

Handwritten note: 741 op amp

Fig. 6.9a 741 operational amplifier circuit.

(a)

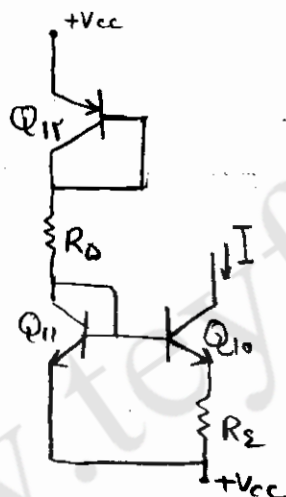
پس در چنین تقویت کننده ای  $A_{CCO}$  خواهد بود.

در حالت  $\text{difference mode}$  یعنی با ورودی های  $V_+$  و  $V_-$  خواهیم داشت:

$$R_o = r_{o2} \parallel r_{o5}$$

ساختار داخلی تقویت کننده عملیاتی LM741:

$Q_1$  و  $Q_{11}$  منبع جریان هستند که در تغذیه  $Q_{12}$  از یک دیود استفاده شده است.



$Q_9$  و  $Q_8$  نیز آینه جریان هستند که مرجع آنها جریان  $I$  منبع جریان ویدلار است.

$Q_{13}$  و  $Q_{12}$  نیز منبع جریان است و دلیل استفاده از  $Q_{12}$  در منبع جریان ویدلار به خاطر این بود که

بتوانیم  $Q_{13}$  را درایو کنیم.  $Q_{22}$  و  $Q_{24}$  نیز منبع جریان است.

$Q_6$  و  $Q_7$  یک منبع جریان ویدلار با نسبت مقاومتی و مقاومتهای مساوی در امیتر است.  $Q_7$

هم به عنوان ترانزیستور گین مصرف کار برده می شود (به جای اتصال کوتاه دیود بیس-کلکتور  $Q_5$ )

تا وابستگی به  $\beta$  را به حداقل برساند. مقاومت متغیر بین بیس های ۵ و ۶ برای این است

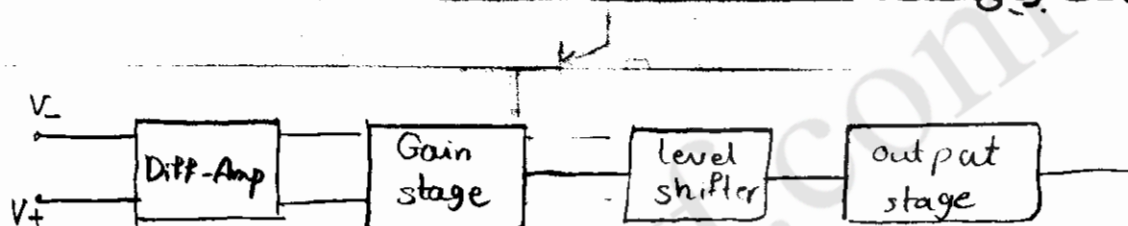
جریان پوشا تا حد امکان برابر شوند.

منبع جریان ۱۲ و ۱۳ اصلی ترین منبع جریان است که جریان طبقه اصلی مدار را تأمین می کند.

منبع جریان ۱۰ و ۱۱ برای تنظیم جریان ۱۲ و ۱۳ است.

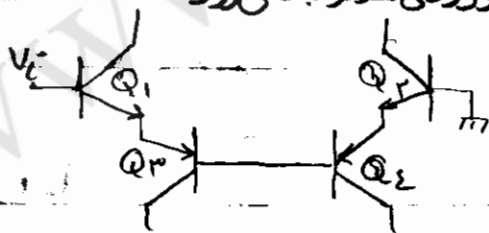
$Q_{12}$  و  $Q_{13}$  نیز به عنوان آینه جریان محسوب می شوند که فقط در مواقع خاصی روشن می شوند و وظیفه

حفاظت جریانی است.



استفاده از ۴ ترانزیستور ۱ و ۲ و ۳ و ۴ به جای دو ترانزیستور در طبقه Diff-Amp دارای دو

خس است: یکی اینکه امپدانس ورودی مدار بالا می رود.



$$\rightarrow R_i = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) \left[ \frac{1}{h_{fe3} + 1} \left[ (h_{ie3} + h_{ie4}) + (1 + h_{fe4}) \frac{h_{ie2}}{1 + h_{fe2}} \right] \right]$$

$$\approx 4 h_{ie} = \frac{4 \eta V_T \beta}{I_c}$$

پس برای اینکه  $R_i$  بالا باشد  $I_c$  باید کوچک باشد. کوچک بودن  $I_c$  برابر با کوچک

شدن (در حد میکروآمپر) جریان بیس ۱ و ۲ است. پس حسن دیگر این ترکیب جریان

۱۲۳

بایاس کم طبقه Diff-Amp است.

حسن دیگر ترانزیستور غیر از افزایش آمپدانش ورودی :

کلکتور  $Q_4$  به عنوان خروجی طبقه difference است که حتماً منفی خواهد بود. این منفی بودن

باعث می شود که سوئیچینگ  $Q_{1v}$  بالا برود.  $Q_{1v}$  به عنوان تقویت کننده گین به کار رود.

$Q_6$  بین دو طبقه فقط به عنوان بافر استفاده می شود.

جریان بایاس مجموعه  $Q_4$  ترانزیستور  $Q_2$  و  $Q_3$  از طریق  $Q_8$  تامین می شود که اگر

برخیز  $18^{\mu A}$  باشد باید به طور مساوی بین  $Q_2$  و  $Q_3$  تقسیم شود. این تقسیم توسط  $Q_8$  انجام

می گیرد. وجود مقاومت های  $R_1$  و  $R_2$  به خاطر این است که با تنظیم آنها جریان شاخه های  $Q_2$

را مساوی کنیم. حسن دیگر  $R_1$  و  $R_2$  و به خصوص  $R_2$  این است که مقاومت ورودی منبع جریان

$Q_6$  را بالایی برد و باعث افزایش گین این تقویت کننده می شود.

گفتیم که  $Q_4$  به عنوان ترانزیستور گین است که وابستگی به  $\beta$  را در  $Q_4$  کم می کند. می دانیم که برای

اینکه جریان شاخه های چپ و راست برابر شود مدار باید تقارن داشته باشد. اما چون  $Q_6$  از

شاخه راست جریان می کشد لذا برای اینکه جریان دو شاخه برابر شود  $Q_7$  را قرار می دهیم تا در حدود

$I_{BQ}$  جریان بکشد و تقارن را تا حد خوبی داشته باشیم (کاربرد دیگر  $Q_7$ )

گفتم برای اینکه جریان شانه‌های چپ و راست برابر شود از  $R_1$  و  $R_2$  استفاده می‌کنیم که

با متغیر بودن  $R_2$  می‌توانیم جریان را تنظیم کنیم. اما چون  $R_2$  نمی‌تواند متغیر باشد (در  $I_{C1}$

چنین امکانی نداریم)، یک مقاومت متغیر بین بیس ۵ و ۶ قرار می‌دهیم که بیرون از  $I_{C1}$

است و می‌توانیم آن را تنظیم کنیم. اما وظیفه مهم‌ترین مقاومت متغیر تنظیم  $offset$

خروجی است.

وصل کردن بیس‌های ۳ و ۴ به کلکتور ۹ علاوه بر تأمین جریان بایاس ۳ و ۴ به عنوان یک فیدبک

نیز به کار می‌رود. اگر جریان  $I_{C1}$  را برابر  $I$  بگیریم خواهیم داشت:  $I = I_{B3} + I_{B4} + I_{C9}$

فرض کنیم به علت گرما نقطه کار ۳ و ۴ تغییر کرده و  $I_{B3}$  و  $I_{B4}$  افزایش یابند. افزایش آنها

با کاهش  $I_{C9}$  برابر است با کاهش  $I_{C9}$ ،  $I_{C8}$  و در نتیجه  $I_{E1}$  و ۵ و ۶ کاهش می‌یابد و

در نتیجه  $I_{B1}$  و ۵ و ۶ کاهش می‌یابد.

مجموعه ترانزیستورهای  $Q_1$  تا  $Q_4$  به عنوان طبقه  $Diff Amp$  استفاده می‌شود.

بلوک دوم تقویت کننده گین است که از ۶ و ۷ ساخته شده است. چون امپدانس

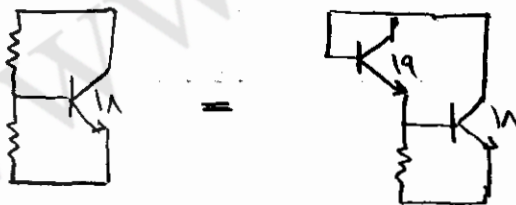
خروجی  $Diff Amp$  بالا است برای اینکه امپدانس ورودی  $Gain stage$  را بالا ببریم از

بافر  $Q_4$  استفاده کردیم.

$Q_{13}$  به عنوان منبع جریان بدکار بردمی شود که جریان ثابتی را به  $Q_{17}$  می خرسد. ثابت بودن این جریان ولتاژ در حد  $mV$  و ثابت امپتر را به ما می دهد. می توانیم با تنظیم مناسب مقاومتها کاری کنیم که کلکتور ۱۷ منفرسده و ماکزیم سوئیچینگ راداسته باشیم. فلذا طبقه  $level\ shifter$  را به طور ضمنی در مداری بینیم.

خازن  $C_c$  در دوسر طبقه  $Gain\ stage$  قرار دارد که یک قطب غالب ایجاد می کند و فرکانس قطع حدود  $10^4\ Hz$  خواهیم داشت.

بعد از طبقه گین باید به طبقه  $level\ shifter$  برسیم که گهتیم به طور ضمنی در مدار وجود دارد.  $Q_{13A}$  همانند  $Q_{17}$  به عنوان باخر به کاری رود.



ترکیب ۱۸ و ۱۹ به عنوان تأمین کننده بایاس طبقه خروجی است و بایاس ۱۸ و ۱۹ نیز از طریق  $Q_{13A}$  تأمین می شود.

۱۴ و ۲۰ نیز به عنوان تقویت کننده  $push\ pull$  کلاس  $AB$  هستند.

$$R_T \times I_{C14\max} = V_{BEON15}$$

حدود  $2\ mA$

حفاظت جریانی :  
در آلترناتر مثبت



در آلترنانش منفی حفاظت جریانی به طریق دیگری است. در آلترنانش منفی برای محدود کردن

جریان  $Q_{20}$  از  $Q_{21}$  استفاده می‌کنیم. اگر کلکتور ۲۱ را به بیس ۲۰ وصل می‌کردیم

محدود کردن جریان نداشته‌ایم. بنابراین کلکتور ۲۱ را به  $Q_{24}$  وصل می‌کنیم. افزایش جریان

خروجی با افزایش  $Q_{21}$  برابر است. افزایش  $Q_{21}$  باعث افزایش جریان کلکتور ۲۴ و

خواهد شد. چون جریان ۲۲ حس به جریان ۲۴ است، پس جریان ۲۲ افزایش می‌یابد

افزایش جریان ۲۲ باعث کاهش ولتاژ بیس ۱۶ و در نتیجه ولتاژ بیس ۱۷ خواهد شد

کاهش ولتاژ بیس ۱۷ باعث افزایش بیس ۲۳ و در نتیجه افزایش بیس ۲۰ خواهد شد

و بالاخره اینکه افزایش بیس ۲۰ باعث کاهش جریان خروجی خواهد شد و به این ترتیب

در آلترنانش منفی جریان به این طریق محدود می‌شود. اما این حلقه فقط باید در

آلترنانش منفی کار کند. پس ۲۲ و ۲۴ فقط باید در آلترنانش منفی کار کنند. برای اینکه

۲۴ با جریان نشستی کار نکند (روشن نشود) مقاومت  $50k$  را در بیس آن قرار می‌دهیم

و با محاسبات دقیق می‌توانیم زمان روشن شدن ۲۴ و متعاقباً روشن شدن ۲۲ را تعیین

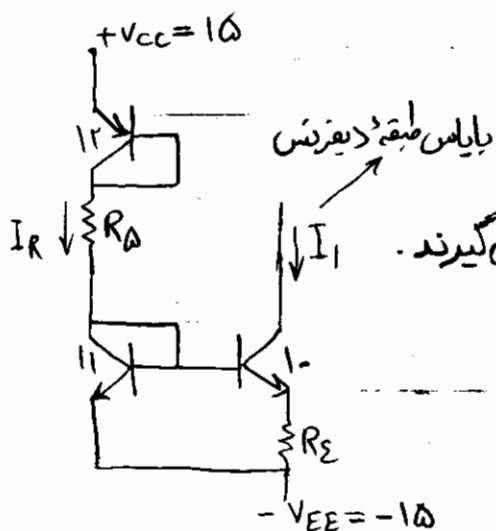
کنیم.

پس ۱۵، ۲۱، ۲۲، ۲۴ به عنوان حفاظت کننده جریان به کار می‌روند.

$Q_{۲۳B}$  نیز به عنوان حفاظت کننده جریان ۱۷ و ۱۶ به کاری رود که این ترانزیستور همواره روشن نخواهد بود.  $Q_{۲۳B}$  باعث می شود جریان ۱۷ خیلی بالا نرود. چون افزایش جریان ۱۷ باعث اشباع شدن آن و در نتیجه سوختن آن خواهد شد. افزایش بیس ۱۶ باعث افزایش جریان ۱۷ و کاهش کلکتور ۱۷ و در نتیجه کاهش بیس ۲۳B خواهد شد. از طرفی افزایش بیس ۱۶ باعث افزایش امیتر ۲۳B خواهد شد و این زمانی است که ۲۳B روشن می شود و جریان را از بیس ۱۶ می کشد و به این نحو حفاظت جریان انجام می دهد.

اما بیس ۱۶ چرا افزایش می یابد؟ زمانی که ورودی ها نامتقارن باشند ممکن است حالتی بوجود آید که  $Q_۱$  قطع و  $Q_۲$  اشباع شود. قطع  $Q_۱$  باعث صفر شدن جریان اوسیس ۳ و در نتیجه ۵ و متعاقباً صفر شدن جریان ۶ می شود. جریان  $Q_۸$  که از بالای آید از ۲ و ۴ عبور پیدا کرده و چون جریان ۶ صفر است ناچاراً به  $Q_۴$  وارد می شود و باعث افزایش ولتاژ بیس آن می گردد.

محاسبه نقاط کار:

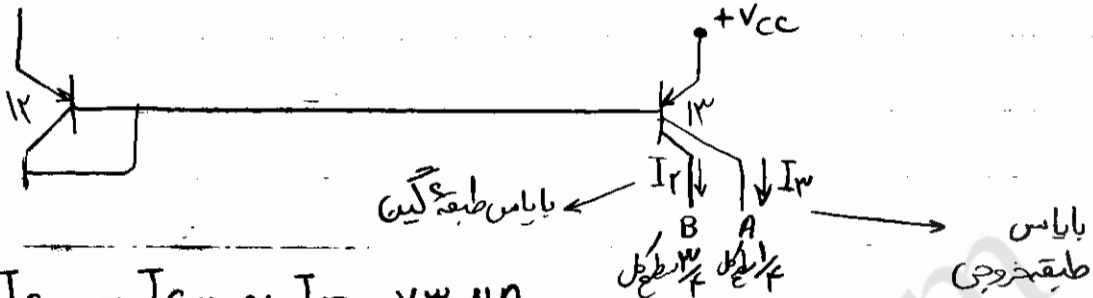




۱۲۸

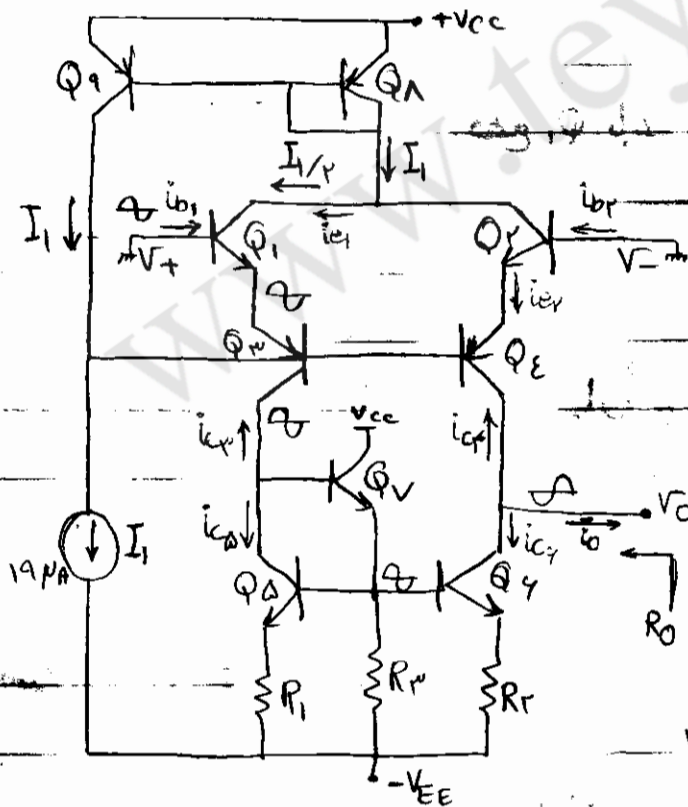
$$I_R = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - 2V_{BE} - V_{CE}}{R_A} \xrightarrow{PA} I_1 = \frac{2V_T}{R_f} \ln \frac{I_R}{I_1}$$

if  $2V_T = 20 \text{ mV}$   
 $\beta = 200 \rightarrow I_1 = 19 \text{ nA}$   
 $\beta I_0 = 1.5 \text{ nA}$



$$I_{C1} = I_{C2} \approx I_R = 73 \text{ nA}$$

$$\begin{cases} I_r = \frac{1}{\beta} I_{C1} = 55 \text{ nA} \\ I_r = \frac{1}{\beta} I_{C2} = 11 \text{ nA} \end{cases}$$



$$I_{C1} = I_{C2} = \dots = I_{C4} = \frac{I_1}{\beta} = 9.5 \text{ nA}$$

$$V_{BE} = 2V_T \ln \frac{I_C}{\beta I_0}$$

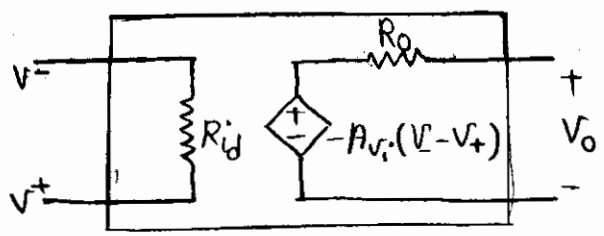
$$I_{CV} = I_{BQ} + I_{BQ} + I_{Rr} = \frac{9.5 \text{ nA}}{\beta = 200}$$

$$I_{Rr} = \frac{V_{Rr}}{R_r}$$

$$V_{Rr} = V_{BE4} + R_r I_{C4}$$

$$V_{BE4} = 2V_T \ln \frac{I_{C4}}{\beta I_0} = 537 \text{ mV}$$

$$\rightarrow V_{Rr} = 537 \text{ mV} \rightarrow I_{Rr} = 11 \text{ nA} \approx I_{CV}$$



امپدانس ورودی:  $R_i$

$$R_{id} = r_{hie1} = r \frac{2V_T B}{I_{C1}} = 2.1 \text{ M}\Omega$$

چون هدف این است که تقویت کننده در حالت دیفرنس کار کند امپدانس ورودی را در حالت

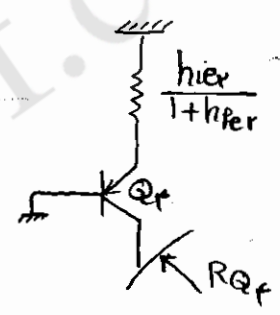
دیفرنس اندازه گرفتیم.

امپدانس خروجی  $R_o$  =

وقتی امپدانس خروجی را محاسبه می کنیم ورودی ها را زمین می کنیم:

$$R_o = R_{Q_f} \parallel R_{Q_y}$$

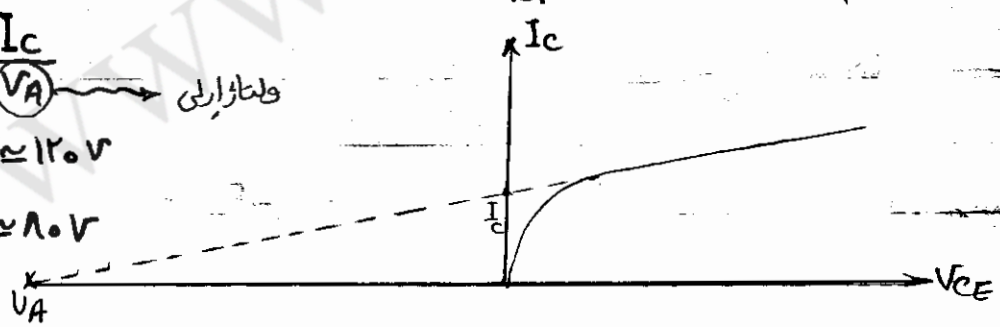
$$R_{Q_f} = \frac{1}{h_{oef}} \left[ 1 + \frac{h_{fe} \left( \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}} \right)}{h_{ier} + 0 + \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}}} \right]$$



$$h_{oe} = \frac{I_c}{V_A}$$

ولتاژاری

$$\begin{cases} V_{A_{NPN}} \approx 120 \text{ V} \\ V_{A_{PNP}} \approx 80 \text{ V} \end{cases}$$



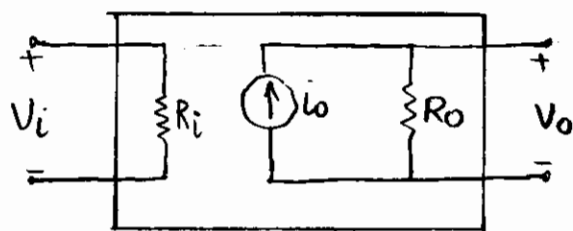
$$R_{Q_y} = \frac{1}{h_{oe_y}} \left[ 1 + \frac{h_{fe} \cdot R_r}{h_{ie_y} + R_r \parallel R_{Q_v} + R_r} \right]$$

$$R_o \approx 4.1 \text{ M}\Omega$$

زیاد بودن امپدانس خروجی با الی برای یک تقویت کننده ولتاژ ایراد محسوب می شود که این

مسئله توسط طبقه بافر بعدی حل شده است.

گین ولتاژی  $A_v$ :



با توجه به شکل چون سیگنال ورودی و خروجی اختلاف فاز  $180^\circ$  دارند پس گین باید عددی منفی

باشد.  $V_o = -R_o \cdot i_o$  ,  $i_o = i_{c1} + i_{c2}$

$$i_{c1} = i_{c2} = -i_{c3} = i_{e1} = \beta i_{b1}$$

$$i_{b1} = \frac{V}{r_{hie1}} \rightarrow i_{c1} = \frac{\beta V}{r_{hie1}}$$

$$i_{c2} = -i_{e2} = -\beta i_{b2} \quad , \quad i_{b2} = \frac{-V}{r_{hie2}} \rightarrow i_{c2} = \frac{\beta V}{r_{hie2}}$$

$$\rightarrow i_o = \frac{\beta V}{r_{hie1}} \rightarrow V_o = -R_o \frac{\beta V}{r_{hie1}} = -1440$$

علت اینکه علامت منفی را در  $V_o = -R_o \cdot i_o$  قرار می دهیم این است که گین باید منفی در آید.

$$A_d = \frac{V_o}{V_i - V_-} = \frac{V_o}{V} = \frac{-\beta}{r_{hie}} R_o \rightarrow A_d = \frac{-\beta \cdot R_o}{r_{hie}} = \frac{-g_m}{r} R_o$$

می توانستیم با استفاده از اصل super position دو ورودی ،  $A_d$  را محاسبه کنیم که این

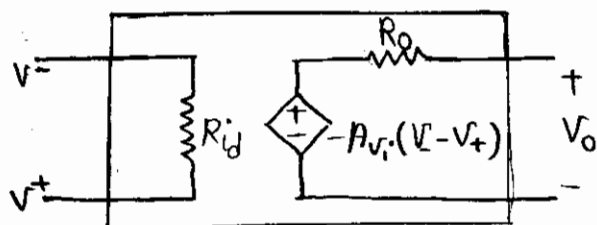
روش ، روش مشکلتری نسبت به روش جریانی که در بالا ارائه شد ، است.

در عمل مقدر گین ولتاژی برابر خواهد بود با :

$$A_{v1} = -1440$$

منظور طبقه اول است.

امپدانس ورودی:  
 $R_i$



$$R_{id} = h_{ie1} = r \frac{2V_T \beta}{I_{C1}} = 4.17 \text{ M}\Omega$$

چون هدف این است که تقویت کننده در حالت دیفرانس کار کند امپدانس ورودی را در حالت

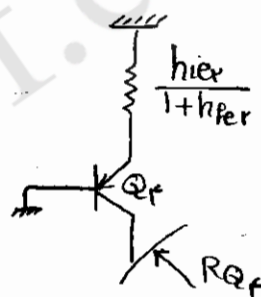
دیفرانس اندازه گرفتیم.

امپدانس خروجی  $R_o$ :

وقتی امپدانس خروجی را محاسبه می کنیم ورودی ها را زمین می کنیم:

$$R_o = R_{Q_f} \parallel R_{Q_y}$$

$$R_{Q_f} = \frac{1}{h_{oe_f}} \left[ 1 + \frac{h_{fe} \left( \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}} \right)}{h_{ier} + r_o + \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}}} \right]$$



$$h_{oe} = \frac{I_c}{V_A}$$

$$\begin{cases} V_{A_{NPN}} \approx 120 \text{ V} \\ V_{A_{PNP}} \approx 80 \text{ V} \end{cases}$$

$V_A$

$I_c$

$I_c$

$V_{CE}$

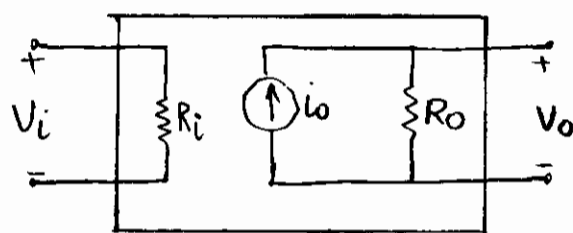
$$R_{Q_y} = \frac{1}{h_{oe_y}} \left[ 1 + \frac{h_{fe} \cdot R_r}{h_{ier_y} + R_r \parallel R_{Q_v} + R_r} \right]$$

$$R_o \approx 4.1 \text{ M}\Omega$$

زیاد بودن امپدانس خروجی بالا برای یک تقویت کننده ولتاژ ایراد محسوب می شود که این

مشکل توسط طبقه بافر بعدی حل شده است.

گین ولتاژی  $A_v$ :



با توجه به شکل چون سیگنال ورودی و خروجی اختلاف فاز  $180^\circ$  دارند پس گین باید عددی منفی

باشد.  $V_o = -R_o \cdot i_o$  ،  $i_o = i_{c1} + i_{c2}$

$$i_{c1} = i_{c2} = -i_{c3} = i_{e1} = \beta i_{b1}$$

$$i_{b1} = \frac{V}{r_{hie1}} \rightarrow i_{c1} = \frac{\beta V}{r_{hie1}}$$

$$i_{c2} = -i_{e2} = -\beta i_{b2} \quad , \quad i_{b2} = \frac{-V}{r_{hie2}} \rightarrow i_{c2} = \frac{\beta V}{r_{hie2}}$$

$$\rightarrow i_o = \frac{\beta V}{r_{hie1}} \rightarrow V_o = -R_o \frac{\beta V}{r_{hie1}}$$

علت اینکه علامت منفی را در  $V_o = -R_o \cdot i_o$  قرار می دهیم این است که گین باید منفی درآید.

$$A_d = \frac{V_o}{V_i - V_-} = \frac{V_o}{V} = \frac{-\beta}{r_{hie}} R_o \rightarrow A_d = \frac{-\beta \cdot R_o}{r_{hie}} = \frac{-g_m}{r} R_o$$

می توانستیم با استفاده از اصل super position دو ورودی ،  $A_d$  را محاسبه کنیم که این

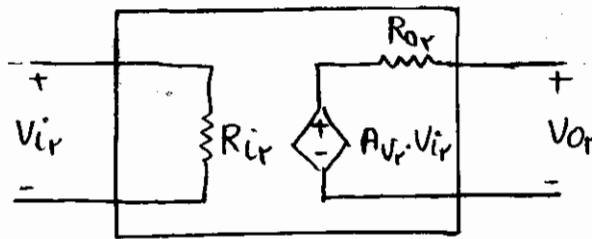
روش ، روش مشکلتری نسبت به روش جریانی که در بالا ارائه شد ، است.

$$A_{v1} = -1240$$

در عمل مقدار گین ولتاژی برابر خواهد بود با :

منظور طبقه اول است.

محاسبات امپدانس ورودی و خروجی و گین ولتاژی طبقه دوم:

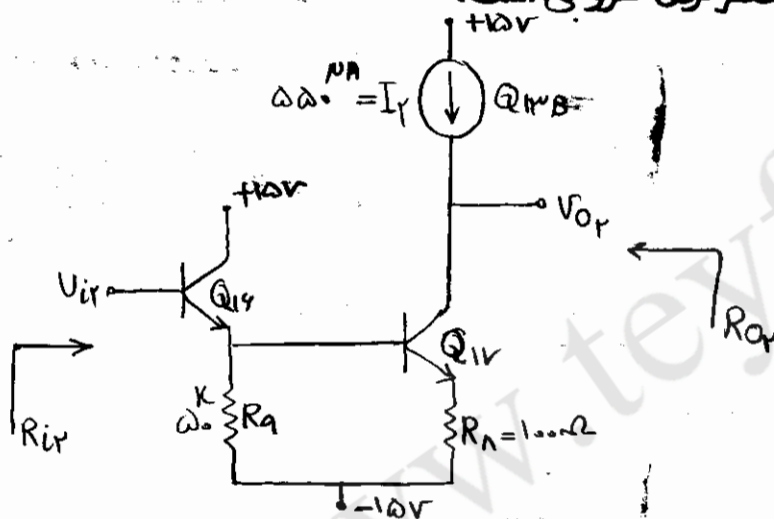


مبنای محاسبات ما بر پایه صفر خروجی است. همچنین فیدبک دهمدار داریم و  $R_L = 2K$

فرض می‌کنیم. وجود فیدبک برای صفر کردن خروجی است.

حالا قبل حساب کردیم که

$$V_{C_{IV}} \approx -1.2V$$



$$I_{C_{IV}} = I_r = 550 \mu A$$

$$V_{CE_{IV}} = V_C - V_E = -1.2 - (R_n I_{C_{IV}} - 15) \rightarrow V_{E_{IV}} \approx -15V$$

$$I_{C_{IV}} \approx I_{E_{IV}} = I_{R_q} + I_{B_{IV}}$$

$$I_{R_q} = \frac{V_{R_q}}{R_q} = \frac{V_{BE_{IV}} + R_n I_{C_{IV}}}{R_q}, \quad V_{BE_{IV}} = 2V_T \ln \frac{I_{C_{IV}}}{I_s \beta} \approx 422 mV$$

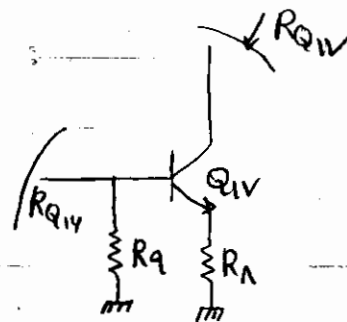
$$\rightarrow I_{C_{IV}} \approx 14 \mu A \rightarrow I_{B_{IV}} = \frac{14}{200} \mu A$$

$$R_{ir} = h_{ie_{IV}} + (1 + h_{fe}) \left[ R_q \parallel [h_{ie_{IV}} + (1 + h_{fe}) R_n] \right] = 515 M\Omega$$



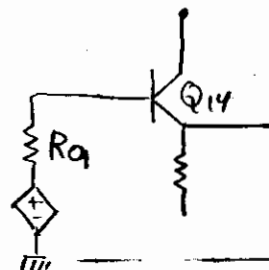
$$R_{or} = R_{Q_{13}} \parallel R_{Q_{14}} = \frac{1}{h_{oe_{13}}} \parallel R_{Q_{14}}$$

$$R_{Q_{14}} = \frac{1}{h_{oe_{14}}} \left[ 1 + \frac{h_{fe_{14}} \cdot R_A}{R_A + h_{ie_{14}} + R_9 \parallel R_{Q_{14}}} \right]$$



بافرض  $R_{O1}$  وصل،  $R_{Q_{14}}$  را محاسبه می‌کنیم.

چون طبقه کلکتور مشترک بود و امپدانس خروجی به



امپدانس ورودی در این تقویت‌کننده، وابسته است به این مشکل برخوردیم. اگر امپدانس

$$\rightarrow R_{Q_{14}} = \frac{R_{O1} + h_{ie_{14}}}{1 + h_{fe_{14}}}$$

مشترک بود این حالت را نداشته‌ایم.

$$R_{or} = 13k\Omega$$

اگر محاسبات را انجام دهیم خواهیم داشت:

برای محاسبه  $A_v$  از همان روش که طبقه اول انجام داریم استفاده می‌کنیم.

\*  $i_{o1}$  همان  $i_{c14}$  خواهد بود چون  $i_{c14}$  است که متناوب است و باعث ایجاد سیگنال در

$$i_{b14} = \frac{v_{ir}}{R_{i14}}, \quad v_o = -R_o \cdot i_o \quad \text{خروجی می‌شود.}$$

$$i_o = \beta i_{b14} = \frac{\beta v_{ir}}{R_{i14}} \rightarrow v_o = \frac{-\beta v_{ir} \cdot R_o}{R_{i14}}$$

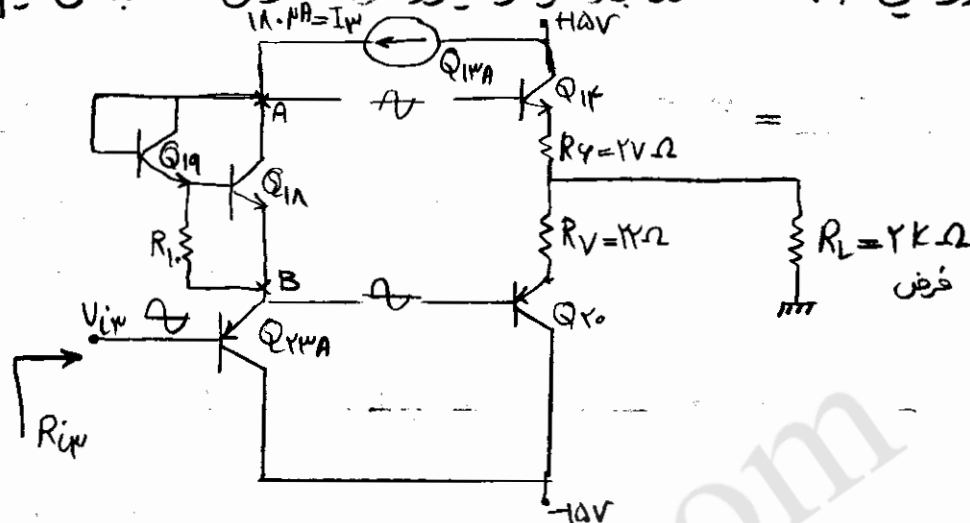
$$\rightarrow \frac{v_o}{v_{ir}} = \frac{-\beta \cdot R_o}{R_{i14}}$$

$$A_{v_r} = -540$$

با انجام محاسبات خواهیم داشت:

## حسابات پارامترهای طبقه آخر:

در این طبقه نقاط کار را برای ترانزیستورهای خاموش محاسبه نمی‌کنیم و صفر فرض می‌کنیم



فرض می‌کنیم ترانزیستورهای خروجی در آستانه هدایت قرار دارند.

$$I_{C19} = I_{13} \quad , \quad I_{C18} = \frac{V_{R10}}{R_{10}} = \frac{V_{BE18}}{R_{10}} = \frac{0.7}{2k} = 150 \mu A$$

$$I_{C19} + I_{C18} \approx 180 \mu A \rightarrow I_{C18} = 145 \mu A$$

$$\rightarrow V_{BE18} = 2 V_T \ln \frac{145 \mu A}{\beta I_0} = \rightarrow I_{C19} = \frac{V_{BE18}}{R_{10}} = 151.4 \mu A$$

در محاسبات بالا نخست از یک تقریب استفاده کردیم و بعد با انجام محاسبات دقیق‌تر به سمت

$$\rightarrow I_{C18} = 180 - 151.4 = 144.4 \mu A \quad \text{جواب حقیقی همگرا شدیم.}$$

چون فرض کردیم  $Q_{18}$  و  $Q_{19}$  در آستانه هدایت هستند، بیس آنها را با زک‌دیم. حال  $V_{CE18}$

را محاسبه می‌کنیم و امتحان می‌کنیم که آیا فرض اولیه ما درست بوده یا نه.

$$V_{CE18} = V_{BE18} + V_{BE19} \approx V_{BE18} + V_{BE19}$$

چون  $R_V$  و  $R_4$  مقدار کمی دارند از ولتاژ آنها صرف نظر کردیم

$$\eta V_T \ln \frac{I_{C18}}{\beta I_{O18}} + \eta V_T \ln \frac{I_{C19}}{\beta I_{O19}} = \eta V_T \ln \frac{I_{C14}}{\beta I_{O14}} + \eta V_T \ln \frac{I_{C20}}{\beta I_{O20}}$$

با توجه به ابعاد ترانزیستورهای خروجی :

$$(\beta I_O)_{14} = 3 (\beta I_O)_{18}$$

با فرض خروجی صفر خواهیم داشت :

$$\ln \frac{I_{C18} \cdot I_{C19}}{(\beta I_{O18})^2} = \ln \frac{I_{C14}^2}{(\beta I_{O14})^2}$$

$$\rightarrow I_{C14} = 3 \sqrt{I_{C18} \cdot I_{C19}} = 152 \mu A$$

$I_{C14}$  بالا نشان می دهد که تقریبی که در صرف نظر کردن  $V_{R_V}$  و  $V_{R_4}$  زدیم درست بود.

محاسبات ac طبقه :

$$R_{in}^+ = h_{ie18A} + (1 + h_{fe18A}) [R_{AB} + R_{Q18A} \parallel (h_{ie14} + (1 + h_{fe14})(R_4 + R_L))] = 9.1 M\Omega$$

$R_{in}^+$  ای که در بالا محاسبه شد در آثرانسی مثبت خروجی بود.

در آثرانسی منفی خروجی هم خودتان حساب کنید.

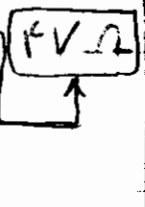
امپدانس خروجی هم در آثرانسی محاسبه می کنیم و با بیشترین امپدانس را انتخاب

می کنیم و چون طبقات کلاً ترانزیستور مشترک هستند باید اثر  $R_{O2}$  را نیز محاسبه کنیم.

$$R_{O1}^+ = R_4 + \frac{1}{1 + h_{fe14}} \left[ h_{ie14} + R_{Q18A} \parallel \left( R_{AB} + \frac{R_{C1} + h_{ie18A}}{1 + h_{fe18A}} \right) \right]$$

$R_{O1}^-$

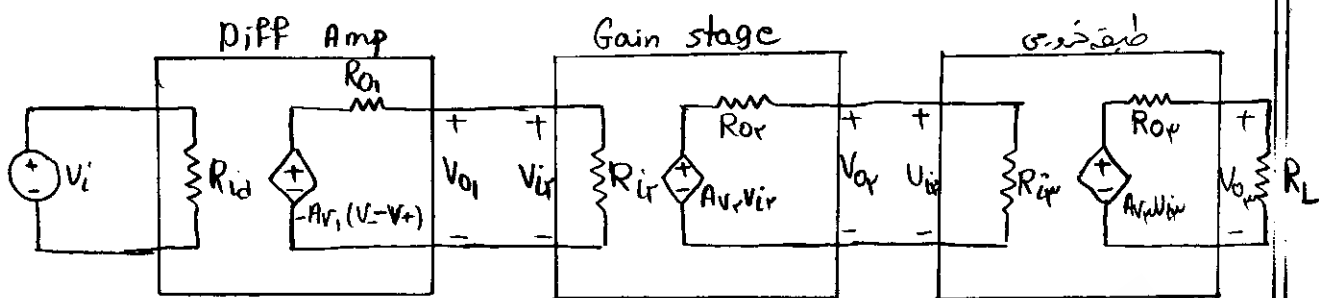
خودتان حساب کنید.



چون مقاومت بار در مقایسه با مقاومت‌های مسیر (امپدانس خروجی  $4V \Omega$ ) بزرگ است برای

محاسبه  $A_{vL}$  نیازی به محاسبات دقیق نداریم.

$$A_{is} \approx 1$$

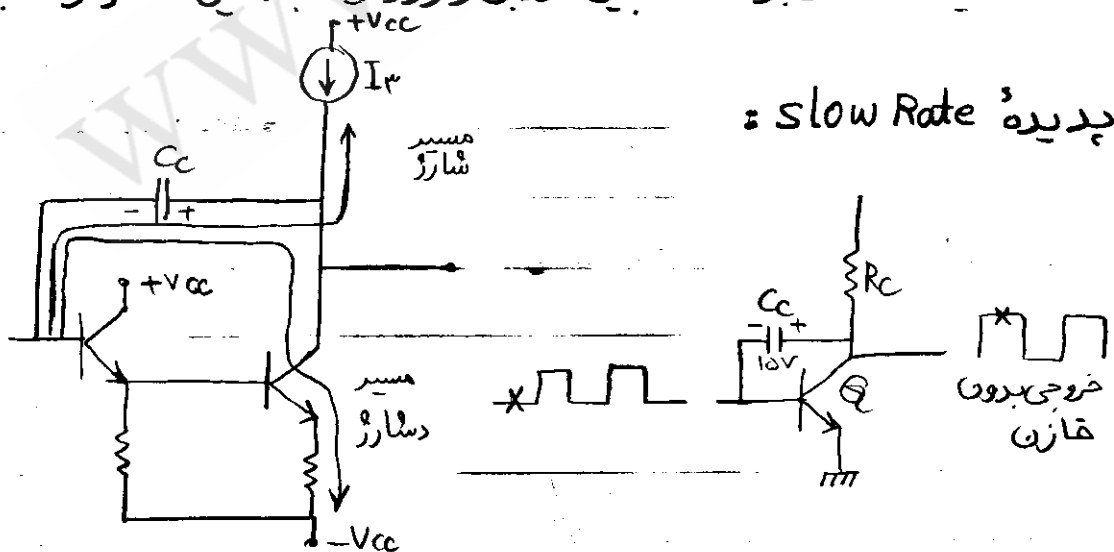


$$\begin{cases} \text{امپدانس ورودی کل} & R_{i1} = 2.7 M\Omega \\ \text{امپدانس خروجی کل} & R_o = 4V \Omega \end{cases}$$

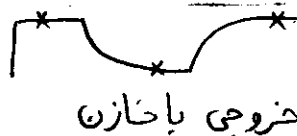
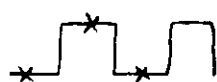
$$A_{oL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o3}}{V_{i3}} \times \frac{V_{o2}}{V_{i2}} \times \frac{V_{o1}}{V_{i1}}$$

$$= \left[ A_{v3} \frac{R_L}{R_L + R_{o3}} \right] \times \left[ A_{v2} \times \frac{R_{i3}}{R_{i3} + R_{o2}} \right] \times \left[ A_{v1} \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1}} \right] \approx 310000$$

نکته آخر این محث وجود خازن بین خروجی و ورودی طبقه گین است و اثرات جانبی آن:

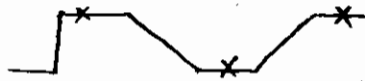


فرض کنیم Q دارای گین بالایی است و در نواحی قطع و اشباع ورودی عملاً صفر است.



می بینیم که خروجی را ثابت زمانی شارژ و دشارژ خازن تعیین می کند.

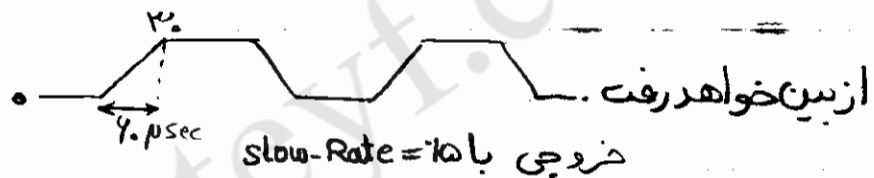
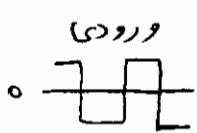
اگر به جای  $R_c$  یک منبع جریان بگذاریم خروجی به شکل زیر خواهد بود.



مفهوم این پدیده این است که اگر به این  $I_c$  مربع به هم خروجی به شکل بالا خواهد

بود.  $741$   $Op-Amp$  :  $slow-Rate = 15 \text{ } \mu\text{sec}$

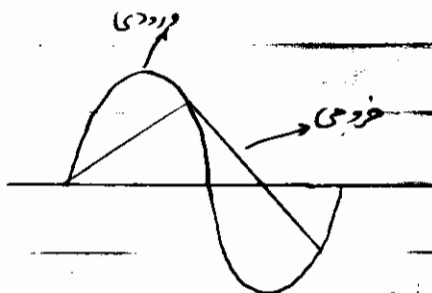
لذا هر سیگنالی در ورودی که شیب آن بیشتر از  $slow-Rate$  باشد در خروجی سیگنال



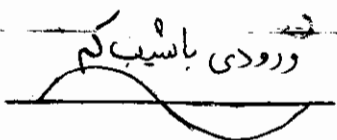
به عنوان مثال اگر بخواهیم با ورودی مربع خروجی مربع بگیریم (در بالا) دوره تناوب

ورودی باید حداقل  $120 \mu\text{sec}$  باشد.

به عنوان مثال اگر ورودی سینوسی با شیب بیشتر از  $slow Rate$  اعمال کنیم خروجی

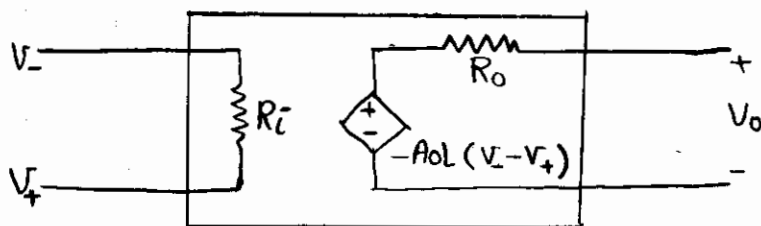


به صورت مقابل خواهد بود



لذا شیب ورودی را کم کرده تا خروجی سینوسی بگیریم.

کاربردهای خطی تقویت کننده عملیاتی :



۱)  $A_{OL} = \left| \frac{V_0}{V_- - V_+} \right|$  ,  $A_{OL} \approx 140000$

۲)  $CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$  ,  $90 \text{ dB}$

۳)  $R_i$  ,  $1 \text{ M}\Omega$

۴)  $R_o$  ,  $2 \text{ V}\Omega$

۵)  $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$  ,  $200 \text{ nA}$

۶)  $I_{OSi} = |I_{B1} - I_{B2}|$  ,  $20 \text{ nA}$

۷)  $\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}$  Drift جریان آفست ورودی

$= 3 \text{ pA}$

۸)  $V_{io}$  ولتاژ آفست ورودی

ولتاژ آفست ورودی مقدار ولتاژی است که باید از ورودی ها بگذرد تا خروجی صفر شود.

۹)  $\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$  Drift ولتاژ آفست ورودی

۱۰)  $V_{OS}$  ولتاژ آفست خروجی

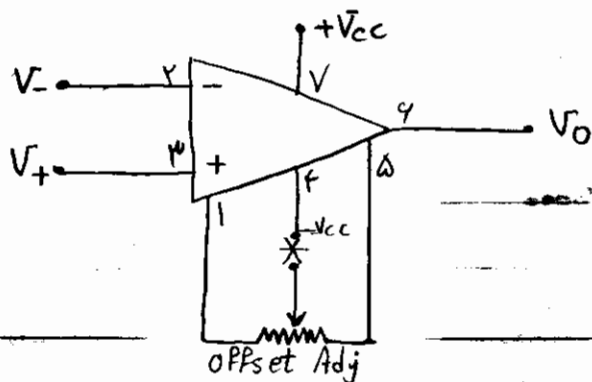
۱۱)  $f_H \rightarrow BW = f_H - f_L \approx f_H \rightarrow 10 \text{ Hz}$



Drift و لتاریجریان آفست و روی در اثر تغییر دما بوجود می آید که در مدارهای حساس ما

کنترل می کنند تا از این پدیده جلوگیری نمایند.

بنابراین یک Op-Amp :

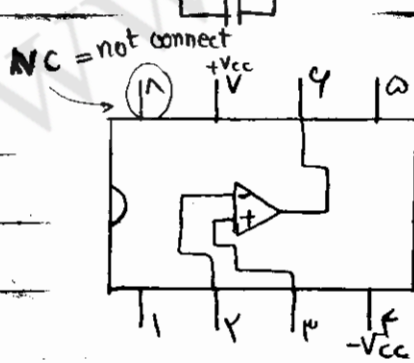


اگر جبران مشخصه فرکانسی در داخل IC نباشد از دو Pin که به نام Pin های

Compensation معروف هستند استفاده می شود که دقیقاً مانند Pin های offset Adj



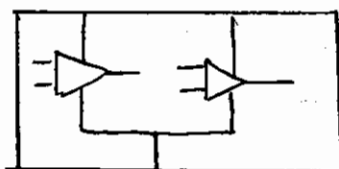
است.



شما می از IC 741 LM :

این IC در کاربردهای تقوایی به صورت ۴ پایه ساخته می شود.

IC LM 747 : که از دو IC LM 741 تشکیل شده است.

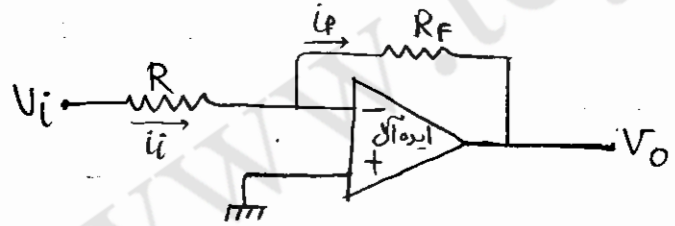


پایه ها -  $V_-$ ,  $V_+$ , offset,  $+V_{cc}$ ,  $-V_{cc}$ ,  $V_o$

IC دیگری که مطرح می شود LM324 IC است که از ۴ Op-Amp تشکیل شده است و ساختمان داخلی کاملاً متفاوت با ۷۴۱ است. پایه Offset ندارد و لذا در گین های پایین مورد استفاده قرار می گیرد. هر Op-Amp آن دارای ۲ ورودی و ۱ خروجی است که جمعاً ۱۲ پایه می شود و ۲ عدد هم پایه خروجی دارد که روی هم ۴ پایه می شود. از مزایای این IC این است که تک تغذیه می باشد (مزیت تجاری).

Op-Amp ایده آل :  $A_{OL} \rightarrow \infty$  ,  $R_i \rightarrow \infty$  ,  $R_o \rightarrow 0$  ,  $I_i = 0$

اولین کاربرد Op-Amp ، تقویت کننده معکوس کننده با فیدبک منفی است :



پایه مثبت ورودی به عنوان reference مدار در نظر گرفته شده و لذا به زمین وصل می شود

Op-Amp در حالت دیفرنس کاری کند:  $I_i = I_f$

$$\frac{(V_i - V_-)}{R} = \frac{(V_- - V_o)}{R_F} \rightarrow V_o = -\frac{R_F}{R} V_i + (1 + \frac{R_F}{R}) V_-$$

$$A_{OL} = \frac{V_o}{V_+ - V_-} \rightarrow V_o = A_{OL} (V_+ - V_-)$$

علاصورت کوپتیر از تغذیه مدار

$$\rightarrow V_- = \frac{(-V_o)}{A_{OL} \rightarrow \infty} + V_+ \rightarrow \boxed{V_- = 0}$$

به ترمینال منفی، زمین مجازی می‌گوییم چون از نظر سیگنالی صفر است. البته به این مفهوم نیست که این ترمینال را به زمین وصل کنیم چون در این حالت از نظر dc هم صفر می‌شود. البته در عمل به اندازه  $\epsilon$  این دو ترمینال (یعنی منفی و مثبت) با هم تفاوت دارند که همین تفاوت کوچک ضربدر  $A_{OL}$  بزرگ، خروجی را تعیین می‌کند.

$$\rightarrow V_o = -\frac{R_F}{R} V_i$$

در مدار دارای فیدبک  $A_{V_F} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V}$  اگر  $A_V$  بسیار بزرگ باشد آن گاه:

$A_{V_F} = \frac{1}{\beta}$  است که در مدار این OP-Amp هم همین حالت برقرار است.

با فرض اینکه  $V_o$  حدود ۱۵ ولت است و جریان شاخه خروجی در حالت ماکزیم  $20\text{ mA}$

است، در بدترین شرایط این جریان از  $R_F$  می‌گذرد و لذا محدوده  $R_F$  در حدود

کیلو اهم خواهد بود.

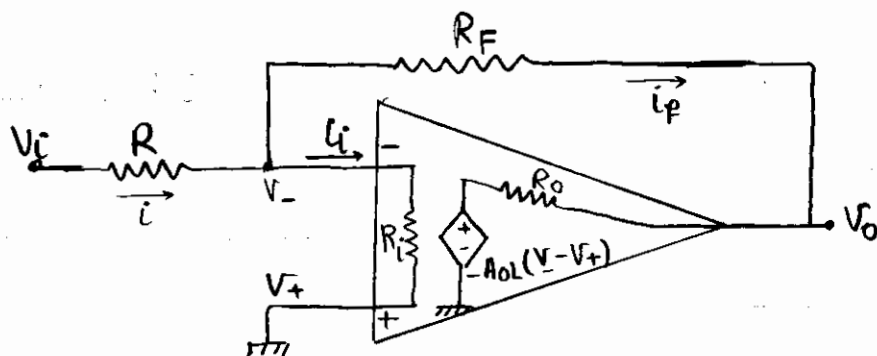
مقاومت  $R$  نباید خیلی بزرگتر از امپدانس ورودی باشد. جریان شاخه ترمینال منفی بسیار

کوچک است و در نتیجه امپدانس ورودی خیلی بزرگ است. اگر  $R$  خیلی بزرگ در حدود  $M\Omega$  باشد

آن گاه  $\rho$  ما نیز کوچک و هم تراز با جریان ترمینال منفی می‌شود و در نتیجه نمی‌توانیم از

تقریب صرف نظر کردن از جریان شاخه ترمینال منفی، استفاده کنیم.

۱۴۱  
 پیاده سازی تقویت کننده معکوس کننده در یک op-Amp واقعی :



$$i = i_i + i_f \rightarrow \frac{(V_i - V_-)}{R} = \frac{V_- - V_+}{R_i} + \frac{V_- - V_o}{R_F}$$

$$\rightarrow V_o = -\frac{R_F}{R} V_i + \left(1 + \frac{R_F}{R} + \frac{R_F}{R_i}\right) V_- \quad (1)$$

$$V_o = A_{OL} (V_+ - V_-) + R_o i_f \rightarrow \frac{V_- - V_o}{R_F}$$

$$\rightarrow V_- = \frac{R_o + R_F}{-A_{OL} R_F + R_o} V_o \quad (2)$$

$$(1), (2) \rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} \rightarrow A_V = -\frac{R_F}{R} \times \frac{1}{1 + \left(\frac{R_F}{R \parallel R_i}\right) \left(\frac{R_o + R_F}{A_{OL} R_F - R_o}\right)}$$

$A_{OL} \gg \dots R_o \ll \dots R_i \gg$  در عمل :

$$\xrightarrow{1) R_F \gg R_o} A_V = -\frac{R_F}{R} \times \frac{1}{1 + \left(\frac{R_F}{R \parallel R_i}\right) \times \frac{1}{A_{OL}}}$$

$$2) R_i \gg R \rightarrow R \parallel R_i = R$$

$$3) A_{OL} \gg \rightarrow A_V = -\frac{R_F}{R}$$

چون  $A_V = \frac{-R_F}{R}$  شد پس در این تقویت کننده نیازی نیست که از روابط دقیق استفاده کنیم و

می توانیم از تقریب استفاده بکنیم.

چون  $V_-$  صفر در نظر گرفته می شود امپدانس ورودی مدار از دید منبع برابر  $R$  است.

مثال عددی:  $A_{OL} = 100000$  ,  $R_i = 1M\Omega$  ,  $R_o = 25\Omega$

$R = 1K\Omega$  ,  $R_F = 10K\Omega$

$$\rightarrow \text{ایده‌آل } A_V = \frac{-R_F}{R} = -10 \quad , \quad \text{واقعی } A_V = -9,999$$

$$\text{if } V_i = 1V \rightarrow V_o = -10V \rightarrow V_- = 1025 \mu V \approx 0$$

$$I = \frac{V_- - V_+}{R_i} \rightarrow I = 101025 \mu A \approx 0$$

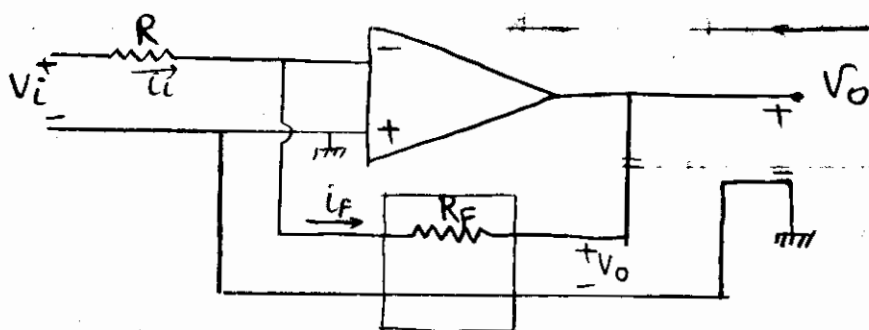
$$\text{if } R = 1M\Omega , R_F = 10M\Omega \rightarrow A_V = -9,999$$

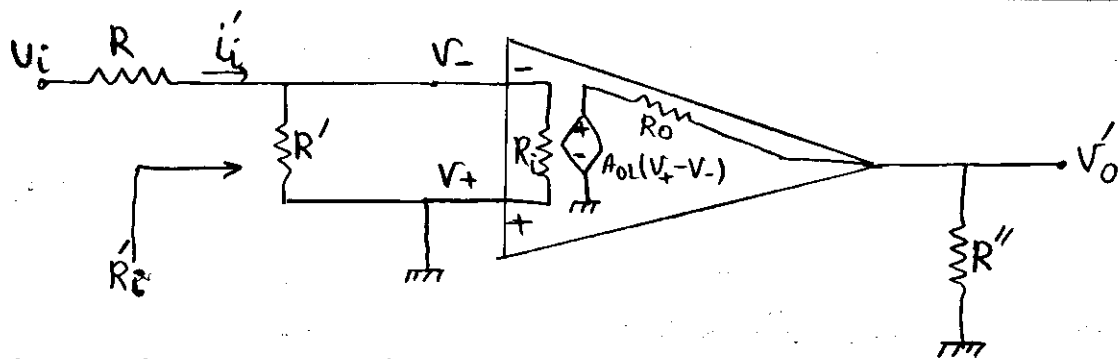
$$\text{if } R = 10M\Omega , R_F = 100M\Omega \rightarrow A_V = -9,999 \rightarrow V_- \approx -10 \mu V$$

دور رابطه بالا بیایم می کند که حتی با امپدانس ورودی بالا نیز گین ولتاژی باز هم به ایده آل نزدیک

است. اما در این حالت زمین مجازی مدار به هم می خورد.

بررسی تقویت کنند معکوس کننده با استفاده از تحلیل فنید بگو :





$$R'_m = \frac{V_o}{i'_i} = \quad , \quad i'_i = \frac{V_-}{R' \parallel R_i}$$

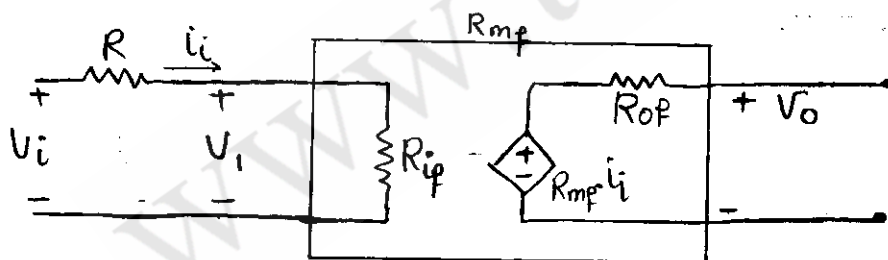
$$R_{mf} = \frac{R'_m}{1 + \beta R'_m} \quad , \quad V_o = -A_{OL}(V_-) \times \frac{R''}{R'' + R_o}$$

$$\rightarrow R'_m = \frac{-A_{OL} \frac{R''}{R'' + R_o}}{R' \parallel R_i} \quad , \quad R' = R_F \quad , \quad R'' = R_F$$

$$\quad , \quad \beta = \frac{V_F}{V_o} = -\frac{1}{R_F}$$

$$\rightarrow R'_m = -\frac{R_F \cdot A_{OL}}{R_o + R_F} (R_F \parallel R_i)$$

$$\rightarrow R_{mf} = \frac{-R_F \cdot A_{OL} \cdot (R_F \parallel R_i)}{R_o + R_F + A_{OL} \cdot (R_F \parallel R_i)}$$



$$R_{if} = \frac{R_i \parallel R'_m}{1 + \beta R'_m} = \frac{(R_o + R_F)(R_F \parallel R_i)}{R_o + R_F + A_{OL} \cdot (R_F \parallel R_i)}$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_1} \times \frac{V_1}{V_i} = \frac{R_{mf} \cdot i_i}{R_{if} \cdot i_i} \times \frac{R_{if}}{R_{if} + R} = \frac{R_{mf}}{R + R_{if}}$$

$$\rightarrow A_V = -\frac{R_F}{R} \times \frac{1}{1 + \frac{(R_o + R_F)(1 + R_F \parallel R_i)}{A_{OL} \cdot R \cdot (R_F \parallel R_i)}}$$

با توجه به  $A_V$  بالا و بینیم با  $A_V$  ای که قبلاً بیست برده بودیم متفاوت است. دلیل این



است که در این رابطه (رابطه فیدبکی) اثر feed forward در فیدبک حذف شده

است و لذا این رابطه تقریبی است و رابطه  $A_v$  قبل دقیق تر خواهد بود. با اعمال تقریب

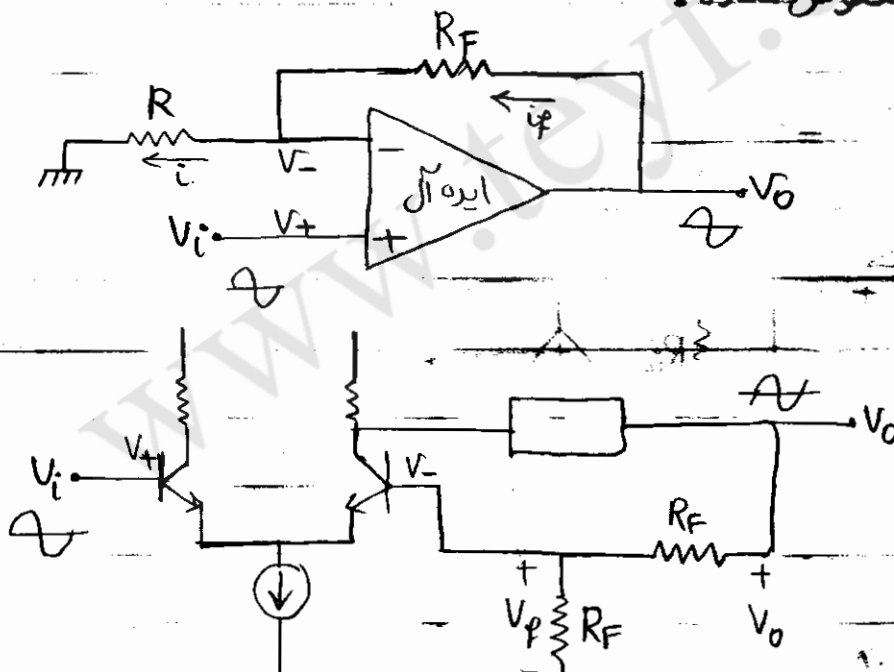
در این رابطه :

$$1) R_o \ll R_F \rightarrow A_{VF} = \frac{-R_F}{R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_F(1+R_F \parallel R_i)}{A_{OL} R (R \parallel R_i)}}$$

۲)  $R \ll R_i$  ,  $R_F \gg R \Rightarrow R_F \approx R$

۳)  $A_{OL} \gg$   $\rightarrow A_{VF} = \frac{-R_F}{R}$

تقویت کننده غیر معکوس کننده :



در این حالت نیز فیدبک منفی و ولتاژ سری خواهد بود. تفاوتی که با حالت قبل

دارد این است که امپدانس ورودی افزایش می یابد و امپدانس خروجی کاهش می یابد.

$$i = i_f \rightarrow \frac{V_-}{R} = \frac{V_o - V_-}{R_F} \rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) V_-$$

$$V_o = (V_+ - V_-) A_{oL} \quad , \quad A_V = \frac{V_o}{V_i}$$

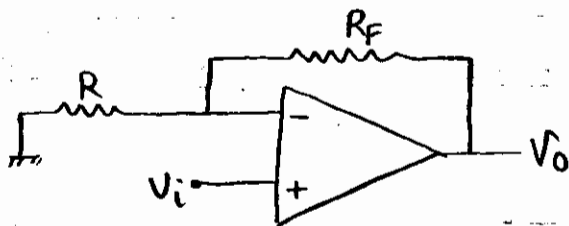
$$\rightarrow V_- = \frac{\overset{\text{مقدور}}{-V_o}}{A_{fL}} + V_+ \rightarrow V_- = V_+ = V_i$$

در این حالت نیز ترسیمات منفی زمین معجانی خواهد بود.

www.teyfa.com

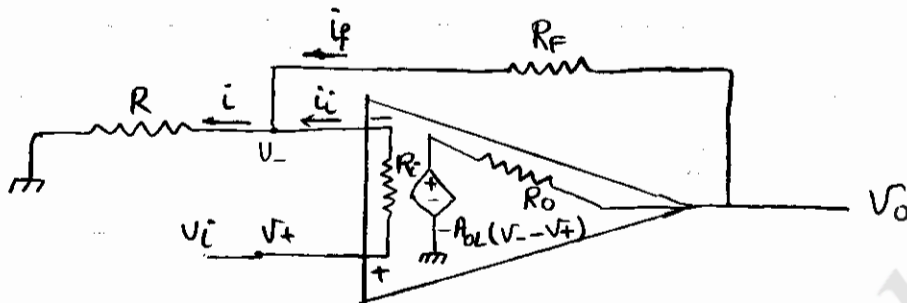
تقویت کننده غیر معکوس کننده:  $A_v = 1$

در حالت ایده آل:



$$A_{vF} = \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)$$

در حالت واقعی:



$$R_i \gg$$

$$R_o \ll$$

$$A_{OL} \gg$$

$$i = i_i + i_F$$

$$\frac{V_-}{R} = \frac{V_o - V_-}{R_F} + \frac{V_+ - V_-}{R_i} \rightarrow V_o = -\frac{R_F}{R} V_i + \left(\frac{R_F}{R} + \frac{R_F}{R_i} + 1\right) V_-$$

$$V_o = A_{OL}(V_+ - V_-) - R_O i_F$$

$$\rightarrow V_o = A_{OL}(V_+ - V_-) - R_O \frac{V_o - V_-}{R_F}$$

$$\rightarrow V_o = \frac{A_{OL} \cdot R_F}{A_{OL} \cdot R_F - R_O} V_i - \frac{R_F + R_O}{A_{OL} R_F - R_O} V_o$$

$$\rightarrow A_{OL} = \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_F}{R \parallel R_i}\right) \left[ \frac{\frac{A_{OL} \cdot R_F}{A_{OL} \cdot R_F - R_O}}{1 + \left(1 + \frac{R_F}{R \parallel R_i}\right) \frac{R_F + R_O}{A_{OL} \cdot R_F - R_O}} \right]$$

$$R_O \ll R_F \rightarrow A_{vF} = \left(1 + \frac{R_F}{R \parallel R_i}\right) \left( \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_F}{R \parallel R_i}\right) \frac{1}{A_{OL}}} \right)$$

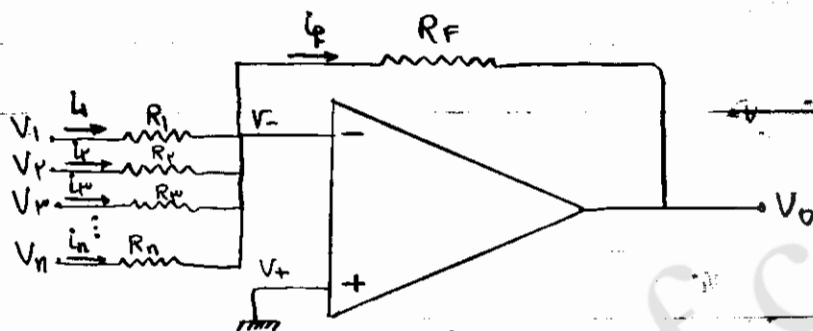
$$R \ll R_i \rightarrow A_{vF} = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) \left( \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) \frac{1}{A_{OL}}} \right)$$

$$A_{OL} \gg 1 \rightarrow A_{VF} = 1 + \frac{R_F}{R}$$

۳- کاربرد خطی OP-Amp به عنوان جمع کننده :

الف- جمع کننده معکوس کننده :

$$V_O = A_1 V_1 + A_2 V_2 + \dots + A_n V_n$$

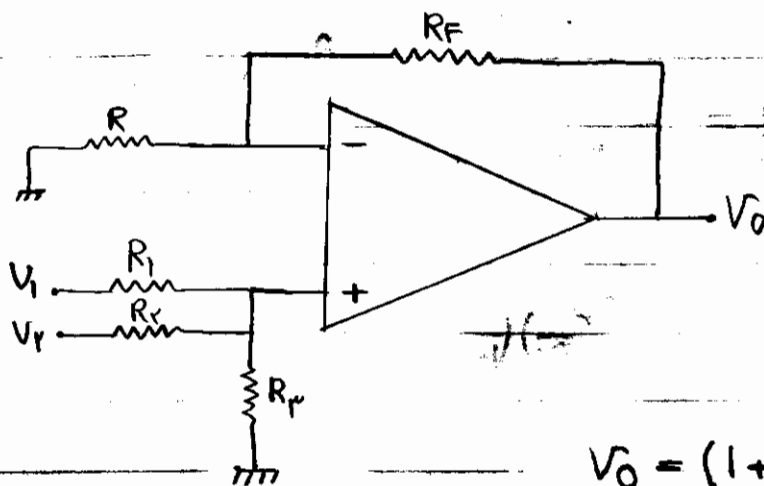


$$i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_n = i_p$$

$$\rightarrow \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots + \frac{V_n}{R_n} = -\frac{V_O}{R_F}$$

$$\rightarrow V_O = -\frac{R_F}{R_1} V_1 - \frac{R_F}{R_2} V_2 - \frac{R_F}{R_3} V_3 - \dots - \frac{R_F}{R_n} V_n$$

ب- جمع کننده غیر معکوس کننده :



$$V_O = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) V_+$$

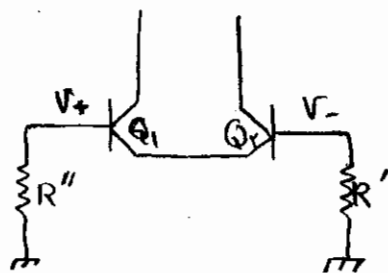
از اصل جمع آثار استفاده می‌کنیم:

$$\rightarrow V_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)(V_1) \left(\frac{R_2 \parallel R_3}{R_2 \parallel R_3 + R_1}\right) + \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)(V_2) \left(\frac{R_1 \parallel R_3}{R_1 \parallel R_3 + R_2}\right)$$

اگر مقاومت  $R_3$  نبودی خواستیم به فرض ضرب  $V_1$  یعنی  $A_1$  را تعیین کنیم در نتیجه  $R_2$  و  $R_1$

مقدار یکتای کردند و دیگر به راحتی نمی‌توانستیم ضرب  $A_2$ ,  $A_3$ , ...,  $A_n$  را به راحتی

تعیین کنیم لذا  $R_3$  را قراری دهیم تا بتوانیم آزادی عمل بیشتری داشته باشیم.



در تقویت کننده زیر به شرطی جریان دو ترانزیستور با هم

برابر خواهند بود که  $R'$  با  $R''$  برابر باشد.

$$R_- = R_+$$

در نتیجه در Op-Amp باید رابطه مقابل برقرار باشد:

البته در اینجا به این دلیل از رابطه بالا استفاده می‌کنیم که برای تعیین مقادیر  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$

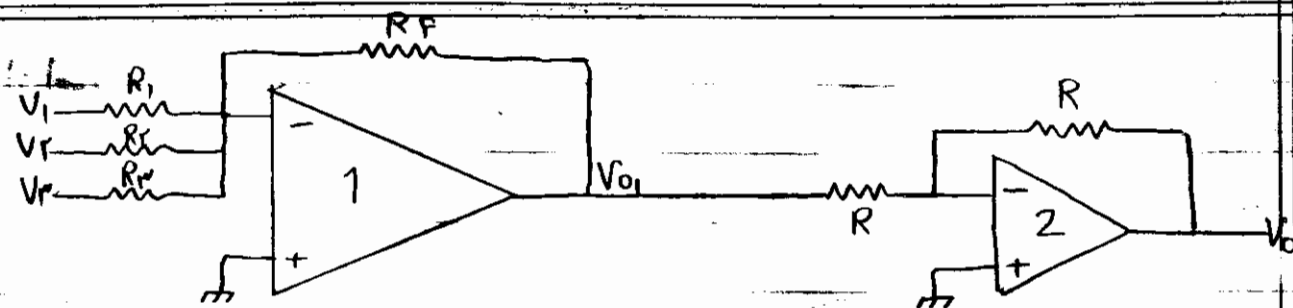
معادله کم داشتیم. اما موافقی است که باید اجباراً از معادله بالا استفاده کنیم و آن وقتی

است که گین بالا بوده و آفست خروجی داشته باشیم.

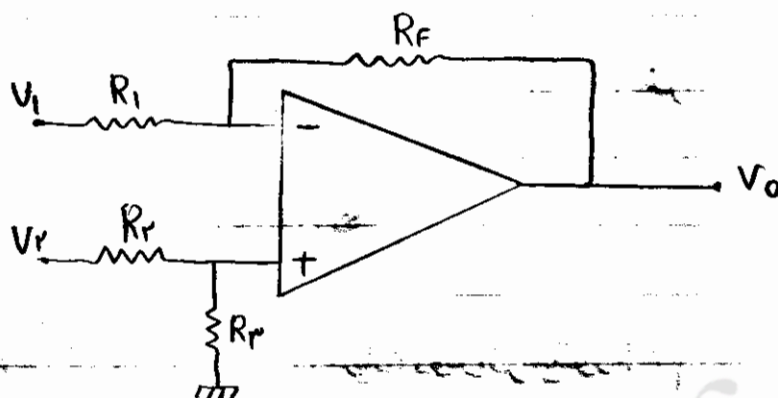
$$\rightarrow R \parallel R_F = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$$

البته روش راحت تر برای ساخت یک تقویت کننده غیر معکوس کننده (اگر محدودیت تعداد

Op-Amp نداشته باشیم) بصورت زیر خواهد بود:



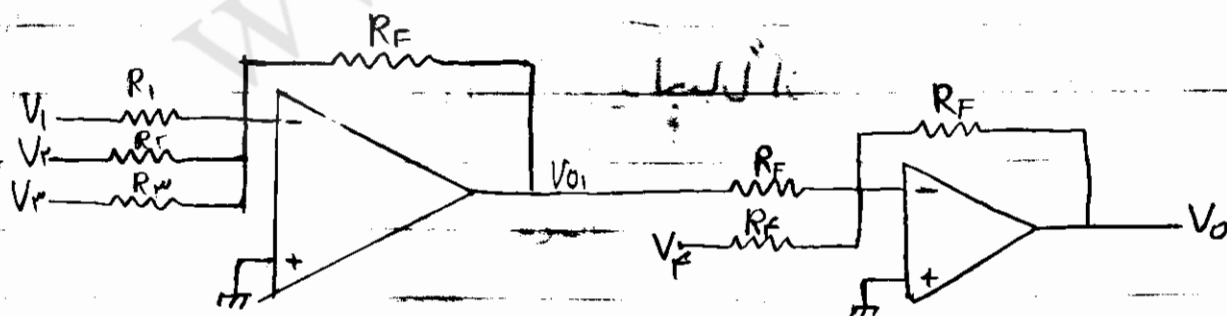
۴- تفریق کننده:



$$V_0 = -\frac{R_F}{R_1} V_1 + \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \left( 1 + \frac{R_F}{R_1} \right) V_2$$

البته در اینجا نیز چون همان مشکلات تقویت کننده غیر معکوس کننده در ترانزیستور وجود

دارند اگر محدودیت تعداد Op - Amp نداشته باشیم انترکیب زیر استفاده می کنیم:

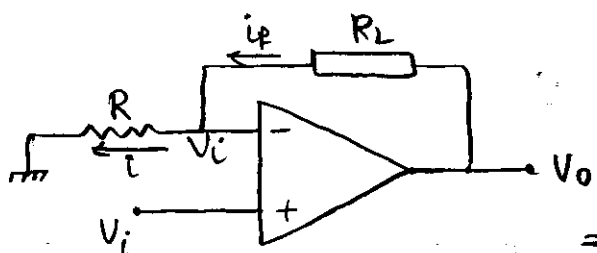


$$V_{02} = \frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 + \frac{R_F}{R_3} V_3 - \frac{R_F}{R_F} V_{01}$$



## ۵- مدل ها :

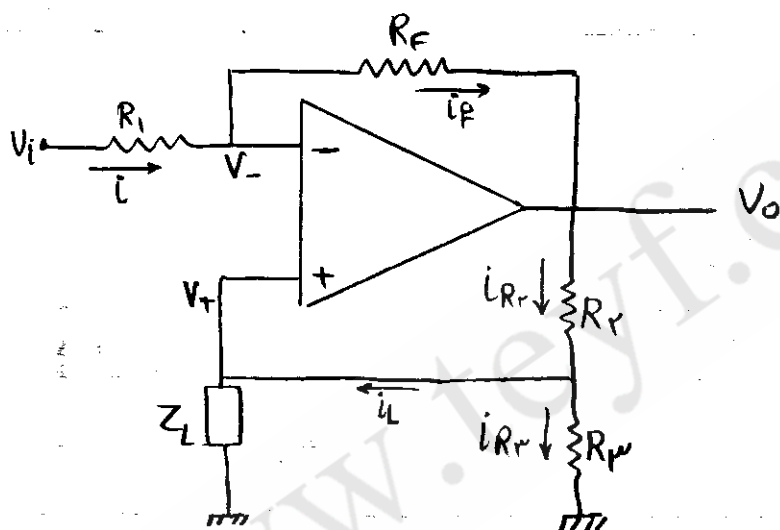
الف- مدل ولتاژ به جریان : مدل زیر یک مدل ولتاژ به جریان است و جریان مستقل



از مقدار  $R_L$  است.

$$i = \frac{V_i}{R} = i_p$$

در تقویت کننده بالا سرمبت Float (شناور) است. در تقویت کننده زیر این امر نیز



حلی شود :

$$i = i_p \rightarrow \frac{V_i - V_-}{R_i} = \frac{V_- - V_o}{R_F}$$

$$\rightarrow V_o = -\frac{R_F}{R_i} V_i + \left(1 + \frac{R_F}{R_i}\right) V_- \quad (1)$$

$$i_{R_F} = i_{R_F} + i_L \rightarrow \frac{V_o - V_+}{R_F} = \frac{V_+}{R_F} + i_L$$

$$\rightarrow V_o = R_F i_L + \left(1 + \frac{R_F}{R_F}\right) V_+ \quad (2)$$

فرض اولیه  $V_+ = V_-$  را داریم و در نتیجه :

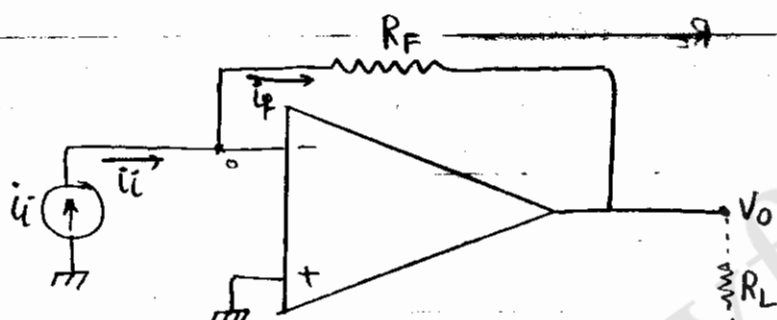
$$\textcircled{1}, \textcircled{2} \rightarrow -\frac{R_F}{R_1} V_i + \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_- = R_F i_L + \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_+$$

$$\text{if } \frac{R_F}{R_1} = \frac{R_F}{R_F} \rightarrow -\frac{R_F}{R_1} V_i = R_F i_L$$

$$\rightarrow -\frac{R_F}{R_F} V_i = R_F i_L$$

$$\rightarrow i_L = -\frac{V_i}{R_F}$$

ب- مبدل جریان به ولتاژ :



$$V_o = -i_i \cdot R_F$$

تقویت کننده بالا یک مبدل جریان به ولتاژ است. البته ترکیب نیز شاید به عنوان زیر

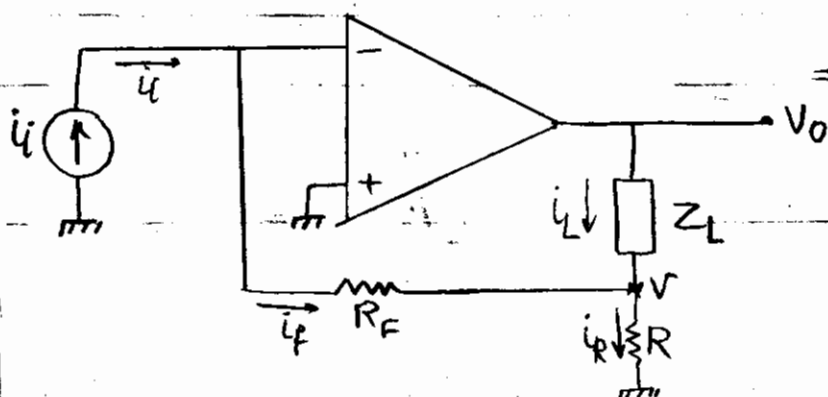


یک مبدل جریان به ولتاژ مطرح شود اما ایراد بزرگ

آن این است که با وصل کردن بار  $R_L$  اثر بار گذاری

خواهیم داشت.

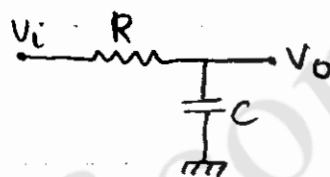
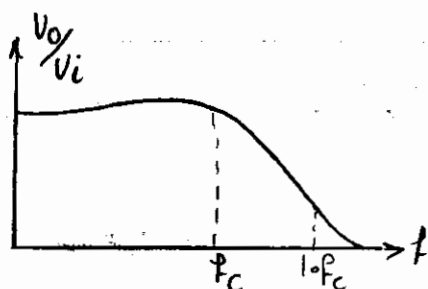
ج- مبدل جریان به جریان :



$$\begin{aligned}
 -i_f + i_R &= i_L \longrightarrow i_L = -i_i + \frac{V}{R} \\
 &\longrightarrow i_L = -i_i - \frac{i_f R_F}{R} \\
 &\longrightarrow i_L = -i_i \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)
 \end{aligned}$$

→ مبدل ولتاژ به ولتاژ: که همان تقویت کننده هلی قسمتهای معکوس کننده و... بود

۶- کاربرد فیلتری:

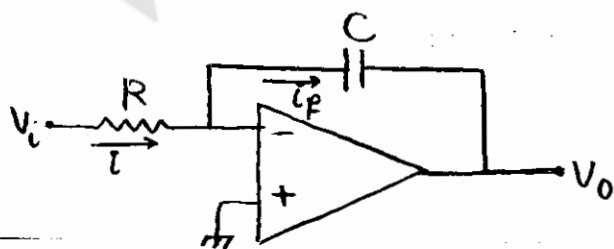


مدار RC بالا یک مدار انتگرال گیر ولی غیر ایده آل است چون از فرکانس  $10f_c$  به بعد

انتگرال گیر خواهد بود. در این قسمت مدار انتگرال گیر ایده آل را با استفاده از Op-Amp

طراحی می کنیم.

۱- انتگرال توره:



$$\begin{aligned}
 i &= i_f \longrightarrow \frac{V_i}{R} = -C \frac{dV_o}{dt} \\
 &\longrightarrow V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i \cdot dt
 \end{aligned}$$

که در این قسمت هیچ محدوده ای برای فرکانس نداریم و یک انتگرال گیر ایده آل است.

با نوشتن روابط در حوزه لاپلاس خواهیم داشت:  $\frac{V_o}{V_i}$

$$V_o = -\frac{Z_F}{Z_i} V_i$$

$$\rightarrow V_o = -\frac{\frac{1}{Cs}}{R} V_i \quad \rightarrow \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{-1}{RCs}$$

اگر روابط بالا را برای یک فیلتر RC باین گذر بنویسیم خواهیم داشت:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-1}{1+RCs}$$

مشاهده می کنیم که فرکانس قطع انتگرالور صفر است ولی فیلتر RC باین گذر دارای

فرکانس قطع غیر صفر است.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_F}{Z_i} = -\frac{\frac{1}{j\omega C}}{R} \quad \rightarrow \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{-1}{jRC\omega}$$

مدار انتگرالور بالا کار نمی کند چون در فرکانس صفر  $\frac{V_o}{V_i}$  بسیار بزرگ شده یعنی

گین بالایی رود و مسئله آفست خروجی مطرح می شود. لذا باید مقادیر دو

ترمینال را برابر کنیم پس از یک مقاومت  $R$  یک پتانسیومتر در ترمینال مثبت <sup>یا ورودی صفر</sup> <sup>بین پین های او ۵</sup>

استفاده می کنیم و با تغییر آن آفست خروجی را صفر می کنیم.

۱! البته مدار بالا در حد یک ثانیه کاری کند. چون با آمدن ورودی  $V_i$  مسئله Drift

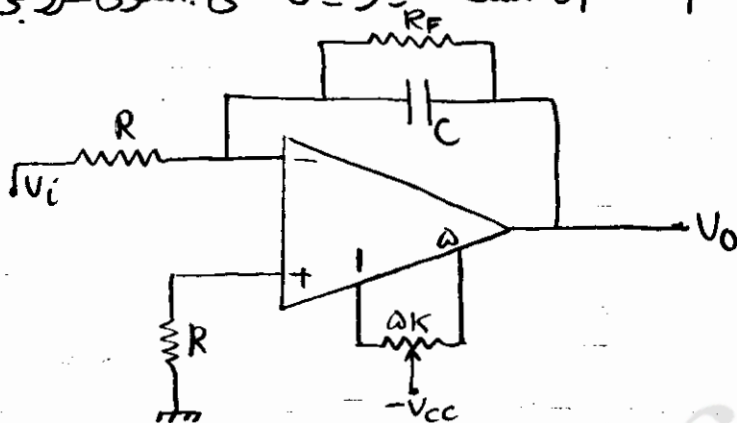
مطرح می شود. یعنی با تغییرات دما، تغییر جریان یا ولتاژ آفست را خواهیم داشت.

اگر دقت ایده آل بودن انتگرالور یعنی کار کردن در فرکانس صفر خیلی مهم نباشد می توان

این مشکل را حل کرد. به این ترتیب که یک مقاومت  $R_F$  در دوسرخازن قرار می دهیم.

چون در ورودی صفر آنچه که باعث آفست خروجی (تغییر ولتاژ خروجی) می شود شارژ شدن

خازن توسط جریان آفست op-Amp است که از ترمینال منفی به سوی خروجی می رود.

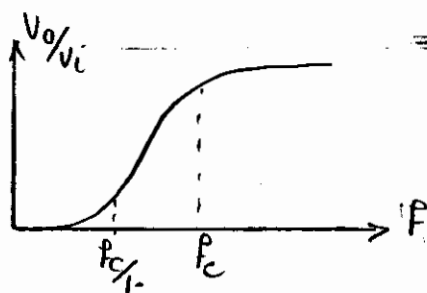


$$\rightarrow V_o = - \frac{1/Cs \parallel R_F}{R} V_i \quad \rightarrow \quad \frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_F \cdot Cs}{R \cdot R_F \cdot Cs + 1}$$

نشان دهنده ازین رفتن ایده آلی

هرچه مقدار  $R_F$  بیشتر باشد انگراتور ایده آل تر خواهد بود معمولاً در عمل مقاومتهای

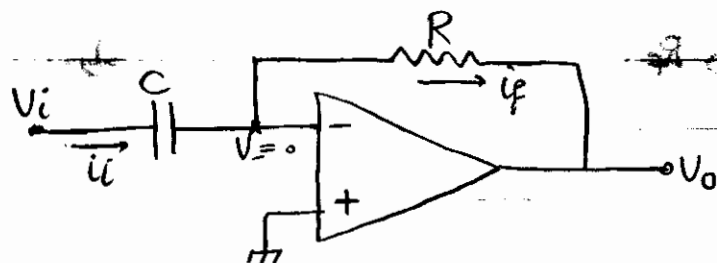
در حد چند صد کیلو اهم یا مگا مناسب خواهند بود.



۲- مشتق گیر:

در یک فیلتر RC بالا گذر نیز اگر  $f$  و رویی از  $f_c$  کمتر باشد مدار به عنوان یک

مشتق گیر عمل می کند. برای ساخت یک مشتق گیر ایده آل از op-Amp استفاده



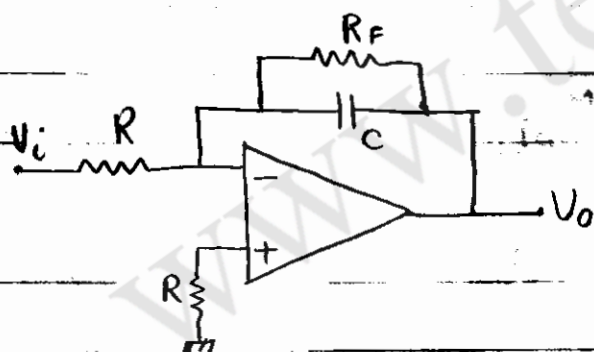
$$i_i = i_f \rightarrow C \frac{dV_i}{dt} = -\frac{V_o}{R} \rightarrow V_o = -RC \frac{dV_i}{dt}$$

در مدار مشتق گیر بالا دیگر مسائل آفست مطرح نمی شود چون در خراش صفرگین

مدار به صفر میل می کند و آفست خروجی نخواهیم داشت:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-Z_F}{Z_i} \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -RCs \quad s \rightarrow \text{شماره}$$

با این گرفتن از استگراتور و مشتق گیر یک فیلتر پاشن گذرا طراحی می کنیم:



فیلتر پاشن گذر:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-Z_F}{Z_i} \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \left( \frac{-R_F}{R} \right) \times \left( \frac{1}{1 + s \cdot R_F \cdot C} \right)$$

این نوع فیلترها، فیلترهای آلپو هستند. تفاوت این فیلترها با فیلترهایی که

قبلاً دیده بودیم (فیلترهای پسیو) این است که این فیلترها دارای گین هستند در

صورتی که فیلترهای پسیو گین نداشتند.



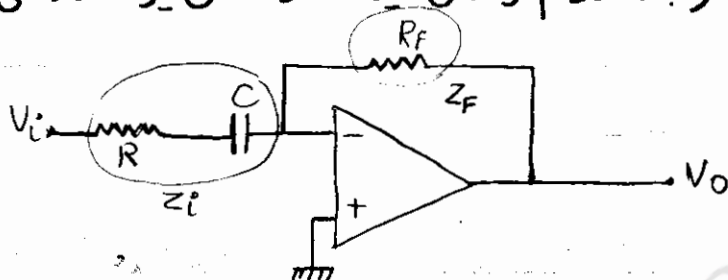
در فیلترهای اکتیو رابطه فرکانس قطع یعنی  $\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{max}$  معادل خواهد

بود بار رابطه  $P_o = \frac{1}{2} P_{o_{max}}$  که در این حالت  $\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_F}{R}$

$$f_c = \frac{1}{R_F \cdot C \cdot 2\pi}$$

فرکانس قطع

فیلتر بالاگذر: برای فیلتر بالاگذر از همان ایده مدار مشتق گیر استفاده می‌کنیم:



$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{Z_F}{Z_i}$$

در فرکانسهای بالا  $\omega \rightarrow \infty$  در فرکانسهای پایین  $\omega \rightarrow 0$  کین صفر خواهد بود.

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{Z_F}{Z_i} = \frac{-R_F}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \left( \frac{-R_F}{R} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

این فیلتر اکتیو خواهد بود چون نسبت به فیلتر پسیو کین دارد.

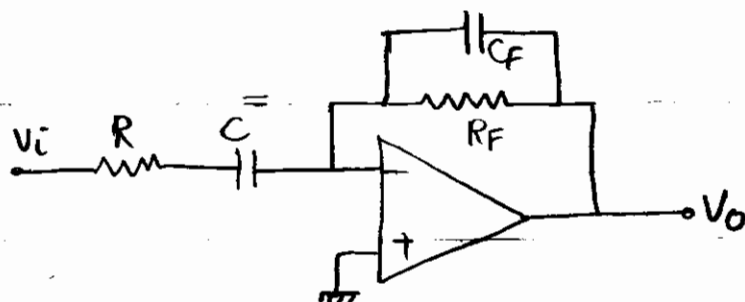
بدست آوردن روابط از راه مقابل نیز امکان پذیر است:  $i_i = i_f$

$$\frac{V_i}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{-V_o}{R_F}$$

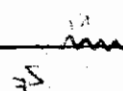
برای پیدا کردن فرکانس قطع به صورت زیر عمل می‌کنیم:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{max} = \frac{R_F}{\sqrt{2} R} \rightarrow f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

اگر یک خازن  $C_F$  موازی با  $R_F$  قرار دهیم، یک فیلتر بالاگذر و یک فیلتر پائین گذر خواهیم داشت:



اگر المان های مدار مناسب انتخاب شوند به طوریکه  $f_L < f_H$  باشد در آن صورت



یک فیلتر میان گذر ساخته ایم.

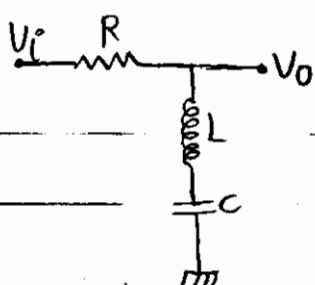
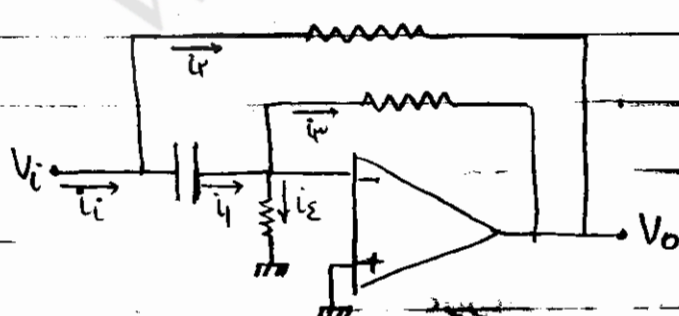
همچنین با انتخاب مناسب المان های توان فیلترهای میان نگذر و یا همه گذر را

ساخت. کاربرد فیلتر همه گذر در تنظیم فاز خواهد بود.

در تحلیل فیلترها وقتی می توان از روش اول یعنی انتخاب  $Z_F$  و  $Z_i$  استفاده کرد که

$Z_F$  و  $Z_i$  مجزا از هم وجود داشته باشند در غیر این صورت از روش دوم یعنی روش جریانی

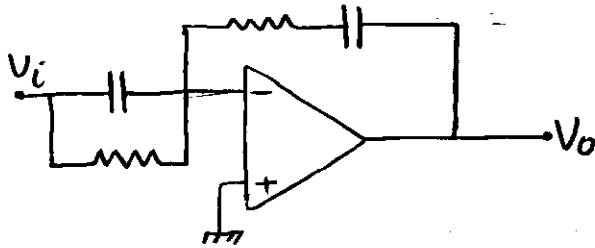
استفاده می کنیم مانند فیلتر زیر.



در شکل زیر یک فیلتر میان نگذر با المان های  $R, L, C$

نشان داده شده است. در فرکانس تشدید  $V_o = 0$ .

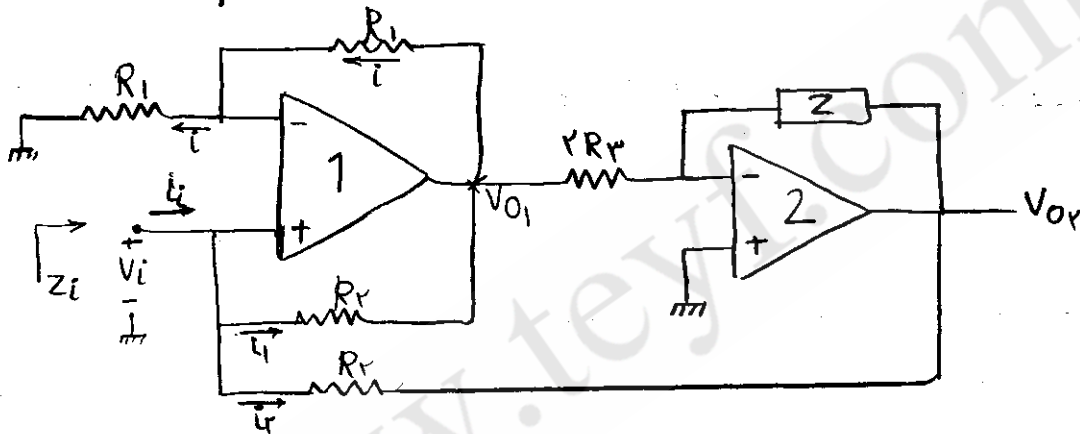
## فیلتر میان‌گذر:



روابط را برای مدار بالا بنویسید.

ژیراتور (مبدل امپدانس): مداری است که با استفاده از یک خازن یک سلف می‌سازیم. <sup>به عنوان مثال</sup>

با استفاده از فیدبک مثبت در ترانسفال مثبت این مدار طراحی می‌کنیم:



$$Z_i = \frac{V_i}{i_i}, \quad V_{o1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_f}\right) V_i = 2V_i$$

$$i_1 = \frac{V_i - V_{o1}}{R_f} = \frac{V_i - 2V_i}{R_f} = -\frac{V_i}{R_f} \quad \text{و} \quad i_i = i_1 + i_2$$

مقاومت  $R_f$  بین  $V_{o1}$  و  $V_i$  صرفاً به عنوان یک بار می‌تواند تلقی شود و  $V_{o2}$  را تغییر نمی‌دهد.

یعنی اگر خروجی یک  $Op-Amp$  را به یک بار که سردگیر آن به منبع متصل است، وصل کنیم

خروجی  $Op-Amp$  تغییر نمی‌کند.

$$V_{o2} = V_{o1} \left( \frac{-Z}{2R_f} \right) = 2V_i \left( \frac{-Z}{2R_f} \right) = -\frac{V_i Z}{R_f}$$

$$i_r = \frac{V_i - V_{or}}{R_r} = \frac{V_i + V_i \frac{Z}{R_r}}{R_r} = \frac{V_i}{R_r} + \frac{V_i \cdot Z}{R_r \cdot R_r}$$

$$i_i = i_1 + i_r = \frac{-V_i}{R_r} + \frac{V_i}{R_r} + \frac{V_i \cdot Z}{R_r R_r} = \frac{V_i \cdot Z}{R_r R_r}$$

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{V_i}{\frac{V_i \cdot Z}{R_r R_r}} \rightarrow Z_i = \frac{R_r R_r}{Z}$$

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

حال اگر مثلاً به جای  $Z$  یک خازن  $C$  داشته باشیم:

$$\rightarrow Z_i = jR_r R_r \omega C \rightarrow \boxed{L = R_r R_r C}$$

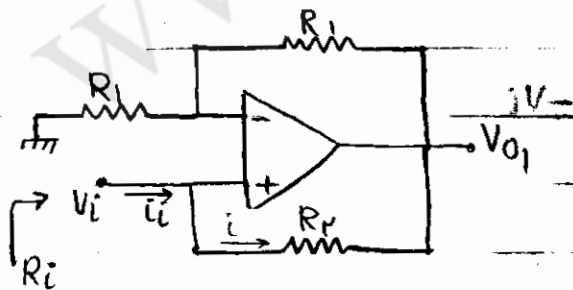
و اگر به جای  $Z$  یک سلف داشته باشیم در  $\omega$  خازن دیده می شود که انجام این کار دور

از انتظار است. چون معمولاً ساختن سلف مشکل است.

در این مدار عمل تبدیل امپدانس صرفاً توسط فیدبک مثبت انجام می شود.

Negative Impedance  
Converter

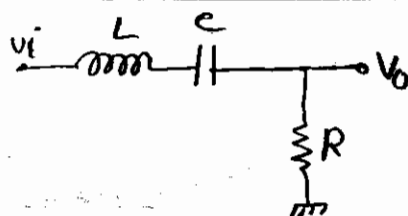
NIC: در این مدار امپدانس ورودی منفی خواهد بود.



$$R_i = \frac{V_i}{i_i} \rightarrow V_{o1} = 2V_i = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) V_i$$

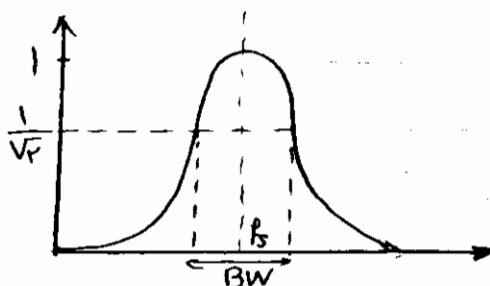
$$i_i = i = \frac{V_i - V_{o1}}{R_r} = \frac{V_i - 2V_i}{R_r} = \frac{-V_i}{R_r}$$

$$\rightarrow R_i = -R_r$$



در مدار RLC مقابل مشخصه فرکانسی تلفات

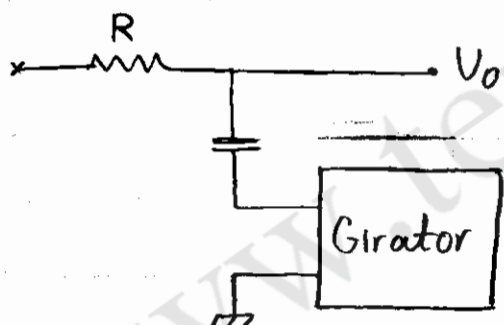
به صورت زیر است:



هرچه مقاومت درونی سلف کمتر باشد  $BW$  کمتر شده و تلفات کاهش می یابد. در

نتیجه کاربرد NIC مطرح می شود یعنی توسط امپدانس منفی NIC، امپدانس سلف

را کاهش می دهیم و به سمت صفری بریم. برای این کار ژیراتور را به صورت زیر در مدار قرار



می دهیم:

برای مدار شکل (ب)، NIC را به فرم زیر در مدار قرار می دهیم:

