

电-机械式超低频函数发生器的研究*

沈 锦 仁

摘 要

文中提出了一种由同步马达拖动的电-机械式超低频函数发生器。它的输出几乎没有漂移,在整个工作频带内,不会引起输出幅度的改变,振幅十分稳定。用不稳定性不超过0.1%的恒流电源供电,其他技术指标,如正弦波的非线性失真、频率稳定性和频率误差等,都不逊色于电子式超低频函数发生器。它的输出可供对函数信号有特殊要求的场合使用。

本文对这一函数发生器的工作原理作了详细的叙述,其中着重讨论了正弦-余弦函数变换器、电源的选择、电源与函数电位器的最佳连接方案以及恒流电源的工作原理,还阐述了如何有效地消除由电源变压器所引入的干扰信号。

一、概 述

超低频函数发生器,目前愈来愈广泛地被用作对现代工业、国防和科学研究中普遍采用的自动记录仪表和各种调节器进行动态特性试验。按工作方式可将其分成两大类:第一类是工作在自激振荡状态下的函数发生器,第二类是由一个动力马达拖动的非自激式函数发生器。

各种不同的使用场合,对发生器技术性能的要求是不尽相同的。这台发生器是专门为了对自动电子电位计和 $x-y$ 记录仪进行动态特性试验而设计的,故对其输出信号恒定度的要求必需很高。例如,输出信号的幅度变动和漂移都需小于0.5%,并应达到小于0.15%的要求(按小于仪表基本误差的1/3计算)。这就决定了不宜采用自激振荡式超低频函数发生器(请参看[4,3]及苏联 $HTPK-2$ 型超低频函数发生器说明书),因为在这种函数发生器中需采用大容量的电容器,而要保证其电容量和漏电阻的有效值第三位或第四位为恒定是相当困难的。除此之外,还需估计到发生器输出参数的恒定性受到各个元件参数在使用环境和电网参数变动时的综合影响。另外,要做到直流平衡输出电子线路具有小于0.15%的漂移,也是有困难的。由于上述这些原因,我们采用了第二类的函数发生器。

二、工作原理

工作在开环状态下的第二类函数发生器,其结构图如图1所示。用一个动力马达通过变频箱来带动函数变换器,把机械运动转换成相应的电压或电流的函数信号。如果需要同时输出两个不同相位的周期信号,则可通过机械移相器带动第二个函数变换器一同工作。以正弦信号为例,可以输出的二路信号分别为

* 本文于1964年7月20日收到。

$$e_1 = A_1 \sin \omega t + B_1, \quad (1)$$

$$e_2 = A_2 \sin(\omega t + \psi) + B_2, \quad (2)$$

其中振幅 A_1 、 A_2 和直流分量 B_1 、 B_2 ，可用相应的输出幅度调整器调整到所需数值，这四个参数的恒定性主要取决于函数变换器电源的恒定性；角频率 ω 取决于电动机的转速及变频箱的传动比，而 ψ 则为两个输出信号的相位差，可直接在移相器上得到读数。

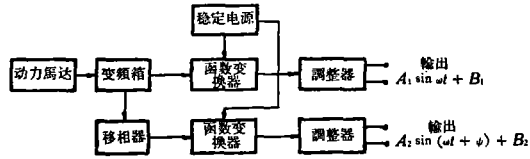
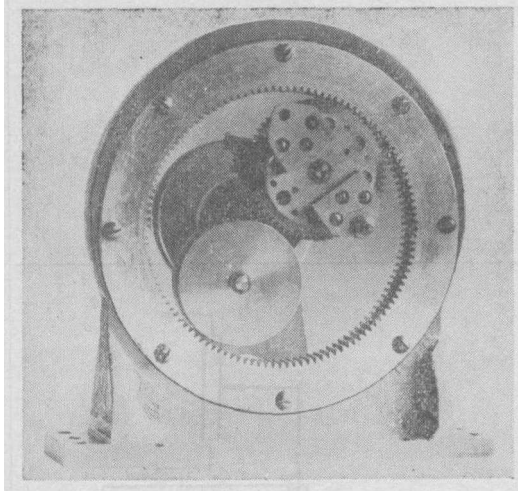


图 1. 电-机械式超低频函数发生器的结构图

三、几个部件的分析设计

1. 正弦函数变换器

在表 1 中列出了机械式正弦函数变换器的各种典型结构形式。对于表 1 中所列的函数变换器，我们希望曲柄的角速度 ω 为常数，且在输出端得到误差尽可能小的正弦或余弦信号。表 1 概括地说明了齿车式正弦机构是最好的一种，它既没有变换原理误差，又可在取得适当的行程 S 下有着较小的外形尺寸，且其受力状态较其他几种好。



齿车式正弦变换机构是根据平面几何学中这样一个定理设计制作的，即：当半径为 r 的小圆 O_1 在半径为 $R = 2r$ 的 O 圆内作匀角速度纯滚动时，小圆圆周上的任一点 P 将作通过 O 圆圆心的直线简谐运动(证明从略)。

利用这个定理，不难设计出齿车式正弦变换机构(参看照片)。

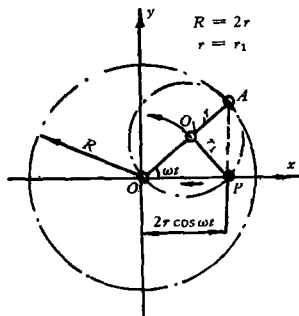


图 2a. P 点沿直线作简谐运动

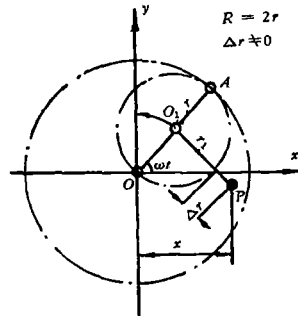


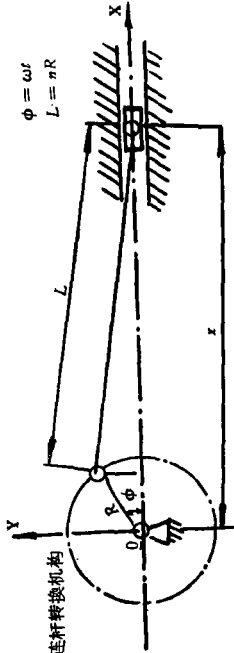
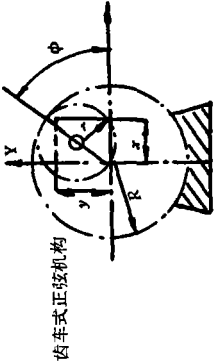
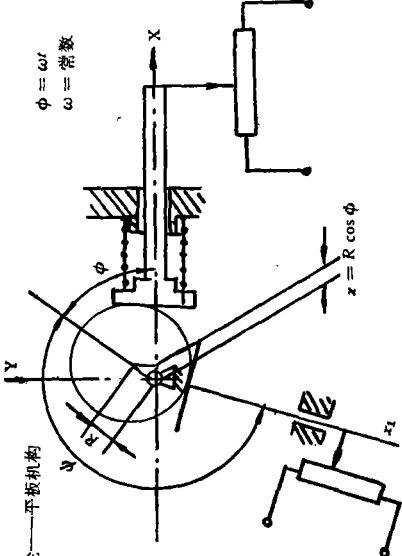
图 2b. k'' 与 Δr 的关系图

在制作时，必需满足下列两个条件，即

- (1) $\Delta r = r_1 - r = 0$ (r_1 为壁轴轴心 P 至小圆圆心 O_1 的距离)，
- (2) 半径为 r 的小圆在半径为 $R = 2r$ 的大圆内作匀速纯滚动。

表1. 正弦、余弦信号的转换原理

序号	简 图	方 程	特 点	备 注
1	<p>方块正弦电位器</p> <p>$\phi = \omega t$ $\omega = \text{常数}$</p>	$u_{AB} = k \frac{D}{2} \cos \omega t$ $= k \frac{D}{2} \sin(90^\circ - \omega t)$	<ol style="list-style-type: none"> 1. 结构简单, 制作方便, 体积小; 2. 绕线电阻受力状态不好, 寿命短; 3. 输出阻抗为一变数。 	
2	<p>十字车式正弦机构</p> <p>$\phi = \omega t$ $\omega = \text{常数}$</p>	$x = R \sin(90^\circ - \omega t)$	<ol style="list-style-type: none"> 1. 没有原理误差; 2. 机械运动行程为 $2R$; 3. 松动的百分比间隙 $\delta = \frac{c - 2r}{2R}$; 4. 摩擦力矩随 ϕ 角而变, 很不均匀; 5. 外形尺寸大 (和 1.4 相比); 6. 不能用一套机构取得两个不同相位的函数信号。 	<p>动作必需的结构尺寸为</p> $\frac{a}{2} > R, \quad b > a + c,$ $c > b + 2R, \quad L > 2R.$

<p>3</p>  <p>曲柄连杆转换机构 $\phi = \omega t$ $L = nR$</p>	<p>1. 有工作原理误差; 2. 机械运动行程为 $2R$; 3. 所占空间大, 动作必需的外形尺寸为 $c > L + 2r$.</p>	<p>$x = R \cos \omega t + \sqrt{L^2 - R^2} \sin^2 \omega t$ 当 $n \gg 1$ 时 $x \approx R \cos \omega t + L$</p>	<p>这种机构适用于位移 S 输出很小的场合。</p>
<p>4</p>  <p>齿车式正弦机构 $\phi = \omega t$ $\omega = \text{常数}$ $R = 2r$</p>	<p>1. 没有原理误差; 2. 机械运动行程为 $2R$; 3. 在取得同样的行程时, 外形尺寸最小; 4. 马达负载力矩变动小; 5. 可在较高速度下工作 (和其他机构相比)。</p>	<p>$x = R \cos \omega t$ $y = R \sin \omega t$</p>	
<p>5</p>  <p>偏心轮—平板机构 $\phi = \omega t$ $\omega = \text{常数}$</p>	<p>1. 没有原理误差; 2. 有弹簧应力, 负载力矩随 ϕ 角而变; 3. 机械运动行程为 $2R$; 4. 可用一个偏心轮取得两个不同相位的函数信号。</p>	<p>$x = R \cos \omega t$ $x_1 = R \cos (\omega t + \phi)$</p>	

如果上述条件未能很好满足,则将影响简谐运动的波形质量,即非线性失真系数 k 将变大。现就这一问题进行分析研究。

根据非线性失真系数的定义,

$$k = \sqrt{\frac{A_{2\omega}^2 + A_{3\omega}^2 + \dots}{A_{1\omega}^2 + A_{2\omega}^2 + A_{3\omega}^2 + \dots}}, \quad (3)$$

式中 $A_{1\omega}$ 为基波的有效值, $A_{2\omega}$ 、 $A_{3\omega}$ 、 \dots 为二次谐波以上各次谐波有效值。

如设

$$k'' = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sum_{n=2}^{\infty} S_{n\omega}}{S_{1\omega}}, \quad (4)$$

式中 $S_{1\omega}$ 为基波在一个周期内被时间轴所包面积的绝对值, $S_{n\omega}$ 为 n 次谐波在基波经历一个周期时间内 n 个 n 次谐波被时间轴所包面积的绝对值, $\sum_{n=2}^{\infty} S_{n\omega}$ 为所有高次谐波在基波经历一个周期时间内被时间轴所包的面积。

不难证明:

$$k < k'' = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sum_{n=2}^{\infty} S_{n\omega}^{[6]}}{S_{1\omega}}. \quad (5)$$

上式可以帮助我们进行以下的分析。

(1) 条件 1 对 k'' 的影响

当条件 2 得到满足且 $R = 2r$ 时,则由图 2b 可得 P' 的横坐标

$$x = 2r \cos \omega t + \Delta r \sin \omega t.$$

式中的第 2 项为误差项,故有

$$\sum_{n=2}^{\infty} S_{n\omega} = 4 \left| \int_0^{\frac{\pi}{2}} \Delta r \sin \omega t d\omega t \right| = 4\Delta r.$$

又

$$S_{1\omega} = 4 \left| \int_0^{\frac{\pi}{2}} 2r \cos \omega t d\omega t \right| = 8r,$$

于是应用式(4),得

$$k''_{\text{条件1}} = \frac{\Delta r}{4r}. \quad (6)$$

(2) 条件 2 对 k'' 的影响

用渐开线齿轮的啮合来满足条件 2 是恰当的,不同的齿轮加工精度对 k'' 的影响,用齿轮运动误差 $\delta T_{\Sigma X_1}$ 和 $\delta T_{\Sigma X_2}$ 来计算最为方便。

假定大小两齿轮迴转角的最大误差在一转范围内同时出现,且齿车正弦机构又恰处在峰值位置,则高次谐波面积的最大值为

$$\left(\sum_{n=2}^{\infty} S_{n\omega} \right)_{\text{最大}} = \left(\left| \frac{\delta T_{\Sigma X_1}}{r} \right| + \left| \frac{\delta T_{\Sigma X_2}}{2r} \right| \right) 2r. \quad (7)$$

而基波面积

$$S_{1\omega} = 4 \int_0^{\frac{\pi}{2}} 2r \cos \omega t d\omega t = 8r. \quad (8)$$

将(7)、(8)两式的值代入式(4),求得

$$[k''_{\text{条件2}}]_{\text{最大}} = \frac{1}{8} \left(\frac{\delta T_{\Sigma X_1}}{r} + \frac{\delta T_{\Sigma X_2}}{2r} \right), \quad (9)$$

故 k'' 的可能最大值为

$$k''_{\text{最大}} = |k''_{\text{条件1}}| + |[k''_{\text{条件2}}]_{\text{最大}}| = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta r}{r} + \frac{\delta T_{\Sigma X_1}}{2r} + \frac{\delta T_{\Sigma X_2}}{4r} \right). \quad (10)$$

設齿輪模数 $m = 1$, 齿数 $X_1 = 60$, $X_2 = 120$, 半径 $r = 30$, 壁軸安装的位置公差 $\Delta r = 0.28$. 根据第一机械工业部机械工业通用标准,小模数齿輪的传动公差 JB 305-62, 可查得齿輪运动誤差公差(按 6 級精度)

$$\delta T_{\Sigma X_1} = 0.034, \quad \delta T_{\Sigma X_2} = 0.040.$$

将此值代入式(10),得

$$k''_{\text{最大}} = \frac{1}{4} \left(\frac{0.28}{30} + \frac{0.034}{2 \times 30} + \frac{0.040}{4 \times 30} \right) \approx 0.26\%.$$

由此可知,齿車式正弦机构的优点是:毋需精密的机械加工即可获得誤差很小的簡諧运动,并且非綫性失真系数主要取决于 $k''_{\text{条件1}}$.

2. 电动机、变频箱和机械移相器

电动机和变频箱是直接决定輸出信号中角頻 ω 的組件。 ω 是一个重要的技术参数,为保証其变动不超出允許范围,应根据具体情况选择电机。如輸出信号所允許的頻率变动大于电网頻率的变动,則应选择功率合适的同步电机,因为后者能在电源电压变动和負載力矩变动时仍保持同步旋轉。如要求角頻率 ω 的变动小于电网頻率的变动,則此时不能选用同步电机,而应在結構設計时,选择这样一种函数变换机构,其所需力矩在一个周期的任何位置都尽可能相近,并需設計出恆定轉速装置。但在一般情况下,宁可选择前者。

对于变频箱的設計,首先要考虑的是能够給出足够准确的頻率讀数、足够寬的頻率范围和足够用的頻率輸出。变频箱齿輪传动精度的确定,需考虑到由齿輪箱累积的最大齿輪运动誤差所引起的非綫性失真 $k''_{\text{齿輪箱}}$ 值[此值的計算可參看式(7)、(8)和(9)] 只应占允許值中較小的比重。

这台函数发生器里的变频箱是按十进对数坐标設計成有級变速的,它能輸出十进对数坐标上所标出的任一整数頻率(在頻率范围内),即能輸出如下的任一頻率:

$$F = (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10) \times 10^{-n}, \quad (11)$$

式中 $n = 0, 1, 2, 3, 4$.

所設計的变频箱其頻率讀数誤差 $\leq 2\%$ 。

对机械移相器的設計要求,主要是讀数的准确度和使用方便性。这里不再贅述。

3. 电源和滑綫电位器的最佳連接方案

这主要体现在以下几个方面:

(1) 能够沒有原理誤差地将滑綫电位器滑动触点的运动規律轉換成电流或电压信号;

- (2) 能够使发生器的输出阻抗为一小于某一给定值的常数;
 - (3) 能够很方便地把输出信号中的直流分量 B 和交流分量 A 调整到所要求的数值;
 - (4) 能够把正弦波无误差地进行截波;
 - (5) 滑动触点接触电阻在有限范围内的变动不会给输出带来影响.
- 现用以下几个线路论述滑线电位器和电源的连接.

图 3 所示是一种原始的连接线路,其中流过负载 R_L 上的电流 I_L 可表示为

$$I_L = \frac{E - E \sin \omega t}{r(1 - \sin \omega t) + R \cos^2 \omega t + (R_2 + R_L) \left(\frac{r}{R} + 2 \right)}, \quad (12)$$

式中 E 为电源电动势, r 为电源电阻, R 为滑线电位器滑动触点按正弦规律变化的峰值电阻, R_L 为负载电阻, R_2 为辅助电阻.

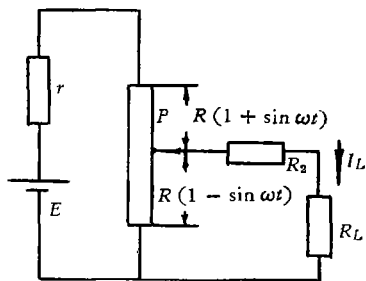


图 3. 原始线路

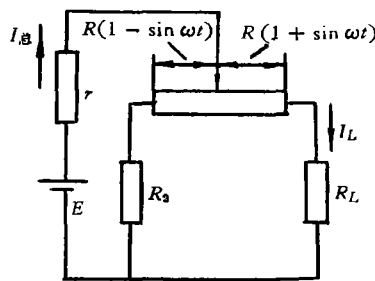


图 4. 改进线路

如果不等式

$$r(1 - \sin \omega t) + R \cos^2 \omega t \ll (R_2 + R_L) \left(\frac{r}{R} + 2 \right)$$

得到满足,则

$$I_L = \frac{E}{(R_2 + R_L) \left(\frac{r}{R} + 2 \right)} - \frac{E}{(R_2 + R_L) \left(\frac{r}{R} + 2 \right)} \sin \omega t. \quad (13)$$

式(13)表明了这种线路的工作原理,它是一个近似的等式,且这种线路所体现的输出阻抗也不是常数.为消除式(12)分母中的交流分量,可接成图 4 的线路形式.在这个线路中,流过电阻 R_L 上的电流可表示为

$$I_L = I_{总} \frac{R + R_2}{2R + R_L + R_2} - I_{总} \frac{R}{2R + R_L + R_2} \sin \omega t, \quad (14)$$

式中

$$I_{总} = \frac{E(R_2 + R_L + 2R)}{rR_2 + rR_L + 2rR + R_2R_L + R^2 \cos^2 \omega t + R[R_2 + R_L + \sin \omega t(R_2 - R_L)]}. \quad (15)$$

式(15)说明了只要电源内阻 r 足够大,回路电流 $I_{总}$ 可视为常数.式(14)又揭示了这

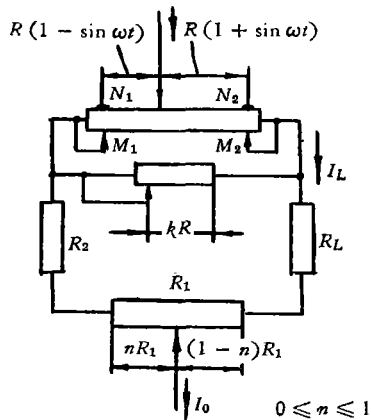


图 5. 最佳线路

种连接方法在满足 r 为极大时能够把滑动触点的运动规律没有误差地转换成电流信号。这就启示我们应采用可体现内阻为极大的恒流电源来供电, 这不仅满足了所设想的电源内阻 r 等于极大值的条件, 而且还具有输出参数相当恒定的优点。用恒流电源来供电的线路示于图 5 中。在这个线路中, 流过负载电阻 R_L 中的电流可表示为

$$I_L = \frac{kR + (nR_1 + R_2)(k+2)}{2kR + (R_1 + R_L + 2R_2)(k+2)} \cdot I_0 - \frac{kR}{2kR + (R_1 + R_L + 2R_2)(k+2)} \cdot I_0 \sin \omega t, \quad (16)$$

式中 I_0 为由恒流电源供给的恒定电流, k 为主要用来调节交流分量幅值的系数, n 为用来调节直流分量的系数 ($0 \leq n \leq 1$), R_2 为导线连接电阻。

式(16)说明了改变系数 n 可调节输出中的直流分量, 但并不影响交流分量, 这就为使用方便性提供了一个十分有用的条件。如取用电压信号, 则可在电阻 R_L 上引出。不难证明输出阻抗是保持恒定值的, 而这对于用来对自动电子电位差计进行动态特性试验, 也是很必要的。此种线路能满足输出第一象限内的函数信号, 这对于向电子电位差计馈送信号也是很合适的。

这一线路还能在不使用二极管和参考电位情况下对正弦波进行截波, 只要把触点 M_1 和 M_2 放到适当的位置, 即能获得正弦信号截波后的任何一种波形。

线路的截波作用, 可用图 6 所示的线路来加以说明。图中 M_1 和 M_2 点是可以移动的截波触点, N_1 和 N_2 是函数电位器滑动触点行程的两个端点。只需列出下面两种情况下的电流表达式, 即可了解这种截波原理:

(1) P 点位于 M_2 点的右面时,

$$I_{R_L} = \frac{nR_1 + R_2 + mR}{mR + R_2 + R_1 + R_L} \cdot I_0 = I_{\text{上限}}, \quad (17)$$

式中 m 为一由截波触点 M_1 和 M_2 所处位置决定的系数 ($0 \leq m \leq 2$);

(2) P 点位于 M_2 点的左面时,

$$I_{R_L} = I_{\text{直流}} + I_{\text{交流}} = \frac{R + R_2 + nR_1}{mR + R_2 + R_1 + R_L} \cdot I_0 - \frac{R}{mR + R_2 + R_1 + R_L} \cdot I_0 \sin \omega t. \quad (18)$$

在图 7 上示出了截波后的波形。

以上所述线路的输出函数信号都位于第一象限内, 如要求位于第一和第四象限内, 则只需连接成图 8 所示的线路: 此时, 负载上的电流

$$I_{R_L} = \frac{R - n_1 R}{2R + R_2 + R_L} \cdot I_0 - \frac{R}{2R + R_2 + R_L} \cdot I_0 \sin \omega t, \quad (19)$$

式中 n_1 为调节直流分量用的系数 ($0 \leq n_1 \leq 2$)。当 n_1 为不同数值时, 将输出如图 10 所示的各种波形。

图 11 是比图 8 进一步完整的线路, 它和图 8 一样, 能输出第一和第四象限内的信号。在这个线路中, 还有了交流分量和直流分量幅值调节电位器和截波触点。

通过以上的分析, 可以看出图 5 和图 11 的连接方案是最接近理想的方案。两个方案

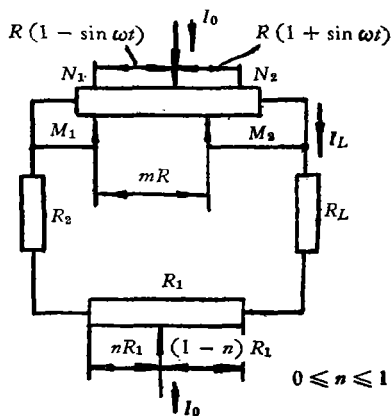


图 6. 截波原理图

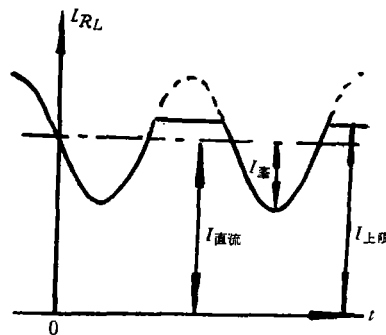


图 7. 截波后的波形

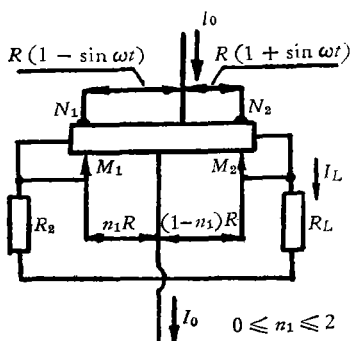


图 8. 输出在第一、第四象限内的基本线路图

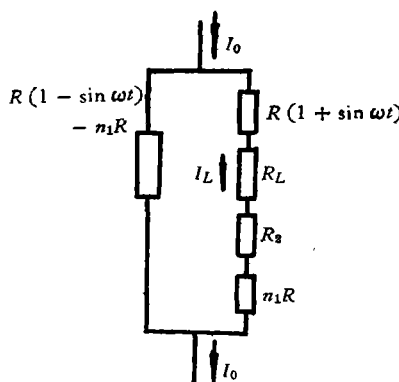


图 9. 图 8 的等效线路图

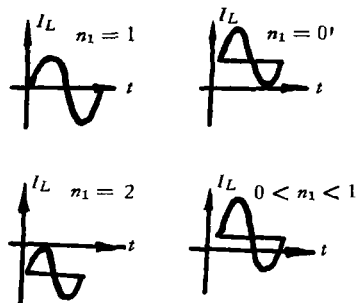


图 10. 当 n_1 为不同数值时的输出波形

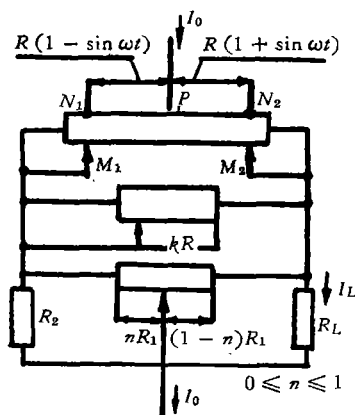


图 11. 图 8 线路的改进

的主要区别是所输出的信号前者位于第一象限内,而后者则位于第一和第四象限内。

四、恒流电源

恒流电源的线路如图 12 所示,这个线路可使流过负载电阻 R_L 的电流保持恒定。三极管 V_1 和 V_2 可以串联方式连接, V_2 的栅极用一级稳压线路稳压, V_1 的栅极则又通过稳压管 85A2 稳压,每个管子的栅极对阴极的电位都保持在负的状态。

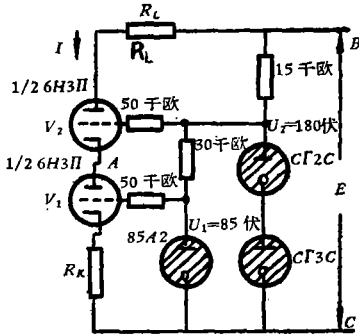


图 12. 恒流电源线路图

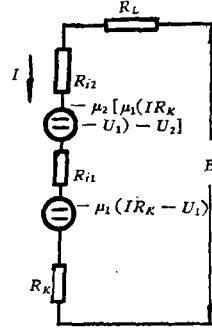


图 13. 图 12 的等效线路图

这个线路由于采用了深负反馈的串接放大器、阴极锰铜反馈电阻 R_K , 分别经过一级和二极稳定参考电压 U_2 和 U_1 等措施, 因此具有足够高的稳定性。下面将对此线路作进一步的分析。

图 13 所示为图 12 恒流电源的等效线路,其回路电流

$$I = \frac{E + \mu_1 U_1 + \mu_2 U_2 + \mu_1 \mu_2 U_1}{R_{i1} + R_{i2} + R_L + (1 + \mu_1 + \mu_1 \mu_2) R_K} \quad (20)$$

式中 E 为直流电源电压, μ_1, μ_2 分别为 V_1 为 V_2 的放大因数, R_{i1}, R_{i2} 分别为 V_1 和 V_2 的内阻, U_1, U_2 分别为 V_1 和 V_2 的稳定参考电压, R_K 为阴极电阻, R_L 为变动的负载电阻。

設

$$\begin{aligned} R_{i1} &= R_{i2} = R_i, & \mu_1 &= \mu_2 = \mu, \\ \Sigma E &= E + \mu U_1 + \mu U_2 + \mu^2 U_1, \\ \Sigma R &= 2R_i + R_L + (1 + \mu + \mu^2) R_K, \end{aligned}$$

则式(20)可简化为

$$I = \frac{\Sigma E}{\Sigma R} = \frac{E + \mu(U_1 + U_2) + \mu^2 U_1}{2R_i + R_L + (1 + \mu + \mu^2) R_K} \quad (21)$$

式(21)表明恒定电流 I 取决于 $E, \mu, U_1, U_2, R_i, R_K$ 和 R_L 等七个参数,其中以 U_1, R_K, U_2 和 μ 这四个参数起主要作用。各参数变动所引起的恒定电流 I 的相对变动可表示为

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I}{I} &= \delta_{R_L} + \delta_E + \delta_{R_i} + \delta_{R_K} + \delta_\mu + \delta_{U_1} + \delta_{U_2} = \\ &= \frac{\partial I}{\partial R_L} \cdot \frac{\Delta R_L}{I} + \frac{\partial I}{\partial E} \cdot \frac{\Delta E}{I} + \frac{\partial I}{\partial R_i} \cdot \frac{\Delta R_i}{I} + \frac{\partial I}{\partial R_K} \cdot \frac{\Delta R_K}{I} + \\ &+ \frac{\partial I}{\partial \mu} \cdot \frac{\Delta \mu}{I} + \frac{\partial I}{\partial U_1} \cdot \frac{\Delta U_1}{I} + \frac{\partial I}{\partial U_2} \cdot \frac{\Delta U_2}{I}, \end{aligned} \quad (22)$$

式中各項又可分別表示为

$$\delta_{R_L} = \frac{\partial I}{\partial R_L} \cdot \frac{\Delta R_L}{I} = - \frac{\Delta R_L}{\Sigma R}, \quad (23)$$

$$\delta_{R_i} = \frac{\partial I}{\partial R_i} \cdot \frac{\Delta R_i}{I} = - \frac{2\Delta R_i}{\Sigma R}, \quad (24)$$

$$\delta_E = \frac{\partial I}{\partial E} \cdot \frac{\Delta E}{I} = + \frac{\Delta E}{\Sigma E}, \quad (25)$$

$$\delta_{R_K} = \frac{\partial I}{\partial R_K} \cdot \frac{\Delta R_K}{I} = - \frac{1 + \mu + \mu^2}{\Sigma R} \cdot \Delta R_K, \quad (26)$$

$$\delta_\mu = \frac{\partial I}{\partial \mu} \cdot \frac{\Delta \mu}{I} = \frac{U_1 + U_2 + 2\mu U_1}{\Sigma E} \cdot \Delta \mu - \frac{(1 + 2\mu)R_K}{\Sigma R} \cdot \Delta \mu, \quad (27)$$

$$\delta_{U_1} = \frac{\partial I}{\partial U_1} \cdot \frac{\Delta U_1}{I} = \frac{\mu + \mu^2}{\Sigma E} \cdot \Delta U_1, \quad (28)$$

$$\delta_{U_2} = \frac{\partial I}{\partial U_2} \cdot \frac{\Delta U_2}{I} = \frac{\mu}{\Sigma E} \cdot \Delta U_2. \quad (29)$$

为了对工作电流的最大变动 $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{\text{最大}}$ 作一估算,现罗列以下各已知数据:

- (1) 电源电压 E 及其变动 ΔE 分别为 360 伏和 $360 \times (\pm 10\%) = \pm 36$ 伏,
- (2) 负载电阻 R_L 及其变动 ΔR_L 都为 1 千欧,
- (3) 内阻 R_i 及其变动 ΔR_i 分别为 7.5 千欧和 0.75 千欧,
- (4) 阴极电阻 R_K 及其变动 ΔR_K 分别为 10.5 千欧和 0,
- (5) 稳定参考电压 $U_1 = 85$ 伏,而 $U_2 = 105 + 75 = 180$ 伏,
- (6) U_2 的变动,根据 $6\Gamma 3C$ 和 $6\Gamma 2C$ 串联时,工作电流在 5~30 毫安范围内电压变动不大于 6.5 伏的特性,可计算为

$$\Delta U_2 = \frac{360 \times (\pm 10\%)}{15} \times \frac{6.5}{(30-5)} \leq \pm 0.65 \text{ 伏},$$

- (7) 在电源电压变动 $\pm 10\%$ 和 U_2 相应地变动 ± 0.65 伏情况下,可计算

$$\Delta U_1 = \frac{\pm 0.65}{30} \cdot \frac{2}{(30-5)} \leq \pm 0.0018 \text{ 伏}$$

(式中稳压管 85A2 的特性曲线斜率 2 伏/(30-5)毫安,是按照 $6\Gamma 3C$ 的特性曲线的斜率计算的),

- (8) 放大因数 μ 及其变动 $\Delta \mu$ 分别为 37 和 ± 1 左右.

把以上的数据代入式(22)~(29),便可计算得 $\delta_{R_L} = -0.00001$, $\delta_E = 0.0003$, $\delta_{R_i} = -0.0001$, $\delta_{R_K} = 0$, $\delta_{U_1} = +0.000021$, $\delta_{U_2} = +0.00019$, $\delta_\mu = -0.0019$. 工作电流的变动满足不等式

$$\frac{\Delta I}{I} \leq \Sigma |\delta_i| \doteq 0.0025.$$

如忽略较小的 δ_{R_L} 、 δ_{U_1} 、 δ_{R_K} 和 δ_{R_i} ,则在电源电压变动 $\pm 10\%$ 后(灯丝电流不加稳定时),相应的电流变动可计算得 $\frac{\Delta I}{I} = \pm 0.0024$ (应注意 δ_μ 的符号).

上述计算数值是和实际测量值相吻合的。 $\frac{\Delta I}{I}$ 的测量值和计算值的有效数字在同一个数量级且第一个有效数字完全相同，这说明影响工作电流相对变动 $\frac{\Delta I}{I}$ 的最主要原因，是由于灯丝电压变动引起三极管放大因数 μ 的变化，其次是由于直流电压 E 和参考电压 U_2 的变化，而其他各种影响则很小。

通过上述的数学分析和定量计算，线路的工作原理得到了阐明，并提示了选择电路元件的依据。另外，还告诉我们只要采用镇流管来镇流灯丝电流，或者采取恰当的补偿措施，即可使电流的相对变动减小，而不必前接稳压器。

五、干扰及其消除

通过以上各节的讨论，不难得到图 14 的连接线路。按一般的设想，在输出端 F 、 G 两点即可馈送所希望的函数信号，以使自动电子电位差计正常工作。但实际情况并非如此，这种连接线路将大大降低仪表的灵敏度，甚至使仪表不能工作，这是因为电子仪器的

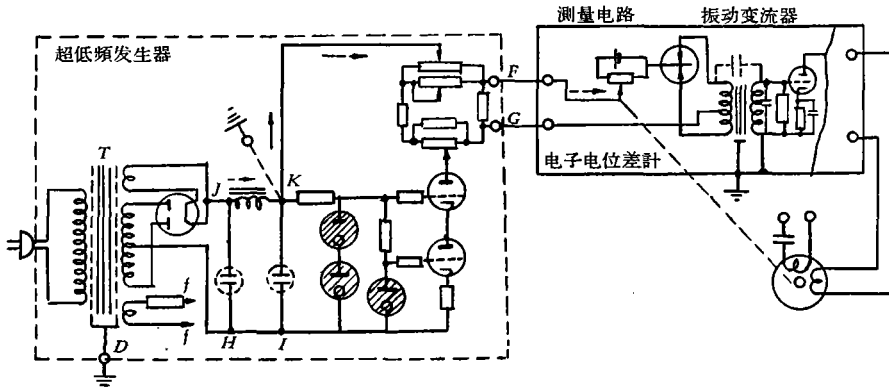


图 14.

输出端向电子电位差计除了供给所要测量的直流信号外，还可能有一倍或两倍于电网频率的纵向干扰和横向干扰¹⁾，或者是其中的一种。

这台发生器的干扰信号是由电源变压器和整流滤波器引入的。由电源变压器引入的干扰幅度较大，它的频率和电网频率相同。由滤波器引入的干扰幅度较小，它的频率主要是二倍于电网频率(在全波整流情况下)。这两种干扰信号都可用示波器进行测量和观察。

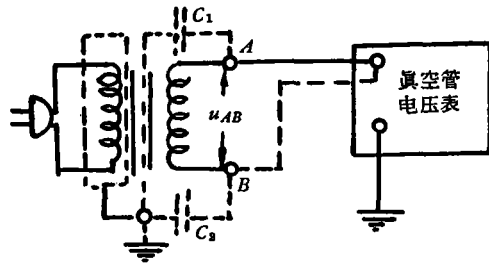


图 15. 在分布电容 C_1 和 C_a 上有交流电压存在时的原理线路

由电源变压器引入的 50 周的干扰，可用绕组间的分布电容来加以解释。图 15 是

1) 纵向干扰亦称共变电压干扰，它是出现于电子电位差计测量线路接线端和大地之间的干扰电压。横向干扰亦称线间干扰，它是出现于测量线路接线端之间的干扰电压。

用来说明只有一层屏蔽的变压器其分布电容 C_1 和 C_2 对于 U_{AB} 的分压作用。

消除或抑制干扰的方法,可从两方面着手,一是提高电子电位差计抗扰能力(这里不再赘述,请参阅[5]),一是设法消除干扰源。把图 14 中的 K 点直接接地,可使干扰源的回路不经过记录仪表。

六、结 束 语

这台发生器的运转情况和技术性能是令人满意的,其中几个主要技术数据显示出它具有显著的优点。但是,由于它是电-机械式的,总难免避免机械式的缺点,如机械加工量大、运转时存在噪声等。当要求高质量的信号输出而电子自激振荡发生器难于达到良好的技术性能时,采用这种电-机械式发生器是很适宜的。

在设计制作过程中,曾得到沙达夫工程师的亲切关怀和指导以及其他许多同志的热情帮助,在此一并致谢。

参 考 文 献

- [1] Новосельцев, Я. В., Лебелев, А. Н., Счетно-решающие устройств, Машгиз, 1954 (中文本, 吴震尧译, 计算解题装置, 上海科技出版社, 1957 年)。
- [2] Brown, R., A Survey of Low-frequency Signal Generator and Oscillators, British Communications and Electronics, 1959, No. 12, 866—871.
- [3] Brown, R., A Survey of Very Low-frequency Oscillators, British Communications and Electronics, 1962, No. 4, 278—281.
- [4] Hänel H., Möglichkeiten zur Erzeugung sehr tiefer Frequenzen, Zeitschrift für messen steuern regeln, 1962, No. 1.
- [5] 岡崎敬, 电位差计における外部誘導障害とその対策, 計装, 1963, No. 10.
- [6] 马丹, 超低频函数发生器分析, 上海机械学院毕业设计报告, 1963.

THE DESIGN OF VERY LOW FREQUENCY ELECTRO-MECHANICAL SIGNAL GENERATOR

SHEN JIN-REN

In this paper a very low frequency electro-mechanical signal generator driven by synchronous motor with extremely low frequency and amplitude drifts and constant output impedance through the entire operating range is described.

It is suitable for testing and analysing electronic recorders and other control devices.