

# 微弱信号检测讲座

## 第三讲 相关检测及其在锁相放大器中的应用

张利华

(中国科学院物理研究所)

实际信号的检测,不可避免地要受到各种噪声的干扰。这种噪声干扰限制了测量所能达到的精确性和灵敏度。所以,信号检测的首要问题是抑制噪声提高信噪比。线性滤波是一种常用的抑制噪声方法。但是,当噪声功率超过信号功率很多时,简单的滤波不再有效,需要借助专门的微弱信号检测技术来检测和恢复原始信号。相关检测是其中重要的方法之一。它是人们利用周期信号及噪声自相关函数特性的不同以及信号与噪声不相关等特性,实现在噪声干扰中检测周期信号的方法。锁相放大器就是在此基础上发展起来的一种微弱信号检测仪器。

幅度。系统输入端噪声和干扰的功率谱密度如图1(b)所示。在低频端,1/f噪声是主要的。在较高频率时(通常高于100—1000Hz),则主要是白噪声。

实验过程的输出  $m(t)$  是过程对某种形式激励的响应。假设激励是频率为  $f_r$  的参考信号或载波,实验过程的被测量是非常缓慢地变化(准静态),它调制载波的幅度,于是被测量的谱密度决定了载波的边带,如图1(c)所示。显然,为了得到最大信噪比(信号功率与噪声功率之比),参考信号或载波的频率必须落在功率谱的白噪声部分。

为了提高信噪比,信号经放大后输入到带通滤波器。带通滤波器的中心频率等于载波频率,带宽等于信号频谱的宽度  $2\Delta f_m$ 。滤波后剩余噪声功率为

$$P_y = N_o \Delta f_n, \quad (1)$$

式中  $N_o$  是白噪声的功率谱密度,  $\Delta f_n$  是滤波器的噪声带宽。对于中心频率为  $f_r$ 、品质因素为  $Q$  的带通滤波器,有

$$\Delta f_n = \frac{\pi f_r}{2 Q}. \quad (2)$$

利用(2)式,(1)式可写成

$$P_y = \frac{\pi f_r N_o}{2 Q}. \quad (3)$$

带通滤波器的带宽等于  $f_r/Q$ 。为了得到最佳信噪比,品质因素  $Q$  必须等于  $f_r/2\Delta f_m$ 。实验过程中被测量的带宽往往是非常小的,例如0.01 Hz,而参考频率比较高,假设等于10kHz。在这种情况下, $Q$  必定是一个巨大的数值(500,000)。 $Q$  值如此高的带通滤波器是不可能实现的。这

### 一、检测噪声中的信号

图1(a)是信号检测系统的一般结构。被测物理量由传感器转换成电信号,经放大、滤波后改善信噪比,最后由幅度检测器测量信号的

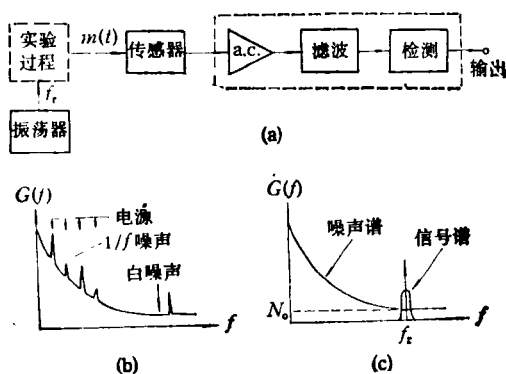


图1 (a)测量系统的一般结构;(b)系统输入端噪声和干扰的功率谱密度;(c)噪声和信号的功率谱密度

样的滤波器也很难保持稳定。无论是信号频率还是带通滤波器的中心频率，只要漂移 0.01 Hz，信号就将落在滤波器的通频带之外，滤波器的输出只含有噪声。这个问题可以利用互相关检测得到解决。

相关函数的分析是信号检测中的一个重要方法。它表示两个信号或同一信号相隔时间  $\tau$  的两点之间的相关关系。两个信号  $F_1(t)$  和  $F_2(t)$  之间的互相关函数定义为

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T F_1(t) F_2(t - \tau) dt. \quad (4)$$

(4) 式表示两个函数相乘后，对时间  $T$  取平均值。假设  $F_1(t)$  和  $F_2(t)$  都是周期信号与噪声的混合波形，

$F_1(t) = S_1(t) + N_1(t)$ ,  $F_2(t) = S_2(t) + N_2(t)$ , 于是

$$R(\tau) = R_{S_1 S_2}(\tau) + R_{S_1 N_2}(\tau) + R_{S_2 N_1}(\tau) + R_{N_1 N_2}(\tau). \quad (5)$$

由于噪声和信号是相互独立的，噪声之间也是相互独立的，所以(5)式中的后三项等于零，

$$R(\tau) = R_{S_1 S_2}(\tau). \quad (6)$$

假设输入有用信号的带宽非常小，并将有用信号表示为余弦波  $S_1(t) = A \cos \omega_c t$ ，将参考信号表示为同频的余弦波  $S_2(t) = B \cos(\omega_c t + \phi)$  [ $\phi$  是  $S_1(t)$  和  $S_2(t)$  之间的相位差， $\tau = \phi/\omega_c$ ]，于是

$$R(\tau) = \frac{1}{2} AB \cos \phi. \quad (7)$$

互相关器的原理示于图 2(a)。互相关器由乘法器和低通滤波器组成。输入信号  $F_1(t)$  包括有用信号  $S_1(t)$  和白噪声  $N_1(t)$ 。设  $N_1(t)$  的功率谱密度为  $N_0$ ，带宽为  $B_n$ ，如图 2(b) 所示 ( $B_n$  可通过相关检测器前的滤波器得到)，则输入信噪比  $(SNR)_i$  为

$$(SNR)_i = \frac{\overline{S_1^2(t)}}{N_0 B_n}. \quad (8)$$

当参考信号  $F_2(t) = S_2(t)$  时， $F_1(t)$  与  $F_2(t)$  相乘后，参考频率附近的频谱变换到直流附近，如图 2(c) 所示。所得到的信号  $Z(t)$  输入到

物理

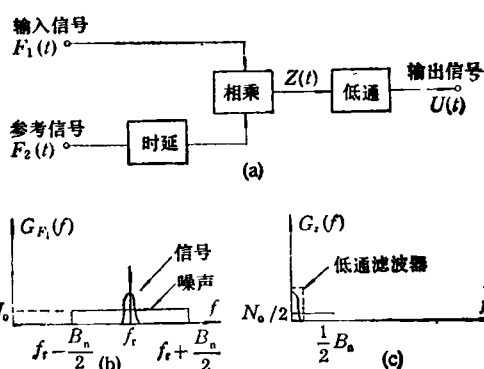


图 2 相关检测原理图  
(a) 模拟相关器方框图；(b) 相关器输入端噪声和信号的功率谱密度；(c) 低通滤波器输入端噪声和信号的功率谱密度

带宽为  $\Delta f_{lp}$  的低通滤波器。为了得到最佳信噪比； $\Delta f_{lp}$  应该等于信号带宽  $\Delta f_m$ ，于是输出的噪声功率为

$$P_y = K^2 \overline{F_2^2(t)} N_0 \Delta f_{lp}, \quad (9)$$

式中  $\Delta f_{lp}$  是低通滤波器的噪声带宽， $\Delta f_{lp} = \frac{\pi}{2} \Delta f_m$ ， $K$  是乘法器的转换因子 ( $Z = K F_1 F_2$ )。

输出端的信号功率是  $K^2 \overline{F_2^2(t)} \overline{S_1^2(t)} \cos^2 \phi$ 。因此，互相关器输出信噪比为

$$(SNR)_o = \frac{\overline{S_1^2(t)} \cos^2 \phi}{N_0 \Delta f_{lp}}. \quad (10)$$

当输入信号与参考信号之间相位差等于零 (或  $180^\circ$ ) 时，得到最大信噪比为

$$(SNR)_o = \frac{\overline{S_1^2(t)}}{N_0 \Delta f_{lp}}. \quad (11)$$

由(8)式和(11)式可得信噪比改善，即

$$\frac{(SNR)_o}{(SNR)_i} = \frac{B_n}{\Delta f_{lp}}. \quad (12)$$

由(11)式可以得到如下结论：相关器的输出信噪比与其输入噪声带宽无关。改善信噪比的唯一方法是减缓物理过程，使信号带宽变窄，从而减小所需低通滤波器的带宽。

## 二、利用模拟开关作乘法器的相关器

与带通滤波器相比，图 2(a) 所示电路有几个优点。首先，它容易调谐，这是因为参考信号

决定了通频带的中心频率。当实验过程的激励源同时给出相关器的参考信号时，无论检测系统的带宽多窄，通频带的中心频率始终锁定在信号频率上。第二，检测系统的带宽只决定于低通滤波器的带宽而与参考频率无关，因而很容易压缩检测系统的带宽。由(11)式可得输出信噪比的上限。第三，如果乘法器是理想的，它精确地执行乘法功能  $Z(t) = KF_1F_2$ ，于是检测系统仅仅对围绕参考频率很小的通频带内的频率产生响应。最后，由(7)式可以看出，互相关器的输出不仅含有两个信号的幅度信息，并且包括它们之间相对相位信息。

图 2(a) 所示电路也有一些缺点。首先，输出信号正比于参考信号的幅度。这要求参考信号的幅度必须有一个非常恒定的值。其次，由于电路的不完善，模拟乘法器具有平方非线性。这意味着输入噪声被平方，并将在输出端产生直流电压。由于噪声电平经常比信号大几个数量级，这时即使很小的平方非线性所产生的误差电压也能和信号本身所产生的直流电压相比较。因此，选择非常小的平方非线性的频率变换器是至关重要的。

开关型乘法器具有非常小的平方非线性。它基本上是一个倒向开关，以参考频率交替接通反相输入信号和同相输入信号，如图 3 所示。这种乘法器的输出信号与参考信号幅度无关。

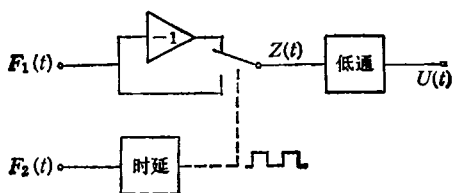


图 3 开关型乘法器作为频率变换器的互相关器

开关型乘法器的作用是将输入信号与频率为参考频率的单位幅度对称方波相乘。方波的傅里叶级数为

$$F_2(t) = \frac{4}{\pi} \left( \sin \omega_r t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_r t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_r t + \dots \right) \quad (13)$$

乘法器的输出则为

$$Z(t) = \sum_{n=0}^{\infty} F_1(t) \frac{4}{(2n+1)\pi} \times \sin [(2n+1)\omega_r t + \phi_n] \quad (14)$$

如果  $F_1(t)$  中含有一频率分量与参考信号中任一频率分量相同，开关型乘法器就产生一直流输出。这意味着相关器不仅对参考信号的基波有响应，而且对奇次谐波也有响应，如图 4 所示。当开关信号的占空比不是精确的 1:1 时，相关器还对开关频率的偶次谐波有响应。

奇次谐波响应使相关器输出的信噪比稍有减小。对于输入白噪声的情况，最大输出信噪比为

$$(SNR)_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{\overline{S_1^2(t)}}{N_0 \Delta f_{nlp}} \quad (15)$$

与(11)式相比，减小 23%，即输出噪声的有效值增加 11%。在相关器前，利用低通滤波器滤除所有两倍于参考频率以上的分量，则开关型乘法器构成的相关器性能仍由(10)式到(12)式决定。

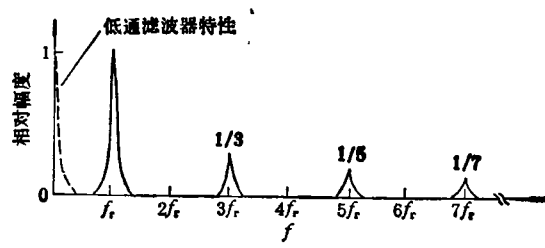


图 4 图 3 所示相关器的传输特性

在图 3 所示的电路中，若输入信号与参考信号同相，则该电路图通常表示同步检波器。如果输入信号与参考信号的相位是可变的，则该电路图表示相敏检波器。这是因为电路的响应是两个信号之间相位差的函数。

### 三、锁相放大器

锁相放大器基本上是一个由参考信号驱动的同步检波器。它能在强噪声的情况下检测信号的幅度和相位，产生与输入信号中同步分量成正比的直流输出，抑制输入噪声。锁相放大

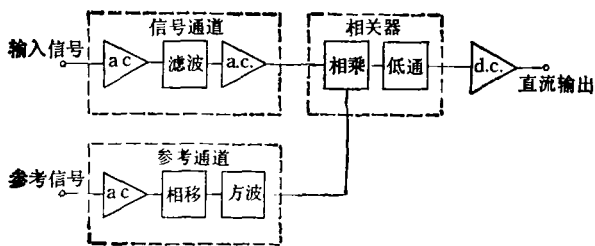


图5 锁相放大器的基本结构

器由四个主要部分组成：信号通道、参考通道、相关器和直流放大器，如图5所示。

在信号通道中，输入信号（及噪声）首先由低噪声前置放大器放大，接着通过的滤波器可以是低通、高通、带通或带阻，也可以是它们的组合，目的是避免在严重的噪声和干扰条件下相关器过载。锁相放大器最大信噪比的改善是通过相关器获得的，而不是通过相关检测前的滤波器获得的。滤波后的信号再经交流放大达到满足相关器要求的电平。

参考通道的作用是将外加参考信号变换成方波去驱动相关器。被测信号和参考之间的相位差一般是未知的，但通常具有某一恒定值。为了使被测信号与相关器的驱动信号之间相位差等于零，在参考通道中插入移相器。相关器的输出最后经直流放大满足进一步处理或记录的需要。下面介绍锁相放大器的主要性能指标。

**1. 满刻度灵敏度** 锁相放大器的满刻度灵敏度，是指输出端电表指示达满刻度时输入同相同步正弦波信号的有效值。如果已知锁相放大器满刻度灵敏度为  $S_F$ ，测量一有效值为  $V_s$ 、相对相位为  $\phi$  的同步正弦波输入，则直流响应为：

$$V_o = V_F(V_s/S_F) \cos \phi, \quad (16)$$

式中  $V_F$  是满刻度输出电压，通常是  $\pm 10V$ 。最高满刻度灵敏度是指仪器放大倍数为最大时，使输出达满刻度的输入电平，目前已达  $10nV$ 。

测量中人们最关心的是输出信噪比。在保证输出信噪比一定的条件下，可以使用的仪器最高灵敏度由(11)式决定，即

$$S_F = \sqrt{(SNR)_o N_o \Delta f_{nlp}}. \quad (17)$$

由此可见，可以使用仪器的最高灵敏度受输入

噪声和相关器抑制噪声能力的限制。当低通滤波器的带宽  $\Delta f_{lp}$  等于信号带宽  $\Delta f_m$  时，则最高使用灵敏度受输入信号带宽的限制。在确定低通滤波器带宽的前提下，锁相放大器本机噪声（主要是低噪声前置放大器的噪声性能）决定了仪器的最高使用灵敏度。

低噪声前置放大器的噪声性能是源电阻和放大器工作频率的函数。在源电阻一定时，可以采用噪声匹配网络来改变信号源输出电阻，以达到噪声匹配，获得最大信噪比。如果信号源内阻很低，用输入变压器进行最佳源内阻匹配，能使锁相放大器的灵敏度提高到  $1nV$ 。

**2. 动态储备和过载电平** 锁相放大器在实际使用中，经常遇到的情况是被测信号伴有较大的不相干电压。所以，仪器总的输入动态范围仅有一小部分被同步信号利用，而较大部分为噪声和干扰“储备”着。动态储备是锁相放大器在维持满刻度输出条件下，输入端所能允许的最坏情况信噪比的直接量度，定义为

$$r = \frac{\text{最大允许的不相干输入峰峰值}}{\text{满刻度同步信号峰峰值}}. \quad (18)$$

式中最大允许的不相干输入有两种确定方法：一种是使满刻度信号响应产生 5% 误差的不相干输入电平，这一方法考虑了非线性误差，需要实际测量；另一种是输入过载电平，它可由电路参数直接得到。在许多情况下，这两种方法得到的动态储备是非常相近的。

生产锁相放大器的厂家经常对  $r$  采用另一种定义，即

$$r = S_{max}/S_F, \quad (19)$$

式中  $S_{max}$  是最大允许的不相干输入有效值。当干扰是正弦波电压时，该定义等效于前一种。

由于锁相放大器的谐波响应，过载电平在参考频率及其奇次谐波处急剧减小。即使是固定频率的正弦波干扰，当干扰频率非常接近参考频率或它的奇次谐波频率，并且它们之间的差频落在低通滤波器的通带之内时，那么锁相放大器的输出端将存在拍频分量，拍频分量会有足够的峰峰值引起输出严重过载。因此，仪器的动态储备实际上是可以达到的最大动态储备

备。为了获得较好的线性，应尽可能避免仪器在极限条件下工作。

锁相放大器的动态储备主要取决于相关器的性能。信号通道中的滤波器减小输入到相关器的噪声，从而增加动态储备。显然，动态储备与滤波器的特性及输入噪声的频率成分有关。当信号伴有的噪声是窄带的或是具有确定频率范围的干扰时，通过选用适当的滤波器，锁相放大器可以获得非常高的动态储备。对于白噪声，可以利用滤波器的噪声带宽  $\Delta f_n$  并由下式计算最大允许的输入噪声功率谱密度：

$$N_0 = S_{\max}^2 / \Delta f_n \quad (20)$$

**3. 输出稳定性和最小可检测信号** 如果测量非常小的同步信号或者同步信号非常小的变化，则相应的直流输出可与锁相放大器的漂移量相比较，测量就难以进行。这是因为输出端的漂移限制了精确测量。该漂移量通常称为输出稳定性  $\delta$ 。在确定灵敏度的条件下，最小可检测信号定义为

$$S_{\min} = \delta \cdot S_p \quad (21)$$

式中仅利用漂移指标的数值，最小可检测信号以电压表示。

利用参考通道中的移相器将参考信号相位变化  $180^\circ$ ，很容易区分最小可检测电平量级信号的直流响应与漂移引起的输出，直流响应改变它的极性，而漂移的极性保持不变。

**4. 输入动态范围和输出动态范围** 锁相放大器的输入动态范围（通常称动态范围）是评价仪器从噪声中检测信号的能力以及适应能力的指标。它定义为在确定的灵敏度条件下最大允许不相干输入有效值与最小可检测信号之比，其表达式为

$$D_i = S_{\max} / S_{\min} \quad (22)$$

满刻度灵敏度和最小可检测信号之间的范围称为输出动态范围。它表示测量精度，定义为在确定的灵敏度条件下满刻度灵敏度与最小可检测信号之比，其表达式为

$$D_o = S_p / S_{\min} \quad (23)$$

由(22)式及(23)式可得

$$D_i = r / \delta \quad (24)$$

为了实现较宽的动态范围，仪器必须能在较高的动态储备条件下具有较好的输出稳定性。输入动态范围、输出动态范围和动态储备之间的关系可表示为

$$\text{输入动态范围(对数)} = \text{动态储备(对数)} \\ + \text{输出动态范围(对数)}。$$

**5. 权衡动态储备和输出稳定性** 从锁相放大器的结构可以看出，在一确定的灵敏度条件下，增加相关器后的直流增益，相应减小相关器前的交流增益，可以增加锁相放大器的动态储备。然而，这种动态储备的改善是靠减小测量精度获得的。因为，直流增益的增加导致了更大的输出漂移。相反的方法可以提高锁相放大器的测量精度，但动态储备降低了。上述两种方式分别称为“高动态储备”和“高稳定性”工作方式。介于二者之间的是“正常”工作方式。

在一给定的灵敏度条件下，动态储备和输出稳定性之间的平衡能够通过选择锁相放大器的工作方式来实现，使测量具有最佳效果。当某些测量同时需要较高的动态储备和输出稳定性时，只有借助于信号通道的滤波器了。置锁相放大器于“高稳定性”工作方式，然后选择适当的滤波器来提高动态储备，这时由于滤波器的频率特性，当信号频率或参考频率有微小的漂移时，将引起幅度调制和相位调制，最终导致测量误差。这就要求信号源或滤波器本身必需是高度稳定的。在实际测量中， $Q > 5$  的滤波器较少选用。

**6. 谐波响应** 锁相放大器的传输特性类似图4所示，它由一组以参考信号频率和它的奇次谐波频率为中心的传输窗口所表征。高次谐波窗口对锁相放大器（特别是当锁相放大器工作在100Hz或更低频率时）的抗干扰能力影响很大。例如，100Hz的参考频率在100Hz—100kHz之间产生499个传输窗口，在100kHz处，谐波窗口的相对幅度是1/1000，窗口频率仅相距0.2%。这为避免高频强干扰而调整参考信号的频率留下非常小的余地。

由于谐波响应，频率为  $f_r$  的正弦波信号与具有三倍幅度、正确的相位、频率为  $3f_r$  的正弦

波会产生同样的直流输出。它们是无法加以区分的。这种响应的不定性在有些测量场合将给出使人误解的结果。例如,用于交流电桥作零值检测时,使电桥激励振荡器的谐波分量也产生直流输出,从而导致零值检测误差。又如,用于宽带频谱分析时,谐波响应会导致假谱线。

利用锁相放大器进行测量时,首先要建立正交条件,调节移相器使输出为零,然后使设定的相位改变 $90^\circ$ ,得到最大直流输出。用这样的方法,即使在较大噪声情况下也能够精确地决定“零”点,使测量结果能够重复和比较。但是无论计算和实验都表明,对于开关型乘法器构成的相关器,上述方法只适用于对称的被测波形,即通过选择时间原点,可用时间的偶函数或奇函数来描述的波形。对于不对称波形,零点

调整后,相移 $90^\circ$ 并不给出最大输出,导致输出信噪比降低,一般信噪比下降10%或20%以内。若锁相放大器仅有基频响应,则上述方法适用于所有类型的周期信号。

为了得到纯基频响应,可以利用调谐放大器有效地抑制输入到相关器的信号谐波分量,也可以采用新的设计方案。外差原理已被广泛应用在锁相放大器的设计中,它对频率进行变换以避免谐波响应,使锁相放大器具有非常接近理想的纯基频响应的特性。

- [1] J. C. L. Van Peppen, *Modern Electronic Measuring System*, Delft University Press, (1978), 119—139.
- [2] M. L. Meade, *Lock-in Amplifiers: Principles and Applications*, Peter Peregrinus Ltd., (1983).

## 定 点 稳 压 器<sup>1)</sup>

一般称为稳压器的仪器都是指输入电压在一定范围内波动时,能保持输出电压在有无负载或负载在一定范围内变化时稳定的装置。实际上,许多仪器上配用的稳压器只对某一固定负载供电,因此只要这一固定负载的供电能保持稳定即满足了要求(负载变了或坏了,输出电压为何值,无关紧要)。我们称这种稳压器为定点稳压器,它只对指定的负载有效。显然,定点稳压器可比一般稳压器的线路大大简化,成本明显降低。

国外用于测微光度计的稳压电源主要有两种:晶体管稳压式稳压器(苏联《工厂实验室》杂志1975年第11期第1345—1346页)和磁饱和式稳压器(东德的MK12/4型稳压器)。这类稳压器的稳压效果较好,但都是按一般稳压器的要求设计的,即负载在一定范围内变化时,输出电压不变。这种稳压器的缺点是对输入电压波动的要求较严。只有当输入电压的波动在10—15%范围内时,才能保证输出电压的精度。

就我国现状来看,许多地区供电电压的波动范围都达不到10—15%,有的甚至高达30%。在这种情况下,上述稳压器均满足不了使用要求。

本实用新型定点稳压器的目的在于设计一种在输入电压波动大(可达30%)的情况下,仍能输出稳定电压的稳压器。

本实用新型定点稳压器首先用作测微光度计的稳压器。它是测微光度计不可分割的组成部分,是一种专用的稳压器,可以按照定点稳压器进行设计。

在各种稳压器中,可控硅稳压器和磁饱和稳压器对输入电压的要求最低,但其稳压精度不高,并且当负载为电感性时,容易发生振荡。另外,测微光度计的稳压电源输出是低压大电流(12V, 4.17A),采用集成稳压单元是最简单的,而且精度较高。但现有的集成稳压块,不宜通过这么大的电流,因此必须采取扩流措施,而扩流线路一般比较复杂。

为解决上述两个问题,本项发明提出了下面的两个技术措施:

(1) 在可控硅稳压器上并联一个交流回路,以便消除可控硅在感性负载时容易产生的振荡;

(2) 根据定点稳压器的设计思想,在集成稳压单元上并联一个特定阻值的电阻,以便扩大集成稳压单元的输出电流。同时,在保证输出稳压精度的前提下,大大减化了线路。

根据上述两项技术措施,本实用新型定点稳压器是由并联一个交流回路的可控硅调压稳压器或磁饱和稳压器、降压变压器、整流滤波器电路和用并联电阻扩大输出电流的三端集成稳压器组成。

该定点稳压器在输入电压波动高达30%以上(如145—290V)时,仍能保持输出电压稳定,其输出电压的波动范围 $\leq 0.4\%$ 。

(冶金工业部钢铁研究总院 周开亿 雷素范)

1) 本发明专利号85 2 04548摘要见《实用新型专利公报》第3卷第25号(总第82期)1987年第42页。