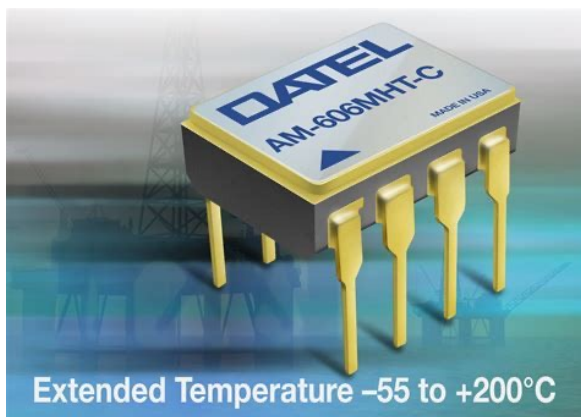
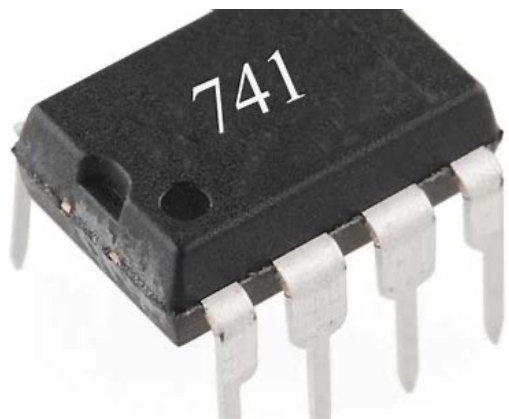


第6讲.运算放大电路B选型



- 1.运放的输入直流误差特性
- 2.运放的交流特性



根据技术要求应首选通用型运放，当通用型运放难以满足要求时，才考虑专用型运放，这是因为通用型器件的各项参数比较均衡，做到技术性与经济性的统一。

虽然专用型运放某项技术参数很突出，但其他参数则难以兼顾，例如低噪声运放的带宽往往设计得较窄，而高速型与高精度常常有矛盾，如此等等。

Ask The Applications Engineer— 6: Op Amp Issues: Why are There so Many Types of Op Amps?

James Bryant

Q. Why are there so many different types of operational amplifier?

A. Because there are so many parameters that are important in different applications, and because it is impossible to optimize all of them at once. Op amps may be selected for speed, for noise (voltage, current or both), for input offset voltage and drift, for bias current and its drift, and for common-mode range. Other factors might include power: output, dissipation, or supply, ambient temperature ranges, and packaging. Different circuit architectures and manufacturing processes optimize different performance parameters.

第6讲.运算放大电路B选型

[选型表 Operational Amplifiers \(Op Amps\) | 亚德诺半导体 \(analog.com\)](#)

可按参数搜索浏览运算放大器，并通过参考设计(Circuits from the Lab[®])、设计工具、选型指南、滤波器设计、计算器和运算放大器的LTSpice[®]/SPICE模型，查找相关设计问题的系统级专家建议。

公司 MYANALOG 产品 应用 设计资源 教育 支持

放大器 > 运算放大器

运算放大器

选择参数

全部选择

重置表格

最大值滤波器

按最新排序

保存至 myAnalog

下载到 Excel

分享

Quick Tips

发送反馈

产品型号

of Amps

GBP
typ | Hz

Slew Rate
typ | V/us

Vos
max | V

VNoise Density
typ | V/rHz

Ibias
max | A

Iq/Amp
typ | A

Vs span
min | V

Filter Parts

Compare

OR AND

2k - 4G

800u - 5.5k

2.5u - 9.5

850p - 325n

20f - 720

750n - 46m

1.1 - 24

736 器件

HIDE

HIDE

HIDE

HIDE

HIDE

HIDE

HIDE

HIDE

ADA4099-2

NEW

2

8M

4

40μ

7n

10n

1.5m

3.15

ADA4097-1

NEW

1

130k

100m

60μ

53n

300p

32.5μ

3

ADA4098-1

NEW

1

1.05M

400m

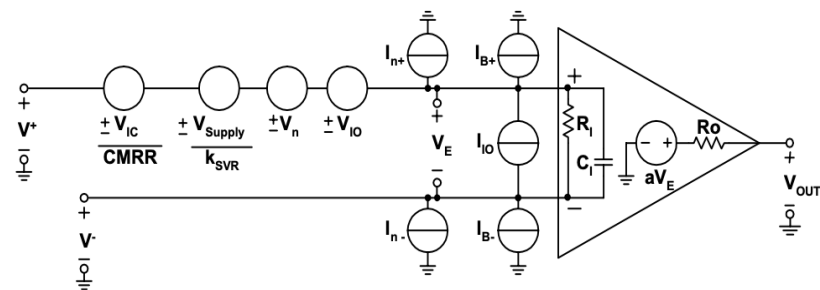
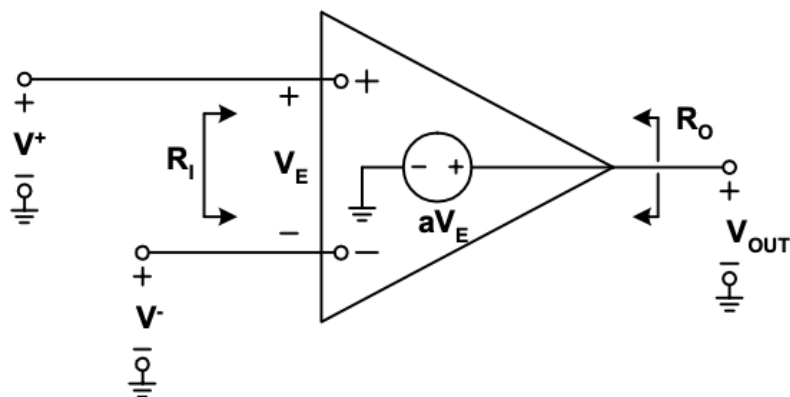
30μ

18n

700p

162.5μ

3



Nonideal Op-Amp Model

1. 运放的输入直流误差特性

1.1、输入失调电压 V_{IO}

1.2、输入偏置电流 I_{IB}

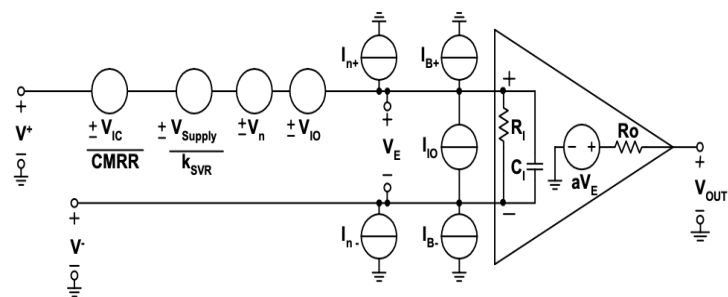
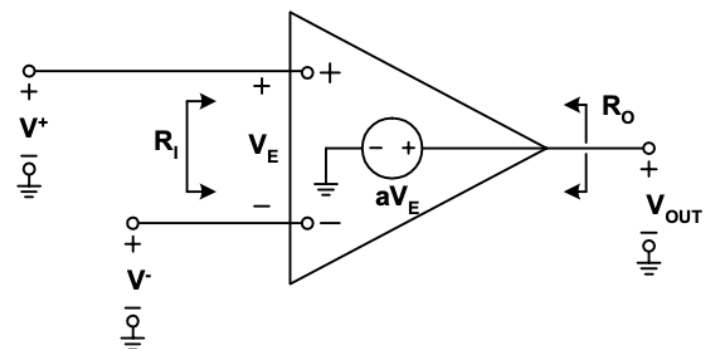
1.3、输入失调电流 I_{IO}

1.4、内部偏置电流抵消电路

1.5、偏置电流测量

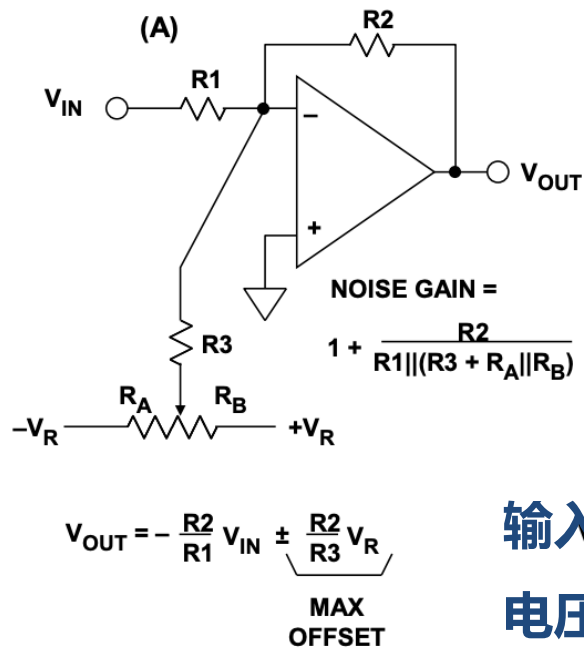
1.6、CMOS运放的失调电流及其成因

1.7、JFET运放的失调电流

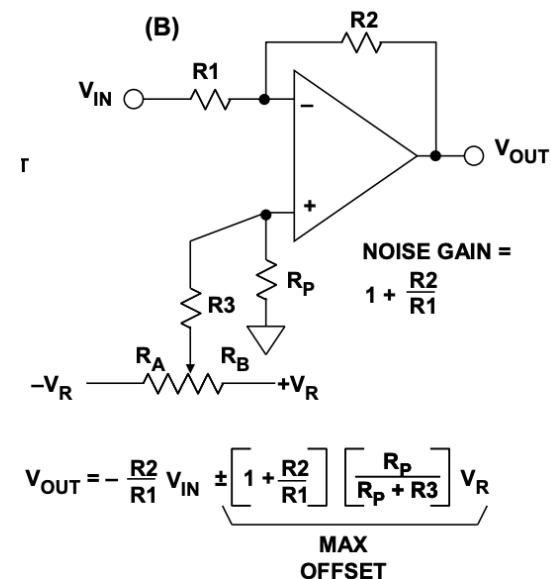


Nonideal Op-Amp Model

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO}



输入失调
电压调整



$$R_p = R1 || R2 \quad \text{IF } I_{B+} \approx I_{B-}$$

$$R_p \leq 50\Omega \quad \text{IF } I_{B+} \neq I_{B-}$$

输入失调
电压调整

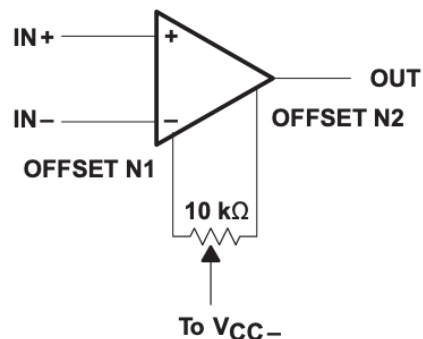
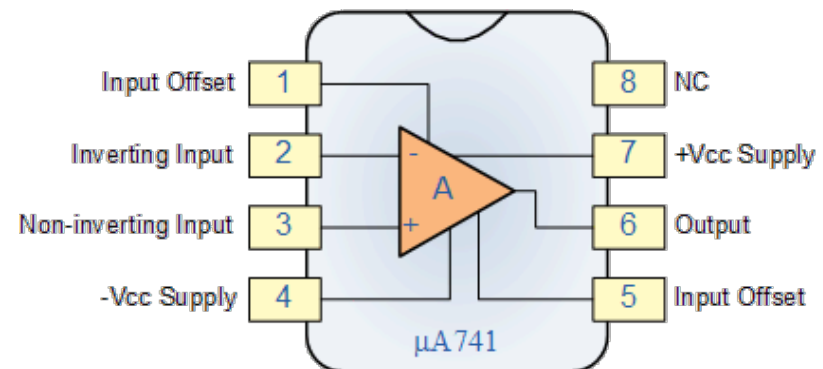


Figure 12. Input Offset Voltage Null Circuit



1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO}

输入失调电压 V_{IO} ：输入电压为零时，为了使输出电压为零，在输入端加的补偿电压。

一般约为 $\pm (1 \sim 10) \text{ mV}$ 。

超低失调运放为 $(1 \sim 20) \mu\text{V}$ 。

高精度运放OP-117 $V_{IO}=4\mu\text{V}$ 。

MOSFET型达20mV。

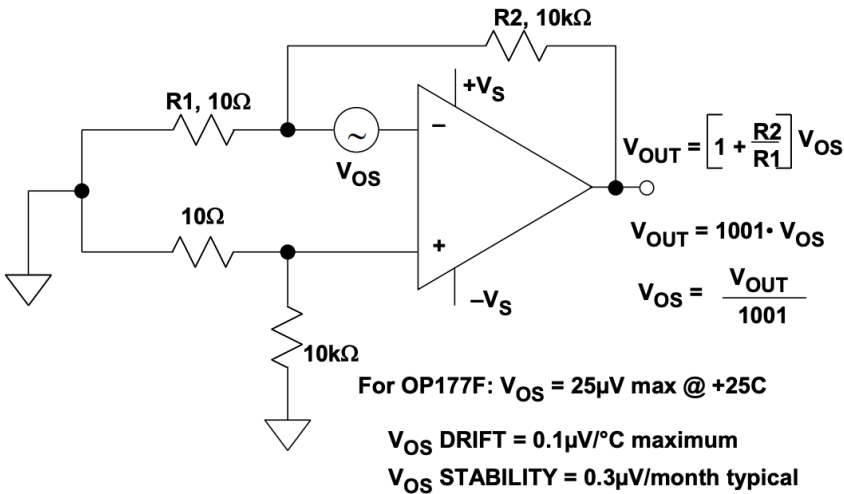
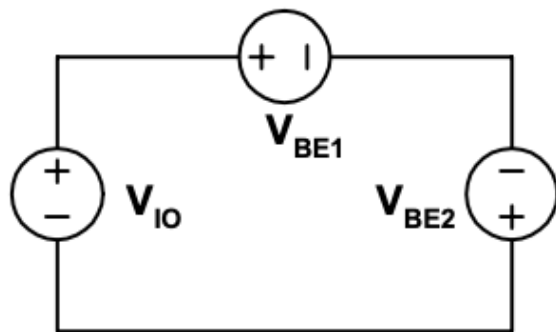
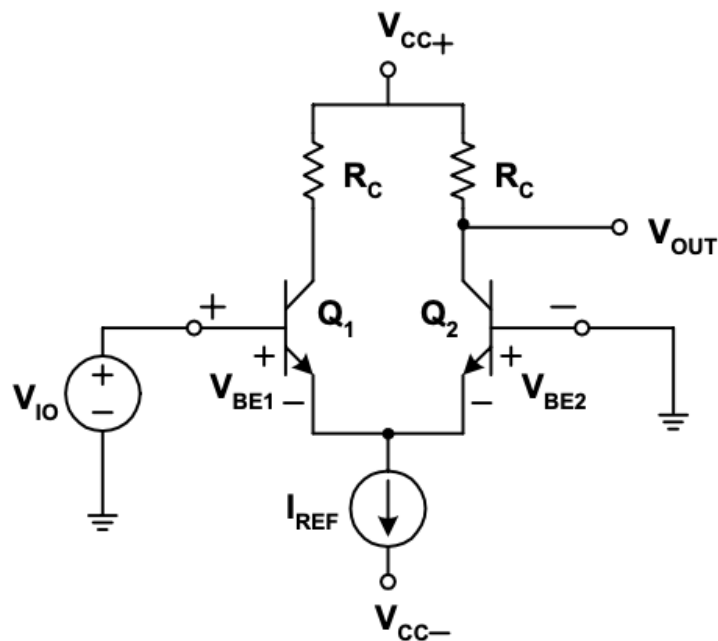


Figure 2: Measuring Input Offset Voltage

Table 1. Range of Input Offset Voltage and Drift Per Device Process

PROCESS AND DEVICE TYPE	V_{IO}^{max} at 25°C (μV)	$\Delta V_{IO}/\Delta T^\dagger$ ($\mu\text{V/}^\circ\text{C}$)	V_{IO} Full Range (μV)	Long term Drift [†] ($\mu\text{V/month}$)
Bipolar	150 – 10000	1 – 10	240 – 15000	
LM324	7000		9000	
TLE2021	500	2	750	0.005
THS4001	8000	10	10000	
BiFET	800 – 15000	1 - 30	3000 - 20000	
LF353	10000	10	13000	
TLE2071	4000	3.2	6000	
TL051	3500	8	4500	0.04
CMOS	200 – 10000	<1 – 10	300 - 13000	
TLC071	1000	1.2	1500	
TLV2471	2200	0.4	2400	
TLC2201	200	0.5	300	0.005

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO}



$$-V_{IO} + V_{BE1} - V_{BE2} = 0$$

$$V_{IO} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$V_{BE} = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right)$$

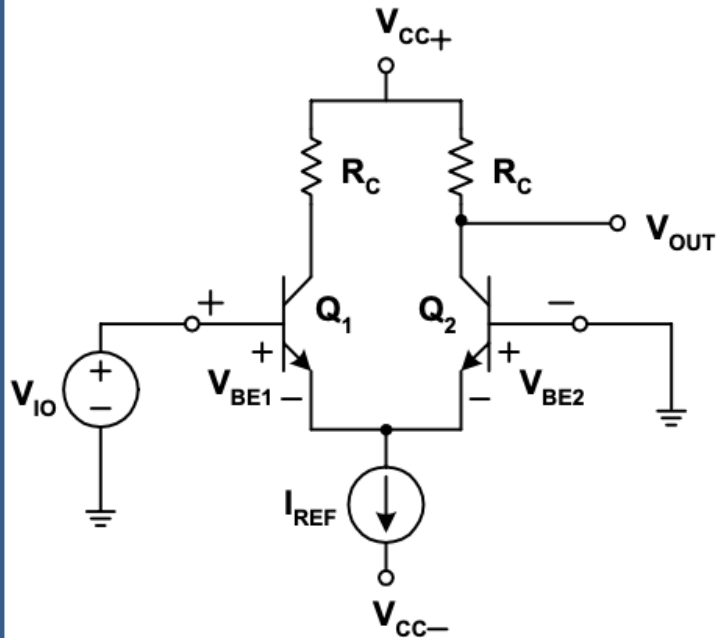
$$V_{IO} = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)$$

where the term kT/q is known as the thermal voltage (V_T),

I_C is the collector current,

I_S is the reverse saturation current.

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO}



$$V_{IO} = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)$$

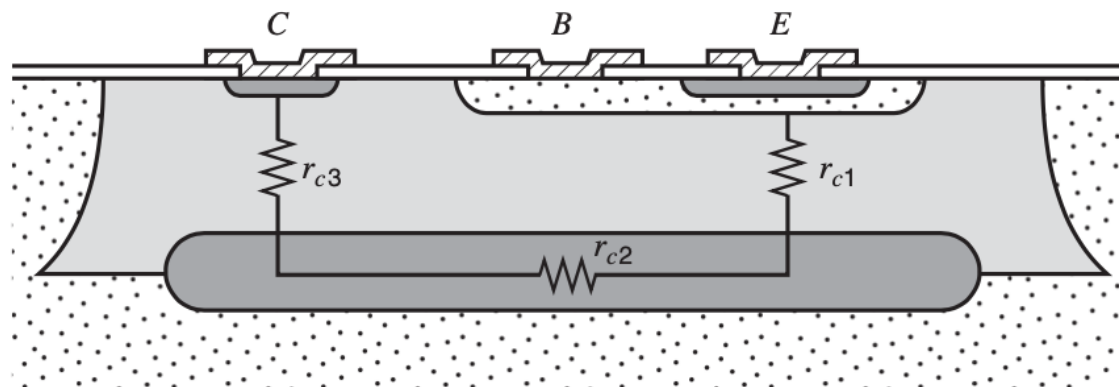
The errors introduced in equation by the I_C terms are due to the mismatch in the R_C resistors.

The I_S term errors are due primarily to mismatches in the area of the emitter and the width and doping of the base.

The value of V_T , or kT/q , is material dependent (e.g., 26 mV for silicon) and is inherent in all transistors. This term has the largest impact on V_{IO} and its drift with temperature. As T changes V_{IO} changes, and the change is predictable.

$$V_{IO} = V_{IO}(25^\circ\text{C}) + \left(\frac{V_{IO}}{T} \right) \cdot \Delta T + \left(\frac{\Delta V_{IO}}{\text{month}} \right) \cdot \text{months}$$

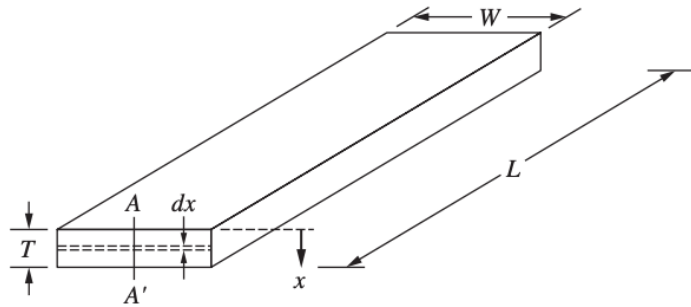
1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{I0}



摘：资深的运放设计工程师介绍，**两个管子的匹配度在一定范围内是与管子的面积的平方根成正比**，也就是说匹配度提高为原来的两倍，面积要增加四倍。当到达一个水平时，即使再增加面积也不会提高匹配度，而提高面积是要增加IC的成本。

一个常被使用的办法，就是在运放生产出来后，进行测试，然后再 Trim(可以理解为调校)。这样就能使运放的精度大为提高。当然，测试和Trim都是需要成本，所以精密运放的价格都比较贵。

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{I0}

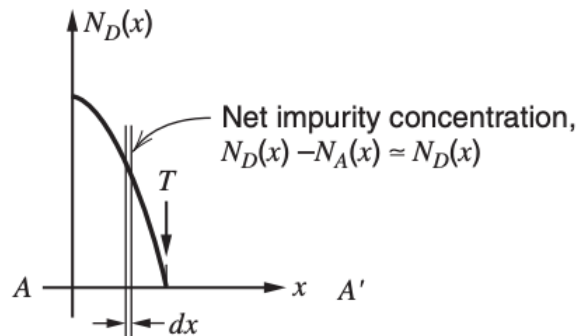


$$R = \left(\frac{1}{q\mu_n N_D} \right) \frac{L}{WT} = \frac{L}{W} \left(\frac{1}{q\mu_n N_D T} \right) = \frac{L}{W} R_{\square}$$

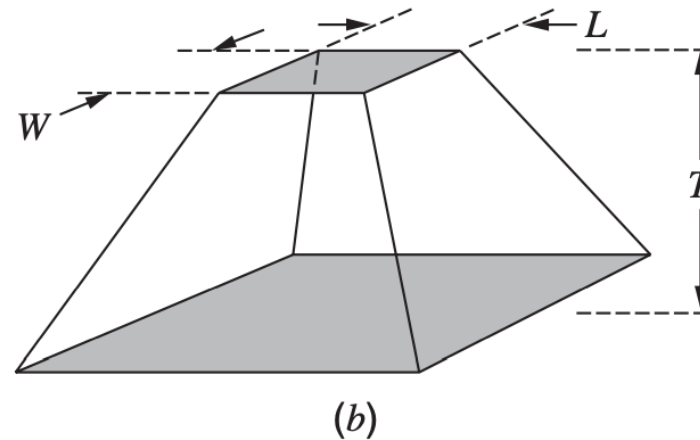
$$R_{\square} = \frac{1}{q\mu_n N_D T} = \frac{\rho}{T}$$

Quantity R_{\square} is the *sheet resistance* of the layer and has units of Ohms.

Impurity concentration, atoms/cm³



$$R = \frac{\rho T}{WL} \ln \left(\frac{a}{b} \right) \quad \text{电阻层的梯型扩散}$$



T = thickness of the region

ρ = resistivity of the material

W, L = width, length of the top rectangle

a = ratio of the width of the bottom rectangle to the width of the top rectangle

b = ratio of the length of the bottom rectangle to the length of the top rectangle

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO} ：微调工艺

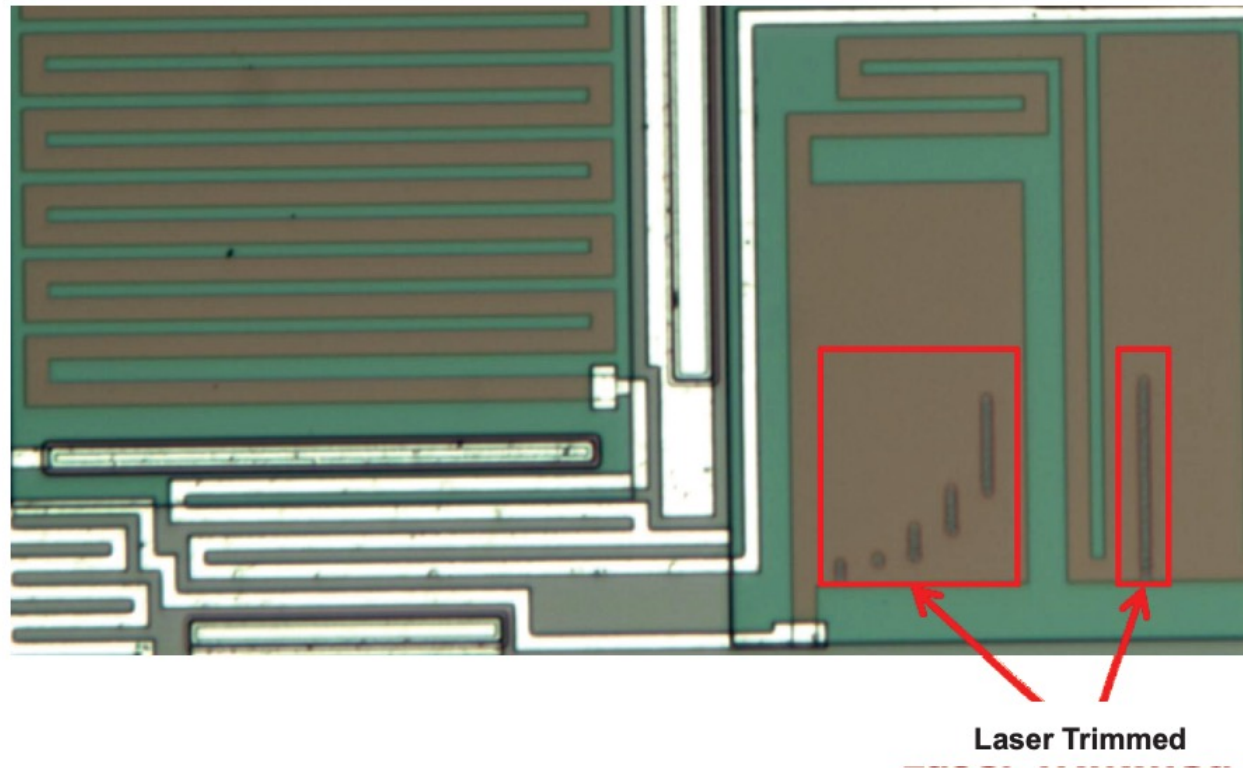
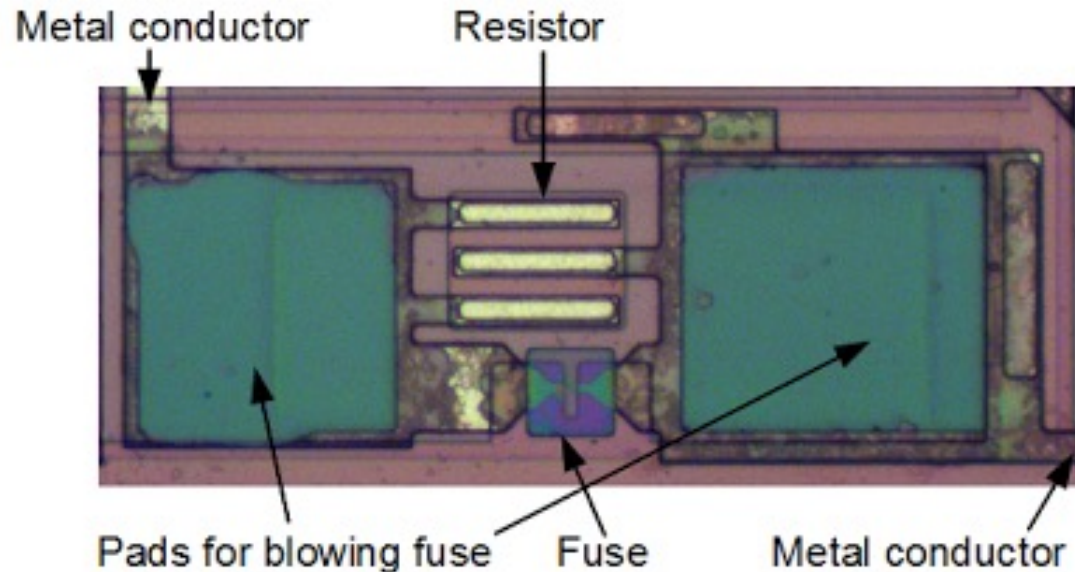


Figure 1. Laser Trimming on Thin-Film Resistors

The highlighted areas show the thin film resistors. During the waferlevel test process, a laser burns away sections of resistive material, thus adjusting its value by increasing the total resistance of the die.

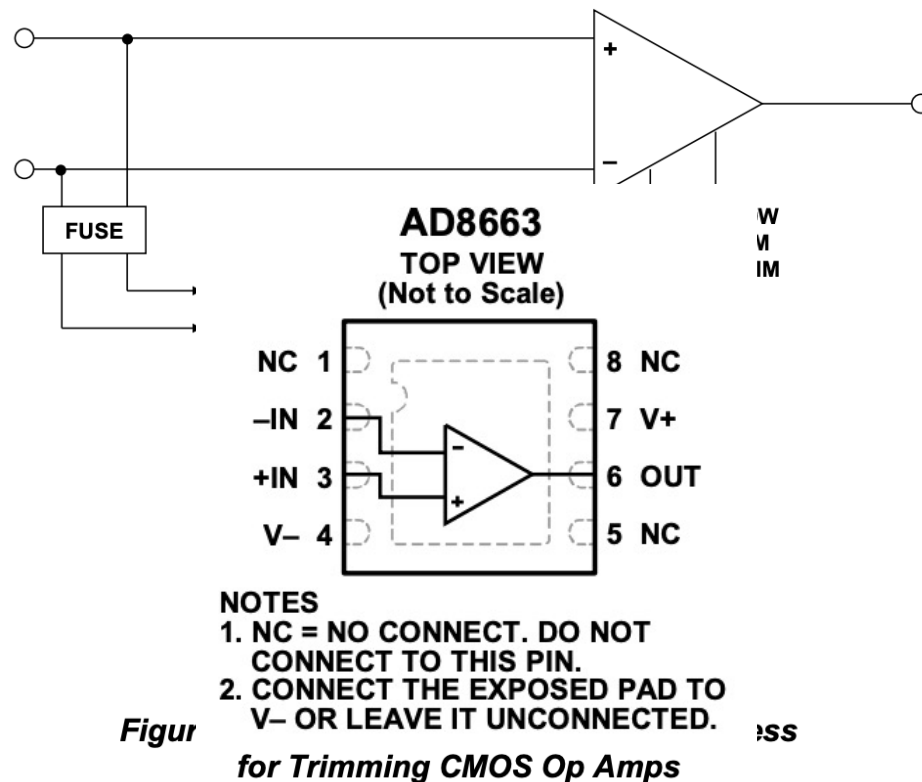
1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO} ：微调工艺



During manufacture of the chips, these fuses can be blown to adjust the resistances to **increase the accuracy** of the chip.

There is a small resistor (actually two parallel resistors) in parallel with a fuse. Normally, the fuse causes the resistor to be bypassed. During manufacture, the characteristics of the chip can be measured. If more resistance is required, two probes contact the pads and apply a high current. This will blow the fuse, adding the small resistance to the circuit. Thus, the resistance in the final circuit can be slightly adjusted to improve the chip's accuracy.

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO} ：微调工艺



DigiTrim封装内数字微调技术，是一种在封装后调整放大器失调电压的方法。

The DigiTrim™ CMOS op amp family exploits the advantages of digital technology, so as to minimize the offset voltage normally associated with CMOS amplifiers. **Offset voltage trimming is done after the devices are packaged.** A digital code is entered into the device to adjust the offset voltage to less than 1 mV, depending upon the grade. **Wafer testing is not required**, and the patented Analog Devices' technique called DigiTrim™ requires no extra pins to accomplish the function.

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO} ：微调工艺

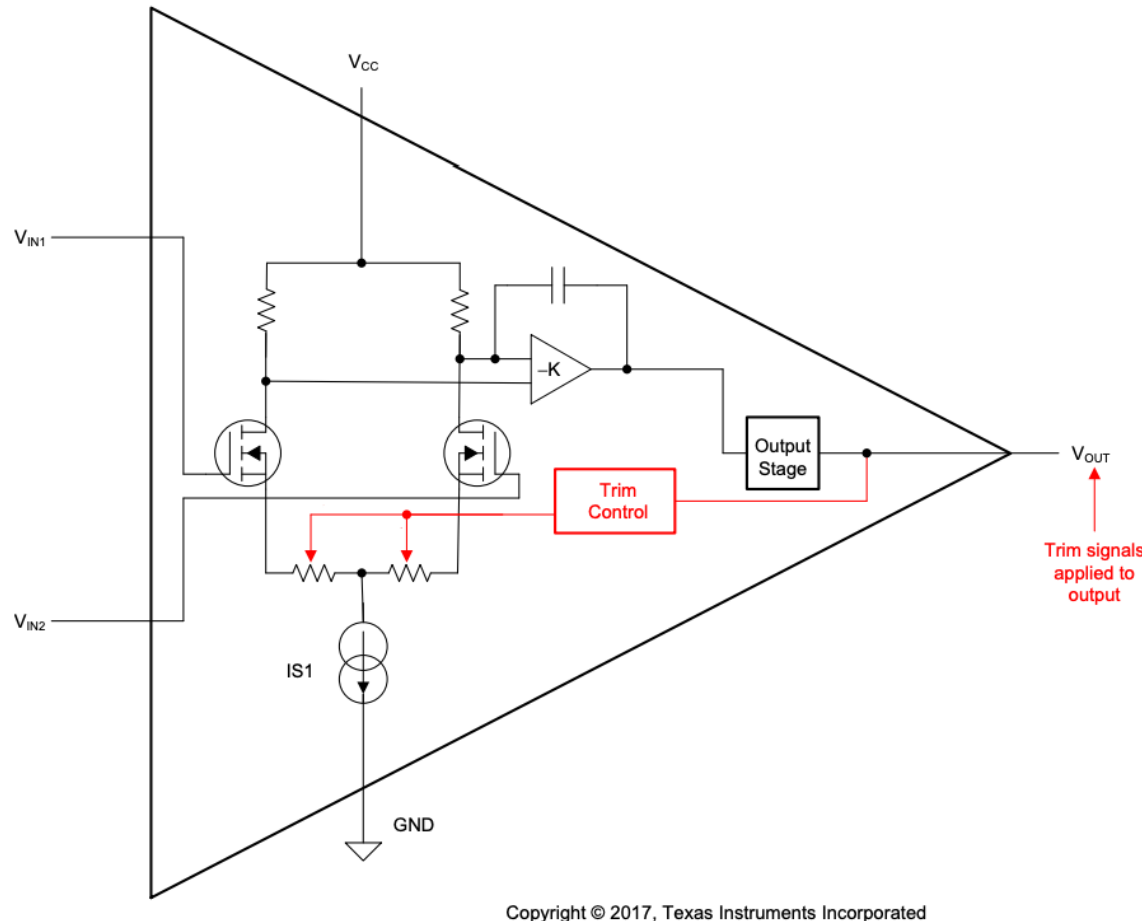
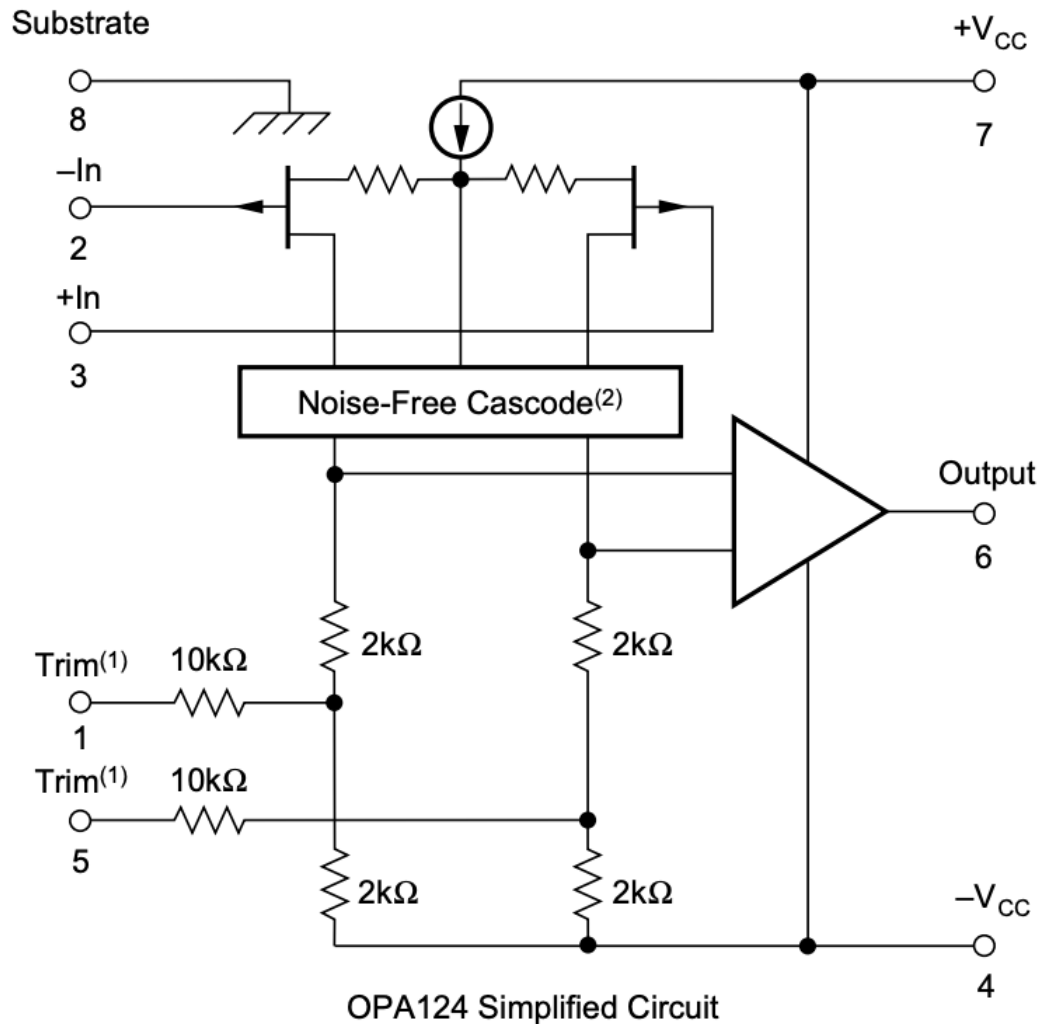


Figure 2. Package-Level e-Trim

Another method used to achieve low offset voltage and drift is e-Trim, which is TI's patented trimming architecture implemented after device packaging. Correction current sources internal to the devices are adjusted during the final package-level manufacturing test. Once the trimming is completed, the gateway to trim circuitry is closed, so the trim control circuit is disabled and the adjustments become permanent.

1 输入直流误差特性 1.1、输入失调电压 V_{IO} ：微调工艺



激光微调的Difet输入电路提供了高精度和低噪声性能，可与最好的双极输入运算放大器相媲美。

1 输入直流误差特性 1.2、输入偏置电流 I_{IB}

对于BJT来说，由于三极管工作在放大区是需要提供一定的偏置电流的，因此需要提供输入电流，一般有nA到uA级别。

对于MOSFET来说，虽然场效应管本身是场控器件，还是存在一定的漏电流，一般是fA或者pA级别。

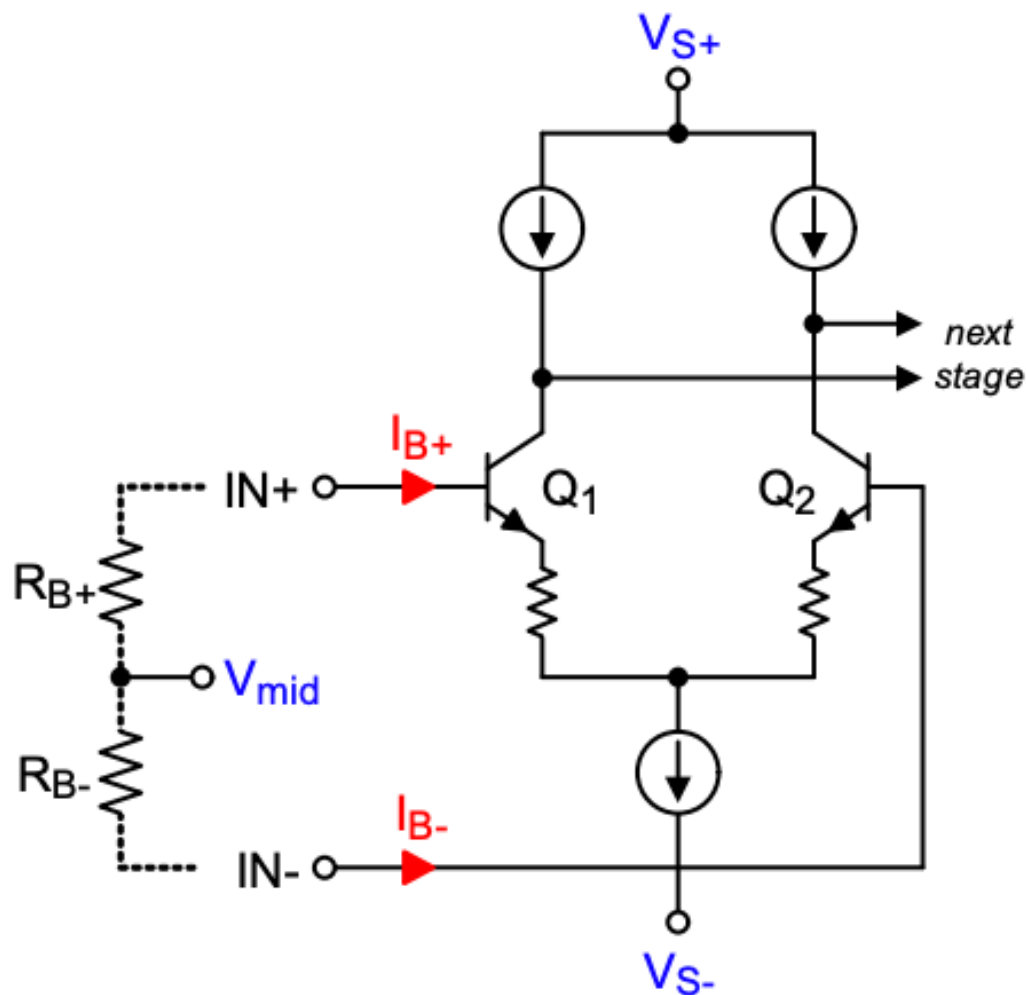


Figure 1. Input Biasing Principle

1 输入直流误差特性 1.2、输入偏置电流 I_{IB}

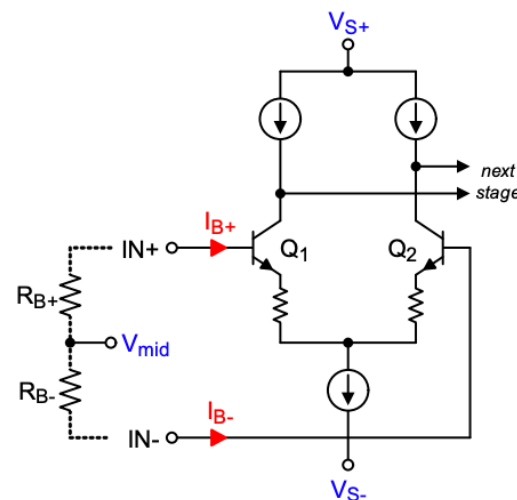
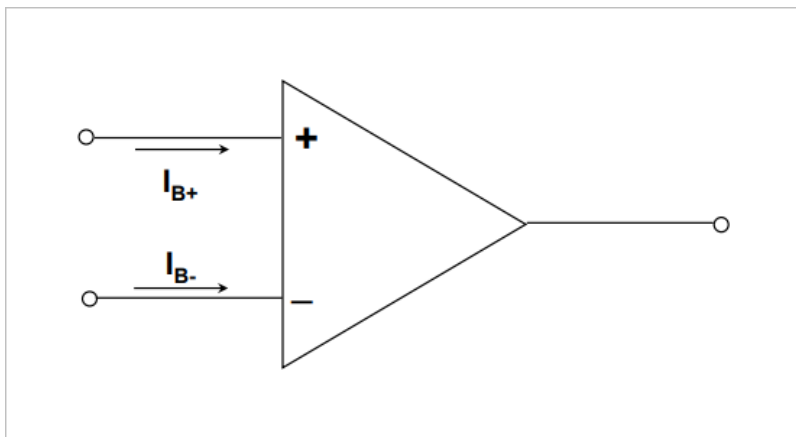
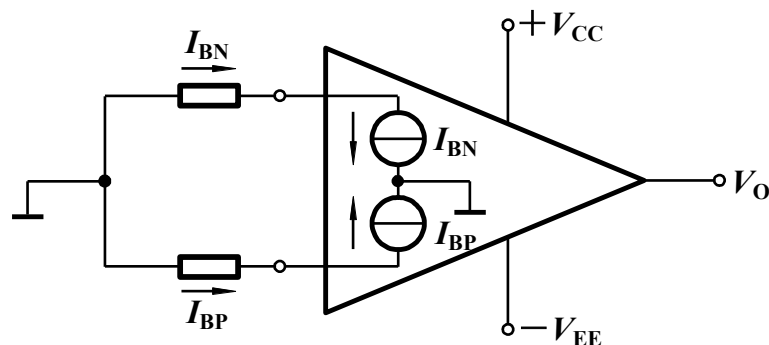


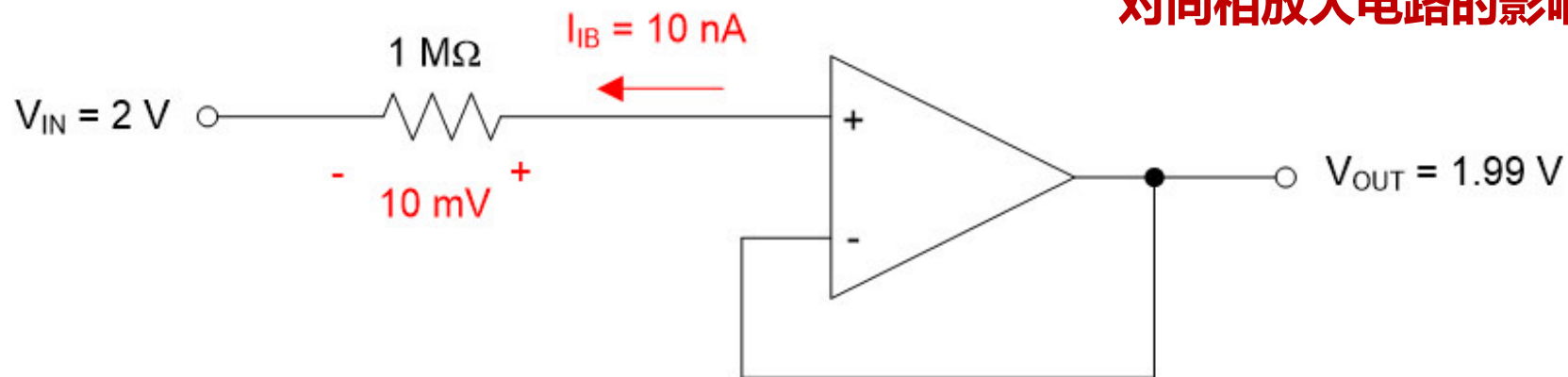
Figure 1. Input Biasing Principle

- 运放偏置电流 I_B 是一个变化的参数;
- 随着器件不同, 运放偏置电流 I_B 可能从60fA (每3us流过 1 个电子) 到数个微安级别;
- 一些运放结构具有匹配的 I_B , 一些运放 I_B 不匹配;
- 有些运放中的 I_B 随着温度变化很小, 但是FET运放的 I_B 随着温度每升高 10°C , I_B 增加一倍;
- 一些复杂结构 (偏置补偿或者电流反馈运放) 内部有不同电流源, 对应的偏置电流是双向流动的;

1 输入直流误差特性 1.2、输入偏置电流 I_{IB}



偏置电流是使得运放的输入级能够正常工作的注入的电流。那么它有什么影响呢？



对同相放大电路的影响

在一些高输出内阻的传感器信号放大电路中，失调电流可能会引起额外问题，如果放大电路外部使用的电阻是百 $\text{k}\Omega$ 级以上，那么在运放输出端将会产生新的电压失调误差。

LM358的偏置电流

Family Comparison

Specification	LM358B LM358BA	LM2904B LM2904BA	LM358 LM358A	LM2904	LM2904V LM2904AV	LM258 LM258A	LM158 LM158A	Units
Supply voltage	3 to 36	3 to 36	3 to 30	3 to 26	3 to 30	3 to 30	3 to 30	V
Offset voltage (max, 25°C)	± 3 ± 2	± 3 ± 2	± 7 ± 3	± 7	± 7 ± 2	± 5 ± 3	± 5 ± 2	mV
Input bias current (typ / max)	10 / 35	10 / 35	20 / 250 15 / 100	20 / 250	20 / 250	20 / 150 15 / 80	20 / 150 15 / 50	nA
Gain bandwidth product	1.2	1.2	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	MHz
Supply current (typ, per channel)	0.3	0.3	0.35	0.35	0.35	0.35	0.35	mA
ESD (HBM)	2000	2000	500	500	500	500	500	V
Operating ambient temperature	-40 to 85	-40 to 125	0 to 70	-40 to 125	-40 to 125	-25 to 85	-55 to 125	°C

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

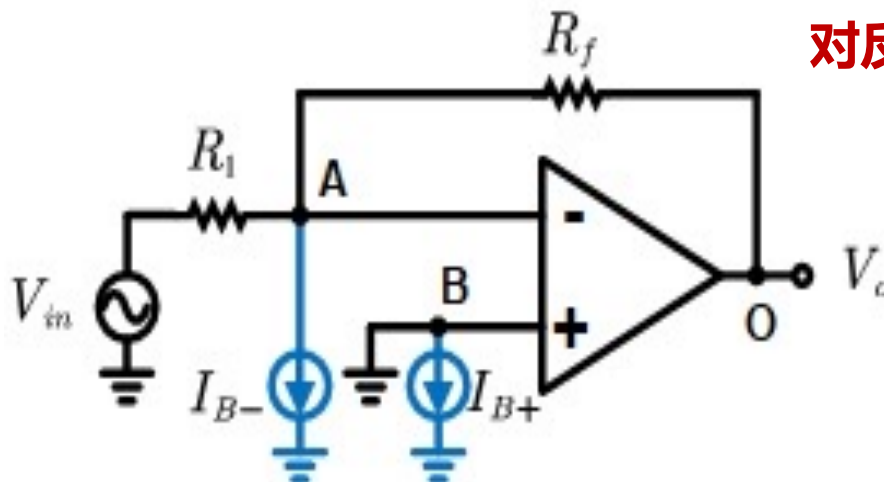
INPUT BIAS CURRENT						
I_B Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	LM358		-20	-250	nA
			$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		-500	
		LM358A		-15	-100	
			$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		-200	

1 输入直流误差特性 1.2、输入偏置电流 I_{IB}

$$R_1 = 10\text{k}\Omega$$

$$R_f = 100\text{k}\Omega$$

对反相放大电路的影响



理想情况下，由于虚断， $I_{B+} = I_{B-} = 0$ ，从而输出增益为 $-R_f/R_1$ 。

假定bias电流大小为100nA（比如LM358的Bias电流最大就是100nA）。

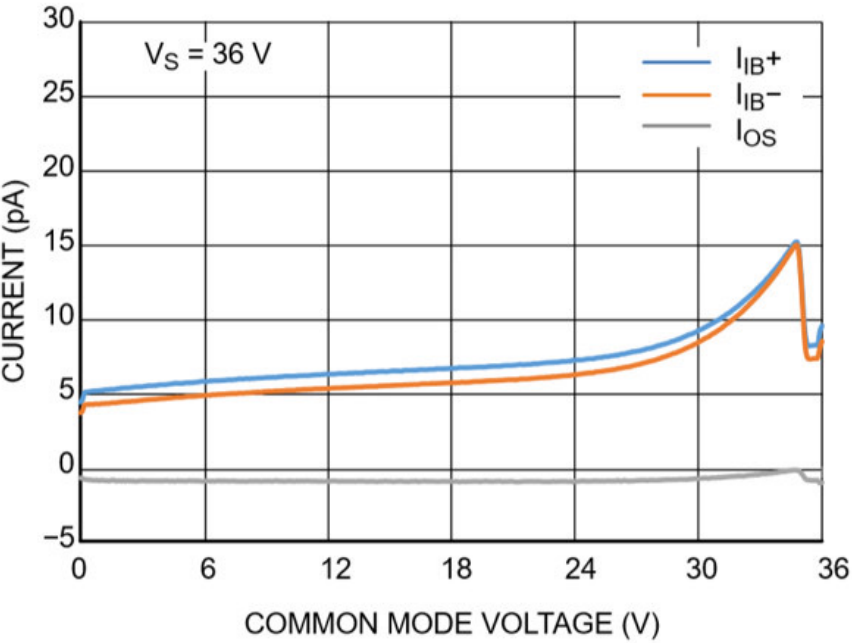
根据叠加定理，单独分析两个电流源的影响， V_{in} 视为短路。由于B点直接接地，再根据虚短，A点电位也为0，因此流经 R_1 上电流为0，从而流经 R_f 的电流为 I_{B-} 。故由于偏置电流的存在。

输出电压误差 $I_{B-} R_f = 100\text{nA} \times 100\text{k}\Omega = 10\text{mV}$ 。

1 输入直流误差特性 1.3、输入失调电流 I_{IO}

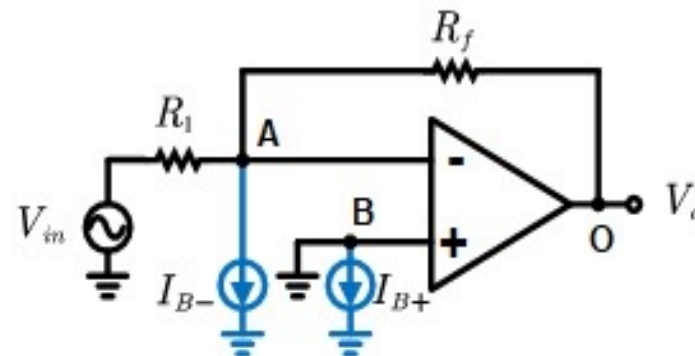
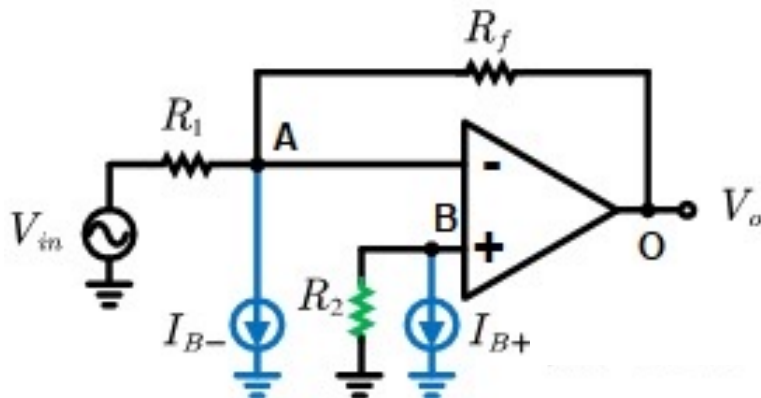
INPUT BIAS CURRENT					
I_B	Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	LM358	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$	-20 -250
					-500
			LM358A	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$	-15 -100
					-200
I_{OS}	Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	LM358	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$	2 50
					150
			LM358A	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$	2 30
					75

偏置电流这两个值都会有一定的偏差，这个偏差就叫做输入失调电流(Input offset current)



1 输入直流误差特性 1.3、输入失调电流 I_{IO}

单独求解电路中 I_{B+} 和 I_{B-} 对输出的响应:



$$V_{o\Delta} = I_B^+ \cdot R_2 \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) - I_B^- \cdot R_f = I_B^+ R_f R_2 \left(\frac{1}{R_1 || R_f}\right) - I_B^- R_f$$

如果 $R_2 = R_1 || R_f$, 则有:

一般来说, 由于电路的对称性, 理想情况下, $I_{B+} = I_{B-}$, 从而通过补偿电阻的引入, 消除了由于偏置电路造成的输出误差。

注意: 对于偏置电流不匹配的运放, 这种外部匹配电阻的使用非但不起作用, 有可能会使误差变得更糟。

常用电路：失调电压调整和偏置电流补偿

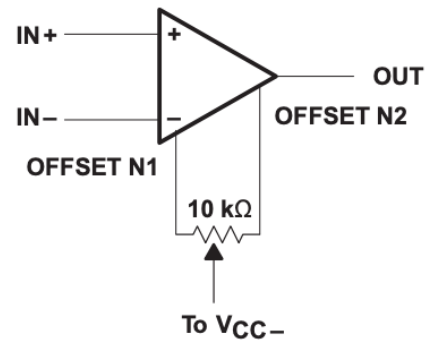
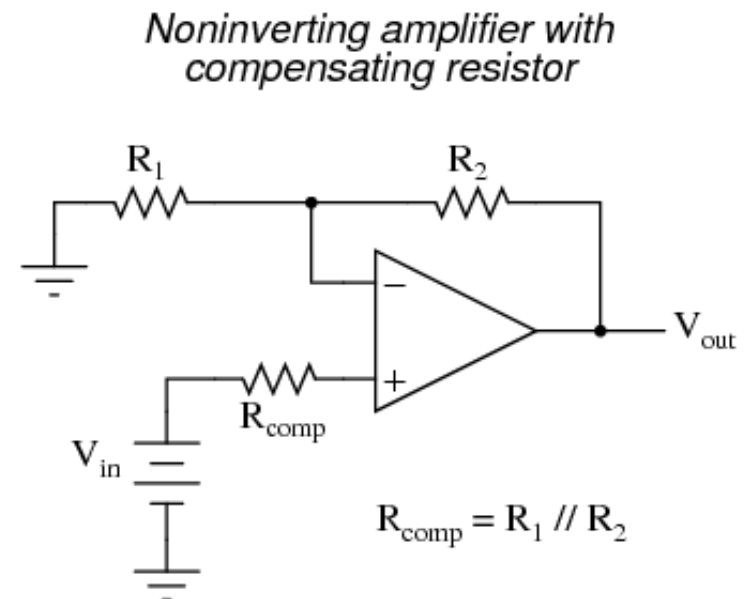
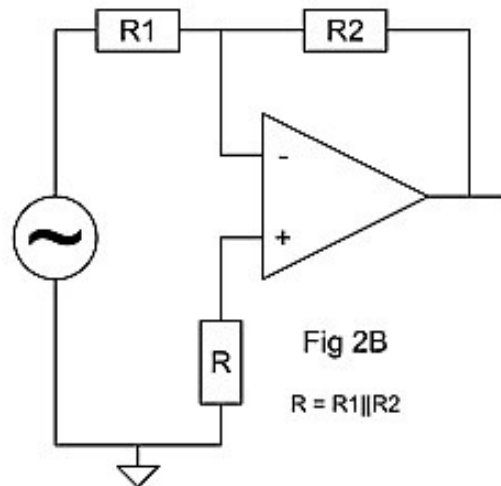
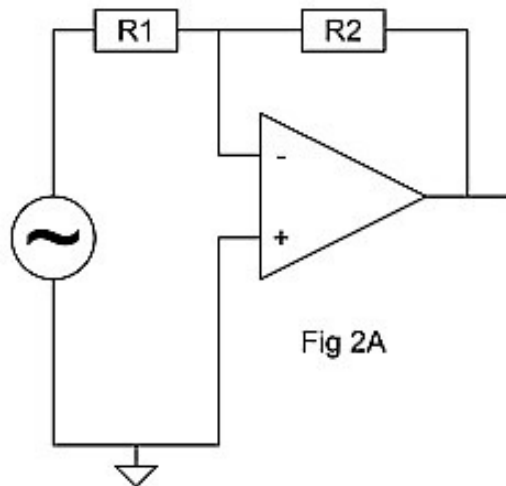
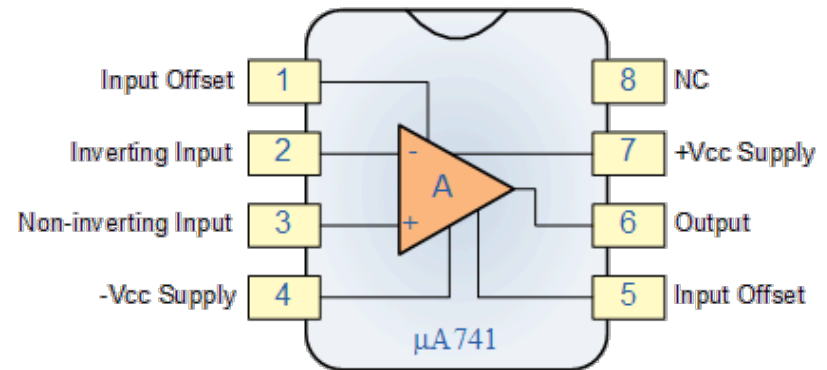


Figure 12. Input Offset Voltage Null Circuit



常用电路：应变电桥测量电路的直流激励和交流激励

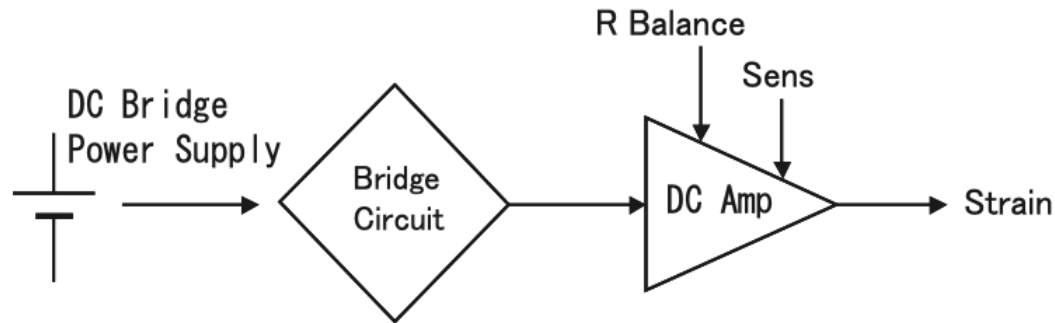


Fig. 4. DC-type dynamic strain measurement system.

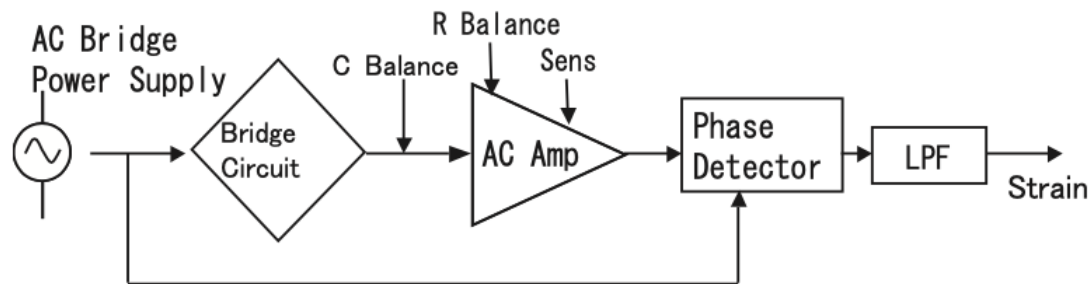


Fig. 5. AC-type dynamic strain measurement system.

70年代中期之前的应变仪几乎全部采用载波电桥，其主要原因是制做高稳定的直流放大器比较困难。设计电压增益几千倍，甚至上万倍的直流放大器，并要求折合到输入端的漂移在 μV 级，这在当时是做不到的要求。

交流放大电路是隔直流的。放大器的零点漂移不造成系统误差，并且载波方式的抗干扰能力强。

常用电路：应变电桥测量电路的直流激励和交流激励

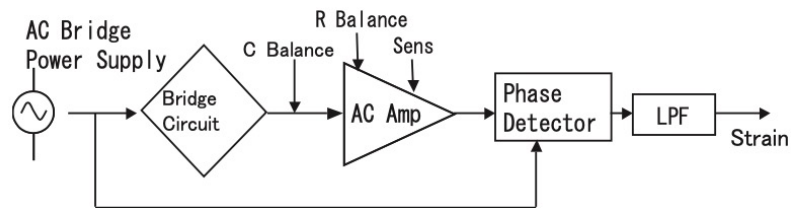
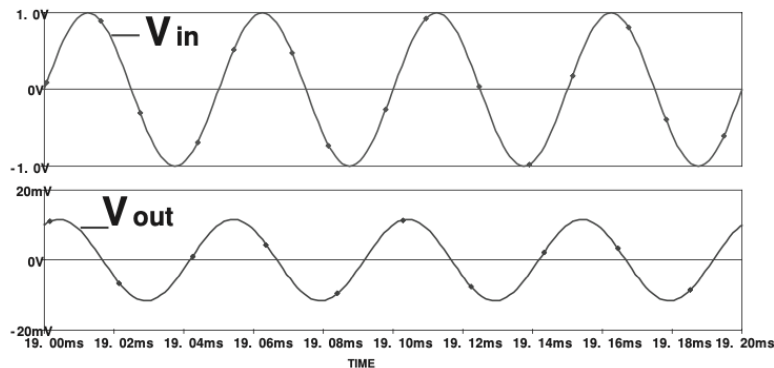
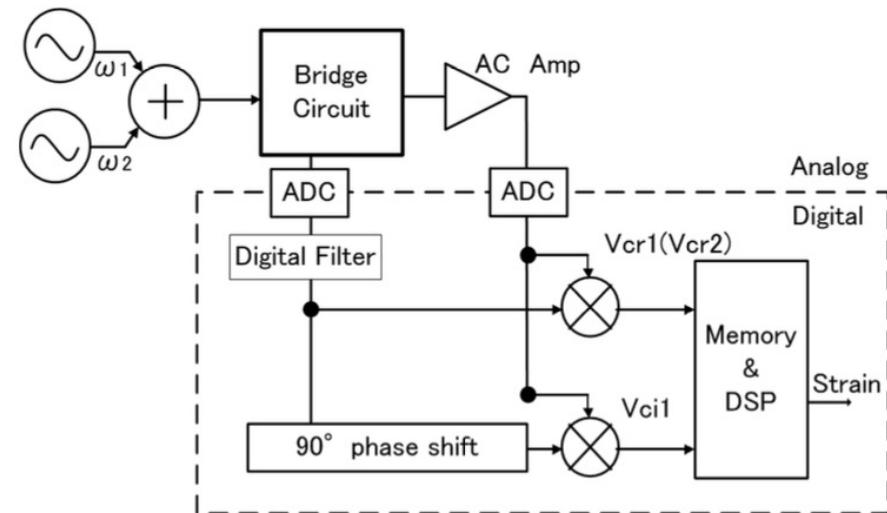


Fig. 5. AC-type dynamic strain measurement system.



交流放大电路是隔直流的。放大器的零点漂移不造成系统误差，并且载波方式的抗干扰能力强。



$$\begin{aligned} \cos(\omega_1 t) \times V_{out}(t) &= \frac{a_1}{2} + \frac{a_1}{2} \cos(2\omega_1 t) \\ &+ \frac{b_1}{2} \sin(2\omega_1 t), \\ \text{then } H_R(j\omega_1) &= \frac{a_1}{2} = V_{cr1}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sin(\omega_1 t) \times V_{out}(t) &= \frac{b_1}{2} - \frac{b_1}{2} \cos(2\omega_1 t) \\ &+ \frac{a_1}{2} \sin(2\omega_1 t), \\ \text{then } H_I(j\omega_1) &= \frac{b_1}{2} = V_{ci}. \end{aligned}$$

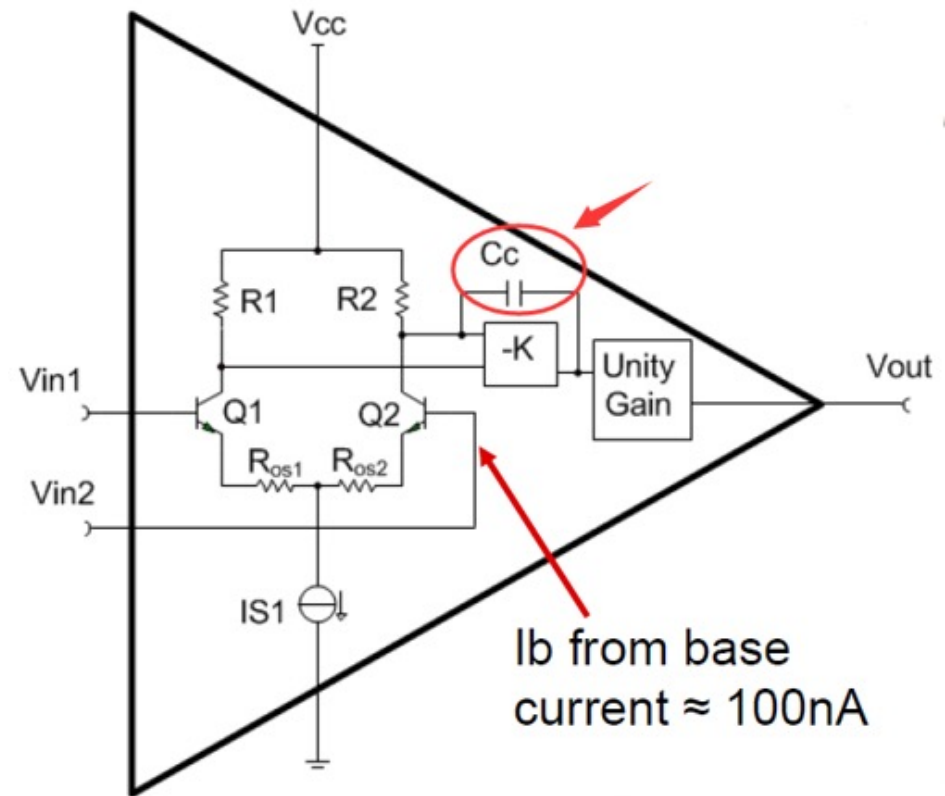
2.运放的交流特性

2.1. 增益带宽积 gain-bandwidth product (GBP)

2.2. 转换速率(摆率) S_R

放大器处理幅值大于等于
100mV的交流大信号时,
应当使用压摆率参数评估
信号带宽。

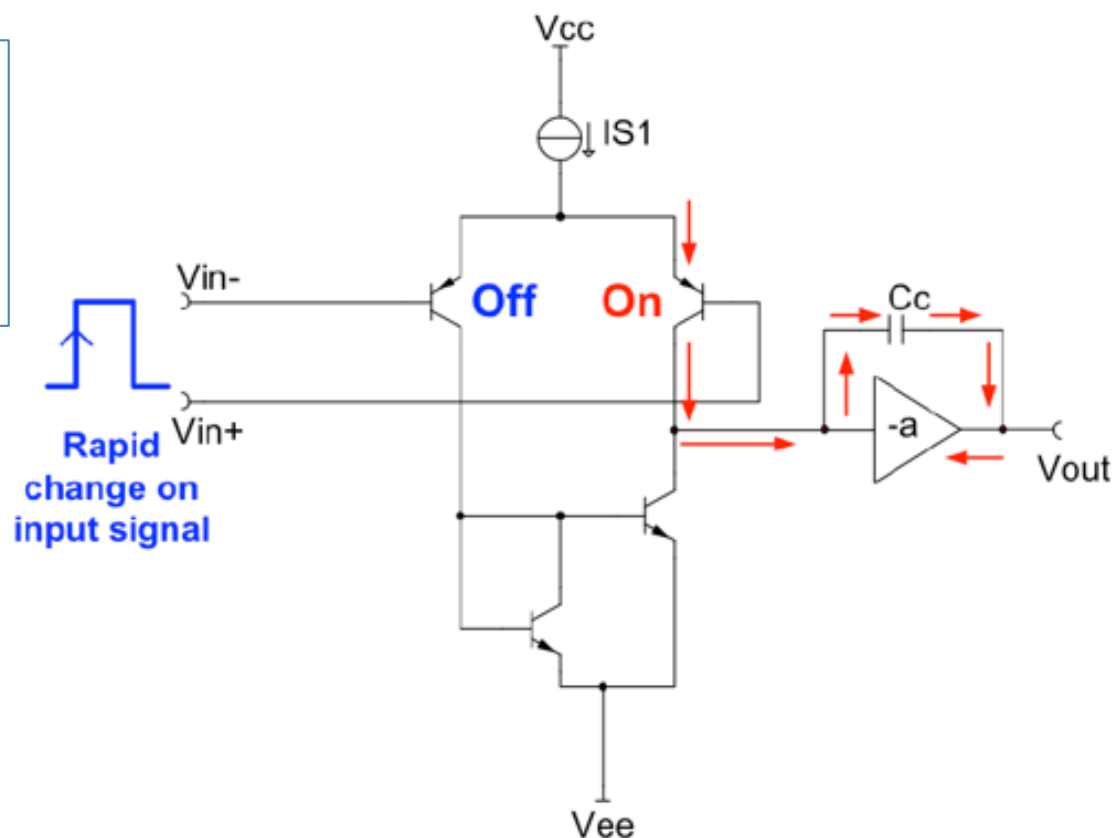
处理幅值小于100mV的交流
小信号时, 需要通过增
益带宽积参数评估信号带
宽



增益带宽积和转换速率（摆率） S_R

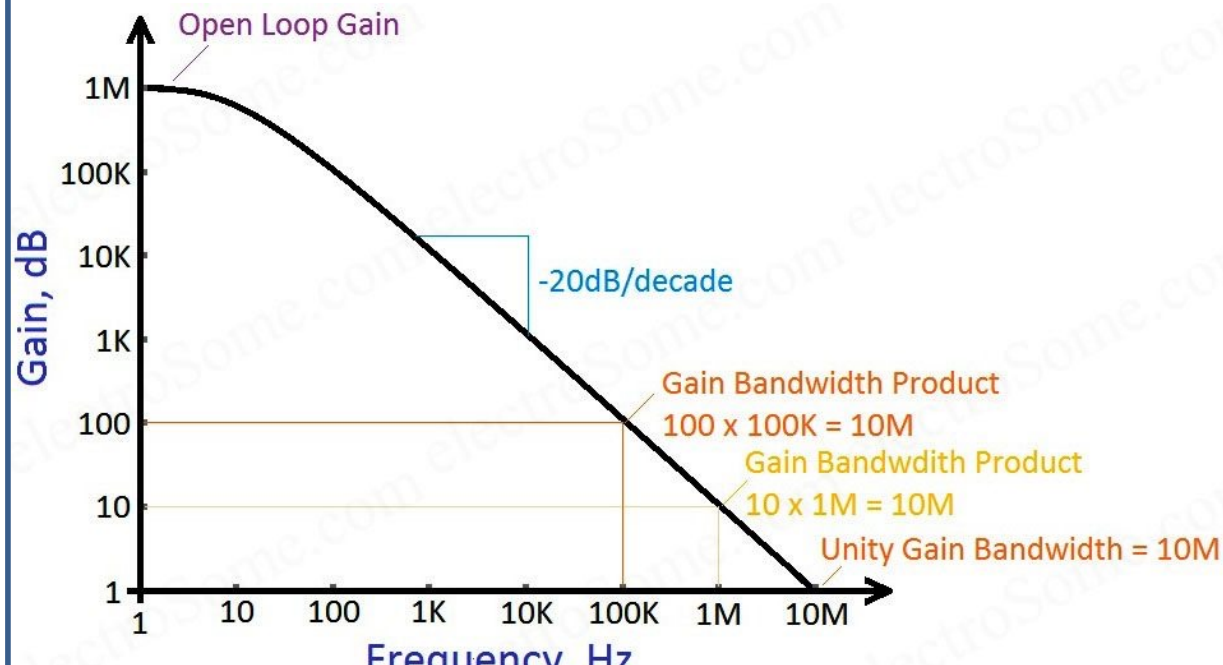
从运放内部看，对主极点电容 C_c 充放电的电流大小决定了压摆率的值。

在小信号输入时(通常100mVpp 以内)，充放电的电流跟输入信号的幅度是线性的关系，此时输出信号上升和下降的时间并不是用压摆率 S_R 来计算的。



当输入信号为大信号时，充放电电流增大以至于被限制在最大值，类似于一个电容被恒流充电，那么电容的输出电压就是斜着线性上升，此时上升下降时间要用压摆率 S_R 来计算。

2.1. 开环差模电压增益 A_{vo} 和带宽BW



对于电压反馈型运放来说，有带宽增益积的概念，观察电压反馈型运放的开环增益曲线，从主极点以后，带宽和增益的乘积几乎是一个常数。

6.7 Switching Characteristics: $\mu A741Y$

over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_r Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		0.3		μs
Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$; see Figure 1		5%		
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ $C_L = 100\text{ pF}$; see Figure 1		0.5		$\text{V}/\mu\text{s}$

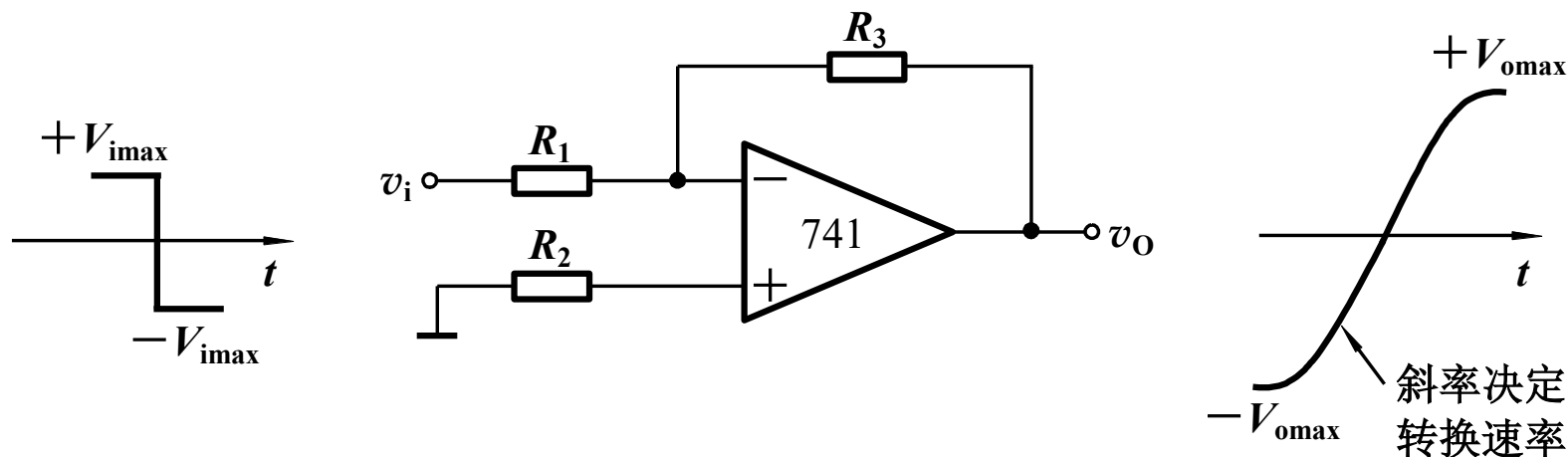
一个放大器的GBP为1GHz。如果它的增益为+2V/V。那么带宽
=1G÷2=500M。如果它的增益为+4V/V，那么带宽=1G÷4=250MHz。

2.2. 转换速率 S_R

放大电路在闭环状态下，输入为大信号（例如阶跃信号）时，输出电压对时间的最大变化速率，即

$$S_R = \left. \frac{dv_o(t)}{dt} \right|_{\max}$$

若信号为 $v_i = V_{im} \sin 2\pi f t$ ，则运放的 S_R 必须满足 $S_R \geq 2\pi f_{\max} V_{om}$



S_R 是大信号和高频信号工作时的重要指标，

一般通用型运放 S_R 在 $1V/\mu s$ 以下，741的 $S_R = 0.5V/\mu s$

高速运放要求 $S_R > 30V/\mu s$ 以上。

目前超高速的运放如AD9610的 $S_R > 3500V/\mu s$ 。