Subject
Date

الکترونیک 3 — دکتر حسین مروی

سرفصل های درس:

1- معرفی مدل های مختلف ترانزیستور (S, Z, Y, h, π)، بررسی مدار معادل هر کدام برای ترانزیستورهای Bjt، Mosfet و jFET

2- پاسخ فرکانسی تقویت کننده های یک طبقه و چند طبقه برای فرکانس های پایین و فرکانس های بالا

3- تقویت کننده های قدرت در کلاس های A، B و AB

4- تحلیل و بررسی مدار داخلی تقویت کننده عملیاتی و آشنایی با مشخصه ها و بررسی کلی پاسخ فرکانسی

5- پاسخ فرکانسی تقویت کننده های فیدبک شده، پایداری و جبران سازی فرکانسی تقویت کننده ها، مدارهای جبران ساز، GM، PM و مکان هندسی ریشه ها

6- بررسی اجمالی انواع اسیلاتورهای سینوسی

* میان ترم حذفی نیست.

P4PCO

Subject
Date

منابع درس:

1 design of Analog cmos Integrated circuits

by B. Razavi

2 microelectronics circuits by sedra ; 2010

3 Fundumental of microelectronics by B. Razavi

4 Analysis and design of Analog Integrated

circuits by Gray & meyer

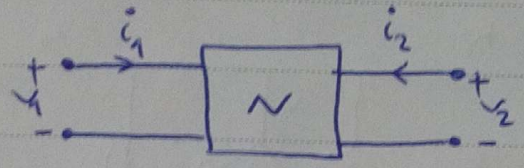
* حل تمرین سری ها برگزار می گردد.

* مزمانس متصل مزمانسی است که در آن مزمانس توان منفعل گردد. (مبران یا دوتاک $\frac{\sqrt{2}}{2}$ می‌شود)

Subject
Date

فصل اول مدل‌های مختلف سیگنال کوچک ترانزیستور

دو یک دوقطبی شش مدل برای توصیف داریم:

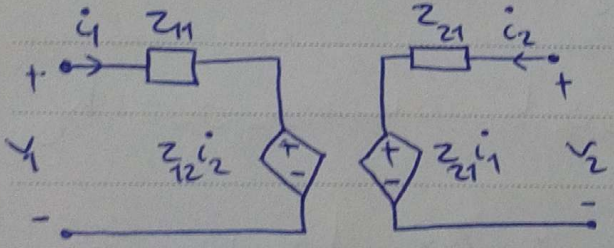


مدل‌های z، y، h، g، T و T'.

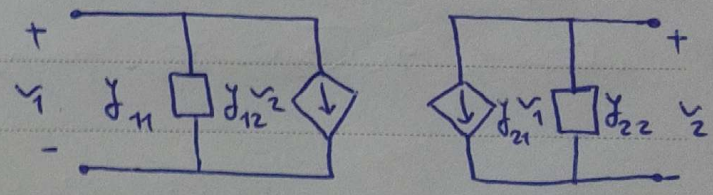
در مدل T ورودی‌ها برحسب متغیرهای خروجی و در مدل T' خروجی‌ها برحسب متغیرهای ورودی بیان شده.

* $\begin{cases} v_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2 \\ v_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2 \end{cases} \rightarrow$ مدل امپدانس (z) $z = y^{-1}$

* $\begin{cases} i_1 = y_{11} v_1 + y_{12} v_2 \\ i_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2 \end{cases} \rightarrow$ مدل ادمیتانس (y)



مدل z



مدل y

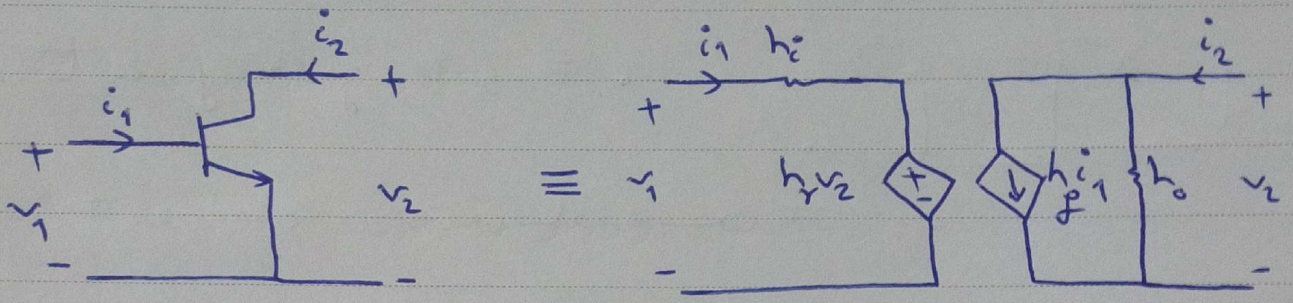
* $\begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases} \rightarrow$ مدل هیبرید (h) $h = g^{-1}$

* $\begin{cases} v_1 = T_{11} i_2 + T_{12} v_2 \\ i_1 = T_{21} i_2 + T_{22} v_2 \end{cases} \rightarrow$ مدل T $T = T'^{-1}$

PAPCO

Subject
Date

* در مدارهای پایین مقادیر z و h و y و ... عدد حقیقی می باشند ولی در فرکانس های بالا همین مقادیر مختلط خواهند شد.



$$\begin{cases} v_1 = h_i \cdot i_1 + h_r v_2 \\ i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \end{cases} \xrightarrow{\text{در آرایش CE}} \begin{cases} v_1 = h_{ie} i_1 + h_{re} v_2 \\ i_2 = h_{fe} i_1 + h_{oe} v_2 \end{cases}$$

در آرایش ها مختلف این پسوند تغییر می کند

$h_{ie} = r_\pi = \beta_0 \frac{V_T}{I_C}$ ← در فرکانس های میانی ، $h_{fe} = \beta$ ، $h_{oe} = \frac{1}{r_o}$

h_{re} در ترانزیستورها تقریباً برابر صفر است . برای نمایش آن از r_μ استفاده می شود که برابر با $r_\mu = \beta r_o$ و مقدار آن خیلی بزرگ است.

* به دلیل بالا بودن مقدار r_o می توان آنرا صرفنظر کرد.

• باندهای فرکانسی به صورت زیر تعریف می شوند :

ELF : Extremely low frequency 30-300 Hz ← h

VF: voice frequency 300 Hz - 3 kHz

PAPCO

Subject
Date

VLF : very low frequency $3-30^{kHz}$

LF : Low frequency $30-300^{k}$

MF: medume frequency $300^{k}-3^{MHz}$ ← h

HF : High frequency $3^{M}-30^{MHz}$ ← π

VHF: very high frequeng $30^{M}-300^{MHz}$ ← γ

UHF: ultra high frequency $300^{M}-3^{G}$ ← S^{-1}

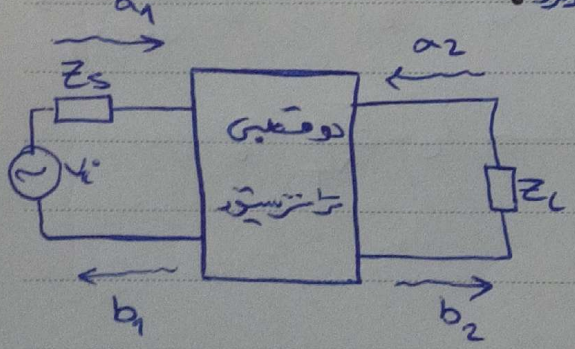
SHF: super high frequency $3^{G}-30^{GHz}$

EHF: Extra high frequency $30^{G}-300^{GHz}$

* به دلیل اینکه در مرزهای سن ها با احتمال بازمعنی ندارد لذا سیدا کردن مدار معادل Z برای ترانزیستور

در مرزهای سن ها باید وجود ندارد • هنگامی که دو سیم احتمال باز در مرزهای سن ها باید مدار کوتاه میشند

یک منرسته و کیرنده عمل می کند لذا احتمال باز معنی ندارد •



* مدار خروجی مداری است که بزرگترین ملول مدار

در آن از ملول موج کوچکتر باشد • در صورتی که

Subject
Date

مدار تشدید باشد تواین مالکسول به KVL و KCL تبدیل می‌گردد. تمام مدارات

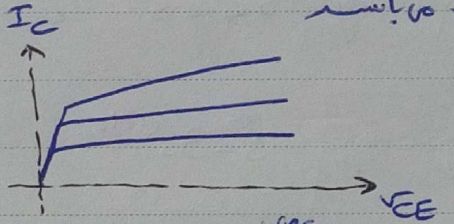
مورد بررسی متشکل هستند ولی در صورتی که در مدار فرکانس اشتراکی باید در اینصورت مدار

او متشکل بودن خارج می‌شود و KVL و KCL برقرار نیستند و به جای جریان و ولتاژ، موج

جریان و موج ولتاژ داریم و برای مدل سازی ترانزیستور از پارامترهای S استفاده می‌شود.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad , \quad b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad , \quad S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$ پراکندگی

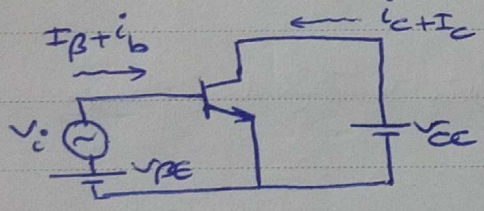
این ضرایب به صورت اعداد مختلط می‌باشند



$$i_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

مدار معادل π:

با در نظر گرفتن اثر ولتاژ $\rightarrow I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$



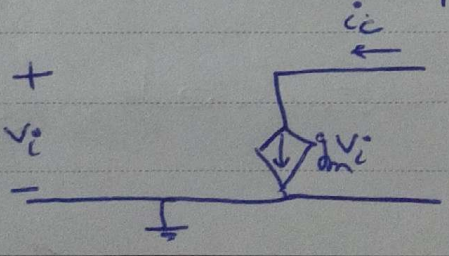
$V_{BE} = V_{BE} + V_i$ ← کل ، i_c ← ac

$$i_c = I_C e^{\frac{V_i + V_{BE}}{V_T}} \longrightarrow$$

$$i_c = I_S e^{\frac{V_i}{V_T}} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \xrightarrow[e^x]{\text{بسط}} i_c = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}\left(1 + \frac{V_i}{V_T} + \frac{V_i^2}{2V_T^2} + \cdots\right) \xrightarrow[V_i \ll V_T]{\text{با صرف}}$$

$$I_C + i_c = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \times \frac{V_i}{V_T} \longrightarrow i_c = \frac{I_C}{V_T} V_i$$

g_m



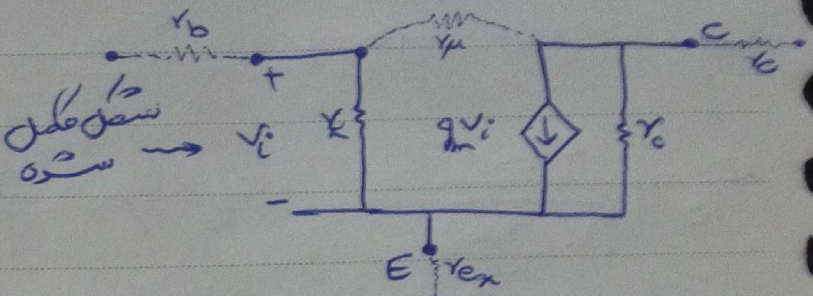
PdPCO

Subject
Date

$r_\pi = h_{be}$ ، $r_o = h_{oe}^{-1}$ ، $r_\mu = h_{re}$

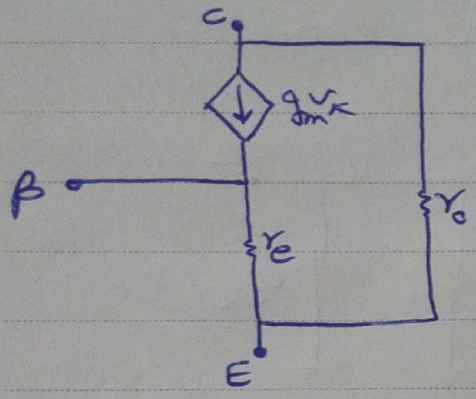
$$r_\pi = \frac{v_i}{i_b} = \frac{\beta v_i}{i_c} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

$$r_o = \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_c} = \frac{v_{ce}}{i_c} = \frac{V_A}{I_C}$$



نسل کامل شده

* برای ترانزیستور در مدار معادل دینامیکی به نام مدار معادل T نیز به کار می‌رود که این مدار معادل،



مدار معادل مربوط به دو قطبی‌هاست.

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} \quad , \quad r_\mu = \beta r_o$$

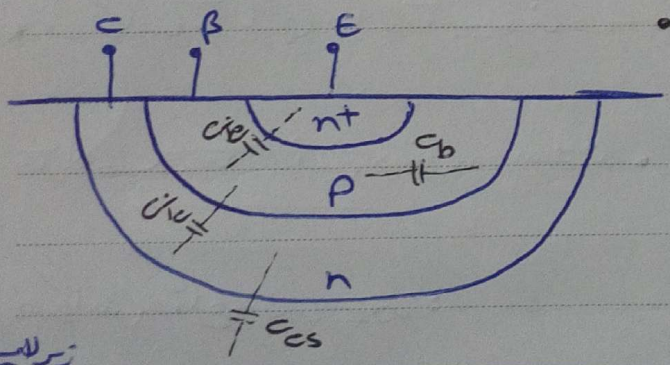
مقاومت نیمه‌هادی بین — صفحه نیمه‌هادی کلکتور

$$50\,\Omega < r_b < 500\,\Omega \quad , \quad 50\,\Omega < r_c < 500\,\Omega$$

$$1\,\Omega < r_{ex} < 3\,\Omega \rightarrow$$ مقاومت ترانزیستورهای قدرت مهم است

مدار معادل π در مرز کاستی‌های بالا: دو دسته خازن در کاستی‌های بالا به مدار معادل اضافه

خوانده شد: خازن سقوطی و خازن دیفوزیونی.



* خازن‌های سقوطی یا انتشاری در اثر تجمع حامل‌ها

جریان وارد شده لامپ به بیس هر چه بودی اگید.

زیر لایه

C_b (base charging capa.) هر چقدر جریان بیس کم باشد این خازن مقدار کمتری دارد.

$C_F \rightarrow$ زمان گذر بیس $\quad C_b = g_m C_F = \frac{I_C}{V_T} C_F$

$$C_F = \begin{cases} 0.1 - 1\,ns & npn \\ 2 - 4\,ns & pnp \end{cases}$$

PARCO

Subject
Date

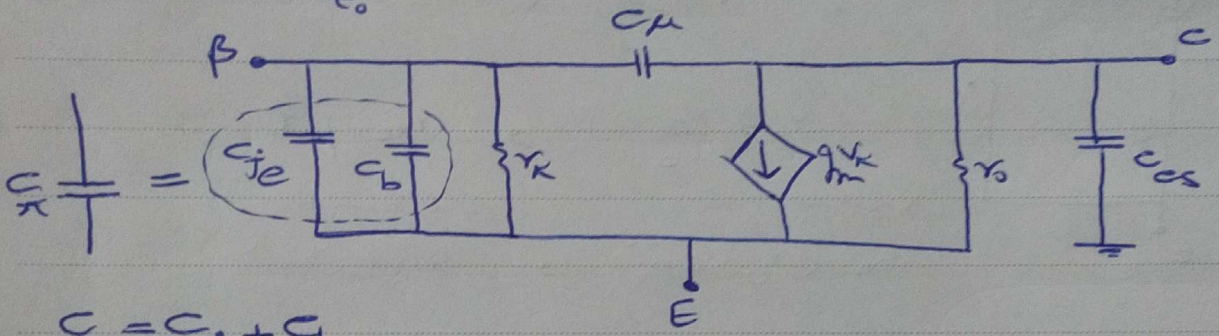
مقدار خازن وقتی ولتاژ صفر $0.2\,pF < C_{j_0} < 1\,pF$

$$C_J \text{ (junction capa.)} = \frac{C_{j_0}}{\sqrt[n]{1-\frac{V}{t_0}}} \quad , \quad t_0 = V_T \ln \frac{NAND}{n_i^2} = \begin{cases} 0.7 & ; BE \\ 0.6 & ; BC \end{cases}$$

$n_i = 1.5 \times 10^{23}$

$$C_{je} = \frac{C_{je0}}{\sqrt[3]{1-\frac{|V_{BE}|}{t_0}}} \qquad C_{jc} = C_\mu = \frac{C_{jc0}}{\sqrt{1-\frac{-|V_{BC}|}{t_0}}}$$

$$C_{cs} = \frac{C_{cs0}}{\sqrt{1+\frac{V_{cs}}{t_0}}} \rightarrow \text{collector_substrate capacitor}$$

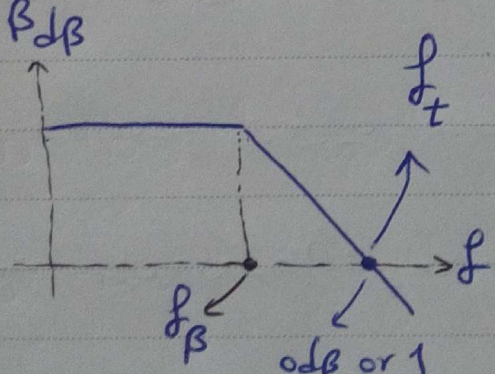


$$C_\pi = C_{je} + C_b$$

* خازن هرچه کوچیکتر باشه ترانزیستورهای بالاتر مشکل ساز میشه. این خازن‌ها کوچیک ترانزیستورهای پایین وجود دارند و اتصال باز هستند.

* در ترانزیستورهای پایین خازن‌ها بیرون و ترانزیستورهای بالا خازن‌ها داخلی دخیل هستند.

$$X_C = \frac{1}{sC} \quad \begin{matrix} \text{کوچک} \rightarrow \text{بزرگ} \\ \text{بزرگ} \rightarrow \text{کوچک} \\ \text{متوسط} \rightarrow \text{بزرگ یا} \end{matrix}$$



ترانزیستور مقطع ترانزیستور:

ترانزیستور مقطع ترانزیستوری است که β یک ترانزیستور در این f_t به مقدار 1 یا 0dB برسد.

در این CE و S_0C : مقدار اتصال کوتاه خازن

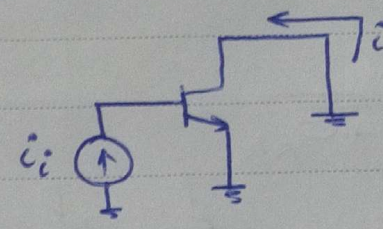
PdPCO

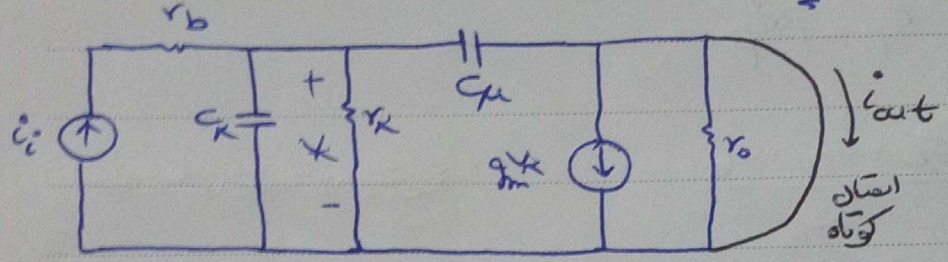
Subject
Date

* هرچی مخرج کسر قطع بالاتر باشه مدار سریع تر است.

رگین میرل وابسته به مخرج کسر

$$\beta(s) = \frac{i_o(s)}{i_i(s)} = \frac{i_o(j\omega)}{i_i(j\omega)}$$





$$V_\pi(s) = \left[r_\pi \parallel \frac{1}{s(C_\mu + C_\pi)}\right] I_i(s) = \frac{r_\pi}{1 + r_\pi(C_\pi + C_\mu)} I_i(s) \quad (1)$$

$$I_o(s) = g_m V_\pi - sC_\mu V_\pi \quad (2)$$

چون مقدار کوچکی است صرفنظر می‌شود

(1) تقسیم (2) بر

$$\beta(s) = \frac{\beta_0 = (g_m r_\pi)}{1 + r_\pi(C_\mu + C_\pi)s} = \frac{\beta_0}{1 + \frac{\beta_0}{g_m}(C_\mu + C_\pi)s}$$

در فرکانس‌های کم $\beta(s) = \beta_0$ ، در فرکانس‌های زیاد $\beta(s) = \frac{g_m}{(C_\pi + C_\mu)s}$

$$|\beta(s)| = 1 \xrightarrow[s = j\omega_T]{} (C_\mu + C_\pi)\omega_T = g_m \longrightarrow \omega_T = \frac{g_m}{C_\mu + C_\pi}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\mu + C_\pi)}$$

* اگر در رابطه $\frac{s}{z}$ اثر صفر را در $\beta(s)$ یک صفر در صورت مشاهده می‌شد.

$$\beta(s) = \frac{\beta_0\left(1 - \frac{sC_\mu}{g_m}\right)}{1 + sr_\pi(C_\mu + C_\pi)} \quad , \quad \left\{ z = \frac{g_m}{C_\mu} \right. \rightarrow \text{صفر در فرکانس‌های خیلی بالا خنثی شده}$$

Subject
Date

* محاسبه فرکانس قطع (پهنای باند) مقاومتی جهت $\beta(s)$ به دست می‌آید.

$$\omega_\beta = \frac{g_m}{\beta_0(C_\mu + C_\pi)} \longrightarrow f_\beta = \frac{g_m}{2\pi\beta_0(C_\mu + C_\pi)}$$

$$f_T = \beta f_\beta$$

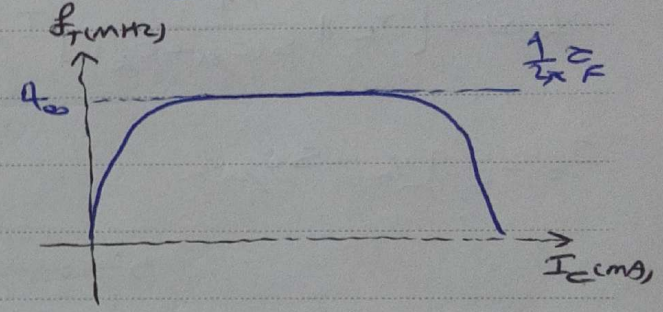
ثابت زمانی ترانزیستور:

$$\tau_T = \frac{1}{\omega_T} = \frac{C_\mu + C_\pi}{g_m} = \frac{C_\mu + C_{je} + C_b}{g_m}$$

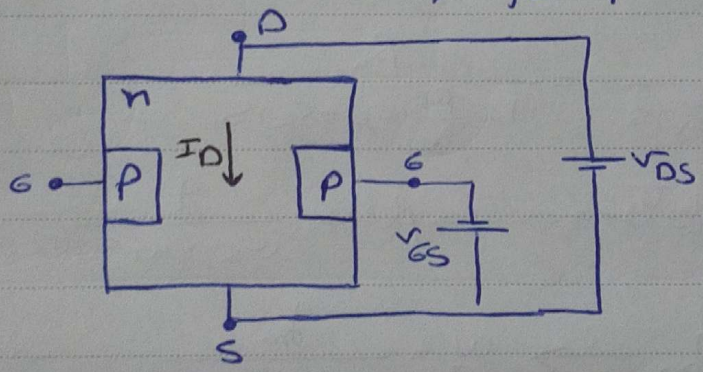
$$\tau_T = \tau_F + \frac{C_{je} + C_\mu}{g_m} \longrightarrow \tau_T = \tau_F + \frac{V_I}{I_C}(C_\mu + C_{je})$$

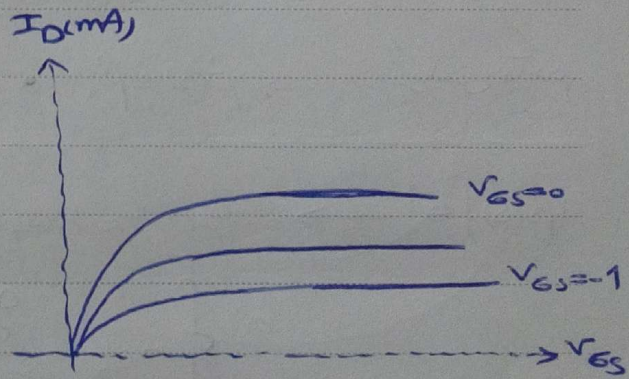
if $I_C \uparrow \longrightarrow \omega_T = \frac{1}{\tau_F}$

if $I_C \downarrow \longrightarrow \omega_T = \frac{I_C}{(C_\mu + C_{je})V_T}$



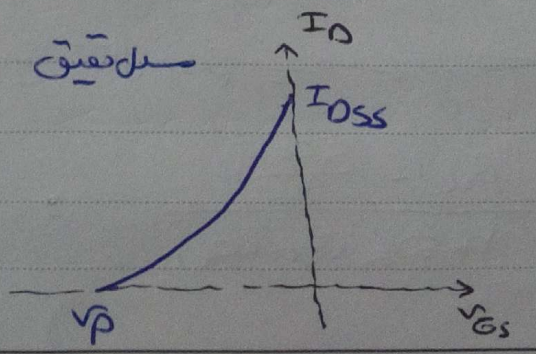
مدار معادل FET در فرکانس‌های بالا:





$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$ مدل تقریبی و کلاسیکی

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2(1 + \lambda V_{DS})$$ مدل دقیق



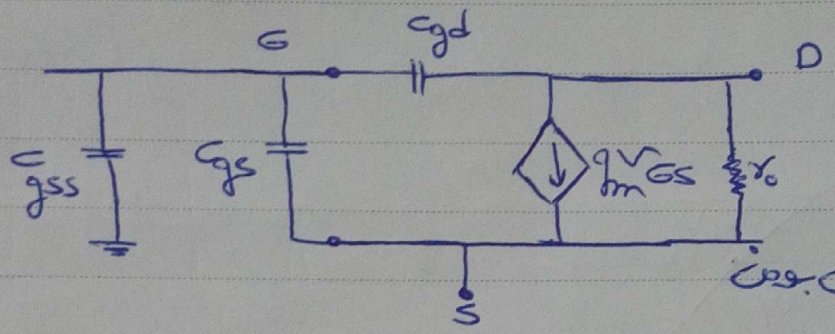
PAPCO

Subject
Date

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{V_p}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right) \quad , \quad \frac{1}{r_o} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

$$\longrightarrow r_o \simeq \frac{1}{\lambda I_D} \quad , \quad I_D = I_{DSS}\left(1-2\frac{V_{GS}}{V_p}+\left(\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2\right) \xrightarrow[V_{GS}=v_{gs}+V_{GS}]{I_D=i_d+I_D}$$

مرتفعه



$$i_d \simeq g_m V_{GS}$$

شرط خطی بودن $\longrightarrow V_{GS} \ll V_p$

* رنج خطی بودن ترانزیستورهای FET از ترانزیستورهای BJT بیشتر است چون مقدار V_p معمولاً از V_T بیشتر است. در مدارهای بالا علاوه بر این المان‌ها خازن‌های پیوندی اضافه می‌شود.

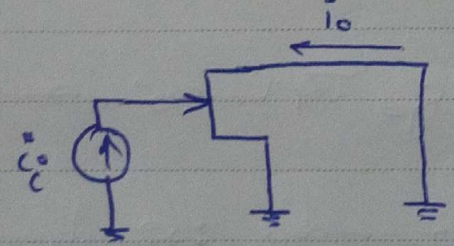
$$C_{gs} = \frac{C_{gs_0}}{\left(1+\frac{V_{GS}}{t_0}\right)^{\frac{1}{3}}} \qquad t_0 = V_T \ln\frac{N_A N_D}{N_i^2}$$

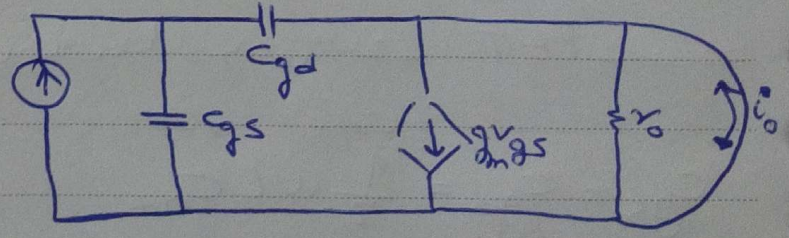
$$C_{gd} = \frac{C_{gd_0}}{\left(1+\frac{V_{GD}}{t_0}\right)^{\frac{1}{3}}}$$

* کین جبران برای MOSFET و FET در مدارهای

میانی تعریف می‌شود ($I_{in}=0$)، اما در مدارهای با خازن C_{gs} در مدار متر

می‌گیرد و جبرانی نمودی تشکیل می‌شود و کین جبران تعریف می‌گردد.





$$\beta(s) = \frac{I_{o(s)}}{I_{i(s)}} = ?$$

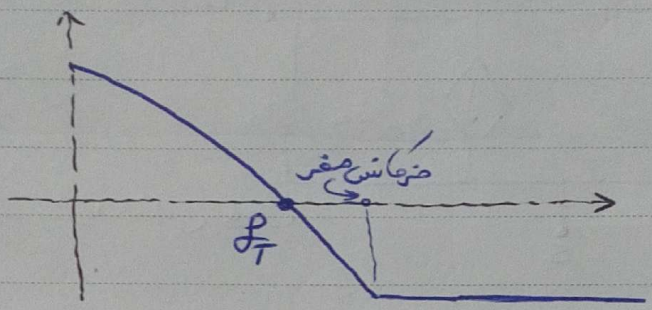
P4PCO

Subject
Date

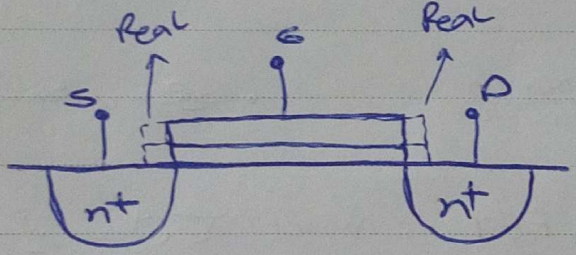
$$I_d(s) = (g_m V_{gs} - sC_{gd} V_{gs}) \quad \left\{ \rightarrow \beta(s) = \frac{g_m\left(1 - \frac{sC_{gd}}{g_m}\right)}{s(C_{gd} + C_{gs})} \right.$$

($I_d(s) = I_o(s)$)

$$V_{gs} = I_g(s) \times \frac{1}{s(C_{gs} + C_{gd})} \quad \left(= I_i(s) \right)$$



$$\frac{\omega}{T} = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \longrightarrow f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$



مدار معادل ماسفت در فرکانس‌های بالا:

در MosFET سه خازن داخلی وجود دارد.

P_Sub

خازن اول اثر گیت: الکترود گیت با کانال یک خازن

تشکیل می‌دهد که دی الکتریک بین آن دی الکتریک آن است. این خازن به هر خازن

شکست می‌شود، به نام‌های C_{gs} و C_{gd}. این خازن‌ها در نواحی مختلف FET به صورت

زیر می‌باشد: در ناحیه تریودی ← $C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} W L C_{ox}$ (W: عرض، L: طول، C_{ox}: خازن واحد سطح)

در ناحیه اشباع ← $C_{gs} = \frac{2}{3} W L C_{ox}$ و $C_{gd} = 0$

C_{gd} در حالت pinch-off

Subject
Date

$C_{gs}=C_{gd}=0$ و $C_{gb}=WLC_{ox}$ ← در ناحیه قطع

* در ناحیه تریود چون کانال به سورس وصل است و کانال عمق دارد که ضخامتی دارد که V_{ds} مقدار کمی دارد WLC_{ox} آن بین دو خازن تقسیم می‌شود.

* در ناحیه قطع کانال این‌چنین نبوده و بنابراین C_{gs} و C_{gd} صفر هستند و می‌شود اثبات کرد که این خازن‌ها به بدنه متصل می‌شوند.

* خازن هم‌پوشانی در اثر هم‌پوشانی گیت و درین و گیت و سورس به وجود می‌آید.

این خازن مستقل کوچکی است که از ضرب C_{ox} در طول هم‌پوشانی یا W یا over lap محاسبه می‌شود.

← C_{gs} و C_{gd}

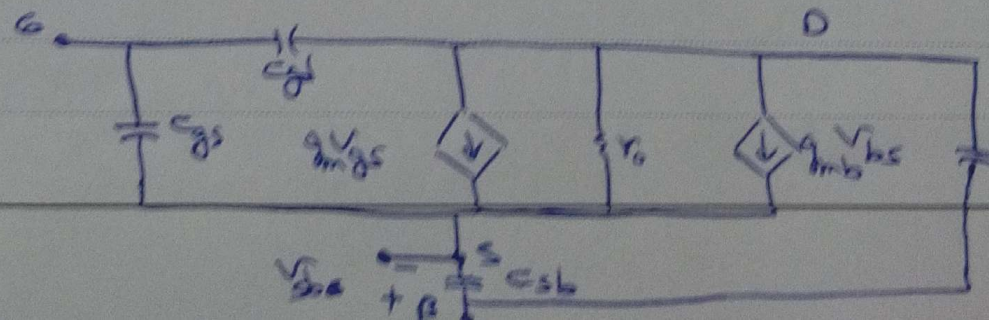
* این مقدار خازن هم‌پوشانی جمع مقادیر قبلی

محاسبه می‌شود.

* خازن‌های پیوندی در ناحیه معکوس که بین درین و بدنه و سورس و بدنه تشکیل می‌شود.

$$C_{sb}=\frac{C_{sb0}}{\sqrt{1+\frac{V_{SB}}{V_0}}} \quad \text{و} \quad C_{db}=\frac{C_{db0}}{\sqrt{1+\frac{V_{DB}}{V_0}}}$$

مدل سیگنال کوچک MOSFET در ناحیه اشباع با در نظر گرفتن اثر بدنه به صورت زیر خواهد بود:



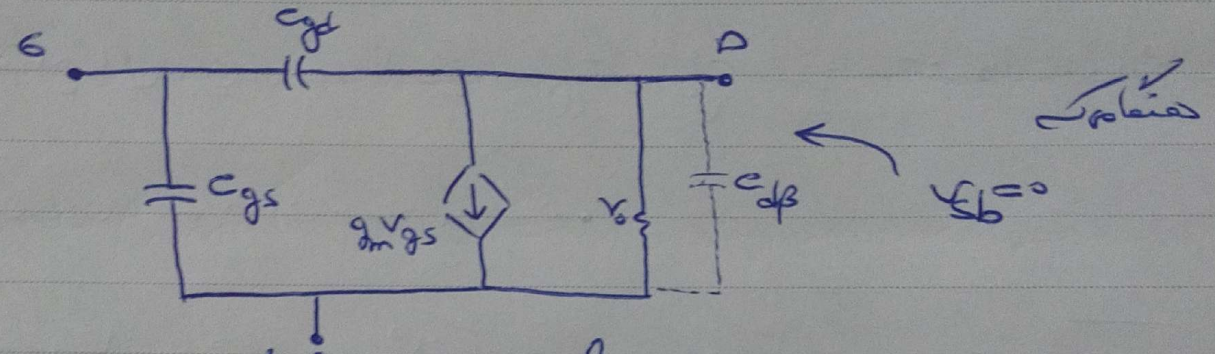
P4PCO

Subject
Date

$I_D = k(V_{GS} - V_{th})^2$ ، $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$ ، $k = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$

$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}}$ ، $C_{sb} = \frac{C_{sb_0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{V_0}}}$ ، $C_{db} = \frac{C_{db_0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{dB}}{V_0}}}$ ، $V_0 = t_0$

$C_{gs} = \frac{2}{3} WLC_{ox} + WL_{ov}C_{ox}$ ، $C_{gd} = WL_{ov}C_{ox}$



صفحه مرکب

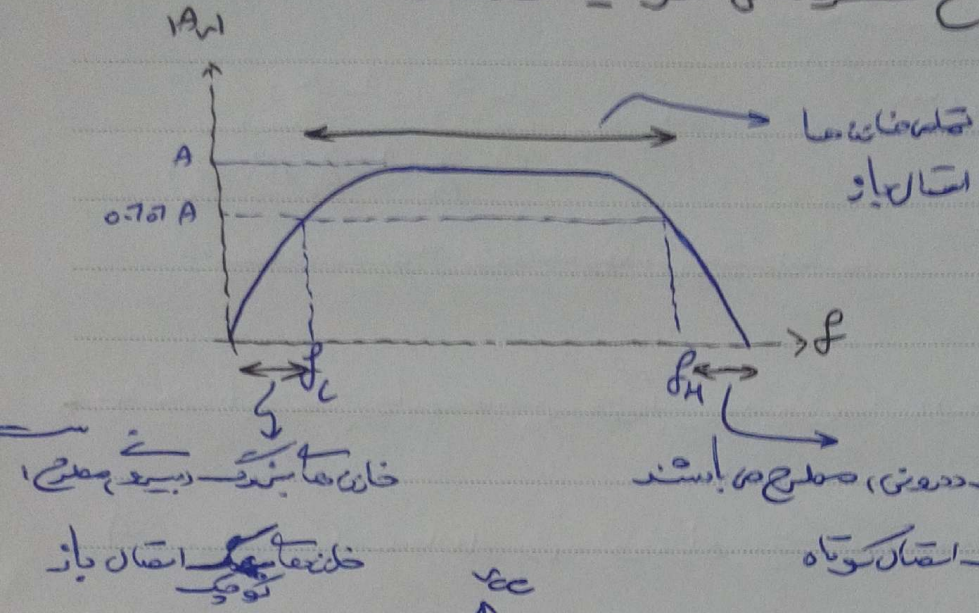
منبع مشترک ⟶ $f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$

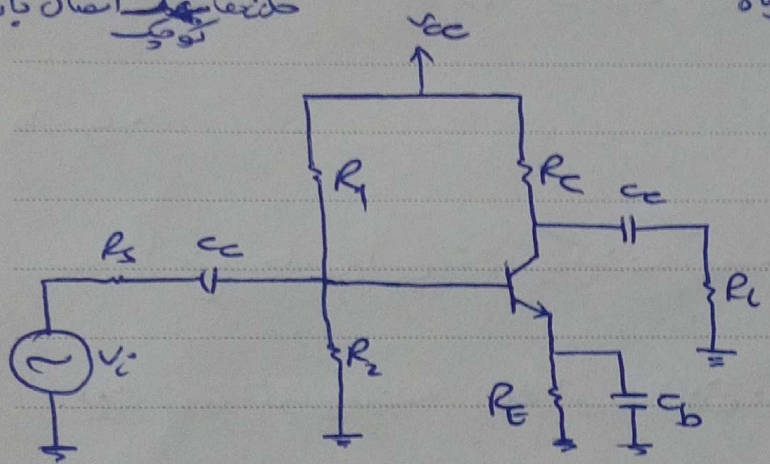
$C_{gs} \gg C_{gd}$ ⟶ $f_T = \frac{\frac{3}{2}\mu_n}{2\pi L^2}(V_{GS} - V_{th})$

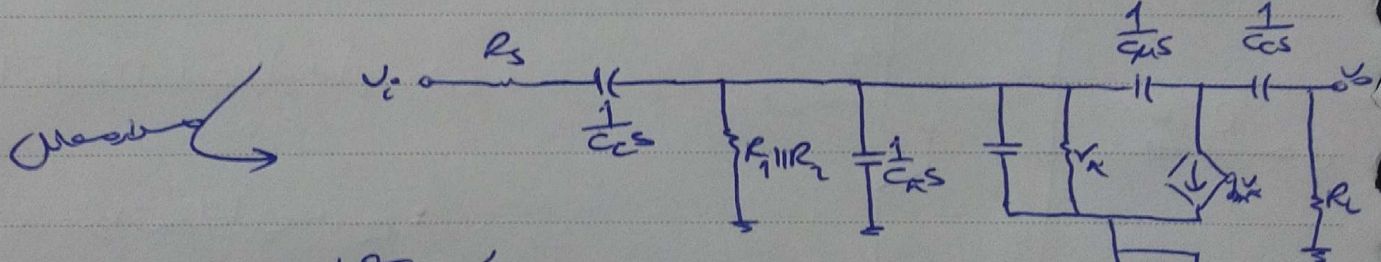
Subject
Date

فصل هم

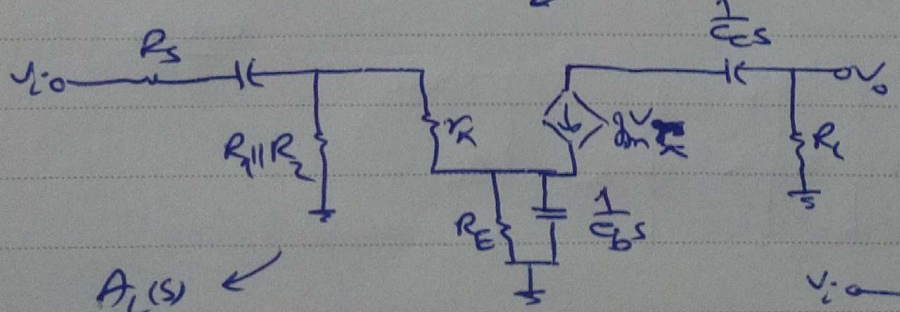
پاسخ فرکانسی تقویت کننده ها





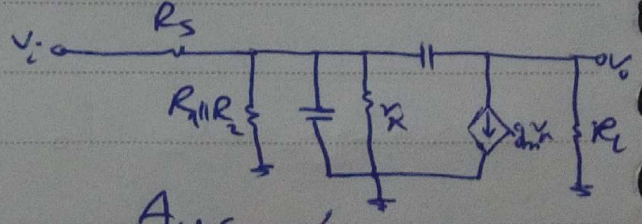


فرکانس های پایین



فرکانس های بالا

$A_{L(S)}$



$A_{H(S)}$

$\frac{V_o}{V_i} = A_o$ ← فرکانس های میانی

Subject

Date

$A_V(S) = A_0 A_L(S) A_H(S)$ تعداد قطب‌ها و صفرها بیشتر

$A_L(S) = \frac{(S-Z_1)(S-Z_2)\cdots}{(S-P_1)(S-P_2)\cdots}$ $\quad A_H(S) = \frac{(1-\frac{S}{Z_1})(1-\frac{S}{Z_2})\cdots}{(1-\frac{S}{P_1})(1-\frac{S}{P_2})(1-\frac{S}{P_3})\cdots}$

تعداد قطب‌ها از تعداد صفرها یکی بیشتر است

همواره باید قطب‌ها سمت چپ صفر باشند چون صورت کسر تحلیل شده پایدار هستند.

A_0 در تمام صفرها ظاهر می‌شود و باید دقت کرد که استفاده‌ای از A_0 ها را در A_L وارد کرد.

$\frac{1}{Y} + CS = 0 \rightarrow S = \frac{-1}{RC}$

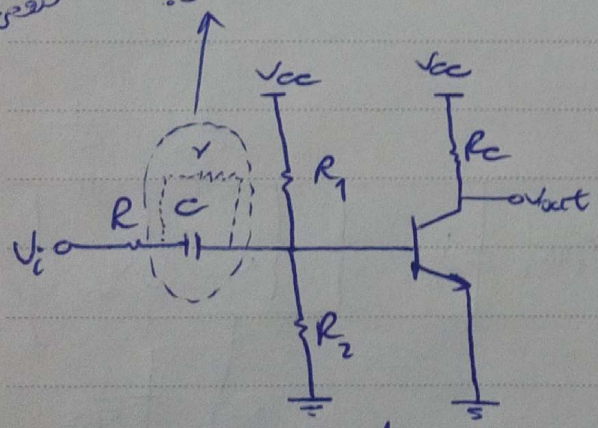
Hz در صافی که ترکیب این دو شود دامنه‌ی سیگنال مورد نظر خروجی تضعیف می‌شود.

بررسی پاسخ فرکانس پایین تقویت کننده یک طبقه:

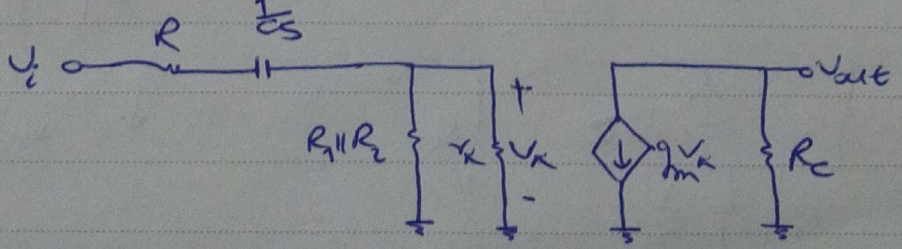
الف) بررسی تقویت کننده CE بایاس خازنی:

1) تحلیل DC در ابتدا باید انجام شود.

2) در فرکانس‌های پایین داریم:



روش حل



$V_{out}(S) = -g_m V_\pi(S) R_C$ ، $V_\pi(S) = \frac{R_1 \| R_2 \| r_\pi}{R_1 \| R_2 \| r_\pi + R + \frac{1}{CS}}$

PAPCO

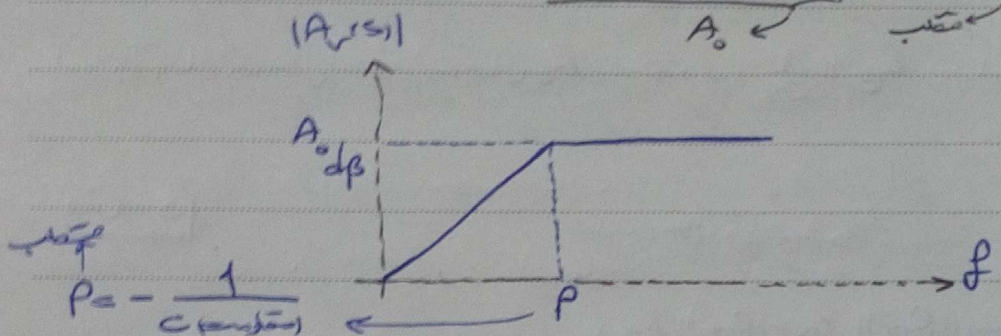
Subject
Date

* در تابع انتقال مدار کامل پایین دقت صفرها و قطب‌ها بالعم برعهده است.

$$A_v(s)=\frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}}=\frac{-g_m R_c (R_1 \| R_2 \| r_\pi)}{R+\frac{1}{cs}+R_1 \| R_2 \| r_\pi}$$

$$\longrightarrow A_v(s)=\frac{-g_m R_c (R_1 \| R_2 \| r_\pi)}{(R+R_1 \| R_2 \| r_\pi)} \left(\frac{cs}{cs+\frac{1}{R+R_1 \| R_2 \| r_\pi}}\right)$$

صفر ↑ — قطب ↑ — A_0 ←



روش دوم

$$A_v=\frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}}=\frac{V_o}{V_\beta}\times\frac{V_\beta}{V_i} \longrightarrow \frac{R_1 \| R_2 \| r_\pi}{R_1 \| R_2 \| r_\pi + R + \frac{1}{cs}}$$

$\frac{V_o}{V_\beta} = -g_m R_c$

روش سوم (نظری)

$$A_v(s)=A_0 \frac{s+z}{s+p}$$ ← کلیه دو مرکاس‌ها میانی

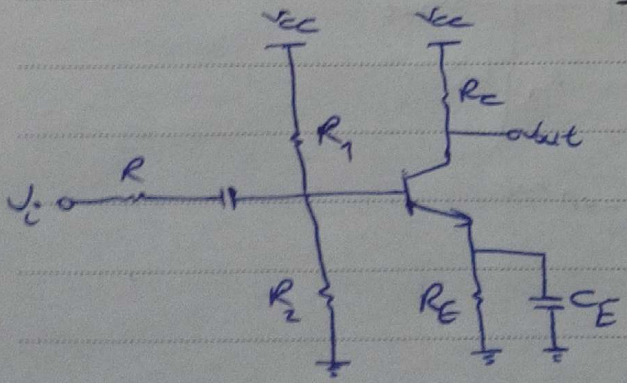
$$p=\frac{1}{cR_{eq}}$$

$$\longrightarrow A_v(s)=-g_m R_c \times \frac{R_1 \| R_2 \| r_\pi}{R_1 \| R_2 \| r_\pi + R} \times \frac{s+z}{s+p}$$

$$p=\frac{1}{c(R_1 \| R_2 \| r_\pi + R)}$$ ، $z=0$ ← دو مرکاس مقر خازن ورودی وجود ندارد

ب- بررسی تقویت CE با مقاومت و خازن در امیتر:

روش اول (مستقیم)



Subject
Date

روش دوم

$$A_{v(s)} = \frac{V_{o(s)}}{V_{i(s)}} = \frac{V_o}{V_\beta} \times \frac{V_\beta}{V_i}$$

$$\xrightarrow{\text{بعد از حذف امپدانس}} A_{v(s)} = \frac{-g_m R_C}{1+g_m R_E} \left(\frac{R_1 \| R_2 \| r_\pi + (\beta+1) R_E}{\text{صورت کسر} + R} \right)$$

• با وجود خازن کافی است به جای R_E مقدار $R_E \| \frac{1}{Cs}$ را جایگذاری کنیم.

روش سوم

$$A_{v(s)} = A_0 \frac{s+z}{s+p}$$

خازن اتصال کوتاه شود

$$A_0 = \frac{-g_m R_C}{1} \left(\frac{R_1 \| R_2 \| r_\pi + (\beta+1) R_E}{\text{صورت} + R} \right), \quad R_E \to 0$$

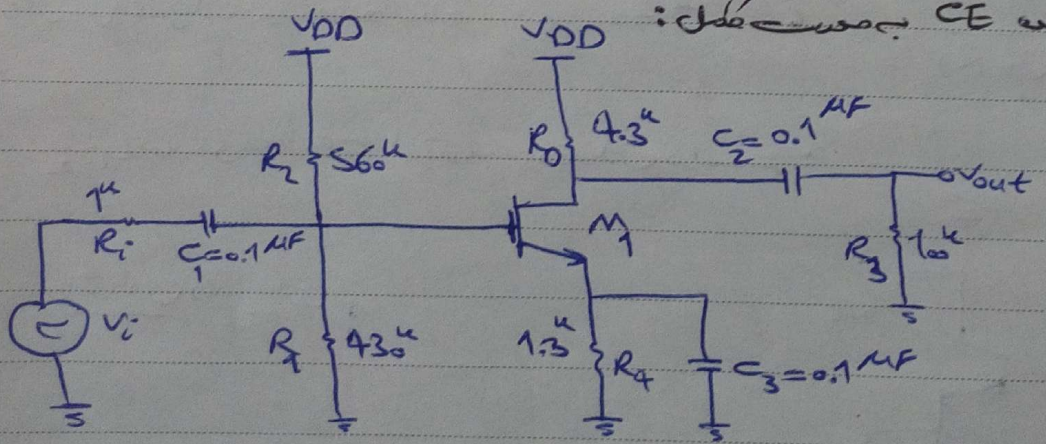
مقاومت دیده شده از امیتر

$$p = \frac{1}{C R_{eq}} \quad , \quad R_{eq} = R_E \| \left(\frac{r_\pi + R_1 \| R_2 \| R}{1+\beta_0} \right)$$

• صفر همگامی خروجی همگی R_E و $\frac{1}{C_E s}$ سوئیچ High impedance

$$\frac{1}{R_E} + C_E s = 0 \longrightarrow s = \frac{-1}{R_E C_E} \rightsquigarrow z = \frac{1}{R_E C_E}$$

ج بررسی تقویت کننده CE به صورت کامل:



Subject
Date

$$A_v(s) = A_0 \frac{(s+z_1)(s+z_2)(s+z_3)}{(s+p_1)(s+p_2)(s+p_3)}$$

$$A_0 = -g_m(R_3 \| R_0) \times \frac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + R_i}$$

$z_1 = 0 \longrightarrow$ ناشی از C_1 ، $z_2 = 0 \longrightarrow$ ناشی از C_2

$$\frac{1}{R_4} + C_3 s = 0 \longrightarrow s = -\frac{1}{R_4 C_3} = -76.9 \frac{rad}{s} \longrightarrow z_3 = \frac{1}{R_4 C_3} \longrightarrow$$ ناشی از C_3

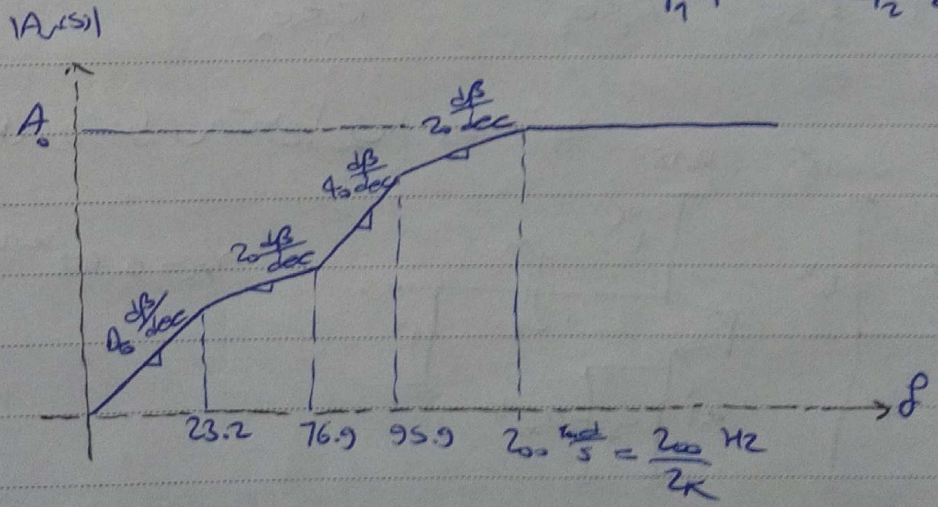
$$p_1 = \frac{1}{C_1 R_{eq_1}} \text{ ، } R_{eq_1} = \frac{1}{R_i + (R_1 \| R_2)} \longrightarrow$$ ناشی از C_3

$p_1 = -95.9 \frac{rad}{s}$

$$p_2 = \frac{1}{C_2 R_{eq_2}} \text{ ، } R_{eq_2} = R_0 + R_3 \longrightarrow$$ ناشی از C_2

$$p_3 = \frac{1}{C_3 R_{eq_3}} = -200 \frac{rad}{s} \text{ ، } R_{eq_3} = R_4 \| \frac{1}{g_m} \longrightarrow$$ ناشی از C_3

$$A_v(s) = -g_m(R_3 \| R_0) \times \frac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + R_i} \times \frac{s^2 (s + \frac{1}{C_3 R_4})}{(s + \frac{1}{R_{eq_1} C_1})(s + \frac{1}{R_{eq_2} C_2})(s + \frac{1}{R_{eq_3} C_3})}$$



* در Bjt-ها به علت اینکه اثر بین بیس و امیتر وجود دارد روش تقریبی روش دقیقی نمی‌باشد زیرا خازن بین بیس و امیتر تأثیر گذار است. صفحه بعد خواهیم دید روش تقریبی

Subject
Date

استفاده کنیم از دیدبین خازن امیتر را اتصال کوتاه و از دیدامپدانس بین را اتصال کوتاه می‌کنیم

و سپس مقاومت‌ها و صفر حلقه را محاسبه می‌کنیم.

تخمین فرکانس پایین قطع مدار به روش ثابت زمانی:

$$\omega_L \simeq \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{C_i R_{is}} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{\tau_{is}}$$

R_{is} ← مقاومت دیده شده توسط خازن i-ام هنگامی که بقیه خازن‌ها اتصال کوتاه باشند

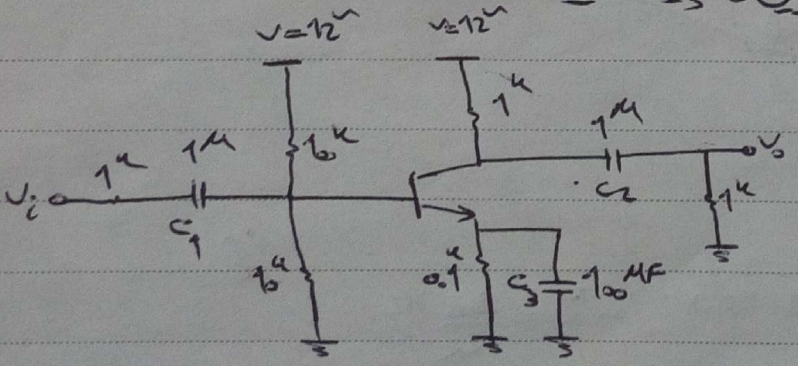
$$A_{v(s)} = A_0 \frac{(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_n)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_n)}$$

$$p_1+p_2+\cdots+p_n = \frac{1}{R_1 s C_1} + \frac{1}{R_2 s C_2} + \cdots + \frac{1}{R_n s C_n}$$

می‌توان شد p_1 را تقریب زد با شرط $p_1 \gg p_2 \gg \cdots \gg p_n$

$$\longrightarrow p_1 = \frac{1}{R_1 s C_1} + \frac{1}{R_2 s C_2} + \cdots + \frac{1}{R_n s C_n}$$

امپدانس مدار مقابل را در فرکانس قطع پایین را پیدا کنید.



$r_\pi = 0.67\,K\Omega$ → بی اثر کنیم DC

$$\omega_L = \frac{1}{\tau_{s_1}} + \frac{1}{\tau_{s_2}} + \frac{1}{\tau_{s_3}}$$

$$\tau_{s_1} = C_1 R_{s_1} = (1^K + (10^K \| 100^K \| r_\pi) \times C_1 \longrightarrow$$

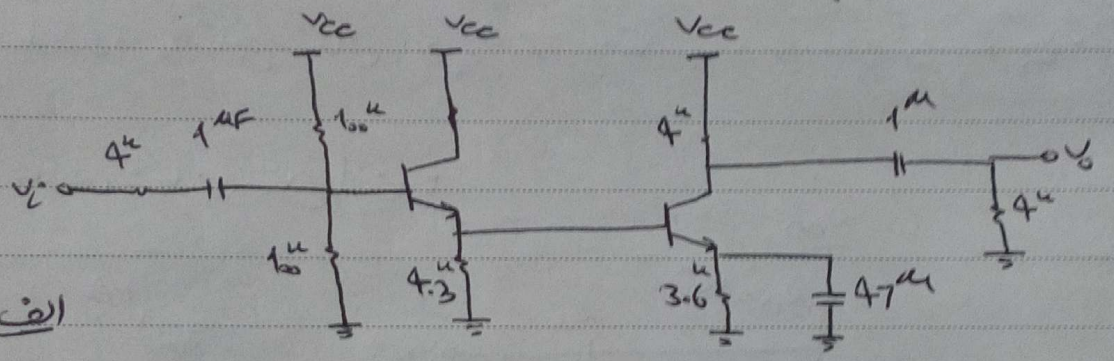
Subject
Date

$f_{s_1} = 1.62^{ms}$ ، $\tau_{s_2} = R_{s_2} C_2 = (1^k + 1^k) \times 1^{\mu F} = 2^{msec}$

$R_3 = 0.1^k \,||\, \left(\frac{r_\pi + 1^k_\Omega \,||\, 1^k_\Omega \,||\, 1^k}{1+\beta_0}\right) \longrightarrow \tau_{s_3} = 1.35^{msec}$

$\omega_L = \frac{1}{\tau_{s_1}} + \frac{1}{\tau_{s_2}} + \frac{1}{\tau_{s_3}} = 295.72^{Hz}$

۱. مدار کاسکد مقابل را در نظر بگیرید.

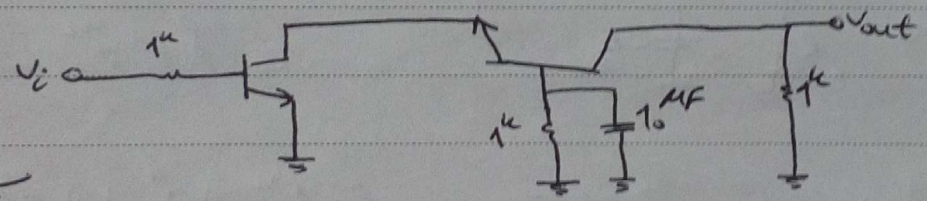


الف

$r_\pi = 1^k$

$\beta = 100$

$f_L = ?$

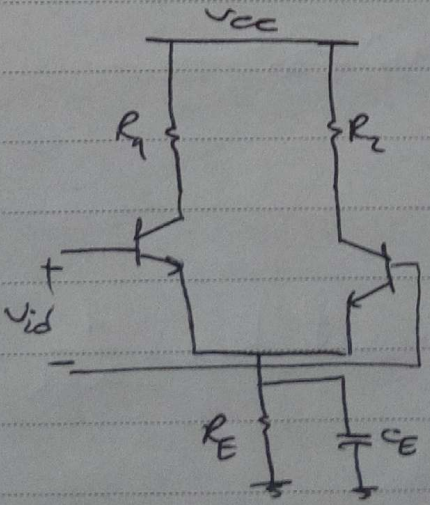


ب

$\beta = 100$

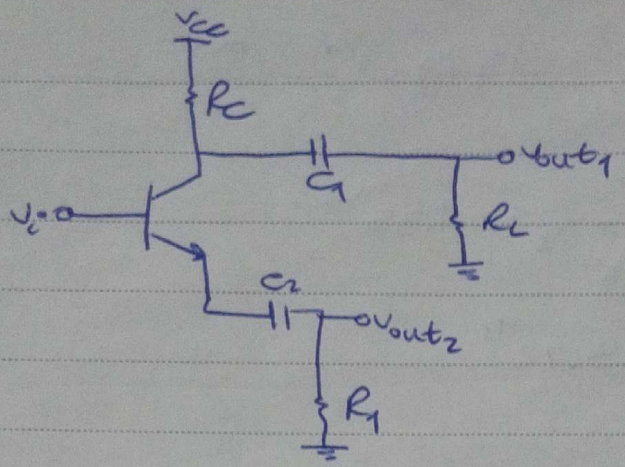
$r_\pi = 1^k$

$f_L = ?$



ج

$A_d, A_c = ?$



* دارای دو صفر و دو قطب

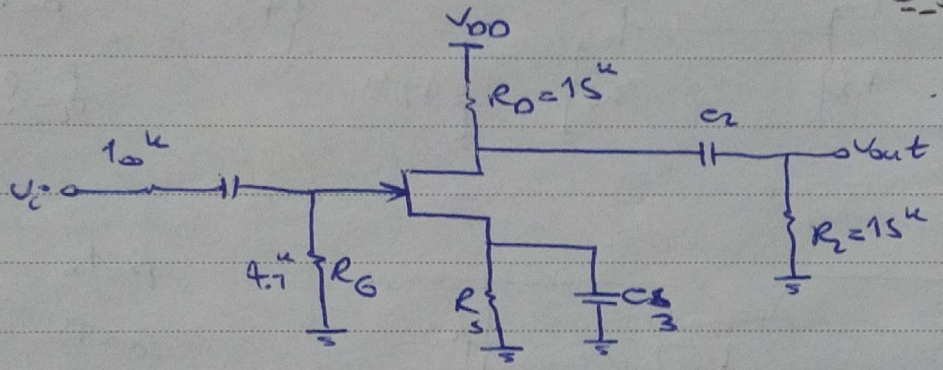
$$A_{V_1}(s) = \frac{V_{out1}}{V_{in}}$$

$$A_{V_2}(s) = \frac{V_{out2}}{V_{in}}$$

دارای یک صفر و یک قطب

باوجود V_0 تابع انتقال $A_{V_2}(s)$ دارای دو قطب و دو صفر خواهد بود.

طراحی مرحله سورس مشترک با بایس:



$g_m = 1 \frac{mA}{V}$

$r_o = 150 k\Omega$

$f_L = 100 Hz$

$$f_L = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_3}\right)$$

$$\tau_1 = R_1 C_1 \longrightarrow R_1 = 10k + 4.7k = 10 4.7k$$

$$\tau_2 = R_2 C_2 \longrightarrow R_2 = R_D + R_L = 15k + 15k = 30k$$

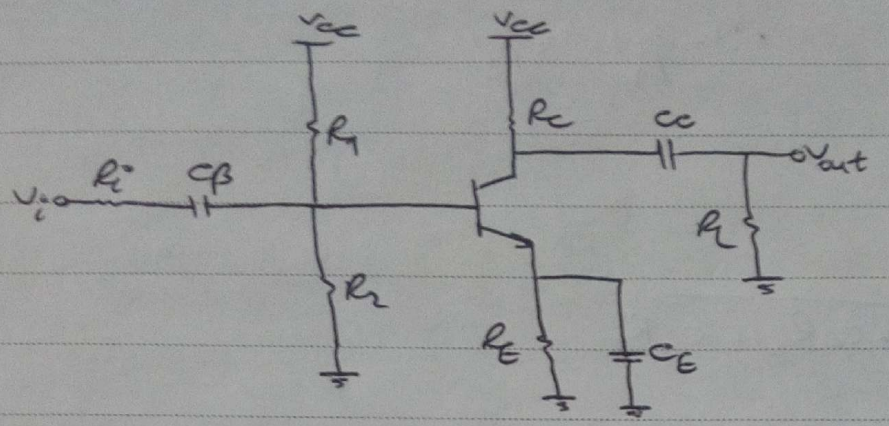
$$\tau_3 = R_3 C_3 \longrightarrow R_3 = R_S \| \frac{1}{g_m}$$

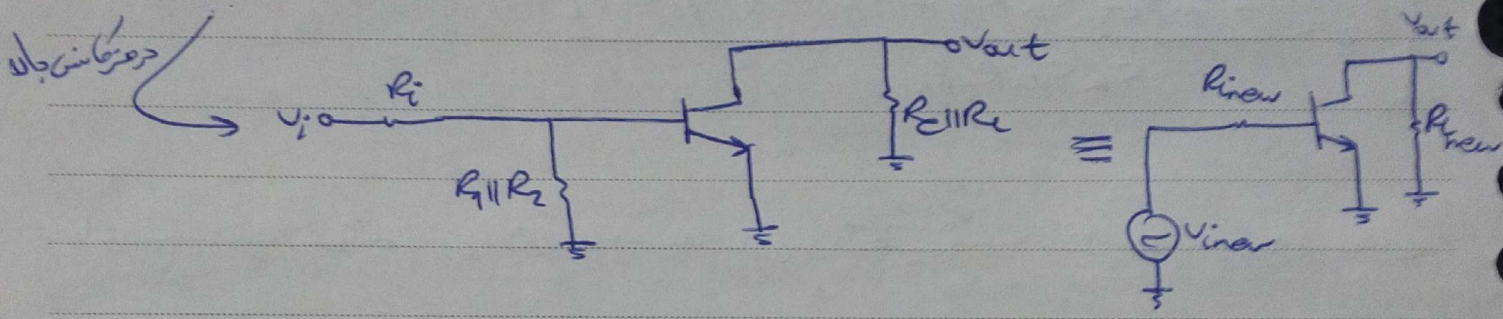
می‌توان مقدار $\frac{1}{2\pi\tau_3}$ را برابر با f_L قرار داد و سپس f_L دقیق‌تر خواهد شد.

Subject
Date

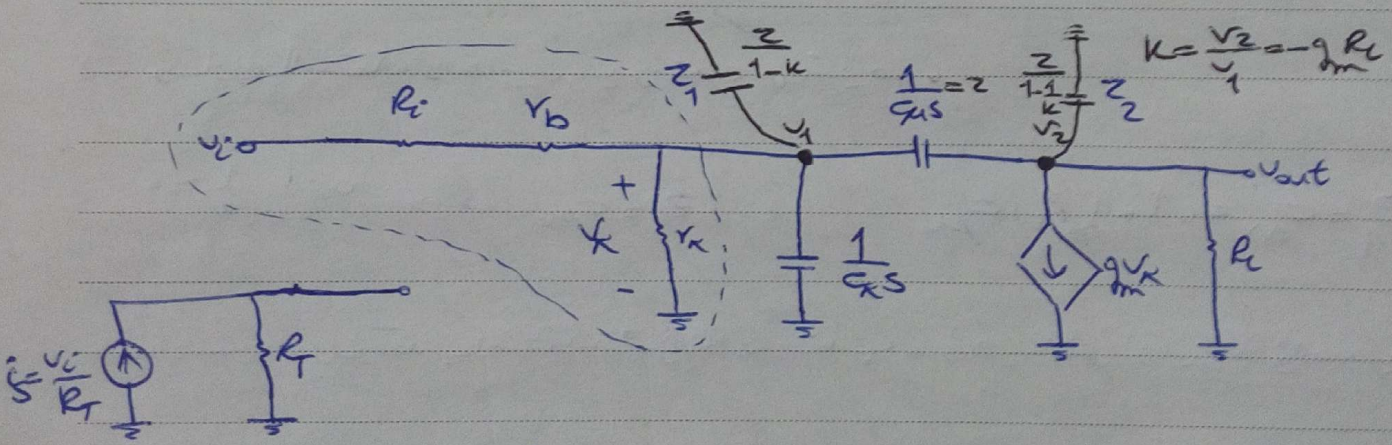
بررسی مرحله‌ی بالای تقویت کننده‌ها:

- بررسی تقویت کننده امیتر مشترک:





$$R_{inew} = R_i \| R_1 \| R_2 \quad , \quad V_{inew} = \frac{R_1 \| R_2}{(R_1 \| R_2) + R_i} V_i$$



$$R_T = (R_i + r_b) \| r_K$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_T} + C_K s + C_\mu s & -C_\mu s \\ -C_\mu s + g_m & +C_\mu s + \frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_K \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_S \\ 0 \end{bmatrix}$$

Subject
Date

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -g_m R_L \frac{r_x}{r_x + R_b + R_i} \frac{\left(1 - \frac{s}{z_1}\right)}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right)}$$

$$\begin{cases} z_1 = \dfrac{g_m}{C_\mu} \\ p_1 = \dfrac{-1}{C_\mu R_T (1 + g_m R_L) + C_\mu R_L + C_x R_T} \\ p_2 = \dfrac{-C_\mu R_L + C_x R_T + C_\mu R_T + C_\mu R_T R_L}{C_x C_\mu R_T R_L} \end{cases}$$

با توجه به مدار مشاهده می‌شود که مدار دارای دو قطب و یک صفر است و از روش مدار

خازن متصل بلا حساب می‌شود. راه ساده‌تر استفاده از روش میلر می‌باشد. خازن C_μ

را به دو خازن با استفاده از قضیه میلر تبدیل می‌کنیم.

$$z_1 = C_M = (1 + g_m R_L) C_\mu \qquad z_2 = C_\mu \rightarrow \text{بالنوشن } \frac{1}{k} = 0$$

مدار جمیدا دارای دو قطب است و صفر ندارد و قطب مؤثر ناشی از C_M خواهد بود.

لذا می‌توان گفت مدار یک قطب بیشتر ندارد.

$$p_1 = \frac{1}{R_{eq} C_T} \qquad R_{eq} = R_T = (R_i + r_b) \| r_x$$

$$p_1 = \frac{1}{C_T ((R_i + r_b) \| r_x)} \qquad p_2 = \frac{1}{R_{eq} C_\mu} \rightarrow \text{خیلی دور}$$

R_L

P4PCO

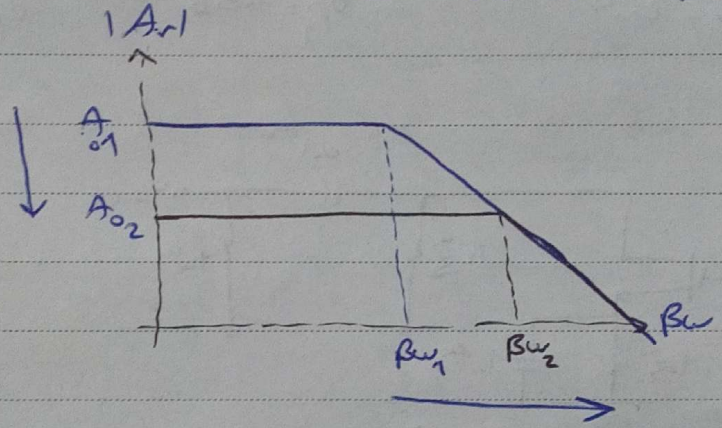
Subject
Date

$\omega_H \simeq p_1 = \frac{1}{(1+g_m R_L C_\mu)(r_x \| R_i + r_b')}$ • مشاهده می‌شود ω_H به R_i و R_L وابسته است

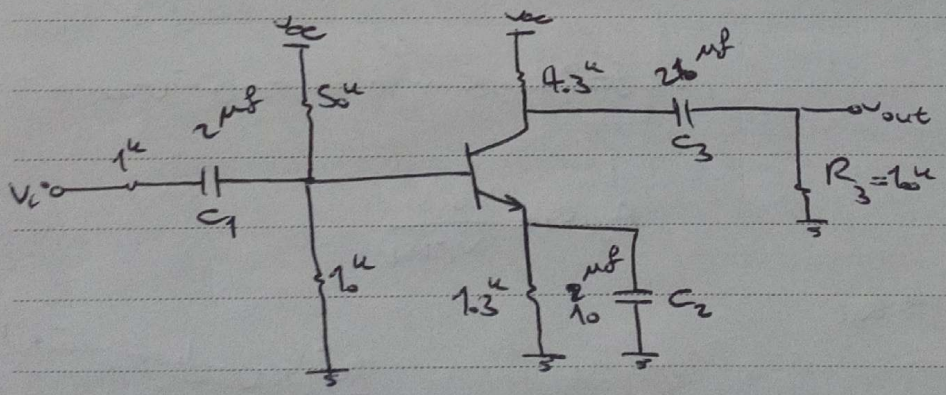
if $\uparrow R_L$, $R_i \uparrow \longrightarrow \omega_H \downarrow$ • وقتی بخواهیم مدار را به منبع مستقیماً R_L دهیم

GBW (Gain Band width) $= |A_v \omega_H|$ ★

• مقدار حاصلضرب بین مدصیای باند عبور تابعی است



✓ نشان دهید که حداکثر $GBW \leq \frac{1}{r_b C_\mu}$ باشد $r_b \ll r_x$ و $R_i = 0$ می‌باشد •



$\beta_3 = 100$ ✓

$f_T = 500^{MHz}$

$r_b = 250^{\Omega}$

$C_\mu = 0.5^{pf}$

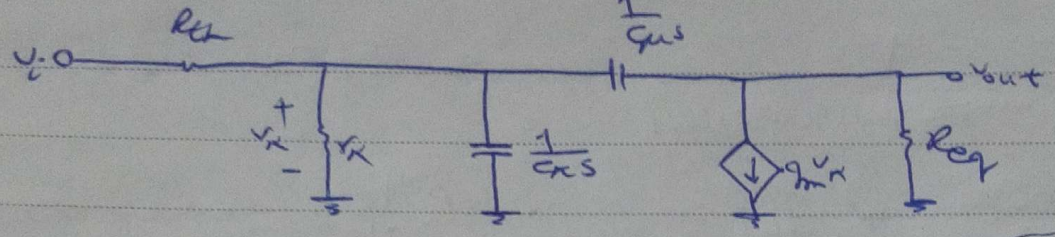
dc تحلیل $\longrightarrow g_m = 64^{ms}$

$A_0 = -153 = \frac{V_{out}}{V_i}$

$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} \longrightarrow C_\pi = 19.9^{pf}$

Subject

Date

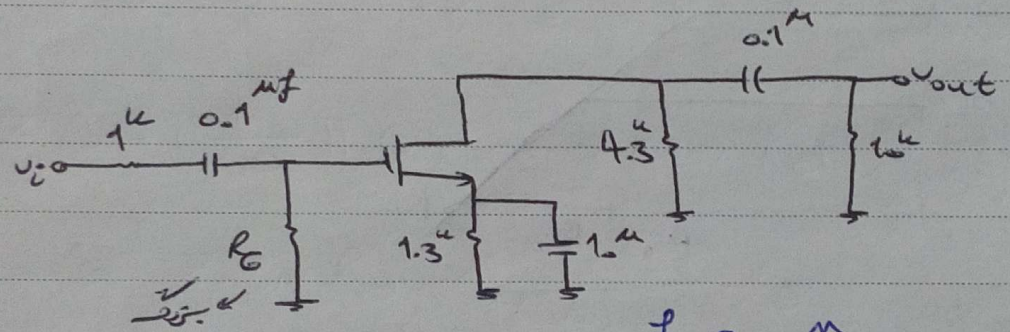


$$A_v(s) = A_0 \frac{(1-\frac{s}{z_1})}{(1-\frac{s}{p_1})(1-\frac{s}{p_2})}$$

$f_L = 753^{Hz}$

$Z_1 = \frac{g_m}{C_\mu} \longrightarrow f_z = 20.4^{GHz}$

$f_{p_1} = 1.56^{MHz}$ $\quad f_{p_2} = 603^{MHz}$



$C_{GS} = 100^{pF}$

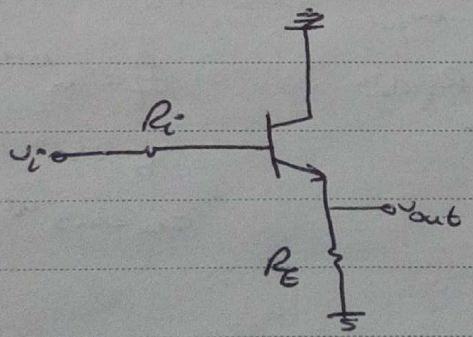
$C_{GD} = 2^{pF}$

$g_m = 1.23^{ms}$

$f_z = 97.9^M$

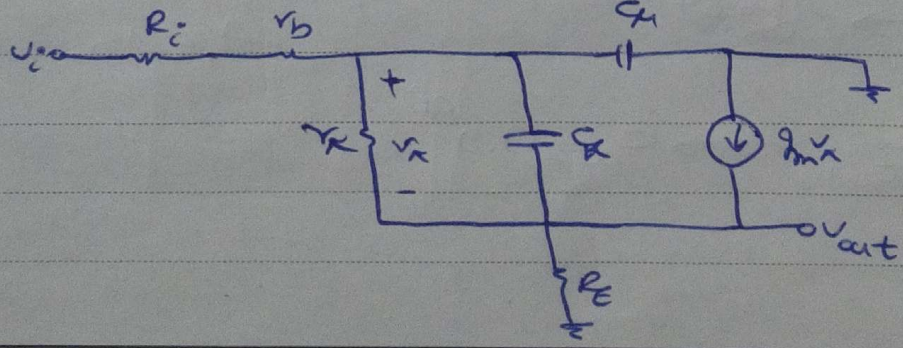
$f_{p_1} = 5.25^M$ $\quad f_{p_2} = 58.27^M$ $\quad f_L = 53^{Hz}$

- بررسی تقویت کننده کلکتور مشترک:



$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

از مقاومت میلر برای راحتی استفاده کرد



Subject
Date

از خازن C_K صرف نظر کنیم زیرا تاثیر به خصوصی ندارد، در نتیجه یک صفر و یک قطب مبدا خواهیم داشت. برای محاسبه مقدار جریان صفر را صفر می‌کنیم.

$$g_m V_K + C_K S V_K + \frac{V_K}{r_K} = 0 \longrightarrow S = \frac{-(g_m + \frac{1}{r_K})}{C_K} \simeq -\frac{g_m}{C_K} \simeq \omega_T$$

↓ صفر تقویت کننده کسورسمشترک

برای محاسبه قطب تقویت از R_{eq} استفاده می‌کنیم.

$$A_v(s) = A_0 \frac{(s - z_1)}{(s - p_1)}$$

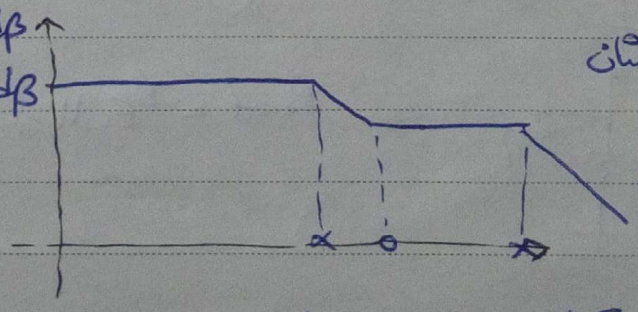
باید با استفاده از منبع V_T با جریان I_T مقدار R_{eq} را محاسبه کرد زیرا منبع وابسته وجود دارد.

$$R_{eq} = r_K \parallel \frac{R_i + r_{bt} + R_E}{1 + g_m R_E}$$

$$\text{if} \begin{cases} R_E \gg R_i + r_b \\ g_m R_E \gg 1 \end{cases} \longrightarrow R_{eq} = r_K \parallel \frac{1}{g_m} \simeq \frac{1}{g_m}$$

$$p = \frac{-1}{R_{eq} C_K} = \frac{-g_m}{C_K}$$

با این تقریب صفر و قطب اثر همدیگر را خنثی می‌کنند و همچنین خیلی نزدیک می‌شوند. در عمل این قطب و صفر اثر همدیگر را خنثی نمی‌کنند و بسیار خیلی نزدیک‌اند.



C_K در فرکانس‌های بالاتر از فرکانس قطع اثرشان

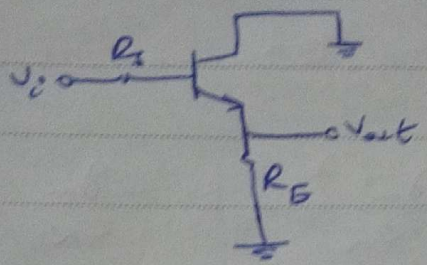
خنثی شده و این فرکانس C_K

امتداد کوتاه می‌شود و فقط اثر C_M را داریم. در این فرکانس‌ها تقویت ثابت و مقدار یک تقسیم

Subject
Date

وقتی مستقیم خوانده شده. در این حالت این مدار کوچکتر از 1 می باشد.

امپدانس ورودی تقویت کننده CC :



$$R_i = R_S + r_b + r_\pi + (\beta_0 + 1) R_E$$

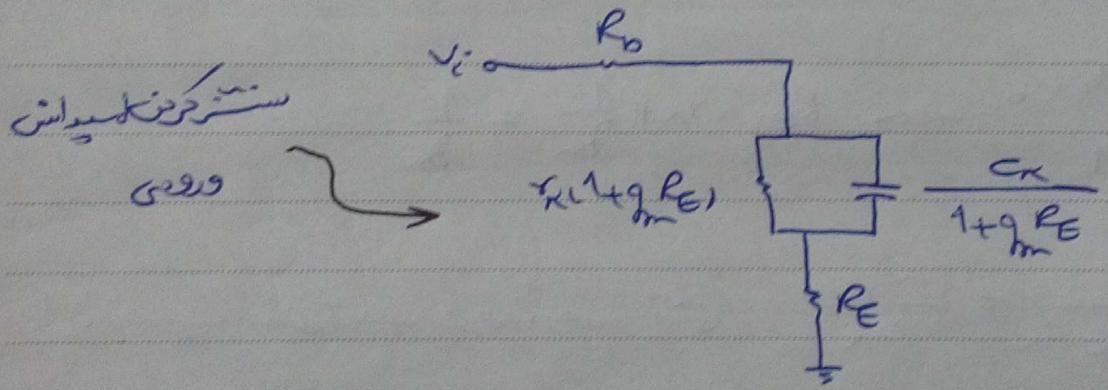
برآورد مناسب به بالا ↑

$$\beta = g_m r_\pi$$

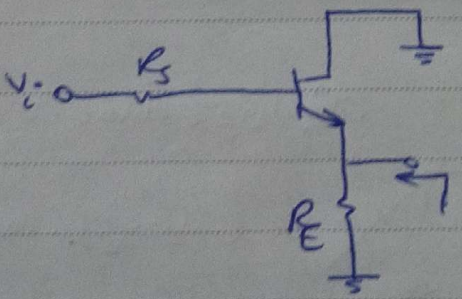
$$Z_i(s) = R_b + Z_\pi(s) + (1 + \beta(s)) R_E \quad , \quad \beta(s) = g_m Z_\pi(s)$$

$$Z_\pi(s) = \left(\frac{1}{sC_\pi} \parallel r_\pi\right) \longrightarrow Z_i(s) = R_b + \frac{r_\pi}{1 + sC_\pi r_\pi} + \left(\frac{1 + g_m R_E}{1 + sC_\pi r_\pi}\right) R_E$$

$$\longrightarrow Z_i(s) = R_b + \frac{r_\pi (1 + g_m R_E)}{1 + sC_\pi r_\pi} + R_E$$



امپدانس خروجی :



برآورد مناسب میانی ↑

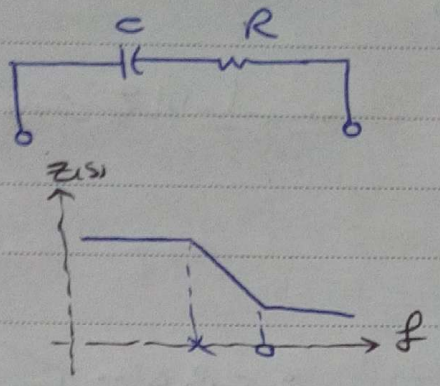
$$R_{out} = R_E \parallel \left(\frac{r_\pi + R_S + r_b}{1 + \beta_0}\right)$$

Subject
Date

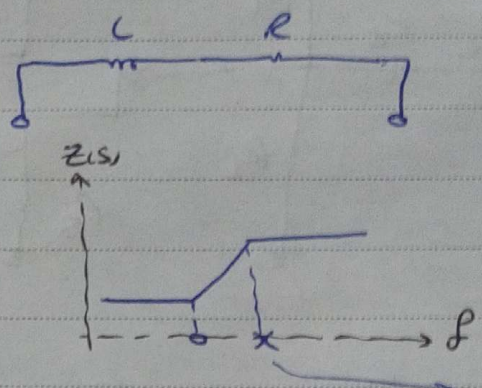
$$Z_{out}(S) = \frac{Z_K(S) + R_b}{1 + \beta(S)}$$ → این مقاومت برای مشکاسن‌ها باید باشد و مقاومت خروجی شنت با R_E موازی خواهد شد

$$\rightarrow Z_{out}(S) = \frac{r_K + R_b + SC_K r_K (R_S + r_b)}{1 + g_m r_K + SC_K r_K}$$

$$\hookrightarrow Z_{out} = \frac{A + BS}{C + DS}$$



$$Z(S) = \frac{RSC + 1}{SC}$$



در اینجا بی‌نهایت می‌باشد

$$Z(S) = R + LS$$

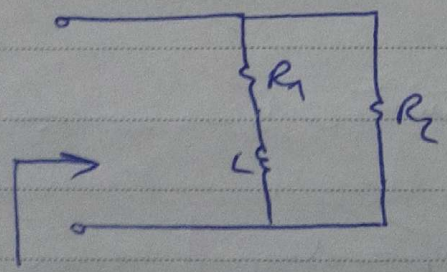
$$\lim_{S \to 0} Z_{out}(S) = \frac{R_b + r_K}{1 + \beta_0} = \frac{R_S + r_b + r_K}{1 + g_m r_K} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\lim_{S \to \infty} Z_{out}(S) = R_S + r_b = R_b$$

اگر $\frac{1}{g_m}$ از R_b کوچکتر باشد مدار خازنی و اگر $\frac{1}{g_m}$ از R_b بزرگتر باشد مدار سلفی می‌شود

مدار صحیح است. هنگامی که R_S منبع بزرگ باشد مدار بصورت سلفی است

لذا داریم:

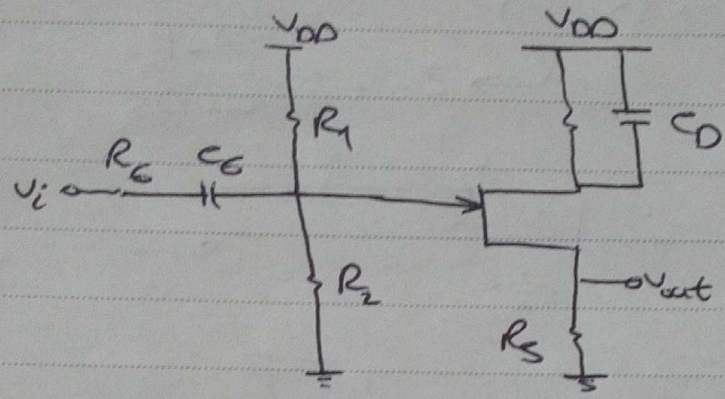


$$Z(S) = \frac{R_2(R_1 + LS)}{R_1 + R_2 + LS}$$

Subject
Date

با مقایسه داریم: $R_1 = \frac{r_\pi + R_S + r_b}{1+\beta_0}$ ، $R_2 = R_S + r_b$ ، $L = \frac{C_\pi r_\pi (R_S + r_b)}{1+\beta_0}$

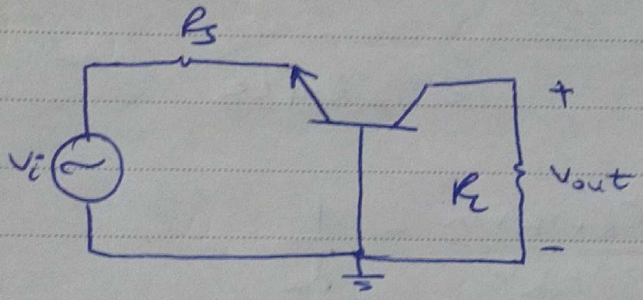
وجود R_S بزرگ باعث می‌شود امپدانس خروجی خاصیت سلفی دارد.

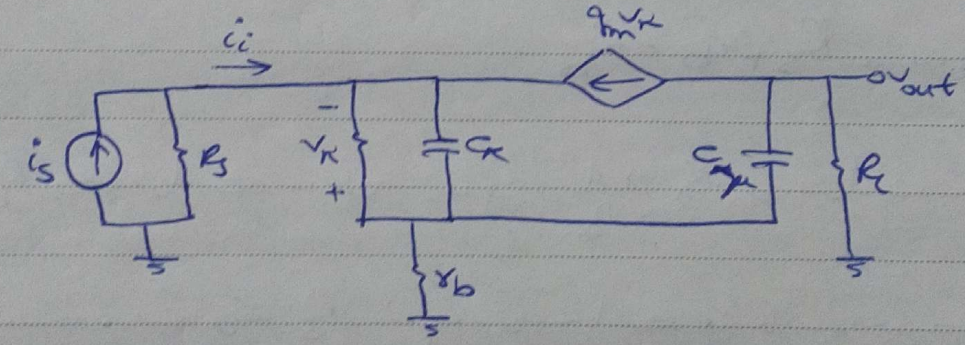


✓ امپدانس ورودی و خروجی

برای خازن‌های باید بیاییم

بررسی تقویت کننده CB:





معادل ≡ مدار

در این تقویت کننده C_μ تأثیر زیادی ندارد. با توجه به متن میرد.

برای محاسبه بهره و خازن‌ها مختلف باید سعی $\frac{v_o}{v_s}$ یا $\frac{I_o}{I_s}$ را بیابیم چون مربیکه

ضریب این دو مقدار با هم مقاومت می‌کنند لذا مشکلی در بهره یا امپدانس‌ها ایجاد نخواهد شد.

Subject
Date

$$\begin{cases} I_i(s) + \frac{V_K}{Z_K} + g_m V_K = 0 \\ I_{out}(s) = -g_m V_K(s) \end{cases} \longrightarrow \text{بین جریان} \quad A_i(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_i(s)} = \frac{-g_m}{\frac{1}{r_K} + sC_K + g_m}$$

$$= \frac{-\beta_0}{(1+\beta_0) + sC_K r_K}$$

$$\text{قطب} \rightarrow p = \frac{1+\beta_0}{C_K r_K} \simeq \frac{g_m}{C_K} \simeq \omega_T$$

ملاحظه می‌شود که قطب C_β بسیار حوالی مرکز و قطب C_E خیلی دور هست. قطب

C_E به بار R_L مربوط بود ولی قطب C_β به مقدار R_L ارتباطی ندارد.

تخمین مرکز سن قطع پایین و بالا از روی تابع انتقال:

الف) مرکز سن قطع پایین:

$$A_i(s) = A_0 \frac{(s+z_1)(s+z_2)}{(s+p_1)(s+p_2)}$$

$$|A_i(j\omega_L)| = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \xrightarrow{A_0 \times} \sqrt{\frac{(\omega_L^2+z_1^2)(\omega_L^2+z_2^2)}{(\omega_L^2+p_1^2)(\omega_L^2+p_2^2)}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \longrightarrow$$

$$\frac{\omega_L^4 + \omega_L^2(z_1^2+z_2^2) + z_1^2 z_2^2}{\omega_L^4 + \omega_L^2(p_1^2+p_2^2) + p_1^2 p_2^2} = \frac{1}{2} \longrightarrow \frac{1 + \frac{(z_1^2+z_2^2)}{\omega_L^2} + \frac{z_1^2 z_2^2}{\omega_L^4}}{1 + \frac{(p_1^2+p_2^2)}{\omega_L^2} + \frac{p_1^2 p_2^2}{\omega_L^4}} = \frac{1}{2}$$

با فرض اینکه p_1 مرکز سن قطع پایین است پس مقدار بزرگی است و بقیه جملات بزرگتر

نیز می‌شود. اگر بقیه قطب‌ها و صفرها را در نظر بگیریم این رابطه قابل تقریب است:

$$\omega_L \simeq \sqrt{p_1^2 + p_2^2 - 2(z_1^2+z_2^2)}$$

Subject
Date

✓ مدار تقویت‌کننده CE با $A_I(s)=\frac{-150s(s+10)}{(s+25)(s+100)}$ مفروض است. فرکانس قطع پایین؟

تقاضت زیادی ندارند

$$\omega_L \simeq \sqrt{(25)^2+(100)^2-2\times 10^2} \simeq 102 \ \frac{rad}{sec}$$

← فرکانس قطع بالا:

$$A_H(s)=A_0\frac{(1+\frac{s}{z_1})(1+\frac{s}{z_2})}{(1+\frac{s}{p_1})(1+\frac{s}{p_2})(1+\frac{s}{p_3})}$$

فرض می‌کنیم ω_H فرکانس قطع بالا

باشد. بنابراین:

$$|A(j\omega_H)|=\frac{A_0}{\sqrt{2}} \longrightarrow \frac{A_0^2}{2}\frac{(1+\frac{\omega_H^2}{z_1^2})(1+\frac{\omega_H^2}{z_2^2})}{(1+\frac{\omega_H^2}{p_1^2})(1+\frac{\omega_H^2}{p_2^2})}=\frac{A_0^2}{2} \longrightarrow$$

$$\omega_H \simeq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{p_1^2}+\frac{1}{p_2^2}-2(\frac{1}{z_1^2}+\frac{1}{z_2^2})}}$$

✓ مدار تقویت‌کننده CE با $A_H=\frac{-150(1-\frac{s}{10^5})}{(1+\frac{s}{10^4})(1+\frac{s}{4\times 10^4})}$ مفروض است. فرکانس قطع

بالا را بیابید.

← به طور کیفی همین $10^4 \ \frac{rad}{sec}$ می‌باشد

$$\omega_H \simeq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{10^8}+\frac{1}{16\times 10^8}-2(\frac{1}{10^{10}})}} \simeq 8990 \ \frac{rad}{sec}$$

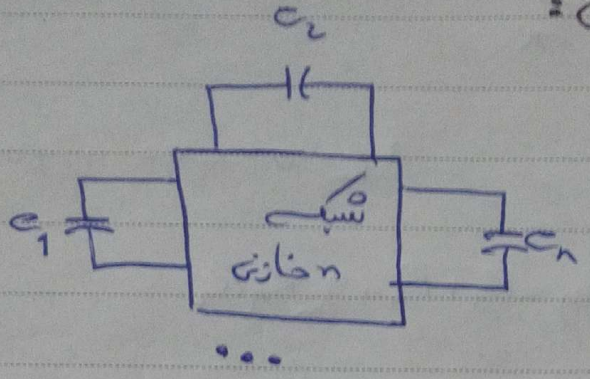
تخمین مذکور برای فرکانس قطع بالا تقریباً دقیق می‌باشد.

PAPCO

Subject
Date

در مکانیزم قطع پایین در مقایسه با حالتی که تنها یک خازن بعنوان خازن ما انتخاب کرده

تخمین مکانیزم قطع بالا به روش ثابت زمانی:



$S_1, S_2, \dots S_n$ ← مکانیزم های صفر

for C_1 → مقاومت دیده شده از دو سر C_1 خازن $= R_{10}$ → $\tau_{10} = R_{10} C_1$

for C_2 → مقاومت دیده شده از دو سر C_2 خازن $= R_{20}$ → $\tau_{20} = R_{20} C_2$

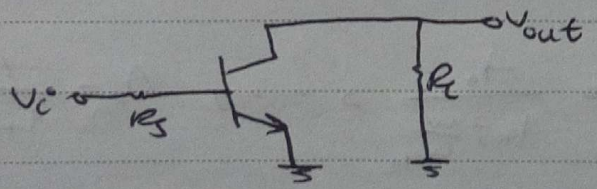
$$\tau_{10} + \tau_{20} + \dots + \tau_{n0} = \sum_{i=1}^{n} \tau_{i0} = -\left(\frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_2} + \dots + \frac{1}{S_n}\right)$$

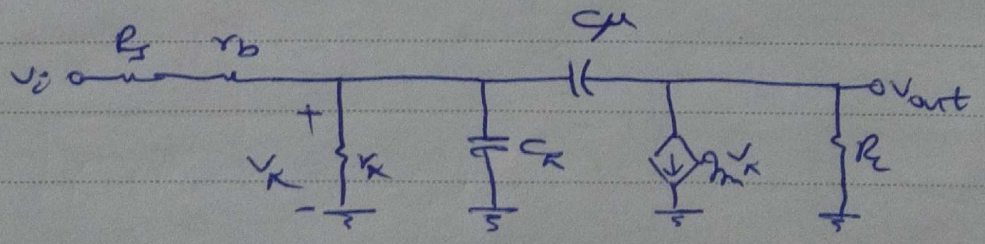
if $S_1 \ll S_2 \ll \dots \ll S_n$ → از $\frac{1}{S_n}$ تا $\frac{1}{S_2}$ می توان صرفنظر کرد

$$\rightarrow \sum_{i=1}^{n} \tau_{i0} = \left|\frac{1}{S_1}\right| \rightarrow \omega_H = |S_1| = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} \tau_{i0}}$$

→ تمام خازن‌ها open c.

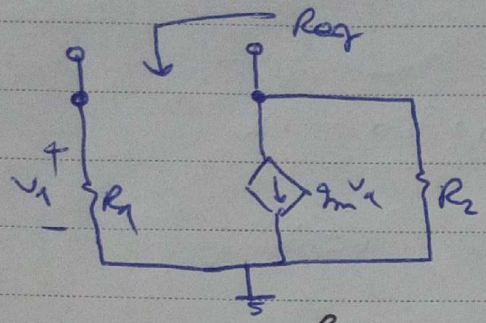
✓ مکانیزم قطع بالا را بیابید.





Subject
Date

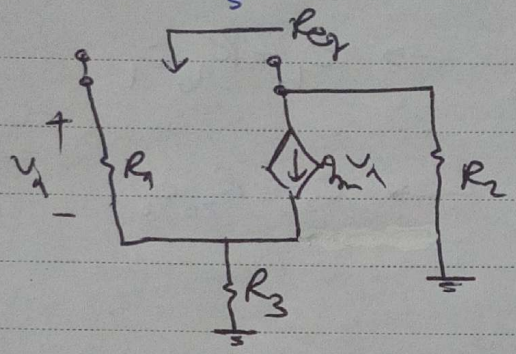
$$\tau_{K_0} = R_{K_0} C_x = \left(r_x \| (R_s + r_b)\right) C_x$$



* باتوجه به مدار روبرو داریم :

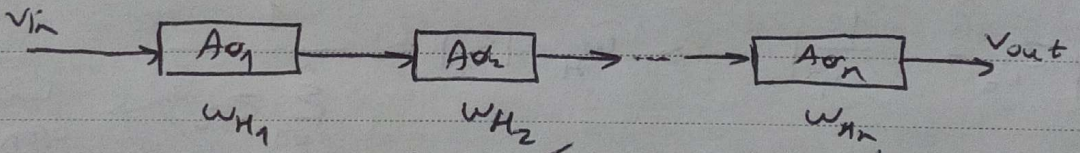
$$R_{eq} = R_1 + R_2 + g_m R_1 R_2$$

✓ R_{eq} را در مدار روبرو پیدا کنید.



$$\tau_{\mu_0} = C_\mu R_{\mu_0} = C_\mu \left(R_{K_0} + R_L + R_{K_0} R_L g_m\right)$$

$$\omega_H = \frac{1}{\tau_{K_0} + \tau_{\mu_0}} = \frac{1}{C_K\left(r_x \| (R_s + r_b)\right) + C_\mu\left(R_{K_0} + R_L + R_{K_0} R_L g_m\right)}$$



✓ اگر

• $\omega_H = ?$ ، $A_v = ?$! راحت باشیم ، رابطه زیر را اثبات کنید و همچنین ثابت کنید

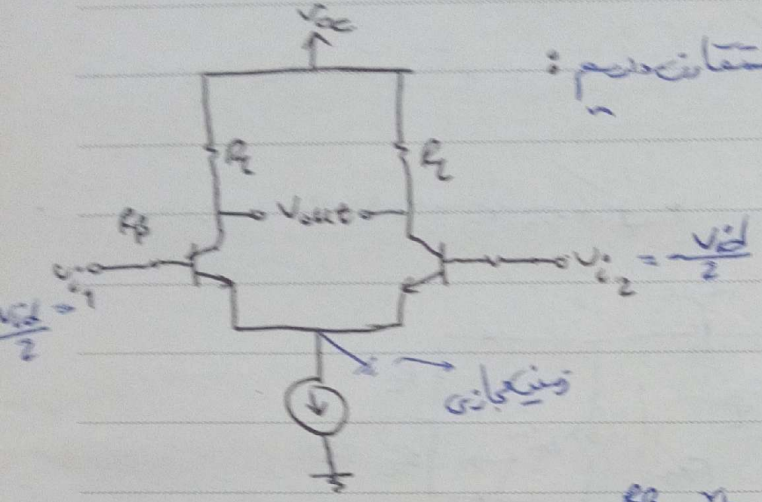
$$A_{v_1} = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{H_1}}} \quad , \quad A_{v_2} = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{H_2}}} \quad , \quad \cdots \quad , \quad A_{v_n} = \frac{A_{on}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{H_n}}}$$

PAPCO

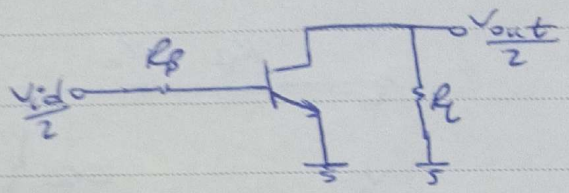
Subject
Date

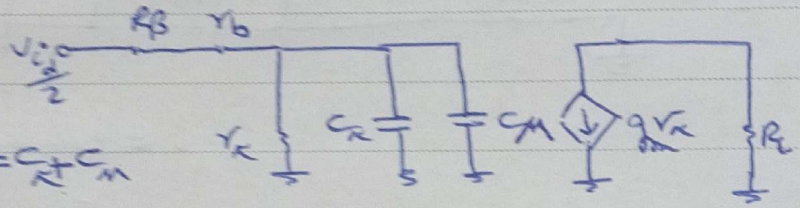
پایه مشترک تقویت کننده‌ها چند طبقه :

1 تقویت کننده تفاضلی : الف) حالتی که متقارن داریم :



مدار معادل تفاضلی

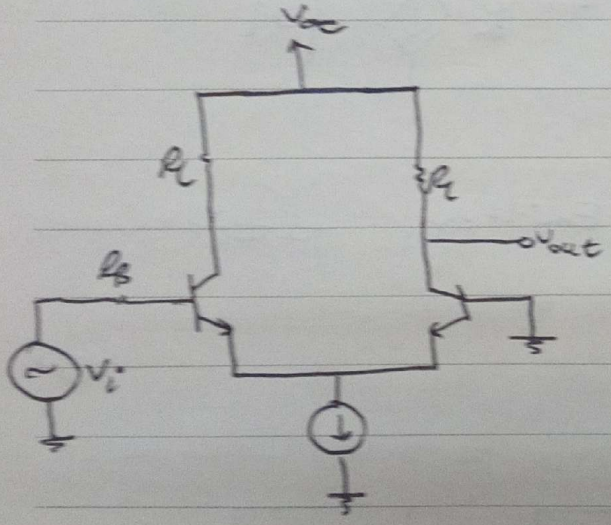


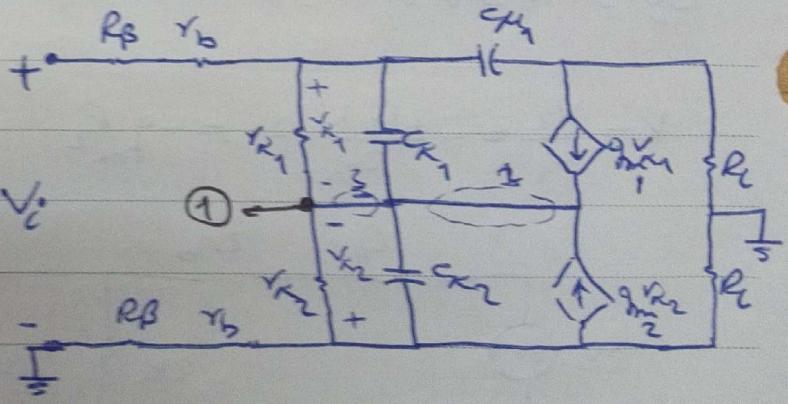


قطب غالب $p = \frac{1}{R_{eq} C_T}$ ، $C_T = C_\pi + C_M$

$R_{eq} = (R_B + r_b) \| r_\pi$ ، $C_M = C_\mu (1 + g_m R_C)$

ب) حالتی که متقارن نداریم :





① در KCL $\rightarrow$ $V_{\pi_1}(\frac{1}{r_{\pi_1}} + g_{m_1} + sC_{\pi_1}) + V_{\pi_2}(\frac{1}{r_{\pi_2}} + sC_{\pi_2} + g_{m_2}) = 0$

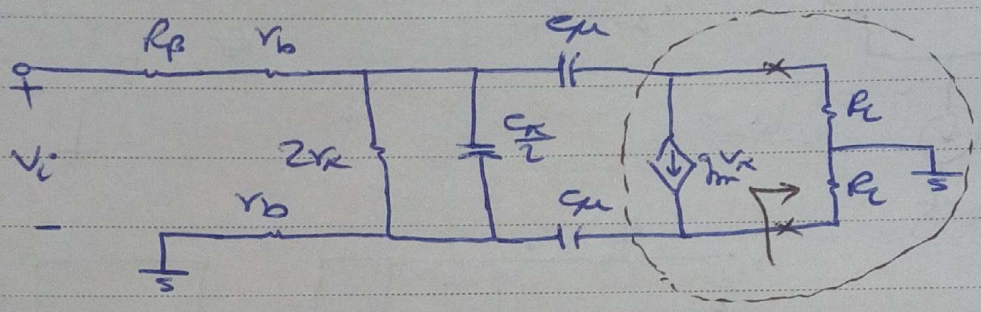
با فرض مساوی بودن Q_1 و Q_2 $\leftarrow$ $C_{\pi_1} = C_{\pi_2}$ ، $g_{m_1} = g_{m_2}$ ، $r_{\pi_1} = r_{\pi_2}$ ، $C_{\mu_1} = C_{\mu_2}$

Subject
Date

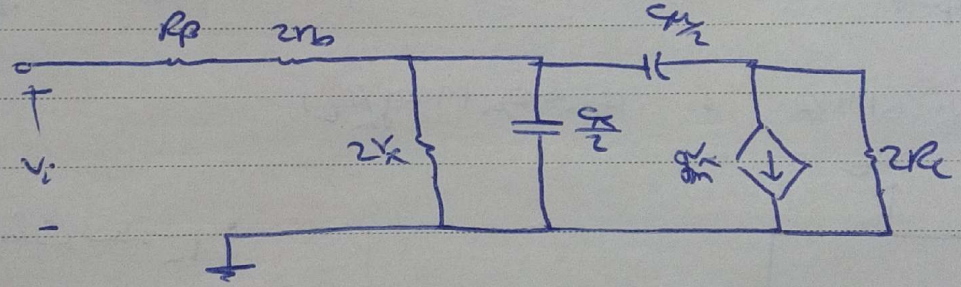
درنتیجه $V_{R_1} = -V_{R_2}$ خواهد بود. بنابراین جریان مقاومت‌ها و خازن‌ها و منبع جریان

هابا هم برابرند و از گره‌ها هیچ جریانی نمی‌گذرد و می‌توان خازن‌ها و مقاومت‌ها و

منبع جریان‌ها را با هم جمع و ببرون کرد.

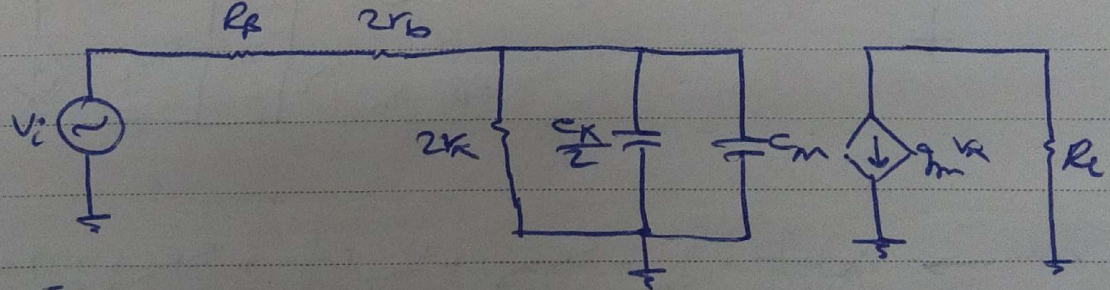


با ساده سازی مدار خواهیم داشت.



مدار با یک common Emitter شده و به راحتی می‌توان اکنون کل

کرد. $K = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{2R_L g_m V_K}{2V_K} = -g_m R_L$

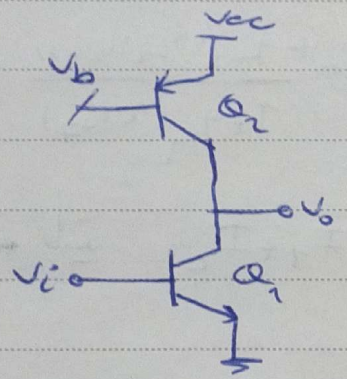


قطب غالب $P = \frac{1}{R_{eq} C_T}$ ، $C_T = \frac{C_K}{2} + C_M$ ، $C_M = \frac{C_\mu}{2}(1 + g_m R_L)$

$R_{eq} = [(R_B + 2r_b) \| 2r_x]$

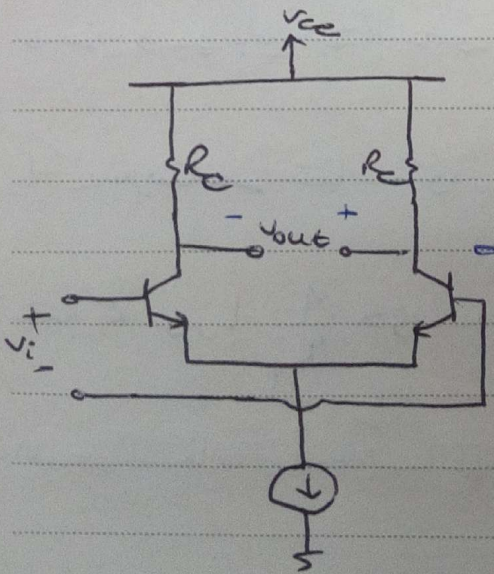
ج تقویت کننده تفاضلی با بار فعال (منبع جریان)

در هر تقویت کننده ای همواره بالاتر هستیم؛ به عنوان مثال در تقویت کننده CE بهره از رابطه $A_v = -g_m R_L$ محاسبه می شود. برای بزرگ شدن بهره بالاتر باید R_L را افزایش داد که سبب افزایش نویز در خروجی می شود و مانعی سوئینگ می شود. پس در ادامه باید از بار فعال استفاده کرد.



$$A_v = -g_{m_1}(r_{o_1} \| r_{o_2})$$

از این بار فعال در تقویت کننده های تفاضلی استفاده خواهیم کرد.



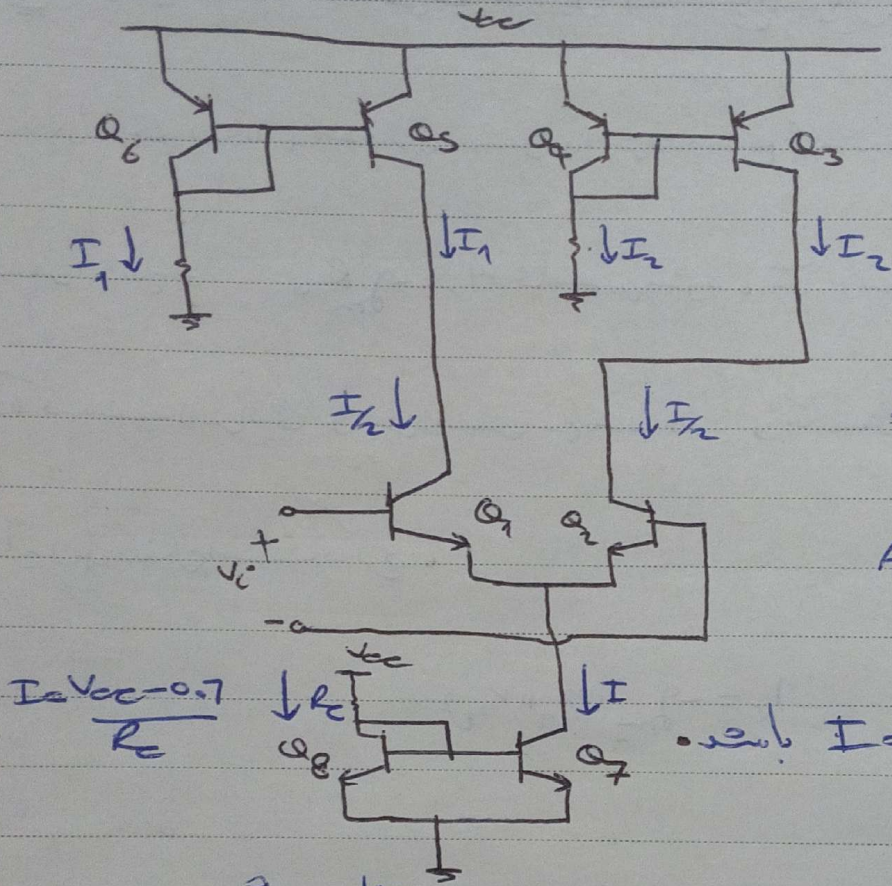
$$|A_d| = +g_m R_C$$

اگر به جای منبع جریان از مقاومت R_E استفاده شود برای کنترل بهره common mode زیاد شود باید مقدار R_E را افزایش داد که سوئینگ را دچار مشکل می کند. این مقاومت R_E در A_d

Subject
Date

یا همان حمود تفاضلی تأثیر استاده میکنیم است از بار فعال به صورت زیر استفاده

خواهیم کرد.

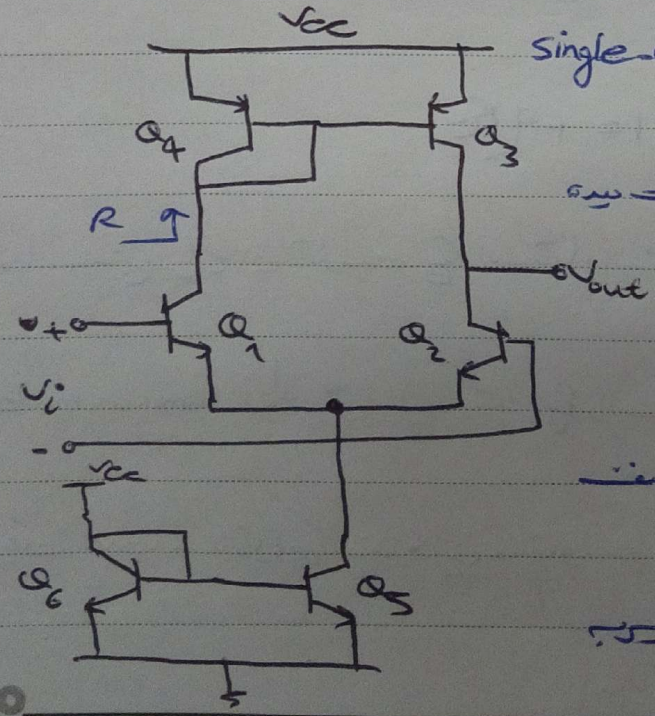


$A_d = +g_{m_2}(r_{o_3} \| r_{o_2})$

$A_c = \frac{+g_{m_2}(r_{o_2} \| r_{o_3})}{1+g_{m_2}(2r_{o_7})}$

* باید $I = I_1 + I_2$ باشد.

مدار بالا دو طرفی مشکل است. لذا معمولا از مدار زیر استفاده می‌شود.



مدار روبرو باید حتماً به صورت Single-ended

یا تک سر مورد استفاده شود زیرا مقاومت دیده

شده R برابر با $\frac{1}{g_{m_4}}$ خواهد بود.

البته استفاده از حالت تک سر مدار دو طرفه

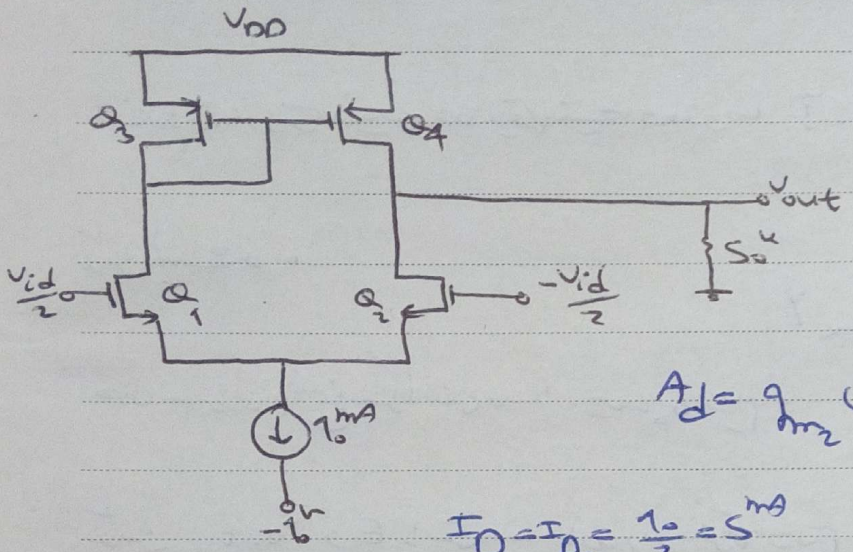
شدن بهره A_d خواهد شد زیرا دو سر به

P4PCO

Subject
Date

جزوه‌ی محبوددرد.

✓ در شکل تبدیل تک‌سر به تفاضلی را به دست آورید.



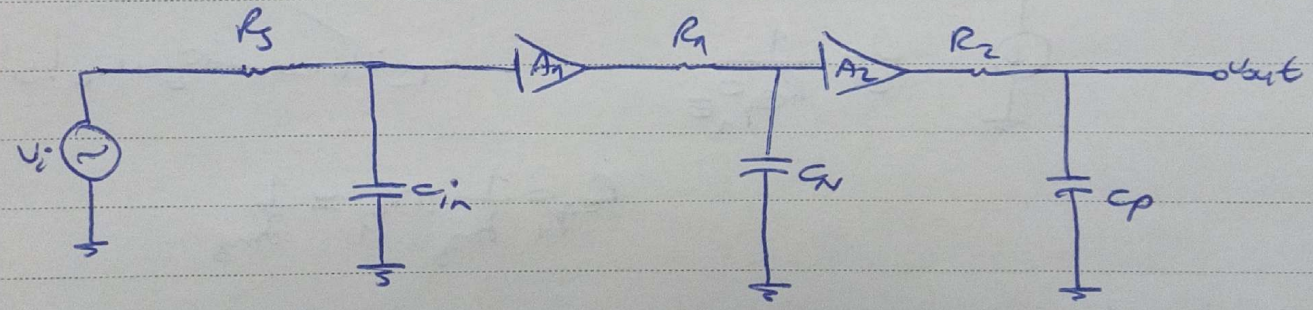
$|V_T|=2$, $k=0.5\ \frac{mA}{V^2}$

$r_d = \frac{7S}{I_d}$

$A_d = g_{m_2}(r_{o_4} \| r_{o_2} \| 5_o^k) \simeq 30$

$I_{D_1}=I_{D_2}=\frac{1_o}{2}=5^{mA}$ $\quad g_m=2k(V_{GS}-V_T)=1\ \frac{mA}{V}$

تخمین قطب‌ها به روش:



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{A_1}{1+R_S S C_{in}} \cdot \frac{A_2}{1+R_1 C_N S} \cdot \frac{1}{1+R_2 C_p S}$$

برای مدارهایی که ترانزیستورها و خازن‌های آن زیاد است، یکی از روش‌ها به دست آوردن تابع انتقال به صورت تقریبی استفاده از تخمین قطب‌ها می‌باشد.

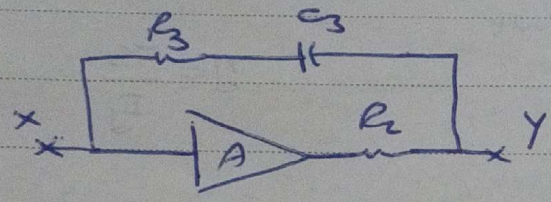
Subject
Date

برآورد کردن یک تابع انتقال با یک قطب در مبدا ← قطب حذف شده $P_N = \frac{1}{R_{eq} C}$

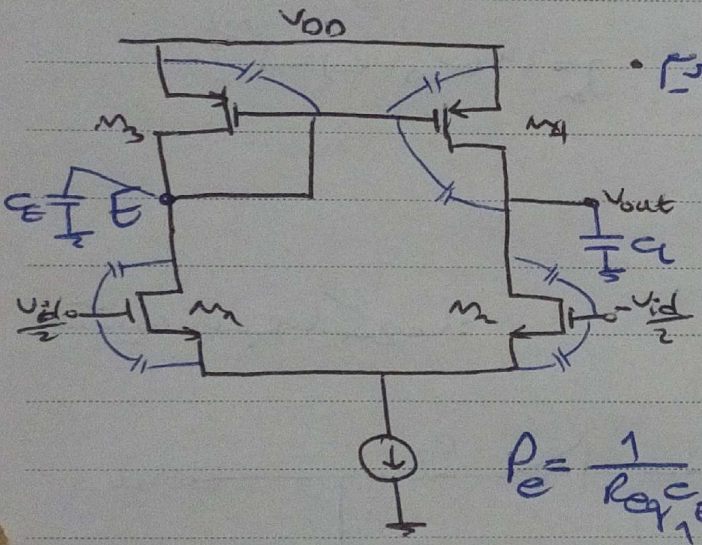
می‌خواهیم ویژگی‌های تابع انتقال کلی را طبق ترتیب آنها خواهد بود.

این روش، روش خیلی دقیقی نیست و صرفاً برآوردی که خانه در مسیر و مدار بگیرد که بین

قطب‌ها باشد.



حال به بررسی پاسخ فرکانسی مدارات می‌پردازیم.



قطب V_{out} و E را برآورد مدار در نظر گرفته می‌شود.

خازن معادل برآورد قطب تعیین شده

راه دست می‌آوریم. خازن‌ها معادل را در هر

گره با KCL عمل می‌کنیم.

$$P_E = \frac{1}{R_{eq_1} C_E}$$

$$R_{eq_1} = \frac{1}{g_{m_3}} \| r_{o_1} \simeq \frac{1}{g_{m_3}}$$

$$P_L = \frac{1}{R_{eq_2} C_L} \quad , \quad R_{eq_2} = (r_{o_4} \| r_{o_2})$$

از مرحله بالا

$$A_0 = g_{m_2}(r_{o_4} \| r_{o_2}) \longrightarrow A_V = \frac{A_0}{1+\frac{S}{P_L}} + \frac{A_0}{(1+\frac{S}{P_E})(1+\frac{S}{P_L})}$$

میرویابی

$$\longrightarrow A_{V(S)} = \frac{A_0 (2+\frac{S}{P_E})}{(1+\frac{S}{P_L})(1+\frac{S}{P_E})}$$

Subject
Date

$$p_1 = p_L = \frac{1}{R_o C_L} = \frac{1}{C_L(r_{o2} \| r_{o4})} \qquad p_2 = p_e = \frac{g_{m3}}{C_E}$$

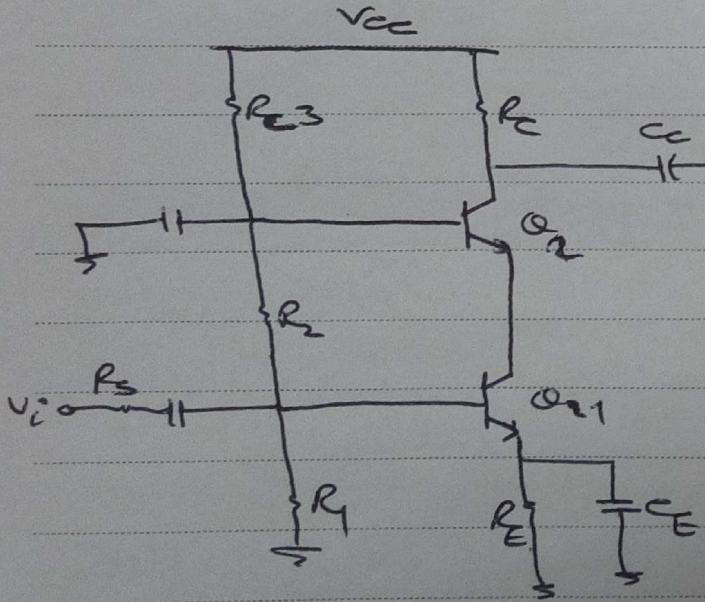
$$z = 2\frac{g_{m3}}{C_E} = 2p_e$$ قطب غالب این مدار p_1 است چون کوچکترین مقدار را دارد.

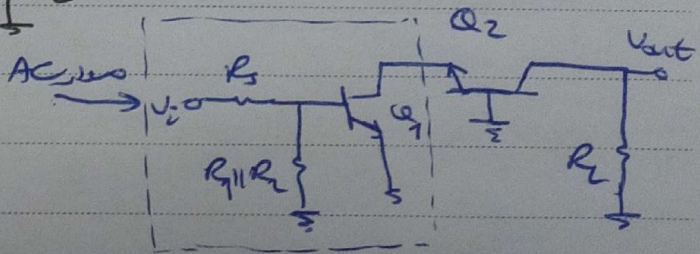
به قطب p_e قطب آینه ای می گویند که قطب بزرگی است و تأثیر زیادی ندارد.

$f_{p_2} = \frac{f_T}{2}$ می توان نشان داد که f_{p_2} تقریباً $\frac{f_T}{2}$ است.

بررسی پاسخ مرکانسی تقویت کننده کسکود:

	طبقه اول	طبقه دوم
Bjt	CE	CB
Mosfet Fet	CS	CG





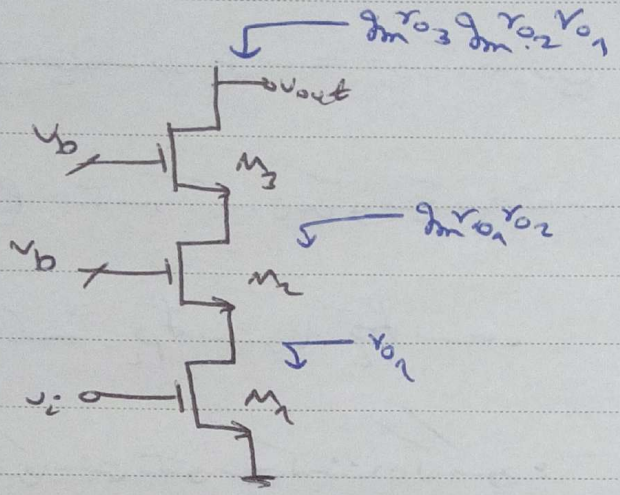
$$A = -g_{m_1} R_L$$

مدار بالا دامنه مقاومت ورودی نسبتاً بالا و مقاومت خروجی بسیار بالا می باشد.

$$R_{out} = r_{o_2}(1 + g_m r_{o_1}) \longrightarrow R_{out} \approx g_m r_{o_1} r_{o_2}$$

Subject
Date

- برای افزایش بیشتر مقاومت خروجی می‌توان از سه ترانزیستور کسکود استفاده کرد.



PAPCO