www.ControlMakers.ir

انتشارات علوی
www.alavi.ir

مجموعه کتب کارشناسی ارشد

مهندسی برق

الکترونیک ۱ و ۲

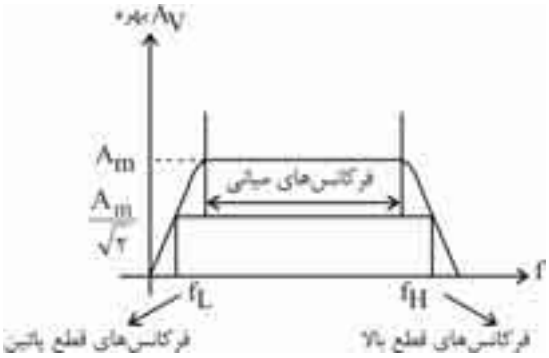
فصل ۴

بررسی پاسخ فرکانسی تقویت کننده‌ها

در قسمت‌های قبل دیدیم که طبقات مختلف یک تقویت کننده توسط خازن کوپلاژ از یکدیگر جدا می‌شوند تا نقاط کار *dc* هر قسمت روی قسمت دیگر تأثیر نگذارد. و یا در تقویت کننده امیتر مشترک خازن *bypass* خازن امیتر را اتصال کوتاه می‌کند تا بهره ولتاژ تقویت کننده افزایش یابد. ما در محاسبات*ac* این خازن‌ها را اتصال کوتاه فرض می‌کنیم این فرض در فرکانس‌های بالا صادق است در حالی‌که خازن‌ها کاملاً اتصال کوتاه هستند ولی در فرکانس‌های پائین امپدانس این خازن‌ها نسبتاً زیاد است و باعث کاهش ضریب تقویت ولتاژ می‌شود. البته لازم به ذکر است که مدل ترانزیستور در فرکانس‌های بالا به سادگی مدل *h* که در قسمت قبل معرفی کردیم نیست و باید خازن‌های داخلی ترانزیستور را نیز در مدل درگیر کنیم. بهر حال پاسخ فرکانس یک تقویت کننده در حالت کلی در شکل (۴-۱) دیده می‌شود.

f_L و f_H فرکانس‌هایی هستند که ضریب تقویت ولتاژ به نسبت $\frac{۱}{\sqrt{۲}}$ برابر مقدار بیشینه‌اش افت می‌کند.

$B = f_H - f_L$ را پهنای باند تقویت کننده می‌نامند.

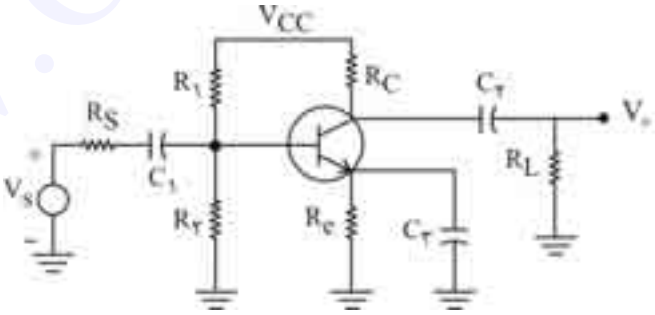


شکل (۴-۱) پاسخ فرکانس یک تقویت کننده

کلاً برای ترانزیستور بسته به فرکانس کاری‌اش یک مدل مداری در نظر گرفته می‌شود. در فرکانس پائین یا جائیکه $f < f_L$ باشد خازن‌های داخلی ترانزیستور مدار باز و خازن‌های *bypass* و کوپلاژ در مدل گنجانده می‌شوند. در فرکانس‌های میانی یا جائیکه $f_L < f < f_L$ تمام خازن‌های داخلی ترانزیستور اتصال باز و خازن‌های کوپلاژ و پای پس نیز اتصال کوتاه هستند. در فرکانس‌های بالا خازن داخلی ترانزیستور در مدل در نظر گرفته می‌شود و سایر خازن‌های در مدار اعم از خازن‌های بای‌پس و کوپلاژ همگی اتصال کوتاه فرض می‌شوند. بررسی رفتار فرکانس بالای تقویت کننده‌ها در بحث بررسی رفتار ترانزیستور در فرکانس‌های بالا در درس الکترونیک (۳) مورد بررسی قرار می‌گیرد و در این‌جا مطرح نمی‌شود، اما رفتار فرکانس پائین تقویت کننده‌ها از موضوعاتی است که ما به آن خواهیم پرداخت. گرچه در این قسمت نیز تنها به محاسبه تقریبی خازن‌های کوپلاژ و *Bypass* اکتفا خواهیم کرد و خواننده علاقمند را برای مطالعه جزئیات بیشتر به کتاب‌ها و منابع مربوطه ارجاع می‌دهیم.

۴-۱ محاسبه تقریبی خازن‌های کوپلاژ و بای‌پس

هر خازن به طور جداگانه یک قطب را در تابع شبکه *(transfer function)* مدار ایجاد می‌کند. اگر سعی شود که این قطب‌ها از هم دور واقع شوند فرکانس قطع ۳^{dB} را می‌توان با تقریب خوبی به یکی از آنها نسبت داد و فرکانس‌های قطع بقیه خازن‌ها را خیلی کمتر از آن فرکانس در نظر گرفت. شکل (۴-۲) یک مدار امیتر مشترک ساده را نشان می‌دهد. که خازن بای‌پس در امیتر و خازن کوپلاژ در خروجی و ورودی مدار قرار داده شده‌اند.



شکل (۴-۲) تقویت کننده امیتر مشترک با خازن‌های بای بس و کوپلاژ

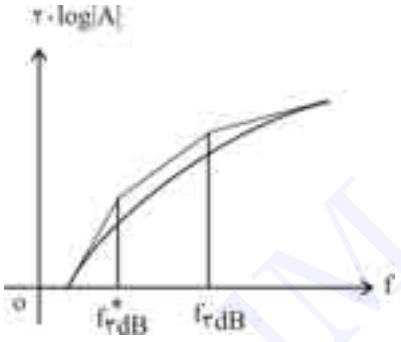
ابتدا فرض می‌کنیم $f_{۳dB}$ برای ما معلوم باشد، در این صورت $f_{۳dB}$ برای هر خازن C برابر خواهد بود با:

$$f_{۳dB} = \frac{۱}{۲\pi RC}$$

که در این رابطه R مقاومت معادل قرار گرفته دو سر C است. بدیهی است که هر قدر R کوچک‌تر باشد خازن C باید بزرگ‌تر باشد. توجه می‌کنیم که ما می‌خواهیم قطب‌های تابع شبکه حتی المقدور از یکدیگر دور باشند و روی هم تأثیر نگذارند و فقط قطب

غالب یا نزدیک‌ترین قطب به مبدأ مختصات تعیین کننده پاسخ فرکانس باشد. به دلیل آن که می‌خواهیم قطب‌های تابع شبکه از یکدیگر دور باشند خازن‌های C_1 و C_2 و C_3 را چنان محاسبه می‌کنیم که فرکانس‌های قطع آنها با یکدیگر متفاوت باشد روش معمول آن است که f_{3dB} را به خازنی که مقاومت معادل دیده شده از دو سر آن کمترین است اختصاص بدهیم. می‌توان دید که اغلب خازن در امیتر کمترین مقدار مقاومت معادل دیده شده از دو سر آن را دارد. در نتیجه f_{3dB} را به خازن امیتر اختصاص می‌دهیم و $f^*_{3dB} = \frac{1}{10} f_{3dB}$ را به خازن‌های دیگر مدار مثلاً خازن‌های C_1 و C_2 در شکل (۴-۲) نسبت می‌دهیم. در نتیجه موقع محاسبه مقاومت معادل دو سر امیتر، خازن‌های C_1 و C_2 اتصال کوتاه می‌باشند و موقع محاسبه خازن‌های C_1 و C_2 خازن C_3 مدار باز فرض می‌شود.

لطفاً به شکل (۴-۳) توجه نمائید.



شکل (۴-۳) نمودار تغییرات بهره برحسب فرکانس

اگر R'_1 و R'_2 و R'_3 مقاومت‌های معادل دو سر خازن‌های C_1 و C_2 و C_3 باشند خواهیم داشت:

$$R'_1 = R_S + R_1 \parallel R_2 \parallel (h_{ie} + (1+\beta)R_e)$$

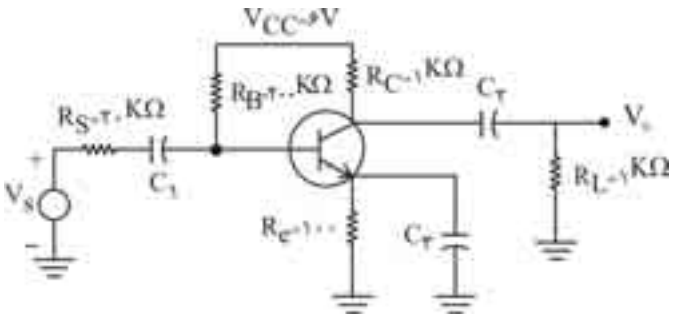
$$R'_2 = R_L + R_C$$

$$R'_3 = R_e \parallel (\frac{h_{ie} + R_S \parallel R_1 \parallel R_2}{1+\beta})$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f^*_{3dB} R'_1} \text{ و } C_2 = \frac{1}{2\pi f^*_{3dB} R'_2} \text{ و } C_3 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R'_3}$$

با این روش مقدار خازن‌هایی که به دست می‌آید مقادیر مناسبی خواهد بود. این روش را می‌توان برای محاسبه خازن‌های FET نیز مورد استفاده قرار داد و تنها به مدارهای BJT محدود نمی‌شود.

مثال: برای تقویت کننده ترانزیستوری زیر خازن‌های C_1، C_2 و C_3 را طوری تعیین کنید که فرکانس قطع پائین کمتر از $10HZ$ باشد، با فرض آن‌که $V_{BE} = 0/7V$ و $h_{fe} = 200$ باشد.



مجموعه کتب همراه علوی

حل:

ابتدا نقطه کار dc مدار را محاسبه می‌کنیم:

$$I_C \frac{۶-۰/۷}{۰/۱+\frac{۲۰۰}{۱+\beta}} = ۴/۸mA$$

$$h_{ie} = \beta\frac{۲۵mV}{I_C} = ۲۰۰\frac{۲۵mV}{۴/۸mA} = ۱/۰۴k\,\Omega$$

$$R'_۱ = R_S + R_B \,\|\, (h_{ie} + (۱+\beta)R_e) = ۲۰k\,\Omega + ۲۰۰k\,\Omega \,\|\, (۱/۰۴k\,\Omega + ۲۰۱\times ۰/۱) = ۳۹k\,\Omega$$

$$R'_۲ = R_L + R_C = ۱k\,\Omega + ۱k\,\Omega = ۲k\,\Omega$$

$$R'_۳ = R_E \,\|\, [\frac{h_{ie} + R_S \,\|\, R_B}{۱+\beta}] = ۰/۱ \,\|\, [\frac{۱/۰۴ + ۲۰ \,\|\, ۲۰۰}{۲۰۱}] = ۴۹\Omega$$

با توجه به این که مقاومت دیده شده از سر $C_۳$ کوچک‌تر از دو مقدار دیگر می‌باشد $f_{۳dB}$ را به $C_۳$ اختصاص می‌دهیم.

$$C_۳ = \frac{۱}{۲\pi R'_۳ f_{۳dB}} = \frac{۱}{(۲\pi)(۱۰)(۴۹)} = ۳۲۵\mu F$$

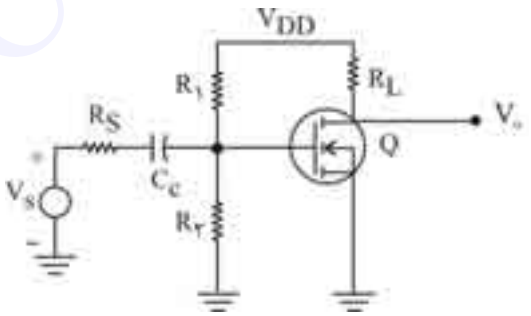
$$f^*_{۳dB} = \frac{۱}{۱۰} f_{۳dB} = ۱Hz \rightarrow C_۲ = \frac{۱}{۲\pi f^*_{۳dB} R'_۲} = \frac{۱}{(۲\pi)(۱)(۲۰۰۰)} = ۸۰\mu F$$

$$C_۱ = \frac{۱}{۲\pi f^*_{۳dB} R'_۱} = \frac{۱}{(۲\pi)(۱)(۳۹۰۰۰)} = ۴/۱\mu F$$

مثال: برای تقویت کننده ***FET*** نشان داده شده در شکل در صورتی‌که $\begin{cases} R_۱ \,\|\, R_۲ = ۵۰۰k\Omega \\ R_S = ۵۰k\Omega \\ R_L = ۱۰k\Omega \\ g_m = ۱mmho \end{cases}$ باشد،

الف- مقدار خازن C_C را طوری تعیین کنید که فرکانس $۳dB$ پائین تقویت کننده برابر $۵۰Hz$ باشد.

ب- بهره ولتاژ وسط باند را به دست آورید.



الف- با استفاده از رابطه‌ای که گفتیم یعنی $f_L = \frac{۱}{۲\pi RC}$ و جایگزینی مقادیر در این رابطه خواهیم داشت.

$$C_c = \frac{۱}{۲\pi R f_L} = \frac{۱}{۲\pi(۵۰+۵۰۰)\times ۱۰^۳ \times ۵۰} = ۰/۰۰۵۸\mu F$$

ب- بهره ولتاژ وسط باند برابر است با:

$$A_V = \frac{V_o}{V_S} = (\frac{R_B}{R_B + R_S})(-gmR_L) = -\frac{۵۰۰}{۵۵۰}\times(۱۰)(۱) = -۹/۰۹$$

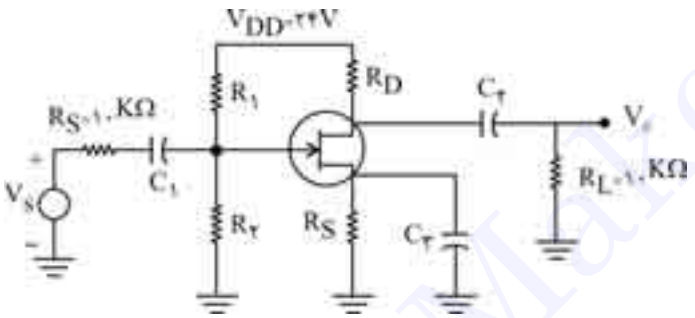
مجموعه کتب همراه علوی

مثال: تقویت کننده شکل را در نظر می‌گیریم. اگر پارامترهای $JFET$ به صورت $\begin{cases} r_{ds} = ۲۰k\,\Omega \\ I_{DSS} = ۴mA \\ V_T = -۱/۴V \end{cases}$ باشد، مقاومت‌های $R_۱$، $R_۲$ ، R_S و R_D را طوری تعیین کنید که:

الف- نقطه کار ترانزیستور $I_D = ۳mA$ و $V_{DS} = ۴V$ باشد.

ب- ضریب تقویت ولتاژ در فرکانس‌های متوسط $A_V = \frac{V_o}{V_i} = -۱۰$ باشد.

ج- خازن‌های $C_۱$ و $C_۲$ و $C_۳$ را چنان تعیین کنید که فرکانس قطع تقویت کننده کمتر از $۵H_Z$ باشد.



حل:

الف:

$$I_D = I_{DSS}(۱-\frac{V_{GS}}{V_T})^۲ \rightarrow ۳ = ۴(۱-\frac{V_{GS}}{-۱/۴})^۲ \rightarrow V_{GS} = -۰/۱۹V$$

$$g_m = \frac{۲}{|V_T|}\sqrt{I_D I_{DSS}} \rightarrow g_m = \frac{۲}{۱/۴}\sqrt{۱۲} = ۴/۹mmho$$

ب:

با توجه به آنچه در قسمت‌های قبل در مورد مدار معادل سیگنال کوچک مدارات FET و بهره ولتاژ آنها گفتیم بهرهٔ مدار شکل (۴-۶) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$A_V = -g_m R'_D = -g_m(r_d \| R_D \| R_L) \Rightarrow (-۱۰) = (-۴/۹)(۲۰k\Omega \| R_D \| ۱۰k\Omega)$$
$$\Rightarrow R_D = ۲/۹۴k\Omega$$

از KVL در حلقه خروجی داریم:

$$V_{DD} = V_{DS} + (R_S + R_D)I_D$$
$$\Rightarrow ۲۴ = ۴ + (R_S + ۲/۹۴k\Omega)(۳mA) \Rightarrow R_S = ۳/۷۳k\Omega$$

از KVL در حلقه ورودی داریم:

$$V_G = R_S I_D + V_{GS} = ۳/۷۳ \times ۳ - ۰/۱۹ = ۱۱$$
$$V_G = \frac{R_۲}{R_۱ + R_۲}V_{DD} \Rightarrow ۱۱ = (\frac{R_۲}{R_۱ + R_۲})(۲۴)$$

اگر فرض کنیم $R_۱ \| R_۲ = ۱M\Omega$ باشد در این صورت $\begin{cases} R_۱ = ۲/۱۸M\Omega \\ R_۲ = ۱/۸۴M\Omega \end{cases}$ به دست خواهد آمد.

مجموعه کتب همراه علوی

ج: برای محاسبه خازن‌های مدار گفتیم که فرکانس قطع $3dB$ را به خازنی نسبت می‌دهیم که مقاومت دیده شده از دو سر آن کمترین باشد و همچنین گفتیم که معمولاً مقاومت دیده شده در خازن سورس (یا خازن امیتر در BJT) کمترین هستند (گرچه الزاماً چنین شرطی همواره درست نیست) در این صورت بنابر روش انعکاس امپدانس که در قسمت قبل توضیح دادیم می‌توان مقاومت دو سر C_3 و سایر خازن‌ها را به دست آورد.

$$\begin{cases} R_1' = R_g + R_1 \parallel R_2 = 10k\Omega + 1M\Omega \approx 1M\Omega \\ R_2' = R_L + R_D \parallel (r_d + (1+\mu)R_S) = 10k\Omega + 2/94k\Omega \parallel (20k\Omega + (1+4/9\times 20)3/73k\Omega) = 12/92k\Omega \\ R_3' = R_S \parallel (\dfrac{r_d + R_D \parallel R_L}{1+\mu}) = 3/73\Omega \parallel \dfrac{20 + 2/94 \parallel 10}{1+4/9\times 20} = 212\Omega \end{cases}$$

پس خازن‌های C_1، C_2 و C_3 با اختصاص f_{3dB} به C_3 و $\frac{f_{3dB}}{10}$ به خازن‌های C_1 و C_2 به دست می‌آید.

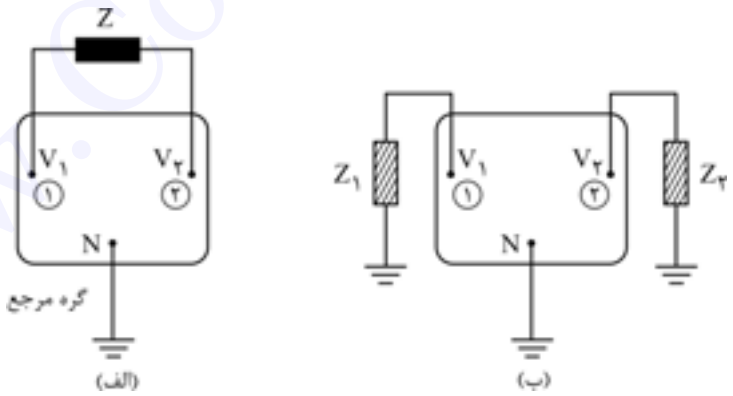
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f^*_{3dB} R'_1} = \frac{1}{(2\pi)(0/5\times 10^6)} = 0/32\mu F$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f^*_{3dB} R'_2} = \frac{1}{(2\pi)(0/5)(12/92\times 10^3)} = 25\mu F$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R'_3} = \frac{1}{(2\pi)(5)(212)} = 150\mu F$$

۴-۲ قضیه میلر (Miller)

قضیه میلر قضیه جالبی است. در برخی مدارات که محاسبات مستقیم منجر به پیچیدگی زیادی می‌شوند استفاده از قضیه میلر باعث ساده شدن محاسبات خواهد شد. طبق قضیه میلر در صورتیکه یک شبکه دارای دو گره باشد و بین دو گره امپدانس Z قرار گرفته باشد می‌توان امپدانس Z را از بین دو گره برداشت و به جای آن دو امپدانس Z_1 و Z_2 را بین آن دو گره‌ها و گره مرجع قرار داد و شبکه تغییری نخواهد کرد. به شکل (۴-۴) توجه نمائید.



شکل (۴-۴) جایگزین کردن امپدانس Z با دو امپدانس Z_1 و Z_2 با استفاده از قضیه میلر

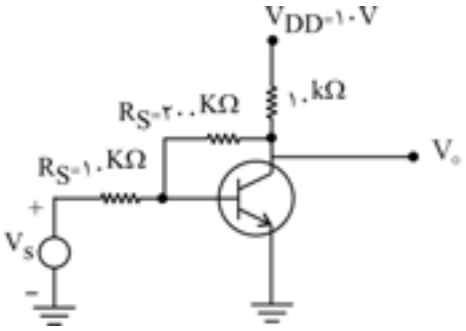
برای محسبه Z_1 و Z_2، چنانچه نسبت ولتاژهای گره‌های (۲) و (۱) را A_V بنامیم یعنی $A_V = \frac{V_2}{V_1} = K$ باشد در این صورت امپدانس Z_1 و Z_2 به این صورت محاسبه خواهند شد:

$$Z_1 = \frac{Z}{1-K} \text{ و } Z_2 = \frac{Z}{1-\frac{1}{K}} = \frac{KZ}{K-1}$$

اکنون با حل چند مثال نحوه استفاده از قضیه میلر را روشن می‌کنیم؛

مثال: در تقویت کننده شکل زیر امپدانس ورودی، امپدانس خروجی و بهره ولتاژ را به دست آورید.

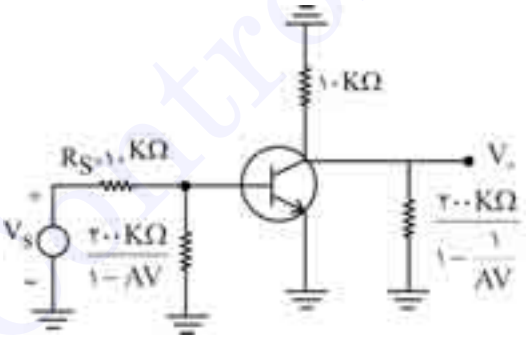
با فرض آن که $g_m = ۵۰ms$ و $h_{ie} = ۱/۱^{k\Omega}$ باشد.

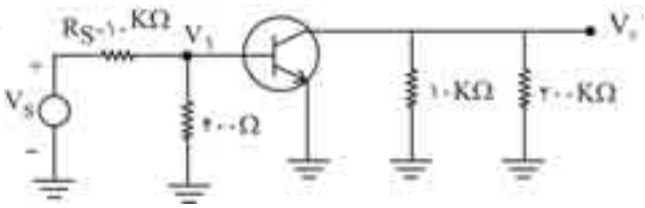


حل این مسأله به روش مستقیم و با استفاده از مدار معادل سیگنال کوچک نسبتاً دشوار است. به جای آن از قضیهٔ میلر استفاده می‌کنیم. مدار معادل به شکل زیر در می‌آید:

✍ **حل**

چنانچه از مقاومت R_F صرف نظر شود بهره مدار به طور تقریبی از رابطه $A_V = -g_m R_c$ به دست می‌آید یعنی $A_V = -(۵۰)(۱۰) \approx -۵۰۰$ خواهد بود و لذا مدار معادل به شکل زیر در خواهد آمد.





در این صورت امپدانس ورودی، خروجی و بهره ولتاژ به سادگی محاسبه خواهند شد.

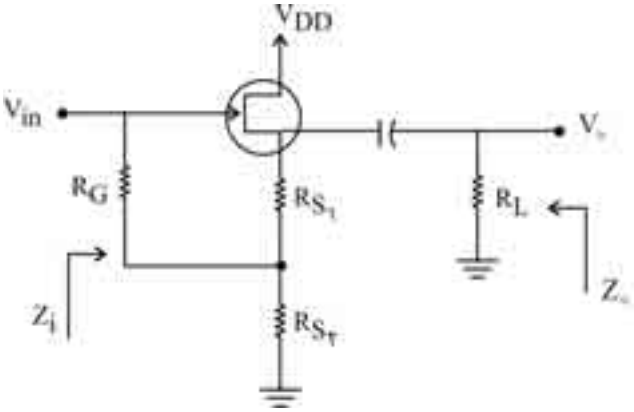
$$Z_i = ۴۰۰\Omega \| h_{ie} = ۴۰۰\Omega \| ۱/۱k\Omega = ۲۹۳/۳\Omega$$

$$Z_o = ۲۰۰k\Omega \| ۱۰k\Omega = ۹/۵۲k\Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{V_۱}\cdot\frac{V_۱}{V_S} = -g_m(۲۰۰k\Omega \| ۱۰k\Omega)\frac{Z_i}{Z_i + ۱۰} = (-۵۰)(۹/۵۲)\frac{۲۹۳}{۲۹۳ + ۱۰^۴} \Rightarrow A_V = -۱۳/۵۶$$

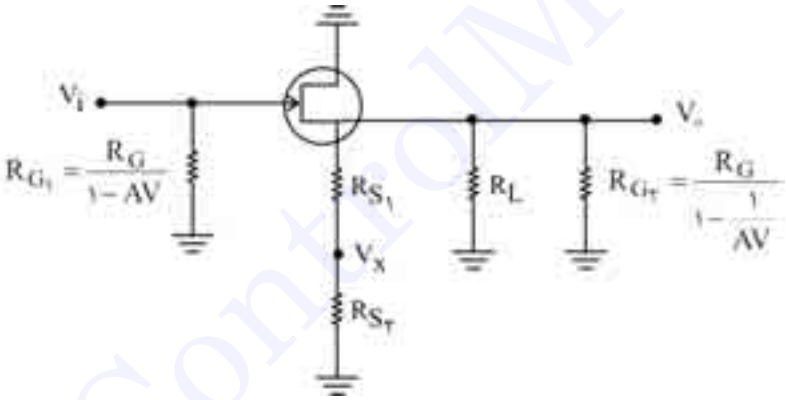
مجموعه کتب همراه علوی
www.ControlMakers.ir

مثال: آنچه در مثال مدار *Bootstrap* گفتیم و مدار آن را ذیلاً در شکل آمده است را می‌توان به سادگی با استفاده از قضیه میلر حل کرد.



✍ **حل** :

توجه کنید که می‌توان مقاومت R_G را با استفاده از قضیه میلر به دو مقاومت تبدیل کرد.



A_V نسبت ولتاژهای دو سر R_G در مدار شکل بالایی است که می‌توان آن را به راحتی و با روش ذیل به دست آورد:

$$\frac{V_x}{V_i}=\frac{V_x}{V_o}\cdot\frac{V_o}{V_i}=\frac{R_{S_2}}{R_{S_1}+R_{S_2}}A_V=\underbrace{\left(\frac{R_{S_2}}{R_{S_1}+R_{S_2}}\right)}_{\text{بهره تقویت کننده}}\left(\frac{g_m R'_S}{1+g_m R'_S}\right)$$

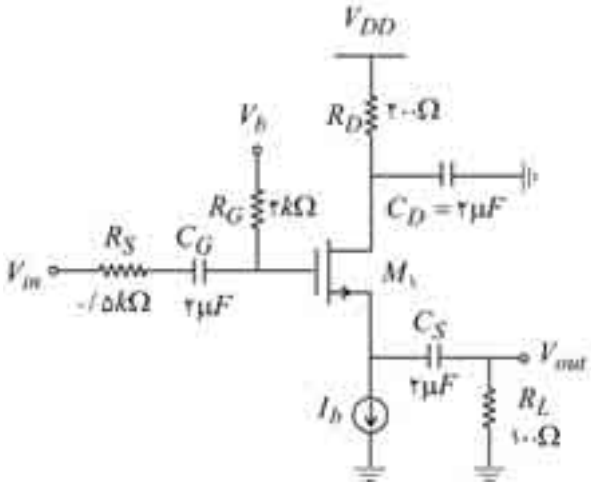
$$R'_S=(R_{S_1}+R_{S_2})\,\|\,R_L$$

و بقیه حل مسأله کار ساده‌ای خواهد بود. مقایسه نتایج به دست آمده از این روش با آنچه در قسمت مدار *Bootstrap* گفتیم به خواننده علاقمند واگذار می‌شود.

تست‌های طبقه‌بندی شده فصل چهارم

۱- در مدل شکل زیر ترانزیستور M_1 در ناحیه اشباع بایاس شده است و منبع جریان I_b ایده‌آل است. فرکانس قطع $-3dB$ پایین بهره ولتاژ $A_y = \frac{v_{out}}{V_{in}}$ آن بر حسب $\frac{krad}{s}$ تقریباً برابر است با: $(g_m = 10\frac{mA}{V}, r_o = \infty)$

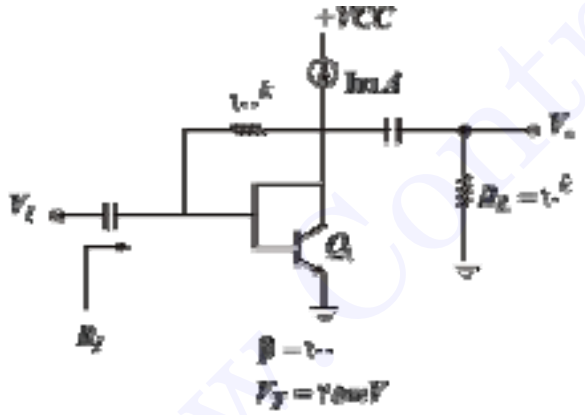
(مهندسی برق ـ سراسری ۸۸)



۱) ۲/۵
۲) ۲/۷
۳) ۵
۴) ۵/۲

۲- بهره ولتاژ و مقاومت ورودی مدار شکل مقابل به طور تقریبی برابر کدام است؟ $(V_T = 25\ mV\ ,\ \beta = 100)$

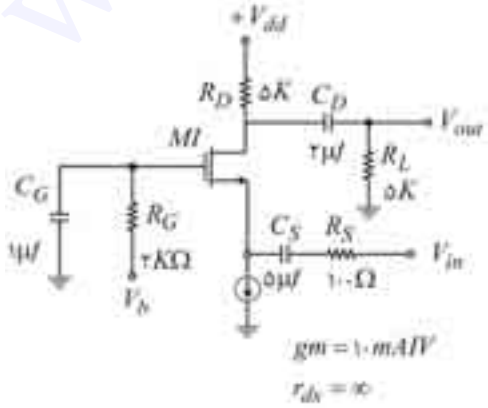
(مهندسی برق ـ سراسری ۸۷)



۱) $R_i = 2/5\ k\Omega\ ,\ A_v = -10$
۲) $R_i = 2/5\ k\Omega\ ,\ A_v = -40$
۳) $R_i = 225\ k\Omega\ ,\ A_v = -100$
۴) $R_i = 225\ k\Omega\ ,\ A_v = -400$

۳- در مدار شکل زیر ترانزیستور M ۱ در ناحیه اشباع بایاس شده است. فرکانس قطع ۳- دسیبل پایین بهره ولتاژ $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ آن برابر کدام است؟ $(r_{ds} = \infty\ ,\ g_m = 10\frac{mA}{V})$

(مهندسی برق ـ سراسری ۸۷)

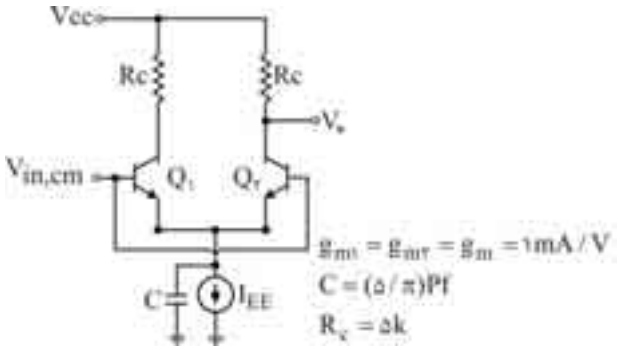


۱) $\omega_1 = 550\frac{rad}{s}$
۲) $\omega_1 = 1050\frac{rad}{s}$
۳) $\omega_1 = 1550\frac{rad}{s}$
۴) $\omega_1 = 2050\frac{rad}{s}$

مجموعه کتب همراه علوی

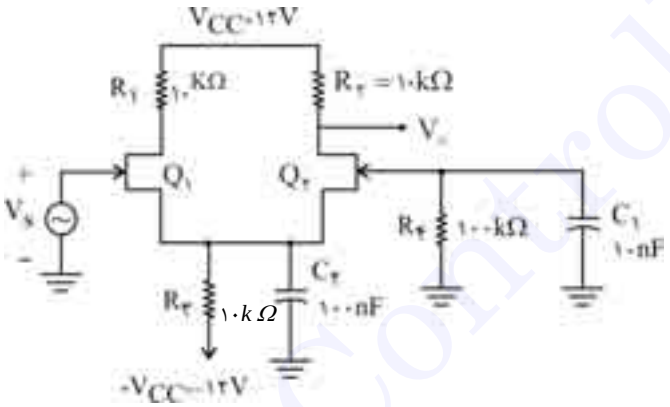
۴- تقویت‌کننده تفاضلی شکل مقابل کاملاً متقارن بوده و منبع جریان I_{EE} ایده‌آل است. فرکانس قطع ۳ dB مربوط به بهره ولتاژ حالت مشترک $\frac{v_o}{v_{in,cm}}$ ناشی از وجود خازن C کدام یک از مقادیر زیر است؟ (مهندسی برق ـ سراسری ۸۶)

$gm_1 = gm_2 = gm = 1\frac{mA}{V}$, $C = (\frac{5}{\pi})PF$, $R_c = 5k\Omega$



۱) $f_b = 20MHz$
۲) $f_b = 40MHz$
۳) $f_b = 100MHz$
۴) $f_b = 200MHz$

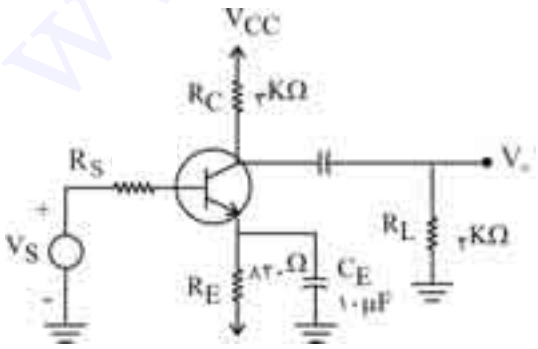
۵- در صورتی‌که برای JFET ها، $g_m = 1\frac{mA}{V}$ باشد فرکانس حد پائین مدار چقدر است؟ (مهندسی برق ـ سراسری ۸۵)



۱) $0 Hz$
۲) $5/6 kHz$
۳) $160 Hz$
۴) $180 Hz$

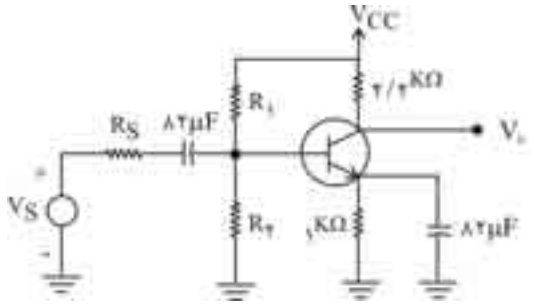
۶- در مدار زیر فرکانس قطع پائین مدار $0 HZ$ است. مقدار مقاومت R_S به کدام گزینه نزدیکتر است؟ (مهندسی برق ـ سراسری ۷۷)

$h_{ie} = 1k\Omega$, $h_{fe} = 50$



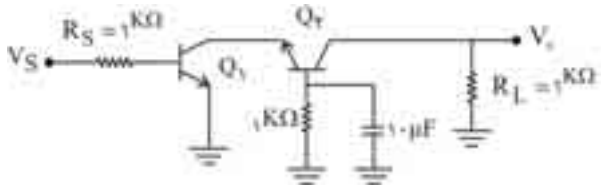
۱) $49k\Omega$
۲) $100k\Omega$
۳) 980Ω
۴) در این مدار فرکانس قطع ترانزیستور نمی‌تواند $0 HZ$ باشد.

۷- با فرض $R_B = R_1 \| R_2$ خیلی بزرگ در این مدار، به ازاء کدام مقدار R_S بهره ولتاژ فرکانس میانی $|\frac{V_o}{V_S}| > 100$ و فرکانس قطع $3dB$ پائین کمتر از $100HZ$ می‌باشد. $h_{fe} = 100$ و $h_{ie} = 1/1$ (مهندسی برق ـ سراسری ۷۶)



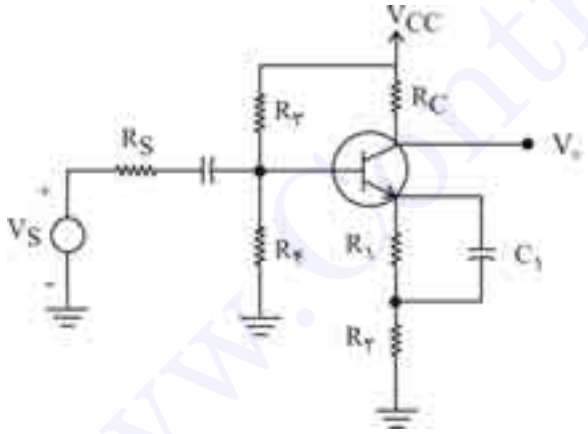
۱) $1^{k\Omega}$
۲) $2^{k\Omega}$
۳) $1/5^{k\Omega}$
۴) 500^{Ω}

۸- فرکانس قطع پائین مدار زیر به کدام گزینه نزدیک است؟ $h_{fe} = 100$ ، $h_{ie} = 1^{k\Omega}$ و $h_{re} = h_{fe} = 0$ ، (مهندسی برق ـ سراسری ۷۵)



۱) $0\,HZ$
۲) $8HZ$
۳) $16HZ$
۴) $32HZ$

۹- در مدار شکل زیر فرکانس قطع پائین مدار برابر با کدام یک از گزینه‌های زیر است؟ (مهندسی برق سراسری ۷۳)



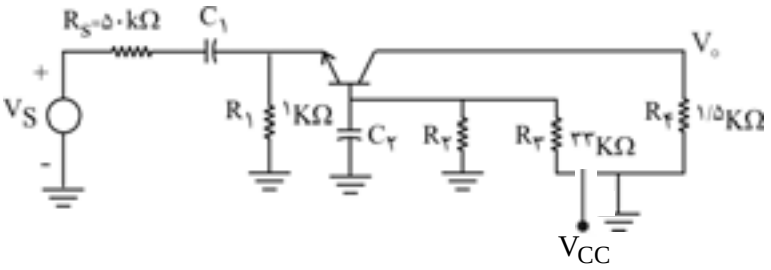
۱) $\omega = \dfrac{1}{[\frac{R_s \| (R_3 \| R_2) + h_{ie}}{h_{fe}} + R_2 \| R_1]C_1}$

۲) $\omega = \dfrac{1}{[(\frac{R_s \| (R_3 \| R_4) + h_{ie}}{h_{fe}} + R_2) \| R_1]C_1}$

۳) $\omega = \dfrac{1}{[(\frac{R_3 \| R_4 \| R_s + h_{ie}}{h_{fe}} + R_2) \| R_1]C_1}$

۴) $\omega = \dfrac{1}{[(\frac{R_s \| (R_3 \| R_4) + h_{ie}}{h_{fe}}) \| R_1 + R_2]C_1}$

۱۰- در مدار شکل زیر C_1 را طوری تعیین کنید که فرکانس قطع پائین مدار حداقل $50HZ$ گردد. کوچک‌ترین خازن نرم که شرط فوق را تأمین کند انتخاب کنید. $(hfe = 100 , hie = 1/1k\Omega)$ (مهندسی برق ـ سراسری ۷۰)



۱) $27\mu F$
۲) $68\mu F$
۳) $100\mu F$
۴) $330\mu F$

مجموعه کتب همراه علوی

پاسخ تشریحی تست‌های طبقه‌بندی شده فصل چهارم

۱- گزینه «۲» ـ (متوسط)

با توجه به شکل، مدل ac بصورت زیر خواهد بود. ابتدا باید توجه نمود که خازن C_D، در تعیین فرکانس قطع پایین تاثیری ندارد زیرا صفر و قطبهای آن، همدیگر را حذف می‌کنند و فقط خازنهای C_S و C_G در تعیین فرکانس قطع پایین موثر است،

بنابراین:

$$g_m = ۱۰\frac{mA}{V} \qquad V_\circ = \infty$$

$$w_s = \frac{۱}{C_S R_{cs}} \qquad R_{cs} = R_L + R \qquad R = \frac{۱}{g_m} = ۱۰۰\Omega$$

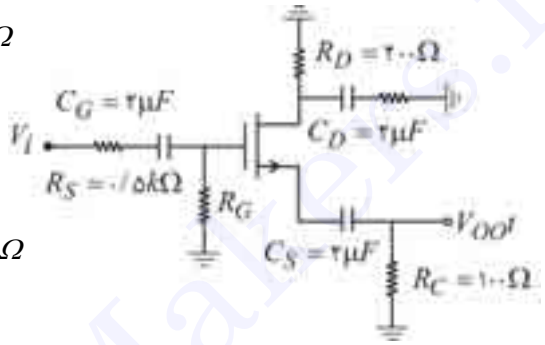
$$R_{cs} = ۱۰۰ + ۱۰۰ = ۲۰۰\Omega$$

$$w_s = \frac{۱}{۲\mu \times ۲۰۰\Omega} = ۲/۵k\frac{rad}{s}$$

$$w_G = \frac{۱}{C_G R_{CG}} \qquad R_{CG} = R_G + R_S = ۲k\Omega + ۰/۵k\Omega = ۲/۵k\Omega$$

$$w_G = \frac{۱}{۲/۵k\Omega \times ۲\mu F} = ۰/۲\frac{rad}{s}$$

$$w_{rdB} = w_c + w_s = ۲/۷k\frac{nad}{s}$$



۲- گزینه «۴» ـ (متوسط)

برای حل این مدار از قضیه میلر استفاده می‌کنیم. بنابراین نخست فرض می‌کنیم مقاومت $۱۰۰k\Omega$ وجود ندارد و بهره مدار را محاسبه می‌کنیم:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = ۴۰mmho \quad , \quad r_n = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = ۲/۵k\Omega$$

$$Av = -g_m R_L = -۴۰۰$$

با توجه به قضیه میلر می‌توان مقاومت $۱۰۰k\Omega$ فیدبک را به صورت یک مقاومت $Z_۱ = \frac{Z}{۱-Av} \simeq ۲۵۰\Omega$ در ورودی و یک مقاومت $Z_۲ = \frac{AvZ}{Av-۱} \simeq ۱۰۰k\Omega$ در خروجی، جایگزین کرد. بنابراین مقاومت ورودی مدار برابر است با:

$$R_{in} = r_n \| Z_۱ = ۲۲۵\Omega$$

۳- گزینه «۲» ـ (متوسط)

خازن C_a هیچ تأثیری در رفتار فرکانسی مدار ندارد. در فرکانس پایین $I_a = ۰$ است و مقامت ورودی ترانزیستور گیت مشترک برابر $۱/g_m$ است (مستقل از اینکه R_a باشد یا نباشد). لذا روش ثابت زمانی ـ اتصال کوتاه را به خازن‌های C_Dو C_S اعمال می‌کنیم. با اتصال کوتاه کردن C_D مقاومت دیده شده دو سر C_S را محاسبه می‌کنیم:

$$R_s = R_s + ۱/g_m = ۲۰۰\Omega \Rightarrow Z_s = R_s C_s = ۱ms$$

با اتصال کوتاه کردن C_D، مقاومت دیده شده در دو سر C_S را محاسبه می‌کنیم:

$$R_D = R_D + R_L = ۱۰k\Omega \Rightarrow Z_D = R_D C_D = ۲۰ms$$

سرانجام فرکانس قطع پایین برابر است با:

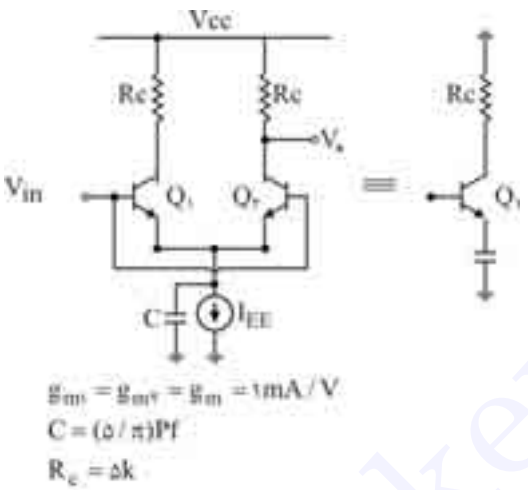
$$\omega_I = \sum \frac{۱}{\tau_i} = ۱۰۵۰\frac{rad}{s}$$

مجموعه کتب همراه علوی

۴- گزینه «۱» ـ (ساده)

$$f_{3dB} = \frac{1}{(RC)(2\pi)} = \frac{1}{(\frac{1}{g_m})(\frac{5}{2\pi})(2\pi)}$$

$$= \frac{10^9}{5} = 20MHz$$



۵- گزینه«۱»ـ (ساده)

از آنجا که خازن $100nF$ به نقطه زمین مجازی مدار متصل شده در تعیین پاسخ فرکانس نقش نخواهد داشت. قطب و صفر خازن C_1 نیز با هم برابر هستند و همدیگر را حذف می‌کنند.

قطب و صفر خازن C_1 هر دو در $\frac{1}{2\pi R_4 C_1}$ هستند و لذا پاسخ فرکانس پائین مدار تقریباً صفر هرتز خواهد بود.

۶- گزینه «۲»ـ (دشوار)

اگر فرکانس‌های صفر و قطب مربوط به خازن C_E را به ترتیب با f_z و f_p نشان دهیم، برای آن که فرکانس قطع پائین مدار صفر باشد باید داشته باشیم. $f_z \geq \frac{f_p}{\sqrt{2}}$

$f_p = \frac{1}{2\pi C_E (R_E \parallel \frac{R_S + h_{ie}}{1+h_{fe}})}$ و $f_z = \frac{1}{2\pi R_E C_E}$: و می‌دانیم با در نظر گرفتن این شرایط $R_S = 100k\,\Omega$ خواهد بود.

۷- گزینه «۱»ـ (ساده)

با فرض آن که R_B خیلی بزرگ باشد درجه تقویت ولتاژ به صورت زیر قابل محاسبه خواهد بود: $|\frac{V_o}{V_S}| = \frac{(100)(2/2)}{1/1 + R_S}$

با توجه به آن که قبلاً گفته شد چون خازن کوپلاژ و بای‌پس هر دو دارای یک مقدار هستند قطب غالب خازن بای‌پس خواهد بود و لذا:

$$f_L \approx \frac{1000}{2\pi \times 82(1 \parallel \frac{1/1 + R_S}{1/1})}$$

با توجه به فرض مسأله خواهیم داشت:

$$\frac{(100)(2/2)}{1/1 + R_S} > 100 \Rightarrow R_S < 1/1^{k\Omega}$$

$$\frac{1000}{(2\pi)(82)(1^{k\Omega} \parallel \frac{1/1 + R_S}{1/1})} < 100 \rightarrow R_S > 0/9^{k\Omega}$$

لذا با در نظر گرفتن این دو رابطه می‌توان گفت پاسخ گزینه «۱» است.

مجموعه کتب همراه علوی

۸- گزینه «۱» ـ (دشوار)

با توجه به آن که $h_{oe} = ۰$ است لذا امپدانس دیده شده از بیس $Q_۲$ بی‌نهایت است لذا فرکانس صفر و قطب خازن $۱۰\mu F$ با یکدیگر برابر خواهد بود و در نتیجه این خازن فرکانس قطعی نخواهد داشت.

۹- گزینه «۲» ـ (ساده)

حل: با توجه آنچه در متن درس گفتیم و طبق قضیه انعکاس امپدانس پاسخ گزینه «۲» است.

۱۰- گزینه «۲» ـ (متوسط)

با توجه به آن که $C_۲$ در فرکانس‌های ac اتصال کوتاه است، در این صورت خازن $C_۱$ تعیین کننده پاسخ فرکانس خواهد بود.

$$f_L = \frac{۱}{(۲\pi)C_۱[۵۰^{\Omega} + ۱۰۰۰ \| \frac{h_{ie}}{۱+h_{fe}}]} \Rightarrow$$

$$f_L = \frac{۱}{(C_۱)(۶۰/۸)(۲\pi)} = ۵۰HZ \rightarrow C_۱ = ۵۲/۴\mu F \rightarrow$$

خازن نرم برابر با $۶۸\mu F$ خواهد بود.

مجموعه کتب همراه علوی