بسمه تـ

جزوه

الکترونیک ۳

دانشگاه

علم و صنعت

استاد

کتر رحمتی

شرایط ترانزیستورها درمدل :

- ترانزیستور ها در ناحیه فعال باشند.

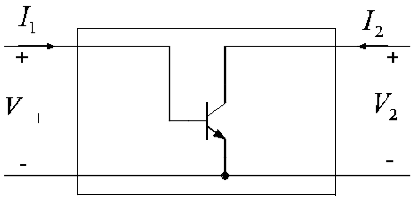
BC : reverse

BE : forward

- سیگنال ورودی در شرایط Small Signal صدق کند.

$$v_i \leq 25 \quad mv$$

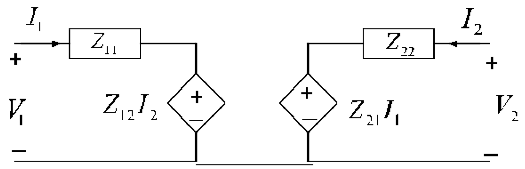
پارامتر های مدار باز



$$\begin{cases} V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 = z_{21} I_2 + z_{22} I_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{be} = z_{11} i_b + z_{12} i_c \\ v_{ce} = z_{21} i_b + z_{22} i_c \end{cases}$$

مدار معادل با پارامترهای Z



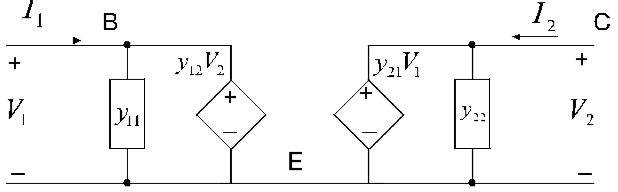
$$Z_{11} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{i_c=0} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}\right|_{I_C=CTE}$$

$$Z_{12} = \left.\frac{v_{be}}{i_c}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C}\right|_{I_B=CTE}$$

$$Z_{21} = \left.\frac{v_{ce}}{i_b}\right|_{i_c=0} = \left.\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_B}\right|_{I_C=CTE}$$

$$Z_{22} = \left.\frac{v_{ce}}{i_c}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}\right|_{I_B=CTE}$$

مدار معادل با پارامتر های Y



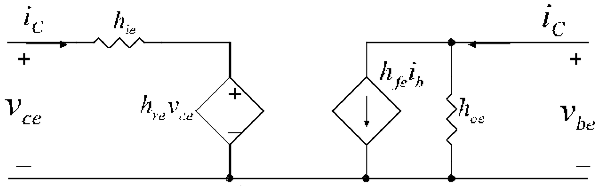
$$y_{11} = \left.\frac{i_b}{v_{be}}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}}\right|_{V_{CE}=CTE}$$

$$y_{12} = \left.\frac{i_b}{v_{ce}}\right|_{v_{be}=0} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{CE}}\right|_{V_{BE}=CTE}$$

$$y_{21} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{v_{be}=0} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}}\right|_{V_{CE}=CTE}$$

$$y_{11} = \left.\frac{i_b}{v_{be}}\right|_{v_{be}=0} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}}\right|_{V_{CE}=CTE}$$

مدار معادل هایبرید



$$h_{fe} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right|_{V_{CE}=CTE}$$

$$h_{re} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_{CE}}\right|_{I_B=CTE}$$

$$h_{ie} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{V_{BE}}{I_B}\right|_{V_{CE}=CTE}$$

$$h_{oe} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}\right|_{I_B=CTE}$$

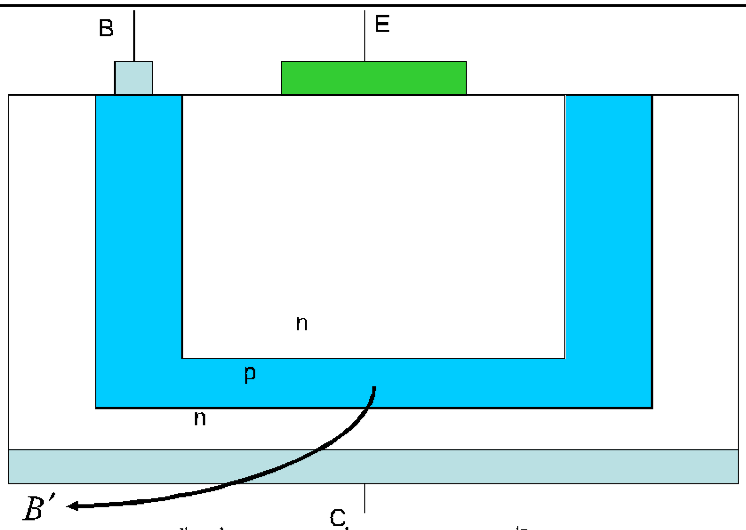
مدل فرکانس بالای ترانزیستور BJT

- مهمترین عامل که سبب تغییر رفتار ترانزیستور می شود خازن های داخلی ترانزیستور هستند.
- در فرکانس های بالا یک تکه سیم هم خاصیت خازنی ، هم خاصیت سلفی دارد.
- اتصالات pn بایاس مخالف یک خازن تشکیل می دهند، که ظرفیت خازن وابسته به سطح پیوند، عرض ناحیه تخلیه و جنس دی الکتریک می باشد.
- در بایاس موافق نیز اثر خازنی وجود دارد، اما اثر خازنی آن فقط به علت اتصال نیست بلکه به علت خازن پخش(دفیوژن) نیز می باشد.

خازن C_D

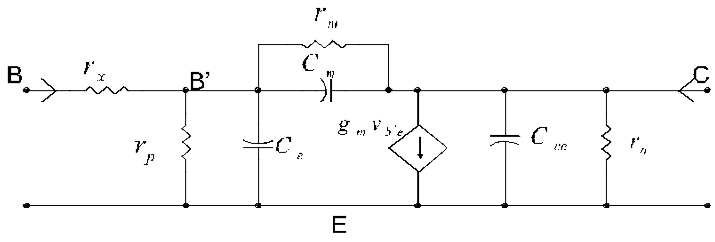
- این خازن یک خازن فیزیکی نیست در نتیجه به سطح ناحیه تخلیه بستگی ندارد.
- ای‌ن خازن C_D عمدتاً به جریان نقطه کار وابسته است.

$$C_D = \frac{W_B^2}{2D_B}.g_m$$



مقاومت	سطح	نوع اتصال
بزرگ	کوچک	B-فلز
کوچک	بزرگ	C-فلز
کوچک	بزرگ	E-فلز

مدل فرکانس بالای ترانزیستور



مدل هایبرید p

مقدار عددی پارامترها

r_x : کمتر از ۱۰۰ اهم

r_m : در حدود چند مگا اهم

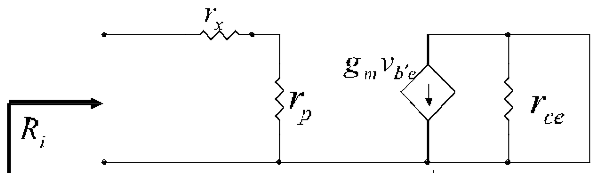
r_p : در حدود چند کیلو اهم

C_m : در حدود چند پیکو فاراد

g_m : وابسته به نقطه کار ترانزیستور

$r_o = h_{oe}^{-1} \cong \frac{V_A}{I_{CQ}}$ وابسته به نقطه کار ترانزیستور، در رنج ۱۰۰ کیلو اهم

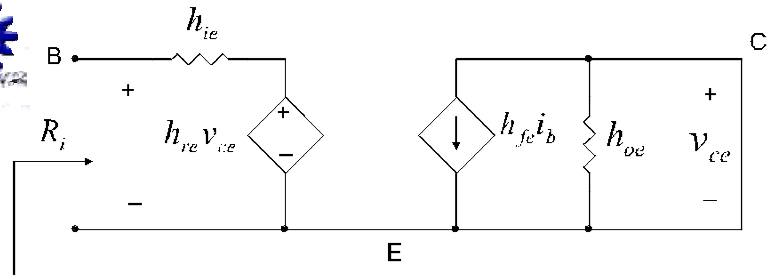
محاسبه پارامترهای مدل p ترانزیستور



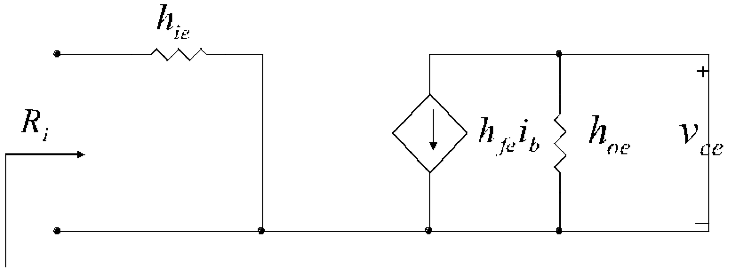
$$i_c = g_m v_{b'e} \Rightarrow g_m = \frac{i_c}{v_{b'e}} \cong \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{B'E}}\bigg|_{V_{CE}=Cte} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{B'E}} = \frac{a\,\partial I_E}{\partial V_{B'E}}$$

$$I_E = I_0 e^{\frac{V_{B'E}}{V_T}}$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$



با اتصال کوتاه شدن خروجی خواهیم داشت.



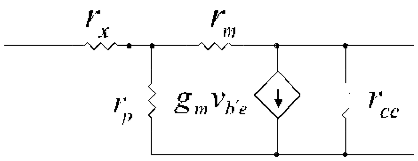
$$i_c = g_m v_{b'e} = g_m r_p i_b$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$h_{fe} = g_m r_p \Rightarrow r_p = \frac{h_{fe}}{g_m}$$

$$h_{ie} = r_p + r_x \Rightarrow r_x = h_{ie} - \frac{h_{fe}}{g_m}$$

محاسبه r_O



$$h_{re} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} \qquad i_b = 0 \Rightarrow v_{be} = v_{b'e} \qquad \left. v_{ce}\right|_{i_b=0} = \frac{v_{b'e}}{r_{b'e}}\left(r_{b'e} + r_{b'c}\right)$$

$$\frac{r_{b'e}}{\left(r_{b'e} + r_{b'c}\right)} = \left.\frac{v_{b'e}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = h_{re}$$

$$h_{re} = \frac{r_p}{r_p + r_m} \overset{r_p \ll r_m}{\Rightarrow} h_{re} = \frac{r_p}{r_m} \qquad v_{be} = v_{b'e} = h_{re} v_{ce} \Rightarrow v_{be} = \frac{r_p}{r_m}$$

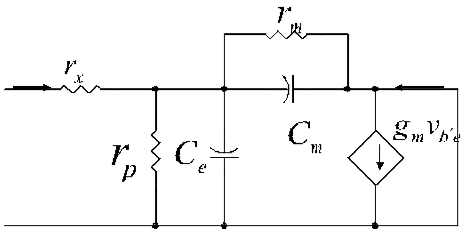
$$i_c = \frac{v_{ce}}{r_o} + g_m v_{b'e} + \frac{v_{ce}}{r_m + r_p}$$

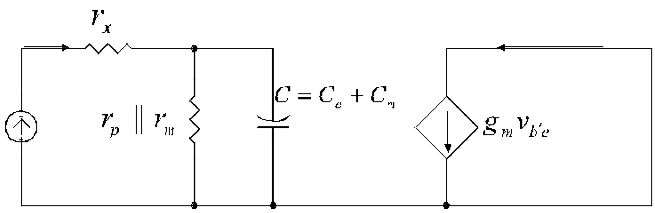
$$i_c = h_{oe} v_{ce}$$

$$i_c = v_{ce}\left(\frac{1}{r_o} + \frac{g_m r_p}{r_p + r_m} + \frac{1}{r_p + r_m}\right)$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} + (1 + h_{fe})\frac{1}{r_p + r_m} \Rightarrow \frac{1}{r_o} = h_{oe} - (1 + h_{fe})\frac{1}{r_p + r_m}$$

محاسبه فرکانس قطع 3dB





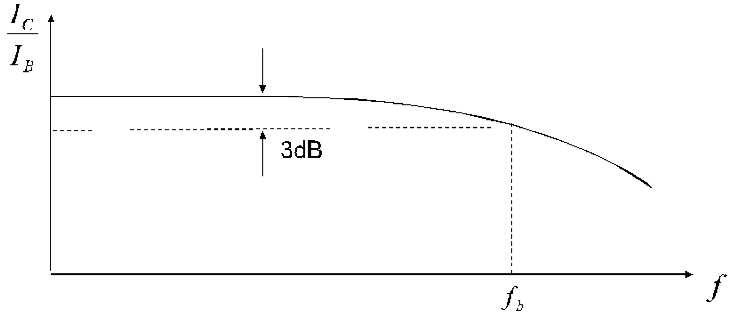
$$i_C = g_m v_{b'e} = g_m \frac{I_b}{g_p + sC} \Rightarrow$$

$$\frac{I_C}{I_b} = \frac{g_m}{g_p + jwC}$$

$$\frac{I_C}{I_b} = \frac{h_{fe}}{1 + jwCr_p}$$

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{h_{fe}}{1 + j\frac{f}{f_h}} \Rightarrow f_b = \frac{1}{2pr_p (C_e + C_m)}$$

$$\left|\frac{I_c}{I_b}\right| = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_b})^2}}$$



$$|A_i|_{dB} = 20\log h_{fe} - 20\log\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_b^2}}$$

$$f >> f_b \Rightarrow |A_i|_{dB} = 20\log h_{fe} - 20\log\frac{f}{f_h}$$

هر ۱۰ برابر شدن فرکانس باعث کاهش 20dB در بهره می گردد.

هر ۲ برابر شدن فرکانس باعث کاهش 6dB در بهره می گردد.

پهنای باند بهره جریان در حالت اتصال کوتاه:

$$B.W = f_H - f_L \cong f_h$$

بهره جریان در فرکانس های بالا:

$$f >> f_h \Rightarrow \left|\frac{I_C}{I_b}\right| \cong \frac{h_{fe} f_h}{f}$$

f_T : فرکانسی است که در آن بهره جریان خروجی اتصال کوتاه برابر ۱ یا 0dB

Unity gain frequency : f_T

$$\frac{h_{fe} f_h}{f} = 1 \Rightarrow f_T = h_{fe} f_h$$

f_T = بهره * پهنای باند

$$f_T = h_{fe} f_b = \frac{h_{fe}}{2p\, r_p (C_e + C_m)} = \frac{\frac{h_{fe}}{r_p}}{2p\,(C_e + C_m)}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2p\,(C_e + C_m)}$$

$$C_e + C_m = \frac{g_m}{2p\, f_T}$$

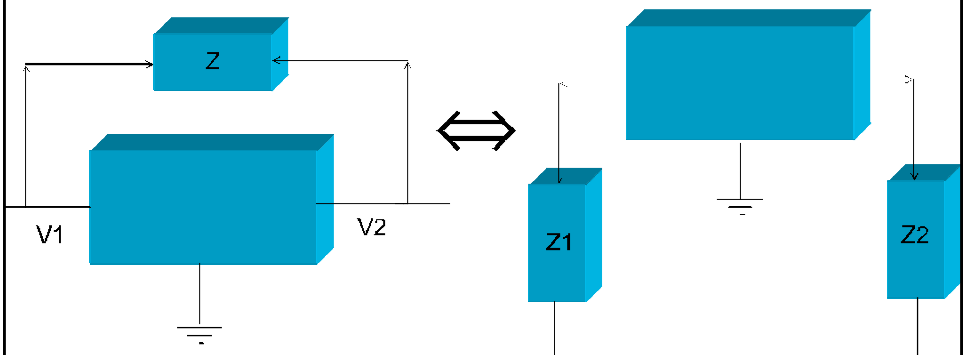
$$t_i = r_p .C$$

$$f_h = \frac{1}{2p t_i}$$

تمرین:

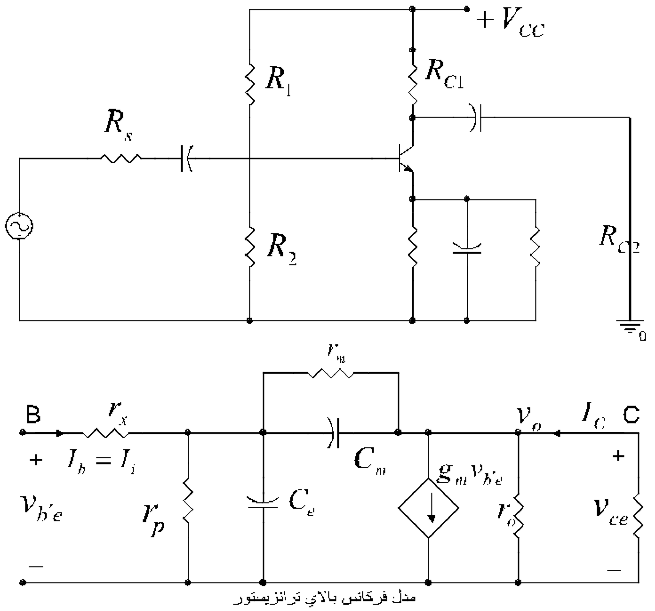
- مقدار جریان ناشی از خازن r_m و C_m را در نظر بگیرید و نشان دهید نسبت به جریان $g_m v_{b'e}$ناچیزاست.

قضیه میلر



$$K = \frac{V_2}{V_1} \qquad Z_1 = \frac{Z}{1-K} \qquad Z_2 = \frac{Z}{1-\frac{1}{K}} = \frac{KZ}{K-1}$$

مدار امیتر مشترک در فرکانس بالا



در مدار معادل اصلی داریم:

$$A_I = \frac{I_c}{I_b} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} < \frac{v_o}{v_{b'}} = K$$

Kعدد منفی بزگی است.

قضیه میلر $\Longrightarrow$

$$r_{m_1} = \frac{r_m}{1-K}$$

$$r_{m_2} = \frac{r_m}{1-\frac{1}{k}} \cong r_m$$

- r_{m_1} خیلی بزرگتر از r_o است ، همچنین r_{m_2} خیلی بزرگتر از r_o است به همین دلیل می توان از آن ها صرف نظر کرد.
- حال قضیه میلر را برای خازن ها به کار می بریم.

$$C_{m_1} = C_m(1-K) \qquad C_{m_2} = C_m(1-\frac{1}{K}) \cong C_m$$

$$C = C_e + C_m(1-K)$$

- امپدانس C_m خیلی بزرگتر از R_L است و می توان از آن صرف نظر کرد، بنابراین خواهیم داشت:

$$V_o \cong -g_m V_{b'e} R_L \Rightarrow K = \frac{V_O}{V_{b'e}} \cong -g_m R_L$$

- چون یک خازن در ورودی و یک خازن در خروجی داریم ، خواهیم داشت:

$$t_i = C.r_p \qquad t_o = C_m.R_L$$

- برای بدست آوردن t_O باید امپدانس حاصل از تونن دو طرف خازن را با هم موازی کنیم، که سمت راست آن R_L و سمت چپ آن بی نهایت است.
- ثابت زمانی خروجی خیلی کوچکتر از ثابت زمانی ورودی است و به همین خاطر به t ثابت زمانی غالب می گویند، چون این ثابت زمانی پهنای باند را مشخص می کند، به همین خاطر می توان از t_i صرف نظر کرد.
- با افزایش خازن های داخلی پهنای باند کاهش می یابد.

- برای صفر کردن C_m ،t_Oرا صفر در نظر می گیریم ، بنابراین خواهیم داشت:

$$I_C \equiv g_m v_{b'e} \qquad v_{b'e} = I_b \frac{1}{g_p + jwC}$$

$$I_C = \frac{g_m I_b}{g_p + jwC} * \frac{r_p}{r_p} \Rightarrow A_i = \frac{h_{fe}}{1 + jwCr_p} = \frac{h_{fe}}{1 + j\frac{f}{f_H}}$$

$$K = \frac{v_o}{v_{b'e}} = -g_m R_L \qquad f_H = \frac{1}{2p\, r_p [C_e + C_m (1 + g_m R_L)}$$

$$|A_i| = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_H})^2}} \qquad f >> f_H \Rightarrow |A_i| = \frac{h_{fe} f_H}{f}$$

- دیدیم که $\frac{1}{2p\, r_p (C_e \quad C_m)}$ f_h است، پس داریم:

که برای وقتی است که ، پس نتیجه می گیریم با افزایش پهنای باند کاهش می یابد.

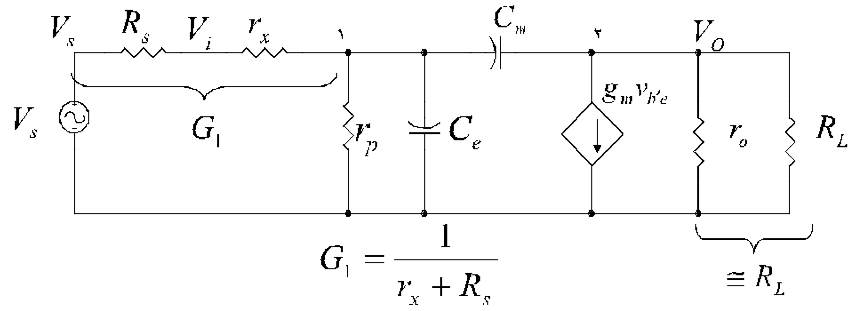
- معمولا بهره و پهنای باند رابطه عکس دارند، به طور مثال در امیتر مشترک افزایش باعث افزایش بهره ولتاژ می گردد. ولی پهنای باند کاهش می یابد.

- عامل اصلی کاهش پهنای باند درامیتر مشترک به علت اثر میلری است.

تمرین:

- حاصلضرب بهره جریان وسط باند در پهنای باند(f_H)مدار امیتر مشترک را بدست آورید.

بهره ولتاژ مدار امیتر مشترک، با صرف نظر از r_m



$$KCL: \begin{cases} G_1 V_o + g_m V_{b'} + (V_o - V_{b'}) s C_m = 0 & (2) \\ (V_{b''} - V_s) G_1 + v_{b'} (g_p + s C_e) + (V_{b'} - V_o) C_m s = 0 & (1) \end{cases}$$

$$A_{V_S} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-G_1 R_L (g_m - SC_e)}{(C_e C_m R_L)S^2 + [C_e + C_m + C_L C_m (g_m + g_p + G_1)]S + (G_1 + g_p)}$$

تابع تبدیل دارای یک صفر ودو قطب است.

$$A_{V_S} = \frac{K(S - S_0)}{(S - S_1)(S - S_2)}$$

مثال: حال فرض کنید:

$$R_S = 50\Omega \qquad r_x = 100\Omega \qquad C_e = 100pF$$

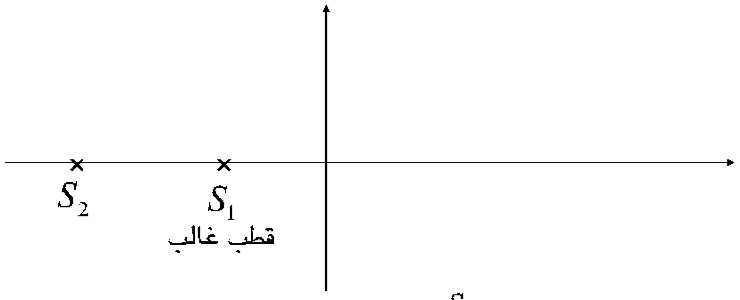
$$r_p = 1k\Omega \qquad C_m = 3pF \qquad R_L = 2k\Omega$$

$$g_m = 50m\Omega^{-1}$$

صفر و قطب ها عبارت خواهند بود از :

$$S_0 = 1.6*10^{10}\, rad/\sec \qquad K = 6.67*10^{7}\, rad/\sec$$

$$S_1 = -1.75*10^{7} \qquad S_2 = -7.3*10^{8}$$



نسبت $\frac{t_r}{t_a}$ تقریبا ثابت برابر $\frac{S_2}{S_1}$ است.

بهره ولتاژ مدار امیتر مشترک(با قرار دادن S=0) در فرکانس وسط باند:

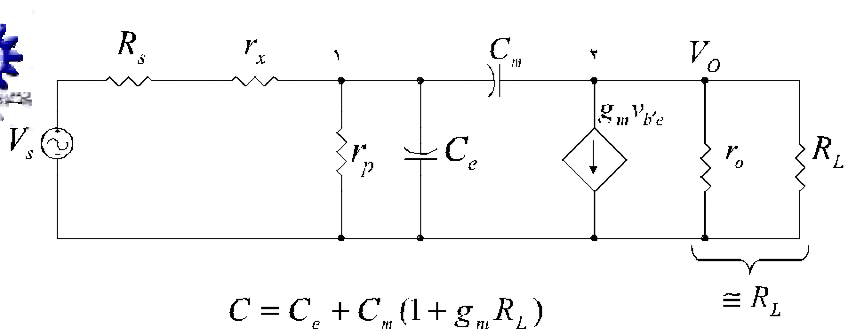
$$A_{V_0} = \frac{-h_{fe} R_L}{R_S + h_{ie}}$$

- اگر مدار طوری باشد که خازن کوپلاژ و بای پاس نداشته باشد $f_L = 0$ می شود و در نتیجه بهره درفرکانس پایین و بهره وسط باند با هم برابر می شوند. ولی اگر خازن کوپلاژ یا بای پاس داشته باشیم بهره در فرکانس پایین (f_L) دیگربرابربهره وسط باند نخواهد شد.
- بهره وسط باند با اتصال کوتاه کردن خازن های خارجی و اتصال باز کردن خازن های داخلی بدست می آید.

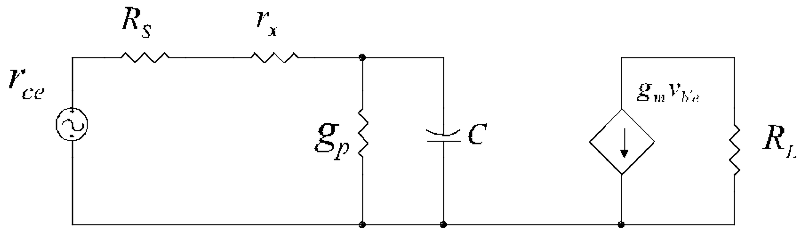
پهنای باند بهره ولتاژ

1. $S \to jw$ را قرار می دهیم در نتیجه $A_v(jw)$ بدست می آید.
2. $|A_v(jw)|$ را بدست می آوریم.
3. $|A_v(jw)|$ را مساوی $\frac{|A_{V_0}|}{\sqrt{2}}$ قرار می دهیم از این رابطه f_H بدست می آید(دو جواب بدست می آید که فرکانس کمتر قابل قبول است.)

- در این مثال $f_H = 2.8MHz$ است و $\frac{|S_1|}{2p} = 2.785MHz$ است پس قطب غالب پهنای باند را تعیین کرده است.



$$C = C_e + C_m(1 + g_m R_L)$$



$$f_{Hv} = \frac{1}{2\pi t_i}$$

$$t_i = [r_p \parallel (R_s + r_x)][C_e + C_m(1 + g_m R_L)]$$

$$V_o = -g_m V_{b'} R_L$$

$$V_{b'} = \frac{G'_S}{G'_S + g_p + jwC} V_s$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-g_m R_L G'_s}{G'_S + g_p + jwC} = \frac{-h_{fe} R_L}{r_p + r_x + R_s + jwC r_p (R_s + r_x)}$$

$$A_{V_0} \overset{w=0}{=} \frac{-h_{fe} R_L}{R_S + h_{ie}} \qquad A_{v_s} = \frac{A_{v_0}}{1 + jwC \dfrac{r_p (R_s + r_x)}{r_p + (r_x + R_s)}}$$

$$A_{v_s} = \frac{A_{v_0}}{1 + jwt_i} = \frac{A_{v_0}}{1 + j\dfrac{w}{w_H}}$$

برای مثال قبل $f_H = 3MHz$ است.

- دو نکته:

1. تعداد ثابت زمانی های مستقل لزوما با عناصر ذخیره کننده انرژی برابر نیست.
2. تعداد قطب های تابع تبدیل با تعداد ثابت زمانی های مستقل برابر است.

حاصل ضرب بهره در پهنای باند

$$\left|A_{v_m} \times f_H\right| = \left|\frac{-h_{fe}R_L}{r_p + r_x + R_s} \times \frac{1}{2p\left[r_p \parallel (R_s + r_x)\right]\left[C_e + C_m(1 + g_m R_L)\right]}\right|$$

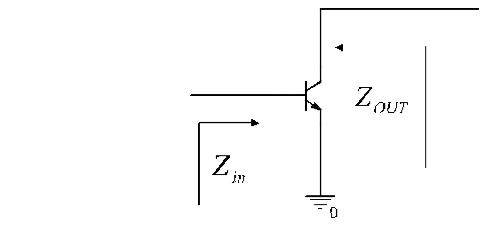
$$h_{fe} = g_m r_p \qquad f_T = \frac{g_m}{2p\,(C_e + C_m)}$$

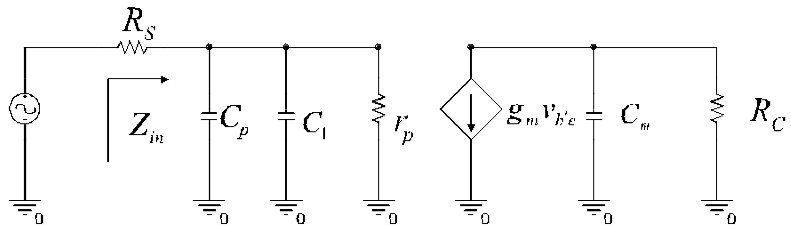
$$= \left|A_{vo} \times f_H\right| = \frac{R_L}{(R_s + r_x)} \times \frac{f_T}{1 + 2pf_T C_m R_L}$$

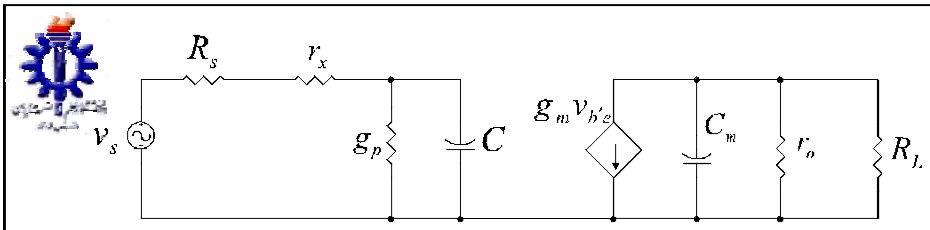
نکته:

- با توجه به روابط گفته شده $f_{H_v} > f_{H_i}$ است، در نتیجه برای اینکه ترانزیستور بتواند در فرکانس بالاتری کار کند به جای منبع جریان در ورودی از منبع ولتاژ استفاده می کنیم.

رفتار فرکانسی مقاوت ورودی و خروجی در آرایش امیتر مشترک







- امپدانس ورودی مدار امیتر مشترک در فرکانس های پایین بیشتر است.
- امپدانس خروجی مدار امیتر مشترک:

$$Z_O \cong r_O \| \frac{1}{jwC_m}$$

$$C_1 = C_m(1 + g_m R_C)$$

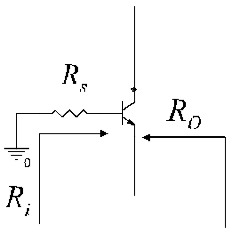
$$Z_{in} = \frac{1}{s[C_p + C_m(1 + g_m R_C)] + \frac{1}{r_p}} = \frac{r_p}{1 + sr_p[C_p + C_m(1 + g_m R_C)]}$$

$$\lim_{s \to +\infty} Z_{in} = 0 \qquad Z_{in}(s = 0) = r_p$$

$$Z_{OUT} = \frac{1}{sC_m} \| r_o$$

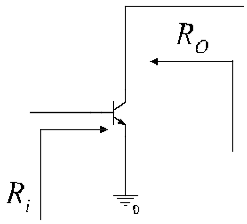
$$\lim_{s \to +\infty} Z_{out} = 0 \qquad Z_{out}(s = 0) = r_o$$

تقویت کننده کلکتور مشترک



$$R_O = r_e + \frac{R_s}{1+h_{fe}}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_{EQ}}$$

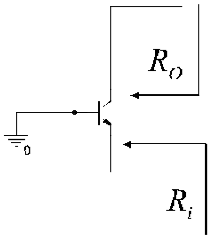


$$R_O \cong \frac{1}{h_{oe}} \cong r_{ce} = r_o$$

$$R_i \cong h_{ie}$$

در صورت وجود مقاومت در امیتر

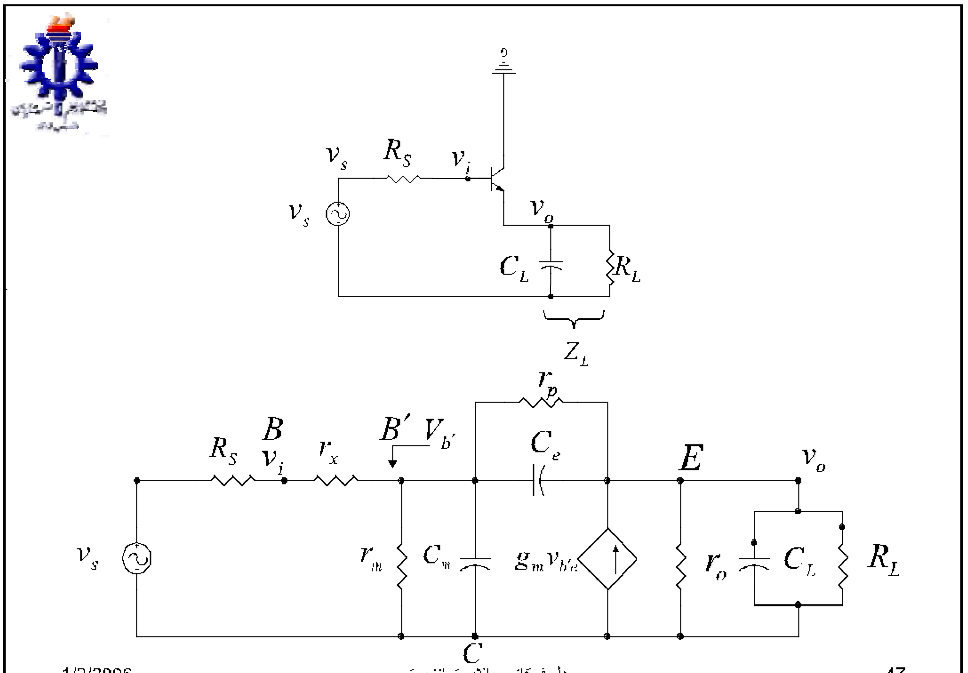
$$R_i \cong h_{ie} + (1+h_{fe})R_E$$



$$R_i \cong \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \cong r_e$$

بار های خازنی

- بار های خازنی را به صورت یک مقاومت موازی با یک خازن مدل می کنند.
- بار های خازنی توسط تقویت کننده هایی تغذیه می شوند که دارای مقاومت خروجی کوچک با شند تا ثابت زمانی کمتر و درنتیجه پهنای باند بیشتری را شامل شود.



با صرف نظر از r_O و r_m خواهیم داشت:

$$KCL\begin{cases} v_o(G_L + SC_L) + (v_o - v_{b'})(sC_e + g_p) = g_m(v_{b'} - v_o) \\ v_{b'}sC_m + (v_{b'} - v_s)G_s' + (v_{b'} - v_o)(g_p + sC_e) = 0 \end{cases}$$

$$g = g_m + g_p$$

$$A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{G_s' R_L (g + sC_e)}{R_L C_m (C_L + C_e)s^2 + [(1 + R_L G_s')C_e(1 + gR_L)C_m + (g_p + G_s')R_L C_L]s + (1 + gR_L)G_s' + g_p}$$

بهره در فرکانس وسط باند

از خازن ها صرف نظر مي كنيم C=0

يا

S را صفر می کنیم.

- خازن های کوپلاژ و بایپاس در مدار ac اتصال کوتاه می شوند در حقیقت اثر آن ها در فرکانس پایین است، که با کاهش فرکانس مدار باز می شوند و باعث کاهش بهره می شوند.
- خازن های داخلی ترانزیستور در فرکانس های بالا بر اثر افزایش فرکانس، اتصال کوتاه می شوند و باعث کاهش بهره می شوند.
- بدست آوردن فرکانس قطع بالا:
  - $A_{V_{S0}}$ را بدست می آوریم.

$$A_{V_{S0}} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$$

  - با جایگذاری $s \leftarrow jw$ ، $A_{V_S}(jw)$ را بدست می آوریم.
  - با حل معادله زیر w_H بدست می آید.

$$\left|A_{V_S}(jw)\right| = \frac{A_{V_{S0}}}{\sqrt{2}} \Rightarrow w = w_H$$

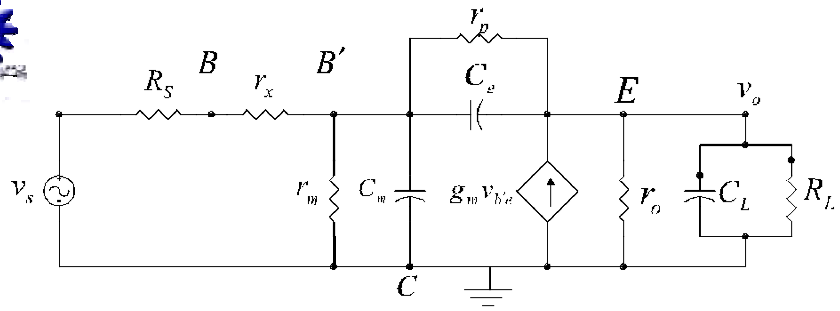
تمرین

- در مدار با مشخصات زیر C_e و r_p را با انجام قضیه میلر، ساده کنید و A_v و پهنای باند مدار را بدست آورید.

$$R_L = 2k\Omega \qquad C_L = 10nF \qquad r_p = 1k$$

$$r_x = 100\Omega \qquad C_m = 3pF \qquad C_e = 100pf$$

$$R_S = 150\Omega \qquad g_m = 50mu$$



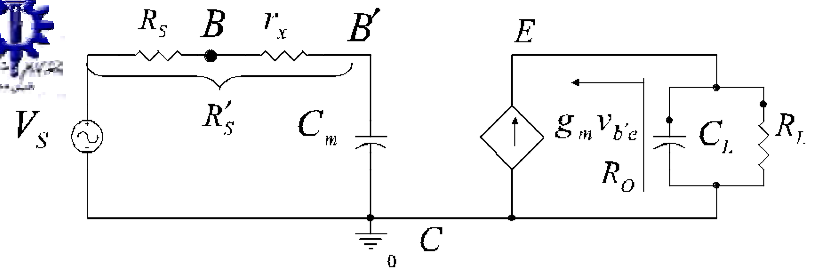
$$K = \frac{v_o}{v_{b'}} > \frac{v_o}{v_s} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \cong 1$$

$$C_{e1} = C_e(1-k) \cong 0$$

$$C_{e_2} \cong 0$$

$$r_{p1} \cong \infty$$

$$r_{p2} \cong \infty$$



$$\begin{cases} v_O = g_m v_{b'e}\left(\dfrac{1}{G_L + sC_L}\right) & v_{b'e} = v_{b'} - v_o \\ v_{b'} = \dfrac{\dfrac{1}{sC_m}}{R'_s + \dfrac{1}{sC}} v_s \end{cases}$$

تمرین: از ادغام سه رابطه فوق $A_{v_s} = \dfrac{v_o}{v_s}$ را بدست آورید.

- تابع تبدیل دو قطب دارد، که بر اثر ثابت زمانی های خروجی و ورودی ایجاد می شوند.

$$t_i = C_m(R_S + r_x)$$

$$t_o = C_L(R_L \parallel \frac{1}{g_m}) = \frac{R_L C_L}{1 + g_m R_L} \cong \frac{C_L}{g_m}$$

$$R_o = \frac{1}{g_m}$$

- خازن بار ثابت زمانی خروجی را ایجاد کرده است بنابراین بارهای اهمی خالص ثابت زمانی خروجی ناچیزی دارند.

حالت اول: $t_o \ll t_i$

$$v_o = g_m R_L (v_{b'} - v_o) \quad \Rightarrow v_o = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} v_{b'}$$

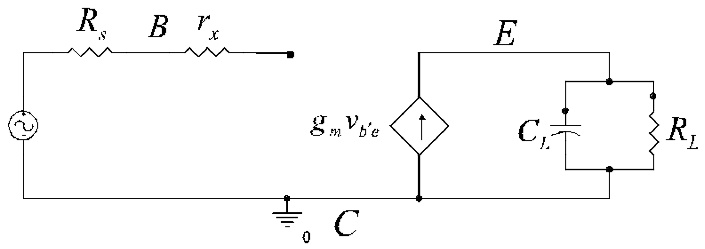
$$v_{b'} = \frac{\frac{1}{jw C_m}}{R'_S + \frac{1}{jw C_m}} v_s = \frac{v_s}{1 + jw C_m (R_S + r_x)}$$

$$A_{v_s}(jw) = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \times \frac{v_s}{1 + jw C_m (R_S + r_x)} = \frac{A_{v_s}(0)}{1 + J\frac{f}{f_H}}$$

$$CC: \quad f_H = \frac{1}{2p C_m (R_s + r_x)} \qquad CE: \ f_H = \frac{1}{2p [r_p \parallel (R_s + r_x)][C_e + C_m (1 + g_m R_L)]}$$

- به دلیل ضریب C_m در مدار امیتر مشترک فرکانس قطع بالای مدار امیتر مشترک به مراتب کوچکتر از فرکانس قطع بالای مدار کلکتور مشترک مدار است.

حالت دوم: $t_o >> t_i$



$$v_{b'} = v_s \qquad v_o = g_m (v_s - v_o)[R_L \| \frac{1}{jw C_L}]$$

$$A_V(jw) = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L + jw C_L R_L} = \frac{A_{V_0}}{1 + j\frac{w}{w_H}} \qquad A_{V_0} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$$

$$w_H = \frac{1 + g_m R_L}{R_L C_L} = \frac{1}{t_o}$$

حالت سوم : ثابت زمانی های ورودی و خروجی در مقابل هم قابل صرف نظر نباشند.

$$f_H \cong \frac{1}{2p(t_i + t_o)}$$

محاسبه f_L

- برای محاسبه ثابت زمانی هر خازن ، خازن های دیگر را اتصال کوتاه می کنیم.

$$w_L \cong \sum_{J=1}^{m} \frac{1}{t_{JS}}$$

محاسبه f_H

- برای محاسبه ثابت زمانی هر خازن ، خازن های دیگر را مدار باز می کنیم.

$$w_H \cong \frac{1}{\sum t_{JO}}$$

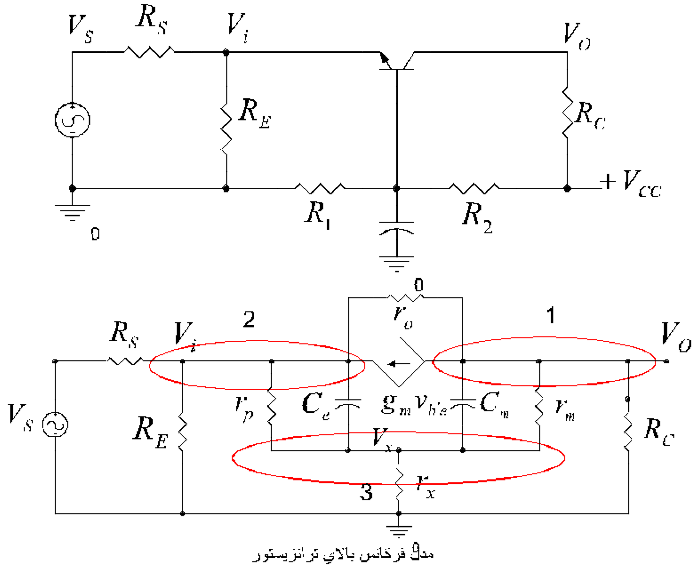
چند نکته:

- امپدانس ورودی CCبه مراتب بزرگتر از امیتر مشترک است.
- امپدانس ورودی کلکتور مشترک دارای خاصیت خازنی کم است. در حالی که در امیتر مشترک دارای خاصیت خازنی زیاد است.
- حتی اگر اثر میلری C_c را در نظر بگیریم به دلیل ضریب نزدیک واحد باز هم اثر خازنی کم است(بر خلاف CE) که خازن میلر شده به دلیل ضریب K زیاد خاصیت Z_{in} خازنی را زیاد می کند.

خازن C_O

- اثر میلری C_e بسیار کم است $Z_O \cong \frac{1}{g_m}$(اثر در خروجی منفی است و ثابت زمانی منفی ایجاد می کند که در نهایت منجر به افزایش پهنای باند می شود.)

تقویت کننده بیس مشترک

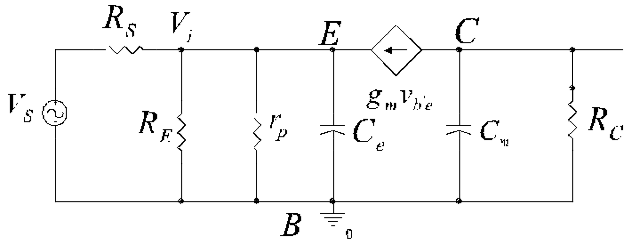


- در گره های تعیین شده معادلات گره را نوشته پس از ساده کردن بر حسب V_S و V_O بدست می آید.

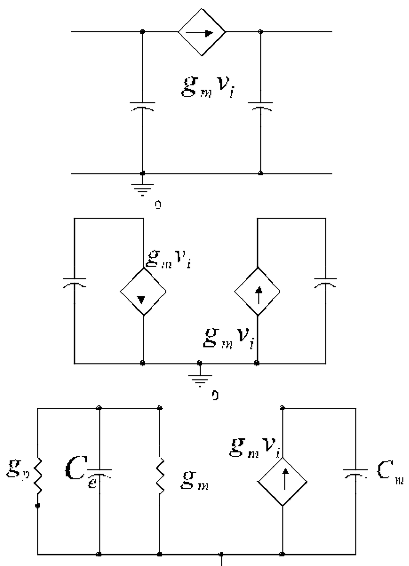
$$A_{V_S} = \frac{V_o}{V_s}$$

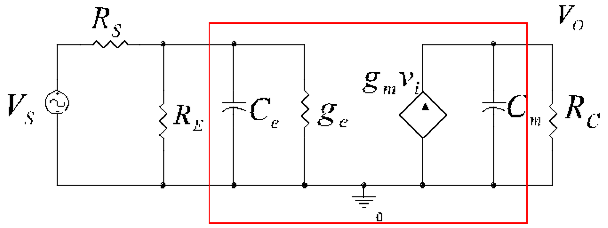
- رابطه بدست آمده دو قطب و یک صفر دارد.
- تقریب ها

$$r_O \to \infty \qquad r_x \to 0$$



$$v_{be} = v_{b'e} = -v_i$$





$$g_e = g_m + g_p = \frac{1}{r_e} = \frac{I_{EQ}}{V_T}$$

- ثابت زمانی ورودی به علت کوچک بودن r_e کوچک است.
- ثابت زمانی خروجی نیز عدد کوچکی خواهد بود.
- مدار بیس مشترک دارای پهنای باند به مراتب بزرگتری از امیتر مشترک است وپهنای باند آن با مدار کلکتور مشترک در یک اشل است.

- مقاومت ورودی مدار بیس مشترک
  - با افزایش فرکانس مقاومت ورودی کوچک می شود.

$$r_e \parallel \frac{1}{jwC_e}$$

- مقاومت خروجی مدار بیس مشترک
  - خاصیت خازنی کمی دارد.
  - Z_O مقدار زیادی دارد.

پایان

الکترونیک ۳

فصل دوم

مدل فرکانس بالای ترانزیستور FET

درس: دکتر رحمتی

http://www.iust.ac.ir/rahmati/

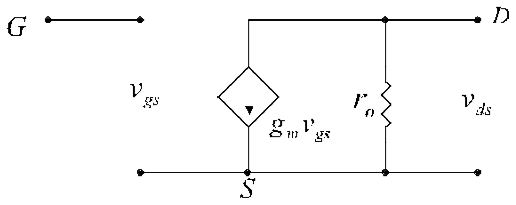
آدرس *Email* و *Website* برای تکالیف و...:

rahmati@iust.ac.ir

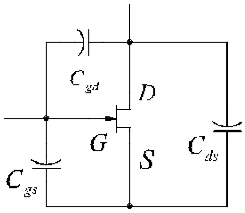
http://eel.iust.ac.ir/rahmati/

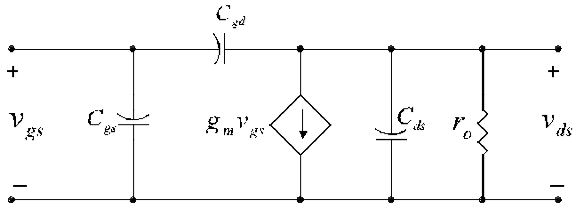
FETها در فرکانس بالا

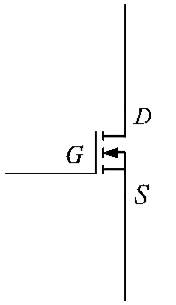
مدارمعادل FET ها در فرکانس پایین

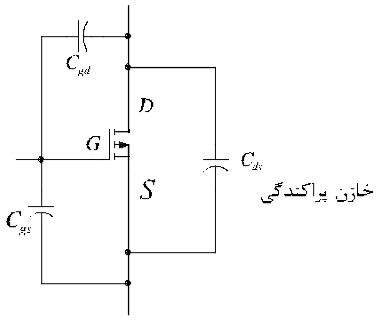


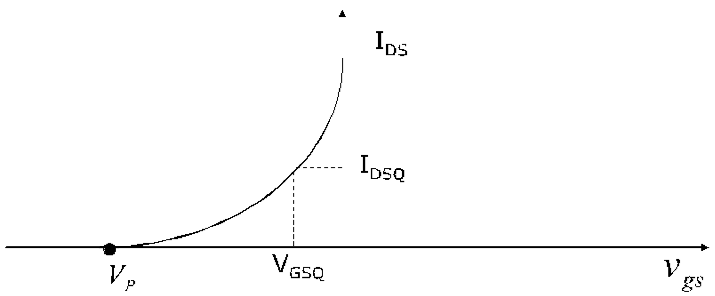
- در ناحیه فعال پیوند گیت و کانال در بایاس مخالف است و یک خازن بین G و D ، و یک خازن بین S وG خواهیم داشت.











- در JFET ها خازن ها را معمولا به صورت تقریبی مشخص می کنند ، اما در بعضی موارد به صورت تابعی از ولتاژ دو سرآن ها داده می شود.
- در MOSFET ها نیزخازن آن ها را معمولا به صورت تقریبی مشخص می کنند.

- خازن ورودي در حالت سورس مشترك به شرطي كه خروجي اتصال كوتاه باشد.

C_{iss} :

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$$

- خازن خروجي در حالت سورس مشترك در حالي كه ورودي اتصال كوتاه باشد.

C_{oss} :

$$C_{OSS} = C_{ds} + C_{gd}$$

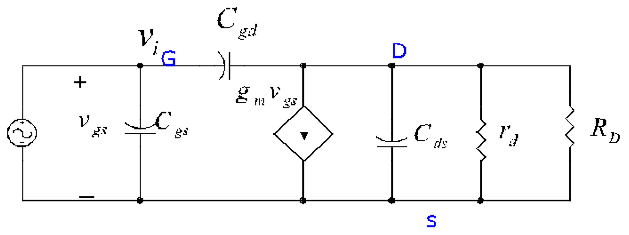
$$\left.\begin{aligned} w\,C_{rss} &= \left|\frac{i_g}{v_{ds}}\right|_{v_{gs}=0} \quad \text{وقتی ورودی اتصال کوتاه باشد} \\ i_g &= -jw\,C_{gd}v_{ds} \Rightarrow \left|\frac{i_g}{v_{ds}}\right| = w\,C_{gd} \end{aligned}\right\} \Rightarrow C_{gd} = C_{rss}$$

بهره ولتاژ مدار باز در فركانس پايين:

$$\frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m r_d = -m$$

تقویت کننده سورس مشترک

بدون مقاومت منبع



$$A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

$$v_o\left(\frac{1}{R_D}+\frac{1}{r_d}+jw\,C_{ds}\right)+(v_O-v_S)\,jw\,C_{gd}+g_m v_{gs}=0 \qquad v_{gs}=v_s=v_i$$

$$A_{v_s}(jw)=\frac{v_o}{v_s}=\frac{jw\,C_{gd}-g_m}{G_D+g_d+jw(C_{ds}+C_{gd})}$$

$$A_v(0)=\frac{-g_m}{G_D+g_d}=-g_m r_D \qquad r_D=R_D\,\|\,r_d$$

$$|A_v(jw)|=\frac{A_v(0)}{\sqrt{2}} \Rightarrow w_H \Rightarrow f_H$$

تمرين:

- فركانس قطع مدار مورد بحث را با پارامتر هاي زير محاسبه كنيد.

$C_{ds} = 2pF \qquad C_{gs} = C_{gd} = 10pF \qquad r_D = R_D \parallel r_d = 2k\Omega$

$I_{DSS} = 10mA \qquad I_{DQ} = 5mA \qquad V_P = -4V$:JFET

- اگر منبع داراي مقاومت R_S باشد ، دو معادله گره ، در گره هاي v_t و v_O خواهيم نوشت.
- اگر $R_S = 0$ يك قطب خواهيم داشت.

$R_S = 0 \Rightarrow$ مقاومت دو سر C_{gs} برابر صفر است $\Rightarrow$ يک ثابت زمانی از بين می رود

- اگر $R_S \neq 0$ تابع تبديل يك صفر و دو قطب خواهد داشت.
- نكته:
  - اگر بتوان در يك حلقه شامل فقط خازن ها ، KVL نوشت ، تعداد خازن ها بيش از تعداد ثابت زماني هاي مستقل خواهد بود.

تحليل تقويت كننده سورس مشترک با استفاده از
قضيه ميلرو تقريب هاي قابل قبول

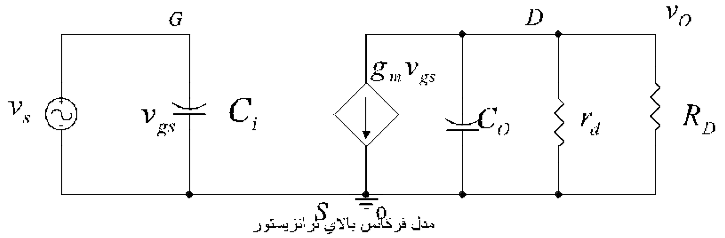
با استفاده از قضيه ميلر براي خازن C_{gd} خواهيم داشت:

$$K \cong -g_m r_D$$

$$C_{gd_1} = C_{gd}(1 + g_m r_D)$$

$$C_{gd_2} = C_{gd}(1 + \frac{1}{g_m r_D}) \cong C_{gd} = C_{rss}$$

$$C_i = C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m r_D) \qquad C_O = C_{ds} + C_{gd} = C_{oss}$$



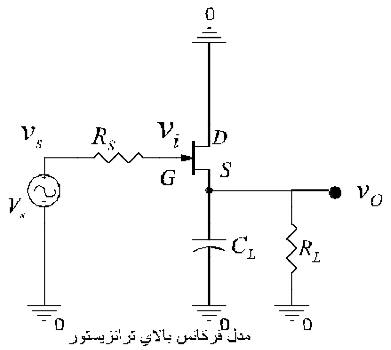
چند نكته:

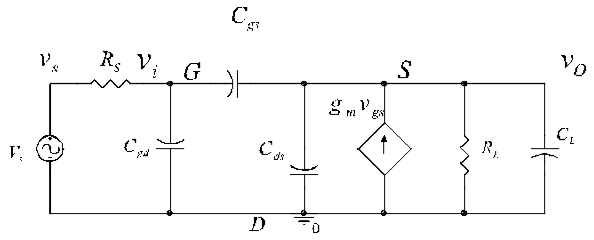
- در مدار هايي كه R وجود دارد ثابت زماني ورودي قطب غالب را تعيين مي كند.
- پهناي باند FET در فركانس هاي بالا توسط ثابت زماني ورودي محدود مي شود.
- در فركانس هاي بالا، امپدانس ورودي تقويت كننده كاهش مي يابد.

ادمیتانس خروجی $Y_O = g_d + jw\,C_O$

تقويت كننده درين مشترك

- تقويت كننده درين مشترك نيز مانند تقويت كننده كلكتور مشترك در مواردي استفاده مي شود كه بار داراي خاصيت خازني باشد.





$$v_{gs} = v_i - v_o \qquad R_S \cong 0 \Rightarrow v_O = v_i$$

$$\begin{cases} v_o(G_L + jwC_L + jwC_{ds}) + (v_o - v_i)jwC_{gs} = g_m(v_i - v_o) \\ v_i = v_s \end{cases}$$

$$A_{v_s}(0) = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$$

با صرف نظر از R_S تابع تبدیل یک قطب و یک صفر دارد و مدار دارای یک ثابت زمانی است.

محاسبه f_H

$$\left|A_{v_S}\right| = \frac{A_{v_0}}{\sqrt{2}} \Rightarrow f = f_H$$

- تمرین:
  - با همان پارامترهاي عددي براي C.S ، پهناي باند را براي C.D را محاسبه کنید.

$$C_{gd} = 2pF \qquad C_{gs} = C_{ds} = 10\,pF \qquad r_D = R_D \parallel r_d = 2k\Omega$$

$$I_{DSS} = 10mA \qquad I_{DQ} = 5mA \qquad V_p = -4v \qquad \text{:JFET}$$

مقايسه فركانس قطع بالاي تقويت كننده هاي C.DوC.S

$$f_{H_{C.D}} > f_{H_{C.S}}$$

- از آنجا كه در تقويت كننده درين مشترك بهره نسبت به تقويت كننده سورس مشترك كاهش يافته است ، افزايش پهناي باند قابل پيش بيني بود.

اگر $R_S \neq 0$ باشد:

$$\begin{cases} v_i(jw\,C_{gd}) + (v_i - v_S)G_s + jw\,C_{gs}(v_i - v_o) = 0 \\ v_o(G_L + jw\,C_L + jw\,C_{ds}) + (v_o - v_i)jw\,C_{gs} = g_m(v_i - v_o) \end{cases}$$

$$A_{v_S} = \frac{v_O}{v_S} \qquad A_v(0) = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$$

تابع تبديل يک قطب و دو صفر دارد.

در اين مدار تعداد ثابت زماني ها با تعداد ثابت زماني های مستقل يکی نيست

تحلیل تقویت کننده درین مشترک با استفاده از
قضیه میلرو تقریب هاي قابل قبول

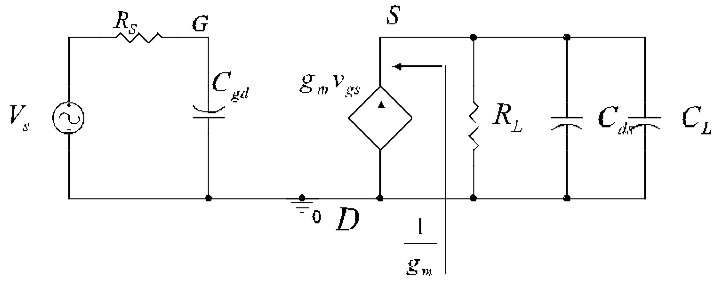
$$K = \frac{v_O}{v_i} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \cong 1 \quad \Rightarrow$$

تاثیر خازن C_{gs} صفر می شود.

$$\begin{cases} C_{gs1} = C_{gs}(1 - K) \\ C_{gs2} = C_{gs}(1 - \frac{1}{K}) \end{cases} \xrightarrow{K=1} \Rightarrow \begin{cases} C_{gs1} = 0 \\ C_{gs2} = 0 \end{cases}$$

$$C_{is} = C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R_L)$$

خازن در ورودی Common Source



$$t_O = \frac{R_L(C_L + C_{ds})}{1 + g_m R_L}$$

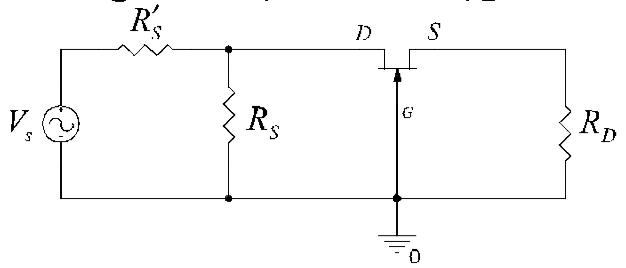
- با توجه به کوچك بودن مقدار $\frac{1}{g_m}$ ،ثابت زماني خروجي کوچك خواهد بود، همچنين مقدار ثابت زماني ورودي نيز کوچك است. $C_i = C_{gd}$

- امپدانس ورودي C.D در مقايسه با C.S بزرگتر است.

$$Z_o = \frac{1}{g_m} \| r_d \| \frac{1}{jw\, C_{ds}}$$

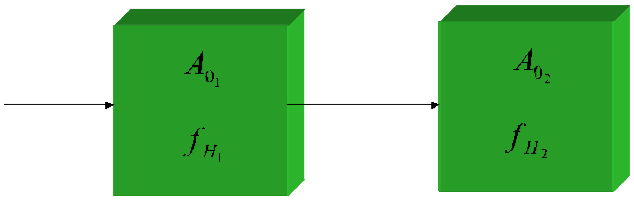
- امپدانس خروجي هم در فرکانس پايين و هم در فرکانس بالا کم است. معمولا بهره جريان بزرگ است.

تقويت کننده گيت مشترك

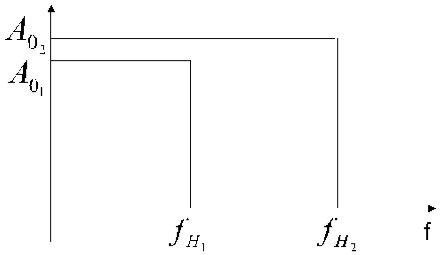


- اگر FET مورد استفاده در مدار فوق متقارن باشد بايسينگ مشخص می کند که Source و Drain کدام هستند.
- مقاومت ورودی تقویت کننده های گیت مشترک بسیار کم است و عملا زیاد کاربرد ندارد

تقويت كننده هاي چند طبقه

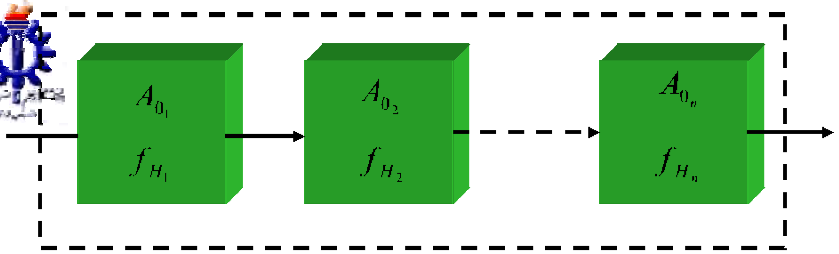


اگر بار تقويت كننده A_1 برابر R_{in_2} باشد، تقويت كننده ها اثر متقابل بر روی هم ندارند.



دو نكته:

- اگر از اثر بار گذاري تقويت كننده هاي Cascade بر روي يكديگر صرف نظر كنيم پهناي باند تقويت كننده Cascade برابر f_H خواهد بود .
- اما در عمل پهناي باند حتي از f_H نيز كمتر خواهد بود.
- مي توان پهناي باند تقويت كننده هاي Cascade را با مقاومت هاي موازي شبيه دانست.



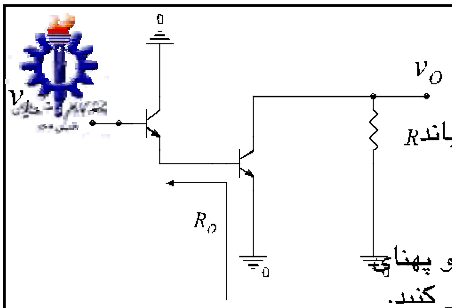
تقویت کننده ها یک قطبی هستند.

$$A_i = \frac{A_{0_i}}{1 + j\frac{f}{f_{Hi}}}$$

$$A = \frac{\overbrace{A_{0_1} A_{0_2} \ldots A_{0_n}}^{A_0}}{(1+j\frac{f}{f_{H1}})(1+j\frac{f}{f_{H_2}})\ldots(1+j\frac{f}{f_{H_n}})} \qquad (1+j\frac{f}{f_{H_1}})^2(1+j\frac{f}{f_{H_2}})^2\ldots(1+j\frac{f}{f_{H_n}})^2\Big|_{f=f_H} = 2$$

$$f_{H_1} = f_{H_2} = \ldots = f_{H_n} = f_h \quad \Rightarrow f_H = f_h(\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1})$$

$$\frac{1}{f_H} \cong K\sqrt{\frac{1}{f_{H_1}^{\ 2}} + \frac{1}{f_{H_2}^{\ 2}} + \ldots + \frac{1}{f_{H_n}^{\ 2}}} \qquad K \cong 1.1$$



- پهنای باند حاصل از این دو طبقه از پهنای باند R تقویت کننده امیتر مشترک بیشتر است.

تمرین:

با همان پارامتر های داده شده نسبت $\frac{v_o}{v_i}$ و پهنای باند را بدست آورید. از r_m و r_{CE} صرفا نظر کنید.

چند نکته:

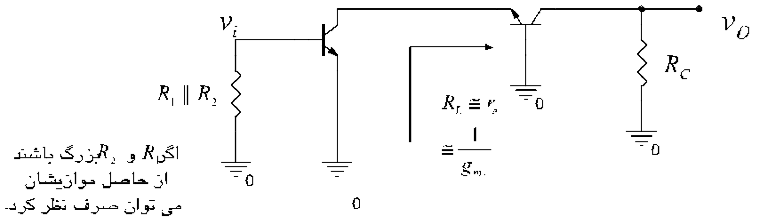
- ثابت زمانی های تقویت کننده کلکتور مشترک کوچکتر از ثابت زمانی تقویت کننده امیتر مشترک است.
- از آنجا که $t_{in_{CE}} > t_{out_{CE}}$ ثابت زمانی ورودی امیتر مشترک ثابت زمانی غالب است و پهنای باند را تعیین می کند.

چون r_e خیلی کوچک است ، ثابت زمانی ورودی که ثابت زمانی غالب است را کاهش می دهد. و در نتیجه پهنای باند را افزایش می دهد.

$$R_{O_{C.C}} = r_e = \frac{1}{g_m} \Rightarrow$$

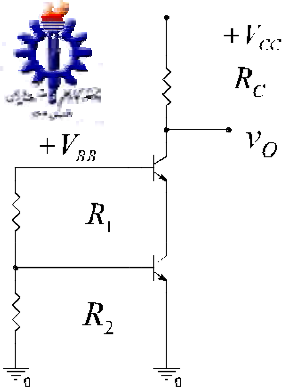
تقویت کننده Cascode

- تقویت کننده Cascode (حالت خاصی ازCascade) است که در آن طبقه اول امیتر مشترک و طبقه دوم آن بیس مشترک است.



تمرین

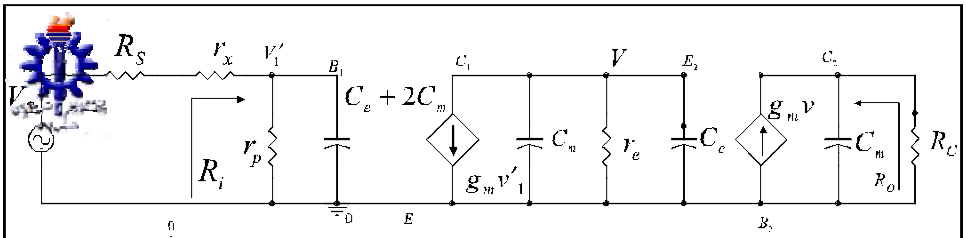
- f_H را از هر دو روش محاسبه کنید.



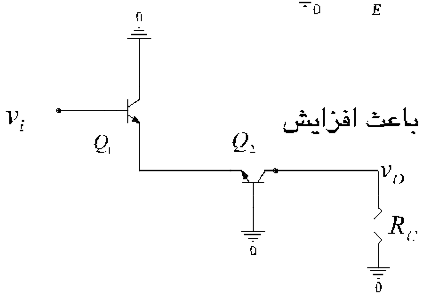
- پهنای باند تقویت کننده بیس مشترک از پهنای باند تقویت کننده امیتر مشترک بیشتر است.

$$C_i = C_\pi (1 + g_m R_L) = C_\pi (1 + \frac{g_{m_1}}{g_{m_2}}) = 2C_\pi$$

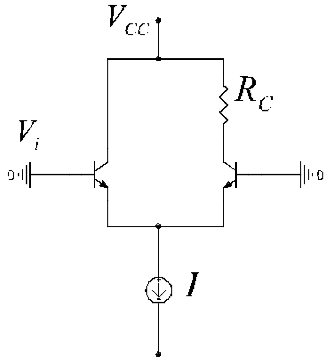
- خازن میلر شده به طور قابل ملاحظه ای کاهش یافته است، و در نتیجه ثابت زمانی ورودی کاهش می یابد و بر اثر آن پهنای باند افزایش می یابد.
- تقویت کننده Cascode کار یک تقویت کننده امیتر مشترک را انجام می دهد. با این مزیت که دارای پهنای باند بیشتری است.



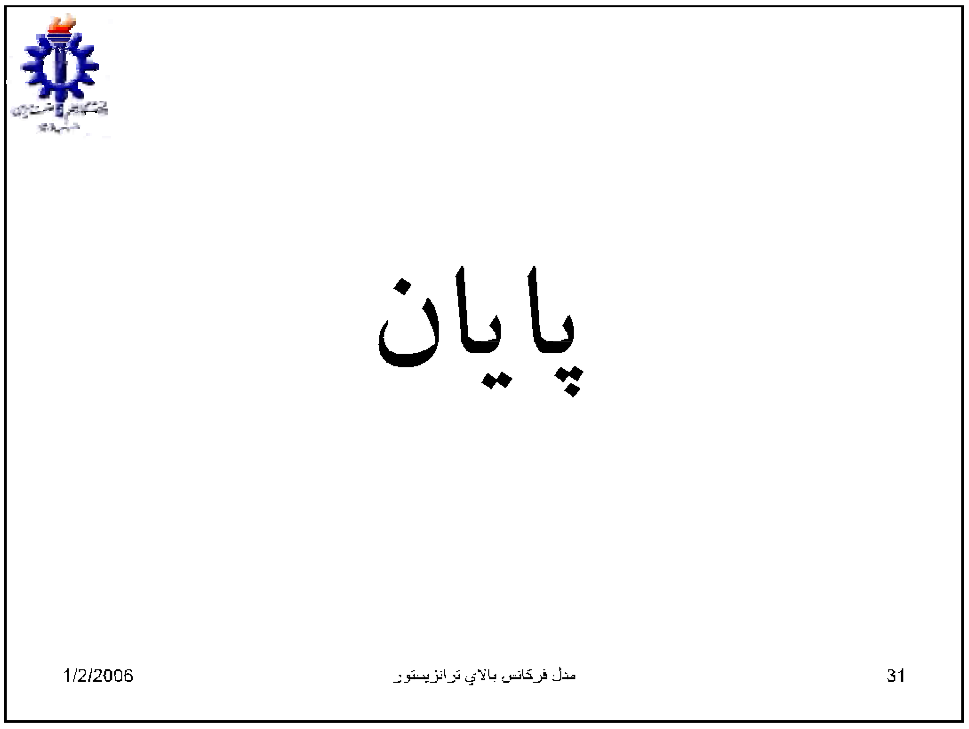
تقویت کننده تفاضلی



- اثر متقابل ترانزیستور ها طوری نیست که باعث افزایش پهنای باند شوند.
- مقاومت خروجی C.Cکم است، همچنین مقاومت ورودی C.Bنیز کوچک است.
- تطبیق امپدانس به راحتی انجام می شود.
- این تقویت کننده هم بهره ولتاژ و هم بهره جریان می دهد ، اما پهنای باند آن از امیتر مشترک بیشتر است.
- چهار ثابت زمانی دارد اماسه ثابت زمانی مستقل در مدار است.



- مقاومت ورودی از مقاومت امیتر مشترک ساده بیشتر است.
- امپدانس خروجی برابر امپدانس خروجی بیس مشترک است.
- پهنای باند آن از تقویت کننده کلکتور مشترک کمتر است.
- بهره جریان برابر بهره جریان Q1 است.
- بهره ولتاژ برابر بهره ولتاژQ2 است.



www.esud83.mihanblog.com