

高等学校试用教材

电子线路

上册

第二分册

武汉大学《电子线路》教材编写组编

人民教育出版社

高等学校试用教材

电子线路

人民教育出版社

本书是根据一九七七年十月高等学校理科物理教材会议拟订的教材编写大纲编写的。

全书分上、下两册。上册暂分两个分册出版,本书系上册第二分册,包括负反馈放大器和常用放大器等两章,由廖孟扬编写。

本书连同武汉大学《电子线路》教材编写组编《电子线路实验》一书,可作为综合大学和师范院校物理系的试用教材,也可供从事电子线路的工作人员参考。

高等学校试用教材
电 子 线 路
上 册

第二分册

武汉大学《电子线路》教材编写组编

人民教育出版社出版
新华书店北京发行所发行
江苏丹阳人民印刷厂印装

开本 787×1092 1/32 印张 9 字数 216,000

1979年4月第1版 1980年3月第2次印刷

印数 85,001—125,000

书号 13012·0290 定价 0.76 元

目 录

第四章 负反馈放大器	229
§ 4.1 负反馈放大器的基本概念	229
一、问题的提出	229
二、什么叫负反馈放大器	229
三、负反馈放大器的方框图	230
§ 4.2 负反馈放大器的分类	231
一、电压串联负反馈	232
二、电流串联负反馈	233
三、电压并联负反馈	234
四、电流并联负反馈	236
§ 4.3 负反馈对放大器性能的影响	238
一、负反馈对增益的影响	238
二、负反馈能提高放大器增益的稳定性	241
三、负反馈能使放大器的通频带展宽	244
四、负反馈能减小放大器的非线性失真	247
§ 4.4 负反馈对放大器输入和输出阻抗的影响	250
一、负反馈对放大器输入阻抗的影响	251
二、负反馈对放大器输出阻抗的影响	253
§ 4.5 几种常用负反馈放大器的电路分析	259
一、单级电流串联负反馈放大器	262
二、单级电压并联负反馈放大器	268
三、两级电压串联负反馈放大器	274
四、两级电流并联负反馈放大器	279
§ 4.6 射极输出器	285
一、射极输出器的性能	285
二、射极输出器的分析	286
三、射极输出器的跟随范围	291
§ 4.7* 放大器中的自激、干扰和噪声	295
一、负反馈放大器的自激振荡	296

二、放大器中的寄生反馈与干扰	300
三、放大器中的噪声	304
本章小结	308
习题与思考题	310
第五章 常用放大器	313
§ 5.1 低频功率放大器	313
一、功率放大器的特点	313
二、单管甲类功率放大器	315
三、推挽功率放大器	321
四、无变压器的功率放大器	333
本节小结	343
§ 5.2 直流放大器	344
一、直流放大器的特点	344
二、差分放大器的工作原理和分析方法	350
三、差分放大器的改进	362
四*、调制型直流放大器	366
本节小结	371
§ 5.3 运算放大器	371
一、运算放大器的基本特性	372
二、集成运算放大器实例及运放的主要参数	378
三、运算放大器的调零和补偿	383
四、运算放大器的应用	384
§ 5.4 调谐放大器	389
一、调谐放大器的特点	389
二、LC 并联谐振回路	390
三、晶体管的高频特性及高频等效电路	403
四、用 y 参数等效电路分析谐振放大器	421
五、单调谐放大器	425
六、线性集成电路单调谐放大器	438
本节小结	439
§ 5.5 场效应管放大器	440
一、概述	440
二、结型场效应管的原理与特性	441

三、绝缘栅场效应管的原理与特性	447
四、场效应管交流小信号等效电路	453
五、低频共源、共漏放大电路	457
六、场效应管的偏置电路	459
七* 场效应管高频共源放大器	462
本节小结	464
附录 5.1 密勒效应	465
习题与思考题	466
上册附录 1 线性电路基础续编	472
§ I.1 拉普拉斯变换和运算法	472
一、信号通过线性电路的分析方法	472
二、拉普拉斯变换	474
三、由象函数 $F(s)$ 求原函数 $f(t)$	480
四、运算法	488
§ I.2 网络函数	494
一、网络函数及其确定方法	494
二、网络函数的极点和零点	499
三、网络的稳定条件	502
四、线性电路的过渡过程、稳态过程和稳态特性	504
上册主要参考资料	511

为 $\sqrt{3}f_H$, 此时, 每级放大器的增益 A_{u1} 已下降到 $0.5A_{u01}$, 为使三级负反馈放大器不自激, 则应使 $FA_{u0} < 1$, 即

$$FA_{u0} = F(A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}) = F(A_{u1})^3 = F(0.5A_{u01})^3 < 1$$

由此求出

$$F(A_{u01})^3 < 8 \quad (4-73)$$

便是避免自激所限制的条件, 式中 A_{u01} 是代表每级的中频增益, A_{u0} 是多级放大器的总增益。

同样, 对于参数相同的四级负反馈放大器, 每级相移 $\Delta\varphi = -45^\circ$ 便满足相移条件。按(4-70a)式可算出与此相对应的频率为

$$f = f_H, A_{u1} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{u01}, \text{ 于是由}$$

$$FA_{u0} = F(A_u)^4 = F\left(\frac{1}{\sqrt{2}} A_{u01}\right)^4 < 1$$

便可求出避免自激的条件为

$$F(A_{u01})^4 < 4 \quad (4-74)$$

综上所述, 可得出如下结论:

1. 负反馈的级数越多, 出现自激的频率越接近通频带范围, 对反馈深度的限制越大。就是说, 多级负反馈放大器, 反馈越深, 越容易引起自激。

2. 从提高反馈放大器工作稳定性(不自激)考虑, 反馈深度宜小。但从负反馈改善放大器的性能指标来说, 反馈深度又宜增大, 显然前后发生矛盾。

3. 鉴于以上原因, 一般负反馈放大器中大都采用单级或两级的连接。因为在这种情况下, 不但放大器工作容易稳定, 而且反馈深度又不象三级或三级以上的放大器那样受到很大的限制。

4. 有些专门设备(如运算放大器等)可能需要很多级负反馈, 并要求深反馈。为使放大器稳定, 可以接入所谓“相移校正网络”,

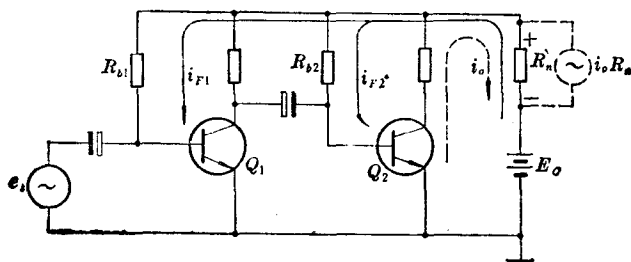
将相移“校正”回来,以减小 $\Delta\varphi$ 。

二、放大器中的寄生反馈与干扰

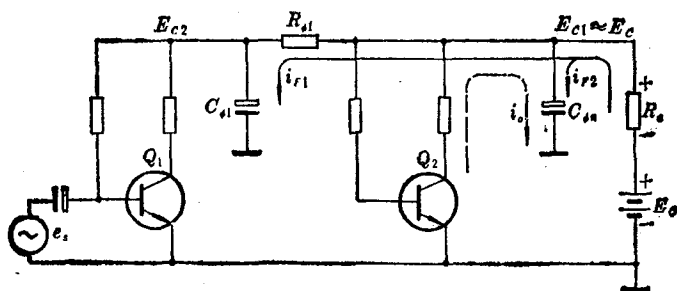
放大器中,除了根据需要人为地接入负反馈电路外,在一般多级放大器中,还会产生各种类型的寄生反馈。这些寄生反馈将给放大器的工作带来一些不良影响,严重时甚至会破坏放大器的正常工作。因此,应尽量避免寄生反馈,以确保放大器的性能稳定。下面分几种情况进行研究。

1. 电源内阻引起的寄生反馈

任何一种直流电源总有一定的内阻 R_n 。在多级放大器中, R_n 作为电路的公共内阻,会成为寄生反馈的重要根源。这可用图 4-28a 来说明。



(a) 寄生反馈途径



(b) 用去耦电路消除寄生反馈

图 4-28 由电源内阻引起的寄生反馈

当放大器输入端作用一信号 e_s 时, 在输出端引起的输出电流 i_o (即 Q_2 管集电极的信号电流 i_{c2}) 将通过直流电源构成回路, 其方向如图中虚线箭头所示。此电流 i_o 在电源内阻 R_n 上产生一个反馈电压 $u_F = i_o R_n$, 这个反馈电压 u_F 又会通过 R_{b1} 和 R_{b2} 产生一个反馈电流 i_{F1} 和 i_{F2} , 分别流过 Q_1 和 Q_2 管的基极。 i_{F2} 与 Q_2 管基极的原有输入电流 (即 Q_1 管集电极输出的信号电流 i_{c1}) 方向相反, 是并联负反馈。但通过 R_{b1} 加到 Q_1 基极的反馈电流 i_{F1} 却与原输入电流 i_s 方向相同, 加强了 Q_1 的输入电流, 形成了正反馈。这个正反馈信号经过第一级放大后, 使输出电流 i_o 进一步增大, 在电路参数合适的情况下, 就可能产生各种低频振荡。这在放大器工作中是不允许的。

克服的办法, 从根源上说, 最好使用稳压电源, 其电源内阻很小 (通常小于 1Ω), 能引起的反馈电流就很弱了。从电路上, 目前最常用的一种办法, 是加接“RC 去耦电路”, 如图 4-28(b) 所示。首先在电源两端并接一个大电容 C_n , 让 i_o 从 C_n 旁路, 使 R_n 上的压降大大减小。 C_n 对交流近似短路, 这也就相当于减小了电源的交流内阻。如果在电源内阻上形成的反馈电压没有消除干净, 还有反馈电流 i_F 存在, 那么在形成正反馈的那一级之前接入 R_{d1} 和 C_{d1} , 让 i_{F1} 在 R_{d1} 上产生压降衰减, 同时又经 C_{d1} 旁路, 这样, Q_1 管受 i_{F1} 的影响就很微弱了。如果放大器的级数有四级, 那么在第三级形成的正反馈电流 i_{F3} 也可以用同样的办法, 在第三级之前接入一组 R_d 和 C_d , 来消除 i_{F3} 的影响。

选择 R_{d1} 和 C_{d1} 的数值不困难。由于 R_n 不大, 设计中可以认为 $E_{o1} \approx E_o$ 。根据各级电路的设计, 就已确定 E_{o2} 的值, 应使 E_{o2} 小于 E_o 。 Q_1 通过的直流电流可预先估算出来, 设通过 R_{d1} 的直流电流为 I_1 , 那么

$$R_{s1} = \frac{E_c - E_{c2}}{I_1}$$

选取 C_{s1} 的原则是使 $\frac{1}{\omega C_{s1}} \ll R_{s1}$, ω 取最低下限角频率。通常

取 C_{s1} 满足下列关系即可:

$$\frac{1}{\omega C_{s1}} = \left(\frac{1}{20} \sim \frac{1}{10} \right) R_{s1}$$

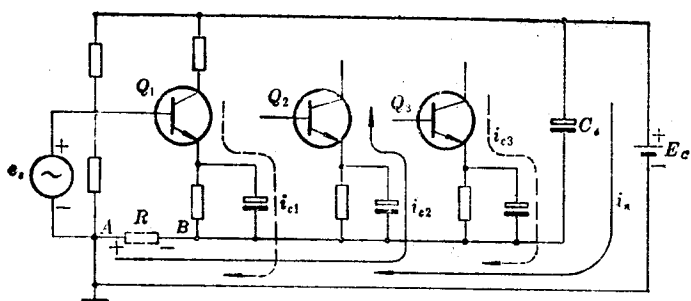
在普通放大器中, 取 $C_s \approx 100 \mu\text{F}$ 就可以了。 R_s 约取几百欧至几千欧。 R_s 也不宜过大, 以免压降过多。电源并联电容, 用在稳压电源中通常达到 $C_{sn} \approx 1000 \mu\text{F}$

2. 地线引起的寄生反馈

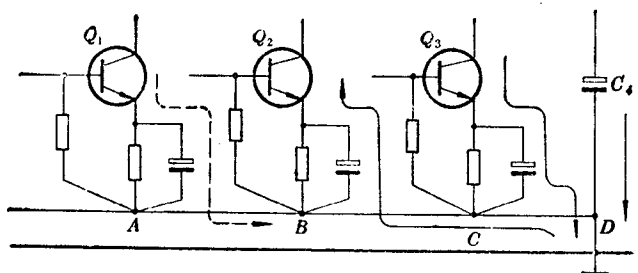
任何一个放大器的电路图, 都有一个公共连接端的所谓“地线”。在设备中, 这条接地线就是一根与机壳相接的长导线如图 4-29 中的粗黑线。这样一根简单的地线, 看来与电路的工作原理没有什么关系, 但若处理不当, 却会成为重要的干扰因素。通常容易犯的毛病就是电路系统的接地点不合理。图 4-29(a) 就是一个典型的例子。电路的公共点都经过输入端的 A 接地, 各级的交流电流都将由后级流经 A 点入“地”, 再经过电源构成回路。然而, 在 AB 两点这段导线上总有一定的电阻, 设为 R (图中虚线), 所以各级电流就会在这上面产生压降 u_F , 形成寄生反馈。例如输入信号 e_s 上端为正, Q_2 管的信号电流 i_{c2} 在 R 上形成的压降部分, 将给 Q_1 的输入端提供一个反馈电压, 由图中标示的电压极性可见, 反馈电压的极性与原输入信号是同相的, 形成正反馈系统。将使放大器的工作不稳定, 甚至自激振荡。另外, 从电源去耦电容 C_s 流过的电源交流电流 i_n , 也流经输入端, 造成嗡嗡的“交流声”, 这些都将严重影响放大器的工作质量。

改进办法主要有三点, 如图 4-29(b) 所示:

(1) 将入地点改在 C_s 下端的 D 点。那么所有交流干扰电流都



(a) 接地点不合理



(b) 接地点的改进

图 4-29 接地点不合理引起的寄生反馈与干扰

流向后级,经 D 点入地,输入回路不受或者少受干扰。

(2) 每一级要接公共点的元件,都集中在一点焊接到地。特别是前面的第一、二级,尤其要这样做。目的也是为了防止地线电流中各种杂散干扰窜入输入回路,引起干扰。

(3) 接机壳的公共地线应用粗的镀银线或薄铜皮,尽量避免直接用机壳底盘当地线用(因它的电阻较大)。

(4) 制作印制底板尽量把公共地线的铜皮面积留宽一些。电路较多时,最好将大信号和小信号的印刷板分开,这样便于分开供电,减小寄生反馈。

此外,如果在图 4-29(b)中,公共接地点之间 $A-B$ 段或 $B-C$ 段还呈现电阻的话,也会象电源公共内阻的作用那样,将引起寄生

反馈或者杂散干扰。不过这只有在高频(几兆赫以上)并且放大器增益也很高(在 10^5 以上)才会有明显作用。低频一般可以忽略。

3. 分布电容引起的寄生反馈

在放大器电路中,导线之间,元件之间的分布电容,还有晶体管的极间电容等,统称为“寄生电容”。图 4-30 只画出了这些寄生电容的一部分。其中在晶体管 $c-b$ 之间的寄生电容都形成“寄生

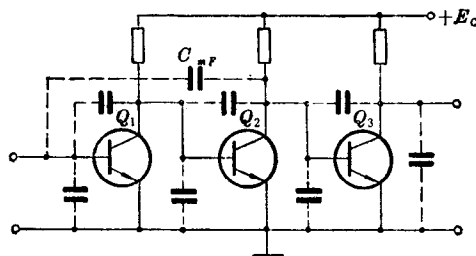


图 4-30 分布电容的寄生反馈

耦合”。本级的 $c-b$ 寄生耦合造成并联负反馈。特别注意 Q_2 与 Q_1 的 $c-b$ 间存在的寄生电容 C_{mr} 将引起并联正反馈,造成自激振荡,这是不允许的。特别是在频率较高时,比较严重。为避免这种寄生振荡,在装配时,应尽量使前后级顺序一线式排列,使后级与前级远离。输出引线与输入引线不要平行,对某些增益较大的高频放大器中,级与级之间还要采用一定的屏蔽隔离措施,输入、输出线采用高频同轴电缆。实际中,如何减小分布电容耦合的问题,在工艺上是一个比较复杂的事,通常都要经过反复调试才能解决。

三、放大器中的噪声

如果放大器的工作稳定性问题解决了,那么能否设想:对一个任意微弱的小电信号总可以通过增益很高的放大器把它放大到所需要的一定大小呢?要知道,实际中从放大器得到的有效放大量会受到一些限制的。或者说,一个放大器所能承受的最小输入信号

会有限制。因为放大器的输入端,即使不加入任何信号,在它的输出端都会有一定的噪声显出来,特别是高增益的多级放大器。当输入信号比较强,输出信号比噪声大很多时,问题不突出。但当输入信号非常微弱,输出信号就可能淹没在一片噪声当中。例如从遥远的人造卫星发回地面的信号,一般都非常微弱,如何减小噪声便成了非常突出的问题。噪声这个名字的取得,是因为音频放大器的输入端没有加信号时,当音量控制电位器调到最大位置,从放大器输出端的扬声器上就可听到吵杂的“沙沙”声。当然,放大器输出端出现的噪声,可能由两部分组成:一部分是来自放大器以外的噪声,如雷电干扰,工业干扰等,通过输入端进行放大的所谓外部噪声;另一部分是放大器本身形成的所谓内部噪声。我们主要研究内部噪声是怎样形成的,以及在实际工作中如何减小它。

1. 电路元件的热噪声

内部噪声,主要是由电路元件和晶体管(或电子管)产生的。根据现代物理学的观点,导体中带电的微粒(例如导体中的自由电子)要做不规则的热运动。这种运动使单位时间通过导体某一截面的电荷数量根本不能保持固定不变,因而造成了电流时涨时落的起伏变化,形成起伏电流。起伏电流通过导体电阻产生起伏电压。这种杂乱无序的、起伏变化的电流或电压,就是噪声。因为它是由带电微粒的热运动形成的,所以又称它为热噪声。

热噪声电压的大小与元件周围的温度和导体电阻的大小有关,且在很宽的频率范围内,对任何频率来说噪声电压的大小都差不多相等,所以电阻上形成的噪声电压可由以下公式确定:

$$U_n^2 = 4kTR\Delta f \quad (4-75)$$

式中 U_n 为噪声电压的有效值, T 为绝对温度, k 为波尔兹曼常数 ($k = 1.38 \times 10^{-23}$ 焦耳/K)。

如果 R 以千欧计, Δf 以千赫计,在室温情况下 ($T \approx 300^\circ\text{K}$),

上式可简化为

$$U_n^2 = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times R \times 10^3 \times 300 \times \Delta f \times 10^3$$
$$U_n = 0.125 \sqrt{R \Delta f} \quad (4-76)$$

例如, 放大器的通频带 $\Delta f = 100 \text{ kHz}$, 电阻 $R = 1 \text{ k}\Omega$, 在室温情况下, 热噪声电压

$$U_n = 0.125 \sqrt{1 \times 100} = 1.25 \text{ 微伏}$$

由(4-76)式可见, 热噪声电压和放大器的通频带 Δf 的平方根成正比。因此, 在保证有用信号能够无失真地通过的条件下, 通频带应尽量窄, 以减小放大器的内部噪声。

2. 晶体管噪声

晶体管电路中, 除电阻元件会产生噪声以外, 晶体管本身也会产生噪声。这种噪声比电阻元件的起伏噪声大得多, 因此它对放大器的影响更为重要。

晶体管噪声可分如下几种:

(1) 热噪声

热噪声是晶体管内部的电子热运动产生的, 主要存在于基极电阻内(r'_{bb}), 它与电阻上产生的热噪声性质一样, 温度愈高, 噪声愈大。

(2) 散粒噪声

晶体管工作时, 发射结处于正向偏压状态, 将有少数载流子注入基区。注入基区少数载流子的数目在不同的瞬间是不会绝对相同的, 由此引起发射极或集电极电流时涨时落的变化, 便形成了噪声。这种噪声称为散粒噪声。

(3) 分配噪声

注入基区的少数载流子: 一方面向集电极进行扩散运动, 形成集电极电流; 另一方面在扩散过程中, 在基区还要进行复合运动。复合的载流子数目在不同的瞬间总不可能完全一样多, 必然存在

着时多时少的现象, 因此, 引起基极电流和集电极电流分配比例不断发生变化, 形成噪声。这种噪声称为电流分配噪声。

3. 噪声系数

为了能定量地描述网络(晶体管、放大器等)噪声的大小, 引入了噪声系数 N_F 。 N_F 的定义是: 网络输入端信号与噪声功率之比 $\frac{P_{si}}{P_{Ni}}$ 和输出端信号与噪声功率之比 $\frac{P_{so}}{P_{No}}$ 的比值, 即

$$N_F = \frac{P_{si}/P_{Ni}}{P_{so}/P_{No}} \quad (4-77a)$$

设网络的功率放大量 $A_P = P_{so}/P_{si}$, 则上式可写成

$$N_F = \frac{P_{si}}{P_{so}} \cdot \frac{P_{No}}{P_{Ni}} = \frac{P_{No}}{A_P P_{Ni}} \quad (4-77b)$$

此式说明, 噪声系数又是网络输出端总的噪声功率 P_{No} 与输入噪声通过网络在输出端产生的噪声功率 $A_P P_{Ni}$ 之比。前者包含网络内部产生的噪声, 它总是大于后者的, 因此噪声系数总大于 1。显然, 网络内部噪声愈大, 噪声系数就愈大, 反之则噪声系数愈小。

噪声系数通常以分贝为单位来表示, 即

$$N_F(\text{dB}) = 10 \lg \left(\frac{P_{si}/P_{so}}{P_{Ni}/P_{No}} \right) = 10 \lg \left(\frac{P_{No}}{A_P P_{Ni}} \right) \quad (4-78)$$

例如, 噪声系数 $N_F = 50$, 若以分贝表示时, $N_F(\text{dB}) = 17$ 分贝。图 4-31 所示的是晶体管噪声系数与工作频率的关系

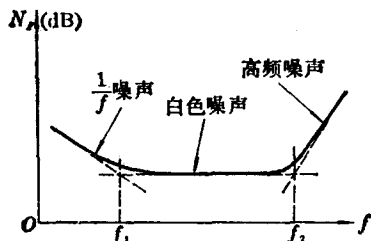


图 4-31 晶体管 N_F 与 f 的关系

图中 f_1 一般在 1kHz 以下, 当 $f < f_1$ 时, N_f 随工作频率降低而上升, 这是由于晶体管在制作过程中, 表面清洁、腐蚀和其它清洁处理不完善而引起噪声增加的结果。这种噪声称为 $\frac{1}{f}$ 噪声。

当工作频率 $f > f_2$ 时, 由于功率增益 A_p 随频率升高而下降, 晶体管噪声系数也会增大。

当 $f_1 < f < f_2$ 时, 噪声系数基本不随频率变化。此时起主导作用的是热噪声和散粒噪声, 而它们是与工作频率无关的, 所以又称为白色噪声。

通常使晶体管工作于 $f_1 \sim f_2$ 之间。为要改善晶体管的噪声性能, 就应提高 f_2 , 降低 f_1 。

综上所述, 可以看出:

1. 负反馈也存在不稳定性问题, 只有在附加相移可以忽略的条件下, 负反馈才能提高稳定性。但由于每级放大器对高、低频引起的附加相移, 特别是多级负反馈线路, 有可能出现在输入端的反馈信号与输入信号不是反相, 而是同相, 构成了正反馈, 破坏了工作稳定性, 在反馈深度较大时, 甚至发生自激振荡。理论证明, 一级或两级负反馈放大器可以避免这个问题。

2. 实际电路中的电源内阻, 电路安装中的接地问题, 以及分布电容等都会形成寄生反馈与干扰, 破坏工作性能的稳定性。

3. 由于存在噪声的影响, 放大器能得到的有效放大量会受到一定限制。处理微弱信号的放大, 突出的矛盾就是设法减小噪声, 降低放大器的噪声系数。

本章小结

1. 负反馈的实质, 就是利用反馈网络把输出信号引回到输入端, 与输入信号进行混合, 来调节输入控制信号, 补偿放大器对输

表 4-4 四种反馈方式的比较

名称	电流串联	电压并联	电流并联	电压串联
交流电路				
输出 稳定量	i_o	u_o	i_o	u_o
开环增益	$A_{g0} = \frac{h_{fe}}{R_s + h_{ie} + R_e}$	$A_{g0} = \frac{h_{fe} R_c R_L}{R_s + h_{ie}}$	$A_{g0} = A_{10} h_{fe} h_{ic2}$ $A_{10} = R_s / (R_s + h_{ic1})$ $A_2 = R_{e1} / (R_{e1} + R_{e2})$	$A_{g0} = A_{u0} F_{10} \cdot A_{u02}$
反馈系数	$F = R_e$	$F = \frac{1}{R_F}$	$F = \frac{R_{e2}}{R_F + R_{e2}}$	$F = \frac{R_{e1}}{R_F + R_{e1}}$
反馈深度	$D = 1 + \frac{h_{fe} R_e}{R_s + h_{ie} + R_e}$	$D = 1 + \frac{h_{fe} R_c R_L}{(R_s + h_{ie}) R_F}$	$D = 1 + F A_{10}$	$D = 1 + F A_{u0}$
反馈增益	$A_{gF} = \frac{A_{g0}}{D} \approx \frac{1}{R_e}$	$A_{gF} = \frac{A_{g0}}{D} \approx R_F$	$A_{1F} = \frac{A_{10}}{D} \approx \frac{R_F + R_{e2}}{R_{e2}}$	$A_{uF} = \frac{A_{u0}}{D} \approx \frac{R_F + R_{e1}}{R_{e1}}$
输入阻抗	$R_{iF} = DR_{i0} = R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e$ (增大)	$R_{iF} = R_{i0} / D = R // h_{ie} / D$ (减小)	$R_{iF} = R_{i0} / D = R // h_{ic1} / D$ (减小)	$R_{iF} = DR_{i0} = [h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) R_{e1}] D$ (增大)
输出阻抗	$R_{oF} = \frac{R'_e}{D} (1 + F A_{g0}) \approx R_e$ 增大	$R_{oF} = \frac{R'_c}{D} \approx \frac{R_c // R_L}{D}$ 减小	$R_{oF} = \frac{R'_c}{D} (1 + F A_{10}) \approx R_{e2}$ 增大	$R_{oF} = \frac{R'_c}{D} \approx \frac{R_L}{D}$ 减小