



对于实用电路来说,总是要引入不同形式的反馈来改善其各方面的性能,以满足实际问题对电路的要求,也就是说,任何一种实用放大电路都存在反馈技术的应用。因此,在研究具体放大电路之前,先要对反馈的基本概念、反馈的类型、反馈的基本方程以及反馈对放大电路性能的影响等问题进行讨论。

3.1 反馈的基本概念

1. 反馈的概念

在放大电路中,将输出量(输出电压或电流)的一部分或全部,通过一定的方式引回输入回路来影响输入量(输入电压或电流),这一过程称为反馈。

2. 反馈电路的组成

根据反馈的定义可知,反馈电路由基本放大电路和反馈网络两部分组成,如图 3.1 所示。其中基本放大电路用于信号的正向传输,反馈网络用于信号的反向传输。图中,反馈电路的输入信号称为输入量,输出信号称为输出量,反馈网络的输出信号称为反馈量,基本放大电路的输入信号称为净输入量。



图 3.1 反馈电路的方框图

3.2 反馈的分类

1. 正反馈和负反馈

根据反馈量的极性,可分为正反馈和负反馈。若引入反馈后使放大电路的净输入量增大的称为正反馈,使净输入量减小的称为负反馈。也就是说,正反馈使输出量的变化增大,



负反馈使输出量的变化减小。

判断正反馈还是负反馈,可用瞬时极性法。先假定输入信号的瞬时极性,然后,沿基本放大电路逐级推出电路各点的瞬时极性,再沿反馈网络推出反馈信号的瞬时极性,最后判断净输入信号是增大了还是减小了。若净输入信号增大则为正反馈,净输入信号减小则为负反馈。

【例 3.1】 试判断图 3.2 所示电路的反馈是正反馈还是负反馈。

解 首先进行有无反馈的判断。若电路的输出回路与输入回路有由电阻、电容等元器件构成的通路,则说明电路中引入了反馈,否则无反馈。

在图 3.2 电路中,电阻 R_F 和电容 C_F 将电路的输出回路和输入回路“联系”起来,构成反馈通路,使输出电压影响电路的输入电压,故该电路引入了反馈。

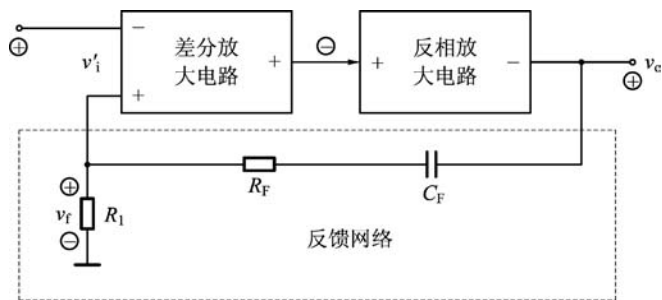


图 3.2 反馈放大电路

再进行正、负反馈的判断。假设电路输入端信号的极性为上 $\oplus$ 下 $\ominus$,即差分放大电路的反相端为 $\oplus$,输出端则为 $\ominus$,即反相放大电路的输入端也为 $\ominus$,其输出端则为 $\oplus$ 。输出信号 $\dot{V}_o$ 通过电阻 R_F 和电容 C_F 反馈至 R_1 得到反馈信号 $\dot{V}_f$,其极性为上 $\oplus$ 下 $\ominus$,导致差分放大电路的净输入信号 $\dot{V}_i' = \dot{V}_i - \dot{V}_f$ 减小,可判断该反馈为负反馈。

2. 直流反馈和交流反馈

根据反馈量本身的交、直流性质,可分为直流反馈和交流反馈。若反馈量中只包含直流成分,则称为直流反馈;若反馈量中只有交流成分,则称为交流反馈。在很多情况下,交、直流两种反馈兼而有之,则为交、直流反馈。

在图 3.2 中,输出信号通过电阻 R_F 和电容 C_F 在 R_1 上得到反馈信号 $\dot{V}_f$,由于电容 C_F 的隔直作用,反馈信号中只有交流成分,故该反馈是交流反馈。

3. 电压反馈和电流反馈

根据反馈量在电路输出端采样方式的不同,可分为电压反馈和电流反馈。若反馈信号取自输出电压,则称为电压反馈;若反馈信号取自输出电流,则称为电流反馈。

判断是电压反馈还是电流反馈,可采用短路法,即可假设将输出端交流短路(即令输出电压等于零),并观察此时反馈信号是否存在。若反馈信号不复存在,则为电压反馈;否则,即为电流反馈。也可直接根据电路结构判断,若反馈网络直接接在输出端,则为电压反馈;否则,即为电流反馈。

在图 3.2 中,反馈信号与输出电压成正比, $\dot{V}_o = 0$ 时, $\dot{V}_f = 0$,即属于电压反馈。也可以从图中的连接方式上直接看出。

4. 串联反馈和并联反馈

根据反馈量与输入量在电路输入回路中连接形式的不同,可分为串联反馈和并联反馈。

若反馈信号与输入信号在输入回路中以电压形式求和,即二者为串联关系,则称为串联反馈;若反馈信号与输入信号在输入回路中以电流形式求和,即二者为并联关系,则称为并联反馈。也可直接根据电路结构判断,若反馈网络直接接在输入端,则为并联反馈;否则,为串联反馈。

在图 3.2 中,差分放大电路的净输入信号 $\dot{V}_i' = \dot{V}_i - \dot{V}_f$,说明反馈信号与输入信号以电压形式求和,故属于串联反馈。也可以从图中看出,反馈网络没有直接接在输入端,故为串联反馈。

综合以上分析可知,图 3.2 所示电路的反馈组态是电压串联交流负反馈。根据类似的组合方式,可以得到反馈的各种组态,例如,电压并联交直流负反馈等。可见,反馈的形式是多种多样的。通常情况下,放大电路中应用更多的是负反馈,而正反馈常用于振荡器的设计(参见第 9 章)。下面将重点分析各种形式的负反馈。

3.3 负反馈放大电路的四种组态

根据以上对反馈分类的分析,对于负反馈来说,共有四种组态,即电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈和电流并联负反馈。四种组态负反馈放大电路的方框图如图 3.3 所示。

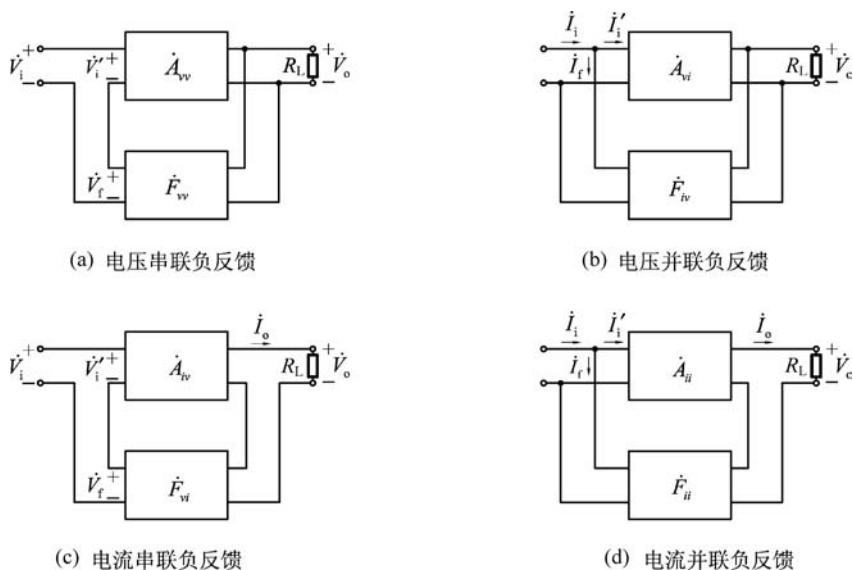


图 3.3 四种组态负反馈放大电路的方框图

必须强调:

(1) 电压和电流反馈是对输出信号的采样方式而言的,所以,在电压反馈中,反馈网络的输入端并联于负载两端,即输出电压作用于反馈网络框图的输入端,如图 3.3(a)和图 3.3(b)所示;在电流反馈中,反馈网络的输入端串联于负载回路,即负载电流流过反馈网络框图的

输入口,如图 3.3(c)和图 3.3(d)所示。

(2) 串联和并联反馈是对输入端的连接方式而言的,所以,在串联反馈中,源信号和反馈信号均应是电压源的形式,因为在串联连接中电压是可以相加减的,如图 3.3(a)和图 3.3(c)所示;在并联反馈中,源信号和反馈信号均应是电流源的形式,因为在并联连接中电流是可以相加减的,如图 3.3(b)和图 3.3(d)所示。

可见,在电压串联负反馈中,应考虑的是输出电压与输入电压的关系,此时放大器的类型为电压放大器,对应的增益参数为电压增益,即 $\dot{A}_{vv} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}$ 。在电流串联负反馈中,应考虑的是输出电流与输入电压的关系,此时放大器的类型为互导放大器,对应的增益参数为互导增益,即 $\dot{A}_{iv} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_i}$ 。

类似地,在电压并联负反馈中,放大器的类型为互阻放大器,对应的增益参数为互阻增益,即 $\dot{A}_{vi} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i}$;在电流并联负反馈中,放大器的类型为电流放大器,对应的增益参数为电流增益,即 $\dot{A}_{ii} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$ 。

对于不同组态的负反馈放大电路来说,反馈网络的反馈系数也应有不同的意义和量纲。例如,在电压并联负反馈中,互阻增益的单位是欧,因此,反馈系数是互导参数,其单位是西。类似地,在电压串联负反馈中,电压增益是无单位的,反馈系数也无单位;在电流串联负反馈中,互导增益的单位是西,反馈系数是互阻参数,其单位是欧;在电流并联负反馈中,电流增益和反馈系数均无单位。

由于每种负反馈放大电路的参数是不同的,因此在设计电路时,为了达到设计的目标,就需选择负反馈的类型。

四种负反馈放大电路增益和反馈系数,如表 3-1 所示。

表 3-1 四种负反馈组态的比较

	输出信号	反馈信号	基本放大电路增益	反馈系数
电压串联式	$\dot{V}_o$	$\dot{V}_f$	$\dot{A}_{vv} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}$ 电压增益	$\dot{F}_{vv} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o}$
电压并联式	$\dot{V}_o$	$\dot{I}_f$	$\dot{A}_{vi} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i}$ 互阻增益	$\dot{F}_{iv} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{V}_o}$
电流串联式	$\dot{I}_o$	$\dot{V}_f$	$\dot{A}_{iv} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_i}$ 互导增益	$\dot{F}_{vi} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{I}_o}$
电流并联式	$\dot{I}_o$	$\dot{I}_f$	$\dot{A}_{ii} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$ 电流增益	$\dot{F}_{ii} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o}$

【例 3.2】 电路如图 3.4 所示,试判断该电路的反馈类型。

解 可以看出,电阻 R_2 、 R_L 将输出回路与输入回路联系起来,故该电路中存在反馈。

根据瞬时极性法,当输入端为瞬时“ $\oplus$ ”时,输出端为瞬时“ $\ominus$ ”,于是,在 R_2 上形成从左向右的反馈电流 i_2 ,导致净输入电流 i'_i 减小,故 R_2 、 R_L 为电路引入了负反馈。由于反馈信号以电流形式出现在输入端,故为并联反馈;反馈电流与输出电压无关,故为电流反馈;而反馈信号中含有交、直流成分。因此,该电路的反馈类型为交、直流电流并联负反馈。

参照例 3.1、例 3.2,你能利用差分放大电路分别实现另两种负反馈组态吗?

【例 3.3】 电路如图 3.5 所示,试判断该电路的反馈类型。

解 可以看出,电阻 R_3 将输出回路与输入回路联系起来,故该电路中存在反馈。

根据瞬时极性法,可判断出输入电压 $\dot{V}_i$ 、反馈电压 $\dot{V}_f$ 和输出电压 $\dot{V}_o$ 的瞬时极性如图 3.5 所示。反馈电压 $\dot{V}_f$ 使净输入电压 $\dot{V}'_i$ 减小,故 R_3 为电路引入了负反馈。由于反馈信号以电压形式出现在输入端,故为串联反馈;反馈电压与输出电流有关,故为电流反馈;而反馈信号中含有交流成分(因该电路为交流等效电路)。因此,该电路的反馈类型为交流电流串联负反馈。

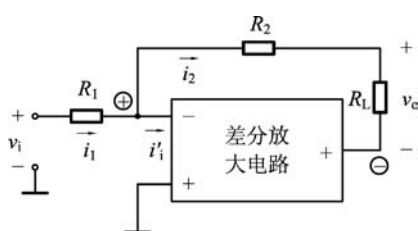


图 3.4 例 3.2 电路图

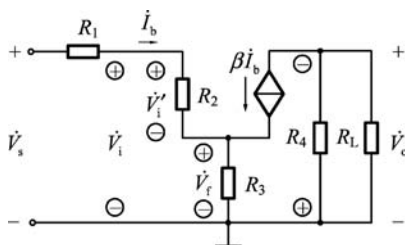


图 3.5 例 3.3 电路图

3.4 反馈放大电路的基本方程

为了研究放大电路中反馈的一般规律,将图 3.1 表示为图 3.6,框图中的输入量、输出量、反馈量和净输入量分别用相量 $\dot{X}_i$ 、 $\dot{X}_o$ 、 $\dot{X}_f$ 和 $\dot{X}'_i$ 表示,它们可能是电压量,也可能是电流量。 $\dot{A}$ 和 $\dot{F}$ 分别是广义的增益(开环增益)和广义的反馈系数,如表 3-1 所示。

开环增益和反馈系数分别为

$$\dot{A} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}'_i} \quad (3.1)$$

$$\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o} \quad (3.2)$$

净输入量为

$$\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f \quad (3.3)$$

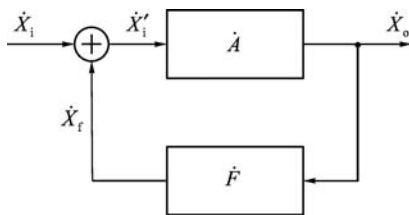


图 3.6 反馈放大电路的方框图

由式(3.1)、式(3.2)和式(3.3)可得闭环增益为

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \quad (3.4)$$

式(3.4)即为反馈放大电路的基本方程。其中,

$\dot{A}\dot{F}$ 称为环路增益,表示在反馈放大电路中,信号沿着基本放大电路和反馈网络组成的环路传递一周以后所得到的放大倍数。

$1 + \dot{A}\dot{F}$ 称为反馈深度,是描述反馈量大小的物理量。

由式(3.4)可知,若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| > 1$, 则 $|\dot{A}_f| < |\dot{A}|$, 说明引入反馈后使放大倍数比原来减小,这种反馈称为负反馈;若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| < 1$, 则 $|\dot{A}_f| > |\dot{A}|$, 说明引入反馈后使放大倍数比原来增大,这种反馈称为正反馈。

在负反馈情况下,若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$, 则称为深度负反馈。此时式(3.4)可简化为

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \approx \frac{1}{\dot{F}} \quad (3.5)$$

上式表明,深度负反馈放大电路的闭环增益 $\dot{A}_f$ 几乎与基本放大电路的开环增益 $\dot{A}$ 无关,而主要取决于反馈网络的反馈系数 $\dot{F}$ 。

在实际应用电路中,反馈网络往往是由电阻等元件组成的,反馈系数通常取决于电阻值之比,对于给定电路来说, F 是一个小于或等于 1 的定值,且基本上不受温度等因素的影响,可见,深度负反馈放大电路的闭环增益是比较稳定的。为保证电路引入深度负反馈,理论上应选用开环增益趋于无穷大的基本放大电路,这样才能使得电路的闭环增益 $\dot{A}_f$ 更加稳定。但实际的基本放大电路的开环增益并不是无穷大,而是一个有限值。如果我们在电路中引入了负反馈,则它的闭环增益是小于深度负反馈下的闭环增益的,也就是说,深度负反馈下的闭环增益是个最大值,基本放大电路的开环增益越大,负反馈放大电路的闭环增益越趋于这个最大值。例如我们将在第 4 章中介绍的集成运放,就是这样一类器件。人们把集成运放的开环增益设计得很高,于是,由运放构成的负反馈放大电路即可视为深度负反馈放大电路,这就给我们设计电路和应用带来极大的方便。

在实际的放大电路中多引入的是深度负反馈,所以下面介绍深度负反馈放大电路闭环增益的估算方法。

根据式(3.5)和 $\dot{A}_f$ 、 $\dot{F}$ 的定义,可得

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}, \quad \dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}, \quad \text{而 } \dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_f}$$

说明 $\dot{X}_i \approx \dot{X}_f$, 即 $\dot{X}_i' \approx 0$ 。也就是说,深度负反馈的实质是在近似分析中忽略净输入量。具体地,当电路引入深度串联负反馈时有

$$\dot{V}_i \approx \dot{V}_f \quad (3.6)$$

即忽略净输入电压 $\dot{V}_i'$ 。当电路引入深度并联负反馈时有

可知,当电路引入负反馈后,必使输出量 $\dot{X}_o$ 趋于稳定,即若 $\dot{X}_o$ 是电压量,则使输出电压趋于稳定;若 $\dot{X}_o$ 是电流量,则使输出电流趋于稳定。若电路引入的是直流负反馈,则使电路的直流参量趋于稳定,主要用于稳定电路的静态参数;若电路引入的是交流负反馈,则主要用于改善电路的动态指标。根据式(3.4),有 $|\dot{A}_f| < |\dot{A}|$,即电路引入负反馈后的闭环增益小于基本放大电路的开环增益,也就是说,电路引入负反馈后以牺牲电路增益为代价,来换得对放大电路性能多方面的改善。



视频 9

3.5.1 提高增益的稳定性

若考虑到放大电路工作在中频范围,且反馈网络为纯电阻性,则式(3.4)可表示为

$$A_f = \frac{A}{1 + AF} \quad (3.8)$$

式中, F 为常量。对式(3.8)两边求微分,得

$$dA_f = \frac{(1 + AF)dA - AFdA}{(1 + AF)^2} = \frac{dA}{(1 + AF)^2} \quad (3.9)$$

将式(3.9)除以式(3.8),可得

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \frac{dA}{A} \quad (3.10)$$

式(3.10)表明,负反馈放大电路闭环增益 A_f 的相对变化量,等于基本放大电路开环增益 A 的相对变化量的 $1/(1 + AF)$,即反馈越深, $\frac{dA_f}{A_f}$ 越小,闭环增益的稳定性越高。综合式(3.8)和式(3.10)可以看出,引入负反馈后,电路增益下降为原来的 $1/(1 + AF)$,而电路增益的稳定性提高了 $(1 + AF)$ 倍。

【例 3.6】 已知一个负反馈放大电路的反馈系数 F 为 0.1,其基本放大电路的开环增益 A 为 10^5 。若 A 产生 $\pm 10\%$ 的变化,试求闭环增益 A_f 及其相对变化量。

解 反馈深度为 $1 + AF = 1 + 10^5 \times 0.1 \approx 10^4$ 。

根据式(3.8),闭环增益为

$$A_f = \frac{A}{1 + AF} = \frac{10^5}{10^4} = 10$$

根据式(3.10), A_f 的相对变化量为

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \frac{dA}{A} = \frac{\pm 10\%}{10^4} = \pm 0.001\%$$

3.5.2 展宽频带

由式(3.10)可知,无论何种原因引起放大电路增益的变化,均可通过负反馈使电路增益的相对变化量减小,可见,对于由信号频率不同而引起电路增益的变化,也同样可用负反馈进行改善,即引入负反馈可使放大电路的频带增宽。

为使讨论问题简单,不妨设反馈网络为纯电阻网络,基本放大电路是具有一个极点的直接耦合放大电路,其增益为



视频 10

$$\dot{A} = \frac{\dot{A}_m}{1 + jf/f_H} \quad (3.11)$$

式中, $\dot{A}_m$ 为电路的开环中频增益, f_H 为开环上限截止频率。将式(3.11)代入式(3.4), 可得引入负反馈后的闭环增益为

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{A}_{mf}}{1 + jf/f_{Hf}} \quad (3.12)$$

式中

$$\dot{A}_{mf} = \frac{\dot{A}_m}{1 + \dot{A}_m \dot{F}} \quad (3.13)$$

$$f_{Hf} = (1 + \dot{A}_m \dot{F}) f_H \quad (3.14)$$

其中 $\dot{A}_{mf}$ 和 f_{Hf} 分别为闭环中频增益和闭环上限截止频率。

将式(3.13)与式(3.14)相乘, 得

$$\dot{A}_{mf} f_{Hf} = \dot{A}_m f_H \quad (3.15)$$

一般情况下, 放大电路的通频带(BW)可近似地用其上限截止频率来表示, 则式(3.15)又可表示为

$$\dot{A}_{mf} \cdot BW_f \approx \dot{A}_m \cdot BW \quad (3.16)$$

且有

$$BW_f \approx (1 + \dot{A}_m \dot{F}) BW \quad (3.17)$$

以上分析表明, 中频增益与通频带的乘积(称为增益带宽积)是一个常量。也就是说, 对于一个给定的电路, 引入负反馈后频带展宽了 $(1 + \dot{A}_m \dot{F})$ 倍, 但中频增益下降为基本放大电路的 $1/(1 + \dot{A}_m \dot{F})$ 。可见, 负反馈的深度越深, 则频带展得越宽, 同时中频增益也下降得越多。

注意: 若基本放大电路具有两个以上的极点, 引入负反馈后频带也会展宽。其分析过程较复杂, 有兴趣的读者可查阅有关资料。

【例 3.7】 已知一反馈放大器, 它的中频开环增益 $A_m = 10^4$, 开环带宽 $f_H = 100\text{Hz}$, 中频闭环增益 $A_{mf} = 50$, 试确定该反馈放大器的带宽。

解 根据式(3.15), 有

$$f_{Hf} = \frac{A_m f_H}{A_{mf}} = \frac{10^4 \times 100}{50} = 20\text{kHz}$$

即该反馈放大器的带宽为 20kHz。

3.5.3 减小非线性失真

当输入信号为正弦波时, 由于放大器件特性曲线的非线性(例如晶体管输入特性曲线的非线性), 将导致输出信号的波形可能不是正弦波, 即输出波形产生了非线性失真, 并且信号幅度越大, 非线性失真越严重。

为了理解负反馈对放大电路非线性的抑制作用, 不妨假设基本放大电路的传输特性为

$$X_o = A_0 X_i' + A_1 (X_i')^2$$

则电路的开环增益可表示为



视频 11

$$A = \frac{X_o}{X_i} = A_0 + A_1 X'_i = A_0 \left(1 + \frac{A_1}{A_0} X'_i \right) \quad (3.18)$$

即电路的非线性表现为电路的增益随输入量的变化而变化,也就是说,电路增益是输入量的函数。式中 A_0 为开环增益的线性部分,比值 $\frac{A_1}{A_0}$ 表示开环增益 A 的非线性程度,比值越大,增益的非线性程度也越大。

考虑一个轻度非线性系统,即放大电路存在很小的失真,这就意味着 A_1 为一小量。引入负反馈后,若反馈系数 F 为常数,且略去二次及二次以上的高次项,则电路的闭环增益为

$$A_f = \frac{A}{1+AF} = \frac{A_0 + A_1 X'_i}{1 + (A_0 + A_1 X'_i)F} \approx \frac{A_0}{1+A_0 F} \left(1 + \frac{1}{1+A_0 F} \frac{A_1}{A_0} X'_i \right) \quad (3.19)$$

式中, $\frac{A_0}{1+A_0 F}$ 为闭环增益的线性部分,比值 $\frac{1}{1+A_0 F} \frac{A_1}{A_0}$ 表示闭环增益 A_f 的非线性程度,显然, $\frac{1}{1+A_0 F} \frac{A_1}{A_0} < \frac{A_1}{A_0}$, 说明引入负反馈后,电路的非线性明显减小了。这里选择高开环增益的放大电路(例如集成运算放大电路)将有利于减小电路的非线性失真。特别是在深度负反馈下,电路的非线性失真基本不存在了,因为此时式(3.19)已经变为 $A_f = 1/F$ 了。

利用放大电路的传输特性,可以比较直观地理解负反馈是如何减小电路的非线性失真的。假设某放大电路的传输特性如图 3.8 所示。图中,电路的开环增益 $A_1 = 5000$, $A_2 = 2500$, 显然,电路是非线性的。现在电路中引入不同深度的负反馈,反馈系数 F 分别为 0.001、0.01 和 0.1, 电路的闭环增益分别为

$$F=0.001 \text{ 时, } A_{1f}=833, A_{2f}=714;$$

$$F=0.01 \text{ 时, } A_{1f}=98, A_{2f}=96;$$

$$F=0.1 \text{ 时, } A_{1f}=9.98, A_{2f}=9.96$$

可见,随着反馈深度的增加,闭环增益 A_{1f} 和 A_{2f} 趋于相等,也就是说,闭环放大电路趋于线性。不同反馈深度下电路的传输特性比较如图 3.9 所示。

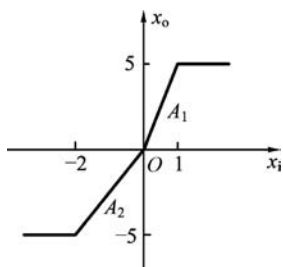


图 3.8 非线性放大电路的传输特性

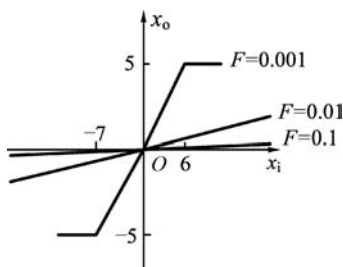


图 3.9 不同反馈深度下电路的传输特性比较

根据反馈电路方框图(见图 3.6)可知,利用负反馈减小非线性失真指的是减小反馈环内的失真,若输入波形本身已是失真的,则引入负反馈也将无济于事。

3.5.4 对输入电阻和输出电阻的影响

以上分析了引入负反馈对电路整体性能的影响,下面讨论电路引入不同组态的负反馈对输入电阻和输出电阻的影响。

1. 负反馈对输入电阻的影响

1) 串联负反馈使输入电阻增大

在图 3.10 所示的串联负反馈放大电路方框图中,基本放大电路的输入电阻为

$$R_i = \frac{\dot{V}'_i}{\dot{I}_i}$$

串联负反馈放大电路的输入电阻为

$$R_{if} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{V}'_i + \dot{V}_f}{\dot{I}_i}$$

而

$$\dot{V}_f = \dot{A}\dot{F}\dot{V}'_i$$

故

$$R_{if} = (1 + \dot{A}\dot{F})R_i \quad (3.20)$$

可见输入电阻增大到 R_i 的 $(1 + \dot{A}\dot{F})$ 倍。须注意,引入串联负反馈后,只是将反馈环路内的输入电阻增大 $(1 + \dot{A}\dot{F})$ 倍。

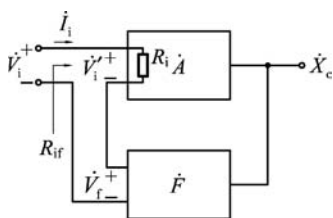


图 3.10 串联负反馈电路的方框图

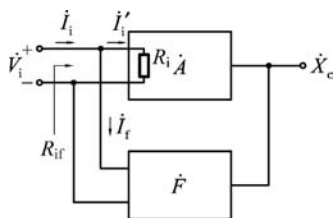


图 3.11 并联负反馈电路的方框图

2) 并联负反馈使输入电阻减小

在图 3.11 所示的并联负反馈放大电路方框图中,基本放大电路的输入电阻为

$$R_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}'_i}$$

并联负反馈放大电路的输入电阻为

$$R_{if} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}'_i + \dot{I}_f}$$

而

$$\dot{I}_f = \dot{A}\dot{F}\dot{I}'_i$$

故

$$R_{if} = \frac{1}{1 + \dot{A}\dot{F}} R_i \quad (3.21)$$

可见输入电阻仅为 R_i 的 $1/(1 + \dot{A}\dot{F})$ 。

2. 负反馈对输出电阻的影响

1) 电压负反馈减小输出电阻

在输入量 $\dot{X}_i = 0$ 的条件下,利用加压求流法,求输出电阻。电压负反馈放大电路的框图如图 3.12 所示,图中广义增益 $\dot{A}_{oc}$ 表示负载开路(open-circuit)时的增益。

电路的输出电阻为

$$R_{of} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_o}$$

由图 3.12 可知,外加电压 $\dot{V}_o$ 通过反馈网络得到反馈量 $\dot{X}_f = \dot{F} \dot{V}_o$,基本放大电路的净输入量 $\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f = -\dot{F} \dot{V}_o$,再经基本放大电路得到电压 $(-\dot{A}_{oc} \dot{F} \dot{V}_o)$,而基本放大电路的输出电阻为 R_o 。于是可列出方程

$$\dot{V}_o = \dot{I}_o R_o + (-\dot{A}_{oc} \dot{F} \dot{V}_o)$$

最后得到电压负反馈放大电路的输出电阻为

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + \dot{A}_{oc} \dot{F}} \quad (3.22)$$

可见输出电阻仅为 R_o 的 $1/(1 + \dot{A}_{oc} \dot{F})$ 。

2) 电流负反馈增大输出电阻

在输入量 $\dot{X}_i = 0$ 的条件下,利用加压求流法,求输出电阻。电流负反馈放大电路的方框图如图 3.13 所示,图中广义增益 $\dot{A}_{sc}$ 表示负载短路(short-circuit)时的增益。

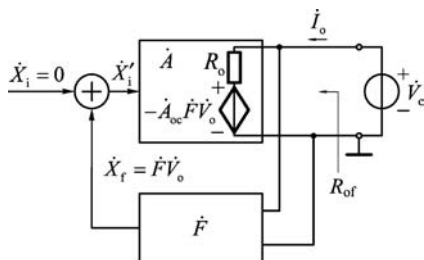


图 3.12 电压负反馈电路的方框图

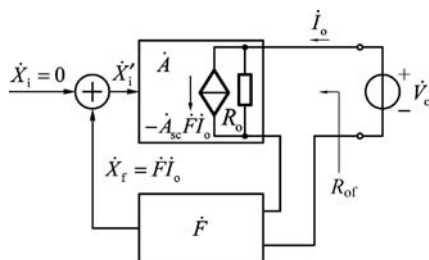


图 3.13 电流负反馈电路的方框图

电路的输出电阻为

$$R_{of} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_o}$$

由图 3.13 可知,外加电压 $\dot{V}_o$ 产生电流 $\dot{I}_o$,通过反馈网络得到反馈量 $\dot{X}_f = \dot{F} \dot{I}_o$,基本放大电路的净输入量 $\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f = -\dot{F} \dot{I}_o$,再经基本放大电路得到电流 $(-\dot{A}_{sc} \dot{F} \dot{I}_o)$,而基本放大电路的输出电阻为 R_o 。于是可列出方程

$$\dot{I}_o = \frac{\dot{V}_o}{R_o} + (-\dot{A}_{sc} \dot{F} \dot{I}_o)$$

最后得到电流负反馈放大电路的输出电阻为

$$R_{of} = (1 + \dot{A}_{sc}\dot{F})R_o \quad (3.23)$$

可见输出电阻增大到 R_o 的 $(1 + \dot{A}_{sc}\dot{F})$ 倍。

综上所述,放大电路中引入负反馈的基本原则:

(1) 若要求电路的静态参数(静态工作点)稳定,则引入直流负反馈。

(2) 若要求改善电路的动态参数,则引入交流负反馈: ①若要求输出电压稳定,带负载能力强,则引入电压负反馈; ②若要求输出电流稳定,则引入电流负反馈; ③若要求放大电路从信号源索取的电流小,则引入串联负反馈; ④若要求放大电路的输入电阻小,则引入并联负反馈。

(3) 若使串联负反馈的反馈效果显著,则信号源的内阻应较小,即信号源应为电压源。

(4) 若使并联负反馈的反馈效果显著,则信号源的内阻应较大,即信号源应为电流源。

此外,若要求展宽频带、减小非线性失真和抑制噪声,均应在放大电路中引入负反馈。

以上讨论了放大电路中负反馈的作用,这将为今后设计电路打下基础。在后续的章节中,可看到负反馈在集成运算放大电路、晶体管放大电路、场效应管放大电路和电源电路等电路中的广泛应用。

* 3.6 反馈网络的负载作用

在以上对负反馈电路的分析中,我们认为反馈网络是理想的,即忽略了反馈网络对基本放大电路的负载作用,例如,在电压串联负反馈中,认为反馈网络的输入电阻为无穷大,即反馈网络对基本放大电路的输出电压无影响;反馈网络的输出端输出反馈电压,其内阻为零。上述假设使我们的分析得以简化。事实上,当分析基本放大电路的开环增益及其输入输出电阻时,需断开反馈环路得到一个开环系统,此时,反馈网络所引起的负载效应往往是不可忽略的。为此,我们先来讨论反馈网络模型。

3.6.1 反馈网络模型

反馈网络可以视为一个双口线性网络,根据基本电路理论可知,利用双口线性网络的四个变量可以列出以下四个方程组:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = z_{11}\dot{I}_1 + z_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 = z_{21}\dot{I}_1 + z_{22}\dot{I}_2 \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = g_{11}\dot{V}_1 + g_{12}\dot{V}_2 \\ \dot{V}_2 = g_{21}\dot{V}_1 + g_{22}\dot{I}_2 \end{cases} \quad (3.25)$$

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{V}_2 \end{cases} \quad (3.26)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = y_{11}\dot{V}_1 + y_{12}\dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 = y_{21}\dot{V}_1 + y_{22}\dot{V}_2 \end{cases} \quad (3.27)$$

由此得到四个模型,分别称为 z 模型、 g 模型、 h 模型和 y 模型,如图 3.14 所示。

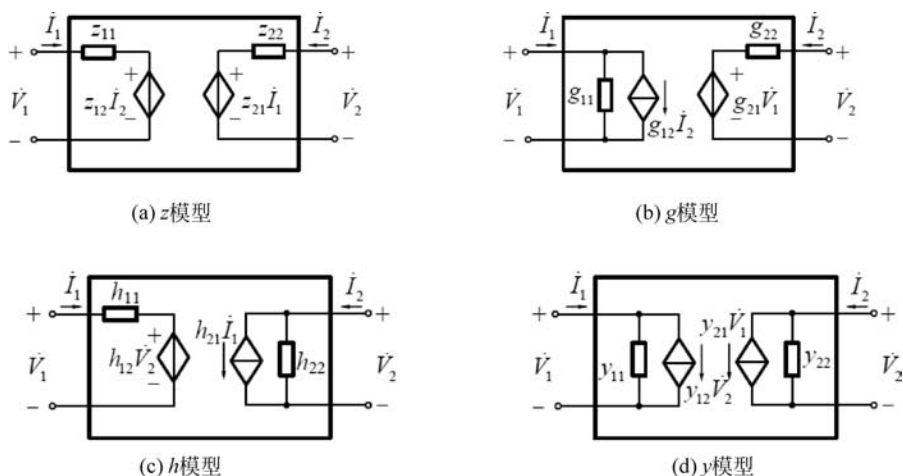


图 3.14 反馈网络的四种模型

在分析反馈网络的负载效应时,可以根据不同的反馈,从上述模型中选择一个合适的模型来表示反馈网络。

反馈网络模型选择的原则:

(1) 若是电压反馈,反馈网络的输入端并联于基本放大电路的输出端,则反馈网络的输入端应为电流源,使反馈网络有大的输入电阻。

(2) 若是电流反馈,反馈网络的输入口串联于基本放大电路的输出回路,则反馈网络的输入端应为电压源,使反馈网络有小的输入电阻。

(3) 若是串联反馈,反馈网络的输出口串联于基本放大电路的输入回路,则反馈网络的输出端应为电压源,反馈网络的输出电阻小。

(4) 若是并联反馈,反馈网络的输出端并联于基本放大电路的输入端,则反馈网络的输出端应为电流源,反馈网络的输出电阻大。

下面对四种负反馈电路分别加以讨论。

3.6.2 电压串联负反馈

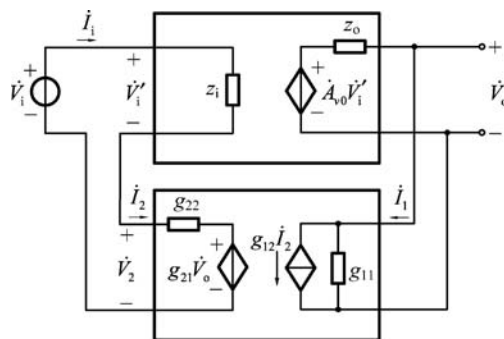
根据反馈网络模型的选择原则,用 g 模型取代电压串联反馈中的反馈网络,可得到图 3.15(a)。考虑到基本放大电路的正向增益远远大于反馈网络的反向增益,所以忽略 $g_{12}\dot{I}_2$,于是得到图 3.15(a)的简化图,如图 3.15(b)所示。

在考虑反馈网络负载作用的情况下,可利用图 3.15(b),计算电压串联负反馈电路的闭环增益。由图可以得到

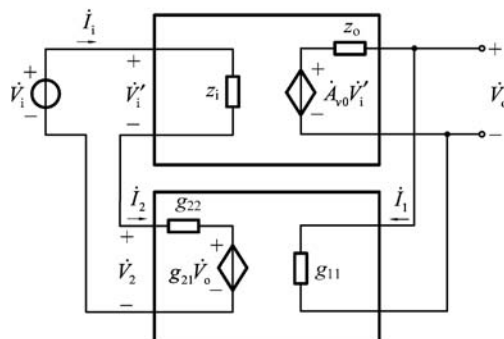
$$\dot{V}'_i = \frac{\dot{V}_i - g_{21}\dot{V}_o}{z_i + g_{22}} z_i$$

和

$$\dot{V}_o = \dot{A}_{v0} \dot{V}'_i \frac{g_{11}^{-1}}{z_o + g_{11}^{-1}}$$



(a) 采样g模型的反馈网络



(b) 简化图

 图 3.15 用 g 模型取代反馈网络的电压串联负反馈电路

联立求解,得电路的闭环增益为

$$\dot{A}'_{vf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\frac{z_i}{z_i + g_{22}} \frac{g_{11}^{-1}}{z_o + g_{11}^{-1}} \dot{A}_{v0}}{1 + \frac{z_i}{z_i + g_{22}} \frac{g_{11}^{-1}}{z_o + g_{11}^{-1}} \dot{A}_{v0} g_{21}}$$

令

$$\dot{A}'_{vv} = \frac{z_i}{z_i + g_{22}} \frac{g_{11}^{-1}}{z_o + g_{11}^{-1}} \dot{A}_{v0} \quad (3.28)$$

则

$$\dot{A}'_{vf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{A}'_{vv}}{1 + \dot{A}'_{vv} g_{21}} \quad (3.29)$$

比较式(3.29)与式(3.4)可知,式(3.28)应为考虑反馈网络负载作用时的基本放大电路的开环电压增益,式(3.29)中的 g_{21} 为反馈系数即表 3-1 中的 F_{vf} 。可以看出,若反馈网络为理想的,即 $g_{22} = 0, g_{11}^{-1} = \infty$,则式(3.29)与 3.4 节所讨论的一致。

可以采用拆环的办法,得到基本放大电路,从而求得开环增益。如何拆环呢? 我们知道,实际的反馈放大电路中的基本放大电路与反馈网络是连在一起的,反馈网络对基本放大电路的输入端和输出端均有影响,这种影响表现为反馈网络对基本放大电路的负载作用。在拆环时,既要去掉反馈,又要考虑反馈网络的负载作用。例如,在图 3.15(a)中,应使受控

源 $g_{21}\dot{V}_o$ 和 $g_{12}\dot{I}_2$ 失去作用,也就是使受控源 $g_{21}\dot{V}_o$ 短路和 $g_{12}\dot{I}_2$ 开路,但保留 g_{11} 和 g_{22} ,也就是说,使 $\dot{V}_o=0$ 和 $\dot{I}_2=0$ 。这与利用式(3.25)求解 g_{11} 和 g_{22} 的条件是一致的,即

$$g_{11} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_1} \Big|_{\dot{I}_2=0} \quad \text{和} \quad g_{22} = \frac{\dot{V}_2}{\dot{I}_2} \Big|_{\dot{V}_o=0}$$

可见,在电压串联负反馈条件下,拆环的依据是 $\dot{V}_o=0$ 和 $\dot{I}_2=0$,也就是说,电压反馈时,使输出电压为零,即输出端短路;串联反馈时,使输入回路电流为零,即输入回路开路,由此拆环得到的放大电路就是基本放大电路。

在图 3.15(a)所示中,利用上述拆环的方法,得到的基本放大电路如图 3.16 所示。

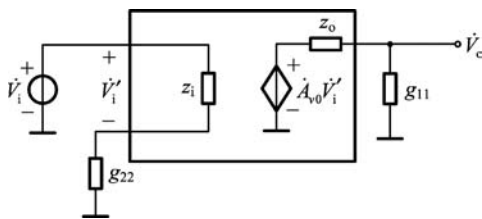


图 3.16 图 3.15(a)的基本放大电路

利用图 3.16 可以很容易地求出基本放大电路的开环增益,见式(3.28)。然后,利用求得的反馈系数,根据式(3.4)便可以求出闭环增益。

3.6.3 电流并联负反馈

根据反馈网络模型的选择原则,用 h 模型取代电流并联反馈中的反馈网络,可得到图 3.17(a)。考虑到基本放大电路的正向增益远远大于反馈网络的反向增益,所以忽略 $h_{12}\dot{V}_2$,于是得到图 3.17(a)的简化图,如图 3.17(b)所示。

利用图 3.17(b),计算电流并联负反馈电路的闭环增益。由图中可以得到

$$\dot{I}'_i = \frac{\dot{I}_i - h_{21}\dot{I}_o}{z_i + h_{22}^{-1}} h_{22}^{-1}$$

和

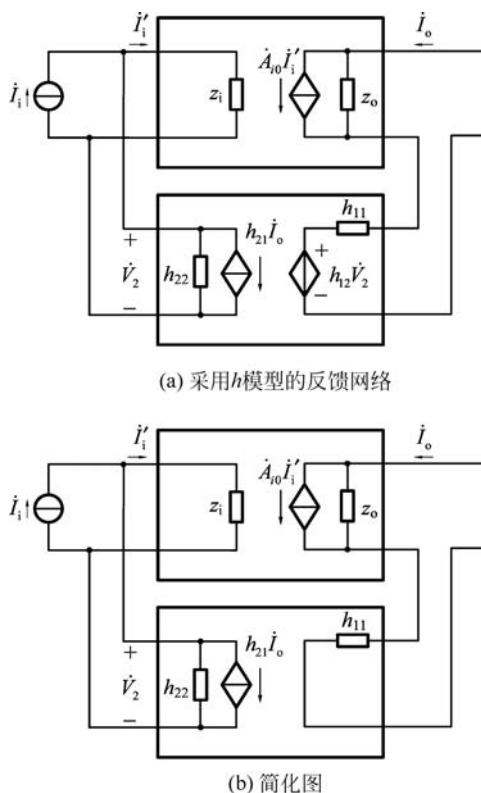
$$\dot{I}_o = \dot{A}_{i0}\dot{I}'_i \frac{z_o}{z_o + h_{11}}$$

联立求解,得电路的闭环增益为

$$\dot{A}'_{iif} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} = \frac{\frac{h_{22}^{-1}}{z_i + h_{22}^{-1}} \frac{z_o}{z_o + h_{11}} \dot{A}_{i0}}{1 + \frac{h_{22}^{-1}}{z_i + h_{22}^{-1}} \frac{z_o}{z_o + h_{11}} \dot{A}_{i0} h_{21}}$$

令

$$\dot{A}'_{ii} = \frac{h_{22}^{-1}}{z_i + h_{22}^{-1}} \frac{z_o}{z_o + h_{11}} \dot{A}_{i0} \quad (3.30)$$


 图 3.17 用 h 模型取代反馈网络的电流并联负反馈电路

则

$$\dot{A}'_{iif} = \frac{\dot{A}'_{ii}}{1 + \dot{A}'_{ii} h_{21}} \quad (3.31)$$

式(3.30)应为考虑反馈网络负载作用时的基本放大电路的开环电流增益,式(3.31)中的 h_{21} 为反馈系数即表 3-1 中的 F_{ii} 。

利用式(3.26)求解 h_{11} 和 h_{22} 的条件由以下两式得到,

$$h_{11} = \left. \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_o} \right|_{\dot{V}_2=0} \quad \text{和} \quad h_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{I}_o=0}$$

即 $\dot{V}_2=0$ 和 $\dot{I}_o=0$ 。可见,在电流并联负反馈条件下,拆环的依据是 $\dot{V}_2=0$ 和 $\dot{I}_o=0$,也就是说,电流反馈时,使输出电流为零,即输出回路开路;并联反馈时,使输入端电压为零,即输入端短路,由此拆环得到的放大电路就是基本放大电路。据此得到的基本放大电路如图 3.18 所示。

同样,我们利用图 3.18 可以求得基本放大电路的开环增益(见式(3.30)),进而利用反馈系数求得闭环增益。

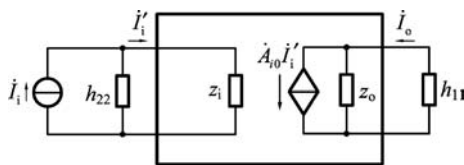
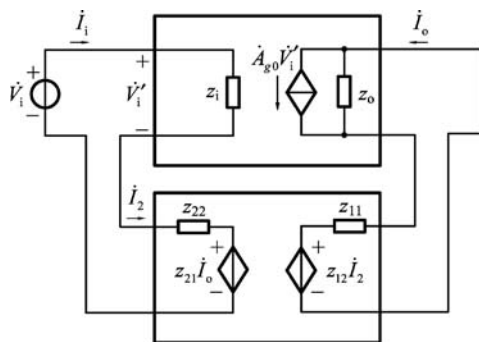


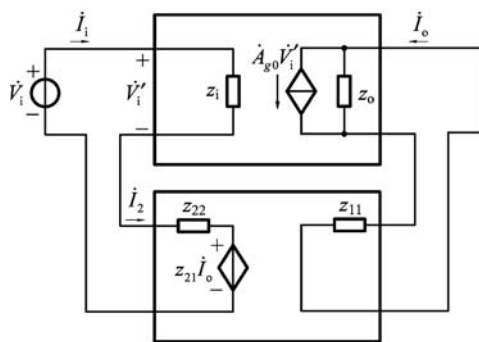
图 3.18 图 3.17(a)的基本放大电路

3.6.4 电流串联负反馈

用 z 模型取代电流串联反馈中的反馈网络,可得到图 3.19(a)。考虑到基本放大电路的正向增益远远大于反馈网络的反向增益,所以忽略 $z_{12}\dot{I}_2$,于是得到图 3.19(a)的简化图,如图 3.19(b)所示。



(a) 采用 z 模型的反馈网络



(b) 简化图

图 3.19 用 z 模型取代反馈网络的电流串联负反馈电路

利用图 3.19(b),计算电流串联负反馈电路的闭环增益。由图中可以得到

$$\dot{V}_i' = \frac{\dot{V}_i - z_{21}\dot{I}_o}{z_i + z_{22}} z_i$$

和

$$\dot{I}_o = \dot{A}_{g0} \dot{V}_i' \frac{z_o}{z_o + z_{11}}$$

联立求解,得电路的闭环增益为

$$\dot{A}_{ivf}' = \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\frac{z_i}{z_i + z_{22}} \frac{z_o}{z_o + z_{11}} \dot{A}_{g0}}{1 + \frac{z_i}{z_i + z_{22}} \frac{z_o}{z_o + z_{11}} \dot{A}_{g0} z_{21}}$$

令

$$\dot{A}'_{iv} = \frac{z_i}{z_i + z_{22}} \frac{z_o}{z_o + z_{11}} \dot{A}_{g0} \quad (3.32)$$

则

$$\dot{A}'_{ivf} = \frac{\dot{A}'_{iv}}{1 + \dot{A}'_{iv} z_{21}} \quad (3.33)$$

式(3.32)应为考虑反馈网络负载作用时的基本放大电路的开环互导增益,式(3.33)中的 z_{21} 为反馈系数即表 3-1 中的 F_{vi} 。

利用式(3.24)求解 z_{11} 和 z_{22} 的条件由以下两式得到

$$z_{11} = \left. \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_o} \right|_{\dot{I}_2=0} \quad \text{和} \quad z_{22} = \left. \frac{\dot{V}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_o=0}$$

即 $\dot{I}_2=0$ 和 $\dot{I}_o=0$ 。可见,在电流串联负反馈条件下,拆环的依据是 $\dot{I}_2=0$ 和 $\dot{I}_o=0$,也就是说,电流反馈时,使输出电流为零,即输出回路开路;串联反馈时,使输入电流为零,即输入回路开路,由此拆环得到的放大电路就是基本放大电路。据此得到的基本放大电路如图 3.20 所示。

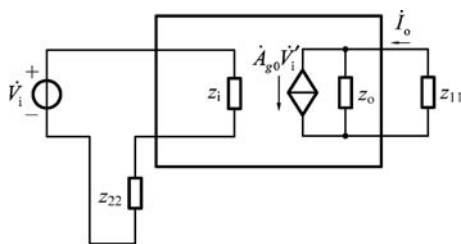


图 3.20 图 3.19(a)的基本放大电路

同样,利用图 3.20 可以求得基本放大电路的开环增益(见式(3.32)),进而利用反馈系数求得闭环增益。

3.6.5 电压并联负反馈

用 y 模型取代电压并联反馈中的反馈网络,可得到图 3.21(a)。考虑到基本放大电路的正向增益远远大于反馈网络的反向增益,所以忽略 $y_{12}\dot{V}_2$,于是得到图 3.21(a)的简化图,如图 3.21(b)所示。

利用图 3.21(b),计算电压并联负反馈电路的闭环增益。由图中可以得到

$$\dot{I}'_i = \frac{\dot{I}_i - y_{21}\dot{V}_o}{z_i + y_{22}^{-1}y_{22}^{-1}}$$

和

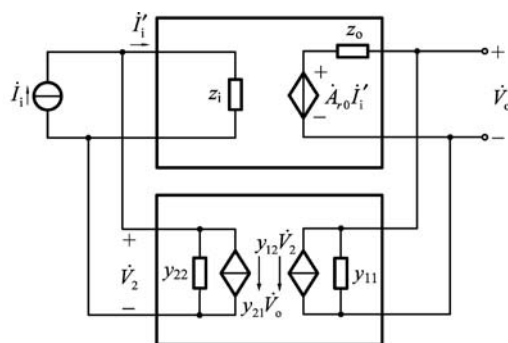
$$\dot{V}_o = \dot{A}_{r0}\dot{I}'_i \frac{y_{11}^{-1}}{z_o + y_{11}^{-1}}$$

联立求解,得电路的闭环增益为

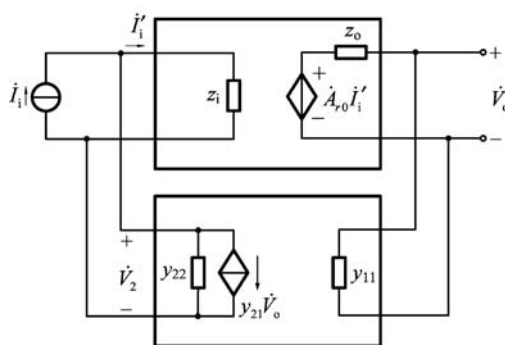
$$\dot{A}'_{vif} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i} = \frac{\frac{y_{11}^{-1}}{z_o + y_{11}^{-1}} \frac{y_{22}^{-1}}{z_i + y_{22}^{-1}} \dot{A}_{r0}}{1 + \frac{y_{11}^{-1}}{z_o + y_{11}^{-1}} \frac{y_{22}^{-1}}{z_i + y_{22}^{-1}} \dot{A}_{r0} y_{21}}$$

令

$$\dot{A}'_{vi} = \frac{y_{11}^{-1}}{z_o + y_{11}^{-1}} \frac{y_{22}^{-1}}{z_i + y_{22}^{-1}} \dot{A}_{r0} \quad (3.34)$$



(a) 采用y模型的反馈网络



(b) 简化图

图 3.21 用 y 模型取代反馈网络的电压并联负反馈电路

则

$$\dot{A}'_{vif} = \frac{\dot{A}'_{vi}}{1 + \dot{A}'_{vi} y_{21}} \quad (3.35)$$

式(3.34)应为考虑反馈网络负载作用时的基本放大电路的开环互阻增益,式(3.35)中的 y_{21} 为反馈系数即表 3-1 中的 F_{iv} 。

利用式(3.27)求解 y_{11} 和 y_{22} 的条件由以下两式得到

$$y_{11} = \left. \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0} \quad \text{和} \quad y_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_o=0}$$

即 $\dot{V}_2=0$ 和 $\dot{V}_o=0$ 。可见,在电压并联负反馈条件下,拆环的依据是 $\dot{V}_2=0$ 和 $\dot{V}_o=0$,也就是说,电压反馈时,使输出端电压为零,即输出端短路;并联反馈时,使输入端电压为零,即输入端短路,由此拆环得到的放大电路就是基本放大电路。据此得到的基本放大电路如图 3.22 所示。

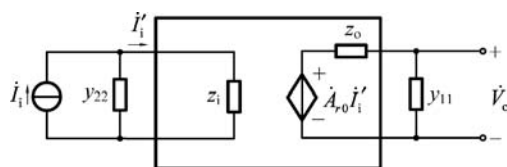


图 3.22 图 3.21(a)的基本放大电路

类似地,利用图 3.22 所示电路,可以求得基本放大电路的开环增益,见式(3.34),进而利用反馈系数求得闭环增益。

以上仅从反馈网络的负载作用、如何拆环、基本放大电路的开环增益以及反馈电路的闭环增益等方面进行了讨论,涉及反馈电路的其他计算内容读者可参考有关资料。

3.7 负反馈放大电路的稳定性

在放大电路中引入负反馈后,可以使电路的性能得到改善,并且反馈深度越深,改善效果越好。然而,对于多级放大电路而言,反馈深度过深,即使放大电路的输入信号为零,输出端也可能会出现具有一定频率和幅值的输出信号,这就是放大电路的自激振荡。自激振荡将使放大电路不能正常工作,从而失去了电路的稳定性。

3.7.1 负反馈放大电路产生自激振荡的条件和原因

根据负反馈放大电路的基本方程式,即式(3.4)可知,当 $1 + \dot{A}\dot{F} = 0$ 时,则有 $\dot{A}_f \rightarrow \infty$ 。这就意味着即使无信号输入,放大器也会有信号输出,也就是放大器自激了。由此得到自激振荡的条件是

$$\dot{A}\dot{F} = -1 \quad (3.36)$$

或者分别写成自激的幅值条件和相位条件

$$|\dot{A}\dot{F}| = 1 \quad (3.37)$$

$$\varphi_A + \varphi_F = \pm(2n+1)\pi \quad n=0,1,2,\dots \quad (3.38)$$

那么,一个负反馈放大电路有没有可能同时满足上述两个条件,而产生自激振荡呢?事实上,我们前面在讨论负反馈时,是在特定的频段(如中频段)下进行的,并且放大器的反馈量与输入量的相位刚好差 180° 。当频率升高或下降时,放大器和反馈网络都会产生附加相移 $\Delta\varphi$,例如在低频段,由于耦合电容和旁路电容的作用,将产生超前相移;在高频段,由于极间电容和负载电容的作用,将产生滞后相移,从而导致反馈量与输入量相差不再是 180° 。若在某一频率 f_0 处, $\Delta\varphi$ 满足式(3.38),则放大器的反馈量与输入量同相,使之变为正反馈,与此同时,若再满足式(3.37),则放大器就成为自激振荡器了,导致其不能稳定工作。放大器级数越多,附加相移越大,越易产生自激。

可见,在深度负反馈条件下,必须采取措施破坏自激条件,才能使放大器稳定地工作。

3.7.2 反馈放大器的稳定判据

如何判断一个反馈系统是否稳定呢?下面介绍反馈系统的稳定判断方法——频率判据法。它是根据式(3.36),用反馈放大器频率特性图来判断放大器是否自激的方法。

根据式(3.36),当相位条件满足之后,一般情况下,只要 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$ 放大器就将产生自激振荡,其输出信号的幅度逐渐增大,直至进入电路的非线性工作区域,限制了输出幅度,从而形成等幅振荡。为了判断一个反馈放大器是否稳定,只需研究环路增益 $\dot{A}\dot{F}$ 的幅频特性和相频特性图。

这里引入两个频率,一是环路增益 $|\dot{A}\dot{F}| = 1$,即 $20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0$ 处对应的增益交界频率

f_c ; 二是 $\dot{A}\dot{F}$ 的相角 $\varphi=180^\circ$ 处对应的相位交界频率 f_π , 据此来判断放大器的稳定性。

当 $f=f_\pi$ 时, 若 $20\lg|\dot{A}\dot{F}|>0$, 则电路产生自激振荡。或者, 当 $f=f_c$ 时, 若 $|\varphi_{f_c}|>180^\circ$, 则电路产生自激振荡。也可以说在环路增益的幅频特性和相频特性中, 若 $f_c\geq f_\pi$, 则该电路自激; 反之, 若 $f_c<f_\pi$, 则电路不自激, 如图 3.23 所示。

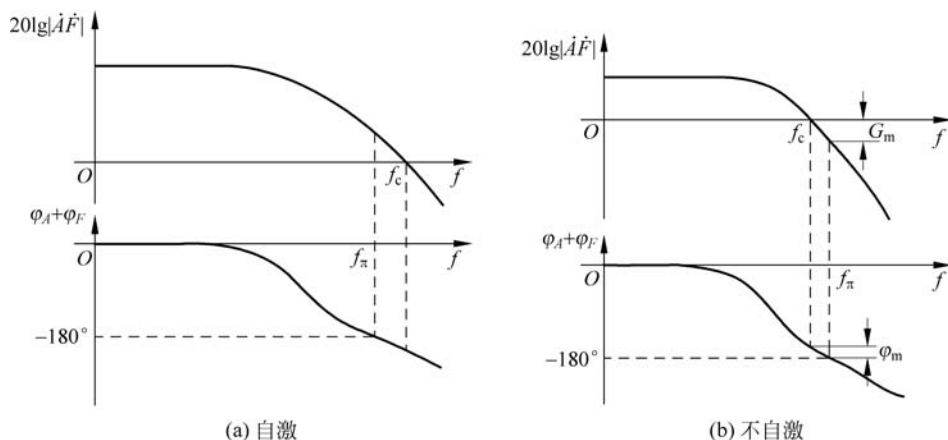


图 3.23 环路增益的幅频特性和相频特性

当反馈网络仅由电阻组成时, 可以直接利用开环增益的幅频特性和相频特性来分析闭环增益的稳定性。其方法是: 在开环增益的幅频特性上作一条 $20\lg(1/F)$ 的水平线, 与开环增益幅频特性相交, 其交点 M 满足 $|AF|=1$, 它所对应的频率即为 f_c 。若这时对应的相频特性 $|\varphi(f_c)|<180^\circ$, 则放大器不自激; 若 $|\varphi(f_c)|\geq 180^\circ$, 则放大器自激, 如图 3.24 所示。

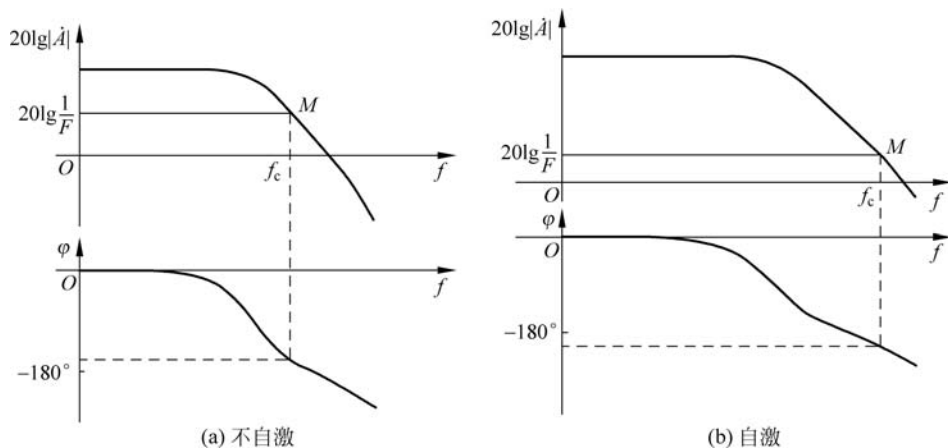


图 3.24 用开环增益的幅频特性和相频特性分析闭环增益的稳定性

3.7.3 负反馈放大电路的稳定裕度

为了保证负反馈放大电路能够稳定工作, 不仅要求它不进入自激状态, 而且要求它远离自激状态, 以保证当环境温度、电路参数及电源电压等因素发生变化时, 仍能稳定工作。也就是说, 要求放大电路具有一定的稳定裕度。为此, 我们引入两个衡量稳定性能好坏的指标。

1. 相位裕度 φ_m

当 $f=f_c$ 时, 应有 $|\varphi_{f_c}| < 180^\circ$, 反馈放大器才是稳定的。通常用相位裕度 φ_m 来表示稳定的程度。它定义为

$$\varphi_m = 180^\circ - |\varphi_{f_c}| \quad (3.39)$$

对于稳定的反馈放大器, 应有 $|\varphi_{f_c}| < 180^\circ$, 故 $\varphi_m > 0^\circ$ 。

φ_m 越大表示电路越稳定, 通常要求 $\varphi_m \geq 45^\circ$, 电路才具有足够的相位稳定裕度。

2. 增益裕度 G_m

当 $f=f_\pi$ 时, 要求 $20\lg|\dot{A}\dot{F}| < 0$, 反馈放大器才是稳定的。增益裕度 G_m 用来表示稳定的程度, 它定义为

$$G_m = 20\lg|\dot{A}\dot{F}| \Big|_{f=f_\pi} \quad (3.40)$$

G_m 为负值。 G_m 越小越稳定, 通常要求 $G_m \leq -10\text{dB}$, 电路才具有足够的幅值稳定裕度。

【例 3.8】 设某三级放大器的中频开环增益 $A_m = 10^4$, 各级的上限频率分别为 $f_{H1} = 10^4\text{Hz}$, $f_{H2} = 10^5\text{Hz}$ 和 $f_{H3} = 10^6\text{Hz}$ 。现对该放大器引入整体负反馈, 构成三级负反馈放大器。设反馈系数 $F = 1/10$, 且反馈网络没有相移。试判断该负反馈放大器能否稳定工作。若反馈系数为 $1/100$ 或 $1/1000$, 稳定情况又如何?

解 根据题意, 该放大器的开环增益为

$$\dot{A} = \frac{A_m}{\left(1 + j\frac{f}{f_{H1}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{H2}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{H3}}\right)} = \frac{10^4}{\left(1 + j\frac{f}{10^4}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^5}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^6}\right)}$$

其 Bode 图如图 3.25 所示。

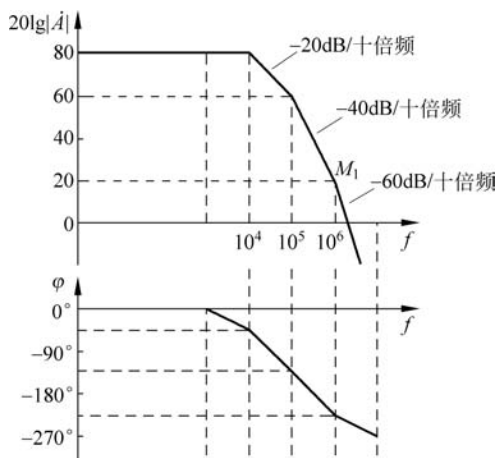


图 3.25 例 3.8 放大器的 Bode 图

在图 3.25 中作水平直线 $20\lg(1/F) = 20\text{dB}$, 与幅频特性曲线的交点为 M_1 , 所对应的频率为 $f_{c1} = 10^6\text{Hz}$, 对应的相频特性 $|\varphi(f_{c1})| = 225^\circ > 180^\circ$, 因此, 反馈系数为 $1/10$ 时, 负反馈放大器是不稳定的。

同理, $F = 1/100$ 时, 负反馈放大器也是不稳定的。

当 $F = 1/1000$ 时, 对应的 $|\varphi(f_{c3})| = 135^\circ < 180^\circ$, 且有 45° 的相位裕度, 故此时的负反馈放大器能稳定工作。

由此可见,当 $F \leq 1/1000$ 时,则 $A \geq 60\text{dB}$,该放大器有大于或等于 45° 的相位裕度,故能稳定工作;反之,当 $F > 1/1000$ 时, $A < 60\text{dB}$,放大器则不能稳定工作。因此,放大器的反馈越强,其工作的稳定性越不易保证。还可以看出, F 值减小将导致反馈深度减小,负反馈对放大器性能的改善就不显著了。

3.7.4 负反馈放大电路自激振荡的消除方法

为了保证负反馈放大电路的稳定工作,必须设法破坏自激条件。根据式(3.37)和式(3.38)可知,若在相位条件满足,即为正反馈时,破坏振幅条件,使反馈量幅值不满足原输入量;或者在振幅条件满足,反馈量足够大时,破坏相位条件,使反馈无法构成正反馈。据此,消除自激振荡常用的方法有以下几种。

1. 减小反馈环内放大电路的级数

耦合电容和旁路电容以及极间电容和负载电容等所引起的附加相移,随着放大电路级数的增多而增大,这样,负反馈就越容易过渡成正反馈。一般来说,因为两级以下负反馈放大电路的附加相移的极限值为 $\pm 180^\circ$,故其产生自激的可能性较小。即便达到此极限值,相应的放大倍数已趋于零,振幅条件不满足。可见,实际使用的负反馈放大电路的级数一般不超过两级,最多三级。

2. 减小反馈深度

当负反馈放大电路的附加相移满足自激振荡的相位条件时,防止自激的方法是使电路不满足振幅条件,即限制反馈深度,使环路增益不大于或等于 1。当然,这就要求中频时的反馈深度不能太大,所以,这种方法将影响放大电路性能的改善。

3. 在放大电路的适当位置加补偿电路

为了消除自激振荡,又不使放大电路的性能改善受到影响,可在负反馈放大电路中接入由 C 或 RC 构成的校正补偿电路,以此来破坏电路的自激条件,从而保证电路的稳定工作。

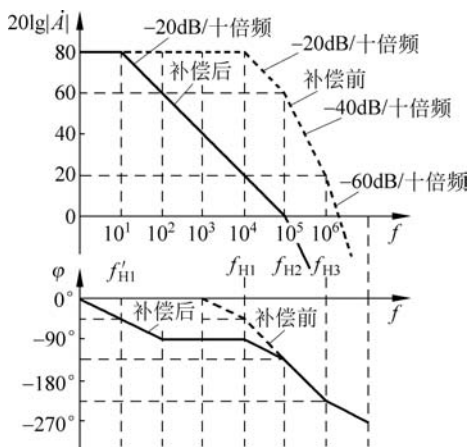


图 3.26 采用电容滞后补偿前后的频率特性

1) 滞后补偿

在放大电路中插入元件,使环路增益的附加相移增大的相位补偿,称为滞后补偿。常见的滞后补偿有电容滞后补偿、 RC 滞后补偿和密勒效应补偿。

(1) 电容滞后补偿

下面通过一个实例,来说明电容滞后补偿的原理。为简单起见,设反馈网络没有相移。

设某负反馈放大电路的频率特性如图 3.26 所示。首先我们在电路中找到产生 10^4Hz 的那一级电路,然后对地并联一个电容,如图 3.27(a)所示,其等效电路如图 3.27(b)所示。

图中 R_{o1} 为前级 A_1 的输出电阻, R_{i2} 和 C_{i2} 分别为后级 A_2 的输入电阻和输入电容。据此,加补偿电容前的上限频率为

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} // R_{i2})C_{i2}}$$

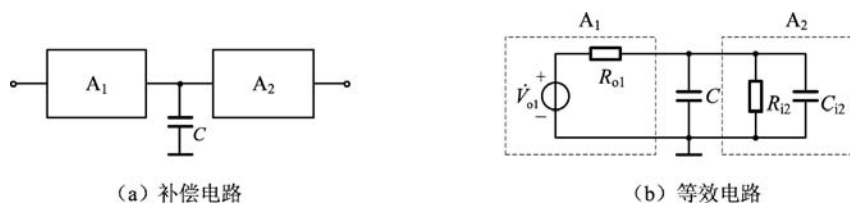


图 3.27 电容滞后补偿电路

加补偿电容后的上限频率为

$$f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} // R_{i2})(C_{i2} + C)}$$

表明我们可选择适当的补偿电容 C , 加长幅频特性中 $(-20\text{dB}/十倍频)$ 段, 使之与原来的 f_{H2} 相交于 0dB 处, 如图 3.26 实线所示。这样, 即使在 $F=1$ 全反馈的情况下, 仍具有 45° 的相位裕度, 放大器一定不会产生自激振荡。

(2) RC 滞后补偿

从图 3.26 中可以看出, 电容滞后补偿是以牺牲带宽为代价, 来换取电路工作的稳定。下面将介绍的 RC 滞后补偿方法, 既可以消除自激, 又可以减少对带宽的损失。具体方法是, 在电容滞后补偿 C 上串入一个电阻 R , 并且满足 $R \ll (R_{o1} // R_{i2})$ 和 $C \gg C_{i2}$, 电路的等效电路和简化等效电路如图 3.28 所示。

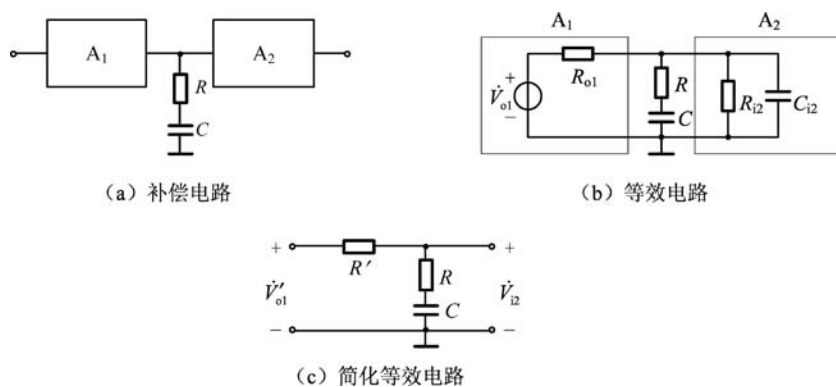


图 3.28 RC 滞后补偿电路

图中, $\dot{V}'_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \dot{V}_{o1}$, $R' = R_{o1} // R_{i2}$ 。根据图 3.28(c), 可得该级的增益为

$$\dot{A}'_{v1} = \frac{\dot{V}_{i2}}{\dot{V}'_{o1}} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R' + R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega RC}{1 + j\omega(R + R')C} = \frac{1 + j \frac{f}{f'_{H2}}}{1 + j \frac{f}{f'_{H1}}}$$

式中 $f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R + R')C}$ 和 $f'_{H2} = \frac{1}{2\pi RC}$ 。

设补偿前放大电路的增益为

$$\dot{A} = \frac{\dot{A}_m}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

取 RC 的值使 $f'_{H2} = f_{H2}$, 则补偿后放大电路的增益为

$$\dot{A} = \frac{\dot{A}_m \left(1 + j \frac{f}{f'_{H2}}\right)}{\left(1 + j \frac{f}{f'_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)} = \frac{\dot{A}_m}{\left(1 + j \frac{f}{f'_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

表明补偿后放大电路的幅频特性中只有两个拐点, 所以电路不可能自激。

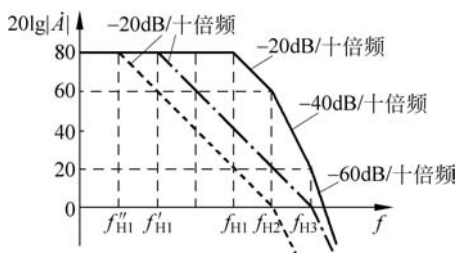


图 3.29 两种滞后补偿方法的比较

采用以上两种滞后补偿方法, 放大电路幅频特性比较, 如图 3.29 所示。

图中, 右边实线为未加补偿的幅频特性, 左边虚线为加电容补偿后的幅频特性, 中间点画线为加 RC 补偿后的幅频特性, 可以看出, RC 补偿比电容补偿的带宽要宽些。

(3) 密勒效应补偿

利用密勒效应, 可以减小补偿电容的容量, 如图 3.30 所示。图中跨接在 A_2 输入输出端的电容 C 等效到 A_2 的输入端为 C' , 其容量 $C' = (1 + |A_2|)C$ 。

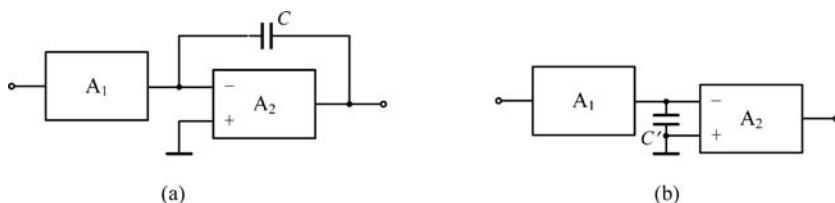


图 3.30 密勒效应补偿电路

由于集成电路工艺不宜制作大容量电容, 而密勒效应补偿又可使小容量电容作为大容量电容来使用, 所以, 密勒效应补偿在集成电路中有着广泛的应用, 这一点可参见第 12 章的有关内容。

2) 超前补偿

在放大电路中插入元件, 使环路增益的附加相移减小, 从而使得 0dB 点的相位不满足 -180° 的条件, 这种补偿方法称为超前补偿。图 3.31 给出了超前补偿的一种电路, 其中超前补偿电容 C 并联在反馈电阻 R_2 两端。

不接电容 C 时的反馈系数为

$$\dot{F}_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

加入补偿电容 C 后的反馈系数为

$$\dot{F} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega R_p C} = \dot{F}_0 \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}}$$

式中 $R_p = R_1 // R_2$, $f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$ 和 $f_2 = \frac{1}{2\pi R_p C}$ 。由于 $f_1 < f_2$, 所以补偿后的反馈系数具

有超前相移,从而使环路增益总相移超前一个角度,破坏了自激条件,保证了反馈放大电路的稳定工作。

图 3.32 给出了超前补偿的频率特性,图中,未补偿前,0dB 点对应的相移为 -180° ,处于临界稳定状态。补偿后,在 0dB 点附近,通过选择合适的 f_1 和 f_2 ,改变 0dB 点对应的相移值,使其相移为 -135° ,这样,放大器具有了 45° 的相位裕度,工作也就稳定了。

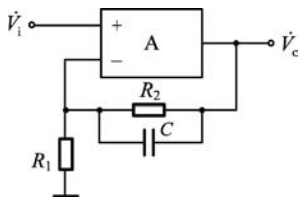


图 3.31 超前补偿电路

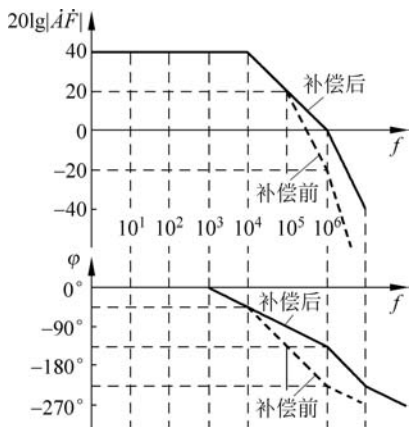


图 3.32 超前补偿频率特性

以上介绍了滞后补偿和超前补偿的基本原理,在实际应用中,我们可以通过计算机辅助分析或实验,来调整电容的实际数值,以便获得理想的补偿效果。

本章知识结构图和小结

知识结构图



小结

1. 任何一种实用放大电路都存在反馈技术的应用,在电路中通过引入不同形式的反馈,来改善其各方面的性能。

2. 根据反馈量的极性,可分为正反馈和负反馈;根据反馈量本身的交、直流性质,可分为直流反馈和交流反馈;根据反馈量在电路输出端采样方式的不同,可分为电压反馈和电流反馈;根据反馈量与输入量在电路输入回路中连接形式的不同,可分为串联反馈和并联反馈。

注意反馈的判断方法。

3. 对负反馈来说,共有四种组态,即电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈和电流并联负反馈。

4. 负反馈放大电路的基本方程为

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$$

其中 $\dot{A}\dot{F}$ 称为环路增益,表示在反馈放大电路中,信号沿着基本放大电路和反馈网络组成的环路传递一周以后所得到的放大倍数。

5. $1 + \dot{A}\dot{F}$ 称为反馈深度,是描述反馈量大小的物理量。

在负反馈情况下,若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$,则称为深度负反馈。此时,有

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \approx \frac{1}{\dot{F}}$$

当电路引入深度串联负反馈时,有

$$\dot{V}_i \approx \dot{V}_f$$

即忽略净输入电压 $\dot{V}_i'$ 。当电路引入深度并联负反馈时,有

$$\dot{I}_i \approx \dot{I}_f$$

即忽略净输入电流 $\dot{I}_i'$ 。

6. 电路引入负反馈后牺牲了电路增益,但换得对放大电路性能多方面的改善:提高增益的稳定性,展宽频带,中频增益与通频带的乘积(称为增益带宽积)是一个常量,减小非线性失真。

串联负反馈使输入电阻增大;并联负反馈使输入电阻减小。电压负反馈减小输出电阻;电流负反馈增大输出电阻。

在实用电路中,应根据需要引入合适组态的负反馈。

7. 在环路增益的幅频特性和相频特性中,若 $f_c \geq f_\pi$,则该电路自激;反之,若 $f_c < f_\pi$,则电路不自激。为使电路具有足够的稳定性,通常要求 $G_m \leq -10\text{dB}$ 、 $\varphi_m \geq 45^\circ$ 。

注意消除自激振荡的常用方法。

习题

分析题

3.1 判断图 3.33 所示各放大电路的反馈组态。图中 A_1 、 A_2 代表一种高增益差分放大电路,设图中电容对交流信号可视为短路。

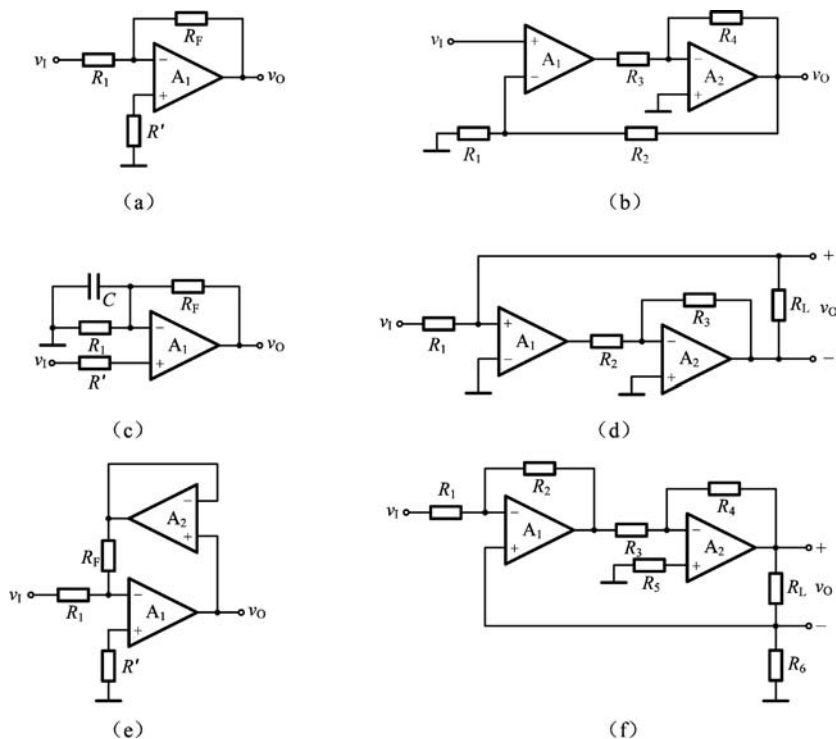


图 3.33 题 3.1 的图

3.2 在深度负反馈条件下,估算图 3.33(a)、图 3.33(d)、图 3.33(e)和图 3.33(f)所示电路的电压放大倍数。

3.3 已知一个电压串联负反馈放大电路的电压放大倍数 $A_{vf}=20$,其基本放大电路的电压放大倍数 A_v 的相对变化率为 10%, A_{vf} 的相对变化率小于 0.1%,试问 F 和 A_v 各为多少?

3.4 根据下列电路要求,选择合适的交流负反馈组态。

- (1) 欲实现电流-电压的转换,应在放大电路中引入_____;
- (2) 欲实现电压-电流的转换,应在放大电路中引入_____;
- (3) 欲减小电路从信号源索取的电流,同时,增大电路带负载的能力,应在放大电路中引入_____;
- (4) 欲从信号源获得更大的电流,并稳定输出电流,应在放大电路中引入_____。

3.5 在图 3.33(a)、图 3.33(d)、图 3.33(e)和图 3.33(f)所示各电路中,哪些电路能稳定输出电压? 哪些电路能稳定输出电流? 哪些电路能提高输入电阻? 哪些电路能降低输出电阻?

3.6 根据下列电路要求,选择直流负反馈或交流负反馈。

- (1) 为了稳定电路的静态工作点,应引入_____;
- (2) 为了稳定电路的放大倍数,应引入_____;
- (3) 为了改变电路的输入电阻和输出电阻,应引入_____;
- (4) 为了抑制温漂,应引入_____;
- (5) 为了展宽频带,应引入_____。

3.7 以高增益差分放大电路作为放大电路,引入合适的负反馈,分别达到下列目的,试

画出电路图。

- (1) 实现电流-电压转换电路;
- (2) 实现电压-电流转换电路;
- (3) 实现输入电阻高、输出电压稳定的电压放大电路;
- (4) 实现输入电阻低、输出电流稳定的电流放大电路。

3.8 已知差分放大电路的开环差模增益 $A_{od}=2\times 10^5$, 差模输入电阻 $r_{id}=2\text{M}\Omega$, 输出电阻 $r_o=200\Omega$ 。试分别求解图 3.34 所示各电路的 A 、 F 、 A_f 、 R_{if} 和 R_{of} 。

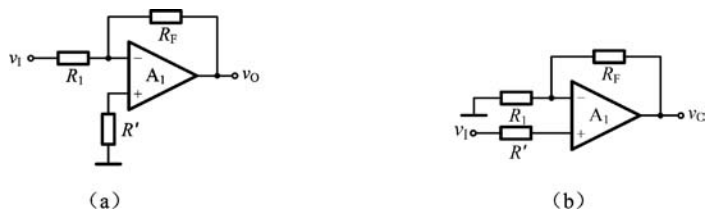


图 3.34 题 3.8 的图

3.9 电路如图 3.35 所示。判断电路的反馈类型,并在深度负反馈条件下,计算电路的源电压增益。

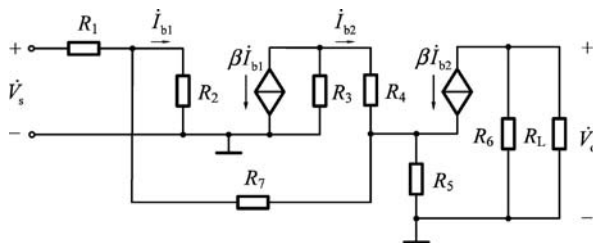


图 3.35 题 3.9 图

3.10 一个三级反馈放大器的总增益为

$$\dot{A}_v = \frac{100}{\left(1 + j \frac{f}{10^5}\right)^3}$$

在 $f=0.2$ 和 $f=0.02$ 两种情况下,确定放大器的稳定性。

设计题

3.1 高增益差分放大电路的开环增益为 10^5 , 开环带宽为 5Hz。设计一个两级同相放大电路,使其最小总增益为 800,最小带宽为 10kHz。

3.2 麦克风等效于一个电压源和一个输出电阻的串联,其中电压源的峰值电压为 2.5mV,频率为 10Hz~15kHz,输出电阻为 10k Ω 。要求选用开环增益为 5×10^4 ,开环带宽为 10Hz,输入电阻为无穷大的高增益差分放大电路,设计一个麦克风前置放大器,并能产生峰值为 1V 的输出电压。