

941-4 双通道放大器設計*

莫 以

摘 要

本文介绍了941-4双通道放大器设计的一些考虑。文中对输出级的改进、附加通道的去除以及校正网络综合等问题,进行了详细的讨论。提出利用算图分析双通道运算放大器交接特性的方法。最后,在附录中介绍了如何利用校正网络改善低频特性以及算图的绘制及应用。

一、引 言

在双通道放大器中,ЭМV-8A^[1]是目前较为成功的一种线路,除直流放大倍数外,其他各项指标均优于自稳零放大器。941-4双通道放大器即在此线路基础上进行设计、试验的,并对该线路作了某些改进,指标达到或部分超过ЭМV-8A已公布的指标。本文现就941-4双通道放大器设计过程中的一些考虑作一简单介绍。

二、輸 出 級

在ЭМV-8A原线路中,使用了阴极输出器作输出级,故消耗功率大,并影响整机的体积、重量和经济性。而在941-4双通道放大器中(见附图5),则采用了经济输出级,其所需要的电源容量下降为过渡样机(按ЭМV-8A原理线路图设计)的三分之一。放大器相应的直流增益被提高为 5×10^6 左右。经济输出级的高频输出阻抗可通过局部反馈得到改善^[5]:

$$\gamma_f = \frac{\gamma_c}{1 + \frac{z_1(z_1 + z_3)\mu_c}{z_1z_2 + z_3(z_1 + z_2)}} \quad (1)$$

式中 γ_f ——引入局部反馈后的输出阻抗;
 γ_c ——未加反馈时的输出阻抗;
 μ_c ——有效增益;
 z_1 ——由 R_{17} 和 C_{10} 所构成的阻抗;
 z_3 ——由 R_{18} 和该级输入电容所构成的阻抗;
 z_2 ——由反馈电容 C_{11} 所构成的阻抗。

在实际线路中,采用了6H1П电子管,并利用 $C_{11} = 8$ 微微法的电容实现局部反馈,使高频输出阻抗下降为500欧姆左右。

三、附加通道

在ЭМV-8A线路中,附加通道用于改善过载恢复性能^[6]。实质上,这是利用直馈网

* 本文于1964年10月收到。

絡引入低頻零点来改善高通道的低頻特性,从而也就改善高低通道交接区的合成特性。

双通道放大器中的漂移主要来源,与高通道第一級阳极电压的波动有关^[6],故提高漂移指标就得降低第一級以后的耦合时间常数。另外,由于使用极化继电器作为调制器,它的频率 f_c 不能提高(一般不宜高于120赫),也会使低通道频带加宽(减小输出滤波时间常数)受到限制(因为在 $f_c/2$ 以后 $K_L(j\omega)$ 应低于 $K_H(j\omega)$, $K_H(j\omega)$ 和 $K_L(j\omega)$ 分别表示高、低通道的放大倍数)。减小滤波时间常数同样会受到噪声指标的限制,因此要改善交接区的综合特性,利用附加通道就是一种措施。和多通道原则^[3]不同,这里附加通道的引入对高频特性的影响不是主要的。事实上,放大器中限制剪切频率提高的因素正是第一级的内阻与输出电容,而附加通道恰恰是在这以后引入的。改善低频特性同样可以通过网络的布置来实现,如在941-4双通道放大器中,取消了附加通道,将 R_8C_5 移到耦合电容 C_4 之后并适当选择其参数。在校正网络综合中,注意了交流放大器在大幅度信号冲击下的“堵塞”现象,可使低频稳定性得到保证,在各种形式的冲击后迅速恢复稳定,恢复时间不超过3秒。

四、希望特性

希望特性形式的选择,应使放大器在各种条件下稳定,并满足动态性能与通频带的要求。在941-4双通道放大器中,所采用的希望特性类似于[9]中的形式II,但 ω_{cp} 的选择略有不同。以前是按一、二级的输出阻抗与输出电容的乘积来确定,现在则因阳极负载(R_5, R_{10})上并联有校正网络,故应按高频输出阻抗与输出电容的乘积来选择。

五、校正网络

选择校正网络的几点考虑:

1) 降低输出噪声:双通道放大器相加级前的二级交流放大,可以按负反馈原理抑制来自低通滤波器($R_{28}C_{16}$,见图5)的噪声,因此滤波时间常数可以比自稳零放大器小得多。但由于网络布局需要照顾大幅度闭路频带指标,往往需要将时间常数大的校正网络放在相加级前面,从而降低了载波频率(120赫)附近的实际放大量,相应地将会使输出噪声加大。网络布局应尽可能避免以上现象的发生,以保证在很小的低通滤波时间常数情况下,同时满足各种传递系数(特别是大传递系数)的噪声指标要求。

2) 降低一、二级的输出阻抗:当校正网络按图1的形式安排时,其高频输出阻抗将为:

$$R'_0 = \frac{R_0 R}{R_0 + R}, \quad (2)$$

式中 R_0 为未引入校正网络前的输出阻抗。选取不同的 R ,就有可能根据不同的综合要求改变输出阻抗。当一、二级作这样安排时,就有可能使 ω_{cp} 取由电子管优良度 S/C_0 所决定的极限^[2],而不再受原有的输出阻抗的限制。

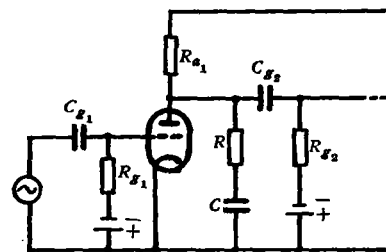


图 1.

3) 改善低频特性:如将图1中 RC 网络移至 C_{s2} 以后,则高频输出阻抗仍可保持式

(2)中的关系式,而第一个极点 ($T_1 = R_{g2}C_{g2}$) 将移向低频端 ($T'_1 > (C_{g2} + C)R_{g2}$), 这样将有助于高通低频特性的改善。将这种网络安排在一、二级间,则从图 2 中可看出

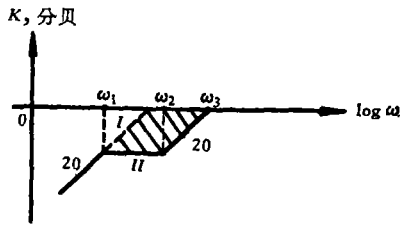


图 2. 虚线表示未引入 RC 时的特性, 实线表示引入后的特性

特性 II 对漂移的影响将有所改善。因为特性 II 在 $\omega_1 - \omega_2$ 区间内的放大量要比特性 I 为低。这种安排的缺点是当 $C \gg C_{g2}$ 时, ω_3 比 ω_2 大得多, 从而影响几十至几百周范围内的放大量。因为网络引在相加级前面, 对抑制噪声不利, 故 C 应取折衷值。网络特性的推导见附录 I。

4) 过载恢复性能: 阻容耦合放大器在大信号冲击下容易在耦合电容 C_g 上发生“堵塞”现象。减轻这一现象的措施之一是在栅极上串联一大电阻^[7]。由于高通是由交流放大器构成, 因此网络综合时也应考虑这一现象, 在栅极上串联足够大的电阻以有助于过载后的恢复。实验表明: 当一、二级的时间常数 R_7C_4 、 $R_{12}C_8$ 较小时, 只要在一、二级栅极串联较大的电阻即可。

5) 输入网络的选择: 应做到在反馈阻抗变化时, 其特性变化很小。

6) 输入滤波: 输入网络 R_1 、 C_1 、 R_3 对低通道应起低通滤波作用。

7) 为保证获得大幅度频带, 在大幅度闭路频带内, 各级间网络所引入的衰减量不宜大于前级的允许输出幅度与下级的最大输入幅度之比。

所有校正网络参数的具体选择, 应使综合特性符合于希望特性。

六、低 频 特 性

低频特性取决于输入网络 (R_1 、 C_1 、 R_3) 特性与调制放大器特性(自 R_2 起至输出滤波器 $R_{28}C_{16}$ 止)的乘积。输入网络的特性计算和一般校正网络相同。调制放大器的特性可按脉冲系统理论进行分析, 也可按实验测定。这里直接利用了八线示波器拍摄的结果(数据参看图 6)。

七、交 接 特 性 的 分 析

高低通道交接特性分析是双通道放大器设计中的特殊问题。

由于使用交流放大器作为高频通道^[1], 这里遇到的情况要比自稳零放大器的设计复杂。根据所选择的各级耦合时间常数的不同, 高通低频特性可以在很大范围内变化, 因而合成特性也会发生很大的变化。不仅如此, 这些时间常数的选择(特别是后二级)还受其他因素(如零点漂移、过载恢复性能等)的制约。当使用机械振子(或极化继电器)作调制器时, 低通道频带不能任意加宽。因此在协调以上因素求取合理的合成特性时, 往往需要在设计过程中频繁地变动参数进行大量的计算。交接特性分析实质上就是在一定频率范围内计算通过高、低通道信号的相加问题。利用向量和逐点相加固然可以求得合成特性, 但每次变动参数都需从头计算一次, 工作量将很大, 并且从一次计算结果也不容易发现参数应作如何修改才能符合要求。在这方面, 利用算图计算是有其显著优点的, 它可以使我们不必经过计算, 而只根据相频特性即可迅速判断合成特性是否符合要求, 同时对参

数作进一步修改也比较直观,这就给综合过程带来很多方便。

在高、低通道特性交接区内相加级及功率级的放大倍数可以视为常数(双通道放大器的结构见图 3)。

通常放大器的幅、相频率特性均按 Bode 作图法绘在半对数坐标纸上(见图 4)。频率特性亦可理解为单位正弦信号输入时输出信号的幅、相与频率间的依从关系。

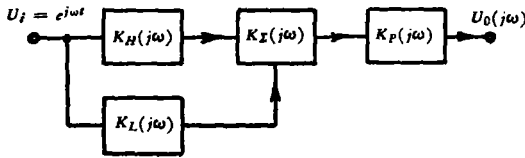


图 3. 双通道放大器结构图
 $K_H(j\omega)$, $K_L(j\omega)$, $K_X(j\omega)$ 及 $K_P(j\omega)$ 分别表示高、低通道、相加级及输出级传递系数

利用对数频率特性求取合成特性(合成向量的幅、相频率特性)是不方便的,但可很快地求得各个频率的高、低通道信号幅度比 α (分贝)及相位差 φ 。因此利用这两个量作变量,并以合成向量的幅、相值为参量作出算图在使用中是方便的。

称相加信号中幅度大的为主向量,幅度小的为次向量。将幅度比 α 确定为:

$$\alpha = \frac{\text{次向量幅值}}{\text{主向量幅值}}, \quad (3)$$

则所有两个向量相加的情况均可在 $\alpha \leq 1$ 的范围内解决。在图 3 及图 4 中,在 ω_0 之左,可将 $K_L e^{j\omega t}$ 视为主向量,在 ω_0 之右,可将 $K_H e^{j\omega t}$ 视为主向量。这样, α 值始终小于 1。按式(3)在对数频率特性上 α 始终取次向量幅值(分贝)与主向量幅值(分贝)之差。

在算图中,合成向量的幅、相可用 α_c 及 φ_c 表示, α_c 取为:

$$\alpha_c = \frac{\text{合成向量幅值}}{\text{主向量幅值}}, \quad (4)$$

而 φ_c 取合成向量与主向量的相位差。超前于主向量时, φ_c 取正号,滞后时,则取负号。由于 α 已由式(3)所限制,显然 α_c 的值只能在 0—2 的范围内变化。

鉴于对称的次向量对应于对称的合成向量,因此算图中 φ 不必涉及 0—360° 的全部范围,只需取 0—180° 即可。当 φ 大于 180° 时,则按 360° - φ 查找,并将 φ_c 取相反的符号。关于算图及其使用方法请参看附录 II。

八、試驗結果

今将 941-4 双通道放大器的試驗結果和 $\Theta MV-8A$ 的指标作一比較¹⁾:

1) 使用非稳压电源进行测试。

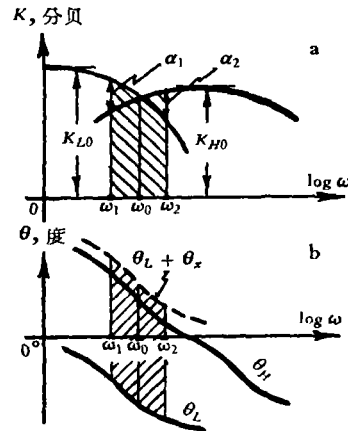


图 4. 双通道放大器幅、相频率特性

项 目	ЭМV-8A	941-4
放大倍数	$1-1.2 \times 10^6$	5×10^6
零点漂移	50 微伏/小时	50 微伏/小时
闭路频带($K=1$, 峰值 = 100 伏)	20 千赫	30 千赫
输出噪声电压	< 5 毫伏	< 5 毫伏
输出电流	10 毫安	10 毫安
功率消耗		< 18 瓦

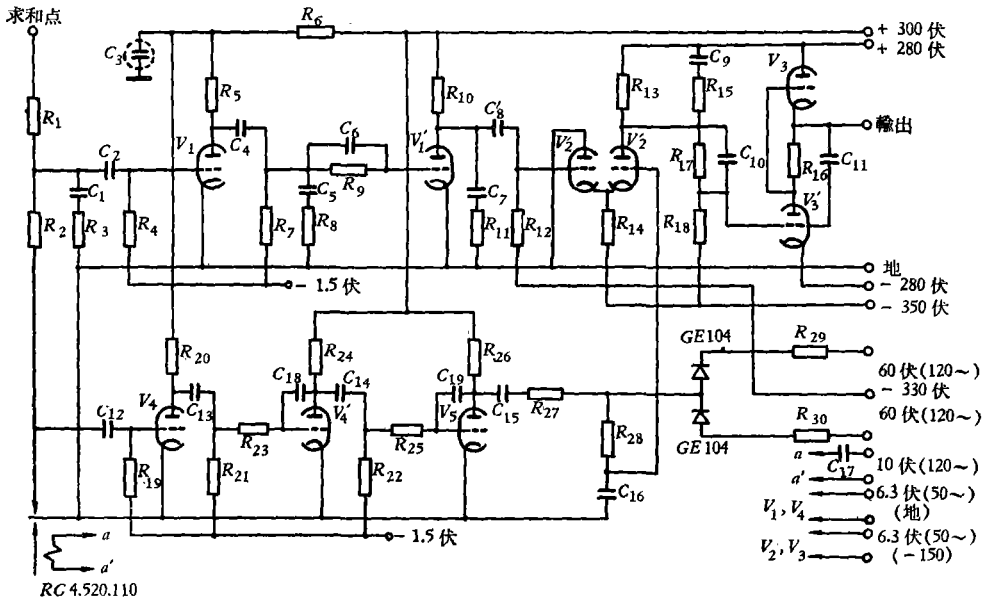


图 5. 941-4 双通道放大器线路

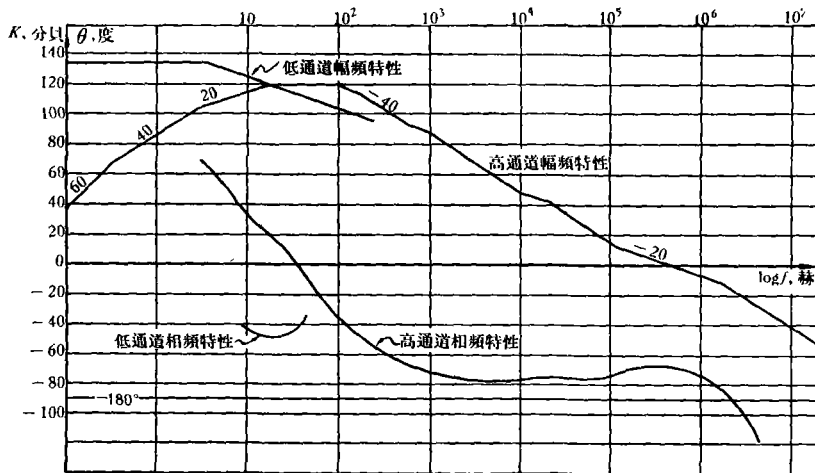


图 6. 941-4 双通道放大器的对数幅、相频率特性

附录 I. 利用校正网络改善低频特性

1. 网络的传递函数

1) 当 R_1C_1 不存在时:

$$W(s) = \frac{s\tau_2}{1 + s(\tau_2 + R_3C_2)}, \quad (1)$$

2) 引入 R_1C_1 后:

$$W(s) = \frac{s\tau_2(1 + s\tau_1)}{1 + s(\tau_1 + \tau_2 + R_2C_1 + R_3C_2) + s^2(\tau_1\tau_2 + \tau_2R_3C_1 + \tau_1R_3C_2)}, \quad (2)$$

式中 τ_1, τ_2 分别表示 R_1C_1 及 R_2C_2 。比较式(1)及式(2), 可见引入 R_1C_1 后, 引进一对新的零极点。可以证明原有的极点移向低频端。

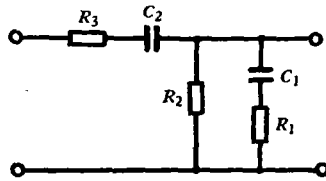


图 7.

2. 特征方程与特征根

式(2)的特征方程可表示为:

$$As^2 + Bs + 1. \quad (3)$$

如令 $s = -\frac{1}{T}$ 代入, 则有:

$$\frac{1}{T^2}(A - BT + T^2). \quad (4)$$

又设 $s_1 = -\frac{1}{T_1}, s_2 = -\frac{1}{T_2}$ 分别为式(3)的二个根, 且 $T_1 > T_2$, 则显然有:

$$T_1 + T_2 = B, \quad T_1T_2 = A. \quad (5)$$

1) 设 $T'_1 + T'_2 = B$, 且 $T'_1 = T_1 + \Delta T_1, T'_2 = T_2 - \Delta T_1$, 则有:

$$T'_1T'_2 = T_1T_2 - \Delta T_1(T_1 - T_2 + \Delta T_1) < A. \quad (6)$$

2) 又设 $T'_1 + T'_2 = B$, 且 $T'_1 = T_1 - \Delta T_1, T'_2 = T_2 + \Delta T_1$, 则有:

$$T'_1T'_2 = T_1T_2 + \Delta T_1(T_1 - T_2 - \Delta T_1) = T_1T_2 + \Delta T_1(T'_1 - T_2). \quad (7)$$

(i) 当 $T'_1 > T_2$ 时, 则有

$$T'_1T'_2 > A. \quad (8)$$

(ii) 当 $T'_1 < T_2$ 时, 则有

$$T'_1T'_2 < A. \quad (9)$$

比较式(6)、(8)及式(9), 可以看出如将特征方程中 s 项的系数 B 分成 T'_1, T'_2 二部分, 则只有当

$$T_1 > T'_1 > T_2 \text{ 及 } T'_2 > T_2 \quad (10)$$

成立时, 才有 $T'_1 + T'_2 > A$ 的关系式成立。关系式(10)可借以判断特征根的大小。3) 将式(2)中的 s 项系数划分为两部分,且令 $T'_1 = R_2(C_1 + C_2), T'_2 = \tau_1 + R_3C_1,$

则

$$T'_1T'_2 = R_2(C_1 + C_2)(\tau_1 + R_3C_1) > A,$$

故有

$$T_1 > R_2(C_1 + C_2), \quad T_2 < \tau_1 + R_3C_1. \quad (11)$$

设 $\tau_1 > R_3C_2$, 又设 $T'_1 = R_2(C_1 + C_2) + R_3C_2$, $T'_2 = \tau_1$, 则仍有 $T'_1 T'_2 = [R_2(C_1 + C_2) + R_3C_2] \tau_1 > A$, 故

$$T_1 > R_2(C_1 + C_2) + R_3C_2, \quad T_2 < \tau_1. \quad (12)$$

由于 R_3 在使用中为前级的输出阻抗, 故有 $R_3 \ll R_2$. 当以上网络用于改善低频特性时, 可取 $C_1 \gg C_2$, 故从以上结果式(11)及式(12)可看出原有极点移向低频端, 这将有利于低频特性的改善.

相当于后一情况的对数幅频特性具有图 2 所示的形式. 其中曲线 I 表示未引入 R_1C_1 的情况, 曲线 II 表示引入 R_1C_1 以后的情况. 低频端两曲线重合可以从式(1)、(2)比较得出. 阴影区面积的减少, 同样有利于改善高通第一级阳极电压变化所引起的漂移.

附录 II. 算图及其使用方法

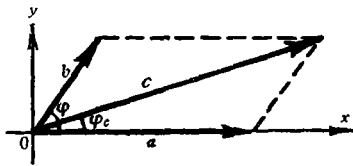


图 8. 向量图
 a, b, c 分别表示主、次向量及合成向量.

从式(13)、(14)中消去 φ_c , 得

$$\cos \varphi = \frac{c^2 - a^2 - b^2}{2ab} = \frac{\alpha_c^2 - 1 - \alpha^2}{2\alpha}. \quad (15)$$

利用式(15), 给定 $\alpha_c = \text{常数}$, 变动 α 算出 φ , 即得等 α_c 曲线.

从式(13)、(14)中消去 c , 得

$$\alpha = \frac{1}{\sin \varphi \cot \varphi_c - \cos \varphi}, \quad (16)$$

由式(16)即可绘出等 φ_c 曲线.

2. 算图的使用方法:

1) 按相加向量的幅度大小区分为主、次向量, 并按式(3)确定 α . 在双通道放大器设计中, α 值可以直接利用对数幅频特性求得(见图 4).

2) 求出主、次向量的相位差 φ (如 $180^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$, 则改用 $360^\circ - \varphi$). 次向量超前主向量时, φ 取正, 滞后时, 则取负. 在放大器设计中, φ 可以直接利用相频特性求得(见图 4).

3) 在算图中可利用 α 及 φ 求出 α_c 及 φ_c , 其符号按下表决定:

φ	φ 的符号	φ_c 的符号	备 注
0—180°	±	±	按 φ 值查图
180°—360°	±	∓	按 $360^\circ - \varphi$ 查图

4) 按 $\alpha_c \cdot a$ 及 $\theta_a + \varphi_c$ 算出合成向量的幅值及相位, 其中 a 为主向量幅值, θ_a 为主向量的相位.

算图可以用来求向量和.

在双通道放大器设计中, 利用算图可以大大简化变动高、低通道参数后求合成特性所需的计算工作量. 能够简化的原因不仅在于利用算图可以迅速求出合成向量, 而且还在于以下两方面给我们有益的启示:

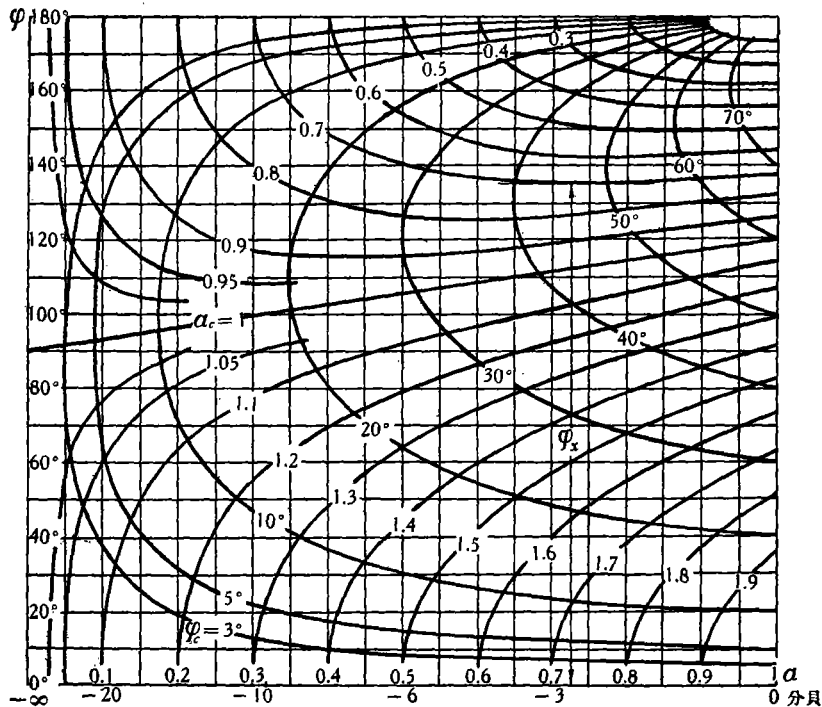
1) 明确了合成特性应加验算的范围:

从算图中可以看出: 当 α 较小时, 次向量引入的影响亦小, 如 $\alpha \leq 0.3$ 时, 不论 φ 如何变化, α_c 的变化不超出 $\pm 30\%$, φ_c 的变化不超出 18° , 因而作工程计算时, 计算范围不必涉及全部 α 值, 具体范围可视对合成特性的要求而定。通常对通频带的要求 (以幅频特性下降 3 分贝作为频带的定义), 取 $\alpha \geq -10$ 分贝 (即 $\alpha \geq 0.3$) 的范围进行检验即可。设高低通道幅频特性的上升及下降斜率均为 20 分贝/十倍频程, 则由

$$-2 \times 20 \log \frac{\omega_2}{\omega_1} = +(\alpha_1 + \alpha_2) = -20 \text{ 分贝}, \quad (17)$$

可得

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} \doteq 3.1,$$



附图 算图

即要求进行计算的范围近似为三倍频程 (见图 4a)。这是一个很小的范围。

2) 可以直接按对数相频特性判断合成特性是否符合要求:

对合成特性的要求不外是对合成特性的幅、相提出要求, 因此也可用 α_c 及 φ_c 来表示。

从算图可以看出当 φ 趋近 180° 时, α_c 可能出现趋于零的区域。如果希望合成特性的 α_c 不致过小 (这显然是一般的要求), φ 应加以限制。按一般对通频带的要求, 应该有 $\alpha_c \geq 0.7$, 这时 φ 就不宜大于 136° 。因为如果 φ 大于这一数值, 就可能在交接区 ($\omega_1 \rightarrow \omega_2$, 见图 4a) 内出现 $\alpha_c < 0.7$ 的情况。反之, 如果保证交接区内 φ 值始终小于 136° , 则可肯定合成特性一定满足 $\alpha_c \geq 0.7$ 的要求。

根据对 α_c 的不同要求, 可在算图内找出不同的 φ_x 值, 只要相频特性在交接区内满足 $\varphi \leq \varphi_x$, 就可保证 α_c 大于某一常数。这样就提供了以相频特性进行直接检验的办法。

在设计中如果高、低通道之一 (例如低通道) 的参数已定, 则可作出 $\theta_L + \varphi_x$ 的区域 (图 4b 中虚线

所示)。变动高通道参数时,如果 θ_H 落入这一区域内,即可肯定 α_c 不小于预定值。这就给交接特性的综合过程带来很大的方便。

参 考 文 献

- [1] Коган, Б. Я., Маслов, А. А., Полонников, Д. Е., Электронная аппаратура моделирования типа ЭМУ-8А, *Вестник АН СССР*, **28** (1958), 7, 69—74.
- [2] Barber, D. L. A., A Wide-band Computing Amplifier, *Electronic Engineering*, **35** (1963), No. 422, April, 240—242.
- [3] Полонников, Д. Е., Широкополосные решающие усилители, *Автоматика и Телемеханика*, **21** (1960), 12, 1613—1622.
- [4] 朱培基, 电子模拟计算装置及其应用, 科学出版社, 1963, 19—20.
- [5] Jackson, A. S., *Analog Computation*, McGraw-Hill Book Company, Inc., 1960, 547—550.
- [6] Kogan, B. Ja, Maslov, A. A., Polonnikov, D. E., *Electronic Analog-Computer EMU-8A, Second International Analogue Computation Meetings, Actes-Proceedings, Presses Academiques Europeennes Bruxelles*, 1959, 23—25.
- [7] Полонников, Д. Е., Электронные усилители автоматических компенсаторов, Ф. М., 1960, 270—276. 中译本: 自动补偿装置的电子放大器, 朱宝璋译, 科学出版社, 1963.
- [8] Коган, Б. Я., Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования, Ф. М., 1959. 中译本: 电子模拟装置及其在研究自动调节系统中的应用, 中国科学院自动化研究所、清华大学自动控制系译, 科学出版社, 1960.

THE DESIGN OF THE TYPE 941-4 OPERATIONAL AMPLIFIER WITH PARALLEL CHANNELS

Mo Yi

Some considerations of designing the type 941-4 operational amplifier with parallel channels are presented in this paper, where the improvement of output stage, the removal of third channel and the synthesis of corrective network are dealt with in detail. A method of analysing the anastomosis-characteristics of the operational amplifiers with parallel channels using a computation diagram is presented. Method of using corrective network to improve the low frequency stability and the construction and the application of the computation diagram are given in the appendix.