

# 直饋包围多級放大級的設計\*

## ——寬頻帶运算放大器

丁 丙

### 摘 要

本文提出直饋包围多級放大級线路设计的一种方法。基于对实际合成特性的分析,利用两个矢量不等式,获得了设计该几級放大級频率特性的基本准则。利用所提出的方法分析了一个典型线路并给出符合理论分析的实验结果。

近年来,利用直饋来拉寬运算放大器通頻带的原理已被广泛地采用并获得了显著的成就<sup>[1,2]</sup>。在文献[1]中,Д. Е. Полонников 所阐述的关系式,可以作为设计逐級直饋时的基本依据,在那里直饋是一級一級加入的。当直饋包围多級放大級时,应如何来选择这几級放大級的频率特性,以使得合成特性足够平坦并充分利用直饋的效果来拉寬頻带?这显然是一个重要的问题。根軌迹法是综合与定性分析这类问题的有力工具,但难以针对普遍情况得出具体的数值结果;直接分析传递函数并借助于分解实部与虚部的办法必须进行冗长而复杂的计算,所得的结果也难以具有普遍性<sup>[1,3,4,5]</sup>。我们这里提出解决这个问题的一个方法,方法简单而说明问题,并由此导出了在  $\pm 10$  db 的区间内限制相角小于  $135^\circ$  的基本设计准则\*\*。利用所提出的方法分析了一个典型线路<sup>[2]</sup>,并列举实验结果以验证所分析的结论。结合通用电子模拟计算装置的一般要求对整个系统的开环特性作了比较恰当地选择,给出了几种可能的方案,所获得的结果是良好的。

### 一、基本原理

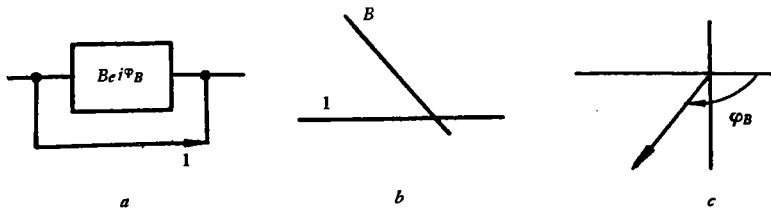


图 1.

如图 1 所示,令  $Be^{i\varphi_B}$  代表受直饋包围的几級放大級的特性,并设

$$Ae^{i\varphi_A} = 1 + Be^{i\varphi_B}, \quad (1)$$

\* 本文于 1965 年 3 月 31 日收到。

\*\* 不讨论条件稳定系统与非最小相移系统。

这样,  $Ae^{i\varphi_A}$  代表合成特性.

由(1)式显然有

$$A = \sqrt{1 + B^2 + 2B \cos \varphi_B}, \quad (2)$$

$$\varphi_A = \operatorname{tg}^{-1} \frac{B \sin \varphi_B}{1 + B \cos \varphi_B}. \quad (3)$$

选择如下的要求: 当  $B \geq 1$  时要求  $A \geq 0.707B$ ; 当  $B \leq 1$  时要求  $A \geq 0.707$ , 这时合成特性中振幅的下凹(相对于原有幅值而言)不会超过 3db\*.

1. 当  $B \geq 1$  时要求  $A \geq 0.707B$ .

由(2)式得

$$0.5B^2 + 2B \cos \varphi_B + 1 \geq 0, \quad (4)$$

由(4)式按等号给出一个  $B$  值可以唯一地决定一个  $\cos \varphi_B$  值(相当于先决定一个边界), 而按不等式则可以确定下  $\cos \varphi_B$  值的允许变化范围, 从而确定了  $\varphi_B$  值的允许变化范围, 问题也就解决了.

按等号列出下表:

$B$	1	1.414	2	3	3.414	4
$\cos \varphi_B$	-0.75	-0.707	-0.75	-0.916	-1	-1.125
$\varphi_B$	$-138^\circ 36'$	$-135^\circ$	$-138^\circ 36'$	$-156^\circ 18'$	$-180^\circ$	—

显然, 只要  $\varphi_B \geq$  所列出的角度, 即  $\varphi_B$  的绝对值小于所列角度的绝对值, (4) 式即成立.

为获得极值, 按(4)式等号有

$$\cos \varphi_B = -\frac{1 + 0.5B^2}{2B},$$

对  $B$  微分之并令其为零得  $B = 1.414$ , 这相当于  $\varphi_B$  值为  $-135^\circ$ .

可见

1° 当  $B \leq 3.414$  时, 为使  $A$  永远不小于  $0.707B$ , 只要  $\varphi_B$  的绝对值小于  $135^\circ$  即足\*\*.

2° 当  $B > 3.414$  时, 则无论  $\varphi_B$  等于多少, 都有  $A' \geq 0.707B$ .

2. 当  $B \leq 1$  时要求  $A \geq 0.707$

由(2)式有

$$B^2 + 2B \cos \varphi_B + 0.5 \geq 0. \quad (5)$$

同样按等号列出下表:

\* 仿同样方法也可以求得有关上凸不超过 3db 的条件, 但由于实际情况下这些条件总是易于满足的, 这儿不叙述了.

\*\* 这里只列出了  $\varphi_B$  绝对值小于  $180^\circ$  的情况, 当相角转过  $-225^\circ$  的情况留待下面分析.

$B$	1	0.9	0.8	0.707	0.6	0.5	0.4	0.3	0.293	0.2
$\cos \varphi_B$	-0.75	-0.728	-0.712	-0.707	-0.716	-0.75	-0.824	-0.848	-1	-1.258
$\varphi_B$	$-138^\circ 36'$	$-136^\circ 42'$	$-135^\circ 24'$	$-135^\circ$	$-135^\circ 42'$	$-138^\circ 36'$	$-140^\circ 30'$	$-148^\circ$	$-180^\circ$	—

可见

$1^\circ B \geq 0.293$  时, 为使  $A$  永远不小于 0.707, 只要  $\varphi_B$  的绝对值小于  $135^\circ$  即足。

$2^\circ B < 0.293$  时, 则无论  $\varphi_B$  等于多少, 都有  $A \geq 0.707$ 。

因而可画出图 2, 为使得合成特性的幅度下凹永远不超过 3db, 在这几级放大级的幅-频特性的大约  $\pm 10\text{db}$  的范围内要求相角不超过  $135^\circ$ 。自然, 这个条件是绝对的, 视  $B$  值大小的不同, 相角可以有不同的要求, 这一点由上述两个表可以看得很清楚。

为了讨论相角  $\varphi_B$  转过  $-225^\circ$  的情况, 我们先来看一下合成相角  $\varphi_A$ 。显然, 如果  $\varphi_B$  转过  $-225^\circ$ , 则  $\varphi_A$  也必将转过  $-225^\circ$ , 这当然是不适宜的(事实上只要  $\varphi_B$  一转过  $-180^\circ$ ,  $\varphi_A$  就必将转过  $-180^\circ$ \*)。如所周知, 相角绕过  $180^\circ$  的系统为条件稳定的, 这种系统使用起来比较危险, 尤其是在电子管加热的过渡过程中。因而, 在以下的分析中, 我们选择的最大起始下降坡度为  $40\text{db/每十倍频}$ , 这时最大的相角不会转过  $180^\circ$ 。

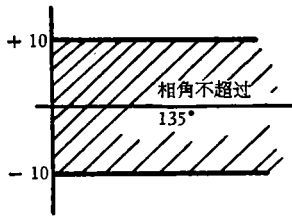


图 2.

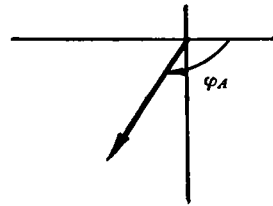


图 3.

如果对合成相角  $\varphi_A$  提一个条件, 例如其绝对值不超过  $150^\circ$ , 那么按 (3) 式同样可以给出对  $B e^{j\varphi_B}$  的要求。由 (3) 式有

$$\operatorname{tg} \varphi_A = \frac{B \sin \varphi_B}{1 + B \cos \varphi_B},$$

按上述要求即

$$\varphi_A \geq -150^\circ.$$

按等号列出下表

$\varphi_B$	$-150^\circ$	$-160^\circ$	$-170^\circ$	$-180^\circ$
$B$	—	2.89	1.414	1

显见, 只要  $B$  值小于所列出之值即可。此相角的条件在实际设计中可以结合具体情况来作为一个参考。

\* 指  $B$  值大于 1 的情况。

## 二、线路设计

在运算放大器的实际情况下,直馈包围四级或四级以上的放大级是不适宜的,现有的可能设计是包围两级<sup>[2]</sup>或三级<sup>[3]</sup>。以下我们只讨论两级放大级的情况,虽然我们以上所导得的条件对三级放大级也是同样适用的。

基于以上分析,同时结合运算放大器实际运用情况下的若干考虑,我们对受直馈包围的几级放大级的频率特性以及整个系统的开环特性提出如下几点考虑:

1. 受直馈包围的几级放大级的频率特性应当这样来选择,在其振幅下降到1的邻域内,其相角应不超过 $135^\circ$ 。

2. 为实现上述要求,当然存在着各种不同的办法,正如同要求相角储备 $30^\circ$ 一样可以用各种方案来实现。例如,受直馈包围的几级放大级的幅频特性可以是40—20—40、40—0—40、30—40、40—30—40等\*, 分别示于图4(a)、(b)、(c)、(d)中。在后两种情况下截止频率附近的相角不会小于 $135^\circ$ ,我们是指30db的范围较宽使相角接近 $135^\circ$ 。

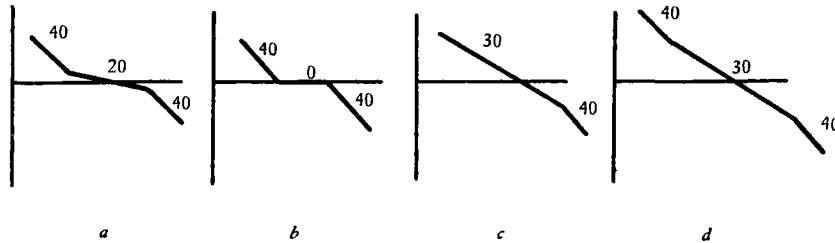


图 4.

3. 从最大可能获得的开环平坦频宽来讲,起始下降坡度当然是选择得大一些好。这样,我们希望选择40db/每十倍频为起始下降坡度,并尽可能放长这一范围。然而,40db/每十倍频的范围如果太长,一方面可能破坏上述要求,另一方面整个系统的稳定性能也将下降。在电子模拟计算装置的实际情况下,放大器闭环传递系数可能很大,相加点及输出端也可能存在较大的杂散电容。这时,开环特性中由40db/每十倍频拐到20db/每十倍频

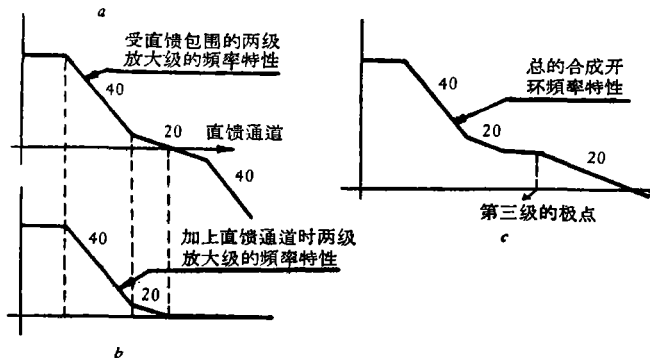


图 5.

\* 对三级放大级而言,例如可以是40—20—60。

处的增益一般应有 30—40db.

4. 由于限制了相角在  $\pm 10\text{db}$  的范围内小于  $135^\circ$ , 因而实际合成特性与理想合成特性之间的偏差不会超过 3db, 这样也就可以用理想的合成特性来代替实际的合成特性. 以 40—20—40 的设计为例, 如果运算放大器有三级放大, 直馈包围的是前两级, 那末可用图 5 来表示出各种情况下的开环特性.

### 三、实验结果

直馈包围两级放大级的线路首先是由 C. S. Deering 提出的<sup>[2]</sup>. 基于上述设计原则与若干考虑, 我们对 C. S. Deering 的原始线路作了一些变动, 在稳定网络的设计和整个系统的开环特性上都作了若干修改, 原理线路示于图 6 中.

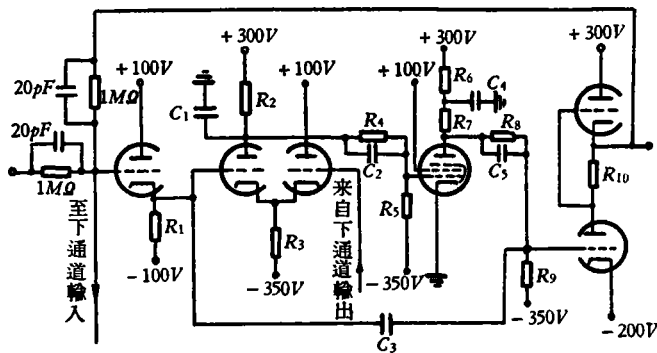


图 6.

对图 6 的线路我们作下述说明:

1. 用串联输出级代替了板极输出与阴极输出级. 串联输出级的内阻比阴极输出级是大一些, 但比板极输出级却小多了, 更重要的还在于少了一个极点.
2. 受直馈包围的两级是按 40—20—40 设计的, 差分放大级为单极点系统, 其极点约在 6—7 千周处, 五极管放大级为极-零-极系统, 相应的位置在 8 千周—300 千周—2 兆周处.

3. 按此线路获得了下述各项指标\*

1° 开环频宽在 5KC 以前的增益为 90db, 10KC 处超过 80db, 100KC 处超过 44db, 剪切频率约 10MC. 两通道的交接频率约 800KC. 整个开环特性中由 40db/每十倍频拐成 20db/每十倍频处的增益为 30db.

2° 小幅度闭环频宽按  $\pm 3\text{db}$  计算为 2MC, 最大抬高峰值小于 1.5db; 大幅度 (峰值 100V) 无失真频宽约 100KC.

3° 输出端最大允许电容值超过 1200pF; 相加点最大允许电容值超过  $0.05\mu\text{F}$ , 此时噪音达 0.3V.

4° 输出端噪音小于 2mV; 漂移  $50\mu\text{V}/8$  小时; 栅流  $3 \times 10^{-10}\text{A}$  级.

\* 在作各项实验时, 输入及反馈电阻各为  $1\text{M}\Omega$ , 并联电容各为 20pF.

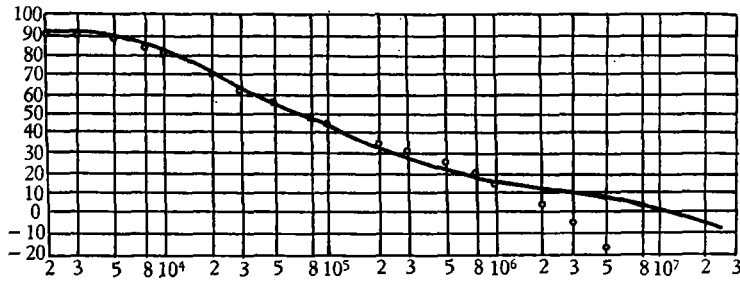


图 7.

图 7 给出了它的开环特性。图中○点表示按计算所得的无直馈(即通道 I)的开环特性\*。可以看到, 交接频率以前实测值与计算值是足够接近的, 这说明了我们的分析与计算的有效。

5° 当输出管用 6P15 代替 6N1 时获得了下述指标: 10KC 以前的增益达  $(8-10) \times 10^4$ , 20KC 处为  $3 \times 10^4$ , 100KC 处约 800, 剪切频率约 24MC; 小幅度开环频宽超过 10MC, 最大抬高峰值小于 2db; 大幅度无失真频宽达 800KC—1MC。其它的特性与用 6N1 时基本一致。图 8 给出了它的开环特性。

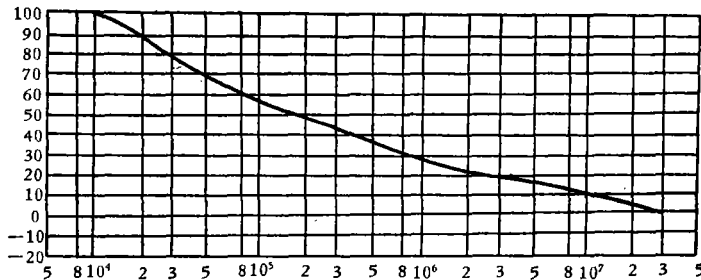


图 8.

6° 当输出管用 6P15 时还作了另一实验, 即让开环平坦频宽窄一些, 而在稳定储备上多照顾一些。所获得的各项指标是: 1KC 以前的增益为  $(8-10) \times 10^4$ , 5KC 处为  $3 \times 10^4$ , 10KC 处为  $1.5 \times 10^4$ , 100KC 处为 250; 小幅度闭环频宽为 10MC, 最大抬高峰值小于 2db; 大幅度无失真频宽达 800KC; 输出端允许外加电容达  $0.01 \mu\text{F}$ , 相加点允许外加电容为  $0.05 \mu\text{F}$ , 如果是输出端与相加点同时外加电容, 那么两者的最大值都超过 1000pF; 当输出端与相加点同时加有 250pF 的电容并带有 5KΩ 的输出负载电阻时大幅度频宽仍达 100KC。

为了验证合成特性中的下凹情况, 我们在图 9 中给出了单独测得的通道 II 特性与合成特性(用 6N1 管)。对比之下可以看出, 交接频率以后这两条特性是很接近的, 两者之间的最大偏差不超过 3db。

\* 一般来讲, 直接耦合式运算放大器的开环特性只能在闭环状态下测得。由于无直馈系统是不稳定的, 因而其开环特性就无法在闭环状态下测出。

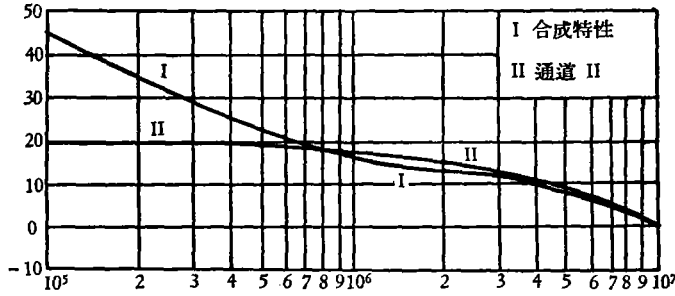


图 9.

## 结 语

1. 找到了在直馈包围多级放大级时, 为了获得足够平坦的合成特性并充分利用直馈的效果来拉宽频带时对该几级放大级频率特性的要求; 为使得合成相角不超过某一定值, 也给出了一参考条件. 所提出的方法简单而又说明问题.

2. 基于所提出的设计准则, 对一典型线路作了分析计算与实测, 获得的结果证明分析的结论是正确的.

3. 在利用直馈来拉宽频带以及改善稳定性能的综合方面, 结合一般情况作了比较适宜的选择, 所获得的结果是良好的.

## 参 考 文 献

- [1] Полонников, Д. Е., Широкополосные решающие (операционные) усилители, *AuT* (1960), 12.
- [2] Deering, C. S., A wide-band direct-coupled operational amplifier, *Proceedings simulation conference*, January (1956), 19, 20, 21.
- [3] Jackson, A. S., *Analog computation*, ch.13, 1960.
- [4] 朱培基编著, 电子模拟计算装置及其应用, 第4章, 科学出版社, 1963.
- [5] D'azzo, J. J. and Houpis, C. H., *Control system analysis and synthesis*, ch. 7, 1960.

## THE DESIGN OF AMPLIFIERS WITH FEEDFORWARD AROUND MULTISTAGES

### —A WIDE-BAND OPERATIONAL AMPLIFIER

TIN BIN

Based on the analysis of the composite characteristic of amplifiers with feedforward around the amplifier, using two vector inequalities the design criterion of their frequency characteristic is obtained. These principles are applied to the analysis of a typical amplifier circuit. Experimental results which check the theoretical analysis are given.