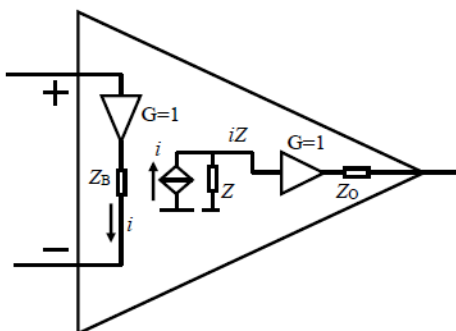


## 多种多样的运算放大器

### 1. 电流反馈型运算放大器(CFA)

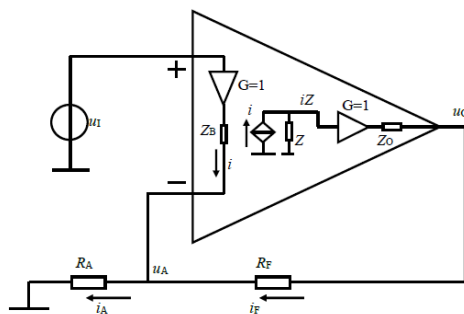
CFA 仍然是运放的一种，但是其内部结构不同于电压反馈型(VFA)，导致其外部特性有所不同。但是 CFA 和 VFA 组成的放大电路从外表来看没有什么区别。但是，处于谨慎，还是需要进行一定的分析。

如图是 CFA 的内部结构。CFA 通过很小的阻抗  $Z_B$  将入端压差转变为入端电流，然后用此电流作为控制源。通过内部的很大的阻抗  $Z$ ，形成电压。



可以看出 CFA 和 VFA 最大的区别在于负输入端，CFA 的负输入端是低阻的。

以下是一个 CFA 的同相放大器的应用案例。



具体的分析过程如下：

$$i = \frac{u_I - u_A}{Z_B}$$

$$i_F = \frac{u_O - u_A}{R_F}$$

$$i_A = \frac{u_A}{R_A}$$

$$i_A = i + i_F$$

$$u_O = iZ$$

经过代入、整理可得：

$$\frac{u_O}{u_I} = \frac{\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F}}{\frac{1}{R_F} + \frac{Z_B}{Z} \times (\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F} + \frac{1}{Z_B})} \approx \frac{R_A + R_F}{R_A}$$

同理可以推出反相输入放大器电压增益是

$$\frac{u_O}{u_I} \approx -\frac{R_F}{R_A}$$

在不考虑频率特性的情况下，CFA 和 VFA 表现出的电压反馈放大器性能类似。但是，当考虑频率特性时，电流反馈放大器就表现出优异的性能。

CFA 内部影响频率特性的主要因素是 Z，极大的 Z 必然存在并联的杂散电容 C，因此

$$\dot{Z} = R // \frac{1}{j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

将 Z 代入上文中推导过程。

$$\begin{aligned} \dot{A}(\omega) &= \frac{\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F}}{\frac{1}{R_F} + \frac{Z_B}{Z} \times (\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F} + \frac{1}{Z_B})} = \frac{\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F}}{\frac{1}{R_F} + \frac{Z_B}{R} \times (\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F} + \frac{1}{Z_B}) \times (1 + j\omega RC)} \\ &= \frac{R_F + R_A}{R_A} \times \frac{1}{1 + \frac{R_F + Z_B(1 + \frac{R_F}{R_A})}{R}} \times \frac{1}{1 + j\omega C \frac{R_F + R_B(1 + \frac{R_F}{R_A})}{R_F + R_B(1 + \frac{R_F}{R_A}) + 1 + \frac{R_F}{R_A}}} \end{aligned}$$

设  $R_{new} = R_F + Z_B(1 + \frac{R_F}{R_A})$ ，将其代入后可以得到：

$$\dot{A}(\omega) = \frac{R_F + R_A}{R_A} \times \frac{1}{1 + \frac{R_{new}}{R}} \times \frac{1}{1 + j\omega C \frac{R_{new}}{1 + \frac{R_{new}}{R}}}$$

其中令低频基础增益为  $G_N = \frac{R_F + R_A}{R_A}$ ，增益系数为  $m = \frac{R}{R + R_{new}}$

$$\dot{A}(\omega) = G_N \times m \times \frac{1}{1 + j\omega C(R // R_{new})}$$

可以看到，电流反馈放大器组成的同相放大电路。上限截止频率为

$$f_H = \frac{1}{2\pi C(R // R_{new})}$$

当  $R_{new}$  增大时，同相比值器的上限截止频率下降，增益系数下降。因此， $R_{new}$  越小越好，但是无限制的减小，会导致输出端负载加重，反而会降低带宽性能。可以借鉴厂家的数据手册。

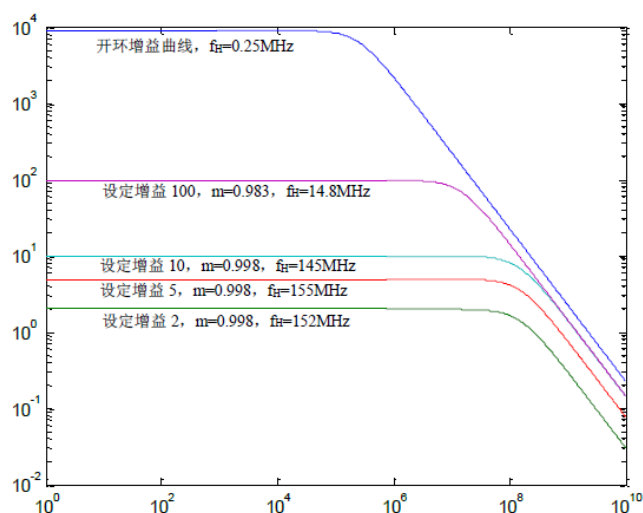
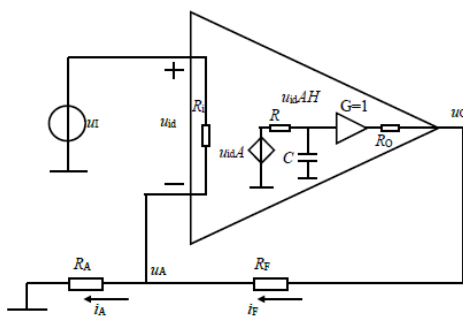


图 3-2C 某假想 CFA 构成同相比例器形成的闭环幅频特性曲线

与 VFA 相比，CFA 在电压增益变大时，带宽减小并不明显，甚至有可能出现高增益的带宽大于低增益带宽的情况。



VFA 的具体推导过程如下

$$\begin{aligned}\dot{A}(\omega) &= \frac{A \times \dot{H}}{1 + A \times \dot{H} \times F} \\ \dot{H} &= \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}} \\ \dot{A}(\omega) &= \frac{A \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}}}{1 + A \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}} \times F} = \frac{A}{AF + (1 + j\frac{\omega}{\omega_n})} = \frac{A}{1 + AF} \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{(1 + AF)\omega_n}}\end{aligned}$$

下图是 VFA 组成的同相放大器的闭环幅频特性。可以看到随着闭环增益的提高，其带宽在成比例的下降。

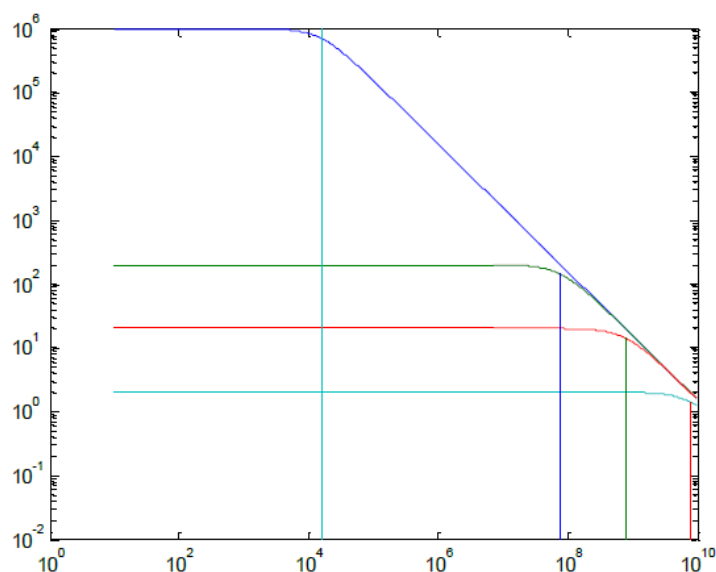


图 3-2E 电压反馈型运算放大器组成的同相放大器的闭环幅频特性

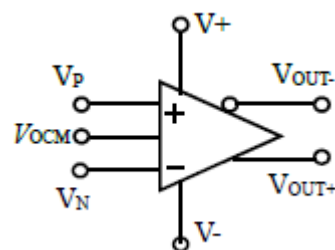
CFA 和 VFA 相比的主要应用区别在于：

1. CFA 具有更高的压摆率。这能大幅度提高满功率带宽。
2. CFA 不具有增益带宽积固定的限制。因此 CFA 更适合实现单级较高增益的放大电路。
3. CFA 一般具有较低的噪声、较高的失调电压和偏置电流。
4. 当 CFA 作为电压跟随器时，必须用电阻串联到反馈电路中。多数期间在 Datasheet 中都有所说明。

即 CFA 普遍用于高速、需要较高压摆率、单级电压增益较大的场合。

## 2. 全差分运算放大器

和标准运放一样，全差分运算放大器也需要外部电阻才能形成负反馈，从而实现放大功能。如右图所示是一款全差分运算放大器。它具有两个输入端和两个输出端，以及一个控制输出共模的输入端  $V_{OCM}$ ，以及两个电源端。



全差分运放具有特殊的内部结构决定了它在正常工作时具有如下特性：

1. 两个输出端的平均值始终等于  $V_{OCM}$ 。
2. 全差分放大器对两个输入端之间的差值实现高增益放大，但是放大后的结果将表现在两个输出端的差值上。也就是  $V_P$  和  $V_N$  虚短。

3. 两个输入端的电流始终为 0。

即具有如下特性：

$$V_{OCM} = \frac{V_{OUT-} + V_{OUT+}}{2}$$

$$V_{OUT+} - V_{OUT-} = A(V_P - V_N)$$

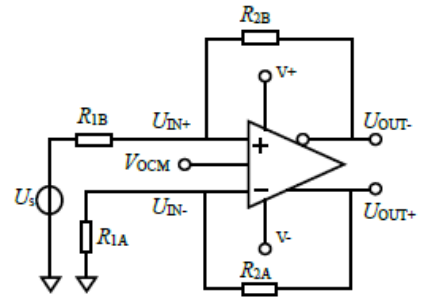
全差分运算放大器具有如下优点：

1. 可以实现差分信号传输，进而抵抗外部共模干扰。
2. 在相同电源电压下，能够提供两倍的信号动态范围。
3. 能够有效降低信号传递中的偶次谐波，减小失真。

如下是几种常见的电流分析。

#### 1. 单端输入转差分输出

如果 ADC 是差分输入型，而原始信号是单端输出的，那么多数情况下需要用到单端转差分电路。右图是一个标准的单端转差分放大电路。



具体的推导过程如下：

$$U_{IN-} = U_{IN+}$$

$$V_{OCM} = \frac{U_{OUT-} + U_{OUT+}}{2}$$

$$I_- = \frac{U_{IN-}}{R_{1A}} = \frac{U_{OUT+}}{R_{1A} + R_{2A}}$$

$$I_+ = \frac{U_S - U_{IN+}}{R_{1B}} = \frac{U_{IN+} - U_{OUT-}}{R_{2B}}$$

为了推导过程的简洁，设

$$A = \frac{R_{2A}}{R_{1A}}, \quad B = \frac{R_{2B}}{R_{1B}}$$

可得：

$$U_{IN-} = U_{IN+} = \frac{2}{2+A+B}V_{OCM} + \frac{B}{2+A+B}U_S$$

$$U_{OUT+} = (1+A)U_{IN-} = \frac{2(1+A)}{2+A+B}V_{OCM} + \frac{B(1+A)}{2+A+B}U_S$$

$$U_{OUT-} = 2V_{OCM} - U_{OUT+} = \frac{2(1+B)}{2+A+B}V_{OCM} - \frac{B(1+A)}{2+A+B}U_S$$

通常为了让电路更加对称,会使, $R_{1A} = R_{1B} = R_1, R_{2A} = R_{2B} = R_2, K=A=B$ 。

因此有如下结果:

$$U_{IN-} = U_{IN+} = \frac{1}{1+K}V_{OCM} + \frac{K}{2+2K}U_S$$

$$U_{OUT+} = V_{OCM} + \frac{K}{2}U_S$$

$$U_{OUT-} = V_{OCM} - \frac{K}{2}U_S$$

需要注意的是,这个电路的输入电阻并不是 $R_1$ ,而是

$$R_{is} = \frac{R_1}{1 - \frac{0.5K}{1+K}}$$

推导过程如下。 $V_{OCM}$ 很小,可以忽略,因此可得:

$$I_S = \frac{U_S - U_{IN+}}{R_1} = U_S \frac{R_1}{1 - \frac{0.5K}{1+K}}$$

## 2. 含阻抗匹配的单端输入转差分输出

高频放大电路中,特别讲究阻抗匹配。阻抗匹配要求信号路径上不发生电阻突变和电阻不等。一般传输线的等效阻抗为 $50\Omega$ 或者 $75\Omega$ ,因此通常会选用 $50\Omega$ 。

以下是一个例子。

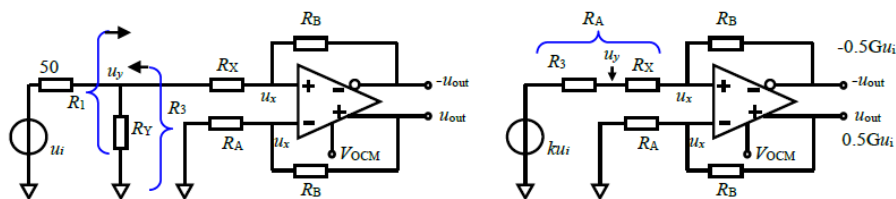


图 3-5 高频时单端输入转差分输出 (左图实际电路, 右图等效电路)

这个电路需要保证：

- 1) 信号源具有  $50\Omega$  的输出阻抗
- 2) 上下两条支路必须对称。

当总增益为  $G$  时可以得到  $R_A$ 、 $R_B$ 、 $R_X$ 、 $R_Y$ 。通常会选用估算的方法设计上述四个电阻。

通过电路知识，可以将并联电路转化为串联电路。其中

$$k = \frac{R_Y}{50 + R_Y}$$

通过虚短可知：

$$u_x = \frac{R_A}{R_A + R_B} \times 0.5Gu_i$$
$$\frac{ku_i - u_x}{R_A} = \frac{u_x + 0.5Gu_i}{R_B}$$

可推出

$$k = \frac{R_A}{R_B} G$$

又，根据输入阻抗的定义， $u_y$  的信号应为  $0.5u_i$ 。

$$\frac{ku_i - 0.5u_i}{R_3} = \frac{0.5u_i - u_x}{R_x}$$

整理可得

$$kR_A - 50k^2 - 0.5R_A = -25kG \frac{R_A}{R_A + R_B}$$
$$R_A^2 G \left(1 - \frac{50G}{R_B}\right) + R_A \left(G \left(1 - \frac{25G}{R_B}\right) - 0.5\right) - 0.5R_B = 0$$

通过公式法可以解出，从而得到  $R_A$  和  $R_B$  的关系。

$$R_A = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

然后可以推出所有的电阻的大小。

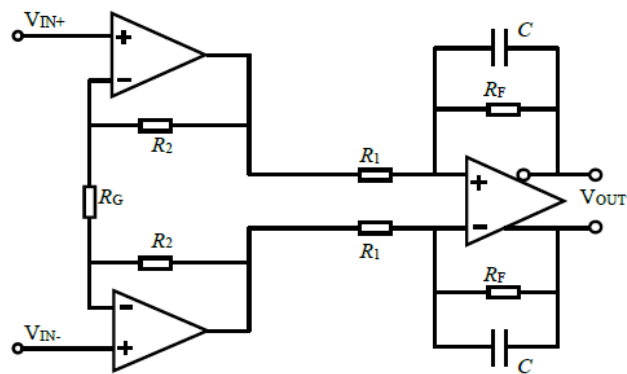
$$R_Y = \frac{50k}{1 - k}$$

$$R_X = R_A - 50k$$

### 3. 全差分仪表放大器

全差分仪表放大器和传统放大器唯一的区别就在于，前者的输出是差分的，而后者是单端输出。

下图是一个案例。



$$A_u = \frac{V_{OUT}}{V_{IN+} - V_{IN-}} = \frac{2R_2 + R_G}{R_G} \times \frac{R_F}{R_1}$$

电容用于实现一阶低通滤波。

令第一级的输出信号分别为  $V_{O+}$  和  $V_{O-}$ 。

由虚短虚断可知：

$$I = \frac{V_{O+} - V_{IN+}}{R_2} = \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{R_G} = \frac{V_{IN-} - V_{O-}}{R_2}$$

$$V_{OUT} = \frac{R_F}{R_1} (V_{O+} - V_{O-})$$

从而能够推出

$$A_u = \frac{V_{OUT}}{V_{IN+} - V_{IN-}} = \frac{2R_2 + R_G}{R_G} \times \frac{R_F}{R_1}$$