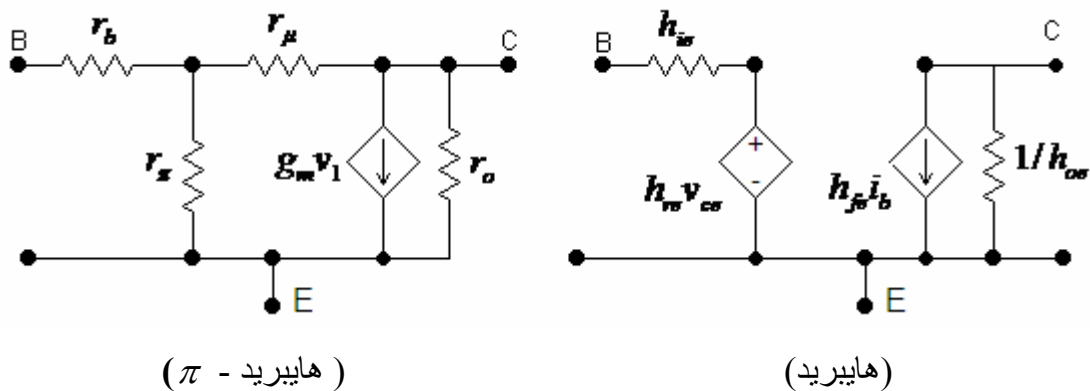


۸-۱: مقایسه مدل های هایبرید و هایبرید- π ترانزیستور دو قطبی

در بخش های گذشته ضمن آشنائی با روش ساخت مدارات مجتمع ، مدار معادلی برای ترانزیستور دو قطبی و JFET بدست آوردیم که آن را مدار معادل هایبرید - π می نامند . این مدار معادل ها با بررسی ساختار داخلی قطعات بدست آمدند. مدار معادل دیگری برای این قطعات در فرکانس میانی و از طریق اندازه گیری پارامترهای بیرونی بدست می آید که آن را مدار معادل هایبرید می نامند . هر دو مدار معادل مجدداً در شکل ۱-۲۴ رسم شده است . توجه داشته باشید که مدار معادل هایبرید - π در فرکانس میانی (حذف خازنها) رسم شده است . هدف این بخش استخراج روابط حاکم بین این دو مدار معادل در فرکانس میانی است .



شکل ۱-۲۴: مدار معادل هایبرید و هایبرید - π ترانزیستور دو قطبی

با توجه به تعاریف بکار رفته در محاسبه پارامترهای h ، و استفاده از همین تعاریف :

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_B}{\partial i_B} \right|_{V_C = \text{const}} = r_b + r_\pi \parallel r_\mu \quad \text{الف : امپدانس ورودی}$$

$$r_\mu \gg r_\pi \quad \Rightarrow \quad h_{ie} = r_b + r_\pi \quad (۶۲-۱)$$

ب : بهره جریان

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{V_C = \text{const}} \approx \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$$

$$i_b = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v_1}{r_\mu} \quad \Rightarrow \quad v_1 = \frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi + r_\mu} i_b$$

$$g_m v_1 = i_C + \frac{v_1}{r_\mu} \quad \Rightarrow \quad v_1 \left(g_m + \frac{1}{r_\mu} \right) = i_C$$

$$i_C = \left(g_m + \frac{1}{r_\mu} \right) \left(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi + r_\mu} \right) i_b \quad \Rightarrow \quad h_{fe} = \frac{i_C}{i_b} = \left(g_m + \frac{1}{r_\mu} \right) \left(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi + r_\mu} \right)$$

$$h_{fe} = (g_m) \left(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi + r_\mu} \right) + \left(\frac{1}{r_\mu} \right) \left(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi + r_\mu} \right) = (g_m) \left(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi + r_\mu} \right) + \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \right)$$

$$\text{if } r_\mu \gg 1 \text{ و } r_\mu \gg r_\pi \quad \Rightarrow \quad h_{fe} \approx g_m r_\pi$$

$$h_{fe} = g_m r_\pi \quad (۶۳-۱)$$

ج: ادمیتانس خروجی

$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_c} \right|_{i_b = \text{constant}}$$

$$i_c = \frac{v_c}{r_o} + g_m v_1 + \frac{v_c}{r_\pi + r_\mu}$$

$$v_1 = v_c \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \right)$$

$$i_c = v_c \left(\frac{1}{r_o} + \frac{1 + g_m r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \right) \Rightarrow \frac{i_c}{v_c} = h_{oe} = \frac{1}{r_o} + \frac{1 + g_m r_\pi}{r_\pi + r_\mu}$$

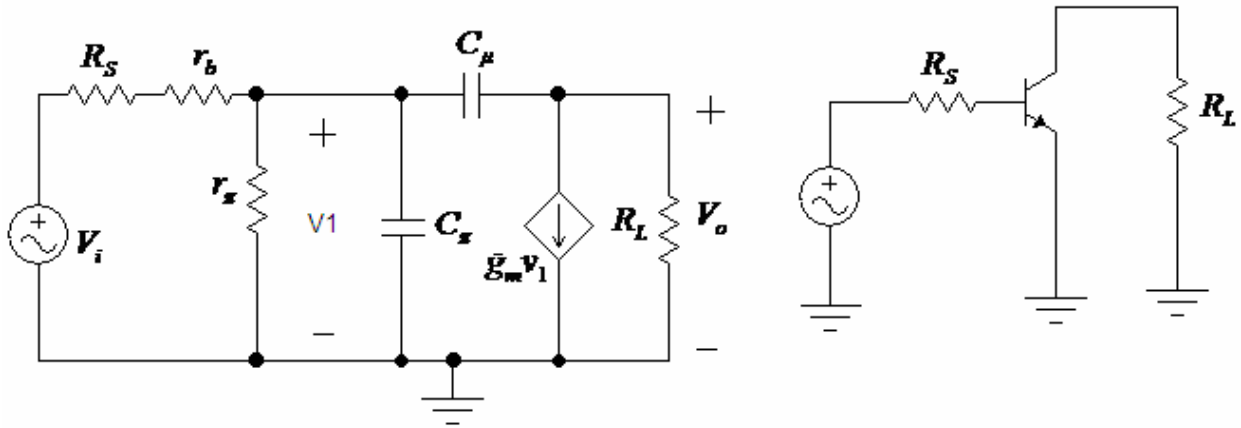
$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} + \frac{h_{fe} + 1}{r_\pi + r_\mu} \quad \text{if } r_o > \frac{r_\pi + r_\mu}{h_{fe} + 1} \Rightarrow h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} \quad (۶۴-۱)$$

بنابراین ، با توجه به روابط فوق می توان پارامترهای مدار معادل هایبرید و هایبرید π را به یکدیگر تبدیل نمود.

۹-۱ پاسخ فرکانس تقویت کننده یک طبقه (امیتر مشترک)

اینک که با ساختمان داخلی و مدار معادل ترانزیستور BJT و JFET آشنا شدید ، در این بخش با استفاده از سه روش مختلف فرکانس قطع بالای یک تقویت کننده امیتر مشترک را محاسبه و نتایج را با هم مقایسه می کنیم . مدار AC یک طبقه امیتر مشترک را که در شکل ۱-۲۵ الف ارائه شده در نظر بگیرید. در شکل ۱-۲۵ ب به جای ترانزیستور دو قطبی مدار معادل هایبرید π قرار گرفته است. به منظور تسریع در انجام محاسبات فرض کرده ایم $r_o \rightarrow \infty$, $r_\mu \rightarrow \infty$, $r_c = r_{ex} = 0$.

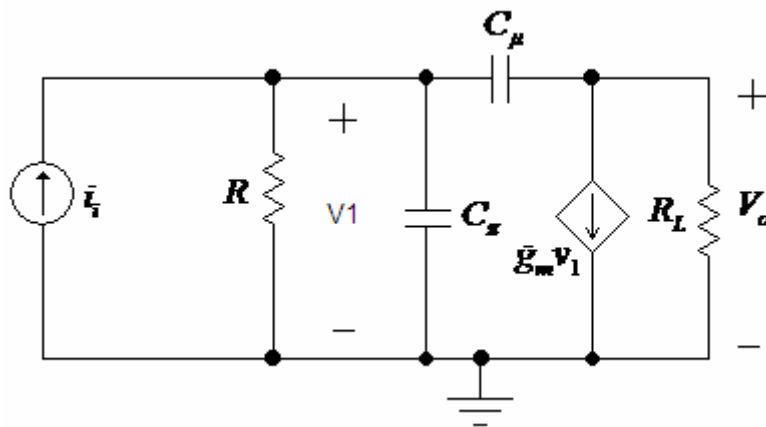


شکل ۱-۲۵: (الف) مدار AC یک طبقه امیتر مشترک (ب) قرار گرفتن مدار معادل هایبرید π ترانزیستور در مدار اولیه

۱-۹-۱ محاسبه فرکانس قطع بالا به روش دقیق

برای محاسبه فرکانس قطع بالا به روش دقیق آسانتر است که منبع ولتاژ ورودی شکل ۱-۲۵ ب را به مدار معادل نورتن تبدیل کنیم که نتیجه مجدداً در شکل ۱-۲۶ رسم شده است. توجه کنید که در

$$\text{این مدار } R = r_\pi \parallel (R_S + r_b) \text{ و } i_i = \frac{v_i}{R_S + r_b}$$



شکل ۱-۲۶: مدار معادل شکل ۱-۲۵ با تبدیل مدار تونن ورودی به معادل نورتن

ابتدا برای مدار شکل ۱-۲۶ معادلات گره نوشته می شود، سپس نسبت $\frac{V_o}{i_i}$ و بالاخره نسبت

$\frac{V_o}{v_i}$ محاسبه خواهد شد. در خاتمه با استفاده از رابطه بدست آمده فرکانس قطع بالا (یا همان فرکانس

-3db) محاسبه می شود. نتیجه عملیات به شرح زیر خواهد بود

حاصل جمع جریانها روی گره B' :

$$i_i = \frac{v_1}{R} + v_1 SC_\pi + (v_1 - v_o) SC_\mu \quad (65-1)$$

حاصل جمع جریانها روی گره کلکتور (C) :

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_L} + (v_o - v_1) SC_\mu = 0 \quad (66-1)$$

معادله ۶۶-۱ را می توان به این صورت نوشت:

$$(g_m - SC_\mu) v_1 = -v_o \left(\frac{1}{R_L} + SC_\mu \right) \quad (67-1)$$

محاسبه v_1 از رابطه ۶۷-۱:

$$v_1 = -v_o \left(\frac{G_L + SC_\mu}{g_m - SC_\mu} \right) \quad (68-1)$$

جایگزینی رابطه ۶۸-۱ در رابطه ۶۵-۱ و مرتب کردن آن :

$$i_i = -v_o \left[\left(\frac{1}{R} + SC_\pi + SC_\mu \right) \left(\frac{G_L + SC_\mu}{g_m - SC_\mu} \right) - SC_\mu \right] \quad (69-1)$$

محاسبه نسبت $\frac{v_o}{i_i}$ از رابطه ۶۹-۱:

$$\frac{v_o}{i_i} = - \frac{RR_L (g_m - SC_\mu)}{1 + S(C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m RR_L C_\mu) + S^2 RR_L C_\mu C_\pi} \quad (70-1)$$

جایگزینی نسبت i_i و v_i به جای i_i در رابطه ۷۰-۱:

$$A_v(S) = \frac{v_o}{v_i} = \left(- \frac{g_m RR_L}{R_S + r_b} \right) \times \left(\frac{1 - \frac{C_\mu}{g_m} S}{1 + S(C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m RR_L C_\mu) + S^2 RR_L C_\mu C_\pi} \right) \quad (71-1)$$

نتیجه منظور کردن فرکانس میانی برای سیگنال ورودی و جایگزینی مقدار R:

$$A_v(o) = \frac{v_o}{v_i} \Big|_{\omega=0} = -g_m R_L \left(\frac{R}{R_S + r_b} \right) = -g_m R_L \left(\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \right) \quad (72-1)$$

رابطه ۷۱-۱ که نسبت ولتاژ خروجی به ورودی مدار و تابعی از S است ، دارای دو قسمت کاملاً مجزا است ، قسمت اول که هیچ نوع وابستگی به فرکانس سیگنال ورودی ندارد و در حقیقت بهره فرکانس میانی مدار است و آن را در رابطه ۷۲-۱ به صورت $A_v(o)$ نوشته ایم ، قسمت دوم که وابستگی به فرکانس دارد و باید آن را مورد تجزیه و تحلیل بیشتر قرار داد .

قسمت دوم رابطه ۷۱-۱ نشان می دهد که تابع تبدیل $\frac{v_o}{v_i}$ یک صفر حقیقی و مثبت با مقدار

دارد ، که نتیجه انتقال مستقیم سیگنال از طریق C_μ به خروجی است . اثر این صفر ، غیر از $\frac{g_m}{C_\mu}$

حالت فرکانسهای بسیار بالا همیشه ناچیز است و از آن می توان چشمپوشی کرد . مخرج رابطه ۷۱-۱ نشان می دهد که تابع تبدیل دو قطب دارد و در عمل معمولاً این قطب ها در فرکانس های دور از هم قرار گرفته اند . اگر قطب ها در P_1 و P_2 باشند می توان مخرج ۷۱-۱ را به صورت زیر نوشت:

$$D(S) = \left(1 - \frac{S}{P_1}\right) \left(1 - \frac{S}{P_2}\right) \quad (۷۳-۱)$$

بنابراین :

$$D(S) = 1 - S \left(\frac{1}{P_1} + \frac{1}{P_2}\right) + \frac{S^2}{P_1 P_2} \quad (۷۴-۱)$$

اگر فرض کنیم که فاصله قطب ها از یکدیگر بسیار زیاد است ، به بیان دیگر با فرض این که

$|P_2| \gg |P_1|$ باشد ، در آن صورت رابطه ۷۴-۱ را می توان به فرم زیر نوشت :

$$D(S) \approx 1 - S \left(\frac{1}{P_1}\right) + \frac{S^2}{P_1 P_2} \quad (۷۵-۱)$$

حال اگر ضریب S در معادله ۷۵-۱ را با ضریب S در قسمت دوم معادله ۷۱-۱ مقایسه کنیم

، می توان نتیجه گرفت که :

$$P_1 = \frac{1}{C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m R R_L C_\mu} = \frac{1}{C_\mu (R_L + R + g_m R R_L) + C_\pi R} \quad (۷۶-۱)$$

اگر مقدار R را در رابطه ۷۶-۱ جایگزین کنیم و رابطه را مرتب کنیم نتیجه به صورت زیر

خواهد شد

$$P_1 = -\frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \times \frac{1}{C_\pi + C_\mu \left[(1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R} \right]} \quad (۷۷-۱)$$

به علاوه با مقایسه ضریب S^2 رابطه ۷۵-۱ با ضریب S^2 معادله ۷۱-۱ می توان رابطه

مربوط به قطب دوم یا قطب غیر غالب را به دست آورد.

$$P_2 = \frac{1}{P_1} \frac{1}{R_L R C_\mu C_\pi} \quad (۷۸-۱)$$

با جایگزینی P_1 از رابطه ۱-۷۷ در ۱-۷۸:

$$P_2 = - \left(\frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{R C_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \frac{g_m}{C_\pi} \right) \quad (۱-۷۹)$$

اینک که روابط مربوط به بهره فرکانس میانی، صفر و قطب های یک امپتر مشترک را بدست آورده ایم، نتایج را برای مقایسه با روشهای دیگر از طریق یک مثال محاسبه می کنیم.

مثال:

برای مدار شکل ۱-۲۵ الف و با فرض $R_S = 1 K\Omega$ ، $r_b = 200 \Omega$ ، $I_C = 1 mA$ ، $\beta = 100$ ، $f_T = 400 MHz$ (at $I_C = 1 mA$)، $C_\mu = 0.5 pf$ ، $R_L = 5 K\Omega$ محاسبه کنید.

حل:

ابتدا با استفاده از روابط اثبات شده مقادیر عناصر موجود در مدار معادل شکل ۱-۲۵ ب را محاسبه می کنیم.

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 100 \left(\frac{26 mV}{1 mA} \right) = 2.6 K\Omega, \quad g_m = \frac{1 mA}{26 mV} = 38.46 mS$$

$$C_\pi + C_\mu = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{1}{(6.28)(26)(400 MHz)} = 15.3 pf \Rightarrow C_\pi = 15.3 - 0.5 = 14.8 pf$$

$$R = r_\pi \parallel (R_S + r_b) = 2.6 \parallel 1.2 = 0.821 K\Omega$$

محاسبه بهره مدار در فرکانس میانی با استفاده از رابطه ۱-۷۲:

$$A_v(o) = -g_m R_L \left(\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \right) = - (38.46 mS \times 5 K\Omega) \left(\frac{2.6 K\Omega}{1 K\Omega + 0.2 K\Omega + 2.6 K\Omega} \right)$$

$$A_v(o) = -131.5$$

محاسبه قطب غالب با استفاده از رابطه ۱-۷۷:

$$P_1 = - \frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b)r_\pi} \times \frac{1}{C_\pi + C_\mu \left[(1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R} \right]}$$

$$P_1 = - \frac{1 + 0.2 + 2.6}{(1 + 0.2)2.6} \times \frac{1}{14.8 pf + 0.5 \left[(1 + 38.46 \times 5) + \frac{5}{0.821} \right]}$$

$$P_1 = -10.63 Mrad/sec$$

$$f_1 = \frac{|P_1|}{2\pi} = \frac{10.63}{6.28} = 1.69 \text{ MHz}$$

محاسبه قطب دوم با استفاده از رابطه ۱-۷۹:

$$P_2 = -\left(\frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{R C_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \frac{g_m}{C_\pi}\right)$$

$$P_2 = -(400 \text{ M} + 82.3 \text{ M} + 13.51 \text{ M} + 2598.7 \text{ M}) = -3094.5 \text{ Mrad/sec}$$

$$f_2 = \frac{|P_2|}{2\pi} = \frac{3094.5}{6.28} = 492 \text{ MHz}$$

محاسبه صفر تابع:

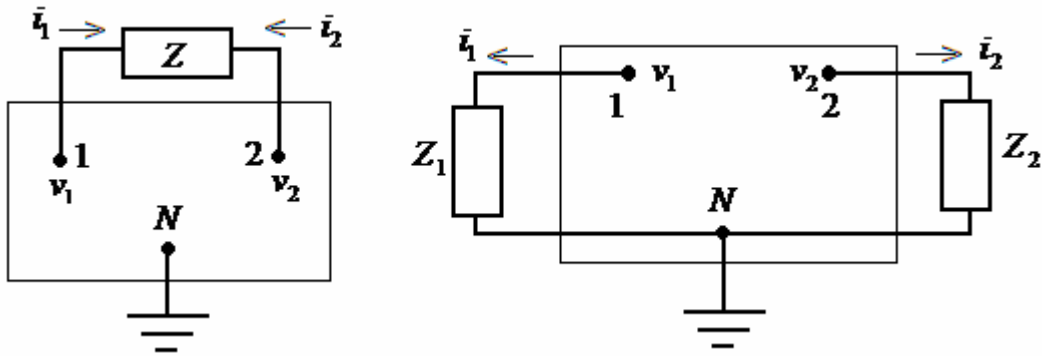
$$Z = -\frac{g_m}{C_\mu} = -\frac{1}{r_e C_\mu} = \frac{1}{26 \times 0.5 \text{ pf}} = 7692.3 \text{ Mrad/sec}$$

$$f_z = \frac{|Z|}{2\pi} = \frac{7692.3}{6.28} = 12.25 \text{ GHz}$$

با توجه به نتایج بدست آمده بهره مدار برابر با ۱۳۱.۵- و فرکانس قطع بالای مدار همان فرکانس قطب غالب یا $f_H = f_1 = 1.69 \text{ MHz}$ خواهد بود.

۱-۹-۲: تئوری میلر

اکنون بحث اصلی، محاسبه فرکانس قطع بالا، را رها می‌کنیم و به طور خلاصه در باره قضیه ای که در قسمت بعد و همچنین در موارد یگر کار برد دارد را مورد بحث قرار می‌دهیم. مدار شکل ۱-۲۷ (الف) را در نظر بگیرید که می‌تواند یک مدار کلی با N گره مختلف باشد. لکن، فرض کنید که فعلاً مدار دارای سه گره ۱ و ۲ و N است و ولتاژ گره‌ها به ترتیب برابر V_1 ، V_2 و V_N است که $V_N = 0$ بوده و N گره زمین یا مبنا می‌باشد. گره‌های ۱ و ۲ به وسیله امپدانس Z به یکدیگر متصل شده‌اند. به علاوه مدار شکل ۱-۲۷ (ب) را در نظر بگیرید که این مدار هم می‌تواند یک مدار کلی با N گره مختلف باشد، لکن همانند مدار قبیل فرض می‌کنیم مدار دارای سه گره ۱، ۲ و N با ولتاژهای V_1 ، V_2 و V_N است. در این مدار گره‌های ۱ و N با امپدانس Z_1 و گره‌های ۲ و N با امپدانس Z_2 به هم متصل شده‌اند. هدف از تئوری میلر آن است که در موارد ضروری بتوان مدار



شکل ۱-۲۷: مدار های مربوط به قضیه میلر. ولتاژ گره ها در مدارهای الف و ب مشابه هستند

شکل ۱-۲۷ (ب) را جایگزین مدار شکل ۱-۲۷ (الف) کرد. فرض کنید در مدار ۱-۲۷ (الف) جریان I_1 از گره 1 خارج می شود و جریان I_2 از گره شماره 2. اگر مقادیر Z_1 و Z_2 در مدار شکل ۱-۲۷ (ب) را چنان انتخاب کنیم که همان جریان I_1 از گره 1 و جریان I_2 از گره 2 خارج شوند در آنصورت می توان مدار دوم را جایگزین مدار اول کرد. با توجه به مدار (الف) روابط زیر را می توان نوشت

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} \quad (۸۰-۱)$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z} \quad (۸۱-۱)$$

برای مدار (ب) هم روابط زیر صادق است:

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1} \quad (۸۲-۱)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_2} \quad (۸۳-۱)$$

برای اینکه مدار (ب) بتواند جایگزین مدار (الف) شود، لازم است معادله ۸۰-۱ برابر معادله ۸۲-۱ و معادلات ۸۱-۱ و ۸۳-۱ هم برابر هم قرار بگیرند. بنابراین:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1}{Z_1}$$

$$\frac{Z}{Z_1} = \frac{V_1 - V_2}{V_1} \Rightarrow Z_1 = Z \left(\frac{V_1}{V_1 - V_2} \right)$$

حال با فرض اینکه $K = \frac{V_2}{V_1}$ باشد:

$$Z_1 = Z \left(\frac{V_1}{V_1 - V_2} \right) = Z \left(\frac{1}{1 - \frac{V_2}{V_1}} \right) = Z \left(\frac{1}{1 - K} \right)$$

$$Z_1 = Z \left(\frac{1}{1 - K} \right) \quad (۸۴-۱)$$

با انجام عملیاتی مشابه برای روابط ۱-۸۱ و ۱-۸۳ خواهیم داشت :

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z} = \frac{V_2}{Z_2}$$

$$\frac{Z}{Z_2} = \frac{V_2 - V_1}{V_2} \Rightarrow Z_2 = Z \left(\frac{V_2}{V_2 - V_1} \right)$$

با همان فرض $K = \frac{V_2}{V_1}$:

$$Z_2 = Z \left(\frac{V_2}{V_2 - V_1} \right) = Z \left(\frac{1}{1 - \frac{V_1}{V_2}} \right) = Z \left(\frac{1}{1 - \frac{1}{K}} \right)$$

$$Z_2 = Z \left(\frac{K}{K - 1} \right) \quad (۸۵-۱)$$

بنابراین با بکار گیری معادلات ۱-۸۴ و ۱-۸۵ می توان مدار (ب) را جایگزین مدار (الف) کرد. البته باید تاکید نمود که این قضیه صرفاً در حالتی برای محاسبات قابل استفاده است که بتوان به روش مستقلی مقدار A_p را محاسبه نمود .

۳-۹-۱ : محاسبه فرکانس قطع بالا با بکار گیری تقریب میلر

با استفاده از تئوری میلر بیان شده در بخش قبل می توان مدار شکل ۱-۲۵ (ب) را به طور تقریبی تحلیل و تابع انتقال مدار را محاسبه کرد. عنصری که در مدار شکل ۱-۲۵ (ب) نقش Z در روابط ۱-۸۴ و ۱-۸۵ را دارد خازن C_μ است . همانطور که در این شکل مشاهده می شود خازن C_μ بین دو گره با ولتاژهای V_1 و V_0 قرار گرفته است . بنابراین ، با توجه به روابط ۱-۸۴ و ۱-۸۵ ابتدا بهره و سپس مقادیر خازنهای $C_{\mu 1}$ و $C_{\mu 2}$ را که به ترتیب معادل Z_1 و Z_2 هستند محاسبه می کنیم.

$$K = \frac{v_o}{v_1} \quad (۸۶-۱)$$

با صرفنظر کردن از جریان داخل خازن C_μ در مقایسه با جریان $g_m v_1$ مقدار K یعنی بهره ولتاژ از بیس داخلی تا کلکتور برابر است با :

$$v_o = -g_m v_1 R_L \Rightarrow K = \frac{v_o}{v_1} = -g_m R_L \quad (۸۷-۱)$$

حال با در اختیار داشتن مقدار K می توانیم مقادیر $C_{\mu 1}$ و $C_{\mu 2}$ را محاسبه کنیم :

$$Z_1 = Z\left(\frac{1}{1-K}\right) \Rightarrow \frac{1}{SC_{\mu 1}} = \frac{1}{SC_\mu} \left(\frac{1}{1-K}\right)$$

$$C_{\mu 1} = C_\mu (1-K) = C_\mu (1+g_m R_L) \quad (۸۸-۱)$$

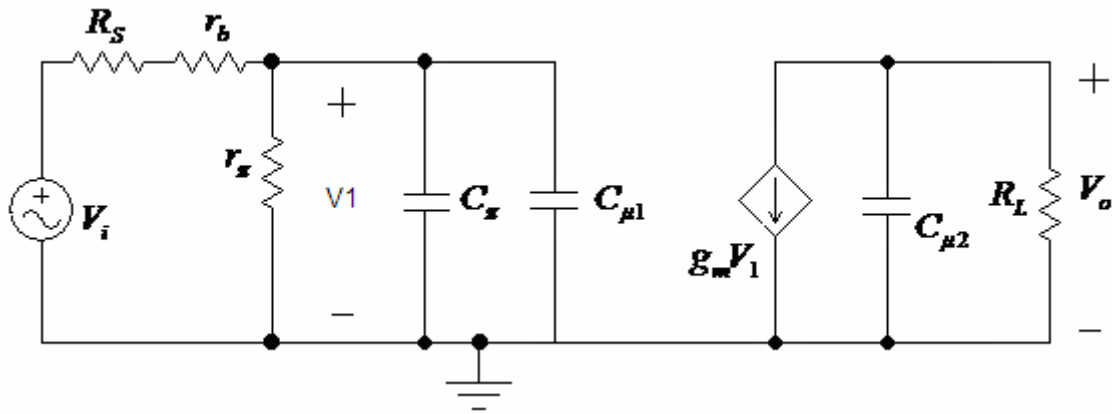
در برخی از منابع خازن $C_{\mu 1}$ را اصطلاحاً خازن میلر هم می نامند و آن را با C_M نشان می دهند . از آنجائی که اغلب $g_m R_L \gg 1$ است ، خازن میلر غالباً خیلی بزرگتر از C_μ خواهد بود . در حقیقت هرچه بهره مدار بیشتر باشد خازن میلر بزرگتر خواهد بود و نقش آن در تعیین فرکانس قطع بالا نمایان تر خواهد شد . و اما مقدار خازن $C_{\mu 2}$:

$$Z_2 = Z\left(\frac{K}{K-1}\right) \Rightarrow \frac{1}{SC_{\mu 2}} = \frac{1}{SC_\mu} \left(\frac{K}{K-1}\right)$$

$$C_{\mu 2} = C_\mu \left(1 - \frac{1}{K}\right) = C_\mu \left(1 + \frac{1}{g_m R_L}\right) \quad (۸۹-۱)$$

با همان استدلال قبل مقدار خازن $C_{\mu 2}$ تقریباً برابر است با C_μ . حال با توجه به نتایج به دست آمده در روابط ۸۸-۱ و ۸۹-۱ و اصل تئوری میلر، مدار شکل ۲۵-۱ مجدداً در شکل ۲۸-۱ رسم شده است . مدار شکل ۲۸-۱ در ورودی دارای دو خازن موازی است که حاصل جمع آنها با توجه به مطالب بیان شده بسیار بزرگتر از خازن C_μ موجود در شبکه خروجی است . بنابراین در غالب موارد از خازن C_μ موجود در شبکه خروجی صرفنظر می شود. با فرض اینکه خازن C_μ از شبکه خروجی حذف شده باشد تابع انتقال مدار را محاسبه می کنیم . با استفاده از رابطه ۸۸-۱ و شکل ۲۸-۱ :

$$C_t = C_\pi + C_{\mu 1} = C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L) \quad (۹۰-۱)$$



شکل ۱-۲۸: مدار معادل یک طبقه امیتر مشترک رسم شده با استفاده از تئوری میلر

$$v_1 = v_i \left(\frac{\frac{r_\pi}{1 + s r_\pi C_t}}{\frac{r_\pi}{1 + s r_\pi C_t} + R_S + r_b} \right) \quad (91-1)$$

$$v_o = -g_m R_L v_1 \quad (92-1)$$

از جایگزینی روابط ۹۰-۱ و ۹۱-۱ در ۹۲-۱

$$A_v(s) = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_L \left(\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \right) \left(\frac{1}{1 + s C_t \frac{(R_S + r_b) r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}} \right) \quad (93-1)$$

$$A_v(o) = \frac{v_o}{v_i} \Big|_{\omega=0} = -g_m R_L \left(\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \right) \quad (94-1)$$

رابطه ۹۴-۱ بهره مدار در فرکانس میانی، دقیقاً برابر رابطه ۷۲-۱ است که در روش محاسبه فرکانس قطع بالا به روش دقیق بدست آمد. بنابراین رابطه ۹۳-۱ را می توان به شکل کلی زیر نوشت:

$$A_v(s) = \frac{v_o}{v_i} = A_v(o) \left(\frac{1}{1 - \frac{s}{P_1}} \right) \quad (95-1)$$

که در آن P_1 تنها قطب مدار و تعیین کننده فرکانس قطع بالای مدار است:

$$P_1 = -\frac{R_S + r_b + r_\pi}{C_t (R_S + r_b) r_\pi} \quad (96-1)$$

و فرکانس قطع مدار برابر است با:

$$f_H = f_{-3db} = \frac{|P|}{2\pi} = \frac{R_S + r_b + r_\pi}{2\pi C_t (R_S + r_b) r_\pi}$$

$$f_H = \frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \times \frac{1}{2\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)]} \quad (97-1)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)] (r_\pi \parallel (R_S + r_b))}$$

مثال

با استفاده از تقریب میلر و با استفاده از داده های مربوط به مدار شکل ۱-۲۵ (مثال قبل) ، بهره و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

با استفاده از رابطه ۱-۹۴ مقدار بهره در فرکانس میانی برابر است با :

$$A_v(o) = \frac{v_o}{v_i} \Big|_{\omega=0} = -g_m R_L \left(\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \right)$$

$$A_v(o) = -38.46 \times 5 \left(\frac{2.6}{1 + 2 + 2.6} \right) = -131.5$$

و با استفاده از رابطه ۱-۹۷ فرکانس قطع بالای مدار را محاسبه می کنیم :

$$f_H = \frac{1}{2\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)] (r_\pi \parallel (R_S + r_b))}$$

$$f_H = \frac{1}{6.28 [14.8 + 0.5 (1 + 38.46 \times 5)]_{pf} (1.2 \parallel 2.6)_{K\Omega}} = \frac{1}{6.28 (111.5 pf) (0.821 K\Omega)}$$

$$f_H = 1.74 \text{ MHz}$$

با توجه به نتایج به دست آمده تابع انتقال مدار برابر است با:

$$A_v(f) = \frac{-131.5}{1 + j \frac{f}{1.74 \text{ MHz}}}$$

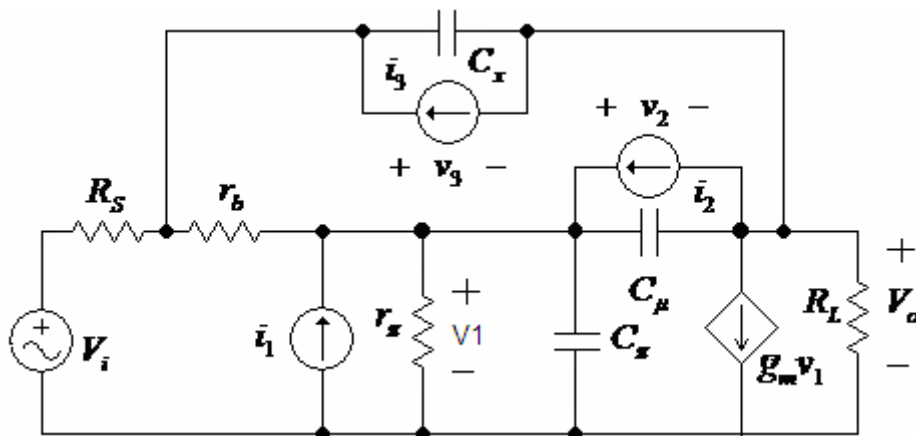
چنانچه نتایج بدست آمده از روش تقریب میلر را با روش دقیق مقایسه کنیم ، متوجه خواهیم شد که بهره مدار در فرکانس میانی برای هر دو روش کاملاً با هم برابرند. لکن فرکانس قطع بالا با روش تقریب میلر قدری در مقایسه با روش دقیق بیشتر است. اما به علت ساده تر بودن مراحل کار در بسیاری از

موارد روش مطلوبی خواهد بود.

۴-۹-۱: تحلیل به روش ثابت زمانی ارزش صفر (ZVTC)

روش ZVTC روش تقریبی دیگری است که تخمین مناسبی از فرکانس قطع (فرکانس -3db) مدارهای یک طبقه و چند طبقه پیچیده را به روشی ساده تر امکان پذیر می سازد و در کارهای محاسباتی صرفه جوئی قابل ملاحظه ای ایجاد می کند. در این روش نیازی به تحلیل مدار به روش دقیق نیست و نتایج حاصل در حد قابل قبولی به نتایج واقعی نزدیک خواهند بود. این روش را با در نظر گرفتن یک مثال عملی تشریح می کنیم.

مدار معادل شکل ۱-۲۹ را که مربوط به یک تقویت کننده یک طبقه امیتر مشترک است را در نظر بگیرید. همانطور که نشان داده شده خازن فیدبک به دو قسمت (C_μ و C_x) تقسیم شده است. در این روش تحلیل، ولتاژ خازنها (V_1 ، V_2 و V_3) را به عنوان متغیر انتخاب می کنیم. ورودی خارجی V_i را بر می داریم و مدار را توسط سه منبع جریان مستقل i_1 ، i_2 و i_3 در دو سر خازنها مطابق شکل ۱-۲۹ تحریک می کنیم. می توان نشان داد که با این انتخاب متغیرها، معادلات مدار به صورت زیر در می آید.



شکل ۱-۲۹: مدار معادل یک طبقه امیتر مشترک آماده شده برای تحلیل به روش ZVTC

$$i_1 = (g_{11} + SC_\pi)v_1 + g_{12}v_2 + g_{13}v_3 \quad (98-1)$$

$$i_2 = g_{21}v_1 + (g_{22} + SC_\mu)v_2 + g_{23}v_3 \quad (99-1)$$

$$i_3 = g_{31}v_1 + g_{32}v_2 + (g_{33} + SC_x)v_3 \quad (100-1)$$

توجه داشته باشید که جملات g ضریب هدایت عناصر هستند، و جملات حاوی S که به وسیله خازنها وارد معادلات شده اند تنها با متغیرهای ولتاژ خازن مربوطه همراه هستند و فقط در قطر دترمینان ظاهر می شوند. به بیان دیگر، اگر مدار اولیه دارای n خازن باشد، اولاً دارای n معادله خواهیم بود ثانیاً تمام جملات با ضریب S در قطر دترمینان ظاهر خواهند شد.

قطب های تابع تبدیل مدار ، صفرهای دترمینان (Δ) معادلات فوق هستند ، که می توان آن را به صورت زیر نوشت.

$$\Delta(S) = K_3 S^3 + K_2 S^2 + K_1 S + K_0 \quad (101-1)$$

در معادله فوق ضرایب K از جملاتی از معادلات فوق تشکیل می شوند. به عنوان مثال ، K_2 مجموع ضرایب همه جملاتی است که در بسط دترمینان شامل S^2 هستند . معادله ۱۰۱-۱ را می توان به صورت زیر بیان کرد.

$$\Delta(S) = K_0 (1 + b_1 S + b_2 S^2 + b_3 S^3) \quad (102-1)$$

توجه داشته باشید که به علت وجود سه خازن در مدار ، دترمینان از درجه ۳ است . در معادله فوق K_0 مقدار $\Delta(S)$ در صورت صفر بودن تمام خازن ها است . به بیان دیگر :

$$K_0 = \Delta(s) \Big|_{C_\pi = C_\mu = C_X = 0} \quad (103-1)$$

بنابراین ، بهتر است K_0 را به فرم زیر تعریف کنیم :

$$K_0 \equiv \Delta_0 \quad (104-1)$$

حال جمله $K_1 S$ در رابطه ۱۰۱-۱ را در نظر بگیرید . این جمله مجموع تمام جملات شامل S است که در محاسبه دترمینان حاصل می شوند. لکن از روابط ۹۸-۱ تا ۱۰۰-۱ پیداست که S تنها همراه با یک خازن می تواند ظاهر شود بنابراین جمله $K_1 S$ را می توان چنین نوشت :

$$K_1 S = h_1 S C_\pi + h_2 S C_\mu + h_3 S C_X \quad (105-1)$$

که در آن h مقادیر ثابت هستند . با بسط دترمینان معادلات ۹۸-۱ تا ۱۰۰-۱ بر حسب سطر اول می توان جمله h_1 را به دست آورد.

$$\Delta(s) = (g_{11} + S C_\pi) \Delta_{11} + g_{12} \Delta_{12} + g_{13} \Delta_{13} \quad (106-1)$$

در رابطه فوق Δ_{11} ، Δ_{12} و Δ_{13} کوفاکتورهای دترمینان هستند. بررسی روابط ۹۸-۱ تا ۱۰۰-۱ نشان می دهد که C_π فقط در جمله اول ۱۰۶-۱ ظاهر می شود . بنابراین برای یافتن ضریب $S C_\pi$ ، باید Δ_{11} را با فرض $C_\mu = C_X = 0$ که سبب حذف سایر جملات خازنی در Δ_{11} می شود ، محاسبه کرد. البته ضریب $S C_\pi$ همان h_1 در رابطه ۱۰۵-۱ است . لذا:

$$h_1 = \Delta_{11} \Big|_{C_\mu = C_X = 0} \quad (107-1)$$

حال بسط دترمینان را نسبت به سطر دوم در نظر بگیرید. این بسط باید همان مقدار را برای دترمینان نتیجه دهد ، بنابراین :

$$\Delta(s) = g_{21} \Delta_{21} + (g_{22} + S C_\mu) \Delta_{22} + g_{23} \Delta_{23} \quad (108-1)$$

در این حالت C_μ فقط در جمله دوم (۱۰۸-۱) ظاهر می شود. بنابراین ضریب SC_μ در این معادله با محاسبه Δ_{22} و با فرض $C_\pi = C_X = 0$ که باعث حذف سایر جملات خازنی می شود به دست می آید. این ضریب همان h_2 در رابطه (۱۰۸-۱) است، لذا

$$h_2 = \Delta_{22} \Big|_{C_\pi = C_X = 0} \quad (109-1)$$

به طریقی مشابه، با بسط نسبت به سطر سوم می شود:

$$h_3 = \Delta_{33} \Big|_{C_\mu = C_\pi = 0} \quad (110-1)$$

با ترکیب روابط (۱۰۵-۱)، (۱۰۷-۱)، (۱۰۹-۱) و (۱۱۰-۱) رابطه ۱۱۱-۱ به دست خواهد آمد.

$$K_1 = (\Delta_{11} \Big|_{C_\mu = C_X = 0}) C_\pi + (\Delta_{22} \Big|_{C_\pi = C_X = 0}) C_\mu + (\Delta_{33} \Big|_{C_\mu = C_\pi = 0}) C_X \quad (111-1)$$

و

$$b_1 = \frac{K_1}{K_0} = \frac{(\Delta_{11} \Big|_{C_\mu = C_X = 0})}{\Delta_0} C_\pi + \frac{(\Delta_{22} \Big|_{C_\pi = C_X = 0})}{\Delta_0} C_\mu + \frac{(\Delta_{33} \Big|_{C_\mu = C_\pi = 0})}{\Delta_0} C_X \quad (112-1)$$

حال فرض کنید در شکل ۲۹-۱ جریانهای $i_2 = i_3 = 0$ باشند با حل معادلات ۹۸-۱ تا ۱۰۰-۱ مقدار v_1 به دست می آید.

$$v_1 = \frac{\Delta_{11} i_1}{\Delta(s)} \quad (113-1)$$

$$\frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(s)} \quad (114-1)$$

معادله ۱۱۴-۱ عبارتی برای امپدانس نقطه تحریک از دو سر C_π است بنابراین $\frac{\Delta_{11} \Big|_{C_\mu = C_X = 0}}{\Delta(s)}$

مقاومت نقطه تحریک دو سر C_π با صفر فرض کردن تمام خازن ها است، زیرا:

$$\frac{\Delta_{11} \Big|_{C_\mu = C_X = 0}}{\Delta_0} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(s)} \Big|_{C_\pi = C_\mu = C_X = 0} \quad (115-1)$$

حال R_{C_π} را چنین تعریف می کنیم:

$$R_{C_\pi} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(s)} \Big|_{C_\pi = C_\mu = C_X = 0} \quad (116-1)$$

و به طور مشابه $R_{C_\mu} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta(s)} \Big|_{C_\pi=C_\mu=C_X=0}$ و $R_{C_X} = \frac{\Delta_{33}}{\Delta(s)} \Big|_{C_\pi=C_\mu=C_X=0}$ که به ترتیب

مقاومت دو سرخازنهای C_μ و C_X با صفر کردن تمام خازن هاست. بنابراین از رابطه (۱۱۲-۱) می توان نوشت:

$$b_1 = R_{C_\pi} C_\pi + R_{C_\mu} C_\mu + R_{C_X} C_X \quad (117-1)$$

جمله های موجود در رابطه ۱۱۷-۱ هر کدام یک ثابت زمانی هستند که آنها را "ثابت های زمانی ارزش صفر" می نامند، چون برای انجام این محاسبه تمام خازن ها صفر می شوند.

حال که مقدار b_1 را بدست آوردیم، اجازه دهید در خصوص تقریب قطب اصلی مطالبی داشته باشیم. با توجه به روابط ۷۱-۱ و ۷۴-۱ تابع انتقال یک مدار n قطبی به شکل زیر خواهد بود:

$$A(S) = \frac{K}{(1 - \frac{s}{P_1})(1 - \frac{s}{P_2}) \dots (1 - \frac{s}{P_n})} \quad (118-1)$$

و ضریب موجود در رابطه ۱-۱۰۲ برابر است با

$$b_1 = \sum_{i=1}^n \frac{1}{P_i} \quad (119-1)$$

اگر یکی از قطب های موجود در مخرج رابطه ۱-۱۱۸ قطب اصلی یا تعیین کننده باشد به نحوی که

$$|P_1| \ll |P_2|, |P_3|, \dots, |P_n| \quad (120-1)$$

در آنصورت:

$$b_1 = \frac{1}{P_1} \quad (121-1)$$

و قدر بهره مدار برابر است با:

$$|A(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{[1 + (\frac{\omega}{P_1})^2][1 + (\frac{\omega}{P_2})^2] \dots [1 + (\frac{\omega}{P_n})^2]}} \quad (122-1)$$

$$|A(j\omega)| \approx \frac{K}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{P_1})^2}} \quad (123-1)$$

در نتیجه فرکانس قطع مدار برابر است با

$$\omega_{-3db} \approx |P_1| = \frac{1}{b_1} \quad (1-124)$$

به علاوه با توجه به اینکه در روش ZVTC مقدار b_1 برابر مجموع ثابت زمانی های مدار است ، پس بنابراین :

$$\omega_{-3db} \approx \frac{1}{b_1} = \frac{1}{\sum \tau} \quad (1-125)$$

مثال

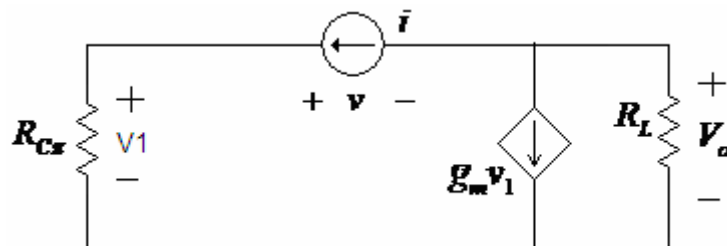
در این مثال همان مداری را که به روش دقیق و روش تقریب میلر تحلیل نمودیم به روشی ZVTC تحلیل خواهیم نمود . ابتدا با فرض $C_\mu = 0$ ، امپدانس مربوط به C_π را محاسبه می کنیم .

$$R_{C_\pi} = r_\pi \parallel (R_s + r_b)$$

$$R_{C_\pi} = 2.6 \parallel (1 + 0.2) = 2.6 \parallel 1.2 = 0.821 \text{ K}\Omega$$

$$\tau_{C_\pi} = C_\pi R_{C_\pi} = 14.8 \text{ pf} \times 0.821 \text{ K}\Omega = 12.15 \text{ nsec}$$

برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ با فرض $C_\pi = 0$ مدار معادل مربوطه را در شکل ۳۰-۱ رسم می کنیم . در این شکل به جای خازن C_μ یک منبع جریان را اعمال نموده ایم که ولتاژ دو سر آن با v مشخص شده است . امپدانس مربوط به خازن C_μ برابر است با $R_{C_\mu} = \frac{v}{i}$.



شکل ۳۰-۱: مدار معادل برای محاسبه R_{C_μ}

با توجه به مدار معادل فوق روابط زیر را می توان نوشت :

$$v_1 = R_{C_\pi} i$$

$$v_o = -(i + g_m v_1) R_L$$

$$v_o = -(i + g_m R_{C_\pi} i) R_L$$

$$R_{C_\mu} = \frac{v}{i} = \frac{v_1 - v_o}{i}$$

$$R_{C_\mu} = \frac{(R_{C_\pi} + (1 + g_m R_{C_\pi}) R_L) i}{i}$$

بنابراین :

$$R_{C_{\mu}} = R_{C_{\pi}} + R_L + g_m R_{C_{\pi}} R_L \quad (1-126)$$

برای مثال مورد نظر:

$$R_{C_{\mu}} = 0.821 + 5 + 38.46 \times 0.821 \times 5 = 163.7 \text{ K}\Omega$$

و ثابت زمانی مربوط به C_{μ} :

$$\tau_{c_{\mu}} = C_{\mu} R_{C_{\mu}} = 0.5 \text{ pf} \times 163.7 \text{ K}\Omega = 81.852 \text{ nSec}$$

ثابت زمانی کل مدار و فرکانس قطع بالا برابر است با :

$$\tau = b_1 = \tau_{c_{\pi}} + \tau_{c_{\mu}} = 12.15 + 81.85 = 94 \text{ nSec}$$

$$\omega_{-3db} = \frac{1}{b_1} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{94 \text{ nSec}} = 10.638 \text{ Mrad / sec}$$

$$f_H = f_{-3db} = \frac{\omega_{-3db}}{2\pi} = \frac{10.638 \text{ Mrad / sec}}{6.28} = 1.694 \text{ MHz}$$

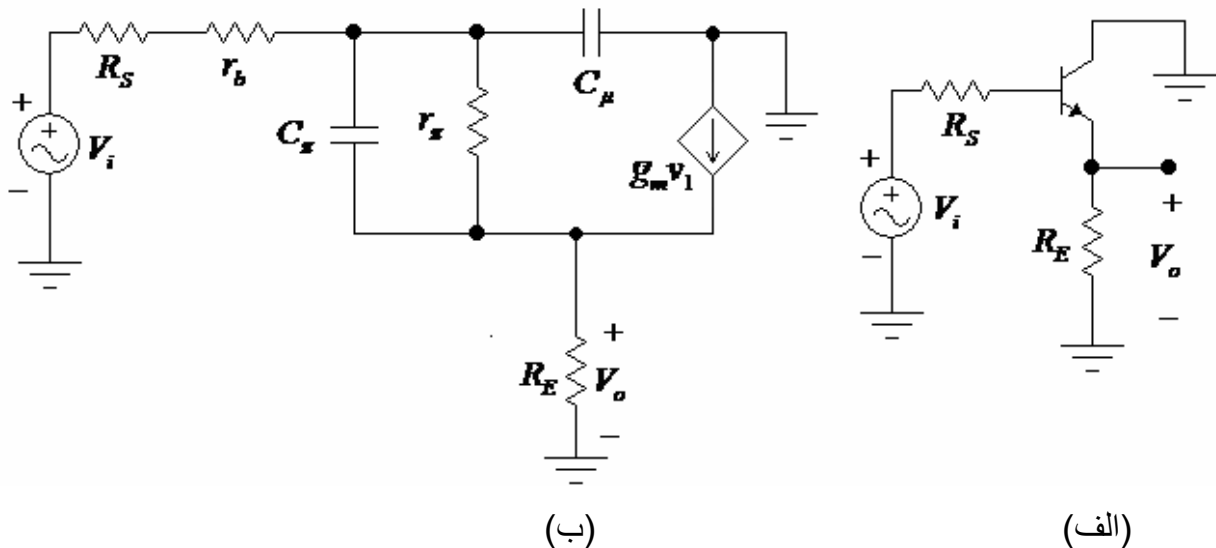
همانطور که ملاحظه می کنید، جواب نهائی بدست آمده از این روش با جواب حاصل از روش دقیق بسیار نزدیک به هم هستند. بعلاوه این مدار توسط نرم افزار EWB مورد تحلیل قرار گرفت و نتایج زیر بدست آمد :

$$A_v(o) = -132 \quad , \quad f_H = 1.7 \text{ MHz}$$

در نتیجه روش ZVTC روشی نسبتاً ساده برای تحلیل مدارهای پیچیده خواهد بود و پاسخ نهائی در حد قابل قبول به جواب واقعی نزدیک است.

۱۰-۱ : تحلیل پاسخ فرکانسی یک طبقه کلکتور مشترک

در طراحی مدارهای مجتمع از دنبال کننده ولتاژ (کلکتور مشترک) به عناوین مختلف استفاده فراوانی می شود. بنابراین بررسی پاسخ فرکانسی آن دارای اهمیت قابل ملاحظه ای است. مدار دنبال کننده (کلکتور مشترک) شکل ۱-۳۱ الف را در نظر بگیرید. فرض شده است که مدار بوسیله یک منبع ولتاژ ورودی v_i با مقاومت داخلی R_S تحریک می شود. مدار معادل سیگنال - کوچک در شکل ۱-۳۱ ب رسم شده است و برای سهولت کار مقاومت بیس ترانزیستور و مقاومت منبع در هم ادغام و به صورت $R_b = R_S + r_b$ نشان داده شده است.



شکل ۱-۳۱: (الف) مدار کلکتور مشترک (ب) مدار معادل سیگنال کوچک

اگر مدار شکل ۱-۳۱(ب) را به روش دقیق مورد تحلیل قرار دهیم تابع انتقال نهائی به صورت رابطه ۱-۱۲۷ خواهد بود (اثبات این رابطه به عهده دانشجویان است)

$$A_v(s) = A_v(o) \times \frac{1 + S r_e C_\pi}{1 + S(A_1 C_\pi + A_2 C_\mu) + S^2 A_3 C_\pi C_\mu} \quad (1-127)$$

که در این رابطه مقادیر A_1 ، A_2 و A_3 برابر است با:

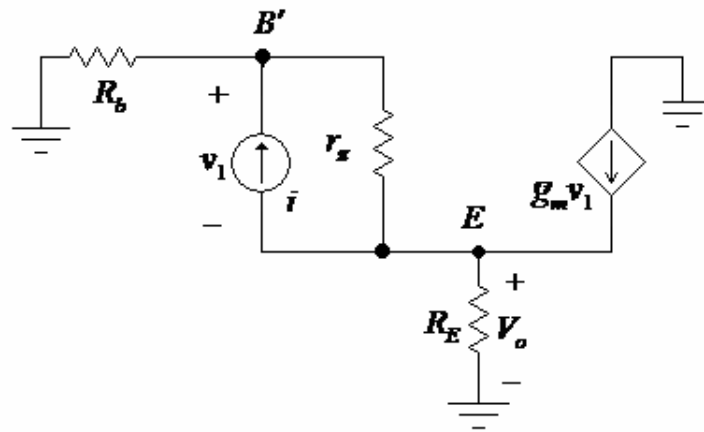
$$A_v(o) = \frac{(\beta + 1) R_E}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

$$A_1 = \frac{r_\pi (R_b + R_E)}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

$$A_2 = \frac{(r_\pi + (\beta + 1) R_E) R_b}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

$$A_3 = \frac{R_E R_b r_\pi}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E}$$

رابطه ۱-۱۲۷ مبین آن است که تابع انتقال مدار کلکتور مشترک دارای یک صفر و دو قطب است، که با هم فرکانس قطع مدار را مشخص می کنند. حال اجازه دهید همین مدار را با روش ZVTC مورد تحلیل قرار دهیم. در ابتدا با فرض این که خازن $C_\mu = 0$ است، مدار معادل سیگنال - کوچک را با قرار دادن یک منبع جریان i به جای خازن C_π برای محاسبه مقدار R_{C_π} در شکل ۱-۳۲ رسم کرده ایم. مقدار R_{C_π} برابر است با نسبت ولتاژ v_1 به i ، که با توجه به شکل ۱-۳۲ می توان آن را به صورت زیر محاسبه کرد.



شکل ۱-۳۲: مدار معادل برای محاسبه $R_{C\pi}$ یک دنبال کننده ولتاژ

نوشتن معادله گره برای گره B' :

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v_1 + v_o}{R_b} \quad (128-1)$$

نوشتن معادله گره برای گره E :

$$\frac{v_1}{r_\pi} - i + g_m v_1 = + \frac{v_o}{R_E} \quad (129-1)$$

از جایگزینی ۱-۱۲۹ در ۱-۱۲۸ نتیجه می شود:

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v_1}{R_b} + \frac{R_E}{R_b} \left(\frac{v_1}{r_\pi} - i + g_m v_1 \right) \quad (130-1)$$

معادله ۱-۱۳۰ را پس از مرتب کردن می توان به صورت زیر نوشت:

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v_1 (1 + g_m R_E)}{R_b + R_E} \quad (131-1)$$

بالاخره با استفاده از رابطه ۱-۱۳۱ می توان مقدار $R_{C\pi}$ را محاسبه کرد:

$$R_{C\pi} = \frac{v_1}{i} = r_\pi \left\| \frac{R_s + r_b + R_E}{(1 + g_m R_E)} \right. \quad (132-1)$$

بنابراین ثابت زمانی مربوط به خازن C_π برابر است با:

$$\tau_{C\pi} = R_{C\pi} C_\pi = C_\pi \left\| \frac{R_s + r_b + R_E}{(1 + g_m R_E)} \right. \quad (133-1)$$

برای بدست آوردن ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ با فرض صفر بودن خازن C_π ، ابتدا باید با

استفاده از شکل ۱-۳۱ (ب) امپدانس ورودی به بیس ترانزستور را محاسبه کنیم، که برابر است با:

$$R_{iB'} = \frac{V_{B'}}{i_b} \quad (134-1)$$

$$v_{B'} = i_b r_\pi + (g_m v_1 + i_b) R_E \quad (135-1)$$

$$v_1 = i_b r_\pi \quad (136-1)$$

$$v_{B'} = i_b r_\pi + (g_m r_\pi i_b + i_b) R_E$$

$$\frac{v_{B'}}{i_b} = (1 + g_m R_E) r_\pi + R_E \quad (137-1)$$

بنابراین :

$$R_{iB'} = (1 + g_m R_E) r_\pi + R_E \quad (138-1)$$

و یا :

$$R_{iB'} = r_\pi + (\beta + 1) R_E \quad (139-1)$$

حال با استفاده از رابطه ۱-۱۳۸ و با ۱-۱۳۹ می توان R_{C_μ} و در نتیجه ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ را به قرار زیر محاسبه کرد .

$$R_{C_\mu} = R_b \parallel R_{iB'} \quad (140-1)$$

$$R_{C_\mu} = (R_S + r_b) \parallel (r_\pi + (\beta + 1) R_E)$$

و ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ برابر است با:

$$\tau_{C_\mu} = R_{C_\mu} C_\mu = C_\mu ((R_S + r_b) \parallel (r_\pi + (\beta + 1) R_E)) \quad (141-1)$$

لازم به ذکر است که بهره مدار در فرکانس میانی (با فرض $C_\pi = C_\mu = 0$) محاسبه می شود و مقدار آن برابر است با :

$$A_v(o) = \frac{(\beta + 1) R_E}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \quad (142-1)$$

مثال :

برای مدار شکل ۱-۳۱ الف و با فرض $R_S = 5 K\Omega$, $r_b = 200 \Omega$, $I_C = 1 mA$, $\beta = 100$, $f_T = 400 MHz$ (at $I_C = 1 mA$) , $C_\mu = 0.5 pf$, $R_E = 5 K\Omega$ محاسبه کنید.

حل :

ابتدا با استفاده از روابط اثبات شده مقادیر عناصر موجود در مدار معادل شکل ۱-۳۱ ب را محاسبه می کنیم.

$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 100 \left(\frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} \right) = 2.6 \text{ K}\Omega, \quad g_m = \frac{1 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 38.46 \text{ mS}$$

$$C_{\pi} + C_{\mu} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{1}{(6.28)(26)(400 \text{ MHz})} = 15.3 \text{ pf} \Rightarrow C_{\pi} = 15.3 - 0.5 = 14.8 \text{ pf}$$

اینک که مقادیر کلیه عناصر موجود در مدار معادل مشخص شده اند ، فرکانس قطع مدار را به روش ثابت زمانی ارزش صفر (ZVTC) و با بکار گیری روابط اثبات شده محاسبه می کنیم . محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_{π} با استفاده از رابطه ۱-۱۳۳:

$$\tau_{C_{\pi}} = R_{C_{\pi}} C_{\pi} = C_{\pi} \left(r_{\pi} \parallel \frac{R_s + r_b + R_E}{(1 + g_m R_E)} \right)$$

$$\tau_{C_{\pi}} = 14.8 \text{ pf} \left(2.6 \parallel \frac{5 + 0.2 + 5}{(1 + 38.46 \times 5)} \text{ K}\Omega \right) = 14.8 \text{ pf} (2.6 \text{ K} \parallel 52.8 \Omega)$$

$$\tau_{C_{\pi}} = 0.763 \text{ nSec}$$

محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_{μ} با استفاده از رابطه ۱-۱۴۱:

$$\tau_{C_{\mu}} = R_{C_{\mu}} C_{\mu} = C_{\mu} \left((R_s + r_b) \parallel (r_{\pi} + (\beta + 1) R_E) \right)$$

$$\tau_{C_{\mu}} = 0.5 \text{ pf} \left((5.2 \text{ K} \parallel (2.6 + (101)5 \text{ K})) \right) = 0.5 \text{ pf} (5.2 \text{ K} \parallel 507.6 \text{ K})$$

$$\tau_{C_{\mu}} = 2.573 \text{ nsec}$$

ثابت زمانی کل مدار و در نتیجه فرکانس قطع بالای آن با روش ZVTC برابر است با :

$$\tau = \tau_{C_{\pi}} + \tau_{C_{\mu}} = 0.763 + 2.573 = 3.336 \text{ nSec}$$

$$f_H = f_{-3db} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{6.28(3.336 \times 10^{-9})} = 47.7 \text{ MHz} \quad (1-143)$$

و بهره مدار در فرکانس میانی با استفاده از رابطه ۱-۱۴۲ محاسبه می شود

$$A_v(o) = \frac{(\beta + 1) R_E}{R_b + r_{\pi} + (\beta + 1) R_E} = \frac{(101)5}{5.2 + 2.6 + (101)5} = 0.984$$

به منظور مقایسه ، فرکانس قطع بالای همین مدار را با بکارگیری رابطه ۱-۱۲۷ که از روش دقیق بدست آمده است محاسبه می کنیم :

$$A_1 = \frac{r_\pi (R_b + R_E)}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E} = \frac{(5.2 + 5) \times 2.6}{5.2 + 2.6 + (101)5} = \frac{26.52}{512.8} \approx 51.7 \Omega$$

$$A_2 = \frac{(r_\pi + (\beta + 1) R_E) R_b}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E} = \frac{(2.6 + (101)5) \times 5.2}{5.2 + 2.6 + (101)5} = \frac{609.12}{512.8} = 5.147 K\Omega$$

$$A_3 = \frac{R_E R_b r_\pi}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E} = \frac{5 \times 5.2 \times 2.6}{5.2 + 2.6 + (101)5} = \frac{15.6}{512.8} = 131.82 K\Omega$$

با جایگزینی مقادیر فوق در رابطه ۱-۱۲۷ :

$$A_v(s) = A_v(o) \times \frac{1 + S r_e C_\pi}{1 + S(A_1 C_\pi + A_2 C_\mu) + S^2 A_3 C_\pi C_\mu}$$

$$A_v(s) = 0.984 \times \frac{1 + S 26 \times 14.8 pf}{1 + S(51.7 \times 14.8 pf + 5.147 K \times 0.5 pf) + S^2 131.82 K \times 14.8 pf \times 0.5 pf}$$

$$A_v(s) = 0.984 \times \frac{1 + S 0.385 nsec}{1 + S 3.336 nsec + S^2 (0.987 nsec)^2}$$

با قرار دادن $j2\pi f$ به جای S در رابطه فوق:

$$A_v(f) = 0.992 \left(\frac{1 + j \frac{f}{413.6 M}}{[1 - (\frac{f}{161.2 M})^2] + j \frac{f}{47.7 M}} \right) \quad (1-144)$$

برای مشخص شدن فرکانس قطع مدار، مقدار f در رابطه ۱-۱۴۴ باید چنان محاسبه شود که قدر مطلق داخل پرانتز در رابطه ۱-۱۴۴ برابر $\frac{1}{\sqrt{2}}$ گردد. با انجام عملیات لازم $f_H = 53 MHz$ خواهد بود. لازم به ذکر است که از تحلیل این مدار با نرم افزار EWB نتایج زیر بدست آمده است :

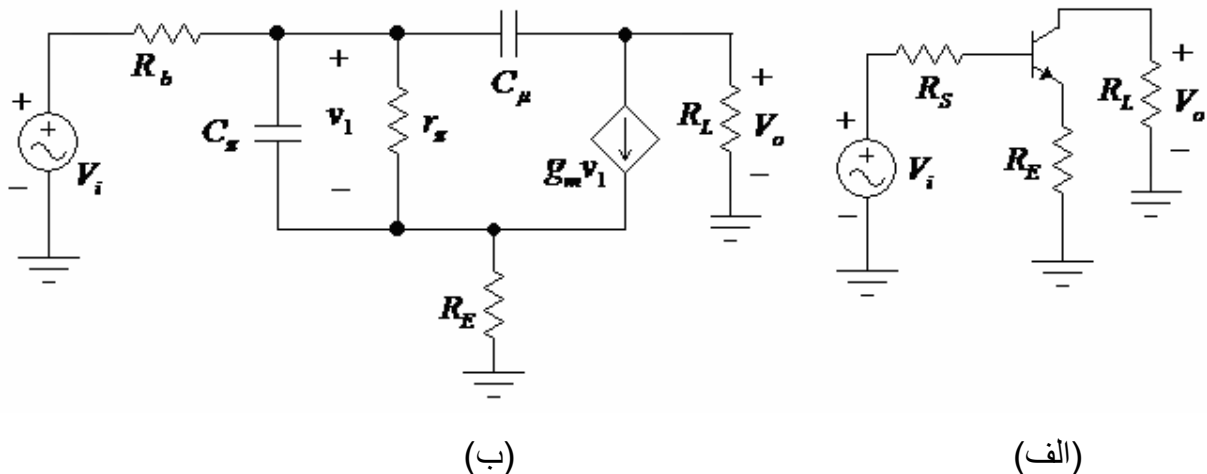
$$A_v(o) = 0.985, \quad f_H = 53 MHz$$

همانطور که ملاحظه می کنید اختلاف بین جواب های بدست آمده از روش ZVTC و روش دقیق چندان زیاد نیست. بنابراین، با توجه به سهولت روش ZVTC، در غالب موارد می توان از آن برای محاسبه محدوده فرکانس قطع مدارات پیچیده تر استفاده کرد. البته لازم به ذکر است که در مدار کلکتور مشترک اگر مقدار مقاومت R_b (به دلیل کوچک بودن R_s) در مقایسه با مقاومت R_E کاهش یابد به علت وجود یک صفر در تابع انتقال مدار، اختلاف بین فرکانس محاسبه شده از روش دقیق و روش ZVTC افزایش خواهد یافت. به بیان دیگر هر چه مقدار R_E از مقدار R_b بیشتر باشد، فرکانس های قطب و صفر تابع انتقال به یکدیگر نزدیک تر شده و لذا اختلاف بین دو روش بسیار

زیادتر خواهد شد. در چنین حالتی بهتر است از رابطه بدست آمده از روش دقیق استفاده شود. اما هرچه R_b از R_E بزرگتر باشد، پاسخ حاصل از روش ZVTC منطبق بر پاسخ حاصل از روش دقیق خواهد شد.

۱۱-۱: تحلیل پاسخ فرکانسی یک طبقه امیتر مشترک با مقاومت بایپاس نشده امیتر

در مواردی برای بهبود عملکرد تقویت کننده امیتر مشترک مقاومت کوچکی را در امیتر به صورت بایپاس نشده قرار می دهند. مدار چنین تقویت کننده ای در شکل ۱-۳۳ (الف) نشان داده شده است. تحلیل دقیق پاسخ فرکانسی چنین مداری به دلیل وجود همان مقاومت بایپاس نشده در مقایسه با مدار امیتر مشترک که قبلاً مورد تحلیل قرار گرفت بسیار پیچیده تر است. لکن با استفاده از روش ZVTC می توان محدوده فرکانس قطع مدار را محاسبه کرد. مدار معادل سیگنال - کوچک کامل در شکل ۱-۳۴ (ب) رسم شده است.



شکل ۱-۳۳ (الف) امیتر مشترک با مقاومت بایپاس نشده در امیتر (ب) مدار معادل سیگنال - کوچک

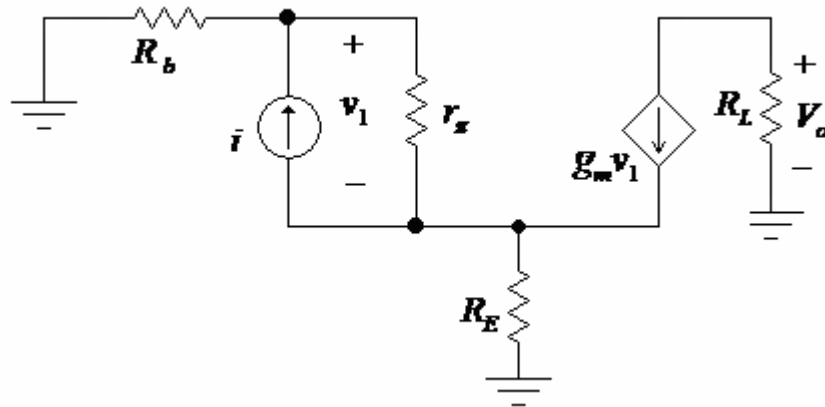
از مباحث گذشته می توان برای محاسبه بهره مدار در فرکانس میانی استفاده کرد، که برابر است با:

$$A_v(o) = \frac{\beta R_L}{R_b + r_\pi + (\beta + 1)R_E} \quad (۱۴۵-۱)$$

و اما برای محاسبه فرکانس قطع مدار به روش ZVTC، ابتدا ثابت زمانی مربوط به خازن C_π را با فرض $C_\mu = 0$ محاسبه می کنیم. مدار معادل مربوطه در شکل ۱-۳۴ رسم شده است. با مقایسه این مدار معادل و مدار معادل شکل ۱-۳۲ متوجه تشابه هر دو خواهیم شد. بنابراین، امپدانس و ثابت زمانی مربوط به خازن C_π با استفاده از روابط ۱-۳۲ و ۱-۳۳ برابر است با:

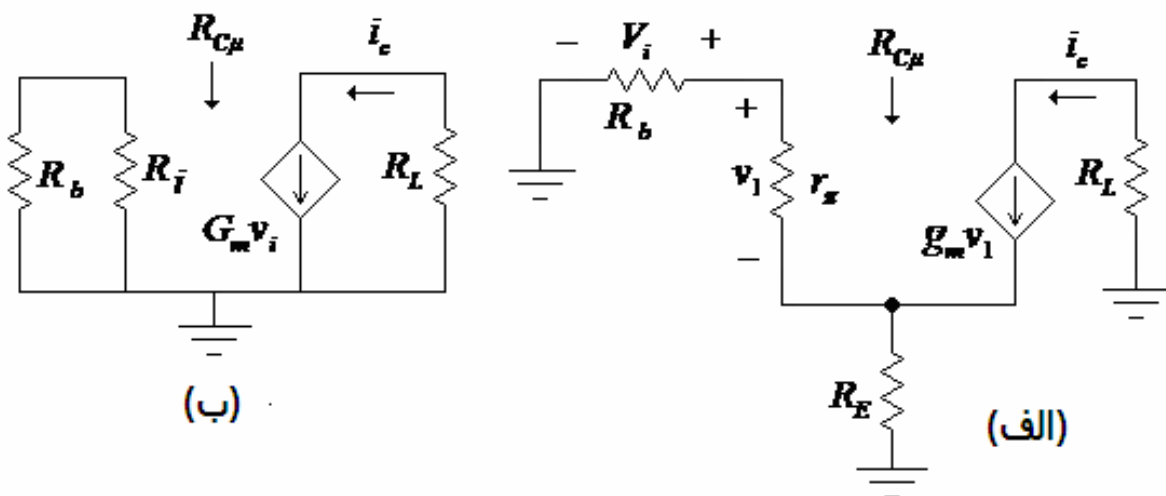
$$R_{C\pi} = r_{\pi} \left\| \frac{R_b + R_E}{1 + g_m R_E} \right. \quad (146-1)$$

$$\tau_{C\pi} = R_{C\pi} C_{\pi} = C_{\pi} \left(r_{\pi} \left\| \frac{R_b + R_E}{1 + g_m R_E} \right. \right) \quad (147-1)$$



شکل ۳۴-۱: مدار معادل برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_{π}

برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_{μ} با فرض $C_{\pi} = 0$ ، می توان با استفاده از مدار شکل ۳۵-۱ (الف) مقاومت $R_{C\mu}$ را که از دو سر خازن دیده می شود حساب کرد. برای این منظور ابتدا مدار شکل ۳۵-۱ (الف) را به مدار شکل ۳۵-۱ (ب) تبدیل می کنیم. مدار معادل شکل ۳۵-۱ (ب) مشابه مدار شکل ۳۰-۱ است، بنابراین برای محاسبه مقدار $R_{C\mu}$ می توان از رابطه ۱-۱۲۶ و با جایگزینی مقادیر از مدار شکل ۳۵-۱ (ب) استفاده کرد.



شکل ۳۵-۱: (الف) مدار برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_{μ} (ب) مدار معادل مدار شکل الف

برای بدست آوردن پارامترهای مدار شکل ۱-۳۵ (ب) به ترتیب زیر عمل می کنیم :

$$v_i = v_1 + \left(\frac{v_1}{r_\pi} + g_m v_1 \right) R_E \quad (148-1)$$

با مرتب کردن رابطه ۱-۱۴۸ رابطه ۱-۱۴۹ حاصل خواهد شد.

$$v_1 = \frac{v_i r_\pi}{(1 + g_m R_E) r_\pi + R_E} \approx \frac{v_i r_\pi}{(1 + g_m R_E) r_\pi} = \frac{v_i}{(1 + g_m R_E)} \quad (149-1)$$

$$g_m = \frac{i_c}{v_1} \quad \text{و} \quad G_m = \frac{i_c}{v_i} \Rightarrow \frac{G_m}{g_m} = \frac{v_1}{v_i} \quad (150-1)$$

با جایگزینی رابطه ۱-۱۴۹ در ۱-۱۵۰ تناسب G_m به g_m مشخص خواهد شد :

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_E} \quad (151-1)$$

برای بدست آوردن R_i می توان از اطلاعات قبلی استفاده کرد ، مقدار این مقاومت برابر است با:

$$R_i = r_\pi + (\beta + 1) R_E \quad (152-1)$$

$$R_B = R_i \parallel R_b$$

بنابراین با استفاده از روابط ۱-۱۲۶ ، ۱-۱۵۱ و ۱-۱۵۲ مقدار $R_{C\mu}$ برابر است با

$$R_{C\mu} = R_B + R_L + G_m R_B R_L \quad (153-1)$$

و ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ برابر است با:

$$\tau_{C\mu} = C_\mu R_{C\mu} = C_\mu (R_B + R_L + G_m R_B R_L) \quad (154-1)$$

مثال

همانطور که بیان شد یکی از مزایای واقعی روش ثابت زمانی ارزش صفر، در تحلیل مدارهایی که بیش از یک ترانزیستور دارند ظاهر می شود. به عنوان مثال و به منظور بکارگیری روابط اثبات شده ، مدار دو طبقه شکل ۱-۳۶ را در نظر بگیرید و با توجه به مقادیر داده شده بهره و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

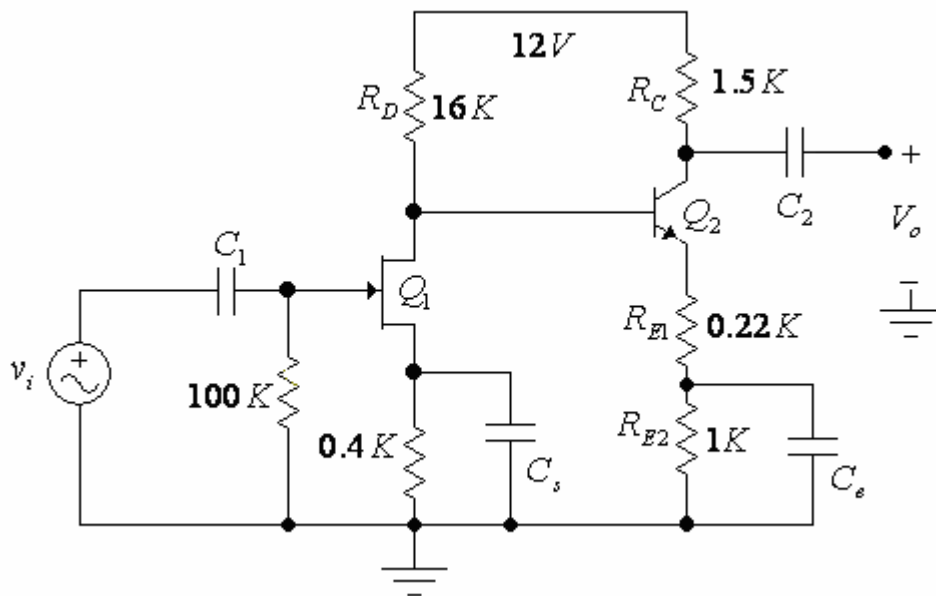
مشخصات ترانزیستور دو قطبی :

$$V_A = 100 V, \tau_f = 0.5 nSec, V_{BE} = 0.7 V, C_{\mu o} = 14.6 pf, C_{jeo} = 20 pf, \beta = 100$$

$$\psi_o = 0.5 V \quad \text{و} \quad r_b = 0$$

مشخصات FET :

$$\frac{1}{\lambda} = 425 \text{ V} \quad \text{و} \quad \psi_o = .65, \quad C_{gdo} = 2 \text{ pf}, \quad C_{gso} = 2 \text{ pf}, \quad I_{DSS} = 0.7 \text{ mA}, \quad V_p = -1 \text{ V}$$



شکل ۱-۳۶ تقویت کننده دو طبقه

حل :

با توجه به مدار و مشخصات داده شده ، لازمست ابتدا با انجام محاسبات DC نقطه کار و

سایر مشخصات مورد نیاز را بدست آوریم:

محاسبات DC:

محاسبه جریان درین FET :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 = 0.7 \left(1 - \frac{0.4 I_D}{1}\right)^2 = 0.7 (1 - 0.8 I_D + 0.16 I_D^2)$$

$$0.16 I_D^2 - 2.228 I_D + 1 = 0 \Rightarrow I_D = \frac{2.228 \pm \sqrt{4.966 - 0.64}}{0.32} = \frac{2.228 \pm 2.08}{0.32}$$

$$\Rightarrow I_{D1} = 0.462 \text{ mA} \quad \text{و} \quad I_{D2} = 13.46 \text{ mA}$$

با توجه به این که $I_{D2} \gg I_{DSS}$ است، بنابراین نمی تواند به عنوان جریان بایاس FET قابل قبول باشد. در نتیجه $I_D = I_{D1} = 0.462 \text{ mA}$ در نظر گرفته خواهد شد.

برای محاسبه جریان امیتر ترانزیستور دو قطبی :

$$V_{CC} - V_{BE} = R_D(I_D + I_B) + I_E(R_{E1} + R_{E2})$$

$$12 - 0.7 = 16\left(0.462 + \frac{I_E}{101}\right) + I_E(0.22 + 1) \Rightarrow I_E = 2.24 \text{ mA}$$

اینک که جریان های بایاس محاسبه شده اند ، می توان ولتاژهای بایاس را محاسبه کرد :

$$V_G = 0 \quad , \quad V_S = I_D R_S = 0.462 \times 0.4 = 0.185 \text{ V} \quad , \quad V_D = 12 - 16\left(0.462 + \frac{2.24}{101}\right) = 4.25$$

$$V_{GS} = -0.185 \quad , \quad V_{DS} = V_D - V_S = 4.25 - 0.185 \approx 4 \text{ V} \quad , \quad V_{GD} = -4.25$$

$$V_B = V_D = 4.25 \text{ V} \quad V_E = 4.25 - 0.7 = 3.55 \quad , \quad V_C = 12 - 1.5 \times 2.24 \approx 8.64 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 8.64 - 3.55 \approx 5 \quad , \quad V_{BC} = V_B - V_C = 4.25 - 8.64 \approx -4.4$$

با در اختیار داشتن جریان ها و ولتاژهای DC ، اینک می توانیم سایر پارامترهای ترانزیستورها را محاسبه کنیم .

پارامترهای FET :

$$g_{m1} = \left| \frac{2}{V_P} \right| \sqrt{I_D I_{DSS}} = \frac{2}{1} \times \sqrt{0.462 \times 0.7} \approx 1.14 \text{ mS} \quad , \quad r_{o1} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{425}{0.462} = 920 \text{ K}\Omega$$

$$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\sqrt[3]{1 + \frac{V_{GD}}{\psi_o}}} = \frac{2}{\left(1 + \frac{4.25}{.65}\right)^{0.333}} \approx 1 \text{ pf}$$

پارامترهای BJT :

$$g_{m2} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2.24}{26} = 86 \text{ mS} \Rightarrow r_e = 11.6 \Omega \Rightarrow r_\pi = 1.16 \text{ K}\Omega$$

$$r_{o2} = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100}{2.24} = 44.6 \text{ K}\Omega$$

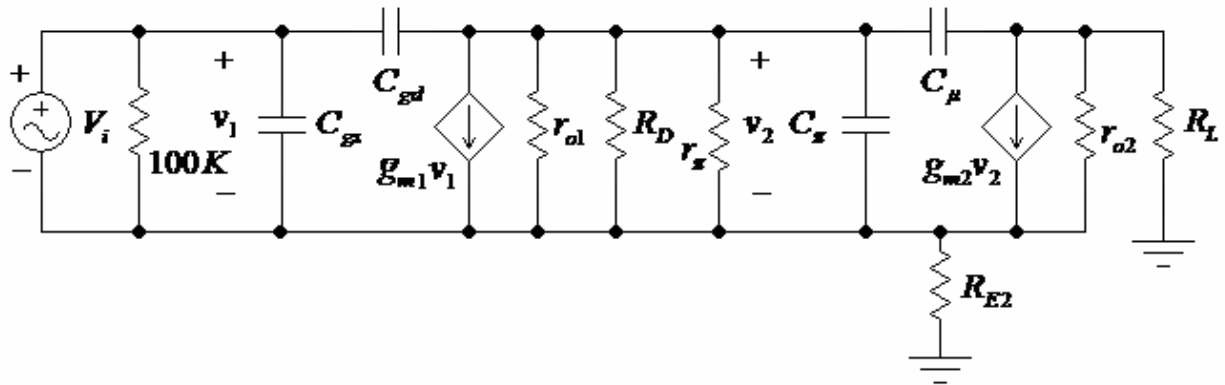
$$C_{je} \approx 2 \times C_{jeo} = 2 \times 20 = 40 \text{ pf} \quad , \quad C_D = g_m \tau_f = 86 \times 0.5 = 43 \text{ pf} \Rightarrow C_\pi = C_{je} + C_D$$

$$C_\pi = 40 + 43 = 83 \text{ pf}$$

$$C_\mu = \frac{C_{\mu o}}{\sqrt[3]{1 + \frac{V_{BC}}{\psi_o}}} = \frac{14.6}{\sqrt[3]{1 + \frac{4.4}{0.5}}} = 4.67 \text{ pf}$$

با در اختیار داشتن تمامی پارامترهای مورد نیاز ، اینک می توان با رسم مدار معادل سیگنال-کوچک بهره و فرکانس قطع بالا را محاسبه کرد. مدار معادل در شکل ۱-۳۷ رسم شده است :

برای محاسبه بهره مدار در فرکانس میانی با فرض اینکه تمام خازنهای موجود در مدار شکل ۳۷-۱ اتصال باز هستند، به قرار زیر عمل می‌کنیم



شکل ۳۷-۱ : مدار معادل کامل تقویت کننده دو طبقه شکل ۳۶-۱

$$v_o = -g_{m2}v_2 (R_L \parallel r_{o2}) = -86m(1.5 \parallel 44.6)v_2 = -116v_2 \Rightarrow \frac{v_o}{v_2} = -116$$

$$R_{i2} = r_{\pi} + (\beta + 1)R_{E1} = 1.16 + 101 \times .22 = 23.4 \text{ K}\Omega$$

$$v_B = -g_{m1}v_1 (R_D \parallel R_{i2}) \Rightarrow v_B = -1.14(16 \parallel 23.4)v_1 = -10.83v_1$$

$$v_2 = v_B \left(\frac{r_{\pi}}{R_{i2}} \right) = v_B \left(\frac{1.16}{23.4} \right) \Rightarrow v_2 = -10.83 \left(\frac{1.16}{23.4} \right) v_1 \Rightarrow \frac{v_2}{v_1} = -0.537$$

$$v_1 = v_{gs} \Rightarrow \frac{v_1}{v_{gs}} = 1$$

$$A_v(o) = \frac{v_o}{v_2} \times \frac{v_2}{v_1} \times \frac{v_1}{v_i} = (-116)(-0.537)(1) = 62.2$$

برای تعیین فرکانس قطع بالا با روش ZVTC، ابتدا ثابت زمانی هر خازن را با فرض صفر بودن سایر خازن‌ها و با استفاده از روابط اثبات شده محاسبه می‌کنیم. ثابت زمانی‌های مربوط به خازن‌های FET:

$$R_{Cgs} = 0 \Rightarrow \tau_{Cgs} = 0$$

$$R_{Cgd} = (R_D \parallel r_{o1}) \parallel R_{i2} \approx R_D \parallel R_{i2} = 16 \parallel 23.4 = 9.5 \text{ K}\Omega$$

$$\tau_{Cgd} = C_{gd} R_{Cgd} = 9.5 \times 1 = 9.5 \text{ nSec}$$

محاسبه ثابت زمانی C_{π} با استفاده از روابط ۱۳۲-۱ و ۱۳۳-۱

$$R_{C\pi} = r_{\pi} \parallel \left(\frac{R_D + R_{E1}}{1 + g_{m2} R_{E1}} \right) = 1.16 \parallel \left(\frac{16 + .22}{1 + 86 \times .22} \right) = 778 \Omega$$

$$\Rightarrow \tau_{C\pi} = C_{\pi} R_{C\pi} = 83 \times 0.778 = 64.5 \text{ nSec}$$

محاسبه ثابت زمانی C_μ با استفاده از روابط ۱-۱۴۷ و ۱-۱۴۸

$$R_B = R_{Cgd} = R_D \parallel r_{o1} \parallel R_{i2} = 16 \parallel 920 \parallel 23.4 = 9.5 \text{ K}\Omega, \quad R_L = 1.5 \text{ K}\Omega$$

$$R_{C\mu} = R_B + R_L + G_{m2} R_B R_L, \quad G_{m2} = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2} R_{E1}} = \frac{86}{1 + 86 \times 0.22} = 4.3 \text{ mS}$$

$$R_{C\mu} = 9.5 + 1.5 + 4.3 \times 9.5 \times 1.5 \approx 72 \text{ K}\Omega$$

$$\tau_{C\mu} = R_{C\mu} C_\mu = 72 \times 4.67 = 336 \text{ nSec}$$

و محاسبه فرکانس قطع بالا :

$$\tau = \tau_{Cgs} + \tau_{Cgd} + \tau_{C\pi} + \tau_{C\mu} = 0 + 9.5 + 64.5 + 336 = 410 \text{ nSec}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{6.28 \times 410 \text{ n}} = 388 \text{ KHz}$$

نتیجه تحلیل این مدار با استفاده از نرم افزار EWB به قرار زیر است :

$$A_v(o) = 66, \quad f_H = 416 \text{ KHz}$$

همانطور که ملاحظه می کنید فرکانس قطع بدست آمده از روش ZVTC در حد قابل قبولی به پاسخ بدست آمده با نرم افزار EWB به هم نزدیک هستند.

۱-۱۲ نتیجه گیری

تحلیل مدارهای الکترونیکی از نظر پاسخ فرکانسی یکی از مباحث بسیار مهم است. در این فصل ما نحوه محاسبه فرکانس قطع بالا را با سه روش مختلف مورد بررسی قرار دادیم و ویژگی هر کدام را بیان کردیم. طبیعتاً انتخاب روش مناسب برای تعیین فرکانس قطع هر مدار نیاز به تجربه دارد، به همین دلیل توصیه می گردد که دانشجویان عزیز با تحلیل مدارهای مختلف با استفاده از روش های بیان شده توانائی خود در این زمینه را افزایش دهند. برای کمک به این موضوع تعدادی مسئله به عنوان نمونه ارائه خواهد شد، لکن بهتر است با مراجعه به منابع مختلف و با انتخاب و حل مسائل توانائی خود در این زمینه را افزایش دهند.

مسائل ۱۳-۱

۱-۱: برای یک ترانزیستور دو قطبی با $I_C = 0.2 \text{ mA}$ ، $V_{CB} = 10 \text{ V}$ و $V_{CS} = 15 \text{ V}$ مقادیر مدار معادل سیگنال - کوچک کامل را بدست آورده رسم کنید. برخی از پارامترهای ترانزیستور از این قرارند: $\tau_F = 0.3 \text{ nsec}$ ، $\beta_o = 200$ ، $C_{CSo} = 1.5 \text{ pf}$ ، $C_{\mu o} = 0.25 \text{ pf}$ ، $C_{jeo} = 0.6 \text{ pf}$ ، $V_A = 130 \text{ V}$ ، $r_b = 200 \Omega$ ، $r_c = 100 \Omega$ ، $r_{ex} = 1 \Omega$ ، $r_{\mu} = 5\beta_o r_o$ و با فرض $\psi_o = 0.55 \text{ V}$ برای تمام پیوند ها.

۲-۱: مسئله ۱-۱ را برای $I_C = 5 \text{ mA}$ ، $V_{CB} = 5 \text{ V}$ و $V_{CS} = 10 \text{ V}$ را تکرار کنید.

۳-۱: مشخصه های اندازه گیری شده یک ترانزیستور NPN مدار مجتمع از این قرارند $r_b = 100 \Omega$ ، $r_c = 100 \Omega$ ، $\beta_o = 100$ ، $r_o = 50 \text{ K}\Omega$ در $I_C = 1 \text{ mA}$ ، $f_T = 600 \text{ MHz}$ با $I_C = 1 \text{ mA}$ و $V_{CB} = 10 \text{ V}$ ، $f_T = 1 \text{ GHz}$ با $I_C = 10 \text{ mA}$ و $V_{CB} = 10 \text{ V}$ ، $C_{\mu} = 0.15 \text{ pf}$ و $V_{CB} = 10 \text{ V}$ و $C_{CS} = 1 \text{ pf}$ با $V_{CS} = 10 \text{ V}$ ، برای همه پیوند ها فرض کنید $\psi_o = 0.5 \text{ V}$ و همچنین C_{je} رت در ناحیه بایاس مستقیم ثابت بگیرید. فرض کنید $r_{\mu} = 5\beta_o r_o$.

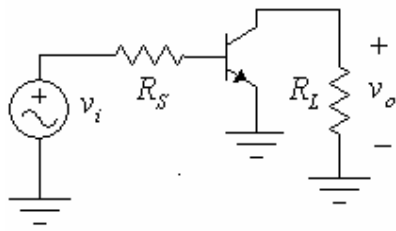
الف: مدار معادل سیگنال - کوچک (کامل) این ترانزیستور را در I_C برابر 0.1، 1 و 5 میلی آمپر با $V_{CB} = 2 \text{ V}$ و $V_{CS} = 15 \text{ V}$ بدست آورید.

ب: برای ترانزیستور نمودار f_T بر حسب I_C را در مقیاس لگاریتمی از $1 \mu\text{A}$ تا 10 mA با $V_{CB} = 2 \text{ V}$ رسم کنید.

۴-۱: مدار معادل سیگنال کوچک یک JFET با کانال نوع P را در $I_D = -1 \text{ V}$ ، $V_{DS} = -10 \text{ V}$ ، $V_{GSS} = 15 \text{ V}$ بدست آورید. پارامترهای FET از این قرارند: $\lambda = -2 \times 10^{-2} \text{ V}^{-1}$ ، $V_P = 3 \text{ V}$ ، $I_{DSS} = -5 \text{ mA}$ ، $C_{gss} = 6 \text{ pf}$ ، $C_{gdo} = 0.4 \text{ pf}$ ، $C_{gso} = 3 \text{ pf}$ و $r_d = 40 \Omega$ برای همه پیوند ها فرض کنید $\psi_o = 0.6 \text{ V}$.

۵-۱: برای JFET مسئله ۴-۱ فرکانس بهره جریان اتصال کوتاه f_c را در مقادیر I_D برابر با -0.1، -1 و -5 میلی آمپر حساب کنید. منحنی f_c بر حسب I_D را رسم کنید. فرض کنید C_{gd} و C_{gss} از نقطه بایاس مستقل هستند.

۶-۱: (الف) برای مدار امیتر مشترک زیر با مشخصات داده شده بهره و فرکانس قطع بالا را با استفاده از اثر میلر محاسبه کنید.



$$R_S = 5 \text{ K}\Omega, \quad r_b = 300 \text{ }\Omega, \quad I_C = 0.5 \text{ mA}, \quad \beta = 200$$

$$f_T = 500 \text{ MHz} (I_C = 0.5 \text{ mA در}), \quad C_\mu = 0.3 \text{ pf}$$

$$R_L = 3 \text{ K}\Omega, \quad C_{CS} = 0, \quad V_A = \infty$$

(ب) برای مدار قسمت الف فرکانس قطب غیر غالب را محاسبه

شکل ۳۸-۱

کنید.

۷-۱: عبارتی برای امپدانس خروجی مدار مسئله ۶-۱ به صورتی که R_L می بیند محاسبه کنید و مدار معادلی برای این مدار تشکیل دهید مقدار این امپدانس را از $f = 1 \text{ KHz}$ تا $f = 100 \text{ KHz}$ با مقیاس لگاریتمی رسم کنید.

۸-۱: فرکانس قطع بالای مدار مسئله ۶-۱ را با استفاده از روش ثابت زمانی ارزش صفر (ZVTC) محاسبه کنید.

۹-۱: مسئله ۸-۱ را با قرار دادن یک مقاومت ۲۰۰ اهمی در امیتر تکرار کنید.

۱۰-۱: مسئله ۸-۱ را با قرار دادن یک مقاومت ۳۰ کیلو اهمی بین کلکتور و بیس مدار تکرار کنید.

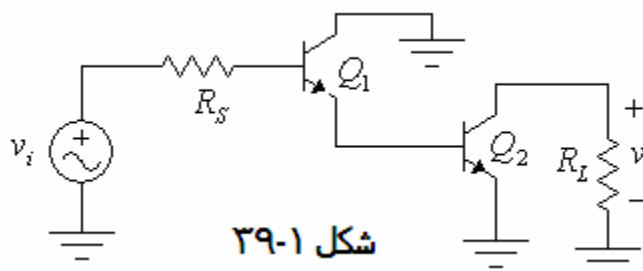
۱۱-۱: بهره و فرکانس قطع بالای مدار مسئله ۶-۱ را با فرض اینکه ترانزیستور در جریان $I_C = 1 \text{ mA}$ بایاس شده باشد و سایر مشخصات همان مشخصات داده شده در مسئله ۶-۱ باشد به روش ZVTC محاسبه کنید.

۱۲-۱: برای مدار دو طبقه شکل زیر و با توجه به مشخصات داده شده، بهره و فرکانس قطع بالا را ابتدا به روش اثر میلر و سپس به روش ثابت زمانی ارزش صفر محاسبه کنید.

$$f_T = 500 \text{ MHz} (I_C = 1 \text{ mA در}), \quad I_{C2} = 1 \text{ mA}, \quad I_{C1} = 10 \text{ }\mu\text{A}, \quad r_o = \infty, \quad r_b = 0, \quad \beta = 100$$

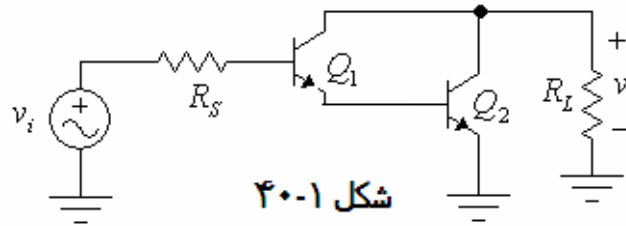
$$C_{CS} = 1 \text{ pf}, \quad C_{je} = 2 \text{ pf}, \quad C_\mu = 0.4 \text{ pf}$$

(است)



شکل ۳۹-۱

۱۳-۱: با فرض اینکه مدار دو طبقه شکل ۴۰-۱ دارای همان مشخصات داده شده در مسئله ۱۲-۱ باشد بهره و فرکانس قطع بالا را به روش ZVTC محاسبه کنید.



شکل ۴۰-۱

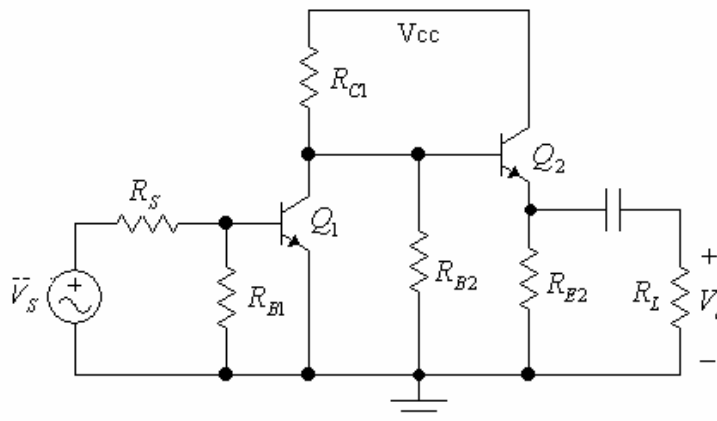
۱۴-۱: برای مدار شکل ۴۱-۱ با توجه به مقادیر زیر فرکانس قطع بالا را به روش ZVTC محاسبه کنید.

$$R_L = 1K\Omega, R_{E2} = 1.5K\Omega, R_{B2} = 36K\Omega, R_{C1} = 4K\Omega, R_{B1} = 18K\Omega, R_S = 2K\Omega$$

برای Q1

$$C_\pi = 15pF, C_\mu = 1.2pF, g_m = 100ms, r_\pi = 1.8K\Omega, r_b = 200\Omega$$

$$C_\pi = 10pF, C_\mu = 1.5pF, g_m = 40ms, r_\pi = 5K\Omega, r_b = 400\Omega \quad \text{برای Q2}$$

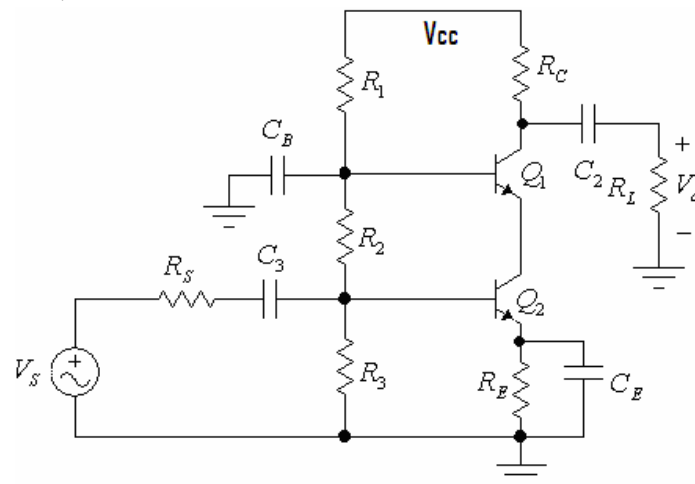


شکل ۴۱-۱

۱۵-۱: برای مدار شکل ۴۲-۱ با توجه به مقادیر زیر فرکانس قطع بالا را به روش ZVTC محاسبه کنید.

$$R_L = 10K\Omega, R_E = 8.2K\Omega, R_S = 10K\Omega, R_C = 9.1K\Omega, R_2 \parallel R_3 = 15K\Omega, R_1 \parallel R_2 = 15K\Omega$$

$$I_C = 0.15mA, C_\mu = 0.3pF, \beta = 150, f_T = 1GHz, r_b = 0\Omega, r_o = 500K\Omega$$



شکل ۴۲-۱