

带有机械振子的自动稳零直流放大器的低频特性¹⁾

李 華 天

摘 要

本文結合一个典型綫路对带有机械振子的自动稳零直流放大器的低频特性,进行了分析,并且着重分析了調制解調輔助放大器对緩变信号的頻率响应。所用方法是差分方程求解法,因为用差分方程来描述具有机械振子的調制解調綫路的固有工作过程,要比用相同的初始条件的微分方程来描述更为准确。

文中推导出調制及解調綫路的調制系数 k_M 、解調系数 k_{DM} 以及它們的传递函数。此外,对放大調制波的阻容耦合放大器也进行了分析。分析結果說明,如果放大器耦合迴路的参数选择得合理时,則此放大器对緩变信号的調制波可作为理想放大器来处理。文中所得結果可作为設計該类型放大器时选择参数的参考。

此外,本文对于采用自动稳零直流放大器作运算放大器时可能产生的持續低频自激振荡問題,也进行了討論。

一、前 言

自动稳零直流放大器在电子模拟計算装置中被广泛地用作运算放大器,这类放大器也可用在測量小直流信号的各种电子仪器及控制設備中。自动稳零直流放大器的綫路类型不少,在工作原理上也有所不同,目前应用很普遍的一种是采用机械振子作調制及解調

装置,机械振子如果設計制造得良好,可以具有相当稳定的性能。由于交流放大器是没有漂移的,因此采用机械振子作調制及解調的直流放大器具有低漂移的特点。如果这种放大器的輸出再用普通的直接耦合的电子管放大綫路加以放大,就能得到很高的放大系数 (10^7 以上) 和低漂移的直流放大器。

这类放大器的一个典型方框图如图 1 所示。图中輔助放大器

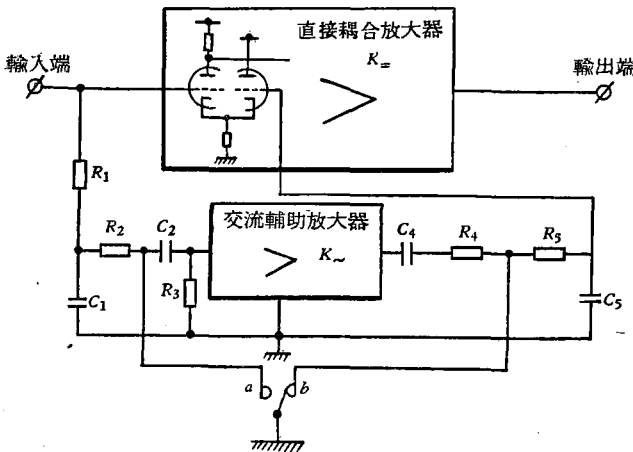


图 1.

1) 本文曾在中国自动化学会 1961 年 11 月学术报告会上宣讀。

为一偶数级的交流放大线路,在辅助放大器的输入端、调制线路的前面,有一低通滤波线路(R_1, C_1),它可防止振子的杂音窜入直流放大器的输入端。为了避免整个线路产生振荡,在辅助放大器解调线路输出端接有电阻常数较大的电阻及电容(R_5, C_5)。在所绘的线路中,辅助放大器的输出与上面通道的第一级通过阴极耦合线路和上面的直流放大器通道相加。根据所用辅助放大器的级数及振子的型式,相加线路也可以采用不同的线路^[1,2]。

本文着重对交流辅助放大器利用振子作调制及解调线路进行了理论分析,推导了调制及解调线路的调制系数及解调系数以及辅助放大器(包括调制及解调线路)的传递函数,最后分析了用自动稳零直流放大器作运算放大器时可能产生的低频振荡,并给出了避免低频振荡的条件。本文所用的差分方程方法也可以用于其他 RC 耦合及变压器耦合的调制及解调线路^[3,4]。

文中所用的符号及代表意义:

t_0 ——机械振子的开闭周期;

t_1 ——在一个开闭周期内,机械振子接点 a 或 b 与中间接点开断的时间;

t_2 ——在一个开闭周期内,机械振子接点 a 与 b 同时与中间接点接通的时间;

t_3 ——在一个开闭周期内,机械振子接点 a 或 b 与中间接点接通的时间;

$U_{1(n)}$ ——在振子第 n 次开闭周期内电容器 C_1 两端的平均电压;

$U_{2(n)}$ ——在振子第 n 次开闭周期内电容器 C_2 两端的平均电压;

$U_{4(n)}$ ——在振子第 n 次开闭周期内电容器 C_4 两端的平均电压;

$U_{5(n)}$ ——在振子第 n 次开闭周期内电容器 C_5 两端的平均电压;

$U_{1(n+1)}$ ——在振子第 $n+1$ 次开闭周期内电容器 C_1 两端的平均电压;

$U_{2(n+1)}$ ——在振子第 $n+1$ 次开闭周期内电容器 C_2 两端的平均电压;

$U_{4(n)}$ ——在振子第 $n+1$ 次开闭周期内电容器 C_4 两端的平均电压;

$U_{5(n)}$ ——在振子第 $n+1$ 次开闭周期内电容器 C_5 两端的平均电压;

时间常数: $T_1 = C_1R_1, T_{12} = C_1R_2, T_2 = C_2R_2, T_{23} = C_2R_3, T_4 = C_4R_4, T_{45} = C_4R_5, T_{54} = C_5R_4, T_5 = C_5R_5;$

$i_{1(n)}$ ——在第 n 次开闭周期的接点开断时间内,电容器 C_1 的平均充电电流;

$i_{2(n)}$ ——在第 n 次开闭周期的接点开断时间内,电容器 C_2 的平均充电电流;

$i'_{1(n)}$ ——在第 n 次开闭周期的接点闭合时间内,电容器 C_1 的平均放电电流;

$i'_{2(n)}$ ——在第 n 次开闭周期的接点闭合时间内,电容器 C_2 的平均放电电流。

二、调制线路的调制系数及传递函数

调制线路如图 2 所示。设机械振子在每一个开闭周期 t_0 内接点 a 与地之间开断的时间为 t_1 , 接通的时间为 t_2 , $t_0 = t_1 + t_2$ 。现在来分析当输入端加一阶跃电压 E 时,在电容器 C_1 及 C_2 两端电压 U_1 及 U_2 随时间上升的情形,即研究此调制线路的过渡函数。我们将要分析的是所谓长时间过渡过程。长时间过渡过程是指线路在过渡过程要经过许多次开闭周期后才达到稳定状态。如果线路的时间常数较调制波的周期大很多倍时,就将得到长时间过渡过程。在实际的调制及解调线路中,上述条件一般是能够满足的。根据图

2 所示的线路图,可写出振子第 n 次开闭周期中电容器 C_1 及 C_2 两端平均电压的方程式¹⁾如下(略去电子管栅流并假定零初始条件):

$$U_{1(n+1)} - U_{1(n)} = \frac{1}{C_1} \int_{t(n)}^{t(n)+t_1} i_{1(n)} dt + \frac{1}{C_1} \int_{t(n)-t_3}^{t(n)} i'_{1(n)} dt, \quad (1)$$

$$U_{2(n+1)} - U_{2(n)} = \frac{1}{C_2} \int_{t(n)}^{t(n)+t_1} i_{2(n)} dt + \frac{1}{C_2} \int_{t(n)-t_3}^{t(n)} i'_{2(n)} dt, \quad (2)$$

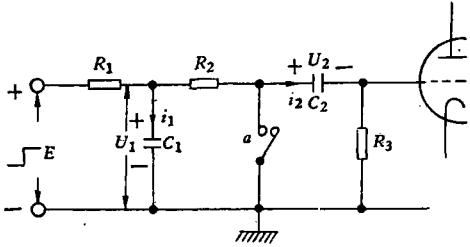


图 2.

式中 $i_{1(n)}$ 及 $i_{2(n)}$ 分别为在第 n 次开闭周期内的接点开断时间内电容器 C_1 及 C_2 的充电电流, $i'_{1(n)}$ 及 $i'_{2(n)}$ 为接点闭合时间内的放电电流, 这些电流的正方向如图中所示。对于长时间过渡过程来说, 为了分析简单起见, 我们可取 $i_{1(n)}$ 、 $i'_{1(n)}$ 、 $i_{2(n)}$ 及 $i'_{2(n)}$ 在第 n 次开闭周期内的平均值如下:

$$\left. \begin{aligned} i_{1(n)} &= \frac{E - U_{1(n)}}{R_1} - \frac{U_{1(n)} - U_{2(n)}}{R_2 + R_3}, \\ i'_{1(n)} &= \frac{E - U_{1(n)}}{R_1} - \frac{U_{1(n)}}{R_2}, \\ i_{2(n)} &= \frac{U_{1(n)} - U_{2(n)}}{R_2 + R_3}, \\ i'_{2(n)} &= -\frac{U_{2(n)}}{R_3}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

将式(3)代入式(1)及式(2)中, 经过整理后即可得下列差分方程组:

$$\Delta U_{1(n)} + \left(\frac{t_0}{T_1} + \frac{t_1}{T_{12} + T_{13}} + \frac{t_3}{T_{12}} \right) U_{1(n)} - \frac{t_1}{T_{12} + T_{13}} U_{2(n)} = \frac{t_0}{T_1} E, \quad (4)$$

$$\Delta U_{2(n)} + \left(\frac{t_1}{T_2 + T_{23}} + \frac{t_3}{T_{23}} \right) U_{2(n)} - \frac{t_1}{T_2 + T_{23}} U_{1(n)} = 0. \quad (5)$$

联立求解后得差分方程:

$$\Delta^2 U_{2(n)} + m \Delta U_{2(n)} + q U_{2(n)} = S E, \quad (6)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} m &= \frac{t_1}{T_2 + T_{23}} + \frac{t_3}{T_{23}} + \frac{t_0}{T_1} + \frac{t_1}{T_{12} + T_{13}} + \frac{t_3}{T_{12}}, \\ q &= \left(\frac{t_0}{T_1} + \frac{t_1}{T_{12} + T_{13}} + \frac{t_3}{T_{12}} \right) \left(\frac{t_1}{T_2 + T_{23}} + \frac{t_3}{T_{23}} \right) - \frac{t_1^2}{(T_{12} + T_{13})(T_2 + T_{23})}, \\ S &= \frac{t_0 t_1}{T_1(T_2 + T_{23})}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

由式(6)可知, 当 $n = \infty$ 时即得差分方程的特解:

$$U_{2(n=\infty)} = \frac{S}{q} E = k_m E, \quad (8)$$

1) 式(1)、(2)中 $i_{1(n)}$ 、 $i'_{1(n)}$ 、 $i_{2(n)}$ 及 $i'_{2(n)}$ 并不一定是充放电电流的平均值, 可以是瞬时值。由此, 可得出由于应用了近似的计算(如应用式(3))后所产生的误差。

式中 k_M 即为调制系数，它等于：

$$k_M = \frac{t_0 t_1}{T_1(T_2 + T_{23})} \frac{1}{\left(\frac{t_0}{T_1} + \frac{t_1}{T_{12} + T_{13}} + \frac{t_3}{T_{12}}\right) \left(\frac{t_1}{T_2 + T_{23}} + \frac{t_3}{T_{23}}\right) - \frac{t_1^2}{(T_{12} + T_{13})(T_2 + T_{23})}}$$

$$= \frac{t_0 t_1}{\left(\frac{t_0}{T_1} + \frac{t_1}{T_{12} + T_{13}} + \frac{t_3}{T_{12}}\right) \left(t_1 T_1 + \frac{t_3 T_1 (T_2 + T_{23})}{T_{23}}\right) - \frac{T_1 t_1^2}{(T_{12} + T_{13})}} \quad (9)$$

当 $n = \infty$ 时，电容器 C_2 两端的电压平均值为恒定，即等于外加电压 E 乘调制系数 k_M 。当线路达到稳定状态后，在接点闭合的一段时间 t_3 内，电容器的放电电荷等于接点开断时间 t_1 内的充电电荷。 $U_{2(n)}$ 的电压波形在达到稳定状态后如图 3a 所示，而在电阻 R_3 内电流 i_2 的波形如图 3b 所示。调制线路的输出电压 $U_{\text{输出}} = i_{2(n)} R_3$ 。由图可见输出波形对时间轴是不对称的。采用过接触型振子就会得到这样的结果。在自动稳零直流放大器线路中，如果采用偶数级辅助交流放大器，则为了避免振子接点间杂散耦合造成正反馈而产生振荡，就需要采用过接触型振子或其他措施。所谓过接触型振子就是指振子的转换接点在和一个接点开断之前先和另一个接点接通。采用过接触型振子将降低调制系数。在一般情形下，由于 t_1 和 t_3 的时间相差不大，可取 $t_3 = t_1 =$

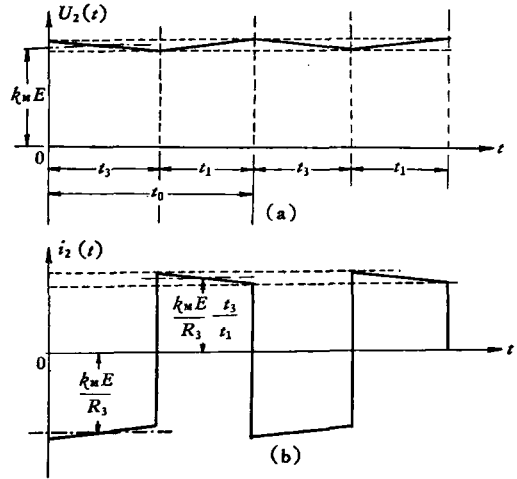


图 3.

$\frac{t_0}{2}$ ，此时，调制系数

$$k_M = \frac{2}{\left(\frac{2}{T_1} + \frac{1}{T_{12} + T_{13}} + \frac{1}{T_{12}}\right) \left[T_1 + \frac{T_1(T_2 + T_{23})}{T_{23}}\right] - \frac{T_1}{T_{12} + T_{13}}} \quad (10)$$

可以根据某种特殊情况来估算调制系数 k_M 的量级。设 $T_1 = T_2 = T_{12} = T_{13} = T_{23}$ ，则得 $k_M = 0.2$ 。

式(6)的通解为

$$U_2(n) = A e^{\alpha_1 n} + B e^{\alpha_2 n}, \quad (11)$$

式中 A 、 B 为任意常数，可由初始条件求得； e^{α_1} 及 e^{α_2} 为下列代数方程的根：

$$x^2 + (m - 2)x + q - m + 1 = 0, \quad (12)$$

即设 x_1 及 x_2 为方程(12)的二个根，则 $\alpha_1 = \ln x_1$ ， $\alpha_2 = \ln x_2$ 。在式(11)中， n 表示第 n 次开闭周期。 $U_2(n)$ 的波形如图 4 所示。对于长时间过渡过程，可取 $n = \frac{t}{t_0}$ ，并把 $U_2(n)$ 看作是时间 t 的连续函数。此时，可得

$$U_2(t) = A e^{\frac{\alpha_1 t}{t_0}} + B e^{\frac{\alpha_2 t}{t_0}}. \quad (13)$$

由于 α_1 及 α_2 为负实数, 故令 $\tau_1 = -\frac{t_0}{\alpha_1}$, $\tau_2 = -\frac{t_0}{\alpha_2}$, 即可得到 $U_2(t)$ 的全解:

$$U_2(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau_1}} + Be^{-\frac{t}{\tau_2}} + k_M E. \quad (14)$$

在图 4 上也繪出了 $U_2(t)$ 的波形, 由图中可看出, 我們將式(13)写成式(14)是由于忽略了一部分高频杂音。如果輔助放大器通道的工作频率远較振子的机械振动频率为低, 这样处理是完全允許的。事实上, 由于調制及解調綫路都是低通滤波綫路, 整个輔助放大器的通道截止频率要比載波频率低得多, 所以忽略这部分高频杂音(与通频带相比)是允許的。

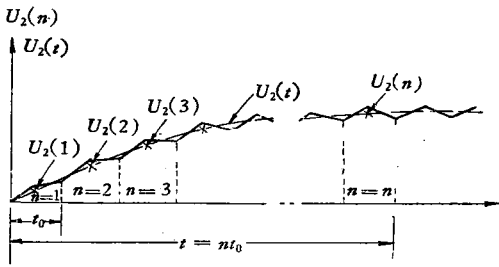


图 4.

式(14)为調制綫路对于阶跃电压 E 加

到輸入端时的輸出反应。由式(14)解的形式来看, 不难写出調制綫路在緩变輸入信号下的传递函数表达式:

$$Y_M(p) = \frac{k_M}{(\tau_1 p + 1)(\tau_2 p + 1)}. \quad (15)$$

必須指出上述传递函数所連系的輸出量是矩形交流調幅电压波的幅值(或者更正确地說是近似于矩形的調幅电压波幅值的平均值), 而輸入量則是緩变外加信号电压。所謂緩变信号是指信号的频率远較載波频率(即振子的振动频率)为低。

現在我們对緩变信号这一限制条件作进一步的分析。从关于第 n 次开閉周期内平均充放电电流的基本方程(2)和(3)来看, 如外加信号电压不是恆值 E , 而是緩变频率为 ω 的正弦波电压 $E_m \sin(\omega t + \theta)$, 則式(3)中的 E 可以用第 n 次 $(n = \frac{t}{t_0})$ 开閉周期中电压波瞬时值的平均值 $E_{(n)}$ 代替, 即

$$\begin{aligned} E_{(n)} &= \frac{1}{t_0} \int_{t-\frac{t_0}{2}}^{t+\frac{t_0}{2}} E_m \sin(\omega t + \theta) dt = \\ &= \frac{2 \sin \omega \frac{t_0}{2}}{\omega t_0} E_m \sin(\omega t + \theta). \end{aligned} \quad (16)$$

因此, 当 $\omega \neq 0$ 时, 調制綫路的频率特性由式(15)及(16)可写成

$$Y_M(j\omega) = \frac{2 \frac{\sin \omega \frac{t_0}{2}}{\omega t_0} k_M}{(T_1 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)} = \frac{k_M^*}{(j\omega T_1 + 1)(j\omega T_2 + 1)}, \quad (17)$$

式中

$$k_M^* = 2 \frac{\sin \frac{\omega t_0}{2}}{\omega t_0} k_M. \quad (18)$$

当 ωt_0 很小时, 即信号频率 ω 很低或振子的振动周期 t_0 很小时, $\sin \frac{1}{2} \omega t_0 \approx \frac{1}{2} \omega t_0$, 这样 $k_{\omega}^* \approx k_{\omega}$. 如果我们从工程计算的准确度考虑, 当

$$\omega < \frac{1}{5t_0} \tag{19}$$

时, 可认为是缓变信号. 如果对调制线路的频率特性需要有较准确的结果, 则可用式(17)进行计算. 事实上, 我们所研究的系统可被看作是一个采样控制系统, 而由采样所产生的

一系列边频是不能通过低通滤波器的, 所以我们只取它的基波, 而系数 $2 \frac{\sin \omega \frac{t_0}{2}}{\omega t_0}$ 就是将采样信号展开为傅氏级数时基频幅值所乘的一个系数^[7].

三、阻容耦合交流放大器的传递函数

我们现在所考虑的交流放大器的传递函数, 是指输入量为调制波的幅值, 而输出量则是调制波的幅值. 我们设阻容耦合交流放大器由二级串联, 它的第一级包括阻容耦合回路的等值电路(如图 5a 所示). 设在放大器的输入端突然加一幅值为 E 的矩形调制波(如图 5b 所示), 则解微分方程及差分方程可求得输出电压(加到第二级电子管栅极上的电压)第 n 个半波的方程式如下:

$$U_{g(n)}(t) = \frac{E \mu_1 R_{a1}}{R_{a1} + R_{i1}} \frac{CR_g}{T} \left[1 + \frac{t_0}{4T} (1 - e^{-\frac{t_0}{T} n}) \right] e^{-\frac{t}{T}}, \tag{20}$$

式中 t 是由第 n 次开闭周期起始点开始算起, μ_1 、 R_{a1} 分别为第一级电子管的放大系数及内阻, $T = C \left(R_g + \frac{R_{a1} R_{i1}}{R_{a1} + R_{i1}} \right)$ 为时间常数, t_0 为调制波的周期, 即振子的开闭周期. 输出电压的波形如图 5c 所示. 由式(20)可知, 如果我们选择阻容耦合参数 $R_g C$ 足够大而使 $T \gg t_0$, 则第 n 次调制波的幅值的平均值为

$$\begin{aligned} U_{g(n)} &\approx \frac{E \mu_1 R_{a1}}{R_{a1} + R_{i1}} \frac{CR_g}{T} \left[1 + \frac{t_0}{4T} (1 - e^{-\frac{t_0}{T} n}) \right] \left(1 - \frac{t_0}{4T} \right) \approx \\ &\approx \frac{E \mu_1 R_{a1}}{R_{a1} + R_{i1}} \frac{CR_g}{T} = \frac{E \mu_1 R_{a1} R_g}{R_{a1} R_g + R_{i1} R_{a1} + R_{i1} R_g}. \end{aligned} \tag{21}$$

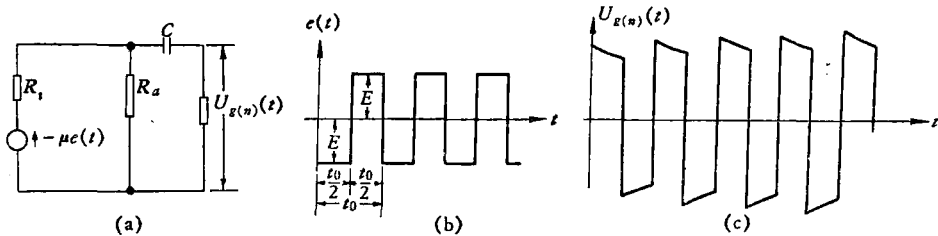


图 5.

这样, 我们可以认为输出调制波的幅值没有过渡过程(过渡过程的幅值很小, 可以略去), 而把放大器看作是沒有惯性的环节. 放大器的第一级的放大系数为

$$K_{\sim 1} \approx \frac{\mu R_{a1} R_g}{R_{a1} R_g + R_{i1} R_{a1} + R_{i1} R_g} \quad (22)$$

放大器第二级的放大系数由于解调线路中有高电阻,可简单地取为

$$K_{\sim 2} = \frac{\mu_2 R_{a2}}{R_{i2} + R_{a2}} \quad (23)$$

这样,交流放大器的传递函数可看作是具有放大系数 K_{\sim} 的无惯性环节(理想放大器),即

$$K_{\sim} = K_{\sim 1} \cdot K_{\sim 2} \quad (24)$$

四、解调线路的解调系数及其传递函数

解调线路如图 6a 所示。为了分析简单起见,假定接点 b 在振子的每一个开闭周期内开断和接通的时间相等,即 $t_1 = t_3 = \frac{t_0}{2}$ 。设在解调线路端外加电压(即放大器的输出电压)的波形如图 6b 所示,并设在外加电压 $E_a - E$ 的半周期内接点 b 开断,在 $E_a + E$ 的半周期内接点 b 接通(即振子接点异相工作,辅助放大器为偶数级)。事实上,交流放大器的输出波形并不是矩形的,我们这里取的 E 是调制波幅值的平均值。这样处理并不会对结果增加误差,因为我们在下面的方程式中在计算每半个周期的平均充电电流及放电电流时,正好要用到电压的平均值。我们可以仿照前面所述的方法得到电容器 C_4 和 C_5 两端电压 $U_{4(n)}$ 和 $U_{5(n)}$ 的差分方程:

$$\Delta U_{4(n)} = \frac{1}{C_4} \left(\frac{E_a - E - U_{4(n)} - U_{5(n)}}{R_4 + R_5} \right) \frac{t_0}{2} + \frac{1}{C_4} \left(\frac{E_a + E - U_{4(n)}}{R_4} \right) \frac{t_0}{2}, \quad (25)$$

$$\Delta U_{5(n)} = \frac{1}{C_5} \left(\frac{E_a - E - U_{4(n)} - U_{5(n)}}{R_4 + R_5} \right) \frac{t_0}{2} - \frac{1}{C_5} \frac{U_{5(n)}}{R_5} \frac{t_0}{2}. \quad (26)$$

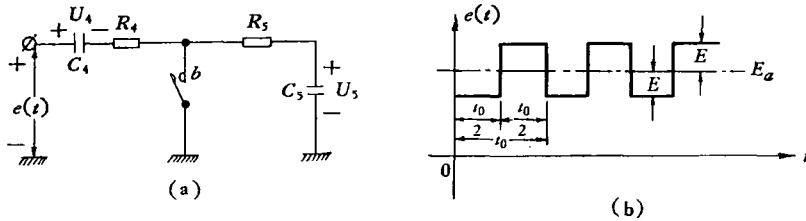


图 6.

在得到上面的方程时,我们略去了电容器 C_5 的漏泄电流的影响。由上面的两个方程可得下列差分方程:

$$\Delta^2 U_{5(n)} + a \Delta U_{5(n)} + b U_{5(n)} = -dE, \quad (27)$$

式中

$$a = \frac{t_0}{2} \left[\frac{1}{T_5 + T_{54}} + \frac{1}{T_5} + \frac{1}{T_4 + T_{45}} + \frac{1}{T_4} \right],$$

$$b = \frac{t_0^2}{4} \left[\frac{1}{T_5(T_4 + T_{45})} + \frac{1}{T_4(T_5 + T_{54})} + \frac{1}{T_4 T_5} \right],$$

$$d = \frac{t_0^2}{2T_4(T_5 + T_{54})}.$$

式(27)的特解为

$$U_{5(n \rightarrow \infty)} = \frac{d}{b}(-E) = k_{DM}(-E), \quad (28)$$

式中 k_{DM} 为解调系数。式(28)中的负号是由于振子异相工作及偶数级放大器所引起的。解调系数

$$k_{DM} = \frac{2}{2 + \frac{T_{54}}{T_5} + \frac{T_4(T_5 + T_{54})}{T_5(T_4 + T_{45})}}. \quad (29)$$

作为举例, 设 $T_5 = 10T_{45} = 10T_{54} = 100T_4$, 则得 $k_{DM} = 0.91$ 。如用过接触型振子, 则所得解调系数较式(29)所得的略低。式(27)的通解为

$$U_{5(n)} = De^{\beta_1 n} + Ge^{\beta_2 n}, \quad (30)$$

式中 D 、 G 为任意常数, 可由初始条件确定, e^{β_1} 及 e^{β_2} 为代数方程

$$y^2 + (a - 2)y + b - a + 1 = 0 \quad (31)$$

的根。设 y_1 、 y_2 为上述代数方程的根, 则 $\beta_1 = \ln y_1$, $\beta_2 = \ln y_2$ 。因为 β_1 及 β_2 为负实数, 令 $n = \frac{t}{t_0}$, $\tau_3 = -\frac{t_0}{\beta_1}$, $\tau_4 = -\frac{t_0}{\beta_2}$, 并将 $U_{5(n)}$ 看作是时间的连续函数, 则

$$U_5(t) = De^{-\frac{t}{\tau_3}} + Ge^{-\frac{t}{\tau_4}}. \quad (32)$$

因此, 对于缓变过程, 差分方程(27)的全解可写成

$$U_5(t) = De^{-\frac{t}{\tau_3}} + Ge^{-\frac{t}{\tau_4}} + k_{DM}(-E). \quad (33)$$

由上面的结果, 可知解调线路可被看作是二个惯性环节串联的线路, 它的传递函数为

$$Y_{DM}(p) = \frac{k_{DM}}{(\tau_3 p + 1)(\tau_4 p + 1)}. \quad (34)$$

U_5 达到稳定状态后的波形如图 7 所示。 U_5 的平均值为 $k_{DM}E$ 。在 $\frac{t_0}{2}$ 的时间内, 电容

器 C_5 上所充的电荷等于在 $\frac{t_0}{2}$ 时间内放电的电荷。

在到达稳定状态后, 电容器 C_5 在 $\frac{1}{2}t_0$ 时间内的放电

平均电流为 $\frac{k_{DM}E}{R_5}$ 。因此, U_5 电压脉动幅值 δU_5 (见

图 7) 可用下式计算:

$$\delta U_5 = \frac{t_0}{2} \frac{k_{DM}E}{R_5 C_5} = \frac{t_0}{2T_5} k_{DM}E, \quad (35)$$

或标为百分值

$$\frac{\delta U_5}{E} 100 = \frac{t_0}{2T_5} k_{DM} 100\%. \quad (36)$$

由上式可知, 要减小辅助放大器输出的脉动振幅, 就需增大 $T_5 = C_5 R_5$ 或减小 t_0 (即增加振子的振动频率)。如需将脉动振幅限制在 0.1% 以下, 则需选择 $T_5 > 1000 \frac{t_0}{2}$ 。为了防止 C_5 过大而产生电容器漏泄电流的影响, C_5 一般在 1 微法至 10 微法之间。

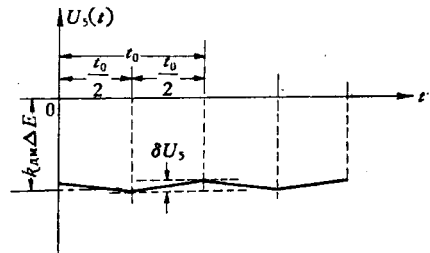


图 7.

五、調制解調輔助放大器的頻率特性

从上面的推导, 不难进一步写出整个輔助放大器在低頻时的頻率特性。前面已經講过調制及解調綫路是一个低通滤波器, 其通頻带非常狹。实际上, 一般采用机械振子的綫路, 截止頻率只有几赫或几十赫 (在振子振动頻率較高时)。故輔助放大器在它的通頻带范围内, 外加信号的頻率是滿足緩变信号这个条件的。这样, 包括調制及解調綫路在內, 整个輔助放大器在頻率很低时的放大系数可写成

$$K(j\omega) = \frac{k_m^* K_{\omega} k_{NM}}{(j\omega\tau_1 + 1)(j\omega\tau_2 + 1)(j\omega\tau_3 + 1)(j\omega\tau_4 + 1)} \tag{37}$$

值得指出的是由于在实际解調綫路中 R_5, C_5 选用得很大, 上式四个時間常数中有一个, 譬如說是 τ_4 , 要比其他三个時間常数大得多。

六、相加系数

自动稳零放大器的輔助放大器的輸出是通过一个相加綫路加到主放大器的某一級中。相加系数不难由电子管的增量綫性等值电路求得。現以阴极耦合相加綫路为例。这种綫路如图 8 所示, 其相加系数小于 1。設我們以 S_1, R_{i1}

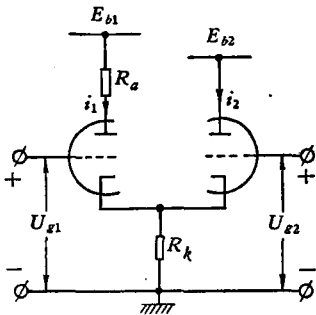


图 8.

及 S_2, R_{i2} 分別表示左半边三极管及右半边三极管在工作点的跨导及內阻, 而双三极管左半边栅极外加信号电压为 U_{g1} , 右半边栅极加輔助放大器的輸出电压为 U_{g2} (即 U_5), 則相加系数 k_s 可定义为

$$k_s = \frac{-\frac{\partial i_1}{\partial U_{g2}}}{\frac{\partial i_1}{\partial U_{g1}}} = \frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} \tag{38}$$

式中 R_k 为阴极耦合电阻。式 (38) 中有一負号是由于 U_{g2} 增加时 i_1 减小, 所以图 6 的綫路实际上是一个相减器。但由于我們采用了异相工作的振子, 对于加到輔助放大器輸入端的信号來說是相加的。由式 (38) 可知, 阴极耦合相加綫路的相加系数只与右半边电子管的参数 S_2 及阴极电阻 R_k 值有关。选取 $S_2 R_k$ 的乘积愈大, 相加系数就愈大, 但 R_k 选得过大, 对主放大器第一級有負反饋影响, 将减小放大倍数。图 8 中右半边三极管的屏压一般取得較低, 以免加大栅流。此外, 右半边电子管的工作点不但与綫路参数 R_a, R_k, E_{b1} 及 E_{b2} 有关, 也和解調綫路的 C_4 及 C_5 值有关, 因为輔助放大器末級电子管屏压的直流成分是按照电容器 C_4, C_5 的电容值反比分压加在 C_4 及 C_5 上的, 也就是說 C_4, C_5 的大小影响着 U_{g2} 恆定分量的大小。

七、自动稳零放大器的輸入电阻

自动稳零放大器在外加直流信号电压下的輸入电阻, 可以根据調制綫路达到稳定状态时外加电压 E 及在电阻 R_1 中流过的电流来計算 (見图 2)。因为当放大器外加直流信号电压 E 时, 在达到稳定状态后的电容器 C_1 上的电压平均值为

$$U_1 = \left(1 + \frac{T_2 + T_{23} \frac{t_3}{t_1}}{T_{23}}\right) k_M E. \tag{39}$$

上式可由式(5)令 $\Delta U_{2(n)} = 0$ 并以 $U_{2(n)} = k_M E$ 代入求得。因此输入电阻

$$R_{\text{输入}} = \frac{E}{\frac{E - U_1}{R_1}} = \frac{R_1}{1 - \left(1 + \frac{T_2 + T_{23} \frac{t_3}{t_1}}{T_{23}}\right) k_M}. \tag{40}$$

当 $T_2 = T_{23}$, $t_3 = t_1 = \frac{t_0}{2}$, 取 $k_M = 0.2$, 则得输入电阻 $R_{\text{输入}} = 2.5R_1$ 。

八、自动稳零放大器用作运算放大器时的低频振荡

自动稳零放大器用作运算放大器时的线路图如图 9 所示。 $Z_0(j\omega)$ 为反馈阻抗, $Z_1(j\omega)$ 为输入端外接阻抗。自动稳零放大器的参数选择不当, 常常在用作运算放大器时产生低频振荡。根据所用载波频率的不同, 自激低频振荡频率可由 1 赫左右增至几十赫。现在来分析产生振荡的条件以及振荡频率和各参数间的关系。这种低频振荡是有害的, 必须设法避免。免除这种低频振荡的方法是合理地选择调制及解调线路的时间常数及交流辅助放大器的放大系数, 或者适当地外加校正线路。

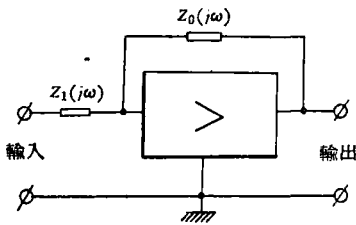


图 9.

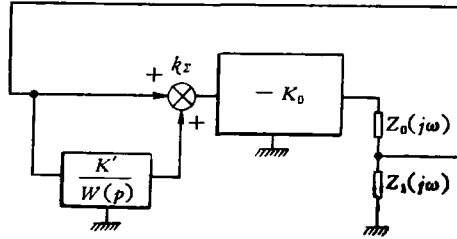


图 10.

自动稳零放大器的输出电压在一定范围内是一个线性系统, 故可用线性调节理论来分析其自激低频振荡。在用作运算放大器且其外加信号为零时(即输入接地), 其方框图可绘成如图 10 所示。令

$$\frac{Z_1(j\omega)}{Z_0(j\omega) + Z_1(j\omega)} = \beta(\omega) \tag{41}$$

为反馈系数, 当 $K'(\omega)$ 逐渐增加满足下式

$$K_0\beta(j\omega) + \frac{k_x K'(\omega) K_0\beta(j\omega)}{W(j\omega)} = -1 + j0 \tag{42}$$

或

$$[K_0\beta(j\omega) + 1]W(j\omega) = -k_x K'(\omega) K_0\beta(j\omega) \tag{43}$$

时, 将产生自激低频振荡。

上式中

$$\frac{K'(\omega)}{W(j\omega)} = K(\omega). \tag{44}$$

如果 $K_0\beta(j\omega) \gg 1$, 则由式(43)可得产生持续振荡的条件为

$$W(j\omega) = -k_x K'(\omega), \tag{45}$$

或

$$(j\omega\tau_1 + 1)(j\omega\tau_2 + 1)(j\omega\tau_3 + 1)(j\omega\tau_4 + 1) = -k_{\Sigma}K'(\omega), \quad (46)$$

式中 $K'(\omega)$ 为正实数。在实际的线路中,所选用的解调线路参数 τ_4 值要较其他几个时间常数大得多, $\omega\tau_4 \gg 1$, 故 $(j\omega\tau_4 + 1) \approx j\omega\tau_4$, 这样便可得到

$$(j\omega\tau_1 + 1)(j\omega\tau_2 + 1)(j\omega\tau_3 + 1) = j \frac{k_{\Sigma}K'(\omega)}{\omega\tau_4}.$$

因此,可以把产生持续自激低频振荡写成下列二个等式:

$$\left. \begin{aligned} \omega(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 - \omega^2\tau_1\tau_2\tau_3) &= \frac{k_{\Sigma}K'(\omega)}{\omega\tau_4}, \\ -\omega^2(\tau_1\tau_2 + \tau_2\tau_3 + \tau_1\tau_3) + 1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

由此得到在产生自激低频振荡时的振荡角频率

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1\tau_2 + \tau_2\tau_3 + \tau_1\tau_3}}. \quad (48)$$

此时,辅助放大器的放大系数

$$K'(\omega_0) = \frac{1}{k_{\Sigma}} \frac{\tau_4}{\tau_1\tau_2 + \tau_2\tau_3 + \tau_1\tau_3} \left(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 - \frac{1}{\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_3}} \right). \quad (49)$$

如果

$$K'(\omega_0) < \frac{1}{k_{\Sigma}} \frac{\tau_4}{\tau_1\tau_2 + \tau_2\tau_3 + \tau_1\tau_3} \left(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 - \frac{1}{\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_3}} \right); \quad (50)$$

则可得到稳定的系统。由式(50)可以看出,如果根据这个条件来消除低频振荡,就需限制辅助放大器的放大系数,并尽量加大时间常数 τ_4 。但前面我们已经提到 C_5 不能选得过大,而 R_5 一般也不能超过 10 兆欧,所以加大 τ_4 在实际上是受到一定限制的。此外,加大 τ_4 也会使放大器的通频带变得更狭。因此,为了避免这种低频振荡,最好另外采用校正补偿线路或增添附加的反馈环节(如果我们希望不要使整个的放大器放大倍数降低)。此外,当用作整个运算放大器的辅助放大器时, $K'(\omega_0)$ 应选择得比式(50)所给数值小得多,因为必须同时考虑整个放大器的频率特性。

九、结 论

1. 本文对具有机械振子的调制-解调放大器的传递函数和低频频率响应的分析,是根据解差分方程的方法求得的。

2. 本文对放大调制波的阻容耦合放大器进行了分析,分析结果证明,如果阻容耦合回路的时间常数 $R_g C$ 选择得比 t_0 大很多时,则此放大器对缓变信号可作为理想放大器来处理[见式(20)及(21)]。

3. 本文所得结果可作为设计该种放大器时选择参数的参考。

4. 实验是在一个典型线路上进行的,测定了调制系数、解调系数、输入阻抗、时间常数 τ_4 以及产生自激振荡的频率等;实验所得结果和理论推算值误差在工程计算所要求的范围以内。

参 考 文 献

- [1] Б. Я. 柯崗, 电子模拟计算机在研究自动调节系统中的应用, 科学出版社, 1960.
- [2] Таланцев, А. Д., Решающие усилители с малым дрейфом нуля, Труды второго всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, т. III, Изд-во АН СССР, 1955.
- [3] Hutchelton, I. C., Properties of Some DC-AC Chopper Circuits, *Proc. I. E. E.*, **104** (1957), No. 9, Part. C.
- [4] Полонников, Д. Е., Электронные усилители автоматических компенсаторов, Физматгиз, М., 1960.
- [5] Goldberg, E. A., Stabilization of Wide-Band D-C Amplifier for Zero and Gain, *R. C. A. Review*, **11** (1950), No. 2, 296.
- [6] Colls, J. A., D. C. Amplifiers with Low-pass Feedback, *Wireless Engineer*, **29** (1952), No. 351, 321.
- [7] Tou, J. T. (饒祖烈), Digital and Sampled data Control Systems, McGraw-Hill, 1959.

LOW FREQUENCY RESPONSE OF AUTOMATIC BALANCING D-C AMPLIFIER WITH MECHANICAL CHOPPER

LEE HUA-TIEN

Analysis of the low frequency response of automatic balancing D-C amplifier with mechanical chopper is illustrated by a typical circuit in this paper. The analysis of dynamic response of the modulation and the demodulation circuits and the auxiliary carrier wave amplifier have been considered more in details. The analysis is based on solving difference equations since the intrinsic working process behaved by the M-D M circuits using mechanical chopper is more accurately described by difference equation other than by differential equations.

In this paper, the modulation and demodulation coefficients k_m and k_{dm} of the M-D M circuits and their transfer functions are derived. Besides, an analysis is given to the R-C coupled carrier amplifier and the obtained result tells us that if the parameters of amplifier are exactly choiced, the conventional type low frequency A-C amplifier may be considered as ideal amplifier as to the amplification of modulated wave amplitudes. The results derived in the paper may be used as a guidance for selecting parameters in design such type D-C amplifiers.

Selfexcited low frequency oscillation of the automatic balancing D-C amplifier used as a computing operational amplifier is discussed.