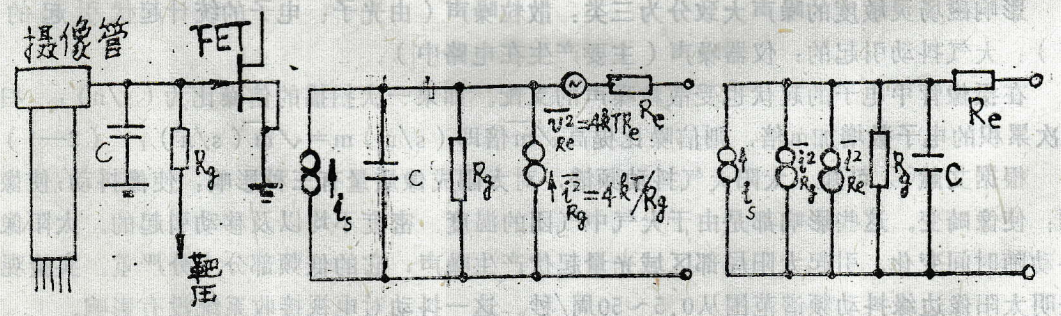


图2—1　予放级噪声等效电路

图中：C ——摄像管布线分布电容和FET输入电容之和；

R_g——摄像管负载电阻；

R_e——放大器等效噪声电阻（放大器初级等效电阻）。

忽略摄像管产生的噪声，则全噪声电流的平方平均值$\overline{i_n^{2}}$为：

$$\overline{i_n^{2}}=\overline{i_{Rg}^{2}}+\overline{i_{Re}^{2}}=4KT\left\{\frac{1}{Rg}\left(1+\frac{Re}{Rg}\right)+Re\omega^{2}c^{2}\right\}$$

$$=4KT\left(\frac{1}{Rg}+Re\omega^{2}c^{2}\right),\ (\because Re\ll Rg)。$$

其中：K——波兹曼常数；T——绝对温度。

频宽为Δf的予放级噪声率$\overline{i_n^{2}}$为：

$$I_n^{2}=\int_o^{\Delta f}4KT\left(\frac{1}{Rg}+Re\omega^{2}c^{2}\right)df$$

$$=4KT\left(\frac{1}{Rg}\Delta f+\frac{4}{3}Re\pi^{2}c^{2}\Delta f^{3}\right)\qquad(2-3)$$

（3）摄像装置的信噪比

含有摄像管噪声的摄像装置的信噪比由下式表示：

$$S/N=is\Big/\sqrt{2ei_s\Delta f+4KT\left(\frac{1}{Rg}\Delta f+\frac{4}{3}Re\pi^{2}c^{2}\Delta f^{3}\right.}\qquad(2-4)$$

其中is为在光电面上加同样光时摄像管直流信号电流。又令$2ei_s=K_1$；$4KT/Rg=K_2$；$\frac{4\times4}{3}Re\pi^{2}c^{2}=K_3$，则（2—4）式可写成：

$$S/N=is/\sqrt{\Delta f}\cdot\sqrt{K_1+K_2+K_3\Delta f^{2}}\qquad(2-5)$$

分析与计算表明，当扫描速度降低到一定时$S/N\propto1/\sqrt{\Delta f}$，但是当$\Delta f>2MHz$时，$S/N\propto1/\sqrt{\Delta f^{3}}$。

对于我们的系统，噪声主要是由摄像管及Rg（靶电阻）的热噪声构成的。

必须指出，当频宽压缩到一定程度时，$\frac{1}{f}$噪声起显著作用（从500Hz～2^{K}Hz以下），所以，予放第一级管必须严格选择$\frac{1}{f}$噪声低的管子。

场效应管的热噪声$\overline{e_{th}^{2}}$由下式给出：

$$\overline{e_{th}^{2}}=4KT\left(\frac{1}{gm}\right)Q(U_d\cdot Ug)\cdot\Delta f\qquad(2-6)$$

等效噪声电阻$Re=2/3\cdot\frac{1}{gm}$。

gm——FET的互导，$Q(U_d\cdot Ug)\approx\frac{2}{3}$（依赖于偏置）。

上述分析可知，摄像管及予放级噪声均与$\sqrt{\Delta f}$成比例。为了提高信噪比应尽可能压缩频宽即降低扫描速度。

（4）扫描速度的确定

在电视中视频通道的频宽与扫描速度有关。令f_H——行频；H_v——行数；f_v——帧频；F_v——帧数。则$f_H/f_v=\frac{1}{2}\cdot H_v/F_v$。$f_H=f_v\cdot H_v$。视频通道的频宽$\Delta f$由下式给出：

$$\Delta f=\frac{1}{2}Kf_vH_v^2 \qquad (2-7)$$

其中K为高宽比（K=4/3）。

对于不同扫描速度，系统指标的比较列于表4中。

表4. 对不同扫描速度，系统性能比较。

项目 \ 扫描速度 / 指标	fv=25帧/秒 Hv=125行/帧（逐行）	fv=10帧/秒 Hv=120行/帧（逐行）	fv=8帧/秒 Hv=120行/帧（逐行）	fv=4帧/秒 Hv=120行/帧（逐行）
频宽（Δf）	$\Delta f=\frac{1}{2}Kf_vH_v^2$ =260.14KHZ	96.00KHZ	76.80KHZ	38.40KHZ
行频（f_H）	$f_H=f_v\times H_v$ =3.125KHZ	1.200KHZ	0.960KHZ	0.480KHZ
每帧像元数	$125^2\times\frac{4}{3}$ =21000	19200	19200	19200
每秒像元数	52.5万	19.2万	11.26万	7.68万
运算速度	52.5万万/秒	19.2万次/秒	11.26万次/秒	7.68万次/秒
A/D转换速度	〃	〃	〃	〃
A/D转换精度	$\frac{1}{2^{10}}\sim\frac{1}{2^{11}}$	$\frac{1}{2^{10}}\sim\frac{1}{2^{11}}$	$\frac{1}{2^{10}}\sim\frac{1}{2^{11}}$	$\frac{1}{2^{10}}\sim\frac{1}{2^{11}}$
信噪比的改善	①$\sqrt{m}=\sqrt{25}$ =5.000 ②$\frac{S}{N}\propto\frac{1}{\sqrt{\Delta f}}$ $=\frac{1}{\sqrt{260.14}}$ $=\frac{1}{16.129}=0.062$ ③$\frac{S}{N}\propto\sqrt{is_{25}}$	①$\sqrt{10}=3.162$ ②$\frac{S}{N}\propto\frac{1}{\sqrt{96}}$ $=\frac{1}{9.798}$ =0.102 ③$\frac{S}{N}\propto\sqrt{is_{10}}$	①$\sqrt{8}=2.828$ ②$\frac{S}{N}\propto\frac{1}{\sqrt{76.8}}$ $=\frac{1}{8.764}$ =0.114 ③$\frac{S}{N}\propto\sqrt{is_8}$	①$\sqrt{4}=2.000$ ②$\frac{S}{N}\propto\frac{1}{\sqrt{38.4}}$ $=\frac{1}{6.197}$ =0.161 ③$\frac{S}{N}\propto\sqrt{is_4}$
设$is_{25}=is_{10}=is_8=is_4$	5.000×0.062 =0.310	3.162×0.102 =0.322	2.828×0.114 =0.322	2.000×0.161 =0.324

由表4可知，扫描速度由每秒25帧降到每秒4帧，其总的信噪比没有明显的改善（设is不变），但是降低了A/D转换器的转换速度。另一方面，降低扫描速度会带来一些困难如扫描线性变坏。但是我们要求的1%的扫描线性是可以作到的。

上述分析可知，只要我们采用慢速扫描制式，精心选择予放第一级场效应晶体管并精心调试予放级，就有可能得到1000：1的信噪比。图2--2给出摄像系统的逻辑示意图。它是由摄

像管电路，予放级，视频放大级，帧、行扫描电路、同步机及电源构成。

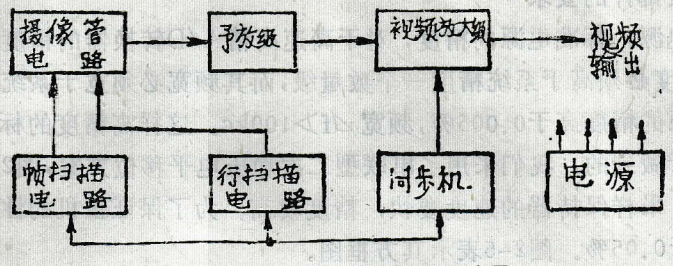


图2-2　摄像机系统逻辑示意图

2．模拟—数字转换器

模拟—数字转换器把摄像机的视频输出信号转换为数字信号以供计算机处理。

为了测量10高斯所对应的亮度变化，模一数转换器的位数只少为10位以上。因为10高斯所对应的亮度变化为0.15%。为了满足系统所提出的精度和速度的要求，取A/D转换器的位数为12位，速度为10万次/秒。

（1）方案的选择

A/D转换器的种类很多，按工作方式大致可分为直接式A/D转换器和间接式A/D转换器；按性能指标又可分为普通A/D转换器，高速A/D转换器，高精度A/D转换器以及高速高精度A/D转换器。

一个A/D转换器在数学上是一个编码器。直接式编码器直接地把模拟信号转换成数字信号，而间接式A/D转换器，则首先将模拟信号转换成一种半模拟半数字式的中间信号，然后把中间信号转换成纯数字信号。通常转换器是依赖于高速的电路和元件得到高的转换速度，而其转换精度的提高往往是以降低速度为代价的，因此选择电路形式必须充分考虑到两者间的关系。

分析各种转换技术的特点[3·4]可知，只考虑转换的精度和速度时，多阈值A/D转换器、变基准级联式A/D转换器、级联式模拟量—纯二进制码转换器、级联式模拟量—葛莱码转换器以及局部级联式A/D转换器等均能采用，但是为了解决速度和硬设备间的矛盾，即降低费用，我们倾向于采用局部级联式A/D转换器（即串并行A/D转换器）。

从理论上讲，任何一种A/D转换技术都可用于局部级联式系统，但是其中有些并不提供任何优点。如用3个4位逐次逼近式A/D转换器或3个4位的循环式转换器构成的局部级联式A/D转换器就无任何优点。这是因为在转换精度和速度上不但没有改进，反而还要增加元件的数量。如果用3个4位变基准式转换器构成的局部级联式转换器，则将以较少设备量获得比12位变基准式A/D转换器精度更高的效果，仅仅在转换速度上稍有减慢。特别是对于一个普通的局部级联式“4×3”多阈值编码器来说，在不牺牲精度而仅仅损失一点速度（消耗在4级电路的传输时间上）的情况下，设备的减少是惊人的。它只需28个比较器，而直接的12位多阈值比较器则需要4096个比较器。一个（m×n）位局部级联式A/D转换器可用m个相同的n位A/D转换器、（m－1）个相同的D/A转换器以及（m－1）个运算放大器组成。我们采用的是“4×3”局部级联式多阈值A/D转换器。图2-3表示其逻辑图，它是由如下几个部分构成：采样保持器；编码器；解码器；精密运算放大器；标准电源；误差校正及时间分

配器构成。

（2）各主要部件的要求

①精密标准电源。标准电源的精度，对于高速高精A/D转换器的精度是一个最关键的因素。标准电源的精度必须高于系统精度一个数量级，而其频宽必须宽于系统工作频率。我们要求精密标准电压源的精度高于0.005%，频宽$\Delta f > 100kc$。这样高精度的标准电压源采用一般的稳压方式是难于做到的，我们采用了串联型二次稳压电平移位方案，图2-4表示其方框图。

②采样保持。采样保持器的速度要快，精度要高。为了保证整机的性能，要求采样保持器的精度至少高于0.05%。图2-5表示其方框图。

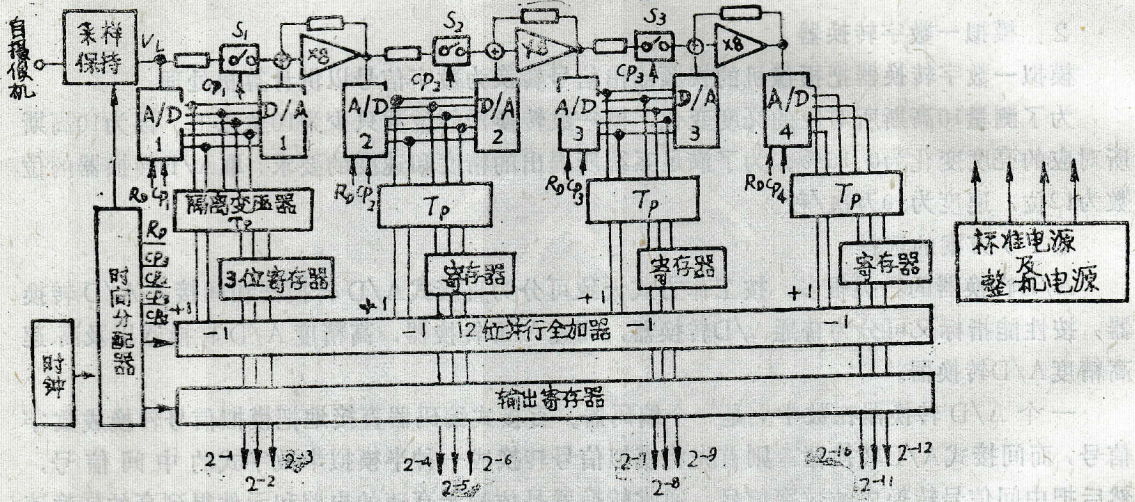


图2-3 “4×3”局部级联式多阈值A/D转换器逻辑图

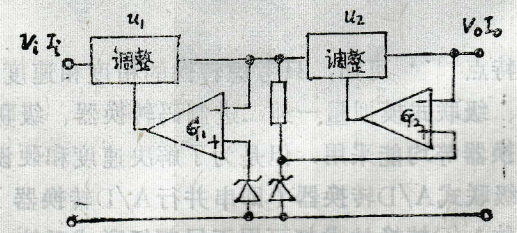


图2-4 串联型二次稳压电平移位式稳压电源逻辑图

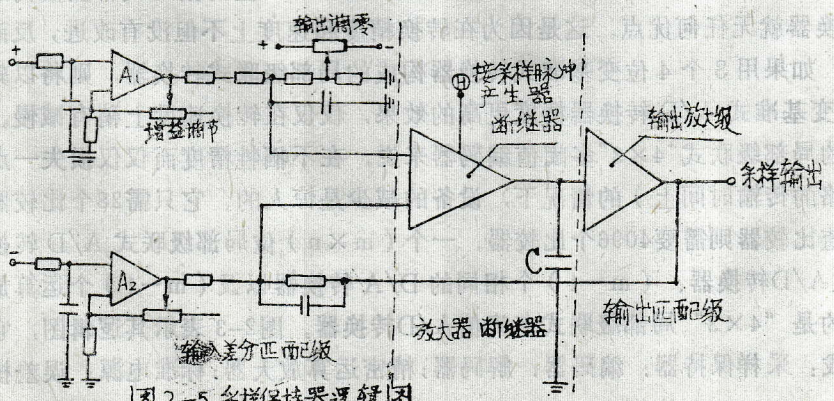


图2-5 采样保持器逻辑图

③精密运算放大器。各级的运算放大器将输入模拟信号与D/A变换的反馈模拟量之差放大8倍（精确到0.05%以上），并转换为低阻抗输出，供下一级比较之用。所以要求它的漂移小，响应速度快，输入阻抗高，开环增益大。

为了得到高的带宽增益积以得到高的静态精度和动态精度，我们采用多通道斩波运算放大器。实践证明多通道运算放大器与单通道运算放大器相比，频宽可提高1-2个数量级[5]。为了抑制零点标移，我们采用斩波式低频直流通道。为了保证整机精度，运算电阻的精度应为0.01%，运算放大器开环增益为100db。图2-6表示其方框图。图中T_1、T_2、T_3和T_4分别为放大器G_1、G_2、G_3和G_4的极点所对应的时间常数，且满足$T_1 \gg T_2 \gg T_3 \gg T_4$（图略）。

④解码器——D/A转换器。D/A转换器在局部级联式A/D转换器中是一个十分关键的环节。它的绝对精度只决定于电阻和标准电压的绝对精度，它的二进制精度只是它的相对精度。n位D/A转换器共有2^n个离散的输出值，它们均匀的分布在0和V_L两个标准电位之间。

为了缩短转换时间，采用并行D/A转换形式。这类转换器主要有加权电阻转换器、梯型电阻网络转换器、加权电压转换器以及倒梯型电阻网络转换器等。在这些解码器中，并行倒梯型电阻网络解码器较为适宜于高速高精度的要求。这是因为这种解码器的梯型网络电阻中流过的电流始终不变，模拟开关只是在两个地电位间控制电流的流向。这样就克服了模拟开关工作时，网络的寄生电感、电容的瞬态响应带来的误差。同时网络电阻值也可用得较大以减少由模拟开关引入的误差，从而基本上解决了在元件的选择上速度和精度之间的矛盾。

综合各种因素，网络电阻较好的折衷值是$25^{\Omega k}$—$50^{\Omega k}$[6,7]，其精度为0.01%。图2-7为其方框图。

⑤编码器—A/D转换器。我们采用了并行3位A/D转换器。要求精密的标准电阻及性能优越的电压比较器如BG307。图2-8给出其方框图。

⑥误差校正。优质A/D转换器除了基本的静态精度限制之外，主要局限是转换单元的瞬态特性。如，必须在D/A梯型网络的输出达到特定的静态值之后才能进行下一级比较，否则接着进行的比较将可能是错误的，从而可能产生误差。又如，在整个比较期间内如果运算放大器没有足够的恢复时间，那么其输出不仅仅反映输入和新的梯形网络输出的差，而且也反映因运算放大器饱和而产生的剩余值。

采用了误差校正之后，不仅压缩了各级所用的转换时间，提高了转换速度，并可降低对比较器指标的过高要求。我们的A/D转换器的分辨率小于1^{mv}，但BG307的失调电压最小的为1.5^{mv}。使用了校正之后，对比较器死区电压的要求可放宽至$\pm 62.5^{mv}$（$0.5^{v}/8$）以内。

校正的办法是，首先增添两个附加比较器，其中一个比较器的阈值电平为V_L，用于检测高于V_L的情况。另一个比较器的阈值电平为0^{v}，用来检测低于0伏的情况，当$V_{i+1} > V_L$，第i+1级比较器的输出$+\Delta x_{i+1}$表示第i级A/D转换器的数字输出低了一个单位增量；而当$V_{i+1} < 0$时，比较器输出$-\Delta x_{i+1}$表示第i级的数字输出高了一个位单增量。然后，利用$+\Delta x_{i+1}$或$-\Delta x_{i+1}$，通过在3位并行加法器中加1或减1，即可增加或减少相应的A/D转换器的数字输出。

⑦时间分配器。它产生A/D转换所需的全部控制信号。

完整的A/D转换器的逻辑方框图如图2-3所示。

3．整机控制系统。控制系统的稳定性对整机正常工作是非常重要的。为了保证极严格

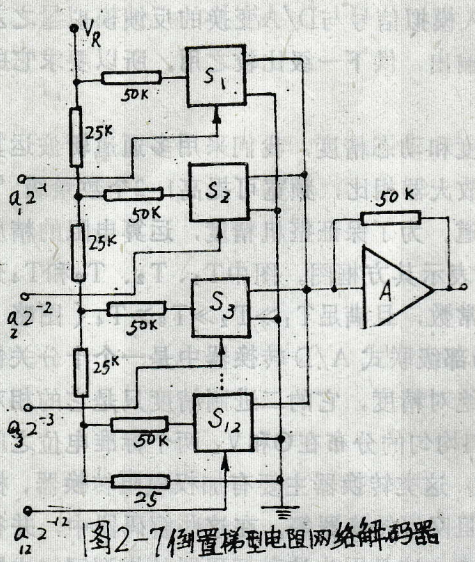


图2-7 倒置梯型电阻网络解码器

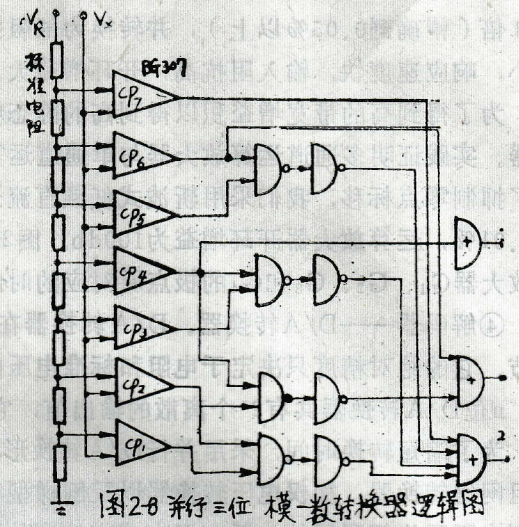


图2-8 并行三位 模-数转换器逻辑图

的时间同步，整机控制系统都采用计数分频的方式。

整机控制系统包括，同步机和时间分配器。同步机产生的同步信号供给摄像机、KD*P晶体所需的高压脉冲产生器、数据处理所需的全部控制脉冲。时间分配器产生A/D转换器所需的全部控制信号。

太阳磁场望远镜电视接收系统的数据处理，由电子计算机完成。该系统与电子计算机之间加入接口电路。

电子计算机完成如下的计算：

$$\frac{\sum_{i=1}^{n} Ai - \sum_{i=1}^{n} Bi}{\sum_{i=1}^{n} Ai + \sum_{i=1}^{n} Bi} \cdot K \qquad (n=36)$$

并且根据计算结果给出磁场图。

四、系统各部分所达到的指标及测试结果

1．摄像机

信噪比：53db。

扫描线性：1%（120行/场，8帧/秒）。

视频通道带宽：$\Delta f = 150KHZ$。

视频通道增益：100～350倍（可调）。

摄像机空间分辨率：2.5″×2.5″左右。

2．模—数转换器

转换速度：10万次/秒。字长：12位。

分辨率：1^{mv}。

相对误差＜0.05%。

时间分辨率为10秒。

精密标准电源：

精度，0.005%以上

频宽：大于250KHZ

采样保持器：

采样精度：不低于0.05%；

保持精度：不低于0.009%；

采样速度：1μs。

用美国制造的采样保持器和A/D转换器（大规模集成电路）代替分离元件装成的A/D转换器之后，整机的性能（精度和稳定性）有一定的提高。

下面给出的测试结果是由TQ—16电子计策机，用下式处理的结果。

$$\frac{\sum_{i=1}^{36} Ai - \sum_{i=1}^{36} Bi}{\sum_{i=1}^{36} Ai + \sum_{i=1}^{36} Bi} \times C；\text{其中}C=1111。$$

测试结果Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ是直流输入的A/D转换器转换结果（5400个像元的一小部分）。

测试结果Ⅳ、Ⅴ是50KHZ方波为输入的A/D转换器转换结果。

测试结果Ⅵ是由摄像机摄入测试卡的整机总的信噪比。

参 考 文 献

〔1〕太阳磁场望远镜的提出和工作原理。北京天文台（内部资料）

〔2〕奥田友弥、铃森进ほか，ラレビジョン Vol. 27 No.4. P84

〔3〕H. Schmid, Electronic Design, 16（1968）. 25, P49.

〔4〕H. Schmid. Electronic Design, 16（1968）. 26, P57.

〔5〕何同杰，晶体管运算放大器设计原理，科学出版社，1974.

〔6〕H Schmid, Electronic Design. 16（1968）, 22 , P49.

〔7〕C.R. Pearman and A. E. Popodl, Electronics, 37（P19-28）.

太阳磁场望远镜摄像系统的考虑

孙星宇

（长春物理研究所）

太阳磁场望远镜摄像系统，主要任务是：将太阳光像转变成电信号，即光电转换。其工作原理与一般摄像系统相比并无特殊之处，然而它的许多指标的确定必须根据和满足于天文上的要求，同时也要兼顾到后面A/D变换的速度。在系统设计时，对于这些特殊性要充分地加以考虑。至于各个部件的具体内容和考虑另有说明，不是本文的宗旨。

一、光学系统提供的数据和要求及总体指标

1．太阳磁场望远镜在5324.198Å和4861.342Å两个波段上工作。

2．太阳像大小和照度

太阳像大小：从20mm—80mm（直径）可调。

靶面照度：综合各种变化因素，电视用太阳像，照度的可能范围为1Lx—50Lx。

其中，太阳像本身不均匀可达8倍；由天气及太阳高度引起大气吸收变化约4倍；滤光器使用的波段及谱线不同部位的强度变化约3倍；太阳像大小变化4倍，引起16倍照度变化。

3．时间分辨率10^s

在偏振分析器KD*P上加有与电视扫描配合的矩形电压，使之5^s左旋、5^s右旋，计10^s完成单元观测和初步处理。

4．空间分辨率，即观测最小单元分别为：

1″×1″（D=80m）；　　1.5″×1.5″（D=60mm）；

2″×2″（D=40m）；　　3″×3″（D=26.6mm）；

4″×4″（D=20m）。　　（D为太阳直径）

5．观测点数10800

由于取点多少影响极大，希望取90×120=10800个点，至少要60×80=4800个点，争取120×160=19200个点。

6．极灵敏度—磁场分辨率和信噪比

信噪比	灵敏度
1000～500	纵场10～20高斯
3000	纵场 3 高斯
	横场 200 高斯
300	速度场0.03公里/秒

7．工作环境：－20℃～＋45℃

二、摄像系统有关问题之考虑

1．摄像方案之选择

摄像系统接收左、右旋偏振光而将其变为相应的电信号，可以有两种方案供选择，即单摄像管和双摄像管方案。后者优点是数据处理简单，基本困难是难以得到两个性能完全一致的摄像管，因此难以达到予期的结果。因而确定采用单摄像管方案。这样，对后面的整个数据处理系统提出了较高的要求。

2．摄像管的选择

摄像管是摄像系统的关键器件，必须仔细和全面加以考虑。

在太阳磁场为10高斯时，左右旋光量差仅为0.15%，为了反映和测出这个微弱变化，要求灵敏度和信噪比都得高；分辨本领，考虑到3′×4′的区域和2″×2″的细节，要求扫描行数大于100行，这一点容易满足；照度，根据光学设计，太阳像照度为10～20Lx，考虑到意外的不利因素，要求在2～3Lx时能正常工作；残像特性，采用了单管方案，就必须在时间上先后对左、右旋光进行测量。为了避免相邻的左右旋光重叠而“模糊”，至少应该要求图像移去60ms以后，残像信号小于5%；光谱特性，光学上选用了5324Å和4861Å线，要求摄像管在此区域灵敏；靶面均匀性，比较切实的要求是在中心区域靶面不均匀性不超过5%；其它要求，暗电流小、γ值接近于1等。

综合考虑，二次电子导电管（SEC）较为理想，虽然噪声大点，但靶面有电荷积累效应，采用慢扫描可以提高信噪比。但因未购到，故改用氧化铅管，又因坏了无替换，最后改用E5052型硅靶管，其缺点是残象较大，靶面不均匀性亦较大。此外，光谱特性峰值在7000Å～8000Å处，对我们的应用来说，是一种先天性的损失。近几年来，CCD等固体摄像器件已有产品，规格亦繁多，可选用之。

3．扫描制式的确定

（1）扫描行数

观察区域3′×4′，可将黑子活动区包括其内。3′即180″，分辨率为2″时，则要求90行。画面取3：4，则整个画面的象元素为90×120＝10800点，这是符合天文上的要求。

（2）扫描速度

以10800点来考虑，若采用广播电视的扫描制式即场频50Hz，则每秒将有54万个点送到A/D变换，即要求A/D变换速度为54万次/秒，变换精度为$\frac{1}{1000}$即10位，现A/D组件可以满足。但当时用分离元件只能做到十万次，因此必须采用慢扫描制式。

低速扫描系统具有较好的固有的信噪比。降低带宽，从而降低了噪声。同时慢扫描可充分利用SEC之累积效应而提高了信噪比，又可以扩大观察区域。但慢扫描对于在计算机里进行累加而提高信噪比这一点是不利的。权衡二者利蔽，选择一合适的扫描制式。本系统选定了帧频为每秒8帧，正好与十万次A/D变换相配合。

（3）扫描光栅之确定

摄象管分辨率取25线/毫米，光栅垂直高度为90行/25线/毫米＝3.75毫米，取扫描光栅为

3.75^{mm}×5^{mm}。

（4）太阳像大小与空间分辨率及太阳区域大小和光栅尺寸

太阳像视角32′≈2000″。在第Ⅱ焦面上，太阳像直径20^{mm}～80^{mm}分四档可变。摄像管分辨率取25线/毫米为例计算如下：

太阳像直径	20mm	26.6mm	40mm	80mm
	2000″/20mm	2000″/26.6mm	2000″/40mm	2000″/80mm
1mm对应之弧度	100″/mm	75″/mm	50″/mm	25″/mm
	100″/mm / 25TVL/mm	75″/mm / 25TVL/mm	50″/mm / 25TVL/mm	25″/mm / 25TVL/mm
每行电视线对应的弧度	4″/TVL	3″/TVL	2″/TVL	1″/TVL
	4″/TVL×90TVL	3″/TVL×90TVL	2″/TVL×90TVL	1″/TVL×90TVL
	6′	4.5′	3′	1.5′
对应之观察太阳区域	6′×8′	4.5′×6′	3′×4′	1.2′×2′

如果靶面分辨率取50TVL/mm和30TVL/mm时，用上述同样方法可计算出相应数据，列表如下.

太阳像直径D、扫描光栅、空间分辨率、观察区域关系表

太阳像直径 D		80 mm	40mm	26.6mm	20mm
每毫米所对应的角秒		25″/mm	50″/mm	75″/mm	100″/mm
25 TVL/mm	90行扫描光栅	3.75mm×5mm	〃	〃	〃
	角秒/电视线	1″	2″	3″	4″
	观察区域(分)	1.5′×2′	3′×4′	4.5′×6′	6′×8′
30 TVL/mm	90行扫描光栅	3mm×4mm	〃	〃	〃
	角秒/电视线	0.8″	1.7″	2.5″	3.3″
	观察区域(分)	1.2′×1.6′	2.55′×3.4′	3.75′×4.66′	4.95′×6.6′
50 TVL/mm	90行扫描光栅	2mm×2.7	〃	〃	〃
	角秒/电视线	0.5″	1″	1.5″	2″
	观察区域(分)	0.75′×1′	1.5′×2′	2.25′×3′	3′×4′

4．视频通道的带宽

帧频：8Hz；行频：800Hz；每帧：100行，可见90行，消隐10行；每行：125点，可见120点，消隐5点；每帧：125×100=12500点；每秒：12500×8=100000点。(要求A/D变换与计算机的速度为每秒十万次）。

黑白相间：$\frac{100000}{2}$=50KHz，取三次谐波为150KHz。所以，要求通道的带宽是：

$8H_z \sim 150KH^s$。

假如象素间变化是黑白相间（极限情况），则150KH$_z$带宽对方波的响应时间为 $Tr \leqslant 0.45 \times \frac{1}{150 \times 10^3} = 3\mu s$，每个象素间周期为10$\mu$s，则有10－3＝7$\mu$s 的平顶响应时间，能保证可靠地取样。

5．信噪比

这是一项非常重要的技术指标。经计算分析，整个电视接收系统信噪比需大于68.5bB，而摄像机的信噪比在63bB以上，才能满足10高斯的测量与2″分辨率的要求。其详细分析另有专题文章论述。

三、其它方面问题的考虑

根据上述分析，各部件的具体指标和要求自然明确，在此毋须赘述。此外，尚有几个问题需要加以考虑和说明。

1．调机用的主要旋扭，通常是安置在摄像机头上，考虑到天文上观测的需要与方便，将调节部分全部放在控制台上，中间通过几十米的传输线，难免引进干扰而影响波形与图象的质量。因此，在引线的屏蔽及地线的连接方面要充分注意。

2．为了调机需要，光路上专设了一个测试卡，要求它与太阳像完全重合。

3．监视器的荧光屏必须是长余晖的，用中短余晖屏无法观测。本系统用SBD-1型示波器改制而成。

4．干扰问题。摄像机头直接与望远镜的光学系统相连接，镜筒中有许多控制电器，容易产生50周干扰。因此，机头与镜筒间需加一层绝缘层，同时摄像管靶面处要加一个屏蔽罩。再者，摄像系统应埋有单独地线，以免高压脉冲源等通过地线产生干扰。

总之，要考虑的问题是很多的，在这里只能是择其要而叙之。且其中有的问题，另有专述，在此不能一一列述。

参 考 文 献

〔1〕北京天文台：《磁场望远镜电视接收部分的初步意见》（内部资料）

〔2〕《An astronomical image—integration system using a television camera tube》Appl. Ceptics 3：677—689 June 1964

〔3〕《Extreme uetrariolet salar Images Televiseec In-Flight with a Rochet Bopne SEC vidicon System》App. optics Vol 11. No5. May 1972. R. Tousey, I. Linanhy.

〔4〕《Silicon Diode Array Tubes and Targets》,《Roy. Telev. Soc. J.》1970, 13. No .3, 53—58.

〔5〕《天体观测用の积分化动作 すろ テレビジョンセンサ》Advan. Electronics and Electron Phys 28B 85—874（69）

THE CONSIDERATION OF THE CAMERA SYSTEM OF SMT(SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE)

Sun Xing-yu

(*Chang Chun Institute of Physics,*)

Abstract

The main task of SMT's camera system is converting solar optical image to electriccsignals. There is no different from other camera sysoems in working principles. But its many indexes must meet the requirements of astronomy and be meantime suitable for the speed of the A/D convertor. It is necessary to consider the particularity of the indexs completely. Data and requirements osffered by optical system, and general inbexes are: frepuency domain, the seize and intensity of the illumination of solar image, time resolution, space resolution, point number oberserved, extrem sensitivity etc. The paper has state that,selection in camera schemes and television pick-up tubes,determinenet for scanning sequence, calculation for band-width of video channel S/N ratio, and other problems. In summary, the consideration is on general indexes of tho camera system of SMT.

太阳磁场望远镜摄像系统信噪比的分析

孙星宇

（长春物理研究所）

一、对整个电视接收系统信噪比之要求

左、右旋光量差，最小者0.15%I_0，相当于太阳磁场10高斯。为了能从噪声中分辨出这样一个微弱信号，则应使噪声均方值小于信号电压的$\frac{1}{4}$以上，即要求噪声小于或等于$0.15I_0\% \times \frac{1}{4}=0.0375I_0$，信噪比$S/N=\frac{I_0}{0.0375I_0}=2670\Rightarrow 68.5bB$。

二、对摄像机信噪比之要求

对于68.5bB这样高的信噪比，摄像系统本身是无法达到的，利用计算机进行累加的方法可以进行补救，累加m次，则信噪比提高$\sqrt{m}$倍。但在扫描制式和时间分辨率已确定了的情况下，m值也就固定了。若想增大m值，就必须提高扫描速度和降低时间分辨率。下面仅用已确定的扫描速度（帧频8H_E）和时间分辨率（10^s）来进行分析计算。

分辨率为10^s，即每10^s处理一幅图像而得到一次结果。其时间分配是：

←——4.5^s——→	0.5^s	←——4.5^s——→	0.5^s
←——左旋——→	休	←——右旋——→	计算

左、右旋各为4.5^s，而帧频为8H_E，∴左、右旋信号各积累36次，即可提高信噪比6倍。通常情况将取样保持和A/D变换的噪声忽略，则要求摄象机信噪比（S/N）摄$=\frac{2670}{6}=445\Rightarrow 52.50bB$。该指标是否能达到和如何实现，下面进行计算和分析。

三、摄像机信噪比的初步分析

为了以下叙述方便，先将信噪比计算公式列出：

$$\frac{S}{N}=\frac{i_s}{\sqrt{2ei_s\Delta f+\frac{4KT\Delta f}{R_L}+\left(\frac{4KTR_E\Delta f}{R_L^2}+\frac{16}{3}\pi^2KTR_EC^2\Delta f^3\right)}} \quad (1)$$

式中，i_s—摄像管信号电流；Δf—衡量噪声时所取的频宽；$K=1.37\times10^{-23}$焦耳/°K，波尔兹曼常数；T—绝对温度；R_L—摄像管的交流等效靶负载电阻；R_E—表示场效应管的等效

噪声电阻；C—摄像管的输出电容、场效应管的输入电容以及两者之间的连线电容之和，通常<20PF。

式（1）中分母的根号里共有三项。其中第一项为摄象管的噪声；第二项为交流等效靶负载的噪声；第三项为放大器第一级的噪声，该项中的第一小项一般可以忽略（∵通常$R_L \gg R_E$）。

摄像管的噪声，在广播电视频带为5～6.5MHZ的情况下，与放大器的噪声相比是可以忽略的。但在低速扫描时，如带宽只有150KHz的情况下，就不容忽略了，在选管子的时候必须注意噪声参数。

靶负载电阻R_L，不但数值要选得适当，且宜选用功率较大的薄膜电阻（热噪声小）。

一个多级功率放大器的噪声系数主要取决于第一级。∴第一级宜选用低噪声系数的结型场效应管，同时要注意提高一、二级的功率增益，即要选跨导大的管子。gm（跨导）越大，则 $R_E=\frac{2}{3}\cdot\frac{1}{gm}$ 越小，可使S/N大。3DJ7的gm值可在4000μv以上，即$R_E=168\Omega$或更小。

R_L值的考虑。从式（1）中可见，R_L值越大对信噪比越有利。在广播电视频率下，R_L值若取得太大，必然导致放大器的输入信号电压值在高频时比低频时幅度降低很多，给高频补偿造成困难。本系统由于采用慢扫描制式，频带很窄，不必有上面的顾虑，可使R_L尽量取大，但究竟大到什么程度合适？可通过计算加以比较。

用下列参数代入式（1）作成表Ⅰ。

$i_s=300nA$；$\Delta f=150KC$；C=20PF；T=323°K（即50℃，摄像机工作时的最高环境温度）；$R_E=168\Omega$；

从表Ⅰ中可以明显地看到：S/N随R_L增大而增大，但当$R_L>1M\Omega$以上时，S/N不再增加。所以，取$R_L=1M\Omega$为宜。同时还可看到：（当$\Delta f=150KHZ$时），$R_L<10K\Omega$时，摄像管噪声可忽略不计；$R_L>10K\Omega$时，予放器噪声可忽略不计。

如果$R_L=1M\Omega$为确定值，再看看S/N与Δf的关系如何？以上述同样参数代入式（1）作成表Ⅱ。

从表Ⅱ中可见，S/N随Δf降低而上升，当$\Delta f=150KHZ$时，S/N=67.2bB，这是慢扫描制式的一个优点。同时还可看到：$\Delta f>4MHZ$时，摄像管与靶负载噪声均可忽略不计；$\Delta f<1MHZ$时，三个因素皆起作用；$\Delta f=150KHZ$时，予放器的噪声可忽略不计，主要起作用的是摄像管噪声，其次是靶负载噪声。

综合表Ⅰ与表Ⅱ，可以得出一个初步结论：R_L取大，Δf取小都可使S/N提高。当$R_L=1M\Omega$，$\Delta f=150KHZ$时，S/N=67.2bB，远大于S/N=52.9bB的要求。

四、慢速扫描与信噪比关系的探讨

慢速扫描时由于频带Δf很窄，故有利于提高信噪比S/N，这在上面已做了分析与比较，然而，尚存在着一个非常不利的因素：慢速扫描时其输出信号电流相应减小，使之S/N降低（见式1）。假定靶面的电荷是固定的量Q，据式$i_s=\frac{Q}{T}$可得出：信号电流i_s与扫描时间T成

表 I　S/N 与 R_L 关系表

项目 \ R_L	1KΩ	10KΩ	100KΩ	500KΩ	1MΩ	10MΩ	100MΩ
2e is Δf	1.44×10^{-20}	1.44×10^{-20}	1.44×10^{-20}	1.44×10^{-20}	1.44×10^{-20}	1.44×10^{-20}	1.44×10^{-20}
$4KT\Delta f/R_L$	2.64×10^{-18}	2.64×10^{-19}	2.64×10^{-20}	5.24×10^{-21}	2.64×10^{-21}	2.64×10^{-22}	2.64×10^{-23}
$4KT\Delta f R_E/R_L^2$	4.45×10^{-19}	4.45×10^{-21}	4.45×10^{-23}	1.78×10^{-24}	4.45×10^{-25}	4.45×10^{-27}	4.45×10^{-29}
$\frac{16}{3}\pi^2KT R_E C^2\Delta f^3$	5.3×10^{-23}	5.3×10^{-23}	5.3×10^{-23}	5.3×10^{-23}	5.3×10^{-23}	5.3×10^{-23}	5.3×10^{-23}
S/N	171 44.7dB	565 55dB	1492 63.5dB	2142 66.6 dB	2300 67.2 dB	2479 67.8 dB	2500 67.9 dB
影响S/N的主要因素	靶 负 载 予 放	靶 负 载 摄 像 管	靶 负 管 摄 像 载	摄 像 管 靶 负 载	摄 像 管 靶 负 载	摄 像 管	摄 像 管

表 II　S/N与Δf关系表

项目 \ Δf	6.5MC	4MC	2MC	1MC	500KC	150KC	50KC
2e is Δf	6.24×10^{-19}	3.84×10^{-19}	1.92×10^{-19}	9.6×10^{-20}	4.8×10^{-20}	1.44×10^{-20}	4.8×10^{-21}
$4KT\Delta f/R_L$	1.15×10^{-19}	7.08×10^{-20}	3.54×10^{-20}	1.77×10^{-20}	8.85×10^{-21}	2.65×10^{-21}	8.85×10^{-22}
$4KT\Delta f R_E/R_L^2$	1.93×10^{-23}	1.18×10^{-23}	5.9×10^{-24}	2.97×10^{-24}	1.48×10^{-24}	4.45×10^{-25}	1.48×10^{-25}
$\frac{16}{3}\pi^2KT R_E C^2\Delta f^3$	4.3×10^{-18}	1×10^{-18}	1.25×10^{-19}	1.57×10^{-20}	1.96×10^{-21}	5.28×10^{-23}	1.96×10^{-24}
S/N	133.7 42.5 dB	248.8 47.9 dB	623 55.9 dB	834 58.4 dB	1240 61.9 dB	2300 67.2 dB	3979 72.dB
影响S/N的主要因素	予 放	予 放	予 放 摄 像 管	予 放 靶 负 载 摄 像 管	摄 像 管 予 放 靶 负 载	摄 像 管 靶 负 载	摄 像 管 靶 负 载

反比，即扫速越慢，T越长，则i_s越小。假如用在正常的电视扫描制式下给定的i_s为300nA进行计算，上面求出的S/N为67.8bB。现假定其它条件不变，单纯考虑i_s与扫速的关系变化，如帧频8HZ与25HZ相比，扫描降低3倍，i_s亦降低了3倍，则i_s=100nA。代入式(1)进行计算可得S/N=1154⇒61.24bB。再假如原为每秒50周的i_s，现为每秒8周，则扫速降低6倍，i_s亦降低了6倍，则i_s=50nA，代入式(1)进行计算可得S/N=700⇒56.90bB。这仅仅是一个粗略的分析，从中可以看出由于扫描速度变慢而使i_s降低新造成的S/N降低的大致比例关系。此外，慢扫情况下Δf变得很窄，上面根据式(1)分析，S/N可提高，这主要是由于Δf窄其白噪声小的原因。事实上忽略了$\frac{1}{f}$噪声的因素，它主要表现在低频部分，并不因Δf变窄而变小，因而在Δf很窄情况下$\frac{1}{f}$噪声相对来说起主要的作用，这从式(1)是反映不出来的，因此上面的计算也是不精确的。换言之，Δf窄而S/N提高的结论是对的，但用式(1)计算出的S/N值与Δf的比例关系是有误差的。

再者，作为信号一部分的读出的暗电流却随扫描速度的降低而降低，并最后倾向于一个常。这又是一个有利因素，它可弥补一部分信噪比的损失。

从上述的分析可以看出，慢速扫描对摄象系统信噪比的影响因素是非常复杂的，而且有利因素与不利因素又是各不相让和纠缠在一起的，这给S/N的精确计算带来了一定的困难。上面的计算只能是粗略的，仅供分析问题时用之，因为不是把所有的因素同时考虑进去加以计算的，而且，式(1)是个通用公式，在慢扫描时的Δf很窄的情况下的$\frac{1}{f}$噪声未能充分反映出来。这样，单从信噪比这个角度来说，究竟选择什么扫描频率最为合适，需把各种因素综合起来加以考虑。并要进行多次反复计算加以比较，最后才能确定之。

在慢速扫描制式下，要想使i_s不减小，可采用取样拾取信号电流的方法。虽然扫速很慢，但拾取信号的时间却是短促的，即Δt很小，则信号电流i_s就大了，因而非常有利于信噪比。

假如不受A/D变换速度的限制，考虑问题将更加广阔和方便。如现有A/D变换组件可达40万次，那么实现天文上的120×160=192000个点的要求是毫不困难的。同时可将帧频提高，从而提高累加次数，使信噪比提高。当然，相应Δf增宽也会使S/N降低，利蔽要权衡。但究景选择的范围大大地增宽了，这无疑是更有利于选出最佳的扫描制式来。

五、有关摄象管信噪比的讨论

当采用慢速扫描制式时，用公式(1)进行摄象机信噪比的分析时，曾得出一个结论：对S/N起主导作用的是摄象管，其次是靶负载，余者可忽略不计。靶负载R_L已作了分析与计算。这里再专题讨论一下光导摄象管的信噪比问题。

光导管的信噪比，与信号电流i_s成正比，与暗电流成反比。就是说，i_s越大越好，暗电流越小越好。

光导管有许多种靶面，其特点显著不同。SEC靶具有电荷积累效应，即电荷量与光照时

间成正比，因而特别适合慢速扫描制式的应用。其它靶无此特性，特别是硅靶漏电流比较大，因而它不适合于慢扫描的应用。

关于暗电流问题。从应用来说，慢扫描制式时暗电流小，对S/N是有利的。从管靶本身来说，暗电流与温度及靶压皆成正比关系。因而降低温度和降低靶压使用，对S/N是有利的。尽管如此，暗电流尚是存在的。为此，可将暗电流值测出并予先存放到计算机中去，在进行信号处理时再将该值减去，这样做的结果，可使摄象管的信噪比大为提高。在我们的系统里，采用了切割电路即黑电平调节，可起到同样的作用，但要注意定标的问题。

参 考 文 献

〔1〕C.Б. 古列维奇：《电视摄象管中的物理过程》

〔2〕《Low Light television Camera》Roy telev. soc. 9. 1970. 13NO245

〔3〕《TV Camera checks itself out》《Electronics》1970, 43, No18. 135—136.

S/N ANALYSIS FOR SMT (SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE) CAMERA SYSTEM

Sun Xing-Yu

(*Chan Chun Insitute of Physics*)

Abstract

The S/N ratio is a very important technical index in SMT'S camera system, and the ket to guarrantee the precision. We have analysed and calculated the S/N in this paper. The results are listed in two schedules. Schedule I shows the relation between S/N and R (target load). Schebule Ⅱ S/N and Δf (band-width). Accortion to the schedules we can get at problems and obtain the answers we searchfor. If Δ=150KHz, the pre-amplifier's noise may be neglected, meanwile the television camera tube's noise and target load's noise play a importat part in system.

The large R is, the better is. R=1MΩis proper. Calculation results shoe that, if R=1MΩ Δf=150KHz, then S/N=67.2db. The S/N meets the need easily. But the calculations only help us analyse problems, because the influence factors of camera system probuced by slow-speed scanning are very complex. Good factors and no good foctors are involved so that it is difficult to dc them well simultaneously. The article .in the end, made a special probe of the influence to S/N that is brought about by slow-speed scanning.

慢速扫描摄像系统视频信号的补偿

孙星宇

（长春物理研究所）

本文所叙及的慢速扫描摄像系统是用于“太阳磁场望远镜”电视接收系统，采用了每秒8帧的扫描制式。通道频宽为8Hz～150Hz，通常来说，可以不失真地（允许失真的范围内）放大这个频段的视频信号。

在对太阳磁场的观测中，常常可以遇到这种情形，即所观察的区域里磁场比较均匀，这相当于视频信号具有比较长的水平部分，其基频虽然也是每秒8周，但由于相位失真造成平顶倾斜，使观测产生误差。另外，光学镜头或摄像管靶面不均匀，也会产生各种畸变，如左高右低或右高左低，也可能中间高两头低或两头高中间低，等等。为此，设置一套补偿电路加以纠正。

现对视频信号之低频失真的问题作一简单分析。

在放大缓变信号或具有比较长的水平部分的信号时，相位畸变开始发生较大的作用，这使得频率法不能够准确地决定电路的最佳参数和所得畸变的大小。然而，用实验方法来研究被放大信号在低频方面的形状畸变，是不难的（相对于高频方面的过渡特性）。

假设传送的信号是对称形方波，经传送后变成图一所示。

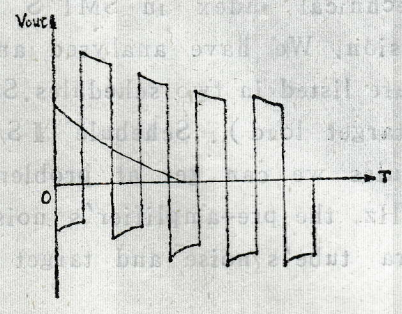


图 1

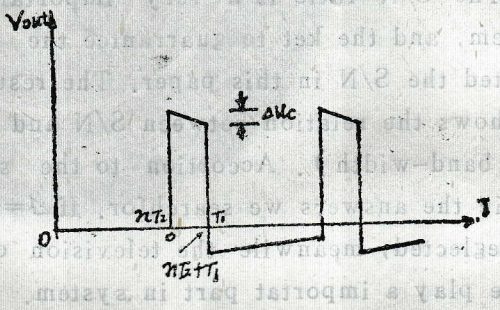


图 2

在传送开始后，信号最初是逐渐下移的，然后到稳定状态。在传送开始或者在所加信号的平均分量变动时，就要发生不稳定畸变，这主要是平均分量的被分隔而引起的。

根据叠加原理，可以认为没有平均分量的□形脉冲和平均分量是分开来传送的。平均分量在输出端所产生的信号，其形状与过渡特性曲线相符。这个信号的下降时间决定于过渡特性曲线下降到相当小，以致可以忽略不计，所化费的时间。例如，下降到5％。

由此可见，不稳定的畸变大小决定于信号分量的大小，它的持续期，就是过渡特性曲线下降到5％所需时间。但是起主导作用的是稳定畸变，因为这种畸变在脉冲的整个传送时间内都是存在的，并不是只存在于传送开始后的最初瞬间。

通过分析研究稳定畸变，可知输出信号不论是正半周还是负半周，都是按着指数规律变

化的。

不对称□形脉冲在通过放大器后的畸变如图二所示。所得畸变的大小决定于信号的降落Δuc，其值等于信号在脉冲的始值（$T_0=0$点值）与脉冲之末值（$T_0=T_1$点值）之差。

在脉冲持续期加大时，畸变亦大。通过计算得出结论：在$T_1=0.5T_2$时（孔度=2），所得畸变最大。在随便那边改变孔度（比值$\frac{T_2}{T_1}$叫做孔度）都只会使畸变减小。如果放大器必须放大不同孔度和不同频率的脉冲，则它必须按照通过最低频率和孔度等于2的□形脉冲来设计。

这种低频畸变，甚至在时间常数比较大时也是如此。在级数增加及孔度变到2时，这种畸变还要大大加重。因此，依靠增加时间常数来使这种畸变减轻，会使不稳定畸变的持续时间拉长，并使寄生电容加大，因为大的耦合电容加大了对机壳的安装电容。因此，未补偿放大器很少用来放大低频。必须采取补偿措施。还可采取间接传送法，譬如取样传送等。本系统采用锯齿波与抛物波进行补偿，这样可以兼顾到光学镜颈及摄像管靶面的不均匀性所造成的黑斑效应等所需要的补偿。

补偿信号产生器电原理图如图三所示。T_1为射随器，T_2为行锯齿电压波产生器，T_3为

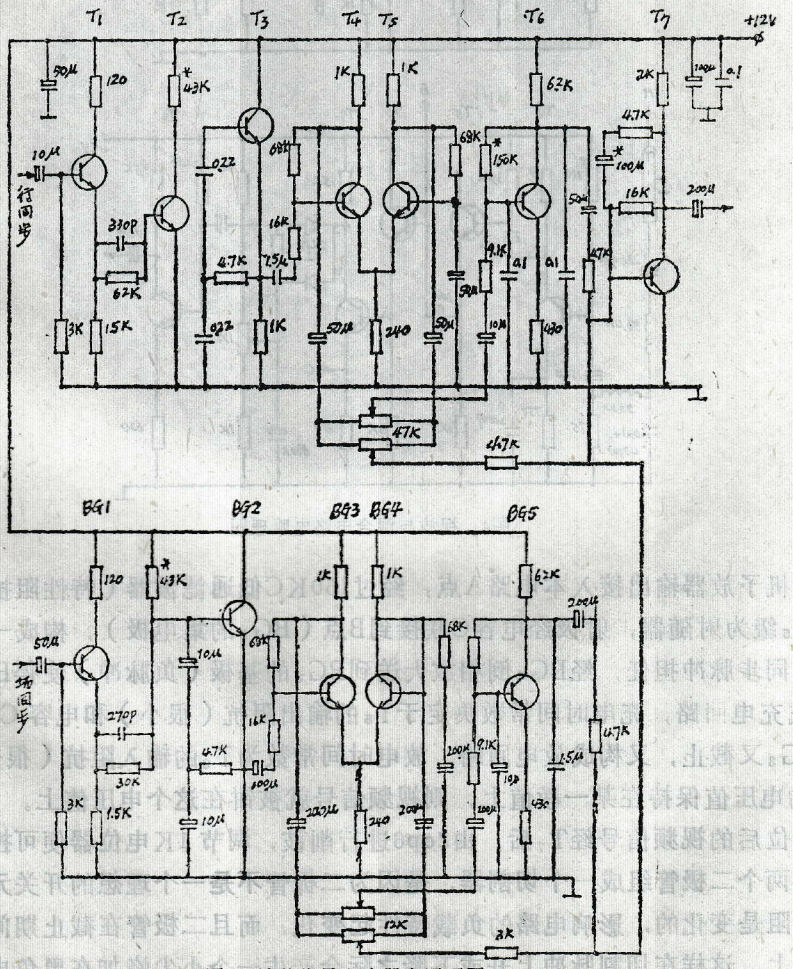


图3. 补偿信号产生器电原理图

射随器，T_4、T_5为射随耦合对称输出器，T_6为抛物波产生器。BG_1—BG6 同上原理，是产生场锯齿与场抛物波产生器，T_7为混合器，其输出中包含四种补偿信号：行锯齿、行抛物、场锯齿、场抛物，皆可根据需要调成正或负的不同幅度，或者调成“零”输出。这样就可以将顶端倾斜或凸凹不平补偿过来了。至于下端，是消隐电平之底部，经钳位后再进行削波，变成平直，并消除消隐期间的各种干扰脉冲。

补偿信号与视频信号之混合电路如图四所示。

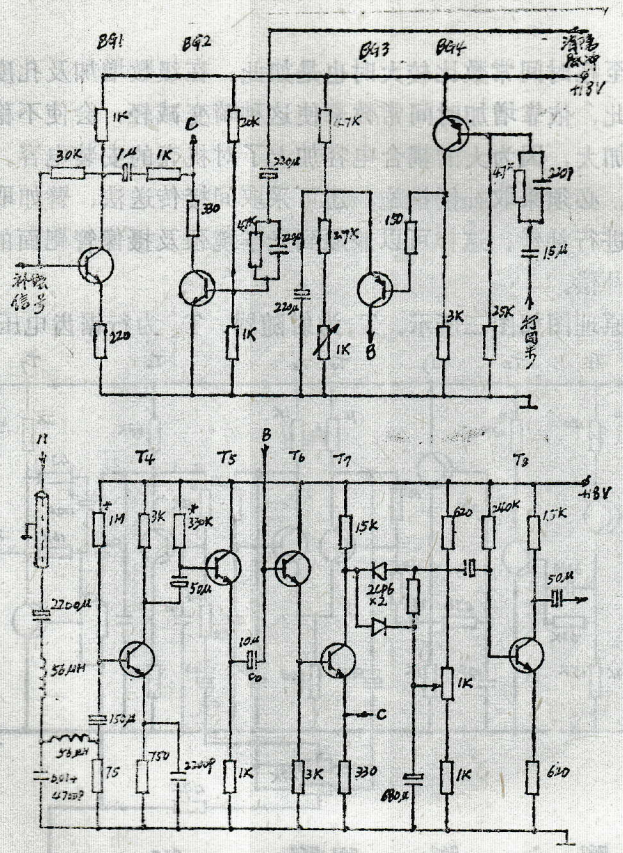


图4. 视放与混合电路电原理图

摄像机予放器输出接入本电路A点，经过150KC低通滤波器（特性阻抗为51Ω），加到T_4级。T_5级为射随器，射极经电容C联接到B点（BG_3的集电极），构成一个钳位级。钳位脉冲由行同步脉冲担任，经BG_4倒相放大送到BG_3的基极（负脉冲）使得BG_3导通，通过电容C_0构成充电回路，充电时间常数决定于T_5的输出阻抗（很小）和电容C_0。而钳位脉冲结束时，BG_3又截止，又构成放电回路，放电时间常数为T_6的输入阻抗（很大）与电容C_0，即C_0上的电压值保持在某一数值上，则视频信号就被钳在这个电压值上。

经钳位后的视频信号经T_7后，由2cp6进行削波，调节1K电位器便可控制削波的幅度。之所以用两个二极管组成一个切割器，是因为二极管不是一个理想的开关元件，在导通与截止期间内阻是变化的，影响电路的负载特性起变化，而且二极管在截止期间尚有一个极间电容跨接其上，这样在切割脉冲上升或下降之际会产生一个小尖峰加在黑色电平上造成干扰。

在T_7级，同时从射极C点混入补偿信号和消隐脉冲，经过这样处理后的信号经T_8倒相输出（正极性）。

参 考 文 献

〔1〕C. Б. 古列维奇：《电视摄象管中的物理过程》

〔2〕《プランビンコ前置増幅器の设计》《NHK技术研究》1970. 22. No 1, 98—109.

THE VIDEO SIGHAL'S COMPENSATION IN SLOW-SPEED SCANNING CAMERA SYSTEM

Sun Xing-Yu

(*Chang Chun Institute of Physics*)

Abstract

The slow-speed scanning camera system stated in this paper is used in SMT (solar magetic-field television) system. The frame frequency is 8 hz. Channel band-width is 8 hz to 150 khz. with this band-width, approximately, the video signals within the band-will be amplified without distortion. In the pbservation to solar magnetic-field there are rather homogeneous magnetic-field pictures to be usuolly picked up about the area observed. These pictures make video signals have longer horizontal compoments. Although its fundamental freuency is about 8 hz, there is always flat-top decline because of phase-distortion, so arise the observational errors. No homogeneous, on other hands, in-optical lens or target face can bring about many kinds of distortion. For example, it make left on the high and right in the low or vice versa etc.

A compensation circuit has been hereby installed to correct the distortion. The article analyses the distortion in lowfrequency of video signals and take the compensational method as well as prodide a compensation circuit.

太阳磁场望远镜摄像系统关键指标的测量

孙星宇

（长春物理研究所）

为“太阳磁场望远镜”而研制的慢速扫描制式的摄像系统，要求反映出太阳磁场10高斯变化的灵敏度，即相当于0.15%光量差的变化。要求系统的信噪比为68.5bB，这除了在计算机中信号累加36次而提高6倍的信噪比外，摄像机必须保证53bB的信噪比。要想精确地测出上述两项指标，必须具备相应的噪声设备和可提供0.1%变量的标准光源设备。在缺少这些设备的情况下，只好因陋就简，采用了极为简便的方法但又必须保证测量之准确性。此外，对空间分辨率2″×2″，可利用测试卡进行测量。

一、灵敏度的测量

XQ1020L型氧化铅管（后来损坏，换了E5020型硅靶管），其正常工作照度为4LX。根据天文要求，0.15%光量差即为0.15×4=0.6LX。而摄像机后面的模数转换所要求的相应值为1mv，即信号变量大于1mv时A/D变换才能反映出来。摄像机输出白电平之标准幅值为4V。

测量原理及步骤如下：

当光源直径与被照物体距离之比小于10倍时，则可视为点光源。而点光源在被照物体上的照度与距离平方成正比。经标定的标准灯数据为：电流1.35A，电压≈12V，光强I=20烛光（cd），根据公式可求出距离R：

$$\text{照度}\ (L_x)=\frac{\text{烛光数(cd)}}{\text{距离}R^2}$$

$$\therefore R=\sqrt{\frac{\text{烛光数}}{\text{照度}}}=\sqrt{\frac{20\text{cd}}{4\text{Lx}}}=\sqrt{5}\text{(米)}=2.236068\text{(米)}=2.24\text{(米)}$$

要想得到0.006Lx的变化（在被照物体即靶面处），则可求出距离R的相应变化ΔR。

$$R+\Delta R=\sqrt{\frac{20\text{cd}}{4-0.006\text{Lx}}}\qquad=2.2377469$$

$$\therefore \Delta R=0.0016789\text{(米)}$$

$$\therefore \Delta R<1.7\text{(毫米)}$$

根据R及ΔR值，将标准灯与摄像管靶面之间刻上相应刻度，应注意二者始终保持在同一条直线上。先将标准灯置于靶面前2.24米处，并将标准灯接入稳流源或接到串接一个标准

电阻（0.01级，0.1Ω）的稳压源上，用数字电压表监视标准电阻两端的电压值，从而换算出电流值，调节稳压源使之通过标准灯的电流值为1.35A，即光强为20cd。

另将摄像机调至最佳工作状态，并将输出幅度调到4V。

再将标准灯向后按刻度滑动1.7毫米，从示波器上观察输出幅度的变化。测得结果，变化量超过了1mv，即满足了要求。

对于上述要求所进行的精密测量，稳压电源的精度起码要高出一个数量级，即稳定度应为0.01%以上，才能保证光源0.1%的稳定度。然而这种高精度的大功率电源，一般实验室是不具备的。那么如何来解决这个问题呢？我们知道，稳压源的稳定度是指在几个小时期间的变化精度，对某个瞬间或非常短暂的时间而言，则可认为基本上是不变的或变化甚微。因此，可采用瞬间测量来降低对稳压源的稳定度的要求。即要求在变化ΔR和测量幅度变化值时要快，并可反复多次测量，这样就解决了问题。至于4Lx的照度无须严格保证，但ΔR值必须准确，因为所测量的值是相对变化值。

二、信噪比的测量

根据正切法原理测量信噪比。图1为一个三角形网络，从A、B点看进去皆为75Ω，A点噪声与B点方波在C点混合后各为其原幅度的一半。

先将摄像机调到最佳工作状态，输出为4v，然后盖上镜头盖。将摄像机输出接到A点，方波产生器xc22输出接到B点，示波器SBD-1输入接到C点，该三点波形分别绘在图2上。在C点看到的是噪声与方波之混合波形。

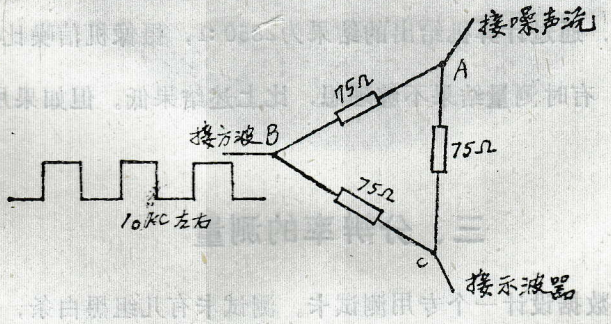


图 1

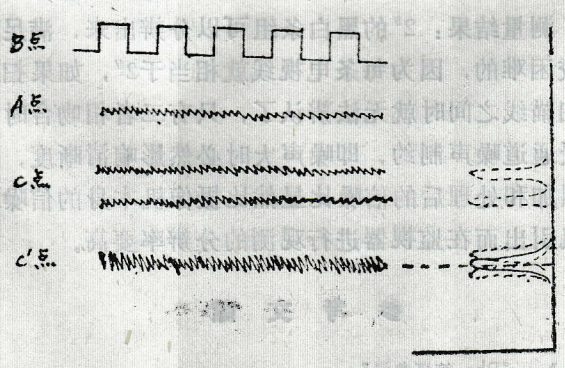


图 2

调节方波输出幅度，使之两个光带合成一个光带，其中间一段具有均匀的亮带，此时方波的幅度恰好等于二倍起伏噪声的均方根值（如图二C′点波形），即噪声均方根值等于B点方波的$\frac{1}{2}$。根据公式可计算出信噪比（SNR）：

$$SNR=20\lg\frac{\text{图像信号幅度4v}}{\text{起伏噪声均方值}}$$

为了避免广播干扰，可在屏蔽室里或在无广播的时间里进行测量。

为了消除50周干扰，在噪声波与三角网络之间串入一个简单的高通（微分）网络，时间常数τ约10^{-5}秒。完整的测试线路如图3所示。

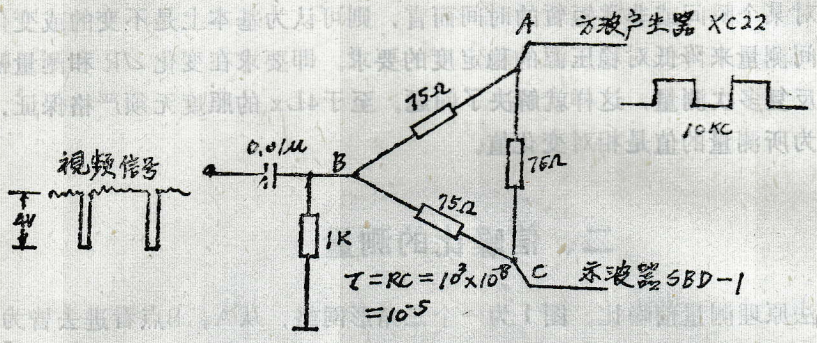


图 3

最后的测试结果是：C′点波形宽度小于3 mv（几乎与扫描线差不多），计算出SNR＞62.50dB。超过了53dB的要求。

整个系统联调时，又通过计算机进行几次实际测量。方法是：从摄像机打入测试卡或太阳像，调好状态送单次，通过计算机给出的结果为2850:1，摄像机信噪比则为$\frac{2850}{\sqrt{36}}=475$ ⇒53.5dB满足了要求。有时测量结果不够理想，比上述结果低。但如果用白光测量，指标应比上述结果还高。

三、分辨率的测量

首先按天文上给的数据设计一个专用测试卡。测试卡有几组黑白条，每组黑白条都对应着空间分辨率，如：5″、4″ 3″、2″等。在图象监视器上进行测量观察。竖条测水平分辨率，横条测垂直分辨率。测量结果：2″的黑白条组可以分辨出来，满足了要求。实际上，垂直分辨率能看清2″是比较困难的，因为每条电视线就相当于2″，如果扫描线偏离了2′测试卡的线条即线条落在两行扫描线之间时就无法辨认了，只有二者相吻合时才能看清。

另外，水平分辨率受通道噪声制约，即噪声大时必然影响清晰度，影响清晰度也就影响分辨率。而经过计算机累加和处理后的信噪比显然比摄像机本身的信噪比要高，所以最后的分辨率要比直接从摄像机引出而在监视器进行观测的分辨率要高。

参 考 文 献

〔1〕《英国 Muglard 公司》："Pbo 管摄象机"。

〔2〕《TV camera checks itself out》, 《Electronics》, 1970, 43, No18, 135—136.
〔3〕《Electron Optics and signal Read—Out of High—Difi—nition Return—Beam Vidicon Cameras》 《RCA Rev》. 1970, 31, No1, 60—119.

THE KEY INDEXES OF SMT (SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE) CAMERA SYSTEM MEASURE

Sun Xing-Yu
(*Chang Chun Institute of Physics*)

Abstract

The camera system of SMT with slow scanning speed is repuired to have the sensitivity that can reflect the 10 G alteration of solar magnetic field (as much as 0.15% luminous flux alteration). The system's S/N ratio shold be 68.5 db. This demand that the camera has a 53 db S/N ratio except 15.5db obtained by adding signals 36 times in the computer. There must be appropriate noise equipmentsand a stand ard light sourse with 0.1%resolution to take measurments of the two indexes mentioned above precisely. For lack of the equipments we had to make the measurements with a simple method which, however, give a enough acuuracy. The sensitivity measurement was carriod out with instantaneous method of point luminous souroe, 4 Lx working illuminanoe and 0.6 Lx luminous flux altoration. The output electric variable is larger than 1 mv, it satisfied the requirment of A/Dconverter. The S/N ratio measuirment was made with the tangent method. S/N>762.50 db, it meets the demand. Otherwise, space resolution is 2″×2″, it can be measured with test pattern, the result is acceptable.

慢速扫描制式摄像机偏转电路的研制

任芳海

（长春物理所）

一、前　言

本文叙及的慢扫描摄像机是为“太阳磁场望远镜”电视接收系统之需要而研制，其扫描制式确定为：帧频每秒8周；行频每秒800周。摄像管采用日本产的E5052型硅靶管，其偏转线圈电气参数为：行线圈电感为0.86MH，电阻为2.6Ω；场线圈电感为28mH，电阻为46Ω。线圈正常运用工作电流为：行偏转电流为150ma（P—P）（锯齿电流）；场偏转电流为20ma（P—P）（锯齿电流）。这套参数适用于广播电视的扫描制式。对于每秒50周的场频来说，场偏转线圈可视为纯电阻性负载，在负载两端加上锯齿电压波便可产生锯齿电流；对于每秒15625周的行频来说，行偏转线圈可视为纯感性负载（其电阻成份很小，可以忽略），所以只要在负载两端加上方脉冲波电压便可获得锯齿电流。而对于上面所述的慢速扫描制式而言，行负载的感抗和电阻分量则几乎相等，那个分量也不容忽视，无论用锯齿电压波还是脉冲电压波都无法在行偏转线圈中产生线性的锯齿电流波，二者必须兼顾之，所以必须加上脉冲梯型电压波。至于场偏转当然仍可视作纯电阻性负载，但如此慢速的扫描，线性问题突出了，且需要用5000μF以上的大电容进行耦合，非但体积大，而且引起的线性失真也很大，因此必须在电路的设计上以及相应的措施方面予以足够的重视。下面对行场两个偏转电路予以分别介绍。详细计算从略。

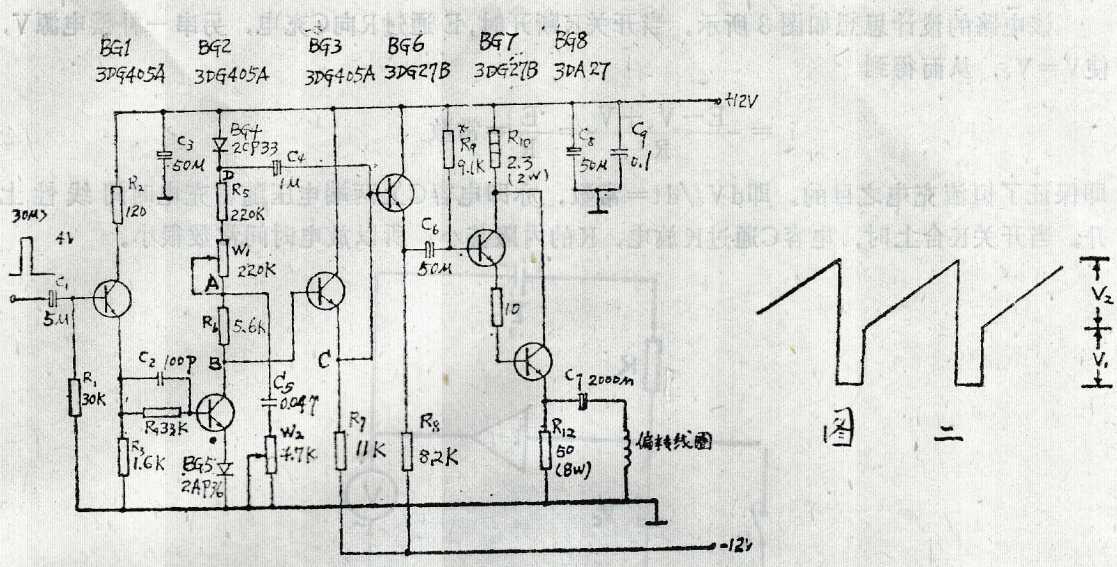
二、行偏电路

行偏转电路原理图如图一所示。共有四级组成。第一级(BG_1)为射随级；第二级（BG_2、BG_3）为脉冲阶梯波产生器；第三级（BG_6）为射随级；第四级（BG_7，BG_8）为复合射随推动级。第一、第三级起缓冲和匹配作用，毋须多叙。第二级实质上是一个自举电路，其定时电容C_5不是并联在跟随器（BG_3）的输入端、而是接在分压器抽头处，这样可使输出波形产生一定的跳变后再线性增长，即形成一个脉冲梯形波。见图2。

现简介一下工作原理。当行推动通过BG_1加到BG_2的基板时，BG_2导通，则C点电压近似为零伏。（BG_5为此而设）而电容C两端电压近似为Ec（电源电压）。A点电压

$$V_A \doteq Ec \cdot \frac{R_6}{R_5+R_6+W_1}$$

此时C_5两端电压亦变成V_A。



图二

图一　行偏转电路

当行推动脉冲过后，BG_2又重新截止，电流近似为零（忽略BG_2的穿透电流），此瞬间C_5上电压不能实变，A点电位由V_A跳到V'_A

$$V'_A = V_A + \frac{(E_C - V_A)W_2}{R_5 + W_1 + W_2}$$

∵R_6中电流消失，∴B点电位突升到V'_A，显然C点电位由0伏跳变到V'_A。又∵C_4两端电压不能突变，∴V'_A跳变又传到D点，使V_D升高而超过电源电压E_C值，这时BG_4被反偏压所截止，电路与电源隔离。此后，大电容C_4（相当于电源）经R_5、W_1向C_5充电，这就是产生锯齿电压的过程。由于$C_4 \gg C_5$，∴在C_4向C_5充电过程里，C_5上的电压变化甚小，∴线性增长电压之线性可与恒流源产生的线性电压相比美。

当行推动脉冲再来时，BG_2又导通。这时，C_5经R_6、BG_2、BG_5、W_2放电，B点电位很快下降，同理D点电位跟着下降，则BG_4又重新导通，E_C向C_4充电，以补充损失掉的小量电荷。以上过程，周而复始。

W_1调节线性变化部分的幅度V_2；W_2调节脉冲幅度V_1，从而起调节线性作用。V_1与V_2之比例，可视负载（偏转线圈）中的感抗与电阻分量之比例而定，使得最后输出的电流锯齿波线性良好为止。

由于负载甚重，推动级采用复合射随器进行推动。工作稳定，线性较好，对晶体管耐压要求亦低。

最后输出锯齿电流实测值为（50～450）mA，满足需要有余。

三、场偏转电路

场偏转电路原理图如图4所示。其中BG_1～BG_4是锯齿电压产生器，是一个经改进的自举扫描电路。BG_5、BG_6是复合式甲类功率放大输出级。

该电路的设计思想如图3所示。当开关K断开时，E通过R向C充电，另串一补偿电源V，使V＝V_c，从而得到

$$i_c=\frac{E-V_c+V}{R}=\frac{E}{R}=常数$$

即保证了恒流充电之目的。即dV_c/dt＝常数，亦即电容C上两端电压随着充电时间线性上升。当开关K合上时，电容C通过K放电，K的内阻甚小，所以放电时间常数很小。

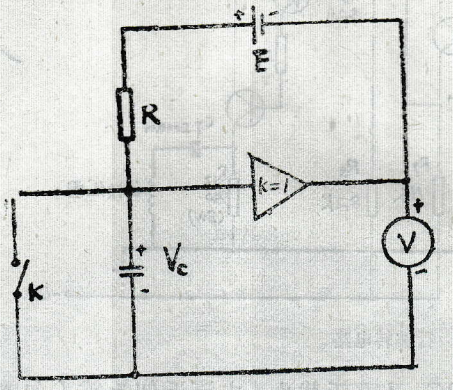


图　三

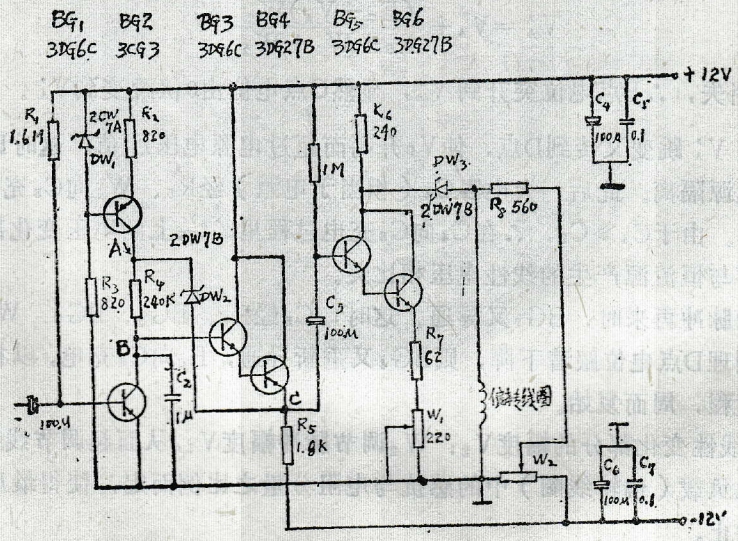


图　四

根据图3的思想设计了图4的电路，BG_1相当于开关K，BG_3、BG_4复合管组成的射随器相当于K＝1的放大器，利用其跟随特性产生补偿电源V，DW_2相当于电源E。

本电路特点：

A：采用了双向稳压二级管代替常用的大电容做为电源E；

B、采用恒流源代替一般自举式锯齿波发生器中的隔离二极管，保证了在对定时电容充电期间，充电电流和DW_2稳压管两端电压值的恒定，从而进一步保证了扫描的线性度。

C、用双向稳压二极管DW_3代替一般电路中的电容，作为输出耦合元件。

D、BG_3、BG_4复合管，给选管带来方便可用任意β值管子都能满足要求。

E、BG_5、BG_6功放采用复合管，使它与前级间的耦合电容要求大大降低，保证线性。

工作原理简叙：当场推动脉冲加到BG_1的基极时，BG_1饱合，管压降约0.2v，即$V_B=0.2v$，C_2与BG_1构成放电电路。$V_{BC}=1.4v$，$\therefore V_C=-1.2v$，DW_2稳压值为6.2v，$\therefore V_A=6.2-1.2=5v$，$V_{AB}=5-0.2=4.8v$；当场推动脉冲消失后，$BG_1$截止，$BG_2$通过$R_4$向$C_2$充电，于是$C_2$上有增量$\Delta V_B$，而$V_C$跟随$V_B$，$\therefore \Delta V_C=\Delta V_B$，经$DW_2$耦合到A点，$\Delta V_A=\Delta V_C$，$\therefore \Delta V_A=\Delta V_B$，即充电过程中，通过定时电阻$R_4$电流恒定，充电电流恒定。值得说明的一点是，$BG_2$集电极输出恒流，$C_2$充电期间，流过$R_4$电流恒定$\therefore$流过$DW_2$的电流也恒定，进一步保证了$DW_2$的端电压，不因流经其上的电流变化而有微小的变化，进一步可靠自举。

当场推动脉冲再来时，BG_1又导通，C_2通过BG_1迅速放电，B点电位很快下降，C点电位跟着下降……。如此，周而复始。

当充电期间，选择适当R_4、C_2，当BG_2接近饱合时，锯齿波输出最大值，通常选适当R_4、C_2，使其产生锯齿波峰值小于最大值，BG_2工作在线性区域。经实验比较，本电路C_2选1μF纸介电容为佳，钽电容、一般电解电容因漏电大欠佳。

场频率低，偏转线圈阻抗又小，$\therefore$输出耦合电容需要大于5000μF以上，不但体积大，而且线性失真也不好避免，因而本电路采用了双向稳压二极管DW_3进行耦合，稳压管的结电容小内阻亦也，最后结果令人十分满意。

总之，上述两种偏转电路设计合理，效果良好，不但可用在慢速扫描制式中的行、场偏转电路，亦可推广用于其它类似情况的工程中。

本文有不当之处，请同志们批评指正，不胜感谢。

DEVELOPMENT FOR CAMERA'S LONG SCAN DEFLECTION CIRCUIT

Ren Fang-hai

(*Chang Chun Instiute of Physics*)

Abstract

This circuit is developed for SMT's (Solar Magenetic Field Telescope) television receiving system. Its scanning system is: frame frequeucy 8Hz/s, horizontal frequency 800Hz/s, Si-target vibicon E5052 (made in japan)·Its deflection coil suits common TV's scanning system as well. In common TV, as everyone knows, the field beflection coil are though to be a pure resistance, once there is a sawtooth voltage at two ends, a sawtooth current will be got. Horizontal beflection coil is thought to be a pure inductance. Once there is a voltage pulse at the two ends, a sawtooth current will be got too. In long scan

system, although the field deflection coil appears to be a pure resistance, but there a rise linearty problem. As the inductance almost epuals the resistance in Horizontal deflection coil, the resistance can't be negnecteb, the coil's ends have to be driven by pulse-sawtooth waves that are made of both pulse and sawtooth voltages. For this purpose we have made a clever improved bootstrap scan circuit which can yield excelent field sawtooth voltage and horizontal pulse-sawtooth voltages, this has solved the above problems. The principles and circuits of deflection (horizontal and field) have been stated in detail in this paper as well.

“太阳磁场望远镜”摄像机视频通道的研制

任芳海

（长春物理所）

“太阳磁场望远镜”由于采用电视接收系统和计算机处理，大大提高了观测的时间分辨率。视频通道承担把摄象管信号电流放大、加工，处理成模数转换所需的信号电压的任务。

根据“太阳磁场望远镜”摄象机的总体要求和现有器材，研制成现用的视频通道，下面对其一些有关问题略加说明

一、为保证摄像机信噪比满足总体要求，采取的一些措施：

1、选取适应的靶负载电阻

总体考虑，当带宽为150KHz，靶负载电阻取1 MΩ时，按摄象机信噪比表达式：

$$SNR=\frac{is}{\sqrt{2eis\Delta f+\frac{4KT\Delta f}{R_L}+\left(\frac{4KT\Delta fR_E}{R_L^2}+\frac{16}{3}\pi^2KTR_EC^2\Delta f^3\right)}} \qquad (1)$$

计算满足设计要求。其中影响信噪比的主要因素是摄象管和靶负载电阻，视频通道影响很小。

为此考虑如何选择靶负载电阻。绕线电阻、合成电阻和薄膜电阻等三种型式电阻中，绕线电阻噪声最小，优质绕线电阻中的噪声不大于其热噪声，但1 MΩ的绕线电阻本身电感也较大，又没有现成品，不能选用。合成电阻噪声最大，除热噪声外，还有接触噪声，因此也不能被选用。薄膜电阻产生的噪声远小于合成电阻，但比绕线电阻高，除热噪声外，还有接触噪声，但因材料均匀，其噪声量比合成电阻有显著减小。又因额定功率较大的电阻的噪声小些，为此选用了1 W的金属膜电阻作为靶负载电阻。

顺便说一下（1）式中只考虑了靶负载的热噪声。实际电阻除热噪声外还有接触噪声（也叫过剩噪声）。接触噪声主要是由于两种材料之间的不完全接触形成的起伏电导率而产生的，发生在两个导体接触的地方，接触噪声在低频时可能是很大的，因此它是低频电路中最主要的噪声源，为此在有导体接触的地方要严格注意，使其完全接触，如靶环与引出簧片要接触牢，靶环引出线电缆接头与予放器输入插座要接触好等。最好靶信号引出焊接而不用插接件。

2．加一低通滤波器。

由于硅靶管的杂波都集中在高频，本系统工作频率又很低，带宽上限仅为150KHz，为此在予放器后，视放输入加了一级低通滤波器，压缩带宽，滤除没用的高频部分，可以有效

抑制系统噪声。

3、采取一些抑制噪声的措施：

1）在靠近靶面处加一用铁材料做的光阑，将靶面不需暴露部分屏蔽起来，可以有效地抑制频50Hz的串入。

2）靶环信号电流引出线尽量短，予放器尽量靠近靶环处。

3）予放器、视放器均采用铜盒屏蔽起来。

4）视频信号全部用同轴电缆传送。

5）露出电缆屏蔽的导线长度尽量短。

6）在予放第一级加了RC回授去耦电路，所有供电电源均加一大电容和一小电容并联组成供电去耦电路。

4、予放器的第一级。

一个多级放大器的噪声系数为

$$N_F = N_{F1} + \frac{N_{F2}}{K_{P1}-1} + \frac{N_{F2}}{K_{P1}\cdot K_{P2}-1} + \cdots\cdots \qquad (2)$$

式中N_{F1}、N_{F2}……为各级的噪声系数，K_{P1}、K_{P2}…… 为各级的功率增益。从（2）式可看出只要第一第二两级有足够高的功率增益，则总噪声系数主要取决于第一级的噪声系数。为此第一级采用低噪声系数的结型场效应管3DJ7G。

经装机试用，测试信噪比满足设计要求，抑制噪声的措施有效。

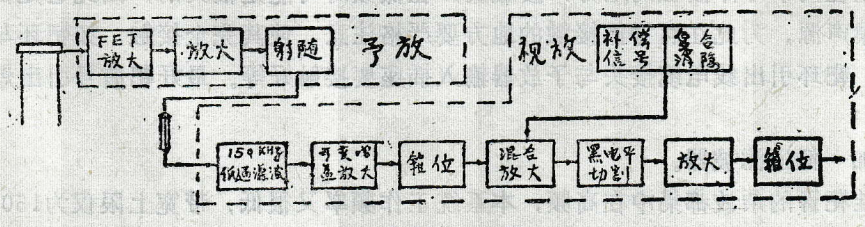
二、设计视频通道电路的若干考虑：

1、为了提高晶体管电路的温度稳定性，一律采用硅管，并在各放大级的发射极加有深度电流负反馈。这样使放大器增益稳定性提高了（$1+K_0\beta$）倍，放大器的带宽扩展了（$1+K_0\beta$）倍，而且对耦合电容的要求降低了。其中β为反馈系数，K_0为没有反馈的电压增益

2、晶体管放大级的工作电流越小，噪声越小；但另一方面，晶体管的输入阻抗随集电极电流而变化，电流越小，输入阻抗随电流变化就就大。折衷考虑，各级放大器工作电流都取1mA。

三、视频通道电路扼要说明

研制成的视频通道电路由予放器和视放器组成，方框如图一。



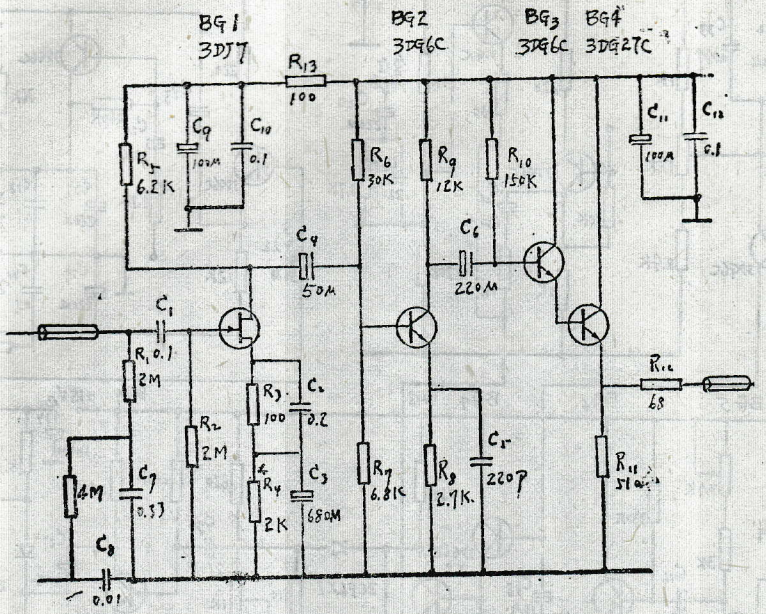
图一视频通道方框图

1．电源

由于摄象机信噪比较高，为保证输出的视频信号电压稳定，要求选用高精度电源。

2．予放器

予放器电原理图见图二。予放器第一级采用带电流负反馈的场效应管放大级。第二级采用晶体管放大器。第三级是一射随级，采用复合管电路，增大其β值，减小其输出阻抗，以便与电缆及其后的滤波器匹配。



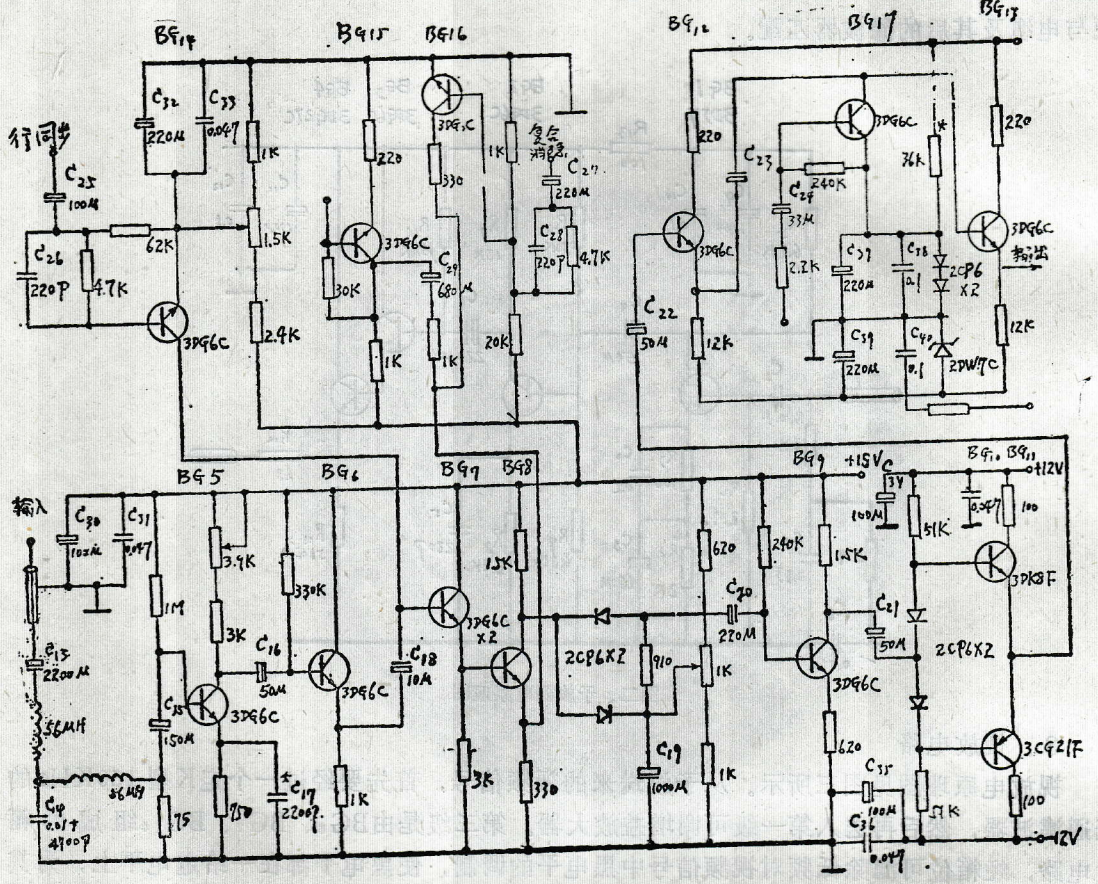
图二、予放器电原理图

3．视放电路

视放电原理图见图三所示。从予放送来的视频信号，首先要经过一个定K型150KHz的低通滤波器，然后再送入第一级可调增益放大器。第二级是由BG_6、BG_7、BG_{14}组成的箱位电路，经箱位可滤除低频对视频信号中黑电平的调制，使黑电平都在一给定电平上，为其后的黑电平切割作好准备。第二级实际上是一个强迫箱位电路，其工作过程：设开始电容C_{18}上起始电荷是零；当在BG_{14}基极加一行同步脉冲，(它在行消隐脉冲期间出现）BG_{14}导通，行消隐信号通过BG_{14}向C_{18}充电，因BG_6输出阻抗非常小，很快使C_{18}两端电压等于行消隐幅度加BG_{14}发射极电位；当行同步脉冲过后，C_{18}通过BG_7输入电阻放电，因BG_7输入阻抗很高，放电速度很慢，等第二个行同步脉冲到来时，C_{18}上电压基本维持不变，而输出电位等于行消隐幅度加BG_{14}发射极电位减去行消隐幅度，（即C_{18}上电压减消隐幅度），也就是BG_{14}发射极的电位，而视频信号形状和幅度不变，只是把行消隐脉冲的电信箱到BG_{14}发射极电位附近，实现了箱位目的。视放输出的箱位电路电原理同上，只是要求输出黑电平箱到零伏。BG_7与BG_8直接耦合，从而不失已恢复直流成份，从BG_8的发很极送入补偿信号，为防止传送缓慢变化信号引起视频信号变化而加入补偿信号校正，补偿信号发生器可产生正的或负的幅度可以调节的行和场的抛物波及锯齿波。同时在BG_8的发射极引入复合消隐信号，使在消隐期间引入的干扰脉冲更负，便于其后黑电平切割电路切掉，使消隐期间

波形干净。三个信号混合放大后，由BG_8集电极输出，送给由二只二极管组成的切割电路，采用二只二极管，防止了用一只二极管切割时在黑电平上加的小尖峰，减少了对输出信号的脉冲干扰，而且两只二极管在导通和截止期间的内阻变化特性相互补偿，对放大器影响较少，从而可获得较好的线性切割。

最后一级放大器输出经由BG_{12}、BG_{13}、BG_{17}组成的箱位器，把信号最后送出。



图三　视放器电原理图

DEVELCPMENT FOR THE CAMERA′S VIDEO CHANNEL OF SMT (SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE)

Ren Fang-Hai

(Chang Chun Institute of physics)

AbStract

The video channel circuit has been developed to meet the requirements of

SMT's overall plan to the camera in television receiving system. Its tasks are amplifying, trangmitting and processing the electric signals, which have bee converted by camera tub from obeserved solar optical images, to make the signals be suitable to A/D converting. Therefor both the overall plan and A/D covertin requirements must be satis fied. The paper states in detail what havebeen taken for the camera's S/N to suit the overall plan. They are, for example, selection in tarket resistor's value and types, contact noise suppression in low-freqency, useless highfkequency suppression,selecting first stage of the amplifier and other noise suppression methods. paper also states to strength the circuit's statebility and reduce each stage's noise and the demands for power supply. In the end, the entire video channel circuit is explained to the point. The compesation circuit goes into detail in another paper. The calculation, practise measurements and usaye have proved that the main indexes satisfy design's demand.

甚低频宽频带高保真度变压器级的研制

任芳海

（长春物理所）

前　言

任务提出：《太阳磁场望远镜》电视接收系统，需将摄像机拾取的视频信号模拟量变换成数字量后送入计算机，数字电路部分提出要把数字地与模拟地隔离开，为此在视频输出与采样保持两电路中间加一变压器作级间耦合，从而构成一变压器级。

总的电气要求：信号峰值4伏，带宽为5Hz～60KHz，频率畸变为±1dB。视频通道（变压器级以前部分）的频率特性在高、低频区均有些跌落，所以实际要求变压器级的频率畸变小于±1dB，才有可能满足总的频率特性要求。

查阅有关资料，发现因变压器的一些缺点，OCL、OTL电路的大量应用，多本晶体管电路根本不提变压器级，个别提到的也只有一两页提出作为收音机、录音机用的变压器耦合的经验公式；电子管变压器的许多书倒有叙述，但也都是作为变压器放大级，将变压器初级线圈串在电源与板极或集电极之间，作为负载，这样输出阻抗均都很高，为了满足低频特性要求，初级线圈电感量要很大，即使这样，也只能满足一些对频率特性要求不严的收音机和磁带录音机。不妨看以下事实：

变压器输出的收音机的频率下限为

袖珍式　500Hz

便携式　300Hz

台　式　200Hz

而一台高保真度扩大机（变压器输出的）带宽也只有30Hz～15KHz，这时变压器已较大，还要用复杂的方法绕制，以解决因变压器大，线圈多，漏感大而影响的的高频特性。（当然也有喇叭的频响等问题，与讨论问题无关，这里就不提了）。

从以上可看出，当用较大变压器有满足低频特性要求的可能，但又使高频特性变坏。如何解决这个矛盾，将是我们所要研究的。

变压器级是用变压器作级间耦合元件，当信号经过变压器后将失掉直流成份，为此要在变压器后加一级“强迫箝位电路”，强迫所有黑色电平箝位到零伏上，强迫箝位电路输入阻抗很高约500KΩ，所以可以把这一级电路等效为一个电阻记为R_2，R_2=500KΩ，强迫箝位电路不在这里叙述。又因视频电路的输出信号峰值为4伏，采样保持电路要的也是4伏，所以变压器的变换系数为1，即：

$$n=\frac{W_2}{W_1}=1$$

到此为止，变压器级的后级电路及变压器的变比均可以定下，下面主要讨论变压器及前级电路。

〈一〉设计原理

首先找影响低频特性的因素，好从中找出最佳办法。

众所周知，变压器级在低频区的全等效电路如图一（a）

∵ $r_2^1 \ll R_2'$　r_2^1可以忽略　∴等效电路可简化为图一（b），此时输出阻抗为：

$$R_o=\frac{(R_s+r_1)R_2'}{R_s+r_1+R_2'}$$

又∵ $R_s+r_1 \ll R_2'$，R_2'又可忽略

∴ $R_o=R_s+r_1$　　（1）

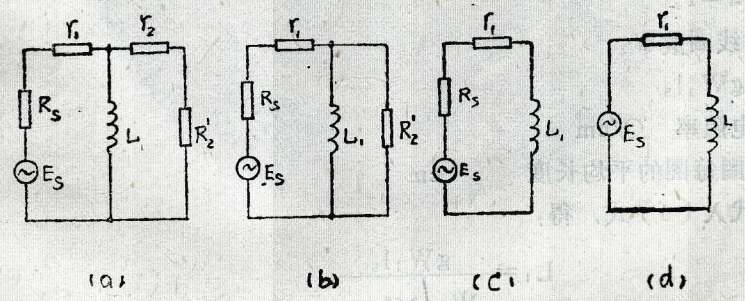
此时等效电路可进一步简化为图一（c）

从图一（c）可写出变压器低频特性方程：

$$K_1=\frac{K_o}{1+\sqrt{\frac{R_s+r_1}{W_1+L_1}}}　　（2）$$

式中：K_1、K_o分别为前级电路在低频区和中频区的电压放大倍数；

W_1　下限角频率。



图一　变压器低频区等效电路

图中：E_s　前级电路输出信号电压值；

R_s　前级电路输出电阻；

L_1　变压器初级线圈的电感量；

r_1　初级绕线电阻；

r_2'次级线圈折合到初级的绕线电阻

$$r_2^1=r_2/n^2=r_2;$$

R_2'　次级电路输入电阻折合到初级的电阻值　$R_2'=R^2/n^2=R_2$。

（2）式又可写成畸变系数表达式

$$M_1=\sqrt{1+\left(\frac{R_s+r_1}{W_1L_1}\right)^2} \qquad (3)$$

从（3）式解出L_1，得：

$$L_1=\frac{R_s+r_1}{W_1\sqrt{M_1^2-1}} \qquad (4)$$

现在分析一下：作为变压器放大器，∵R_s很大，通常r_1可忽略，低频特性由R_s决，要求L_1很大，从而漏感大，高频特性变坏，所以以前各书中介绍的经验公式不能用，要找新的路子。

假如，只作为隔离用不需要放大，使$R_s\to 0\Omega$（这在有运算放大器的今天很易达到）情况就要变化。这时

$$R_o\doteq r_1$$

等效电路进一步可简化为图一（d）。

则（4）可变为：

$$L_1=\frac{r_1}{W_1\sqrt{M_1^2-1}} \qquad (5)$$

∵r_1是初级线圈绕线电阻，阻值很小。

∴在满足M情况下，L_1必将也很小，给绕制线圈带来方便，L_1小初级线圈圈数可少，漏感小，高频特性也可提高。理论分析甚低频高保真变压器级可以实现。

〈二〉变压器的绕制

变比已定：n=1。

再求初级绕线圈数W_1。 (6)

∵ $r_1=gW_1l_s$

式中：g 绕线电阻率 Ω/cm

l_s 绕线线圈每圈的平均长度 cm

将（6）式代入（5）式，得：

$$L_1=\frac{gW_1l_s}{W\sqrt{M_1^2-1}} \qquad (7)$$

又从电子学公式可知，（变压器无间隙）

$$L_1=\frac{0.4\pi\mu W_1^2 S_o}{l_c 10^8} \qquad (8)$$

式中：l_c 铁芯中磁力线平均长度 cm；

S_o 铁芯有效截面积，占空系数取0.85。

从（7）式与（8）式可解出W_1，得：

$$W_1=\frac{10^8 l_c l_c g}{0.4\pi\mu S_o W_1\sqrt{M_1^2-1}} \qquad (9)$$

经选择采用一种舌宽为1.75cm的优质矽钢片，当叠厚为2cm时：

$l_c=13.75cm$，　$l_s=11.5cm$，

$S_0=1.75\times2\times0.85=2.975cm^2$，　μ取800，

线圈线经取　$\phi=0.21mm$，

$g=506\times10^5\Omega/cm$，$M_1=1.12$，$W_1=2\pi\times5=10\pi$，

将上列数据代入（9）式，得：

$$W_1=\frac{10^8\times13.75\times11.5\times506\times10^{-5}}{0.4\pi\times800\times2.975\times10\pi\sqrt{1.12^2-1}}=1688\text{（圈）}$$

铁芯窗口为$3.2\times0.9=2.88cm^2$，当线征为$\phi=0.21mm$，可绕40圈/cm，窗口内可绕

$40^2\times2.88=4608$　（圈）

考虑线圈间绝缘厚，实绕　$W_1=1718$圈，此时：　$r_1=100\Omega$

将1718圈分成两段，即将两个859圈的线圈并联，这时$r_1=100/4=25\ (\Omega)$，从（5）式可知在M_1给定时$L_1\alpha r_1$，并不影响低频特性。这样可用较少圈数，即可满足低频特性要求，又减少了漏磁，加上采用分段分层，两邻层正反绕制，高频性能也大大改善。

〈三〉“零”欧姆输出级

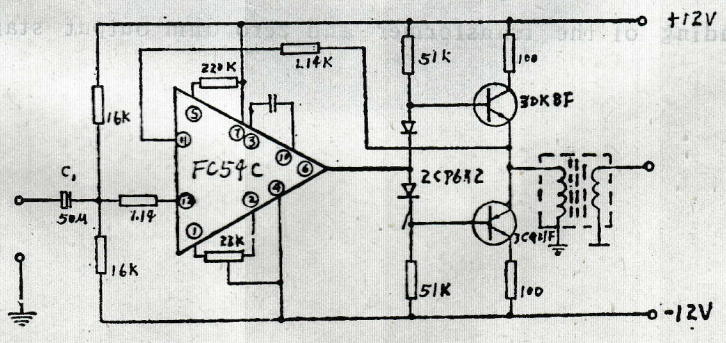
低阻抗输出级一般取射随级，本电路采用了互补式射级输出级，它由PNP和NPN晶体管组成推挽式射极输出电路，输出阻抗不随信号变化，效率较高，最大不失真跟随幅度（峰值）可达±5伏。

这个电路输出阻抗约为8Ω，测量方法为空载时量，输出电压为V_0，当输出端接一电阻R_L（如$R_L=200\Omega$）时，量输出电压为V_L，则输出阻抗R_0^1为

$$R_0^1=R_L\frac{V_0-V}{V_L}\qquad(10)$$

条件为输出波形不失真。

将这个互补射随级作为运算放大器的输出级，组合后的运放再接成射随器，从而组成一“零”欧姆输出级，见图二。



图二　零欧姆输出级电路

其总的输出阻抗R_o为

$$R_o=\frac{R_0^1}{1+K\beta}$$

本运放$K>10^5$，反馈系数$\beta=1$，则

$$R_o < \frac{8}{1\times10^5} = 8\times10^{-5}\Omega \to 0\Omega$$

本变压器级实测在1Hz～90KHz带宽内基本可以不畸变地传递交流信号。与通道部分的予放、视放联接后，测总的频率特性，带宽为1Hz～90KHz，满足总体要求有余。

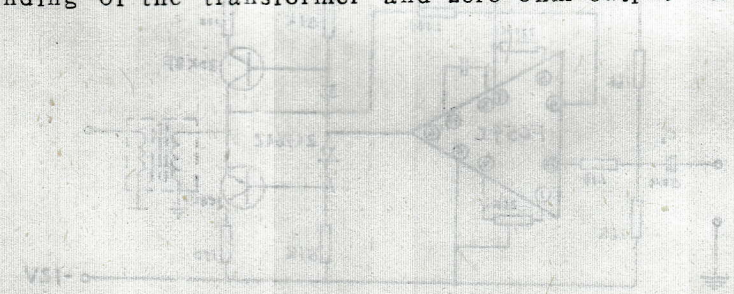
DEVELOPMENT FOR THE TRANSFORMER GROUP WITH VERY-LOW FREQUENCY WIDE BAND-WIDTH AND HIGH-HIDELITY

Ren Fang-hai

(Chang Chun Institute of Physics)

Abstract

This tyansformer group is used in STM's(Solar Magnetic Field Telescope) camera system, it is developed isolate analog earth from digital earth for the repuiremeent of A/D conver. The transformer's design inbex is transmitting +5V (P.-P.) alternating signals within 5Hz-60KHz with frequency distortion smaller than ±1db. Actual measurements show ed it can do that within 1Hz-90KHz and satisfies the design index excessively. To make the low-frepuency and high-frepuency chacters be both good is usually very difficuty, but we have made a clever circuit that can solve the contyadictory of good character at two frequencies. The paper shows the composition of tyansformer group, design principles. formular interence and calculation, and also presents the theory foudation of realizing thr group and practical equations. Paper also states the winding of the transformer and zero ohm output stage circuit for the group



高速高精度A/D转换器*

金圣经　沈国夫　郭洪德
张曙之　刘凤荣
（长春物理研究所）

一、概　　述

模--数转换电路用来实现实际的模拟量领域和仿真的数字领域间的转换，即A/D转换器将输入的模拟电压或电流转换为数字量输出，而D/A转换器则把数字量转换为模拟电压或电流。

在理想的A/D转换器中，输出数字信号×同模拟量V_x和模拟参考量V_R的关系为

$$X \equiv [V_x/V_R] \qquad (1)$$

其中≡和〔 〕表示X值在其分辨率内最接近于V_x/V_R。如果X值表示一个小于1的二进制数，则式（1）可写成：

$$V_x \approx V_R\ [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \cdots + a_m 2^{-m}] \qquad (2)$$

这就是A/D转换器要完成的模拟信号整量化表达式。

无论输入是直流信号还是交流信号，都会产生整量化误差。整量化误差是由数字输出信号用于逼近模拟电压的最小增量决定的。整量化误差ΔV_x的定义为：

$$\Delta V_x = V_x/r^n \qquad (3)$$

其中，r为基数，n为数字量X的位数。

另一种误差是采样误差，这种误差只有当输入信号为时间函数时才会出现。

A/D转换器的种类很多，按工作方式大致可分为直接式A/D转换器和间接式A/D转换器；按性能指标又可分为普通A/D转换器，高速A/D转换器，高精度A/D转换器以及高速高精度A/D转换器。

一个A/D转换器在数学上是一个编码器。直接式编码器直接地把模拟信号转换成数字信号，而间接式A/D转换器，则首先将模拟信号转换成一种半模拟半数字式的中间信号，然后把中间信号转换成纯数字信号。通常，转换器是依赖于高速的电路和元件得到高的转换速度的，而其转换精度的提高往往是以降低速度为代价的，因此选择电路形式必须充分考虑到两者间的关系。

分析各种转换技术的特点[1,2]可知，只考虑转换的精度和速度时，多阈值A/D转换器、变基准级联式A/D转换器、级联式模拟量—纯二进制码转换器、级联式模拟量—葛莱码转换器以及局部级联式A/D转换器等均能采用，但是为了解决速度和硬设备间的矛盾，即降低费用，我们倾向于采用局部级联式A/D转换器（即串并行A/D转换器）。

从理论上讲，任何一种A/D转换技术都可用于局部级联式系统，但是其中有些并不提供

*此文登在“电子学通讯”第3卷第4期，1981，10。

任何优点。如用3个4位逐次逼近式A/D转换器或3个4位的循环式转换器构成的局部级联式A/D转换器就无任何优点。这是因为在转换精度和速度上不但没有改进，反而还要增加元件的数量。如果用3个4位变基准式转换器构成的局部级联式转换器，则将以较少设备量获得比12位变基准式A/D转换器精度更高的效果，仅仅在转换速度上稍有减慢。特别是对于一个普通的局部级联式"4×3"多阈值编码器来说，在不牺牲精度而仅仅损失一点速度（效耗在4级电路的传输时间上）的情况下，设备的减少是惊人的。它只需28个比较器，而直接的12位多阈值比较器则需要4096个比较器。一个（m×n）位局部级联式A/D转换器可用m个相同的n位A/D转换器，（m−1）个相同的D/A转换器以及（m−1）个运算放大器组成。我们采用的是"4×3"局部级联式多阈值A/D转换器。

二、局部陈联式多阈值A/D转换器（即串并型A/D转换器）的工作原理

"4×3"局部级联式多阈值A/D转换器的逻辑结构如图1所示。其工作原理简述如下：

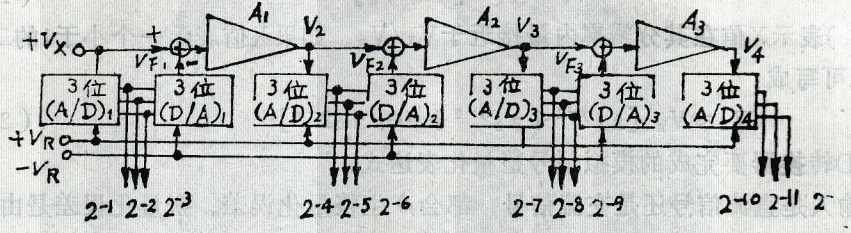


图1. "4×3"局部级联式多阈值A/D转换器逻辑图

模拟输入信号V_x首先在第一级的3位$(A/D)_1$编码器中经7个不同整量化电平（0.5ˇ、1.0ˇ、1.5ˇ、2.0ˇ、2.5ˇ、3.0ˇ、3.5ˇ）的阈值比较器比较后，得到3位数字信号。此3位数字一方面作为最终的12位数字的最高3个有效位2^{-1}、2^{-2}、和2^{-3}输出，另一方面通过3位解码器$(D/A)_1$，再转换为精确的模拟信号V_{F1}，差值(V_x-V_{F1})送至运算放大器A_1放大8倍。所以A_1的输出电压为：

$$V_2=8(V_x-V_{F1}) \qquad (4)$$

V_2经$(A/D)_2$转换成3个次高位有效数字2^{-4}、2^{-5}和2^{-6}，并通过$(D/A)_2$转换成V_{F2}。(V_2-V_{F2})经A_2放大8倍，于是得到A_2的输出V_3：

$$V_3=8(V_2-V_{F2}) \qquad (5)$$

接下去，2^{-7}、2^{-8}和2^{-9}3位也同样方式由$(A/D)_3$产生，而$(D/A)_3$产生V_{F3}。放大器A_3的输出V_4为：

$$V_4=8(V_3-V_{F3}) \qquad (6)$$

该电压被$(A/D)_4$转换成3个最低有效位2^{-10}、2^{-11}和2^{-12}。很明显$(D/A)_4$不再需要，因为(V_4-V_{F4})不再继续分辨。

这种转换器的特点是：

（1）第一级的精度是最关键的，它主要地决定整个装置的精度，第二、第三和第四级

所允许的误差可分别为第一级误差的8、64和512倍。

（2）各级输出V_{i+1}是输入V_i的函数，为锯齿电压关系[6]，如图2所示。

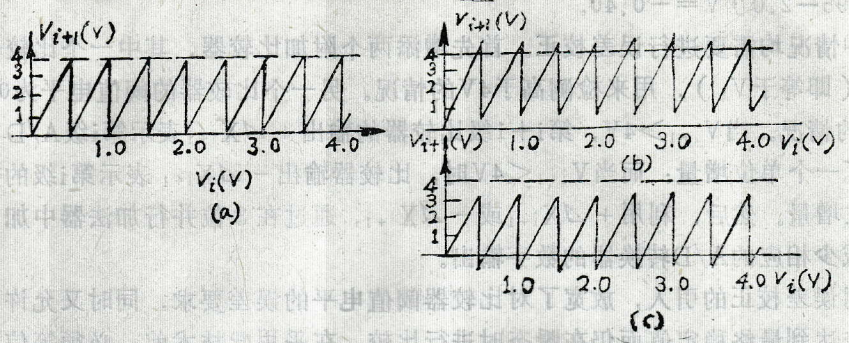


图2. 各级输出均是输入的函数，为锯齿形（a）增益=8（b）增益<8（c）增益>8

（3）3位D/A转换器和运算放大器的增益必须是精确的。

（4）通过鉴别锯齿波电压是大于V_L或小于零可检测前级3位A/D转换器中的误差，从而采取校正措施。

三、技术要点

为了在低费用条件下实现高速高精度A/D转换，我们在局部级联式多阈值A/D转换方式中主要运用了如下几方面的技术。

1．误差校正。

优质A/D转换器除了基本的静态精度限制之外，主要局限是转换单元的瞬态特性。如，必须在D/A梯型网络的输出达到特定的静态值之后才能进行下一级比较，否则接着进行的比较将可能是错误的，从而可能产生误差。又如，在整个比较期间内，如果运算放大器没有足够的恢复时间，那么其输出不仅反映输入V_i和新的梯形网络输出V_{Fi}的差，而且也反映因运算放大器饱和而产生的剩余值。

为了克服这些局限性，我们采用误差校正技术，这不仅压缩了各级所用的转换时间，提高了转换速度，并可降低对比较器指标的过高要求。我们的A/D转换器的分辨率小于1mv，但现有的电压比较器很难满足这一要求，如BG307失调电压最小的为1.5mv。使用了误差校正技术后，对比较器死区电压的要求可放宽至±62.5mv（即0.5v/8）以内。

每一级在A/D和D/A转换器的工作皆准确无误的情况下，锯齿波输出电压在0至V_L范围内。如果仅仅D/A转换器输出精确，则锯齿波电压可能大于V_L或小于0（见图2（a）、(b)、(c)）。但是，数字输出的等效电压与1/8锯齿波电压幅度之和仍然等于输入电压V_i。若在A/D转换器中有±0.625v的比较失误，则输出信号

$$V_{i+1}=8(V_i-V_{Fi}) \qquad (7)$$

的误差就可达0.5V，这是因为比较器失误产生的误差等效于在输入电压上的误差。如V_{i+1}高于V_L（=+4V）或低于0v则分别表示3位A/D转换器数字输出过大或过小。

例如，V_i=3.05v，V_R=4v，图3中比较器CP_6的阈值电压为3.06V。于是A/D转换器

的数字输出X＝101，从而V_F为2.5V，$V_{i+1}=8(3.05-2.5)V=4.40V$。

又如，$V_i=1.95V$，$V_R=4V$，CP_4的转换电平为1.94V，于是X＝100，从而V_F为2V，$V_{i+1}=8(1.95-2.0)V=-0.40$。

上述两种情况均需要进行误差校正。首先增添两个附加比较器，其中一个比较器的阈值电平为4.0V（即等于V_L），用来检测高于4V的情况。另一个比较器的阈值电平为0V，用来检测低于0V的情况。当$V_{i+1}>4V$，第i＋1级比较器的输出＋ΔX_{i+1}表示第i级A/D转换器的数字输出低了一个单位增量；而当$V_{i+1}<4V$时，比较器输出－ΔX_{i+1}表示第i级的数字输出高了一个单位增量。然后，利用＋ΔX_{i+1}或－ΔX_{i+1}，通过在3位并行加法器中加1或减1，即可增加或减少相应的A/D转换器的数字输出。

上例说明误差校正的引入，放宽了对比较器阈值电平的误差要求，同时又允许比较器在模拟信号尚未达到最终稳定值而仍在瞬态时进行比较。在采用此技术前，必须等信号建立至99.99%时（即9.3τ）才能进行比较，现在可提前至4.6τ时比较。因此转换速度比原来提高了1倍。

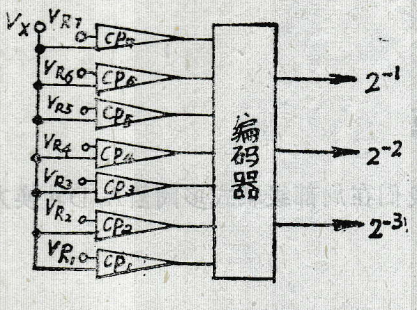


图3　并行3位A/D转换器图

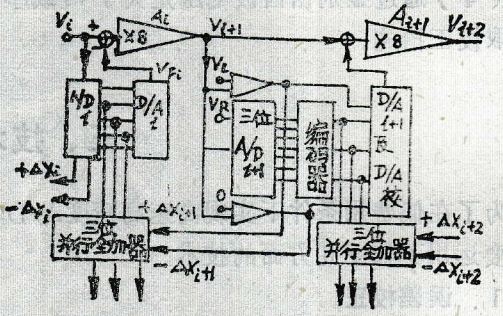


图4　带有误差校正的局部级联式多阈值A/D转换器

2. 斩波式多通道运算放大器

各级的运算放大器将输入模拟信号与D/A变换的反馈模拟量之差放大8倍(精确到0.05%以上），并转换为低阻抗输出，供下一级比较之用。所以要求它的漂移小，响应速度快，输入阻抗高，开环增益大。

为了得到高的带宽增益积以得到高的静态精度和动态精度，我们采用多通道方案。实践证明多通道运算放大器与单通道运算放大器相比，频宽可提高1—2个数量级[3]。为了抑制零点漂移，我们采用斩波式低频直流通道。图5为宽频带高增益运算放大器方框图。为保证整机精度，运算电阻的精度应为0.01%，运算放大器开环增益为100db，图中T_1，T_2、T_3和T_4分别为放大器G_1、G_2、G_3和G_4的极点所对应的时间常数，且满足$T_1\gg T_2\gg T_3\gg T_4$。

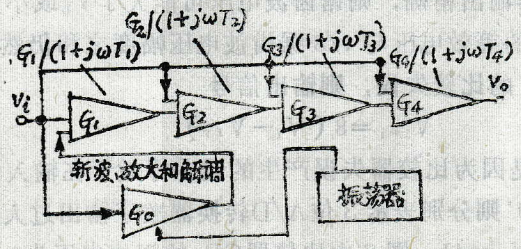


图5　宽频带高增益运算放大器方框图

3、倒梯型A/D转换器。

D/A转换器在局部级联式A/D转换器中是一个十分关键的环节。它的绝对精度只决定于电阻和标准电压的绝对精度；它的二进制精度只是它的相对精度。n位D/A转换器共有2^n个离散的输出值，它们均匀地分布在0和V_L两个标准电位之间。

为了缩短转换时间，采用并行D/A转换形式。这类转换器主要有加权电阻转换器、梯型电阻网络转换器、加权电压转换器以及倒梯型电阻网络转换器等。在这些解码器中，并行倒梯型电阻网络解码器较为适宜于高速、高精度的要求。这是因为这种解码器的梯型网络电阻中流过的电流始终不变，模拟开关只是在两个地电位间控制电流的流向。这样就克服了模拟开关工作时，网络的寄生电感、电容的瞬态响应带来的误差。同时网络电阻值也可用得较大，以减少由模拟开关引入的误差，从而基本上解决了在元件的选择上，速度和精度之间的矛盾。综合各种因素，网络电阻较好的折衷值是25—50KΩ[4,5]。图6表示这种解码器的逻辑图。其中网络电阻的精度为0.01%。

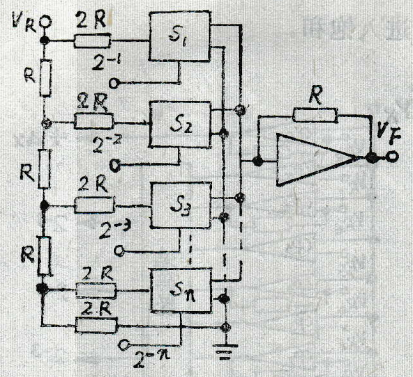


图6 倒置梯型电阻网络解码器

解码网络中的电流开关，选用N沟道MOS型场较应开关管3DOK-B。这种管子的漏源间的闭态电阻小（3DOK-B的导通电阻≤50Ω）、泄漏电流极小。为了减小由于场效应管极间电容C_{GD}的存在而产生的尖峰噪声，可用产生一个相反的瞬态过程的方法来进行抵消。一个比较有效的办法是在分流开关栅漏间接入一个补偿电容，使其值尽量接近串联开关的C_{GD}，从而大大减弱这种噪声。

4、再生式比较器

为了克服数字输出的非单值性（这种情况可能发生在并行A/D转换器的某些比较器的阻值附近）、把几个比较器接成再生式的，即利用正反馈，使开始状态的比较器迅速完成跃变而达到最终状态。对于正反馈，电路有再生时必须符合以下条件[7]

$$\frac{A_V(R_2//Rin_2)}{(R_2//Rin_2)+R_F}\geqslant 1 \qquad \cdots\cdots(8)$$

如果$R_2//Rin_2=200\Omega$，$R_F=100K\Omega$，$A_V=1002$，则$A_V(R_2//Rin_2)/(R_2//Rin_2)+R_F=1002\times 0.2/0.2+100=2$，满足正反馈条件，从而电路只有两个稳定的状态。

由于正反馈，在比较器的某一阈值点上将产生滞后。用输入电压表示的滞后量是：

$$V_D=\frac{(\Delta V_0)(R_2//Rin_2)}{(R_2//Rin_2)+RF} \qquad \cdots\cdots(9)$$

这个量实际上是比较器输入端变化的量，是由于比较器输出信号的反馈部分引起的，正反馈越强，滞后就越大。所以，为防止滞后过大，影响速度，反馈电阻R_F值还可取得更小。

我们加再生的比较器有CP_2，CP_4，CP_6和CP_8（见图8），因为它们的变化一次能引起一位以上的变化。

5、电流型分时式开关。

由于比较器、编码器和解码器等对于信号均存在着时间延迟，输入信号V_i与反馈信号不能同时进入放大器A输入端（见图1），从而使放大器进入过饱和状态，严重地限制了转换器速度的提高。

我们采用MOS场效应管电流型分时开关，并用与D/A网络中的开关控制信号互相同步的信号来驱动，使V_i、V_{Fi}基本上同时进入放大器、即使放大器永远只对V_i-V_{Fi}进行放大，其输出始终≤4ˇ，因而不会进入饱和。

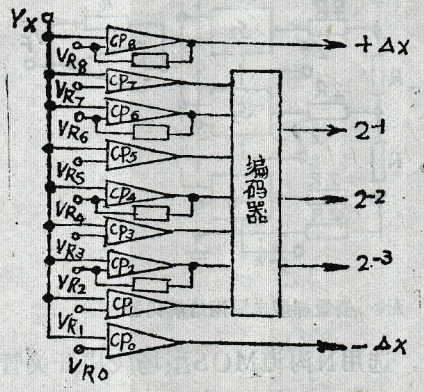


图8 某些比较器加再生，以防止A/D转换器输出的非单值性

由于采用这种开关，使模拟信号被间断地送入运算放大器，因而产生了类似于斩波器的效果。它切断直流通路，使总偏移由原来超过末尾3位降低至小于最末一位，即使精度由千分之四左右提高到高于万分之二。

此外，还使V_i、V_{Fi}两路信号因开关极间电容而引入的尖峰噪声由于相位相反可在一定程度上相互抵消。各级共同合用多种电源，前后各级极易相互影响而产生寄生振荡(这是由于电源线的公共阻抗发生耦合的原因)、引入这种开关后，整机寄生振荡得到了有效地抑制。

6、精密标准电压源

标准电压源的精度，对于高速高精度A/D转换器的精度来说是一个最关键的因素。标准电源的精度必须高于系统精度一个数量级，而其频宽必须宽于系统工作频率。这样高精度的标准电压源采用一般的隐压方式是难于做到的，我们采用了串联型二次隐压电平移位方案。

用相位法或直接利用扫频仪均测得频宽$\Delta f \leqslant 250KHz$。用灵敏记录仪测得电压源精度高于0.005%。

四、实验结果

本文叙述的A/D转换器是为测量太阳磁场强度的天文望远镜研制的。实验结果表明，其分辨率达到1 mv，转换速度（包括采样—保持器在内）为10万次/秒，相对误差<0.025 %，字长12位。总逻辑图示于图11中，表1给出静态直流输入时的实际测量结果。图12示出几种典型波形，其中尖峰是由D/A转换器及电流分时开关引起的（即尖峰噪声）、但在允许范围之内。

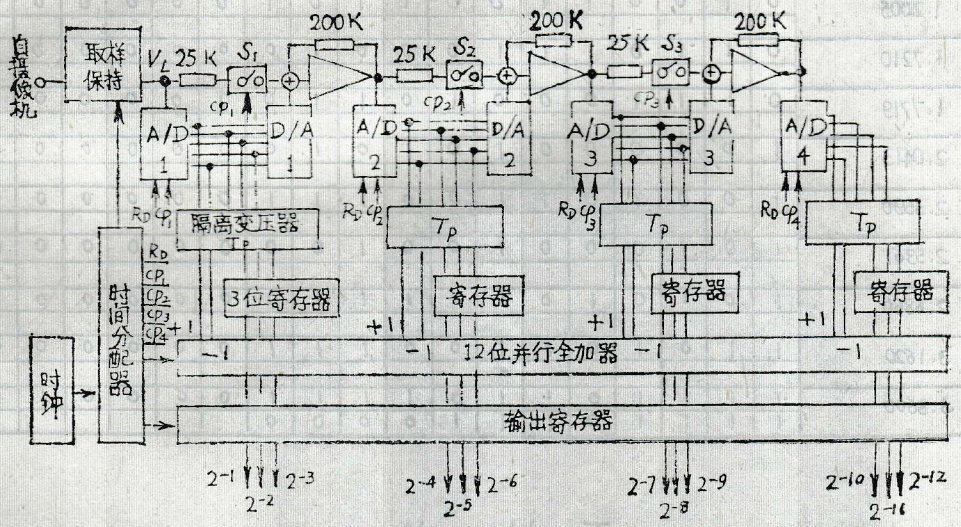


图11 整机总逻辑图

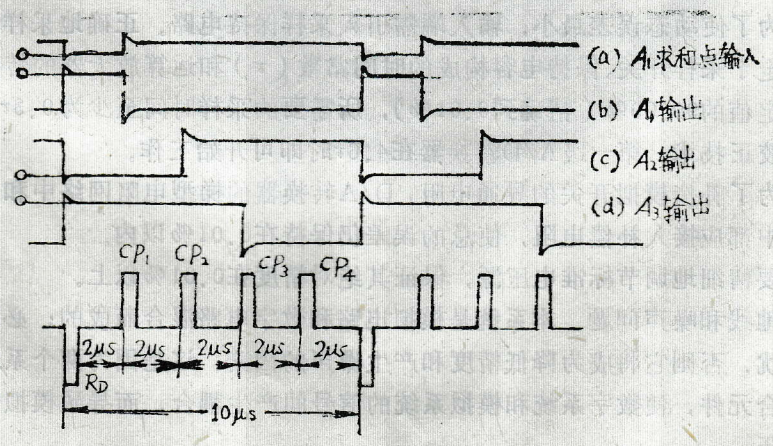


图12 几种典型波形

表1 实测结果

输入电压（V） \ 二进制数 位数	X_{P1} 2^{-1}	X_{P2} 2^{-2}	X_{P3} 2^{-3}	X_{P4} 2^{-4}	X_{P5} 2^{-5}	X_{P6} 2^{-6}	X_{P7} 2^{-7}	X_{P8} 2^{-8}	X_{P9} 2^{-9}	X_{P10} 2^{-10}	X_{P11} 2^{-11}	X_{P12} 2^{-12}	X_2^{-} $\Delta+$	X_2^{-} $\Delta-$	X_3^{-} $\Delta+$	X_3^{-} $\Delta-$	X_4^{-} $\Delta+$	X_4^{-} $\Delta-$
0.2070	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
0.5251	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0.6571	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.8031	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
1.2005	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0
1.7210	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1.7719	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
2.0413	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
2.3590	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
2.5361	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2.6860	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
3.1620	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
3.8600	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0
	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0						

五、讨　论

关于我们所研制的A/D转换器，需要指出如下几个问题：

（1）为了使动态误差最小，输入端需引入采样保持电路。正确地采样输入信号的时间长短主要决定于采样开关、保持电容构成的时间常数（τ）和运算放大器的转换速度。要使信号建立至隐定值的99.99%（精确到0.01%），所需要的采样时间至少为9.3τ[8]，但是我们采用了误差校正技术，第一级A/D转换器在4.6τ时即可开始工作。

（2）为了补偿模拟开关的导通电阻，D/A转换器的梯型电阻网络中和运算放大器的反馈电阻回路中都应接入补偿电阻，使总的误差仍保持在0.01%以内。

（3）要精细地调节标准电压源，保证其绝对精度在0.01%以上。

（4）地线和噪声问题。本系统是模拟电路和数字电路混合而成的，必须注意两个系统间的相互干扰，否则它将成为降低精度和产生噪声的因素。这是因为两个系统的公共地线阻抗会成为耦合元件，使数字系统和模拟系统的信号间产生耦合，而导致模拟信号电平漂移或呈现残留电压。

噪声的产生除了有地线公共阻抗、电源内阻等耦合元件构成的内部产生源外，还有外部产生源。外部噪声主要是由装置布线的电磁和静电感应引起的，有时也通过D/A、A/D设备和系统的电源产生的。因此安装机器时必须考虑这些因素，使整机噪声减至最小，以便提

高总体精度。

我们采取的措施是：电源变压器用双重屏蔽、模拟系统与数字系统间进行最大限度的隔离（用数据变压器相连接）、模拟系统严格浮地和屏蔽、电源供电用并联方式，以及注意安排地线走向等等。

参 考 文 献

〔1〕. H. Schmid, Electronic Design, 16 (1968), 25, 49.

〔2〕. H. Schmid, Electronic Design, 16 (1968), 26, 57.

〔3〕. 何同杰，《晶体管运算放大器设计原理》，科学出版社出版. 1974,

〔4〕. H. Schmid, Electronic Design, 16 (1968), 28.

〔5〕. C. R. Pearman and A. E. Popodl, Elecironics, 37 (1964), 28.

〔6〕. H. Schmid, Electronic Analog/Digital conuersion. VAN NOSTRAND REINHLD COMPANY, U. S. September, 1970.

〔7〕. D. F. Hocschele, Analog-ta-Digital/Digital-to-Analog Conversion Techniques, John Wileg and Sons. Inc. 1968.

〔8〕. 蒲生良治，トランジスタ技术，12 (1975), 169.

〔9〕. 长谷川治郎，定电压装置设计ハンドブック(手册)，日刊工业新闻社.

A HIGH-SPEED HIGH-ACCURECY A/D CONVERTER

Jin Sheng-Jing, Shen Guo-Guang, Guo Hong-De,
Zhang Shu-Zhi, Liu Feng-Rong

(*Chan Chun Insitute of Physics*)

Abstract

A high-speed high-accuracy partially-cascaded A/D converter is develope'd whi-ch is used with the telescopeffor observing the solar magnetic fiold. The maior hechnipues employed for realizing high speed and high accuracy are also considered. The following issues are included in this paper: error compensation, the multichannel chopping oprational amplifer, inverted-ladder D/A converter, regenerative comparator, parallel power supply and pay attention to arrnge the trend of the earth ect.

For this A/D converter, the word length is 12 bit the resolution power is 1 mv, the relative accuracy less than 0.25%, and the rate is 100,000 sec^{-1} when, a sampling hold cicuit is cascaded in front of it.

高速高精度A/D转换器的抗干扰*

金圣经　沈国光　张曙之

（长春物理研究所）

高速高精度A/D转换器是一种精密的处理模拟信号的设备，所以极易受到噪声干扰的影响。要提高精度，就必须尽可能避免或减小这种影响。为此，首先需要了解干扰产生的原因。

噪声分许多种类，按波形特征分为周期性噪音和非周期性噪音。后者又可分为连续性噪音与冲击性噪音。但它们之间并没有严格的区别而往往同时融混在一起。

如果从噪音成因来分，又可分为内部噪音与外部噪音，前者为系统内部自身产生的噪音，后者则为系统外部通过各种途径窜入的噪音。

这里我们着重讨论电源干扰，地线干扰，外部干扰等引起的噪音，并结合我们研制的A/D转换器提出减小干扰的一些措施。

一、电源干扰

精密仪器中，因电源缺陷而产生的干扰均属电源干扰，如调整率不佳、随机的电源变动、长时间的漂移、哼声、纹波及过渡现象等。这类干扰应从电源的精度（稳定性、频宽、内阻）等方面考虑来减小它们。这里主要讨论电源变压器的漏电流和由电源供电方式带来的干扰。

（1）漏电流流入被测线路引起干扰。

漏电流最主要的来源是设备的电源变压器。为了减少变压器副边到原边之间的电容，在原边和副边两绕组之间加入保护屏蔽。这样，原边到副边的电容就为保护屏蔽所分开。如图1所示，保护屏蔽应与原边相接，如果保护屏蔽接到副边，则所有的漏电流将经过模拟信号线路而产生比屏蔽前大数百甚至数千倍的干扰（由于C_2变大）。

变压器绕组与屏蔽之间的容抗和绕组与屏蔽之间的距离，工作频率等因素有关。一般绕组和屏蔽之间的电容为几千微微法，如果我们取2000微微法，则对应于50赫交流信号其容抗 $Xc=\frac{1}{2\pi fc}=\frac{1}{2\times3.14\times50\times2000\times10^{-12}}\approx1\ M\Omega$。当次级绕组输出为～24伏，则流过此电容的漏电流，当匝数n很大时为 $I=\sum_{m=1}^{n}\frac{mv}{n}\cdot\frac{1}{Xc}=\frac{Vn[1]}{2Xc}=\frac{24v}{2\times10^{6}\Omega}=12\times10^{-6}$ A。这个电流在2Ω电阻的地线中就会产生24微伏的干扰。显然这对微弱信号是不能允许的。

为了减小C_2，可在保护屏蔽和原边之间再加一层屏蔽。因为把保护屏蔽接得使共态抑制

* 此文发表在“电子技术应用”1981年第1期。

最大，会使漏电流的效应最大，而保护屏蔽接得使漏电流最小，则又会相应地减少了共态抑制。为了克服这一缺点，在保护屏蔽与副边之间再加一层屏蔽。图2表示带有完整屏蔽的电源变压器图，也就是我们装置中采用的变压器结构。

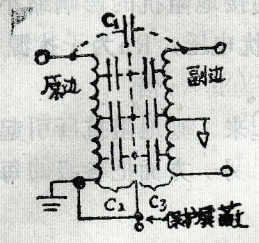


图1 有保护屏蔽的变压器

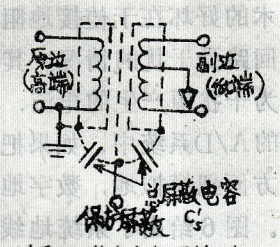


图2 带有完整屏蔽的变压器

（2）电源供电方式不当，电源回路存在公共的阻抗；放大器之间或其他公共电源负载之间由于阻抗耦合形成干扰。

图3是其示意图。如Zc为公共阻抗，由A_2流过的电流i在A_1处产生Vn＝iZc的正态干扰。当A_1为小信号线路，A_2为大信号线路时此种影响极大。此时靠改善稳压电源的性能是不能压低噪声的。

根据这种情况，在我们的装置中，全部模拟电源均采用并联供电方式，并将用于不同目的的电源互相分开。图4表示了电源供电示意图。为了进一步减小电源回路的阻抗，引线用粗导线或导板。

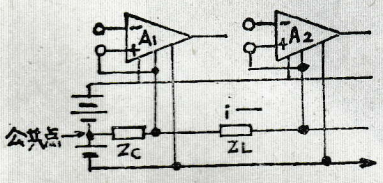


图3. 电源线路的共同阻抗

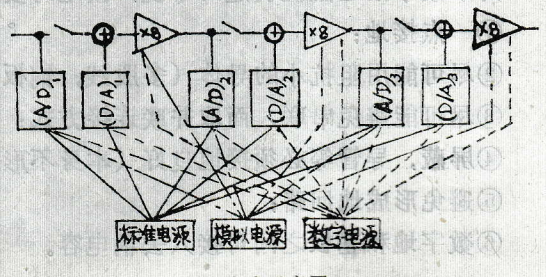


图4 供电式示意图

二、地线干扰

理想接地阻抗为零，能无限地吸收电能，干扰电流完全被吸收掉。但实际的接地中有连接阻抗，杂散电容，所以如果地线不佳或接地点不当都会产生新的干扰。

由于串并型A/D转换器系统是既包含模拟电路又包含数字电路，所以必须注意两个电路系统的相互干扰，这种干扰往往成为系统的噪音，而降低设备精度。如果数字地和模拟地接在同一条线上，则其间将出现一电压源。它主要是由感应电流及流经两部分接地点之间的地电流产生的，其数值决定于线路耦合及周围环境。

通常数字系统具有较大的脉动信号而模拟系统流过的却是弱信号。如果两个系统的公共地线，在数字和模拟信号之间产生耦合，则将使模拟信号电平呈现漂移或残留电压。

一般接地系统都作为讯号及电源返回线的公共线路，是作讯号和电源的基准点用的。而在我们的设备中，既分模拟系统和数字系统又包含各种地，机壳地、电源地、输入信号地、输出信号地等，而信号地又分为模拟地和数字地。这些地点和基准接地点之间均会有接地阻抗。接地技术的好坏在于使接地阻抗尽量趋于零，或使接地阻抗的影响缩小到最低限度。图5表示地线回路受干扰的情况。其中Vn为地线回路干扰电压，Rn为干扰源等效内阻，Rg为地阻抗，In为干扰源产生的电流，则Vn≒InRg，输出为其Av倍。

在我们的A/D系统中，如果把各级的接地线串联起来，则地阻抗所引起的干扰将是很大的，为此一方面把模拟地，数字地及机壳地隔离开来，另一方面把各级的每种地线分别地汇集在一点上。图6给出了系统地线设置示意图。

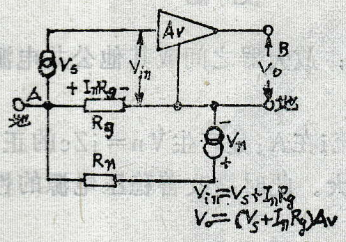


图5 地回路干扰

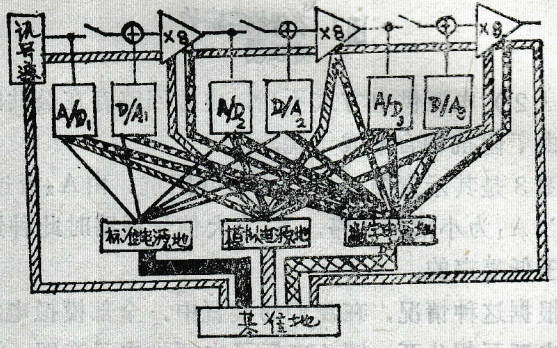


图6 系统地线设置示意图

为了减小接地阻抗引起的干扰，接地时要考虑如下几点：

①一点接地；

②尽可能用阻抗小的导体（多股线，铜板条等）；

③尽可能避免串联，而取并联连接方式；

④屏蔽，导管等必须接地良好（本身不形成电回路）；

⑤避免形成地回路；

⑥数字地和基板之间可接入去耦电容。

三、外部干扰[2]

这里指的外部干扰，主要指电磁场产生的干扰，它可以归纳为静电耦干扰，电磁耦合干扰和阻抗耦合干扰。图7表示周围对系统的外部干扰。图中：In—接地电流；ϕn—耦合到输入信号线路的磁通；ϕ'n—抵达系统的磁通。

（1）静电耦合干扰讯号线路周围存在的干扰源与讯号线路之间的感应，在线路内产生干扰，它同静电容量成比例。图8表示这一干扰示意图。其中En是以公共线路为基准的干扰电压—共态干扰。

信号线上的合成干扰电压为：

$$e_s=\sum_{i=1}^{n}\frac{Coi}{Coi+Ci}=Ei$$

其中Ci是Ei干扰源与讯号线路之间的电容；Coi是与讯号线耦合的Ci以外的合成电容。

（2）电磁耦合干扰

这是由与讯号源相邻的大电流线路和讯号线路之间的磁通ϕ耦合在信号线上感应出的干扰。图9表示电磁耦合形式的干扰，干扰电压由下式给出：

式中Ii是第i个大电流线路流过的电流，Mi是讯号线路与大电流线路间的互感系数。此干扰串联在信号线路中，称为正态干扰。

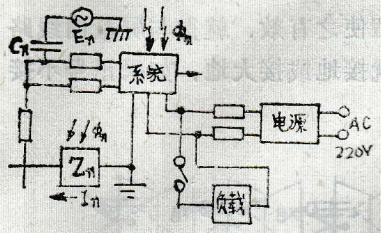


图7 周围对系统的各种干扰

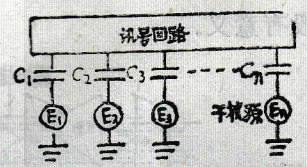


图8 静电耦合形式干扰

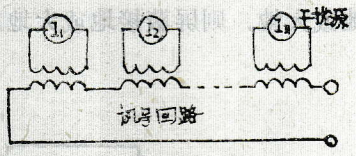


图9 电磁耦合形式干扰

（3）阻抗耦合形式干扰

干扰电流流过讯号线路造成压降而产生的干扰，由于线路的绝缘电阻低，公共阻抗和接地线路电流等原因，常会第二次产生干扰。

由上述分析可见，小信号线路和大信号线路共存，或信号线路周围有电磁辐射时，对小信号线路就会有大的干扰。

所有这些外部干扰，可归结为如图10所示的等效电路中的二种干扰。

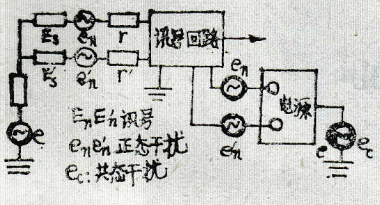


图10 外部干扰的等效电路

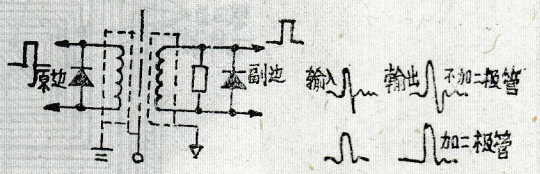


图11 减小瞬态过程

针对这些外部干扰，我们在设备中采取了如下的一些抗干扰措施：

①对于干扰源施行磁屏蔽及静电屏蔽；

②模拟信号系统取一定的距离，施行静电屏蔽；

③数字系统和模拟系统根据不同情况进行部分或完全隔离；

④引线和基板的布线要短，用多股绞合线，屏蔽线等来减小布线的噪音；

⑤不必要的高速开关器件尽可能不用；

⑥模拟信号线应尽量远离数字信号线和交流电源线，如果相交应互相垂直。

⑦隔离变压器，开关等具有瞬态过程的部件上，根据情况分别接入电阻、电容、二极管等元件，以便减小瞬态过程的影响。如图11所示。

四、屏　　蔽

在高精度仪器中，为了消除外来干扰，施行一定的屏蔽措施是必不可少的。但是必须注意正确连接，否则会适得其反。屏蔽电流回路不应包含讯号导体，屏蔽—讯号导体的连接，再接在讯号接地点上。

图12表示正确的输入屏蔽连接。由E_n造成的电流取②→①→③→②回路，在导体④⑤内没有电流流过。如若屏蔽接在②⑤处，则E_n产生的电流将取道③→②→⑤→④→①→③。此回路包括导体④⑤，会产生干扰。由此可知，一静电屏蔽罩使之有效，就得与屏蔽内线路的零讯号基准电位相连接。如果信号接地或接大地，屏蔽也就接地或接大地；如果讯号不接地或大地，则屏蔽接地或大地就没有意义。

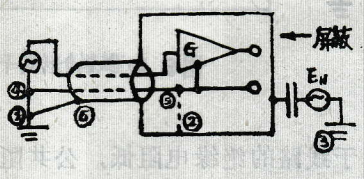


图12　正确的输入屏蔽串接

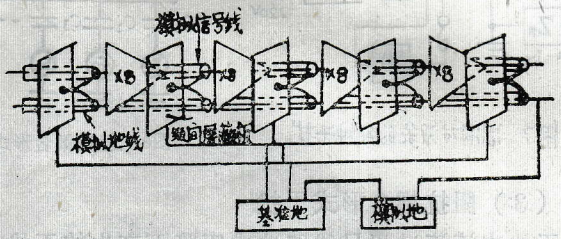


图13 屏蔽接地示意图

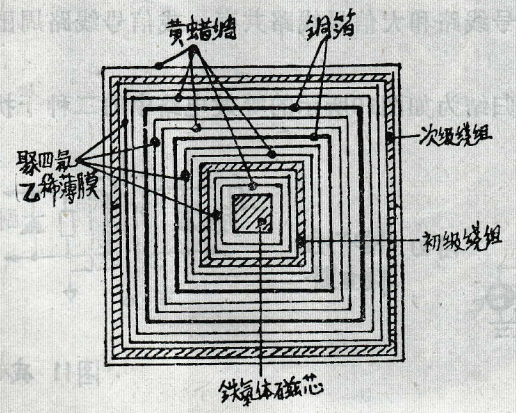


图14 双层隔离变压器结构示意图

屏蔽导体应在讯号接地处与零讯号型准电位连接。这样就保证寄生电流在屏蔽中而不在讯号导体中流过。屏蔽可看作是不需要的电流流回接地点的泄漏通道。

对于多级系统，一般都制成本身的屏蔽段，而每级与零讯号基准电位连接。如果屏蔽接在两点，则在屏蔽中有电流流过并造成一电位。为了获得连续性，需要两点以上与基准地电位连接时，必须保证在屏蔽导体中不让电流流过。

根据上面的讨论，我们采取了如下的屏蔽措施：

①级与级之间的模拟信号输出和模拟地线，均用同轴电缆并把电缆的屏蔽铜网一端接地。

②转换器的每级均进行屏蔽，其屏蔽板分别接到地点。

③同一个印刷板中，数字系统和模拟系统之间也加屏蔽板。

图13是屏蔽接地示意图。在我们的系统中，为了实现模拟地、数字地以及机壳地之间的隔离，数字部分与模拟部分之间的联系，是用隔离变压器来实现的。隔离变压器的屏蔽通常有：分离屏蔽法；法拉第屏蔽法；盒式屏蔽法。我们采用了法拉第屏蔽法。图14表示我们所用的隔离变压器结构示意图。

上面的分析和措施是针对我们研制的12位10万次串并型A/D转换器。实验证明这种措施对防止干扰是有效的。这些措施，只是防干扰措施的一部分，但对于其他弱信号测量设备也是有意义的。

参考文献

〔1〕Ralph Morrison. "Grounding and Shielding Technigues in Instrumentation" (Second Edition), P40—41
A Wiley—Interscience Publication Johnwiley Sonn, Inc.

〔2〕北島清作. "エレクトロニクスダイヅエスト"1970年5月 P59—69

THE ANTI-INTERFERENCE OF THE HIGH-SPEED HIGH-ACCURACY A/D COVERTER

Jin Sheng-Jing, Shen Guo-guang, Zhang Shu-Zhi

(*Ciang Chun Institute of Physics*,)

Abstract

The interference factors in the high-speed high-accuracy (rate is 100,000 sec^{-1}, 12 bit) series-parallel connection A/D converter have been anallysed in this paper. The faccors include the disturbances caused by power supply, earth wire and outside (electrostatic coupling, electromagetic coupling, impedance coupling). To preuent the interference we have adoped the following methods; connecting power source's transformer protect shield with the first coil, inse-rting a shield between the protect shield and firest and sencondary coils, parallel feed and independent power supplies in different parts, perfect grund connection collect to one point in every stages). To preventbthe disturbaces caused by outside we made the use of; shieldding the disturbances souces, a screened analog system, part or full partition between analog and digital systems, reducing wire noise, making least use of high-speed swiches. Devices, which may be in mutation state, have been attached by resistors, capacitors and diods to reduce the influence of transient. Shielding is thought as a leakage way for no use current to earth. The experiments have proved that these methods are effective.

采用分时开关改善串并型A/D转换器的性能*

沈国光　　金圣经

（长春物理研究所）

一、通常的串并型A/D转换器

为了获得高速高精度模数转换器，人们常常采用串并型方案，使每一串联级经过比较后不是输出一位而是同时输出若干位，以较少的设备，在较短的时间内获得较多比特的数字。图1是通常的12位串并型A/D转换器的简化框图。

模拟输入信号Vin在第一级经多阈值A/D转换器中七个不同量化电平阈值比较器比较后，得到三位数字信号。此三位数字一方面作为最终12位数字的最高三位数字2^{-1}、2^{-2}、3^{-3}输出，另一方面通过D/A解码网络，重新转换为模拟信号V_{F1}，Vin与V_{F1}之差送至第一个运算放大器A_1放大8倍，然后在第二级比较，情况与第一级同，获得次高三位数字2^{-4}、2^{-5}和2^{-6}，然后再经相同转换过程，直至取得全部12位数字2^{-1}、2^{-2}……2^{-12}。

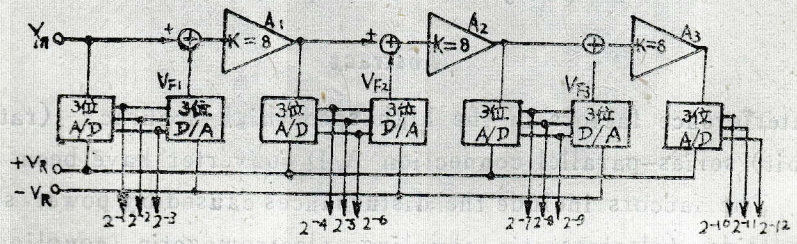


图1　12位串并型A/D转换器简化框图

这样的典型串并型A/D转换器，从原理上来说性能是比较优越的，但是在实际制作上却存在着零点漂移，运算放大器易处于过饱和状态，信号中出现尖峰噪声干扰和整机容易产生寄生振荡等一系列令人讨厌的问题。

零点漂移，长期以来一直是A/D转换器中的一个麻烦问题。它主要是由模拟通道中一些部件的不稳定性引起的。精心设计运算放大器，解码网络，模拟开关，认真挑选精密电阻以减小个别部件的偏移，可以收到一定效果，但很不实用，因此实际上往往需要另外附加一些元件来进行偏移校正。

由于比较器、编码器中的各部门电路、触发器和解码器等部件对于信号均存在着不同程度的时间延迟，因此V_{F1}信号较Vin要晚些时候出现在放大器A_1的输入端，这样就往往使

* 此文发表在“电子技术应用”1982年第8期

A_1处于过饱和状态，同样道理，A_2、A_3也经常在许多时间内处于过饱和状态。运算放大器从过饱和状态恢复到正常工作状态需要相当长的时间，故这种情况严重地限制了整个装置的运转速度。在各个运算放大器内部添加附件可以减少其饱和深度，缩短过饱和恢复时间，但是并不能从根本上消除过饱和现象。

尖峰噪声则是由于开关元件中存在的寄生电容在开关闭合、开启的瞬间、具有过渡过程的充放电而引起的。这种尖峰噪声混杂进模拟信号中，严重地影响了转换器的精度，过分大的尖峰噪声甚至会使放大器进入过饱和状态。

由于各级共同使用各种电源，前后各级易相互影响，甚至产生寄生振荡，使整个装置无法工作。

针对以上几个问题，我们提出了运用分时开关的设想。

二、分时开关的结构

从既提高分辨率，又提高速度二方面考虑，我们设计的串并型模数转换器各级所包含的D/A转换器均采用了倒置梯形解码网络结构。

常用的梯形电阻网络D/A转换器，其电阻网络位于模拟电压开关与运算放大器之间，大致结构如图2所示。

这种结构，在对电阻元件的选择上，速度和精度之间的矛盾十分突出，而改变这种安排，采用倒置梯形结构，这种矛盾就缓和得多了，图3示出其大致结构。

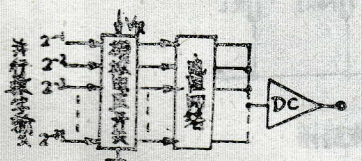


图2 D/A转换器示意图

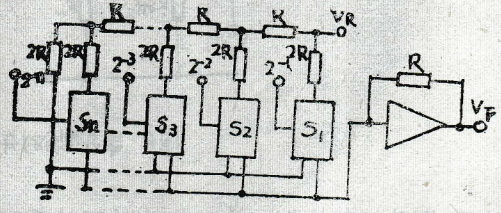


图3 倒置梯形电阻网络解码器

由于运算放大器的求和点十分接近于地电位，所以S_1～Sn各开关仅仅在二个地电位之间控制电流的流向，而梯形网络中的电流始终保持不变，从而大大减小了梯形网络中电阻的寄生电感、电容对D/A转换器动态性能的影响。这样，为提高解码精度，就可以将梯形电阻的阻值用得较大，以减小开关导通电阻引入的误差。在这里，开关转变为电流型。但是采用倒置梯形网络，也带来了新的问题，即尖峰噪声将直接进入运算放大器求和点，对模拟信号影响严重。

根据我们所用的D/A网络的这一特点，我们采用MOS场效应管电流型分时开关。图4是它的结构简图。

分时开关和倒置梯型网络中的电流开关采用互相同步的控制信息来驱动。

这种串并型电流开关比使用单个串联开关优越之处与D/A网络中的电流开关相类似：使信号源负载阻抗基本保持不变；使运算电阻对转换器速度的影响大大减小；开关泄漏电流

也减至最小；开关偏移在通断两种情况下相同，从而可以进行补偿；电阻始终接地使噪声比不接地要小。

增添补偿电容，经过细心调节，可以减小注入求和点的尖峰噪声。而分时开关的插入使Vin和V_{Fi}同时到达运算放大器求和点，既防止了放大器进入过饱和状态，又使Vin和V_{Fi}两两路信号中混杂的尖峰噪声由于相位相反可在一定程度上相互抵消。

再者分时开关的引入使模拟信号间断地送入各放大器，起到类似于斩波器的作用，切断了直流通路，大大减小了整个装置的零点漂移。各级运放的工作波形如图5所示。

下面我们分析一下分时开关的插入对于转换精度的影响。分时开关的等效电路可用图6来表示。

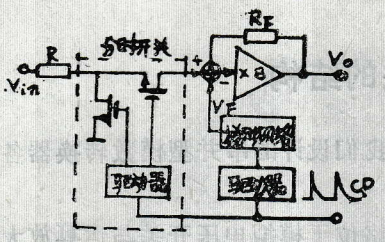


图4 电流型分时开关设置示意图

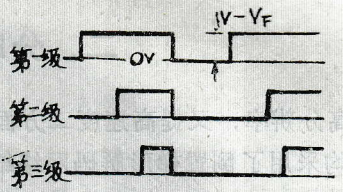


图5 各级运算放大器工作波形示意图

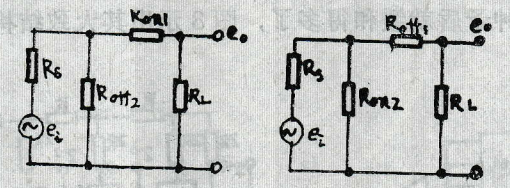


图6 串并型分时开关等效电路图

图中Rg即为运算电阻；Ron为分时开关管导通电阻；e_o为送入运放输入端信号。

由于所用运算放大器具有140db左右的开环增益，闭环增益不到20db，具有极强电压并联负反馈，因而R_L基本接近于零。Ron通常为数十欧姆，Roff大于10^8欧姆。Rg选为25千欧。

开关接通时，输出信号为：

$$e_o \doteq \frac{R_L}{Ron + R_{oLn} + Rg} \cdot ei \quad (Roff \ll Ron + R_L),$$

由于Ron的温度不稳定性引起的e_o变化可表示为：

$$\Delta e_o \doteq - \frac{Ron \cdot e_o}{R_L + Ron + Rg} \cdot \left(\frac{\Delta Ron}{Ron}\right)$$

$$\frac{\Delta e_o}{e_o} \doteq - \frac{Ron}{Rg} \cdot \left(\frac{\Delta Ron}{Ron}\right)$$

Ron的温度特性可由下式给出

$$Ron(T)=Ron(T_o)\left(\frac{T}{To}\right)^K$$

式中，T、To为绝对温度；K为常数，对于N沟道硅K为2.5，P沟道硅K为2.7。

由上式，在室温附近30℃范围内，N型硅，每变化1℃ Ron的变化率为0.93%，实际测量值25℃时温度系数为0.6%。

所以25℃时，输出e_o的变化为：

$$\frac{\Delta e_o}{e_o}=-\frac{50}{25K}\times 0.6\%=-1.2\times 10^{-3}\%$$

（设$Ron=50\Omega$）

以温度系数为1%计算，

$$\Delta e_o/e_o=-2\times 10^{-3}\%。$$

开关断开时，由于$R_{on}\ll Rg$，故串联的场效应管的漏极十分接近地电位，而其源极接运放求和点，也基本接近地电位，故漏、源两极基本处于同电位，因而漏源之间的泄漏电流极小（≪1 nA）。

由上分析可见，分时开关的插入，使温度不稳定性本身引起的漂移误差极小，远不致于超过最小分辨电压，只要在运放反馈电阻中进行适当的补偿，并不影响转换器的精度。由于切断了前后各级的直流通路，大大提高了整个装置克服零漂的能力，与此同时，也大大减小了各级间的相互耦合程度，只要整机布线进行合理安排，可有效地消除寄生振荡。

三、开关的选择

为减小由于分时开关的插入而带来的误差，尽量选用导通电阻小的元件，为了尽量减小开关断开时进入求和点的泄漏电流，又必须采用开关电阻大的元件，另外还要考虑开送速度等等。综合以上几个因素，选用N沟道MOS场效应管3DOK—B。作为电流开关它具有50欧姆以下的导通电阻。在通常的使用条件下，泄漏电流＜1 nA，但是在我们的转换器中，由于其源极、漏极和基片都处于地电位，几乎没有泄漏电流。

为了减少给系统带来误差，我们对分时开关的导通电阻进行了精心选择，使之不仅二个管子本身的Ron大致相等，而且与梯形网络的电流开关的导通电阻也相匹配。这样做的目的是便于在运算放大器反馈电阻R_F中进行统一的补偿，以保证各级运算放大器的强益精确地为8倍。

四、实验的结果

各级运算放大器的求和点之前插入串并型电流分时开关以后，A/D转换器的性能获得了显著的改善，这由我们研制的每秒10万次，字长12位的A/D转换器得到了验证。

在未采用这种分时开关之前，为使各个运放由过饱和状态恢复正常工作状态需花费近1 μs的时间，至少我们不得不把转换速度降至7.5万次/秒，才能使装置正常工作。而现在各级总的转换时间才占1 μs。

在未采用分时开关之前，整机零漂现象十分严重，总偏移超过三位，即精度低于千分之四，而将这种开关用进装置后，则完全满足了万分之二的要求，省去了偏移校正网络。只要事先将各级零点进行认真调节，整机在工作过程中，毋须再次调节。寄生振荡现象也得到有效抑制。

尖峰噪声原来达到使放大器进入饱和状态的程度，加进分时开关，并增添补偿电容后，尖峰噪声幅值大大下降，不致影响正常工作。如图7所示。

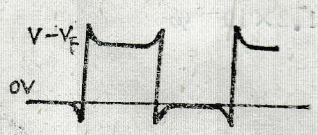


图7 运放实际输出电压波形

实验证明运用这种电流型分时开关对于改善串并型高速高分辨率A/D转换器的性能是很有益处的。

参 考 文 献

〔1〕. H. Schmid《Electronic Analog/Digital Conversions》
VAN NOSTRAND REINHOLD COMPANY, 1970年9月

〔2〕. 戸室晃一《トランジスタ直流増幅器》株式会社，产报 1966年9月12日 P. 104

SUE TIME-SHAREING SWITCH IMPROVED THE CHARACTERISTIC OF THE SERIES-PARALLEL A/D CONVERTER

Shen Guo-guang, Jin Sheng-Jing

(*Chang Chun Institute of Physics,*)

Abstract

This paper described the zeor drift and ther common problems of the usual series-parallel A/D converter, and set forth a scheme to improve the characteristic, in which there are time-shareing switches before every series-parallel stages. The experement results have showed that this mothod is effective. To resolve the contradictionary between speed and precision the A/D converter is framed by inverted-iadder networks to keep the current of inverted-ladder constant, so that reducing a great deal te effect on ladder network's dynamic character caused by parasitic inductance and capacitance in ladder net-

work's resistors.But the switchess top noise can enter into the summation point operational amplifier's through inverted-ladder exerting a serious influence on analog signals.

The curreng switches in time-shareing and inverted-ladder etwork are driven by synchronous signals. Precise adjustmen may reduce the top noise in sammation point. Time-shareing switches can not only prevent the amplifiers to super-saturation but also depress the top noise becouse of the contrary phases of the signols come front two passage. The analog signals, which are sent interruotedly to every amplifiers, which are sent intrruptedly to every amplifiers, are similar chopper so it reduce a lot of the zero drift of whole equipment, it is also effective to increase of converting speed and preventing parasitic osillation.

二次稳压电平移位式高稳定度电源

张曙之　　金圣经

前　言

高速高精度A/D—D/A转换器中的标准电源，不仅要求其精度和稳定度高于转换器本身的精度（至少高五倍到十倍），而且其频率特性也要适应A/D—D/A转换器的转换速度。否则整个转换系统将无法稳定甚至产生振荡。

要研制既满足稳定性又满足频宽特性的精密电源，必须认真考虑产生误差的各种因素并采取相应的措施，我们从分析产生误差的主要因素入手选择并设计了具体电路，研制出精度高于0.005%，频宽大于200KC的标准电源，给出了测量方法和实验结果。

一、电路型式的选择

晶体管稳压电路类型很多，各有特点，就精度和稳定度而言，串联型稳压电路最佳。如下式所示：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\alpha Eo}{\alpha Ei}&=\frac{1}{\mu G\beta}\\ \frac{\alpha Eo}{\alpha Io}&=\frac{Ri+Rc}{\mu G\beta}\\ \frac{\alpha Io}{\alpha Ez}&\fallingdotseq\frac{1}{\beta}\end{aligned}\right\}\cdots\cdots(1)$$

Eo——稳压电路的输出电压
Io ——稳压电路的输出电流
Ei ——稳压电路的输入电压
Ez——基准电压
μ ——调整级放大倍数
G——放大级的放大倍数
β——采样比

由（1）式可知，为了提高稳定度，应设法提高μ、G、β值。对于0.005%的稳定度，用一级稳压是难以实现的。我们采用了串联型二次稳压电平移位（$\beta=1$）式电路。图2表示其方框图。

图2所示的电路有如下关系：

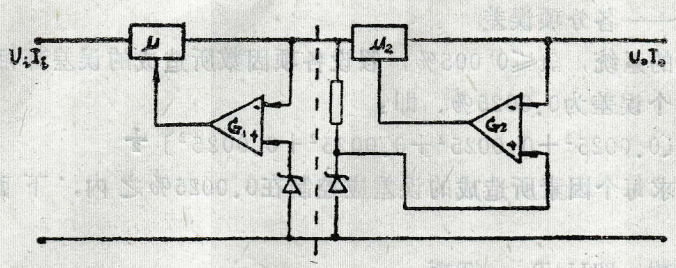


图2　二次稳压电平移位式电路方框图

$$\left.\begin{aligned}&\frac{\alpha Eo}{\alpha Ei}\fallingdotseq\frac{1}{\mu G\beta}=\frac{1}{\mu_1G_1\beta_1}\cdot\frac{1}{\mu_2G_2\beta_2}\\&\frac{\alpha Eo}{\alpha Io}\fallingdotseq\frac{Ri+Rc}{\mu G\beta}=\frac{Ri+Rc_1}{\mu_1G_1\beta_1}\cdot\frac{Ri_2+Rc_2}{\mu_2G_2\beta_2}\\&\frac{\alpha Eo}{\alpha Ez}\fallingdotseq\frac{1}{\beta}\end{aligned}\right\}\cdots\cdots(2)$$

其中$\beta_1\beta_2$分别为一、二次稳压的采样比，Ez—基准电压，

由（2）式可知，对于高稳定度电源，采用二次稳压比一次稳压容易得多。

二、误差分析与电路设计

二次稳压电路中关键是第二次稳压，所以着重分析第二次稳压电路。任何一个参考电压其误差均来自四个方面，可用下式表示：

$$\Delta U_R=\Delta Uzm+Zz\left(\Delta I_L+\frac{\Delta U_A}{R_1+Z_2}\right)+UzTc_2\Delta T\cdots\cdots(3)$$

ΔUzm——规定的标称稳定电压和实际稳定电压之间的差值。

ΔI_L——输出负载电流的变化

Zz ——稳压二极管的动态电阻

ΔU_A ——电源电压的变化

R_1 ——稳压管的负载电阻

Tc_2——稳压管的温度系数

ΔT——对于标称值最大予定的温度变化

（3）式给出的诸项误差均为系统误差，属变差，其概率遵循正态分布规律（如图3所示）即：

（1）愈接近平均数（误差＝0）的概率愈大。

（2）误差的概率范围其平均数对称分布（正负误差的个数几乎相等）。

（3）距离平均值（误差＝0）愈远的概率愈小。

附合正态分布的误差可以用均方根来计算：

$$\zeta t=\left[\zeta st_1^2+\zeta st_2^2+\zeta st_3^2+\zeta st_4^2\right]^{\frac{1}{2}}\cdots\cdots(4)$$

其中ζt——总的误差

$\xi t_1 \sim \xi t_4$——各分项误差

对于我们确定的系统，$\xi t \leqslant 0.005\%$，假设各项因数所造成的误差都相等，而且都是最劣情况下分配的单个误差为0.0025%，即：

$$0.005\% = \left[0.0025^2 + 0.0025^2 + 0.0025^2 + 0.0025^2\right]^{\frac{1}{2}}$$

这就是说，要求每个因素所造成的误差应控制在0.0025%之内，下面就每项误差进行分析。

1．温度的影响，即$UzTc_2 \Delta T$项。

目前温度系数最小的稳压管2DW7C，其稳定电压为6v，温度系数为0.005%，动态电阻Ro=10Ω为了进一步减小温度对稳压二极管的影响，把它置于恒温槽内，保证其内的温度为55℃—50℃之间的某一点，其温度为±0.1℃

$\therefore 0.1℃ \times 0.005/℃ = 0.0005\% < 0.0025\%$

2．电源电压波动引起的误差，即$\frac{\Delta UA}{R+Z_2} Z_2$项。

由于电源的波动，引起稳压管Iz的变化而造成Vz的不稳。采取恒流措施，保证流过稳压管的Iz恒定，从而使Vz恒定。基准电源电路的选择，首先要保证0.0025%精度，其次力求电路简单，经过反复实验，分析，我们选用图4电路，作基准电路，计算值与实测值如下：

ΔUz（ΔU_A＝1%时的计算值）＝0.14mv

输出波动＝0.14mv

$\Delta Uz/Uz$（Uz＝4V）＝0.0025%

实测值＝0.0035%

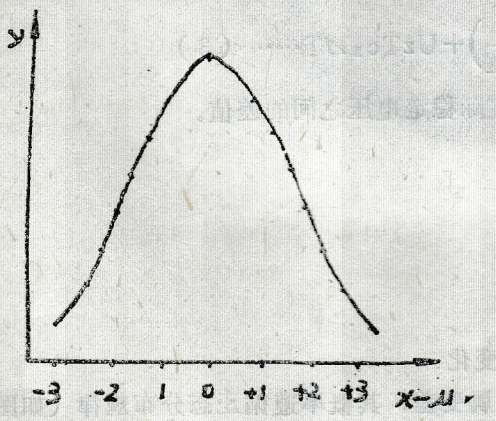


图3　系统误差的概率分布

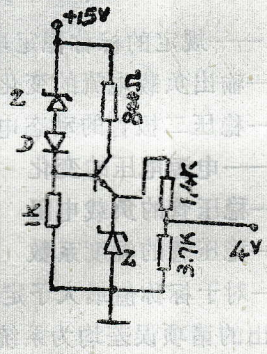


图4　基准电路

3．减小由外负载变动引起的U_R的变化，即$Zz \cdot \Delta I_L$项。

基准电压的稳定度确定后，由公式(1)可知，提高电源稳定度的另一个重要问题是保证误差放大系统的增益足够大，我们作一个简单的比较：

如果取$\beta=0.4$，$\mu=4$，要想得到0.005%的稳定度，$G=1.25\times10^4$；如果$\beta=1$，$\mu=4$，则$G=5\times10^3$就能满足。鉴于上述分析，我们取$\beta=1$。即电平移位式结构。图5表示其方框图。它实际上是一个比例放大器。图6表示其简化图及等效电路，为了简化，我们把运算放

大器当作理想放大器，引进零子和任意子的概念（即$I\Sigma=0$，$V\Sigma=0$，Vo为任意）

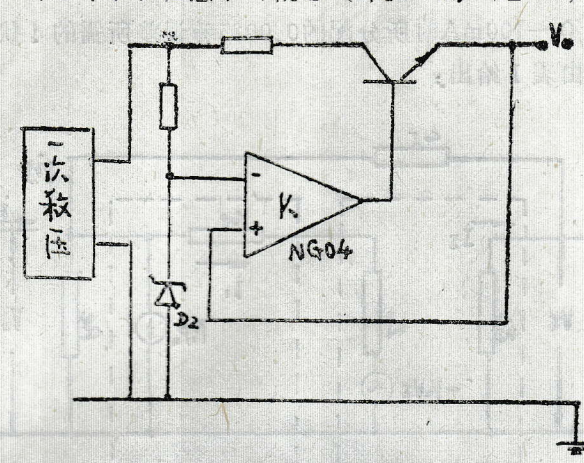


图5　二次稳压方框图

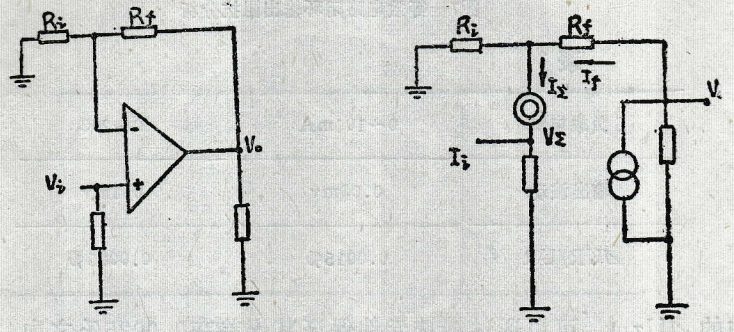


图6　比例放大器及其等效电路

$$\left.\begin{aligned} i_i &= i_f - I\Sigma = Vi/Ri \\ Vo &= i_f \cdot Rf + V\Sigma + Vi = Vi(Rf/Ri+1) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(5)$$

由（5）式可知，只要适当地选择Rf/Ri和Vi（基准），便可得到所需的输出电压。运算放大器（如5G23，NG04等）的开环增益很高（90dB约10万）。同时，它的输入阻抗极高，输出阻抗很低，又可以说是一个很好的阻抗匹配器。为了提高负载能力，采用复合管式射极跟随器作为它的输出级，其输出阻抗为Ro。图7表示其等效电路，闭环输出阻抗Zo为：

$$Zo = \frac{Vo}{i'_o} = \frac{Vo}{i_f + i_{R_e} + (1+\beta_1\beta_2)i_o}$$

$$= \frac{Zo + r_{eb}}{\left(1+\beta_1\beta_2\right)\left(1+Kv\frac{z}{z+zf}\right)} // (Z+Zf) // Re$$

当$\beta_1\beta_2 \gg 1$，$Zf=0$，$Z=R$时

$$Zo = \frac{Zo + r_{be}}{\beta_1\beta_2 Kv} \quad \cdots\cdots (6)$$

5G23的$Zo=400\Omega$，$Kr=8\times10^4$，$r_{be}=2K$

取3DG27，3DG5B的$\beta=5$，

则Zo＝0.002Ω

另一方面，负载电流由0—100mA时所分配的0.0025%误差所需的4伏参考电源的输出阻抗为0.002Ω。实际测量值由表1给出：

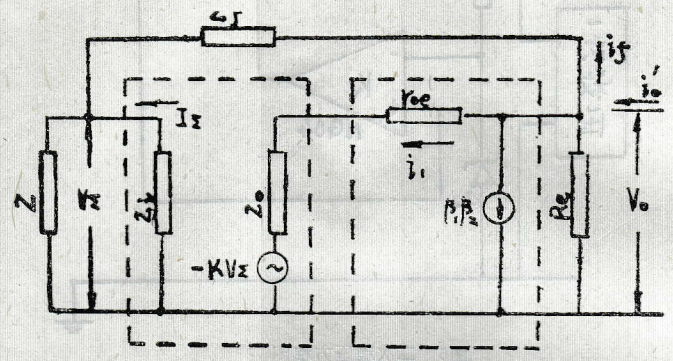


图7　等效电路闭环输出阻抗分析

表1

负载电流	0～100mA	0～200
输出波动	0.06mv	0.1mv
⊿UR/UR	0.0015%	0.0025%

误差公式中的⊿Uzm，可以通过精选元件保证其误差在0.0025%之内。

上述误差分析汇总如下：

$U_zT_{cz}\Delta T$　　0.0005%

$\Delta I_L Z_z$（实测）　　0.0015%

$Z_z\frac{\Delta UA}{R_1+R_2}$（实测）　　0.0035%

ΔU_{zM}　　0.0025%

$$\xi t=\sqrt{(0.0005)^2+(0.0015)^2+(0.0035)^2+(0.0025)^2}$$

$$\doteq 0.003\%<0.005\%$$

诸项误差所造成的总误差在允许范围内。

4．系统的频率响应

精密电源的频率响应必须能保证跟得上A/D—D/A转换器变换速率，否则会影响变换精度甚至使基准电压源产生振荡而不能工作。对于10次/秒的变换器，其频响⊿f≥100KC。

电源的频率响应取决于输出级功率管及激励功率管。对于二次稳压，既要考虑二次输出级晶体管f_T，又要考虑一次输出级晶体管f_T，我们选用了3DD50（f_T>IMC），3DG27（f_T>100Kc）作为一、二级稳压的调整管。而放大级，一般选用小功率晶体管，如果选用运算放大器来代替放大级时，也必须考虑其频响，NG04其闭环率特性（$\beta=1$）大于100Kc。

基于上述分析，最后确定的电路如图8所示。

±15V由一次稳压供给，选用3H—wy$_1$B厚膜稳压块。

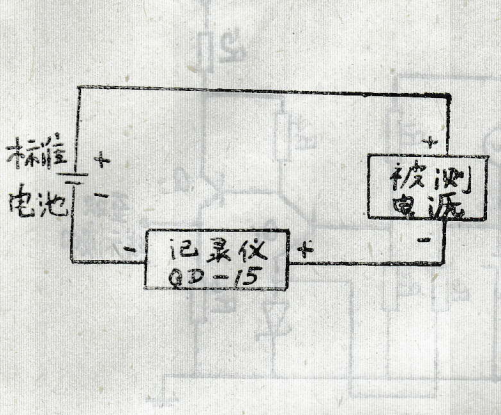


图8　稳定度测量线路

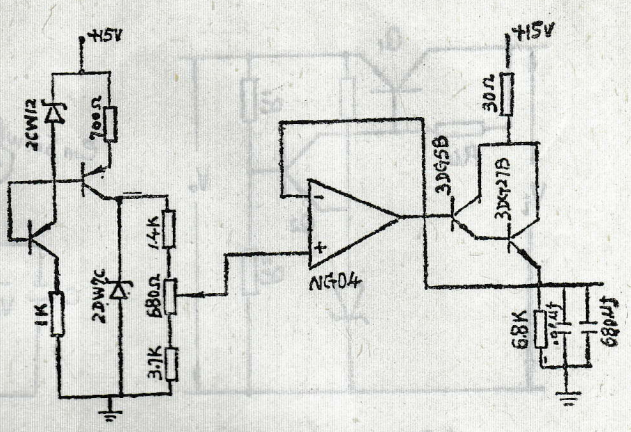


图9　实际的二次稳压电源

四、实验结果

1．稳压度的测量

精度为0.005%以上的4V基准电源，用五位数字式电压表已无法测量。我们用灵敏记录仪测量其稳定度，测试电路如图9所示。

标准电压是五位数字式电压表的标准电池串联取得。QB—15是灵敏记录仪。测量时调整到标准电压和被测电压的差值在2^{mv}之内。表2给出实际测量值。测量结果表明，稳定度高于0.005%

表2　实际测量值

测　量	负载电流 0～200mA	电源变化 220v～240v	时同漂移 9小时
输出波动	0.04mv	0.04mv	0.1mv

2．频率响应的测量

稳压电源的频率特性，可以用计算方法来确定，但由于晶体管和运算放大器的特性指标随工作条件不同差异很大，其计算也很复杂，所以一般都是通过直接测量来确定其频率特性图10表示简单的稳压电路及实际测量频率特性电路

图10（a）中的闭回路，在误差放大器的输入处断开并串接$e_m\sin\omega t$交流信号源。当交流信号频源率改变，使输出的交流相位对输入交流相位旋转180°时电路产生振荡，这一频率就是频宽的上限。

用运算放大器充当误差放大器制成的电源为保证测量时运算放大器对直流仍能处于闭环工作状态，我们选择了如图11所示的测量电路当f=300Kc时，Vi与Vo的相位差为180°，此时即为频宽的上限。

也可用扫频仪（BT_3）测量频率特性，测量结果如图13所示，其频宽为500KC。

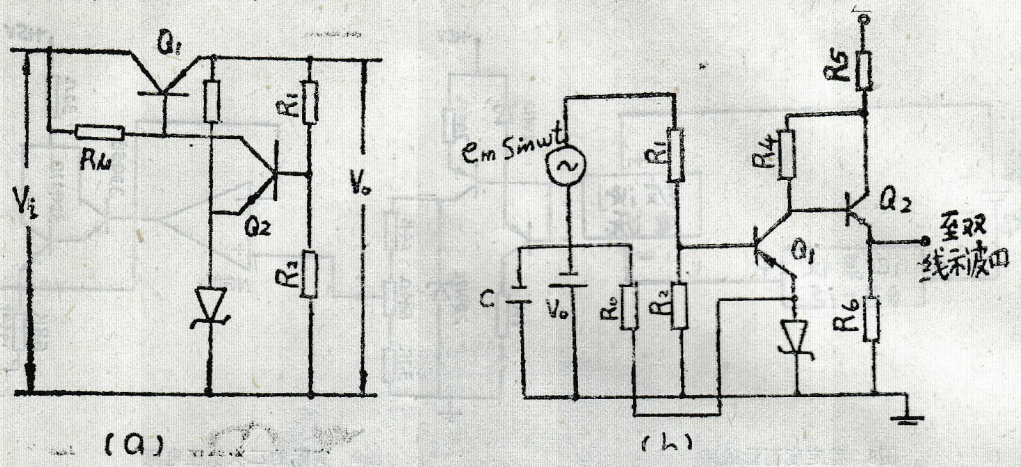


图10　简单的稳压电路（a），频率特性测量图（b）

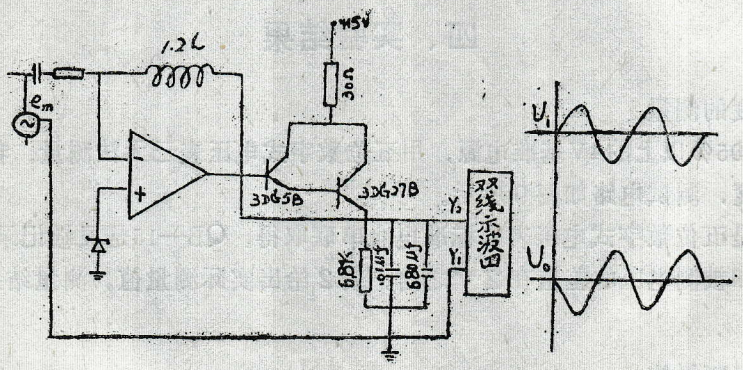


图11　频率特性测量电路（相应比较法）

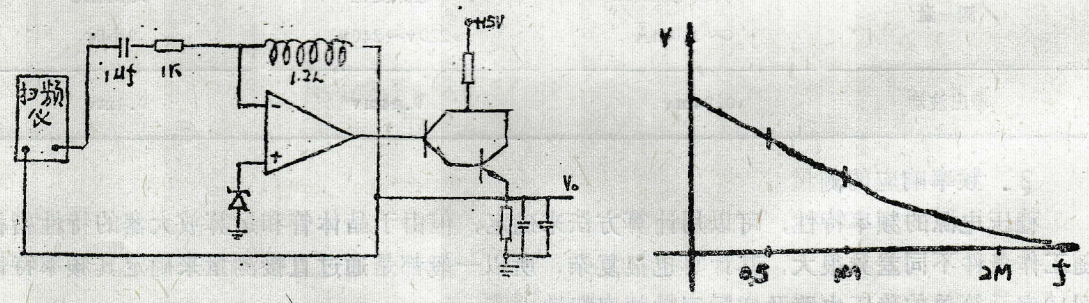


图12　用扫频仪测量频率特性

图13　扫频仪测量频率特性曲线

五、结束语

研制用于高速高精度A/D—D/A转换器的标准电源，不仅考虑它的精度，而且还必须考虑其频率响应。

电源精度超过0.005%，用一般的一次稳压难以达到其精度要求，以采用二次稳压形式

为宜。

影响精度的核心仍是基准电源的稳定度和误差放大器的增益，应以这二方面考虑提高精度。

为了避免外界的干扰，绕制电源变压器时应采取初次级隔离手段。并且充分注意电路的布线和引线。特别要注意输出端的地线。

参 考 文 献

〔1〕狄倍浩　电子技术VdV13（1971，11）No 12 P81

〔2〕模数与数模转换技术　科学出版社1972，11

〔3〕长谷川治郎“定电压装置设计ハンドブツグ”P260　日刊工业新闻社

SECONDARY STEADY VOLTAGE POTENTIAL SHIFT MODEL HIGH STEADINESS SOURCE

Zhang Shu-Zhi, Jin Sheng-Jing

(*Chang Chun Institute of Physics,*)

Abstract

This paper descrides secondary steady valtage potentiol shift model high steadiness precision source. It is used as the standard source of high speed high accuracy A/D-D/A convertor.

For the source that its precision is more than 0.005%. Secondary steady voltage is used instead of the general steady voltage. This paper discuss the circuits of secondary steady valtage mainly. It influonce precision that the steadiness of standard source and the gain of error amplifier. So the steadiness of standard source mustbe maintained, and the gain of error amplifier is increased as far as possible. First, this paper procced from discuss errors that influence the steadiness of system, and point out these errors are system's errors. They belong to chang-error. Their possibility are normal state distribution. When the sum error is small than the allowable sum error, the superior-limit of errors is decided by calculating average square root.

According to the limits, every circuits are analysed, sqecially, standard source and error amplifier are analysed in detail. So that the secondary steady yoltage's circuit is decided.

The papeer aiso discuss system target-steadiness,the measurement's method of frepuency response characteristic and present the measurement conditions and cicuits. Thesystem's steadiness $\geqslant$0.005%, frequency response characteristic $\geqslant$300 khz. so the source is suitable to the system that the word length is 12 bit, the resolution is 1 mv, the relative accuracy less than 0.025%, and the rate !s 100.000 sec^{-1} A/D-D/A converter.

快速高精度采样—保持器

刘 天 夫

（长春物理所）

一、前　言

快速高精度采样—保持器是比较复杂的装置。目前大多由分立元件组成。采样—保持器在A/D变换及模拟控制系统中起着十分重要的作用，它担负着各种模拟量与数字信号之间的翻译工作。

模拟信号通过采样—保持电路，在采样脉冲作用下，对信号快速采样。采样脉冲过后，将信号保持在原有电平上，直到下一个采样脉冲到来，在保持期间，完成A/D变换。

采样脉冲宽度的选择，主要取决于电路本身的动态反应速度，以及系统对采样精度的要求。一般不宜选得太窄。在我们电路中，采样脉冲宽度选2.3μs。该电路应用在“太阳磁场望远镜”A/D变换系统中，变换速度为1×10^5次/秒。由此规定电路保持时间10μs左右。

二、采样—保持器实际指标

1．　相位特性

输入信号与输出信号相位差值＜8°。

2．　采样速度

当采样脉冲宽度为1μs时，存储器（3000PF）电压可达输入信号电压幅值90%以上。

3．　采样脉冲宽度的选择

本机器采样脉冲宽度选为2.3μs（$>8\tau$）

4．　开环增益

开环增益为4×10^6左右。

5．　闭环增益

闭环增益等于1倍。

6．　保持精度

保持10μs时，精度不劣于0.007%～0.009%。

三、电路主要参数测试、分析与计算

1．　概述

采样—保持器方框图如图1所示。当加到开关的数字控制信号D是低电平时，模拟信号V_A就通过串通开关与存储器相连。电路中存储介质是3000PF聚四氟乙烯电容，在这种情况下，存

储介质两端的电压V_B'大小随模拟信号V_A而变。当D为高电平时，开关断开，而且电压V_B'保持在开关断开时V_A值不变。其数学式表示如下：

如果D＝0，　$V_B(t)=V_A(t)$；

如果D＝1，　$V_B(t)=V_A(t_0)$；

式中t_0是D从低电平“0”变到高电平“1”那一时刻。

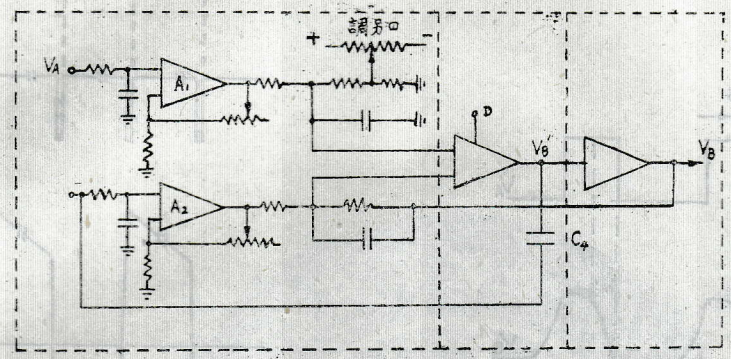


图1　采样—保持四方框图

目前，比较简单的采样—保持电路典型工作过程大致可以分为两类：一类是存储介质放在正向缓冲放大器前面，信号不经过放大器而直接通过开关对存储介质充电，所以有短的“捕获”时间的优点。其电路框图如图2a所示。另一类电路的特点是存储器通过放大器后，做为负反馈系统接入输入端。其优点是这种采样—保持电路的输入阻抗的变化较小。其电路框图如图2b所示。

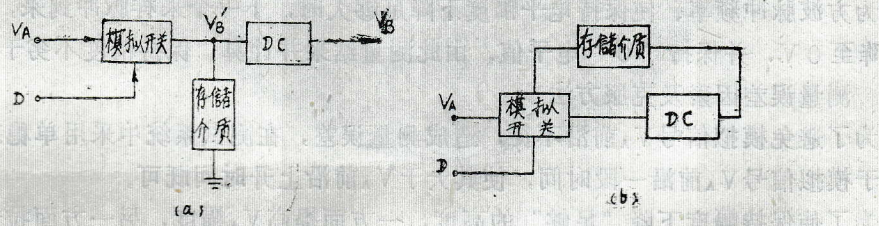


图2. 采样—保器典型电路方框图

在我们的电路中，采用了这两类电路的优点。A_1、A_2运算放大器，提高了输入阻抗，从而提高了运算放大器的精度。同时，电路采用了较深的电压串联负反馈，减少了采样—保持电路的输入阻抗变化，提高了电路的运算稳定性。由Q_7PNP管与Q_8NPN管组成的复合充放电回路，正向导通电阻很低。跟踪速度主要取决于电路的充放电时间常数τ，$\tau=R\cdot C$；$R=(R_s+R_{ON})$，其中Rs是信号源内阻，R_{ON}是开关的导通电阻。由实验测得存储器上升或下降到输入幅值90%以上，需要的时间为1μs。为了保证采样精度，采样脉宽选2.3μs。（$>8\tau$）

末级输出器由NPN管和PNP管组成的复合互补型射随器，输出阻抗低、负载能力强。

2．采样速度和保持精度的测量

采样速度的测量波形如图3所示。输入信号V_A由标准脉冲源产生，前后沿小于20ns，

幅度为4 V。此时控制端D接“0”V指令，输出波形V_B。测量结果，存储器电压充电到90%以上所需要的时间为1 μs。

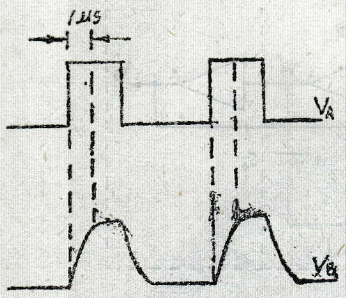


图3. 采样速度测量波形

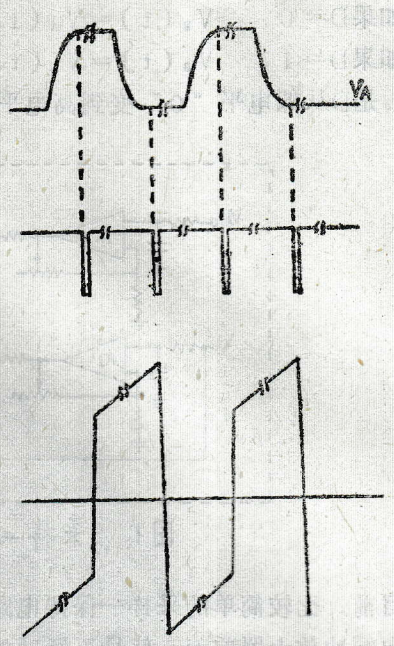


图4. 保持精度测量波形

保持精度的测量波形如图4所示。输入信号V_A是0～12V方波脉冲。采样脉冲D应这样选取：当V_A前沿已经上升到12V时，开始来采样脉冲信号D。采样后保持电平为12V，保持时间为方波脉冲频率、使保持电平幅度下降足够大时，下一个采样脉冲到来，采样后V_B由12V降至0V，并保持“0”电平值。由此测量结果并计算，保持精度不劣于0.007%。

3. 测量误差因素及克服方法

为了避免模拟信号V_A前沿不徒，造成测量误差，在测试系统中采用单稳态将采样脉冲滞后于模拟信号V_A前沿一段时间，使其大于V_A前沿上升时间既可。

为了使保持幅度下降“足够”的高度，一方面提高V_A幅度，另一方面拉长保持时间，使其扩展原保持时间的10^5倍左右，测试系统采用连续可调电路。

此外，有些误差因素，在我们实际工作条件下从属次要地位，例如频率高时，存储电容存在着漏电感，也影响采样—保持器的精度。另一方面，由于采样—保持器是将幅度连续变化的输入信号，变成幅度不连续的阶跃电平，即所谓“量化处理”，而量化本身则完全是非线性的，量化系统带来的误差影响也是比较复杂的。

4. 采样速度和保持精度的理论计算

采样速度的计算方法，首先应考虑影响采样精度的因素。文献记载及理论推导，当采样脉冲宽度$T \geqslant 8\tau$时，采样精度可达0.01～0.05%。因此，我们只需研究存储器部份充放电回路τ值的计算方法。在采样—保持电路中，我们假设某一时刻采样脉冲作用期间，Q_7导通并对C_4存储电容充电。此时$U_{Q5sc}\downarrow \rightarrow Ib_{Q7}\uparrow \rightarrow U_{Q7sc}\downarrow$；另一方面，分压电阻$R_{24}$及$R_{28}$使$Q_{10}$基极电位不变。而$U_{Q7sc}\downarrow \rightarrow U_{Q10b}\uparrow \rightarrow Ib_{Q10}\downarrow \rightarrow Ie_{Q10}\uparrow$；因此，由于$Q_{10}$的作用，

更加加快了C_4充电过程。下面我们定量计算一下此时的充电时间常数τ值，其等效电路如图5所示。因$\tau=R\cdot C$；R为从A点看进去的等效电阻，C=3000PF。图中R_1为由Q_5及Q_7所组成电路的等效阻抗，由等效电路算出$R_1\doteq 32\Omega$。将电路进一步简化，经计算后得：

$$R=32+\frac{R_{24}//R_{23}+r_b+(\beta+1)\frac{26}{Ie_{Q10}}}{\beta_{Q10}}$$

$$=50.3\Omega$$

其中$I_{eQ10}=I_{eQ7}-I_{R17}=10.6mA$。时间常数$\tau=R\cdot C=0.15\mu s$，而$8\tau=1.2\mu s$。实际电路中，采样脉冲宽度取2.3μs，因此采样脉冲精度足以保证在0.01%。定量计算结果和实际测量结果完全吻合。

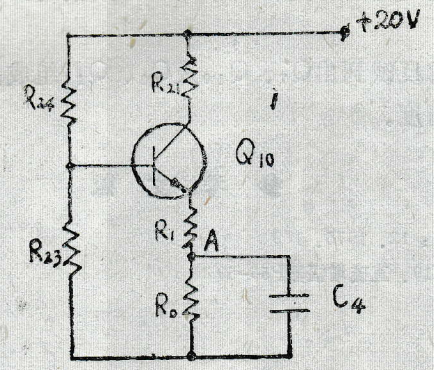


图5. 计算阈值等效电路

保持精度的计算方法，首先应考虑在保持期间，存储器C_4有两条泄漏电荷的途径。并计算出保持期间电压泄漏幅值，求出相对保持精度。保持期间，泄漏电荷的途径，一条由+20V正电源开始，经R_{17}、Q_7（包括R_{21}、Q_{10}）分两路，一路向存储器C_4充电，另一路通过Q_8、R_{20}、R_{19}（包括R_{22}、Q_{11}）到负电源－20V。

另外一条途径是存储器C_4向绝缘栅场效应管Q_{12}栅极泄漏电荷。显然，第一条泄漏途径，主要是由于晶体三极管存在着反向漏电流，其影响不可忽略。Q_7漏电流的方向是自+20V电源，通过R_{17}、Q_7（R_{21}、Q_{10}）流出并分成两路，一部份对存储器C_4充电，另一部份通过Q_8、R_{20}到负电源。第二条泄漏途径，对保持精度的影响比起第一条途径可以忽略不计。这是由于Q_{12}绝缘栅场效应管的输入阻抗极高$10^8\Omega$以上，因此C_4对Q_{12}栅极泄漏电荷很小。也就是说影响保持精度的主要途径是第一条通路。

存储器C_4接在由$R_{17}+R_{18}+Q_7$与$R_{19}+R_{20}+Q_8$组成的分压器之间，保持期间对C_4充电电流可由下式确定：

$$Ic_{4充}=Iceo_{Q10}+Ieco_{Q7}+Ibco_{Q7}-Iceo_{Q8}$$

因此，保持期间存储器C_4电压变化量可由下式确定：

$$\Delta Uc_4=\frac{\Delta Qc_4}{c_4}=\frac{Ic_{4充}\times t_o}{C_4}$$

式中t_o为保持时间。查三极管特性参数，经计算得相对保持精度不劣于0.009%，和实际测

量结果基本一致。

四、结　　语

为了提高输入阻抗，保证精度，第一级应采用场效管差分对。由于场效应管噪声系数小，具有零温度系数等特点，用在第一级能提高正机电路的性能。调正时，应尽量将第一级静态工作电流调得小些，进一步压低噪声的影响。同时调正场效应管，使其工作在“零温度系数”点附近，提高电路的温度稳定性。

存储介质电容的选择，应选择损耗小、漏电少，电容值稳定的优质电容，我们选用聚四氟乙烯3000PF电容。

为了减少环境温度变化对电路稳定性的影响，用紫铜均温槽将第一级第二级差分对管封闭起来。

由于电源的波动，能够反映到由Q_7、Q_{10}及Q_8、Q_{11}组成的射随电路中，因此采样—保持器的电源应保证一定的精度。

参 考 文 献

〔1〕蒲生良治　トランジスタ技术：12．1975．169

〔2〕卢室晃一、电子科学シリーズ19．直硫增幅器P56-59

A QUICK AND HIGH PRECISION SAMPL-HOLDER

Liu Tian-Fu

(*Chang Chun Institute of physics,*)

Abstract

This paper describes the performance and structure of a puick and high precision sampl-hold circuit. The circuit is mainly constructed by individual components. Valtage analoge signal is processed into digital signal in it, and its last stage is power output stage. So the circuit can be directly used in measurement, autocontrol, A/D conversion systems.

The frequency band of the circuit isn't small than 50 mhz. when sample time is 1 μs, it precision will be higher 0.05%. Because CMOS difference components are used in the cicuit, its hold-precision can reach higher than 0.005%.

A/D变换器的误差校正系统

郭洪德　　李永

（长春物理研究所）

一、引　言

A/D变换器的总精度主要取决于电压比较器的精度，标准电压的精度、放大器和模拟开关的偏移以及电阻比例容差等因素。在太阳磁场望远镜电视接收系统中，为能分辨太阳磁场2″以及10个高斯的变化，要求A/D变换器的速度为每秒10万次，精度12位，最大模拟输入信号为4V。按照这一指标，就要求上述影响总精度的各个部分，其误差累计之和（折合到输入端应小于$4V \div 2^{12} = 0.97mv$。而目前国内创造的电压比较器高档产品如BG307C，其失调电压也在2mv左右，因此如不采取措施，则仅由于比较器本身的误差就使总精度无法实现。为解决这一问题，我们采用了误差校正技术。误差校正技术彻底地解决了由于比较器所造成的误差问题，使我们可以用低档的电压比较器做成高精度的A/D变换器，同时也带来了其它的一些好处，如降低了对采样保持电路上升时间的要求等等。

二、工作原理

设变换器一个级的输入为V_i，输出为V_{i+1}。在A/D与D/A转换器两者都是精密的条件下，其输出按锯齿电压从零到+4伏增长。如果比较器有误差，而仅仅是D/A转换器精确，则锯齿电压波就能超过+4伏或者变成负的，但是数字输出的等效电压与$^1/_8$锯齿电压（因为运算放大器是乘以8倍）幅度之和仍然等于输入电压。若在A/D变换器中某一比较器有±0.0625V的比较失误，则输出信号$V_{i+1}=8(V_i-V_F)$的误差就可达0.5伏之多，（V_F作为D/A变换器的输出电压）。因为在比较电平上的误差等效于在输入电压上的误差，所以，如果发现V_{i+1}比+4伏更正或为负值，这分别表示三位A/D转换器中的电压比较器比较得不是太高就是太低。

为了说明这一点，让我们看两个具体例子：

1．假设$V_i=3.05$伏，参考电压$V_R=4$伏，比较器cp_6的转换电平为3.06伏，于是A/D转换器的输出是$X_p=101$，V_F为2.5伏，$V_{i+1}=8\times(3.05-2.5)=4.4$伏。如果比较器没有误差，其转换电平应为3伏，A/D转换器的正确输出应该是$X_p=110$。因此，在$V_{i+}>4$伏的情况下，表示三位A/D转换器的输出低了一个单位增量。

2．假设$V_i=2.95$伏，$V_R=4$伏，比较器cp_6的转换电平为2.94伏，于是三位A/D转换器的输出是$X_p=110$，V_F变成3伏，$V_{i+1}=8\times(2.95-3)=-0.4$伏。如果比较器是精确的，那么三位A/D转换器的输出应是$X_p=101$。所以，在$V_{i+1}<0$伏的情况下，表示三位A/D转换器的输出高了一个单位增量。

显然，在上述两种情况中，都应校正比较器的误差。我们用两个附加的比较器，其中之一用来检测当V_{i+1}大于＋4伏的情况，而另一个则用来检测当V_{i+1}小于0伏的情况。将三位A/D转换器的输出送入加法器，用检测出来的误差信号来增加或减少三位A/D转换器的输出，即在加法器中加1或减1，从而校正了由于比较器所造成的误差，同时在模拟通道中也由误差信号做相应的增加或减小0.5伏的处理。

三、约束条件和时间分配

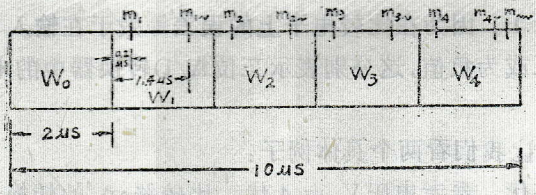
根据总体指标精度为12位，速度为10万次，采用部分级联式A/D变换器。考虑到取样保持电路及运算放大器能做到的指标及所用设备量的情况，选定每级为三位，共四级相串联，即三并四串的部分级联式A/D转换器。

因为每秒变换10万次，所以每次变换时间为10μs。根据采样保持器上升至99.9%以上所需时间为2.3μs，故分配给采样保持时间为2μs，之所以在2μs后即可开始变换，是因为在加了误差校正之后，采样保持器只要在8μs之内能达到99.99%，即能保证总精度。由取样上升时间所造成的误差，完全可以由误差校正给以改正。

剩下的8μs时间分配给变换器。变换器为四级串联，故每一级时间为2微秒。在每一级变换中需要两个接收脉冲，第一个接收脉冲是将相应级的三位编码的数字信号送到相应的中间寄存器和加法器中去。这个脉冲的时间选定取决于比较器的时间延迟和三位编码的时间延迟，每三位编码最多通过四级门，每级门延迟20ns，比较器翻转延迟小于60ns，所以第一脉冲的时间延迟应选为20×4＋60＝140ns之后，取200ns，脉冲宽度200ns。

第二个接收脉冲m~是用来将校正过的数据存入中间寄存器的，因此它的时间选取应在第一脉冲之后，再加上12位加法器的最长加法时间，同时要考虑控制门的时间延迟。加法器和控制门最多不超过15级，每门延迟40ns，故为40×15＝600ns，再考虑留出一定余量，故选在第一脉冲结束后1μs，脉冲宽度200ns。

总上所述，可以画出每次变换的操作时间表如下：



A/D变换器操作时间表

上表中W表示电位，m表示脉冲，脚标~表示延迟。其中W_0为采样保持上升时间，W_1—W_4分别为四级变换时间。各脉冲的功用如下：

m_1：将第一级的变换结果送入寄存器和加法器的最高三位中去。

m_2：如第一级变换不出错，则将本级变换的结果存入相对应的三位寄存器和加法器中；如第一级变换有错误，则此脉冲被封住。

m_2~：如第一级变换有错，则误差信号送入加法器中，在加法器中形成前六位的正确数

据，由m_2~脉冲将正确的数据接收到寄存器中。如果第一级变换没有出错，则m_2~脉冲被封住。

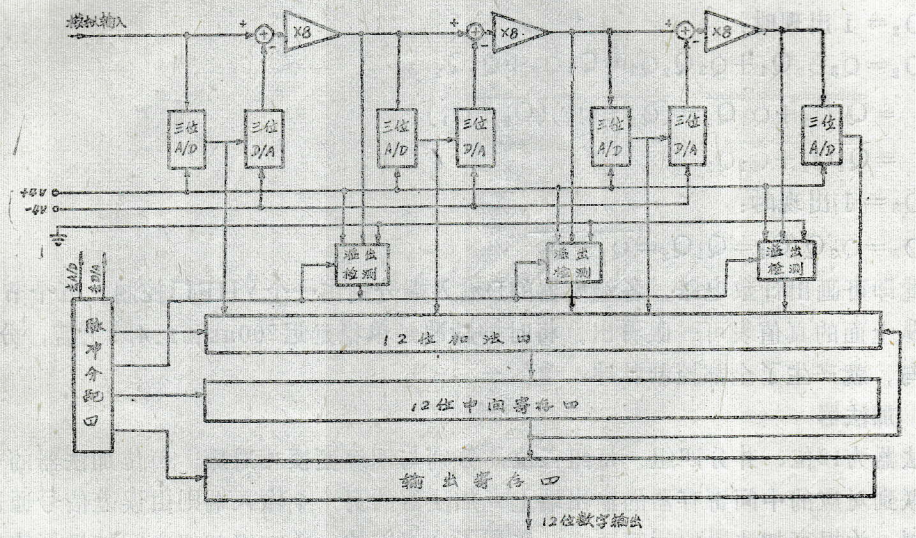
m_3：此时的误差信号将检测出第二级变换是否出错，如未出错，则将本级的变换结果由m_3脉冲送入对应的寄存器和加法器中。如出错，则封住此脉冲，将误差信号送入加法器，对以前的变换结果进行修正，同时形成本级变换的正确结果。

m_3~：如第二级变换没有出错，则此脉冲被封住；如第二级变换有错误，则由此脉冲将正确的结果接收到寄存器中。

m_4：此时如果第三级变换不出错误，这个脉冲就将本级变换结果存入寄存器中；如第三级变换有错，则将误差信号送入加法器中对前三级变换结果进行修正，同时形成本级变换的正确结果。

m_4~此脉冲将校正后的数据接收到寄存器中。

$m_{\sim\sim}$：此脉冲将中间寄存器中每次变换后的正确数据接收到输出寄存器中，便于计算机随时取数。



误差校正框图

四、逻辑设计

整个校验系统由脉冲分配器、加法器，中间寄存器，输出寄存器以及控制门电路组成。

1．脉冲分配器

脉冲分配器提供A/D变换器工作所需要的全部控制电位和脉冲。

它是由三个D触发器采用逻辑门计数法来进行设计的，这种设计方法是每来一个计数脉冲时，计数器的各位触发器的信号是“1”还是“0”，是靠逻辑关系决定的。

这里三位触发器C_3—C_1，最初$Q_3=Q_2=Q_1=0$，这时我们希望D_3—D_1上有信号001，这样计数脉冲一来（同时加在C_3—C_1的cp上）Q_3—Q_1就变成了001，当Q_3—Q_1为001时，我们希望D_3—D_1上有010，这样计数脉冲一来Q_3—Q_1就变成了010，……，当Q_3—Q_1为

100时，此时已够五个节拍，因此我们希望D_3—D_1上为000，这样即可重复这五个节拍过程。我们可以列出Q_3—Q_1与D_3—D_1的逻辑关系如下表所示：

真值表

Q_3	Q_3	Q_1	C_3	D_2	D_1	
0	0	0	0	0	1	W_0
0	0	1	0	1	0	W_1
0	1	0	0	1	1	W_2
0	1	1	1	0	0	W_2
1	0	0	0	0	0	W_4

根据上面的真值表可以写出如下的逻辑关系式，并用布尔代数化简，有

$D_1=1$ 时：

$$D_1=\bar{Q}_3\bar{Q}_2\bar{Q}_1+Q_3Q_2\bar{Q}_1=\bar{Q}_1\bar{Q}_3=\overline{Q_1+Q_3}$$

$D_2=1$ 出现时：

$$D_2=\bar{Q}_3\bar{Q}_2Q_1+\bar{Q}_3Q_2\bar{Q}_1=Q_1\bar{Q}_2+\bar{Q}_1Q_2$$

$$=\overline{\overline{Q_1\bar{Q}_2+Q_1\bar{Q}_2}}=(\overline{Q_2+Q_1})(\overline{Q_2+\bar{Q}_1})$$

$$=\overline{Q_1Q_2+\bar{Q}_1\bar{Q}_2}$$

$D_3=1$ 出现时：

$$D_3=\bar{Q}_3Q_2Q_1=Q_1Q_2=\overline{\bar{Q}_1+\bar{Q}_2}$$

由此即可画出计数电路。各触发器的D输入端分别由一个YHF门控制。五个节拍电位的译码从上面的真值表可一眼看出。将时钟脉冲经单稳延迟200ns和1.4μs之后，分别与各电位相与，就产生了全部控制脉冲。

2．加法器

加法器为12位，并分四组，每组三位，分别与四级变换相对应。每位加法器的一个输入端分别联到对应的中间寄存器的输出端上，加法器的另一个输入端则由误差信号通过控制门电路控制。为提高加法器的运算速度，采用了分组进位，并在组与组之间加设了快速进位通道，这样就使进位信号在小组之内以及组与组之间都能并行传送，使得各位加法器能同时并行工作。12位加法器做一次加法的最长时间小于400ns。

3．中间寄存器

由12位D触发器组成，分为四组，每组三位，分别与12位加法器对应。它的作用是存放各级变换的初始结果以及逐级被校正后的结果。每个触发器均有两个输入，一个是接收本级变换数据的入口，另一个是接收被校正后的数据入口。

我们假定比较器的失调电压小于±0.62mv，（这是极易实现的，因为一般低档的比较器其失调电压也小于±30mv），那么由于这一误差经运放乘以8倍以后，折算到下一级为0.062×8=0.496伏，即小于下一级的一个单位增量0.5伏。此外，我们应注意到前级的一个单位增量等于下一级的八个单位增量。

据此我们来看本寄存器的工作：第一级变换产生三位数字信号，被接收到寄存器中的最

高三位中去，同时也被送入加法器，在第二级变换时，若两个溢出比较器均无信号，则说明第一级的变换结果是正确的，不予纠正，而将第二级的变换结果存入此寄存器中。如果溢出比较器给出大于4伏的信号，则表示第一级变换少了一个单位增量，这时用此误差信号去给第一级变换结果加1（相当于本级的8个单位增量），同时将本级的变换结果改为000，（此时本级的编码必为111，故此需予纠正）存入寄存器。如果溢出比较器给出负值，则表示前级变换多记了一个单位增量，这时此误差信号一方面去给前级变换结果减1（相当本级八个单位增量），同时将本级变换结果修正为111，（此时本级的变换结果为000，故需修正）。第三级与第四级的变换经过系重复上述过程，不再赘述。

4．输出寄存器

在每次变换中，中间寄存器的内容只有在第四级的校正过程结束之后，才可认定其整个内容是可靠的，而在此之前则不一定可靠，因此在一次变换的校正结束之后，将中间寄存器的内容取入输出寄存器，以便计算机可随时取得正确的变换结果，它由12个D触发器组成。

五、结束语

通过中速高精度A/D变换器的设计和调试，证明了误差校正技术的采用彻底地解决了由于比较器所造成的误差，对整个模数转换器高精度的实现做出了贡献。

THE CORRECTING-ERROR SYSTEM OF A A/D CONVERTOR

Guo Hong-de, Li Yong

(Chang chun Institute of physics,)

Abstract

There are severe standards for the drifts of voltage comparator, standard voltage, ampliter and analog swith when we use a A/D comvertor with 4 V maximum analog input and 12 bit accurracy. If we neglect other errors, the error of comparator must small than 4V/10=0.97mV. There for we had to use a correcting-error method. For a part-serise A/D convertor, the next stage's positive-negative spill signal is used as correcting-error signal. Soppose the every stage's output is 3 bit, the clvift-voltage of comparator must be small than 0.5V/2=62.5mV. So thecomparators with drift voltage small than 62.5 mV can be used. This paper describes the correcting error system of a A/D convertor which has three parallel and four series stage. The paper also presents the diagram of system, the design of practical word-order and the logicdesign.

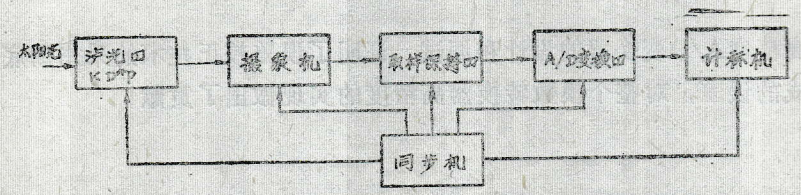
太阳磁场望远镜电视接收系统的同步控制

郭洪德　　李永

（长春物理研究所）

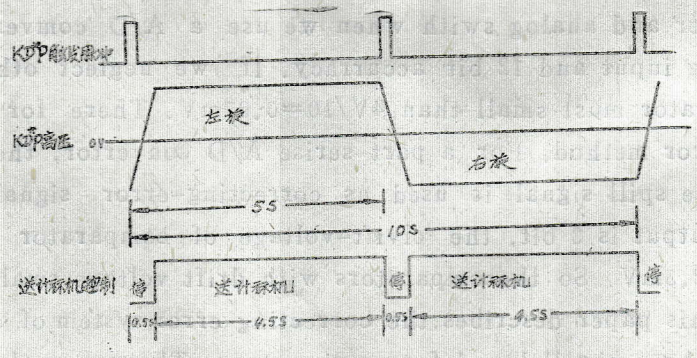
一、前　言

太阳磁场望远镜电视接收系统由滤光器、摄象机、取样保持器、A/D变换器、计算机等所组成，为了保证系统各个部分协调一致地工作，就需要有一个同步机来产生一系列控制信号，使各部分按我们的要求工作。整个电视接收系统的框图如下：



图一　电视接收系统框图

太阳磁场望远镜电视接收系统要求能分辨太阳磁场10高斯变化，即整个系统的信噪比为76dB，为了减轻对摄象机信噪比提出苛刻的要求，采用在计算机中将信号多次累加的办法来提高信噪比。这样每个观测周期（即一幅磁图的时间定为10秒。在每个观测周期中，滤光器中的KD*P晶体被加上5秒钟正的脉冲高压和5秒负的脉冲高压，以产生左旋偏振光和右旋偏振光各5秒。考虑到KD*P晶体所加的脉冲高压在电压极性转换时所测得的数据是不正确的，因此在KD*P电压极性转换期间的数据不送往计算机处理。在一个观测周期内的时间关系如图二所示。



图二　一个观测周期的时间分配

观测方式有连续和单次两种，主要取决于计算机的速度和容量。如果计算机的运算速度

高，存贮容量大，则可进行连续观测，否则采用单次工作方式。

二、摄象机的扫描控制

根据电视接收系统的总体要求，摄象机摄取的每幅图象为太阳象的3′×4′，整个系统的空间分辨率为2″，因此一幅图象每行上的象素为4×60″÷2″=120点，每幅图象应有3×60″÷2″=90行，每幅图象共有10800个点。考虑到A/D转换器的速度为每秒10万次，即每秒钟可变换10万个点，为充分利用A/D变换器的速度，所以每秒钟扫8幅图象，即场扫描频率为8 Hz。摄象机为逐行扫描的慢扫描制式。这样，每幅图象的时间为125毫秒，场消隐信号取为10行的时间，每行扫描的时间为

$$125\text{ms}\div(90+10)=1.25\text{ms}$$

即行扫描频率为800Hz。在每一行中有120个变换点，由于A/D变换速度为每秒10万次，变换一个点需时间10微秒，因此每行正程扫描时间为

$$10\mu\text{s}\times 120=1.2\text{ms}$$

每行的行消隐时间为

$$1.25\text{ms}-1.2\text{ms}=50\mu\text{s}$$

行同步取在行消隐信号期间，脉冲宽度为30微秒，场同步信号取在场消隐信号期间，脉冲宽度为3.75毫秒。行同步信号经行扫描电路形成锯齿波加到摄象管的行偏转线圈上，场同步信号经场扫描电路加到场偏转线圈上。行消隐和场消隐信号相加后，经放大加到摄象管的阴极上。一幅图象的时间分配如图三所示。

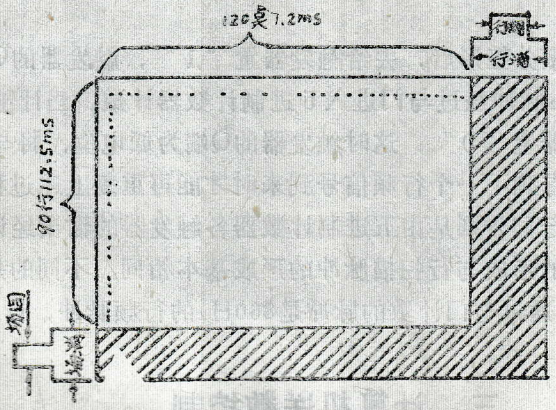


图3 一幅图象的时间分配

图中所示阴影区域为复合消隐时间。

关于同步机主振频率的选取，一般来讲应选取所需同步控制的各部分中要求频率最高的。若仅从摄象机的控制来说，最高频率为100KHz，但A/D变换器是采用三并四串的部分级联式工作的，在10微秒一次的变换中要分成五个节拍工作，所以同步机的主振频率选为1 MHz。

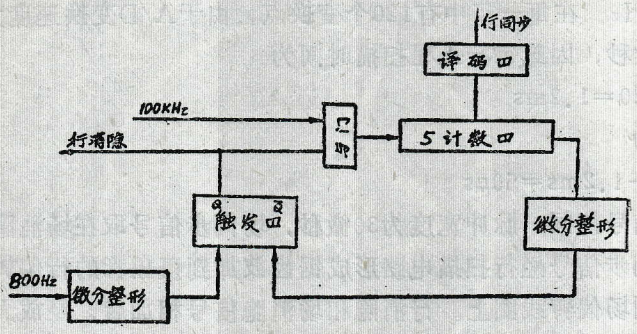
在摄象机扫描控制信号形成的电路设计中，采用单稳电路是不允许的。这是因为我们的

扫描制式是慢扫描，使用单稳必然需要延迟比较长的时间，而单稳的稳定度很低，会造成很大的误差。我们举一例来说明，设用单稳来产生场消隐信号12.5毫秒，单稳的稳定度为1%，误差为

$$12.5ms \times 1\% = 125\mu s$$

我们每10微秒变换一个点，这就是说，在一幅图象中将减少7个或增加7个点，因此使得各场图象中的点不能一一对应，所以使用单稳的方案在我们这里是不能用的。单稳电路只能用在对时间的要求不是很准确的，且延迟时间短的场合。我们是采用计数的办法来产生摄象机所要求的控制信号的。1 MHz的主振脉冲经分频电路，产生出100KHz、800Hz和8Hz的信号。其中100KHz用作向计算机送数的同步脉冲，800Hz信号为行频信号，8Hz为场频信号。

行同步和行消隐的产生电路见图四。



图四 行同步和行消隐形成电路

800Hz的行频信号经微分整形后，去给触发器置“1”，触发器的Q端输出一个高电位将与门打开，这时100KHz脉冲经过与门进入5进制计数器计数。当计够五个脉冲后，经过微分和整形电路去给触发器置“0”，这时触发器的Q端为低电位，将与门封住，使100KHz脉冲不能进入计数器，只有到下一个行频信号到来时才能再重复上述过程。触发器的输出50微秒，作为行消隐信号，行同步则是由五进制计数器各触发器的输出经译码得到的。

场同步和场消隐脉冲的形成与行扫描脉冲的形成基本相同，不同的是触发器的置“1”信号是8Hz的场频信号，通过与门计数的脉冲是800Hz的行频脉冲，计数器是十计数器。

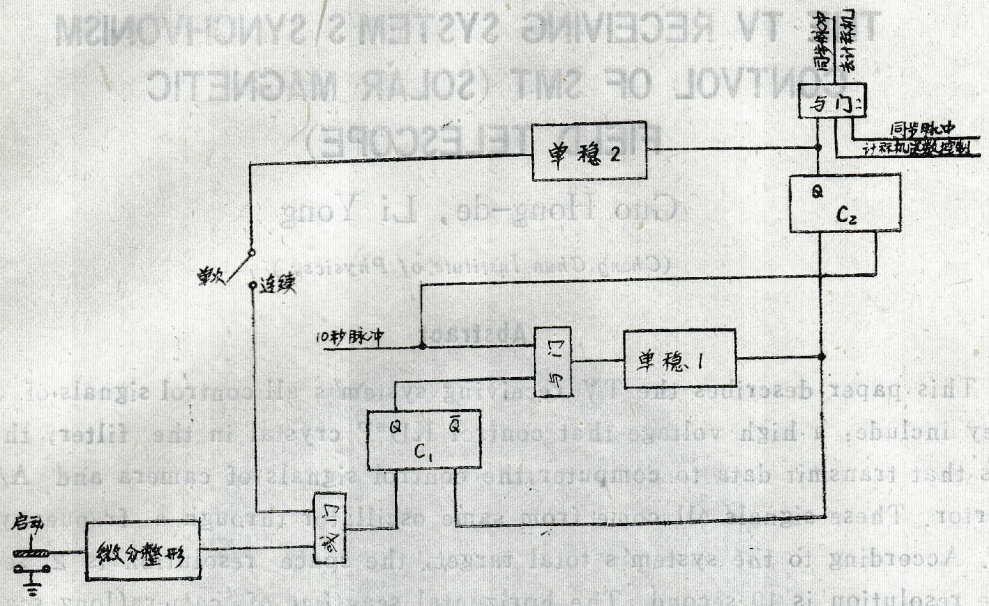
三、计算机送数控制

8Hz的场频信号经过计数和译码电路后，产生5秒脉冲，10秒脉冲以及计算机送数控制电位信号。5秒脉冲来控制KD*P晶体的脉冲高压产生，以形成左旋偏振光和右旋偏振光。10秒脉冲用作向计算机送数的时间起点。

摄象机输出的视频信号经取样保持电路和A/D转换器转换成数字信号，送入计算机中进行累加，左旋36场，右旋36场。要求每幅图象上的各点一一对应。摄象机的扫描是连续的，因此向计算机送数必须是在一场的头一点开始，并且也必须是KD*P晶体产生左旋偏振光开始稳定之后，由计数器产生的10秒脉冲做为向计算机送数的起始时刻，是完全能满足这一要

求的。

向计算机送数的控制逻辑图如图五所示。



图五　计算机送数控制逻辑

在单次工作方式时，按下“启动”按键，触发器C_1被置“1”，Q端输出一个高电位，将与门1打开，等待10秒脉冲的到来。10秒脉冲通过与门1后，经单稳1延迟0.5微秒，将触发器C_1置“0”，从而C_1的Q端输出一个低电平，关掉与门1，使下一个10秒脉冲不能通过。单稳1的输出给触发器C_2置“1”，打开与门2，在计算机送数控制电位的控制下，使同步脉冲通过与门2送往计算机。在下一个10脉冲到来时，将触发器C_2置“0”，使同步脉冲不能通过与门2，这样就完成了一个单次10秒向计算机送数的过程。启动开关后面所加的微分整形，是为了消除按键开关的抖动，取得单脉冲而加的。关于连续工作方式，则是利用触发器2被置“1”后所产生的跳变，经单稳2延迟5微秒后，经过或门重新给触发器C_1置“1”，使下一个10秒脉冲能够继续通过与门1起作用，从而实现连续送数。这里要注意的是10秒脉冲的脉冲宽度必须小于0.4微秒，我们用的是0.2微秒。另外，所谓单次或连续工作，都是指的向计算机送数，不是指摄象机和A/D变换。实际上摄象机和A/D变换器都是一直在连续工作的。

同步机对采样保持和A/D变换的控制可参阅A/D变换器的误差校正一文，本文不再重复。

THE TV RECEIVING SYSTEM'S SYNCHVONISM CONTVOL OF SMT (SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE)

Guo Hong-de, Li Yong

(*Chang Chun Institute of Physics,*)

Abstract

This paper describes the TV receiving system's all control signals of SMT. They include: a high voltage that control KD*P crystal in the filter, the signals that transmit data to computer, the control signals of camera and A/D convertor. These signals all come from same oscillator through a frepuency divider. According to the system's total target, the space resolution is 2 second, time resolution is 10 second. The horizontal scantime of camera(long scan) has been calculated in correspondence with the A/D convertor which acts 100 thousand times in every second. It is impossible to use single-steady method in horizontal control to guarantee same points of diffrent frame to coicide, the count method has to be taken. This paper also describes the generation of camera's scan signal and disappear singl, and presets the circuit design. It explains how to transmit the data to the computer, presents logic diagram, and its principle, and how to use the switches on the control-desk.

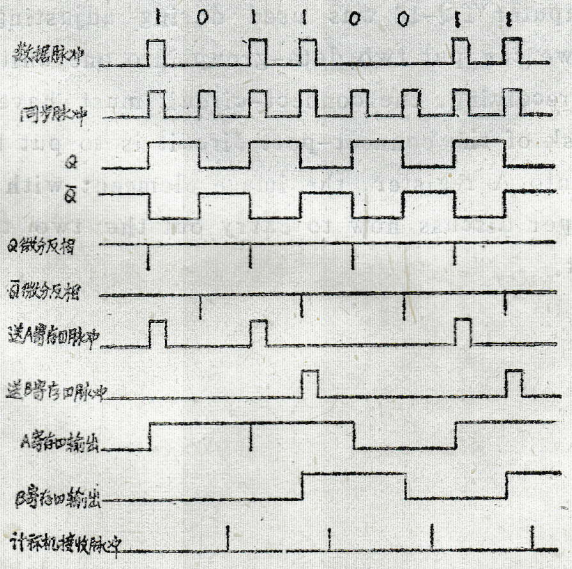
电视接收系统计算机接口电路的考虑

郭洪德　　李永

（长春物理研究所）

电视接收系统的最终结果是A/D变换器的输出送入计算机处理后，打印出磁图。由于在长线传输过程中，将A/D转换器输出的数字电位信号转变成脉冲信号传输，因此接口电路的任务之一，是将脉冲信号恢复成为电位信号，以便计算机随时取数。另外，因为在联调过程中，使用的计算机为TQ-16型，其字长为48位，为节省内存，在每一个内存单元中，存放两组数据。为便于计算机接收，接口电路需要两个十二位的寄存器，将A/D变换器输出的单数的象素结果存放于A寄存器，偶数的结果存放于B寄存器。这是接口电路的第二个任务。在一个观测周期10秒中，其中左旋偏振光36场，右旋偏振光36场，每一点的数据为12位，累加36场后，每一点的结果也不超过18位。因此在计算机的1—20位接收A寄存器的内容，21—40位接收B寄存器的内容。

对于接口逻辑的设计，寄存器采用最简单的R—S触发器，将同步脉冲分频后，用这个计数器的Q端和$\overline{Q}$端分别控制送到A寄存器或B寄存器，寄存器的清另则采用Q和$\overline{Q}$端的输出信号经微分得到。这样考虑的结果，可以画出如下的各部分波形图。



图中用Q微分反相整形的负脉冲给A寄存器清另，用$\overline{Q}$微分反相整形的负脉冲给B寄存器清另。从上面的波形图我们可以看到，这个方案大体上是可行的，逻辑也不复杂，但是这里有一个问题，就是寄存器在置“1”时，清另脉冲也同时到达，虽然信号脉冲比清另脉冲宽得多，但仍然存在竞争现象，对R-S触发器来说，将出现翻转的不稳定，因而导致出错。解决这一问题的办法，可以将同步脉冲进行延迟后使用，但这样在每一幅图象上将丢失第一个

象素点（注：同步脉冲延迟3.5—9微秒）。另一个办法是将数据信号进行延迟3.5—9微秒，但这样虽然不丢点，但却需要12个延迟电路。理想的解决办法是在长线传输电路之前，将同步脉冲延迟4微秒，用延迟了的同步脉冲去选通十二位数据信号形成脉冲进行传输，这样就解决了上面的竞争问题，而又不丢点。计算机的接收脉冲是用同步脉冲分频后，由$\overline{Q}$端经微分再延迟5微秒形成的，它的频率是50KHz。

A CONSIDERATION OF COMPUTER'S CONNECT-PORT CIRCUIT IN THE TV RECEIVING SYSTEM

Guo Hong-de, Li Yong

(*Chang Chun Institute Of physics,*)

Abstract

The final output of the TV receiving system is print off magnetic-pictures after the comtuper which proccesses the A/D convertor's output. Since the digital voltage of A/D covertor's output, in long wire transmission, must be converted as pulse signal, the one of connect-port's task is to restore pulse signal into voltage sigal so that computer can get information in any time. Otherwise, the computer TQ-16 was used during adjusting the system, it's word is 48 bit, so we can put two data-group into one unit. For the convenience of computer's receiving, the connect-circuit must have two 12 digitregister. The second task of the connect-port circuit is to put the image element with even number into A register, the image elemeent with odd number into B register. This paper discuss how to carry out the two task with simplest and relablest circuit.

100KHz数字信号500米长线传输

郭洪德　　李永

（长春物理研究所）

当前随着电子计算机应用的日益广泛，在很多场合下，需要对数字信号做几百米以至一、两千米的长距离传输，因此怎样保证信号能准确无误的传输是一个需要解决的问题。在太阳磁场望远镜电视接收系统的联调过程中，因计算机机房和观测室的距离较远，约有四百米，因此我们设计了长线传输电路，使用效果比较理想。

众所周知，在长线传输问题中，主要要考虑的问题是线的传输延迟时间，信号的“反射”和串扰，以及直流损耗、地线漂移等各种噪音的干扰等。考虑到我们的传输线距离比较长，传输线在工厂区，各种机器所产生的噪音干扰比较大，因此选择同轴电缆做为传输线，因为同轴电缆屏蔽作用好，传输衰耗小，特性阻抗稳定，反射较小。

在长线设计中，采用同轴电缆可以有效地防止外界的噪声干扰信号，同时为了防止地线漂移和始端与终端与其它设备共地所产生的噪声，在长线的始端驱动和终端接收均采用变压器耦合，使整个传输电缆被浮起来，自成回路。采用变压器耦合，大大提高了长线传输的抗干扰能力。

由于传输距离长，容性负载重，这就要求长线驱动电路驱动能力强，否则保证不了脉冲前沿陡。驱动级选用变压器与传输电缆耦合，效率高，驱动能力强，同时利用变压器的电感，使我们可以选用5伏的电源，得到比5伏高的脉冲幅度，从而可以与集成来路部分共用一个5伏电源，减少电源的种类。

在终端接收电路中，为提高抗干扰能力，增加滤波电路。

考虑到模数转换器输出的十二位数字信号和同步脉冲线共十三根长线，因此在电路设计上，尽可能节省元件，电路在保证可靠传输的前提下，越简单越好。A/D变换器输出的信号是随机的，观测结果中可能某一位数据较长时间是处于“1”或“0”状态，这样用变压器耦合，就要求变压器的带宽很宽，特别是超低频，用变压器耦合就很困难，为解决这一问题，对模数转换器输出的数据用100KHz同步脉冲进行选通（因为模数转换器为10万次），然后整形成占空比为1：2的标准脉冲进行传输。

按照上述考虑设计的长线传输驱动电路如图1所示。

图中与非门1是用做选通门的，YF_1输出2微秒宽的数据脉冲。晶体管3DK3B组成一个最简单的单稳，560PF电容是它的定时电容，调整电容使单稳输出3微秒宽的脉冲，经过与非门2和与非门3整形反相后送入驱动级。因为同轴电缆的特性阻抗低，信号在反射过程中的线电流很大，对于我们选用的50欧姆同轴电缆，线电流可达53ma，使得灌入电路的电流增大。同时因为我们用变压器耦合，驱动级管子的静态电流也大，所以驱动级选用中功率晶体管3DK4B。其中基极所接10欧姆电阻是限流电阻，51欧姆电阻是阻尼电阻。由于是变压器耦合，集电极波形的负反冲很大，二极管2AK10是用来削反峰的。

变压器采用M7×4×3铁氧体环形磁芯，用高强度漆包线（ϕ0.12）绕成40：50的升压变压器，在变压器的次级可以得到峰峰值为8.5伏的脉冲幅度。之所以采用升压变压器，是考虑到长线距离比较长，衰减比较大（为0.7伏左右），为在终端接收保证足够的幅度，使终端接收可以用与非门直接处理。在接收端我们可以得到峰峰值为3.9伏的脉冲

长线接收端的电路如图2所示。

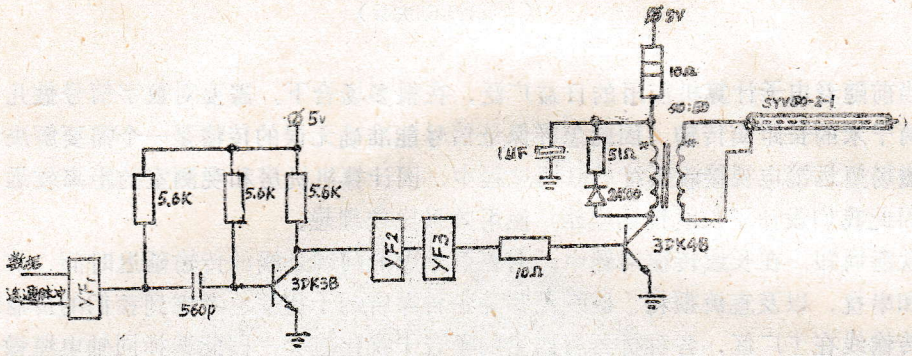


图1. 长线传输驱动电路

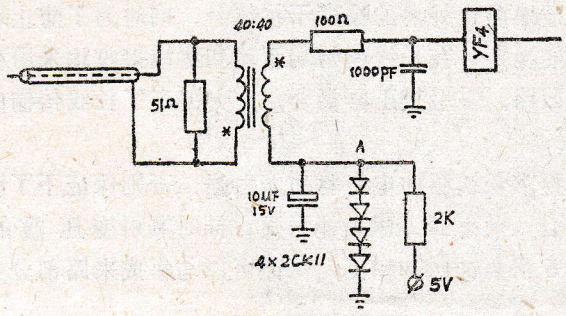


图2. 长线传输接收电路

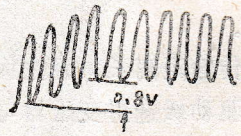


图3. 终端接收变压器输出波形

图中51欧姆电阻是长线匹配电阻，变压器是用M7×4×3环形磁芯，采用ϕ0.12毫米高强度漆包线绕制的1：1隔离变压器。100欧姆电阻和1000微微法电容组成一个滤波电路，可以滤掉100毫微秒以下的窄脉冲干扰，与非门用做反相整形。因为在传输中用变压器耦合，所以信号的直流电平不能通过，为使与非门能正常工作，必须恢复信号的直流电平。2k欧姆电阻与4个硅二极管串联，组成一个分压电路，使A点电平为2.8伏，叠加在传输信号上。这样就恢复了信号的直流电平。四个硅二极管的串联也可以用3K电阻代管，采用二极管串联得到的A点电压要比用电阻稳定。

变压器的绕法是先用黄腊绸将磁环包上，然后顺序绕上初次级绕组（乱绕），最后用有机玻璃外壳以环氧树脂灌封，使变压器不会产生断线等故障。

实验结果，在一串脉冲的起始有40—50微秒的充电时间，其电压差值在0.8伏左右，如图3所示。

这是由于长线较长，电容负载太重所造成的。由于我们在接收电路中加入了2.8伏的直流电平，这样就使得与非门的输入端在稳定后的脉冲输入时，低电平为0.8伏左右，而在一串脉冲的起始脉冲时，低电平为0伏左右，高电平在3.8伏左右。与非门的开门电平在1.4—1.5

伏左右，所以低电平情况下是不会产生误动作的。由于容性负载太重所造成的充电现象在这里是不影响长线传输的准确性的。

通过较长时期的使用，证明了100KHz数字信号500米长线传输电路能够稳定可靠地工作。

至于对延迟时间的考虑，因为十二位数据线和同步线都经过同样长的长线传输，因此延迟时间基本相同，其相对延迟很小，可以忽略。

TRANSMIT 100KHz DIGITAL SIGNAL WITH 500 METERS LONG WIRE

Guo Hong-de　　Li Yong

(*Chang Chun Institute of Physics, Acabemia Sinica*)

AbStract

In long wire transmission the main problems are,the delay time of transmission, DC loss,ground drift,reflection and cross-disturbamce of signal, the background disturbance etc. For the design of long wire, the concentric cable can prevent outside disturbance signal, earth drift, the common-ground noise. The Transformer coupling circuits are used at beginning-driver and end-receiver, so the transmission cable is floated. Therefore, the performance of anti-interferece is greatly improved. Because the transmission way is longer, the driving force must be strony enough to ensure the steep pulse. At the driver stage the transfomer is coupled with the cable, so the driving stage have stronger driving force and is efficient. If 5 V voltage source is used. we can obtain more than 5 V pulse with the inductance of the transformer, and the integrate circuit can also use the same 5 V source. This paper describes the circuits of long wira driving stage and receiving stage in detail, and presents a practical circuit-design.

太阳磁场望远镜电视—计算机接收器中的数据采集系统

明长荣　韩峰　艾贻民　王瑞兰

（北京天文台）

一、概　述

本文主要介绍已经研制成功的太阳磁场望远镜电视—计算机接收器中的数据采集系统。该系统是将电视摄象机接收到的太阳磁场视频信号经快速的取样—保持和模/数变换后转换成二进制代码信息，然后再将它送入计算机分析处理，从而同时获得变化的太阳磁场和视向速度场。

该系统在联调与试观测过程中，各项性能指标完全满足使用要求，并具有转换速度快、精度高、工作稳定，可靠等优点。

二、方案考虑

太阳磁场望远镜电视—计算机接收器中的摄象机用硅靶摄象管作接收器，采用慢扫描工作方式。（电视摄象部份由长春物理所的孙星宇等同志研制）行频为800/Hz秒，场频为8 Hz/秒。采用逐行扫描制式，每幅图象的象素为90×120＝10800个象元。则行场消隐除外，每秒钟有8×10800＝86400个信息需变换成二进制信息，每个信息的变换时间为10微秒，视频输出幅度为4伏。根据电视摄象机的上述指标，我们选用了利迅半导体器件公司的LF398N型取样/保持器和菲利贝克公司的4133-22型12位超高速模/数转换器。当取样/保持器的外接保持电容器Ch＝1000pf时，其采集时间不大于4微秒，带宽大于500KC，（实际视频带宽约为50KC，即两相邻象元之间应能分辨极限情况下的黑白高低电平）模/数转换器的量化精度为12bit，$2^{-12}=\frac{1}{4096}$，转换速度为40万次/秒，每位信息变换仅需2.5微秒。该模/数转换器输入有单极性和双极性两种方式，允许输入电压为±5伏，－10伏，±10伏和－20伏四种。因此，所选器件完全满足系统使用要求。

三、采样/保持器部分

LF398N型取样/保持器除有前述的性能以外还有工作电压范围宽（±5伏～±18伏）逻辑输入适于TTL，PMOS和CMOS类，以及在保持期间输出噪声低和输入特性不变等优点。它的外部引线如图1所示，电路结构如图2所示。

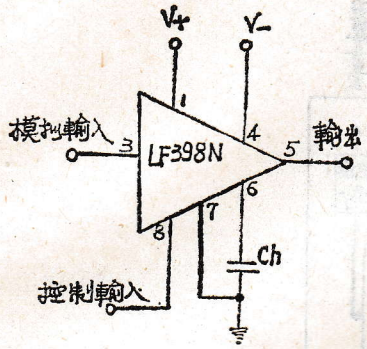


图1（LF398N外部引线图）

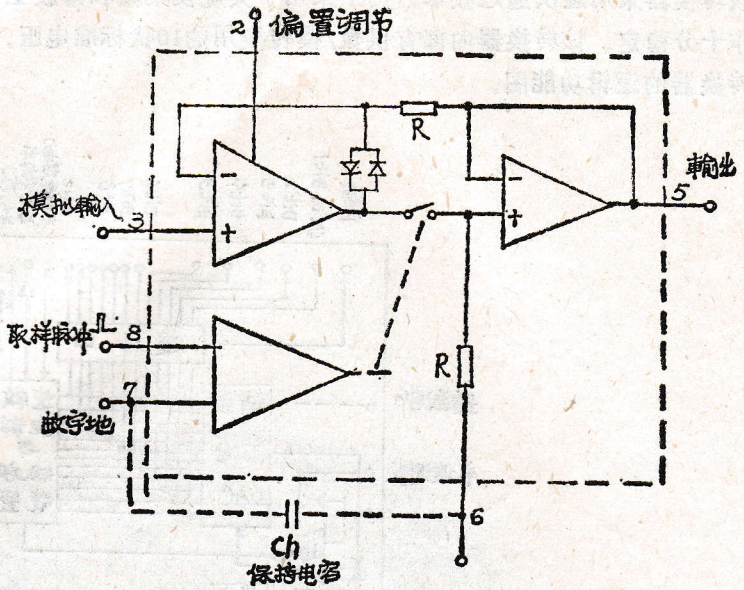


图2（LF398N内部电路结构）

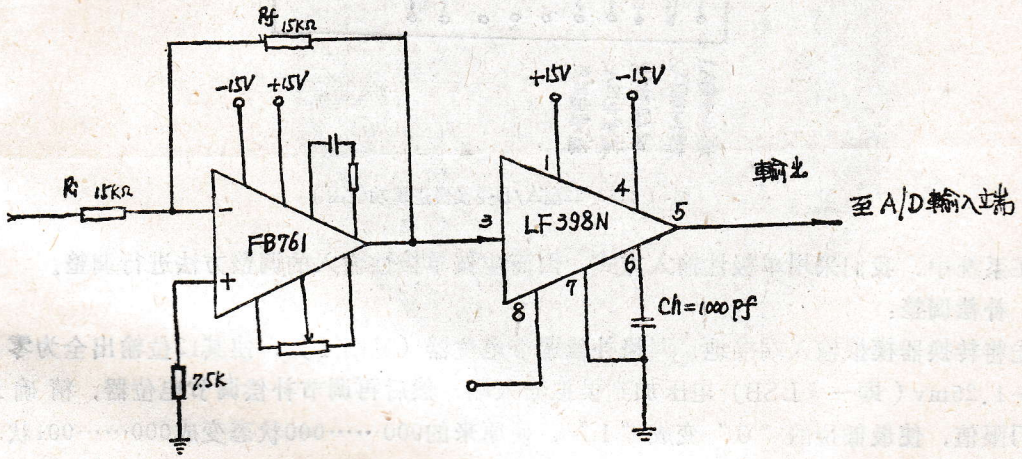


图3（反相器与取样/保持器部份电路图）

LF398N取样/保持器为双列直插式集成器件，使用方便，除偏置调节外，无须别的调整，因而工作稳定可靠。由电路结构知，3端为同相输入端，而后面的模/数变换器单极性为负电压输入。为使其极性匹配，在取样/保持器之前，加入一级用宽带运算放大器做成的反相电压跟随四级。在实际使用中Ch为1000PF，因此，采集时间约为4微秒，即4微秒后保持在该采样点的某一直流电平，提供给模/数转换器，直到十微秒后下一个采样脉冲升起。反相器与取样/保持器部份如图3所示。

四、模/数转换器与输出寄存器

系统中，我们选用菲利贝克公司的4133—22型12bit（二进制位）超高速模/数转换器。

该转换器采用逐次逼近技术，由于采用了大规模集成和薄膜工艺．因而使得器件体积小，工作十分稳定。该转换器内部有供数/模转换用的10伏标准电压。图4为4133—22型高速模/数转换器的逻辑功能图。

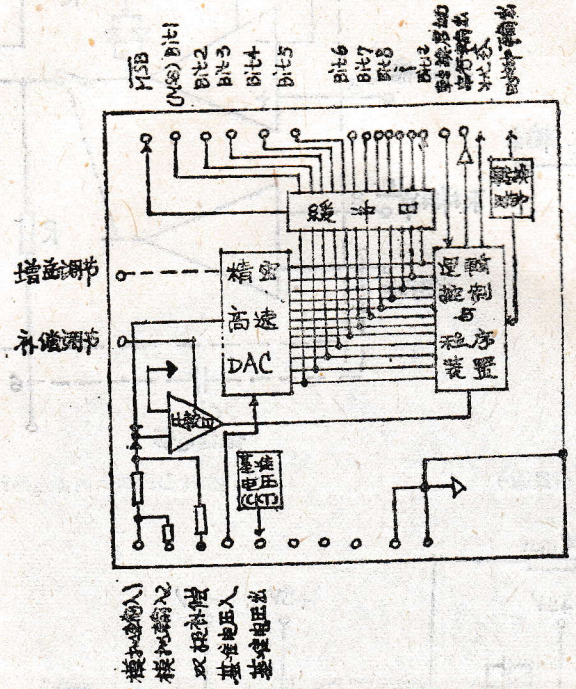


图4（4133-22型A/D变换器逻辑功能图）

在系统中，我们采用单极性输入方式，因而应按单极性输入的调整方法进行调整。

1．补偿调整：

先将转换器模拟输入端接地，调整补偿调节电位器（见图4），使其12位输出全为零；再用－1.25mv（即－$\frac{1}{2}$LSB）电压加到模拟输入端，然后再调节补偿调节电位器，精确地调整门限值，使最低位的“0”变成“1”，使原来的000……000状态变成000……001状态的数字输出。

2．增益调整：

用PE 8型五位数字直流电压表读数，在转换器的模拟输入端加－9.9987伏直流电压，（该模拟电压源为十万分之一精度的直流稳压电源）。调节增益调整电位器（见图4），并精确地调整到阀值．使数字输出从111……110变到111……111，即12位变为全1。

为了保证转换的速率和精度，对所用电源及接地应倍加注意。虽然，该器件在内部的电源输入端都设有旁路电容，然而，我们仍在外部的每个电源输入与地端都接入1只10微法的钽电容器和0.01微法的瓷介电容器进行高，低频率滤波，以利获得更佳的效果。各电源地、数字地和模拟地应并行连接到公共地端，尽量减少电路板中的分布电容。取样/保持器和模/数转换器均应设置在金属盒中进行屏蔽，使其减少外部干扰。

在模/数转换器的输出端，我们采用并行信息缓冲存贮方式，信息寄存电路采用SN74174

型六D型触发器（见图5），当时钟脉冲升起时，信息被传送到寄存器中。

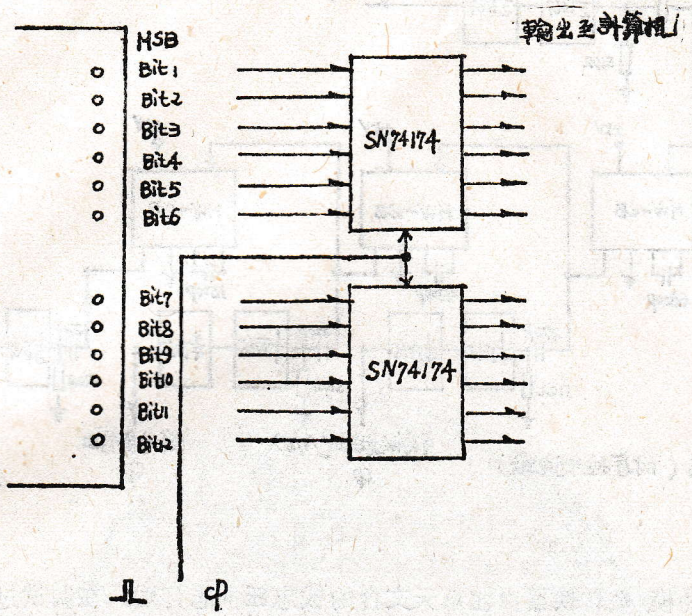


图5.（输出缓冲寄存器框图）

五、系统时序控制电路

来自同步机的100KC复合同步信息首先经微分整形成宽度为200ns的正脉冲，作为取样/保持器的时钟脉冲。（见图6）因取样/保持器的采集时间为4微秒，因此，100KC复合同步信号经4微秒延迟及微分整形后，作为模/数转换器的时钟脉冲，3微秒后(实际上2.5微秒12位信息转换就全部结束），输出缓冲寄存器的时钟升起，转换后的数字信息被送入缓冲寄存器中。缓冲寄存器时钟再经一微秒延迟后，计算机启动脉冲升起，由缓冲寄存器暂存的二进制代码信息被计算机接收，并由计算机对所接收到的太阳磁场信息进行分析，处理。然后，将处理后的数据打印记录或由x-y绘图仪绘出所需要的太阳磁场等强度图。

图7为数据采集系统完整的逻辑框图。

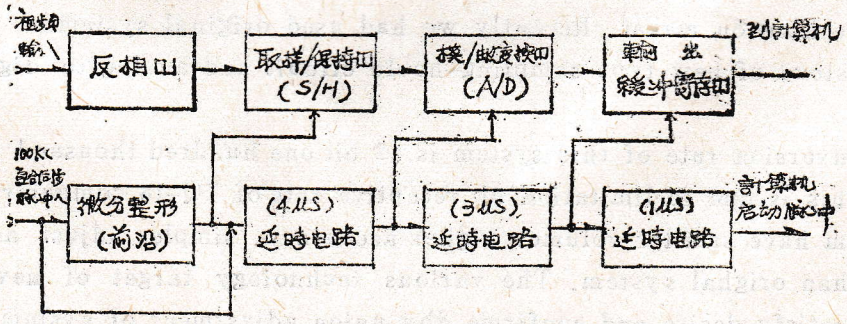


图7（数据采集系统方框图）

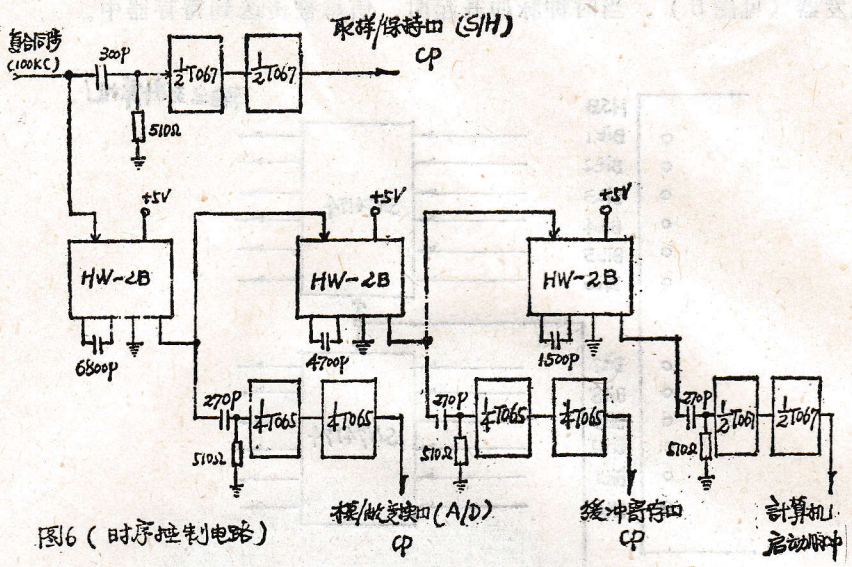


图6（时序控制电路）

致谢：

该系统所用的模/数转换器由北京天文台的钱忠钰同志订购，在调试过程中曾受到同一题目组的艾国祥和胡岳风同志的指导与帮助，在此，谨向以上几位同志表示感谢。

THE DATA GATNER SYSTEM IN VIDEO-COMPUTER RECEIVER FOR MAGNETIC FIELDS TELESCOPE

Ming Chang-rong Han Feng Ai Yiming
Wang Rueilan

(*Beijing Astronomical Observatory*)

Abstract

Along with integration rapidly develop, the large scale integration analog devices are alod on maket. Recently we had used original systemin video-computer instead of new type sampling-hoold circuit and analog to digited converter.

Theconversion rate of this system is 12 bit one hundred thousand times/per second. This is due to limitation by receptive rate of TQ-16 computer. But the new system have smaller volume, higher acceuracy, simpler adjust and stabler work than orighal system. The various technoiogy target of new system had been satisfy desire and confirme dby union adjustment of system.

太阳磁场望远镜电视—计算机接收系统扫描电路与同步机装置的改进

明长荣

（北京天文台）

一、概　　述

已经投入试观测的太阳磁场望远镜是一台综合性的太阳磁场测量仪器。它可以工作在5324.198Å和4861.342Å两个波段。该仪器有照相，光电和电视—计算机三个接收系统，它们各有其特点，互相补充。能同时测量太阳日面局部活动区的磁场，速度场和亮度场。在以上三个接收系统中，电视—计算机接收系统的特点尤为突出。由于电视靶面对光电子有视面存储能力，且能同时在视面上接收大量信息，其效率比用光电倍增管作接收器的光电扫描接收系统要高十万倍以上。在接收器终端，采用电子数字计算机对所接收到的信息进行实时处理，因而，大大提高了观测的时间分辨本领和测量磁场的灵敏度。

该接收系统特别适合对太阳上快速而剧烈变化磁场的研究，通过计算机对信息进行实时处理，能即时地记录信息和图形显示。因此，该接收系统是目前太阳活动予报的一种有力手段。

二、扫描工作方式

根据天文上的要求能观测到3′×4′的区域和2″×2″的细节，则每帧图象的象元为：90×120＝10800象元/帧。因为模/数（A/D）变换器的速度为10万次/秒。因此，帧频为每秒8帧，行频为800周/秒，并采逐行扫描的工作方式。其中，每一个观测周期为10秒，即5秒为左旋偏振光信息，5秒为右旋偏振光信息（从左、右旋偏振光的光量差中归算出磁场信号）。其后，由计算机将所接收到的信息按要求进行实时处理。由于摄象管的残象效应，将在左旋光的末尾几帧和右旋光的开头几帧产生交迭图象，这将由计算机进行自动抹掉这几帧交迭图象。在一个观测周期中的时间分配见图1所示。

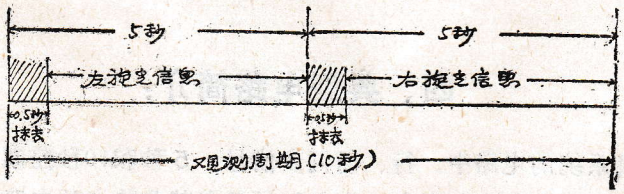


图1，每次观测周期的时间分配示意图

三、系统对扫描电路与同步机的要求：

1．提供摄象机扫描电路用的行、场同步信号。

2．为保护摄象管，在行、场消隐期间提供行、场消保脉冲。

3．产生供KD*P调制电源用的5秒脉冲信号，（使其KD*P调制电源前5秒为正方波，后5秒为负方波）该信号脉冲的幅度应不低于＋2伏，宽度应≥300微秒。

4．产生供单次观测用的10秒正电位，且该电位的起始时刻应与供KD*P调制电源控制的5秒脉冲上升沿时刻严格同步。

5．产生供数据采集系统和计算机启动控制用的复合同步信号。且该复合同步信号的第一帧，第一行的第一点应与10秒正电位的升起时刻严格一致。

6．对复合同步信号进行计数显示。以便对计算机机启动控制进行监视。

图2是根据上述要求拟画出的扫描电路与同步机装置的方框图。

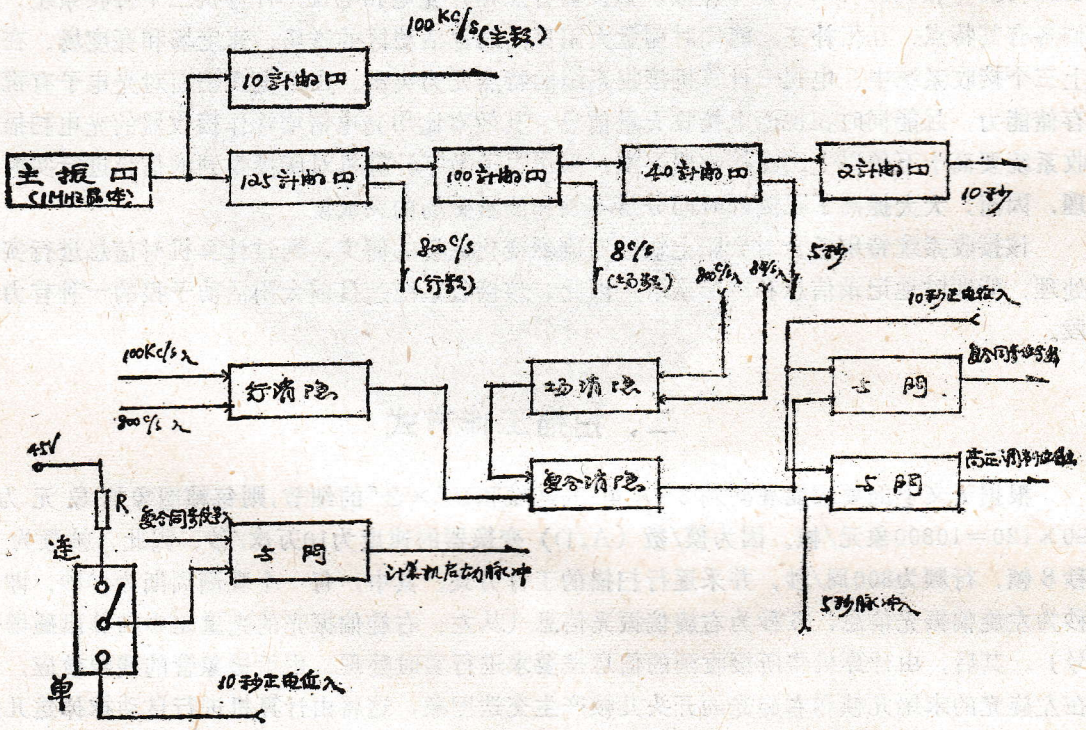


图2．扫描电路与同步机装置方框图

四、典型电路简介：

在扫描与同步机系统的电路中，行、场同步信号，5秒和10秒控制信号电路均由常用的计数器电路计数产生，此文中没有列出。本文仅对具有某些特点的电路作了简介。

1．主振荡器：

改进后的主振荡器是由1 MHE的晶体和一只双与非功率门电路组成。该电路具有频率稳定度高，所需之件少，电路十分简单，且输出为方波等优点。图3为主振器电路图。

2．消隐电路：

在我们所使用的慢扫描电视接收系统中，由于受模/数转换器的变换速度限制（10万次/秒）则每点信息的时间宽度不小于10微秒，每帧图象为100（行）×125（点）=12500象元/帧。然而，每行消去5点，则行消隐时间为50微秒，每帧消去10行，则帧消隐时间为12.5毫秒。示意图见图4所示。行、场消隐都是由与非门组成的双隐态电路和分别为5计数和10计数电来实现的。实际电路与所使用之器件的型号参数等见图5所示。

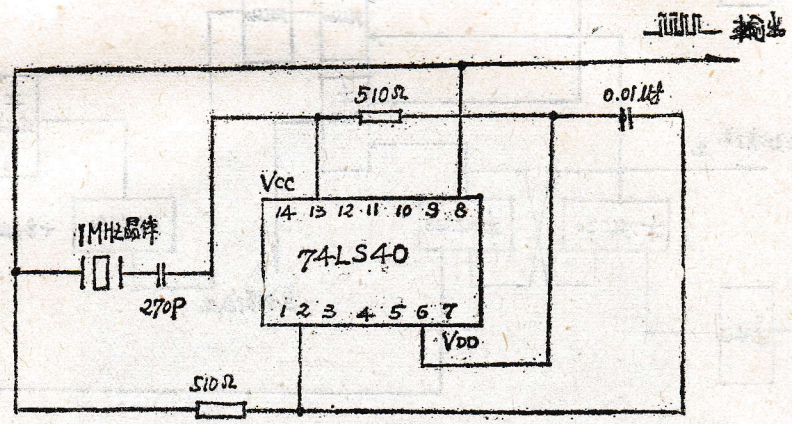
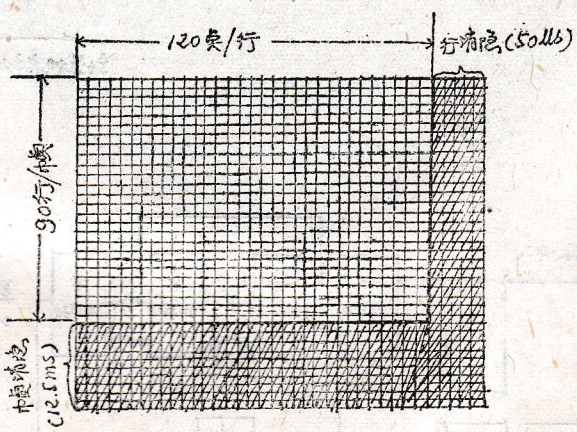


图3．主振荡器电路



90×120=10800点信息/帧（有效信息）

图4．行、场消隐与有效信息/帧示意图

3．单次/连续控制电路：

在电视接收方式中，每次观测周期为10秒。且这10秒的起始时刻应与5秒的高压调制电源控制信号起始时刻和行、场扫描复合同步信号的起始时刻保持一致。为了该装置和系统中数据采集部份检测方便起见，设有供检测和调试系统用的连续输出复合同步信号的功能，图6为单次/连续输出控制电路图。

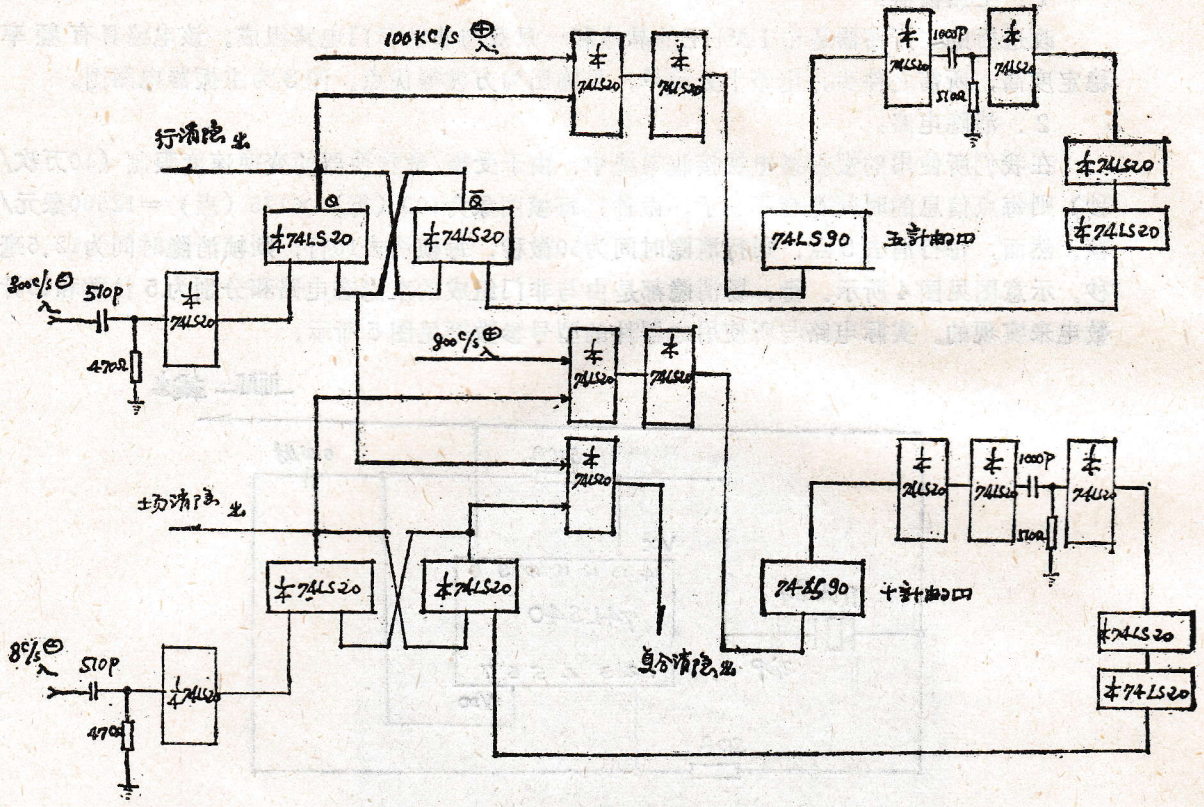


图5. 行、场消隐电路

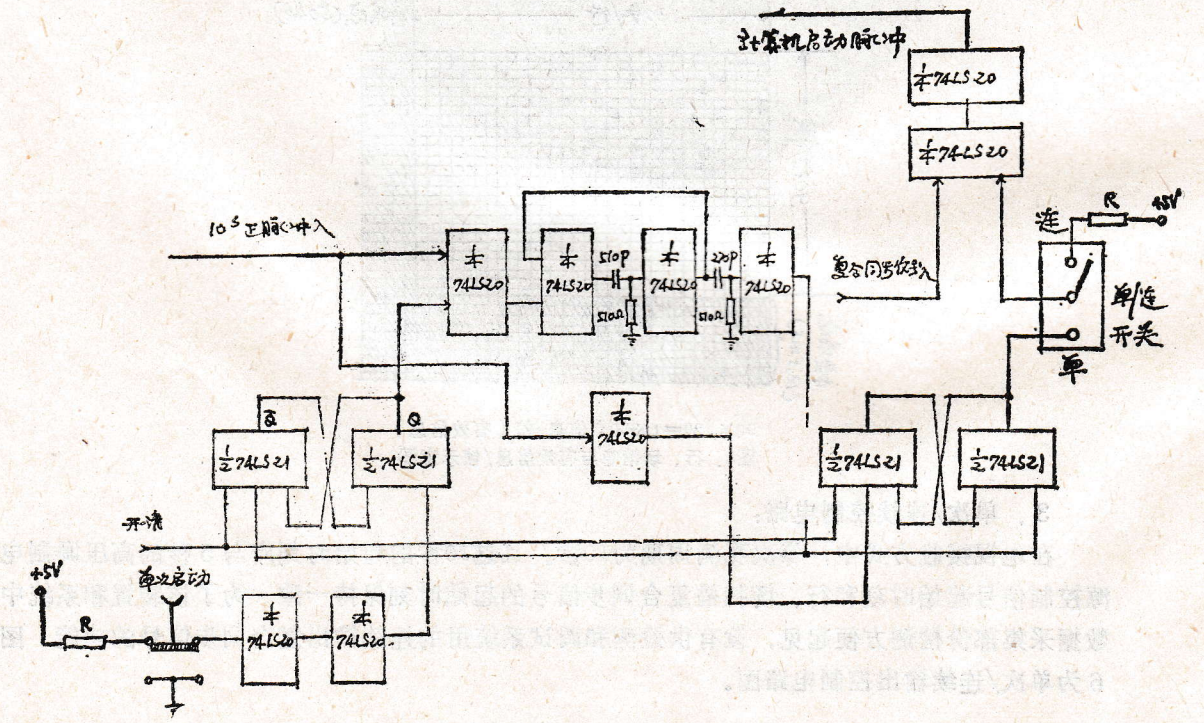


图6. 单次/连续输出控制电路

4．同步脉冲计数器：

在该同步机装置中，为了监视同步机的输出和给计算机作启动信号脉冲的准确性，特设置了计数监视器。设计数器我们采用大规模集成的新型的CMOS—LED系列组合器件，即为CL102型计数显示器，使用起来，非常简单方便。图7所示为该计数显示器的逻辑框图。

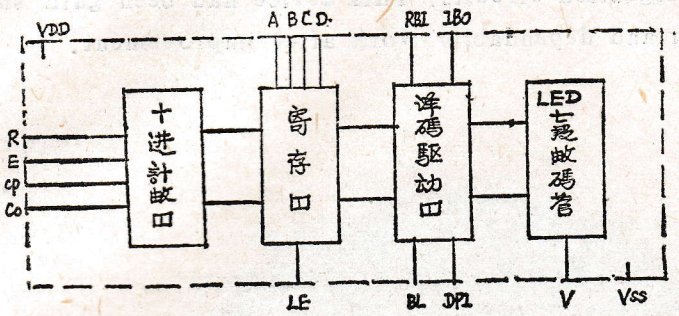


图7．CL102计数显示器逻辑图

五、结束语

本文所介绍的电视—计算机接收系统的扫描与同步机装置，该项工作原来是由长春物理所的郭洪德等同志承担研制的。因该项任务已提出多年，当时，几乎没有进口的数字集成电路，而国产的数字集成电路质量又较差。82年以来，原装置在整机联调中因器件质量不过关使得系统工作不太稳定。在该系统的联调中发现需将局部电路进行的进等。因此，于83年5月，我们用目前质量较好的进口74系列中规模致字集成电路对该装置进行了改进。改进后的扫描电路与同步机装置经联调与半年多的试观测证明，各项性能指标完全满足使用要求，且系统工作得十分稳定。

该装置在改进过程中，曾受到长春物理所的郭洪德同志和我们题目组的艾国祥、胡岳凤等同志的支持与帮助，特此予以致谢。

THE SYNCHRONOUS MACHINE AFTER IMPROVEMENT IN VIDEO-COMPUTER RECEIVER FOR SOLAR MAGNETIC FIELDS TELESCOPE

Ming Chang-rong

(Beijing Astronomicol Observatory)

Abstract

All devices of original synchronous machine are early products of digit

integration circuit to make of this device not stabilizing in video-computer system for solar magnetic fieldstelescope, with new products of middle and large scale digit integration circuit are appeared on maket. We had made improvement for this part circuit of original system and all used middle and small scale digit integration circuits. This device had been gain smaller volume, simpler operation and dependabler work after improvement.



硅二极管阵的特性及其在太阳磁场望远镜中应用的可能性

明长荣

（北京天文台）

一、硅二极管阵的基本特性

固体硅二极管阵的基本结构为，在一块光敏硅片上用光刻工艺将它分割成若干小块，成为若干只光敏二极管，纵横排列成线阵或面阵将每只二极管都附带一个读出电路，这样就可以同时测定一个面光源的光强分布，成为二维光电器件。硅二极管阵包括IDA（集成硅二极管阵）CCD（电荷耦合器件）和CID（电荷注入器件）。就光聚集方式而言，IDA和CCD器件的作用都相当于P-N结的光检测器。即为当接收到入射光子后，释放出电子—空穴对（对理想效率而言，一个光子对应于一个电子）。露光时，偏置二集管放电。在IDA器件中，每只二极管存储光电荷的最大容量为10^5～2×10^7[1] e（e为电子电荷），读出噪声约为10～50e，但经前置放大后，在器件的输出端，噪声电平可达400～1500e，因为任何低噪声前置放大器的噪声不可能做到为零。

二、系统性能比较

在天文上，由于照相底片有信息容量大，成象视场宽，几何尺寸固定，原始资料易于长期保存等优点。因而，采用这种方法已有一百多年的历史。但它也有不少缺点，如动态范围小，量子效率低，倒易率失效，资料处理繁复等。光电倍增管属于另一类原理不同的检测器它用阴极作光接收面，受光后逸出光电子，其管内有高达10^6以上的内部增益。即它只要接收到一个光子，在输出端便能产生上百万个电子，因而灵敏度极高。同时，它的动态范围也很宽，量子效率也较高（约为10～30%）。然而，它对象的检测只能逐点进行，不能一次成象。自扫描固体硅二极管阵，可以说是将前述二者的优点相互补充后的一种较为理想的光电检测器。它的量子效率很高，通常为60%左右，最高可达80%[2]，它还有电荷累积效应好，动态范围大，（$>2\times10^3$）光谱范围优良（0.3～1.3μm[3]），体积小、重量轻、工作电压低、寿命长和互换性强等优点。

三、硅二极管阵在太阳仪器中的典型应用：

硅二极管阵在太阳仪器中获得成功应用的典型例子为：1973年，美国基特峰天文台首次将洛克希德的IDA512单元的线阵摄象器件用到太阳磁象仪上，对太阳象作机械步进扫描，

（即垂直方向步进683次）整幅图象约有三十五万个象素。在信噪比为1000：1时，一次扫描时间为5分钟（不包括存贮器累积相加时间）。由于该系统用硅二极管阵作检测器，使得可测磁场范围为2～2000高斯，从而提高了磁场分辨本领。并且还获得$\Delta I/I$为3×10^{-4}的亮度检测率。因此，能在太阳大气层附近，检测出万分之三的谱线轮廓变化。见文献〔2〕

四、CCD面阵象感器在太阳磁场望远镜中应用的定量分析：

现以国产GE201型150×120分辨单元的CCD面阵象感器若用在太阳磁场望远镜中的各参数做出定量计算与分析。表1列出了国产GE201型CCD面阵象感器的主要性能指标。

表Ⅰ：国产GE201型CCD面阵象感器主要参数

光谱范围	0.4μm～1.1μm
灵敏度	≤1LaX
动成范围	50 db
信噪比	40 db
输出幅度	50 mv
芯片尺寸	4.4×5.3mm²
分辨单元	150×120

太阳磁场望远镜的物镜直径为35厘米，滤光器工作在5324Å和4861Å两个波段，其透过带半宽分别为0.15Å和0.12Å。在地球大气层外5324Å处，太阳所产生连续光谱的能量为200尔格/$cm^2\cdot$Å$\cdot$s，由于大气吸收，以及望远镜中几何光学与物理光学的传输损失，则通过望远镜的光实际为60%左右。由于纵场透过线翼，横场透过线心，而线翼为连续光谱强度的60%左右，线心为25%左右。因此，在天顶角距为75°时，在一般日面区域，20mm太阳象照到象感器光敏区上的照度为42.7勒克斯（纵场）和17.9勒克斯（横场）　然而，对应于不同聚光孔经的二极管与不同直径的太阳象，其入射光能量也不相同。在太阳磁场望远镜的电视系统光路中，为了适应不同尺寸的光敏区域，设置了七种不同直径的太阳象。这里，我们取三种直径的太阳象，在量子效率为70%，分辨单元的聚光孔径为$24\times24\mu m^2$时，对应于CCD150×120面阵象感器，将计算后的各参数列于表Ⅱ中。

五、系统参数的物理意义：

1．采样精度：

采样精度指模/数（A/D）转换器的量化精度。在太阳磁场望远镜中，为了获得纵场为几高斯，横场为几百高斯的磁场分辨本领，则要求信噪比大于3000：1，把它转换成二进制数则为12bit。即$2^{-12}=\frac{1}{4096}$且大于3000：1，故满足要求。

表：Ⅱ三种不同直径太阳象各参数对照表

太阳象直径	20mm	40mm	80mm
单位聚光面积	$24\times24\ \mu m^2$	$24\times24\ \mu m^2$	$24\times24\ \mu m^2$
空间分辨力	2″	1″	0.5″
观测区域	4′×5′	2′×2.5′	1′×1.25′
入射光子	5.6×10^7 P/S	1.4×10^7 P/S	7×10^6 P/S
量子效率	70%	70%	70%
逸出电子	3.9×10^7 e/s	9.8×10^6 e/s	4.9×10^6 e/s
饱和电荷	1.6×10^6 e	1.6×10^6 e	1.6×10^6 e
有效信噪比	3000:1	3000:1	3000:1
采样精度	12 bit	12 bit	12bit
积分时间	0.04s	0.16s	0.3s
采样频率	450K c/s	112.5K c/s	60K c/s
累计因子	100次	100次	100次
读出时间	4s	16s	30s

2．实际信噪比：

实际信噪比由式：$\frac{\sqrt{\text{饱和电荷}}}{x}$得出（其中x为杂散噪声系数）。通常，x取2～5，本例取了。

所谓杂散噪声是指除散粒噪声（由光子统计起伏引起的噪声）以外的其它噪声源。例如，由大气抖动引起的噪声和仪器的热噪声等。它们都将干扰磁场信息，降低磁场测量灵敏度。

3．积分时间Δt：

在硅二极管阵中，虽然有较好的电荷累积效应，但这种累积不是无限的，它将受到硅二极管存储光电荷最大容量的限制，通常称之为二极管的饱和电荷。在临界饱和情况下，积分时间由下式确定：

$$\Delta t=\frac{\text{饱和电荷}}{\text{入射光子数}\times(A/D)\text{位数}\times\text{单位聚光面积}}$$

为了使二极管工作在线性区，实际上，Δt应取得比理论计算值更小一些，本例取小一倍。

4．采样频率：

采样频率指模/数（A/D）转换器的变换速度，可由下式求出：

$$f(采)=\frac{\text{总象素}}{\text{积分时间}}$$

由上式可知，它与总象素的多少和积分时间的长短有关。在入射光一定时，若增加总象素，

则积分时间应相应缩短，否则，对模/数转换器的变换速度要求也更高。

5．累积因子M：

在硅二极管阵中，若一次扫描的信噪比为S/N，扫描M次后，实际信噪比将提高$\sqrt{M}$倍，（这种方法仅对由光子起伏引起的噪声和大气抖动引起的噪声起作用）。于是有：$(S/N)_M=\sqrt{M}(S/N)$由于自扫描硅二极管阵的积分时间一般为≤20ms，甚至更快。因此，可采用多次扫描，在计算机存贮器中累积相加，可使有效信噪比进一步提高，以便进一步提高磁场测量灵敏度。然而，获得每幅磁图的时间也将与M成比例地增加。

六、信息处理系统

在太阳磁场望远镜的电视一计算机接收系统中，需将左旋偏振光和右旋偏振光的变化信息快速采样累加后存储起来，然后由计算机完成$\frac{\sum_A-\sum_B}{\sum_A+\sum_B}$的运算（A和B分别代表左旋和右旋光信息）。最后获得磁图。

为了减小大气扰动所产生的噪声干扰，必须对微弱磁场的变化进行快速采样。若150×120单元的CCD面阵摄象机的场频为50HE/秒，由于该器件为隔行扫描工作方式，则每秒钟可输出25帧完整图象，每帧图象为150×120＝18,000个象素，则每秒钟有18,000×25＝450,000个信息，即要求计算机至少应有500K字/秒的快速数据通道。要求计算机的字长应大于19位（二进制位）。因为模/数变换器的精度为12位，加上M次累加（M＝100），则2^7＝128大于100，即12位＋7位＝19位，要求计算机内存应有累加功能，否则，要求内存的存储容量足够大（大于4M字）或考虑做前置机，使得信息在输入计算机之前进行累加和缓冲存储。在计算机终端还应有宽行快速数字打印机，x-y绘图仪，模拟信息显示器等。150×120CCD面阵摄象一计算机接收系统的原理框图见图1所示。

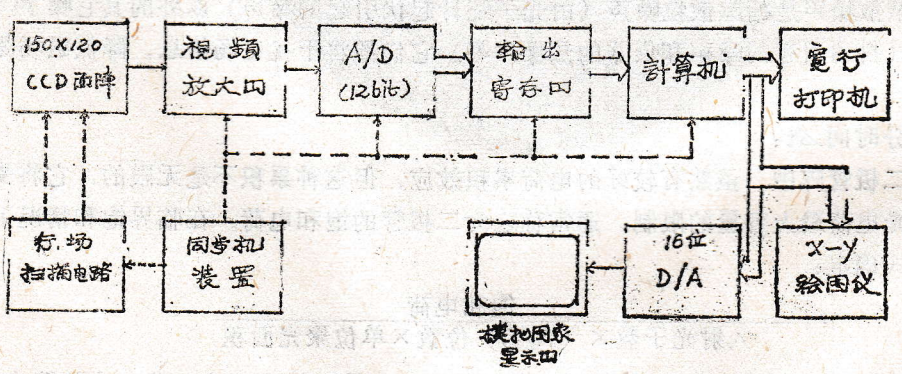


图1．（150×120CCD面阵摄象机与信息处理系统方框图

（单根实线表示模拟信息，单根虚线表示数字控制，双线表示数字信息）

由于已经研制成功的太阳磁场望远镜有良好的光学性能，CCD面阵的分辨位数还可以增加，因此，可进一步扩大观测视场。然而，对模/数变换器的转换速度和计算机的数据通道及计算机内存容量等也将相应地提出更高要求。

七、结 束 语

综上所述，目前若将150×120CCD面阵象感器用作太阳磁场望远镜中的光电检测器，无论模/数或数/模转换器的精度或速度，以及计算机的字长，内存容量和数据通道传输速率等都可满足使用要求。加之，自扫描型固体象感器又有着前述突出的优点，因此，将CCD面阵象感器用在太阳仪器中，无疑是一件十分有意义的工作。

感谢：

在调研工作中曾得到我台艾国祥同志的具体指导与帮助，在此，表示感谢！

参考文献

〔1〕.《Image Processing Techningues in astronnomy》P20～26.

〔2〕.《Solar Physics》Vol. 39. 75. 1 P241～246.

〔3〕. Development of a CCD for ultraviolet image using a CCD photocathode combination. D. R. Couins, C. G. Roberts. W. W Chan W. C-Rhines and J. B. Barton Texas. Instrument Incorporated Dallas Texas.

80. 12.

THE SPECIFIC PROPERTY OF INTEGRATION SILICON DIODE ARRAY AND THE POSSIBILLTY OF APPLICATION IN SOLAR MAGNETIC FIELDS TELESCOPE

Ming Chang-rong

(Beijing Astronomical Observatory)

Abstract

At present, applaction solid state image sensor in solar instrument is new techoiogy. It as follws advantage, higher quantum efficent, better accumulate effect, better spectral response, smaller volume, lighter weight etc. than photoelement. so it has broab wide application on astronomicol.

First main speciality of the solid sensing device, photo-graphic plate and photomultiplier tubes are compared in this article. Then if this device used in video system of solar magnetic fields telescope to make guantitative analysis by way of 120×150 CCD matrix array sensing device. Final the diagram had been given which are scanning circuit and data process system.

太阳磁场望远镜电视—计算机观测系统同步接口电路的改进

韩 峰

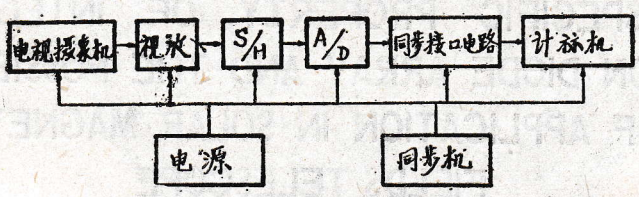
（北京天文台）

前 言

我们在太阳磁场望远镜电视—计算机观测系统整机联调过程中，对电视—计算机观测系统中的同步接口电路进行了适当的改进，解决了在长期联调过程中存在的信噪比低的问题，初步取得了对测试卡图象观测优于2000：1的信噪比，为正式观测扫清了障碍。

一、电视—计算机观测系统原理简介

太阳磁场望远镜电视—计算机观测系统原理方框图（见图1）。



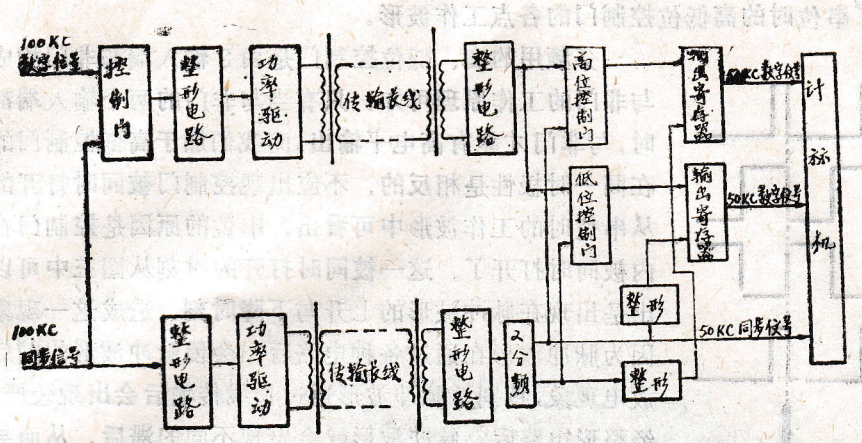
图一．电视—计算机观测系统原理方框图

由电视摄象机获得的太阳磁场模拟信号经视放，取样保持、A/D变换后，变换为每秒10万次、12位精度的数字信息，经同步接口电路送入计算机中，在计算机中进行实时处理，最终取得太阳磁场的各种物理量。

二、同步接口电路的工作原理

太阳磁场望远镜电视—计算机观测系统的同步接口电路是根据其使用的特殊要求而专门设计的，它与一般的接口电路不同，需完成一些特定的功能。首先，由于望远镜到计算机的距离较远，为使数字信号能够正确送入计算机中，同步接口电路必须具有长线传输的性能；其次，又由于现有计算机运行速度不够，无法正常接收每秒10万次的数字信息，为了充分利用现有计算机，我们通过同步接口电路将12位10万次/秒的数字信息转换为24位5万次/秒的数字信息，相对降低了数字信号的速度，使得计算机能够进行正常接收。因而同步接口电路又应具有速度转换功能。

同步接口电路的原理框图（见图二）。图中只给出了一位数字信号位的原理图，其余各位与此相同。



图二．同步接口电路的原理方框图

在图二中，100KC数字信号的发送受到100KC同步脉冲的控制，在长线的发送端，同步信号被分成两路，一路送去控制各数字位的发送，另一路经长线传输后在终端被又分频成50KC的同步信号，送入计算机去控制计算机的启动，同时分频后的两路极性相反的50KC的同步脉冲还要分别送入各数字位的高、低位控制门及高、低位的输出寄存器，去分别控制数字位的分频及输出寄存器的清“0”。

数字信号的发送严格地受到同步信号的控制，当同步信号到达时，即为高电平时，开启数字信号位的控制门，如此时数字信号为高电平“1”信号时，则在控制门的输出端输出一高电平“1”信号，如此时数字信号为低电平“0”时，则在控制门的输出端输出一低电平“0”信号。在长线传输的始端，由控制门输出的100KC的数字信号，经整形电路，功率驱动后送入传输线中。在长线传输的终端，由长线传输来的100KC数字信号经整形后，送入数字位的高低控制门，低位指数字位的1～12位，高位指数字位的13～24位。由同步脉冲按规定的顺序开启高，低数字位的控制门，经各自的寄存器后送入计算机。

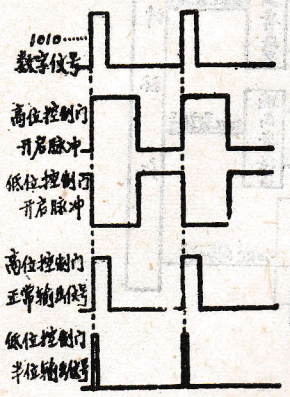
三、同步接口电路在实际运用中出现的串位现象及造成串位的原因分析

按要求规定，12位100KC的数字信号经分频后变为24位50KC的数字信号，每一数字位中的数字信号在分频时应严格遵照分频顺序进入指定的高、低位中，不应出现任何错误，才能保证计算结果的正确性。

然而本电路在使用过程中发现，数字信号在分频后会出现不明显的串位现象，即高位的“1”会串入低位的“0”中，使输出出现高、低位全为“1”的现象，造成计算机运算错误，使得整个系统信噪比低。

当数字位中加全“1”（即111111…）或全“0”（即000000…）信号时，经分频后，电路只出现全“1”或全“0”输出，不会出现串位现象。只有当数字位中的数字信息为有“1”的任意型式时，电路就会出现串位输出。针对这种情况，我们在数字

位的发送端加了一组固定的10 10 10…信号，经用示波器观查电路中各点工作波形后发现，造成串位现象的原因出在电路中对数字信息分频用的高、低位控制门电路中，（见图三）。图三绘出了串位时的高低位控制门的各点工作波形。



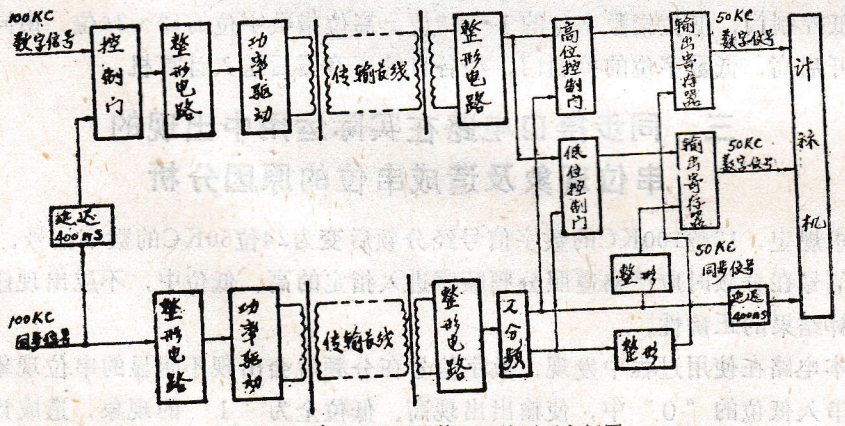
图三．高低位控制门的各点工作波形

分频用的高、低位控制门是由2输入端与非门构成的。根据与非门的工作原理可知，只有当与非门的两个输入端都为低电平时，与非门才能有高电平输出。而我们加于高低控制门的控制脉冲在同一时极性是相反的，不应出现控制门被同时打开的现象。而从串位时的工作波形中可看出，串位的原因是控制门在某一时刻内被同时打开了。这一被同时打开的时刻从图三中可以明显的看出是出现在脉冲波形的上升与下降时刻，造成这一现象的原因是因为脉冲波形在通过各种电路后，会使脉冲波形的前后沿产生冲放电现象，特别是脉冲波形通过长线传输后会出现较严重的畸变，经整形电路后，脉冲波形就会出现不同的滞后，从而导至了串位现象的产生。

四、同步接口电路的改进

针对产生串位的原因，并参考串位时的波形图，不难看出，只要把各路数字信息加以适当的延迟，即当高、低位控制门已经可靠打开与并闭后．才把数字信号加到控制门上，就能有效的避免串转现象的产生。

我们所采用的改进方法是在电路的发送端，把用来打开各路数字位的同步脉冲加了一级400ns的延迟后，再送去控制开启各数字位的控制门，相对延迟了各数字信号。同时考虑到不改变原电路的工作状态，我们把送入计算机的同步脉冲也加了一级相同的延迟。改进后的电路（见图四）。



图四　改进后的同步接口路的原理方框图

经过改进以后，我们对同步接口电路进行各种外加数字的检测，均未出现串位现象，证明改进是成功的。解决了串位现象后，成倍的提高了电视—计算机系统的信噪比，并对太阳观测，取得了初步的太阳磁图。

太阳磁场望远镜数据实时处理方法

黄楚珊

我国自行研制的太阳磁场望远镜包括电视、光电和照相三个接受系统。其中，电视和光电接受系统的观测数据处理实时性强。八一年以来，在中国科学院南京天文仪器厂、北京天文台和长春物理研究所的共同努力下，实现了太阳磁场望远镜与国产TQ—16型电子计算机的联机观测。本文介绍应用TQ—16型机进行太阳磁场望远镜观测数据实时处理的方法。

一、数据实时处理的要求

太阳磁场望远镜是研究太阳物理和进行太阳活动予报的重要仪器。在电视接受系统中，采用了干涉偏振滤光器的视面单色器和电视接受系统，能在视面上同时接受大量信息。实时处理这些信息，是电子计算机的任务。由于电子计算机能数字化、图表化实时地处理太阳上大量活动信息，使观测效率提高万倍以上，因而特别有利于研究太阳上快速而猛烈的过程。

电视接受系统在进行电视扫描时，每帧的单元数达1万点以上，速度为每秒10万点，每点经过A/D变换后的输出精度为10～11位（二进制）。为了提高精度，在实际观测中，望远镜是连续观测的，以取得几十甚至几百帧电视扫描的观测数据。因此，还要求电子计算机在接受过程中，对每帧对应的数据施行一定的运算。

为了满足数据处理的这些要求，当利用TQ—16型机实时处理太阳磁场望远镜的观测数据时，必须注意下面几个特点：

1．观测数据输入机内的形式不是纸带。

2．观测数据的输入不仅数量多且速度快。

3．计算机接收数据时与望远镜输出数据应严格同步，防止计算机对数据重取或漏取。

4．计算机在接收数据时实施一定的连算。

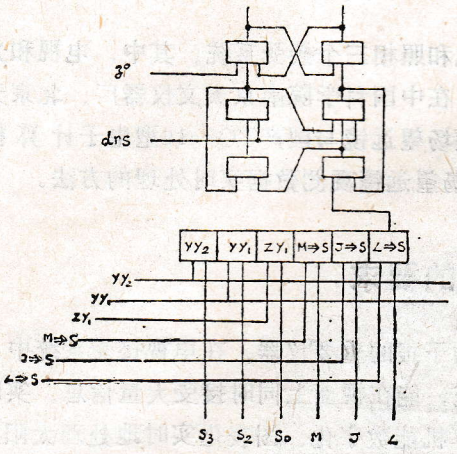
以上四个特点，对计算机来说，是要解决信息输入的问题，也是实时处理的重点。

二、数据输入接口的选择

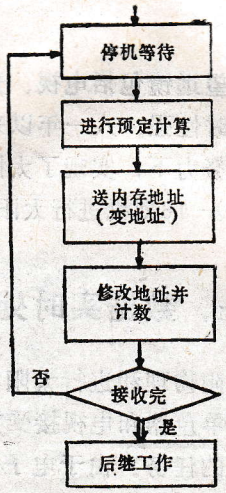
在数值计算中，数据通常从光电输入机输入或从电传打字机打入。这种常规的输入方法，受到了输入和操作的限制，又必经I/O通道，以致输入速度缓慢，实时性差。考虑到数据在输入或运算过程中，都使用了S累加寄存器，若以此作为数据输入接口，将数据直接输入S寄存器内，势必加速数据的传送和处理。图一表示数据输入S寄存器某一位的接线图，图中M表示磁场数据输入接口线。

TQ—16型机的字长是48位，而数据输入机内只占12位。为了减少内存开销，提高采集能

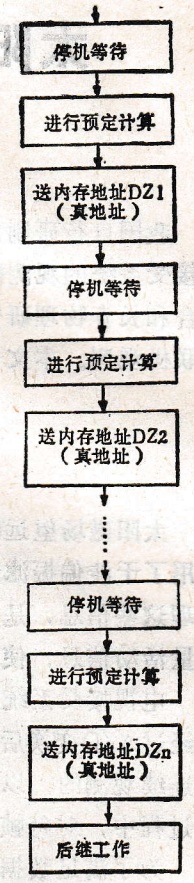
力，我们利用12根电缆作为数据的传输线，并先在机外对数据整形和分频，然后将每两数据合并一次输入机内S寄存器，从而完成了数据输入的第一步。



图一　磁场数据输入S寄存器接线图



（a）变地址方式



（b）真地址方式

图二　接收数据流程图

三、计算机接收数据的方式

观测数据输入机内S寄存器之后，还有赖于软件程序的执行，才能最终实现数据的运算和送入内存区的目的。为了达到这一目的，必须认真分析计算机接收数据的方式。

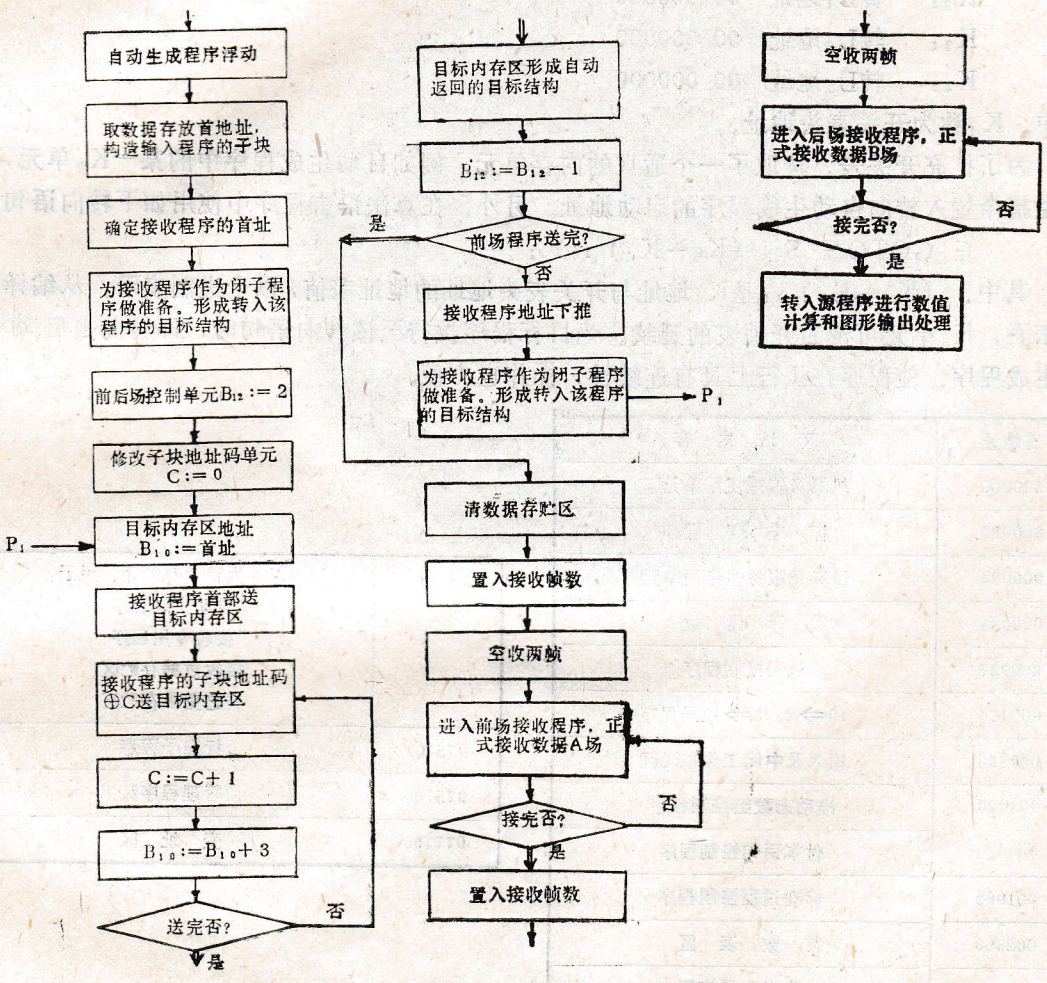
图二是计算机接收数据的流程图。其中，（a）是变地址接收方式，（b）是真地址接收方式。分析了变地址接收方式之后表明，即使每两观测数据合并一次输入计算机内，数据输入的时间间隔从10微秒增大至20微秒，仍然不足执行送数据以及修改地址和计数指令所需的时间。为了解决时间不足这一关键问题，提出真地址接收方式，突破了传统的处理方式。从图二（b）可以看出，运算和送数据都使用数据的真地址，没有修改地址和计数等指令，这就大大地节省了时间，使得在20微秒内足以完成予定的任务。真地址接收方式的特点是：充分地利用了内存空间上的优势，有效地补偿了运算时间上的不足。

图二中的“停机等待”表示上一数据已接收完毕，机器处于动态停机等待接收下一数据

的状态。“停机等待”后继程序是由另一根与数据传输同步的讯号线来启动的，保证了望远镜的输出与计算机的接收严格同步。

四、自动生成程序的功能

对于数以万计的观测数据来说，用人工编写和穿孔真地址接收方式的程序，这是一件十分繁重的工作，甚至是不可能做到的。为了解决这一困难问题，精心设计了一个自动生成程序。这个程序的功能是既能在内存自动形成真地址接收方式的程序，又能自动执行该接收程序。也可以说，自动生成程序是类似一种特殊的编译程序，它构造了数据接收程序这样一种专用的输入目标程序。图三是自动生成程序框图。



图三　自动生成程序框图

五、自动生成程序的嵌入及启动

在程序设计方面，自动生成程序用机器语言编制，数据接收后的数值计算和图形输出处

理用算法语言编制。为了使两者有机地结合在一起，可以通过输入语句，将自动生成程序作为“字符”输入机内。要注意的问题是：

1．自动生成程序的编写应避免使用与数据分隔等相同的指令码和地址码。

2．要对现行的系统软件稍加临时改造，使自动生成程序中被视为“空”的字符能正确送入计算机内。

3．图四是自动生成程序实施时的内存布局。这里开辟了一个专用区，用于存储自动生成程序。自动生成程序所构造成的快速接收程序，可使用变量存贮区的广阔空间。

自动生成程序的启动，由第二类型的开关转向语句来实现。设开关说明为∈ SWITCH ∈ S：=L_1，L_2，L_3；经编译后形成如下的开关表：

K_1：00 000000 00 K_1

K_2： 转L_1地址 00 000000

K_3： 转L_2地址 00 000000

K_4： 转L_3地址 00 000000

其中，K_1称为开关表头地址。

为了扩充开关表，选取了一个适宜的内存单元，例如自动生成程序中的某一K_5单元，在其左指令置入转向自动生成程序的启动地址。另外，在算法语言程序中使用如下转向语句：

∈ GOTO∈ S〔(K_5-K_1)$_{10}$〕；

其中，(K_5-K_1)$_{10}$是K_5地址与开关表头地址的地址差值，以十进制表示。从编译角度来看，K_5单元可视为开关表的延续。当目标程序执行至该转向语句时，即转向去启动自动生成程序，使程序在执行上具有连续性，操作也方便。

首地址	区域内容
000000	机器及管理使用单元区
000020	标准变量
000024	目标及服务性专用单元
000031	编译常数
000037	过程控制程序
000174	10⇒2，2⇒10子程序
000335	输入及中间工作单元区
001020	准动态数组控制程序
001050	付本语句控制程序
001063	标准过程控制程序
002360	常数表区
	信息向量表区
	开关说明表区
	过程说明表区
	目标程序区

	以下为变量存贮区，用于： 自动生成程序 接收专用程序 接收数据存贮区 其它变量存贮区
075103	标准子程序
075700	管理程序区
077700	变址区

图四 自动生成程序实施时的内存布局

六、光电观测数据的接收方式

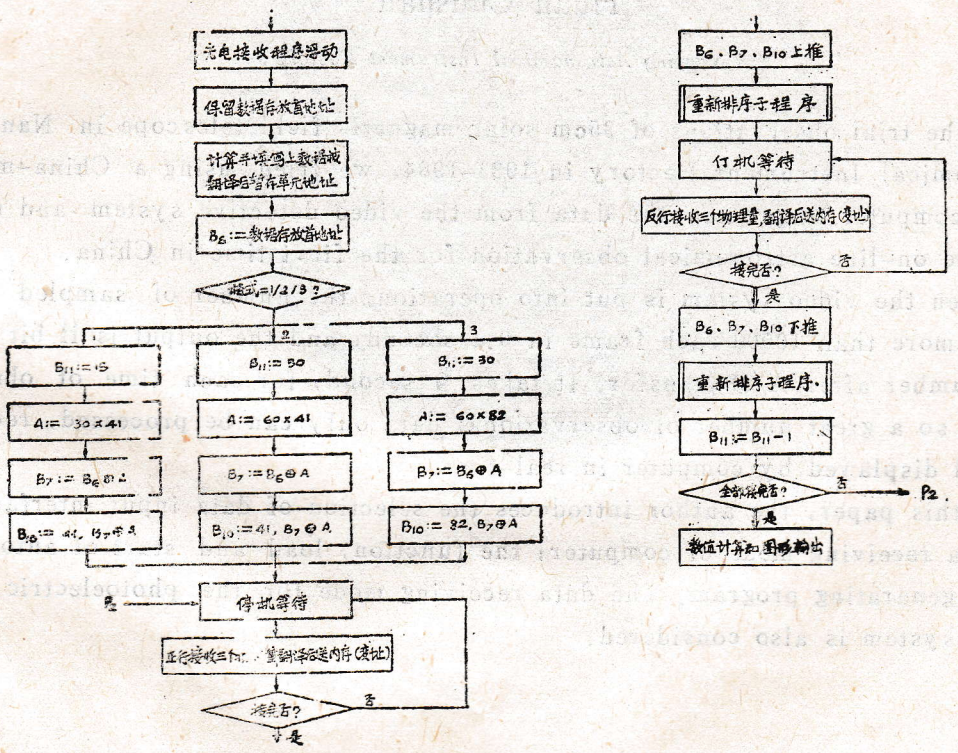
太阳磁场望远镜在进行光电观测时，数据单元的时间间隔较长，达几百毫秒左右，完全可以采用图二（a）变地址接收方式来实时处理数据。当然，光电观测还具有自身的特点，它表现在于：

1．光电观测数据具有亮度、纵向场、横向场和速度场四个物理量，它们发送的行列数计有：30×41，60×41和60×82等三种格式。

2．光电观测数据是按“之”字形顺序回绕方式发送的。

3．光电观测数据是以BCD码（二—十进制）形式发送的。

根据上述特点，在程序设计中，应能够随时判断接收的数据是来自于哪一类物理量，是属于哪一种格式。在接收完每整行数据时，要注意重新排序。对接收的每一个数据，均予先进行了翻译，然后才能直接参加运算。图五是光电接收方式的程序框图。



图五　光电接收方式框图

七、几点看法

太阳磁场望远镜与国产TQ—16型电子计算机的联机观测成功，这是我国天文望远镜首次应用计算机进行观测数据的实时处理。

对于天文观测数据的实时处理，利用通用电子计算机兼作实时处理是有利的。这是因为天文观测的数据多，计算复杂，要求精度高。在数据被接收之后，可以充分享用丰富的系统软件和外围设备，有利于进一步处理。特别是对于具有类似TQ—16型机的单位来说，只要配上A/D变换和接口装置，就能做到一机两用，既节约了开支，又加快课题的研究步伐，并能为今后望远镜选配计算机提供有价值的科学根据。

实践证明，对于信息的快速输入，自动生成程序以及由它所产生的接收程序，是一个行之有效的快速直接输入方法，该方法的实质是一种以软件为基础对计算机输入功能的开发。

REAL DATA PROCESSING FOR THE SOLAR MAGNETIC FIELD TELESCOPE

Huan Chushan

(Nanjing Astronomical Instrument Factory)

In the trial observations of 35cm solar magnetic field telescope in Nanjing Astronomical Instrument Factory in 1983–1984, we tried using a China-made TQ-16 computer to process the data from the video detective system and realized the on-line astronomical observation for the first time in China.

When the video system is put into operation, the number of sampled points is more than 10000 each frame in 0.1 second, and the output is 11 bit binary number after A/D transfer. It takes 9 second, for each time of observation, so a great number of observational data only can be processed, recorded and displayed by computer in real-time.

In this paper, the author introduces the selection of data input interfaces; the data receiving mode of computer; the function, load and start of automatically genarating program. The data receiving mode for the photoelectric detective system is also considered.

单板计算机用于太阳磁场望远镜的数据采集与处理

艾贻民　王瑞兰　明长荣　韩峰

（北京天文台）

太阳磁场望远镜有三个终端信息接收系统，照像，电视和光电扫描。我们将光电扫描器接收的信息通过横/数转换与单机机的输入接口相连接，进行数据采集与处理，由μ-80打印机输出处理后的结果。在南京天仪厂的磁场望远镜的试观测中，经投入使用。下面将我们的工作介绍如下：

一、系统功能

将望远镜接收的信息以BCD码形式由单板机接收下来，进行归算处理后打印输出规测到的太阳亮度场，磁场和速度场数值，并给出每一点的座标位置，同时还可以用符号点图的形式，打印输出磁场和速度场的等强度图。

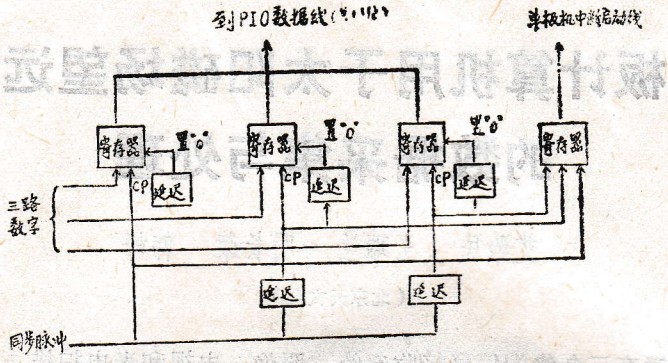
二、信息输入

信息输入是由做为A/D变换的数字电压表给出的。数字电压表的十二根数据线代表三位BCD数，一根线代表符号位。共有三个数字电压表在一个同步脉冲启动下提供数据。我们设计：一个接口电路。

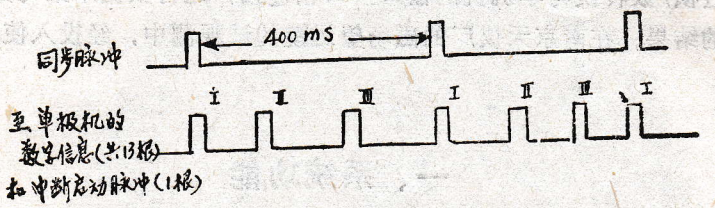
三、接口电路

同步脉冲经三种不同时间的延迟后，做为三路数字信息寄存器（由D触发器组成）的CP脉冲启动各数字位的寄存器。并根据要求把各自的CP脉冲加以适当的延迟后，再加到各寄存器本身的清“○”端，做为寄存器的请“○”，把三路数字信息在一定的时间间隔内按顺序寄存在各自的寄存器中。同时把该CP脉冲经组合后，做为与各数字信息相对应的启动脉冲送入单扳机PIO口。这样就完成了数字信息的并串型输入方式。接口电路原理框图和逻辑时序图由图一和图二所示。

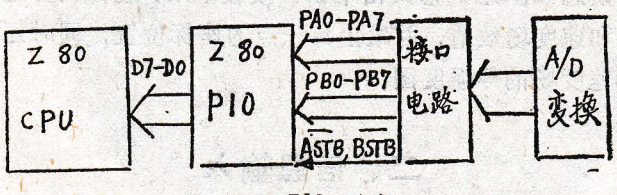
在光电扫描器工作时，每隔一个周期三组数据进入到寄存器中，分三拍由同步信号打入到单极机的PIO口中。同步信号联接在PIO的$\overline{\text{ASTB}}$和$\overline{\text{BSTB}}$上，PIO的二个口口A和口B都由程序设置为输入模式，口A联接符号位和高位BCD数，口B联接中间位和最低位BCD数。通过PIC口向单极机内存输入必须以中断方式进行，中断启动脉冲ASTB和BSTB由三分频后的同步脉冲给出的。参见图三。



图一：接口电路原理框图



图二：接口逻辑时序：



图三：PIO口连线

四、数据处理程序

数据的归算是由每个周期输入的第二个和第三个数值分别除以第一个数值，就得到太阳磁场和速度场，而太阳亮度场是由第一个量直接得到的。由于扫描器扫描输入方式与打印机打印输出方式不同以及数据格式问题，有几个步骤在归算前后要做的的。

首先光电扫描的方式是先从左到右扫描第一行，再从右至左扫描第二行，以此类推。而输出则要求诸行都按从左至右的顺序。因此首先设计了一个排序程序，将偶数行的数据倒序过来。数据处理程序还包括十进制转换为二进制，二进制转换为ASCII码，双字节带符号位的除法运算等。

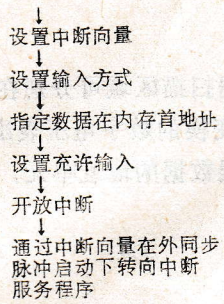
五、打印输出

打印输出程序提供了根据需要通过μ-80打印机打印出二种形式：数据形式和点图形式。

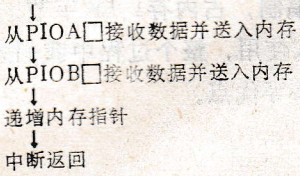
数据形式的输出是将亮度场，磁场或速度场的数值同时打出，并给出每一数值所在的行列数。点图形式是按扫描区逐点的位置，在打印纸上打出相应的磁场强度。每一点由符号位和字符两个部分组成。正负号代表磁场的极性，字符表征磁场的大小。这样可很方便地描出

图四．程序流程框图

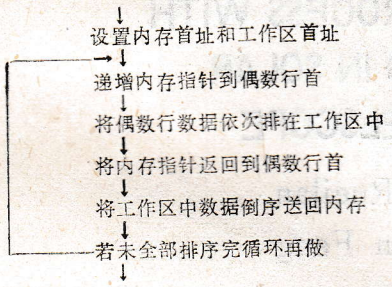
1．输入



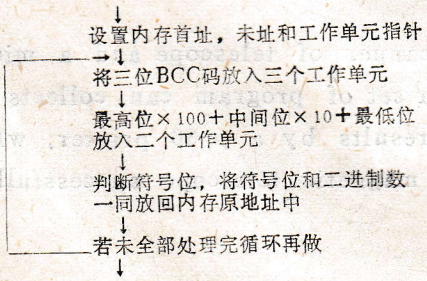
中断服务程序



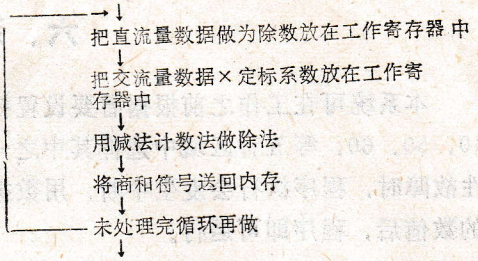
2．排序



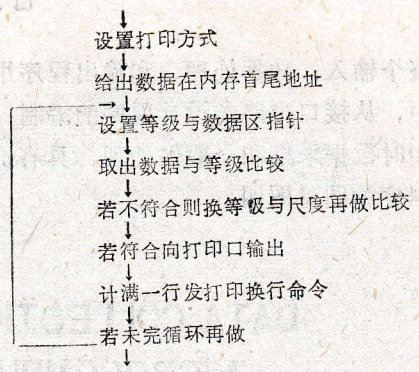
3．BCD码转换为二进制



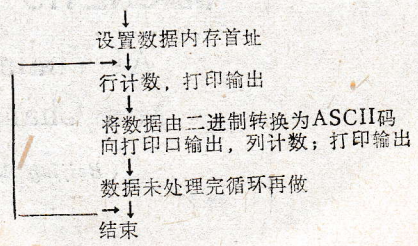
4．除法



5．打印点图



6．打印数据



磁场的等值图。

六、系统的灵活性

本系统可在工作之前根据需要设置扫描磁图的行数。即根据扫描区域可分别在20，30，40，50，60，等五种区域中选择其中之一种。当由于做为A/D变换的数字电压表出现偶发性故障时，程序执行会发生中断，用数据地址寄存器可检查错误数据的地址单元，改为合理的数值后，程序即可运行。

七、结束语

整个输入，数据处理，和输出程序用Z-80汇编语言编制，占内存1.5K字节。在系统的研制中，从接口电路的设计程序的编制，调试，最后投入使用，整个过程中我们感到单极机用于实时数据采集和一般性处理，具有价廉，方便，可靠等优点。

程序框图见图四。

DATA COLLECTION AND PROCESS WITH MICROCOMPUTER USED IN SOLAR MAGNETIC FIELDS TELSCOPE

Ai Yimin　　Wang Rueilan
Min Changruong　Han Feng
(*Beijing Astronomical Oaserbtory*)

Abstract

A interface between the photo-electric scanner of telescope and a micro-mputer has been made.The system including a set of program can collects data and process them and then print ϕoutput results by a μ-80 printer, which has been used in testing observation of solar magnetic telescope successfully.

CONTENTS

The propose for the Solar Magnetic Field Telescope and Its Working Theorem ..... *Ai Guoxiang Hu Yuefeng* (1)

FeI λ 5324. 19Å Ling Forms in the Solar Magnetic Field and the Theoretical Calibration of the Solar Magnetic Field Telescope ..... *Ai Guoxiang Li Wei Zhang Hongqi* (11)

A Comparison of the Solar Optical Observatory Testing Sites at Shahe, Xinglong and Huairou .....*Shi Zhongxian Ai Guoxiang Chen Chuanle Zhang Shanli Wang Jianmin* (21)

A Apparatus for Measuring and Recording the Atmosphere Temperature Fluctuations Close to Ground .....*Qian Zhongyu* (29)

A Comparison of the Solar Optical Observatory Testing Sites at Shahe, Xinglong and Huairou..... *Wang jingmin Qian Zhongyu Ai Guoxiang Shi Zhongxian Hu Yuefeng* (38)

The Constructional Design of a Multi-purpose Astronomical Cupola..... *Li Ting Liu Delin Han Feng* (47)

FeI λ 5324. 19Å Ling Depth of Foemation in the Solar Magnetic Field ..... *Zhang Hongqi* (57)

The Optical Design of the Solar Magnetic Field Telescope ..... *Wang Yanan* (66)

Mechanical and Optical Adjustments and Test for the Tube of the 35cm Solar Magnetic Field Telescope.....*He Yewen Li Ting* (69)

The Birefringent Filter for Measuring Solar Vector Magnetic Field and Sight-Line Velocity Field ..... *Ai Guoxiang Hu Yuefeng Li Ting He Fengbao Hou Huifeng Gu Zhenglei Ni Houkun* (75)

The Optical Technology for the 0.15Å Biredringent Filter .....*He Fengbao* (83)

The KD*P Modulator in the Solar Magnetic Field Telescope ..... *Ai Guoxiang Hu Yuefeng* (86)

A Highly Transparent Conductive Glass with SiO Film .....*Hu Yuefeng Ai Guoxiang* (98)

The Trial Manufacture of polaroid for Birefringent Filter

.....*Hu Yuefeng Ai Guoxiang* (104)
The Integrated Transmission Conservation of the Tunable Lyot Birefringent Filter and Its Adjustment Method
.....*Hu Yuefeng Ai Guoxiang* (111)
A precise Instrument for Measuring the Thickness and the Axis Position of Birefringent Crystal..... *Yang Huan* (119)
The Tube Construction of the 35cm Solar Magnetic Field Telescope
.....*Li Ting* (128)
The Mechanical Construction of the 0.15Å Birefringent Filter
.....*Li Ting Ni Houkun* (136)
The Phctoelectric Mechanical Scanning System for 35cm Solar Magnetic Field Telescope ..... *Lu Yunling*
Liu Guanqun Yuan Buzhang Ma Yuedong Liu Zhining (144)
The X-Y Mechanical Scanner for 35cm Solar Magnetic Field Telescope ..... *Lu Yunling* (149)
The Construction Caculation of the photoelectric Detector with Cooler of Thermoelectric Elements for 35cm Solar Magnetic Field Telescope..... *Lu Yunling* (157)
The Mounting Design for the 35cm Solar Magnetic Field Telescope
..... *Yan Huan* (163)
The Driving Mechanism for the Solar Magnetic Field Telescope
..... *Gu Beiwei* (171)
The Slew Motion and Accuracy of R. A. Driving and the Telescope Balance ..... *Li Ting* (180)
The Mechanical Design of the Guiders.....*Chen Xianlog Li Ting* (185)
A Analogue Mounting for Modulated Signals in Magnetic Field Measuring..... *Gu Beiwei* (189)
The Design and Technology of the Scanning Squre Pinhole in the Photoelectric System for 35cm Solar Magnetic Field Telescope.....*Lu Yunling Cao Hengtai* (194)
The Manufacture of Double-Circular Guide for Scanner of 35cm Solar Magnetic Field Telescope.....*Xue Junsun* (202)
The Drive Control Circuit in Solar Magnetic Field Telescope
..... *Hou Huifang* (206)
Photoelectric Guide System in Solar Magnetic Field Telescope
.....*Hou Huifeng Ming Changrong Han Feng* (210)
Clock Driving Circuit in Equatorial Mounting Telescope
.....*Hou Huifang* (219)

The BCD Code Divider Using the Ratio Between A. C. and D. C. in Solar Magnetic Field Telescope ..... *Hou Huifang Ming Changrong* (223)
Data Processing System in Measuring Solar Magneto Field ..... *Hou Huifang Ming Changrong* (235)
Constant Temperature Control Circuit for Optic Filter ..... *Hou Huifan Ming Changrong* (239)
The Control Circuit for the Driving of the X-Y Scanner ..... *Chen Zhibin Yun Jialing Tan Zuowu Li Wei* (252)
The Reform in Scanning Range of Our Solar Magnetic Field Telescope Photoelectric ..... *Li Wei Chen Zhibin* (260)
The Logical Design of a Loop Distributor for Permanent Magnetic Stepmotor with Large Step ..... *Chan Zhibin Li Wei* (266)
The Signal Detective Circuit for the 35cm Solar Magnetic Field Telescope ..... *Chan Zhibin Li Wei* (273)
A Preamplifier for the Photoelectric Magnetograph ..... *Wu Huaqing* (282)
A High Voltage Power Supply Device of the KD*P Electrooptic Modulater for the Solar Magnetic Field Telescope ..... *Chen Zaide* (291)
A TV Receiver System for the Solar Magnetic Field Telescope ..... *Jin Shungjing Sun Xingyu Shen Guoguang Guo Hongdə Ren Fenghai Zhang Shuzhi Li Yong Pang Zhongren* (301)
The Con Sideration of the Camera System of SMT ..... *Sun Xingyu* (312)
S/N Analysis for SMT Camera System ..... *Sun Xingyu* (317)
The Video Sighal's Compensation in Slow-Speed Scanning Camera System ..... *Sun Xingyu* (322)
The Key Indexes of SMT Camera System Measure ..... *Sun Xingyu* (326)
Development for Camepa's Long Scan Deflection Circuit ..... *Ren Fanghai* (330)
Development for the Camera's Video Channel of SMT ..... *Ren Fanghai* (335)
Development for the Transformer Group with Very-Low Frequency Wide Band-Width and High-Hidelity ..... *Ren Fanghai* (340)
A High-Speed High-Accuracy A/D Converter ..... *Jin Shengjing Shen Guoguang Guo Hongde Zhang Shuzhi Liu Fengrong* (345)
The Anti-Interference of the High-Speed High-Accuracy A/D Coverter ..... *Jin Shengjing Shen Guoguang Zhang Shuzhi* (354)
Sue Time-Shareing Switch Improved the Characteristic of the Series-Parallel A/D Converter ..... *Shen Guoguang Jin Shengjing* (360)
Secondary Steady Voltage Potential Shift Model High Steadi-

ness Source ..... *Zhang Shuzhi Jin Shengjing* (366)
A Quick and High Precision Sampl-Holder ..... *Liu Tianfu* (374)
The Correcting-Error System of a A/D Convertor
..... *Guo Hongde Li Yong* (379)
The TV Receiving System's Synchvonism Contvol of SMT
..... *Guo Hongde Li Yong* (384)
A Consideration of Computer's Connect-Port Circuit in the TV Receiving System ..... *Guo Hongde Li Yong* (389)
Transmit 100KHz Digital Signal with 500 Meters Long Wire
..... *Guo Hongde Li Yong* (391)
The Data Gather System in Video-Computer Receiver for Magnetic Field Telescope ..... *Ming Changrong* (394)
The Synchronoucs Maching after Improvement in Video-Computer Receiver for Solar Magnetic Field Telescope
..... *Ming Changrong* (399)
The Shecific Property of Integration Silicon Diode Array and the Possibility of Application in Solar Magnetic Field Telescope ..... *Ming Changrong* (405)
The Improvements of the Interfact Circuit for the TV-Computer System of the Solar Magnetic Field Telescope ..... *Han Feng* (410)
Real Data Processing for the Solar Magnetic Field Telescope
..... *Huan Chushan* (413)
Data Collection and Process with Microcomputer used in Solar Magnetic Field Telescope ..... *Ai Yimin Wang Rueilan Min Changrong Han Feng* (419)

北京天文台台刊

第八期

一九八二年起总第八期

一九八六年六月出版