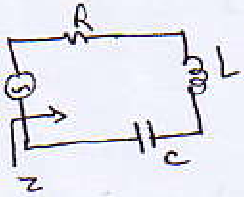
۲۰ آذر

مدارک و بخش

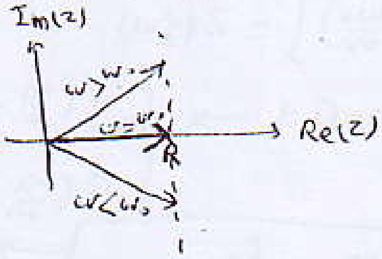
گرایش *

مدارهای صنابرای



فرکانس تشدید $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \xrightarrow[\text{تشدید}]{\text{در فرکانس}} I_{max} = \frac{V}{R}$

یادآوری:
فرکانس تشدید فرکانسی است که سلف و خازن عمل یکدیگر را به گونه‌ای خنثی می‌کنند و مانند مقاومت عمل می‌کنند.

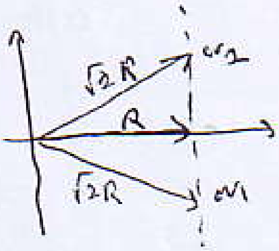


$\omega > \omega_0 \to$ Z بیشتر خاصیت سلفی دارد

$\omega < \omega_0 \to$ " " خازنی "

$$Z(j\omega) = R + jX$$

$$X = L\omega - \frac{1}{\omega C}$$



$\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ در فرکانس ω_1 و ω_2

I_{max} در فرکانس ω_0

$$\Rightarrow R\left(\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{1}{2}R\overset{\overset{\text{در این حالت}}{|Z|=\sqrt{2}R}}{I_{max}^2} =$$ توان نصف

یعنی نقاطی که ω_1 و ω_2 فرکانس‌های نصف توان گوییم

$$\boxed{\text{پهنای باند } B = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi}}$$

ضریب کیفیت Q:

$$Q = 2\pi \frac{\text{ماکزیمم انرژی ذخیره شده در مدار}}{\text{انرژی تلف شده در یک تناوب}}$$

$$Q_P = RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0}$$

$$Q_S = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{RC\omega_0}$$

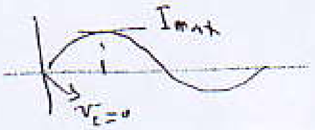
محاسبه Q مدار را با: در $\omega_0 \to I_{max}$

تلفات $E_D = \frac{1}{2}RI_{max}^2 T_0$ $\qquad T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0}$

انرژی ذخیره شده (ماکزیمم) در سلف $E_S = \frac{1}{2}LI_{max}^2$

در لحظه‌ای که جریان سلف ماکزیمم است ولتاژ خازن صفر می‌شود ($\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$)

چون جریان سلف و خازن برابر بوده پس $I_L = I_C = C\frac{dv_C}{dt}$ پس ولتاژ خازن ۹۰ درجه عقب‌تر است و در امواج سینوسی موقعی که جریان ماکزیمم است ولتاژ صفر است.

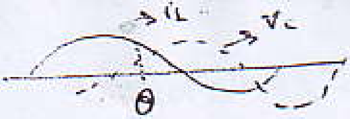


$$Q = 2\pi \frac{\frac{1}{2}LI_{max}^2}{\frac{1}{2}RT_0 I_{max}^2} = \frac{2\pi}{T_0}\frac{L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{X_L}{R} \quad \text{یا} \quad Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

هرچه مقاومت بیشتر باشد Q خراب‌تر می‌شود چون Q ایده‌آل برابر ∞ است.

$Q = RX_L$ (در مدار RLC موازی)

①



تمرین: چرا در RLC سری داریم $E_s=\frac{1}{2}Li^2+\frac{1}{2}Cv^2$ است حساب کنید.

نکات مدارهای RLC سری: ; series RLC

$$Q=\frac{L\omega_0}{R}=\frac{1}{RC\omega_0}=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}\ ✓$$

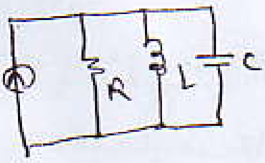
$$Z=R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)=R\left[1+j\left(\underbrace{\frac{L\omega_0}{R}}_{Q}\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{1}{\underbrace{R\omega_0 C}_{\frac{1}{Q}}}\frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

پس $Z=R\left[1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]=Z(j\omega)$

برای های نیم توانی باید $Z(j\omega)=\sqrt{2}R \longrightarrow \begin{cases} Q\left(\frac{\omega_1}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)=-1 \\ Q\left(\frac{\omega_2}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)=1 \end{cases}$

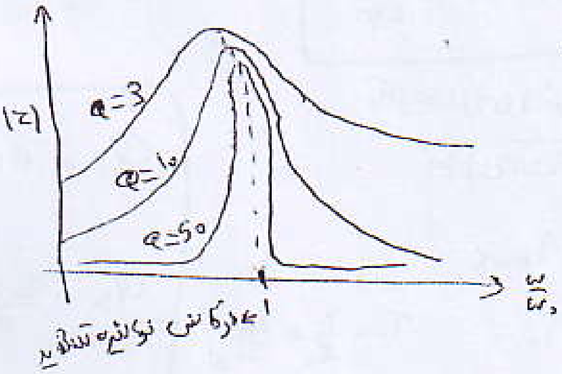
$\Delta\omega=\omega_2-\omega_1$ $\quad$ $\boxed{✓\ Q=\frac{\omega_0}{\Delta\omega}=\frac{f_0}{B}}$ $B \rightarrow$ پهنای باند $\longrightarrow$ برای تمام مدارها برقرار است.

مدار RLC موازی:



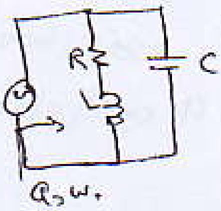
$$Q=R\omega_0 C=\frac{R}{L\omega_0}=R\sqrt{\frac{C}{L}}\ ✓$$

$$✓\ Q=\frac{f_0}{B}$$



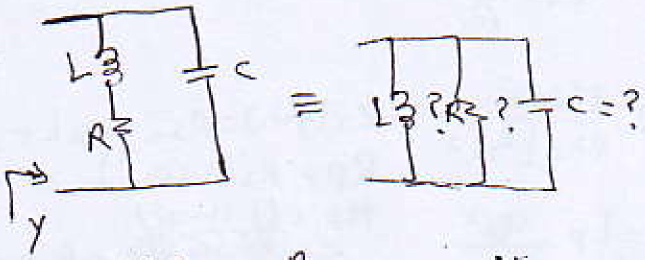
نمودارهای $|Z|$ برحسب $\frac{\omega}{\omega_0}$ برای مدار نمونه به صورت نامتقارن زیر است.
اگر نمودار رو به رو را به صورت (بر مبنای) لگاریتم رسم کنیم خطی می‌شود

تمرین: فرکانس تشدید مدار رو به رو را بیابید:



انواع تشدید غیرمعمول :

ترتیب مدار تشدید غیر استاندارد در حوالی فرکانس تشدید :



می‌خواهیم ببینیم مدار سمت چپ را با چه مدار RLC موازی می‌توانیم معادل کنیم

فرکانس تشدید را به ازای امپدانس حقیقی تعریف می‌کنیم

$$Y(j\omega)=\frac{R}{R^2+(L\omega)^2}+j\left[\omega C-\frac{L\omega}{R^2+(L\omega)^2}\right]$$

می‌شود یا فاز Z صفر شود یا در فرکانس تشدید مدارها مانند مقاومت عمل می‌کنند

قسمت موهومی $X(\omega_0)=0 \rightarrow \omega C-\frac{L\omega}{R^2+(L\omega)^2}=0 \rightarrow \omega_0=\sqrt{\frac{1}{LC}-\frac{R^2}{L^2}}$ ✓ if $R=0$ شبیه RLC عمل می‌کند

$Y(j\omega_0)=\frac{RC}{L} \rightarrow$ خاصیت مقاومتی (در فرکانس تشدید)

را این مدار با انتخاب L و C مناسب در فرکانس تشدید می‌توان مقاومت (به نحوه را تغییر داد) پس در فرکانس تشدید این مدارها مانند یک مبدل مقاومت عمل می‌کنند.

طبق تعریف $Q_L \triangleq \frac{L\omega_0}{R}$ ✓ ضریب کیفیت سلف

$$\omega_0^2=\frac{1}{LC}-\frac{R^2}{L^2}=\frac{1}{LC}-\left(\frac{\omega_0}{Q_L}\right)^2 \longrightarrow \frac{1}{LC}=\omega_0^2\left[1+\frac{1}{Q^2}\right]=\omega_0^2\,\frac{1+Q_L^2}{Q_L^2}$$

$$\omega_0=\underbrace{\sqrt{\frac{1}{LC}}}_{\text{مدار RLC موازی}}\sqrt{\frac{Q^2}{1+Q^2}}\ ✓ \qquad Z(j\omega_0)=\frac{L}{RC}=\frac{1}{LC}\,\frac{L^2}{R^2}R=\frac{1}{LC}R\cdot\frac{Q^2}{\omega_0^2}$$

از (A) $\frac{1}{LC}=\omega_0^2\,\frac{1+Q^2}{Q^2}$

جایگذاری $Z(j\omega_0)=\omega_0^2\,\frac{1+Q^2}{Q^2}\,\frac{Q^2}{\omega_0^2}R \longrightarrow Z(j\overset{\text{فرکانس تشدید}}{\omega_0})=(1+Q_L^2)R\triangleq R_t$ ✓

چون Z رابطه مستقیم با R دارد پس این مدار برای افزایش مقاومت بکار می‌رود

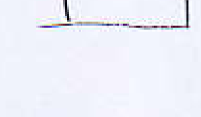
مثال: if $R=50\,\Omega \longrightarrow R_t=1000\,\Omega \quad \omega_0=4\pi\times10^6$ rad/sec $\quad L=?\quad C=?\quad BW=$

$\underset{\substack{\downarrow\\ \text{tank}\\ \text{مدار تانک}}}{R_t}=(1+Q_L^2)R \longrightarrow 1+Q^2=\frac{1000}{50}=20 \rightarrow Q^2=19 \quad Q_L=\sqrt{19}=4{,}36$

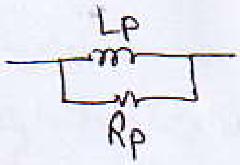
$Q_L=\frac{L\omega_0}{R} \longrightarrow L=\frac{RQ}{\omega_0}=\frac{50\times4{,}36}{4\pi\times10^6}=17{,}3\,\mu H$

$\frac{1}{LC}=\omega_0^2\,\frac{1+Q^2}{Q^2}$ یا $R_t=\frac{L}{RC} \longrightarrow C=347\,pF$

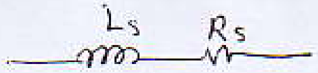
تقریباً $BW\cong\frac{\omega_0}{Q_L}=\frac{4\pi\times10^6}{4{,}36}\cong2{,}89\times10^6$ rad/sec



→ نقش فیلتر پایین‌گذر را هم دارد



$\equiv$



در فرکانس خاص این دو مدار معادل اند

$Q_p = \frac{R_p}{X_p}$ $\quad Q_s = \frac{X_s}{R_s}$

شرط معادل بودن $Z_p(j\omega_0) = \frac{RL^2\omega_0^2}{R^2+L^2\omega_0^2} + j\frac{R^2L\omega_0}{R^2+L^2\omega_0^2}$

$Z_s(j\omega_0) = R_s + j\omega_0 L_s$

$R_p = R_s(1+Q_s^2)$

$L_p = \frac{L_s(1+Q_s^2)}{Q_s^2}$

$Z_p = Z_s$

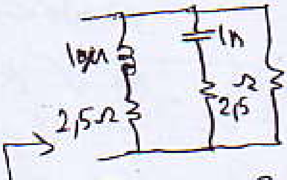
$\Rightarrow R_s = \frac{R_p}{1+Q_p^2} \quad L_s = L_p\frac{Q_p^2}{1+Q_p^2}$

همینطور برای مدارهای RC نیز قابل اثبات است.

اگر C داشتیم : $C_s = C_p\frac{1+Q_p^2}{Q_p^2}$

$C_p = \frac{C_s Q_s^2}{1+Q_s^2}$

مثال :

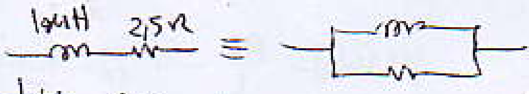


$R_t = ? \quad BW = ? \quad Q_t = ?$

خازن های سری را به موازی تبدیل می کنیم

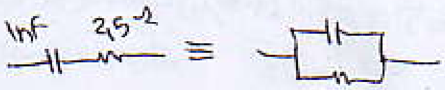
از جدول : $\omega_0 \simeq \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7$ rad/sec

چون Q ها اینجا خیلی کوچک اند ما بر اساس همین ها حساب کنیم.



$Q_s = \frac{L\omega_0}{R} = 40 \quad R_p = (1+Q_s^2)R_s = 4K$

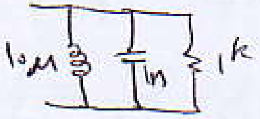
$L_p \simeq L_s \rightarrow$ چون $Q \gg$



$Q_s = \frac{1}{R_s C_s \omega_0} = 40 \quad R_p = (1+Q_s^2)R_s = 4K$

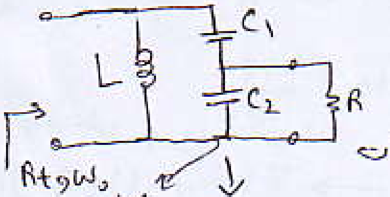
$C_p \simeq C_s$ چون $Q \gg$

نتیجه



$R_t = 1K \quad Q_t = \frac{R_t}{L\omega_0} = \frac{}{10\mu \times 10^7} = 10$

$BW = \frac{f_0}{Q_t} = \frac{\omega_0}{Q_t} =$



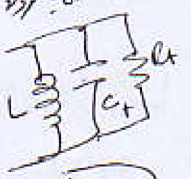
$\rightarrow$ مدار تطبیق امپدانس را انجام می دهد و همچنین باند خوبی دارد.

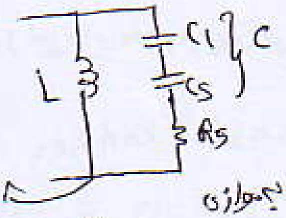
تعریف کنید Q_t معلوم است

$Q_t = \frac{\omega_0}{BW}$

مدار تشدید خازنی با بار R

ابتدا R و C_2 را به سری تبدیل می کنیم





$R_s = \frac{R}{1+Q_p^2}$ ①

$R_s = \frac{R_t}{1+Q_t^2}$ ②

بعد از تبدیل C و R_s سری به موازی

بعد از موازی شدن مقاومت نهایی R_t می شود.

$\boxed{① = ②} \rightarrow Q_p = \left[(1+Q_t^2)\frac{R}{R_t} - 1\right]^{1/2}$ ③ $\quad \boxed{\frac{R_t}{R} \triangleq N^2}$ ④

از ③ و ④ $Q_p = \left(\frac{1+Q_t^2}{N^2} - 1\right)^{1/2}$ $\quad$ if $Q_t > 10 \rightarrow Q_p = \left[\frac{Q_t^2}{N^2} - 1\right]^{1/2}$

if $Q_p > 10 \quad \boxed{Q_p \simeq \frac{Q_t}{N}}$

مثال: اگر مدار عملی را داشته باشیم، تمام پارامترها را بیابید و طراحی کنید

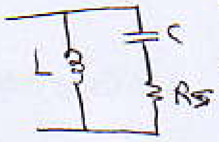
$R=100\,\Omega \quad f_0=1{,}5\,MHz \quad R_t=8100\,\Omega \quad BW=100\,kHz$

$Q_t=\frac{f_0}{BW}=15>10 \qquad N^2=\frac{R_t}{R}=\frac{8100}{100}=81 \rightarrow N=9$

$Q_{tt}=R_tC\omega_0=\frac{R_t}{L\omega_0}\rightarrow C$

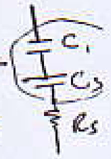
$Q_p=\left(\frac{1+Q_t^2}{N^2}-1\right)^{1/2}\rightarrow Q_p=1{,}33<10 \longrightarrow$ از رابطه $Q_p=\frac{Q_t}{N}$ استفاده نکنیم چون $Q_p<10$ برقرار نیست. C نمی‌شه

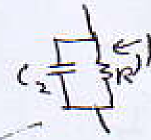
$\frac{R}{1+Q_p^2}=\frac{R_t}{1+Q_t^2}$



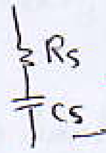
$\longleftrightarrow BW=\frac{1}{2\pi CR_t}\rightarrow C=\frac{1}{2\pi\times1{,}5\times8100}=196{,}5\,pF$

$L=\frac{1}{\omega_0^2C}=57{,}3\,\mu H \xrightarrow{\text{چرا؟}} \omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$





مدار موازی با R در بودن با $Q_p=1{,}33 \quad Q_p=R\omega_0C_2\rightarrow C_2=\frac{1{,}33}{100\times1{,}5\times10^6}=1{,}4\,nF$

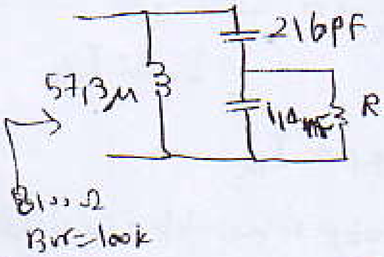


$\rightarrow C_s=C_2\frac{1+Q_p^2}{Q_p^2}\rightarrow$ طبق جدول $\rightarrow C_s=2{,}19\,pF$

$C'=\frac{C_1C_s}{C_1+C_s} \qquad C=196{,}5\,pF \rightarrow C_1=216\,pF$
$C_s=2{,}19\,pF$

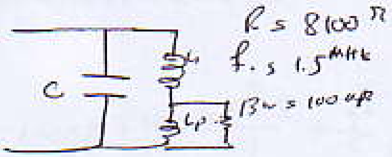
$C'=C\times\frac{1+Q_t^2}{Q_t^2}=\ldots$

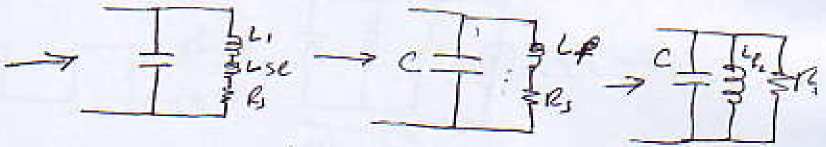
$C'=\frac{C_1C_s}{C_1+C_s}\Rightarrow C_1=?$



اگر بانک سلف و خازن عوض کنیم در مدار دیگر از آن استفاده کنیم
دینامیک باند را کنترل کنیم و باند ضعیف‌تر عمل کند.
از این مدارها معمولاً (ورودی و خروجی) تقویت‌کننده‌ها استفاده شود
✓ برای تطبیق امپدانس استفاده می‌شود.

$C, L_1, L_2=?$



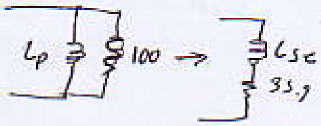


$Q=15=\frac{1.5M}{100k}>10 \qquad Q_t=R_t\omega_0C\Rightarrow C=196.5\,pF \;,\; L_t=\frac{1}{\omega_0^2C}=57.3\,\mu H$

$R_s=\frac{R_p}{Q_p^2}=35.9$

$L_t=L_p=57.3\,\mu H$

$Q_p=\frac{R_p}{\omega_0L_p}=15.02$



$R_s=\frac{R_p}{1+Q_p^2}\Rightarrow 35.9=\frac{100}{1+Q_p^2}\rightarrow Q_p=1.33$

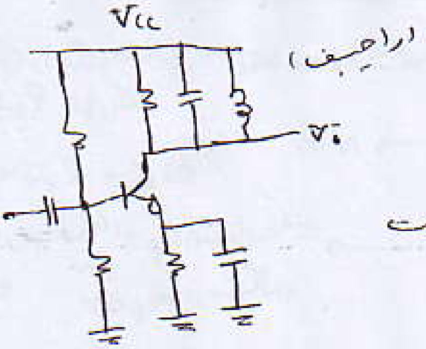
$L_{se}=L_p$

$L_{se}=L_p\left(\frac{Q_p^2}{Q_p^2+1}\right)\Rightarrow L_{se}=5.09$

$Q_p=\frac{R_p}{\omega_0L_p}\Rightarrow L_p=7.97^{\mu H} \qquad L_{se}+L_1=L_t\Rightarrow L_1=52.21^{\mu H}$

⑤

• مدل ترانزیستور در فرکانس بالا:



Small signal $A_v = -g_m R_t$

کاربرد ندارد

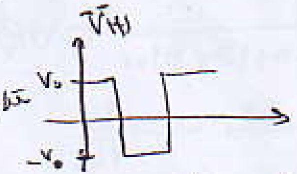
تحلیل درست: $i_c = I_s e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$

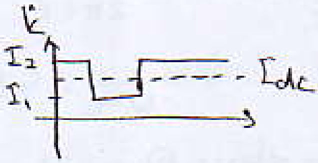
$v_{be} = V_b + v(t)$

بایاس   سیگنال

حالت اول: موج مربعی در ورودی:

حالت اول:
مقدار متوسط صفر است.

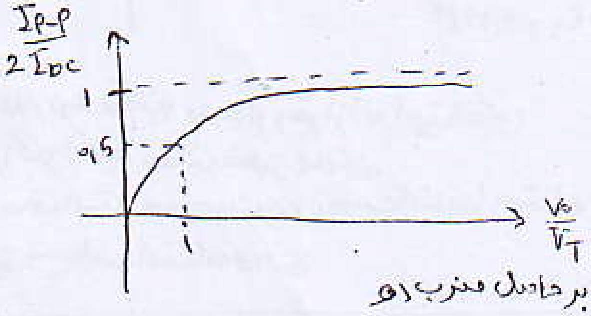




$$I_2 = I_s e^{\frac{V_b}{V_T}} e^{\frac{V_0}{V_T}}$$

$$I_1 = I_s e^{\frac{V_b}{V_T}} e^{-\frac{V_0}{V_T}} \Rightarrow I_{DC} = \frac{I_1 + I_2}{2} = I_s e^{\frac{V_b}{V_T}} \cosh\left(\frac{V_0}{V_T}\right)$$

$$I_{p-p} = \Delta I = I_2 - I_1 = 2 I_s e^{\frac{V_b}{V_T}} \sinh\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \longrightarrow I_{p-p} = 2 I_{DC} \tanh\left(\frac{V_0}{V_T}\right)$$

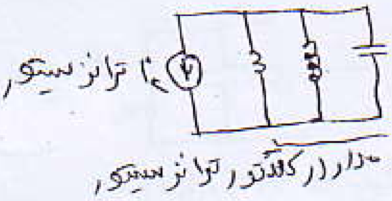


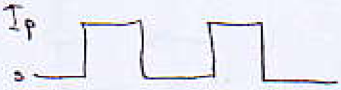
if $\frac{V_0}{V_T} \to \infty \to I_1 \to 0$

$I_2 \to 2 I_{dc}$

$I_{p-p} \propto I_{DC}$

اگر I_{DC} خود وابسته به پارامتری باشد جریان ترانزیستور برابر حاصل ضرب دو سیگنال می‌شود که در مدولاتور از آن استفاده می‌شود





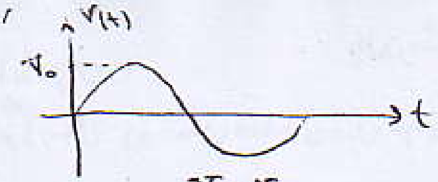
$$\frac{I_p}{2} + \underline{\frac{2 I_p}{\pi} \cos\omega t} + \dots$$

سری فوریه

در R_t ضرب شود (بقیه فیلتر می‌شود)

$$V_o = R_t \frac{2 I_p}{\pi} \cos\omega t = \frac{-4 I_{DC} R_t}{\pi} \tanh\left(\frac{V_0}{V_T}\right) \cos\omega t$$

حالت دوم: ورودی سینوسی



$$i_c = I_s e^{\frac{V_b + v_o \sin\omega t}{V_T}}$$

$V_b \to$ DC، $v_o \sin\omega t \to$ AC

$$\text{if } \frac{v_o}{V_T} \triangleq x \qquad \frac{i_c}{I_p} = \frac{e^{x\sin\omega t}}{e^{x}}$$

$$I_p \triangleq I_s e^{\frac{V_b+v_o}{V_T}} \longrightarrow \sin\omega t = 1$$

$$i_c = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \sin n\omega t \qquad \xleftarrow{\text{مقدار DC}} C_0 = \frac{I_p}{e^x}\left(\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{x\sin\omega t}\, d(\omega t)\right) = \frac{I_p}{e^x} I_0(x)$$

$$C_n = \frac{2I_p}{e^x}\left(\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{x\sin\omega t}\sin n\omega t\, d(\omega t)\right) = \frac{2I_p}{e^x} I_n(x)$$

$$i_c(t) = I_{DC}\left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \underbrace{\frac{2I_n(x)}{I_0(x)}}_{\text{ضرایب بسل}} \sin n\omega t\right] \qquad \text{if } x \ll 1 \Rightarrow I_0(x) \simeq 1 \text{ و } I_1(x) = \frac{x}{2}$$

فرض می‌کنیم در کلکتور ترانزیستور مدار تانک با Q بالا داریم.

$$v_o(t) = \left(I_{DC}\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\sin n\omega t\right) R_t \longrightarrow \text{فقط } I_1 \text{ را در نظر گرفتیم}$$

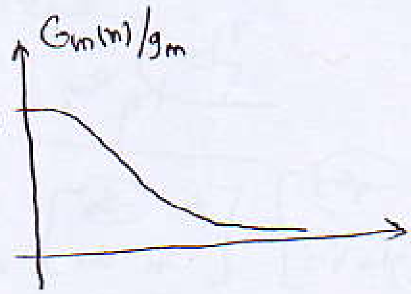
طرفین را در $\frac{v_o}{v_o}$ ضرب می‌کنیم $\Rightarrow = G_m(x)\, v_o R_t \sin\omega t$ یعنی $G_m(x) = I_{DC}\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cdot\frac{1}{v_o}$

کل هارها

توجه: $x \triangleq \frac{v_o}{V_T}$

$\text{if } g_m = \frac{I_c}{V_T}$

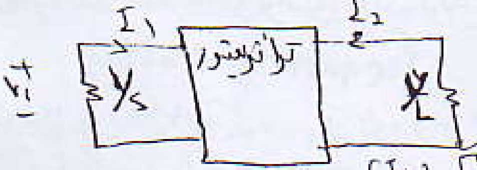
[illegible]



توجه $\text{if } x \ll \quad G_m(x) = g_m = \frac{I_c}{V_T}$

پس در $x \gg$ در سیگنال کوچک با سیگنال بزرگ دارای g_m یکسان هستند که با افزایش ~~[illegible]~~ دامنه کاهش می‌یابد طبق نمودار

مدل سیگنال بزرگ ترانزیستور:



[illegible]

$I_1 = v_1 y_i + v_2 y_r \to$ reverse

$I_2 = v_1 y_f + v_2 y_o$

$y_f \to$ شبیه g_m ← هر چه فرکانس بالا رود این مقدار مختلط شود

Y_r ← بهتر است که صفر شود

$$\frac{v_2}{v_1} = ? \quad \begin{cases} I_2 = -v_2 y_L \\ I_1 = v_1 y_f + v_2 y_o \end{cases} \quad \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \longrightarrow \frac{v_2}{v_1} = -\frac{y_f}{y_L + y_o}$$

Y_S [illegible]

در یک ترانزیستور تنها بدون بار و ورودی هم با منبع راه‌اندازی نشود: (بدترین شرایط) $(y_L = y_S = 0)$

ضریب لینویل Linvill $\quad C = \dfrac{|y_f y_r|}{2 g_i g_o - \mathrm{Re}[y_f y_r]}$

$\text{if } C < 1 \longrightarrow$ ~~ترانزیستور تنها پایدار است~~ بالقوه پایدار

$\text{if } C > 1 \longrightarrow$ بالقوه ناپایدار

یعنی اگر ورودی و خروجی به بار وصل شود ممکن است پایدار شود

$g_i = \mathrm{Re}[y_i]$ ← مشخصه Y_i

$g_o = \mathrm{Re}[y_o]$

مثال: 2N4957 $\quad f = 200\ \text{MHz} \quad I_c = 2\ \text{mA}$

$V_{CE} = 10\text{V}$

$$Y = \begin{bmatrix} 2{,}7 + j6{,}8 & -0{,}5j \\ 53 - j22 & 0{,}1 + 1{,}5j \end{bmatrix} \text{m℧} \to \text{عکس اهم}$$

ترانزیستور ناخواسته فیدبک دارد اما وقتی فرکانس در بازه عوض شود آن‌ها هم عوض می‌شوند.

$\sqrt{53^2 + 22^2} \simeq g_m \to$ در فرکانس پایین

⑦

$$C = \frac{|(\sqrt{53^2+22^2})(0.5)|}{2(2.7)(0.1) - (-11)} = 2.49 > 1$$ بالقوه ناپایدار است.

ضریب اشترن

تذکر: اگر از مدل دوقطبی صفحه‌ی قبل فرض کنیم $G_L \neq 0$ و G_S داریم:

$$k = \frac{2(g_i + G_s)(g_o + G_L)}{|y_f y_r| + Re\{y_f y_r\}}$$ ضریب اشترن if $K > 1$ ← مدار پایدار (کل مدار)

بهترین حالت:
$y_r = 0$
$C = 0$
$K = \infty$

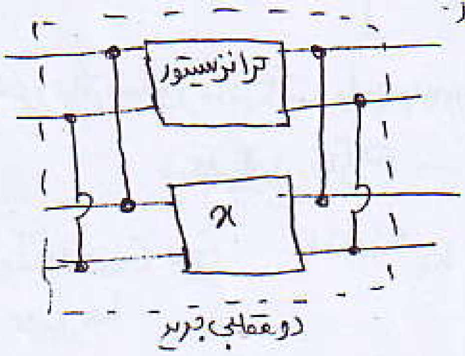
مثال. پایداری ترانزیستور مثال قبل (2N4957)؟

$R_s = 50\Omega$ $Z_L = 1k$

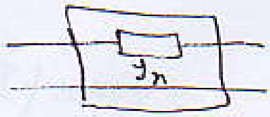
$R_s = 20\,m\mho$ $G_L = 1\,m\mho$

$$k = \frac{2(2.7+20)(0.1+1)}{(57.4)(0.5)+(-11)} = 2.82 > 1$$ پایدار

پایدار کردن تقویت کننده‌های فرکانس بالا: ناپایداری به دلیل فیدبک داخلی ترانزیستور است. اگر $y_r = 0$ شود فیدبک داخلی از بین رفته و پایدار می‌شود. خنثی سازی ترانزیستور:

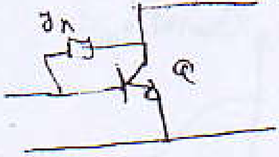

ترانزیستور
x
دوقطبی جدید

$$\underset{\text{معادل}}{Y} = \underset{\text{ترانزیستور}}{Y} + Y_n$$



فرض می‌کنیم عنصر x به صورت روبه رو باشد

$$Y = \begin{bmatrix} y_n & -y_n \\ -y_n & y_n \end{bmatrix}$$



پس از مدل ترانزیستور y داریم:

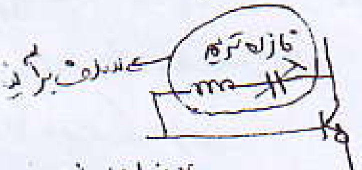
مثلاً در مثال قبل $$\begin{bmatrix} 2.7+j4.8 & -0.5j \\ 53-j22 & 0.1+1.5j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_n & -y_n \\ -y_n & y_n \end{bmatrix}$$ برای پایداری $-0.5j - y_n = 0 \rightarrow y_n = -0.5j$

پس y_n باید سلف باشد

برای این کار خنثی سازی ترانزیستور گویند که باید کاری کنیم که y_r حالت کلی صفر شود یا قسمت موهومی آن در اکثر موارد صفر شود.

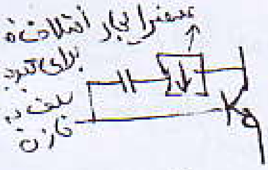
frequency Noling

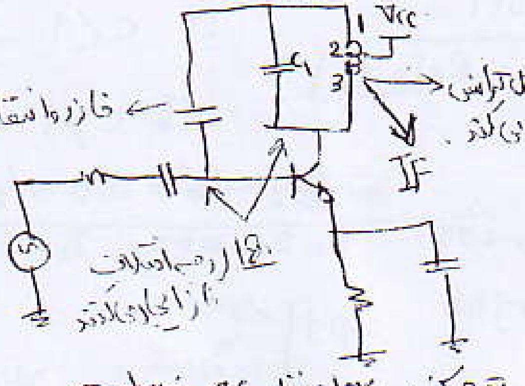
یک طرفه سازی یعنی باید کاری کرد که $y_r = 0$ شود و اگر قسمت دقیق y_r فقط صفر شود خنثی سازی گویند توجه کنید این کارها فقط در فرکانس‌های خاصی انجام می‌شود.


خازن ترم
سلف برای

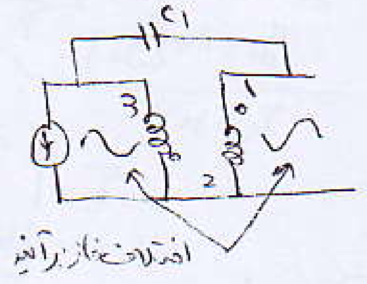
در بعضی وقت‌ها مدار را به صورت زیر رسم می‌کنند با تنظیم خازن تریمر کاری می‌کنند که برآیند خازن و سلف معادل قابل تنظیم باشد.

اگر بتوانیم با یک خازن و عنصری سلف را از بین برد داریم:


عنصر بار اضافه
برای حذف سلف با خازن


1
Vcc
2
3
C_1
IF
خازن و انتقال دهنده عکس خازن بیس
180 درجه اختلاف فاز ایجاد می‌کند
تقریباً مثل ترانس عمل می‌کند.

کلکتور ترانزیستور مانند منبع جریان عمل می‌کند پس


C_1
3
1
2
اختلاف فاز ۱۸۰

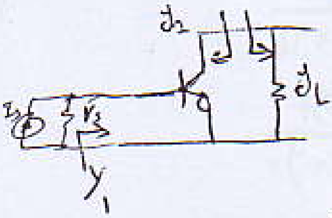
توجه کنید C_4 از نظر ac زمین است.

بهره توان :

$$G_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\text{توان داده شده به بار}}{\text{توان وارد شده به ورودی}} = \frac{|y_f|^2 G_L}{|y_L + y_o|^2 G_1}$$

$G_1 = Re\{y_1\}$

$G_L =$ ادمیتانس بار



$$Y_1 = Y_i + \frac{y_f + y_r}{y_o + y_L} \xrightarrow{y_r=0} Y_1 = Y_i$$

$$Y_2 = y_o - \frac{y_f y_r}{y_i + y_s} \xrightarrow{y_r=0} Y_2 = Y_o$$

Availble gain

$G_A = (G_p) \xrightarrow{\text{با فرض}} \longrightarrow$ (تطبیق در ورودی و خروجی) $\rightarrow y_s = y_i^*$ $y_L = y_2^*$

$$G_A = \frac{|y_f|^2 G_s}{Re\{(y_i y_o - y_f y_r + y_o y_s)(y_i + y_s)^*\}}$$

$\bar{A}$ ماکزیمم ← $MAG = G_T\Big|_{conj,\ y_r=0}$

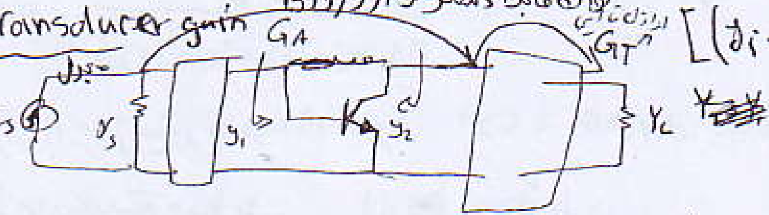
maximum availble gain

MAG حالت خاصی از GT است

$$MAG = \frac{|y_f|^2}{4 g_i g_o} \qquad g_i = Re\{y_i\} \quad g_o = Re\{y_o\}$$

$$G_T = \frac{\text{توان داده شده به بار}}{\text{توان قابل دسترس از ورودی}} = \frac{4 G_s G_L |y_f|^2}{[(y_i + y_s)(y_o + y_L) - y_f y_r]^2}$$

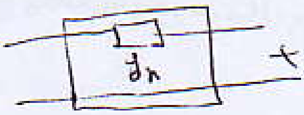
Transducer gain



طراحی تقویت کننده های پایدار یکطرفه :

هدف بدست آوردن حداکثر بهره

الف) طراحی با ترانزیستور پایدار (مطلقاً پایدار $C<1$) : بدست آوردن بهترین مقادیر برای y_L و y_s (از جهت نویز و بهره) :



+ Transistor

$$\begin{bmatrix} y_n & -y_n \\ -y_n & y_n \end{bmatrix}$$

حالت دلخواه $y_{rc} = y_{rt} - y_n = 0$ ← حالت ترکیب ترانزیستور

$y_{rt} = y_n \rightarrow y_{ic} = y_{it} + y_n$

$y_{fc} = y_{ft} - y_n$

$y_{oc} = y_{ot} + y_n$

$y_{rc} = 0$

$y_{ic} = y_1 =$ ادمیتانس ورودی مدار → مستقل از بار

$y_{oc} = y_2 =$ ادمیتانس خروجی

$$Y_s^* = Y_1 \ , \ Y_L^* = Y_2$$

مثال: طراحی کنید

$$Y_{t\ \text{ترانزیستور}} = \begin{bmatrix} 8 + j6/8 & -j\,۰/۱ \\ 53 - j22 & ۰/۴ + j۱/۵ \end{bmatrix} m℧$$

$C = ۰/۶۶ < 1$ مطلقاً پایدار، پس شرایط مسئله برقرار است

$y_n = y_{rt} = -j\,۰/۱$

$Y_1 = y_{ic} = y_{it} + y_n = 8 + j6/7 \rightarrow Y_s = 8 - j6/7$ m

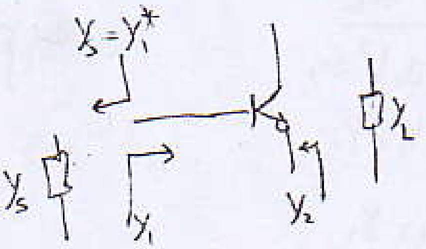
$Y_2 = y_{oc} = y_{ot} + y_n = ۰/۴ + j1/4 \rightarrow Y_L = ۰/4 - j1/4$

چون این تقویت کننده مشکل پایداری ندارد و با y_n مقدار y_r را صفر کردیم پس شرایط برای G_{MAG} وجود دارد

$$MAG = \frac{|y_f|^2}{4 g_i g_o} = \frac{|53 - j22|^2}{4 \times 8 \times ۰/۴} = 257$$ (upper Band)

$۱۰ \log MAG \simeq$

تامین بهره مبدل (Transducer gain) : با شرط تطبیق (ورودی)



$C<1$

$$Y_s^* = Y_1 = y_i - \frac{y_f y_r}{y_o + Y_L}$$

$$Y_L^* = y_2 = y_o - \frac{y_f y_r}{y_i + y_s}$$

$$\begin{cases} Y_s = G_s + jB_s \\ Y_L = G_L + jB_L \end{cases}$$

$$G_s = \left\{ \frac{(2 g_i g_o - Re(y_f y_r))^2 - |y_f y_r|^2}{2 g_o} \right\}^{1/2} = 8$$

این رابطه فقط برای $C<1$ برقرار است. بدون فیدبک خارجی

جزء موهومی y_i

$$B_s = -b_i + \frac{Im(y_f y_r)}{2 g_o} = -13{,}42 \qquad G_L = G_s \frac{g_o}{g_i} = 1{,}4$$

$$B_L = -b_o + \frac{Im(y_f y_r)}{2 g_i} = -j1{,}93 \qquad G_T = \frac{4 G_s G_L |Y_f|^2}{|(y_i + y_s)(y_o + y_r) - y_f y_r|^2} = 219$$

ب- طراحی با ترانزیستور بالقوه ناپایدار: $C>1$: ① قدم اول: G_s معلوم بنا بر نویز

* نویز برای یک سیستم فقط به $Re(Y_i)$ بستگی دارد.

* طبقه اول نقش تعیین‌کننده در طراحی‌ها برای نویز دارد (چون طبقه اول هم سیگنال و هم نویز را تقویت می‌کند لذا برای طبقه‌های بعد سیگنال به اندازه کافی بزرگ است اما نویز تقویت شده در آن بالاتر باشد.

$$\text{ضریب اشترن } K = \frac{2(g_i + G_s)(g_o + G_L)}{y_f y_r + Re(y_f y_r)}$$

قدم ② ابتدا k را مفروض می‌گیریم برای یک سیستم مناسب $4<K<10$ است.

معلوم k و G_s → رابطه → G_L و B_s و $B_L = ?$

$B_s = -B_1$ و $B_L = -B_2$

این شرط‌ها موجب تشدید (ورودی و خروجی) می‌شود.

قدم ③ 1) فرض مقدار اولیه برای B_L ($B_L = -b_o$) روش interative

2) لذا $Y_L = G_L + jB_L$ معلوم بوده و سپس ادمیتانس ورودی Y_1 را با رابطه $Y_1 = y_i - \frac{y_f y_r}{y_o + y_L}$ را حساب می‌کنیم

3) با داشتن Y_1 از این مرحله می‌توان Y_L مرحله بعد را با رابطه $Y_2 = y_o - \frac{y_f y_r}{y_i + y_s}$ و $B_L = (-Im(Y_2))$ بدست آورد.

ال:

$\begin{bmatrix} 2,7+j4,8 & -j0,5 \\ 53-j22 & 0,1+j1,5 \end{bmatrix}$ و $c=2,5$ $I_c=2mA$ $R_s=200\Omega$

فعلاً از ملاحظات نویز صرف نظر کنیم طرح اول $k=4$ ضریب اشترن

طرح ② $G_L=\frac{k\left(|y_fy_r|-Re(y_fy_r)\right)}{2(g_i+g_s)}-g_o=4,495\ m℧$

طرح ③ 1) $B_L^{(1)}=-B_o=-1,5$ $(Y_L=4,495-j1,5)$

2) $Y_1=0,1+j12,57\ m℧$ 3) $B_S=-B_1=-12,57$

4) $Y_L=-0,62+j4,39 \rightarrow B_L^{(2)}=-4,39$ $B_L^{(3)}=-4,5$

$Y_S=5-j12,02$ $Y_L=4,495-j4,5$ $G_2=\frac{4G_SG_L|y_f|^2}{|(y_i+Y_S)(y_o+Y_L)-y_fy_r|^2}=216$

در این روش محاسبه G_Sها دارای این ویژگی که دقیق‌اند [illegible]

حالت ۲ امکانات برای تعیین G_S : ۱) G_S را با طوری قرار دهند که noise مینیمم شود ۲) G_S را از روی k ضریب اشترن خودمان به دست بیاوریم.

$G_S=\left\{\frac{k(|y_fy_r|+Re(y_fy_r))g_i}{2g_o}\right\}^{1/2}-g_i=28,2\ m℧$

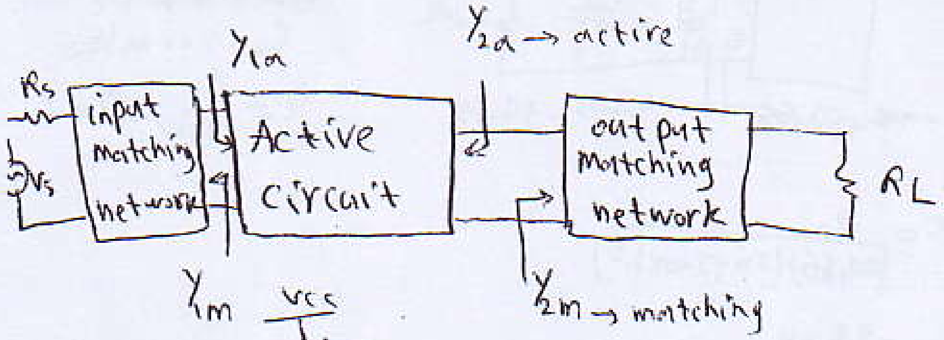
$G_L=\left\{\frac{k[|y_fy_r|+Re(y_fy_r)]g_o}{2g_i}\right\}^{1/2}-g_o=1,04\ m℧$

در ادامه: $G_T=284$ (این G_T از روی ضریب اشترن بدون در نظر گرفتن محدودیت نویز بدست آمد)

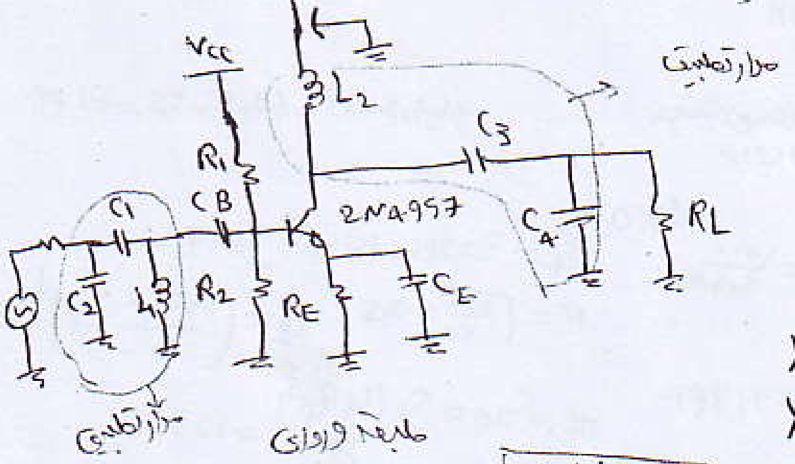
در این روش G_L را دیگر از حل معادله به دست [illegible]

⑪

طراحی شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی :


R_s
V_s
input matching network
Y_{1a}
Active circuit
$Y_{2a} \rightarrow$ active
out put matching network
R_L
Y_{1m}
$Y_{2m} \rightarrow$ matching
Vcc

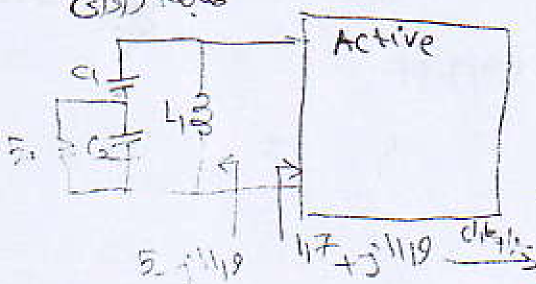
d1 :

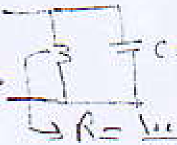

Vcc
L_2
C_3
مدار تطبیق
R_1
CB
2N4957
C_4
RL
C_1
C_2
L_3
R_2
R_E
C_E
مدار تطبیق

$I_C = 2mA$
in $f = 200MHz$
$R_S = R_L = 50\Omega$
$B_W = 10MHz$
$V_{CE} = 10V$

$Y_{1m} = 5 - j11{,}91 \; m℧$
$Y_{2m} = 4{,}1495 - j6{,}55 \; m℧$

طبقه ورودی


Active
C_1
C_2
L_3
$5 - j11{,}9$
$1{,}7 + j11{,}9$



$1{,}7 + j11{,}9 \xrightarrow{\text{ادمیتانس}}$ $C = \frac{11{,}9 \times 10^{-3}}{2\pi(200 \times 10^{6})} = 9{,}5pF$

$\rightarrow R = \frac{1000}{1{,}7}\,\Omega = 588$

چون قسمت حقیقی $5 \neq 1{,}7$ است پس مدار تطبیق لازم را داریم

مدارهای رزونانس ورودی و خروجی باید در فرکانس 200MHz پهنای باند برابر 10MHz باشد.

$Q = \frac{f_0}{B_W} = \frac{200MHz}{10MHz} = 20$

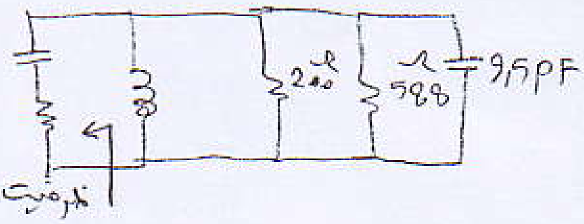
پس Q باید برای مدار داده شده که ادمیتانس ورودی ترانزیستور طراحی شود

$Q = R\omega_0 C \rightarrow 20 = (200 \| 588)\,200MHz\,C \rightarrow C = 106{,}6pF$
(مدار RLC)

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow L = \frac{1}{C\omega_0^2} = \frac{1}{106{,}6 \times (200MHz)^2} \simeq 5{,}9\,nH$

پس خازنی که لازم است باید توسط شبکه تطبیق تأمین شود برابر است با ← $C = 106{,}6 - 9{,}5 = 97pF$

پس با مدار زیر مواجه‌ایم


200Ω
588Ω
9,5pF

ظرفیت خازن معادل = 97pF

با استفاده از جدول‌های طراحی شبکه تطبیق ← $Q_t = (200\Omega)\,\omega_0 C = 24{,}4$

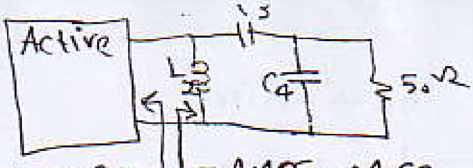
$N = \sqrt{\frac{200}{50}} = 2$

$Q_p = \left(\frac{1+Q_t^2}{N^2} - 1\right) = 12{,}2 > 10$

$C_2 = NC = 2 \times C = 2 \times (97pF) = 194pF$

$C_1 = \frac{C_2}{N-1} = \frac{194}{2-1} = 194pF$

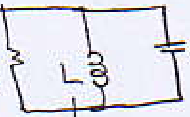
طراحی شبکه تطبیق خروجی



$BW = 10\ MHz$

$f_0 = 200\ MHz$

$Q = \frac{f_0}{BW} = 20$



$\frac{1000}{1495-0{,}44} = 246{,}6\ \Omega$

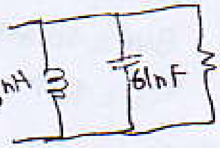
$C = \frac{20}{(24{,}66)(2\pi\times200\times10^{6})}$

$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = 9{,}8\ nH$

$C = \frac{4{,}495\times10^{-3}}{\omega_0} = 3{,}5\ pF$ ظرفیت در نظر گرفته در خروجی ترانزیستور

خازن مورد نیاز $= 64{,}5 - 3{,}5 = 61\ pF$

سپس



$222\ \Omega = \frac{1000}{4{,}495}$

طبق جدول

$Q_t = 222\times\omega_0(61\times10^{-12}) = 17$

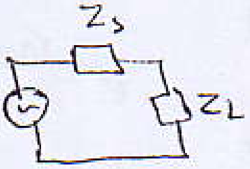
$N = \sqrt{\frac{222}{50}} = 2{,}2 \quad Q_p = \left(\frac{1+Q_t^2}{N^2} - 1\right)^{\frac{1}{2}} = 8 < 10$

$C_2 = \frac{Q_p}{\omega_0 R_2} = \frac{8}{\omega_0(50)} = 127{,}3\ pF$

معادل سری $C_{se} = \frac{C_2(1+Q_p^2)}{Q_p^2} = 129\ pF$

$C_1 = \frac{C_{se}C}{C_{se}-C} = \frac{129\times61}{129-61} = 119{,}7\ pF$

Reflection coefficient : SMITH CHART



$$\rho = \frac{Z_s - Z_L}{Z_s + Z_L}$$

normalized to Z_L $\quad \rho = \frac{Z_0 - 1}{Z_0 + 1}$ $\quad Z_0 = R + jX$

$\rho = P + jq$

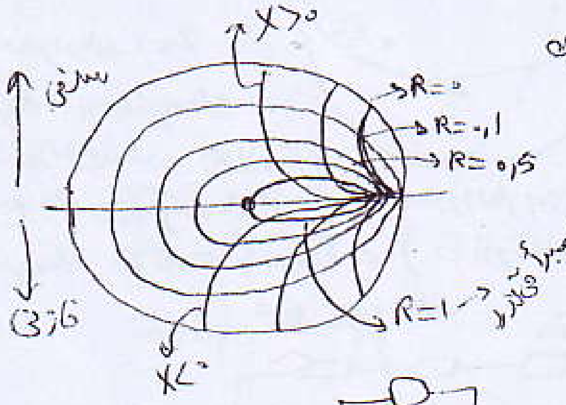
$$P + jq = \frac{R + jX - 1}{R + jX + 1}$$ قسمتهای حقیقی و موهومی را برابر قرار دهیم $$\Rightarrow P = \frac{R^2 - 1 + X^2}{(R+1)^2 + X^2} \quad , \quad q = \frac{2X}{(R+1)^2 + X^2}$$

اگر X را حذف کنیم $\left(P - \frac{R}{R+1}\right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{R+1}\right)^2 \rightarrow$ معادله دایره

اگر R را حذف کنیم $\xrightarrow{} (P-1)^2 + \left(q - \frac{1}{X}\right)^2 = \left(\frac{1}{X}\right)^2$

اگر این دایره‌ها را رسم کنیم به smith chart معروفند که دورهای عمودی و افقی همان P و q هستند که دوایر ضریب بازتاب هستند.

if $R = 0 \rightarrow \left(P - \frac{R}{R+1}\right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{R+1}\right)^2 \rightarrow$ یعنی بزرگترین دایره دارای مرکز مبدا و شعاع یک است.

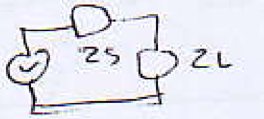


اگر امپدانس و ادمیتانس را روی شکل پیدا کنیم نسبت به مبدا متقارن است.

مثال مدار تطبیق دو المانی طراحی کنید تا Low pass

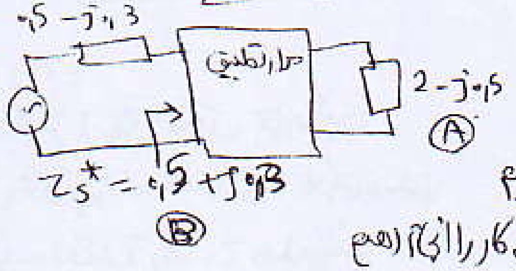
$Z_L = 100 - j25\sqrt{2}$

$Z_s = 25 - j15\sqrt{2}$ $\quad f = 60\,\text{mHz}$



ابتدا نرمالیزه می‌کنیم $N = 50$ $\quad Z_s = 0{,}5 - j0{,}3$

$Z_L = 2 - j0{,}5$



ابتدا روی چارت smith نقاط A و B را مشخص می‌کنیم

بعد حول دوایر المان‌ها حرکت می‌کنیم پس باید با دو حرکت این کار را انجام دهیم

توجه کنید باید مدار تطبیق فیلتر پایین گذر باشد پس خازن موازی و سلف سری باشد

$0{,}73 = \omega C \rightarrow C = 38{,}7\,\text{pF}$ ⇐ smith chart مطابق شکل ①

$1{,}2 = L\omega \rightarrow L = \frac{1{,}2}{2\pi \times 60}$

در آخر از حالت نرمالیزه خارج کنیم

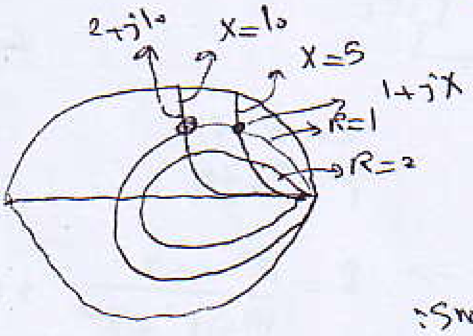
$L_{\text{غیر نرمالیزه}} = \frac{1{,}2 \times 50}{2\pi \times 60}$

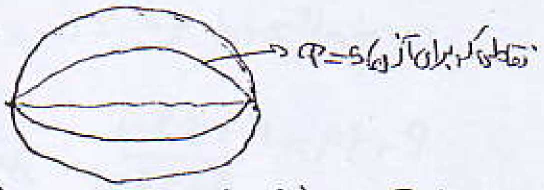
$Z = R + jX \quad Q_z = \frac{X}{R}$

تطبیق امپدانس و تعیین Q با شبکه‌های π و T:

اگر به همین ترتیب با دقت بالایی تمام نقاط Q=cte دارند را به هم وصل کنیم

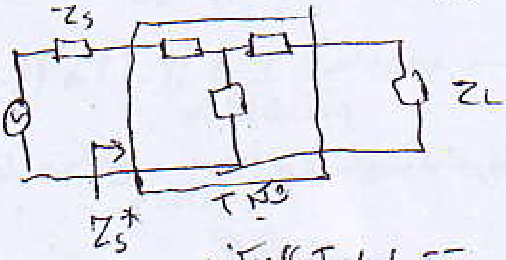
به شکل زیر می‌رسیم:


2+j10
X=10
X=5
1+jX
R=1
R=2

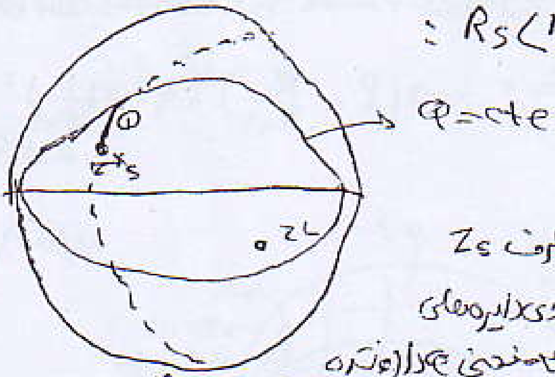

نقاطی که برای آن‌ها Q=5

طراحی مدار تطبیق امپدانس با Q مشخص توسط Smith chart:

الف) نوع T: در حالتی که Z_L و Z_s داده می‌شوند،

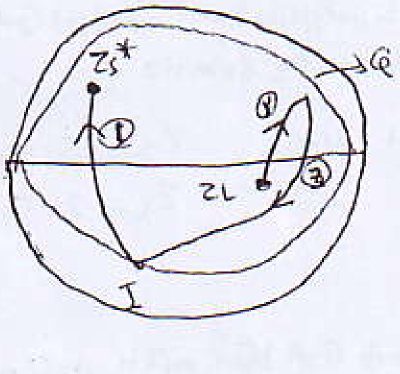

Zs
ZL
Zs*
شبکه T

حالت اول $R_s < R_L$:

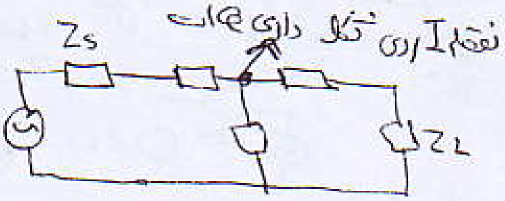


وقتی با مدار T کار می‌کنیم
عنصر کوچکتر ملاک قرار می‌گیرد.
چون R_s کوچکتر است ابتدا از Z_s^* به منحنی Q
می‌رویم و بعد با دو حرکت از Z_L به نقطه I می‌رویم.

چون اولین عنصر در طرف Z_s
عنصر سری است روی دایره‌های
R حرکت کرده و به منحنی Q رسیده
می‌رسیم. حال دو حرکت با Z_L به نقطه مورد نظر روی منحنی Q برسیم. اولین حرکت روی R ثابت و دومین حرکت
روی دایره‌های G ثابت حرکت می‌کنیم. (G ادمیتانس R است)

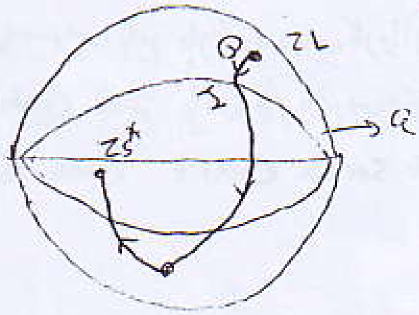


نقطه I روی شکل دارای Q است



حالت دوم: $R_s > R_L$:

در مدار T عنصر کوچکتر (R_L) ملاک قرار می‌گیرد:
چون در اینجا R_L کوچکتر است ابتدا از Z_L با حرکتی به منحنی
Q می‌رویم بعد با دو حرکت نقطه I را به Z_s^* وصل می‌کنیم



طراحی مدار با Q داده شده :

ب) نوع π : حالت اول $R_S < R_L$: روی دایره G ثابت از Z_L به I می رویم و بعد با دو حرکت از I به Z_S^* می رویم
(اول روی R ثابت و بعد G ثابت) توجه کنید در نوع π حد Q بزرگتر ملاک است.

حالت دوم : $R_S > R_L$: ابتدا از Z_S^* روی دایره G ثابت به I رسیده سپس با دو حرکت از I به Z_L می رویم.

مثال: مدار تطبیق برای Q=5 بیابید (نوع T) $f = 30\,MHz$ if $Z_L = 225\,\Omega$ و $Z_S = 15 + j15$
$R_S < R_L$

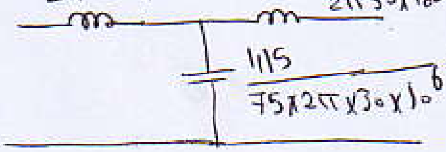
$Z_S^* = 15 - j15$ $N = 75\,\Omega$ عدد نرمالیزه

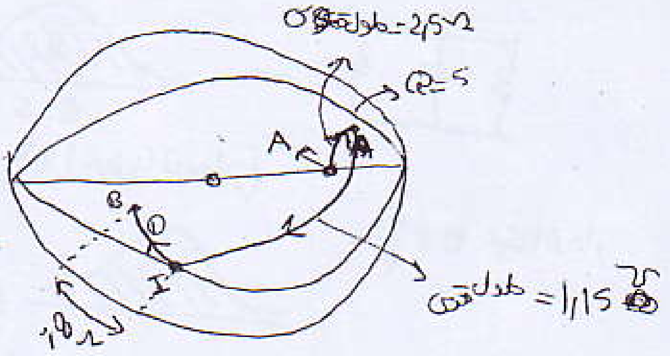
نقطه $A = (3 + j0)$
نقطه $B = 0.2 - j0.2$

$318\,nH = \frac{0.8 \times 75}{2\pi\, 30 \times 10^6}$ نرمالیزه

$\frac{2.5 \times 75}{2\pi\, 30 \times 10^6} = 995\,nH$

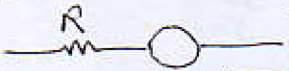
$\frac{1.15}{75 \times 2\pi \times 30 \times 10^6} = 81\,pF$



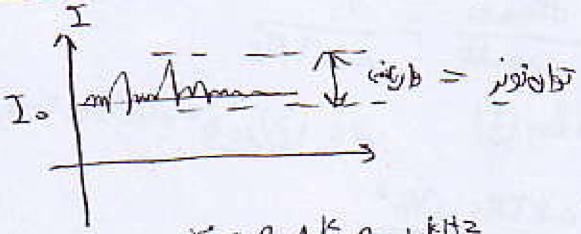


نویز : (Noise)
Johnson Noise

مدل سازی نویز

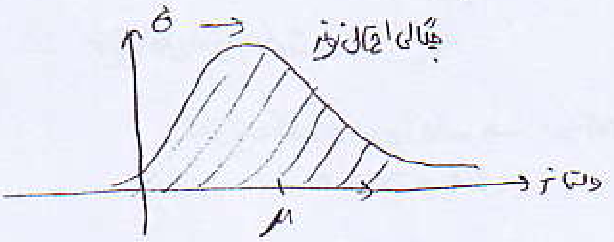


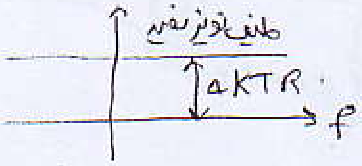
نویز $V_n = \sqrt{4KTRB}$ توان $= V_n^2$
پهنای باند



مثال : $R = 10^k$ $B = 10^{kHz}$ $T = 300^k$ $V_n = 1.3\,\mu V$

نویز سفید تمام فرکانس ها را شامل می شود.

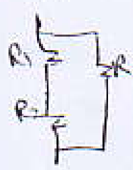




اگر در مداری مقدار نویز یک مقاومت $V_n = 13\,nV/\sqrt{Hz}$ باشد بدین معناست که این مقاومت به آن وصل می شود و بسته به پهنای باند این V_n در پهنای باند ضرب می شود.

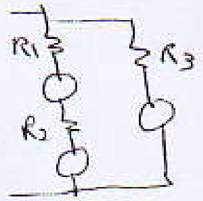
مثال: مقدار نویز $Z = 10^k + j5$ را بیابید؟ حل: برای نویز فقط قسمت حقیقی Z را که R فرض کرده بود در رابطه قرار می دهیم.

مثال:



مقدار نویز را بیابید

می دانیم

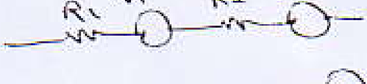


≡

$R = (R_1 + R_2) \| R_3$

$V_n = \sqrt{4KTRB}$

نکته



$V = \sqrt{V_1^2 + V_2^2}$

≡

$R = R_1 + R_2$ V

چون اینجا $V = V_1 + V_2$

$E(V^2) = E[V_1^2] + E[V_2^2] +$

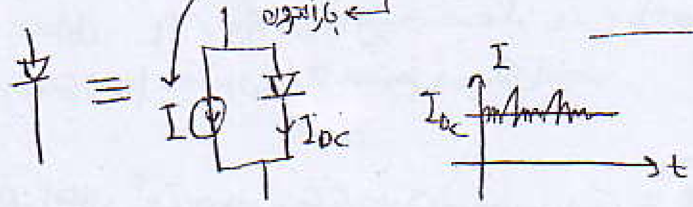
$V^2 = V_1^2 + V_2^2 + 2V_1V_2$ [illegible]

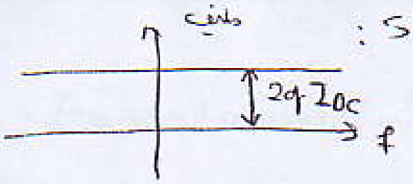
Shot NOISE :

در تیپ پیوند P-N (نویز شات)

$I=\sqrt{2qI_{DC}B}$

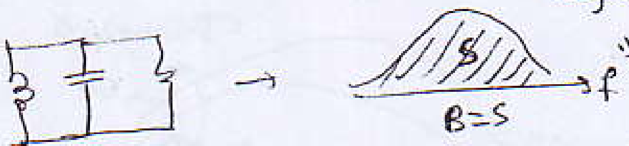
بار الکترون ← q





if $B=1Hz$
$I_{DC}=1$
$I \simeq 0.56\, nA/\sqrt{Hz}$

عرض باند معادل نویز: کافیست مشخصه فرکانسی فیلتر از سطح زیر که انتگرال بگیریم که مقدار آن همان پهنای باند معادل است. هرچند نویز سیگنال تصادفی است ولی مقدار متوسط آن صفر است یعنی نمی‌توان آن را به عنوان منبع تغذیه یا تلفیق کار برد.

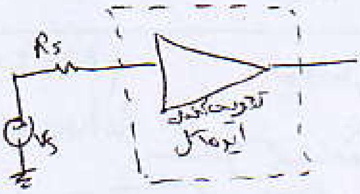


مثال. اثبات کنید عرض باند معادل نویز برای ~~مدار~~ RLC برابر $\frac{\pi}{2}\times$ (عرض باند مدار)

$B=\frac{f_0}{Q}$ عرض باند مدار

نویز $\frac{1}{f}$: تغییرات ناگهانی در طیف مقاومت همان نویز $\frac{1}{f}$ است.

Signal-to-noise-Ratio; SNR یا S/N :



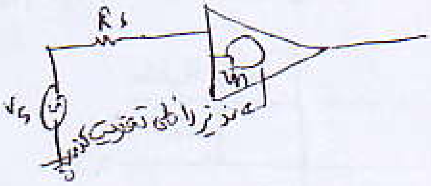
$$\frac{S}{N}=\frac{\text{توان سیگنال}}{\text{توان نویز}}=\frac{V_s^2}{4KTR_s}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB}=10\log\left(\frac{S}{N}\right)$$

در مدارات ایده‌آل باید $\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} \geqslant 0$ باشد.

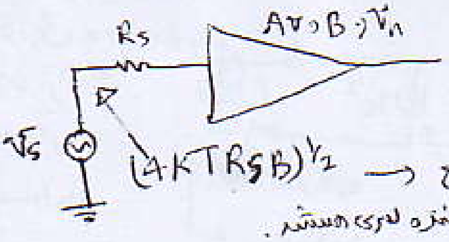
Noise Figure (NF):

$$NF=10\log\frac{4KTR_s+V_n^2}{4KTR_s}$$



$V_n=$ نویز داخلی تقویت کننده

if $NF=0$ → تقویت کننده ایده‌آل است
و $V_n=0$ می‌باشد.



$(4KTR_SB)^{1/2}$ → منبع نویز و منبع نویز تقویت‌کننده سری هستند.

$$SNR = 10\log \frac{V_S^2}{4KTR_SB + V_n^2}$$

سیگنال به نویز

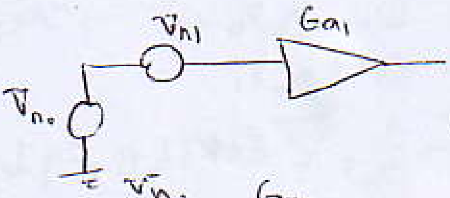
$$SNR = 10\log \frac{V_S^2}{4KTR_SB} \frac{1}{1 + \frac{V_n^2}{4KTR_SB}}$$

$$SNR = 10\log \underbrace{\frac{V_S^2}{4KTR_SB}}_{SNR_{input}} - 10\log \underbrace{\left(1 + \frac{V_n^2}{4KTR_SB}\right)}_{NF} = SNR_{out}$$

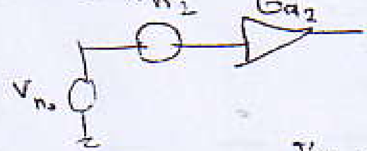
پس $SNR_{out} = SNR_{in} - NF \text{ (dB)}$ → همه برحسب دسی بل

هرچه NF کم‌تر باشد تقویت‌کننده بهتر است.

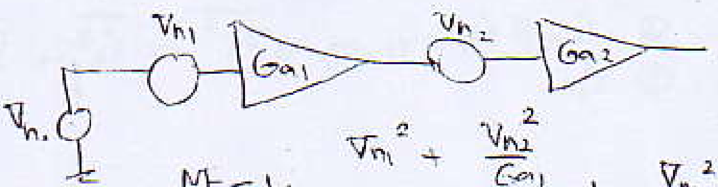
توجه کنید NF به خود تقویت‌کننده و R_S ورودی هم بستگی دارد.



$$NF_1 = 1 + \frac{V_{n_1}^2}{V_{n_0}^2}$$



$$NF_2 = 1 + \frac{V_{n_2}^2}{V_{n_0}^2}$$



چون V_{n_2} را نمی‌توان به راحتی بر G_{a_1} تقسیم کرد بلکه باید توان یعنی $V_{n_2}^2$ را بر G_{a_1} تقسیم کرد.

$$NF = 1 + \frac{V_{n_1}^2 + \frac{V_{n_2}^2}{G_{a_1}}}{V_{n_0}^2} = 1 + \underbrace{\frac{V_{n_1}^2}{V_{n_0}^2}}_{NF_1} + \frac{1}{G_{a_1}} \underbrace{\frac{V_{n_2}^2}{V_{n_0}^2}}_{NF_2 - 1}$$

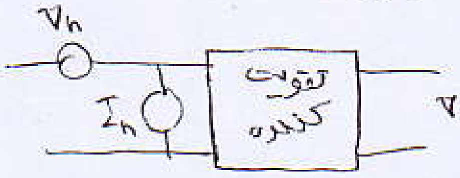
$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{a_1}}$$

اگر n طبقه تقویت‌کننده داشته باشیم

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{a_1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{a_1}G_{a_2}} + \dots \rightarrow \text{بقیه طبقات}$$

پس NF کل بیشتر تحت تأثیر طبقه اول است در رابطه بالا NF_1 مستقیماً با بقیه جملات جمع شده است.

مدل‌سازی منابع نویز در تقویت‌کننده‌ها:

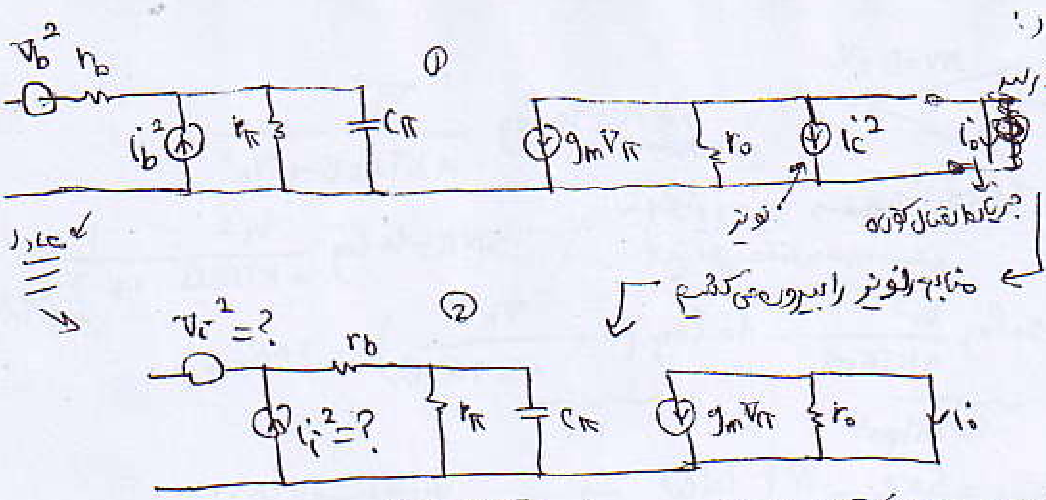


V_n منبع ولتاژ نویز

I_n منبع جریان نویز

نویزهای تقویت‌کننده را با V_n و I_n مدل‌سازی می‌کنیم و اگر ورودی را اتصال کوتاه یا مدار باز کنیم خروجی ناشی از نویز را می‌توان به دست آورد.

مدل‌سازی نویز ترانزیستور: هر یک منبع حرارتی به عنوان یک رسیستور منظور و منبع نویز است. جهت منابع جریان و ولتاژ خواهیم داشت.


$\overline{v_b^2}$
r_b
①
$\overline{i_b^2}$
r_π
C_π
$g_m v_\pi$
r_0
$\overline{i_c^2}$
i_0
نویز
جریان اتصال کوتاه
معادل
منابع نویز را بیرون می‌کشیم
②
$\overline{v_i^2}=?$
r_b
$\overline{i_i^2}=?$
r_π
C_π
$g_m v_\pi$
r_0
i_0

برای معادل بودن دو مدار باید با اتصال کوتاه و مدار باز ورودی مقادیر $\overline{v_i^2}$ و $\overline{i_i^2}$ را می‌یابیم.

الف) اتصال کوتاه ورودی ← نویز v_b ، $\overline{i_b^2}$ را عملاً [illegible]. از i_b و r_b صرف‌نظر کن ← مدار ① $g_m v_b + i_c$

مدار ② $g_m v_i$

$$①=② \rightarrow v_i = v_b + \frac{1}{g_m} i_c \rightarrow \overline{v_i^2} = \overline{v_b^2} + \frac{1}{g_m^2}\overline{i_c^2} = 4KTr_bB + 2qI_cB/g_m^2$$

$$\frac{\overline{v_i^2}}{B} = 4KT\underbrace{\left(r_b + \frac{1}{2g_m}\right)}_{\text{نویز مقاومت}} = 4KT\left(r_b + \frac{r_e}{2}\right)$$

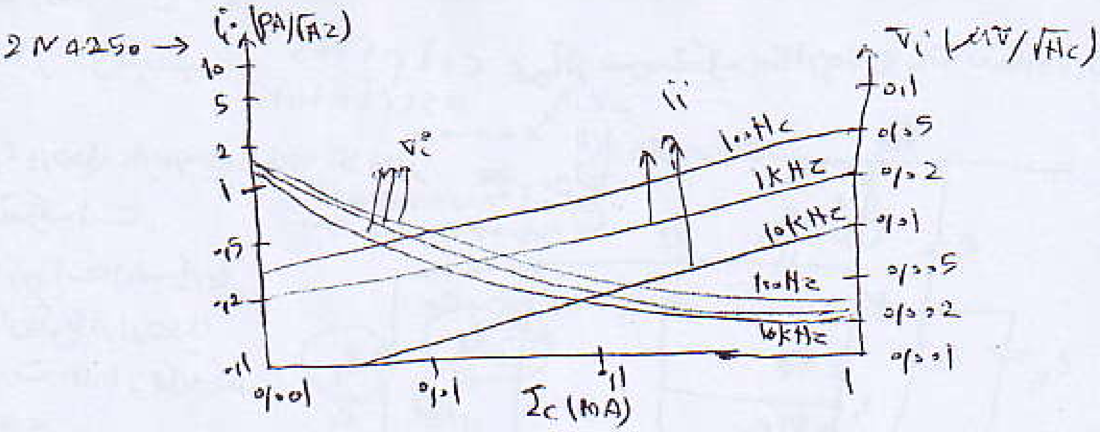
ب) اتصال باز ورودی ① $i_c + \beta i_b$ ② i_i

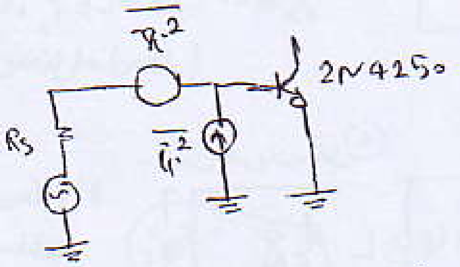
$$①=② \rightarrow \overline{i_i^2} = \overline{i_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{|\beta|^2} = 2qI_BB + \frac{2qI_cB}{|\beta|^2} + K\frac{I_B^{a}}{f}B$$

منبع نتایج ناشی $\frac{1}{f}$ (نویز $\frac{1}{f}$)

$$\frac{\overline{i_i^2}}{B} = 2q\underbrace{\left[I_B + \frac{I_C}{|\beta|^2} + K'\frac{I_B^{a}}{f}\right]}_{I_{eq}\ \text{معادل}} = 2qI_{eq}$$

برای کاهش نویز ترانزیستور را باید در جریان کم بایاس نمود.




$\overline{v_i^2}$
$\overline{i_i^2}$
R_s
2N4250

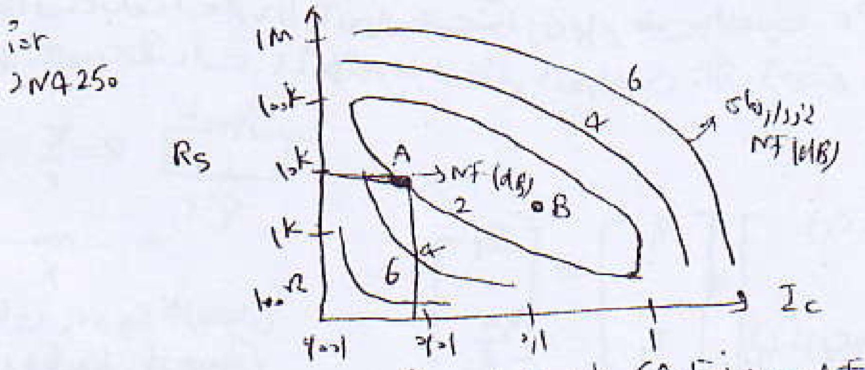
$$\frac{\overline{v_i^2}}{B} = 4KT\left(r_b + \frac{1}{2g_m}\right)$$

$$\frac{\overline{i_i^2}}{B} = 2q\left[I_B + \frac{I_c}{|\beta|^2} + \frac{k' I_B^{a}}{f}\right]$$

وابستگی نمودار بالا به فرکانس به خاطر نویز $\frac{1}{f}$ می‌باشد که در رابطه بالا نشان داده است.

نویز ورودی کلی :

$e_a^2 = e_n^2 + R_s^2 i_n^2$ ← نویز برآیند



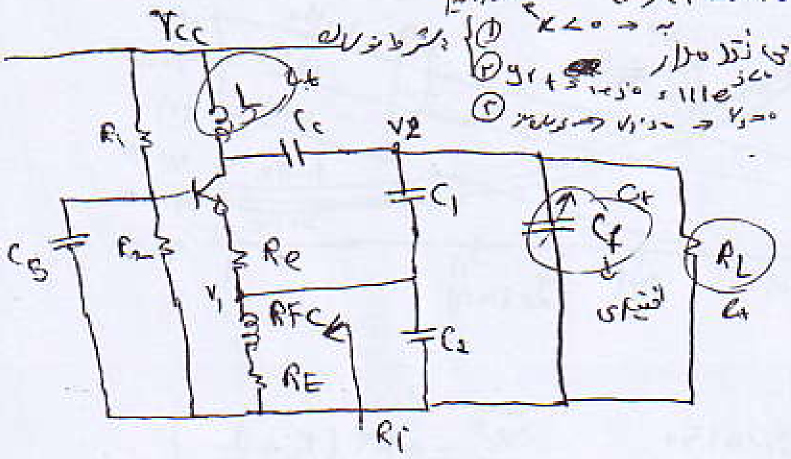
نقطه B در نمودار NF کم‌ترین مقدار خود را دارد.

$I_c = 0/01$ و $R_s = 10k$ در نقطه A که → NF = 2dB

㉑

نوسان‌سازها: اسیلاتور:

نوسان‌ساز کولپیتس: Colpitts oscilator عموماً از بیس مشترک به خاطر پهنای باند استفاده می‌شود.


شرط نوسان
① $\alpha<0 \to$
② $g_r + \ldots$
③ $v_1=0 \to v_2=0$
Vcc
R1
R2
C_B
L
C_c
V2
C_1
C_2
Re
V_1
RFC
RE
C_f
C_t
اختیاری
R_L
Ri

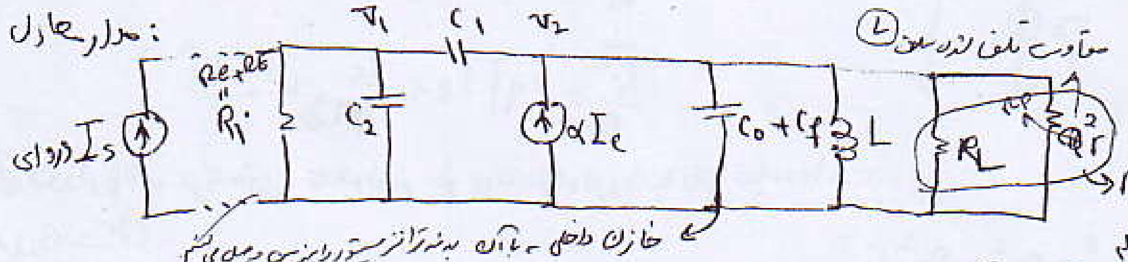
چون با C_B در تحلیل AC بیس زمین و طراحی مدار بیس مشترک است.

RFC اختیاری است در بسیاری مواقع ولی اگر باشد در تحلیل AC به صورت مدار باز عمل می‌کند.

C_f خازن تریمر

L و C_1 و C_2 و R_L مدار RLC موازی است (بخش اصلی مدار)

مدار معادل:

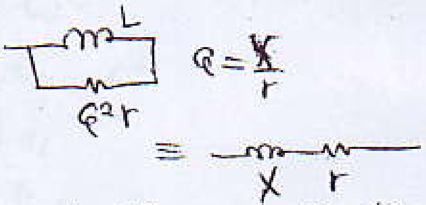

V_1
C_1
V_2
R_e+r_e
R_i
C_2
I_s ورودی
αI_e
C_o+C_f
L
R_L
$Q^2 r$
② مقاومت تلف شده سلف
خازن داخلی ترانزیستور
R_t

در فرکانس‌های بالا مقاومت سلف قابل ملاحظه می‌شود پس در حالتی که مقاومت آن را سری با آن فرض کنیم طبق بردل می‌توانیم با مقاومت معادل موازی بزرگ جایگزین کنیم.

r مقاومت سلف است که مقدار آن را در حالت موازی برابر ضریب کیفیت $Q^2 r$ در نظر بگیریم.

R_t مقاومت تانک است. L_t همان L است که آن را سلف تانک گرفتیم.

$$R_i = R_e + r_e \to 1/g_m$$



$$Q = \frac{X}{r}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_i}+(C_1+C_2)S & -C_1S \\ -C_1S & \frac{1}{R_t}+(C_1+C_o+C_f)S+\frac{1}{LS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_S \\ \frac{V_1\alpha}{R_i} \end{bmatrix}$$

خازن‌های C_c و C_B خازن‌های بایاس و با مقدار زیاد هستند که در مدل لحاظ نمی‌شوند.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_i}+(C_1+C_2)S & -C_1S \\ -C_1S-\frac{\alpha}{R_1} & \frac{1}{R_t}+(C_1+C_o+C_f)S+\frac{1}{LS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_S \\ 0 \end{bmatrix}$$

شرط نوسان $\Delta(S)=0$ فرض $C_a=C_1+C_2$ $C_b=C_1+C_o+C_f$ if $S=j\omega$

از حل دو معادله یکی شرط نوسان و دیگری فرکانس نوسان به دست می‌آید

$$I_m\left(\Delta(j\omega)\right)=0 \qquad \omega_0^2=\frac{\frac{1}{R_iR_t}+\frac{C_a}{L}}{C_aC_b-C_1^2}$$

$$\omega_0^2=\underbrace{\frac{1}{L\left[C_o+C_f+\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right]}}_{\text{مربوط به خازن‌های مدار تشدید}}+\underbrace{\frac{1}{R_tR_i\left[(C_f+C_o)(C_1+C_2)+C_1C_2\right]}}_{\text{مربوط به خازن‌های ترانزیستور و}}=\frac{1}{LC_{eq}}+\frac{1}{R_{eq}C_{eq_2}}$$

②

جمله دوم باید کوچک باشد تا فرکانس مدار زیاد تغییر نکند و کیفیت مدار بالا رود.

$L \ll R_t R_i (C_1+C_2)$

$Re(\Delta(j\omega)) = 0$ شرط نوسان

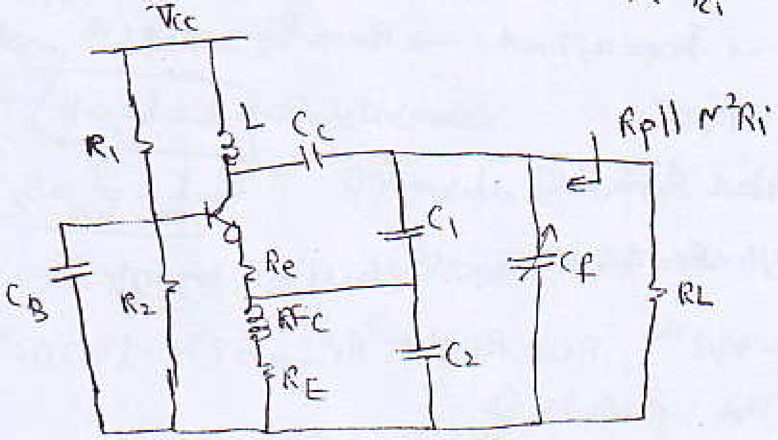
$$\alpha_{min} = 1 + \frac{C_f+C_0}{C_1} + \frac{R_i}{R_t}\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right) - \frac{1}{\omega_0^2 L C_1}$$

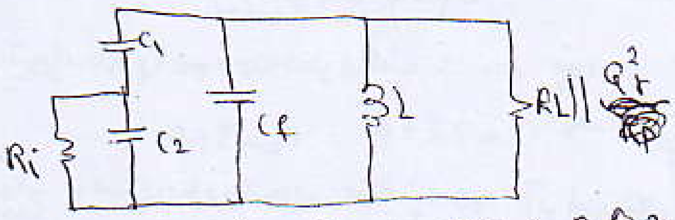
$$\Rightarrow \alpha_{min} \cong \frac{1}{1+C_2/C_1} + \left(\frac{R_i}{R_t}\right)\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)$$ چون $R_t \gg R_i$ و $R_i \ll$

پس α بیشتر وابسته به جمله‌ی اول یعنی $\frac{1}{1+C_2/C_1}$ می‌باشد.

طراحی نوسان‌ساز:

در طراحی یکی خواسته‌ها این است و دیگری انتقال توان ماکزیمم

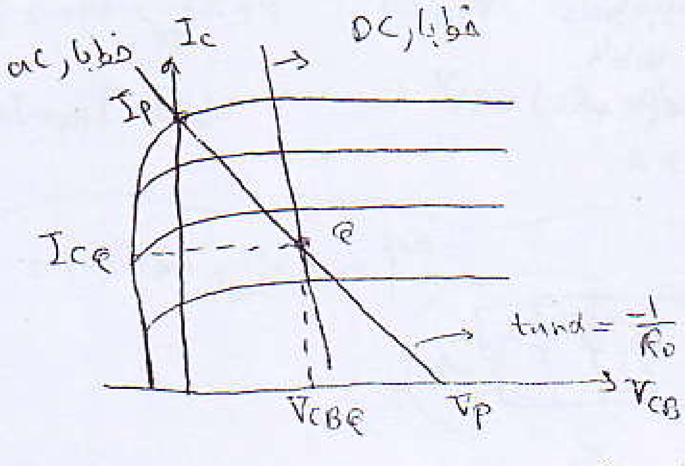




$R_p = Q^2 r$

در مدار RLC موازی با صرف نظر از (Cp) $R_0 \triangleq R_L \| R_p \| N^2 R_i$

$N = 1 + \frac{C_2}{C_1}$



با فرض $Q \gg$ داریم: منحنی بیس مشترک

در مدار بیس مشترک خط بار را در نمودار I_C برحسب V_{CB} رسم می‌کنیم.

طبق خط بار

$$R_0 = \frac{V_{CBQ}}{I_{CQ}}$$

شرط انتقال توان ماکزیمم: $R_L = R_p \| N^2 R_i$

پس $R_0 \triangleq R_L \| \underbrace{R_p \| N^2 R_i}_{R_L} = R_L \| R_L \Rightarrow R_0 = \frac{R_L}{2}$

کل توان ماکزیمم که با R_o می‌رود برابر $\frac{1}{2}R_oI_{CQ}^2$ در نیمه $R_o=\frac{R_L}{2}$ انتقال که ← $P_{L\max}=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}R_oI_{CQ}^2\right)$
به R_L می‌رود:

$$R_o=R_L/2 \rightarrow P_{L\max}=\frac{1}{8}R_L I_{CQ}^2$$

ترانزیستور DC ← $P_D=V_{CBQ}I_{CQ} \Rightarrow$ طبق $R_o=\frac{V_{CBQ}}{I_{CQ}} \rightarrow P_D=I_{CQ}^2R_o=I_{CQ}^2\frac{R_L}{2}$

$=\frac{P_L}{P_D} \rightarrow \eta_{\max}=\%25$ برای نوسان‌سازهای با بیس از کولپیتس امیتر مشترک و برای فرکانس بالا از کولپیتس بیس مشترک استفاده می‌شود.

مثال:

$f_0=10\,MHz$ $R_L=5371\,\Omega$ $P_L=15\,mW$ $P_D=4P_L=60\,mW$ $C_1,C_2=?$

$f_T>2f_0$ 2N3866 ← ترانزیستور بر اساس ترانزیستور نسوزد. $R_1,R_2=?$ بایاس

حل: $P_L=I_{CQ}^2\frac{R_L}{8} \rightarrow I_{CQ}=4.7\,mA \rightarrow R_o=\frac{R_L}{2}=2686\,\Omega$ با شرط انتقال توان ماکزیمم

$V_{CBQ}=R_oI_{CQ}=12.7^V$ با انتخاب دلخواه سلف $\boxed{L=1.2\,\mu H}$ ← داده

$R_p=11.3\,k\Omega$ چون Q سیم‌پیچ را بالا در فرکانس‌های بالا $\boxed{r_e=\frac{1}{g_m}=\frac{V_T}{I_{CQ}}=5.3\,\Omega}$ داده

R_e اضافی گذاشته و بیشتر برای از بین بردن اعوجاج بکار می‌رود. $R_e=44\,\Omega$ به انتخاب دلخواه R_e

$R_i'=R_e+r_e=49.3\,\Omega$ $R_L=R_p\,||\,N^2R_i \rightarrow 5371=(11.3\times10^3)\,||\,N^2(49.3)$

$$\rightarrow N=14.4 \quad \begin{cases} N=1+\frac{C_2}{C_1} \\ \omega_0^2\simeq\frac{1}{L\left(C_o+C_f+\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)} \end{cases} \rightarrow C_o+C_f+\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}=211.1\,pF$$

چون از خازن‌های داخلی ترانزیستور C_o و C_f هم صرف‌نظر می‌کنیم: ← پس $\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}=211.1\,pF$

$N=1+\frac{C_2}{C_1}=14.4 \rightarrow C_1=227\,pF$ $C_2=3\,nF$

چون C_2 بزرگ است $\frac{1}{C_2 j\omega}$ باعث می‌شود نیازی به RFC نباشد. اگر امیتر را زمین کنیم d_{min} ... برای ترانزیستور قابل قبول است.

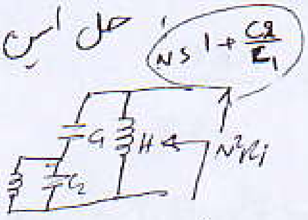
تحلیل DC: $V_{RE}=5V_{BE}$ ← دلخواه برای پایداری $V_{RE}=3^V$ $R_E=\frac{3^V}{I_{CQ}}=640\,\Omega$

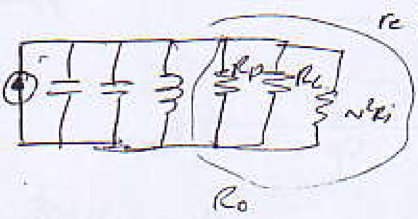
$V_{CC}=V_{CBQ}+V_{BE}+I_{CQ}(R_e+R_E)=14^V$ به دلخواه $I_{R_1}=I_{R_2}=1\,mA$

$R_1=3.8\,k\Omega$ $R_2=10.2\,k\Omega$

حل اس

$N=1+\frac{C_2}{C_1}$





$r_e, R_e \rightarrow R_i=\frac{V_T}{I_{CQ}}+44\,\Omega=49.3$

① ترانزیستور نسوزد
② انتقال توان max
③ $P_L=\frac{1}{8}I_{CQ}^2R_L$
$V_{CBQ}=R_oI_{CQ}$
$V_{RE}=5V_{BE}$

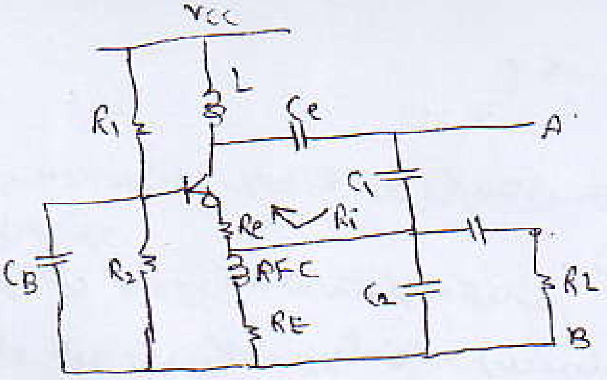
② انتقال توان max: $R_o=\frac{R_L}{2}=\frac{5371}{2}=2686=11.3^k\,||\,5371\,||\,N^2R_i=11.3^k\,||\,5371\,||\,N^2(49.3) \Rightarrow N=14.4$

③ $P_L=\frac{1}{8}I_{CQ}^2R_L$
$15=\frac{1}{8}I_{CQ}^2\overset{5371}{R_L}$
$\Rightarrow I_{CQ}=4.7^{mA}$

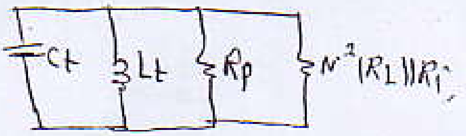
فرکانس نوسان $\omega_0^2=\frac{1}{L\left(\underbrace{C_o+C_f}_{\text{صرف‌نظر}}+\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)}=(2\pi\times10^{+7})^2$

DC: $V_{CBQ}=R_oI_{CQ}=12.7V$
$V_{RE}=5V_{BE}=3$ $I_C=4.7$ ... Ω
$\rightarrow V_{CC}-V_{CBQ}-(44+640)I_{CQ}=0 \rightarrow V_{CC}=$ ...
~~R1, R2~~ R_1,R_2 $I_{R_1}=I_{R_2}=1\,mA$ فرض کنیم

اگر در مدار کولپیتس مقدار R_L کم باشد مقدار Q مدار تانک پایین آمده و از کیفیت مدار کاسته می‌شود برای رفع این مشکل داریم:


Vcc
R1
L
Ce
A
C1
Re
Ri
CB
R2
RFC
C2
RL
RE
B

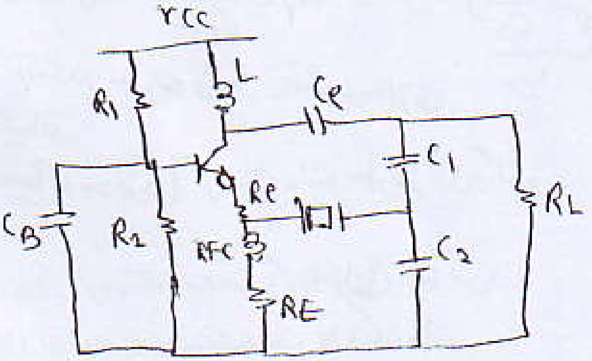
مدار تانک:


Ct
Lt
Rp
N²(RL||Ri)

$R_p = Q^2 r_L \rightarrow$ مقاومت سلف

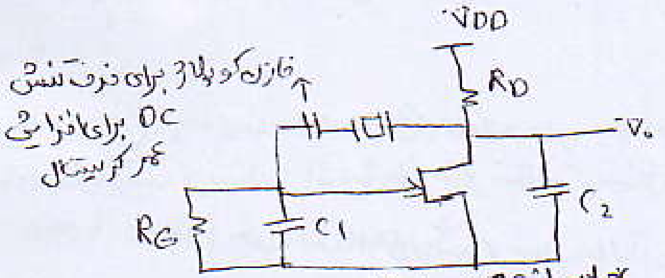
نکته: در طراحی برای انتقال توان ماکزیمم

$$\begin{cases} R_L = R_i \\ R_p = N^2 (R_L \| R_i) \end{cases}$$


Vcc
R1
L
Ce
C1
Re
RL
CB
R2
RFC
C2
RE

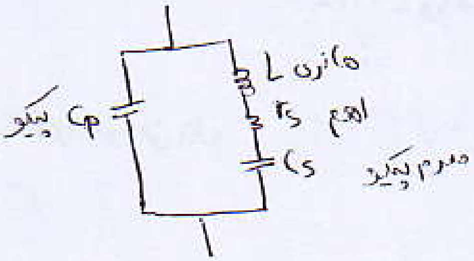
کریستال اسیلاتورها: وقتی کریستال در فرکانس نوسان خاصیت القایی کوتاه دارد و باعث تثبیت فرکانس می‌شود. C1 و C2 نقش تقسیم کننده ولتاژ را دارند.

نوسان‌ساز پیرس: می‌توان به جای R_D از RFC استفاده کنیم. (این مدار بدون سلف است)


VDD
RD
V₀
C2
C1
RG
خازن کوپلاژ برای حذف تنش DC برای افزایش عمر کریستال

jFet ocsilator

کریستال: از جنس پیزوالکتریک است که با فرکانس جریان یا ولتاژی که از آن می‌گذرد و اگر این فرکانس با فرکانس مکانیکی برابری کند شروع به رزونانس می‌کند.


L
rs
اهم
Cs
Cp
پکیج

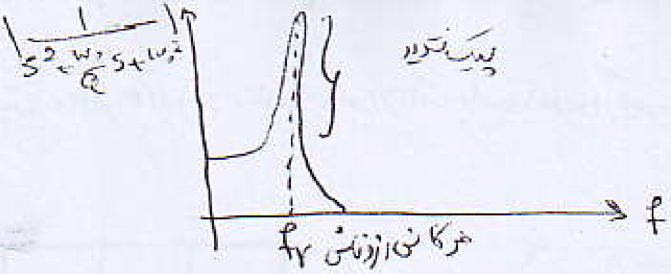
مدار معادل کریستال: کریستال Q بزرگی دارد.
Q کریستال بزرگ است و پهنای باند کمی دارد.
مثل فیلتری با پهنای باند کم عمل می‌کند.

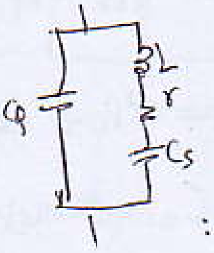
$$Z(s) \simeq \frac{LC_sS + rC_s}{LC_sC_pS^2 + rC_sC_pS + C_s + C_p}$$

با مقایسه با فرمول مخرج $S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2$

$$\omega_0^2 \propto \frac{C_s + C_p}{LC_sC_p} \simeq \frac{1}{LC'} \simeq \frac{1}{LC_s}$$ [illegible]

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{r}{L} \longrightarrow Q \simeq \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C_s}} \gg$$





در فرکانس رزونانس سلف L و خازن C_s سری در کریستال، مدار سلف و خازن سری به مقاومت تبدیل می‌شود:

$\omega_s=\frac{1}{\sqrt{LC_s}}$ ② در این فرکانس می‌گویند کریستال اتصال کوتاه شده است.

اگر سلف L و خازن C_p در فرکانس رزونانس خود (سلف و خازن موازی) رزونانس کنند:

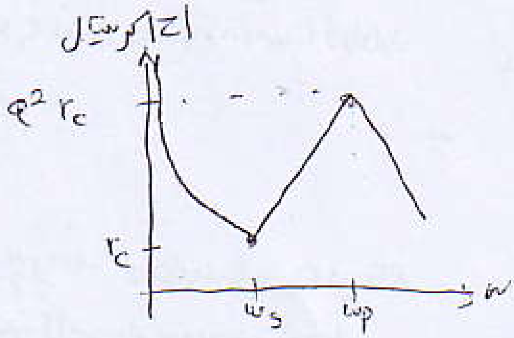
امپدانس شاخه شامل L و C_s را با امپدانس شاخه C_p (به صورت موهومی) را برابر می‌گیریم:

$$j\omega L+\frac{1}{j\omega C_s}=j\left[L\omega-\frac{1}{\omega C_s}\right]\rightarrow L\omega-\frac{1}{\omega C_s}=\frac{1}{C_p\omega}$$

$$L\omega=(\underbrace{\frac{1}{C_p}+\frac{1}{C_s}}_{1/C'})/\omega\rightarrow\omega_p=\frac{1}{\sqrt{LC'}}\ ①\rightarrow C'\simeq C_s$$

① و ② پس فرکانس تشدید سری و فرکانس تشدید موازی بسیار به هم نزدیک‌اند.

در حالت دوم (تشدید موازی) کریستال مانند مدار باز عمل می‌کند.

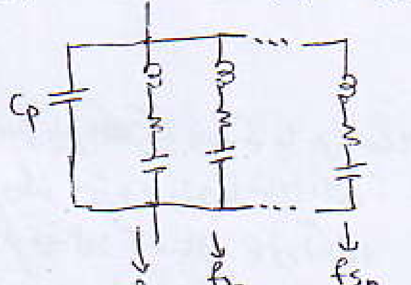


در شکل روبه‌رو نمودار کریستال رسم شده که با افزایش فرکانس مقدار امپدانس زیاد شده سپس مانند یک سلف عمل می‌کند و مانند مدار رزونانس‌ساز پیرس که در آن نقش سلف دارد و

$\omega_s<f<\omega_p$

نکته: در فرکانس‌های $\omega_s<\omega$ سلف اثرش کم می‌شود ولی در ω_p خاصیت سلفی اثر بیشتری دارد.

فرکانس‌های هارمونیک کریستال: افزایش فرکانس تشدید کریستال را گویند که با توجه به خاصیت مکانیکی که در فرکانس بعدی (over tone) مورد استفاده قرار می‌گیرد که مدار معادل آن:



$f_{s_2}=2f_{s_1}$

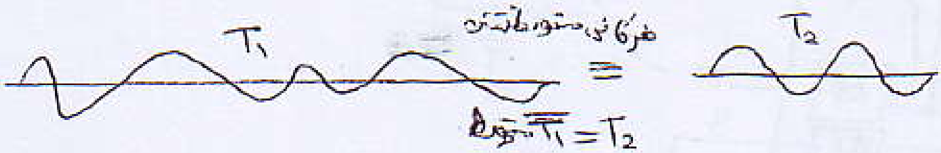
$f_{s_3}=2f_{s_2}$

⋮

نکته: کریستال ولتاژ DC را عبور نمی‌دهد

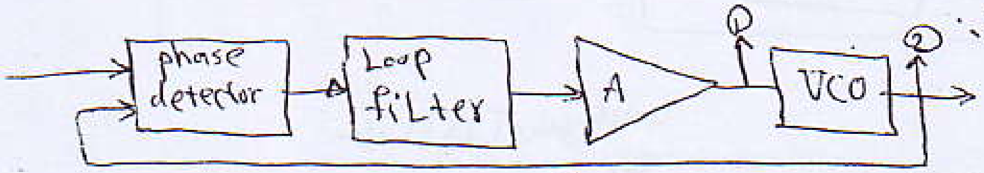
PLL: (phase locked loop): jitter: اگر موجی فرکانسی آن (نسبت با زمان طولانی) متغیر باشد فرکانس ـ گر پریود متوسط آن را می‌سنجد که به آن jitter گویند که می‌خواهیم با حذف کارهای اندازه دارای پریود یکسان را است جدا کرد:

فرکانس متوسط آنها

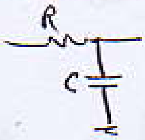


متوسط $\overline{T_1} = T_2$

بلوک دیاگرام PLL:

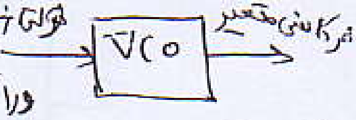

phase detector
Loop filter
A
VCO
①
②

Loop filter = Lowpass filter



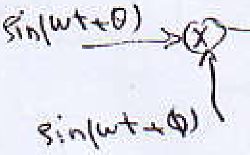
VCO: Voltage controlled oscilator

نمونه‌ای از VCO که قبلاً در کولپیتس اشاره کردیم به جای Cp از دیود وراکتور استفاده می‌شود.

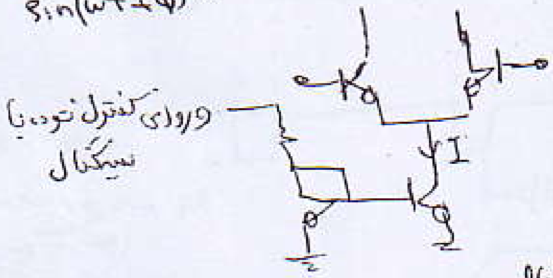

ولتاژ خاص
VCO
فرکانس متغیر

آشکارساز فاز می‌تواند دو sin یا دو مربعی را فاز‌شان را آشکار کند.

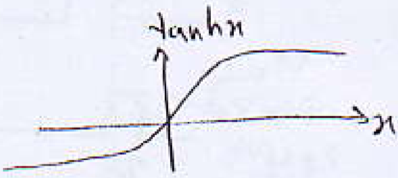
حالت اول: ورودی سینوسی: که همان ضرب کننده است؛ مثل ضرب کننده گیلبرت Gilbert multiplier


sin(wt+θ)
sin(wt+ϕ)

$$\frac{1}{2}\cos(\phi-\theta) - \underbrace{\frac{1}{2}\cos(2\omega t+\theta+\phi)}_{\text{توسط فیلتر از بین می‌رود}}$$


ورودی کنترل شونده با سیگنال
I

$$V_o = IR\tanh\underbrace{\frac{V_d}{2V_T}}_{x}$$

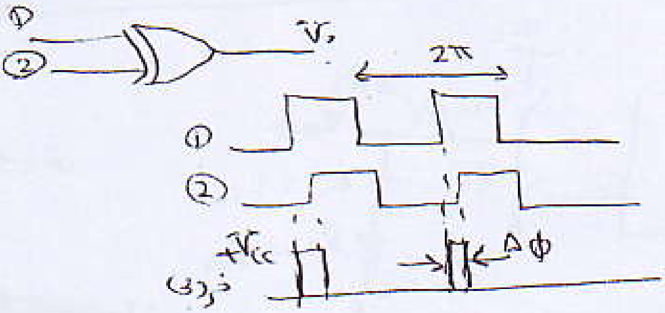


for $x<1$

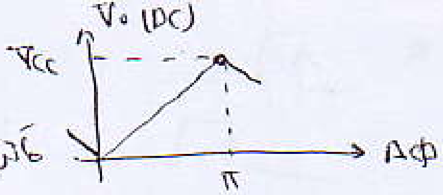
$V_o = IR\,x$

متغیر با سیگنال

حالت دوم: ورودی مربعی:


①
②
V_o
2π
①
②
+Vcc
خروجی
Δϕ

$$V_o(DC) = V_{cc}\frac{\Delta\phi}{\pi}$$

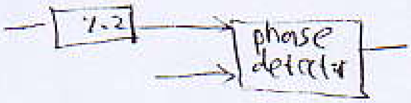


حداکثر Δϕ زمانی است که کل موج اول و موج دوم یکدیگر را بپوشانند تا V_o مقدار ثابت شود

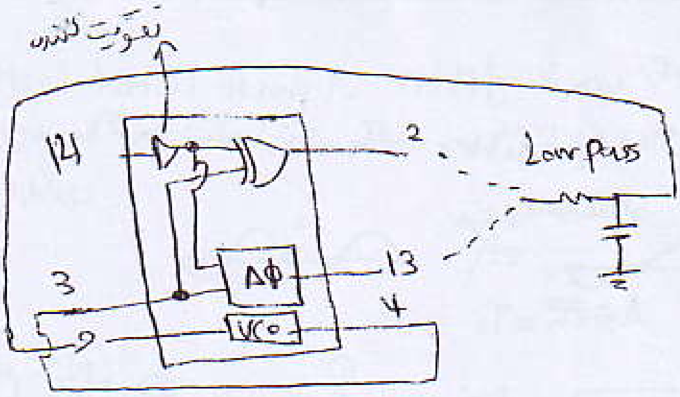
$\hookrightarrow V_o(DC) = V_{cc}$ $\quad \Delta\phi_{max} = \pi$

برای رفع مشکل duty cycle که تغییر می‌کند (در ورودی آشکارساز) از ÷2 استفاده می‌کنیم.

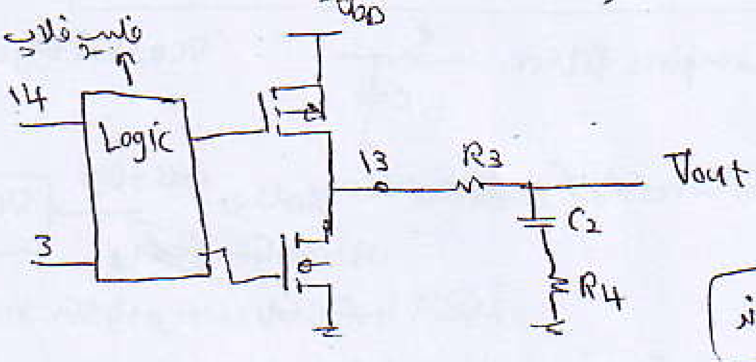
این مدار اختلاف فاز 0 تا π را اندازه می‌گیرد.


÷2
phase detector

آی سی آشکارساز فاز 4046 PLL مربعی

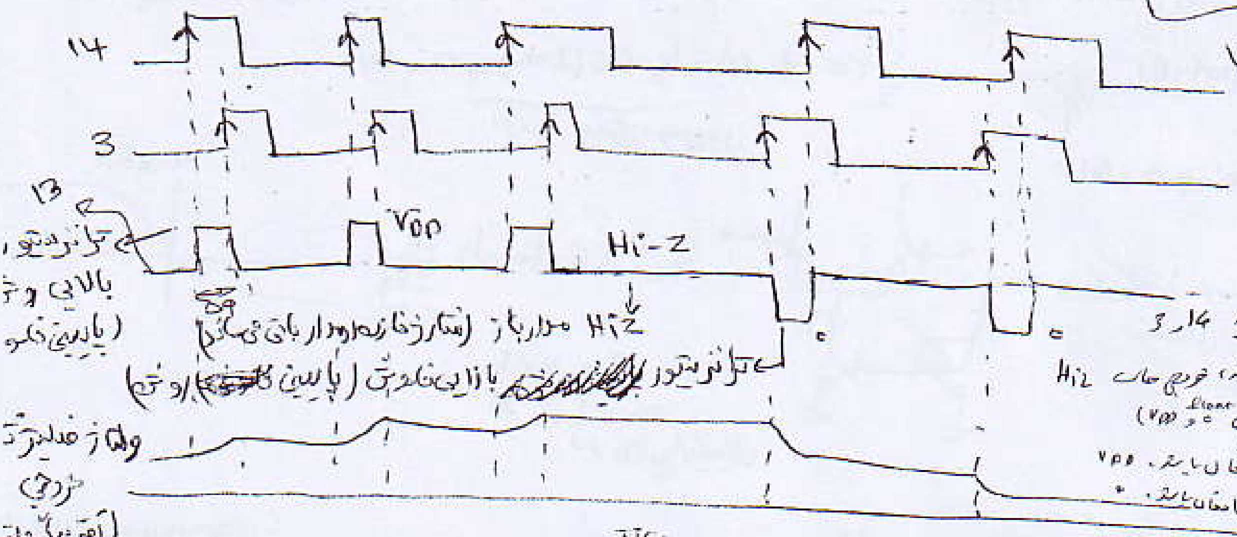

تقویت کننده
14
2
Low pass
13
3
ΔΦ
VCO
4

مدار ΔΦ آی سی 4046


VDD
فلیپ فلاپ
14
Logic
3
13
R3
Vout
C2
R4

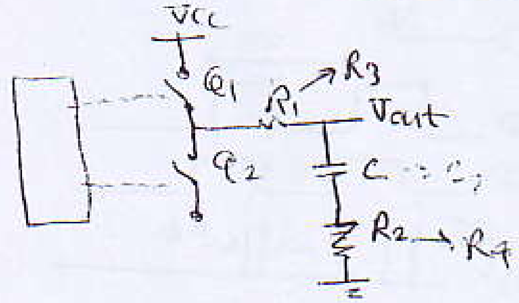
این مدار با لبه کار می‌کند.
(این مدار تا اختلاف فاز 2π را می‌تواند آشکار کند)

$V_{DC} = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} V_{DD}$


14
3
13
ترانزیستور بالایی وصل (پایینی قطع)
VDD
Hi-Z
مدار باز (انگار خازن در مدار باقی می‌ماند) Hiz
ترانزیستور بالایی خاموش با این حالت (پایینی روشن)
ولتاژ خازن فیلتر خروجی (تقریباً ولتاژ خازن)

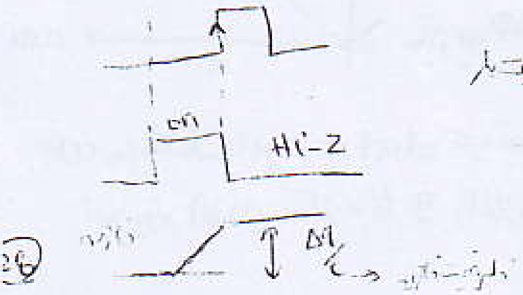
اگر هر دو پایه 14 و 3 با هم فعال شوند، خروجی حالت Hiz
دارد (چیزی بین 0 و VDD floar)
اگر 14 تنها فعال باشد، VDD
اگر 3 تنها فعال باشد، 0
می‌شود

مدار معادل دو ترانزیستور بالا ←


VCC
Q1
R1 → R3
Vout
Q2
C → C2
R2 → R4

Vout دل $\frac{V_{cc}}{2}$ می‌بینیم

~~$V_{DC} = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} V_{DD}$~~


on
Hi-Z
ولتاژ
Δq/C
تغییرات ولتاژ
28

تغییرات بار

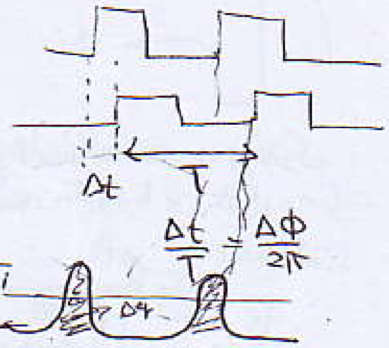
$$\Delta q = \frac{V_{cc} - V_t}{R_1 + R_2} \cdot \Delta t$$

متوسط $\bar{i} = \frac{\Delta q}{T}$ $\bar{i} = \frac{V_{cc} - V_{cc}/2}{R_1+R_2} \cdot \frac{\Delta t}{T}$ | فرض $V_c(t) = \frac{V_{cc}}{2}$

T ← دوره پالس

خازن تخلیه نمی‌شود — بار خازن ثابت است ← مدار باز Hi-Z ← در زمان بین دو پالس

$$\bar{i} = \frac{V_{cc}}{4\pi} \frac{1}{R_1+R_2} \cdot \Delta\Phi$$


Δt
T
$\frac{\Delta t}{T} = \frac{\Delta\Phi}{2\pi}$
Δt
i

پس $V_{out} = R_2\bar{i} + \frac{1}{C}\int \bar{i}\,dt$

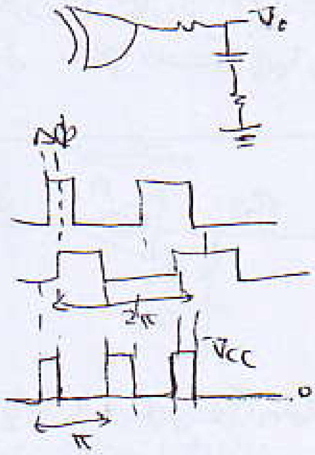
در حوزه لاپلاس $V_o(s) = (R_2 + \frac{1}{Cs})I(s) \rightarrow \frac{V_o(s)}{\Phi(s)} = \frac{V_{cc}}{4\pi}\frac{1}{R_1+R_2}(R_2+\frac{1}{Cs})$

تابع تبدیل $\boxed{\frac{V_o(s)}{\Phi(s)} = \frac{V_{cc}}{4\pi}\,\frac{1+s/\omega_z}{s/\omega_p}}$

که در آن $\boxed{\omega_z = \frac{1}{R_2C} \quad \omega_p = \frac{1}{(R_1+R_2)C}}$

در تابع تبدیل یک صفر و یک قطب داریم. وجود صفر در تابع تبدیل سبب پایداری PLL است. قطب در مبدا، مانند انتگرال‌گیر عمل می‌کند که خروجی پیوسته دارد یعنی در هر بازه‌ای با وجود ΔΦ خازن شارژ می‌شود و ولتاژ آن در حال افزایش است. انتگرال‌گیر در سیستم کنترل خطا را کم می‌کند.

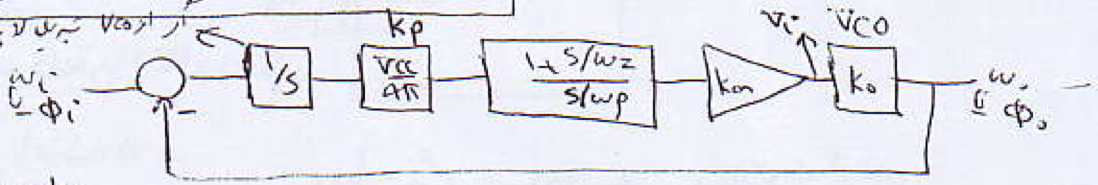
در آشکارساز فاز XOR:

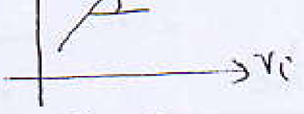

V_o
ΔΦ
2π
Vcc
0
π

مقدار متوسط $\bar{V}_o = \frac{V_{cc}\,\Delta\Phi}{\pi}$

$$\frac{V_o}{\Delta\Phi(s)} = \frac{R_2+\frac{1}{Cs}}{R_1+R_2+\frac{1}{Cs}} \cdot \frac{V_{cc}}{\pi}$$

اگر از VCO تبدیل لاپلاس بگیریم $\frac{1}{s}$ در k_o ضرب می‌شود


ω_i یا Φ_i
−
1/s
k_p
$\frac{V_{cc}}{4\pi}$
$\frac{1+s/\omega_z}{s/\omega_p}$
k_a
V_i
VCO
k_o
ω_o یا Φ_o



چون $\Phi_o - \Phi_i = \Delta\Phi$

$\omega = \frac{d}{dt}\Delta\Phi \rightarrow \Phi(s) = \frac{1}{s}\omega(s)$

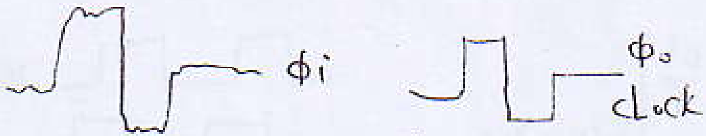
پس انتگرال‌گیر $\frac{1}{s}$ به خاطر رابطه‌ی بالا در بلوک دیاگرام آمده است.

ضریب تقویت‌کننده

$k_p k_a k_o = k_v \left(\frac{1}{s}\right)$ [illegible]

دارای واحد $\frac{1}{sec}$ است.

در سیستم های مخابراتی از شکل موج ورودی که دارای نویز است را به صورت مربعی در می آورد

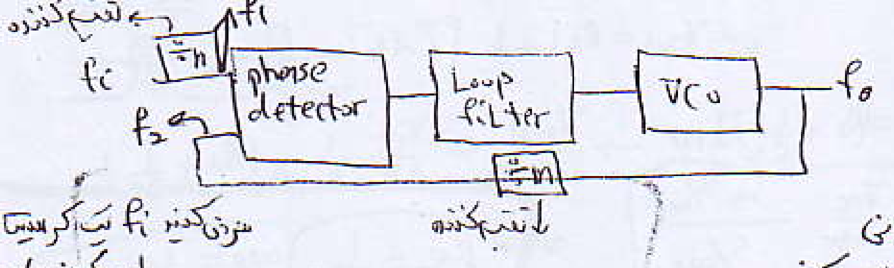


clock Recovery

که در اینجا PLL اختلاف فاز هم وجود ندارد ولی در XOR ورودی و خروجی اختلاف فاز دارند.

در PLL صفر مثل به علت وجود ترم $\frac{1}{s}$ اختلاف فاز صفر می رود که این انتگرال گیرها اختلاف فاز ثابت می در بلوک دیاگرام صفر مثل $\phi_i=\phi_o$ و $\omega_i=\omega_o$ نیز در اینجا است (charge pump) اختلاف فاز و فرکانس همواره صفر است.

سنتز فرکانسی:


به تقسیم کننده
f_1
$\div n$
f_i
f_2
phase detector
Loop filter
VCO
f_o
$\div m$
تقسیم کننده

اگر در خروجی فرکانسی غیر از اینها را داشته باشیم و بخواهیم این فرکانس را تولید کنیم باید از دو تقسیم کننده استفاده می کنیم.

فرکانس کننده f_i یک کریستال است که نوسان می کند

$$f_1=\frac{f_i}{n} \quad f_2=\frac{f_o}{m} \Rightarrow \boxed{f_o=\frac{m}{n}f_i}$$

پس با تغییر m و n می توان f_o را به دلخواه بدست آورد

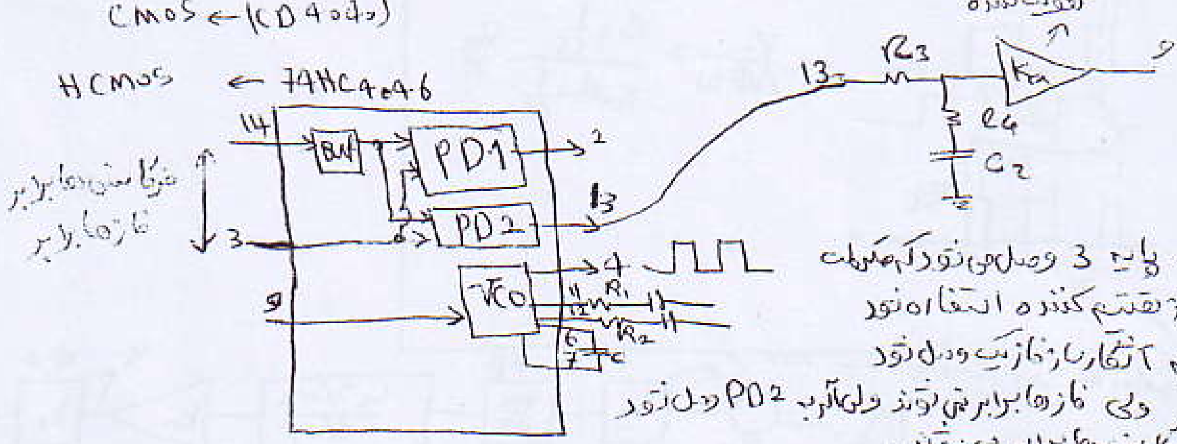
کاربرد در گیرنده های تلویزیونی و رادیویی

در سینتی سایزرها هم کاربرد دارد، کاربرد دیگر آن در آشکارساز FM است که در اینجا ولتاژ ورودی VCO همان خروجی آشکارساز FM است (Tone detector)

تنها مشکل PLL حالت گذرای آن است.

CMOS ← (CD4046)

HCMOS ← 74HC4046


تقویت کننده
R_3
K_a
R_4
C_2
13
14
Buf
PD1
PD2
2
13
3
4
9
VCO
11
12
R_1
R_2
6
7
C
فرکانس ها برابر
فازها برابر

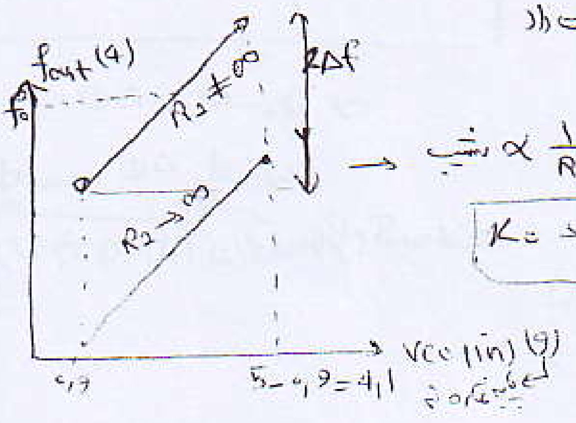
پایه 4 هم به پایه 3 وصل می شود که همان سیگنال آن ها از تقسیم کننده استفاده شود

اگر پایه 4 به آشکارساز فاز یک وصل شود فرکانس ها برابر ولی فازها برابر نمی شوند ولی اگر به PD2 وصل شود هم فاز و هم فرکانس ها برابر می شوند.

با R_2 می توان نمودار را شیفت داد

در کاتالوگ آی سی

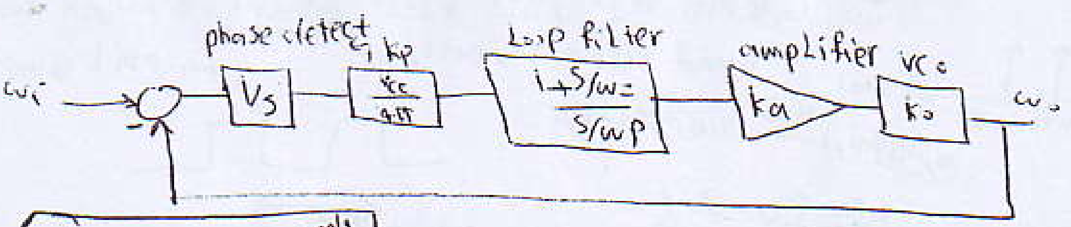
فرکانس مرکزی VCO وسط خط با راست (f_c).



$\rightarrow$ شیب $\propto \frac{1}{R_1C}$

جدول مقادیر است

$$\boxed{K_o = \frac{2\Delta f}{5-0.9-0.9}\times 2\pi}$$

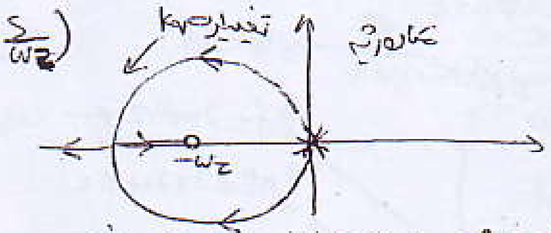

phase detect
V_s
k_p
$\frac{v_c}{4\pi}$
Loop filter
$\frac{1+S/\omega_z}{S/\omega_p}$
amplifier
k_a
vco
k_o
ω_i
ω_o

$$\boxed{k_v = k_p k_a k_o \ (\overset{\text{واحد}}{\tfrac{1}{sec}})}$$

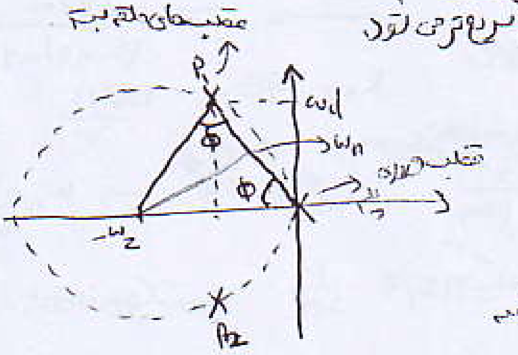
حال حالت گذرا را بررسی می‌کنیم یعنی اگر ω_i ناگهانی تغییر کند آیا ورودی vco ولتاژ نیز ناگهانی تغییر می‌کند یا خیر.

در اکثر مواقع در طراحی از تغییر در k_a استفاده می‌کنیم.

$$LG = \frac{k_v \omega_p}{s^2}\left(1+\frac{s}{\omega_z}\right)$$


تغییر k_v
مکان ریشه
$-\omega_z$

طبق مکان هندسی افزایش k_v باعث پایداری بیشتر و سرعت پاسخ هم سریع‌تر می‌شود با فرض شکل زیر:


قطب‌های حلقه بسته
P_1
P_2
ω_d
ω_n
قطب مضاعف
ϕ
$-\omega_z$

$$\zeta = \cos\phi$$

$$\text{بهره مکان ریشه} = \frac{k_v \omega_p}{\omega_z} \rightarrow$$ از استاندارد کردن LG بدست می‌آید

$$\text{معادله مشخصه} = 1 + LG = 0$$

$$\text{مقایسه} \rightarrow \begin{cases} 1+\frac{s}{\omega_z}+\frac{s^2}{\omega_p k_v}=0 \\ 1+\frac{2\zeta}{\omega_n}s+\frac{s^2}{\omega_n^2}=0 \end{cases} \longrightarrow \begin{array}{l} \omega_n^2=\omega_p k_v \ ① \\ \boxed{\omega_z=\frac{\omega_n}{2\zeta} \ ②} \end{array} \rightarrow imp$$

صفر تا قطب‌ها دور از نظر

طول بردار

اگر ورودی پله اعمال شود (قطب مبدأ)

$$\text{مانده قطب مبدأ} = \frac{\omega_z \angle 0}{(\omega_n \angle -\phi)(\omega_n \angle \phi)} \times \text{بهره مکان ریشه} \ \frac{\omega_z}{\omega_n^2} \times \frac{k_v \omega_p}{\omega_z}$$

$$\text{مانده قطب مبدأ} = 1$$

بیشتر اثر ورودی پله با تر P_2 ⌐ P_1 قرینه برابر مانده‌های شود (مزدوج) (باید برای تک‌تک قطب‌ها مانده حساب شود)

با رابطه ② ساده کنید

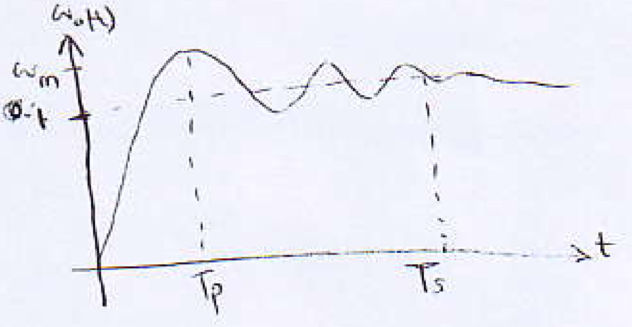
$$P_1 \ \text{مانده قطب} = \frac{\omega_z \angle \pi-2\phi}{(\omega_n \angle 180-\phi)(2\omega_d \angle 90)} \cdot \frac{k_v \omega_p}{\omega_z} = \frac{1}{2\sin\phi}\angle{-90-\phi}$$

$$P_2 \ \text{مانده قطب} = \frac{1}{2\sin\phi}\angle{90+\phi}$$

$$\omega_o(t) = \underbrace{1}_{\text{مجموع مانده‌ها}} + 2\left(\frac{1}{2\sin\phi}\right)e^{-\zeta\omega_n t}\cos(\omega_d t - \phi - 90)$$

معرف حالت ثابت.

به خاطر وجود صفر با سیستم درجه 2 استاندارد کمی تفاوت دارد



$$\boxed{T_p = \frac{2\phi}{\omega_d}} \Leftrightarrow T_p = \frac{\pi}{\omega_d}$$

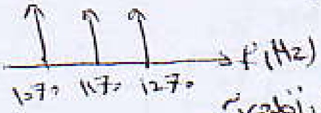
$$P.O = e^{-2\phi\cot\phi}$$

overshot درصد

$$T_s \simeq \frac{3}{\zeta\omega_n}$$

مثال: Tone detector طراحی کنید تا فرکانس های ۱۰۷۰ و ۱۱۷۰ و ۱۲۷۰ را آشکارسازی کند.

اسپکتروم فرکانس‌ها در ورودی PLL می‌رسد.



Band rate = 300 bits/sec

فرکانس مرکزی را ۱۱۷۰ در نظر می‌گیریم.

$M_p = 0.2 = 20\%$

$\frac{1}{\text{Band rate}} = 3.3 \text{ msec}$

طراحی باید به گونه‌ای باشد که ترنزینت‌ها را سریع رفع شود پس $T_s = 3ms$ (از زمان نشست) فرض می‌کنیم.

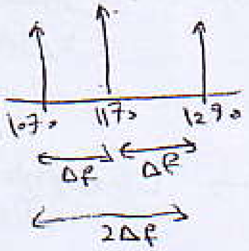
$M_p = 0.2 = e^{-2\phi\cot\phi} \xrightarrow{} \phi = 43°$

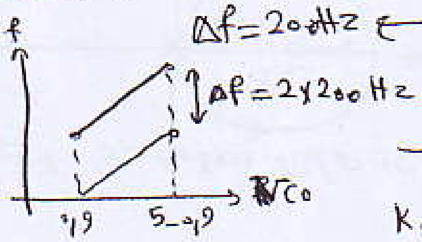
φ که بدست می‌آید بر حسب رادیان است می‌آید که باید به درجه برگردانیم

طبق سوال $\Delta f = |1270 - 1170| = \pm 100 Hz$

طراحی را برای Δf بزرگتر در نظر می‌گیریم پس ← $\Delta f = 200 Hz$

Δf از دو طرف می‌باشد





$\longrightarrow$ شیب $= \frac{2\times 200}{(5-0.9)-0.9} \times 2\pi = K_o$

برای تبدیل f به ω

$K_o = 785.4 \ \frac{rad/s}{V}$

مربوط به تلورانس (۵ درصد)

$T_s = 3\times 10^{-3} = \frac{3}{\zeta\omega_n}$

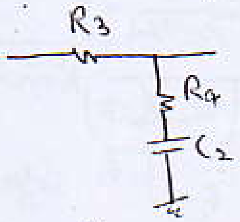
$\zeta = \cos\phi \longrightarrow \omega_n = \frac{1000}{\cos 43°} = 1367 \ rad/sec$

$K_v = \underbrace{\frac{V_{cc}}{4\pi}}_{K_P} \times \underbrace{785.4}_{K_o} \times 1 = 312.5 \ \frac{1}{sec}$ → با فرض بدون تقویت کننده $(K_a = 1)$

طبق رابطه ① ② صفحه قبل

$$\begin{cases} \omega_z = \frac{\omega_n}{2\zeta} \\ \omega_p = \frac{\omega_n^2}{K_v} \end{cases} \Rightarrow \begin{matrix} \omega_z = 935 \ rad/sec \\ \omega_p = 5980 \ rad/sec \end{matrix}$$

Loop filter



$\omega_z = 935 \rightarrow \omega_z = \frac{1}{R_4 C_2} \quad \omega_p = \frac{1}{C_2(R_3 + R_4)}$

اگر حل کنیم چون $\omega_z > \omega_p$ باید باشد ولی مقدار بدست آمده $\omega_z < \omega_p$ است پس R_3 و R_4 منفی بدست می‌آید برای رفع این مشکل ضریب تقویت کننده K_a را عوض می‌کنیم (مجبوریم)

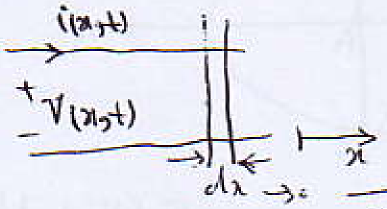
با فرض $K_a = 100$ جدید $K_v = 31250 \ \frac{1}{sec}$ جدید $\omega_p = 60 \ rad/sec$

$\omega_z = 935 \ rad/sec$

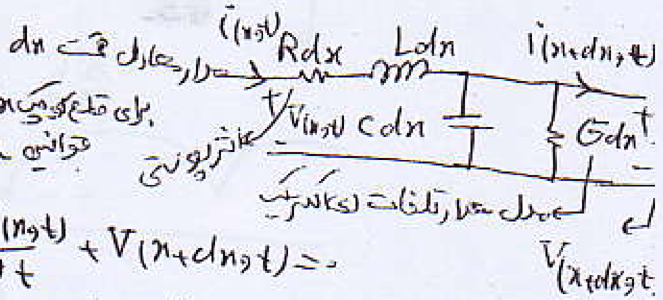
حال مقادیر R_3, R_4, C_2 را می‌یابیم فرض $C_2 = 100nF \longrightarrow R_3 = 156K$

$R_4 = 10K$

معادلات بر خطوط انتقال: وقتی فرکانس مدار بالا می‌رود طول موج نسبت به ابعاد مدار کوچک می‌شود و روابط موج حاکم می‌شود که جریان‌ها و ولتاژها تابعی از زمان و مکان می‌شوند.



$dx \to 0$ ⟶ برای قطعه کوچکی طول می‌توان قوانین kvl و kcl را بیان کرد



$$\begin{cases} kvL: -V(x,t)+Rdx\, i(x,t)+Ldx\dfrac{\partial i(x,t)}{\partial t}+V(x+dx,t)=0 \\ kcL: -i(x,t)+cdx\dfrac{\partial V(x+dx,t)}{\partial t}+Gdx\,V(x+dx,t)+i(x+dx,t)=0 \end{cases}$$

طرفین دو رابطه را بر dx تقسیم می‌کنیم

توجه: $\dfrac{f(x,t)-f(x+dx,t)}{dx}=f'(x)=\dfrac{\partial f}{\partial x}$

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x}+Ri(x,t)+L\frac{\partial}{\partial t}i(x,t)=0 \quad ①$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x}+C\frac{\partial V(x,t)}{\partial t}+G(x,t)=0 \quad ②$$

اگر معادله‌های بالا را در حالت دائمی سینوسی حل کنیم و فازور ولتاژ و جریان را در نظر بگیریم:

$$\begin{cases} \dfrac{dV(x)}{dx}+(R+j\omega L)I(x)=0 \\ \dfrac{dI(x)}{dx}+(G+j\omega C)V(x)=0 \end{cases}$$

به دو حل: $V(x)=V_0^{+}e^{\overset{\text{منفی}}{-}Yx}+V_0^{-}e^{Yx}$

$I(x)=I_0^{+}e^{-Yx}+I_0^{-}e^{Yx}$

که $Y=\sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$ [illegible] واحد $\left(\frac{1}{m}\right)$ متر

یا
$$\begin{cases} V(x)=V_0^{+}e^{-\gamma x}+V_0^{-}e^{\gamma x} \\ I(x)=I_0^{+}e^{-\gamma x}+I_0^{-}e^{\gamma x} \end{cases}$$

$\gamma=\sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$
↳ ضریب انتشار موج = propagation coefficient

که $\Gamma_R=\dfrac{V_0^{\overset{\text{منفی}}{-}}}{V_0^{+}}=\dfrac{-I_0^{-}}{I_0^{+}} \longrightarrow \Gamma_R$: ضریب انعکاسی Reflection coefficient

$Z_0\triangleq\dfrac{V_0^{+}}{I_0^{+}}=\dfrac{-V_0^{-}}{I_0^{-}}$: Z_0 : امپدانس مشخصه $\to Z_0=\sqrt{\dfrac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$

اگر تلفات خط انتقال کم یا مسیر بسیار کوتاه باشد. → $R=G=0 \to Z_0\simeq\sqrt{\frac{L}{C}}$

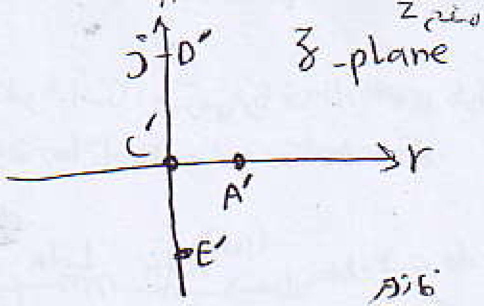
$$Z(x)=\frac{V(x)}{I(x)}=\frac{V_0^{+}e^{-\gamma x}+V_0^{-}e^{\gamma x}}{I_0^{+}e^{-\gamma x}+I_0^{-}e^{\gamma x}}\Rightarrow \overset{\to Z_0}{\boxed{\frac{V_0^{+}}{I_0^{+}}}}\,\frac{1+\Gamma_R}{1-\Gamma_R}\Bigg|_{x=0}\to Z(0)=Z_0\,\frac{1+\Gamma_R}{1-\Gamma_R}$$

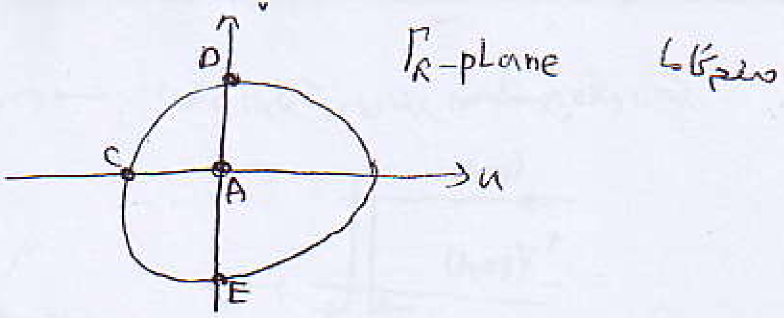
$$z=\frac{1+\Gamma_R}{1-\Gamma_R}$$

$\begin{cases} \Gamma_R=u+jv \\ z=r+jx \end{cases}$ $\xrightarrow{\text{جاگذاری}}$ $r+jx=\dfrac{1+u+jv}{1-u-jv}$

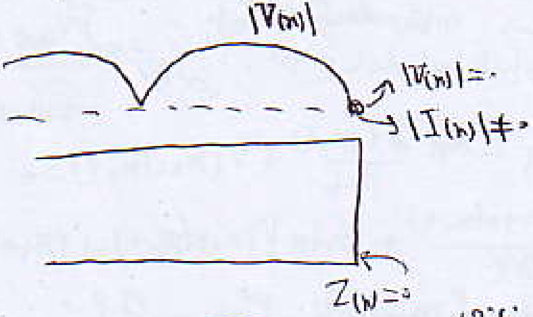
[illegible]

با برابر قرار دادن قسمت‌های حقیقی و موهومی دو طرف معادله

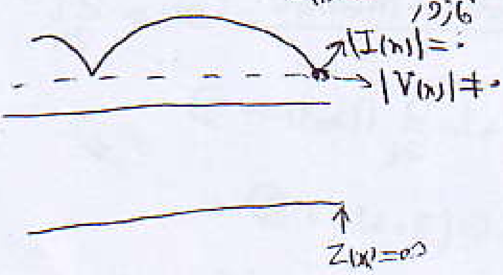

صفحه Z
j
D'
z-plane
C'
A'
r
E'


D
Γ_R-plane
صفحه گاما
C
A
u
E

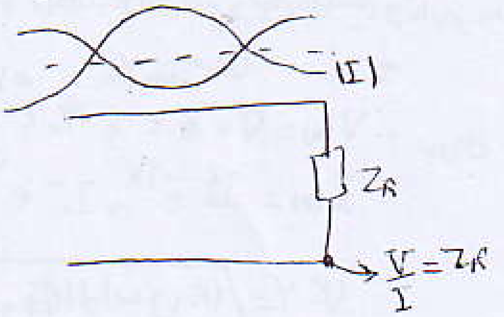
اگر انتهای خط انتقال اتصال کوتاه باشد:


نمودار
|V(x)|
|V(x)|=0
|I(x)|≠0
Z(x)=0

اگر انتهای خط انتقال مدار باز باشد:

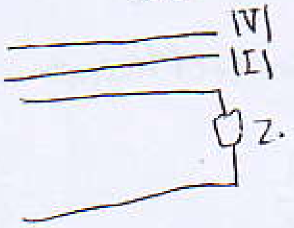

نمودار
|I(x)|=0
|V(x)|≠0
Z(x)=∞

اگر انتهای خط انتقال بار دلخواه باشد:


|I|
Z_R
$\frac{V}{I}=Z_R$

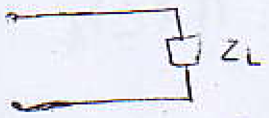
حالت Matching: اگر انتهای خط انتقال به Z_0 وصل باشد (Z_0 امپدانس مشخصه):

در این حالت روی کل خط نمودار ولتاژ $|V|$ و نمودار جریان $|I|$ برابرند.



به طور مثال: $Z_L = 100 + j20$

$Z_0 = 50\Omega$

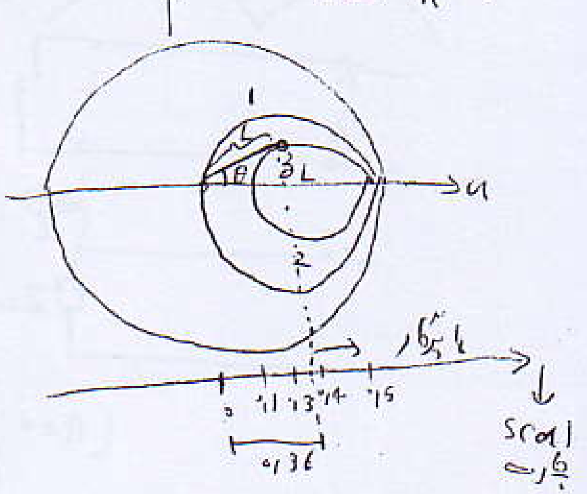


$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = 2 + j.4$

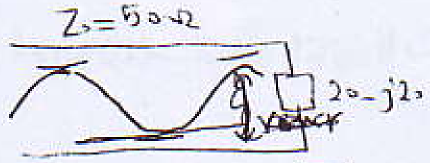
طبق دیاگرام اسمیت $\Gamma_R = .36 \angle 14^\circ$

$\downarrow L \quad \downarrow \theta$

محاسبه؟ Γ_R با دیاگرام اسمیت: v


1
θ
z_L
2
u
با پرگار
0
.1
.13
.14
.15
0.36
scal
جارو

مثال:


$Z_0 = 50\Omega$
$20 - j20$

$\Gamma_R = ?$ $\quad$ V.S.W.R $= ?$ $\quad$ $Z_{\ell = .2\lambda} = ?$

چه طولی دارای امپدانس حقیقی خالص است؟

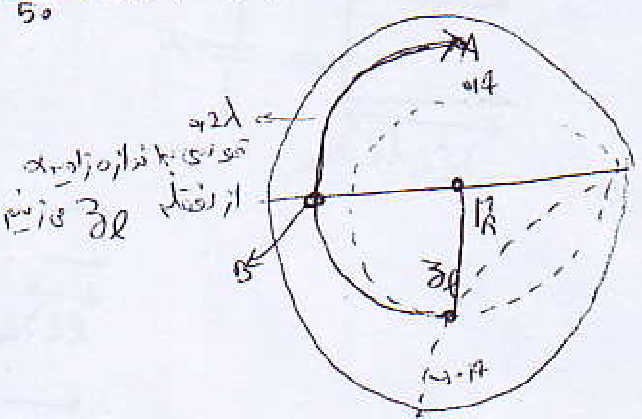
Voltage standing wave ratio

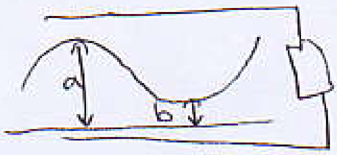
VSWR → ~~[illegible]~~ نسبت ماکزیمم به مینیمم موج

امپدانس نرمالیزه شده $z_L = \frac{20 - j20}{50} = .4 - j.4$

طبق نمودار اسمیت $\Gamma_R = .5 \angle -131$

$$\text{V.S.W.R} = \frac{1 + |\Gamma_R|}{1 - |\Gamma_R|} = 3$$


A
.14
.2λ
حرکت با اندازه زاویه α
از نقطه z_ℓ می‌رویم
Γ_R
z_ℓ
B
(0.17)



$\text{VSWR} = \frac{a}{b} = 3$

می‌دانیم ← یک دور کامل $= \frac{\lambda}{2}$ $\xrightarrow{\text{طبق نسبت}}$ $360 \times \frac{.12}{.5} = \alpha$

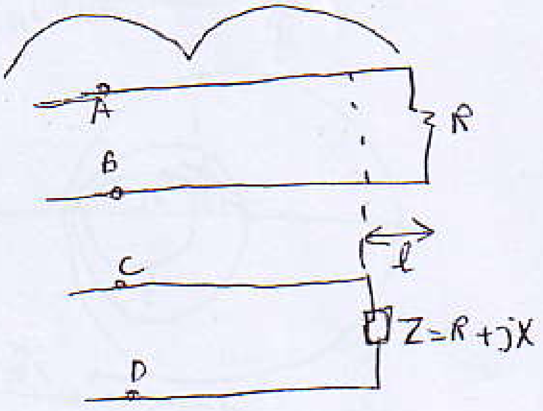
امپدانس نقطه A را می‌یابیم ~~[illegible]~~ $Z_{\ell = .2\lambda} = Z_A = 50(.165 + j.85)$

نرمالیزه کردن

بند آخر: از نقطه z_ℓ باید قوسی بزنیم تا به محور افقی برسیم که در آن نقطه مقاومت خالص داریم (نقطه B)

$Z_B = 150\Omega \rightarrow .07\lambda$

مثال: اگر در شکل الف شکل موج داده شده باشد و در شکل ب) بخواهیم با کوتاه شدن خط انتقال فازورهای نقاط AB و CD برابر باشد مقدار امپدانس Z را بیابید؟


A
B
C
D
R
l
Z=R+jX

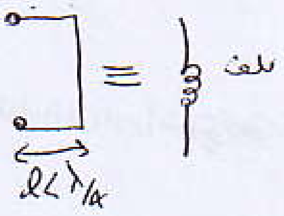
شکل الف)

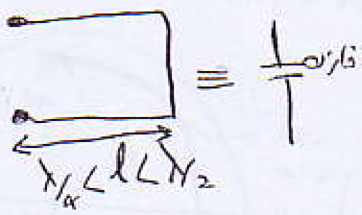
شکل ب)

نکته: if $l < \lambda/4$ → سلفی

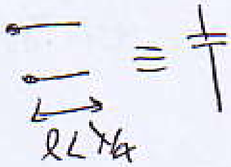
if $\frac{\lambda}{4} < l < \lambda/2$ → خازنی

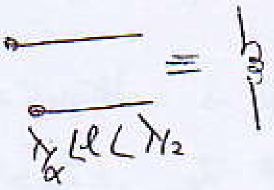
نتیجه: طول خط انتقال را می‌توان خاصیت سلفی یا خازنی داشته باشد (R=0)


سلف
$l < \lambda/4$

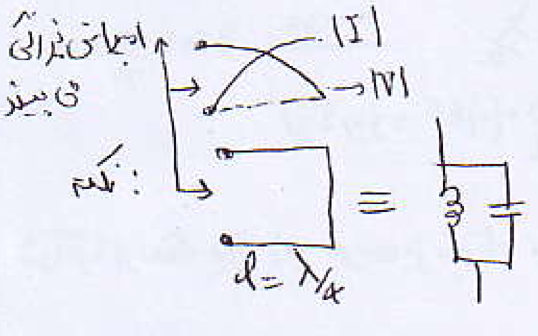

خازن
$\lambda/4 < l < \lambda/2$

اگر در مدار باز R=∞ شد

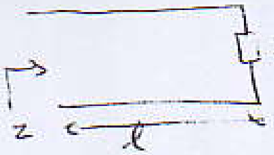



$\lambda/4 < l < \lambda/2$

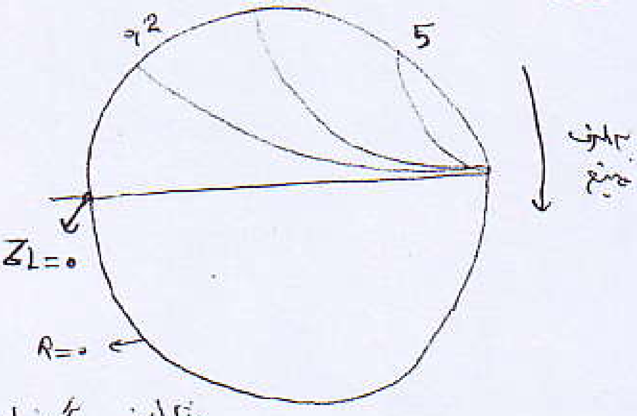
نکته:


امپدانس بی‌نهایت می‌بیند
|I|
|V|
$l = \lambda/4$

$Z_0 = 50\,\Omega$ $\quad Z_L = 0$



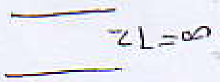
مثال :



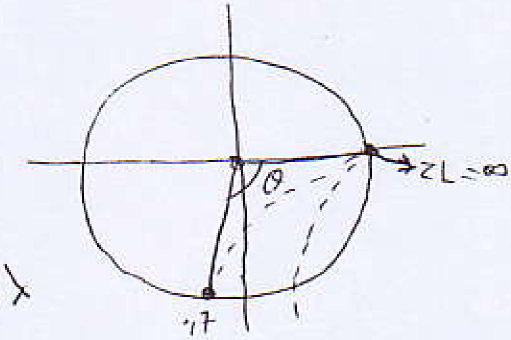
مثال : اگر بخواهیم یک خازن $X_c = 35\,\Omega$ در فرکانس 600MHz را ساخته باشیم
طول خط انتقال l چقدر است؟ می‌دانیم با $Z_L = 0$ و $Z_L = \infty$ می‌توانیم
خازن بسازیم فقط باید آن یکی را انتخاب کنیم تا طول کم‌تری از خط انتقال
مصرف شود.

$\lambda/4 < l < \lambda/2$

خازنی نرمالیزه $X_c = \frac{35}{50} = 0.7\,\Omega$



$l < \lambda/4$

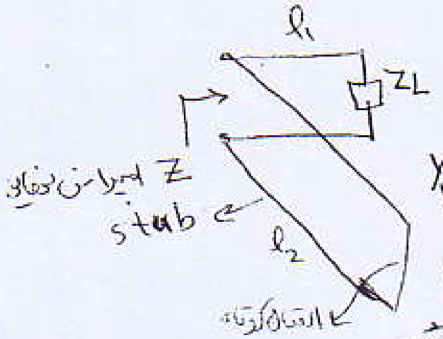


$360 \quad \lambda/2$ $\qquad \theta = 100^\circ$

$100 \quad x \longrightarrow$ نتیجه $x = \frac{100}{360} \times \lambda/2 \simeq 0.1\lambda$

$600\,MHz \rightarrow \lambda = \frac{3\times10^8}{600\times10^6} = 0.5\,m \xrightarrow{\text{پس}} x = 0.1\lambda = 0.1\times0.5 = 5\,cm$ → طول خط انتقال

مدارهای تطبیق امپدانسی : single_stub که روش ساختن مدارهای قبل با افزایش یا کاهش طول خط انتقال
Duble_stub این کار انجام می‌شود. روش دیگر مانند شکل زیر است :



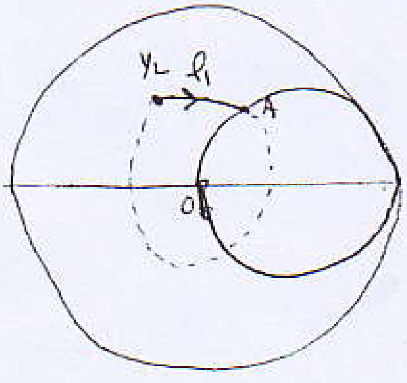
← single_stub

با فرض نرمالیزه بودن Z_L یا Y_L

الف) نقطه Y_L را مشخص می‌کنیم

ب) از نقطه Y_L به مرکز O دایره می‌کشیم

ج) طبق دایره واحد $R=1$ ادمیت چارت طول l_1 را پیدا می‌کنیم
(تقاطع با دایره واحد)

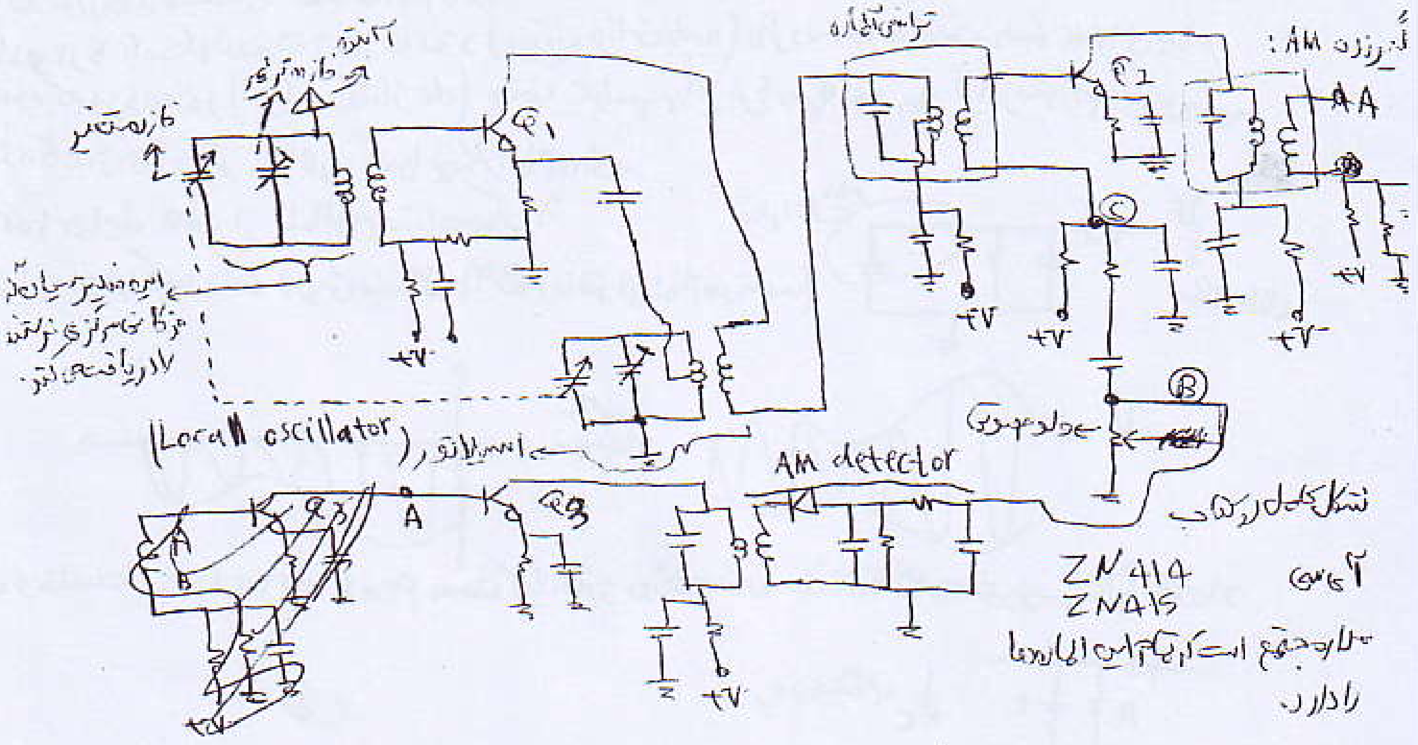


هدف ما این است Z ورودی مستقل از تغییرات Z_L باشد.
که stub موازی ادمیتانس طول l_2 است و می‌خواهیم این دو (l_1 و l_2) با هم رزونانس کنند.

if $Y_A = 1 + j2$

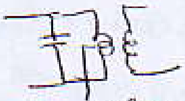
مثلاً $Y_{l_2} = -j2$ $\longrightarrow Y = \frac{1}{Z} = Y_A + Y_{l_2} = 1 \rightarrow$ در حالت نرمالیزه $\frac{1}{50}\,\Omega$

گیرنده AM :


ترانس آماده
آنتن
خازن تریمر
خازن متغیر
این دو خازن همزمان تغییر میکنند
فرکانس مرکزی فرستنده
را دریافت کند.
Q1
Q2
Q3
A
B
C
+V
(Locall oscillator) اسیلاتور
AM detector
ولوم صوتی
شکل کامل در کتاب

آی سی ZN414 ZN415 مدار مجتمع است که تمام این المانها را دارد.

Q1 با این کار از سر کلکتور و امیتر مانند اسیلاتور عمل می کند (بیس مشترک) در بیس سیگنال ورودی را هم طبق جو آنتن تحت تاثیر قرار می دهند.

ساختارهای  توی ترانس های آماده در بازار هستند که هم نقش کوپلاژ و هم نقش فیلتر دارند.

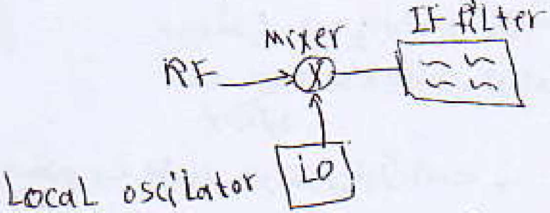
Q2 نقش Tune Amplifier را دارند.

کنار هر R_C (همان +V) یک خازن دارد که فوایدش از نظر فیدبک ناخواسته در اثر فرکانس های بالا را از بین می برد (خازن های کوچک به خاطر اثر سلفی کم تر دارند استفاده می شود)

Q3 امیتر مشترک بار است.

AGC   (intermediate frequency) IF transformator

: super hetrodyn


RF
mixer
IF filter
LO
Local oscilator

فرکانس LO از فرکانس RF یک مقدار ثابتی بیشتر است.

$f_{Lo} = f_{RF} + f_{IF}$ در AM $f_{IF} = 455kHz$ → مثلا

این تغییر فرکانس دو تا خازن متغیر به صورت مکانیکی در مسیر Q1 انجام می شود (عدم تطابق فرکانسی hetrodyne)

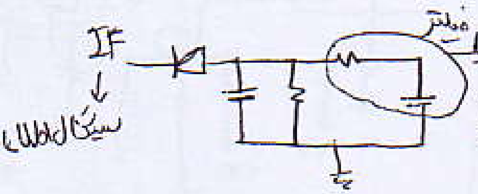
جمع دو سیگنال اسیلاتور و سیگنالی که از آنتن می آید در BE ترانزیستور Q1 می رود و در آنجا هارمونیک هایی را به وجود می آورد، و Q1 عمل ضرب کننده را انجام می دهد که IF filter (مدار میان گذر) تفاضل آن ها را می گیرد که همان f_{IF} را می گیرد.

در حقیقت با این کار RF به IF تبدیل می شود و فقط پهنای باند مورد نیاز را می گیرد و با کم شدن پهنای باند که اثر نویز کاهش می یابد.

علت اینکه در رادیوهای AM دارای فرکانس مرکزی (IF) کم تر نسبت به FM (10MHz) است این است که پهنای باند FM بیشتر از AM است.

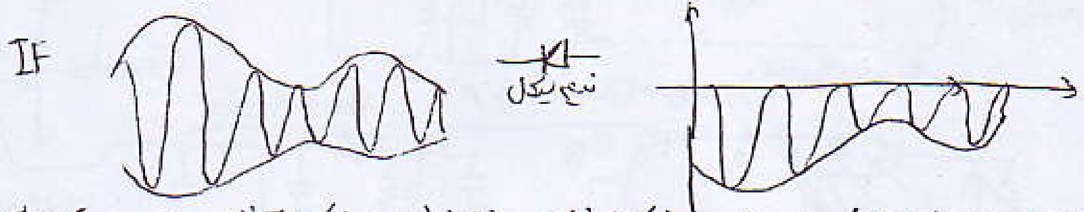
AGC: Automatic gain control

این کار توسط مدارهای تست‌های Ⓑ و Ⓓ انجام می‌شود.
دامنه‌ی زیاد در B باعث کم شدن ولتاژ C می‌شود (فیدبک فرکانس پایین) و اگر دامنه‌ی B کم شود دامنه‌ی AC افزایش می‌یابد.
و جریان بیس کم و زیاد می‌شود (جریان و ولتاژ dc) وقتی C پایین می‌آید جریان Ⓑ کم و g_m ترانزیستور کم می‌شود و تقویت‌کننده کاهش می‌یابد و اگر C بالا رود عکس این کار انجام می‌شود.

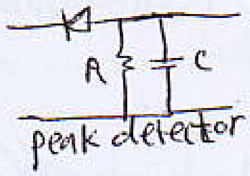


AM detector: از PLL هم استفاده می‌کنند.

دیود این دیود را کلیپ می‌کند (پوش سیگنال را آشکار می‌کند هم‌اندازه و متناسب)



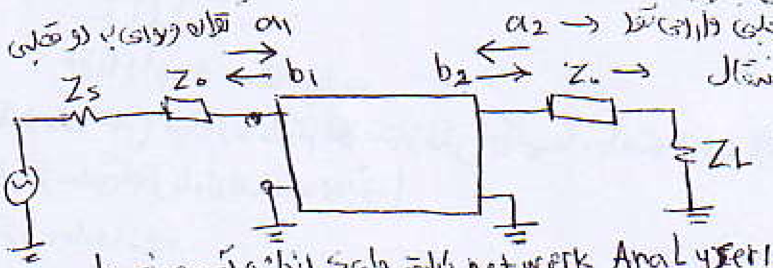
اندازه و متناسب peak detector هستند که با نمایش ولتاژ شده سیگنال آشکار می‌شود و سیگنال آشکار می‌شود.



$\frac{1}{RC}$ فرکانس ایستاده

scattering parameters

پارامترهای S برای ترانزیستورها در فرکانس بالا:



a_1 توان ورودی به دو قطبی

$a_2 \rightarrow$ توانی که از این سمت به دو قطبی وارد می‌شود (توان برگشتی a_1)

$Z_0 \rightarrow$ امپدانس خط انتقال

b_1 و b_2 توانی که از دو طرف از دو قطبی خارج می‌شود

بخشی از b_1 مربوط به a_2 است (و a_1)

بخشی از b_2 مربوط به a_1 هم می‌باشد.

با network Analyser پارامترهای S اندازه‌گیری می‌شود
ctor Analyser

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \overrightarrow{\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}}$$

چون فقط a_1 و a_2 به سمت داخل دو قطبی است پس می‌توان به عنوان ورودی فرض کرد.

S_{21} ضریب تقویت توان است و مقدار بزرگی است.

S_{12} مقدار کوچکی است.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2=0}$$

$a_2=0$ یعنی: a_2 ناشی از انعکاس موج است که برمی‌گردد پس باید Z_L و Z_0 با هم برابر باشند پس $Z_L = Z_S^*$ پس $a_2=0$ یعنی تطبیق امپدانس کامل در خروجی پس در عمل قابل انجام است.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_2=0} \rightarrow$$ ماکزیمم گین بالاست

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}\Big|_{a_1=0}$$

$a_1=0$ یعنی

فرض کنیم تطبیق امپدانس کامل در ورودی و خروجی داشته باشیم می‌خواهیم مقدار MAG را بیابیم:
توجه کنید S_{ij} ها عدد مختلط هستند.

$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ دترمینان ماتریس S

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \qquad \begin{cases} K>1 & \text{پایدار} \\ K<1 & \text{مشروط پایدار} \end{cases}$$

(اکثر ترانزیستورها K<1 دارند)

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \qquad \boxed{MAG_{dB} = 10 \log \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} + 10 \log |K \pm \sqrt{K^2 - 1}|}$$

اگر B_1 مثبت بود در رابطه MAG از علامت منفی و اگر $B_1 < 0$ بود در رابطه MAG از علامت مثبت استفاده می‌شود.

طراحی تقویت کننده برای حالت K>1: ابتدا یک سری متغیرها و عوامل را حساب می‌کنیم:

Load Reflection coefficient : Γ_L

Source Reflection coefficient : Γ_S

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2$$

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*)$$

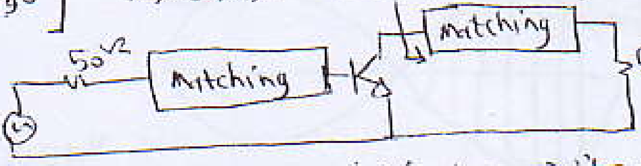
$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|} \qquad \begin{cases} B_2 > 0 & \text{علامت منفی} \\ B_2 < 0 & \text{علامت مثبت} \end{cases}$$

$$\angle \Gamma_L = -\angle C_2 \qquad \Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L S_{22})} \right]^*$$

مثال: $f = 200\ \text{MHz}$ ترانزیستور را با این مشخصات چگونه بچینیم تا مدار به درستی کار کند

$$S = \begin{bmatrix} 0.4 \angle 162^\circ & 0.04 \angle 60^\circ \\ 5.2 \angle 63^\circ & 0.35 \angle -39^\circ \end{bmatrix}$$

توجه کنید طبق datasheet ترانزیستور در 10mA بایاس شده است.



فرض کنید ترانزیستور همواره پایدار است.

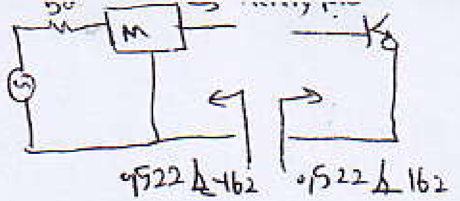
$D_S = 0.068 \angle -57^\circ$

$K = 1.74 > 1$ پایدار کامل $\qquad B_1 = 1.03 \qquad MAG = 16.11\ dB$

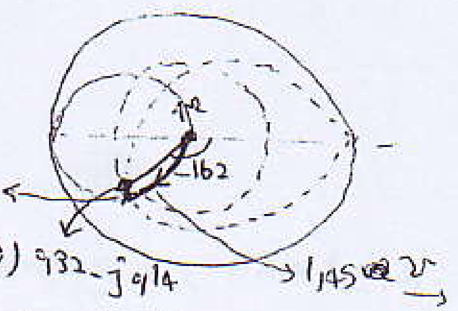
اگر MAG قابل قبول نبود باید ترانزیستور تغییر کند حال باید مدار را طوری بیابیم تا مدار درست کار کند.

$B_2 = 0.958 \qquad C_2 = 0.377 \angle -39^\circ \qquad |\Gamma_L| = 0.487 \qquad \angle \Gamma_L = 39^\circ \qquad \Gamma_S = 0.522 \angle 162^\circ$

پس اگر چنین Γ_L و Γ_S را به تقویت کننده دهیم بیشینه گین به دست خواهد آمد. حال باید شبکه‌های Matching را طراحی کنیم.


50
M
0,522∠-162
0,522∠162

Smit chart



سلف سری 0,33Ω

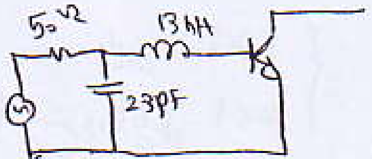
(نرمالیزه شده نسبت به 50Ω می باشد) 0,32 - j0,14

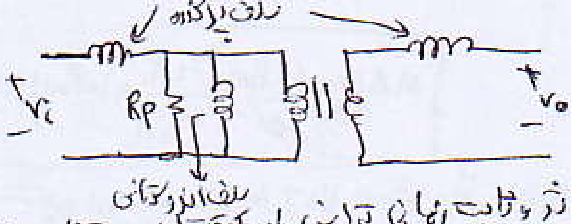
→ 1,45 Ω → خازن موازی

نرمالیزه $C = \frac{1,45 \rightarrow \text{موهو}}{2\pi(200MHz)50} = 23pF$

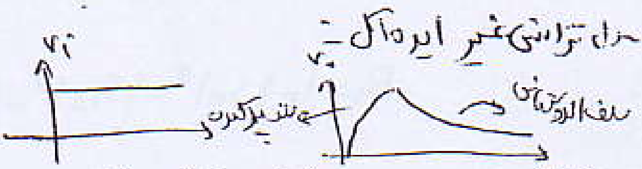
نرمالیزه $L = \frac{(0,33)(50)}{2\pi(200MHz)} = 13nH$

پس


50Ω
13nH
23pF

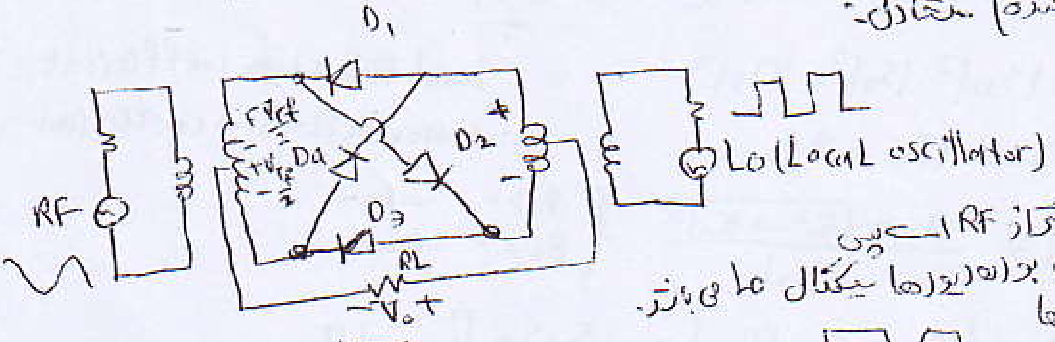

سلف پراکنده
Rp
v_i
v_o
سلف اندوکتانسی

مدار ترانس غیر ایده‌آل:



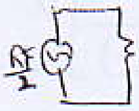
برای اینکه v_o ورودی را دنبال کند t_r (rise time باید خوب باشد و ثابت زمانی ترانس باید کوچکتر از دوره تناوب v_i باشد
که با این نوع ترانس‌ها ترانس سیگنال گویند و از هسته‌های فریت استفاده می‌شود (در فرکانس‌های بالا)

ضرب کننده (مخلوط کننده) متعادل:


D_1
D_2
D_3
D_4
$\frac{V_{rf}}{2}$
RF
RL
V_o
Lo (Local oscillator)

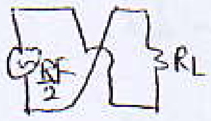
چون دامنه‌ی سیگنال Lo بیشتر از RF است پس
تعیین‌کننده‌ی خاموش یا روشن بودن دیودها سیگنال Lo می‌باشد.
و بعد از تعیین روشن بودن دیودها
حال سیگنال RF را تعیین می‌کنیم
که به چه صورت روی RL
می‌افتد.

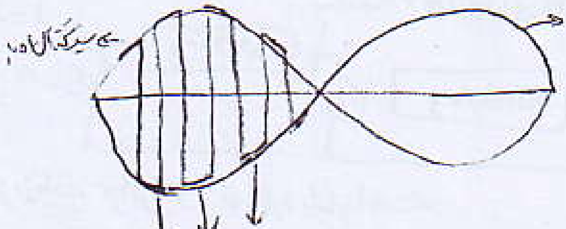
if D_1, D_2 : on



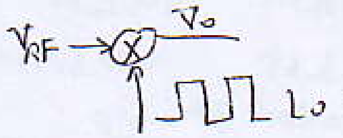
$\frac{V_{rf}}{2}$ ظاهر

if D_3, D_4 : on





نوبت دیودها روشن و خاموش می‌شوند
که روی RL یک بار $\frac{V_{rf}}{2}$ و
بار دیگر $-\frac{V_{rf}}{2}$
ظاهر

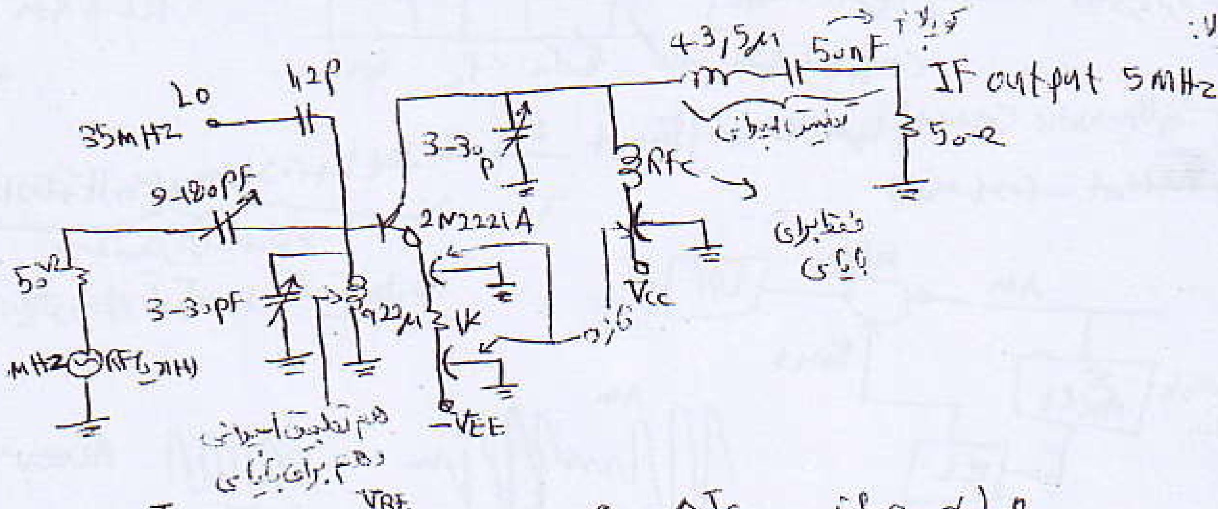


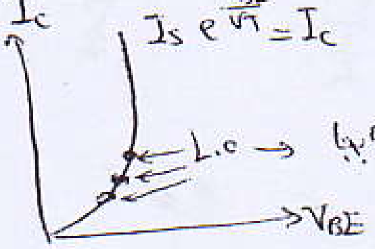
Lo → حتماً باید پالسی باشد

$$V_o(t) \propto V_{RF}\cos\omega_{RF}t\left[\underbrace{\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}}\cos n\omega_{Lo}t}_{\text{سری فوریه}}\right]$$

فرکانس‌های دلخواه $\rightarrow f_{RF} \pm nf_{Lo} = f_o$

مدولاتور موتورولا:


Lo
35MHz
1.2P
9-180pF
50Ω
3-30pF
MHz
RF(30MHz)
0.22μ
1K
-VEE
هم تطبیق امپدانسی
و هم برای بایاس
3-30p
2N2221A
RFC
Vcc
فقط برای بایاس
4-3.5μ
50nF
تونیگ
تطبیق امپدانس
IF output 5MHz
50Ω



می دانیم $I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = I_c$ $g_m = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{BE}}$ if $g_m \propto L.O$

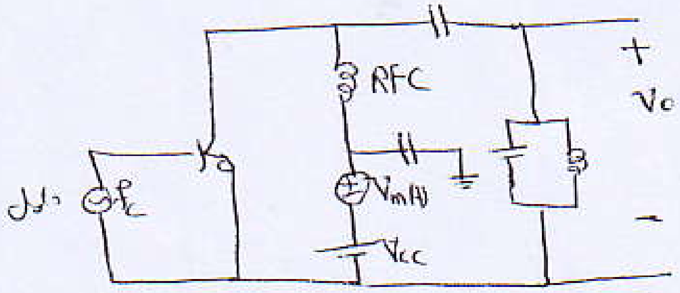
امیتر مشترک $G \propto g_m V_i$

در اثر L.O این g_m ها بالا و پایین می شود و داریم L.O می شود

$g_m(t) \propto V_{L.O}\cos\omega_{L.O}t$ با صرف نظر از RF

و سیگنال در RF یا پیام ضرب می شود

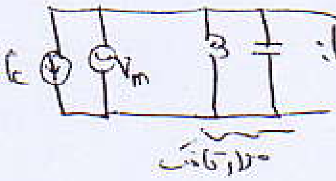
با jfet هم طراحی می شود که مزیت آن: در Jfet به خاطر رابطه ی درجه 2 g_m رابطه خطی تری نسبت به رابطه نمایی BJT دارد که غیر خطی تر است.


حامل
f_c
RFC
$V_m(t)$
Vcc
+
Vo
-

مدولاتور (افزاینده) AM:

می خواهیم با تغییر تغذیه ترانزیستور مدولاسیون را انجام دهیم.

اگر ولتاژ تغذیه زیاد شود دامنه ها زیاد و اگر کم شود دامنه ها کم می شود که مدولاسیون انجام می شود.


f_c
V_m
مدار تانک

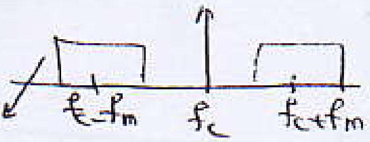
اگر بتوانیم V_m پیام را به بیس اعمال کنیم (سری کنیم با سیگنال f_c) که داریم (در g_m تأثیر می گذارد):

RFC در فرکانس بالا مدار باز و در فرکانس پایین اتصال کوتاه است.

توجه کنید $\cos\omega_c t[1+m\cos\omega_m t]$

گیرنده AM با PLL:

در حوزه فرکانس $\cos\omega_c t[1+\mu\cos\omega_m t]$



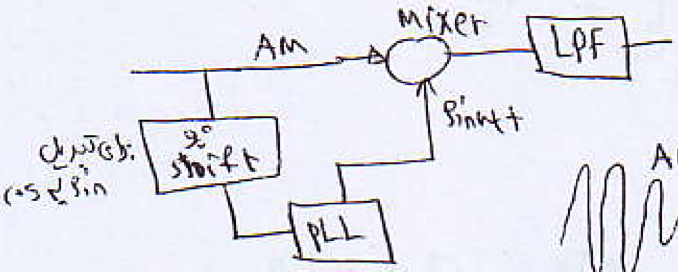
f_c-f_m
f_c
f_c+f_m

تطبیق $m(t)$ با $\cos\omega_m t$

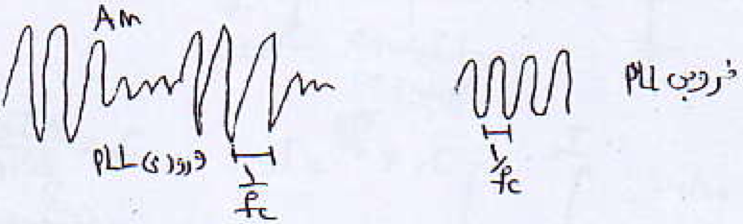
را در سینوس ضرب کنیم تا $\cos\omega_c t[1+\mu\cos\omega_m t]\sin\omega_c t \longrightarrow \sin 2\omega_c t+\underbrace{\cos(2\omega_c+\omega_m)t+\cos(2\omega_c t-\omega_m}_{\text{توسط فیلتر حذف می‌شوند}}$

$+\cos\omega_m t-\cos(-\omega_m t)$

اگر یک اسیلاتور محلی را در آن ضرب کنیم داریم:



AM
Mixer
LPF
$\sin\omega_c t$
90° shift
برای تبدیل sin به cos
PLL



AM
ورودی PLL
$\frac{1}{f_c}$
خروجی PLL
$1/f_c$