

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：

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\alpha E_o}{\alpha E_i} = \frac{1}{\mu G \beta} \\ \frac{\alpha E_o}{\alpha I_o} = \frac{R_i + R_c}{\mu G \beta} \\ \frac{\alpha I_o}{\alpha E_z} = \frac{1}{\beta} \end{array} \right\} \dots\dots (1)$$

E_o ——稳压电路的输出电压

I_o ——稳压电路的输出电流

E_i ——稳压电路的输入电压

E_z ——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：

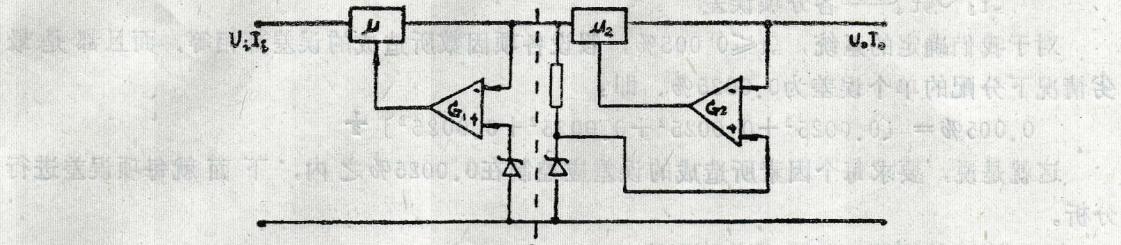


图2 二次稳压电平移位式电路方框图

$$\left. \begin{aligned} \frac{\alpha E_o}{\alpha E_i} &= \frac{1}{\mu G \beta} = \frac{1}{\mu_1 G_1 \beta_1} \cdot \frac{1}{\mu_2 G_2 \beta_2} \\ \frac{\alpha E_o}{\alpha I_o} &= \frac{R_i + R_c}{\mu G \beta} = \frac{R_i + R_{c1}}{\mu_1 G_1 \beta_1} \cdot \frac{R_{i2} + R_{c2}}{\mu_2 G_2 \beta_2} \\ \frac{\alpha E_o}{\alpha E_z} &= \frac{1}{\beta} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2)$$

其中 β_1, β_2 分别为一、二次稳压的采样比, E_z —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:

$$\Delta U_R = \Delta U_{zm} + Z_z \left(\Delta I_L + \frac{\Delta U_A}{R_1 + Z_2} \right) + U_z T_{c2} \Delta T \dots\dots (3)$$

ΔU_{zm} —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

Z_z —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

T_{c2} —稳压管的温度系数

ΔT —对于标称值最大预定的温度变化

(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:

$$\xi_t = [\xi_{st_1}^2 + \xi_{st_2}^2 + \xi_{st_3}^2 + \xi_{st_4}^2]^{1/2} \dots\dots (4)$$

其中 ξ_t —总的误差

$\zeta_{t_1} \sim \zeta_{t_4}$ —— 各分项误差

对于我们确定的系统， $\zeta_t \leq 0.005\%$ ，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：

$$0.005\% = [0.0025^2 + 0.0025^2 + 0.0025^2 + 0.0025^2]^{\frac{1}{2}}$$

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 $U_z T c_2 \Delta T$ 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 $R_o = 10\Omega$ 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 $55^\circ C - 50^\circ C$ 之间的某一点，其温度为 $\pm 0.1^\circ C$

$$\therefore 0.1^\circ C \times 0.005/\text{C} = 0.0005\% < 0.0025\%$$

2. 电源电压波动引起的误差，即 $\frac{\Delta U_A}{R + Z_2} Z_2$ 项。

由于电源的波动，引起稳压管 I_z 的变化而造成 V_z 的不稳。采取恒流措施，保证流过稳压管的 I_z 恒定，从而使 V_z 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：

$$\Delta U_z (\Delta U_A = 1\% \text{ 时的计算值}) = 0.14 \text{ mV}$$

$$\text{输出波动} = 0.14 \text{ mV}$$

$$\Delta U_z / U_z (U_z = 4V) = 0.0025\%$$

$$\text{实测值} = 0.0035\%$$

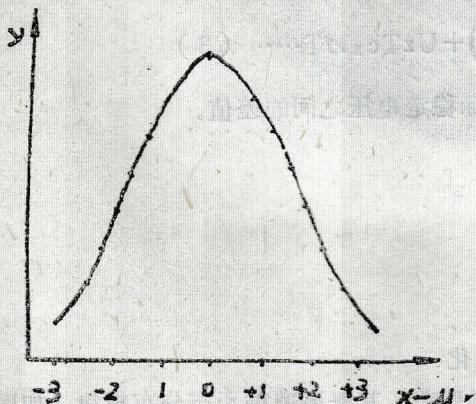


图3 系统误差的概率分布

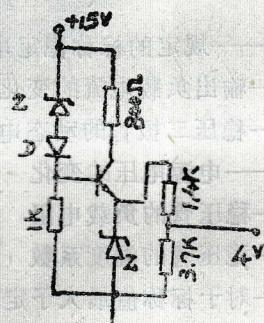


图4 基准电路

3. 减小由外负载变动引起的 U_n 的变化，即 $Z_2 \cdot \Delta I_L$ 项。

基准电压的稳定性确定后，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， $G = 1.25 \times 10^4$ ；如果 $\beta = 1$, $\mu = 4$ ，则 $G = 5 \times 10^3$ 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 $I_{\Sigma}=0$, $V_{\Sigma}=0$, V_o 为任意）

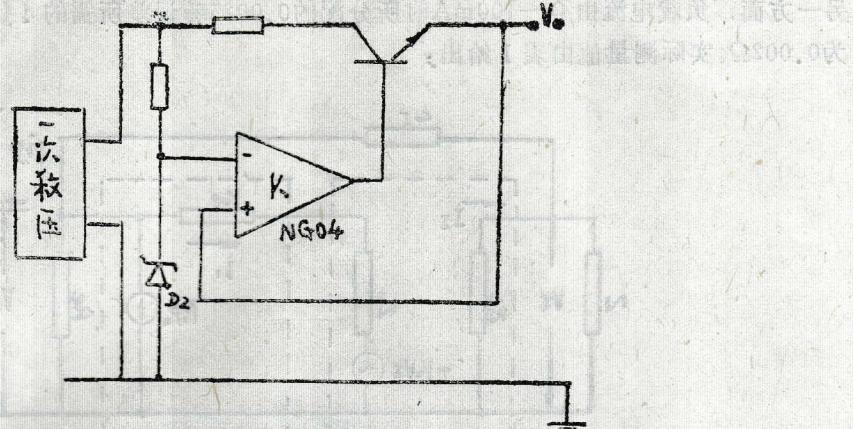


图5 二次稳压方框图

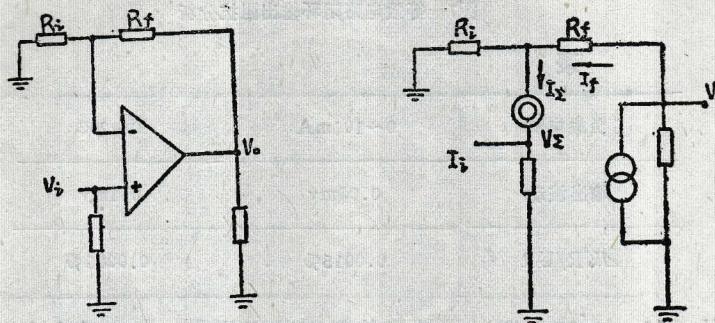


图6 比例放大器及其等效电路

$$\begin{aligned} i_i &= i_f - I_{\Sigma} = V_i / R_i \\ V_o &= i_f \cdot R_f + V_{\Sigma} + V_i = V_i (R_f / R_i + 1) \end{aligned} \quad \left. \right\} \dots\dots (5)$$

由(5)式可知，只要适当地选择 R_f/R_i 和 V_i （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 R_o 。图7表示其等效电路，闭环输出阻抗 Z_o 为：

$$\begin{aligned} Z_o &= \frac{V_o}{i'_o} = \frac{V_o}{i_i + i_{R_o} + (1 + \beta_1 \beta_2) i_o} \\ &= \frac{Z_o + r_{e.b}}{(1 + \beta_1 \beta_2)(1 + K_v \frac{z}{z + z_f})} // (Z + Z_f) // R_o \end{aligned}$$

当 $\beta_1 \beta_2 \gg 1$, $Z_f = 0$, $Z = R$ 时

$$Z_o = \frac{Z_o + r_{e.b}}{\beta_1 \beta_2 K_v} \dots\dots (6)$$

5G23的 $Z_o = 400\Omega$, $K_v = 8 \times 10^4$, $r_{e.b} = 2K$
取3DG27, 3DG5B的 $\beta = 5$,

则 $Z_o = 0.002\Omega$

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：

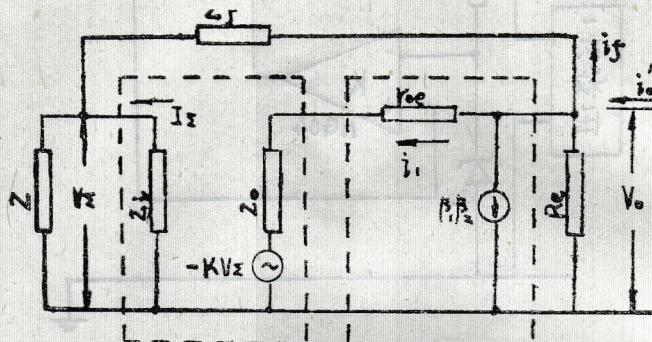


图7 等效电路闭环输出阻抗分析

表 1

负载电流	$0 \sim 100\text{mA}$	$0 \sim 200$
输出波动	0.06mV	0.1mV
$\Delta U_{ZM}/U_R$	0.0015%	0.0025%

误差公式中的 ΔU_{ZM} ，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：

$$U_z T_c z \Delta T \quad 0.0005\%$$

$$\Delta I_z Z_z \text{ (实测)} \quad 0.0015\%$$

$$Z_z \frac{\Delta U_A}{R_1 + R_2} \text{ (实测)} \quad 0.0035\%$$

$$\Delta U_{ZM} \quad 0.0025\%$$

$$\xi_t = \sqrt{(0.0005)^2 + (0.0015)^2 + (0.0035)^2 + (0.0025)^2}$$

$$\approx 0.003\% < 0.005\%$$

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 $\Delta f \geq 100\text{KC}$ 。

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 ($f_T > 1\text{MC}$)，3DG27 ($f_T > 100\text{Kc}$) 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。

$\pm 15V$ 由一次稳压供给，选用3H-wy₁B厚膜稳压块。

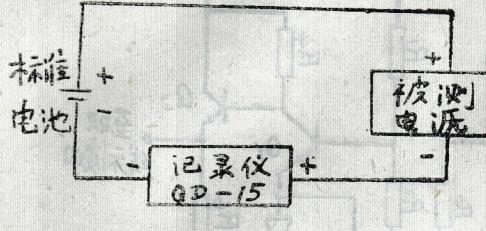


图8 稳定度测量线路

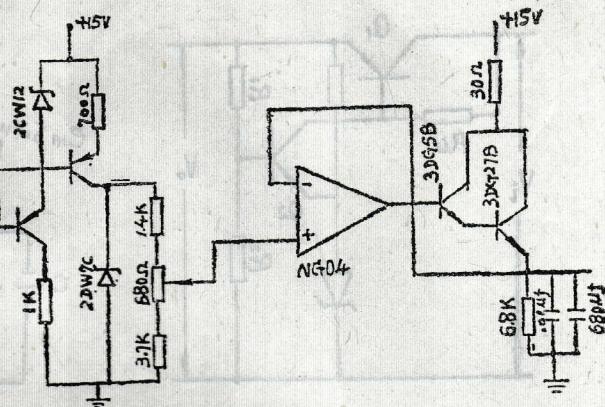


图9 实际的二次稳压电源

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%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 $e = \sin \omega t$ 交流信号源。当交流信号频率改变，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， V_i 与 V_o 的相位差为180°，此时即为频宽的上限。

也可用扫频仪(BT_s)测量频率特性，测量结果如图13所示，其频宽为500KC。

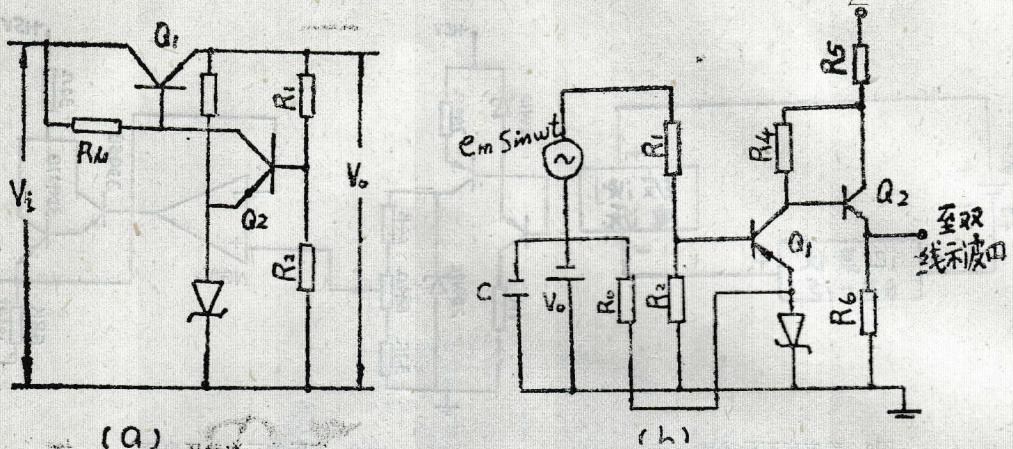


图10 简单的稳压电路(a), 频率特性测量图(b)

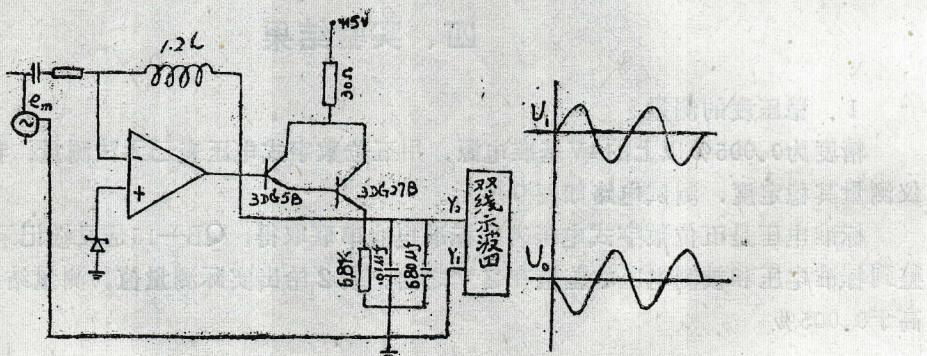


图11 频率特性测量电路(相应比较法)

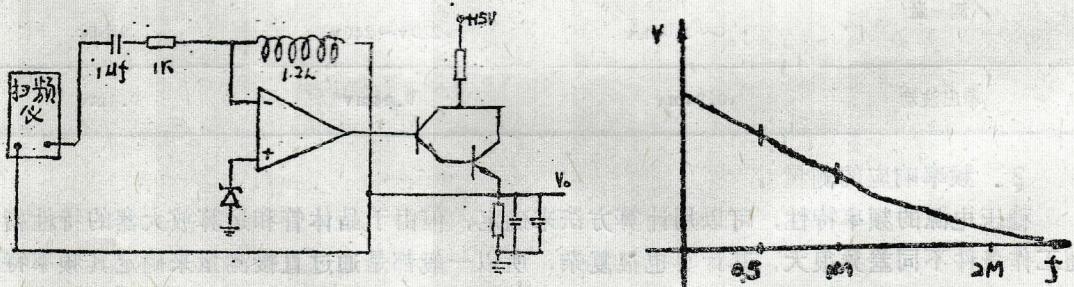


图12 用扫频仪测量频率特性

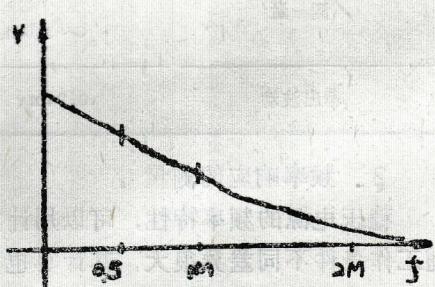


图13 扫频仪测量频率特性曲线

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，应以这两方面考虑提高精度。

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] 狄馆浩 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ック” 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 describes secondary steady voltage potential 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 voltage mainly. It influence precision that the steadiness of standard source and the gain of error amplifier. So the steadiness of standard source must be maintained, and the gain of error amplifier is increased as far as possible. First, this paper proceed 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, specially, standard source and error amplifier are analysed in detail. So that the secondary steady voltage's circuit is decided.

The paper also discuss system target-steadiness, the measurement's method of frequency response characteristic and present the measurement conditions and circuits. The system's steadiness $\geq 0.005\%$, frequency response characteristic ≥ 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 is $100,000 \text{ sec}^{-1}$ A/D-D/A converter.