

中国自动化学会 模拟技术与运动技术 学术会议论文集

中国自动化学会编

(内部资料)

科学出版社

中国自动化学会 模拟技术与远动技术 学术会议论文集

中国自动化学会编

(内部资料，注意保存)

科学出版社

1965

1963年7月,中国自动化学会在北京召开了模拟技术与远动技术学术会议。会上宣读了论文,交流了经验。为了能更广泛地进行经验交流,决定将其论文编印成集出版。

本论文集共包括模拟技术和远动技术方面的论文三十篇,各篇论文之后都附有参考文献及讨论摘要。

本论文集可供从事模拟技术和远动技术方面工作的科学研究、教学及工程技术人员参考。

**中国自动化学会
模拟技术与远动技术学术会议论文集
(内部资料)**

中国自动化学会编

*

科学出版社出版

北京朝阳门内大街117号

北京市书刊出版业营业登记证出字第061号

中国科学院印刷厂印刷

科学出版社发行

*

1965年6月第一版 开本:787×1092 1/16
1965年6月第一次印刷 印张:20 1/4
印数:0001—1,100 字数:473,000

统一书号:15031·197

本社书号:3263·15—8

定价:3.10元

目 录

双通道运算放大器(OMV-8A型)的高频特性及校正网络综合	童寿彬 (1)
时间脉冲乘法器电子开关误差的研究	吴鹤龄 (11)
晶体管用的恒温器	陈由迪 (20)
在电子模拟计算机中应用多源对偶运算理论和方法的研究	陈保祿 (29)
一种“数字-模拟转换器”及其在程序控制机床中的应用	邹士敏 (38)
自动寻优器	汪成为 (45)
一种反馈型模数转换器的研究	芮鈞如 (60)
飞行仿真系统(综述)	张仲麟 (70)
电子模拟计算机在建筑结构计算中应用的探讨	税国斌 (84)
自动电力拖动的模拟研究法	陶近賢 (94)
两种简单可靠的磁心加法器	杜毅仁 (103)
自动稳零运算放大器零点设置方法对于积分工作状态下输出电压游动的影响	梁樱儿 (113)
用电子模拟运算元件模拟定迟后及变迟后的传递函数	李仲荣 (124)
一种构成数字-模拟型专用座标器的方法	陈望梅 (134)
弱干扰下连续运动信号的最佳接收	王传善 (143)
LR 調頻振蕩器	姜 昌 (151)
相位锁定鉴频器的临界抗扰极限	张翰英、刘承熙 (163)
具有偏激磁的晶体管-磁环单稳态触发器的分析与试验	蒋立年 (174)
测量结果的数字化非线性校正装置	朱德懋、徐心平 (187)
低电平模拟-数字转换器	薩支天、李世恩、朱德懋、路祖銘 (195)
构造变感元件逻辑电路的几何法	张 牧 (203)
多端接点网络综合的图解法	王雨新 (220)
用继电器组成可靠的继电器线路	許廷鈺 (228)
继电器接点电路的模板设计	王芳雷 (239)
高能量输出的磁性脉冲单拍分配器	乐茂生、朱树洋 (247)
調寬-編碼-調幅无綫电控制綫在无綫电干扰下接收设备輸出噪声的功率譜	俞宝传 (258)
Δ -調制系統累积误差的分析	郭志芬 (264)
脉冲电碼遙測系統及其发送部分	譚文恕、李国忠 (291)
逐步同步无触点远动系統	叶世勛 (302)
关于远动系統結構可靠性問題的研究	譚維康 (311)

双通道运算放大器(OMY-8A 型)的 高频特性及校正网络综合

童 寿 彬

摘 要

设计运算放大器时遇到的问题之一是如何解决放大倍数、通频带与稳定性之间的矛盾。由于 OMY-8A 放大器的闭路频带宽达 20 千周以及高通通道中频放大倍数大于 10^5 的特点,使这一问题的解决更趋复杂。仅仅依靠合理布置,开路放大器的零极点位置^[2,6]而不结合具体电路进行考虑,往往不足以使问题得到满意的结果。本文根据实际工作中的一些体会提出这一问题的初步解决办法。文内首先依据各方面的要求讨论了运算放大器的希望特性形式,对二种不同形式进行了比较,指出:合理选择参数可使第二种特性接近理想特性。接着结合放大器的具体电路讨论了分布参数的影响,指出:希望特性参数的选择应以设计中忽略的分布参数影响为依据;这样做在电路型式已定的情况下可能取得最宽的频带。在校正网络综合的问题中讨论了二种可能实施的方案,并结合运算放大器使用过程中输入及反馈阻抗多变的特点讨论了合理选择输入网络的重要性。为验证理论计算和实际情况符合程度,引入了实验结果。最后并在附录内介绍了输入电容测试法。

实际特性及希望特性

1. 实 际 特 性

OMY-8A 放大器包括三部分:低通道、高通通道及输出部分^[1,5](附图一)。其中低通道的频带很窄,仅影响放大器开路特性的低频部分。对几十周以上的频率范围进行讨论时(即所指的高频),其影响已可忽略;故以下只需涉及其余二个组成部分即可。高通通道及输出部分中, (R_1, C_1, C_2, R_3) , (C_4, R_5) , (R_9) , (C_{10}, C_{11}, R_{13}) 均是校正网络,用来改变高频特性。附加通道(由高通通道第一级通过 C_7, C_9, R_{12} 直接加到相加级的右半管子上)是为改善放大器过载后的恢复性能引入的^[5],在正常情况下通过它的讯号较主通道小很多,故讨论高频特性时可以先略去这一通道。计及内部分布参数的影响,未加校正网络的开路放大器可以看成是一个具有四个非周期环节的系统。由一般的分析可知这样的系统仅能在极其有限的放大倍数下保持闭路稳定^[3]。显然这是和运算放大器的要求不符的¹⁾。

2. 希 望 特 性

为使放大器能在给定的条件下稳定,并满足一些其他方面的要求,应讨论希望特性。

1) 以下按反馈系数 $\beta = 1$ 进行讨论。

利用对数幅相频率特性进行讨论并按 Nyquist 准则判断系统稳定性, 则应加考虑的因素及其对希望特性提出的要求可以归结如下:

1) 绝对稳定条件: 当 $\beta = 1$ 时可以表示为 $|K(j\omega)| \geq 1$ 的所有频率上总相移应小于 180 度。 $K(j\omega)$ 为开环放大器的频率特性。

2) 稳定储备: 考虑元件误差及设计中忽略的分布参数对放大器特性的影响, 尚须引入稳定储备。幅度及相位稳定储备可分别按

$$m_{\Delta\phi} = 3N, \text{ 分贝} \quad (1)$$

$$\theta = 10N, \text{ 度} \quad (2)$$

计算^[2]。其中 N 为放大器级数^[1]。

3) 闭环特性: 为改善放大器的过渡过程特性, 应提高剪切频率 ω_{cp} 处的相位储备^[7]。

4) 输出端布线电容: 使用过程中求和点与输出端均需和其他元件联接, 相应的会引入布线电容, 对求和点来说为了减少外部干扰对放大器的影响, 若是力求缩短引线, 因此引入的电容不大; 其影响可由外校正元件消除, 设计时可以不加考虑。输出端引线一般较长, 引入的布线电容数值亦较大。虽然输出级的输出阻抗不大, 但仍可能在剪切频率附近引入显著的滞后相移, 为了使其不致对稳定性发生影响, 亦应提高 ω_{cp} 处的相位储备。

放大器电路属于最小相移系统, 其对数幅频特性下降斜率与相频特性之间单值对应。故以上要求可以统一表示为对对数幅频特性的要求。综合这些要求就可能画出希望特性。但为校正网络综合方便计, 这里改用渐近线来表示希望特性。从渐近线特性不易一下看出幅频特性的实际下降斜率, 所以各项要求是否满足尚应通过渐近线特性画出正确的相频特性进行检验。

我们考虑的希望特性 I 如图 1 实线所示。其中 K_0 表示开路放大器的中频放大倍数。其数值根据运算准确度要求确定。 $m_{\Delta\phi}$ 的引入仍然是考虑元件误差对特性的影响。以渐近线表示的幅频特性在 ω_{cp} 以前的最大相移显然和比值 ω_{m1}/ω_{m1} 的大小有关。为保证必要的相位储备, 其数值应有一定限止。当 $N = 3$ 时, 要求 $\theta = 30$ 度, 即要求最大相移为

150 度或者幅频特性最大下降斜率为 -33 分贝/十倍频程。这时比值 ω_{m1}/ω_{m1} 应取 25 左右。 ω_{m3} 以后的斜率可以是任意的。但是为了 ω_{m3} 以后的特性变化不致显著影响 ω_{cp} 附近的相移, ω_{m3} 的数值应比 ω_{m2} 大三倍左右 (ω_{m1}/ω_{m1} 及 ω_{m3}/ω_{m2} 根据相频特性确定)。希望特性 I 的相频特性示于同图。这是对 $K_0 = 10^5$ 及 $N = 3$ 作出的。

根据幅、相特性之间的对应关系, 可以看出希望特性 I 并不理想; 因为它只在一点上达到最大允许下降斜率。从后面的讨论可知, ω_{m3} 的选取是不能任意的。因此不能充分利用 ω_{cp} 以前的最大允许下降斜率就使开路放大器的频带变窄。

为了改变这种情况, 引入了希望特性 II (图 1 点划线所示)。对应于 $K_0 = 10^5$, $N = 3$,

1) 按绝对稳定条件设计时, 放大器在 ω_{cp} 以前的最大相移均不应超出 $(180 - \theta)^\circ$; 因此无须再考虑 ω_{cp} 以前的幅度储备。希望特性中 ω_{cp} 以前的 $m_{\Delta\phi}$ 是为保证 ω_{cp} 附近具有更高的相位储备而引入的。

$\omega_{m1}/\omega_{03} = 10$, $\omega_{03}/\omega_{02} = 2.5$ 及 $\omega_{02}/\omega_{B'} = 10.5$ 的相頻特性示于同图。可以看出: ω_{cp} 以前的最大相移均不大于 150 度, 并且在很大范围内保持了这一数值, 亦即希望特性 II 在很大范围内是以最大允許斜率下降的。因此只要适当选取 ω_{02} 及 ω_{03} 的数值, 可以使特性 II 接近理想特性。在 ω_{m3} 一定的情况下可以比特性 I 取得更寬的頻帶¹⁾。

剩下的問題是如何确定 ω_{m3} 。在双通道的結構形式下, 内部分布参数的影响使 ω_{m3} 不能任意取值²⁾。故 ω_{m3} 的确定应在全面分析分布参数影响的基础上进行。

分布参数、希望特性参数的确定

放大器内部引起滞后相移的分布参数計有(附图一):

求和点的分布电容 C_{01} ; 第一級的輸入电容 C_{02} ; 第一級的輸出电容 C'_{03} 及第二級的輸入电容 C''_{03} ; 第二級的輸出电容 C'_{04} 及相加級的輸入电容 C''_{04} ; 相加級与輸出級之間分布电容 C_{05} 。

下面对这些参数的影响大小及处理方式分別加以說明。

1) 求和点的分布电容 C_{01} 的大小和引綫长短有关, 数值不能事先确定。其影响主要表现在反饋阻抗为大阻值的电阻时引入滞后相移。但可以通过外校正电容校正。設計时可以不考虑。

2) C'_{03} 和 C'_{04} 的数值較小, 在校正网络綜合时可以忽略。

3) C_{05} 的大小和 C'_{03} 及 C'_{04} 同数量級, 但考虑到相加級的輸出阻抗小于高通道一、二級, 因此更可以忽略。

4) C_{02} , C''_{03} 及 C''_{04} 則应通过校正网络改变其作用以实现希望特性。

为使忽略的分布参数不致影响希望特性的实现, 显然其中影响最大的分布参数的作用頻率应大于 ω_{m3} , 故 ω_{m3} 的确定应以忽略的分布参数影响为依据。

忽略的分布参数中以 C'_{03} 及 C'_{04} 的影响为最大, C'_{03} 和 C'_{04} 分別包括一、二級阴-阳极間电容 C_{ak} 及阳极布綫电容。相应于采用的电子管确定 C_{ak} 的大小, 并根据实际布綫情况估計布綫电容的上限以确定 C'_{03} 及 C'_{04} 的大小。再根据一、二級的輸出阻抗 R_{01} 和 R_{02} 确定相应的作用頻率 ω_{BC1} 及 ω_{BC2} 。

$$\omega_{BC1} = \frac{1}{R_{01}C'_{03}}, \quad (3)$$

$$\omega_{BC2} = \frac{1}{R_{02}C'_{04}}, \quad (4)$$

并使 ω_{m3} 等于其中較小的一个。

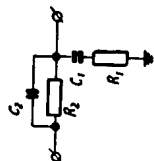
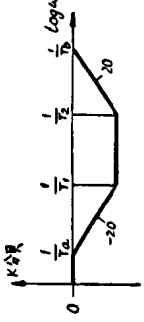
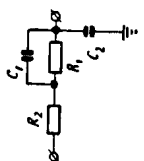
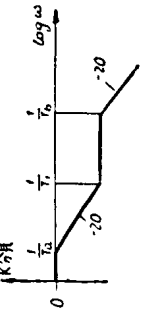
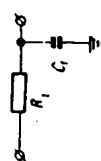
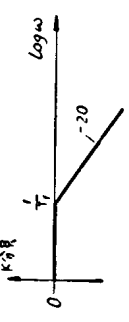
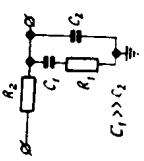
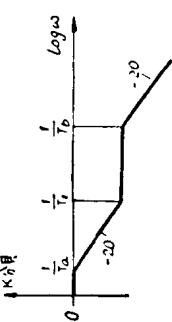
根据以上考虑, 設計中应考虑分布参数有三个, 同时放大器受元件参数变化影响較大的是前三級, 故計算 $m_{\Delta 6}$ 时取 $N = 3$ 是合理的。有了 ω_{m3} 及 N 之后, 希望特性参数就全部确定了。

校 正 网 絡

同一希望特性完全可以通过不同形式及数量的校正网络来实现。以下几点可供选择

- 1) 当 K_0 的数值較小时, 希望特性可以采取更简单的形式。
- 2) 多通道结构不受以上限制^[4]。

表 1

N ₀	校正网络	传递函数	对数幅频特性	时间常数*	参数关系式
1		$Z(s) = \frac{(T_{1s} + 1)(T_{2s} + 1)}{T_1 T_{2s}^2 + \left[T_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + T_2 \right] s + 1}$		$\begin{aligned} T_1 &= R_1 C_1 \\ T_2 &= R_2 C_2 \\ T_a &\triangleq T_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + T_2 \\ T_b &\triangleq \frac{T_1 T_2}{T_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + T_2} \end{aligned}$	$\begin{aligned} \text{给定 } R_1 \\ C_1 &= \frac{T_1}{R_1} \\ R_2 &= R_1 \left(\frac{T_a + T_b - T_2}{T_1} - 1 \right) \\ C_2 &= \frac{T_2}{R_2} \end{aligned}$
2		$Z(s) = \frac{(T_{1s} + 1)}{T_1 T_{2s}^2 + (T_1 + T_2 + C_3 R_1) s + 1}$		$\begin{aligned} T_1 &= R_1 C_1; T_2 = R_2 C_2 \\ T_a &\triangleq T_1 + T_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \\ T_b &\triangleq \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} \end{aligned}$	$\begin{aligned} \text{给定 } R_2 \text{ 或 } C_3 \text{ 之一} \\ \text{由 } T_2 &= \frac{T_a T_b}{T_1} \text{ 求另一值} \\ R_2 &= R_1 \left(\frac{T_a + T_b - T_1}{T_2} - 1 \right) \\ C_1 &= \frac{T_1}{R_1} \end{aligned}$
3		$Z(s) = \frac{1}{1 + T_{1s}}$		$T_1 = R_1 C_1$	$\begin{aligned} \text{给定 } C_1 \\ R_1 &= \frac{T_1}{C_1} \end{aligned}$
4		$Z(s) = \frac{T_{1s} + 1}{T_1 T_{2s}^2 + T_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) s + 1}$		$\begin{aligned} T_1 &= R_1 C_1; T_2 = R_2 C_2 \\ T_a &\triangleq T_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \\ T_b &\triangleq \frac{T_2}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \end{aligned}$	$\begin{aligned} \text{给定 } C_2 \\ R_2 &= \frac{T_a T_b}{T_1 C_2} \\ R_1 &= \frac{R_2}{\left(\frac{T_a + T_b}{T_1} - 1 \right)} \\ C_1 &= \frac{T_1}{R_1} \end{aligned}$

网络时作参考。

- 1) 网络数量应尽可能减少;以减少元件误差及计算误差对产品特性带来的影响。
- 2) 网络参数的取值应实际可行。不宜使用数值过大的电阻及数值过小的电容作为网络元件。因为阻值过大时在使用过程中容易变值,而电容过小时,不仅因为电容本身误差加大,更主要的是这时布线电容的影响不允许忽略,随着放大器具体结构不同,容易使实际值和计算值之间发生较大的偏离。
- 3) 选择求和点与第一级间的输入网络时应做到这样:当反馈阻抗变化时其特性变化很小。
- 4) 时间常数大的网络宜放在前几级^[8]。输入网络的时间常数宜取得最大,以减弱进入低通道的信号中的高频分量。

这里把与本文有关的几种网络的传递函数、幅频特性及参数计算式列于表 1。

表中网络 1, 2 和 4 的传递函数分母中均包含形如

$$As^2 + Bs + C \quad (5)$$

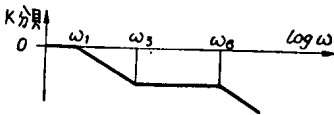
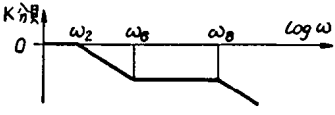
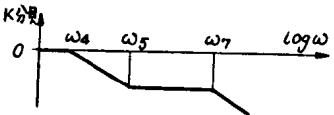
的二次三项式,其根决定时间常数 T_a , T_b 的大小。放大器使用的网络中时间常数 T_1 , T_2 的数值通常远小于 1, 故有 $A \ll B$ 的关系式成立。当网络各个时间常数间的比值较大时 $A \ll B^2$ 的关系式亦成立,这时(5)式二根的计算可以简化为:

$$s_1 = -\frac{1}{B}; \quad s_2 = -\frac{B}{A}. \quad (6)$$

相应的有:

$$T_a = -\frac{1}{s_1}; \quad T_b = -\frac{1}{s_2}. \quad (7)$$

表 2

顺 序 №	网 络 №	对 数 幅 频 特 性	交 接 频 率
1	4		$\omega_1 = \frac{1}{T_a}$ $\omega_3 = \frac{1}{T_1}$ $\omega_6 = \frac{1}{T_b}$
2	4		$\omega_2 = \frac{1}{T_a}$ $\omega_6 = \frac{1}{T_1}$ $\omega_8 = \frac{1}{T_b}$
3	2		$\omega_4 = \frac{1}{T_a}$ $\omega_5 = \frac{1}{T_1}$ $\omega_7 = \frac{1}{T_b}$

二种实现希望特性的方案:

1) 按原设计者采取的方案^[1](附图一), 采取以下网络实现希望特性:

R_1, C_1, C_2 与 R_3 构成的网络; C_4, R_5 与 C_{02} 构成的网络; R_9 与 C_{03}' 构成的网络; R_{13}, C_{10} 与 C_{11} 的动态电容及 C_{04}' 构成的网络。(略)

2) 按附图二所示的形式, 使用网络: R_1, C_1, R_3 与 C_{02} 构成的网络; R_9, R_9, C_4 与 C_{03}' 构成的网络; R_{13}, C_{10} 与 C_{04}' 构成的网络。

按表 2 所列的顺序选取各网络时间常数, 并使 $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{B'}$, $\omega_3 = \omega_{02}$, $\omega_4 = \omega_{03}$, $\omega_5 = \omega_{m1}$, $\omega_7 = \omega_{m2}$, $\omega_8 = \omega_{m3}$ ($\omega_{B'} \cdots \omega_{m3}$ 参阅图 1); 并使各级放大倍数乘积的绝对值等于 K_0 ; 则最后可以得到希望特性 II。适当选择交接频率同样可得希望特性 I。表 2 中的 ω_6 的数值与实现希望特性无关, 具体数值的选取应以计算所得的网络参数合理可行为依据。

$\beta \neq 1$ 的情况讨论、输入网络的形式

以上的分析都是在 $\beta = 1$ 的假定的基础上进行的。放大器使用过程中, 除作积分器外, 其余情况都和这一假定有出入。故应对 $\beta \neq 1$ 的情况进行讨论。

对 $\beta \neq 1$ 的情况(即反馈阻抗不为零的情况)可以按二种不同方式进行考虑:

1) 认为 $K(j\omega)$ 和反馈阻抗无关, 只是 β 随反馈阻抗变化而变化。

2) 把反馈阻抗与输入阻抗看成是输入网络的元件, 因而反馈阻抗的变化就反映在输入网络的特性变化中, 亦即认为 $K(j\omega)$ 随反馈阻抗而变。这时可以认为 $\beta = 1$ 的假定依然成立。

后一种考虑方式使前面的讨论对反馈阻抗不为零的情况仍然有效。并且可以在选择输入网络时计及反馈阻抗变化所造成的影响, 通过合理选择输入网络以使这些影响大大减小。这一点对反馈为变阻抗的情况特别重要。按后一种考虑方式同样还可以证明网络 № 4 比 № 1 (表 1) 更宜于作输入网络。

参数计算、结构

为使计算结果和实际情况相符, 应注意以下各点:

1) 正确取得原始数据。这里指的原始数据是放大级的输出阻抗和输入电容。对于输入电容建议用附录中的方法测定。计算输出阻抗时注意电子管内阻的取值应和使用状态相符。

2) 应考虑各级输出阻抗对校正网络特性的影响。如对附图一中网络 № 3 进行计算时, R_1 (表 1) 应理解为 R_9 与第一级输出阻抗 R_{01} 之和。

3) 结构上应注意元件位置的布置, 尽可能消除寄生反馈。否则理论计算和实际情况会有很大出入。

实验结果

按所述方法对附图二电路计算的结果达到下列指标: $K_0 > 10^5$; 输出 100 伏峰峰值时的开路频宽为 20 千周; 传递系数为 1 时, 输出端最大允许电容负载不小于 0.03 微法。

为验证理论计算与实际特性之间的符合程度, 引入了任意三个放大器开路特性的测

試結果(表3)。

測試條件: 附加通道開路, 校正網絡元件誤差在 $\pm 5\%$ 以內, 其餘元件誤差小於 $\pm 10\%$, 電子管為通用級。

表 3

頻 率 (千赫)	1	2	3	5	10	20	30	50	100	150	200
輸出電壓(伏)	10	10	10	10	10	5	3	1.5	1.5	1.5	1
K_1 (分貝)	56.2	46.3	40.2	32.5	22.6	14.3	10.3	5.6	-0.1	-4.2	-6.7
K_2 (分貝)	55.2	45.2	39.7	31.9	21.8	13.4	9.36	5.24	-0.4	-4.8	-7.5
K_3 (分貝)	57	46.7	40.2	32.3	22.4	14	10.3	5.9	-0.8	-4.9	-7.8

測試方法: 放大器處於閉路狀態工作, 輸入端加以正弦電壓, 利用視頻毫伏表測定輸出端電壓與求和點電壓的大小, 並按此二電壓之比求出放大器的開環放大倍數。

和理論計算比較: 附圖三中, 按 $K_0 = 100$ 分貝計算所得的理論曲線以實線表示, 實驗數據以不同的點表示。由圖可以看出實際特性偏高一恆定值。這說明計算時 K_0 的原始值取小了。為了比較, 把理論曲線上移 5 分貝(圖中以虛線表示); 可以看出實驗結果和理論曲線的形狀一致。從實驗數據可以進一步看出: 在 $10^3 - 10^4$ 周的頻率範圍內實際特性的下降斜率和 -33 分貝/十倍頻程的理論要求偏離很小。

結 論

1) 實驗結果表明: 實際特性和理論計算一致。

2) 綜合所述方法的特點在於:

(1) 在總的要求下統一處理個別網絡的參數計算, 容易做到總的特性各部分都比較均勻。

(2) 以分布參數影響為依據確定希望特性參數, 在放大器電路已定的情況下可能取得最寬的頻帶, 同時避免了由於對分布參數影響估計不足而導致的放大器不穩定現象。

(3) 正確處理原始數據, 並考慮了元件誤差的影響, 因此計算所得的參數不必在生產過程中調整。

(4) 選擇輸入網絡時考慮了反饋阻抗變化產生的影響, 因此放大器不用外校正元件的使用範圍得以擴大。

3) 類似的方法可能用於其他類型的運算放大器設計中。

附錄 輸入電容的測定

阻容耦合放大級的輸入電容為:

$$C_0'' = C_{gk} + C_{ag}(1 - K) + \text{布綫電容}, \quad (8)$$

其中: C_{gk} , C_{ag} 分別為電子管柵—陰極間電容及陽—柵極間電容。K 為級放大系數。一般電子管手冊給的是極間電容的冷值, 即未計及空間電荷分布影響的數值。而空間電荷分布和使用狀態有關, 因此從理論上進行精確計算會發生一定困難。同樣布綫電容亦是一個難於計算的數值。為使原始數據正確可靠, 建議採取以下方法測定(圖 2)。

1) 被測放大級處於正常使用狀態下工作。

2) 被测放大级栅极上串以电阻 R , R 的位置应靠近栅极。为使测试结果不受真空管电压表的频率特性、音讯发生器内阻及其它分布参数等因素的影响, R 的大小宜选择在兆欧数量级。

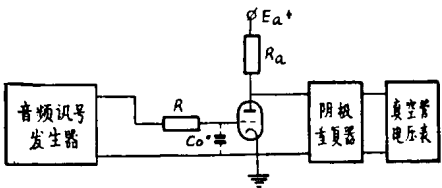
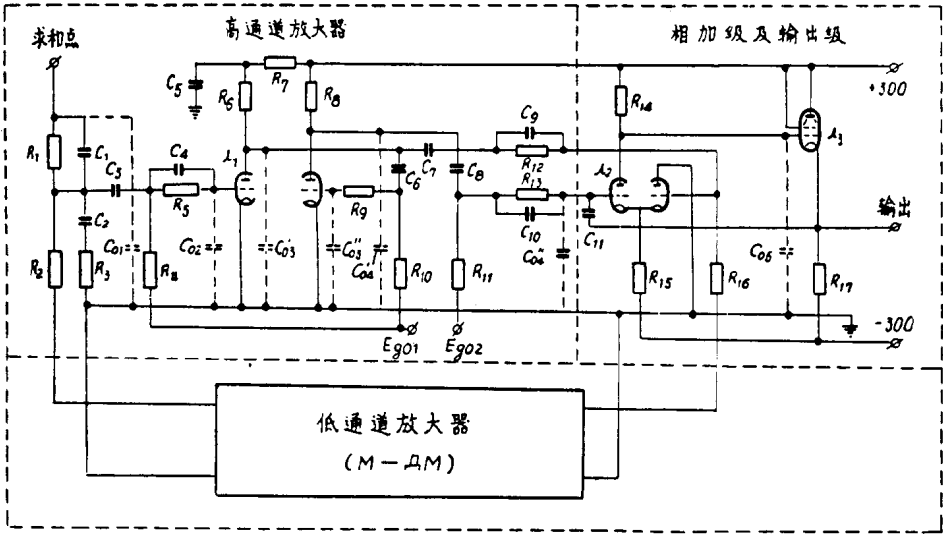


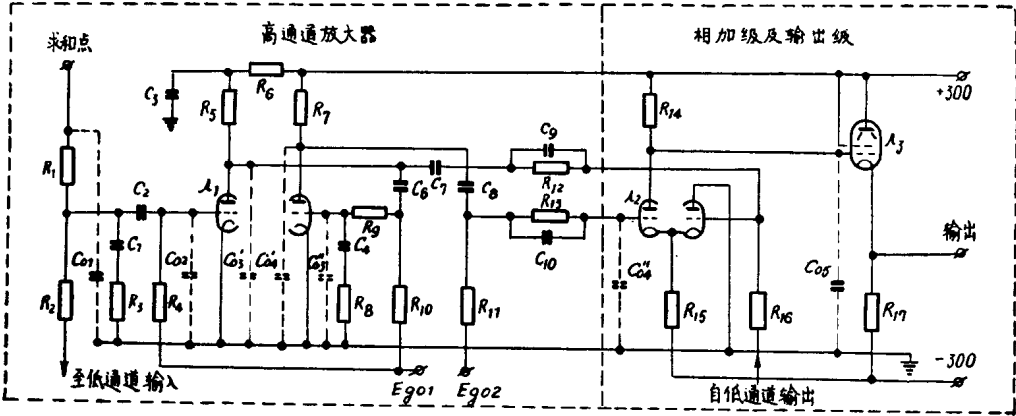
图 2

- 3) 按图 2 的电路测定放大级的幅频特性。
- 4) 按测得的幅频特性确定交接频率 ω_{BC} (幅频特性下降 3 分贝的频率)。
- 5) 按

$$\omega_{BC} = \frac{1}{RC_0''} \quad (9)$$



附图 (一)

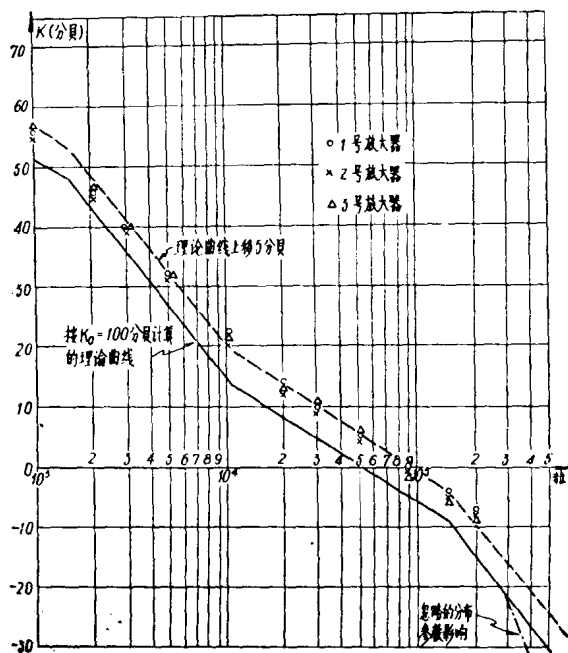


附图 (二)

确定 C_0'' 。

6) 为使结果正确可以更换不同的阻值, 几次测定后求平均值。

按上述方式测定输入电容, 避免了测试过程中联线引入的布线电容对结果的影响, 因此可以提高测试精确度。



附图(三) 开路频率特性

参 考 文 献

- [1] Коган, Б. Я., Маслов, А. А. и Полонников, Д. Е., Электронная аппаратура моделирования типа ЭМУ-8 А, Вестник АН СССР, 28, 7, 1958, 69—74 (自动化, 2, 3, 1959).
- [2] Войшилло, Г. В., Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связьиздат, 1959, 228—254.
- [3] Кризе, С. Н., Усилительные устройства, Связьиздат, 1958, 161—165.
- [4] Полонников, Д. Е., Широкополосные решающие усилители, Автоматика и Телемеханика, 21, 12, 1960, 1613—1622 (电气化自动化快报, 11, 1961).
- [5] Kogan, B. Jr., Maslov, A. A., Polonnikov, D. E., Electronic Analog Computer EMU-8 A, Second International Analogue Computation Meetings Actes-Proceedings, Presses Academiques Europeennes Bruxelles, 1959, 23—25.
- [6] Korn & Korn, Electronic Analog Computers, McGraw-Hill Book Company, Inc., 1956, 218—223.
- [7] Hammond, P. H., Feedback Theory and Its Applications, The English Universities Press Ltd., London, 1958, 108—110.
- [8] 丁丙, 运算放大器稳定性问题的设计与讨论, 自动化所, 1962, 16—17.

讨 论

朱中兴问: 1) 频带测定的条件? 2) 分布电容如何测定?

答: 1) 频带是在输入保持 100 伏峰——峰值的条件下测定的。2) 分布电容的测定与输入电容的测定类似。

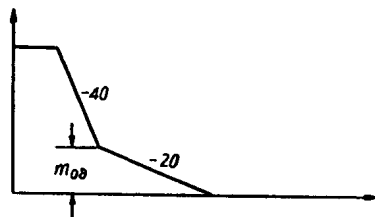
陈由迪问: 放大器在 β 变化很大的情况下, 希望特性研究应该怎样取法? 在 $\omega_0 P$ 邻域有一段 20db 下降好呢, 还是 33db 降到底好? 因为后者的开路频响的平坦部分可以宽些。

答：如果没有输出端分布电容的影响，那么一直用 33db 下降可以取得较宽的频带。但是，考虑到输出端分布电容的影响是一个随使用情况而变的因素，因此在 $\omega_0 P$ 附近引入 20db 的一段来保证作积分器时具有必须的稳定储备，还是比较合理的。

王鼎兴问：1) 如何从运算误差来提希望对数频率特性？2) 放大器的闭环频率特性的实验结果如何？

答：1) K_0 反映运算精度。当然，从希望放大器适用范围广这一点出发，应该尽量展宽开路频带，但这是受分布参数影响的限制的。所以按分布参数确定希望特征，事实上已确定了放大器电路、结构已定情况下的极限。要继续展宽频带，就应该从结构上根本加以改变。2) 放大器闭环特性具有平滑下降的特点。

刘锦德问：1) 作者选择希望对数频率特性时是以频带较宽为出发点，那么为何不将希望特性选或下列形式？



2) 作者选用幅度稳定储备时依据下列条件 $m_{0d} = 3N\text{db}$ ，这是否太小？当 $N = 3$ 时， $m_{d6} = 9\text{db}$ ，是否能应付 $\beta < 1$ 的情况（即作比例器和加法器的情况）。

答：为了校正网络综合的方便起见，希望特性采用渐近线特性表示，但是，从渐近线特性并不能直接看出幅频特性实际达到的最大下降斜率。要知道这点，还得通过相频特性检验，并根据提出希望特性的依据及相频特性来确定希望特性的比值。在 K_0 比较大时，为了做到 ω_{cp} 以前的最大相移不超过 150° ，应采取图一及图三所示的两种形式。在刘景德同志所提出的形式中，比值 ω_2/ω_1 的大小要取得比 30 大，这就使实际的相移会超出 150° 。如果保持 ω_2/ω_1 的大小不超出 30 而延长 m_{d6} 的数值，则得到的结果显然不如希望特性 II。

因为整个系统特性在 ω_{cp} 以前最大相移不超出 150° ，所以不论传递系数如何改变都不会导致不稳定。至于 m_{d6} 的引入则考虑了分布参数的影响及闭环特性。

時間脉冲乘法器电子开关誤差的研究

吳 鶴 齡

摘 要

本文讨论了時間脉冲乘法器的静态誤差,给出了誤差的一般分析計算式。着重研究了脉冲乘法器的“心脏”——电子开关所引起的誤差及提高开关精度的方法。列出了实验结果。

一、時間脉冲乘法器的簡介

乘法器是电子模拟计算机中重要的一种非綫性部件。目前模拟机所用的乘法器种类很多,其中時間脉冲乘法器因兼有精度高、有一定頻带、綫路简单的优点而被广泛的采用着。

時間脉冲乘法器的简单工作原理是矩形脉冲的間隔時間变化与一个乘数成正比,而脉冲的幅度与第二个乘数成正比的变化,这样的矩形脉冲的平均分量即与該二乘数的积成正比。時間脉冲乘法器按产生脉冲的方式不同,又可分为它激型的和自激型的。在它激型綫路中需要专门的多諧振荡器和产生触发脉冲的装置,而自激型綫路則由綫路自振形成脉冲,它的綫路比較简单,使用元件少,因此应用較多。

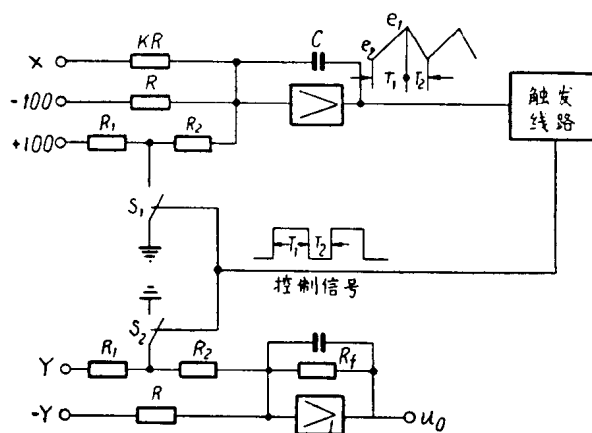


图 1

简单的綫路原理图如图 1 所示。图中触发綫路每当积分器輸出达到 e_1 和 e_2 时就轉換状态,使开关 S_1 閉合或断开,而閉合及断开的時間由乘数之一 X 控制。当 X 的变化速度和脉冲頻率相比极低时,可把脉冲周期內的 X 看作常数,于是当满足条件: $2(R_1 + R_2) = R$, 开关 S_1 閉合時間 T_1 內积分器輸出速率为: $\left(100 - \frac{X}{K}\right) \cdot \frac{1}{RC}$, 因此,

$$T_1 = \frac{(e_1 - e_2)RC}{\left(100 - \frac{X}{K}\right)}, \quad (1.1)$$

S_1 断开時間 T_2 內积分器輸出速率 $\left(-100 - \frac{X}{K}\right) \frac{1}{RC}$, 因此,

$$T_2 = \frac{(e_2 - e_1)RC}{\left(-100 - \frac{X}{K}\right)}, \quad (1.2)$$

因此工作脉冲频率为:

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2RC} \cdot \frac{\left[1 - \left(\frac{X}{100K}\right)^2\right]}{\frac{e_1 - e_2}{100}}. \quad (1.3)$$

脉冲占空比(相对持續期):

$$k = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{2} + \frac{X}{200K}. \quad (1.4)$$

而我們以后称之为控制参量的 $\xi = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}$ 则为:

$$\xi = \frac{X}{100K}. \quad (1.5)$$

若控制信号同时去控制第二个开关 S_2 (见图 1), 則在放大器 1 的輸出端得到經過平滑的、正比于 $X \cdot Y$ 的电压:

$$u_0 = \frac{R_f}{R} Y \cdot \xi = \frac{R_f}{100KR} \cdot X \cdot Y. \quad (1.6)$$

为了使 X 和 Y 在最大值 $\pm 100V$ 时得到最大的輸出电压 $u_0 = \pm 100V$, 取 $R_f = KR$, 則

$$u_0 = KY\xi = \frac{1}{100} XY. \quad (1.7)$$

由上列各关系式可見, X 除了改变控制参量 ξ 以外, 同时也使脉冲工作频率发生改变; 并且脉冲频率的改变只与 X 的大小有关而和极性无关。当 $X = 0$ 时频率最高。当取脉冲占空比的变化范围为 $k = 0.75 - 0.25$ (k 过大过小意味着脉冲最短持續期过小, 这会造成开关速度有限誤差的增加) 时, 应取 $K = 2$ (見 1.4 式)。这样脉冲工作频率在 X 达到最大值 $\pm 100V$ 时将下跌到其最高频率($X = 0$ 时)的 $\frac{3}{4}$ 。

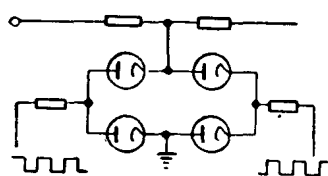


图 2

綫路中开关可有不同形式。通常为了提高装置頻帶采用电子开关。电子开关又有电流开关和电压开关之别。比較簡單可靠, 因而用得較多的是二极管电压开关, 如图 2 所示。在开关两端加以正負极性交变的矩形脉冲, 使二极管輪番截止与通导, 控制分压器輸入电压的通过与否, 这就起了开关的作用。在脉冲乘法器中, 这个电子开关是很重要的, 被称为脉冲乘法器的“心脏”。

二、時間脉冲乘法器的誤差分析

我們現在来討論一下時間脉冲乘法器的靜态精度問題。我們的討論方法是将乘法器

The schematic diagram shows a power supply with terminals X, $-100V$, and $+100V$. A resistor KR is connected between X and a summing junction Σ . A resistor R is connected between $-100V$ and Σ . A resistor R_1 is connected between $+100V$ and a node a . A resistor R_2 is connected between node a and Σ . A voltage source e_d is connected between Σ and ground. A capacitor C is connected between Σ and the output terminal e_1 . A diode circuit is connected between e_1 and e_2 , with a current i_g indicated. The diode circuit includes a diode T_1 and a diode T_2 .

如图 3, 考虑到电子开关的非理想性, 二极管导通时 a 点电位不为 0 ($u_a \neq 0$), 积分器有漂移 e_d (折合到放大器输入端) 及栅流 i_g , 参考电压 $+100\text{V}$ 变动 δ_1 , -100V 变动 δ_2 , 则在开关閉合期間积分器輸出速率將变为 $\left[(100 - \delta_2) - \frac{X}{K} - \frac{u_a}{G} - e_d \left(1 + \frac{1}{K} + \frac{1}{G} \right) + i_g R \right] \frac{1}{RC}$, 其中 $G = \frac{R_2}{R}$, 因此

开关断开时积分器输出速率 $\left[(-100 - 2\delta_1 - \delta_2) - \frac{X}{K} - e_d \left(3 + \frac{1}{K} \right) + i_g R \right] \frac{1}{RC}$, 因此

于是

$$k' = \frac{T'_1}{T'_1 + T'_2} = \frac{100 + \frac{X}{K} + e_d \left(3 + \frac{1}{K} \right) - i_g R + \delta_2 + 2\delta_1}{200 - \frac{u_a}{G} - e_d \left(\frac{1}{G} - 2 \right) + 2\delta_1}, \quad (2.4)$$

$$\xi' = \frac{X - 2i_g R + 2.5u_a + 7.5e_d + 2(\delta_2 + \delta_1)}{200 - 2.5u_a - 0.5e_d + 2\delta_1}, \quad (2.5)$$