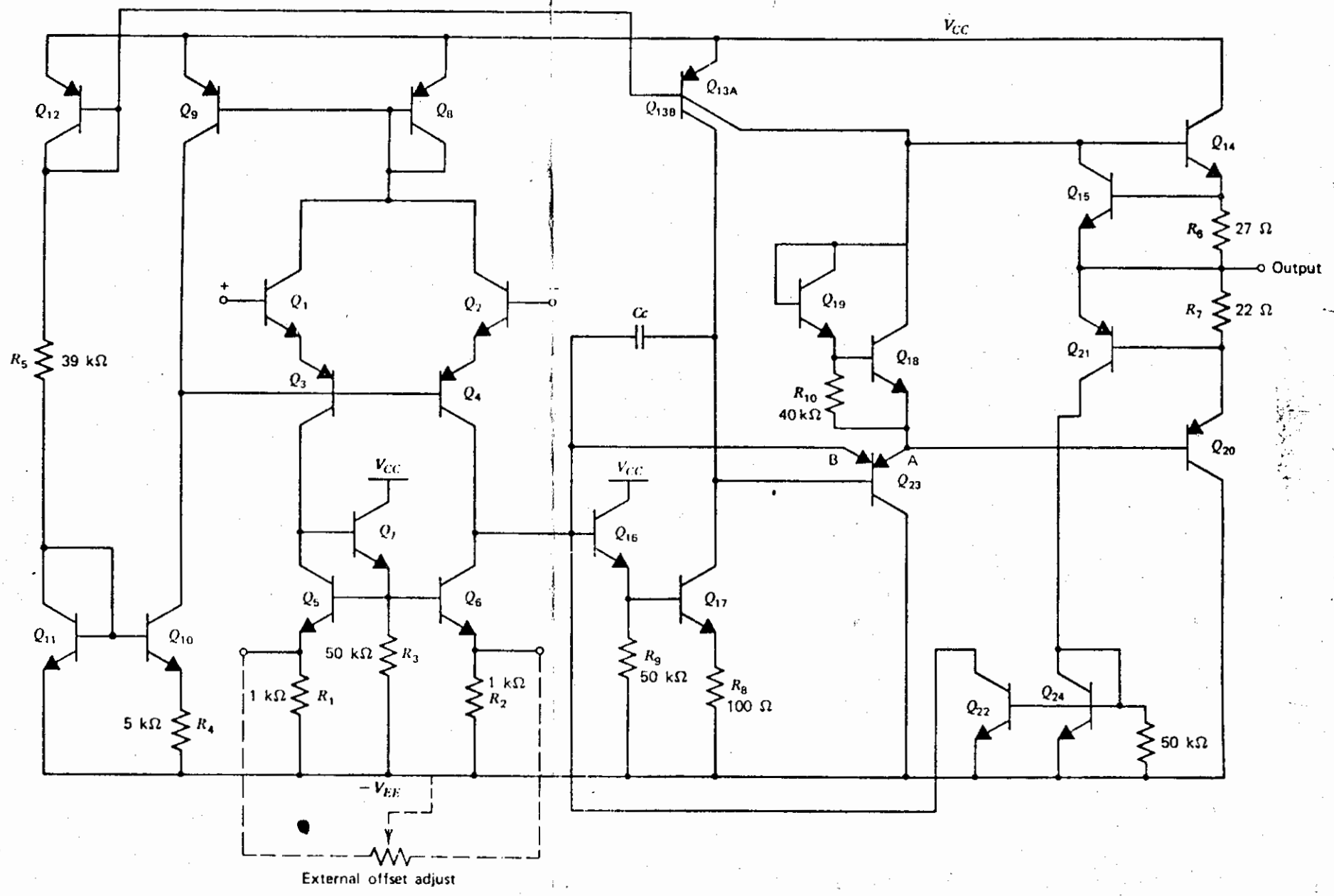


(*a*)

Fig. 6.9*a* 741 operational amplifier circuit.

ادامه در صفحه ۱۲۱

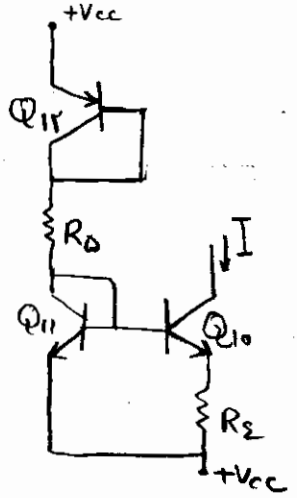
پس درچنین تقویت کننده‌ای $A_c \simeq 0$ خواهد بود.

درحالت difference mode یعنی با ورودی های ۷ و ۷- خواهیم داشت :

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

ساختمان داخلی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی LM741 :

Q_{10} و Q_{11} منبع جریان ویدلار هستند که در تغذیهٔ Q_{11} از یک دیود استفاده شده است.



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

Q_{13} و Q_{14} 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.

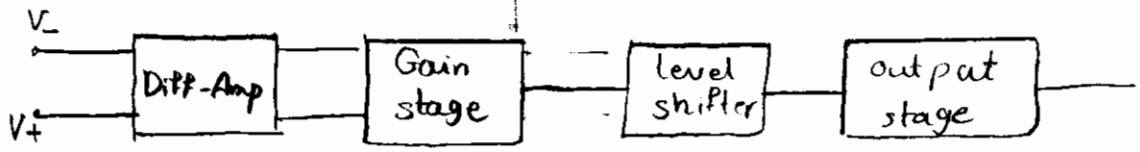
Q_5 و Q_6 یک منبع جریان ویدلار با نسبت مقاومتی و مقاومتهای مساوی در امیتر است. Q_7 هم به عنوان ترانزیستور گین سمپ به کار برده می‌شود (به جای اتصال کوتاه دیود بیس-کلکتور Q_5) تا وابستگی به β را به حداقل برساند. مقاومت متغیر بین بیس‌های ۵ و ۶ برای این است

جریان دوشاخه تا حد امکان برابر شوند.

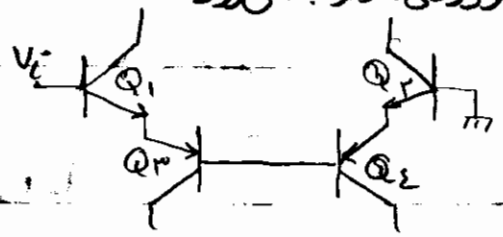
منبع جریان ۱۲ و ۱۳ اصلی‌ترین منبع جریان است که جریان طبقهٔ اصلی مدار را تأمین می‌کند.

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

$Q_{۲۴}$ ، $Q_{۲۲}$ نیز به عنوان آینهٔ جریان محسوب می‌شوند که فقط در مواقع خاصی روشن می‌شوند و وظیفهٔ حفاظت جریانی است.



استفاده از ۴ ترانزیستور ۱ و ۲ و ۳ و ۴ به جای دو ترانزیستور در طبقهٔ Diff-Amp دارای دو حسن است: یکی اینکه امپدانس ورودی مدار بالا می‌رود.



$$\longrightarrow R_i = h_{ie_1} + (1+h_{fe_1})\left[\frac{1}{h_{fe_3}+1}\left[(h_{ie_3}+h_{ie_4}) + (1+h_{fe_4})\frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right]\right]$$

$$\simeq 4h_{ie} = \frac{4\eta V_T \beta}{I_C}$$

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

با یاس کم طبقه Diff-Amp است.

حُسن دیگر ۴ ترانزیستور غیراز افزایش امپدانس ورودی :

کلکتور ۴ و ۶ به عنوان خروجی طبقه difference است که حتماً منفی خواهد بود. این منفی بودن باعث می‌شود که سوئینگ Q_{17} بالا برود. Q_{17} به عنوان تقویت کننده گین به کار رود.

Q_{16} بین دو طبقه فقط به عنوان بافر استفاده می شود.

جریان بایاس مجموعه ۴ ترانزیستور ۱ و ۲ و ۳ و ۴ از طریق Q_8 تامین می‌شود که اگر فرض I_{BIAS} باشد باید به طور مساوی بین ۱ و ۲ تقسیم شود. این تقسیم توسط ۵ و ۶ انجام می‌گیرد. وجود مقاومتهای R_1 و R_2 به خاطر این است که با تنظیم آنها جریان شاخه‌های ۱ و ۲ 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 بالا می برد و باعث افزایش گین این تقویت کننده می‌شود.

گفتیم که Q_{17} به عنوان ترانزیستور گین است که وابستگی به β را در ۵ و ۶ کم می‌کند. می دانیم که برای اینکه جریان شاخه‌های چپ و راست برابر شود مدار باید تقارن داشته باشد. امّا چون Q_{16} از شاخه راست جریان می‌کشد لذا برای اینکه جریان دو شاخه برابر شود Q_7 را قرار می‌دهیم تا در حدود I_{B16} جریان بکشد و تقارن را تا حد خوبی داشته باشیم (کار بر دیگر Q_{17})

گفتیم برای اینکه جریان شاخه های چپ و راست برابر شود از R_1 و R_2 استفاده می کنیم که با متغیر بودن R_2 می توانیم جریان را تنظیم کنیم. امّا چون R_2 نمی تواند متغیر باشد (درون I.C چنین امکانی نداریم)، یک مقاومت متغیر بین بیس ۵ و ۶ قرار می دهیم که بیرون از I.C است و می توانیم آن را تنظیم کنیم. امّا وظیفهٔ مهم ترا این مقاومت متغیر تنظیم offset خروجی است.

وصل کردن بیس های ۳ و ۴ به کلکتور ۹ علاوه بر تأمین جریان بایاس ۳ و ۴ به عنوان یک فیدبک نیز به کار می رود. اگر جریان $I_{C_{10}}$ را برابر I بگیریم خواهیم داشت: $I = I_{B_3} + I_{B_4} + I_{C_9}$

فرض کنیم به علت گرما نقطهٔ کار ۳ و ۴ تغییر کرده و I_{B_3} و I_{B_4} افزایش یابند. افزایش آنها با کاهش I_{C_9} برابر است با کاهش I_{C_9}، I_{C_8} و در نتیجه I_E ۵ و ۶ کاهش می یابد و در نتیجه I_B ۵ و ۶ کاهش می یابد.

مجموعهٔ ترانزیستورهای Q_1 تا Q_9 به عنوان طبقهٔ Diff Amp استفاده می شود.

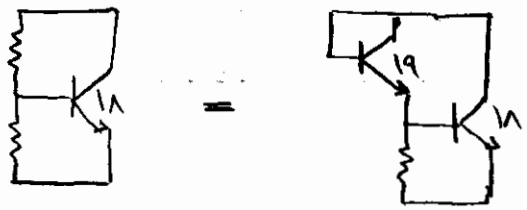
بلوک دوم تقویت کننده گین است که از ۱۶ و ۱۷ ساخته شده است. چون امپدانس خروجی Diff Amp بالا است برای اینکه امپدانس ورودی Gain stage را بالا ببریم از بافر Q_{14} استفاده کرده ایم.

$Q_{۱۳}$ به‌عنوان منبع جریان بایاس برده می‌شود که جریان ثابتی را به $Q_{۱۷}$ می‌فرستد. ثابت بودن این جریان ولتاژ در حد mV و ثابت امیتر را به ما می‌دهد. می‌توانیم با تنظیم مناسب مقاومت‌ها کاری کنیم که کلکتور ۱۷ صفر شده و ماکزیمم سوئینگ را داشته باشیم. فلذا طبقهٔ level shifter را به طور ضمنی در مدار می‌بینیم.

خازن C_c در دور طبقهٔ Gain stage قرار دارد که یک قطب غالب ایجاد می‌کند و فرکانس قطع حدود 10^{H_2} خواهیم داشت.

بعد از طبقهٔ گین باید به طبقهٔ level shifter برسیم که گفتیم به طور ضمنی در مدار وجود دارد.

طبقهٔ خروجی:
$Q_{۲۳A}$ همانند $Q_{۱۶}$ به‌عنوان بافر به کار می‌رود.



ترکیب ۱۸ و ۱۹ به عنوان تأمین کننده بایاس طبقه خروجی است و بایاس ۱۸ و ۱۹ نیز از طریق $Q_{۱۳A}$ تأمین می‌شود.

۱۴ و ۲۰ نیز به‌عنوان تقویت کننده push pull کلاس AB هستند.

حفاظت جریانی: در آلترناتور مثبت

$$R_۶ \times \underbrace{I_{C_{۱۴max}}}_{\text{حدود } ۲۰\,mA} = V_{BE_{ON_{۱۵}}}$$

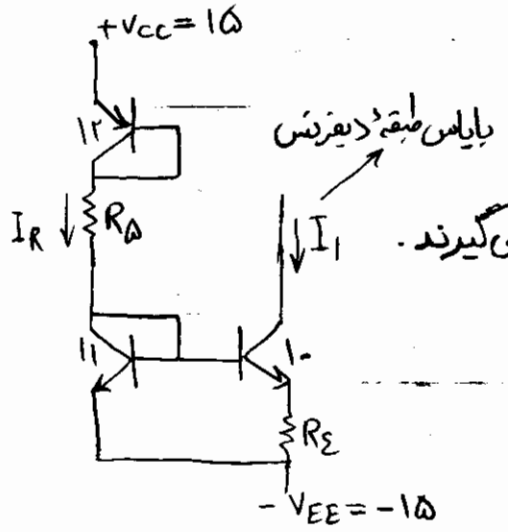
در آلترناتس منفی حفاظت جریانی به طریق دیگری است. در آلترناتس منفی برای محدود کردن جریان Q_{20} از Q_{21} استفاده می‌کنیم. اگر کلکتور ۲۱ را به بیس ۲۰ وصل می‌کردیم محدود کردن جریان نداشتیم لذا کلکتور ۲۱ را به Q_{24} وصل می‌کنیم. افزایش جریان خروجی با افزایش Q_{21} جریان برابر است. افزایش Q_{21} جریان باعث افزایش جریان کلکتور ۲۴ و خواهد شد. چون جریان ۲۲ شبیه 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 آلترناتس منفی جریان به این طریق محدود می‌شود. امّا این حلقه فقط باید در آلترناتس منفی کار کند. پس ۲۲ و ۲۴ فقط باید در آلترناتس منفی کار کنند. برای اینکه ۲۴ با جریان نشتی کار نکند (روشن نشود) مقاومت 5.6^{K} را در بیس آن قرار می‌دهیم و با مناسبات دقیق می‌توانیم زمان روشن شدن ۲۴ و متعاقباً روشن شدن ۲۲ را تعیین کنیم.

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

Q_{23B} نیز به عنوان حفاظت کنندهٔ جریان ۱۶ و ۱۷ به کار می رود که این ترانزیستور همواره روشن نخواهد بود. Q_{23B} 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_1 قطع و Q_2 اشباع شود. قطع Q_1 باعث صفر شدن جریان ۱ و سپس ۳ و در نتیجه ۵ و متعاقباً صفر شدن جریان ۶ می شود. جریان Q_8 که از بالا می آید از ۲ و ۴ عبور پیدا کرده و چون جریان ۶ صفر است ناچاراً به Q_{14} وارد می شود و باعث افزایش ولتاژ بیس آن می گردد.

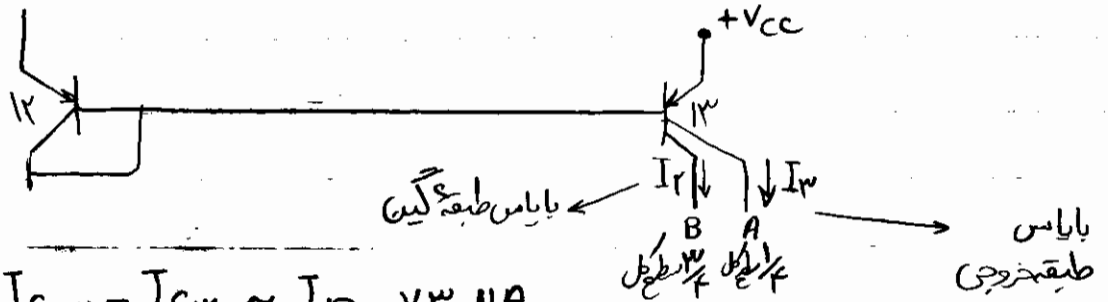
محاسبهٔ نقاط کار:



محاسبهٔ نقاط کار با فرض ورودی صفر انجام می گیرند.

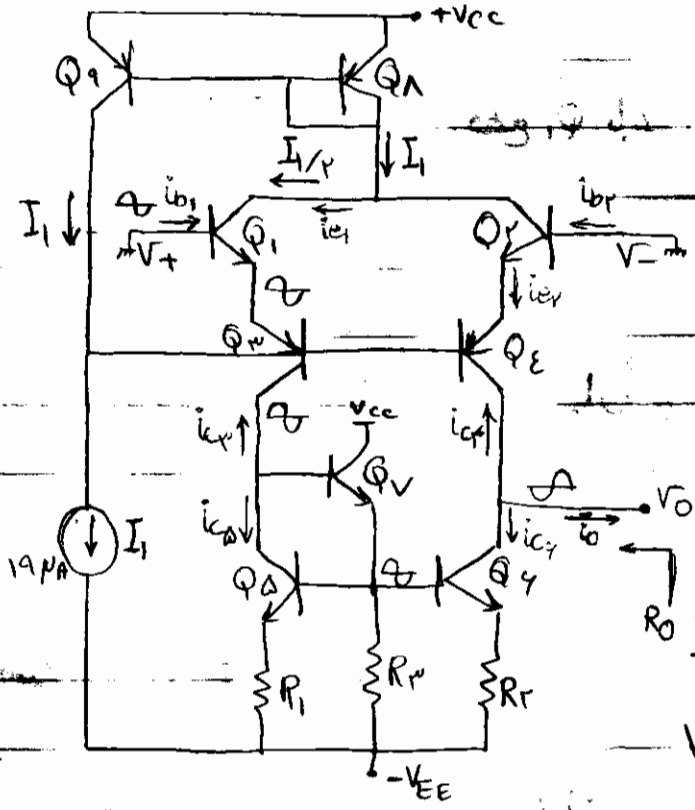
$$I_R = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - 2V_{BE}}{R_5} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - 2V_{BE}}{R_5} = 38\,\mu A \longrightarrow I_1 = \frac{\eta V_T}{R_4} \ln \frac{I_R}{I_1}$$

if $\eta V_T = 25\,mV$
$\beta = 250$ $\longrightarrow$ $I_1 = 19\,\mu A$
$\beta I_0 = 10^{-14}\,A$



$$I_{C13} = I_{C12} \simeq I_R = 38\,\mu A$$

$$\longrightarrow \begin{cases} I_2 = \frac{3}{4} I_{C13} = 550\,\mu A \\ I_3 = \frac{1}{4} I_{C13} = 180\,\mu A \end{cases}$$



$$I_{C1} = I_{C2} = \ldots = I_{C4} = \frac{I_1}{2} = 9.5\,\mu A$$

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

$$I_{C7} = I_{B5} + I_{B6} + I_{R3}$$

$I_{B5} = I_{B6} = \frac{9.5\,\mu A}{\beta = 250}$

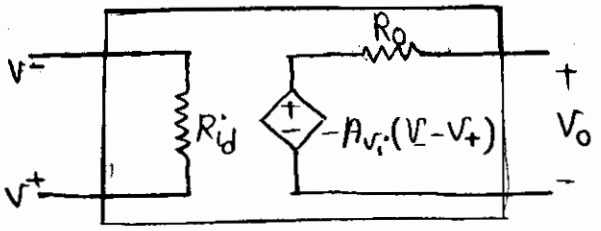
$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R_3}$$

$$V_{R3} = V_{BE6} + R_2 I_{C6}$$

$$V_{BE6} = \eta V_T \ln \frac{I_{C6}}{\beta I_0} = 537\,mV$$

$$\longrightarrow V_{R3} = 54\,mV \longrightarrow I_{R3} = 11\,\mu A \simeq I_{C7}$$

امپدانس ورودی :
R_i



$$R_{id} = 4h_{ie_1} = 4\frac{2V_T\beta}{I_{C_1}} = \boxed{2.1\,M\Omega}$$

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

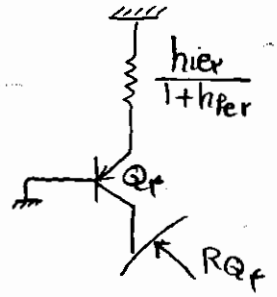
دیفرنس اندازه گرفتیم.

امپدانس خروجی R_o :

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

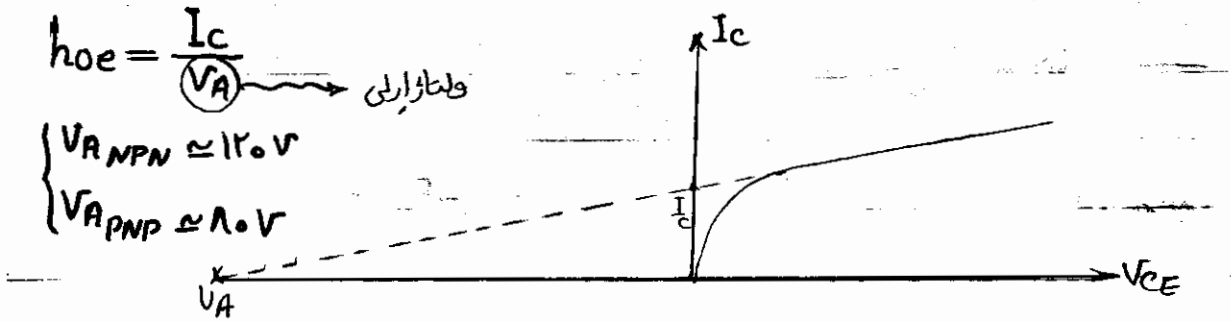
$$R_o = R_{Q_4} \parallel R_{Q_4}$$

$$\longrightarrow R_{Q_4} = \frac{1}{h_{oe_4}}\left[1 + \frac{h_{fe}\left(\frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right)}{h_{ie_4} + 0 + \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}}\right]$$



$$h_{oe} = \frac{I_C}{V_A} \longrightarrow \text{ولتاژ اارلی}$$

$$\begin{cases} V_{A_{NPN}} \simeq 120\,V \\ V_{A_{PNP}} \simeq 80\,V \end{cases}$$



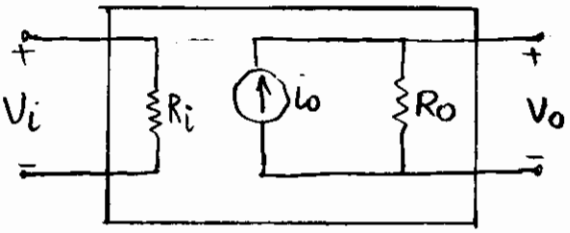
$$R_{Q_4} = \frac{1}{h_{oe_4}}\left[1 + \frac{h_{fe}\cdot R_2}{h_{ie_4} + R_3 \parallel R_{Q_V} + R_2}\right]$$

$$\longrightarrow \boxed{R_o \simeq 4.8\,M\Omega}$$

زیاد بودن امپدانس خروجی یا لا برای یک تقویت کنندهٔ ولتاژ ایراد محسوب می شود که این

مشکل توسط طبقهٔ بافر بعدی حل شده است.

گین ولتاژی A_V :



با توجه به شکل چون سیگنال ورودی و خروجی اختلاف فاز ۱۸۰° دارند، پس گین باید عددی منفی باشد.

$$V_o = -R_o \cdot i_o \longrightarrow i_o = i_{c_4} + i_{c_4}$$

$$i_{c_4} = i_{c_5} = -i_{c_3} = i_{e_1} = \beta i_{b_1}$$

$$i_{b_1} = \frac{V}{2 h_{ie_1}} \longrightarrow i_{c_4} = \frac{\beta V}{2 h_{ie_1}}$$

$$i_{c_4} = -i_{e_2} \cong -\beta i_{b_2} \quad , \quad i_{b_2} = \frac{-V}{2 h_{ie_2}} \longrightarrow i_{c_4} = \frac{\beta V}{2 h_{ie_2}}$$

$$\longrightarrow i_o = \frac{\beta V}{h_{ie_1}} \longrightarrow V_o = -R_o \frac{\beta V}{h_{ie_1}}$$

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

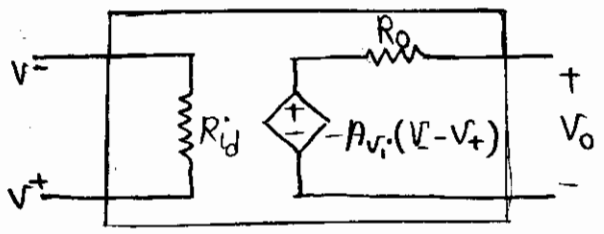
$$A_d = \frac{V_o}{V_+ - V_-} = \frac{V_o}{2V} = \frac{-\beta}{2 h_{ie}} R_o \longrightarrow A_d = \frac{-\beta \cdot R_o}{2 h_{ie}} = \frac{-g_m}{2} R_o$$

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 مقدار گین ولتاژی برابر خواهد بود با : $A_{V_{(1)}} = -1240$

منظور طبقهٔ اول است.

امپدانس ورودی :
R_i



$$R_{id} = 4h_{ie_1} = 4\frac{2V_T\beta}{I_{C_1}} = \boxed{2.1\,M\Omega}$$

چون هدف این استکه تقویت کننده درحالت دیفرنس کارکند امپدانس ورودی رادرحالت

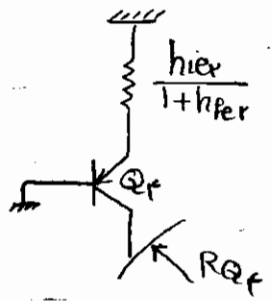
دیفرنس اندازه گرفتیم.

امپدانس خروجی R_o :

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

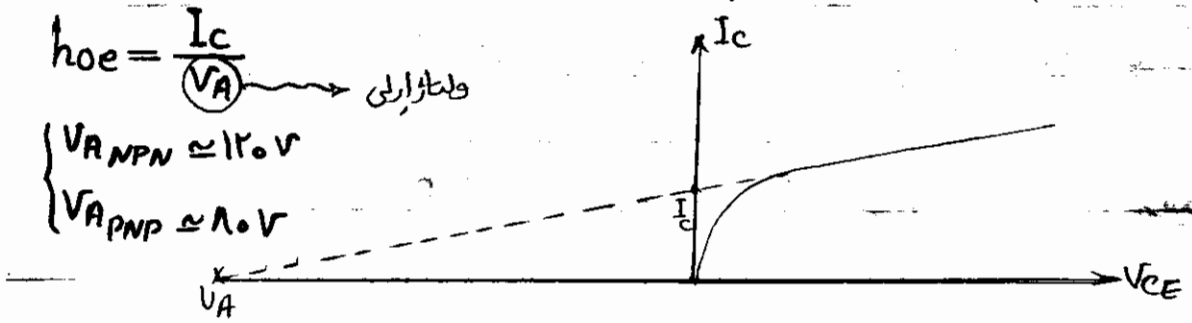
$$R_o = R_{Q_4} \parallel R_{Q_4}$$

$$\longrightarrow R_{Q_4} = \frac{1}{h_{oe_4}}\left[1 + \frac{h_{fe}\left(\frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right)}{h_{ie_4} + o + \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}}\right]$$



$$h_{oe} = \frac{I_C}{V_A} \longrightarrow \text{ولتاژ ارلی}$$

$$\begin{cases} V_{A_{NPN}} \simeq 120\,V \\ V_{A_{PNP}} \simeq 80\,V \end{cases}$$



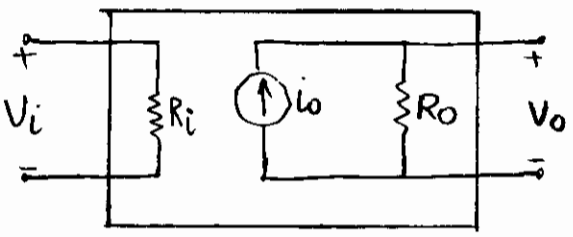
$$R_{Q_4} = \frac{1}{h_{oe_4}}\left[1 + \frac{h_{fe}\cdot R_2}{h_{ie_4} + R_3 \parallel R_{Q_3} + R_2}\right]$$

$$\longrightarrow \boxed{R_o \simeq 4.8\,M\Omega}$$

زیاد بودن امپدانس خروجی یا لا برای یک تقویت کنندهٔ ولتاژ ایراد محسوب می شود که این

مشکل توسط طبقهٔ بافر بعدی حل شده است.

گین ولتاژی A_V :



با توجه به شکل چون سیگنال ورودی و خروجی اختلاف فاز ۱۸۰° دارند، پس گین باید عددی منفی باشد.

$$V_o = -R_o \cdot i_o \longrightarrow i_o = i_{c_4} + i_{c_4}$$

$$i_{c_4} = i_{c_5} = -i_{c_3} = i_{e_1} = \beta i_{b_1}$$

$$i_{b_1} = \frac{V}{2h_{ie_1}} \longrightarrow i_{c_4} = \frac{\beta V}{2h_{ie_1}}$$

$$i_{c_4} = -i_{e_2} \cong -\beta i_{b_2} \quad , \quad i_{b_2} = \frac{-V}{2h_{ie_2}} \longrightarrow i_{c_4} = \frac{\beta V}{2h_{ie_2}}$$

$$\longrightarrow i_o = \frac{\beta V}{h_{ie_1}} \longrightarrow V_o = -R_o \frac{\beta V}{h_{ie_1}}$$

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

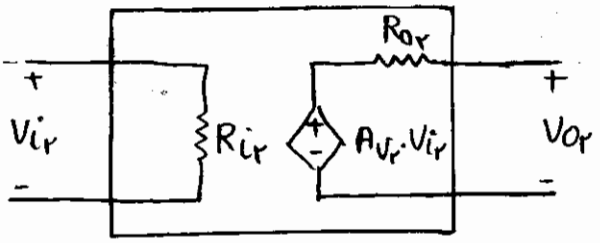
$$A_d = \frac{V_o}{V_+ - V_-} = \frac{V_o}{2V} = \frac{-\beta}{2h_{ie}} R_o \longrightarrow A_d = \frac{-\beta \cdot R_o}{2h_{ie}} = \frac{-g_m}{2} R_o$$

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 مقدار گین ولتاژی برابر خواهد بود با : $A_V = -1240$ ①

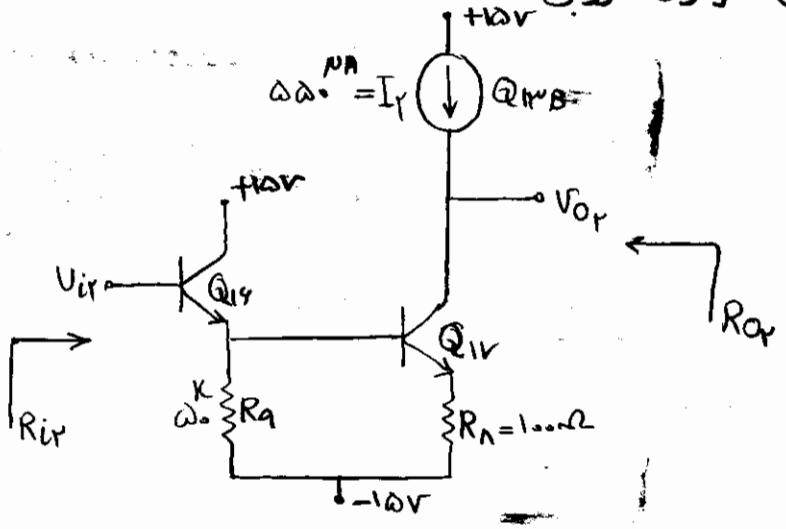
① منظور طبقهٔ اول است.

محاسبات امپدانس ورودی وخروجی وگین ولتاژی طبقهٔ دوم :



مبنای محاسبات ما بر پایه صفرخروجی است. همچنین فیدبک دمدار داریم و $R_L = 2^K$

فرض می‌کنیم. وجود فیدبک برای صفرکردن خروجی است.



جلسهٔ قبل حساب کردیم که

$V_{C_{15}} \simeq -1.2\,V$

$I_{C15} = I_2 = 550\,\mu A$

$\longrightarrow V_{CE15} = V_C - V_E = -1.2 - (R_8 I_{C15} - 15) \longrightarrow V_{e15} \simeq -15^V$

$I_{C14} \simeq I_{E14} = I_{R9} + I_{B15}$

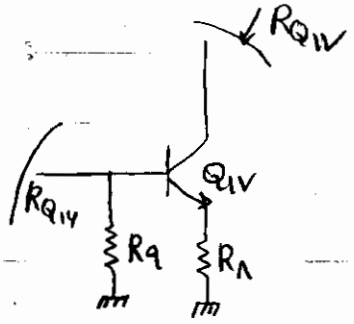
$I_{R9} = \frac{V_{R9}}{R9} = \frac{V_{BE15} + R_B I_{15}}{R9}$, $V_{BE15} = \eta V_T \, Ln \frac{I_{C15}}{I_0 \beta} \simeq 442\,mV$

$\longrightarrow I_{C14} \simeq 14\,\mu A \longrightarrow I_{B14} = \frac{14}{250}\,\mu A$

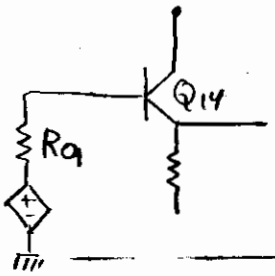
$R_{i2} = hie_{14} + (1+hfe)\left\{R_9 \,//\, [hie_{15} + (1+hfe)R_8]\right\} = 5.5\,M\Omega$

$$R_{O2} = R_{Q_{13B}} \parallel R_{Q_{17}} = \frac{1}{h_{oe_{13B}}} \parallel R_{Q_{17}}$$

$$R_{Q_{17}} = \frac{1}{h_{oe_{17}}}\left[1 + \frac{h_{fe_{17}} \cdot R_8}{R_8 + h_{ie_{17}} + R_9 \parallel R_{Q_{14}}}\right]$$



با فرض 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 امیتر مشترک بود این حالت را نداشتیم.

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

اگر محاسبات را انجام دهیم خواهیم داشت: $\boxed{R_{O2} = 8.3\,k\Omega}$

برای محاسبهٔ A_{V2} از همان روش که طبقهٔ اول انجام دادیم استفاده می‌کنیم:

* i_O همان $i_{c_{17}}$ خواهد بود چون $i_{c_{17}}$ است که متناوب است و باعث ایجاد سیگنال در خروجی می‌شود.

$$i_{b_{17}} = \frac{V_{i2}}{R_{i_{17}}}, \quad V_O = -R_O \cdot i_O$$

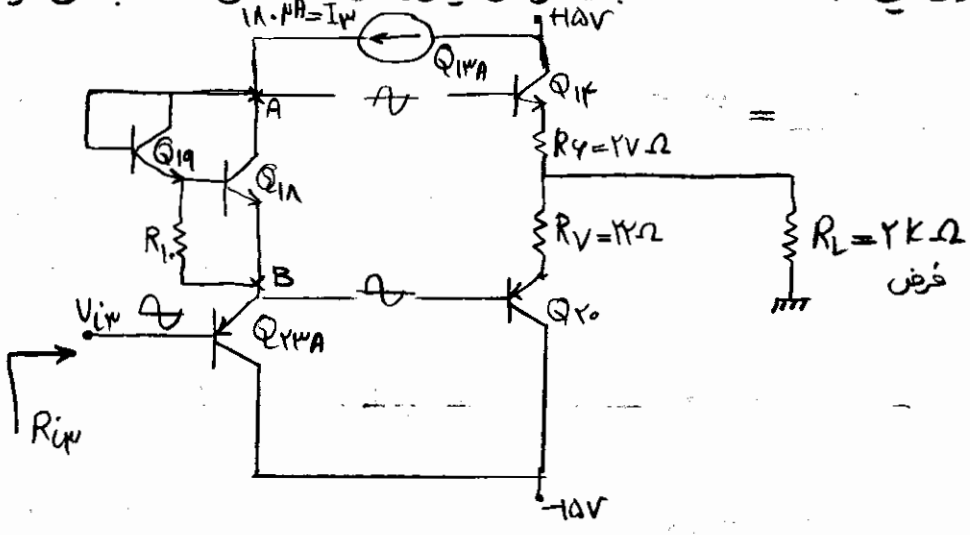
$$i_O = \beta i_{b_{17}} = \frac{\beta V_{i2}}{R_{i_{17}}} \longrightarrow V_O = \frac{-\beta V_{i2} \cdot R_O}{R_{i_{17}}}$$

$$\longrightarrow \frac{V_O}{V_{i2}} = \frac{-\beta \cdot R_O}{R_{i_{17}}}$$

با انجام محاسبات خواهیم داشت: $\boxed{A_{V2} = -50}$

حاسبات پارامترهای طبقهٔ آخر:

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



فرض می‌کنیم ترانزیستورهای خروجی در آستانهٔ هدایت قرار دارند.

$$I_{C_{۱۳A}} = I_۳ \quad , \quad I_{C_{۱۹}} = \frac{V_{R_{۱۰}}}{R_{۱۰}} \simeq \frac{V_{BE_{۱۸}}}{R_{۱۰}} = \frac{۰/۶}{۴۰k} = ۱۵\mu A$$

$$I_{C_{۱۹}} + I_{C_{۱۸}} \simeq ۱۸۰\mu A \longrightarrow I_{C_{۱۸}} = ۱۶۵\mu A$$

$$\longrightarrow V_{BE_{۱۸}} = \eta V_T \ln \frac{۱۶۵\mu A}{\beta I_۰} = \quad \longrightarrow I_{C_{۱۹}} = \frac{V_{BE_{۱۸}}}{R_{۱۰}} = ۱۵/۶\mu A$$

در محاسبات بالا نخست از یک تقریب استفاده کردیم و بعد با انجام محاسبات دقیقتر به سمت جواب حقیقی همگرا شدیم.

$$\longrightarrow I_{C_{۱۸}} = ۱۸۰ - ۱۵/۶ = ۱۶۴/۴\mu A$$

چون فرض کردیم $Q_{۱۴}$ و $Q_{۲۰}$ در آستانه هدایت هستند، بیس آنها را با زکردیم. حال $V_{CE_{۱۸}}$ را محاسبه می‌کنیم و امتحان می‌کنیم که آیا فرض اولیهٔ ما درست بوده یا نه.

$$V_{CE_{۱۸}} = V_{BE_{۱۸}} + V_{BE_{۱۹}} \simeq V_{BE_{۱۴}} + V_{BE_{۲۰}}$$

چون R_4 و R_7 مقدارکمی دارند از ولتاژ آنها صرفنظرکردیم.

$$\eta V_T \ln \frac{I_{C18}}{\beta I_{o18}} + \eta V_T \ln \frac{I_{C19}}{\beta I_{o19}} = \eta V_T \ln \frac{I_{C14}}{\beta I_{o14}} + \eta V_T \ln \frac{I_{C20}}{\beta I_{o20}}$$

با توجه به ابعاد ترانزیستورهای خروجی : $(\beta I_o)_{14} = 3(\beta I_o)_{18}$

با فرض خروجی صفر خواهیم داشت : $\ln \frac{I_{C18} \cdot I_{C9}}{(\beta I_{o18})^2} = \ln \frac{I_{C14}^2}{(\beta I_{o14})^2}$

$$\longrightarrow I_{C14} = 3\sqrt{I_{C18} \cdot I_{C19}} = 152\ mA$$

I_{C14} بالا نشان می دهد که تقریبی که درصرفنظرکردن V_{R_4} و V_{R_7} زدیم درست بود.

محاسبات ac طبقه :

$$R_{i3}^{+} = h_{ie\,13A} + (1+h_{fe\,13A})\left[R_{AB} + R_{C_{13A}} \| \left(h_{ie14} + (1+h_{fe14})(R_4 + R_L)\right)\right] = 9.1\ M\Omega$$

R_{i3} ای که دربالا محاسبه شد در آلترناتس مثبت خروجی بود.

در آلترناتس منفی خروجی، هم خودتان حساب کنید.

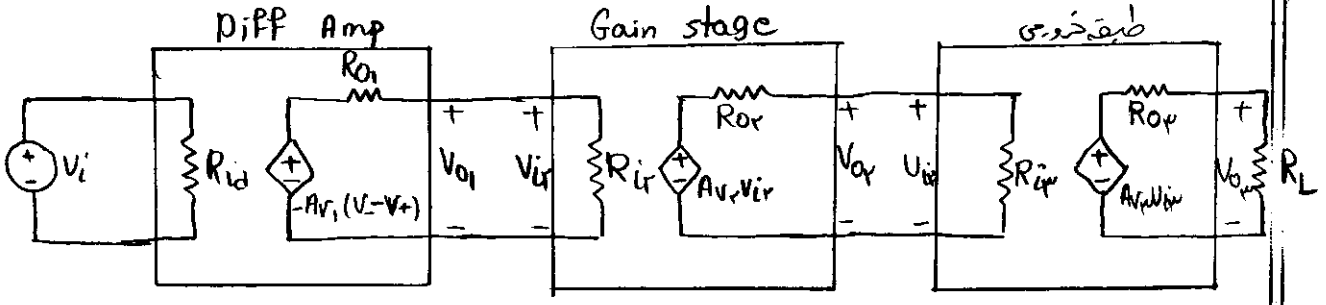
امپدانس خروجی هم را در دو آلترناتس محاسبه می کنیم و بیشترین امپدانس را انتخاب می کنیم و چون طبقات کلکتورمشترک هستند باید اثر R_{O2} را نیز محاسبه کنیم.

$$R_{O3}^{+} = R_4 + \frac{1}{1+h_{fe14}}\left\{h_{ie14} + R_{C_{13A}} \| \left(R_{AB} + \frac{R_{e1} + h_{ie\,22A}}{1+h_{fe22}}\right)\right\}$$

$4V\Omega$

R_{O3}^{-} خودتان حساب کنید.

چون مقاومت بار در مقایسه با مقاومتهای مسیر (امپدانس خروجی ۴۷Ω) بزرگ است برای محاسبهٔ A_{i_3} نیازی به محاسبات دقیق نداریم. $A_{i_3} \simeq 1$



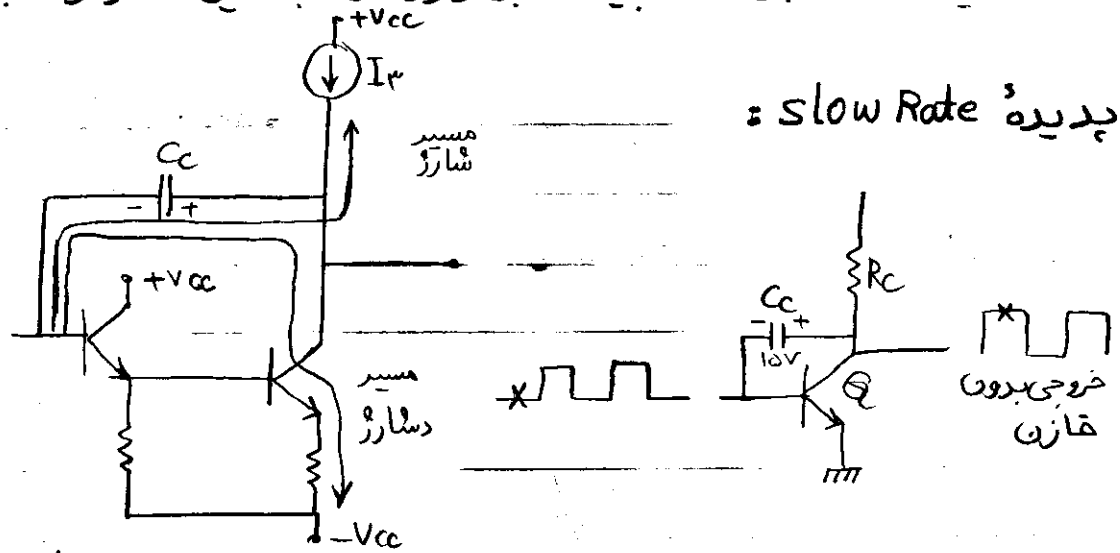
$$\begin{cases} \text{امپدانس ورودی کل} \quad R_{id} = 2/7\ M\Omega \\ \text{امپدانس خروجی کل} \quad R_O = 47\ \Omega \end{cases}$$

$$A_{OL} = \frac{V_O}{V_+ - V_-} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{V_{O_3}}{V_{i_3}} \times \frac{V_{O_2}}{V_{i_2}} \times \frac{V_{O_1}}{V_{i_1}}$$

$$= \left[A_{V_3} \frac{R_L}{R_L + R_{O_3}}\right] \times \left[A_{V_2} \times \frac{R_{i_3}}{R_{i_3} + R_{O_2}}\right] \times \left[A_{V_1} \frac{R_{i_2}}{R_{i_2} + R_{O_1}}\right] \simeq 310000$$

نکتهٔ آخر این مبحث وجود خازن بین خروجی و ورودی طبقه گین است و اثرات جانبی آن:

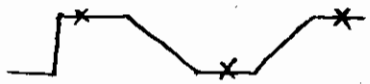
پدیدهٔ slow Rate:



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.

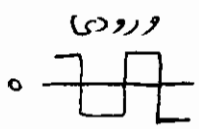
اگر به جای Rc یک منبع جریان بگذاریم خروجی به شکل زیر خواهد بود.

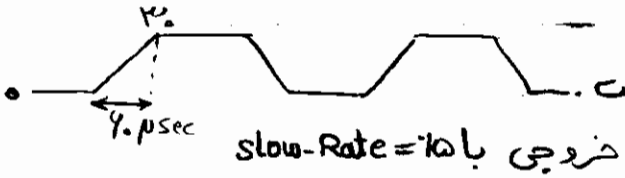


مفهوم این پدیده این است که اگر به این Ic مربع بدهیم خروجی به شکل بالا خواهد بود. 741 : Op-Amp

slow-Rate = ۰/۵ V/μsec

لذا هر سیگنالی در ورودی که شیب آن بیشتر از slow-Rate باشد در خروجی سیگنال از بین خواهد رفت.

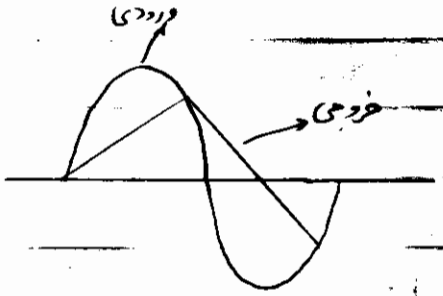


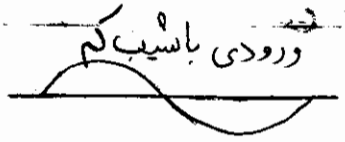


خروجی با slow-Rate = ۰/۵

به عنوان مثال اگر بخواهیم با ورودی مربع خروجی مربع بگیریم (در بالا) دوره تناوب ورودی باید حداقل ۱۲۰ μsec باشد.

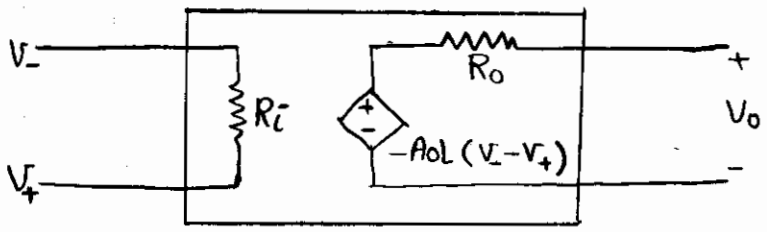
به عنوان مثال اگر ورودی سینوسی با شیب بیش از slow Rate به اعمال کنیم خروجی به صورت مقابل خواهد بود





لذا شیب ورودی را کم کرده تا خروجی سینوسی بگیریم:

کاربردهای خطی تقویت کنندهٔ عملیاتی :



۱) $A_{OL} = \left| \frac{V_o}{V_- - V_+} \right|$ ، $A_{OL} \simeq 1۴۰۰۰۰$

۲) $CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$ ، ۹۰dB

۳) R_i ، $1M\Omega$

۴) R_o ، ۲۷Ω

۵) $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{۲}$ ، ۲۰۰nA

۶) $I_{OSi} = |I_{B1} - I_{B2}|$ ، ۴۰nA

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

۸) V_{io} ولتاژ آفست ورودی

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

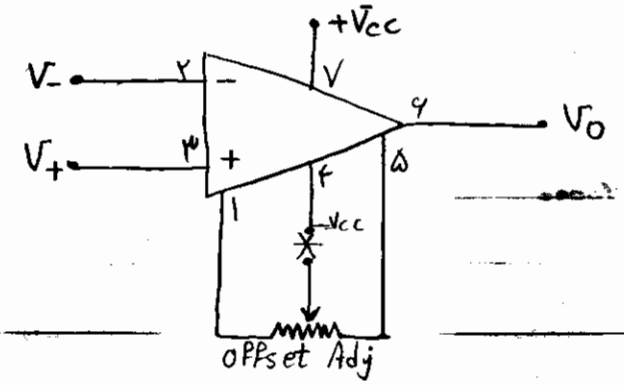
۹) $\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$ ولتاژ آفست ورودی Drift

۱۰) V_{OS} ولتاژ آفست خروجی

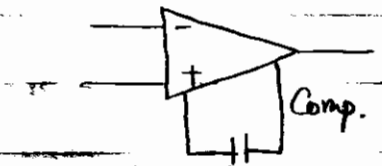
۱۱) $f_H \longrightarrow BW = f_H - f_L \simeq f_H \longrightarrow 10\,Hz$

Drift ولتاژ یا جریان آفست ورودی در اثر تغییر دما بوجود می آید که در مدارهای حساس که دما را کنترل می کنند تا از این پدیده جلوگیری نمایند..

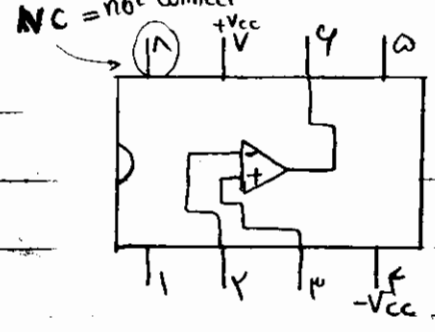
نمایش یک Op-Amp :



اگر جبران مشخصه فرکانسی در داخل IC نباشد از دو Pin که به نام Pin های Compansation معروف هستند استفاده می شود که دقیقاً مانند Pin های offset Adj است.

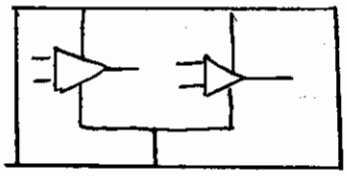


نمایی از IC LM 741 :



این IC در کاربردهای نظامی به صورت ۱۴ پایه ساخته می شود.

IC LM 747 : که از دو IC LM741 تشکیل شده است.



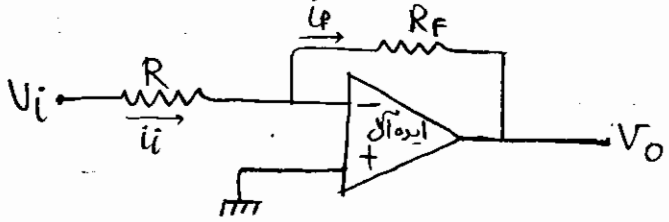
پایه ها ← V_- ; V_+ , دو offset

$+V_{cc}$, $-V_{cc}$, V_o

IC دیگری که مطرح می‌شود LM324 IC است که از ۴ تا op-Amp تشکیل شده است و ساختمان داخلی آن کاملاً متفاوت با 741 است. پایهٔ offset ندارد ولذا در گین‌های پایین مورد استفاده قرار می‌گیرد. هر op-Amp آن دارای ۲ ورودی و ۱ خروجی است که جمعاً ۱۲ پایه می‌شود و ۲ عدد هم پایهٔ خروجی دارد که رویهم ۱۴ پایه می‌شود. از مزایای این IC این است که تک تغذیه‌ای باشد (مزیت تجاری).

op-Amp ایده آل: op-Amp ای ایده آل است که $R_i \to \infty$ $A_{OL} \to \infty$ $R_O \to 0$ $I_i = 0$

اولین کاربرد op-Amp، تقویت کننده معکوس کننده با فید بک منفی است:



پایه مثبت ورودی به عنوان refferenc مدار درنظر گرفته شده ولذا به زمین وصل می‌شود.

op-Amp درحالت دیفرنس کار می‌کند:

$i_i = i_f$

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

$$A_{OL} = \frac{V_O}{V_+ - V_-} \longrightarrow V_O = A_{OL}(V_+ - V_-)$$

عدد مصرور کوچکتر از تغذیه مدار

$$\longrightarrow V_- = \frac{-V_O}{A_{OL} \to \infty} + V_+ \to 0 \longrightarrow \boxed{V_- = 0}$$

به ترمینال منفی ، زمین مجازی می گوئیم 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 می شود. البته در عمل به اندازه ε این دو ترمینال (یعنی منفی و مثبت) با هم تفاوت دارند که همین تفاوت کوچک ضربدر A_{OL} بزرگ ، خروجی را تعیین می کند.

$$\longrightarrow \quad V_0 = -\frac{R_F}{R} V_i$$

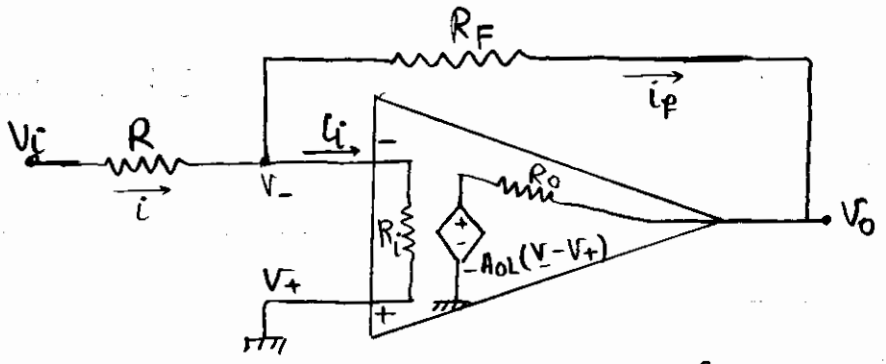
در مدار دارای فیدبک $A_{Vf} = \frac{A_V}{1+\beta A_V}$ اگر A_V بسیار بزرگ باشد آن گاه :

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

با فرض اینکه V_0 حدود ۱۵ ولت است و جریان شاخهٔ خروجی در حالت ماکزیمم ۲۰ mA است ، در بدترین شرایط این جریان از R_F می گذرد و لذا محدودهٔ 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 MΩ باشد آن گاه R نیز کوچک و هم تراز با جریان ترمینال منفی می شود و در نتیجه نمی توانیم از تقریب صرفنظر کردن از جریان شاخهٔ ترمینال منفی ، استفاده کنیم.

پیاده‌سازی تقویت‌کننده معکوس‌کننده در یک op-Amp واقعی :



$$i = i_i + i_f \longrightarrow \frac{(V_i - V_-)}{R} = \frac{V_- - V_+^{\,0}}{R_i} + \frac{V_- - V_o}{R_F}$$

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

$$V_o = A_{OL}\,(V_+^{\,0} - V_-) + R_o \cdot i_f \longrightarrow \frac{V_- - V_o}{R_F}$$

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

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

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

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

۲) $R_i \gg R \longrightarrow R \parallel R_i = R$

۳) $A_{OL} \gg \longrightarrow A_V = \frac{-R_F}{R}$

چون $A_V = \frac{-R_F}{R}$ شد، پس در این تقویت‌کننده نیازی نیست که از روابط دقیق استفاده کنیم و می‌توانیم از تقریب استفاده بکنیم.

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

مثال عددی:

$A_{OL} = 100000$, $R_i = 1M\Omega$, $R_O = 25\Omega$

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

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

if $V_i = 1^V$ $\longrightarrow$ $V_O = -10^V$ $\longrightarrow$ $V_- = 10,25\ \underline{\underline{\mu V}} \simeq 0$

$i = \frac{V_- - V_+}{R_i}$ $\longrightarrow$ $i = 10,025\ \underline{\underline{pA}} \simeq 0$

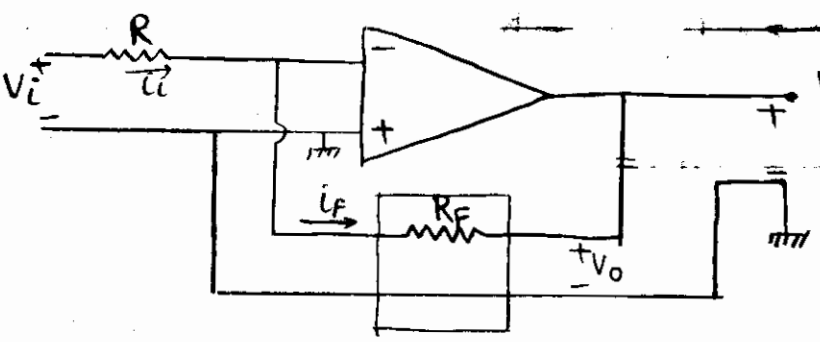
if $R = 1M\Omega$, $R_f = 10M\Omega$ $\longrightarrow$ $A_V = -9,998$

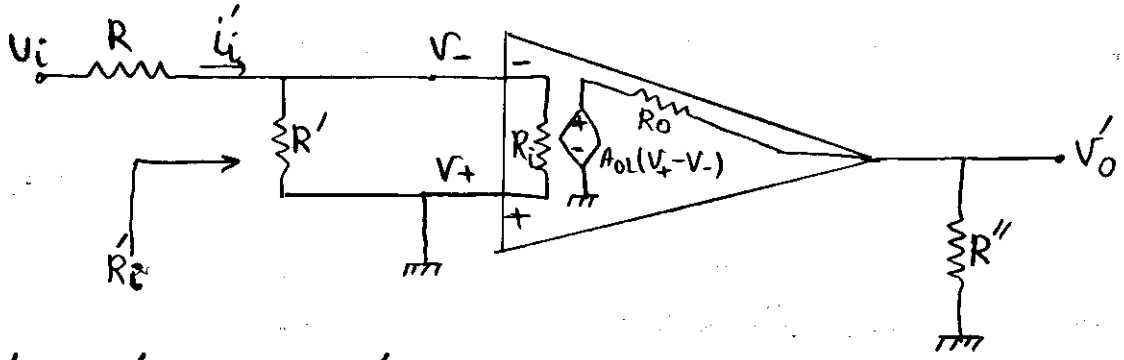
if $R = 10M\Omega$, $R_F = 100M\Omega$ $\longrightarrow$ $A_V = -9,989$

$\rightarrow V_- \simeq -10\ \mu V$

دو رابطهٔ بالا بیان می‌کند که حتی با امپدانس ورودی بالا نیز گین ولتاژی باز هم به ایده‌آل نزدیک است. امّا در این حالت زمین مجازی مدار به هم می‌خورد.

بررسی تقویت‌کننده معکوس‌کننده با استفاده از تحلیل فیدبک:





$$R'_m = \frac{V'_o}{i'_i} \quad , \quad i'_i = \frac{V_-}{R' \| R_i}$$

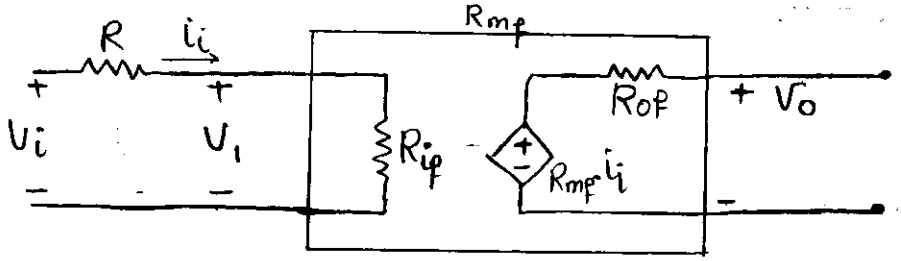
$$R_{mf} = \frac{R'_m}{1+\beta R'_m} \quad , \quad V'^{oc}_o = -A_{OL}(V_-) \times \frac{R''}{R''+R_o}$$

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

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

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

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



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

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

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

با توجه به A_V بالا می‌بینیم با A_V ای که قبلاً بدست آورده بودیم متفاوت است. دلیل این

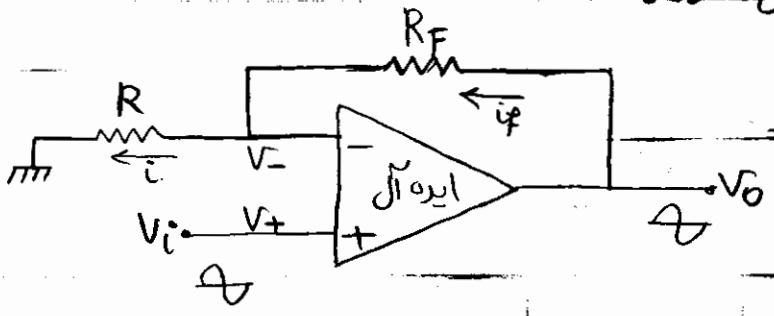
است که در این رابطه (رابطهٔ فیدبکی) اثر feed forward در فیدبک حذف شده است ولذا این رابطه تقریبی است و رابطهٔ A_V قبل دقیق‌تر خواهد بود. با اعمال تقریب در این رابطه :

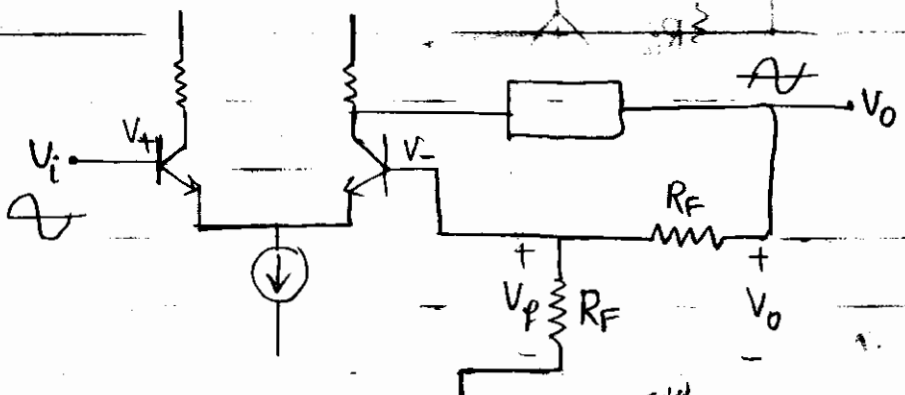
۱) $R_o \ll R_F \longrightarrow A_{Vf} = \frac{-R_F}{R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_F(1+R_F \| R_i)}{A_{OL} \cdot R(R \| R_i)}}$

۲) $R \ll R_i \ , \ R_F > R \equiv R_F = 10R$

۳) $A_{OL} \gg \longrightarrow A_{Vf} = \frac{-R_F}{R}$

تقویت‌کننده غیرمعکوس‌کننده :





در این حالت نیز فیدبک منفی و ولتاژ سری (ارلوج) خواهد بود. تفاوتی که با حالت قبل دارد این است که امپدانس ورودی افزایش می‌یابد و امپدانس خروجی کاهش می‌یابد.

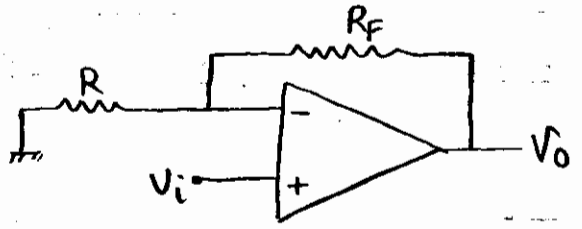
$$i = i_f \longrightarrow \frac{V_-}{R} = \frac{V_O - V_-}{R_F} \longrightarrow V_O = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) V_-$$

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

$$\longrightarrow V_- = \frac{\overbrace{-V_O}^{\text{معدود}}}{\underbrace{A_{F_-}}_{\infty}} + \cancel{V_+}^{V_i} \longrightarrow V_- = V_+ = V_i$$

در این حالت نیز ترمینال منفی زمین مجازی خواهد بود.

تقویت کننده غیرمعکوس کننده :

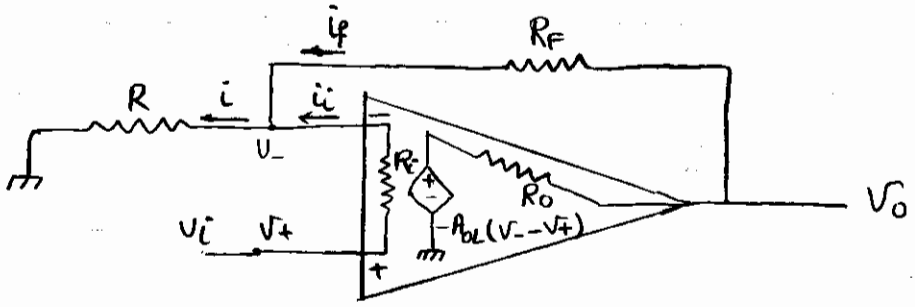


در حالت ایده آل :

$$A_{Vf} = \frac{V_0}{V_i} = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)$$

در حالت واقعی :

$R_i \gg$
$R_0 \ll$
$A_{OL} \gg$



$$i = i_i + i_f$$

$$\frac{V_-}{R} = \frac{V_0 - V_-}{R_F} + \frac{V_+ - V_-}{R_i} \quad (V_+ = V_i) \longrightarrow V_0 = -\frac{R_F}{R} V_i + \left(\frac{R_F}{R} + \frac{R_F}{R_i} + 1\right) V_-$$

$$V_0 = A_{OL}(V_+ - V_-) - R_0 \cdot i_f$$

$$\longrightarrow V_0 = A_{OL}(V_+ - V_-) - R_0 \cdot \frac{V_0 - V_-}{R_F}$$

$$\longrightarrow V_0 = \frac{A_{OL} \cdot R_F}{A_{OL} - R_F - R_0} V_i - \frac{R_F + R_0}{A_{OL} R_F + R_0} V_0$$

$$\longrightarrow A_{OL} = \frac{V_0}{V_i} = \left(1 + \frac{R_F}{R \| R_i}\right) \left[\frac{\frac{A_{OL} \cdot R_F}{A_{OL} \cdot R_F - R_0}}{1 + \left(1 + \frac{R_F}{R \| R_i}\right)\left(\frac{R_F + R_0}{A_{OL} \cdot R_F - R_0}\right)}\right]$$

$R_0 \ll R_F \longrightarrow$

$$A_{Vf} = \left(1 + \frac{R_F}{R \| R_i}\right)\left(\frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_F}{R \| R_i}\right)\frac{1}{A_{OL}}}\right)$$

$R \ll R_i \longrightarrow$

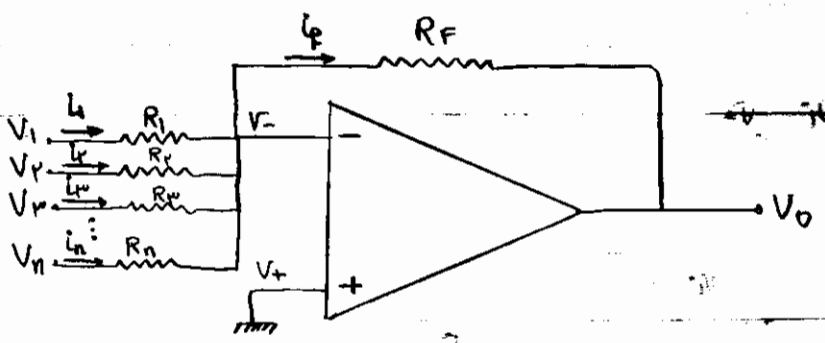
$$A_{Vf} = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)\left(\frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)\frac{1}{A_{OL}}}\right)$$

$A_{OL} \gg$ ~~خطا~~ $\longrightarrow$ $A_{Vf} = 1 + \frac{R_F}{R}$

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

الف - جمع کنندهٔ معکوس کننده :

$$V_0 = A_1 V_1 + A_2 V_2 + \cdots + A_n V_n$$

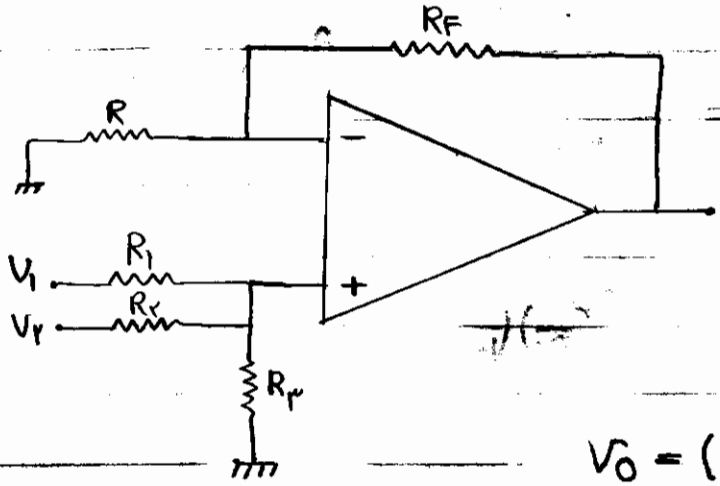


$$i_1 + i_2 + i_3 + \cdots + i_n = i_f$$

$$\longrightarrow \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \cdots + \frac{V_n}{R_n} = \frac{-V_0}{R_F}$$

$$\longrightarrow V_0 = -\frac{R_F}{R_1} V_1 - \frac{R_F}{R_2} V_2 - \frac{R_F}{R_3} V_3 - \cdots - \frac{R_F}{R_n} V_n$$

ب - جمع کنندهٔ غیرمعکوس کننده :



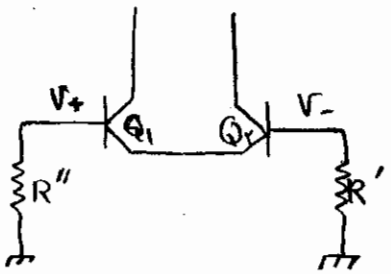
$$V_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) V_+$$

از اصل جمع آثار استفاده می‌کنیم :

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

اگر مقاومت R_3 نبود می‌خواستیم به فرض ضریب V_1 یعنی A_1 را تعیین کنیم در نتیجه R_1 و R_2 مقدار ثابتی پیدا می‌کردند و دیگر به راحتی نمی‌توانستیم ضرایب $A_2, A_3, \dots, A_n$ را به راحتی تعیین کنیم لذا R_3 را قرار می‌دهیم 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.



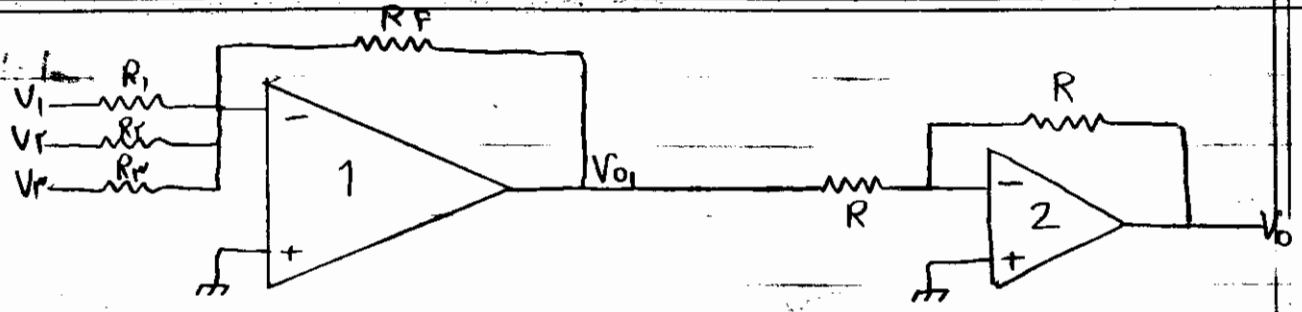
در نتیجه در Op-Amp باید رابطهٔ مقابل برقرار باشد :

$$R_- = R_+$$

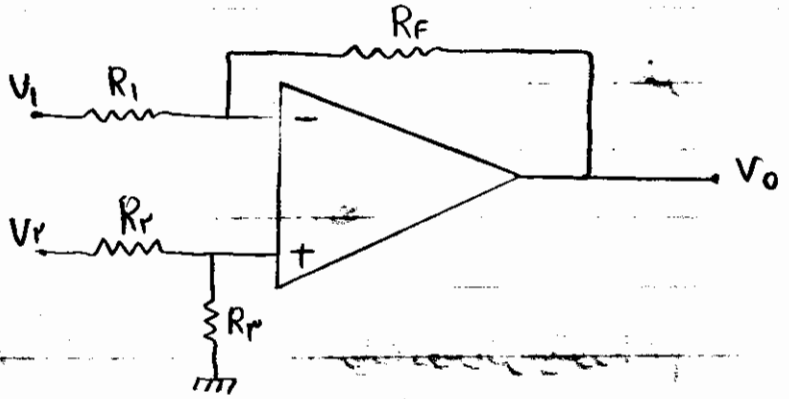
البته در اینجا ما این دلیل از رابطهٔ بالا استفاده می‌کنیم که برای تعیین مقاومتهای R_1, R_2, R_3 تعداد معادلهٔ کم داشتیم. اما مواقعی است که باید اجباراً از معادلهٔ بالا استفاده کنیم و آن وقتی است که گین بالا بوده و آفست خروجی داشته باشیم.

$$\longrightarrow \quad R \| R_F = R_1 \| R_2 \| R_3$$

البته روش راحت‌تر برای ساخت یک تقویت کنندهٔ غیر معکوس کننده (اگر محدودیت تعداد Op-Amp نداشته باشیم) بصورت زیر خواهد بود :



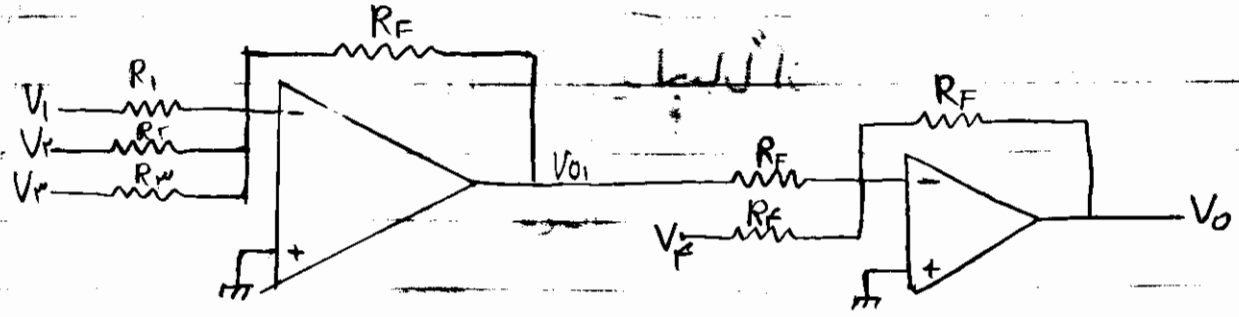
۴- تفریق‌کننده :



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

البته در اینجا نیز چون همان مشکلات تقویت کنندهٔ غیرمعکوس کننده در ترمینال مثبت وجود

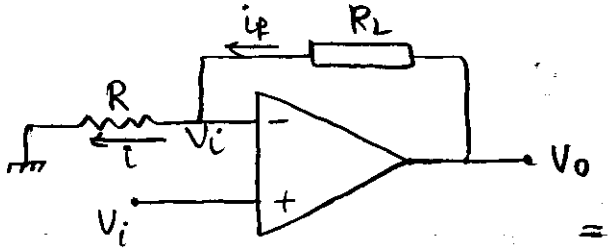
دارند اگر محدودیت تعداد Op - Amp نداشته باشیم ترکیب زیر استفاده می کنیم :



$$V_{O_2} = \frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 + \frac{R_F}{R_3} V_3 \left(-\frac{R_F}{R_F}\right) V_4$$

۵- مبدل ها :

الف- مبدل ولتاژ به جریان : مبدل زیر یک مبدل ولتاژ به جریان است و جریان ناستقل

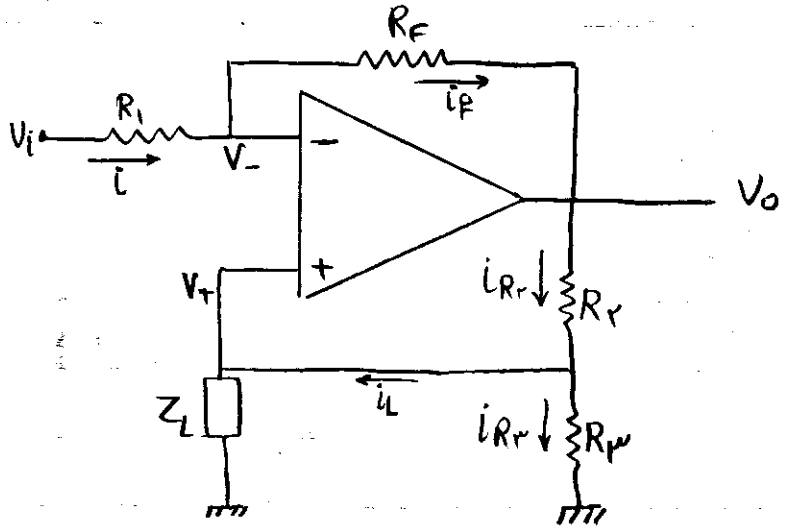


ازمقدار R_L است.

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

درتقویت کننده بالا سرمثبت Float (شناور) است. درتقویت کننده زیر این امرنیز

حل می شود :



$$i = i_f \longrightarrow \frac{V_i - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_o}{R_F}$$

$$\longrightarrow V_o = -\frac{R_F}{R_1} V_i + \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_- \quad (1)$$

$$i_{R_2} = i_{R_3} + i_L \longrightarrow \frac{V_o - V_+}{R_2} = \frac{V_+}{R_3} + i_L$$

$$\longrightarrow V_o = R_2 i_L + \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_+ \quad (2)$$

فرض اولیه $V_- = V_+$ راداریم ودرنتیجه :

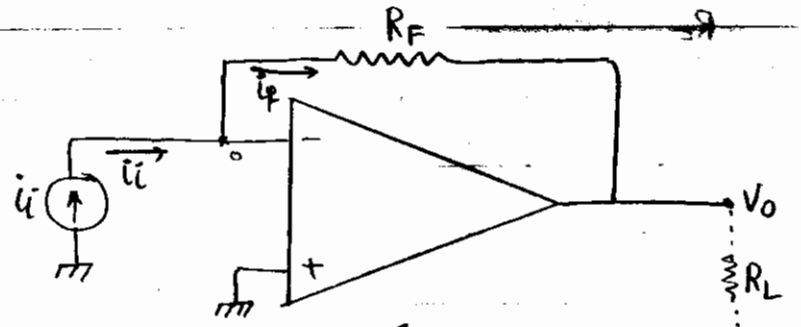
$$\xrightarrow{①,②} \quad \frac{-R_F}{R_1} V_i + \left(1+\frac{R_F}{R_1}\right) V_- = R_2 i_L + \left(1+\frac{R_2}{R_3}\right) V_+$$

$$\text{if} \quad \frac{R_F}{R_1} = \frac{R_2}{R_3} \longrightarrow \quad \frac{-R_F}{R_1} V_i = R_2 i_L$$

$$\longrightarrow \quad \frac{-R_2}{R_3} V_i = R_2 i_L$$

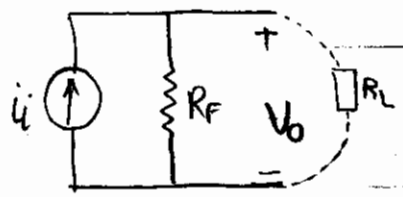
$$\longrightarrow \quad i_L = \frac{-V_i}{R_3}$$

ب- مبدل جریان به ولتاژ :



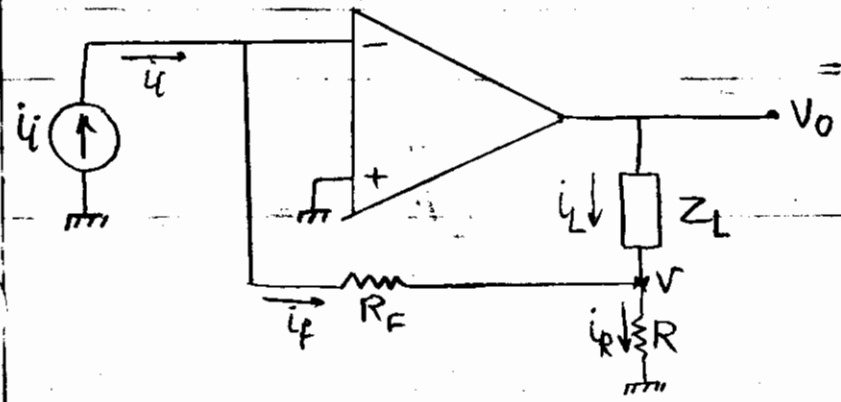
$$V_o = -i_i \cdot R_F$$

تقویت کنندهٔ بالا یک مبدل جریان به ولتاژ است. البته ترکیب زیر نیز شاید به عنوان یک مبدل جریان به ولتاژ مطرح شود اما ایراد بزرگ



آن این است که با وصل کردن بار R_L اثر بارگذاری خواهیم داشت.

ج- مبدل جریان به جریان :



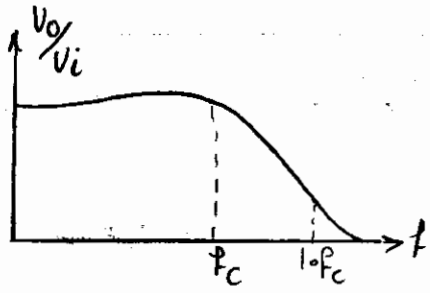
$$-i_F + i_R = i_L \longrightarrow i_L = -i_i + \frac{V}{R}$$

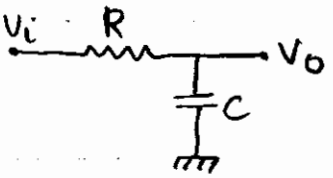
$$\longrightarrow i_L = -i_i - \frac{i_F \cdot R_F}{R}$$

$$\longrightarrow i_L = -i_i \left(1 + \frac{R_F}{R}\right)$$

<- مبدل ولتاژ به ولتاژ: که همان تقویت کننده های قسمتهای معکوس کننده و... بود.

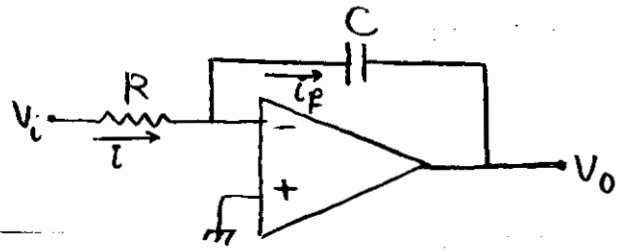
۶- کاربرد فیلتری:





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- انتگراتور:



$$i = i_f \longrightarrow \frac{V_i}{R} = -C\frac{dV_o}{dt}$$

$$\longrightarrow V_o = -\frac{1}{RC}\int V_i \cdot dt$$

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 : $\frac{1}{s}$

$$V_o = -\frac{Z_F}{Z_i} V_i \longrightarrow V_o = -\frac{1/Cs}{R} V_i \longrightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{-1}{RCs}$$

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

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

مشاهده می کنیم که فرکانس قطع انتگرالتور صفر است ولی فیلتر RC پائین گذر دارای فرکانس قطع غیر صفر است.

در حوزهٔ فرکانس :

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

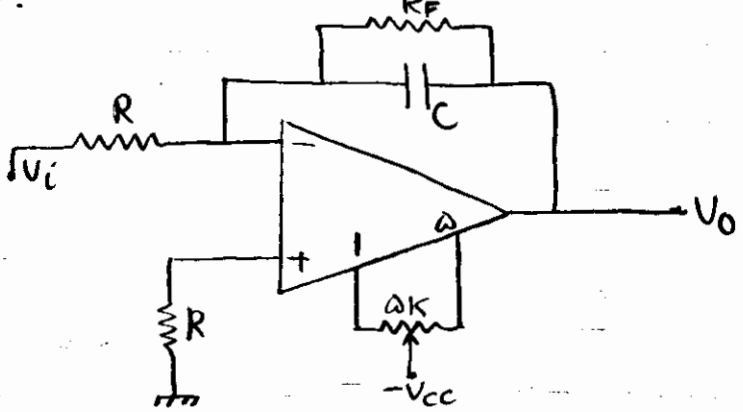
مدار انتگرالتور بالا کار نمی کند چون در فرکانس صفر $\frac{V_o}{V_i}$ بسیار بزرگ شده یعنی گین بالا می رود و مسئلهٔ آفست خروجی مطرح می شود. لذا باید مقاومتهای دو ترمینال را برابر کنیم (با ورودی صفر) پس از یک مقاومت R (بین پین های او ۵) و یک پتانسیومتر در ترمینال مثبت استفاده می کنیم و با تغییر آن آفست خروجی را صفر می کنیم.

۱ ! باز هم مدار بالا در حد یک ثانیه کار می کند. چون با آمدن ورودی V_i مسئلهٔ Drift مطرح می شود. یعنی با تغییرات دما، تغییر جریان یا ولتاژ آفست را خواهیم داشت.

اگر دقت ایده آل بودن انتگرالتور 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 دو سر خازن 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.

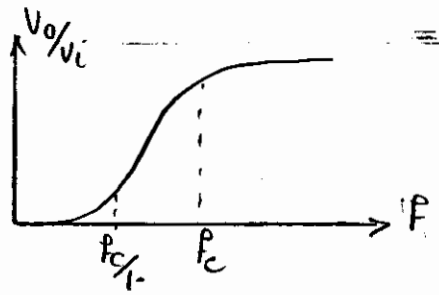


$$\longrightarrow V_o = -\frac{\frac{1}{CS} \parallel R_F}{R} V_i \longrightarrow \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_F \cdot CS}{(R \cdot R_F \cdot CS + 1)}$$

نشان دهنده ازبین رفتن ایده آلی

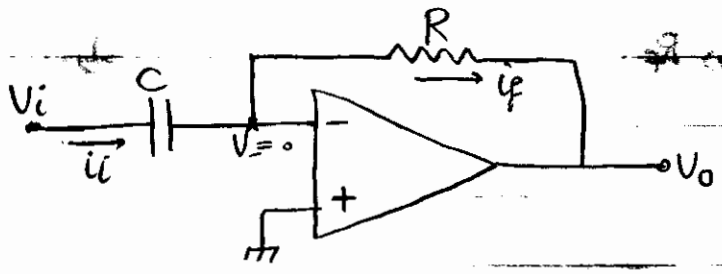
هرچه مقدار R_F بیشتر باشد انگراتور ایده آل تر خواهد بود معمولاً در عمل مقاومتهای در حد چند صد کیلو اهم یا مگا مناسب خواهند بود.

۲- مشتق گیر:



در یک فیلتر RC بالا گذر نیز اگر f ورودی از $\frac{f_c}{10}$ کمتر باشد مدار به عنوان یک مشتق گیر عمل می کند. برای ساخت یک مشتق گیر ایده آل از op-Amp استفاده

می‌کنیم:



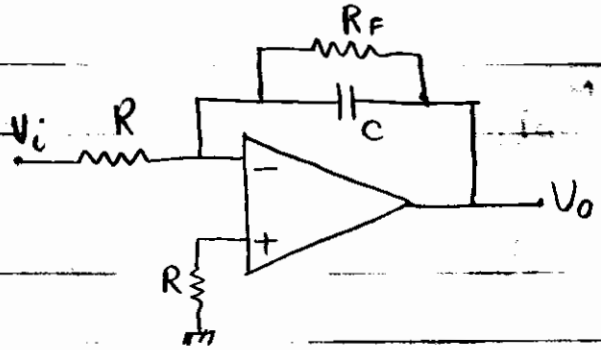
$$i_i = i_f \longrightarrow C\frac{dv_i}{dt} = \frac{-V_o}{R} \longrightarrow V_o = -RC\frac{dv_i}{dt}$$

در مدار مشتق‌گیر بالا دیگر مسائل آفست مطرح نمی‌شود چون در خازن آفست صفر گین مدار به صفر میل می‌کند و آفست خروجی نخواهیم داشت:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-Z_F}{Z_i} \longrightarrow \frac{V_o}{V_i} = -RCS \quad (S \to j\omega)$$

با ایده گرفتن از انتگرالتور و مشتق‌گیر یک فیلتر پائین گذر را طراحی می‌کنیم:

فیلتر پائین گذر:



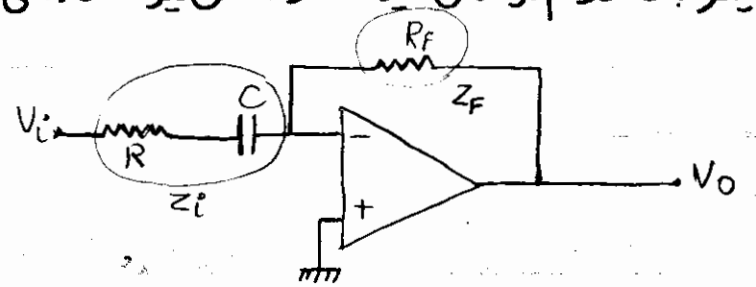
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-Z_F}{Z_i} \longrightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_F}{R} \times \frac{1}{1 + S \cdot R_F C}$$

این نوع فیلترها، فیلترهای اکتیو 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 رابطهٔ 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 با رابطهٔ $P_o = \frac{1}{2} P_{o\,max}$ که در این حالت $\left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_F}{R}$

فرکانس قطع $f_C = \frac{1}{R_F \cdot C \cdot 2\pi}$

فیلتر بالاگذر: برای فیلتر بالاگذر هم از همان ایدهٔ مدار مشتق‌گیر استفاده می‌کنیم:



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

در فرکانسهای بالا گین را می‌کنیم و در فرکانسهای پائین گین صفر خواهد بود.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_F}{Z_i} = \frac{-R_F}{R + \frac{1}{CS}} = \left(\frac{-R_F}{R}\right) \frac{1}{1 + \frac{1}{RCS}}$$

گین

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

به دست آوردن روابط بالا از راه مقابل نیز امکان پذیر است: $i = i_F$

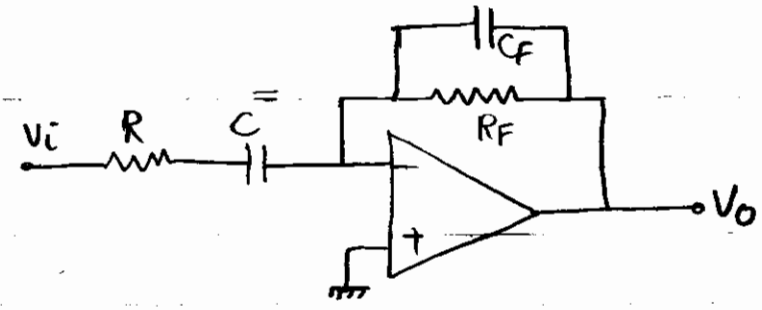
$$\longrightarrow \quad \frac{V_i}{R + \frac{1}{CS}} = \frac{-V_o}{R_F}$$

برای پیدا کردن فرکانس قطع به صورت زیر عمل می‌کنیم:

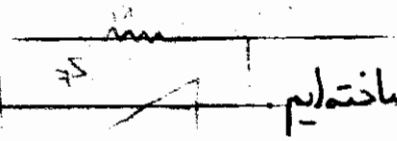
$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \left|\frac{V_o}{V_i}\right|_{max} = \frac{R_F}{\sqrt{2}R} \longrightarrow f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

فیلترمیان گذر:

اگر یک خازن C_F موازی با R_F قراردهیم، یک فیلتر بالاگذر ویک فیلترپائین گذر خواهیم داشت:

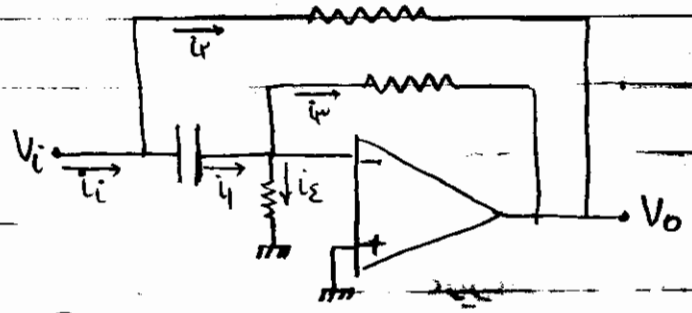


اگر المان های مدار مناسب انتخاب شوند به طوریکه $f_L < f_H$ باشد در آن صورت یک فیلترمیان گذر ساخته ایم.

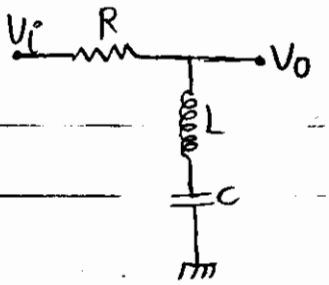


همچنین با انتخاب مناسب المان ها می توان فیلترهای میان نگذر و یا همه گذر را ساخت. کاربرد فیلترهمه گذر درتنظیم فاز خواهدبود.

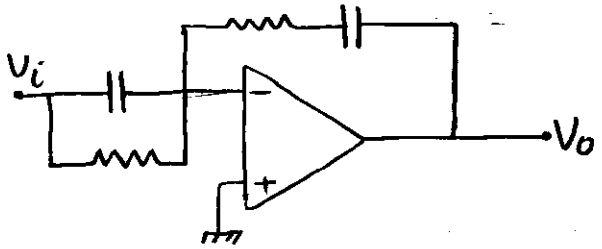
درتحلیل فیلترها وقتی می توان از روش اول یعنی انتخاب Z_F و Z_i استفاده کرد که Z_F و Z_i مجزا ازهم وجود داشته باشند درغیراینصورت از روش دوم یعنی روش جریانی استفاده می کنیم مانند فیلتر زیر.



درشکل زیر یک فیلترمیان نگذر با المان های R و L و C نشان داده شده است. درفرکانس تشدید $V_o = 0$.



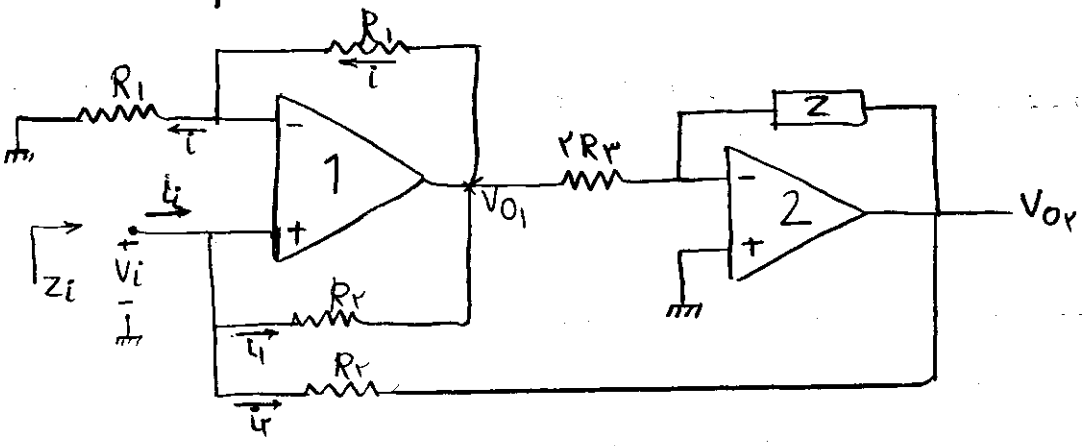
فیلترمیان‌نگذر:



روابط را برای مدار بالا بیابید.

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

با استفاده از فیدبک مثبت در ترمینال مثبت، این مدار را طراحی می‌کنیم:



$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} \quad , \quad V_{O_1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_1}\right) V_i = 2V_i$$

$$i_1 = \frac{V_i - V_{O_1}}{R_2} = \frac{V_i - 2V_i}{R_2} = \frac{-V_i}{R_2} \quad , \quad i_i = i_1 + i_2$$

مقاومت R_2 بین V_{O_2} و V_i صرفاً به عنوان یک بار می‌تواند تلقی شود و V_{O_2} را تغییر نمی‌دهد.

یعنی اگر خروجی یک Op-Amp را به یک بار که سر دیگر آن به منبع متصل است، وصل کنیم خروجی Op-Amp تغییر نمی‌کند.

$$V_{O_2} = V_{O_1}\left(\frac{-Z}{2R_3}\right) = 2V_i\left(\frac{-Z}{2R_3}\right) = -\frac{V_i Z}{R_3}$$

$$i_2 = \frac{V_i - V_{o2}}{R_2} = \frac{V_i + V_i \frac{Z}{R_3}}{R_2} = \frac{V_i}{R_2} + \frac{V_i \cdot Z}{R_2 \cdot R_3}$$

$$i_i = i_1 + i_2 = \frac{-V_i}{R_2} + \frac{V_i}{R_2} + \frac{V_i \cdot Z}{R_2 R_3} = \frac{V_i \cdot Z}{R_2 R_3}$$

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{V_i}{\frac{V_i \cdot Z}{R_2 R_3}} \longrightarrow Z_i = \frac{R_2 R_3}{Z}$$

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

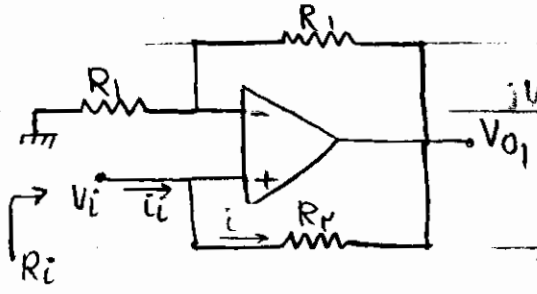
$$Z = \frac{1}{jC\omega}$$

$$\longrightarrow Z_i = jR_2 R_3 C\omega \longrightarrow \boxed{L = R_2 R_3 C}$$

و اگر به جای Z یک سلف داشته باشیم در ورودی خازن دیده می‌شود (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 می‌شود.

NIC : Negative Impedance Convertor در این مدار امپدانس ورودی منفی خواهد بود.

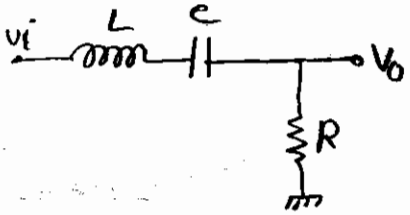


$$R_i = \frac{V_i}{i_i} \longrightarrow V_{o1} = 2V_i = \left(1 + \frac{R_1}{R_1}\right) V_i$$

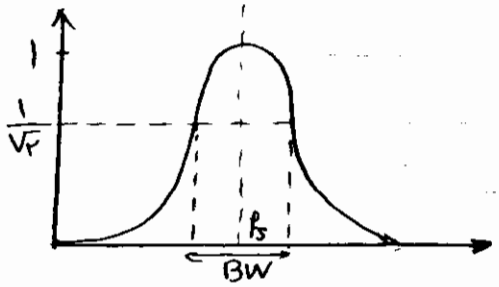
$$i_i = i = \frac{V_i - V_{o1}}{R_2} = \frac{V_i - 2V_i}{R_2} = \frac{-V_i}{R_2}$$

$$\longrightarrow R_i = -R_2$$

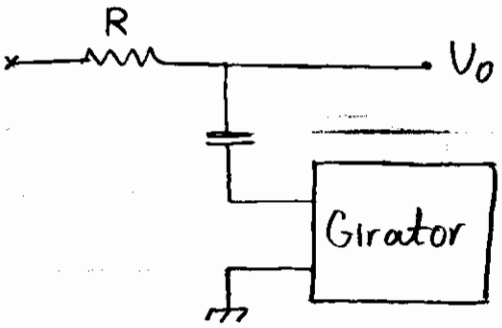
در مدار RLC مقابل مشخصه فرکانسی تلفات



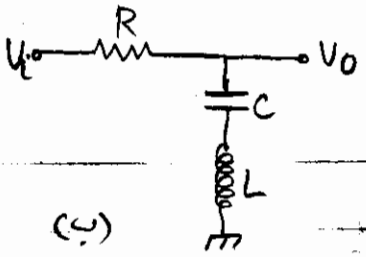
به صورت زیر است :



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 صفر می 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 :



(ب)