کتاب الکترونیک ۱ و ۲ پارسه

تهیه شده در الکترونیک باز| مرجع دانلود الکترونیک

www.gselectronic.ir

تهیه و تنظیم : صادق حیدری فراهانی

Sadegh.heidari.farahani@gmail.com

فصل دهم

فصل ۱۰ پاسخ فرکانس پایین تقویت‌کننده‌ها

مقدمه

پیام‌های دریافتی که از مدارهای حس‌کننده‌های مختلفی ایجاد می‌شوند و دامنهٔ کم دارند، باید تا حد مناسبی تقویت شوند. این پیام‌ها برحسب نوع آن‌ها می‌توانند مؤلفه DC یا مؤلفه متناوب و یا مجموعه آن‌ها را داشته باشند. به عنوان مثال فرض کنید موج دریافتی از یک میکروفون صوتی باشد، سیگنال محدوده فرکانسی دارد که متناوب است. یک پل وتستون را در نظر بگیرید که به یکی از شاخه‌های چهارگانه آن یک حس‌کننده مقاومتی وصل شده است که این مقاومت تحت تأثیر فشار تغییر مقدار بدهد و خروجی پل از تعادل خارج شود (حس‌کننده فشار)، این حس‌کننده فشار در پایین یک مخزن مایع قرار داده شده است. ارتفاع ستون مایع باعث تغییر مقاومت این حس‌کننده می‌شود و ولتاژ DC خروجی پل معرف ارتفاع ستون مایع است. اگر این ارتفاع ثابت باشد، در این صورت ولتاژ خروجی پل هم ثابت است. برای تقویت کردن این مقدار DC وابسته به ارتفاع ستون مایع، نمی‌توان از خازن کوپلاژ استفاده کرد ولی برای تقویت موج صوتی حاصل از میکروفون می‌توان از کوپلاژ خازنی بهره گرفت.

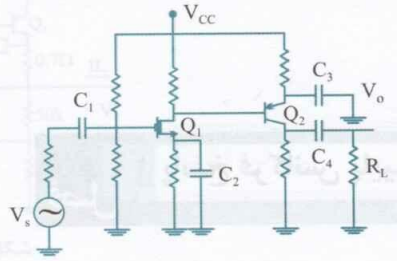
تقویت‌کننده‌ها را می‌توان از این نظر به دو دسته تقسیم کرد؛ اول تقویت‌کننده‌های DC که توانایی تقویت فرکانس صفر را هم دارند. در این نوع تقویت‌کننده‌ها هیچ نوع خازن کوپلاژ و یا بای‌پس نمی‌توان وصل کرد. تقویت‌کننده‌های عملیاتی (آپامپ‌ها) از نوع تقویت‌کننده DC هستند. دوم تقویت‌کننده‌های ac که می‌توان برای اتصال نواحی مختلف مدار از خازن کوپلاژ استفاده کرد و یا برای تغییر بهره مثلاً در سورس و یا امیتر ترانزیستور از خازن بای‌پس بهره گرفت.

بحث اخیر مربوط به استفاده از خازن‌های کوپلاژ و بای‌پس است. نصب این‌گونه خازن‌ها محدودیت فرکانسی در حد پایین ایجاد می‌کند.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

۱۰ـ۱ محدوده فرکانس پایین در تقویت‌کننده‌ها

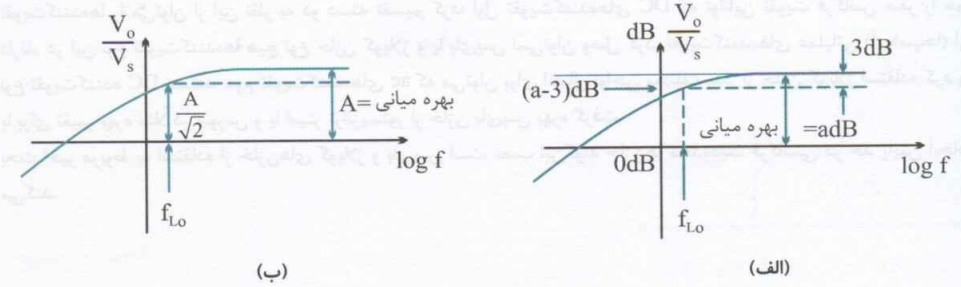
مدار شکل (۱۰ـ۱) را در نظر بگیرید که در آن از خازن‌های کوپلاژ و بای‌پس استفاده شده است:



شکل ۱۰ـ۱ تقویت‌کننده با خازن‌های کوپلاژ و بای‌پس

هدف از وصل خازن C_1 جدا کردن سطح DC گیت ماسفت از سطح DC منبع V_S است که مقادیر مساوی ندارند. به همین ترتیب هدف از نصب خازن C_4 جدا کردن سطح DC کلکتور Q_2 از بار R_L است. هدف از نصب C_2 و C_3 افزایش بهره ولتاژی تقویت‌کننده‌های Q_1 و Q_2 است. اگر سیگنال مؤلفه DC به عنوان پیام داشته باشد، به هیچ‌وجه از این مدار نمی‌توان استفاده کرد. هرگاه سیگنال V_S فقط متناوب باشد، می‌توان از این مدار استفاده کرد.

برحسب اندازه‌های ثابت زمانی نواحی مختلف، این مدار، حدود پایین فرکانسی دارد که به آن پاسخ فرکانس حد پایینی اطلاق می‌شود و تحت نام ω_{L_o} و یا f_{L_o} نام‌گذاری می‌شود. فرکانس ω_{L_o} فرکانسی است که دامنه بهره (یا هر دامنه دیگر) به $\frac{1}{\sqrt{2}}$ مقدار نهایی می‌رسد و چون $\left(20\log\frac{1}{\sqrt{2}} = -3\,\text{dB}\right)$ است، به آن فرکانس $-3\,\text{dB}$ پایینی و یا اصطلاحاً فرکانس قطع پایین گفته می‌شود. در شکل (۱۰ـ۲) پاسخ فرکانسی بهره $\frac{V_o}{V_S}$ مربوط به مدار شکل (۱۰ـ۱) نشان داده شده است.

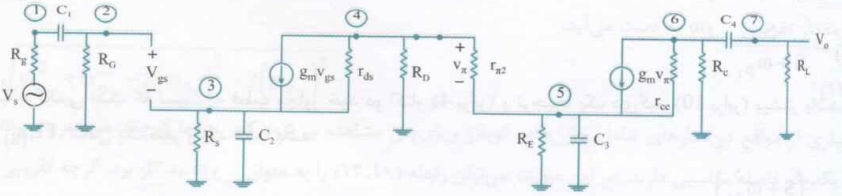


شکل ۱۰ـ۲ پاسخ فرکانسی حد پایینی الف: بهره برحسب d_B، ب: بهره خطی

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

۱۰ـ۲ محاسبه پاسخ فرکانسی و فرکانس ω_{L_o} (فرکانس قطع پایین)

مدار شکل (۱۰ـ۱) را در نظر بگیرید. مدل فرکانسی سیگنال کوچک آن با منظور کردن خازن‌های بیرونی نصب‌شده به صورت شکل (۱۰ـ۳) است.



شکل ۱۰ـ۳ مدل سیگنال کوچک فرکانس پایین تقویت‌کننده شکل (۱۰ـ۱)

در فرکانس میانی خازن‌های کوپلاژ و بای‌پس به صورت اتصال کوتاه (امپدانس ناچیز) در نظر گرفته می‌شوند، درحالی‌که در فرکانس پایین باید مقادیر خازن‌ها را هم به حساب آورد.

مثلاً KCL در گره (5) و گره (6) را در نظر بگیرید:

$$\text{KCL (گره 5)} \Rightarrow \frac{V_{(5)}}{R_E} + \frac{V_{(5)}}{\frac{1}{SC_3}} + \frac{V_{(5)} - V_{(4)}}{r_{\pi_2}} - g_m V_\pi + \frac{V_{(5)} - V_{(6)}}{r_{ce}} = 0$$

$$\text{KCL (گره 6)} \Rightarrow \frac{V_{(6)} - V_{(5)}}{r_{ce}} + g_m V_\pi + \frac{V_{(6)}}{R_C} + \frac{V_{(6)} - V_{(7)}}{\frac{1}{SC_4}} = 0$$

با نوشتن KCL در سایر گره‌ها و حل 7 معادله حاصل برای تعیین، $A_{(S)} = \frac{V_o}{V_S}$ رابطه (۱۰ـ۱) به دست می‌آید:

$$A_{(S)} = A_m \cdot FL_{(S)} \qquad (۱ـ۱۰)$$

A_m مقدار $\frac{V_o}{V_S}$ است که در حالت خازن‌های اتصال کوتاه به دست می‌آید و $FL_{(S)}$ پاسخ فرکانسی ناشی از خازن‌ها و مقاومت‌ها و مقادیر مندرج در مدل مدار است. اگر $FL_{(S)}$ را مرتب کرده و به صورت حاصل‌ضرب عوامل نوشته شوند، رابطه (۱۰ـ۲) به دست می‌آید:

$$FL_{(S)} = \frac{(S+\omega_{z_1})(S+\omega_{z_2})\cdots(S+\omega_{z_n})}{(S+\omega_{p_1})(S+\omega_{p_2})\cdots(S+\omega_{p_n})} \qquad (۲ـ۱۰)$$

ω_pها قطب‌ها و ω_zها صفرهای تابع انتقال رابطه (۱۰ـ۲) هستند. منحنی‌های ترسیم‌شده در شکل (۱۰ـ۲) شکل ترسیم‌شده روابط (۱۰ـ۱) و (۱۰ـ۲) است:

$$\omega_p = \frac{1}{\tau_p} \quad \text{(فرکانس قطب)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{\tau_z} \quad \text{(فرکانس صفر)}$$

که τ مجموعه‌ای از ثابت زمانی‌های R و C است.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

روابط (۱۰ـ۱) و یا (۱۰ـ۲) را می‌توان به روش ترسیمی (نمودار بُود) روی کاغذ لگاریتمی رسم کرد و از روی آن ω_{L_o} یا fL_o را به دست آورد. روش دیگر استفاده از نرم‌افزار مناسبی است که مدار شکل (۱۰ـ۱) را به آن اعمال کرده تا پاسخ را با دستورات لازم رسم کند. حال اگر ω_{p_1} خیلی بزرگ‌تر از سایر ω_pها و ω_zها باشد، می‌توان ω_{p_1} را به عنوان قطب غالب منظور کرد و پاسخ تقریبی را نوشت:

$$FL_{(S)} = \frac{S}{S+\omega_{p_1}} \qquad (۱۰ـ۳)$$

قطب غالب فرکانسی است که نسبت به قطب مجاور خود دو اکتاو (4 برابر) و ترجیحاً یک دی‌کید (10 برابر) بیشتر باشد. فرض کنید که $FL_{(S)}$، شامل یک صفر و یک قطب باشد.

$$FL_{(S)} = \frac{\left(S+\omega_{z_1}\right)}{\left(S+\omega_{p_1}\right)} \qquad (۱۰ـ۴)$$

$$\left|FL_{(J\omega)}\right|^2 = \frac{\omega^2+\omega_{z_1}^2}{\omega^2+\omega_{p_1}^2} \qquad (۱۰ـ۵)$$

در فرکانس $\omega = \omega_{L_o}$ دامنه به اندازه $\frac{1}{\sqrt{2}}$ مقدار نهایی است، درنتیجه داریم:

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{\omega_{L_o}^2+\omega_{z_1}^2}{\omega_{L_o}^2+\omega_{p_1}^2} \qquad (۱۰ـ۶)$$

$$\omega_{L_o} = \sqrt{\left(\omega_{p_1}\right)^2 - 2\left(\omega_{z_1}\right)^2} \qquad (۱۰ـ۷)$$

هرگاه طبق رابطه (۱۰ـ۷)، ω_{p_1} خیلی بیشتر از ω_{z_1} باشد، آن‌گاه:

$$\omega_{L_o} \simeq \omega_{p_1} \qquad (۱۰ـ۸)$$

اگر ω_{p_1} و ω_{z_1} قابل مقایسه باشند، بنابراین باید از رابطه (۱۰ـ۷) استفاده کرد. اگر طبق رابطه (۱۰ـ۷)، جواب منفی به دست آید، حاکی از آن است که فرکانسی وجود ندارد که دامنه بهره $\frac{1}{\sqrt{2}}$ مقدار نهایی شود. این موضوع در خازن‌های بای‌پس ممکن است صادق باشد. این بدان معناست که مدار، تابع انتقال $FL_{(S)}$ بدون ω_{L_o} دارد. زیرا ω_{L_o} فرکانسی است که طبق رابطه (۱۰ـ۶)، دامنه $\frac{1}{\sqrt{2}}$ مقدار نهایی خود باشد.

حال تصور کنید تابع $FL_{(S)}$ مطابق رابطه (۱۰ـ۹) باشد:

$$FL_{(S)} = \frac{\left(S+\omega_{z_1}\right)\left(S+\omega_{z_2}\right)}{\left(S+\omega_{p_1}\right)\left(S+\omega_{p_2}\right)} \qquad (۱۰ـ۹)$$

$$\left|FL_{(J\omega)}\right|^2 = \frac{\left(\omega^2+\omega_{z_1}^2\right)\left(\omega^2+\omega_{z_2}^2\right)}{\left(\omega^2+\omega_{p_1}^2\right)\left(\omega^2+\omega_{p_2}^2\right)} \qquad (۱۰ـ۱۰)$$

در فرکانس ω_{L_o}، دامنه $\frac{1}{\sqrt{2}}$ مقدار نهایی خواهد شد:

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2=\frac{\left(\omega_{L_o}^2+\omega_{z_1}^2\right)\left(\omega_{L_o}^2+\omega_{z_2}^2\right)}{\left(\omega_{L_o}^2+\omega_{p_1}^2\right)\left(\omega_{L_o}^2+\omega_{p_2}^2\right)} \qquad (۱۱\text{-}۱۰)$$

رابطه (۱۰-۱۱) مقدار ω_{L_o} را ارائه می‌دهد. هرگاه این رابطه مرتب شود و از اجزای کوچک در برابر اجزای بزرگ صرف‌نظر شود، آن‌گاه مقدار تقریبی ω_{L_o} به دست می‌آید:

$$\omega_{L_o}\simeq\sqrt{\omega_{p_1}^2+\omega_{p_2}^2-2\left(\omega_{z_1}\right)^2-2\left(\omega_{z_2}\right)^2} \qquad (۱۲\text{-}۱۰)$$

در بسیاری از مواقع در مدارهای شامل خازن‌های کوپلاژ و بای‌پس مشاهده می‌شود که ω_zها کوچک هستند و ω_{p_1} و ω_{p_2} هم از یکدیگر فاصله مناسبی دارند. در این صورت می‌توان رابطه (۱۰-۱۳) را به عنوان ω_{L_o} به کار برد. گرچه تقریبی است ولی با توجه به تولرانس خازن‌ها و مقاومت‌های مدار، قابل قبول است.

$$\omega_{L_o}\simeq\omega_{p_1}+\omega_{p_2}+\cdots \qquad (۱۳\text{-}۱۰)$$

در این صورت می‌توان فرکانس ω_{L_o} را مجموع فرکانس‌های قطب‌های تقریبی منظور کرد:

$$\omega_{L_o}\simeq\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\tau_{iS}} \qquad (۱۴\text{-}۱۰)$$

بنابراین فرکانس ω_{L_o} تقریباً برابر است با مجموع عکس ثابت زمانی‌های اتصال کوتاه مدار، یعنی یک خازن را نگهداشته و سایر خازن‌ها را اتصال کوتاه فرض کرد. فرکانس مربوط را $\left(\omega=\frac{1}{\tau_1}\right)$ به دست آورد و سپس خازن دیگر را اتصال کوتاه کرده و $\left(\omega_2=\frac{1}{\tau_2}\right)$ را به دست آورد. آن‌گاه ω_{L_o} تقریباً برابر است با:

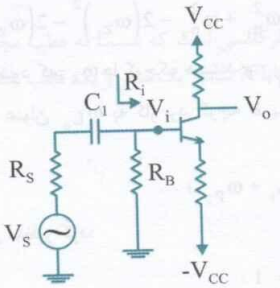
$$\omega_{L_o}\simeq\frac{1}{\tau_1}+\frac{1}{\tau_2}+\frac{1}{\tau_3}+\ldots+\frac{1}{\tau_n} \qquad (۱۵\text{-}۱۰)$$

$$fL_o=\frac{1}{2\pi}\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\tau_{iS}} \qquad (۱۶\text{-}۱۰)$$

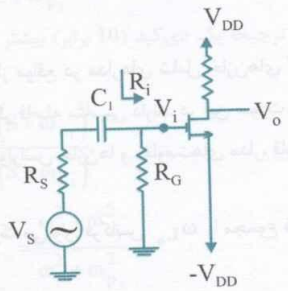
www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

۱۰ـ۳ خازن‌های کوپلاژ

برای بررسی اثر خازن‌های کوپلاژ که هدف از وصل آن‌ها جدا کردن دو گره با سطوح مختلف DC است. مدارهای شکل (۱۰ـ۴) و (۱۰ـ۵) را در نظر بگیرید. این مدارها در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. برای محاسبه بهره ولتاژی این دو مدار در فرکانس پایین با در نظر گرفتن خازن‌های کوپلاژ C_1 ، بهره $\frac{V_o}{V_s}$ به شرح زیر است:



شکل ۱۰ـ۴



شکل ۱۰ـ۵

$$\frac{V_o}{V_S}=\frac{V_o}{V_i}\cdot\frac{V_i}{V_S}$$

$\frac{V_o}{V_i}$ بهره ترانزیستور است که وابسته به فرکانس نیست.

$$\frac{V_i}{V_S}=\frac{R_i}{R_i+R_S+\frac{1}{SC_1}}=\frac{(R_i\cdot C_1)S}{1+S(R_i+R_S)C_1}=\frac{R_i}{R_i+R_S}\cdot\frac{S}{S+\frac{1}{(R_i+R_S)C_1}}$$

$$\omega_P=\omega_{L_o}=\frac{1}{(R_i+R_S)C_1}\quad \text{(فرکانس قطب)}$$

با توجه به اینکه در FET ها می‌توان مقاومت R_G را در صورت نیاز خیلی بزرگ انتخاب کرد، ازاین‌رو خازن C_1 برای مدار FET می‌تواند خیلی کوچک‌تر از C_1 برای مدار BJT با ω_{L_o} یکسان باشد.

مثال ۱: در شکل (۱۰ـ۵) اگر $R_S=1k\Omega$ و $R_G=1M\Omega$ باشد، مقدار خازن برای $fL_o\simeq 1kHz$ چقدر است؟

$$C_1\simeq\frac{1}{2\pi}\frac{1}{(1k+1M)(1kHz)}\simeq 160\,P_F$$

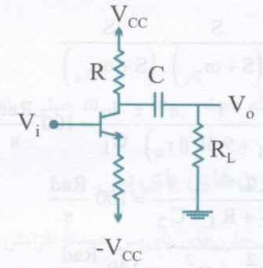
در شکل (۱۰ـ۴) اگر $R_S=1k\Omega$ و $R_i=10k\Omega$ باشد، مقدار خازن برای $fL_o\simeq 1kHz$ چقدر است؟

$$C_1\simeq\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{1}{(1k+10k)(1kHz)}\simeq 15\,nF$$

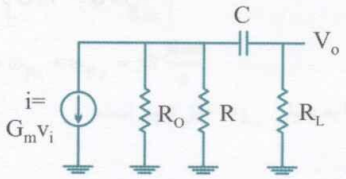
پر واضح است که خازن مورد استفاده باید بزرگ‌تر از خازن محاسبه‌شده باشد.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

مثال ۲: در مدار شکل (۱۰ـ۶)، ω_{L_o} را حساب کنید. مدار در ناحیه فعال بایاس شده است. در شکل (۱۰ـ۷) مدار معادل نشان داده شده است.



شکل ۱۰ـ۶



شکل ۱۰ـ۷

$$R_1 = R_o \| R_L$$

$$V_o = -i\frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L + \frac{1}{SC}} \Rightarrow \frac{V_o}{i} = -\frac{R_1 \cdot R_L}{R_1 + R_L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{SC(R_1 + R_L)}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -G_m(R_1 \| R_L)\frac{S}{S + \frac{1}{(R_1 + R_L)C}} = -G_m(R_1 \| R_L)\frac{S}{S + \omega_p}$$

$G_m(R_L \| R_L)$ بهره فرکانس میانی است. مدار، یک صفر در صفر و یک قطب دارد، برابر با:

$$\omega_p = \omega_{L_o} = \frac{1}{(R_1 + R_L)C}$$

با توجه به مثال (۱) دیده می‌شود که وجود خازن کوپلاژ یک صفر S و یک قطب ساده ایجاد می‌کند. در مثال (۲) اگر $R_L = \infty$ باشد، در این صورت بهره عبارت است از:

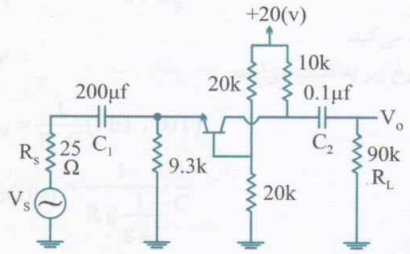
$$\frac{V_o}{V_i} = -G_m(R_1 \| R_L)\frac{S}{S + 0}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -G_m(R_1 \| R_L)$$

در این صورت $\omega_p = 0$ است. مدار ω_{L_o} ندارد. این مدار را می‌توان به عنوان تقویت‌کننده DC منظور کرد.

اگر در مثال (۲) جریان بایاس 1mA و $R_C = 1k$ و $V_{CC} = 20$ ولت و $R_L = \infty$ باشد، به ازای هر مقدار خازن C، $V_o = V_C = 10V$ است.

مثال ۳: در مدار شکل (۱۰ـ۸)، ω_{L_o} تقریبی را به دست آورید. $(I_C = 1mA \quad , \quad r_{ce} = \infty)$



شکل ۱۰ـ۸

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

حل: با فرض β خیلی بزرگ:

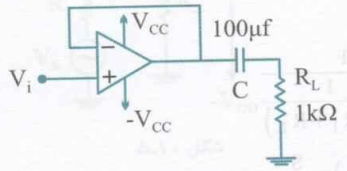
$$\frac{V_o}{V_S} = A_m \frac{S}{(S+\omega_{p_1})} \cdot \frac{S}{(S+\omega_{p_2})}$$

$$\omega_{p_1} = \frac{1}{(R_S + 9.3k \parallel r_e)} \cdot \frac{1}{C_1} = 100 \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{R_C + R_L} \cdot \frac{1}{C_2} = 100 \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} = \sqrt{\omega_{p_1}^2 + \omega_{p_2}^2} = 140 \frac{Rad}{s}$$

مثال ۴: در مدار شکل (۱۰ـ۹) با آپامپ ایده‌آل، ω_{L_o} را به دست آورید.



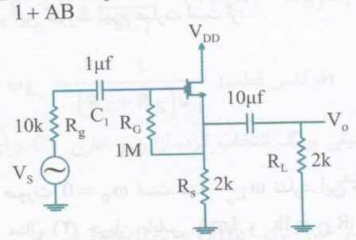
شکل ۱۰ـ۹

حل:

$$\omega_{L_o} = \frac{1}{R_L + R_{of}} \cdot \frac{1}{C} = 10 \frac{Rad}{s}$$

$$R_{of} \simeq \frac{R_o}{1+AB} \simeq 0$$

مثال ۵: در مدار شکل (۱۰ـ۱۰) ω_{L_o} تقریبی را به دست آورید. $g_m = \frac{1mA}{V}$ ، $r_{ds} = \infty$



شکل ۱۰ـ۱۰

حل:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R'_L}{\frac{1}{g_m} + R'_L} = 0.5 \text{ (بهره فرکانس میانی)}$$

$$R \text{ (میلر)} = \frac{R_G}{1-A_V} = 2M\Omega$$

$$\omega_{p_1} \simeq \frac{1}{2M+10k} \cdot \frac{1}{1\mu F} \simeq 0.5 \frac{Rad}{s}$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

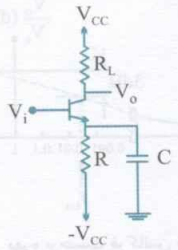
$$\omega_{p_2} \simeq \frac{1}{\left[R_L + R_S \parallel \frac{1}{g_m}\right]} \cdot \frac{1}{C_2} \simeq 37.5 \frac{\text{Rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{L_o} \simeq \omega_{p_1} + \omega_{p_2} \simeq 38 \frac{\text{Rad}}{\text{s}}$$

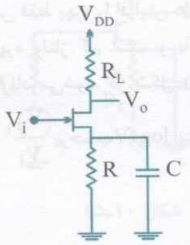
با توجه به اینکه فاصله ω_{p_1} و ω_{p_2} خیلی زیاد است، مجموع فرکانس‌ها به عنوان ω_{L_o} قابل قبول است.

۱۰ـ۴ خازن‌های بای‌پس

هدف از وصل خازن‌های بای‌پس عمدتاً افزایش بهره در یک تقویت‌کننده است. گاهی مواقع مانند منابع جریان وصل‌شده در تقویت‌کننده‌های تفاضلی خازن‌های داخلی منابع جریان به طور ناخواسته سبب افزایش بهره وجه مشترک می‌شوند و CMRR را کاهش می‌دهند. برای بررسی عملکرد خازن‌های بای‌پس به مدارهای شکل (۱۰ـ۱۱) و (۱۰ـ۱۲) توجه کنید. هر دو مدار در ناحیه فعال بایاس شده‌اند.



شکل ۱۰ـ۱۱



شکل ۱۰ـ۱۲

برای هر دو مدار بهره در فرکانس‌های پایین عبارت است از:
(از مقاومت r_{ce} و r_{ds} صرف‌نظر می‌شود.)

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + z}$$

$$Z = R \parallel \frac{1}{SC}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m R_L \frac{S + \omega_z}{S + \omega_p}$$

مشاهده می‌شود که یک خازن بای‌پس ایجاد یک صفر و یک قطب ساده می‌کند.

برای هر دو مدار، با جانشین کردن z در معادله بهره، ω_z و ω_p به شرح زیر به دست می‌آیند:

$$\omega_z = \frac{1}{R \cdot C} (\text{FET , BJT})$$

$$\omega_{p(\text{FET})} = \frac{1}{R \parallel \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{C}$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

$$\omega_{p(BJT)} = \frac{1}{R \parallel r_e} \cdot \frac{1}{C}$$

در رابطه ω_z هیچ‌گونه پارامتری از ترانزیستور دیده نمی‌شود. صرفاً ω_z تابع R و C است و مفهوم آن باز بودن ترانزیستور به ازای فرکانس ω_z است. درحالی‌که با توجه به رابطه ω_p، مقدار re و یا $\frac{1}{g_m}$ که مربوط به بایاس ترانزیستور است، در رابطه وجود دارد.

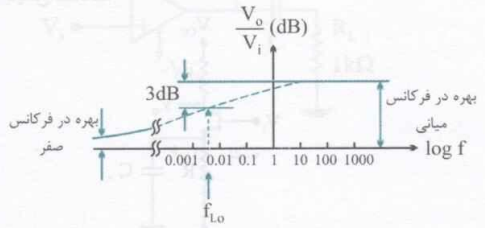
اکنون فرض کنید که فرکانس سیگنال صفر است. در این صورت بهره ولتاژی برای هر دو مدار عبارت است از:

$$\frac{V_o}{V_i}(f=0) = \frac{-g_m R_L}{1+g_m.R}$$

بهره در فرکانس میانی عبارت است از:

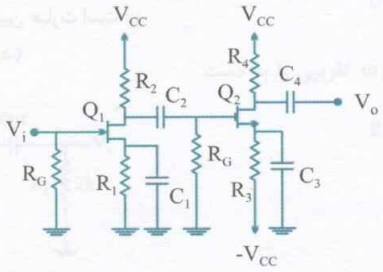
$$\frac{V_o}{V_i}\text{(فرکانس میانی)} = -g_m \cdot R_L$$

بنابراین خازن بای‌پس فقط بهره را افزایش داده است. در فرکانس صفر بهره ولتاژ کم است و با افزایش فرکانس بهره ولتاژ زیاد می‌شود. در شکل (۱۰ـ۱۳) نمودار تغییرات بهره $\frac{V_o}{V_i}$ برحسب $\log f$ نشان داده شده است.



شکل ۱۰ـ۱۳ نمودار بهره برحسب فرکانس با خازن بای‌پس

به مدار شکل (۱۰ـ۱۴) توجه کنید:



شکل ۱۰ـ۱۴

بهره $\frac{V_o}{V_S}$ در فرکانس پایین عبارت است از: $(r_{ds} = \infty)$

$$\frac{V_o}{V_i}(S) = A_m \frac{S+\omega_{z_1}}{S+\omega_{p_1}} \cdot \frac{S}{S+\omega_{p_1}} \cdot \frac{S+\omega_{z_2}}{S+\omega_{p_3}}$$

$$\omega_{z_1} = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \quad , \quad \omega_{p_1} = \frac{1}{R_1 \parallel \frac{1}{g_{m_1}}} \cdot \frac{1}{C_1}$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

$$\omega_{P_2} = \frac{1}{R_2 + R_G} \cdot \frac{1}{C_2}$$

$$\omega_{Z_2} = \frac{1}{R_3 \cdot C_3} \quad , \quad \omega_{p_3} = \frac{1}{R_3 \parallel \frac{1}{g_{m_2}}} \cdot \frac{1}{C_3}$$

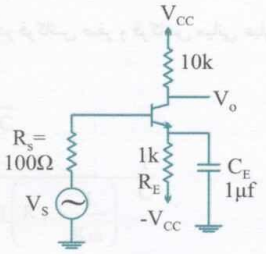
$$\omega_{p_4} = \frac{1}{R_4 + R_{L_2}} \cdot \frac{1}{C_4} = 0$$

$$\omega_{L_o} \simeq \sqrt{(\omega_{p_1})^2 + (\omega_{p_2})^2 + (\omega_{p_3})^2 - 2(\omega_{z_1})^2 - 2(\omega_{z_2})^2}$$

مثال ۶: در مدار شکل (۱۰ـ۱۵) فرکانس ω_{L_o} را به دست آورید.

(مدار، جریان بایاس 1 mA و $\beta = 100$ دارد.)

مقادیر بهره در فرکانس صفر و فرکانس میانی چقدر است؟



شکل ۱۰ـ۱۵

حل: بهره‌ها در فرکانس‌های صفر و فرکانس میانی عبارت‌اند از:

$$\frac{V_o}{V_S}\ (\text{فرکانس میانی}) = A_m = -g_m R_C \cdot \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \simeq -400$$

$$\frac{V_o}{V_S}\ (\text{فرکانس صفر}) = -\frac{R_L}{r_e + R_E} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \simeq -10$$

$$R_{in} = (r_e + R_E)(1+\beta) \simeq 100\,k\Omega \quad (\text{در فرکانس صفر})$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_E \cdot C_E} = 1000\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_E \parallel \left(r_e + \frac{R_S}{1+\beta}\right)} \cdot \frac{1}{C_E} \simeq 40000\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} = \sqrt{(\omega_p)^2 - 2(\omega_z)^2} = 39974\ \frac{Rad}{s} \simeq \omega_p$$

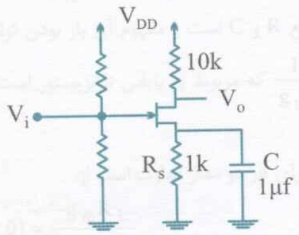
در فرکانس حوالی $40\ k\frac{Rad}{s}$، بهره $\frac{V_o}{V_S}$ برابر است با:

$$A_V = A_m \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \simeq -280$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

مثال ۷: در مدار شکل (۱۰ـ۱۶)، فرکانس ω_{L_o} را به دست آورید. $r_{ds} = \infty$ ، $g_m = \frac{1mA}{V}$

بهره در فرکانس صفر و فرکانس میانی چقدر است؟



شکل ۱۰ـ۱۶

حل: بهره‌ها در فرکانس صفر و فرکانس میانی عبارت‌اند از:

$$\frac{V_o}{V_i}\text{(فرکانس میانی)} = A_m = -g_m \cdot R_D = -10$$

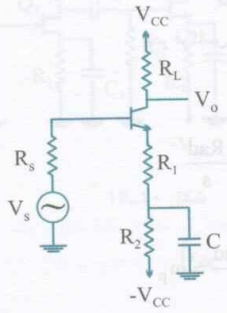
$$\frac{V_o}{V_i}\text{(فرکانس صفر)} = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} = -5$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_S \cdot C} = 1000\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_S \parallel \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{C} = 2000\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} = \sqrt{(2000)^2 - 2(1000)^2} = 1400\ \frac{Rad}{s}$$

مثال ۸: در مدار شکل (۱۰ـ۱۷)، ω_{L_o} را به دست آورید.



شکل ۱۰ـ۱۷

حل:

$$\frac{V_o}{V_i}(S) = -\frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m(R_1 + Z)} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S}$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

$$Z = R_2 \| \frac{1}{S.C}$$

با جانشین کردن (z) در رابطه بهره، مدار، یک قطب و یک صفر ساده دارد که مقادیر صفر و قطب عبارت‌اند از:

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 \cdot C}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 \| \left(R_1 + r_e + \frac{R_S}{1+\beta} \right)} \cdot \frac{1}{C}$$

$$\omega_{L_o} = \sqrt{\omega_p^2 - 2\omega_z^2}$$

غالباً از ω_z می‌توان صرف‌نظر کرد و آن‌گاه:

$$\omega_{L_o} \simeq \omega_p$$

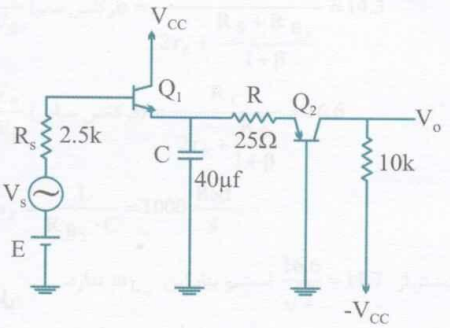
اگر به‌جای BJT از FET با همین ترکیب استفاده می‌شد، آن‌گاه:

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 \cdot C}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 \| \left(R_1 + \frac{1}{g_m} \right)} \cdot \frac{1}{C}$$

به دست می‌آید.

مثال ۹: در مدار شکل (۱۰ـ۱۸) فرکانس $-3dB$ را به دست آورید. $\left(I_C = 1mA \quad , \quad \beta = 100 \quad , \quad r_{ce} = \infty \right)$



شکل ۱۰ـ۱۸

حل:

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{V_{e_2}} \cdot \frac{V_{e_2}}{V_{e_1}} \cdot \frac{V_{e_1}}{V_{b_1}} \cdot \frac{V_{b_1}}{V_S}$$

بهره کلکتور مشترک Q_1 در فرکانس صفر برابر است با:

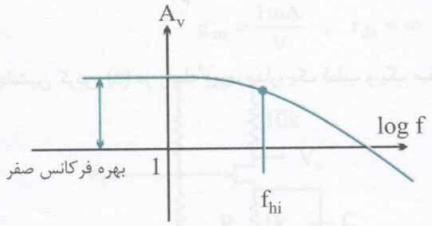
$$A_{Q_1} = \frac{R_{E_1}}{r_{e_1} + R_{E_1}} = \frac{R + r_{e_2}}{r_{e_1} + R + r_{e_2}} = \frac{50\Omega}{75\Omega} = 0.66$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

بهره Q_1 در فرکانس زیاد که خازن C اتصال کوتاه فرض می‌شود، برابر است با:

$$A_{Q_1}\ (\text{در فرکانس زیاد}) = 0$$

بنابراین منحنی تغییرات بهره کل به تغییر فرکانس مطابق شکل (۱۰ـ۱۹) است.



شکل ۱۰ـ۱۹

در این حالت $\frac{V_o}{V_S}$، فقط یک قطب در فرکانس بالا دارد.

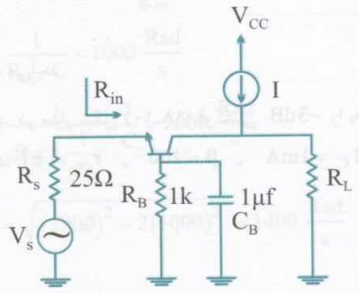
$$\omega_p = \frac{1}{\left(R + r_{e_2}\right) \| \left(r_{e_1} + \frac{R_S}{1+\beta}\right)} \cdot \frac{1}{C} = 1000\ \frac{Rad}{s}$$

این ترکیب، یک مدار پایین‌گذر را نشان می‌دهد.

مثال ۱۰: در مدار شکل (۱۰ـ۲۰) ω_{L_o} را به دست آورید.

مدار در ناحیه فعال بایاس شده است.

$$\left(I_C = 1mA \quad , \quad \beta = 200 \quad , \quad r_{ce} = \infty\right)$$



شکل ۱۰ـ۲۰

حل:

$$\omega_z = \frac{1}{R_B \cdot C_B} = 1000\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_B \| \left(\left(r_e + R_s\right)(1+\beta)\right)} \cdot \frac{1}{C_B} = 1100\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} = \sqrt{(1000)^2 - 2(1100)^2} \quad \Rightarrow \quad \text{عدد منفی}$$

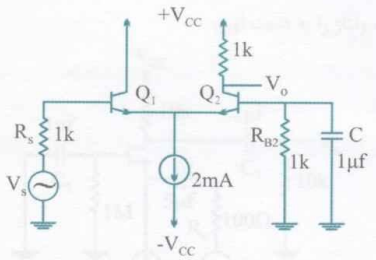
در این صورت مدار با داشتن تابع انتقال (صفر و قطب)، ω_{L_o} ندارد. یعنی فرکانسی وجود ندارد که در آن فرکانس بهره $\frac{1}{\sqrt{2}}$ مقدار میانی باشد.

$$A_V\ (\text{فرکانس صفر}) = \frac{R_L}{R_{in}} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \quad \text{و} \quad R_{in} = r_e + \frac{R_B}{1+\beta}$$

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

$$A_V\ (\text{فرکانس میانی}) = \frac{R_L}{r_e} \cdot \frac{r_e}{r_e + R_S}$$

مثال ۱۱: در مدار شکل (۱۰ـ۲۱) بهره $\frac{V_o}{V_i}$ را در فرکانس‌های صفر و فرکانس میانی به دست آورید و ω_{L_o} را مشخص کنید.



$(\beta = 100 \quad , \quad r_{ce} = \infty)$

شکل ۱۰ـ۲۱

حل:

$$i_{E_1} = i_{E_2} = 1\text{mA} \quad \Rightarrow \quad r_{e_1} = r_{e_2} = 25\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_S}\ (\text{فرکانس صفر}) = \frac{R_c}{2r_e + \frac{R_S + R_{B_2}}{1+\beta}} \simeq 14.3$$

$$\frac{V_o}{V_i}\ (\text{فرکانس میانی}) = \frac{R_C}{2r_e + \frac{R_S}{1+\beta}} = 16.6$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{B_2} \cdot C} = 1000\ \frac{\text{Rad}}{\text{s}}$$

با توجه به هر دو بهره، دیده می‌شود که بهره فرکانس صفر خیلی بیشتر از $\frac{16.6}{\sqrt{2}} = 11.7$ است و بنابراین ω_{L_o} ندارد.

$$\omega_p = \frac{1}{R_{B_2} \parallel R_{in_2}} \cdot \frac{1}{C}$$

$$R_{in_2} = 2r_e(1+\beta) + R_S = 6\text{k}\Omega$$

$$\omega_p = 1166\ \frac{\text{Rad}}{\text{s}}$$

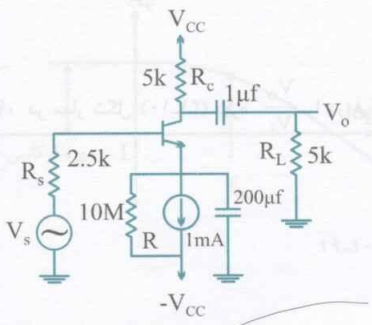
$$\omega_{L_o} = \sqrt{(1166)^2 - 2(1000)^2} \quad \Rightarrow \quad \text{کوچک‌تر از صفر است}$$

ω_{L_o} کوچک‌تر از صفر بیانگر آن است که فرکانسی وجود ندارد که در آن فرکانس دامنه بهره $\frac{1}{\sqrt{2}}$ مقدار میانی باشد.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

مثال ۱۲: در مدار شکل (۱۰ـ۲۲)، ω_{L_o} را به دست آورید.

$(\beta \simeq 100 \quad , \quad I_C = 1mA)$



شکل ۱۰ـ۲۲

حل:

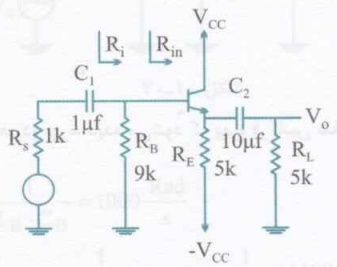
$$\omega_{z_1} = \frac{1}{(200\mu F)10M\Omega} = \frac{1}{2000}\frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{p_1} = \frac{1}{10M \parallel \left(r_e + \frac{R_S}{1+\beta}\right)} \cdot \frac{1}{200\mu F} = 100\frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{R_C + R_L} \cdot \frac{1}{1\mu F} = 100\frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} \simeq \sqrt{(100)^2 + (100)^2} = 140\frac{Rad}{s}$$

مثال ۱۳: در مدار شکل (۱۰ـ۲۳)، ω_{L_o} تقریبی را حساب کنید.



شکل ۱۰ـ۲۳

$\beta = 200$

$I_c \simeq 1mA$

$r_{ce} = \infty$

حل:

$$R_{in}\ (\text{فرکانس میانی}) = (R_E \parallel R_L)(1+\beta) + r_\pi \simeq 500k$$

$$R_o\ (\text{فرکانس میانی}) = R_E \parallel \left(r_e + \frac{R_b}{1+\beta}\right) \simeq 29\Omega$$

$$\omega_{p_1} = \frac{1}{R_S + R_i} \cdot \frac{1}{C_1} = 100\frac{Rad}{s}$$

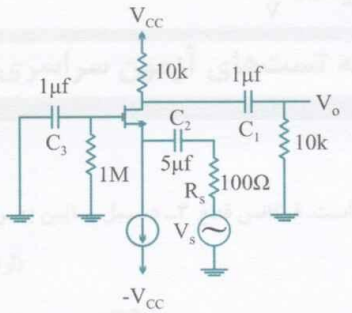
www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{R_L + R_o} \cdot \frac{1}{C_2} \simeq 20 \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} = \sqrt{(\omega_{p_1})^2 + (\omega_{p_2})^2} = 102 \frac{Rad}{s}$$

برخی از مواقع در حالاتی که فاصله بین ω_{p_1} و ω_{p_2} زیاد باشد، می‌توان ω_{L_o} را از مجموع ω_{p_1} و ω_{p_2} به دست آورد.

مثال ۱۴: در مدار شکل (۱۰ـ۲۴)، فرکانس قطع $-3dB$ پایین بهره ولتاژ را به دست آورید.



شکل ۱۰ـ۲۴

$$g_m = 10 \frac{mA}{V} \quad , \quad r_{ds} = \infty$$

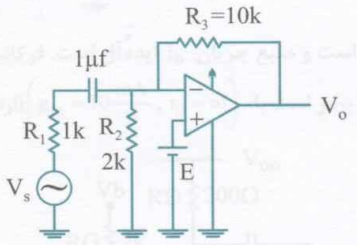
حل: خازن C_3 ایجاد صفر و قطب برابر می‌کند و اثری در ω_{L_o} ندارد:

$$\omega_{p_1} = \frac{1}{10k + 10k} \cdot \frac{1}{1\mu F} = 50 \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{R_S + \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{C_2} = 1000 \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} = \omega_{p_1} + \omega_{p_1} \simeq 1050 \frac{Rad}{s}$$

مثال ۱۵: در مدار شکل (۱۰ـ۲۵) با آپامپ ایده‌آل، ω_{L_o} را حساب کنید.



شکل ۱۰ـ۲۵

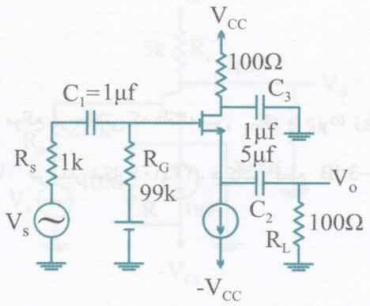
حل:

$$\omega_{L_o} = \frac{1}{R_1 + R_{if}} \cdot \frac{1}{C} = 1000 \frac{Rad}{s}$$

فیدبک ولتاژ موازی است و مقاومت $R_{if} = 0$ است.

www.Gselectronic.ir
الکترونیک باز

مثال ۱۶: در مدار شکل (۱۰ـ۲۶)، ω_{L_o} را به دست آورید.



شکل ۱۰ـ۲۶

$$g_m = 10\frac{mA}{V}$$

حل:

$$\omega_{p_1} = \frac{1}{R_L + \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{C_2} = 1000\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{R_S + R_G} \cdot \frac{1}{C_1} = 10\ \frac{Rad}{s}$$

$$\omega_{L_o} \simeq \omega_{p_1} + \omega_{p_2} \simeq 1010\ \frac{Rad}{s}$$ تقریبی

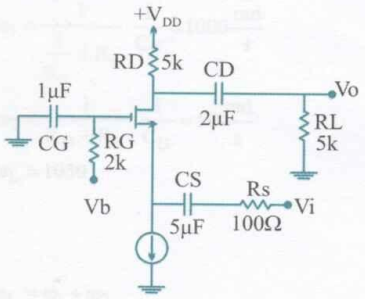
$$\omega_{L_o}\ (\text{دقیق‌تر}) = \sqrt{(1000)^2 + (10)^2} \simeq 1000\ \frac{Rad}{s}$$

خازن C_3 در تعیین ω_{L_o} نقشی ندارد؛ زیرا مقاومت درین در بهره ولتاژ بی‌اثر است.

مجموعه تست‌های آزمون سراسری

۱. در مدار شکل زیر ترانزیستور M_1 در ناحیه اشباع بایاس شده است. فرکانس قطع ۳ـ دسیبل پایین بهره ولتاژ $A_V = \frac{V_0}{V_i}$ آن برابر کدام است؟ (ارشد ۸۷)

$\left(r_{ds} = \infty \,,\, g_m = 10\frac{mA}{V}\right)$



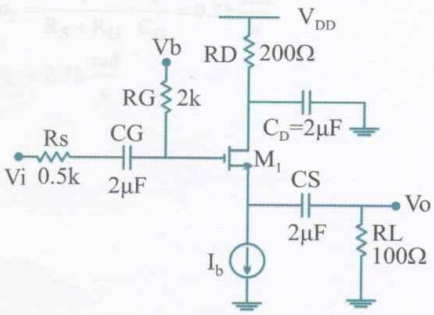
۱) $\omega_L = 550\frac{r_{ad}}{s}$

۲) $\omega_L = 1050\frac{r_{ad}}{s}$

۳) $\omega_L = 1550\frac{r_{ad}}{s}$

۴) $\omega_L = 2050\frac{r_{ad}}{s}$

۲. در مدار شکل زیر ترانزیستور M_1 در ناحیه اشباع بایاس شده است و منبع جریان I_b ایده‌آل است. فرکانس قطع $-3dB$ پایین بهره ولتاژ $A_V = \frac{V_0}{V_i}$ آن برحسب $\frac{k\,rad}{s}$ تقریباً برابر است با: $\left(g_m = 10\frac{mA}{V} \,,\, r_0 = \infty\right)$ (ارشد ۸۸)



۱) 2.5

۲) 2.7

۳) 5

۴) 5.2

پاسخنامه

۱. گزینه ۲ درست است.

خازن C_G دارای صفر و قطب برابر است و تأثیری در پاسخ فرکانسی ندارد.

$$\omega_L = \omega_1 + \omega_2$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_s} \cdot \frac{1}{C_S} = 1000 \frac{rad}{s}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_D + R_L} \cdot \frac{1}{C_D} = 50 \frac{rad}{s}$$

$$\omega_L = 1050$$

۲. گزینه ۲ درست است.

خازن CD در پاسخ فرکانسی بی‌تأثیر است.

$$\omega_L = \omega_1 + \omega_2$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_L + \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{C_S} = 2.5k \frac{rad}{s}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_S + R_G} \cdot \frac{1}{C_G} = 0.2k \frac{rad}{s}$$

$$\omega_L = 2.7k \frac{rad}{s}$$