

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: $I=0.5r_1+0.636v_{11}\sin\Omega t+0.636r_v\sin 2\Omega t$ 。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 $\sin\Omega t$ 、 $\sin 2\Omega t$ 分别是 Ω 方波、 2Ω 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 $\sin t$ 、 $\sin 2\Omega t$ 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: $I=0.5r_1-0.5r_v\sin 2\Omega t+0.5r_0\cos 2\Omega t$, 式中: $0.5r_v$ 、 $0.5r_0$ 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 $\sin\Omega t$ 、 $\sin 2\Omega t$ 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 $\sin 2\Omega t$ 和 $\cos 2\Omega t$ 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 $\sin 2\Omega t$ 和 $\cos 2\Omega t$ 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。

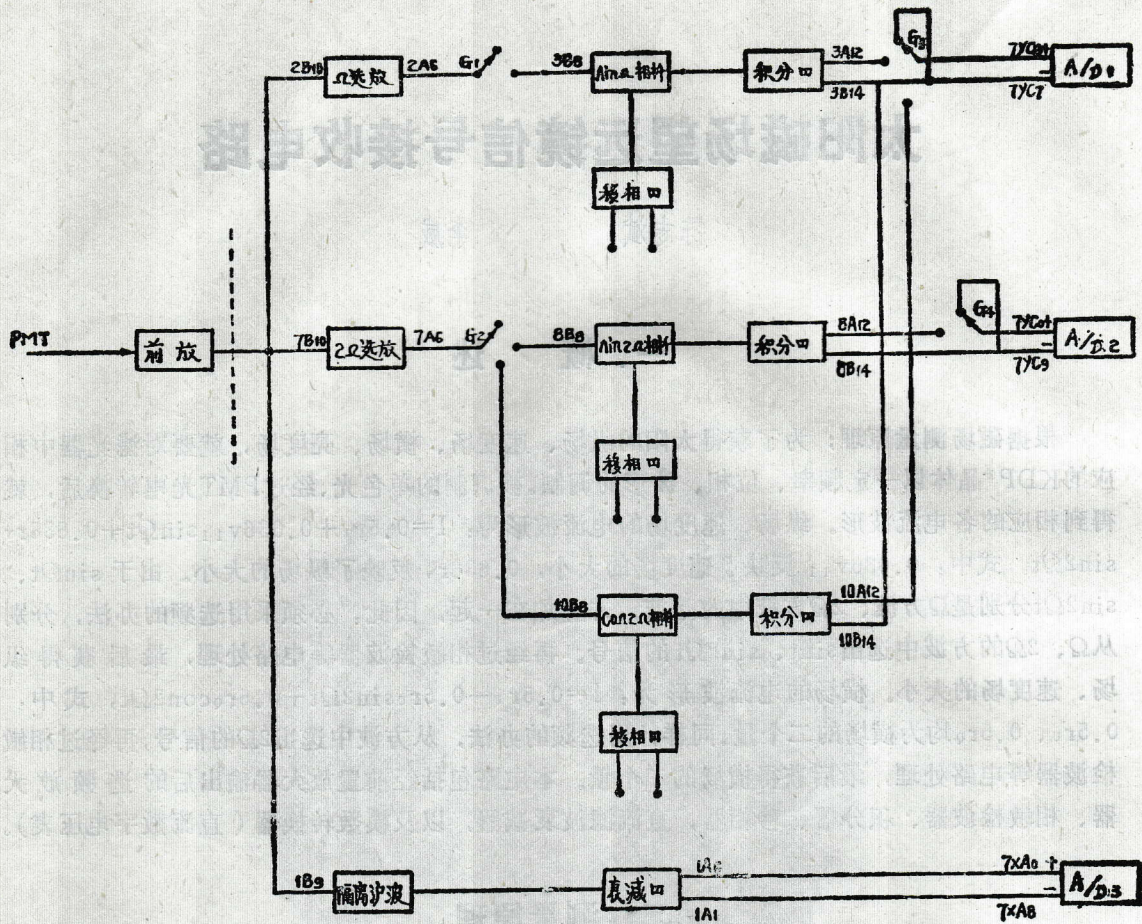


图1 信号接收方框图

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。 $\Omega = 135\text{Hz}$ 、 $2\Omega = 270\text{Hz}$ 。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:

由 $R_1, R_2, R_3, P_1, P_2, C_1, C_2, C_3$ 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： $R_1=R_2, C_1=C_2, C_3=C_1+C_2; f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ 。“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。

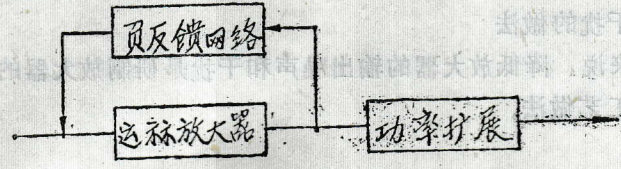


图 2

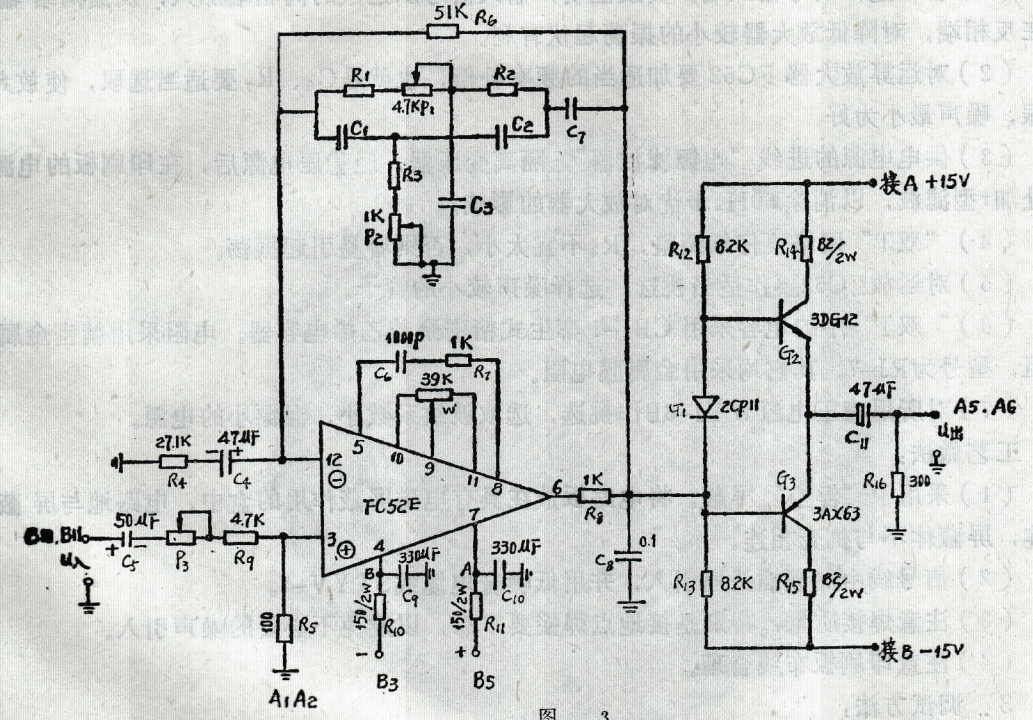


图 3

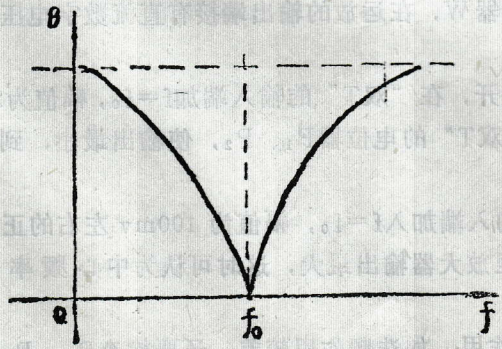


图 4

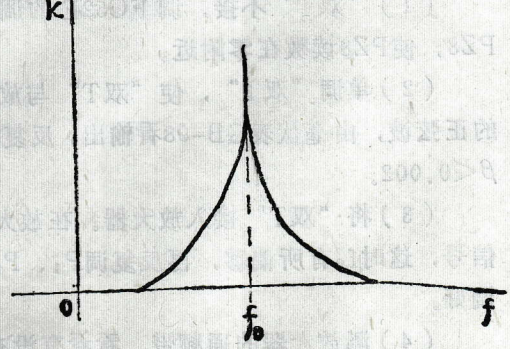


图 5

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_5 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键所在。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 r 型滤波,以消除 50Hz 干扰对放大器的影响。

(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 CB₄-1 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恰当,“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）： $3.5\mu V$ 有效值
 - (3) 动态范围：输入信号 $200\mu V \sim 610mV$ 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： $R_{in} = 5K$ 。
放大器输出阻抗： $R_{out} = 65\Omega$
 - (6) 增益： $K = 5 \sim 10$ 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。

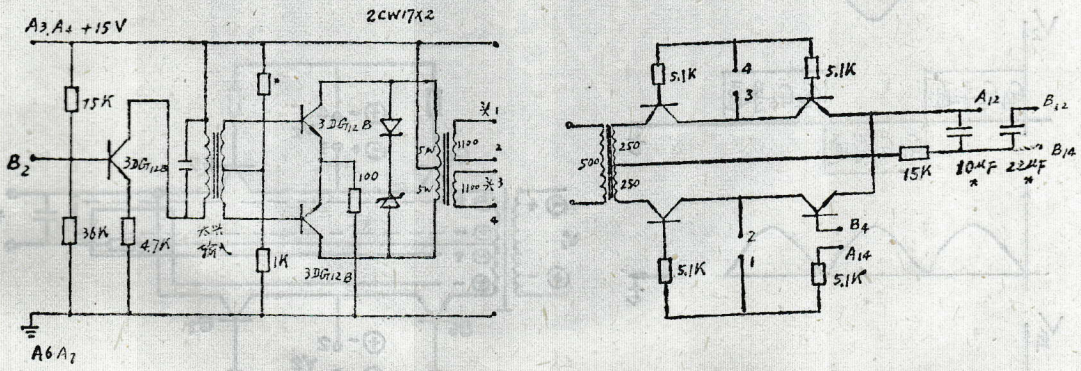


图 6

图中，输入电压 V_1 ，参考电压 V_2 ，输出电压 V_{out} 。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_{out} 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，输出为正的极大值；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，输出达到负的极大。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_5 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。

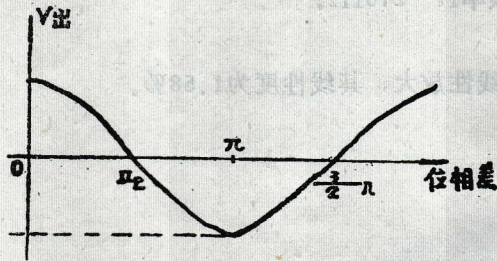


图 7

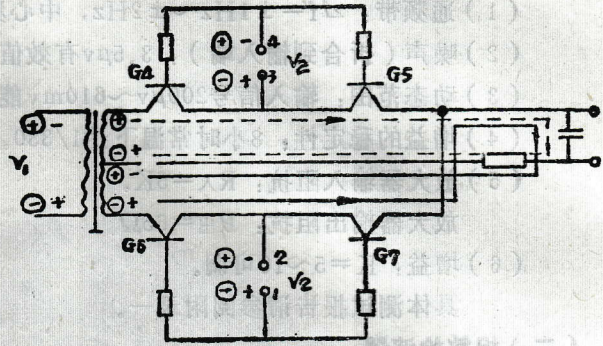


图 8

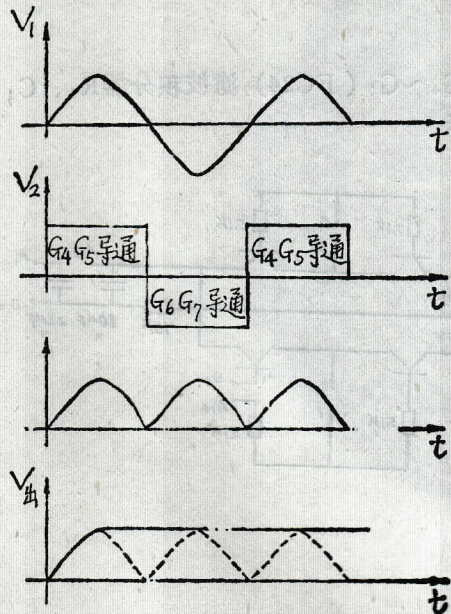


图 9

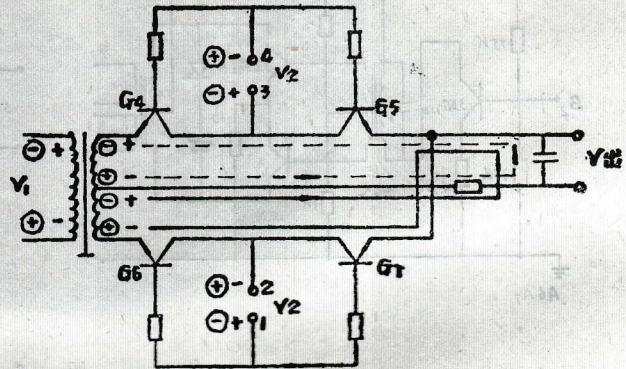


图 10

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 。当 $R=15K$ $C=10\mu F$ 时 $\tau=0.5$ 秒。当 $R=15K$ $C=33\mu F$ 时 $\tau=1.5$ 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：

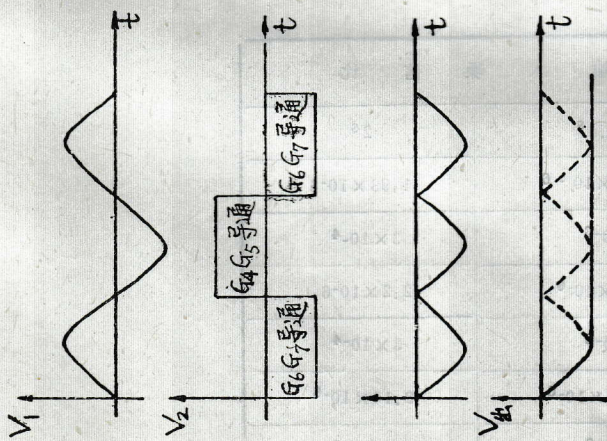


图 11

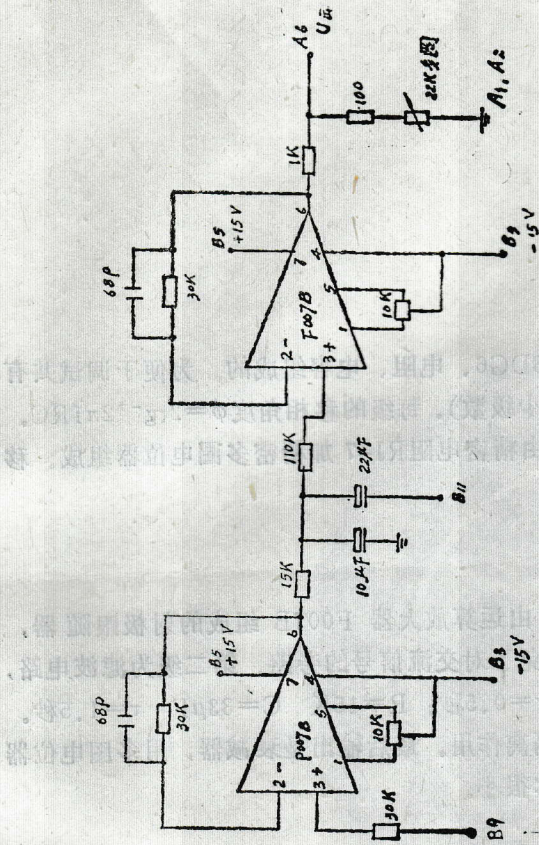


图 12

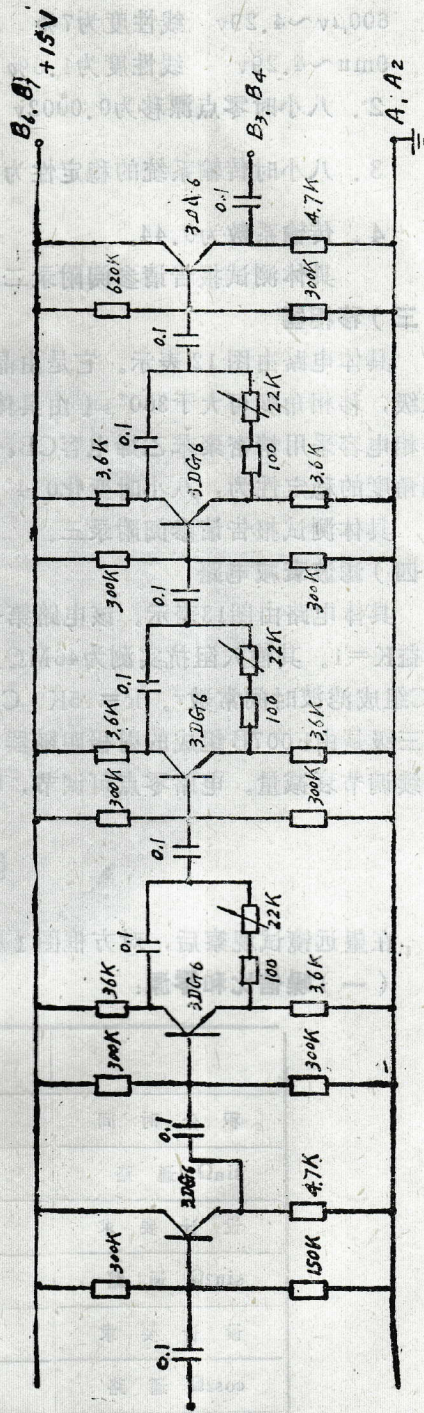


图 13

1. 对选频放大器输出的 $600\mu\text{V}\sim 4\text{V}$ 的正弦信号能线性检波。

$600\mu\text{V}\sim 4.29\text{V}$ 线性度为7%

$9\mu\text{V}\sim 4.29\text{V}$ 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 $\phi = 2\text{tg}^{-1}2\pi fRC$ 。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 $46\text{M}\Omega$ ，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=10 μF $\tau=0.5$ 秒；R=15K C=33 μF $\tau=1.5$ 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，用多圈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
sin Ω 通路	4.8×10^{-6}	1.93×10^{-6}
设计要求	10^{-3}	3×10^{-4}
sin2 Ω 通路	8.8×10^{-6}	2.2×10^{-6}
设计要求	10^{-3}	3×10^{-4}
cos2 Ω 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) 串扰:

	$\sin\Omega$ 串入 $\sin 2\Omega$	$\sin 2\Omega$ 串入 $\sin\Omega$	$\cos 2\Omega$ 串入 $\sin 2\Omega$
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 distinguishing the components with frequency 1Ω and 2Ω , and the phase sensitive detector for detecting them and then transferring to D.C. voltage with different sign. The performance parameters of this detective system were measured as following: 1). Signal to noise ratio: $4.8 \cdot 10^{-6}$ and $1.93 \cdot 10^{-6}$ 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 $\sin 2\Omega$ 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.