

全新的虚短虚断概念与两类集成运放之导出

周 红, 严 宇, 陶德元, 黄本淑
(四川大学锦城学院电子信息学院, 成都 611731)

摘 要: 自有集成运放以来,虚短虚断、两类集成运放就应运而生,但它与典型的单级电流串联负反馈、电压并联负反馈;两级电压串联负反馈、电流并联负反馈有什么必然联系在国内外均少见详细报导.本文力图通过对这 4 个电路中反馈元件的双向等效折合,再准确计算 i_b 、 u_{be} 、 A_{uf} 的数值,决定把 u_{be} 和 i_b 同时趋近于零定义为虚短虚断;而把计算 A_{uf} 时,狠抓两个核心元件的主导作用,忽略工程上的次要部分,就得到了与两类集成运放相同的结果,这既避免了对原分离电路的繁琐而复杂的计算,也把从分离电路到集成运放实现了完美无缺的自然过渡.

关键词: 深度反馈; 双向折合; 虚短虚断; 集成运放

中图分类号: TN141 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19907/j.0490-6756.2021.013001

New concept of virtual short circuit and virtual open circuit
and derivation of two types of integrated operational amplifier

ZHOU Hong, YAN Yu, TAO De-Yuan, HUANG Ben-Shu

(College of Electronics and Information Engineering, College of Jincheng, Sichuan University, Chengdu 611731, China)

Abstract: Since we own integrated operational amplifier, virtual short circuit and virtual open circuit and two types of integrated operational amplifier have emerged, but it has no necessary connection with the typical single-stage current series negative feedback and voltage parallel negative feedback, the two-stage voltage series negative feedback and current parallel negative feedback, and it have no detailed report at home and abroad. In this paper, we try to accurate calculate i_b 、 u_{be} 、 A_{uf} according to two-way equivalent conversion of the feedback elements in the four circuits. When u_{be} and i_b approaching to zero at the same time is defined as virtual short and virtual break. When calculating A_{uf} , we should pay close attention to the two core components and ignore the secondary part of the project, and get the same result as the two types of integrated operational amplifier. In this way, not only the tedious and less used calculation of the original separation circuit is avoided, but also perfect transition from separation to integration is achieved.

Keywords: Deep feedback; Two way folding; Deficiency and deficiency; Operational amplifier

1 引 言

负反馈放大与集成运放中的“虚短虚断”和主要参数的快速计算一直是阻碍读者深入研学的关

键.本文从深度负反馈的逐步加强和对反馈元件 R_e 、 R_f 的双向等效折合后,再计算 i_b 、 u_{be} 、输入阻抗 R_{if} 、输出阻抗 R_{of} 、放大倍数 A_{uf} ,并绘制出反相、同相集成运放简图和 u_x 电位变化趋势,以达到直观

收稿日期: 2020-04-10
基金项目: 四川省科技厅国际科技合作与交流研发项目(2018HH0143)
作者简介: 周红(1982—),女,河北邯郸人,讲师,硕士,研究方向为模式识别与智能系统. E-mail: 307113521@qq.com
通讯作者: 陶德元. E-mail: taody@163.com

形象、记忆深刻、一劳永逸、运用自如之目的。

三极管发射结信号趋于零是放大器“虚短虚断”的本质。三极管发射结正偏、集电结反偏是放大器能正常工作的基础,例如发射结 $V_{PN}=0.7\text{ V}$,集电结 $V_{PN}=-3\text{ V}$,若在此基础上引入的负反馈能使三极管发射结上的输入信号 u_{be} 趋于零,则发射结多子的额外扩散形成的基极电流 i_b 也趋于零,即当 u_{be} 趋于零时就有 i_b 也同时趋于零: $(u_{be}\rightarrow 0)$, $(i_b\rightarrow 0)$ 这就是放大器同时出现“虚短虚断”的本质,场效应管更是如此,这与原先从 $A_u=\frac{u_c}{u_i}\rightarrow\infty$ 使 $u_i\rightarrow 0$ 定义的虚短虚断是完全不同的概念。工程上常把“虚短虚断”理解成似短非短、似断非断,星星之火可以燎原。

2 电流串联负反馈的虚短虚断与反相集成运放之导出

2.1 R_e 负反馈引起的虚短虚断

对图 1 放大器由 R_e 引起的电流串联负反馈之双向等效折合,按下面 5 个步骤进行。

① 用带反馈电压的 $u_{ef}=(1+\beta)i_b\cdot R_e\equiv i_b\cdot(1+\beta)R_e$,就可把右边 i_b 后面的 $(1+\beta)R_e$ 电阻串联到以 i_b 为输入回路的电路中,如图 2 左边所示。

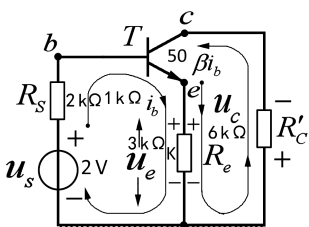


图 1 电流串联负反馈简化图

Fig. 1 Simplified diagram of current series negative feedback

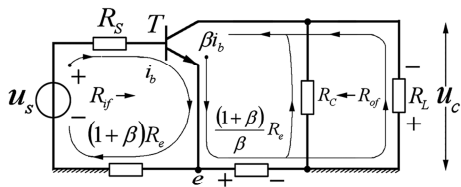


图 2 电流串联负反馈折合简化图

Fig. 2 Simplified diagram of current series negative feedback conversion

② 用带反馈电压的 $u_{ef}=(1+\beta)i_b\cdot R_e\equiv\beta i_b\cdot(\frac{1+\beta}{\beta})R_e$,又可把右边 βi_b 后面的 $(\frac{1+\beta}{\beta})R_e$ 电阻串联到以 βi_b 为输出回路的电路中,如图 2 右边所示。

③ 通过上面①、②双向等效折合可得如图 2 所示的完整简化电路^[1-3]。先对输入回路列出以 i_b 为标准的回路方程有

$$i_b = \frac{u_s}{R_s + r_{be} + (1+\beta)R_e} \quad (1)$$

将图 1 中 $u_s=2\text{ V}$, $R_s=2\text{ k}\Omega$, $r_{be}=1\text{ k}\Omega$, $\beta=50$, $R_e=3\text{ k}\Omega$, $R'_C=6\text{ k}\Omega$ 的数值代入式(1),分别计算无反馈和有反馈时的相应 i_b 、 u_{be} :

(a) $R_e=0$ 无反馈时:由 $u_s=i_b(R_s+r_{be})$ 求得 $i_b=0.666\text{ mA}$, $u_{be}=i_b\cdot r_{be}=0.666\text{ V}$,都相当大。

(b) $R_e=3\text{ k}\Omega$ 有反馈时:由 $u_s=i_b(R_s+r_{be}(1+\beta)R_e)$ 求得

$i_b=0.0128\text{ mA}$, $u_{be}=i_b\cdot r_{be}=0.0128\text{ V}$,两者就因有 $R_e=3\text{ k}\Omega$ 才使得原 $i_b=0.666\text{ mA}$, $u_{be}=0.666\text{ V}$,很快就有同时下降到趋于零的特征。

④ 从图 2 中又看出有反馈时的输入阻抗已由原来的 $R_i=r_{be}$,变成

$$R_{if}=r_{be} + (1+\beta)(r_e + R_e) \quad (2)$$

显然这是电路中 R_e 引起的电流串联负反馈造成的输入阻抗增加,它可使放大器能从 βi_b 中获得更多的反馈电压 u_{ef} 。 R_e 越大, $u_{ef}=(1+\beta)i_b\cdot R_e$ 也越大,当 R_e 的上升使 $u_{be}=(u_b-u_{ef})$ 趋于零时,三极管发射区扩散到基区的电子也趋于零,有 $u_{be}=(u_b-u_{ef})$ 和 i_b 同时趋于零的现象,这就是虚短与虚断的本质。事实上,这种三极管 be 间“星火燎原”的起始点,在工程应用上对“电压而言”可看成是“短路或映射而过”,对“电流而言”可看成是“断开或拒之门外”^[4-8]。

⑤ 从图 2 中还看出,有反馈时的 $\frac{1+\beta}{\beta}$ 是串联在 βi_b 回路中,它对输出阻抗没有影响,即

$$R_{of}=R_c \quad (3)$$

2.2 反相集成运放的导出与 u_{sc} 的变化趋势

由图 2 输出回路可求得 $u_c=-\beta i_b\cdot R'_C$,则该反馈放大器的电压放大倍数:

$$A_{uf} = \frac{u_c}{u_s} = \frac{-\beta i_b R'_C}{i_b(R_s + r_{be} + (1+\beta)R_e)} \approx -\frac{R'_C}{R_e} = -\frac{6\text{ k}\Omega}{3\text{ k}\Omega} = -2 \quad (4)$$

从图 2 可知,当放大器处于深度负反馈时,在 R_e 逐渐增大的前提下,认为输入回路中的电阻 $(1+\beta)R_e \gg (R_s+r_{be})$ 可把这右边的趋于零忽略不计。此后再看随 R_e 逐渐增大,使射极电位 u_{ef} 逐渐升高直至 u_{be} 几乎趋于零,这就在 b 、 e 之间同时出现了虚短与虚断现象。

虚短时, 在工程上把三极管的 b 和 e 看成接在一起了, 由 u_s 形成的电流 i_b 在电阻 $(1+\beta)R_e$ 上产生的电压就是输入电压, 即 $u_s = i_b \cdot (1+\beta)R_e$.

虚断时, 三极管的 b 和 e 几乎断开, 在三极管的 ce 之间由原 i_b 激起的 βi_b 这个电流源, 它在输出回路中产生的电压为: $u_{ce} = (1+\beta)i_b \cdot R_e + \beta i_b \cdot R'_c = u_e + u_c$, 其中 u_c 就为输出电压.

根据放大器的电压放大倍数定义, 有

$$A_{uf} = \frac{u_c}{u_s} = -\frac{\beta i_b R'_c}{(1+\beta)i_b R_e} \approx -\frac{R'_c}{R_e} \quad (5)$$

回想一下前面的整个分析过程, 到求得 A_{uf} 后, 整个电路的宏观功能仅由 R_e 和 R'_c 表示出来; 其余的部分(包括偏置)都可装在一个: 标有正负极性和两个输入端 b 、 e 及一个输出端 c 的三角形黑箱内, 如图 3 所示. 这就是单级电流串联负反馈的反相集成运放图, 由它可直接求得 $A_{uf} = -\frac{6 \text{ k}\Omega}{3 \text{ k}\Omega} = -2$ 就非常简单. 由式(5)看出作用信号 u_s 与输出电压 u_c 的电位变化趋势如图 4 所示.

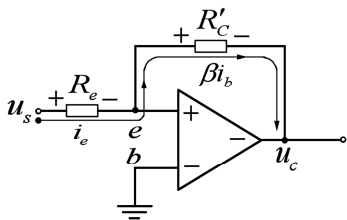


图 3 电流串联负反馈的集成运放

Fig. 3 Integrated operational amplifier with negative feedback of current series

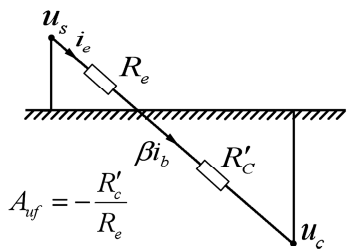


图 4 u_s 、 u_c 的电位变化趋势

Fig. 4 Potential change trend of u_s 、 u_c

3 电压并联负反馈的虚短虚断与反相集成运放之导出

3.1 R_f 负反馈引起的虚短虚断

对图 5 放大器由 R_f 引起的电压并联负反馈之双向等效折合.

首先, 把 R_f 从三极管基极 b 到 c 的接法, 通过 $(u_{be} - u_{ce})$ 的压差除以 R_f 所获得的电流 i_f 用输入电压 u_{be} 表达出来; 然后再把 i_f 变成是用 u_{ce} 除以 R_f 的

形式表达出来^[9-12]. 所以,

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \text{ 用 } i_f &= \frac{u_{be} - u_{ce}}{R_f} = \frac{(1 - \frac{u_{ce}}{u_{be}})u_{be}}{R_f} = \\ &= \frac{(1-k)u_{be}}{R_f} \approx \frac{-ku_{be}}{R_f} \\ \therefore k &= -\frac{\beta i_b R'_c}{i_b r_{be}} = -\frac{\beta R'_c}{r_{be}}, \\ \therefore i_f &= -\frac{\beta R'_c}{r_{be} R_f} u_{be} \triangleq -\frac{u_{be}}{R_{f1}}, \text{ 其中} \\ R_{f1} &= \frac{r_{be} R_f}{\beta R'_c} \end{aligned} \quad (6)$$

就把原图中 R_f 从 b 到 c 的接法改成从 b 到 e 之间的 R_{f1} 了, 它会旁路 i_s 的成份.

$$\textcircled{2} \text{ 用 } i_f = \frac{u_{be} - u_{ce}}{R_f} = \frac{(\frac{u_{be}}{u_{ce}} - 1)u_{ce}}{R_f} \approx \frac{-u_{ce}}{R_f}$$

这样就直接把 i_f 表示成 u_{ce} 除以 R_f 的形式了, 它说明原来 R_f 的一端可继续维持在 c 端, 而 R_f 另一端可从 b 直接接到 e 了, 它会旁路 βi_b 的成份.

③ 通过①、②两次对 R_f 的等效折合可得到如图 6 所示电路, 先对输入回路列出以 i_b 为标准的回路方程有

$$R_{if} = R_{f1} // r_{be} = \frac{r_{be} R_f}{\beta R'_c + R_f} \ll r_{be} \quad (7)$$

使 u_s 作用到三极管 be 之间的电压 u_{be} 要减少很多, 从而使 i_b 也要减少.

$$i_b = \frac{u_s R_{if}}{(R_s + R_{if})r_{be}} = \frac{u_s R_f}{R_s(R_f + \beta R'_c) + r_{be} R_f} \quad (8)$$

根据 u_s 作用于放大器的 i_b 输入回路, 将图 5 中 $u_s = 2 \text{ V}$, $R_s = 2 \text{ k}\Omega$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta = 50$, $R_f = 4 \text{ k}\Omega$, $R'_c = 6 \text{ k}\Omega$ 的数值代入式(8)中, 计算有反馈时的相应参数, 得 $i_b = \frac{u_s R_f}{R_s(R_f + \beta R'_c) + r_{be} R_f} = 0.013 \text{ mA}$, $u_{be} = i_b r_{be} = 0.013 \text{ V}$, 它与 $R_f \rightarrow \infty$ 无反馈时的原 $i_b = 0.668 \text{ mA}$ 、 $u_{be} = i_b r_{be} = 0.666 \text{ V}$ 相比, 0.013 mA 、 0.013 V 这两者都有同时趋于零的特征.

从图 5 可见, R_{f1} 随着 R_f 的减小而减小, 它会从 i_s 中分走更多的电流, 使真正流入到三极管 b 、 e 之间的电流 i_b 减少. 当 i_b 减到接近于零时(虚断与虚短同时出现), i_s 几乎全部流过 R_{f1} 了, 这时 u_s 的电压几乎全降在 R_s 上. 即有 $u_s = i_s R_s$ 这就是 be 间虚短的典型应用^[13-14].

④ 从图 6 还可以看出 R_f 经双向等效折合后, 它与 R_c 处于并联, 所以输出阻抗为 $R_{of} = R_c // R_f <$

R_c . 这表明该电压并联负反馈电路会使原放大器的输出阻抗减小, 根据全电路欧姆定律: 输出阻抗 R_{of} 减小后, 将使放大器的输出电压 u_c 在 R_{of} 上的内耗减少, 致使放大器会有更多的电压 u_c 向外接负载电阻 R_L 供电, 即与无反馈时相比, 放大器能带上更多的外接负载.

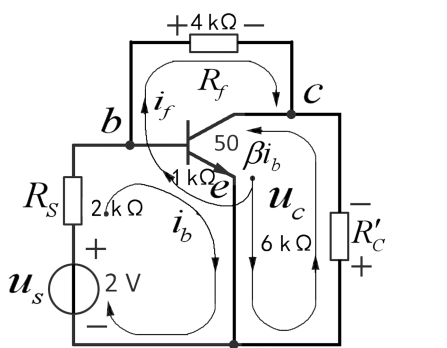


图 5 电压并联负反馈简化图

Fig. 5 Simplified negative feedback diagram of voltage parallel connection

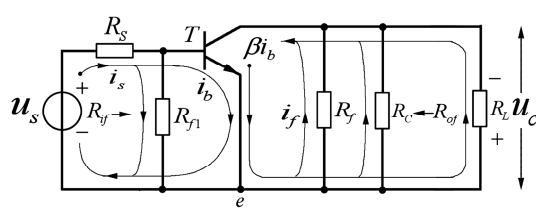


图 6 电压并联负反馈折合简化图

Fig. 6 Simplified diagram of voltage parallel negative feedback

3.2 反相集成运放的导出与 u_c 的变化趋势

由图 5 的输出回路可求得输出电压如下.

$$u_c = -\beta i_b R'_c = -\frac{\beta u_s R_f R'_c}{R_s (R_f + \beta R'_c) + r_{be} R_f} \tag{9}$$

电压放大倍数:

$$A_{uf} = \frac{u_c}{u_s} = -\frac{\beta R_f R'_c}{R_s (R_f + \beta R'_c) + r_{be} R_f} \approx -\frac{R_f}{R_s} = -\frac{4 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} = -2 \tag{10}$$

这完全可以通过等式的左端精确计算得到 1.95 的结果, 但在工程上 R_f 比 $\beta R'_c$ 要小很多, 例如 $R_f = 4 \text{ k}\Omega \ll 50 \times 6 \text{ k}\Omega$. 因此由等式右边的 $R_f/R_s = 2$ 也只差 0.05, 所以怎样由 R_s 和 R_f 来构成一个运算放大器, 还得回到图 5 中去更易看到 R_f 减少时 βi_b 是怎样从射极 e 到基极 b 再通过 R_f 流到集电极 c 的. 这实质上是电路在深度负反馈 R_f 取值变小前提下, 使 i_f 逐渐上升到 i_b 和 u_{be} 同时趋于零时 (虚短虚断), 当用 be 虚短 (短路) 就有 $i_s = \frac{u_s}{R_s}$, $u_s =$

$i_s R_s$ 就是放大器的输入电压. 再用 be 虚断 (断开) 就有 i_f 必须与 i_s 贯通, 即 $i_f = i_s$. 于是在 R_f 上的电压 $u_{R_f} = i_f R_f$ 就是放大器的输出电压. (R_f 与 R'_c 处于并联地位) 根据电压放大倍数的定义:

$$A_{uf} = -\frac{u_{R_f}}{u_s} = -\frac{R_f}{R_s} \tag{11}$$

这是把 $i_f = i_s$ 在 R_s 上的电压与 i_f 在 R_f 上的电压转化成 R_f 与 R_s 之比, 即 $A_{uf} = -\frac{R_f}{R_s}$. 整个电路的宏观功能仅由 R_s 和 R_f 表示出来, 其余部分 (包括偏置) 全装在一个标有正负极性的两个输入端 b, e 和一个输出端 c 的三角形黑箱内如图 7 所示, 这就是单级电压并联负反馈的反相集成运放, 可直接求得 $A_{uf} = -\frac{4 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} = -2$. u_s 与 u_c 的电位变化趋势如图 8 所示.

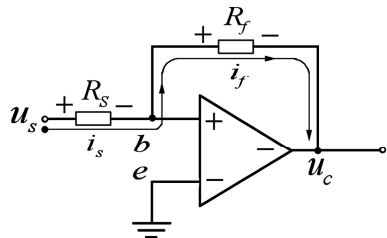


图 7 电压并联负反馈的运放表示

Fig. 7 Operational amplifier representation of voltage parallel negative feedback

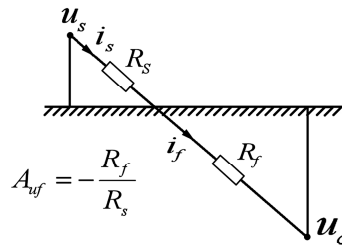


图 8 u_s, u_c 电位变化趋势

Fig. 8 Potential change trend of u_s, u_c

4 电压串联负反馈的虚短虚断与同相集成运放之导出

4.1 由 R_{e1} 和 R_f 引起的虚短虚断

由图 9 可以看出总体电路为电压串联负反馈.

① 用 T_1 的 R_{e1} 对第一级有电流串联负反馈的作用, 因此首先应把 i_{b1} 在 R_{e1} 上产生的反馈电压: $u_{e1} = (1 + \beta_1) i_{b1} \cdot R_{e1} \equiv i_{b1} \cdot (1 + \beta_1) R_{e1}$, 这样就可把 i_{b1} 后面的 $(1 + \beta_1) R_{e1}$ 电阻串接到以 i_{b1} 为输入的回路中去.

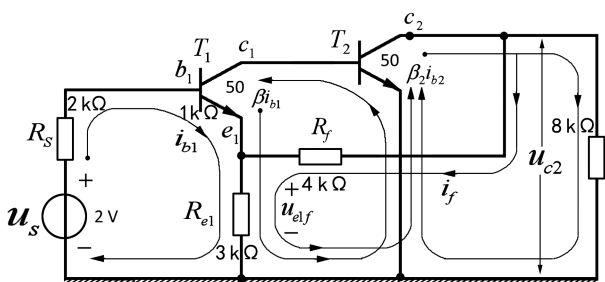


图 9 两级电压串联负反馈简化图

Fig. 9 Simplified diagram of two-stage voltage series negative feedback

② 由 T_2 反馈电流 i_f 在 R_{e1} 上产生的电压:

$$u_{ef} = \frac{u_{c2}}{R_f + R_{e1}} R_{e1}, u_{c2} = \beta_2 (\beta_1 i_{b1}) R'_{c2}, \text{代入其中}$$

得: $u_{ef} = \frac{\beta_2 (\beta_1 i_{b1}) R'_{c2}}{R_f + R_{e1}} R_{e1} = i_{b1} \beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u$, 其中 $F_u = \frac{R_{e1}}{R_f + R_{e1}}$. 这样又把 $\beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u$ 电阻串到了以 i_{b1} 为输入的回路中去了.

③ 因 T_2 的反馈电流 $i_f = \frac{u_{c2}}{R_f + R_{e1}}$, 就可把 $R_f + R_{e1}$ 直接接到 T_2 的 u_{c2} 到地之间. 所以对图 9 经过①②③次等效折合的简化图见图 10.

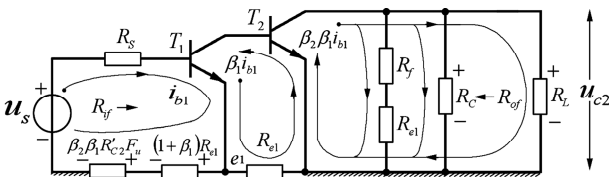


图 10 电压串联负反馈折合简化图

Fig. 10 Simplified diagram of voltage series negative feedback

④ 由图 10 输入回路列出以 i_{b1} 为标准的回路方程, 有

$$i_{b1} = \frac{u_s}{R_s + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{e1} + \beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u}$$

$$F_u = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_f} \quad (12)$$

将图 9 中 $u_s = 2 \text{ V}$, $R_s = 2 \text{ k}\Omega$, $r_{be1} = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta_1 = 50$, $R_{e1} = 3 \text{ k}\Omega$, $R_f = 4 \text{ k}\Omega$, $r_{be2} = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta_2 = 50$, $R'_{c2} = 8 \text{ k}\Omega$ 的数值代入 (12) 式, 可求得 $i_{b1} =$

$$\frac{u_s}{R_s + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{e1} + \beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u} = 0.00023 \text{ mA},$$

$$u_{be1} = i_{b1} r_{be1} = 0.00023 \text{ V}. \text{这说明通过两级负反馈使运放的输入端比单级更具同时趋于零的特征.}$$

⑤ 由图 10 看出输入阻抗

$$R_{if} = r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{e1} + \beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u \gg r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{e1} \quad (13)$$

这表明 i_{e1} 和 i_f 能给 $\beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u$ 提供更多的反馈电压, 进一步加强了负反馈的作用, 促使虚短与虚断更快地同时到来.

⑥ 从图 10 也看出输出阻抗

$$R_{of} = R_{c2} // (R_f + R_{e1}) < R_{c2} \quad (14)$$

输出阻抗的减少可使放大器接更多的外接负载, 此电路在信号处理的同相运用中得到广泛应用.

4.2 同相运放的导出与 u_{sc} 的变化趋势

从图 10 的宏观分布可看出 r_{be2} 是 T_1 的 R'_{c1} , 则前级就是标准的电流串联负反馈放大器, 由 (5) 式 $A_{uf1} = -\frac{r_{be2}}{R_{e1}}$, 后级仅是一个以 r_{be2} 为输入的无反馈放大器, 在认为 $(R_{e1} + R_f) < R'_{c2}$ 时 $A_{uf2} = -\frac{\beta_2 (R_{e1} + R_f)}{r_{be2}}$, 所以 $A_{uf} = A_{uf1} A_{uf2} = \beta_2 \frac{R_{e1} + R_f}{R_{e1}}$ 也得到了较好结果, 只是前面多了固定的器件参数 β_2 . 该两级电压串联负反馈的集成运放见图 11.

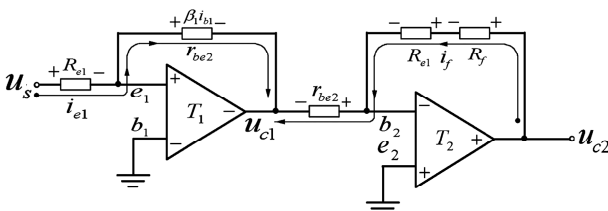


图 11 两级电压串联负反馈集成运放

Fig. 11 Two stage voltage series negative feedback integrated operational amplifier

u_s 到 u_{c2} 的电位变化如图 12 所示. 从图 12 中看出前级的 r_{be2} 和后级的 r_{be2} 上电位的极性完全相反可以抵消, 真正起作用的只有前级的 R_{e1} 和后级的 $(R_{e1} + R_f)$, 现在怎样只用 R_{e1} 和 $(R_{e1} + R_f)$ 这两个元件构成一个新的集成运放就是我们要达到之目的. 因 u_s 处于前级的输入正端, u_{c2} 处于后级的输出正端, (显然 $u_s \ll u_{c2}$) 由前级 $b_1 e_1$ 之间的虚短可求得 $i_s = \frac{u_s}{R_{e1}}$, 由后级 $b_2 e_2$ 之间的虚短可求得 $i_f = \frac{u_{c2}}{R_{e1} + R_f}$.

若设 $i_s = i_f$ 则有 $\frac{u_s}{R_{e1}} = \frac{u_{c2}}{R_{e1} + R_f}$, 所以

$$A_{uf} = \frac{u_{c2}}{u_s} = \frac{R_{e1} + R_f}{R_{e1}} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}} \quad (15)$$

式 (5) 中, 问题出在 i_s 是从左向右流, i_f 是从右向左流, 两者都在 $b_1 e_1$ 和 $b_2 e_2$ 处到地下去了, r_{be2} 上的电压可以相互抵消, 剩下只考虑地平面之上的部分: u_s 只作用到 R_{e1} 到地平线形成 i_s ; u_{c2} 只作用到 $(R_{e1} + R_f)$ 到地平线形成 i_f 才与图 9 中的 R_{e1} 上既有 $i_s = \frac{u_s}{R_{e1}}$, 也有 $i_f = \frac{u_{c2}}{R_{e1} + R_f}$, 即 R_{e1} 上的反馈电压 $u_{ef} = (i_s +$

$i_f R_{e1}$ 就起到了双重负反馈的作用, 这样就将 T_1 、 T_2 这两个集成运放合成了一个集成运放, 其构成原则是:

(1) u_s 与 u_{c2} 必须接到同一个集成运放的前后两个正端, 才叫同相。

(2) i_s 、 i_f 都必须同时从 R_{e1} 的上端流到地, 即 e_1 到 c_2 间只保留 R_f 就够了。

(3) i_s 必须尽可能与 i_f 相等。

能满足以上三个条件的同相集成运放如图 13 所示。

u_s 可通过 $b_1 e_1$ 间的虚短将 u_s “映射而过”到 e_1 到地之间, 而作用到 R_{e1} 上的电流 $i_s = \frac{u_s}{R_{e1}}$, 同时 R_{e1} 上

也有 i_f 的成分 $i_f = \frac{u_{c2}}{R_{e1} + R_f}$ 。(实际 R_{e1} 上有 $i_{b1} + \beta_1 i_{b1} + i_f$ 三股电流同时通过), 但工程上只抓主要环节, 必须尽力保证 $i_f = i_s$ 才使问题变得简单。

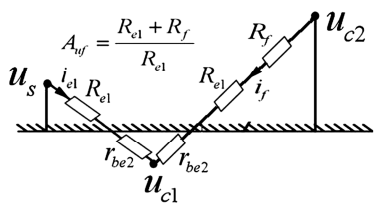


图 12 $u_s \sim u_{c2}$ 的电位变化趋势

Fig. 12 Potential change trend of u_s to u_{c2}

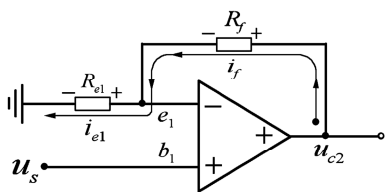


图 13 电压串联负反馈的运放表示

Fig. 13 Operational amplifier representation of voltage series negative feedback

下面再从电路计算的角度来分析同相集成运放的构成, 若把由图 10 的 i_{c2} 输出回路作定量计算有

$$i_{c2} = \beta_2 i_{b2} = \beta_2 (\beta_1 i_{b1}), u_{c2} = \beta_1 \beta_2 i_{b1} R'_{c2} \quad (16)$$

$$A_{uf} = \frac{u_{c2}}{u_s} = \frac{\beta_1 \beta_2 R'_{c2}}{R_s + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{e1} + \beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u} = \frac{1}{F_u} = \frac{R_{e1} + R_f}{R_{e1}} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}} \quad (17)$$

这表明该两级同相放大器在深度负反馈 $R_s + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{e1} \ll \beta_1 \beta_2 R'_{c2} F_u$ 的前提下, 由 u_s 形成的 i_{b1} , 经 $\beta_1 i_{b1}$ 和 $\beta_2 i_{b2}$ 的两级转化后, 在 R_{e1} 和 R_f 上形成的电压完全可由它的两个核心元件 R_{e1} 和 R_f 与一个

标有三极管 $b_1 e_1 c_2$ 符号的三角形黑箱 (使 $b_1 e_1$ 间具有虚短虚断特性) 的集成运放表示, 如图 13 所示。再应用 $b_1 e_1$ 间的虚短使 u_s “映射而过”就加到了 e_1 到地之间, 于是有: $i_s = \frac{u_s}{R_{e1}}, u_s = i_s R_{e1}$ 。又用 $b_1 e_1$ 间虚断使 i_s “拒之门外”只能与 i_f 一起贯通, 即 $i_f = i_s$, 还有

$$u_{c2} = \frac{u_s}{R_{e1}} (R_{e1} + R_f), \text{ 则}$$

$$A_{uf} = \frac{u_{c2}}{u_s} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}} \quad (18)$$

5 电流并联负反馈的虚短虚断与同相集成运放之导出

5.1 由 R_{e2} 和 R_f 引起的虚短虚断

由图 14 可以看出 R_{e2} 对 T_2 本级有电流串联负反馈, 再由电路中 R_f 将这种负反馈传递到 T_1 前级, 所以总体电路叫电流并联负反馈。

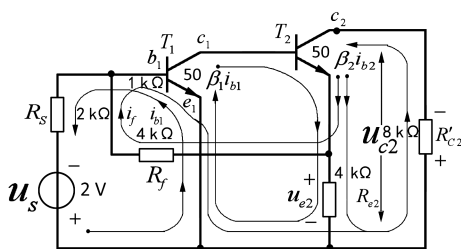


图 14 电流并联负反馈简化图

Fig. 14 Simplified diagram of current parallel negative feedback

对 T_1 前级而言有:

$$\textcircled{1} \text{ 用 } i_f = \frac{u_{e2} - u_{be1}}{R_f} = \frac{(\frac{u_{e2}}{u_{be1}} - 1) u_{be1}}{R_f} \approx \frac{k' u_{be1}}{R_f}$$

这已表明 i_f 是 u_{be1} 的函数了。

$\therefore u_{e2} = (1 + \beta_2) i_{b2} R_{e2} = (1 + \beta_2) (\beta_1 i_{b1}) R_{e2}$, 而 $u_{be1} = i_{b1} r_{be1}$,

$$\therefore k' = \frac{u_{e2}}{u_{be1}} = \frac{(\beta_1 + \beta_1 \beta_2) i_{b1} R_{e2}}{i_{b1} r_{be1}} = \frac{(\beta_1 + \beta_1 \beta_2) R_{e2}}{r_{be1}},$$

$$\therefore i_f = \frac{r_{be1}}{R_f} u_{be1} \triangleq \frac{u_{be1}}{R_{f1}},$$

其中, $R_{f1} = \frac{r_{be1} R_f}{(\beta_1 + \beta_1 \beta_2) R_{e2}}$. 这个 R_{f1} 就是直接接到 T_1 管 $b e_1$ 之间的等效电阻了, 它有旁路 i_s 的作用。

$$\textcircled{2} i_f = \frac{u_{e2} - u_{be1}}{R_f} = \frac{(1 - \frac{u_{be1}}{u_{e2}}) u_{e2}}{R_f} \triangleq \frac{u_{e2}}{R_f}, \text{ 这样 } R_f$$

就与 R_{e2} 并联了。

③ 综上①②两点,既可将 R_f 折合到 T_1 的 be 之间,也可将 R_f 折合到 T_2 射极 e_2 到地之间,如图 15 所示.

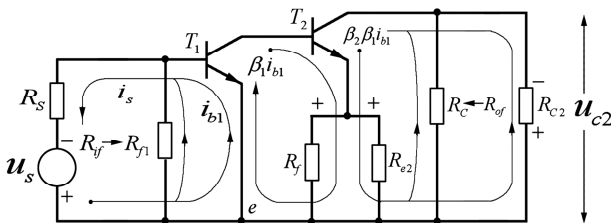


图 15 电流并联负反馈折合简化图

Fig. 15 Simplified diagram of current parallel negative feedback conversion

由输入回路列出以 i_{b1} 为标准的回路方程. 有

$$R_{if} = R_{f1} // r_{be1} = \frac{r_{be1} R_f}{R_f + (\beta_1 + \beta_1 \beta_2) R_{e2}} < r_{be1} \quad (19)$$

有旁路 i_{b1} 的作用

$$i_{b1} = \frac{u_s R_{if}}{(R_s + R_{if}) r_{be1}} = \frac{u_s R_f}{R_s (R_f + (\beta_1 + \beta_1 \beta_2) R_{e2} + r_{be1} R_f)} \quad (20)$$

将图 14 中的 $u_s = 2 \text{ V}$, $R_s = 2 \text{ k}\Omega$, $r_{be1} = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta_1 = 50$, $R_{e2} = 4 \text{ k}\Omega$, $R_f = 4 \text{ k}\Omega$, $r_{be2} = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta_2 = 50$, $R'_{c2} = 8 \text{ k}\Omega$ 的数值代入 (20) 式可求得 $i_{b1} = \frac{u_s R_f}{R_s (R_f + (\beta_1 + \beta_1 \beta_2) R_{e2} + r_{be1} R_f)} = 0.0004 \text{ mA}$, $u_{be1} = i_{b1} \cdot r_{be1} = 0.0004 \text{ V}$. 这说明通过两级负反馈使输入端比单级更具同时趋于零的特征.

④ 从图 15 的输出回路看出 R_f 与 R_{e2} 都与直接输出无关, 所以 $R_{of} = R_{e2}$.

5.2 同相集成运放的导出与 u_{∞} 之变化趋势

由图 15 输出回路在 u_s 瞬时极性由负变正时, u_{c2} 也将由负变正, 这时有

$$i_{c2} = \beta_2 (\beta_1 i_{b1}), u_{c2} = i_{c2} R'_{c2} = \beta_1 \beta_2 i_{b1} R'_{c2} \quad (21)$$

$$A_{uf} = \frac{u_{c2}}{u_s} = \frac{\beta_1 \beta_2 R_f R'_{c2}}{R_s (R_f + (\beta_1 + \beta_1 \beta_2) R_{e2}) + r_{be1} R_f} = \frac{R_f}{R_s} \times \frac{R'_{c2}}{R_{e2}} \quad (22)$$

(1) 从图 14 电流并联负反馈原理图可以看出 T_1 管的 R_f 虽然接在 T_2 的射极 e_2 , 但实质上与接在 T_2 基极 b_2 是一样的, 所以 R_f 对前级起到了电压并联负反馈的作用, 由式 (11) 得 $A_{uf1} = -\frac{R_f}{R_s}$, T_2 管的 R_{e2} 是典型的电流串联负反馈, 由 (5) 式得 $A_{uf2} = -\frac{R'_{c2}}{R_{e2}}$, 所以 $A_{uf} = \frac{R_f}{R_s} \times \frac{R'_{c2}}{R_{e2}}$ 就非常合理, 为此还是

用如图 16 所示的两个集成运放的级联来表示.

(2) u_s 、 u_{c2} 的电位变化趋势如图 17.

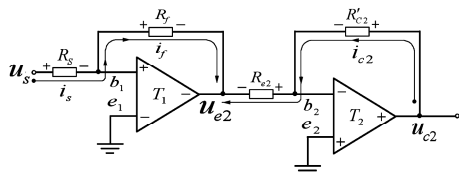


图 16 两个集成运放的级联电路

Fig. 16 Cascaded circuits of two integrated operational amplifiers

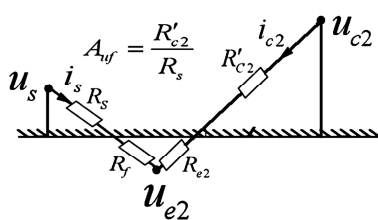


图 17 u_s 、 u_{c2} 的电位趋势

Fig. 17 Potential trend of u_s 、 u_{c2}

但因 $u_{c1} \approx u_{c2}$ 且相位相同, 从等效折合的角度看 $R_f // R_{e2}$, 两者的电位必然相等, 则 R_f 与 R_{e2} 可以约掉, 所以要使 $A_{uf} = \frac{R'_{c2}}{R_s}$ 又变成只由这两个核心元件 R'_{c2} 和 R_s 来组成一个新的、仅有一个三角形黑箱的同相运放, 就要按照前面电压串联负反馈的办法模仿下去, 但最终还是归结为: 用一个标有三极管 $b_1 e_1 c_2$ 符号的三角形黑箱 (使 $b_1 e_1$ 间具有虚短虚断特性), 如图 18 所示. 应用 $b_1 e_1$ 间的虚短使 u_s “映射而过”就加到了 e_1 到地之间, 使得 $i_s = \frac{u_s}{R_s}$, $u_s = i_s R_s$ 就是放大器的输入电压. 再应用 $b_1 e_1$ 间的虚断, 使 i_s “拒之门外”, i_s 只能与 i_{c2} 一起贯通即所以输出电压 $u_{c2} = i_{c2} (R'_{c2} + R_s) = \frac{u_s}{R_s} (R_s + R'_{c2})$, 则 $A_{fu} = \frac{u_{c2}}{u_s} = 1 + \frac{R'_{c2}}{R_s}$. 这也成了同相集成运放的典型应用.

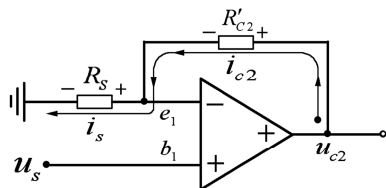


图 18 电流并联负反馈的同相集成运放

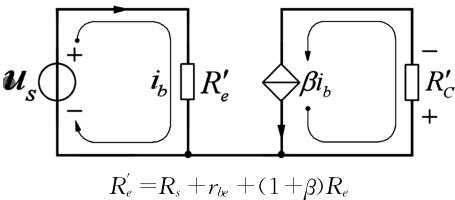
Fig. 18 Current parallel negative feedback in-phase integrated operational amplifier

6 结 论

分离元件的 4 种负反馈电路是信息与控制的入门知识,随着大规模集成电路的广范应用,业界始终在寻找一种快速、简捷易懂平稳过渡的方法.通过多年的琢磨,将反馈元件通过双向等效折合的方式,分散到输入与输出回路中去,再用精确的计算,终于得到:在深度负反馈的条件下,利用虚短与虚断特性,使得集成运放的放大倍数,只与分离电路前级信号源内阻 R_s 与末级负载 R'_c 和中间反馈元件 R_e 、 R_f 有关,即

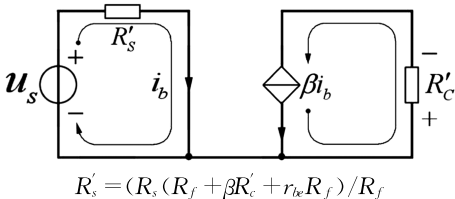
$$A_{uf} = -\frac{R'_c}{R_e} = -\frac{R_f}{R_s} \text{ (反向集成运放)}$$
$$A_{uf} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}} = 1 + \frac{R'_{c2}}{R_s} \text{ (同向集成运放)}$$

这就是本文的结论. 如果将式(1)(4)(8)(9)中的 u_s 用 i_b 表示,式(12)(16)(20)(21)的 u_s 用 i_{b1} 表示,立刻得到图 19~图 22 这 4 个交流等效图.从图中看出:输入回路中 u_s 提供的交变能量在 R'_e 和 R'_s 上形成的 i_b 和 i_{b1} 控制着输出回路中直流电源 E_c 的能量按 βi_b 和 $\beta_1\beta_2 i_{b1}$ 的方式消耗在 R'_{c1} 和 R'_{c2} 上的情景.



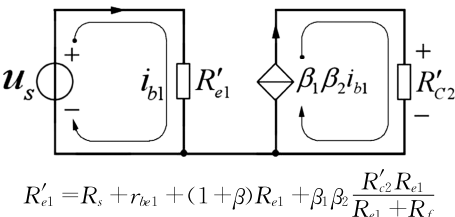
$R'_e = R_s + r_{be} + (1 + \beta)R_e$
图 19 电流串联负反馈等效

Fig. 19 Current series negative feedback equivalence



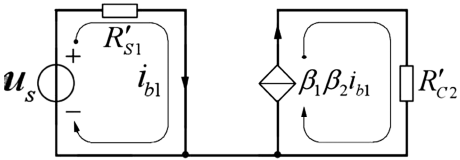
$R'_s = (R_s(R_f + \beta R'_c + r_{be}R_f))/R_f$
图 20 电压并联负反馈等效

Fig. 20 Voltage parallel negative feedback equivalence



$R'_{e1} = R_s + r_{be1} + (1 + \beta)R_{e1} + \beta_1\beta_2 \frac{R'_{c2}R_{e1}}{R_{e1} + R_f}$
图 21 电压串联负反馈等效

Fig. 21 Voltage series negative feedback equivalence



$$R'_{s1} = (R_s(R_f + (\beta_1 + \beta_1\beta_2)R'_{c2} + r_{be1}R_f))/R_f$$

图 22 电流并联负反馈等效

Fig. 22 Current parallel negative feedback equivalence

参考文献:

[1] 童诗白, 华成英. 模拟电子技术基础[M]. 5 版. 北京: 高等教育出版社, 2015.

[2] 何松柏, 吴涛. 模拟电路基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 2018.

[3] 施卜椿, 高小龙, 袁晓. 标度分形分抗逼近电路的零极点分布规律[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2019, 56: 57.

[4] 万韶鹏, 黄卡玛. 基于二极管等效模型的 2.45 GHz 微波整流电路的设计[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2018, 55: 1225.

[5] 张德茂, 袁晓. 基于 Simulink 电路模拟仿真求解 Bagley-Torvik 方程[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2019, 56: 253.

[6] 卢厚元. 对负反馈放大电路增益估算的误差研究[J]. 电子技术应用, 2019, 46: 113.

[7] 曹佃国, 李聪, 武玉强. 基于环路增益的负反馈放大电路分析[J]. 电气电子教学学报, 2020, 42: 75.

[8] 周红, 李丽华. 三极管物理等效电路的分析与研究[J]. 电子元器件与信息技术, 2019, 43: 65.

[9] Deng T B, Gao G, Fu P, *et al.* Multi-coupled commutation analysis in EAST poloidal field quench protection circuits based on fuse model[J]. Fusion Eng Des, 2020, 155: 723.

[10] Komal S, Kamyar M, Zunaib A. Online reduced complexity parameter estimation technique for e-quivalent circuit model of lithium-ion battery[J]. Electr Pow Syst Res, 2020, 185: 356.

[11] Braganza O, Mueller-Komorowska D, Kelly T, *et al.* Quantitative properties of a feedback circuit predict frequency-dependent pattern separation [J]. eLife, 2020, 9: 148.

[12] Bish R, Akhtar M J, Qureshi S. Design of reconfigurable multi-band low-noise amplifiers for 802.11ah/b/g and DCS-1800 applications[J]. AEU-INT J Electron C, 2020, 120: 201.

[13] Manohari R, Shanthi P, Archana K, *et al.* Design and simulation of all optical shift registers using D

flip-flop [J]. Microw Opt Techn Let, 2020, 62: 2427.

[14] Zeng Y, Duan R H, Guo Y, *et al*. Electronic, optical, and charge transport properties of A- π -A electron acceptors for organic solar cells: Impact of anti-aromatic π structures [J]. Chinese Chem Lett, 2019, 30: 211.

引用本文格式:

中 文: 周红, 严宇, 陶德元, 等. 全新的虚短虚断概念与两类集成运放之导出[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2021, 58: 013001.

英 文: Zhou H, Yan Y, Tao D Y, *et al*. New concept of virtual short circuit and virtual open circuit and derivation of two types of integrated operational amplifier [J]. J Sichuan Univ: Nat Sci Ed, 2021, 58: 013001.