بررسی کاربردی آپ-امپ

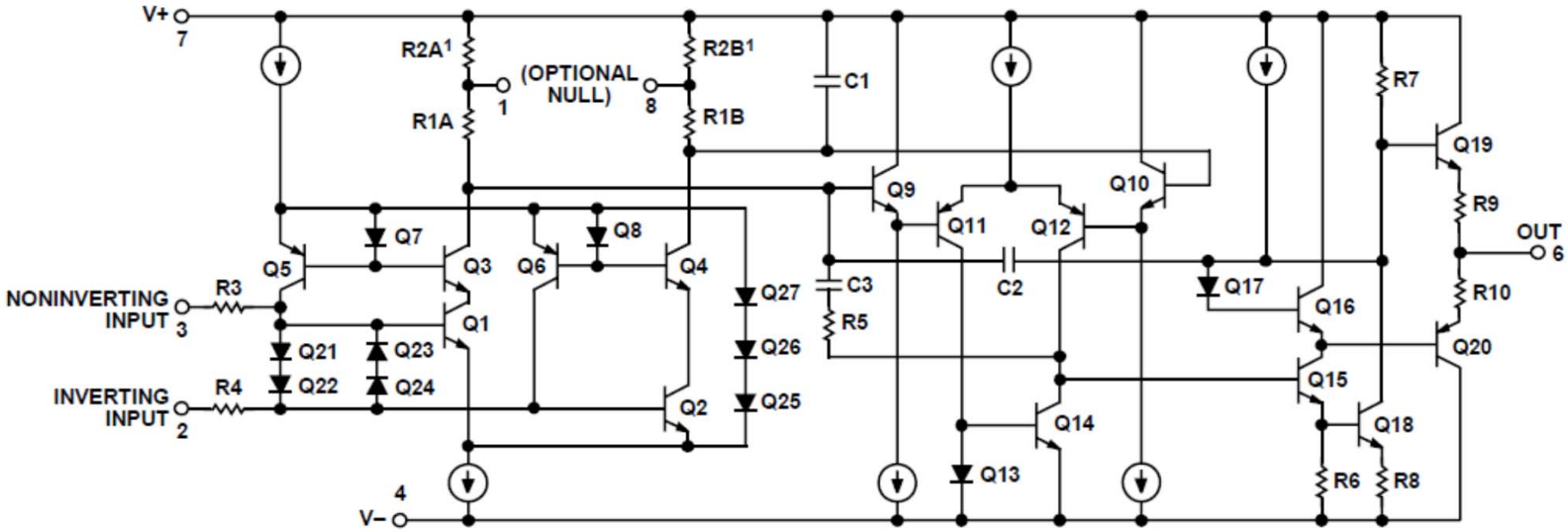
ابزار دقیق پیشرفته الکترونیکی

معرفی مباحث

- آفست و جریان بایاس
- پاسخ فرکانسی و پایداری
- آپ-امپ های فیدبک جریان
- آپ امپ های wideband
- آپ-امپ های خاص
- مقایسه کننده ها

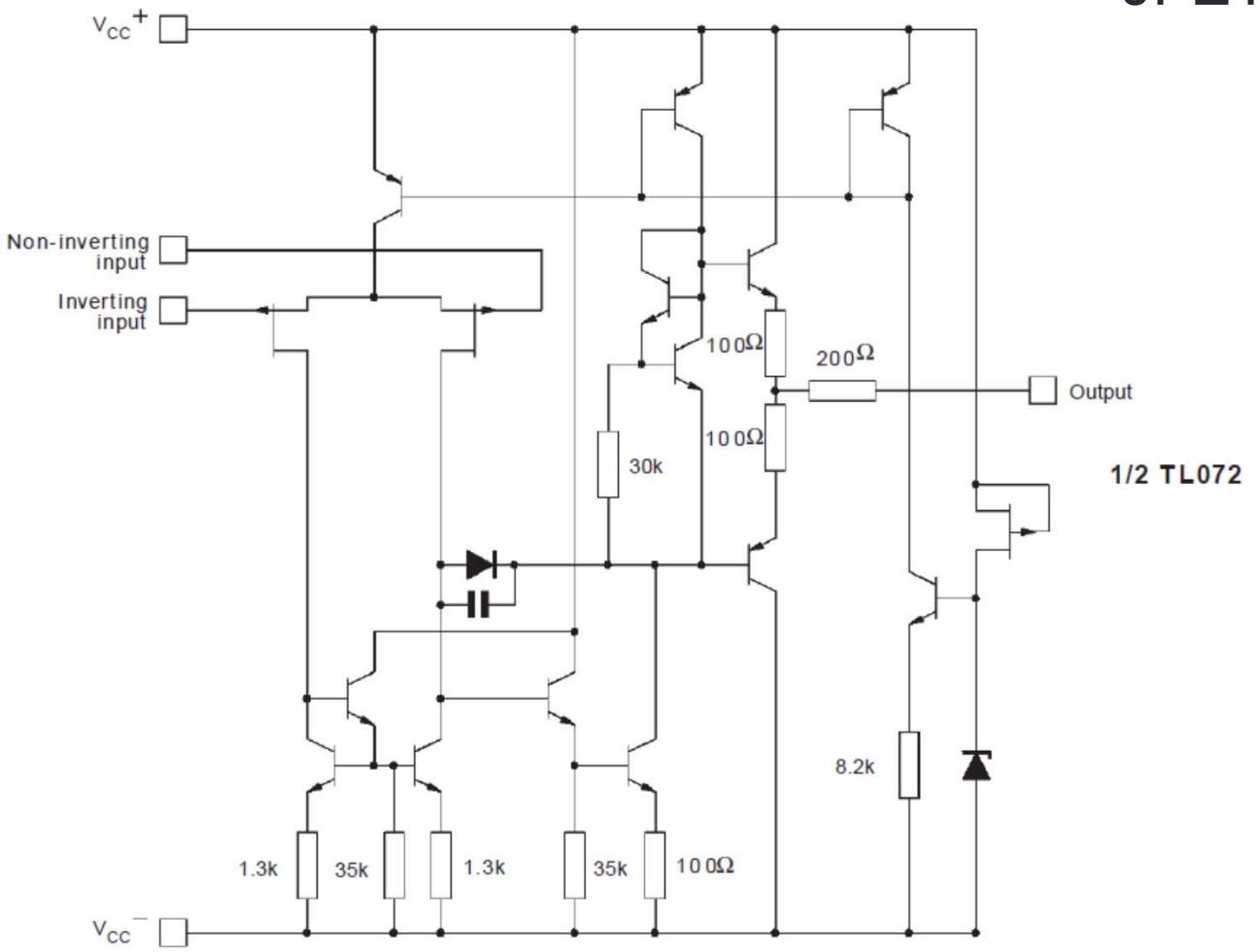
انواع

- BJT با جبرانساز جریان ورودی
- OP07



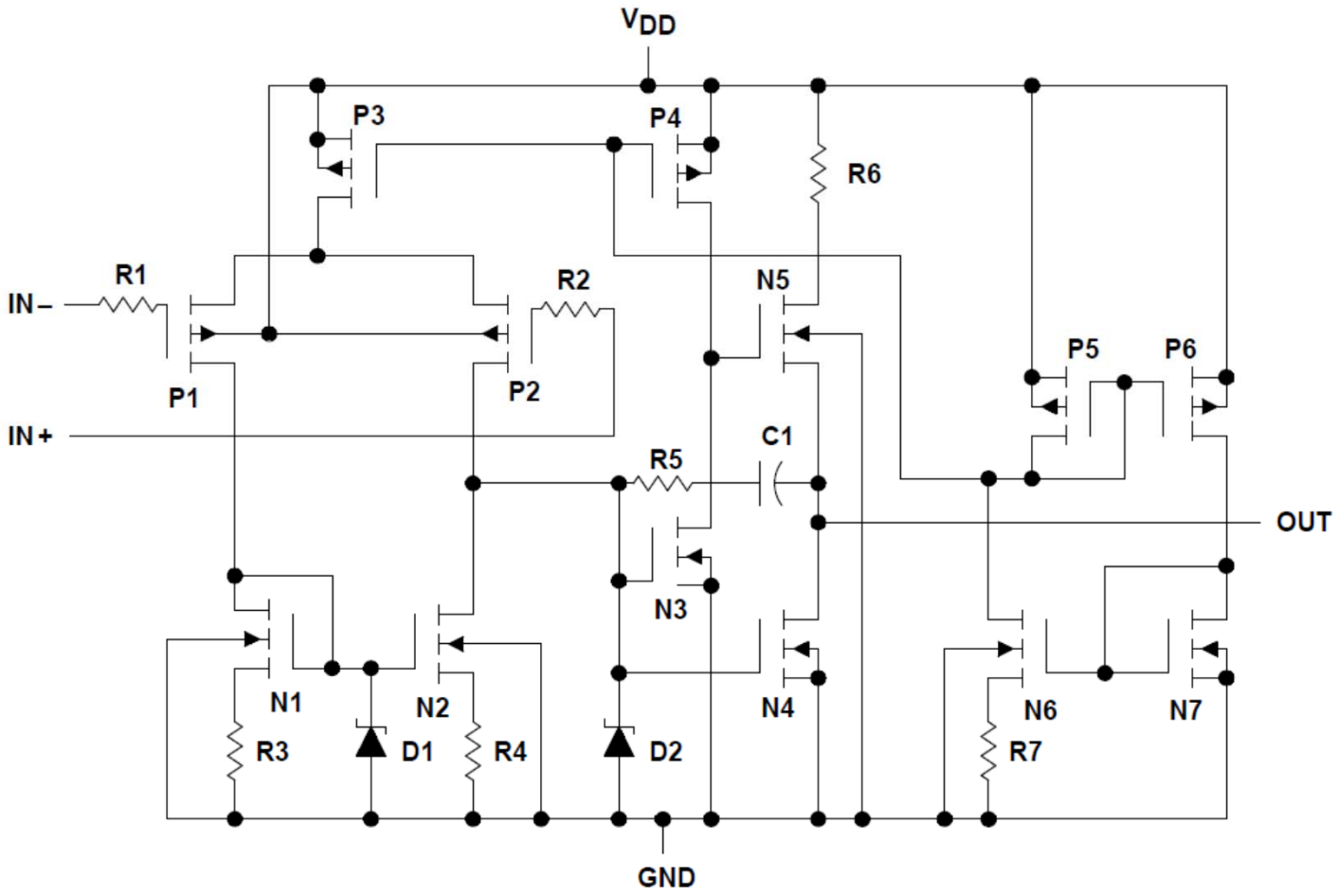
انواع

- ورودی JFET TL072



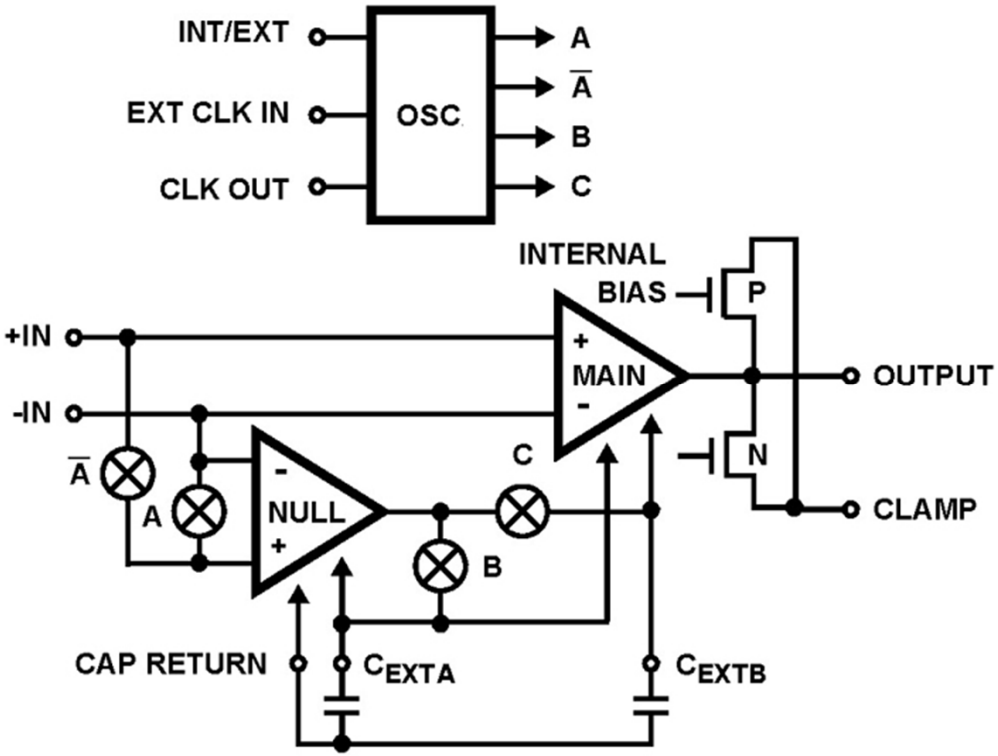
انواع

- CMOS TLC274

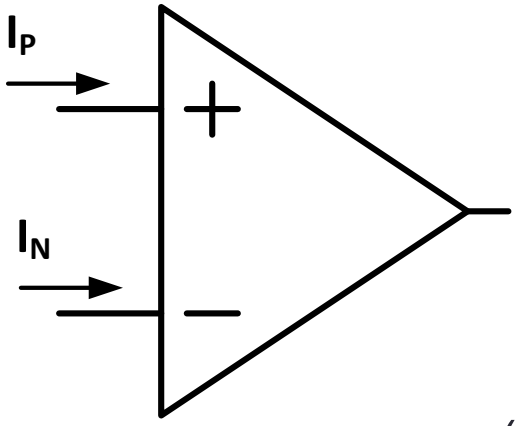


انواع

- Chopper و Auto-Zero
- ICL7650



جریان بایاس ورودی و جریان آفست

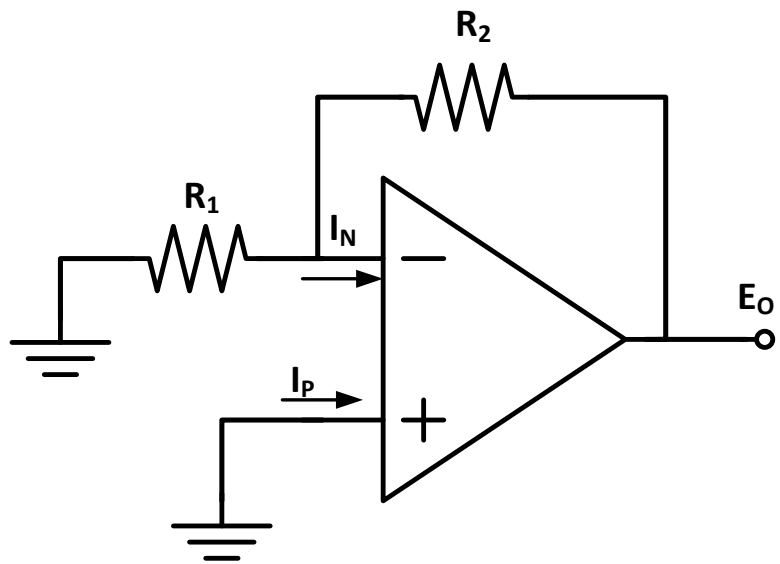


- جریان پایه های ورودی: I_P و I_N:
- جریان بایاس ورودی (I_B): $I_B = \frac{I_N + I_P}{2}$
- جریان آفست ورودی (I_{OS}): $I_{OS} = I_P - I_N$
- مقایسه جریان بایاس ورودی در آپ امپ ها (دمای typical 25^{oC}):

نوع آپ امپ	قهرمان جریان آفست! جبران ساز JFET	wideband video	مخصوص الکترومتر JFET (جبرانساز)	همه منظوره CMOS	همه منظوره JFET	جبران ساز جریان BJT	سوپربتا BJT	همه منظوره BJT
مثال	LMP7721	AD829	AD549L	LTC6084	TL072	OP07	OP97	LM358
I_B	±3fA	3.3uA	40fA	1pA	20pA	±1.2nA	±30pA	45nA
I_{OS}	6fA	50nA	20fA	0.5pA	5pA	0.5nA	30pA	5nA

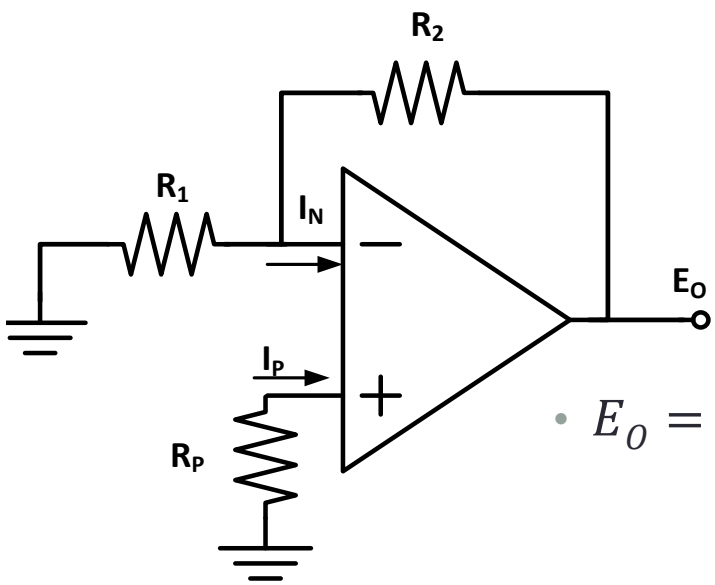
- 3fA: حرکت متوسط 19 الکترون در یک میلی ثانیه!

تاثیر جریان بایاس ورودی در تقویت کننده ها



- ولتاژ خطای خروجی بدون مقاومت جبران ساز پایه مثبت (R_P)
- $E_O = R_2 I_N$
- مثال: تقویت کننده معکوس کننده LM358، R_1=1k,R_2=10k:
  - E_O≈500uV, E_I (input referred offset)=50uV
- استفاده از مقاومت جبران ساز پایه مثبت (R_P): حذف اثر I_B

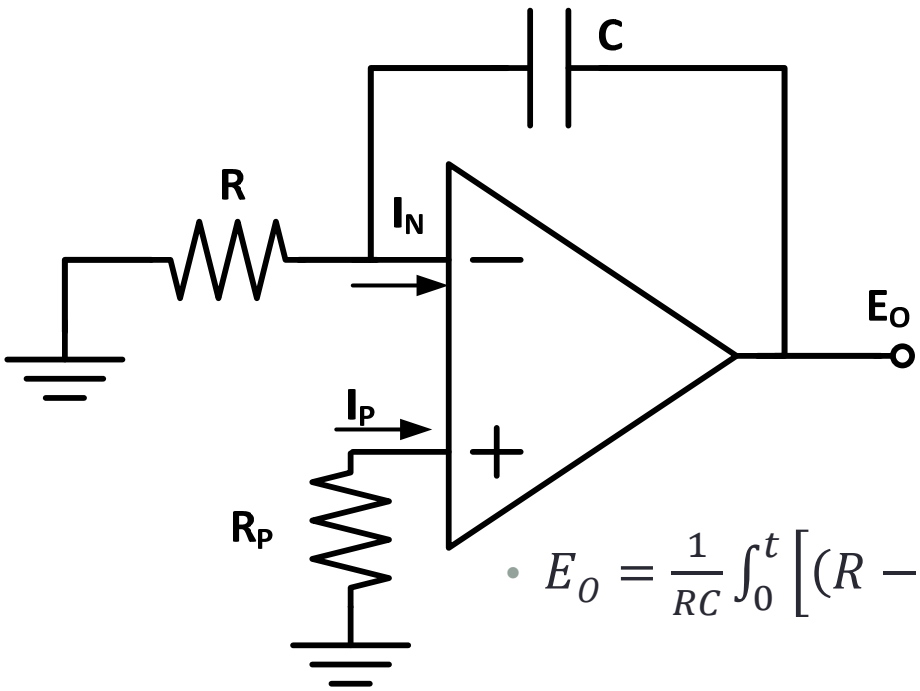
تاثیر جریان بایاس ورودی در تقویت کننده ها



- ولتاژ خطای خروجی با مقاومت جبران ساز پایه مثبت (R_P)
- $E_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)[(R_1||R_2)I_N - R_P I_P]$
- بر حسب I_B و I_{OS}:
- $E_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left\{[(R_1||R_2) - R_P]I_B - [(R_1||R_2) + R_P]\frac{I_{OS}}{2}\right\}$
- حذف اثر جریان بایاس ← $R_P=R_1||R_2$
- $E_O = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(R_1||R_2)I_{OS} = -R_2 I_{OS}$
- عدم امکان حذف آفست جریان

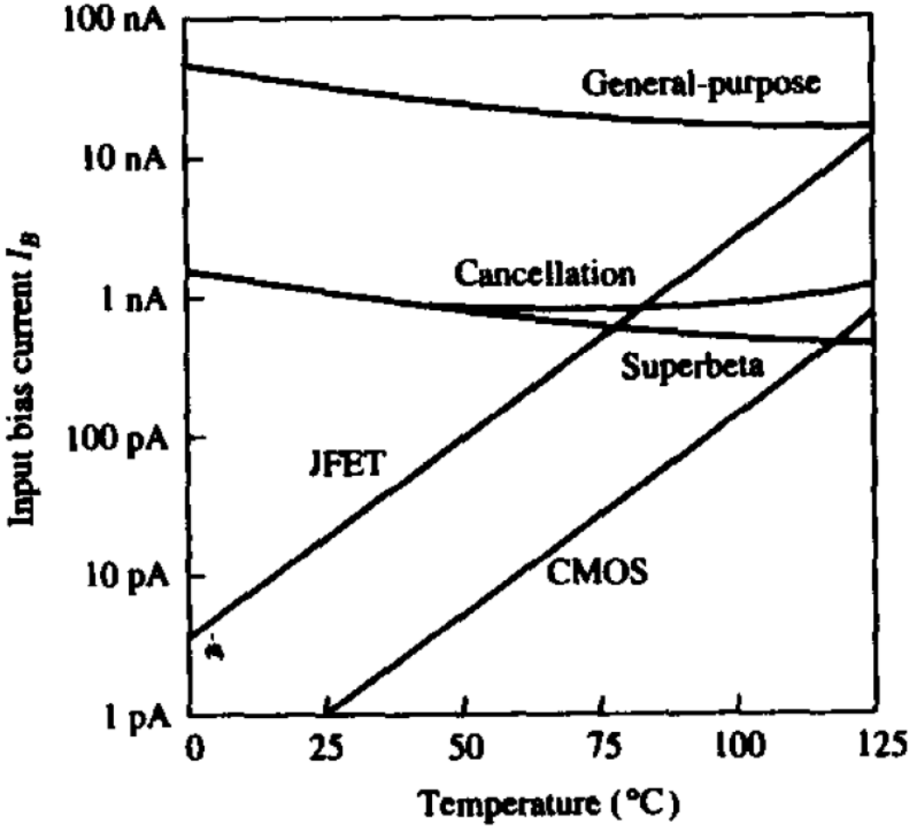
- مثال: تقویت کننده معکوس کننده LM358، $R_1=1k, R_2=10k$: $R_P=1k||10k=0.9k$
- $E_O \approx 50uV$, E_I (input referred offset)=5uV

تاثیر جریان آفست ورودی در انتگرالگیر



- ولتاژ خطای خروجی بر حسب I_B و I_{OS}:
  - $E_O = \frac{1}{RC}\int_0^t \left[(R - R_P)I_B - (R + R_P)\frac{I_{OS}}{2}\right] dt'$
- حذف اثر جریان بایاس ← R_P=R
  - $E_O = \frac{1}{C}\int_0^t I_{OS}\, dt' = \frac{I_{OS}t}{C}$
- عدم امکان حذف آفست جریان
- اشباع آپ-امگ در انتگرالگیر در صورت عدم استفاده از مقاومت موازی با خازن

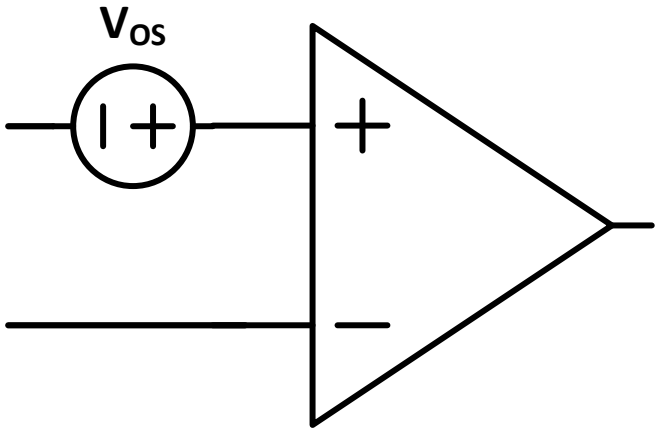
تاثیر دما بر جریان بایاس ورودی



- آپ-امپ BJT: حساسیت نا چیز
- آپ امپ ورودی JFET و CMOS: دو برابر شدن جریان به ازای هر 10°C افزایش دما

$$I_B(T) \cong I_B(T_0) \times 2^{(T-T_0)/10}$$

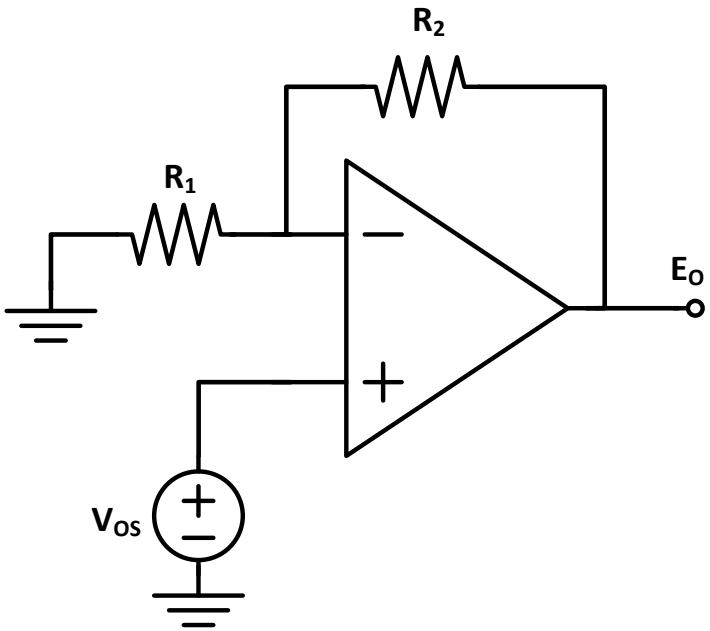
ولتاژ آفست ورودی و تغییرات آن با دما (Drift)

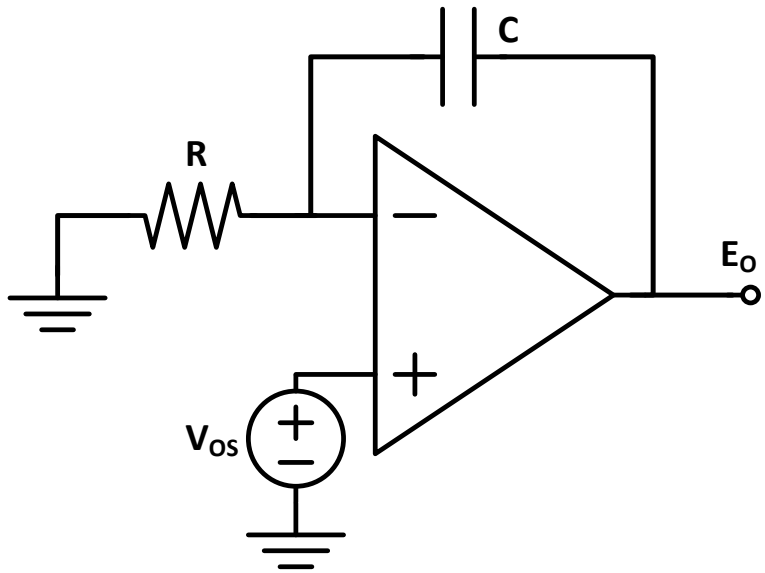


- مدل آفست: منبع ولتاژ در پایه مثبت
- دریفت حرارتی: $TC(V_{OS}) = \frac{\partial VOS}{\partial T}$
- $V_{OS}(T) = VOS(25^oC) + TC(V_{OS})_{avg}(T - 25^oC)$
- دریفت زمانی: تغییر ولتاژ افست با زمان کارکرد آپ-امپ
- مقایسه آفست و دریفت در آپ امپ ها

نوع آپ امپ	wideband video	مخصوص با حذف آفست AZ	همه منظوره CMOS	همه منظوره JFET	جبران ساز آفستBJT	سوپربتا BJT	همه منظوره BJT
مثال	AD829	LTC1050	LTC6084	TL072	OP27	OP97	LM358
آفست	0.2mV	0.5uV	0.3mV	3mV	30uV	30uV	2mV
دریفت حرارتی	0.3uV/ºC	0.01uV/ºC	2uV/ºC	10uV/ºC	0.2uV/ºC	0.3uV/ºC	7uV/ºC
دریفت زمانی	NA	50nV/√m	NA	NA	0.4uV/month	0.3uV/month	NA

تاثیر ولتاژ آفست ورودی





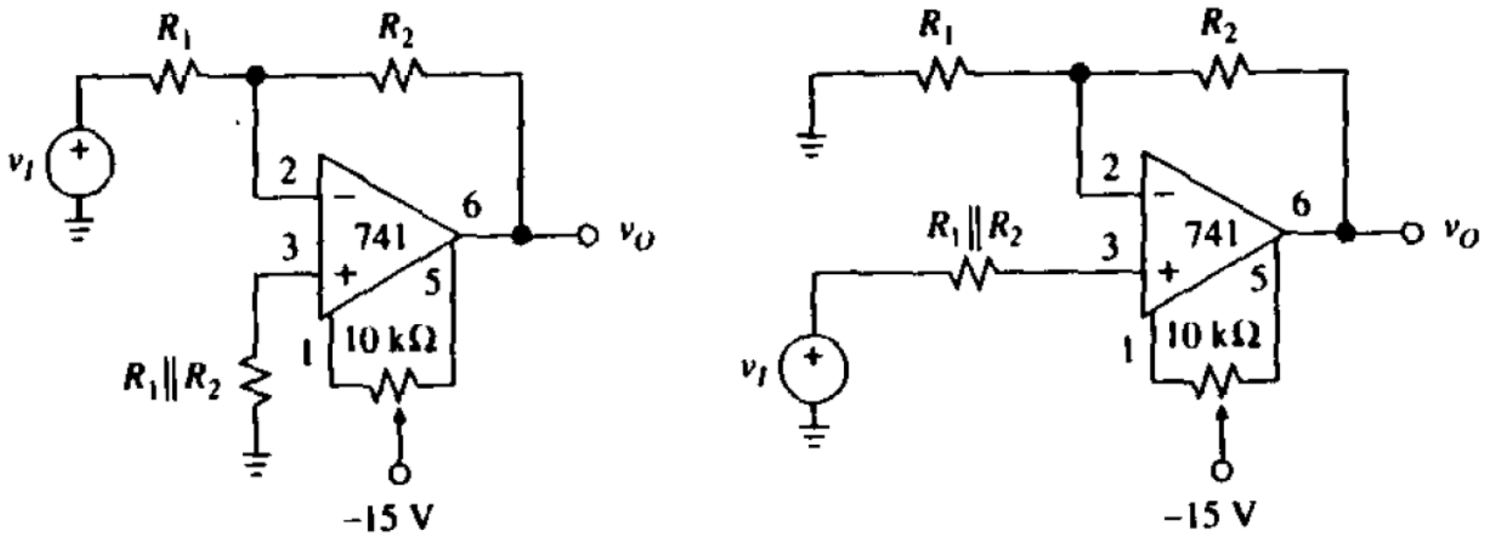
- ولتاژ خطای خروجی تقویت کننده

- $E_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{OS}$

- خطای خروجی انتگرالگیر

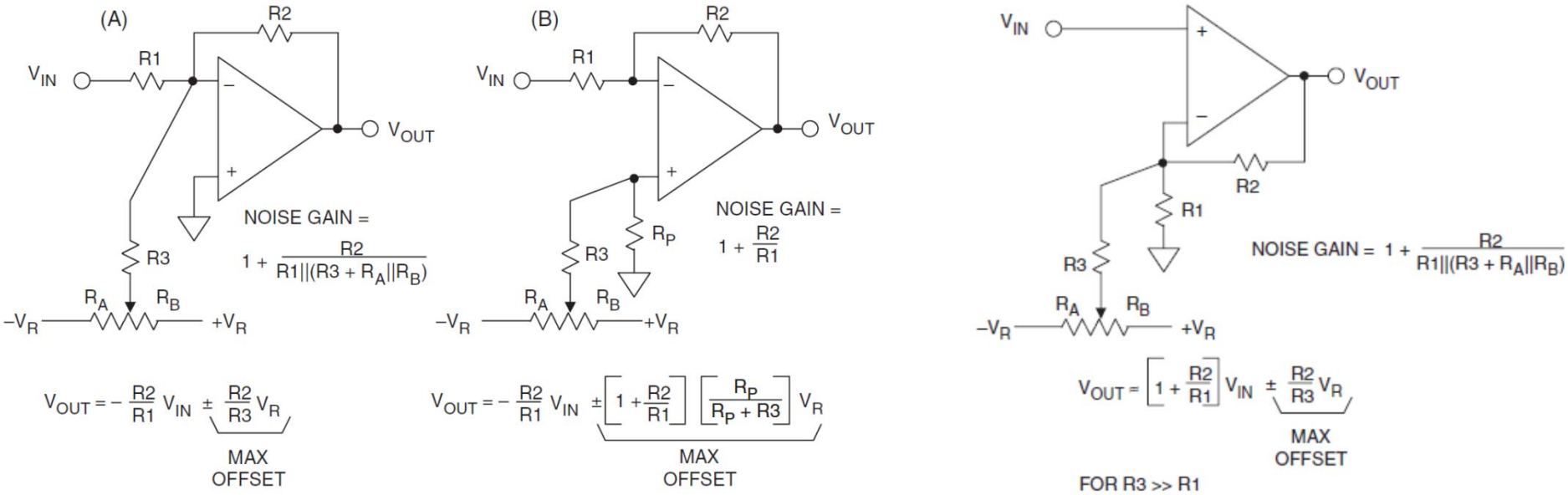
- $E_O = \frac{1}{RC} \int_0^t V_{OS}\, dt'$

حذف آفست داخلی



- استفاده از پایه های موجود حذف آفست در آپ-امپ با استفاده از پتانسیومتر
- به اتصال پایه وسط پتانسیومتر دقت کنید: در برخی آپ-امپ ها به $+V_{CC}$ و در برخی به $-V_{CC}$ متصل می شود
  - عدم رعایت: **سوختن** فوری آپ-امپ!
- تزریق نویز به آپ-امپ: مسیر آپ-امپ به پتانسیومتر کوتاه باشد
- از حذف آفست تنها برای کاهش آفست آپ-امپ استفاده شود نه کاهش آفست کل سیستم
- استفاده از حذف آفست داخلی، دریفت حرارتی آفست را **بالا** می برد:
  - در آپ-امپ هایJFET : 1mV کاهش آفست ← 4uV/°C افزایش دریفت آفست

حذف آفست بصورت خارجی

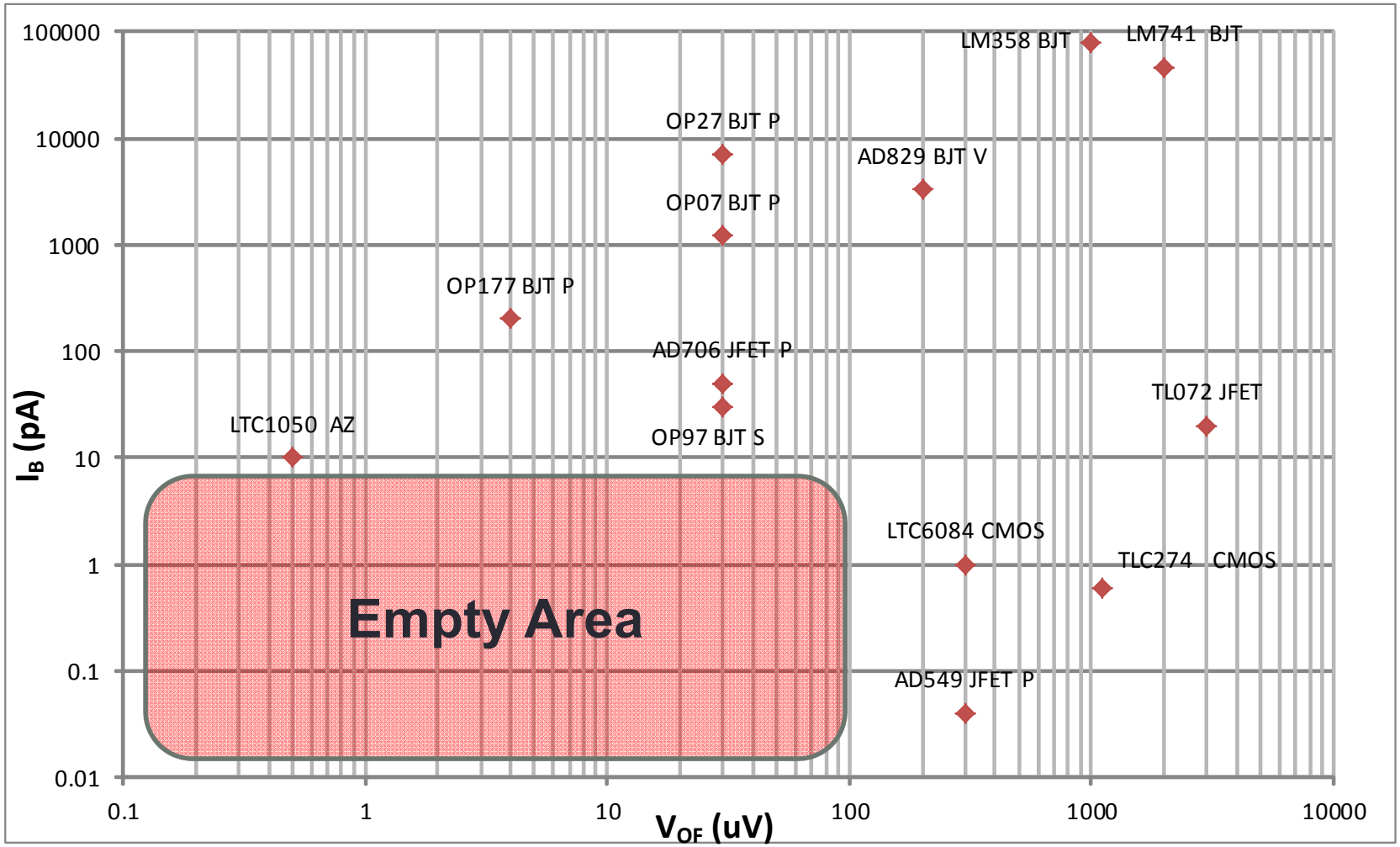


Inverting

Non-inverting

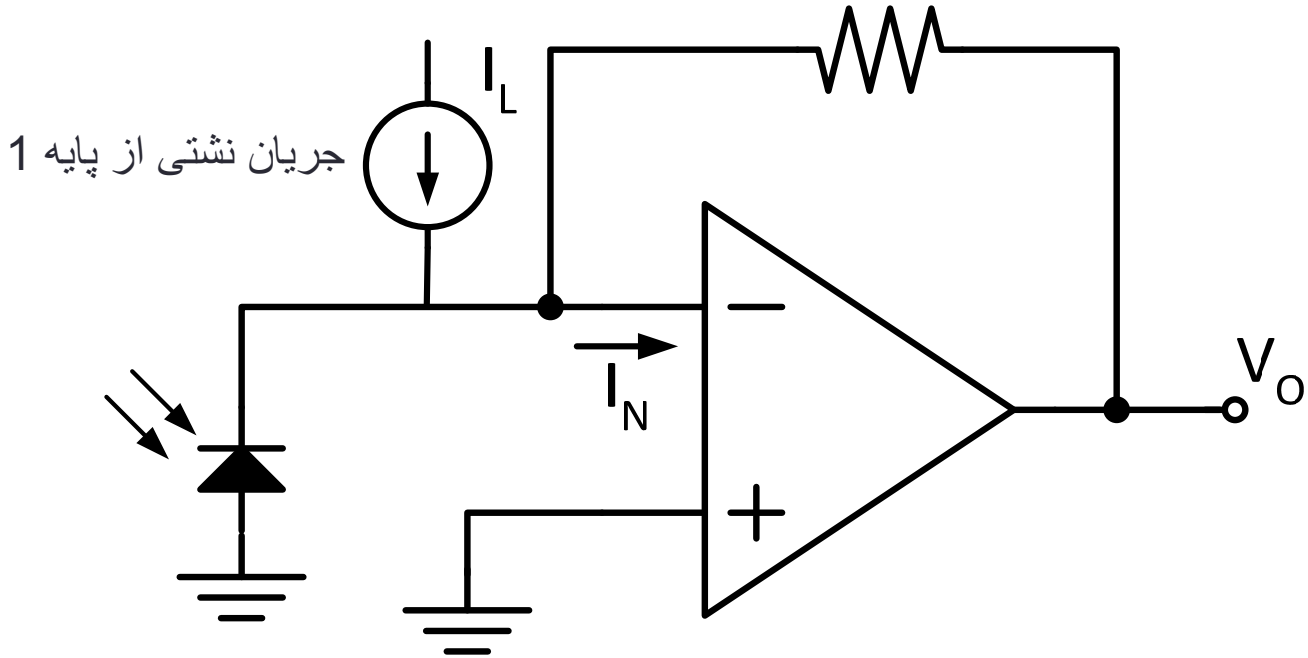
- استفاده از مدار بیرونی برای حذف آفست: اعمال ولتاژ آفست خارجی
- کاربرد در آپ-امپهای بدون امکان حذف آفست داخلی
- امکان استفاده از کنترل دیجیتال حذف آفست با DAC
- قابلیت انعطاف طراحی

منحنی مقایسه جریان بایاس/ولتاژ آفست



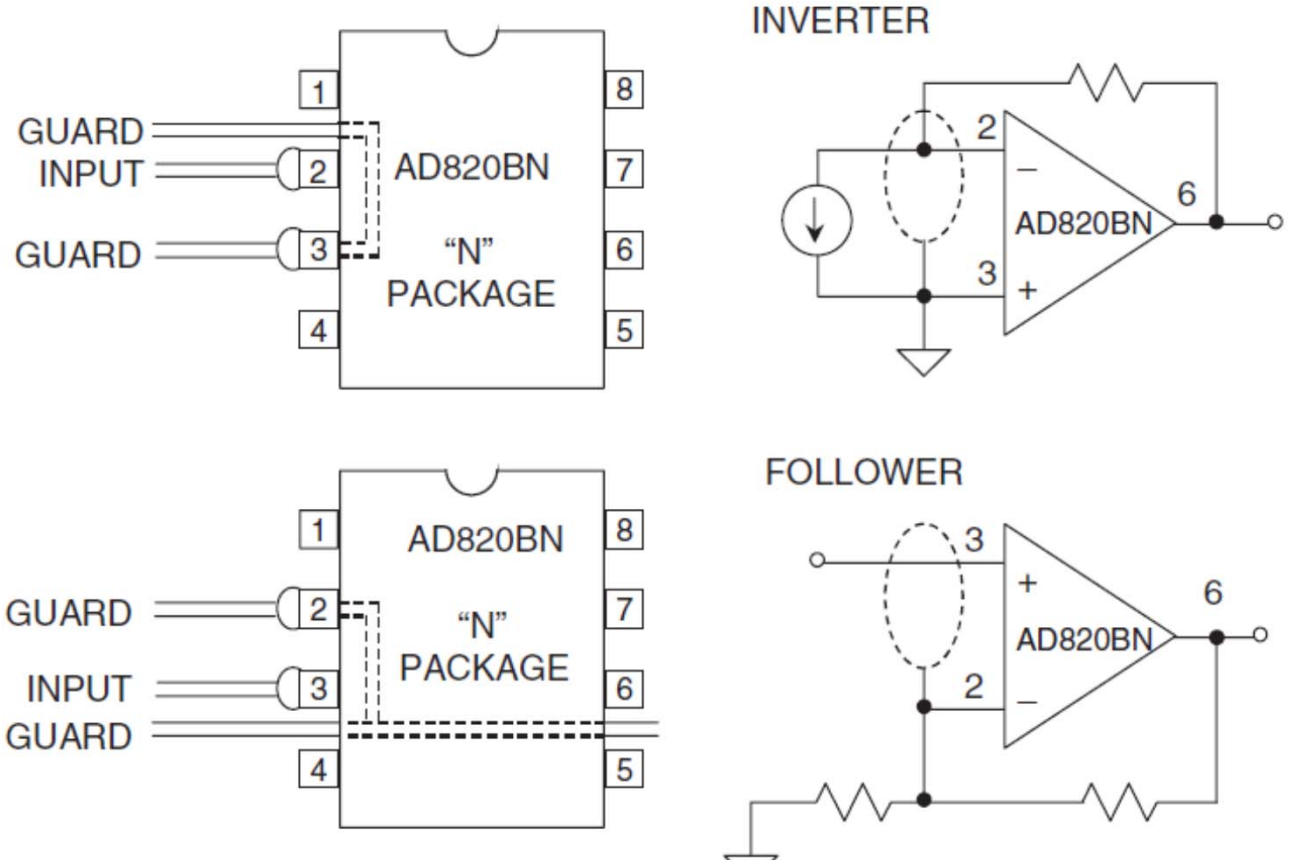
- جریان بایاس کوچک و ولتاژ آفست کوچک در اکثر آپ-امپ های عمومی همزمان بدست نمی آید!

جریان نشتی



- جریان نشتی
  - مقاومت محدود مدار چاپی
  - معمولا بین پایه 1 با 2 یا 4 با 3
- تمیز کاری pcb از چربی و آثار لحیم کاری
- اثر غالب در آپ-امپ های با جریان زیر pA

مقابله با جریان نشتی: حلقه محافظتی ورودی



- کاهش جریان با حلقه محافظتی دور پایه «حساس» 2 یا 3
  - جذب جریان بوسیله Guard Ring

مقابله با جریان نشتی: حلقه محافظتی ورودی

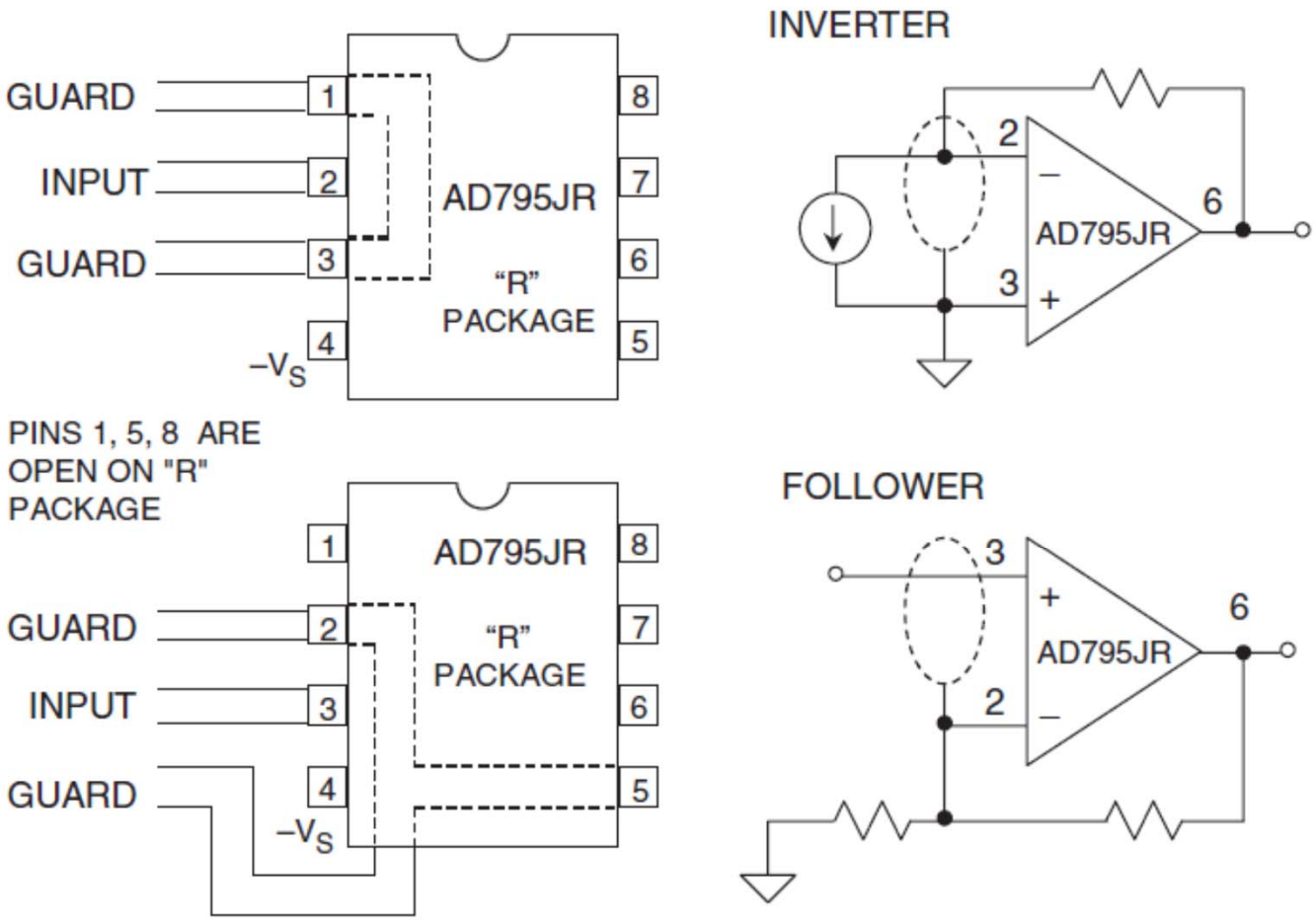
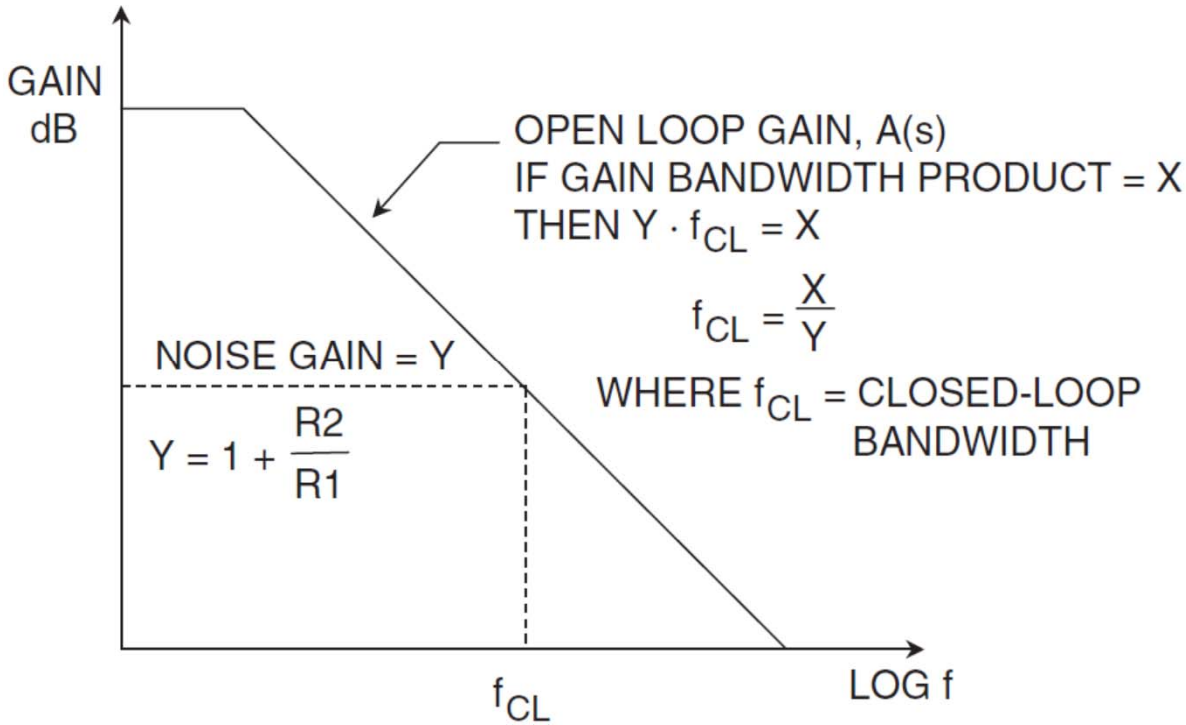


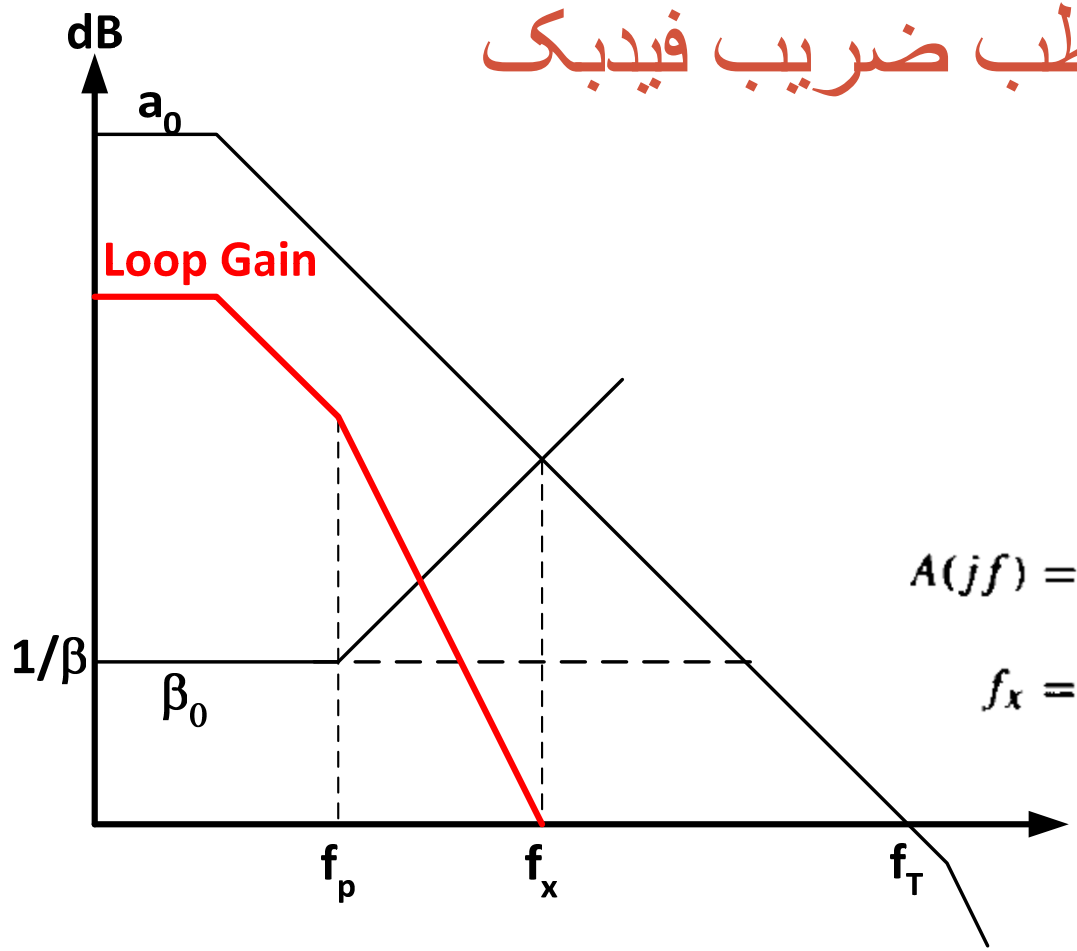
Figure 4-42: Guard techniques for inverting and noninverting op amp stages using SOIC package devices

پایداری و جبرانسازی



- جبرانسازی اکثر آپ-امپ: میلری
- گارانتی پایداری تا β=1 (بافر واحد)
- حاشیه فاز معمولا 45°
- **وضعیت پایداری به ازای ضریب فیدبک غیر مقاومتی؟**

پایداری آپ-امپ و قطب ضریب فیدبک



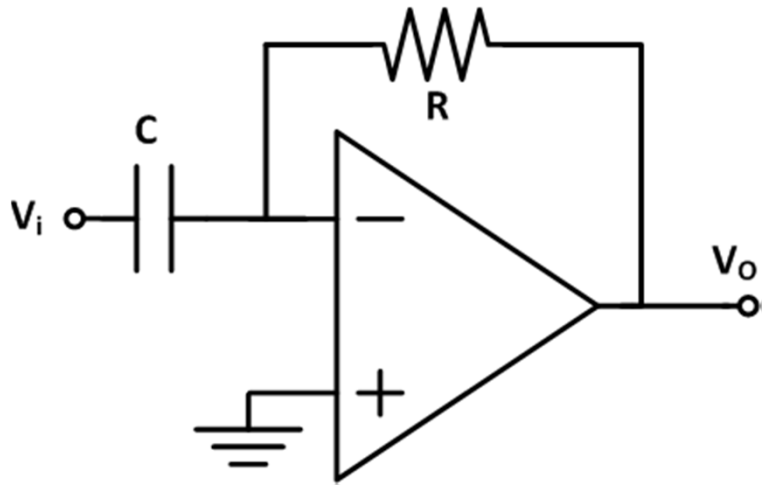
$$\beta(jf) = \frac{\beta_0}{1 + jf/f_p}$$

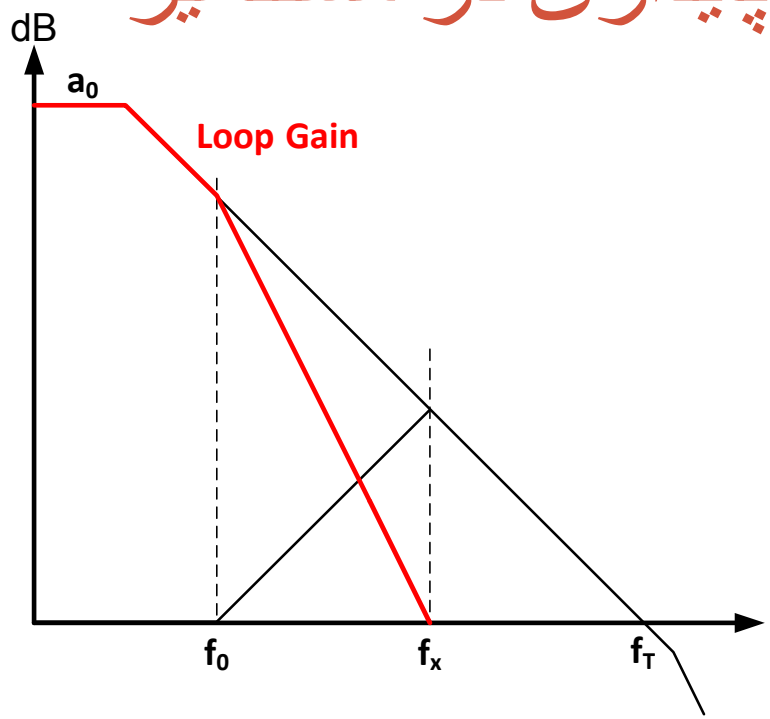
$$A(jf) = A_{\text{ideal}} \times \frac{1}{1 - (f/f_x)^2 + (jf/f_x)/Q}$$

$$f_x = \sqrt{f_z \beta_0 f_t} \qquad Q = \sqrt{\beta_0 f_t / f_z}$$

- امکان عدم پایداری در صورت وجود قطب در ضریب فیدبک
- مثال مشکل عملی:
  - مشتق گیر
  - خازن ورودی بزرگ

نا پایداری در مشتقگیر





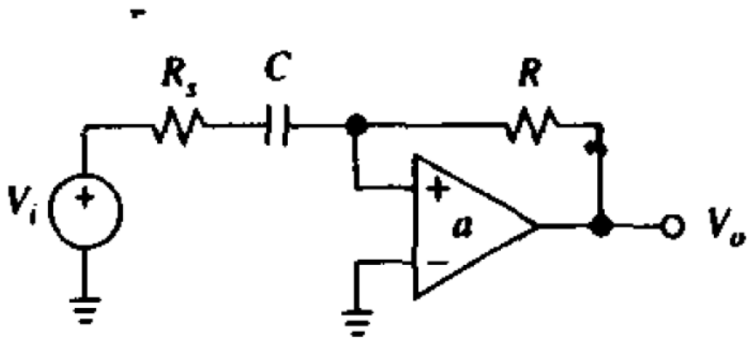
$$\beta = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}} \qquad f_x = \sqrt{f_0 f_T}$$

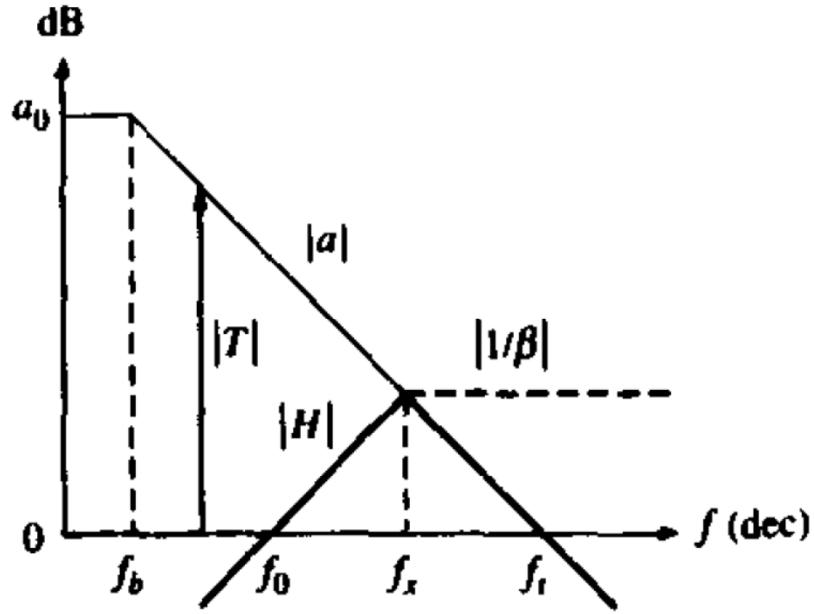
- امکان زیاد ناپایداری

EXAMPLE 8.2. A 741 op amp differentiator has $R = 159\ \text{k}\Omega$ and $C = 10\ \text{nF}$. Find f_x, Q, and ϕ_m.

Solution. We have $f_0 = 1/(2\pi \times 159 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}) = 10^2$ Hz, $f_x = (100 \times 10^6)^{1/2} = 10$ kHz, $Q = (10^6/10^2)^{1/2} = 100$, $\measuredangle T(jf_x) = \measuredangle a(jf_x) - \measuredangle[1/\beta(jf_x)] = -\tan^{-1}(f_x/f_a) - \tan^{-1}(f_x/f_0) \cong -90° - \tan^{-1}(10^4/10^2) = -179.4°$, $\phi_m = 180° - 179.4° = 0.6°$.

پایدار سازی مشتق گیر

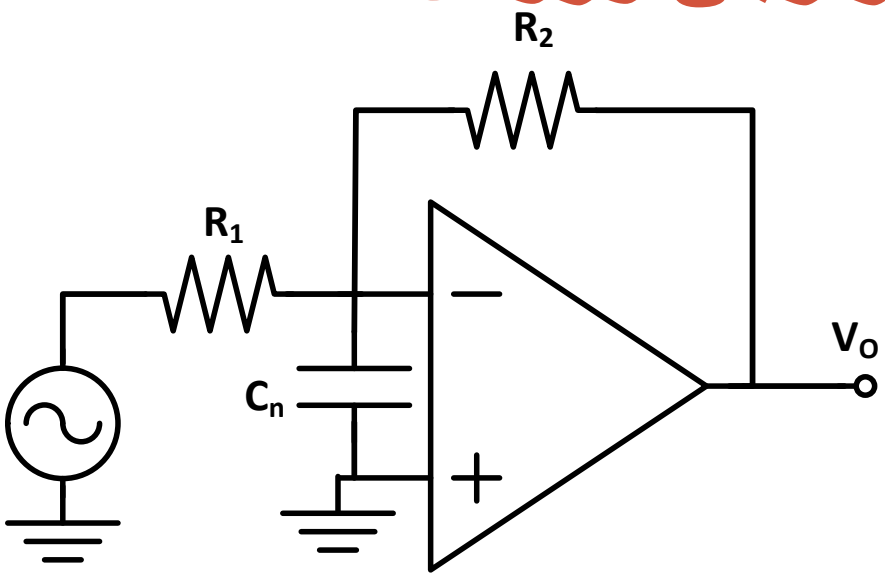


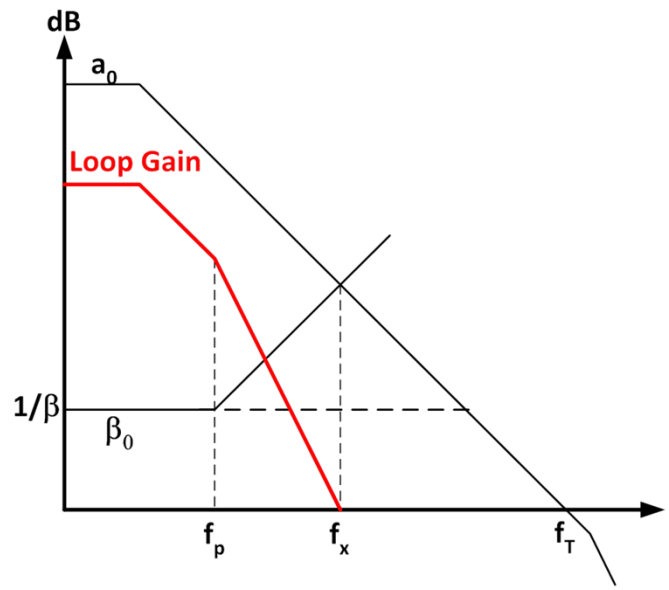


- استفاده از مقاومت سری R_S در خازن ورودی
- محدود شدن عرض باند مشتق گیری
- مقدار تقریبی R_S برای حاشیه فاز 45°

- $R_S = R/\sqrt{\frac{f_T}{f_0}}$

نا پایداری در اثر خازن پارازیتی ورودی

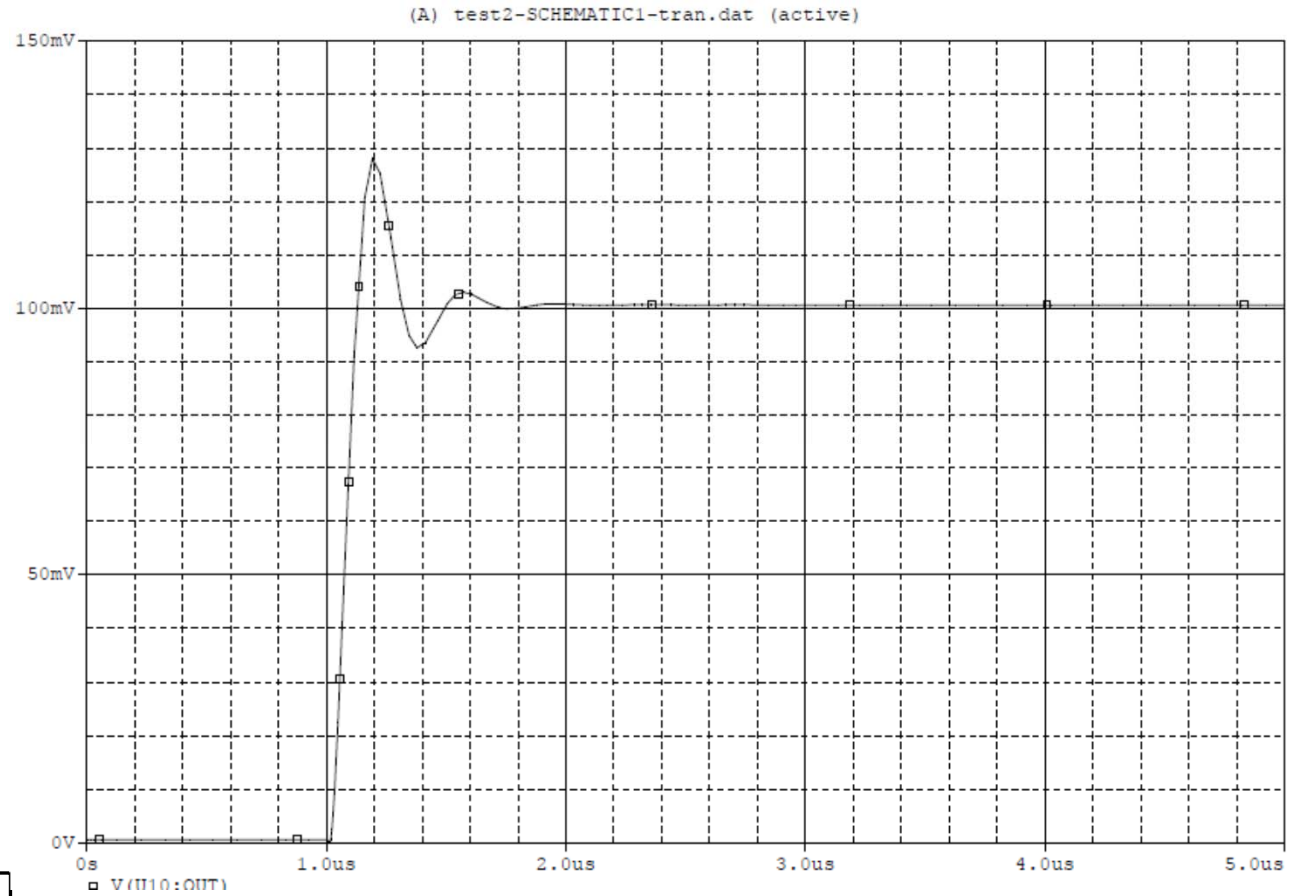


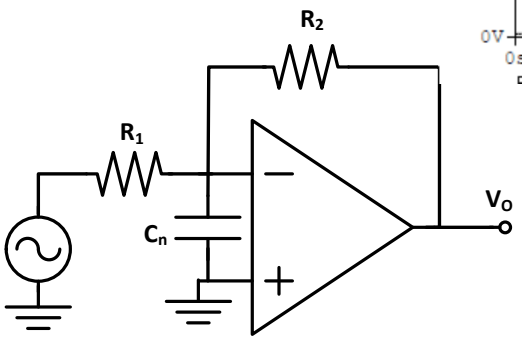


$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\frac{1}{1 + (R_1||R_2)C_n s}$$

- خازن گره ورودی: خازن تفاضلی: C_d، خازن مد مشترک: C_c، خازن بورد و **ورودی**:C_{ext}
- $Cn=C_d+C_c/2+C_{ext}$
- تولید قطب در ضریب فیدبک
- ایجاد overshoot یا ناپایداری

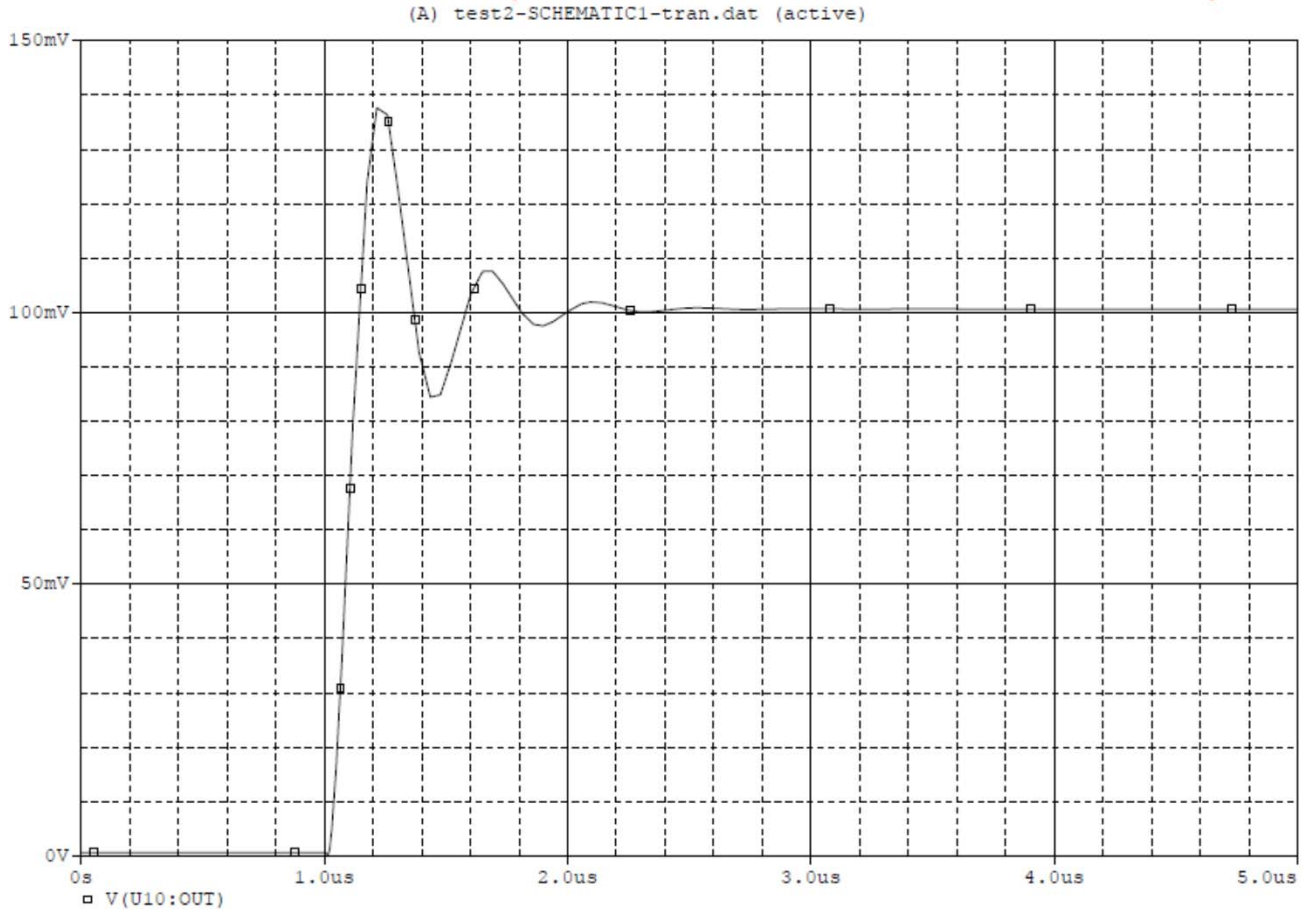
نا پایداری در اثر خازن پارازیتی ورودی:مثال

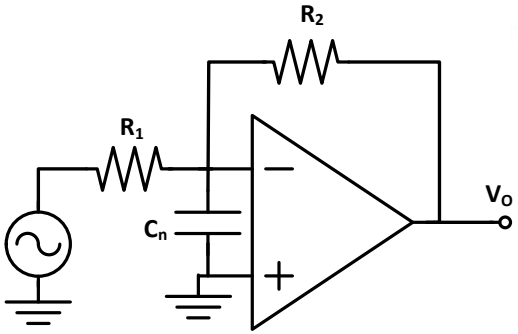




OP27,R1=10k,R2=10k,Cn=0.5pF •

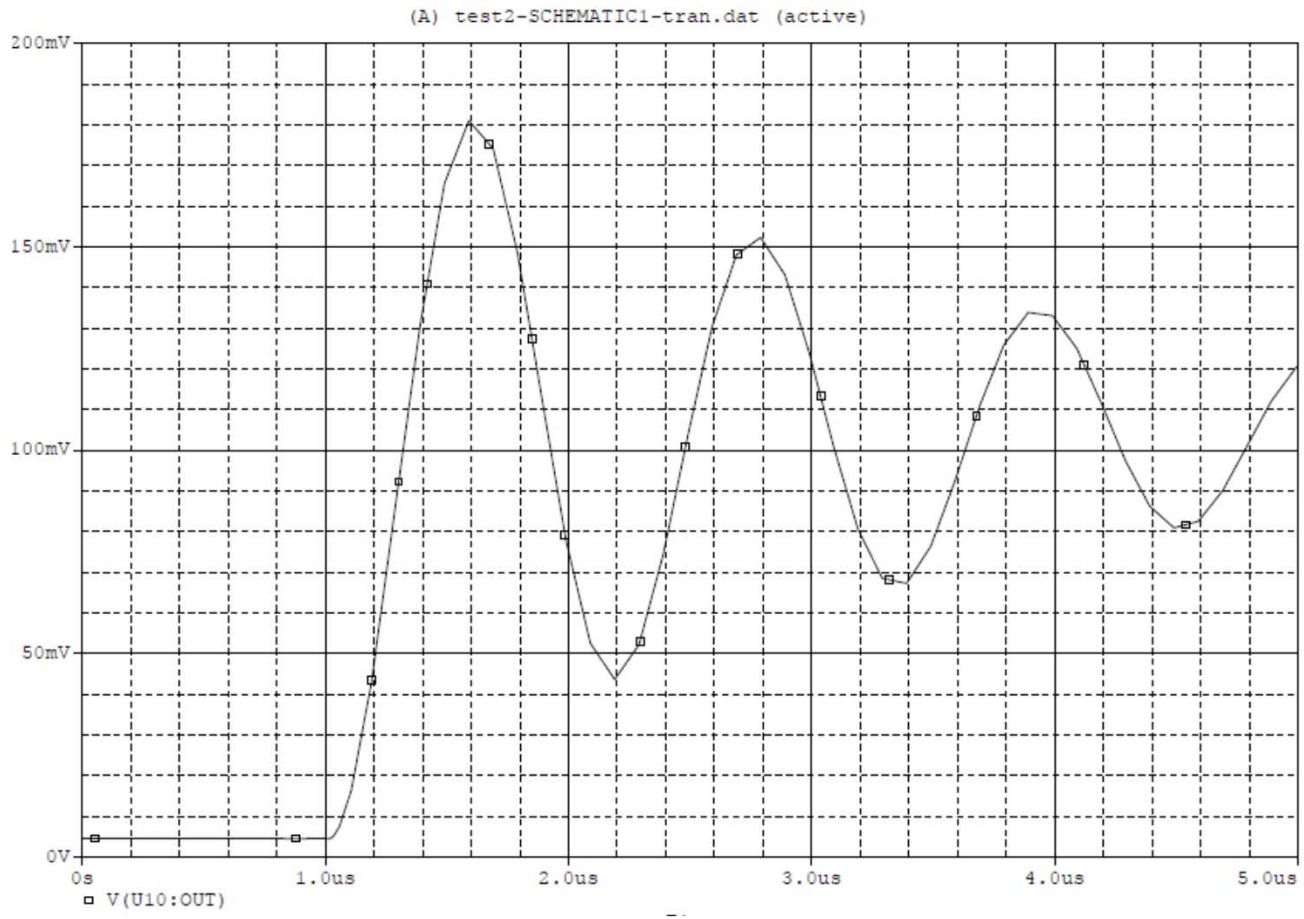
نا پایداری در اثر خازن پارازیتی ورودی:مثال

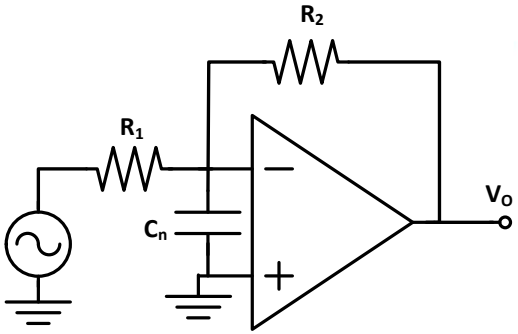




OP27,R1=10k,R2=10k,Cn=10pF •

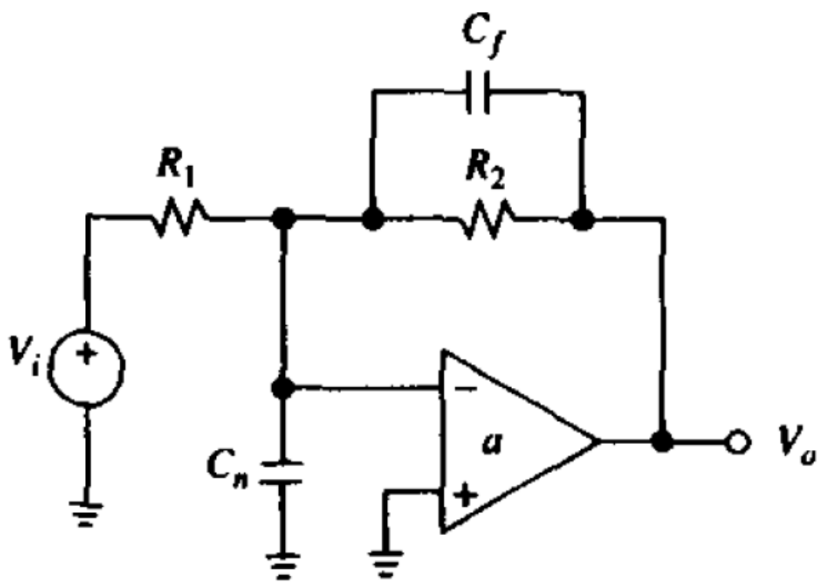
نا پایداری در اثر خازن پارازیتی ورودی:مثال

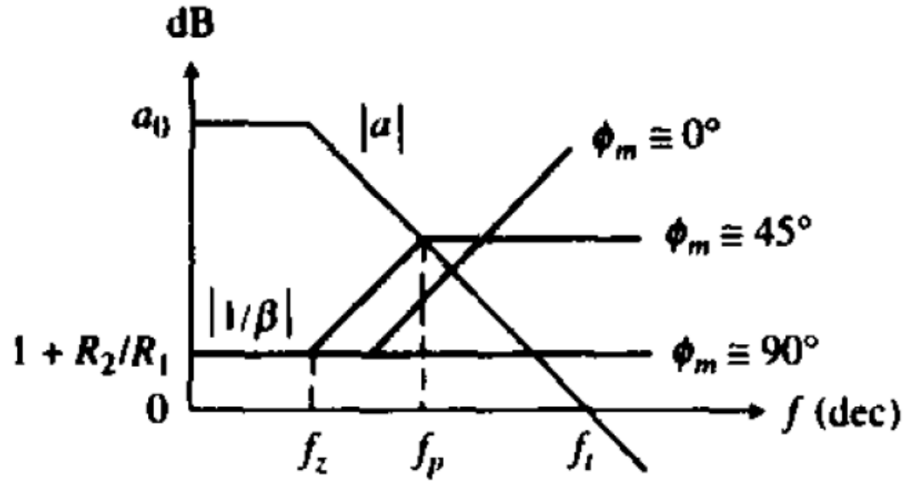




OP27,R1=100k,R2=100k,Cn=10pF •

پایدارسازی اثر خازن ورودی



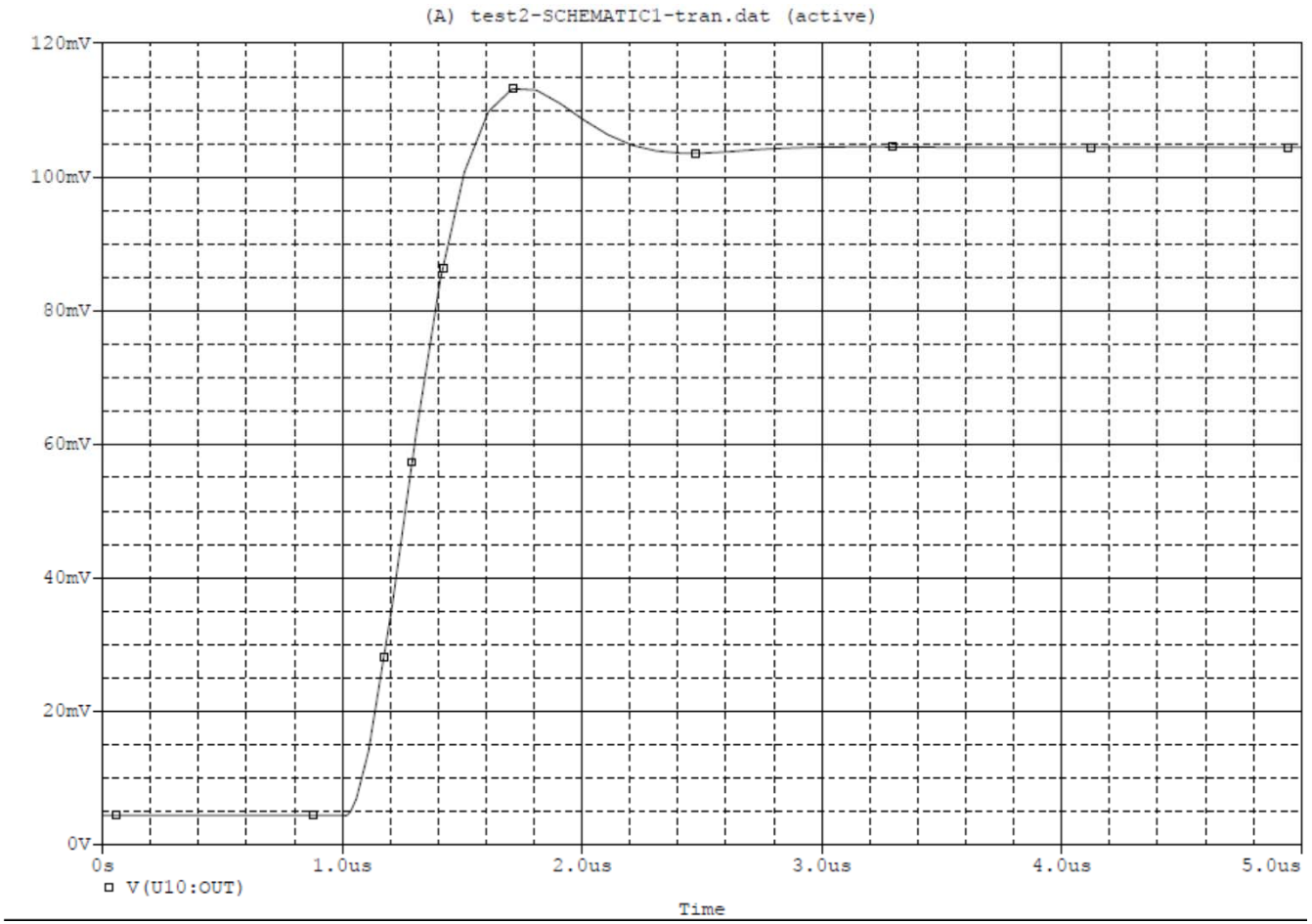


$$C_f = (1 + \sqrt{1 + 8\pi R_2 C_n f_t})/4\pi R_2 f_t \qquad \text{for } \phi_m \cong 45°$$

$$C_f = (R_1/R_2)C_n \qquad \text{for } \phi_m = 90°$$

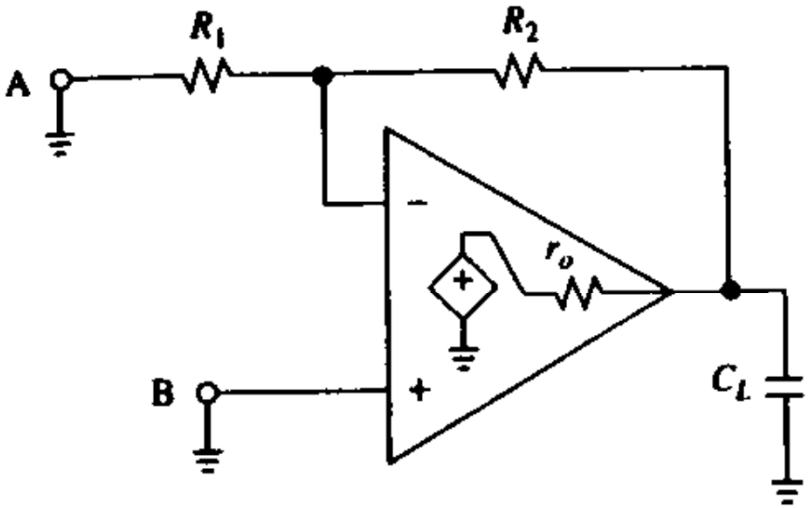
- استفاده از خازن فیدبک

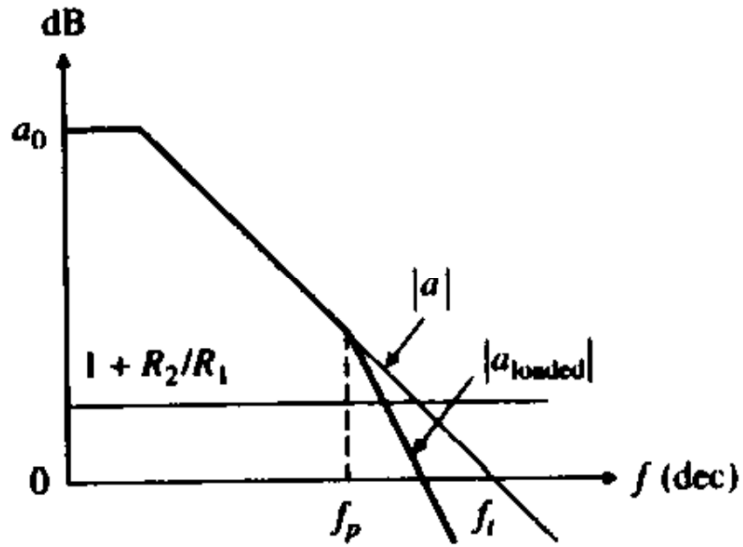
نا پایداری در اثر خازن پارازیتی ورودی:مثال



- OP27,R1=100k,R2=100k,Cn=10pF,Cf=2pf

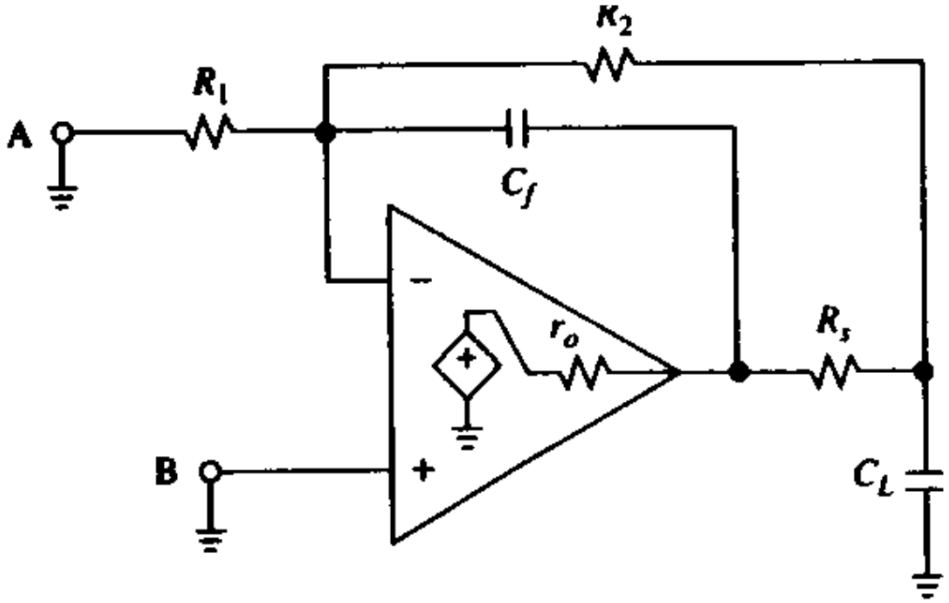
حذف اثر بار خازنی بزرگ





- بار خازنی بزرگ: کاهش فرکانس قطب دوم
- افزایش ناپایداری نسبی

حذف اثر بار خازنی بزرگ

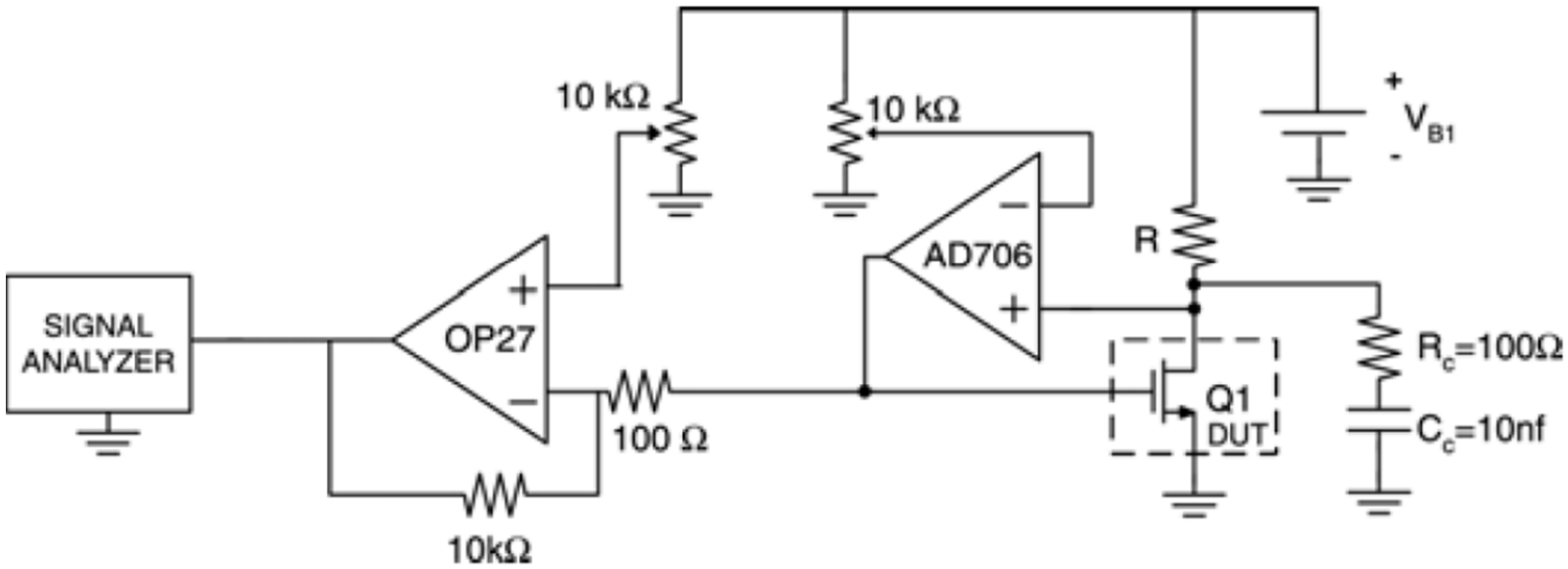


- استفاده از مقاومت سری R_S و خازن فیدبک C_f
- مقادیر پیشنهادی اولیه:

$$R_s = (R_1/R_2)r_o \qquad C_f = (1 + R_1/R_2)^2(r_o/R_2)C_L$$

- r_o مقاومت خروجی آپ-امپ
- در صورت وجود بافر فالوئر در خروجی، مقادیر تقریبی می باشد: سعی و خطا

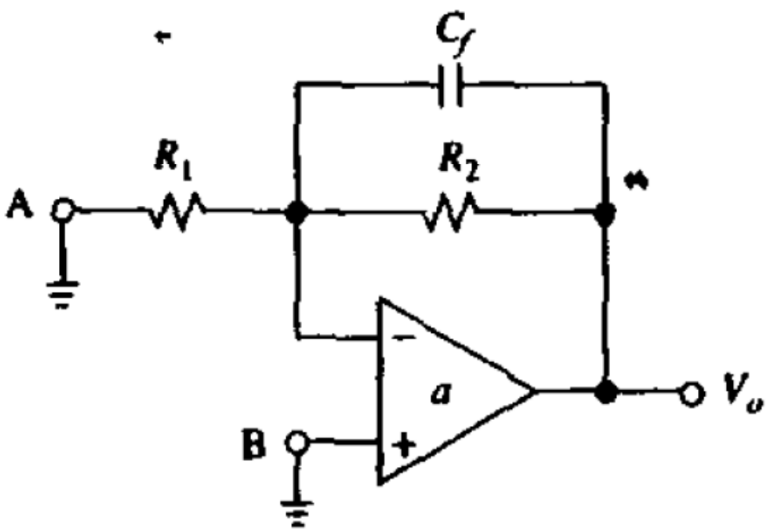
روشهای کلی پایدارسازی خارجی

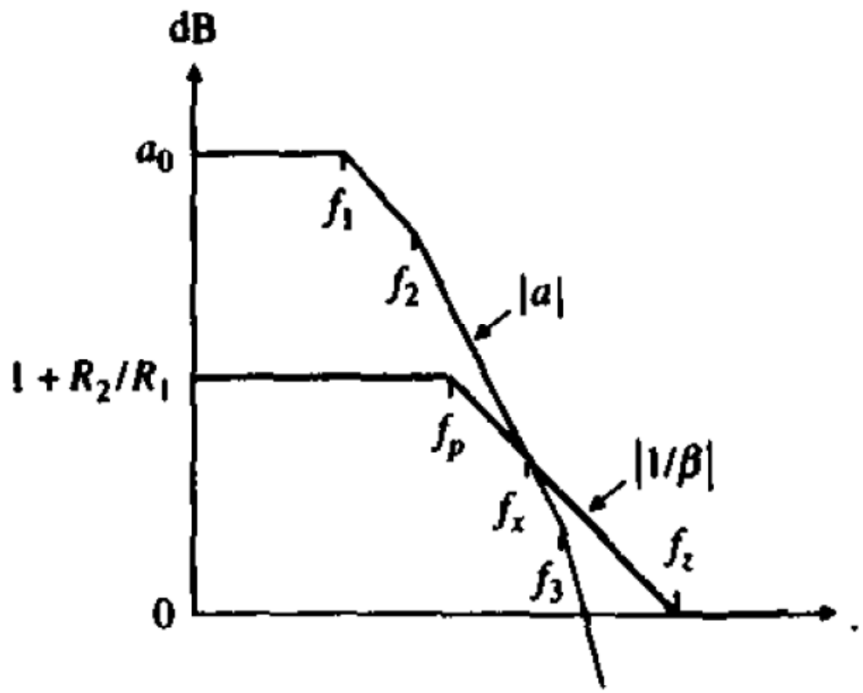


- مثال از مدار نا پایدار: مدار فیدبک فعال: β>1
- اضافه کردن صفر به ضریب فیدبک جهت پایدار سازی
- محدودیت در عرض باند و عملکرد فرکانس بالای مدار

Feedback-lag comp. :پایدارسازی خارجی

- استفاده از خازن موازی در مسیر فیدبک
- تضعیف بهره حلقه درفرکانس بالا
- نویز فرکانس بالای کم، عدم امکان استفاده در برخی مدارات

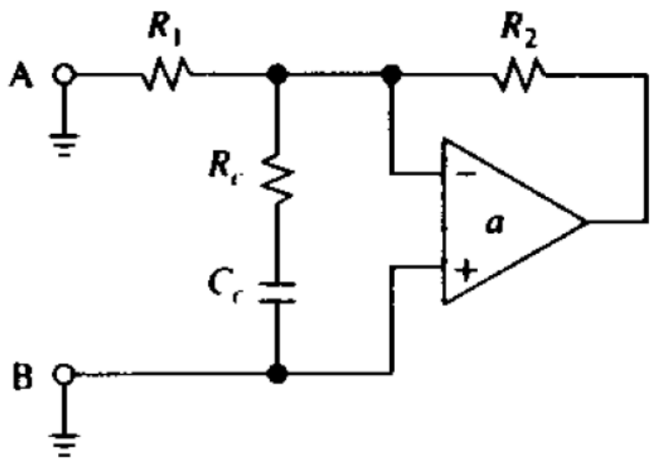


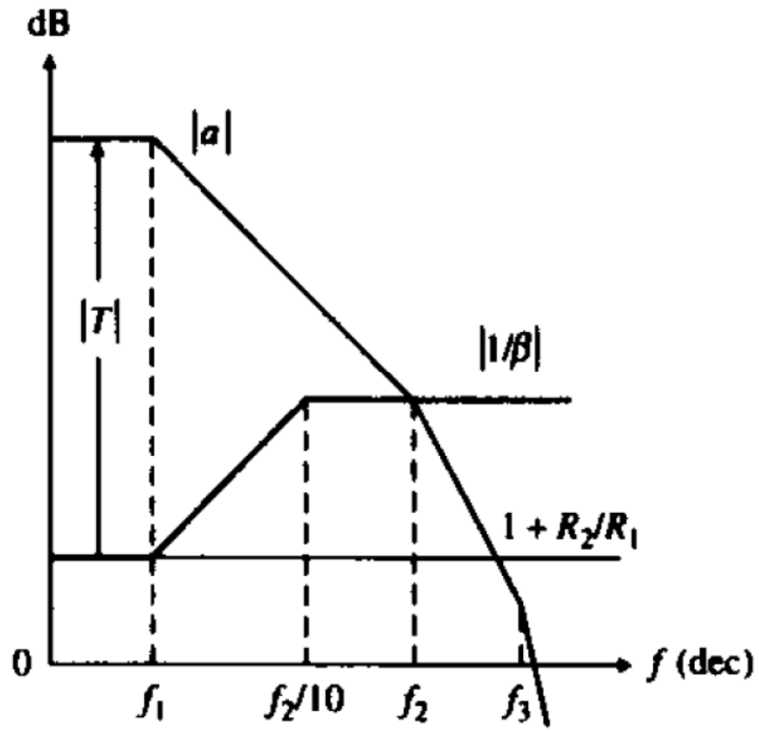


Input-lag compensation :پایدارسازی خارجی

- استفاده از مدار RC سری در ورودی
- تضعیف بهره حلقه درفرکانس بالا
- قابلیت استفاده در اکثر مدارها، افزایش نویز ف

$$\phi_m \cong 45^\circ \qquad C_c = \frac{5}{\pi R_c f_2}$$





نکته: آپ امپ های Decompensated

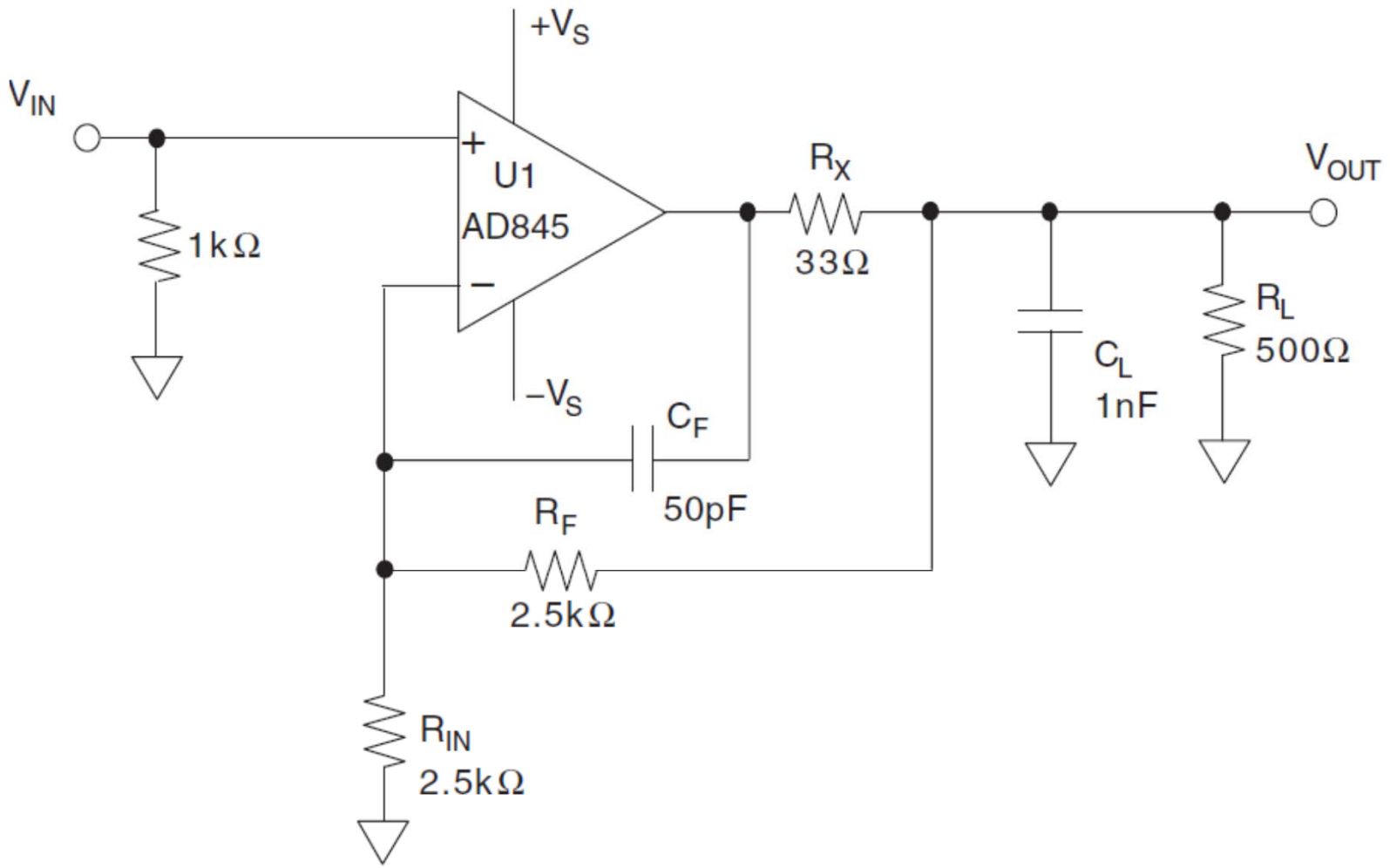
- جبران سازی شده برای $\beta<1$
- معمولا مشابه نمونه جبران سازی شده، با خازن جبران ساز داخلی کوچکتر
  - UGBW بزرگتر
  - SR بزرگتر
- عدم امکان استفاده در مدارات با بهره کم
- امکان استفاده با جبرانسازی خارجی

- نمونه :

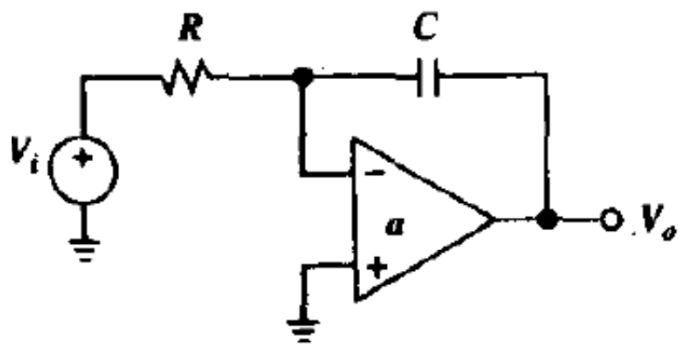
	OP27	OP37
UGBW	8MHz	63MHz
SR	2.8V/us	17V/us
Min A_{CL}	1	5.5

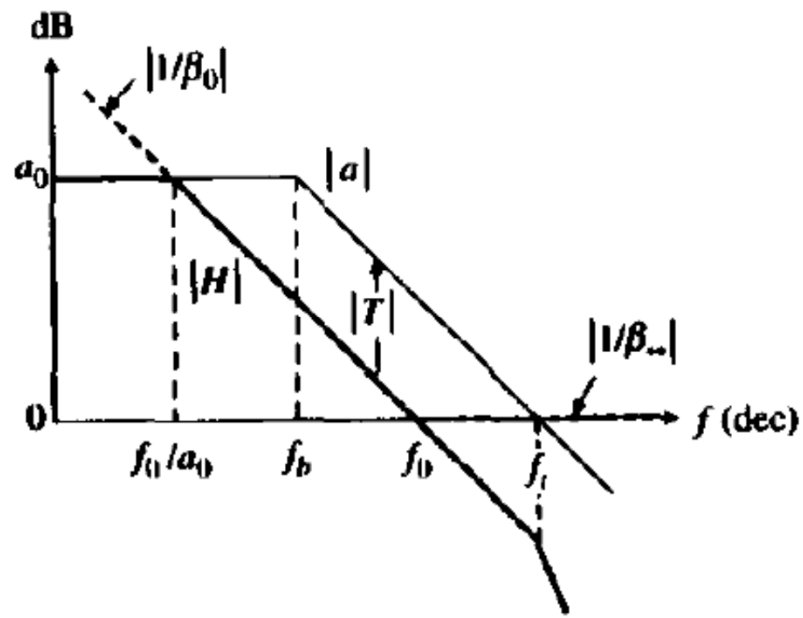
	LF356	LF357
UGBW	5MHz	20MHz
SR	12V/us	50V/us
Min A_{CL}	1	5

پایدارسازی بار خازنی بزرگ



پاسخ فرکانسی انتگرالگیر





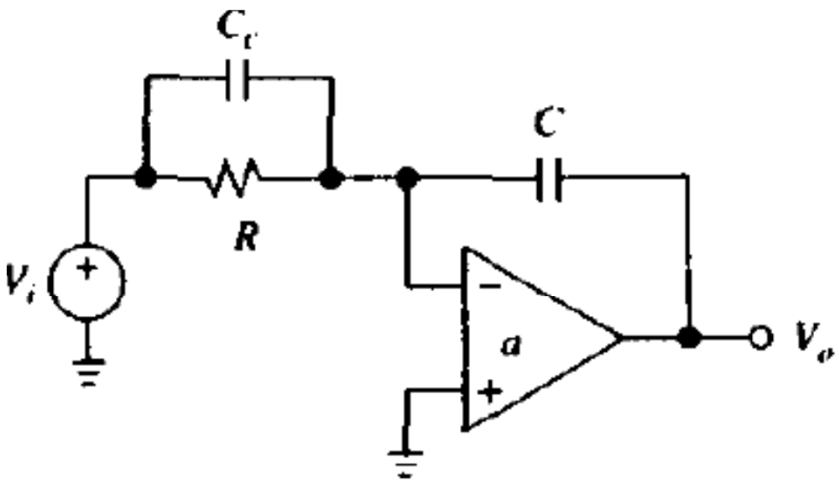
$$H_{\text{ideal}}(jf) = -\frac{1}{jf/f_0} \qquad f_0 = 1/2\pi RC$$

$$H(jf) \cong \frac{-a_0}{[1 + jf/(f_0/a_0)][1 + jf/f_t]}$$

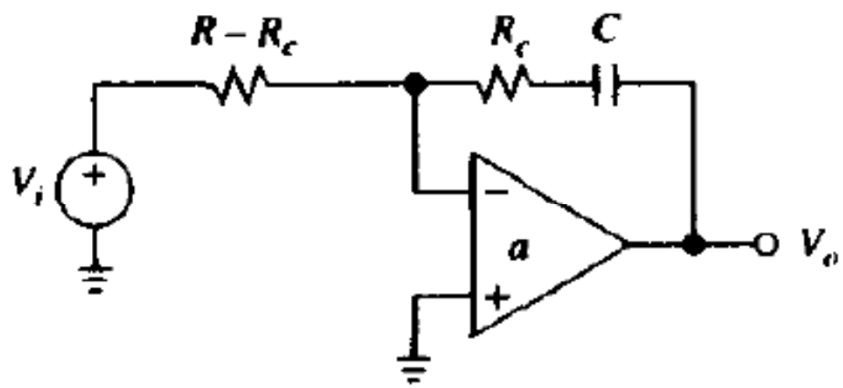
- انتگرالگیر در فرکانس پایین: بهره محدود آپ-امپ: تبدیل به فیلتر پایین گذر
- انتگرالگیر در فرکانس بالا: عرض باند محدود: سیستم درجه 2 و شیفت فاز بزرگتر از 90 درجه

روشهای بهبود پاسخ فرکانسی انتگرالگیر

- جبران سازی غیر فعال



$C_c = 1/2\pi R f_t$

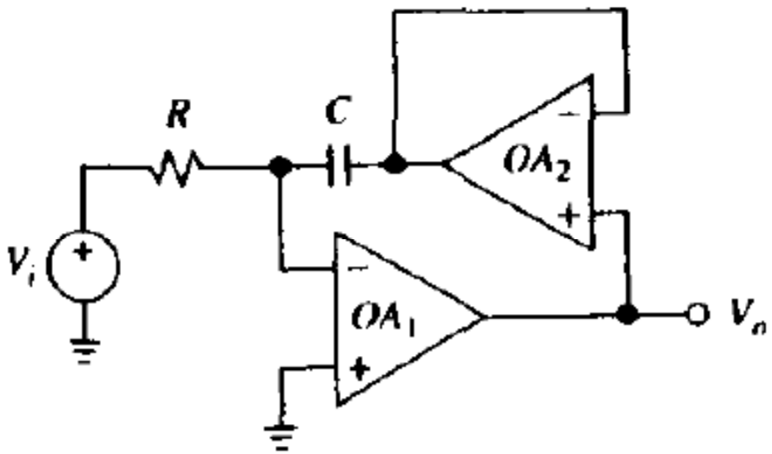


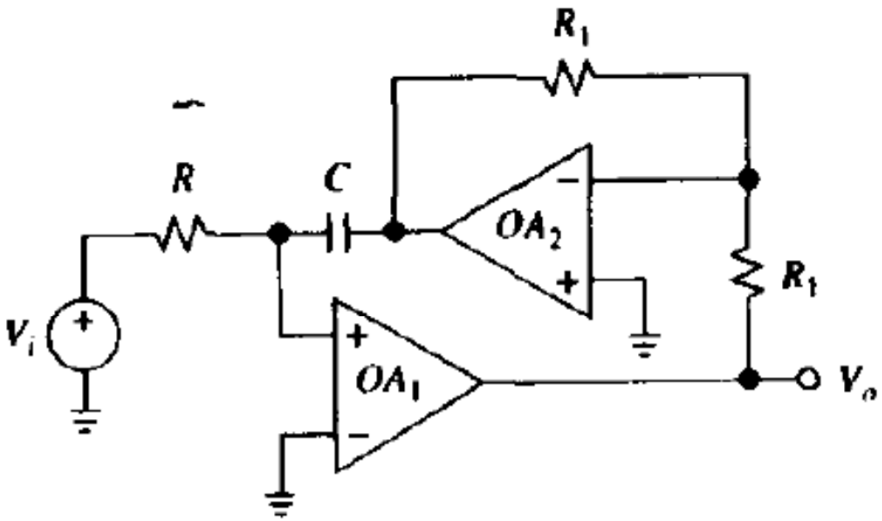
$R_c = 1/2\pi C f_t$

- جبران سازی lead برای فرکانس بالا
- اضافه کردن صفر در f_T برای جلوگیری از کاهش فاز
- نیاز به تنظیم دستی (عدم مشخص بودن دقیق f_T)

روشهای بهبود پاسخ فرکانسی انتگرالگیر

- جبران سازی فعال

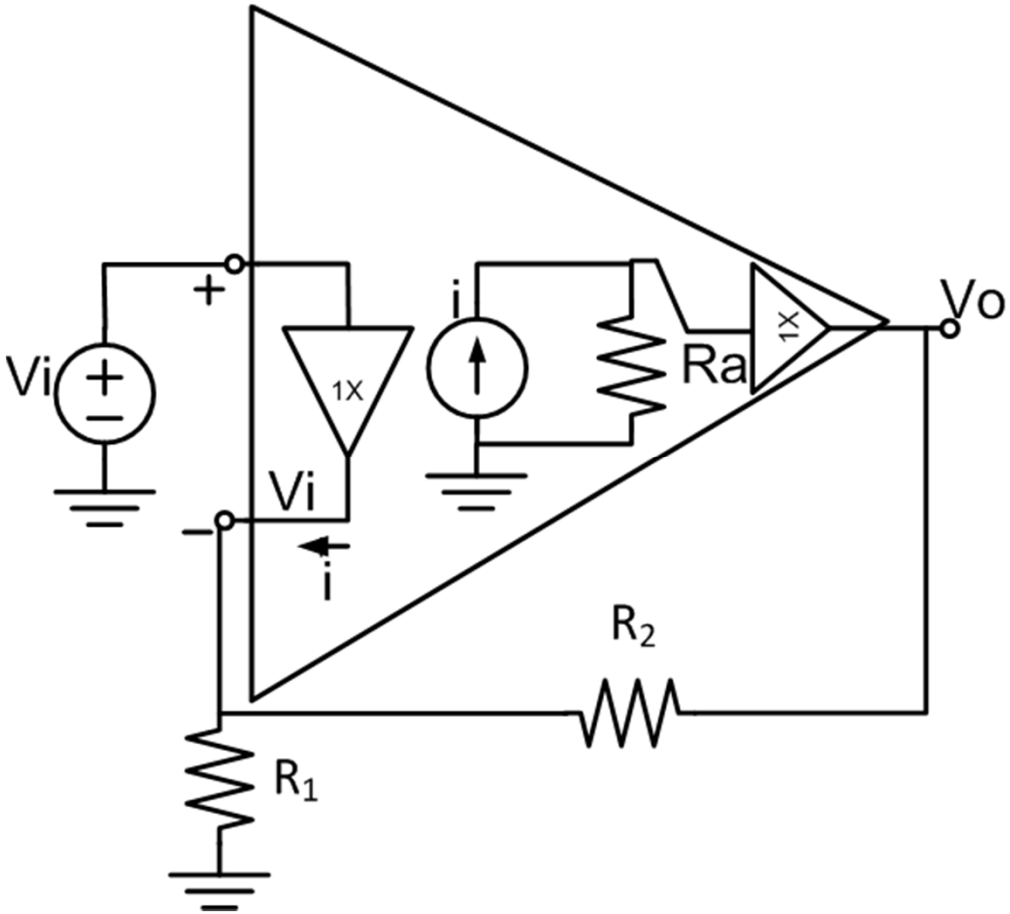




$$H(jf) = H_{\text{ideal}} \times 1/(1+1/T) \qquad \frac{1}{1+1/T} = \frac{1+jf/f_t}{1+jf/f_t-(f/f_t)^2} = \frac{1-j(f/f_t)^3}{1-(f/f_t)^2-(f/f_t)^4}$$

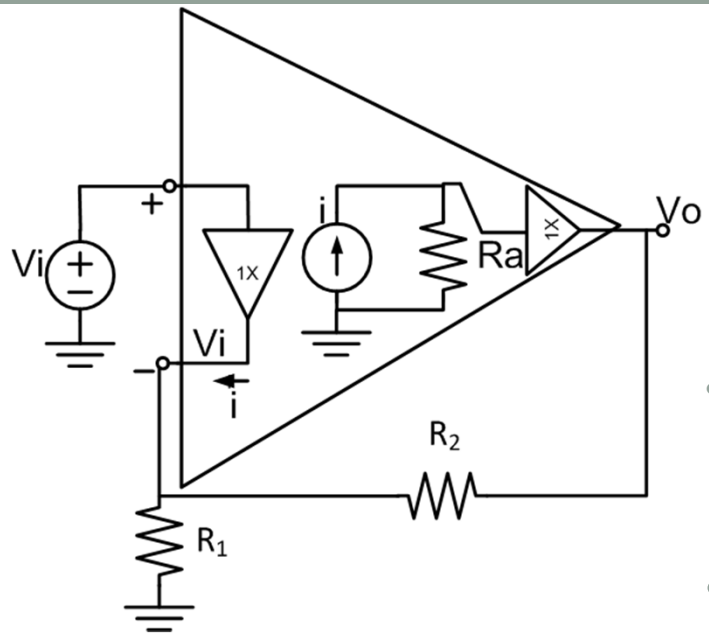
- آپ امپهای یکسان (در یک پکیج) استفاده شود

معرفی آپ-امپ های فیدبک جریان (CFA)

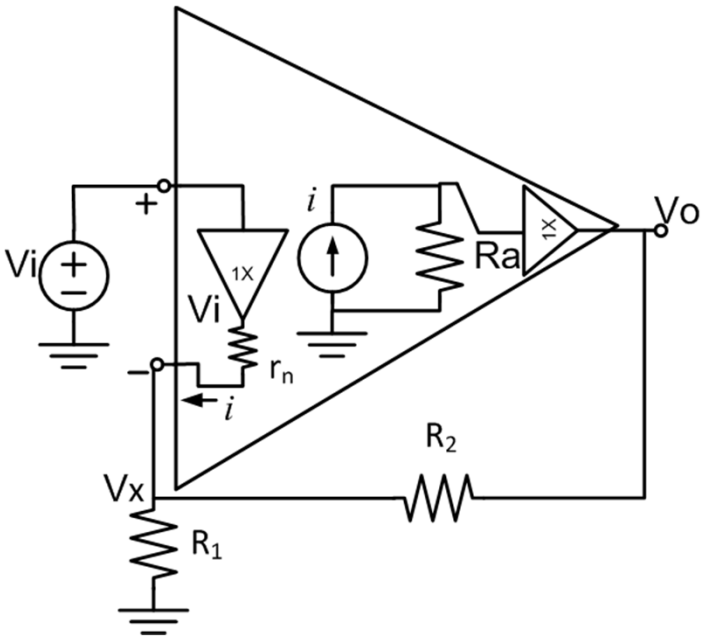


- ورودی:
  - پایه مثبت: Hi impedance
  - بافر ولتاژ ورودی
  - پایه «منفی»: low-impedance
- بهره:
  - مقاومت انتقالی:
  - تبدیل جریان خروجی پایه منفی به ولتاژ خروجی
- آپ-امپ ایده آل:
  - مقاومت ورودی بافر: بی نهایت
  - مقاومت خروجی بافر: صفر
  - اندازه Ra: بی نهایت

بهره ولتاژ مثبت با CFA



- بهره ولتاژ غیر معکوس کننده در حالت ایده آل:
- $i + \frac{V_o - Vi}{R_2} = \frac{V_i}{R_1}$
- به ازای $R_a \rightarrow \infty$ جریان خطا i صفر خواهد بود:
- $\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$
- مشابه آپ-امپ فیدبک ولتاژ



- حالت غیر ایده آل: R_a محدود، مقاومت خروجی بافرغیر صفر
- $i + \frac{V_o - Vx}{R_2} = \frac{V_x}{R_1}$, $i = \frac{V_i - Vx}{r_n}$, $V_o = iRa$
- $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_a}\left[1 + \frac{r_n}{R_1} + \frac{r_n}{R_2}\right]}$

نمونه ساختار داخلی CFA

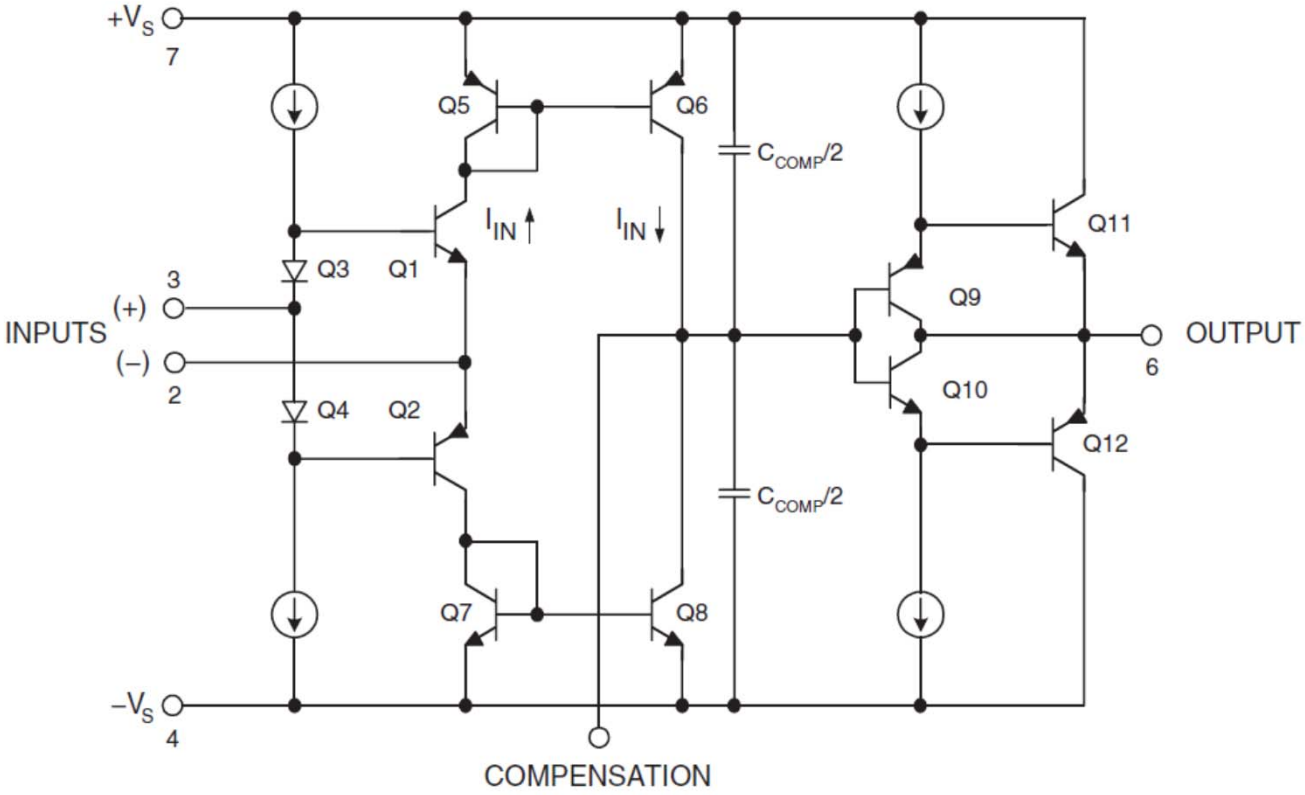
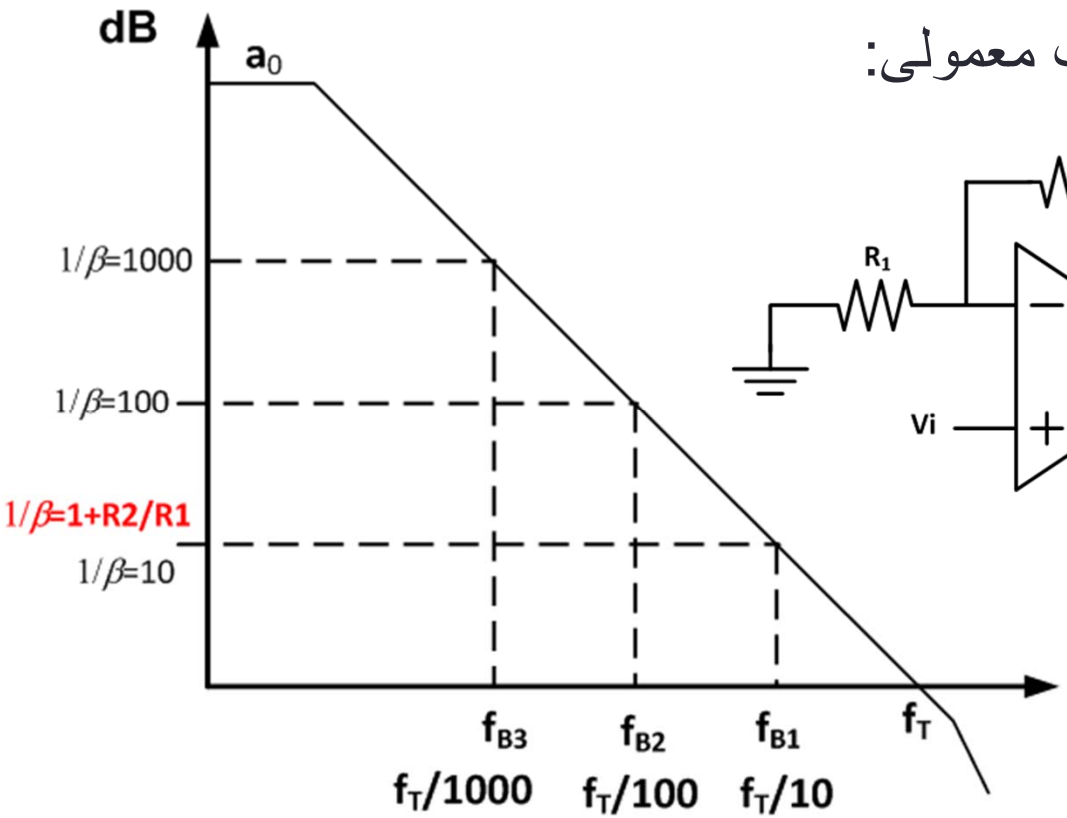


Figure 1-15: AD846 current feedback op amp (1988)

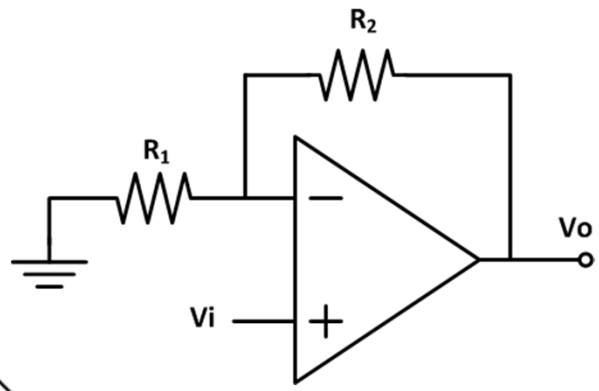
- طبقه ورودی آینه جریان
- گره مقاومت بالا تولید بهره + خازن جبران ساز
- بافر خروجی

پاسخ فرکانسی حلقه بسته CFA

- مزیت اصلی فیدبک جریان:
  - ثابت نبودن حاصلضرب بهره و عرض باند ← بهره بزرگ با عرض باند وسیع

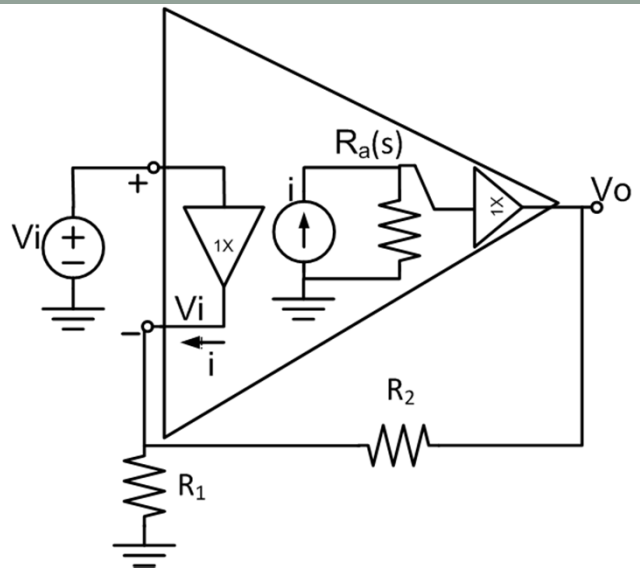


- یادآوری فیدبک ولتاژ در آپ-امپ معمولی:

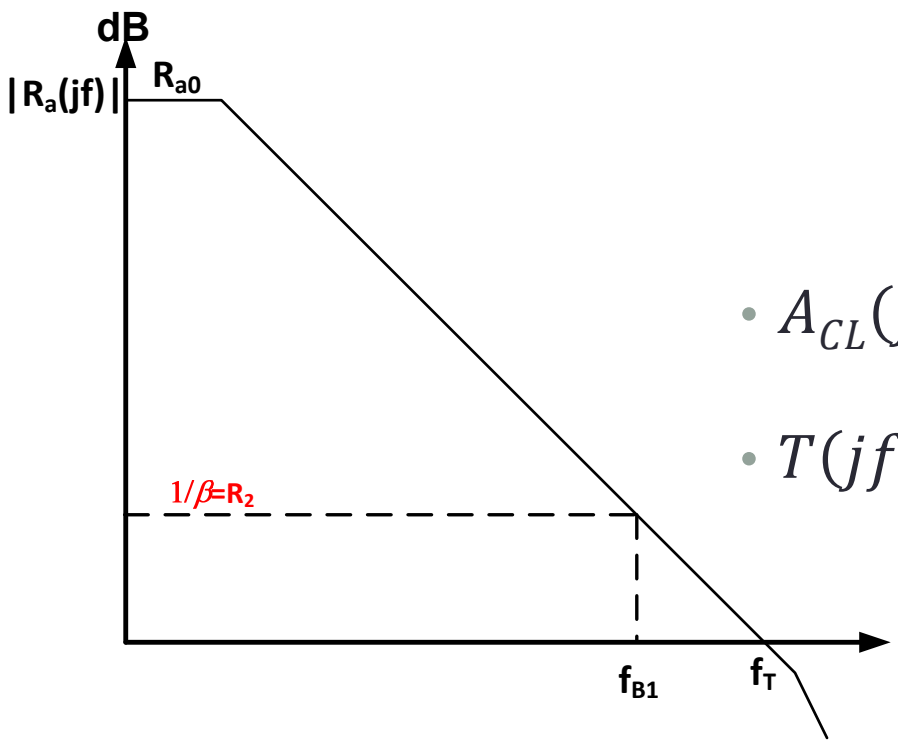


- $f_b \approx f_t/A_{CL}$
- برای OP07:
  - f_t=0.6MHz
  - بهره 100: عرض باند 6kHz
- افزایش بهره ← کاهش β

پاسخ فرکانسی حلقه بسته CFA



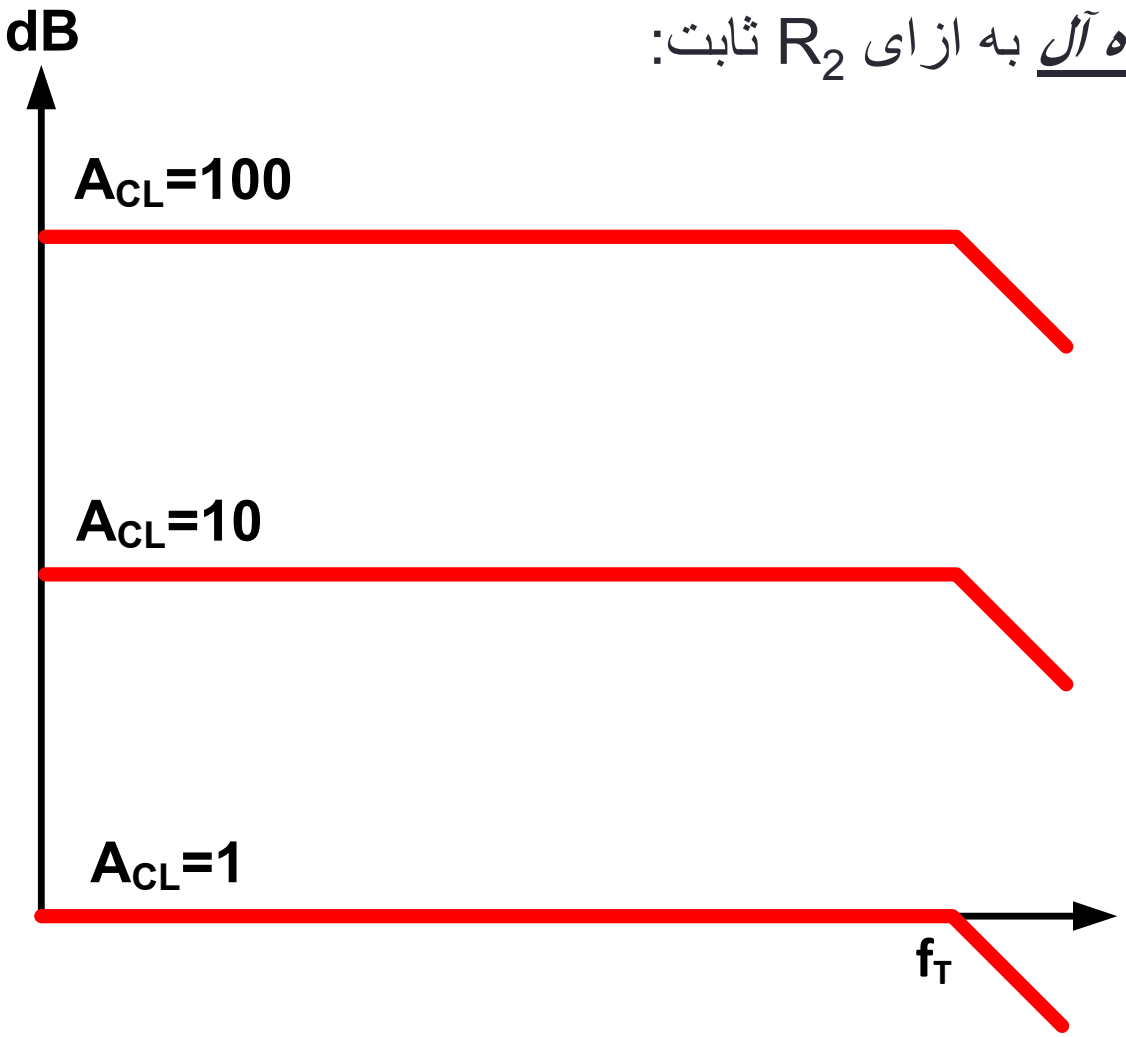
- پاسخ فرکانسی CFA:
- $i = \frac{V_i}{R_1 || R_2} - \frac{V_o}{R_2}$ فیدبک جریان
- ضریب فیدبک: $\beta = \frac{1}{R_2}$



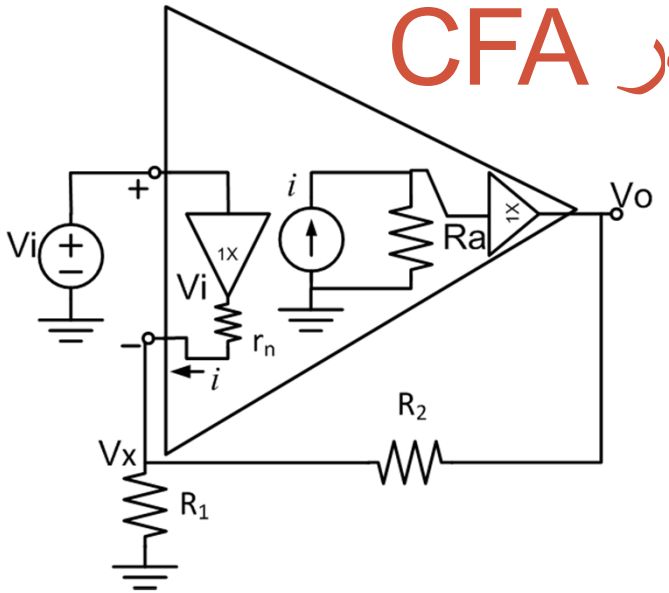
- بهره حلقه بسته:
- $A_{CL}(jf) = \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1+1/T(jf)}$
- $T(jf) = \frac{R_a(jf)}{R_2}$
- عرض باند حلقه بسته: تابع R_2 و f_T
- بهره: تابع R_1 و R_2

پاسخ فرکانسی حلقه بسته CFA

- بهره حلقه بسته ***ایده آل*** به ازای R_2 ثابت:



اثرمقاومت خروجی بافر ورودی در CFA

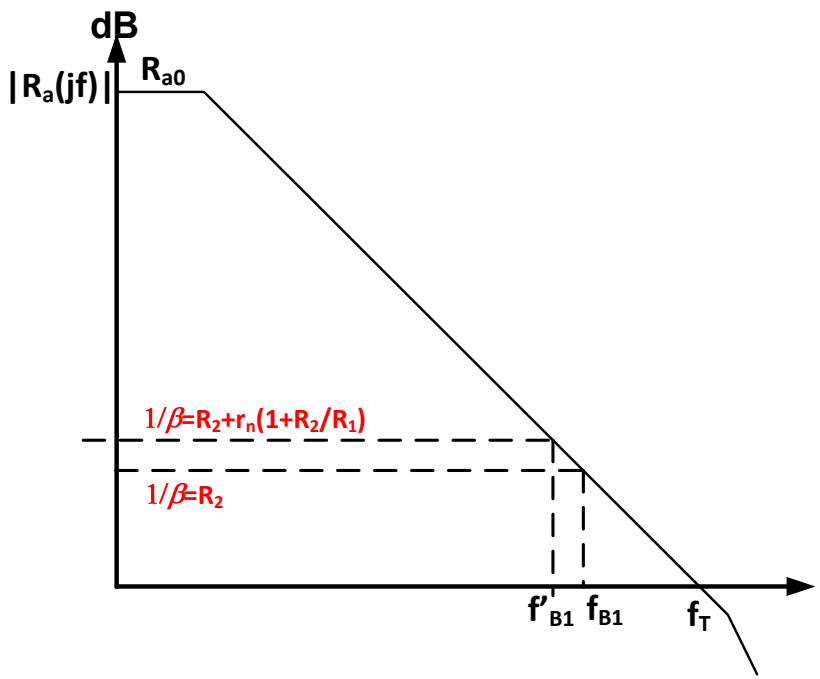


- محاسبه β با وجود مقاومت بافر خروجی r_n

- $$\beta = \frac{R_1}{R_1+rn} \times \frac{1}{R_2+(rn||R_1)} = \frac{1}{R_2+rn\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

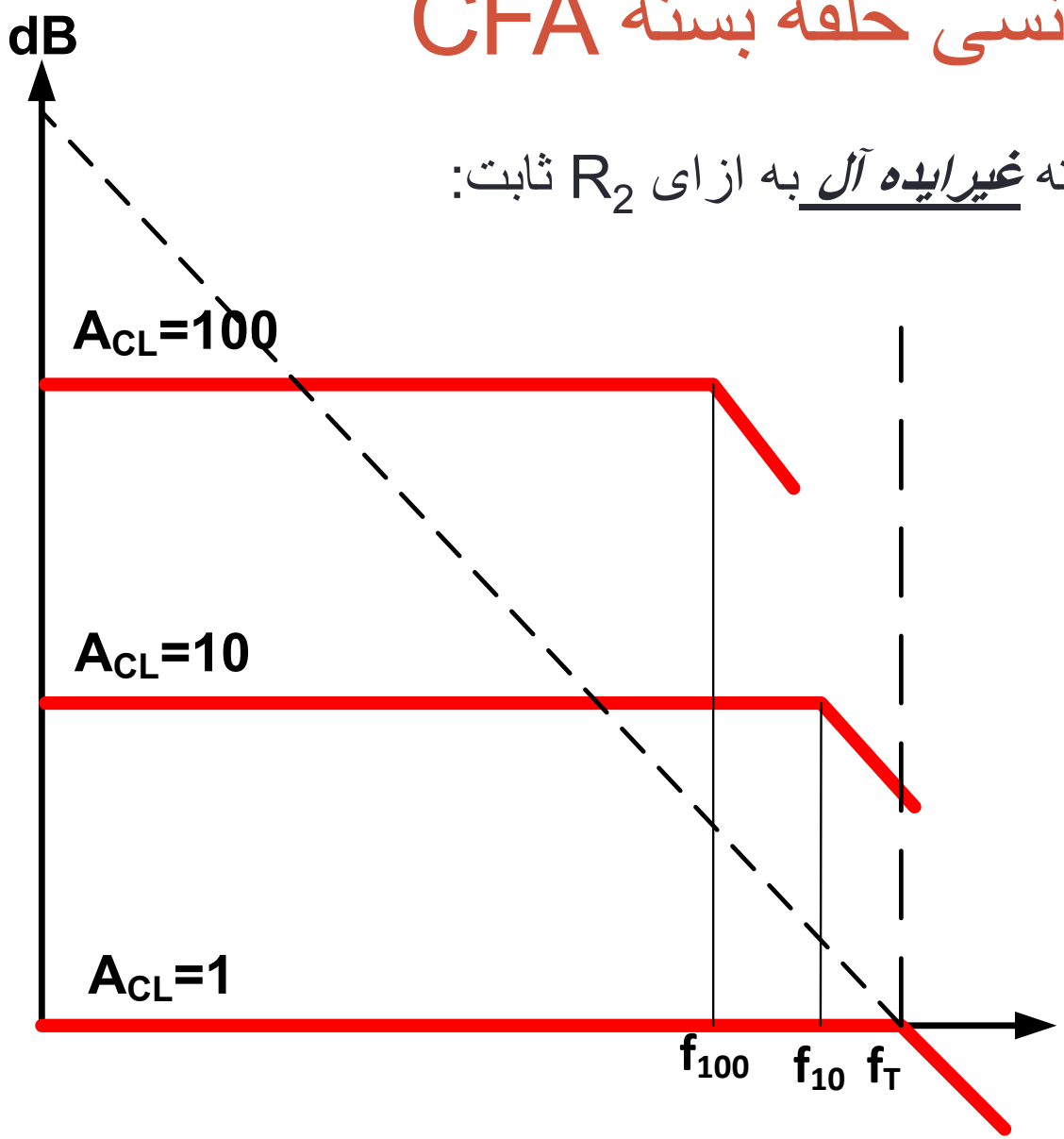
- وابستگی ضریب فیدبک به نسبت R_2/R_1

- کاهش عرض باند با افزایش بهره

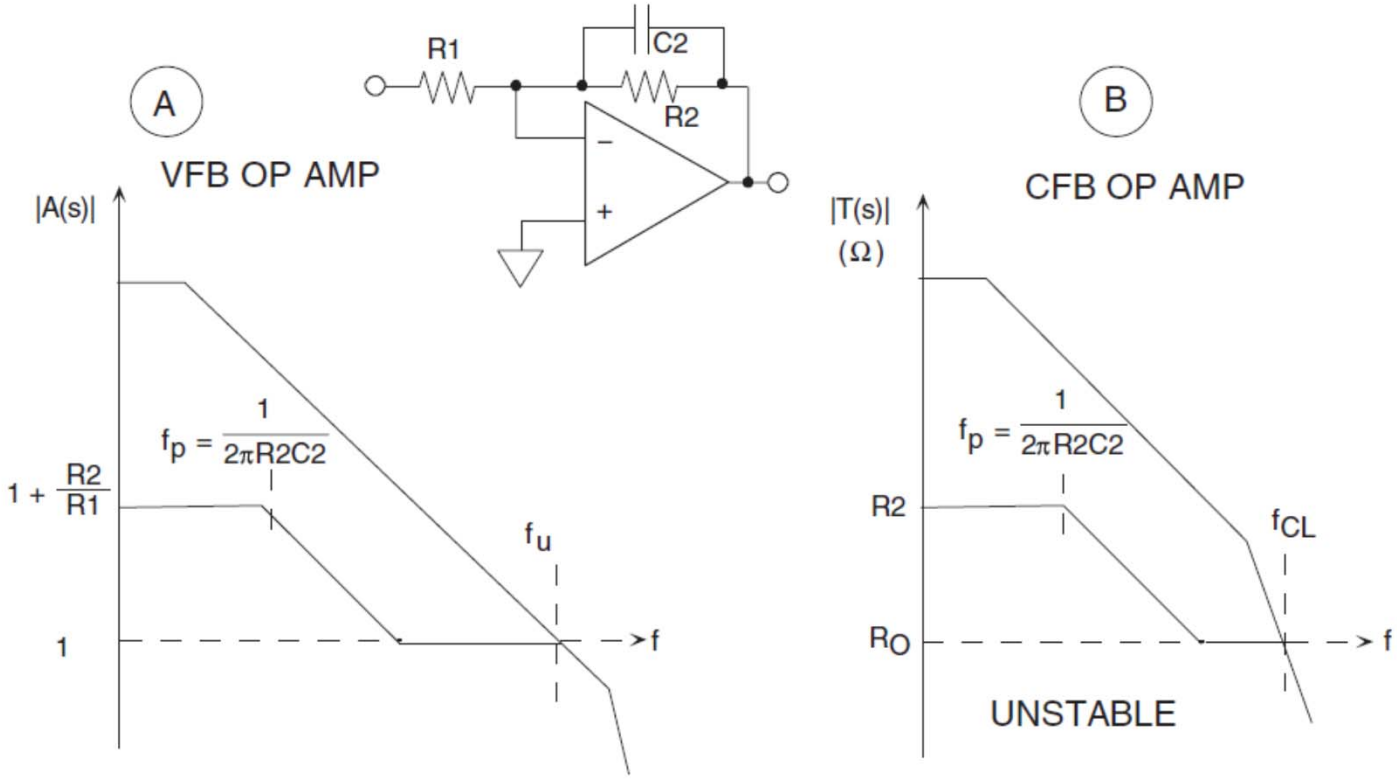


پاسخ فرکانسی حلقه بسته CFA

- بهره حلقه بسته ***غیرایده آل*** به ازای R_2 ثابت:

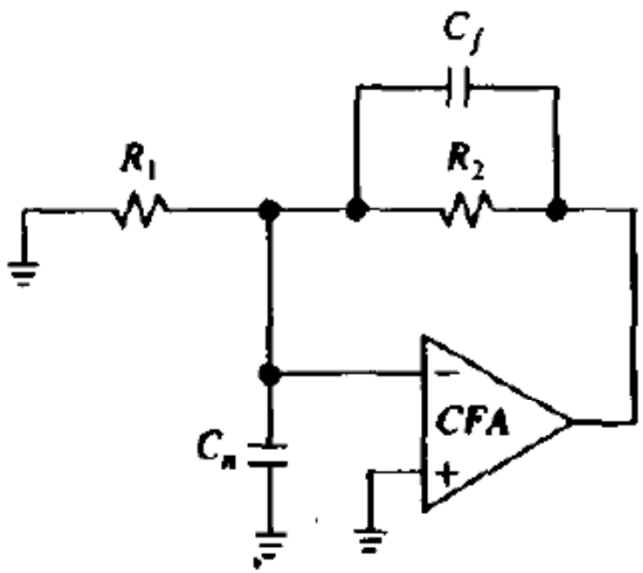


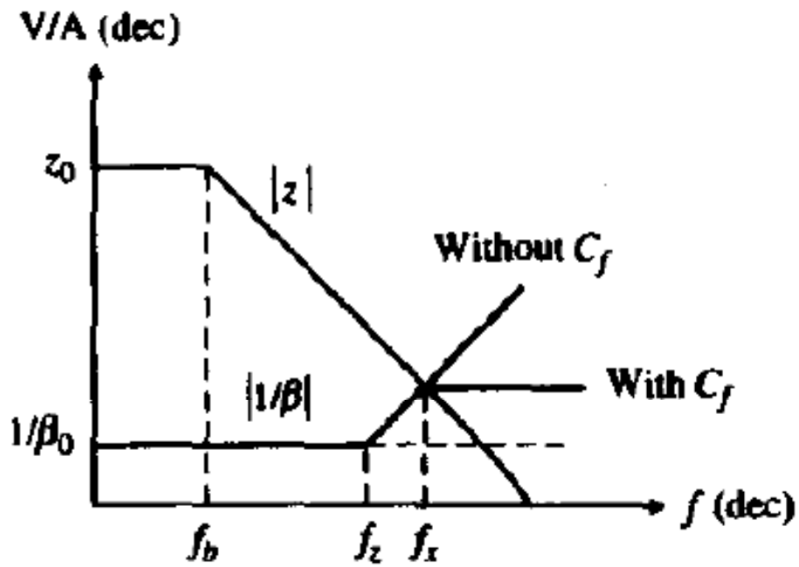
اثر خازن فیدبک در CFA



- اضافه کردن خازن به مقاومت فیدبک (R_2): کاهش $1/\beta$ به صورتی که فرکانس قطع 3dB از قطب دوم بزرگتر شود ← ناپایداری
- استفاده از CFA: معمولا به ازای مقاومت توصیه شده توسط سازنده
- عدم امکان استفاده از CFA در انتگرالگیر و بسیاری از فیلترهای پایین گذربصورت VFA

اثر خازن فیدبک در CFA: پایدارسازی





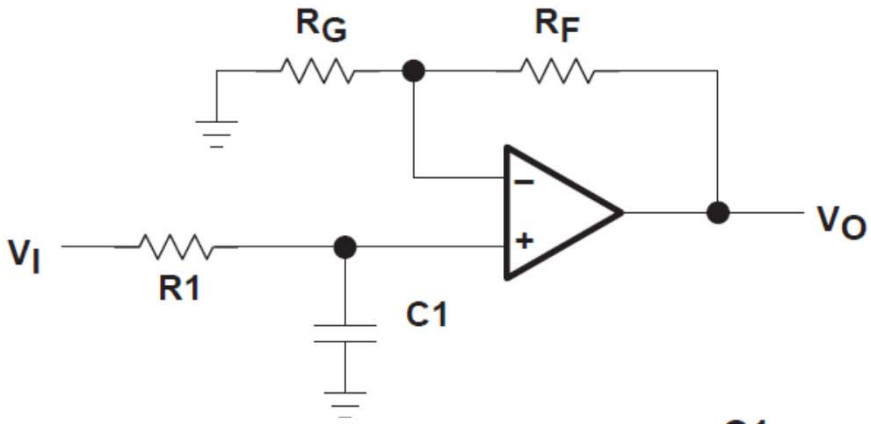
$$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{\beta_0}(1 + jf/f_z)$$

$$\frac{1}{\beta_0} = R_2 + r_n\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \qquad f_z = \frac{1}{2\pi(R_1 \parallel R_2 \parallel r_n)C_n}$$

- اضافه کردن خازن در ورودی: امکان پایداری
- حاشیه فاز 45 درجه:

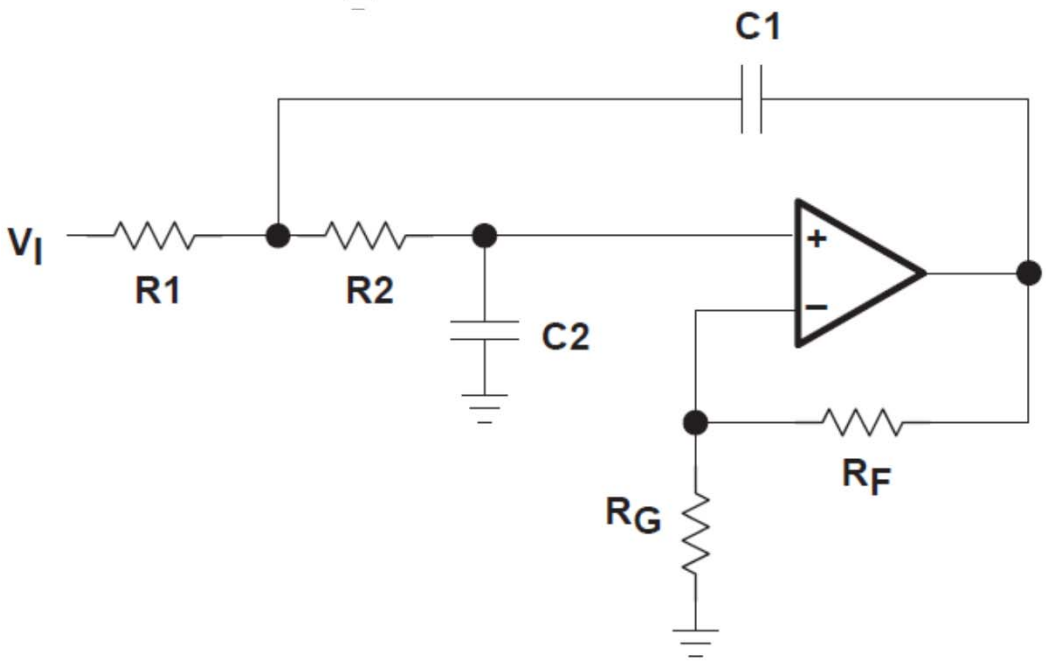
$$C_f = \sqrt{r_n C_n / 2\pi R_2 z_0 f_b}$$

فیلتر پایین گذر با CFA



$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R1C1}$$

$$\frac{V_O}{V_I} = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)\left(\frac{1}{1 + sR1C1}\right)$$

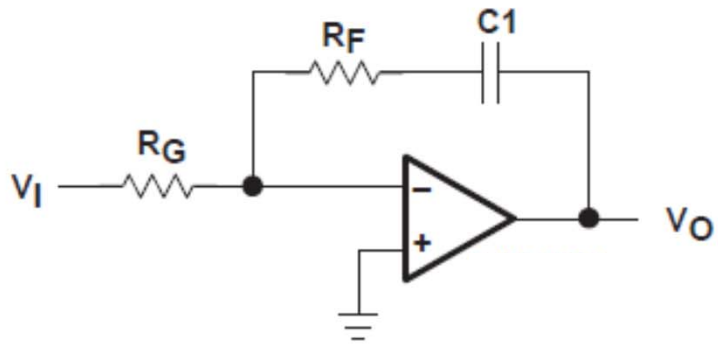


R1 = R2 = R
C1 = C2 = C
Q = Peaking Factor
(Butterworth Q = 0.707)

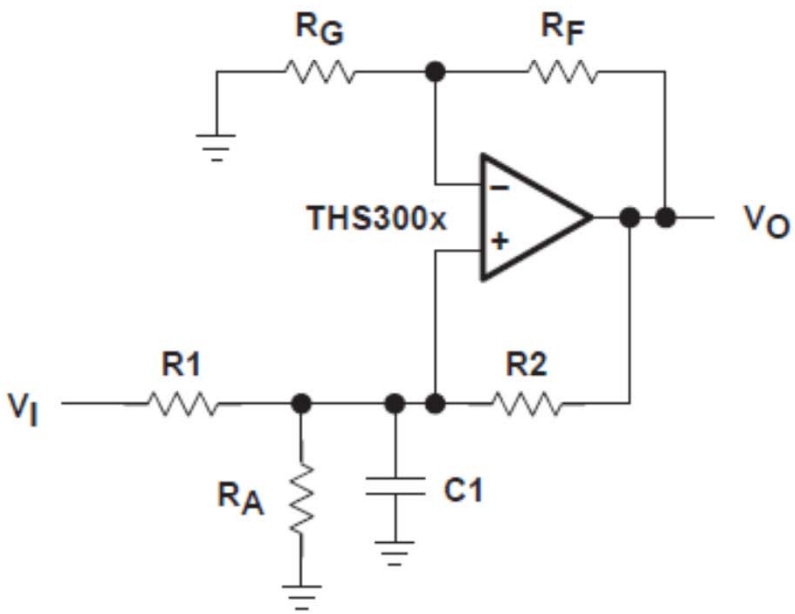
$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$R_G = \frac{R_F}{\left(2 - \frac{1}{Q}\right)}$$

انتگرالگیر با CFA



$$\frac{V_O}{V_I} = \left(\frac{R_F}{R_G}\right)\left[\frac{s + \frac{1}{R_F C1}}{s}\right]$$

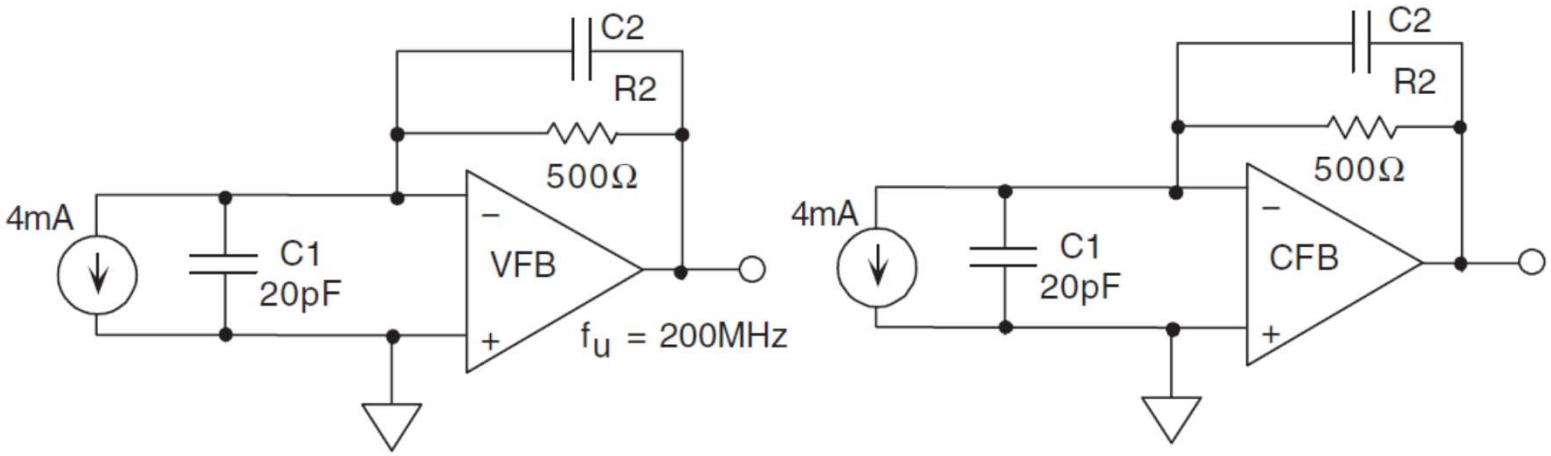


For Stable Operation:

$$\frac{R2}{R1 \parallel R_A} \geq \frac{R_F}{R_G}$$

$$V_O \cong V_I \left(\frac{1 + \frac{R_F}{R_G}}{sR1C1}\right)$$

CFA به عنوان مبدل جریان به ولتاژ



$$f_p = \frac{1}{2\pi R2C1} = 16\text{MHz}$$

C2 = 5.6pF

f_x = 57MHz

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_O C1} = 160\text{MHz}$$

C2 = 1.8pF

f_x = 176MHz

- استفاده از CFA بجای VFA به عنوان مبدل جریان به ولتاژ
- استفاده مقاومت ورودی کم ورودی منفی: عدم حساسیت به خازن پارازیتی ورودی
- پایداری و عرض باند بیشتر

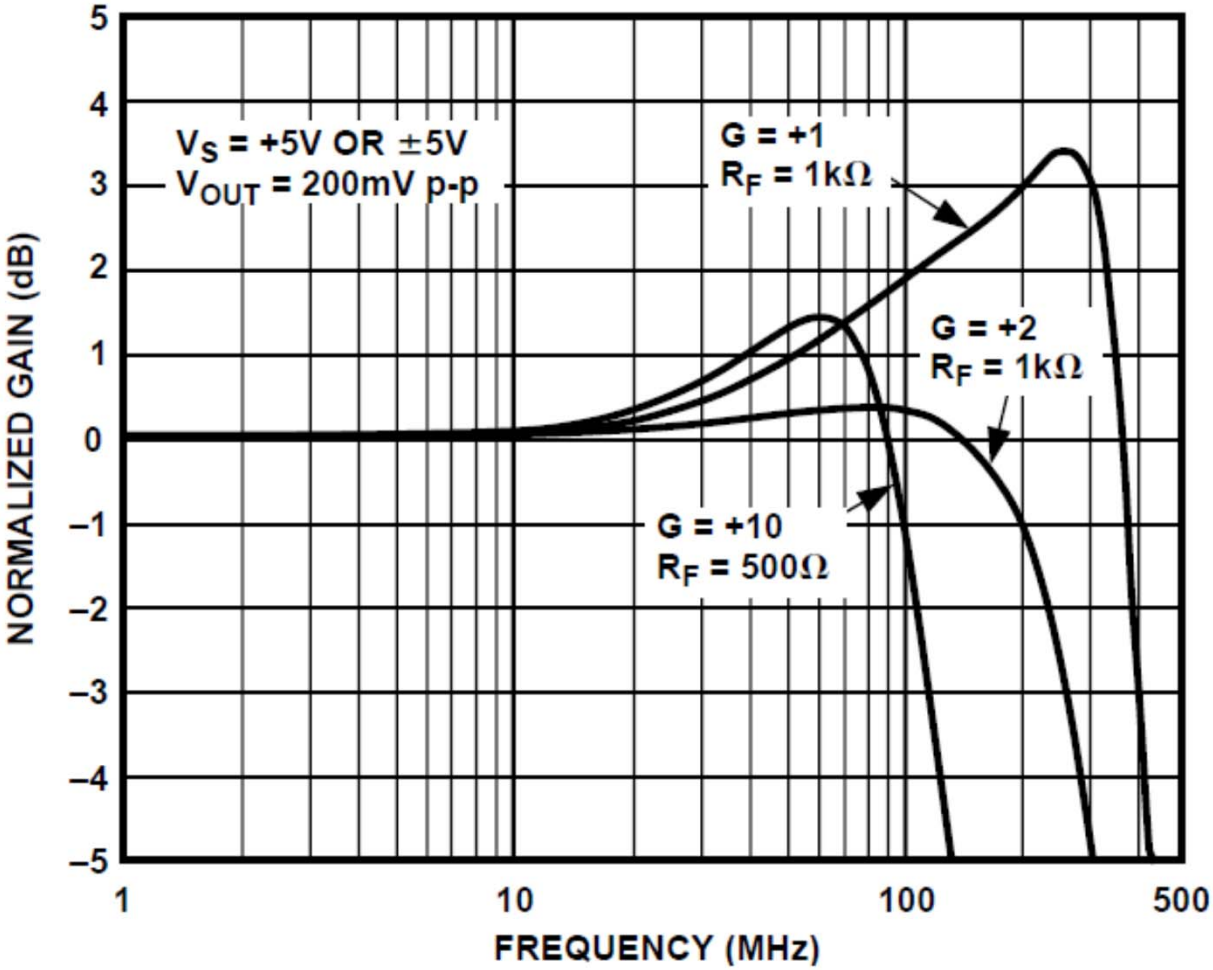
معرفی چند نمونه CFA

- کاربرد های عمومی
  - تقویت کننده ویدئو
  - پیش تقویت کننده A/D سریع
  - مبدل جریان به ولتاژ

		Max BW, G=1	Max BW, G=2	SR V/us	V_{OS}	IB-	Ra
AD8011	Analog Devices	300MHz	180MHz	3500	2mV	5uA	1.3MΩ
AD8009	Analog Devices	1000MHz	700MHz	5500	2mV	50uA	250kΩ
LT1228	Linear	75MHz	NA	500	3mV	10uA	200kΩ
THS3001	TI	420MHz	385MHz	6500	1mV	2uA	2.4MΩ

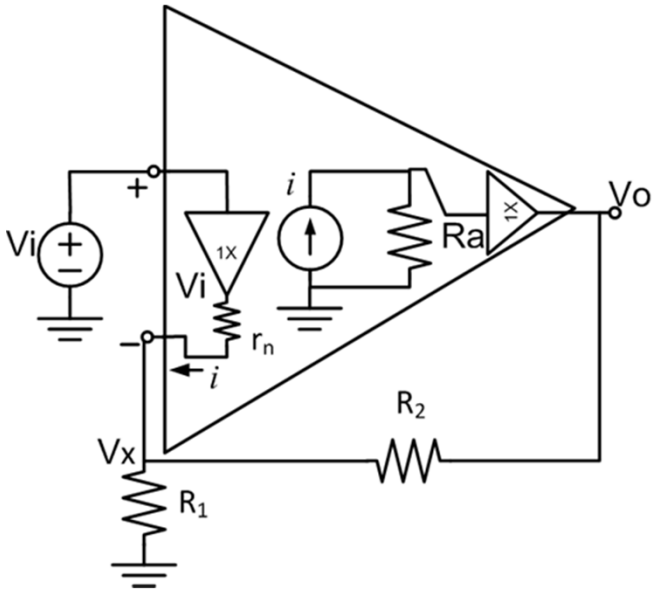
OP27: SR=3V/us

AD8011


V_S = +5V OR ±5V
V_{OUT} = 200mV p-p
G = +1
R_F = 1kΩ
G = +2
R_F = 1kΩ
G = +10
R_F = 500Ω
NORMALIZED GAIN (dB)
5
4
3
2
1
0
–1
–2
–3
–4
–5
1
10
100
500
FREQUENCY (MHz)

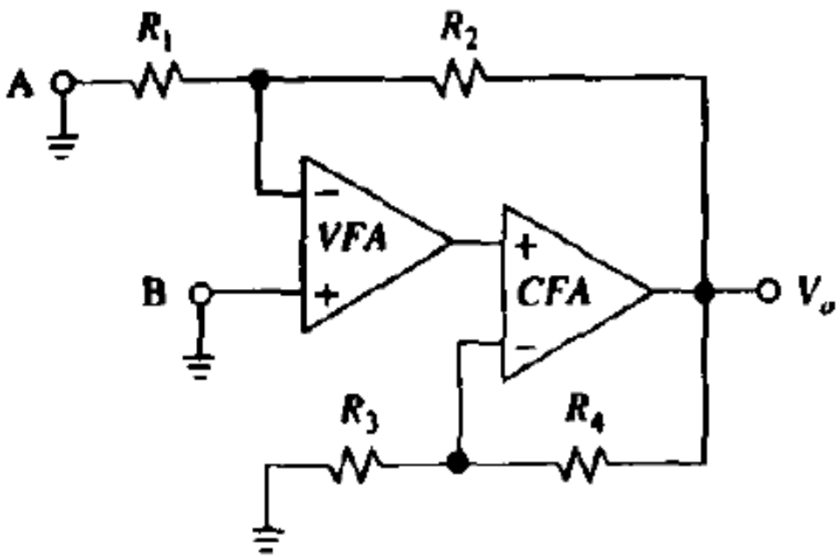
? •

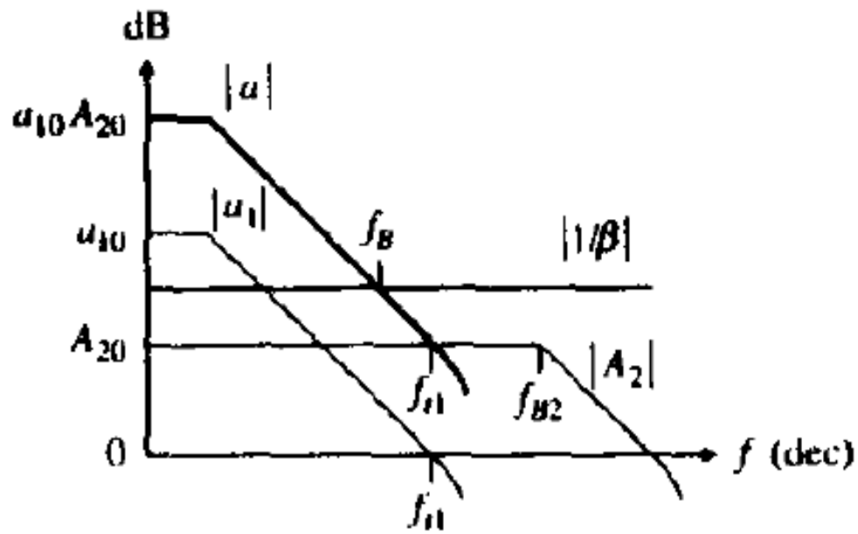
مقایسه VFA و CFA



- برخی مشکلات CFA در مقایسه با VFA
- غیرخطی بودن: بافر ولتاژ ورودی
  - ورودی سیگنال بزرگ
  - عدم وجود فیدبک
  - وجود THD در محدوده -60dB تا -90dB
- نویزبالا
  - ورودی امپدانس پایین (سورس یا امیتر): نویز ورودی جریان ← تبدیل به ولتاژ از طریق R_2
- آفست ولتاژ و جریان زیاد
  - آفست ولتاژ: عدم وجود تقارن در ورودی های مثبت و منفی
  - بایاس: جریان بزرگ در ورودی منفی
- محدودیت کاربرد
  - ناپایداری انتگرال گیر، ...

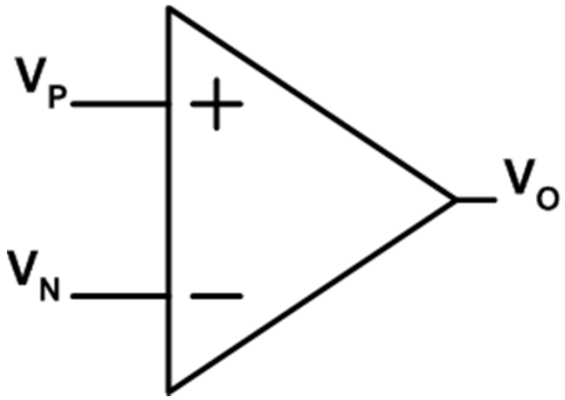
امکان مدارات هیبریدی CFA با VFA





- ترکیب VFA در ورودی و CFA به عنوان طبقه دوم
  - استفاده از مشخصات خوب VFA در ورودی: آفست، جریان بایاس، نویز
  - افزایش بهره حلقه و Gain-Bandwidth بدون نگرانی از ناپایداری به دلیل f_T بسیار بزرگ CFA

اثر CMRR در ایجاد آفست معادل

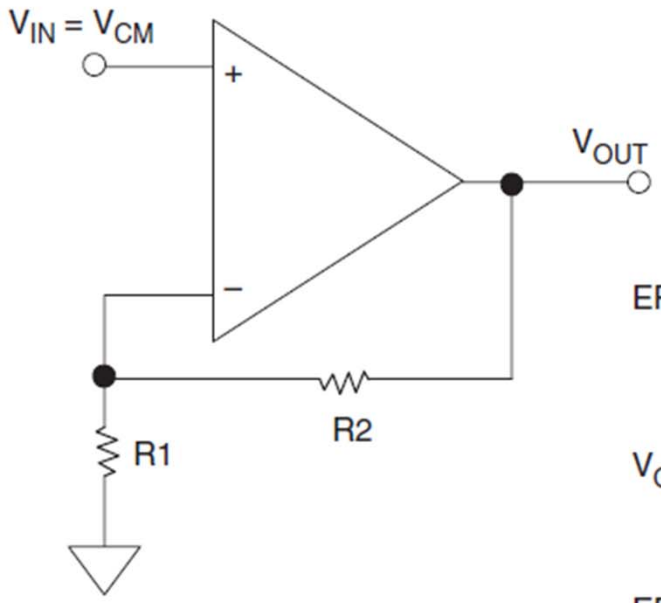


- CMRR در مدارات آپ-امپی غیر تفاضلی:
- دیدن CMRR به عنوان offset یا خطای بهره

- $Vo = Ad(V_P - VN) + ACM\left(\frac{V_N + VP}{2}\right)$
- $Vo = Ad\left(V_P - VN + \frac{A_{CM}}{A_d}V_{CM}\right) = Ad\left(V_P - VN + \frac{V_{CM}}{CMRR}\right)$
- تعریف نامعمول CMRR:
- $\frac{1}{CMRR} = \frac{\partial VOS}{\partial VCM}$

اثر CMRR در ایجاد خطای بهره

- CMRR در تقویت کننده غیر معکوس کننده:



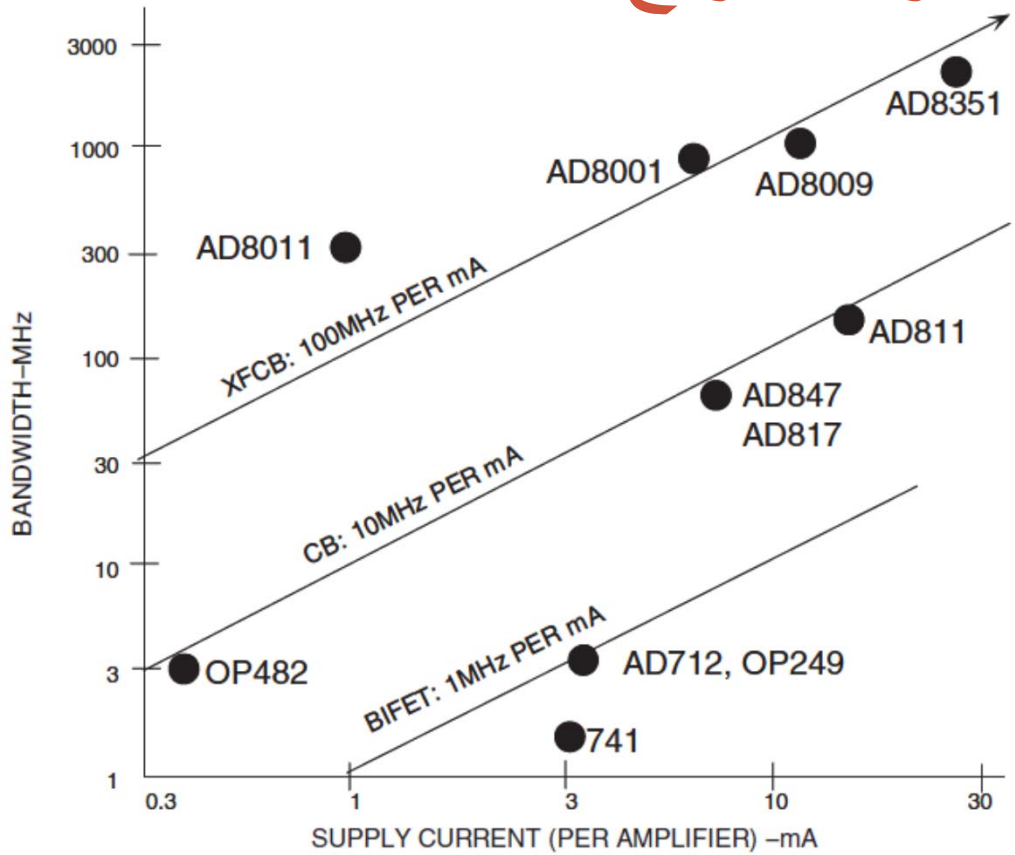
$$\text{ERROR (RTI)} = \frac{V_{CM}}{CMRR} = \frac{V_{IN}}{CMRR}$$

$$V_{OUT} = \left[1 + \frac{R2}{R1}\right]\left[V_{IN} + \frac{V_{IN}}{CMRR}\right]$$

$$\text{ERROR (RTO)} = \left[1 + \frac{R2}{R1}\right]\left[\frac{V_{IN}}{CMRR}\right]$$

- با توجه به بزرگ بودن CMRR، در فرکانس پایین قابل توجه نیست
- در تقویت کننده معکوس کننده این خطا وجود ندارد

آپ امپ های ولتاژی سریع



- تکنولوژی Complementary BJT یا Fast CB
- پایداری و عرض باند برای محدوده بهره کم (1 تا 10) بهینه شده
- معمولا از lead compensation در آنها استفاده شده

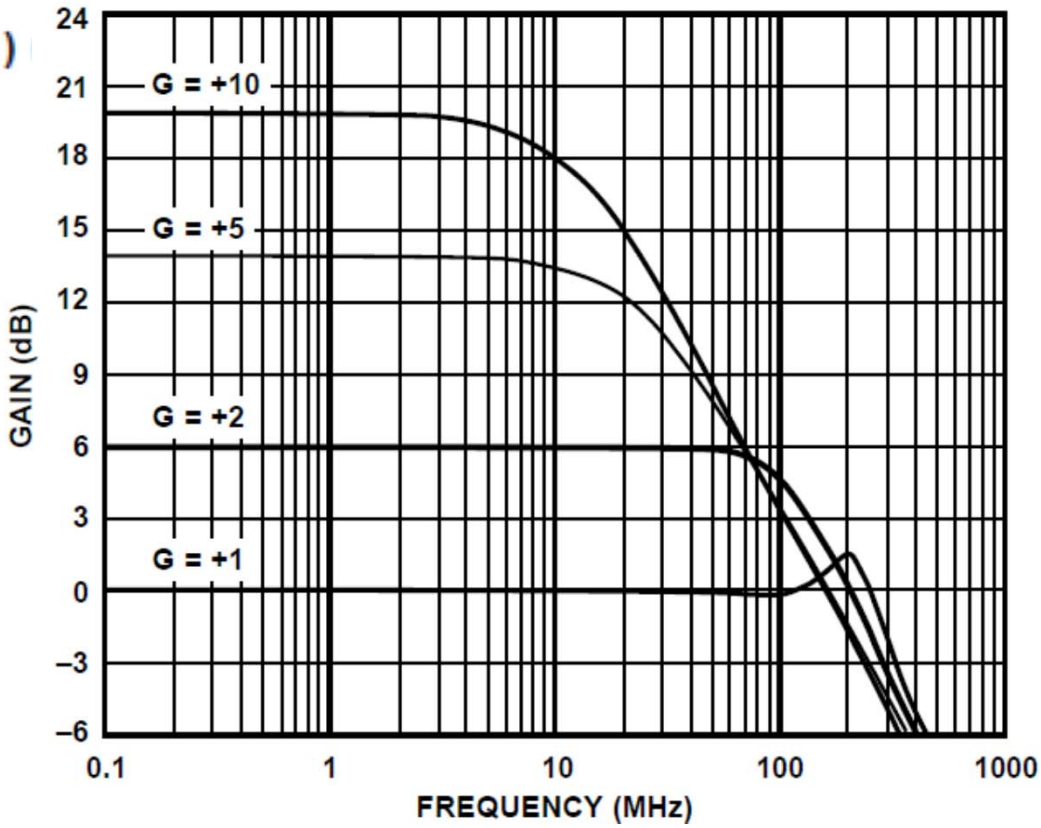
آپ امپ های ولتاژی سریع

PART #	I_{SY} / AMP	BANDWIDTH	SLEWRATE	DISTORTION
AD9631/32 (1)	17mA	320MHz	1300V/μs	–72dBc@20MHz
AD8074/75 (3)	8mA	600MHz	1600V/μs	–62dBc@20MHz
AD8047/48 (1)	5.8mA	250MHz	750V/μs	–66dBc@5MHz
AD8041 (1)	5.2mA	160MHz	160V/μs	–69dBc@10MHz
AD8042 (2)	5.2mA	160MHz	200V/μs	–64dBc@10MHz
AD8044 (3)	2.8mA	150MHz	150V/μs	–75dBc@5MHz
AD8039 (2)	1.5mA	300MHz	425V/μs	–65dBc@5MHz
AD8031 (1)	0.75mA	80MHz	30V/μs	–62dBc@1MHz
AD8032 (2)	0.75mA	80MHz	30V/μs	–72dBc@1MHz

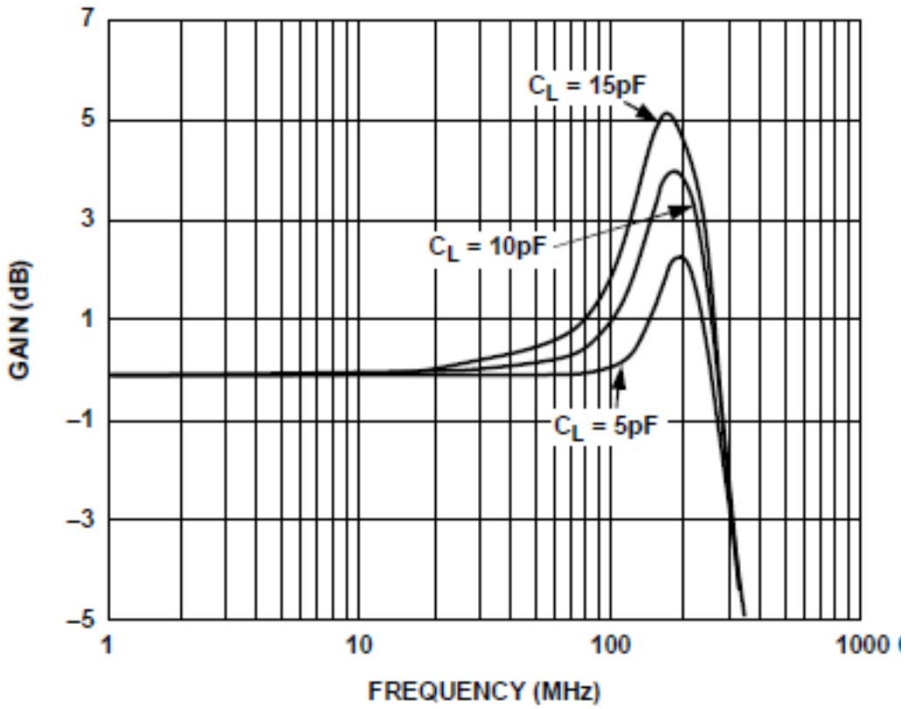
- جدول مقایسه AD

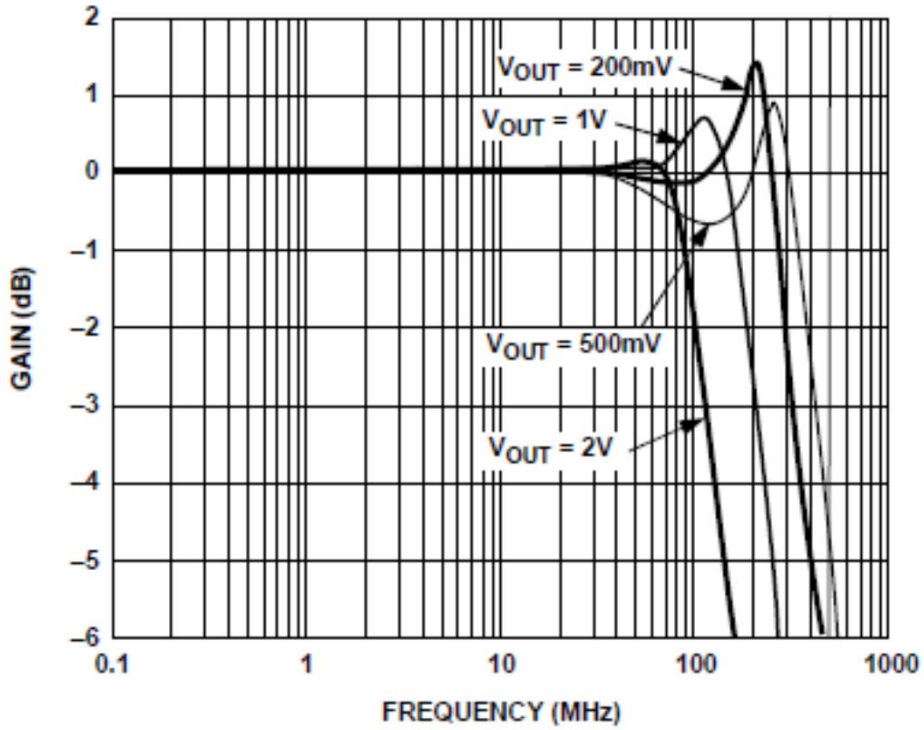
آپ امپ ولتاژی سریع: AD8039

350 MHz, –3 dB bandwidth (G = +1)
425 V/µs slew rate



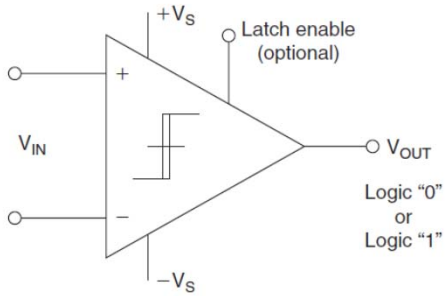
آپ امپ ولتاژی سریع: AD8039

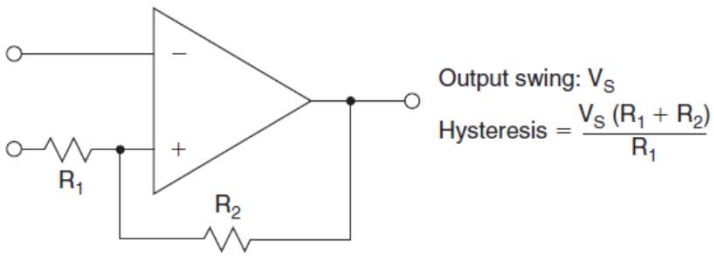




- وابستگی زیاد به پارامترهای خارجی مدار

مقایسه کننده





- استفاده از آپ-امپ برای مقایسه
  - سرعت پایین
  - توان مصرفی بالا
  - خروجی آنالوگ
  - قابلیت دقت بالا
  - عدم امکان اعمال ولتاژ زیاد ورودی (وجود مدار حفاظت دیودی)
- استفاده از مقایسه کننده
  - سرعت بالا
  - توان مصرفی پایین
  - امکان هیسترزیس داخلی

	V_{OS}	I_B	Input voltage range	Delay Time	Hysteresis	Power
LM311	1mV	100nA	±15V	200ns	No	3mA Q
AD790	0.2mV	2.5uA	±15V	40ns	0.4mV	10mA Q 242mW max
LT1715	0.4mV	2.5uA	~12V	4ns	3.5mV	<10mA Q