

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、太阳磁场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。

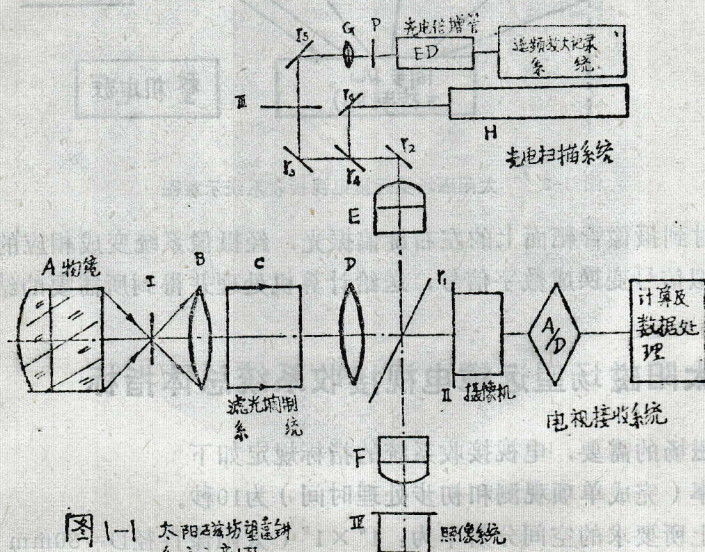


图1—1 太阳磁场望远镜系统示意图

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，得到左旋圆偏振光的强度 A_i (i 表示太阳上不同的单元) 而加 $-\frac{1}{4}$ λ 波长电压时，得到右旋圆偏振光强度 B_i ，作下式处理得到磁场。

$$H_i = K \frac{A_i - B_i}{A_i + B_i} \dots (1-1)$$

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、刘凤荣。

在天文学中已知：

$$\delta_L = 9.34 \times 10^5 \Delta\lambda \cdot I_c \cdot \frac{\sigma_{\nu}}{\rho\lambda} \cdot g \cdot \lambda^2 \cdot H_{11} \quad (1-2)$$

即通过圆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。

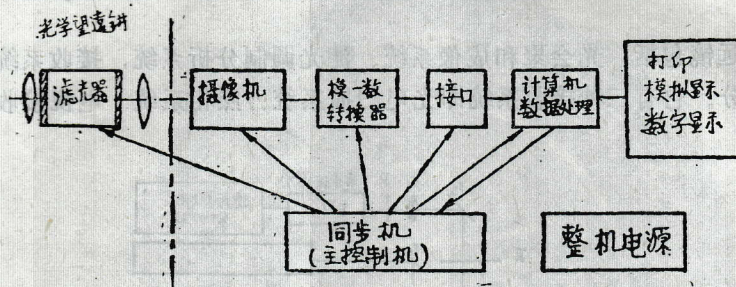


图 1-2 太阳磁场望远镜电视接收系统示意图

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： $1'' \times 1''$ （太阳像直径 $D=80\text{mm}$ ）； $2'' \times 2''$ （ $D=40\text{mm}$ ）； $3'' \times 3''$ （ $D=26.6\text{mm}$ ）； $4'' \times 4''$ （ $D=20\text{mm}$ ）。要求电视接收系统达到 $2'' \times 2''$ 。
3. 观察区域 $3' \times 4'$ 。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 $4' \times 6'$ ）。

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
	$1'' \times 1''$	$1' \times 1.3'$	$1.5' \times 2'$
$2'' \times 2''$	$2' \times 2.6'$	$3' \times 4'$	$4' \times 5.3'$
$3'' \times 3''$	$3' \times 4'$	$4.5' \times 6'$	
$4'' \times 4''$	$4' \times 5.3'$		

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: $-30^{\circ}\text{C} \sim +55^{\circ}\text{C}$ 。

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 $2'' \times 2''$ 的空间分辨率和 $3' \times 4'$ 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叠而产生图像“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($\text{Fe}_{16324\text{Å}}$, $\text{H}\beta_{4681\text{Å}}$)内灵敏。暗电流小, 转换系数 $r=1$ 。照度变化范围为 $0.11x \sim 1001x$, 良好时为 $11x \sim 501x$ 。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 $(s/n)_m = \sqrt{m} (s/n)_1$ (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。

型号 项目 指标	超正析像管 Orthicon	硫化镉摄像管 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	10 ⁻¹ ~10 ⁻³ lx时 0.2~0.3 μA
信噪比	35:1	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<5%
Y 值		0.65	0.95±0.05	0.95±0.05	1.00
清晰度 (分辨率)	600 行	600 行	>700行	700行	400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
靶面不均匀性		<10%	<5%	<5%	<10%
最大照度	10 ³ lx	10 ⁴ lx	500 lx	10 ³ lx	10 ² ~10 ⁴ lx

时电子束调制度的影响)：

$$\bar{i}^2 = 2e i_s \Delta f \quad (2-2)$$

其中：e——电子电荷； i_s ——摄像管直流电流； Δf 频宽。

如 $i_s = 300\text{nA}$ ， $\Delta f = 4.5\text{MHz}$ ，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； E_{ta} —靶电压)成比例。

(B) 予放级产生的噪声(2)。

予放级噪声等效电路如图2-1所示。

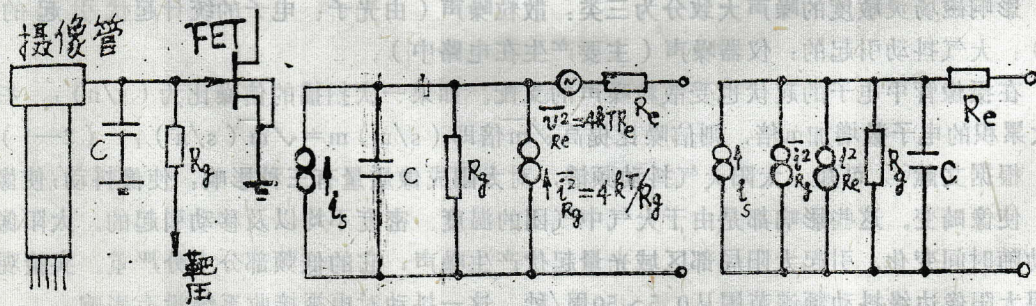


图2-1 予放级噪声等效电路

图中：C——摄像管布线分布电容和FET输入电容之和；

R_c ——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：

$$\begin{aligned}\overline{i_n^2} &= \overline{i_{Rg}^2} + \overline{i_{Re}^2} = 4KT \left\{ \frac{1}{Rg} \left(1 + \frac{Re}{Rg} \right) + Re\omega^2 c^2 \right\} \\ &= 4KT \left(\frac{1}{Rg} + Re\omega^2 c^2 \right), \quad (\because Re \ll Rg).\end{aligned}$$

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：

$$\begin{aligned}I_n^2 &= \int_0^{\Delta f} 4KT \left(\frac{1}{Rg} + Re\omega^2 c^2 \right) df \\ &= 4KT \left(\frac{1}{Rg} \Delta f + \frac{4}{3} Re\pi^2 c^2 \Delta f^3 \right)\end{aligned}\quad (2-3)$$

(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：

$$S/N = i_s / \sqrt{2e i_s \Delta f + 4KT \left(\frac{1}{Rg} \Delta f + \frac{4}{3} Re\pi^2 c^2 \Delta f^3 \right)}\quad (2-4)$$

其中 i_s 为在光电面上加同样光时摄像管直流信号电流。又令 $2e i_s = K_1$ ； $4KT/Rg = K_2$ ；

$\frac{4 \times 4}{3} Re\pi^2 c^2 = K_3$ ，则 (2-4) 式可写成：

$$S/N = i_s / \sqrt{\Delta f} \cdot \sqrt{K_1 + K_2 + K_3 \Delta f^2}\quad (2-5)$$

分析与计算表明，当扫描速度降低到一定时 $S/N \propto 1/\sqrt{\Delta f}$ ，但是当 $\Delta f > 2\text{MHz}$ 时， $S/N \propto 1/\sqrt{\Delta f^3}$ 。

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 $500\text{Hz} \sim 2^k\text{Hz}$ 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 e_{th}^2 由下式给出：

$$e_{th}^2 = 4KT \left(\frac{1}{g_m} \right) Q(U_a \cdot U_g) \cdot \Delta f\quad (2-6)$$

等效噪声电阻 $Re = 2/3 \cdot \frac{1}{g_m}$ 。

g_m ——FET的互导， $Q(U_a \cdot U_g) \approx \frac{2}{3}$ (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 Δf 由下式给出：

$$\Delta f = \frac{1}{2} K f_v H_v^2 \quad (2-7)$$

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	$f_v=25$ 帧/秒 $H_v=125$ 行/帧 (逐行)	$f_v=10$ 帧/秒 $H_v=120$ 行/帧 (逐行)	$f_v=8$ 帧/秒 $H_v=120$ 行/帧 (逐行)	$f_v=4$ 帧/秒 $H_v=120$ 行/帧 (逐行)
频宽 (Δf)	$\Delta f = \frac{1}{2} K f_v H_v^2 = 260.14 \text{KHZ}$	96.00KHZ	76.80KHZ	38.40KHZ
行频 (f_H)	$f_H = f_v \times H_v = 3.125 \text{KHZ}$	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 $is_{25} = is_{10} = is_8 = is_4$	$5.000 \times 0.062 = 0.310$	$3.162 \times 0.102 = 0.322$	$2.828 \times 0.114 = 0.322$	$2.000 \times 0.161 = 0.324$

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。

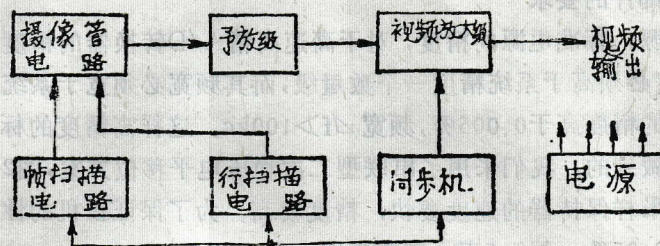


图2-2 摄像机系统逻辑示意图

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—数转换器的位数至少为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, 它是由以下几个部分构成: 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 $\Delta f > 100\text{kc}$ 。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。

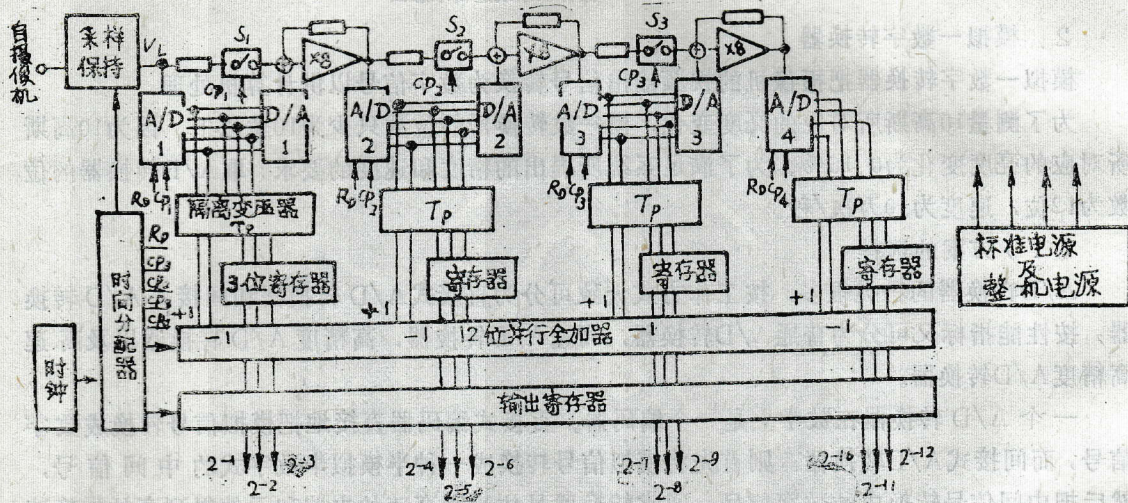


图2-3 “4×3”局部级联式多阈值A/D转换器逻辑图

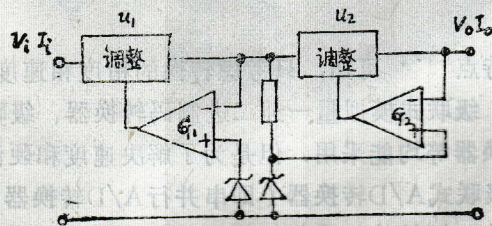


图2-4 串联型二次稳压电平移位式稳压电源逻辑图

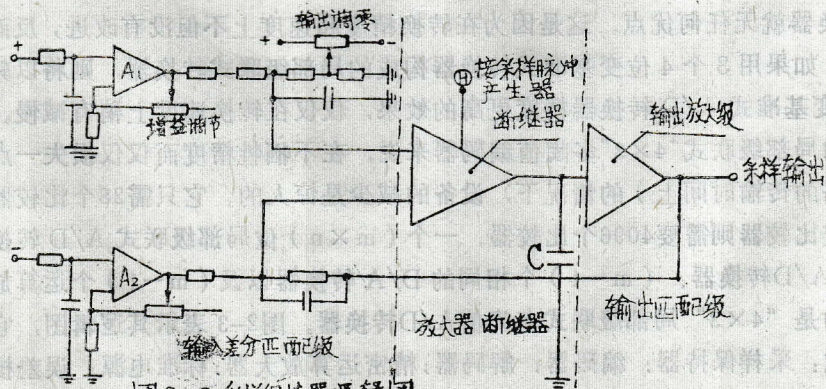


图2-5 采样保持器逻辑图

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^[6]。为了抑制零点标移,我们采用斩波式低频直流通路。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° ,但BG307的失调电压最小的为 1.5° 。使用了校正之后,对比较器死区电压的要求可放宽至 $\pm 62.5^{\circ}$ ($0.5^{\circ}/8$)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° ,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

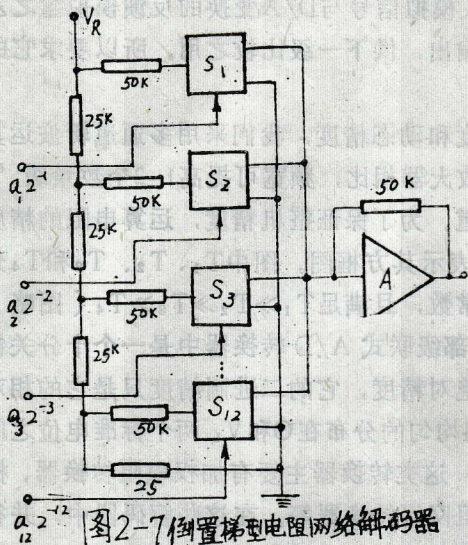


图2-7倒置梯型电阻网络解码器

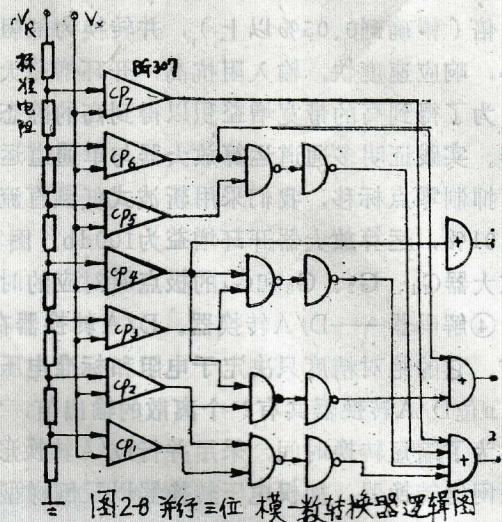


图2-8并行三位模数转换器逻辑图

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：

$$\frac{\sum_{i=1}^n A_i - \sum_{i=1}^n B_i}{\sum_{i=1}^n A_i + \sum_{i=1}^n B_i} \cdot K \quad (n=36)$$

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： $\Delta f=150\text{KHZ}$ 。
 - 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. 模一数转换器
 - 转换速度：10万次/秒。字长：12位。
 - 分辨率：1"。

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：1 μ s。

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 电子计算机，用下式处理的结果。

$$\frac{\sum_{i=1}^{36} A_i - \sum_{i=1}^{36} B_i}{\sum_{i=1}^{36} A_i + \sum_{i=1}^{36} B_i} \times C; \text{ 其中 } C=1111.$$

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).