Subject: یکشنبه جلسه اول
Year. ۸۲ Month. ۷ Date. ۱ ( )

بسمه تعالی

سرفصل ها: مدارهای مخابراتی استاد: کشزادی

۱- مقدمه
۲- مدارهای تیون
۳- آنالیز غیرخطی ترانزیستور
۴- اسیلاتور امتحان میانترم
۵- میکسرها
۶- مدولاتورهای AM
۷- مدولاتورهای FM و PM
۸- تقویت کننده های عملیاتی
۹- مدارات تطبیق امپدانس
۱۰- PLL

نحوه ارزیابی:
میانترم 40% + پروژه اختیاری ← ۲ نمره (اضافی)
پایانترم 60%

مراجع:
۱- مدارهای مخابراتی clarck مترجم: محمدرضا گلپرور روزبهانی
۲- " " CRauss مترجم: محمود دیانی

حل المسائل: تشریح مسائل مدار مخابراتی

اگر تمام شب را به خاطر
رفتن خورشید گریستی
لذت دیدن ستارگان را نیز از دست خواهی داد.

PAPCO

فصل اول

۱- مقدمه :

هدف : انتقال اطلاعات از یک نقطه به نقطه دیگر

در بحث انتقال ۲ نکته مهم مطرح است } ۱- سرعت → هرچه سرعت انتقال بیشتر باشد بهتر است.
۲- امنیت

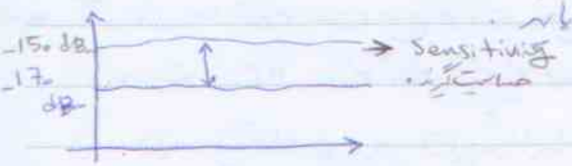
ایده و ویژگی در مخابرات الکترونیکی به نواحی قابل پیاده سازی است و سرعت انتقال نور است

با افزایش فاصله بحث multiple acces و multiplexing مطرح می شود (مشکل اول)

مهم ترین مشکل در مخابرات " نویز " می باشد. چگالی طیفی نویز حرارتی در دمای معمولی -170 dbm است

باید طیف سیگنال از -170 dBm فاصله داشته باشد تا قابل تفکیک باشد.
$-10\log$

گیرنده های قوی می توانند سیگنال های ترکیب با نویز را تفکیک نمایند.



امکان مالتی پلکسینگ در حوزه } فرکانس FDM امکان پذیر است
زمان TDM
کد CDM
طول موج WDM

FDM ← اختصاص فرکانس های مختلف برای فرستنده های مختلف → شرط استفاده: داشتن امکان گزینش فرکانس به کمک فیلتر

TDM ← اختصاص بازه های زمانی مختلف " " "

CDM ← اختصاص کد های مختلف " " " "

WDM ← اختصاص رنگ های مختلف " " " "

شرط اجرای FDM امکان انتخاب فرکانس است → با فیلترها انجام می شود.

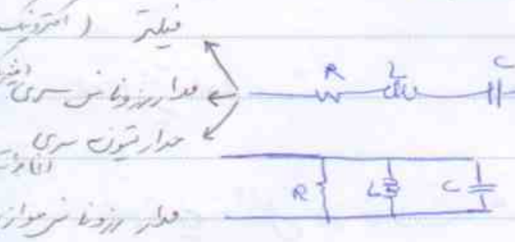
باید ساده ترین نوع فیلتر انتخاب شود → } فیلتر مرتبه یک
" " دو

۱) فیلتر مرتبه یک مناسب نمی‌باشد زیرا پاسخ آنها LP یا HP است

۲) فیلتر مرتبه دو ← پاسخ آنها LP یا HP یا BP است که ما نیاز به پاسخ BP داریم
↙ دو المان ذخیره کننده انرژی (سلف یا خازن) دارد
اگر المانها یکی باشند ← دو خازن پاسخ BP نخواهیم داشت
↙ دو سلف

پس شرط داشتن پاسخ BP داشتن سلف و خازن در فیلتر مرتبه دوم می‌باشد.

که دو ترکیب کلی خواهیم داشت
۱- سری ←
۲- موازی ←



نکته اول: مدار تونن سری با منبع ولتاژ و مدار نورتن موازی با منبع جریان ترکیب می‌شود

- اگر در مدار تونن سری منبع جریان ترکیب شود، سلف و خازن اثر یکدیگر را خنثی می‌کنند و دیگر مرتبه دوم نمی‌باشد و خاصیت BP بودن آن از بین می‌رود

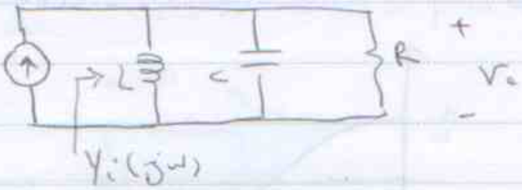
- سلف و خازنی که با منبع ولتاژ تشکیل حلقه دهند باعث افزایش مرتبه مدار نمی‌شوند در واقع به دلیل هم ولتاژ بودن امکان گرایش نوسانی به وجود نمی‌آورند

عموماً از ترکیب موازی استفاده می‌شود به دلیل آنکه المان‌های الکترونیکی (مثل ترانزیستور) در ناحیه فعال خود

مثل منبع جریان رفتار می‌کنند. (منبع جریان وابسته)

فصل ۲- مدار تیون

تحلیل مدار رزونانس موازی :



$$Y_i(j\omega) = \underbrace{\frac{1}{R}}_{G} + \frac{1}{jL\omega} + jC\omega \quad \Rightarrow Y_i(j\omega) = G + jC\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

$$\boxed{\omega_0^2 \triangleq \frac{1}{LC}}$$ تعریف

$$Y_i(j\omega) = G\left[1 + jRC\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

$$jRC\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = 0 \longrightarrow \boxed{\omega_r = \underset{\text{فرکانس مرکزی}}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{LC}}}$$

فرکانس تشدید
فرکانس رزونانس
فرکانس کاری مدار

قسمت موهومی ادمیتانس برابر $= 0 \Rightarrow \omega_r$

پس در فرکانس تشدید فقط مقاومت [illegible]

نکته اول : در فرکانس رزونانس سلف و خازن همدیگر را خنثی می‌کنند و مدار تیون تبدیل به یک مقاومت اهمی می‌شود.

نکته دوم : منظور از خنثی شدن برای حالت موازی یعنی مدار باز شدن و برای حالت سری یعنی اتصال کوتاه شدن.

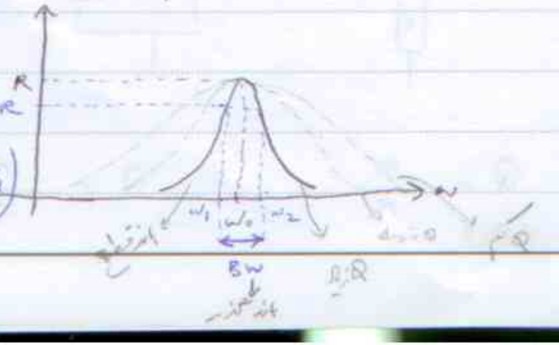
نکته سوم : بحث فوق برای شکل استاندارد RLC سری یا موازی صادق است.

$$\boxed{Q \triangleq RC\omega_0}$$ تعریف می‌کنیم

$$Z_i(j\omega) = \frac{1}{Y_i(j\omega)} = \frac{R}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$|Z_i(j\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

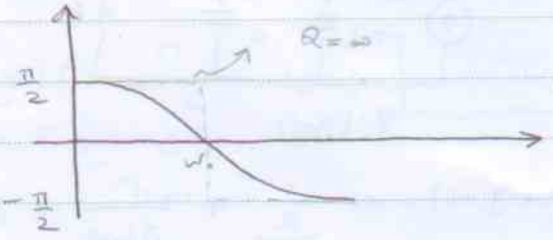
مشخصه دامنه



$$|Z_i(j\omega)| = \frac{\sqrt{2}}{2}R \Rightarrow ① \begin{cases} \omega_1 = \\ \omega_2 = \end{cases} \omega_0\left(\sqrt{\frac{1}{4Q^2}+1} \mp \frac{1}{2Q}\right)$$

$$② \; BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}$$

مشخصه فاز : $\angle Z_i(j\omega) = -\text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$



نکته چهارم : Q ضریب کیفیت نامیده می شود و به دو صورت قابل محاسبه است.

۱، مداری
$$Q = RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0} = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

۲، از لحاظ عملکردی
$$Q = \frac{\text{فرکانس مرکزی}}{\text{پهنای باند}} = \frac{\omega_0}{BW}$$

$$1/BW = \frac{Q_t}{\omega_0} \Rightarrow BW = \frac{1}{R_t C_t} \left(\frac{rad}{s}\right) \xrightarrow{\div 2\pi} (Hz)$$

نکته پنجم : طبق روابط فوق عموماً از Q به عنوان معیاری برای پهنای باند استفاده می شود

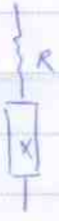
Q بزرگتر یعنی فیلتر تیزتر و Q کوچکتر یعنی فیلتر بازتر (پهنای باند بیشتر)

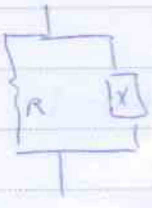
Q کوچکتر ← امواج بیشتر در پهنای باند ← باند قطع گذرتر ← کیفیت کمتر
(باند گذر)

* نکته ششم : عامل مخرب Q مقاومت اهمی است (مدار ایده‌آل مقاومت اهمی ندارد Q = ∞ خواهد داشت)

C و L ← برای تنظیم فرکانس مرکزی است.
R ← برای تنظیم پهنای باند است.

نکته هفتم : برای مدارهای دوالمانی مقدار Q برابر است با نسبت R و X
(مقاومت و X) X می‌تواند سلف یا خازن باشد



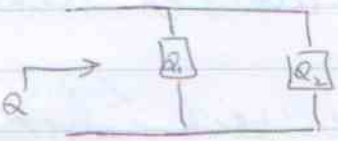


X برای سلف $= L\omega$
X برای خازن $= \frac{1}{C\omega}$

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

در حالت موازی اگر R نباشد یعنی مدار باز شدن R = ∞ ← Q = ∞
در حالت سری اگر R نباشد یعنی اتصال کوتاه شدن یعنی R = 0 ← Q = ∞ ☆

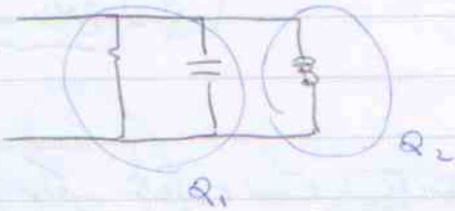
نکته ۸ : اگر دو شاخه با ضریب کیفیت Q_1 و Q_2 باهم موازی باشند درصورتی که Q یکی بی‌نهایت باشد Q کل برابر Q دیگری خواهد بود.



(Q ایده‌آل $Q=\infty$ است)

$$Q = \begin{cases} Q_1 & \text{if } Q_2 = \infty \\ Q_2 & \text{if } Q_1 = \infty \end{cases}$$

مثال) برای مدار تیون زیر داریم :



حل) $Q_2 = \infty$ زیرا عامل تلف R را ندارد $\Longrightarrow$ Q کل $= Q_1$

$Q_1 = \frac{R}{\frac{1}{C\omega_0}} = RC\omega_0$

چون Q کل ثابت است باید $\omega_0 = \omega$ باشد تا تساوی برقرار شود $\Big\rangle$ $RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0}$

درحالتی که سلف و R یک شاخه گرفته شوند $\rightarrow$ $\begin{cases} Q_2 = \infty \\ Q_1 = \frac{R}{L\omega_0} \end{cases}$ $\Longrightarrow$ Q کل $= Q_1$

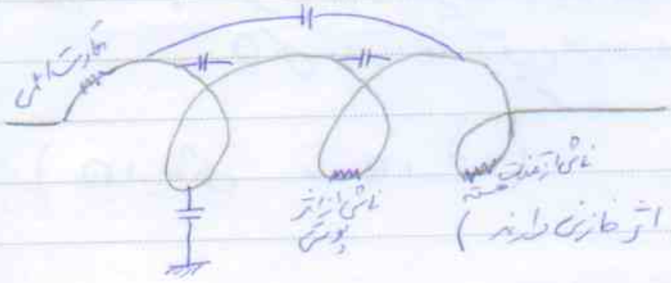
نکته ۹ : برای هر مدار تیون سه مشخصه مهم داریم :

۱) فرکانس مرکزی ω_0 $\quad Q <$
۲) پهنای باند
۳) مقاومت باقی مانده از مدار تیون در حالت رزونانس (تشدید)

نکته ۱۰ : درصورتی که شکل مدار تیون به فرم استاندارد نباشد اولین کاری که انجام می‌دهیم تبدیل آن به فرم استاندارد می‌باشد.

X

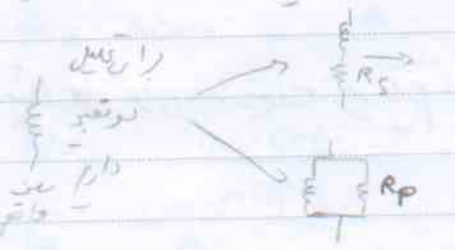
سلف و خازن واقعی (در عمل):



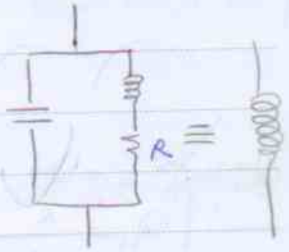
سلف و خازن در عمل با المانهای پارازیتی همراه هستند

- بین هر دو حلقه یک خازن پارازیتی داریم (دو سیم کنار هم اثر خازنی دارند)

- f ↑ جریان تمایل دارد خود را به سطح برساند. (در مرکز توزیع جریان با چگالی کمتر خواهد بود ⇐ یعنی از یک پوسته جریان عبور می‌کند پس سطح مقطع عبور جریان کم شده ⇐ مقاومت اهمی افزایش می‌یابد (R ناشی از اثر پوستی)



مدار معادل قابل قبول سلف واقعی:



که خود یک مدار تیون است با Q مشخص و ...

برای انتخاب سلف مناسب باید به فرکانس خود رزونانس و نیز Q آن توجه شود.

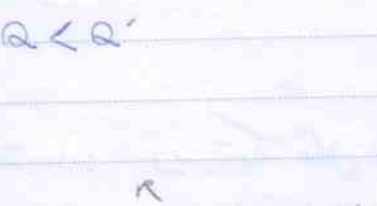
تا قبل از فرکانس خود رزونانس رفتار سلفی
در فرکانس خود رزونانس رفتار مقاومتی
در فرکانسهای بیشتر از خود رزونانس رفتار خازنی دارد

$\underset{\text{خود رزونانس}}{f_r} \gg \underset{\text{کاری}}{f}$ ، ← انتخاب مناسب

نکته: Q سلف در عمل از حدود 50 تجاوز نمی‌کند

نکته: Q مدار تیون حاصل از استفاده یک سلف با ضریب کیفیت Q' حتماً از Q' کمتر است
$Q < Q'$

روش محاسبه عملی برای فرکانس خود رزونانس و Q:



فرکانس را آنقدر تغییر می‌دهیم تا سلف اثر سلفی نداشته باشد
یعنی اختلاف فاز بین ورودی و خروجی نداشته باشیم
(Vo و Vi هم فاز شوند)
می‌دانیم در حالت رزونانس فقط R باقی می‌ماند (R')
(در مدل واقعی سلف و خازن اثر یکدیگر را خنثی می‌کنند)

در رزونانس $V_o = \dfrac{R'}{R'+R} V_i \Rightarrow R'$s

⇐ Q سلف $= \dfrac{\overset{R_p}{R'}}{L\omega_r}$

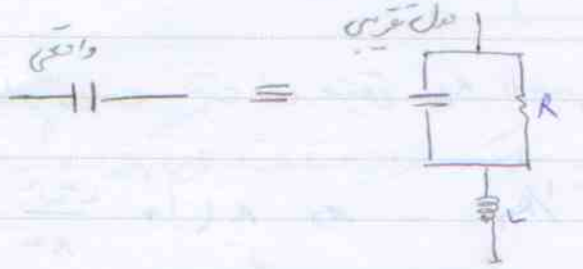
?

Subject: یکشنبه - جلسه سوم
Year. ۸۲ Month. ۷ Date. ۸ ( )

تعریف :

$$L_{effective} \simeq \frac{L}{1-\left(\frac{f}{f_r}\right)^2}$$

خازن در حالت واقعی و عملی

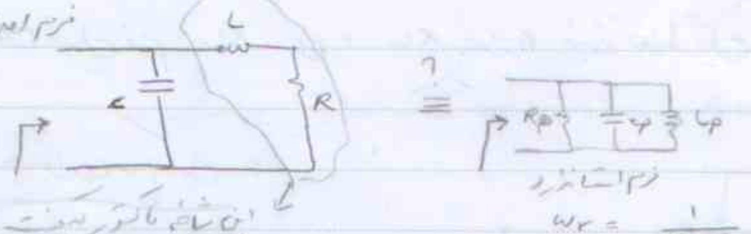


به مراتب نسبت به سلف به حالت ایده‌آل نزدیک‌تر است.
یعنی Q های بسیار بزرگ نیز قابل حصول است.

$$C_{effective} \simeq \frac{C}{1-\left(\frac{f}{f_r}\right)^2}$$

انواع مدارهای تیون :

فرم اول :



این شاخه با فاکتور کیفیت $Q_L = \frac{L\omega}{R}$ باشد

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_pC_p}}$$

نکته مهم : همواره باید مدار تیون را به هر شکلی که باشد تبدیل به فرم استاندارد نماییم.

اگر دو مدار بخواهند معادل باشند باید از ورودی $Y_i(j\omega)$ مشابه داشته باشند (در حوالی فرکانس رزونانس)
و باید فرکانسهای رزونانس برابر داشته باشند

برای مدار اصلی : $Y_i(j\omega) = jC\omega + \frac{1}{R + jL\omega}$

$$= j\omega C + \frac{R - jL\omega}{R^2 + L^2\omega^2}$$

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

$$C - \frac{L}{R^2+L^2\omega^2} = 0 \Rightarrow$$

$$\boxed{\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2 \times \omega_r^2}{L^2 \times \omega_r^2}}}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{1+Q_L^2}{Q^2}}} \leftarrow \omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{\omega_r^2}{Q_L^2}}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

با مقایسه شکل و نیز روابط می‌توان نتیجه گرفت ،

$$\begin{cases} C_p = C \\ L_p = L \dfrac{1+Q_L^2}{Q_L^2} \end{cases}$$

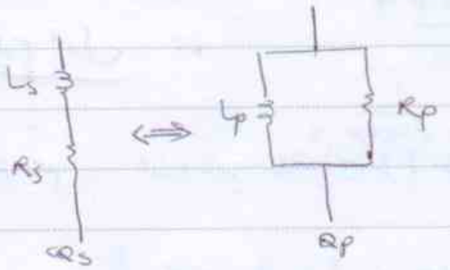
با برابر قرار دادن بخش های حقیقی Rp محاسبه می‌شود (در فرکانس تشدید سلف و خازن اثر یکدیگر را خنثی می‌کنند)

$$Re\{Y_i(j\omega)\} = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{بدست آمده از مدار فرم اول}}}{\frac{R}{R^2+L^2\omega^2}} = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{مدار استاندارد}}}{1/R_p} \Rightarrow R\left(1+\frac{L^2\omega^2}{R^2}\right) = R_p$$

$$\boxed{R(1+Q_L^2) = R_p}$$

نتیجه : امکان تبدیل فرم RL سری به RL موازی طبق روابط قبل موجود می‌باشد .

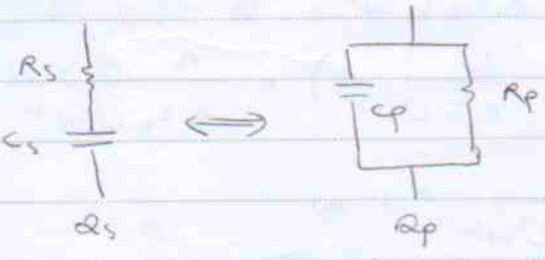
تبدیلات سری به موازی و بالعکس :



این روابط تبدیل کلید رسیدن به فرم استاندارد از هر فرمی می‌باشد .

$$L_s = L_p \frac{Q_p^2}{1+Q_p^2} \qquad , \qquad L_p = L_s \left(\frac{1+Q_s^2}{Q_s^2}\right)$$

$$R_s = \frac{R_p}{1+Q_p^2} \qquad \qquad R_p = R_s(1+Q_s^2)$$

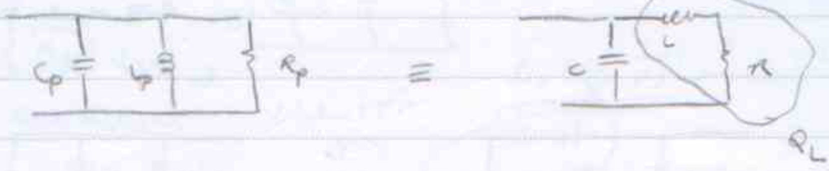


$$C_s = C_p\left(\frac{1+Q_p^2}{Q_p^2}\right) \qquad , \qquad C_p = C_s\left(\frac{Q_s^2}{1+Q_s^2}\right)$$

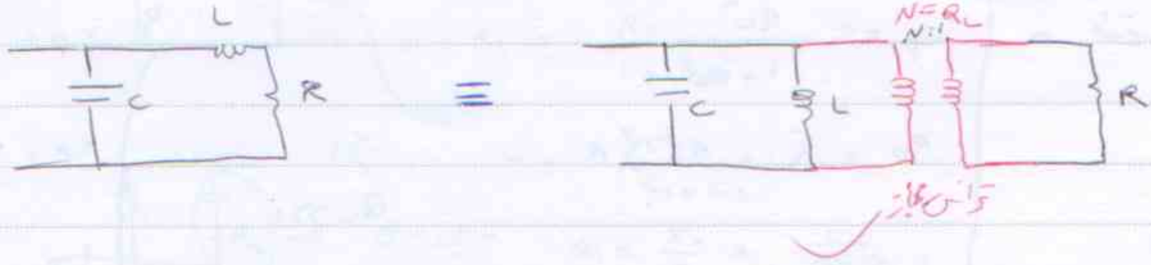
$$R_s = \frac{R_p}{1+Q_p^2} \qquad \qquad R_p = R_s(1+Q_s^2)$$

حالت خاص : در حالت خاص برای $Q_L >> 1$ داریم : $R_p = R \cdot Q_L^2$

$L_p = L$



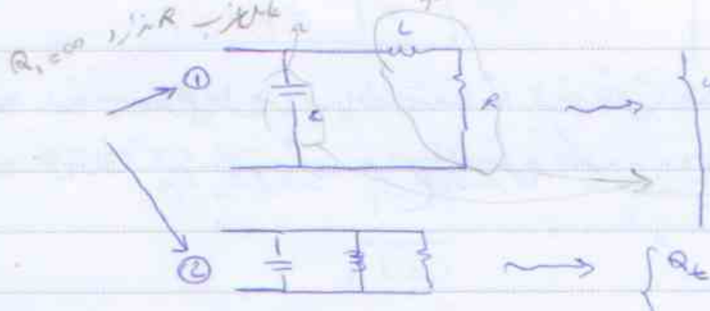
نتیجه : این فرم مدار تیون در مقایسه با فرم کلاسیک شکل یک افزاینده مقاومت عمل می‌کند یا شبیه به ترانس عمل می‌کند.



مثال عملی / $R = 50\,\Omega$ ← با این اطلاعات یک مدار تیون ببندید.

$L = 100\,\mu H$

$C = 100\,pF$



① $\omega_0 = 10^7 \; \frac{rad}{s}$

$Q_t = Q_L = \frac{L\omega_0}{R} = 20$

$R_{in} = (1 + Q_L^2) \times 50 = 20\,k\Omega$

② $Q_t = 0.05$

$\omega_0 = 10^7 \; rad/s$

$R_{in} = 50\,\Omega$ مقاومت دیده شده در حالت رزونانس از ورودی

فرم اول مناسب‌تر می‌باشد به دلیل اینکه Q_t و R_{in} بزرگتری دارد.

↓

اما ۲۰ برابر ولتاژ کمتر در خروجی R خواهیم داشت. (آمپلیفایر تقویت کننده باشد گین بزرگتری دارد)

هزینه رسیدن به این هدف : کاهش ولتاژ دو سر R به اندازه Q_L (تخریب)

کاهش ولتاژها با یک طبقه تقویت می‌توان جبران کرد اما کاهش Q قابل جبران نمی‌باشد.

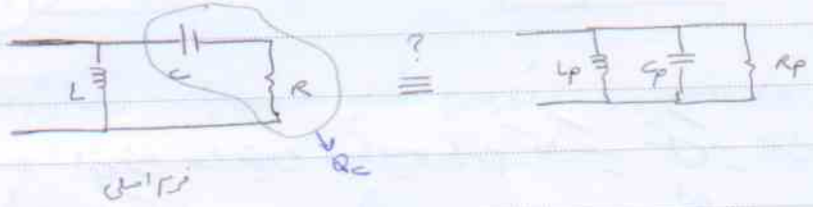
★ حتماً از این به بعد Q مهم‌ترین چیز است زیرا در صورت خرابی قابل جبران نمی‌باشد.

Subject:
Year. Month. Date. ( )

نکته : اغلب بارهای مقاومتی ۵۰ یا ۷۵ هستند که در نتیجه روش‌های افزایندگی مقاومت به منظور حفظ مقدار Q بسیار مورد توجه می‌باشند.

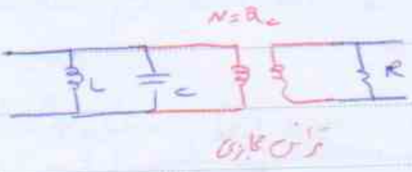
$R = \infty \Rightarrow Q = \infty$ مدل ایده‌آل

فرم دوم موازی‌سازی :



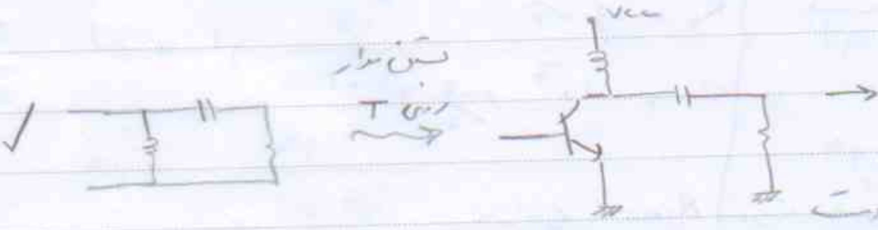
طبق روابط داریم →

$$\begin{cases} C_p = C\dfrac{Q_c^2}{1+Q_c^2} \\ R_p = (1+Q_c^2)R \\ L_p = L \end{cases} \quad \xrightarrow[Q_c \gg 1]{\text{اگر}} \quad \begin{cases} C_p = C \\ R_p = Q_c^2 R \\ L_p = L \end{cases}$$

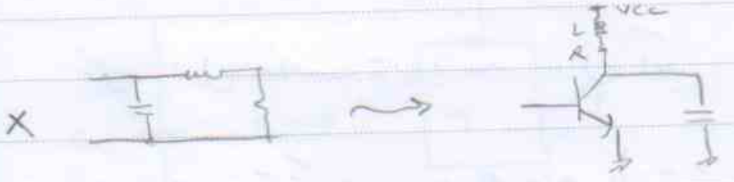


در مقایسه با فرم اول از لحاظ مشخصات تبدیل مثل مقدار Q تقریباً مشابه هستند ولی از لحاظ مشخصات فرعی می‌توان یکی را بر دیگری ترجیح داد مثل کوپل به بار یک ترانزیستور یا مشخصه فرکانسی خارج از باند گذر و ...

⇓



① جریان بایاس DC کلکتور را از مقاومت عبور نمی‌دهد و بهینه‌تر است.
خازن ایزولاسیون DC بین ترانزیستور و مقاومت ایجاد می‌کند.

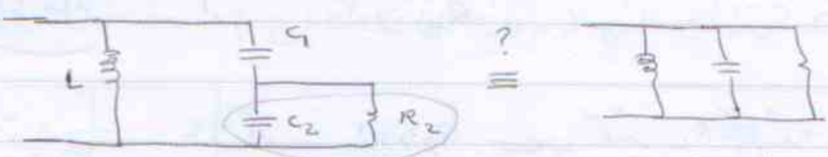


② توان DC روی مقاومت اتلاف می‌کند
راندمان توان پایین‌تر است.

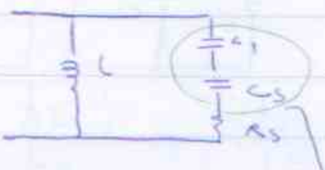
PAPCO

فرم سوم مدار تیون :

مدار تیون شده با ترانس خازنی



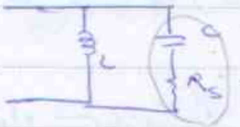
مدار اصلی $Q_p = R_2 C_2 \omega_0$ فرم استاندارد



$$C_s = C_2 \frac{1+Q_p^2}{Q_p^2}$$

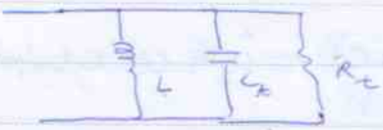
$$R_s = \frac{R_2}{1+Q_p^2}$$

$$C = \frac{C_1 C_s}{C_1 + C_s}$$



→ تبدیل سری به موازی

$$Q_s = \frac{X_c}{R} = \frac{1}{R_s C \omega_0}$$



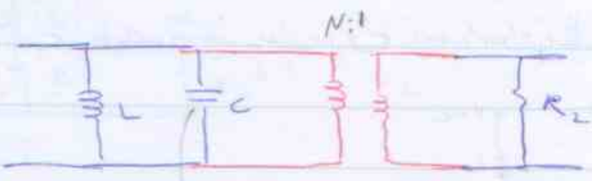
$$\longrightarrow \begin{cases} C_t = \dfrac{Q_s^2}{1+Q_s^2} C \\ R_t = (1+Q_s^2) R_s \end{cases}$$

$$* \quad Q_t = R_t C_t \omega_0 = \cancel{(1+Q_s^2)} R_s \times \frac{Q_s^2}{\cancel{1+Q_s^2}} C \times \omega_0 = R_s C Q_s^2 \omega_0$$

$$\Rightarrow Q_t = \frac{R_s C \omega_0}{R_s^2 C^2 \omega_0^2} = \frac{1}{R_s C \omega_0} = Q_s$$

با جایگذاری R_s از بالا داریم ؛

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C_t}} \quad , \quad R_t = \frac{1+Q_s^2}{1+Q_p^2} R_2$$



$$N = \sqrt{\frac{1+Q_s^2}{1+Q_p^2}}$$

$$Q_t > 10 \xrightarrow{Q_t = Q_s} Q_s > 10 \longrightarrow Q_s \gg 1 \Rightarrow C_t = C$$

نکته اول : $* \quad \boxed{Q_t = Q_s}$

نکته دوم : به مداری می توان نام "تیون" را اطلاق کرد که $\boxed{Q_t > 10}$ داشته باشد.

یعنی: $Q_t > 10 \equiv Q_t \gg 1 \Longrightarrow \begin{cases} C_t \simeq C \\ R_t \simeq Q_t^2 R_s \end{cases}$

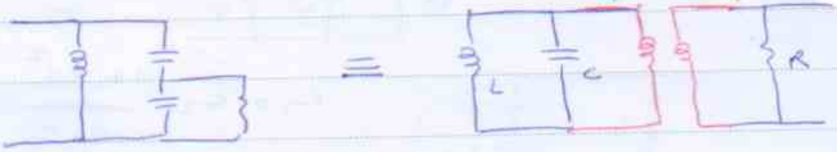
در حالت خاص اگر $Q_p \gg 1$ $\Longrightarrow \begin{cases} C_s \simeq C_2 \longrightarrow C = \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \equiv \text{سری } C_1 \text{ و } C_2 \\ R_s = R_2 / Q_p^2 \Longrightarrow R_t = \left(Q_t / Q_p\right)^2 R_2 \end{cases}$

قدم روابط قبل : ۱، $Q_t > 10$

۲، اگر $Q_p >> 1$ ← تأثیر R_2 کم شده ← C_1 و C_2 سری $= \frac{C^{2}\omega^{2}}{C}$

$N = Q_t / Q_p$

$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$



در مقایسه با قبلی ها از مشخصات تئوری فرقی نمی کند ولی در طراحی مدار تیون عموماً سه پارامتر معلوم داریم (ω_0 و Q (پهنای باند) و R_t مقاومت بار در حالت رزونانس)

تنظیم دلخواه سه پارامتر نیاز به دارا بودن سه درجه آزادی در مدار است یعنی سه المان آزاد داشته باشیم

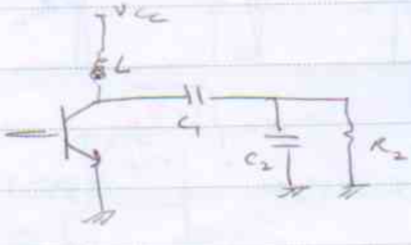
در مورد مدارهای قبلی ظاهراً سه المان داریم اما در عمل R عموماً به عنوان پارامتر آزاد و در اختیار محسوب نمی شود

و در اختیار طراح نمی باشد پس مدارهای قبلی دو درجه آزادی (سلف و خازن) دارند و در نتیجه بیشتر از دو پارامتر

به دلخواه قابل تنظیم نمی باشد اما مدار جدید دارای سه پارامتر آزاد است (C_1 و C_2 و L)

با این سه پارامتر می توان هر سه مشخصه مدار تیون را به دلخواه تنظیم نمود.

بستن روی ترانزیستور ⟶



$N = \frac{Q_t}{Q_1} = \frac{R_t C_t}{R\,C}$

$N = \frac{C}{C_1}$

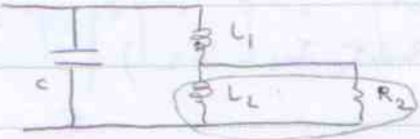
$$N = \frac{Q_t}{Q_p} = \frac{R_t C_t \cancel{\omega_0}}{R_2 C_2 \cancel{\omega_0}} = \frac{N^2 \cancel{R_2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}{\cancel{R_2}\, \cancel{C_2}}$$

$$\begin{cases} C_t = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \\ R_t = N^2 R_2 \end{cases}$$

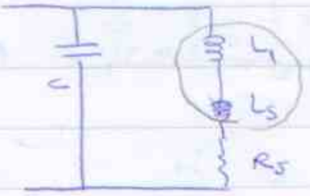
$N = \frac{N^2 C_1}{C_1 + C_2}$

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

فرم چهارم : مدار تون اتوترانس سلفی (بدون القای متقابل)



→

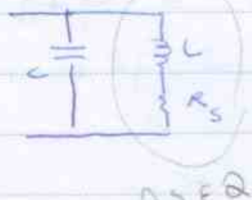


$\rightarrow L = L_1 + L_S$

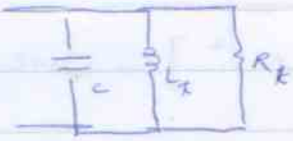
$$Q_p = \frac{R_2}{L_2 \omega_0}$$

$$\begin{cases} L_S = L_2 \dfrac{Q_p^2}{1+Q_p^2} \\ R_S = \dfrac{R_2}{1+Q_p^2} \end{cases}$$

→



→



$Q_S = Q_t$

$$\longrightarrow \begin{cases} L_t = \dfrac{1+Q_t^2}{Q_t^2} L \\ R_t = (1+Q_t^2) R_S \end{cases}$$

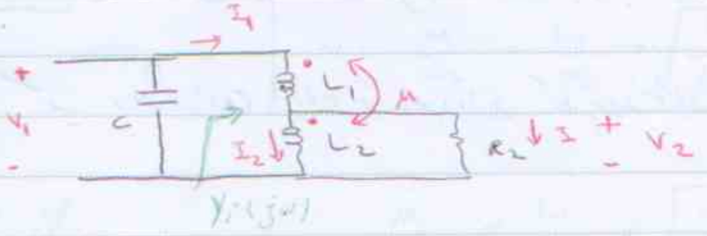
?

در حالت خاص اگر $Q_p > 10$ داریم:

$$L_t = L_1 + L_2 \quad , \quad R_t \simeq \frac{Q_t^2}{Q_p^2} R_2$$

در عمل معمولاً نمی‌توان اثر القای متقابل صرف نظر کرد (این مدار عملی نمی‌باشد)

تحلیل مدار فوق با القای متقابل M :



الف / $R_2 \longrightarrow \infty$:

$I = 0$

$$V_1 = SL_1 I_1 + SMI_2 + SL_2 I_2 + SMI_1 \qquad (I_1 = I_2)$$

$$V_1 = SI_1 (L_1 + L_2 + 2M)$$

$$V_{2o} = SL_2 I_1 + SMI_1 = SI_1 (L_2 + M)$$

مدار باز بودن R_2

$$\begin{cases} N = \dfrac{V_1}{V_{2o}} = \dfrac{L_1 + L_2 + 2M}{L_2 + M} \\ L_t' = L_1 + L_2 + 2M \end{cases}$$

$$Y_i(j\omega) = \frac{I_1}{V_1} = \frac{1}{S(L_1+L_2+2M)}$$

$G_i + jB_i$

ب) $R_2 \nrightarrow \infty$:

$$V_1 = sI_1L_1 + sMI_2 + sL_2I_2 + sMI_1$$

$$V_2 = sI_2L_2 + sMI_1 = R_2 I = R_2(I_1 - I_2)$$

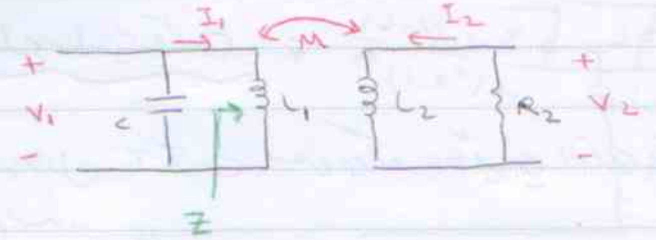
$$Y_i(j\omega) = \frac{I_1}{V_1}$$

$$Y_i(j\omega) = \frac{R_2 + j\omega L_2}{-\omega^2\left[L'_t L_2 - (L_2+M)^2\right] + j\omega L R_2} = G_i + jB_i$$

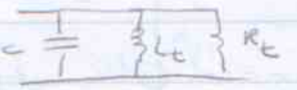
$$\Rightarrow \begin{cases} L_t = \dfrac{1}{\omega B_i} \\ R_t = \dfrac{1}{G_i} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_t = R_2\left[\left(\dfrac{L'_t}{L_2+M}\right)^2 + \left(\dfrac{L'_t\omega}{R_2}\right)^2\left(\dfrac{L_2}{L_2+M} - \dfrac{L_2+M}{L'_t}\right)^2\right] \\ L_t = L'_t\left[\dfrac{\omega^2\left[L_2 - \left(\dfrac{L_2+M}{L'_t}\right)\right]^2 + R_2^2}{\omega^2 L_2\left[L_2 - \dfrac{(L_2+M)^2}{L_t}\right] + R_2^2}\right] \end{cases}$$

نکته: در عمل برخلاف شکل ظاهری روابط چون علاوه بر C و L_1 و L_2 مقدار M نیز به عنوان یک درجه آزادی اضافه تر وجود دارد کار کردن با این مدار چندان پیچیده نمی باشد.

فرم پنجم : مدار بیرونی ترانس



$\overset{?}{\equiv}$



$$\left.\begin{array}{l} V_1 = sL_1 I_1 + sM I_2 \\ R_2 I_2 + sL_2 I_2 + sM I_1 = 0 \end{array}\right\} \rightarrow Z = \frac{V_1(j\omega)}{I_1(j\omega)} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2}$$

$$Z(j\omega) = \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j\omega\left(L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}\right)$$

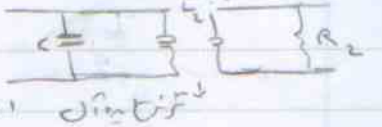
ضریب تزویج $k = \frac{M \xrightarrow{\text{ضریب القای متقابل}}}{\sqrt{L_1 L_2}}$

* برای ترانس ایده‌آل $\left\{ \begin{array}{l} k = 1 \Rightarrow M^2 = L_1 L_2 \\ L_1, L_2 \to \infty \end{array} \right.$

$$\frac{M^2}{ML_2} = \frac{L_1 L_2}{ML_2} = \frac{L_1}{M}$$

برای ترانس ایده‌آل $Z(j\omega) = \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 R_2 \Rightarrow \left.\begin{array}{l} N = \frac{M}{L_2} \\ k = 1 \end{array}\right\} \Rightarrow N = \frac{L_1}{M}$

$$\Rightarrow \boxed{N = \frac{M}{L_2} = \frac{L_1}{M} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}}$$



ترانس ایده‌آل $k=1$, $L_{1,2} \to \infty$

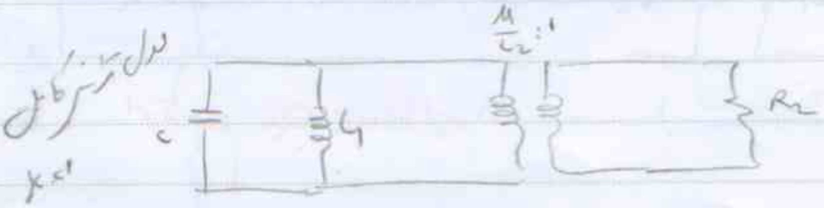
* ترانس کامل $\left\{ k = 1 \rightarrow \frac{M}{L_2} = \frac{L_1}{M} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \right.$

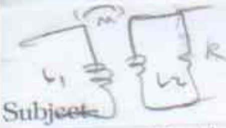
مدل ? استاندارد

(در حل مسائل اگر L1ها و L2ها و M داده شوند باید kها محاسبه شوند اگر ۱ یعنی ترانس کامل است)

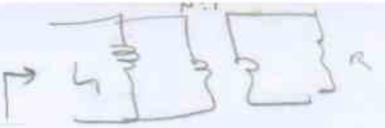
در غیر این صورت ترانس را کامل در نظر می‌گیرند.

در مدل صفحه بعد $k=1$ می‌گذاریم / در حل مسائل





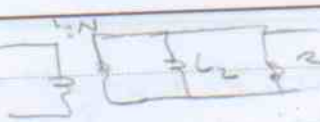
L1 از سمت



$N = \frac{L_1}{M}$

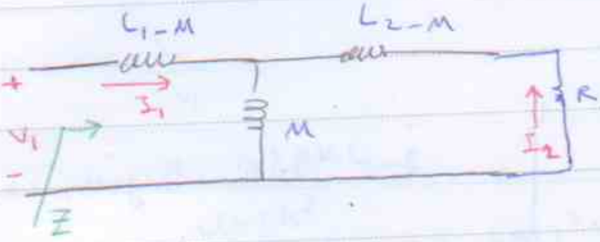
مدل سازی ترانس :

$N = \frac{L_2}{M}$

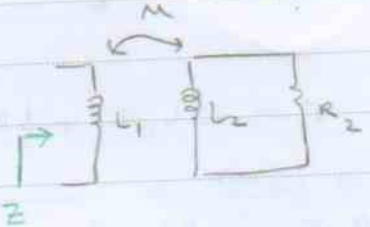


L2 از سمت

مدار معادل T ترانس سعی می کند با جایگزینی القای متقابل M با یک القای اضافه به مداری بدون تزویج برسد.

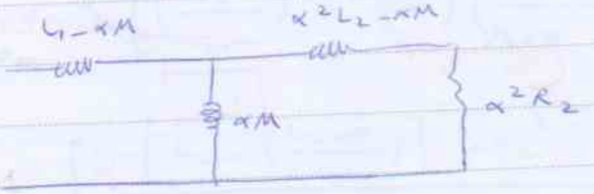

L1-M
L2-M
+
V1
-
I1
M
I2
R2
Z

≡



$$\begin{cases} v_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \\ R_2 I_2 + j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 = 0 \end{cases} \Rightarrow Z = j\omega L_1 + \frac{(\omega^2 M^2) \times \alpha^2}{(R_2 + j\omega L_2) \times \alpha^2}$$

$$Z = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 (\alpha M)^2}{\alpha^2 R_2 + j\omega\alpha^2 L_2} \Rightarrow$$

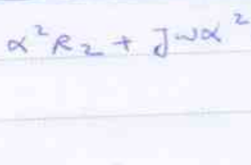

L1-αM
α²L2-αM
αM
α²R2

این مدار معادل مدار بالایی است به خاطر برابری Z ها

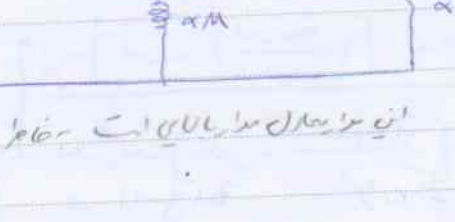
فرض می شود $\alpha = \frac{M}{L_2}$

$$\begin{cases} L_1 - \alpha M = L_1 - \frac{M^2}{L_2} = L_1 - k^2 L_1 = L_1(1-k^2) \\ \alpha M = \frac{M^2}{L_2} = k^2 L_1 \\ \alpha^2 L_2 - \alpha M = \frac{M^2 L_2}{L_2^2} - \frac{M^2}{L^2} = 0 \end{cases}$$

مدار معادل ساده شده برای ترانس



≡



$\left(\frac{M}{L_2}\right)^2 R_2$

Qp

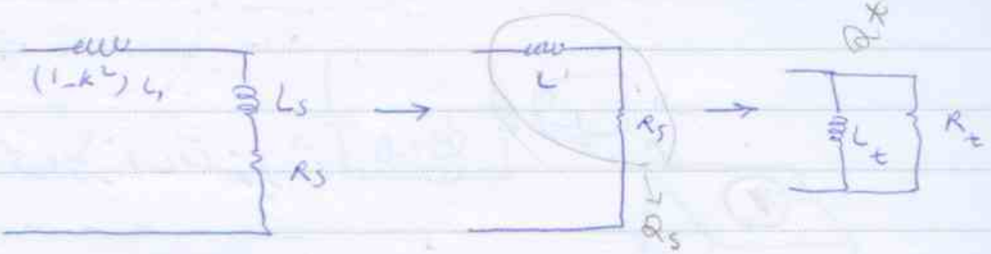
اتوترانس بدون القای متقابل

↓

فرم شماره 4

شکل زیر با k در نظر گرفته شده ؟
اگر M و یا L_2 داده شده باشد چه عواملی لازم است ؟

با تبدیل موازی به سری



$$\begin{cases} L_s = \dfrac{Q_p^2}{1+Q_p^2}\,k^2 L_1 \\[2ex] R_s = \dfrac{R_2}{1+Q_p^2}\left(\dfrac{M}{L_2}\right)^2 \end{cases}$$

$L = L_s + L_1(1-k^2)$

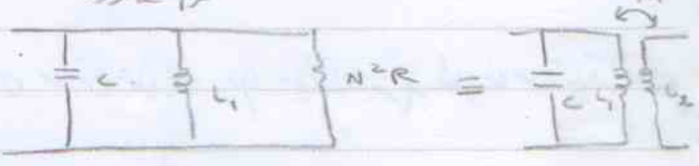
$$\begin{cases} L_t = L\left(\dfrac{1+Q_s^2}{Q_s^2}\right) \\[2ex] R_t = R_s(1+Q_s^2) \end{cases}$$

$\overset{?}{Q_s >> 1}$

اگر $Q_p >> 1 \Rightarrow \begin{cases} L_t \simeq L_1 \\ N = \frac{M}{L_2} \end{cases}$

? R_t را ندارد
چرا در نظر نمی‌گیریم
کمتر $\frac{M}{L_2}$

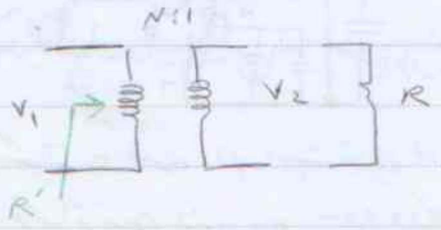
فرم استاندارد



خلاصه : برای ترانس ایده‌آل یا کامل داریم : $K=1$ (تزویج دارد / کوپل تزویج دارد)

$\frac{M}{L_2} = \frac{L_1}{M} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$

می‌توان تمامی مقادیر جریان یا مقاومت را از یک طرف ترانس به طرف دیگر انتقال داد.



$$\begin{cases} \dfrac{N}{1} = \dfrac{V_1}{V_2} = \dfrac{I_2}{I_1} \\[2ex] \dfrac{I_1}{I_2} = \dfrac{1}{N} \\[2ex] R' = N^2 R \end{cases}$$

اگر شرط ایده‌آل بودن یا کامل بودن برقرار نباشد آن‌گاه برای ترانس یک نسبت تبدیل واحد نمی‌توان در نظر گرفت بلکه ترکیبی نسبت تبدیل خاص خودرا خواهد داشت.

$\frac{M}{L_2} \neq \frac{L_1}{M} \neq \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$

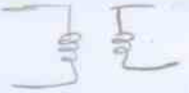
R دیده شده از هر طرف $= \left(\frac{L_{\text{همان طرف}}}{M}\right)^2 R$ طرف دیگر

V هر طرف $= \left(\frac{M}{L_{\text{طرف مقابل}}}\right) V$ طرف مقابل

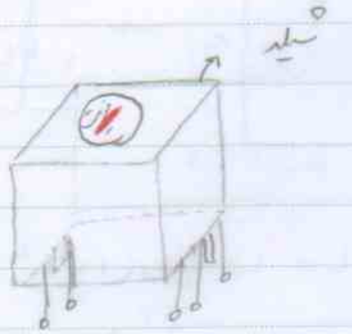
I هر طرف $= \left(\frac{M}{L_{\text{همان طرف}}}\right) I$ طرف مقابل

بنابراین از این روابط برای حالتی که ۲ بار
استفاده کرد یعنی V را از ۱ به ۲
ببریم دوباره از ۲ به ۱ ببریم همان
جواب نمی‌شود

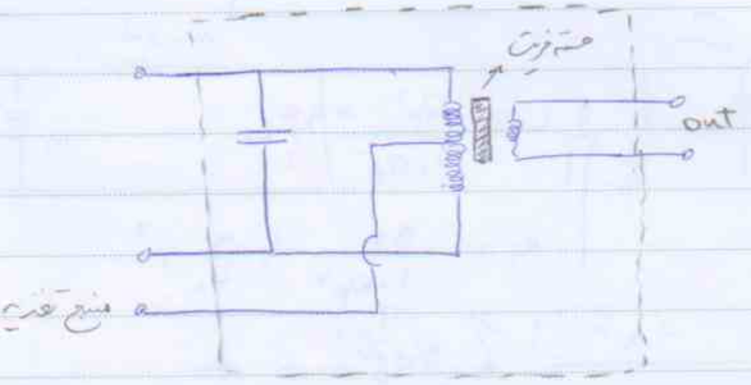
N^2R $\frac{C}{N^2}$ LN^2



ترانس IF

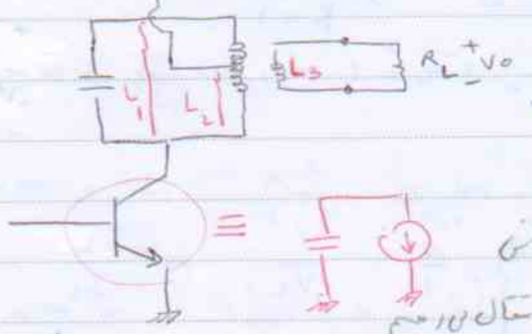


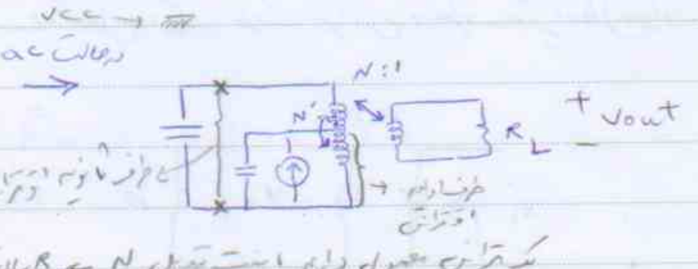
یک مدار تیون کاربردی موجود در بازار با فاکتورهای زیر :


هسته فریت
out
منبع تغذیه

طراحی ساختار این مدار به گونه‌ای است که اثر المان‌های جانبی روی مدار تیون را توسط خاصیت ترانس حذف می‌کند.

طریقه اتصال به ترانزیستور : به دو صورت قابل استفاده با ترانزیستور می‌باشد.

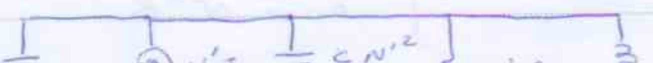

Vcc
L1
L2
L3
RL
+Vo-
≡

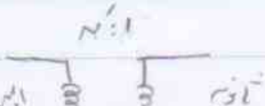

Vcc → ⏚
در حالت ac
N:1
N'
RL
+ Vout -
طرف ثانویه اتوترانس
طرف اولیه اتوترانس

یک ترانس معمولی داریم با نسبت تبدیل N ← R را انتقال می‌دهیم

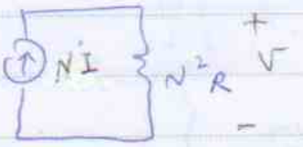
و یک اتوترانس داریم ← منبع جریان و خازن را از اولیه به ثانویه اتوترانس منتقل می‌کنیم

→




N':1
اولیه
ثانویه

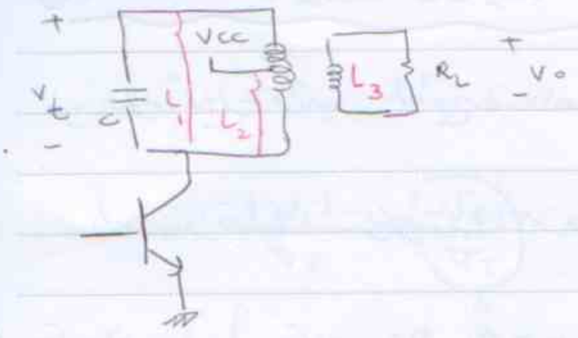
فرکانس کاری ترانس فرکانس رزونانس مدار تیون می‌باشد → در فرکانس رزونانس سلف و خازن اثر یکدیگر را خنثی می‌کنند →

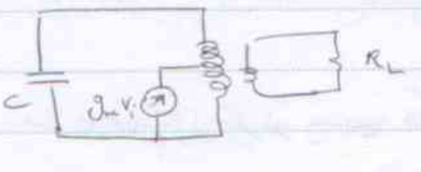


$V = N'IN^2R$

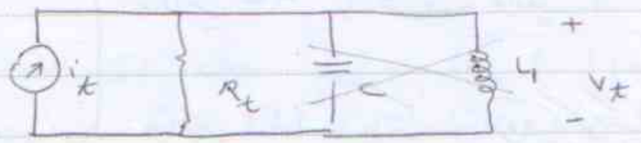
حالا اگر Vout خواسته شده باشد این V به طرف دوم منتقل می‌شود (طبق روابط)

Subject: جلسه پنجم - یکشنبه
Year. ۸۶ Month. ۷ Date. ۱۵ ( )


+
V_t
-
C
L_1
L_2
Vcc
L_3
R_L
+
V_o
-



$$\begin{cases} R_t = \left(\frac{L_1}{M_{13}}\right)^2 R_L \\ i_t = \left(\frac{M_{12}}{L_1}\right) g_m v_i \end{cases}$$



$$V_t = R_t i_t$$

$$V_o = \left(\frac{M_{13}}{L_1}\right) V_t$$

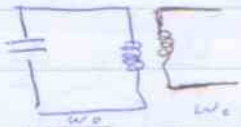
$$V_o = \left(\frac{M_{13}}{L_1}\right)\left(\frac{L_1}{M_{13}}\right)^2 R_L \underbrace{\left(\frac{M_{12}}{L_1}\right)}_{g_m v}$$

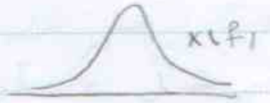
$$\boxed{V_o = \left(\frac{M_{12}}{M_{13}}\right) R_L g_m v_i}$$

نکته: درمواردی که چندین مدار تیون موجود باشد مدار تیون اصلی را جایی درنظر میگیریم که کمترین فرکانس رزونانس را دارد.

درمواردی که فرم های ساده قبلی به تنهایی جوابگوی نیاز طراح نباشد می‌توان از ترکیبات آنها نیز استفاده کرد

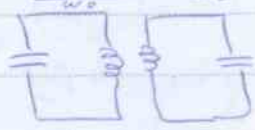
Single Tuned

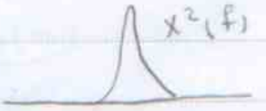




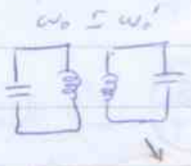
?

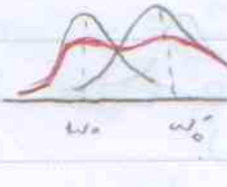
Double Tuned


ω_0
ω_0



Staggered Tuned


$\omega_0 \neq \omega_0'$



افزایش پهنای باند با حفظ Q

فصل ۳ـ آنالیز غیرخطی ترانزیستور

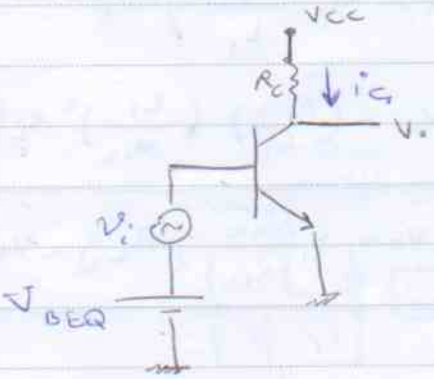
مدل سیگنال کوچک small signal ← مدل خطی ترانزیستور ← تحلیل خطی

ولی در واقعیت ترانزیستور المانی غیرخطی است ← نیاز به تحلیل غیرخطی داریم.

قرارداد : مقادیر DC را با حروف بزرگ نشان می‌دهیم V_{CE}

مقادیر AC را با حروف کوچک " v_{ce}

مقادیر لحظه‌ای (ac و DC) با ترکیب حروف کوچک و بزرگ " v_{CE}



لحظه‌ای $v_{BE} = v_i + V_{BEQ}$

لحظه‌ای $i_C = I_o e^{\boxed{v_{BE}}^{\,ac,DC}/V_T}$

$= \underbrace{I_o e^{\frac{V_{BEQ}}{V_T}}} e^{v_i/V_T}$

$V_o = V_{CC} - R_C i_C$

$i_C = I_{CQ} \underbrace{e^{v_i/V_T}}_{\text{تابع غیرخطی}}$

می‌دانیم $e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots + \frac{x^n}{n!} + \dots$

$$i_C = I_{CQ}\left[1 + \frac{v_i}{V_T} + \frac{1}{2}\left(\frac{v_i}{V_T}\right)^2 + \dots\right]$$

درحالت خاص اگر $\frac{v_i}{V_T} \ll 1$ داریم :

$$i_C = I_{CQ}\left(1 + \frac{v_i}{V_T}\right)$$

جریان لحظه‌ای (DC, ac) $i_C = I_{CQ} + \boxed{\frac{I_{CQ}}{V_T}} v_i = \boxed{\underbrace{I_{CQ}}_{DC} + \underbrace{g_m v_i}_{AC}}$ $\boxed{S.S}$

$g_m = \frac{I_{DC}}{V_T} \Longrightarrow \boxed{g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}}$

(LS)

آگرچه در حالت کلی شکل i_c بستگی به v_i دارد ولی در حالت خاص برای ورودی سینوسی به عنوان یک مرجع یا ملاک بررسی ها را انجام می دهند

$\overset{V_{BE}}{v_i} = V_I \cos\omega t$ (فرض

$$x = \frac{|v_i|}{V_T} \Rightarrow \underbrace{\boxed{\frac{V_I}{V_T}}}_{x} \cos\omega t = \underset{\downarrow}{x} \cos\omega t = \frac{v_i}{V_T}$$

دامنه نرمالیزه شده ورودی

با این فرض داریم $\Longrightarrow i_c = I_{CQ}\, e^{x\cos\omega t}$

v_i با توجه به تناوب $\Longrightarrow i_c = \overbrace{I_{CQ}\big(I_0(x)}\, + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n(x)\cos n\omega t\big)$

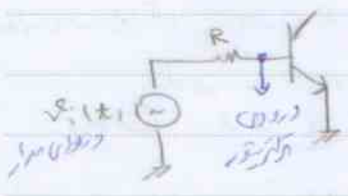
(بسط سری فوریه) $i_c = \boxed{I_{DC}}\left(1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{I_n(x)}{I_0(x)}\cos n\omega t\right)$

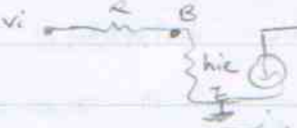
(I_n) دامنه جریان هارمونیک nام $\longrightarrow \boxed{I_n(x)}_{2I_{CQ}x} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{x\cos\omega t}\cos n\omega t \cdot d\omega t$

(به دلیل غیرخطی بودن)

این رابطه تابع بسل تغییر یافته مرتبه n با آرگومان x می باشد ← مقادیر عددی در جدول کتاب است

نکته بسیار مهم : x یا V_i ولتاژ ورودی ترانزیستور هستند (دو سر بیس - امیتر)
نه ولتاژ ورودی مدار


R
$v_i(t)$
ورودی مدار
ورودی ترانزیستور



در این حالت تقسیم مقاومتی داریم

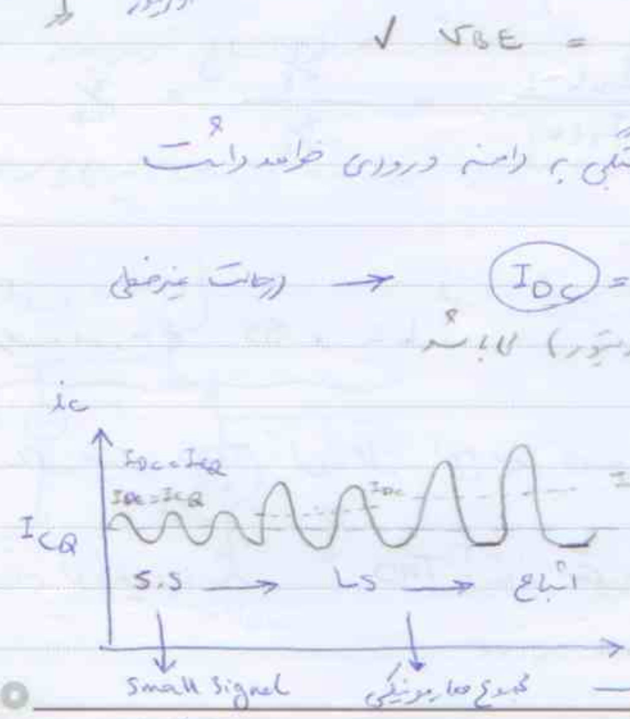
$$V_i(t) = V_R + V_{BE}$$

$$\checkmark\ V_{BE} = V_i(t) - \underset{\text{جریان}}{V_R} = \frac{h_{ie}}{h_{ie}+R}\, v_i$$

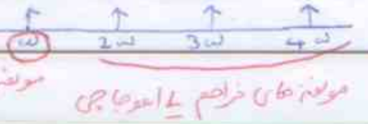
نکته / در حالت غیرخطی مقدار DC ترانزیستور نیز بستگی به دامنه ورودی خواهد داشت

در حالت غیرخطی $\longrightarrow \boxed{I_{DC}} = I_{CQ} \cdot \underbrace{I_0(x)}$

تابعی از x (ورودی ترانزیستور) می باشد


i_c
$I_{DC} = I_{CQ}$
$I_{DC} = I_{CQ}$
I_{DC}
I_{DC}
I_{CQ}
S.S → LS → اشباع
Small signal
مجموع هارمونیکی

شکل موج از بالا تیز و از پایین پخ می شود


ω
2ω
3ω
4ω
مولفه اصلی
مولفه های هارمونیک یا اعوجاجی

درحالت خاص برای $\underset{s.s}{\underbrace{x \ll 1}}$ می‌توان تقریب های زیر را برای توابع بسل نوشت

$$e^{x\cos\omega t} \simeq 1 + x\cos\omega t$$

$$I_1(x) = x/2$$

$$I_2(x) = x^2/8 = \frac{(\frac{x}{2})^2}{2!}$$

$$\boxed{I_n(x) \simeq \left(\frac{(\frac{x}{2})^n}{n!}\right)}$$

? هارمونیک برای
SS هم چنین
داره ؟

باتوجه به نمودار صفحه قبل :

برای سنجش میزان اعوجاج حاصل از هارمونیک ها از تعریف زیر استفاده می شود.

$$D_n = \frac{\text{دامنه هارمونیک } n \text{ ام} \rightarrow \text{مزاحم}}{\text{دامنه مولفه اصلی} \rightarrow \text{مفید}}$$

total harmonic distortion $THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} D_n^2}$

درحالت s.s یا $x \ll 1$ می‌توان از D_3 به بعد در مقایسه با D_2 صرف نظر کرد

$$THD \simeq D_2 = \frac{I_2(x)}{I_1(x)} = \frac{x^2/8}{x/2} = x/4$$

SS: $\boxed{THD = \frac{x}{4}}$

تعریف مرز بین SS و LS :

براساس مقدار THD قابل تحمل این مرز تعریف می شود. براساس آن یک x بدست می آید که آستانه دو ناحیه می باشد. آستانه THD بستگی به نوع کاربرد دارد

Subject: جلسه ششم - یکشنبه
Year. ۸۶ Month. ۷ Date. ۲۲ ( )

معمولاً در دستگاه های صوتی خانگی تا ۱۰٪ اعوجاج قابل قبول است.

〃 〃 اندازه گیری ٪0,5 〃 〃

در الکترونیک معمولی آستانه ٪2,5 را ملاک می گیرند

شرط Small Signal : $THD \le \frac{2.5}{100}$

شرط S.S

$$\frac{x}{4} \le \frac{2.5}{100} \Rightarrow \boxed{V_I \le 2.5\ mV}$$

* دامنه ولتاژ دو سر بیس - امیتر (ورودی ترانزیستور) *

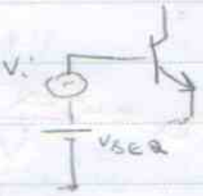
مثال) اگر $V_i = 250 \cos\omega t$ (mV) باشد جریان کلکتور چه تبدیلی خواهد داشت؟

$I_{CQ} = 1mA \xleftarrow{(V_i = 0)} V_{BEQ}$ بایاس

$x = \frac{250}{25} = 10$ از روی جدول $x = 10$ $\Rightarrow$

$I_0(10)$	$I_1(10)$	$I_2(10)$
2816	2671	2281

$I_{DC} = I_{CQ} \cdot I_0(x) = 1mA \times 2816 = 2,8A$



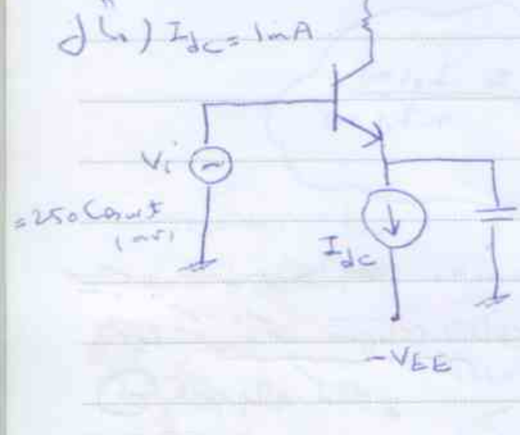
دامنه مولفه اصلی $I_1 = 2 I_{CQ} I_1(x) = 2mA \times 2671 = 5,3\ A$

$I_2 = \ldots = 4,5\ A$

در عمل ترانزیستور نمی تواند این جریان زیاد را داشته باشد به دلیل اشباع ترانزیستور

نتیجه: در شرایط LS با یک سیگنال ولتاژی مناسب نمی باشد درعوض باید از یک جریان استفاده کرد.

مثال) $I_{dc} = 1mA$



$$i_c = \underbrace{I_{CQ} \cdot I_0(x)}_{I_{dc}} \left[1 + 2\sum \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t\right]$$

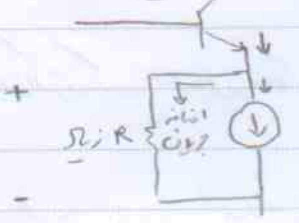
$$i_c = 1mA \left[1 + 2\sum \frac{I_n(10)}{I_0(10)} \cos n\omega t\right]$$

$I_{dc} = 1mA$

$I_1 = 2 \times 1mA \times \frac{I_1(10)}{I_0(10)} = 1,9mA$

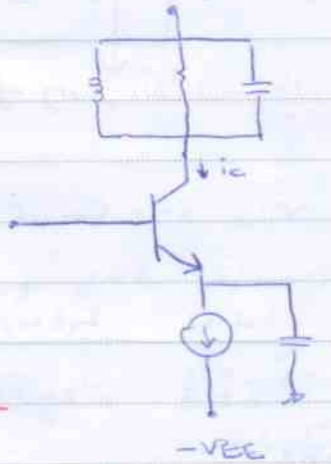
PAPCO

با افزایش ولتاژ ورودی ترانزیستور تمایل دارد جریان را افزایش دهد. اما منبع جریان نمی‌تواند اجازه عبور جریان بیشتر را بدهد. در نتیجه ولتاژ قابل توجهی دو سر منبع جریان می‌افتد پس سهم V_{BE} کم شده و I_{CQ} نیز کاهش می‌یابد پس با افزایش x و افزایش $I_1(x)$ می‌بینیم که I_{CQ} کم شده و حاصلضرب $\underbrace{I_{CQ}\, I_1(x)}_{I_{DC}}$ تقریباً ثابت $\underbrace{1mA}_{I_{DC}}$ ظاهر بود



(اضافه جریان باید از R بزرگ عبور کند ⇐ ΔV بزرگ حاصل می‌شود)

یک حالت خاص برای کاربردهای LS شرطی است که با تانک مدار تیون در کلکتور فقط از هارمونیک اصلی استفاده کنیم.



$$x=1 \rightarrow i_c(\omega_0) = I_{dc}\, 2\frac{I_1(x)}{I_0(x)}\cos\omega_0 t$$

صورت و مخرج را در x ضرب می‌کنیم $x = V_I / V_T$

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

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

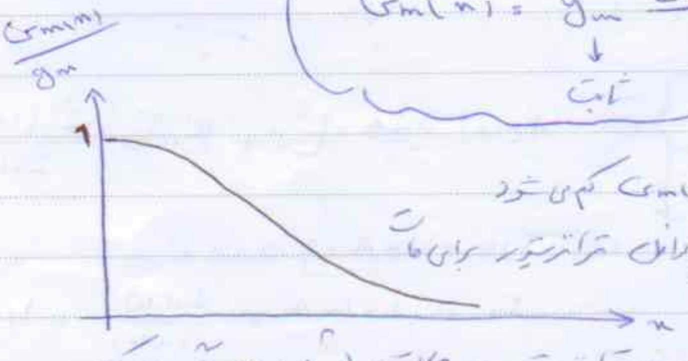
$$\underbrace{i_c(\omega_0)}_{\text{جریان کلکتور}} = g_m \underbrace{\frac{2 I_1(x)}{x I_0(x)}}_{\substack{\text{ضریب} \\ G_m(x)}} \underbrace{V_I \cos\omega_0 t}_{\text{ولتاژ ورودی}} \qquad (LS)$$

$$g_{m_{ss}} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$i_c = g_m v_i \qquad (S.S)$$

برای حالت LS $\boxed{i_c(\omega_0) = G_m(x)\, V_i}$

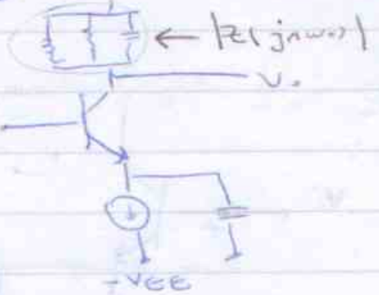
$$G_m(x) = \underset{\substack{\downarrow \\ \text{ثابت}}}{g_m} \frac{2 I_1(x)}{x I_0(x)}$$



نتیجه: با افزایش x ⇐ $G_m(x)$ کم می‌شود
یعنی یک فیدبک منفی ذاتی در داخل ترانزیستور برای حالت LS وجود دارد. که اجازه افزایش را نمی‌دهد و از رفتن ترانزیستور به حالت اشباع جلوگیری می‌کند

مثال) در مدار تیون شده بایاس منبع جریان فرض کنید:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \ \frac{rad}{s}$$



$V_i = 0{,}2 \ \cos 10^7 t \ [V]$

$R = 2 \ k\Omega$

$Q_t = 25$

می‌خواهیم اعوجاج ناشی از هارمونیک‌های دوم و سوم ولتاژ و جریان خروجی را بیابیم.

$$x = \frac{0{,}2}{25m} = 8 \xrightarrow{\text{از روی جدول}} x = 8 \begin{cases} I_1(x) = 400 \\ I_2(x) = 328 \\ I_3(x) = 236 \end{cases}$$

دامنه هارمونیک nام

$$D_n = \frac{I_n}{\underset{\text{دامنه مولفه اصلی}}{I_1}} = \frac{2 I_{dc} \frac{I_n(x)}{I_0(x)}}{2 I_{dc} \frac{I_1(x)}{I_0(x)}} = \frac{I_n(x)}{I_1(x)}$$

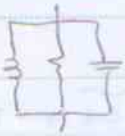
$$n = 2 \longrightarrow D_{2I} = \frac{I_2(8)}{I_1(8)} = \frac{328}{400} = 0{,}82 = 82\%$$

$$n = 3 \longrightarrow D_{3I} = \frac{I_3(8)}{I_1(8)} = \frac{236}{400} = 0{,}59 = 59\%$$

برای ولتاژ داریم:

$$D_n = \frac{V_n}{V_1} = \frac{I_n \times |Z(jn\omega_0)|}{I_1 \times |Z(j\omega_0)|}$$

ادوات :



$$|Z(jn\omega_0)| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q_t^2 \left(n - \frac{1}{n}\right)^2}}$$

$n\omega_0$ امپدانس در فرکانس

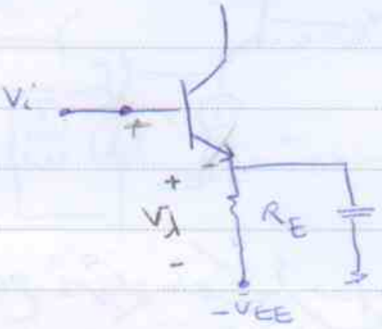
$$(Q_t > 10) \simeq \frac{R}{Q_t\left(n - \frac{1}{n}\right)} = \frac{nR}{Q_t(n^2-1)} \quad (n \neq 1)$$

در فرکانس رزونانس که سلف و خازن
اثر هم را خنثی می‌کنند

$$n = 1 \Rightarrow |Z(j\omega_0)| = R = R_t$$

$$\boxed{D_{nV}} = D_{nI} \frac{\frac{nR}{Q_t(n^2-1)}}{R} \Rightarrow \begin{cases} D_{2V} = 2{,}2\% \\ D_{3V} = 0{,}9\% \end{cases}$$

بایاس مقاومتی ← اگرچه تثبیت کامل برای جریان نقطه کار ندارد ولی با تغییرات اندک قابل تحمل است.



قبل از اعمال سیگنال v_i ac :

$$I_{CQ} = \frac{V_{EE} - \overset{\text{ولتاژ بیس امیتر قبل از اعمال سیگنال } v_i}{\overbrace{V_{BEQ}}}}{R_E} = \frac{V_\lambda}{R_E}$$

بعد از اعمال سیگنال v_i :

$(I'_{CQ} < I_{CQ})$

$$I_{dc} = I'_{CQ} \cdot I_0(x)$$

ولتاژ بیس امیتر بعد از اعمال سیگنال v_i ← V_{BE}

$$= I_0 \, e^{V_{BE}/V_T} \cdot I_0(x)$$

$$\frac{1}{I_0(x)} \times \frac{I_{dc}}{I_0} = e^{V_{BE}/V_T}$$

از طرفین لگاریتم می‌گیریم $\Rightarrow$

$$V_{BE} = \overbrace{V_T \ln \frac{I_{dc}}{I_0}}^{V_{BEQ}} - V_T \ln I_0(x)$$

هدف: میخواهیم I_{CQ} قبل از اعمال v_i با I_{dc} بعد از اعمال سیگنال برابر باشد.

$(I_{dc} \simeq I_{CQ})$

$$V_{BE} = V_{BEQ} - V_T \ln I_0(x)$$

$$\text{KVL} \Rightarrow \quad I_{dc} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

$$I_{dc} = \frac{\overbrace{V_{EE} - V_{BEQ}} + V_T \ln I_0(x)}{R_E}$$

$$I_{dc} = \frac{V_\lambda}{R_E} + \frac{V_T}{R_E} \ln I_0(x)$$

$$I_{dc} = I_{CQ} + \frac{V_T}{R_E} \ln I_0(x)$$

$(R_E I_{CQ} = V_\lambda)$

$$I_{dc} = I_{CQ} \left[1 + \frac{V_T}{R_E I_{CQ}} \ln I_0(x) \right]$$

$$\boxed{I_{dc} = I_{CQ} \left[1 + \frac{V_T}{V_\lambda} \ln I_0(x) \right]}$$

برای تحقق هدف باید : $\frac{V_T}{V_\lambda} \ln I_0(n) \ll 1$ آنگاه $I_{dc} \simeq I_{CQ}$

اگر بهترین شرایط عملی را $n=10$ در نظر بگیریم :

جدول $\rightarrow$ $I_0(10) = 2815$

$\ln I_0(10) = 8$

$\frac{V_T}{V_\lambda} \times 8 \ll 1 \equiv \frac{V_T}{V_\lambda} 8 < 0.1$

$$\boxed{V_\lambda \geq 2V}$$

پس با شرط $V_\lambda \geq 2V$ می‌توان از بایاس مقاومتی به جای بایاس با منبع جریان استفاده کرد یعنی تقریباً بایاس مقاومتی با ولتاژ مقاومت امیتر بیشتر از 2 ولت معادل بایاس منبع جریان است.

آنالیز زوج تفاضلی :

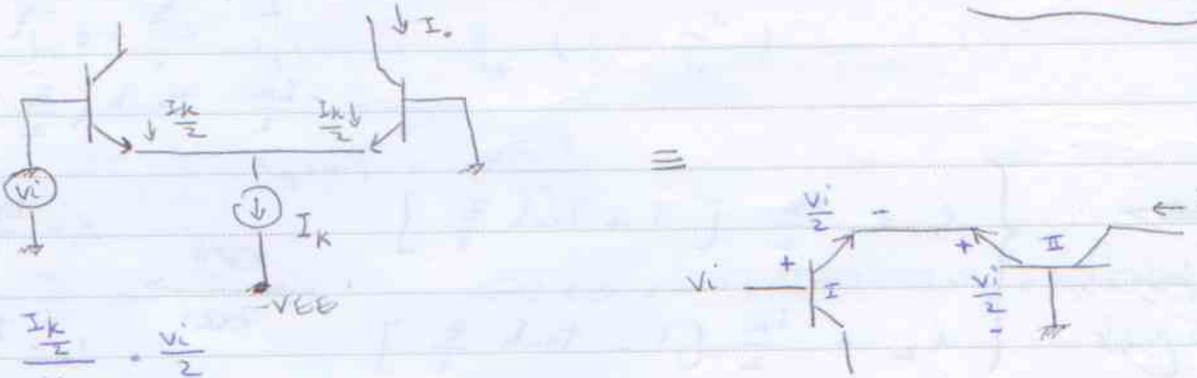
مزایا : ۱- امکان تزویج DC

۲- دو ورودی و دو خروجی دارد سبب انعطاف زیادی برای طراح

۳- پهنای باند بیشتر نسبت به ترانزیستور تکی دارد (زیرا ترکیب CC و CB است)

۴- اعوجاج کمتری (خطی‌تری) نسبت به ترانزیستور تکی CE دارد.

در حالت S.S :

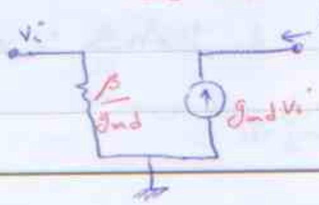

I_0
$\frac{I_K}{2}$
$\frac{I_K}{2}$
V_i
I_K
$-V_{EE}$
$\equiv$
$\frac{V_i}{2}$
-
+
I
II
$\leftarrow I_0$
V_i
+
$\frac{V_i}{2}$
-

$i_o = \frac{\frac{I_K}{2}}{V_T} \cdot \frac{V_i}{2}$

$i_o = \boxed{\frac{I_K}{4V_T}} V_i$

$i_o = g_{md} V_i$

مدل ترانزیستور زوج تفاضلی در حالت SS

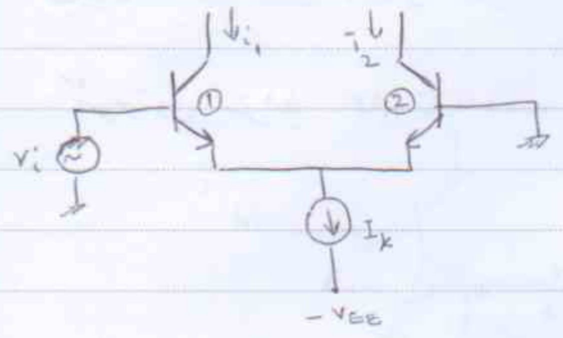

V_i
i
$\frac{\beta}{g_{md}}$
$g_{md} V_i$

$i_1 = g_{m1} \frac{V_i}{2}$

بیس مشترک II : $i_o = i_1$

Subject: جلسه هفتم - سه‌شنبه
Year. ۸۲ Month. ۷ Date. ۲۴ ( )

آنالیز کلی



$$\begin{cases} i_1 = I_o e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ i_2 = I_o e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{cases}$$

$$\frac{i_1}{i_2} = e^{\frac{V_{BE1}-V_{BE2}}{V_T}} \xrightarrow{KVL} = e^{\frac{v_i}{V_T}} \quad ①$$

$$KCL: \quad i_1 + i_2 = I_K \quad ②$$

با حل دستگاه ① و ②،

$$\begin{cases} i_1 = \dfrac{I_K}{1+e^{-z}} \\ i_2 = \dfrac{I_K}{1+e^{z}} \end{cases}$$

$$z = \frac{v_i}{V_T}$$ → فقط دانستن یا اثر کل v_i موثر است

$$i = i_{ac} + i_{DC}$$

$$\begin{cases} i_1 = i_{1ac} + i_{1DC} \\ i_2 = i_{2ac} + i_{2DC} \end{cases} \Rightarrow \begin{array}{l} i_{1DC} = i_{2DC} = I_K/2 \\ i_{2ac} = i_2 - i_{2DC} \end{array}$$

$$i_{2ac} = \frac{I_K}{2}\left(\frac{1-e^{z}}{1+e^{z}}\right) \times \frac{e^{-\frac{z}{2}}}{e^{-\frac{z}{2}}}$$

$$= \frac{-I_K}{2}\left(\frac{e^{\frac{z}{2}}-e^{-\frac{z}{2}}}{e^{\frac{z}{2}}+e^{-\frac{z}{2}}}\right)$$

$$= \frac{-I_K}{2}\tanh\left(\frac{z}{2}\right)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} i_1 = \dfrac{I_K}{2}\left[1+\tanh\dfrac{z}{2}\right] \\ i_2 = \dfrac{I_K}{2}\left[1-\tanh\dfrac{z}{2}\right] \end{cases} \xrightarrow[z\ll 1]{\text{Cob}} \begin{array}{l} i_1 = \dfrac{I_K}{2}\left[1+\dfrac{z}{2}\right] \\ i_2 = \dfrac{I_K}{2}\left[1-\dfrac{z}{2}\right] \end{array}$$

روابط غیرخطی کلی برای ورودی تحلیلی

روابط خاص برای z کوچک

$$z \ll 1 \quad (x \ll 1 \;;\; \tanh x \simeq x)$$

$$g_{md} = \frac{I}{4V_T} \qquad i = g_{md} v_i$$

درحالت خاص برای $V_i = V_S \cos\omega t$

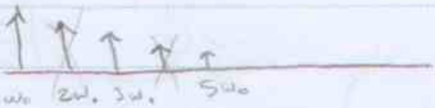
$$\frac{|V_i|}{V_T} = \frac{V_I}{V_T} = x \Rightarrow z = x\cos\omega t$$

$$\frac{V_i}{V_T} = z$$

بسط سری فوریه : $i_{ac} = I_k \sum_{n=1}^{\infty} \underbrace{a_{2n-1}(x)}_{\downarrow} \cos(2n-1)\omega t$

در جدول عددی مقادیر معلوم است. $\leftarrow$ $a_{2n-1}(x) = \frac{1}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \tanh\left(\frac{x}{2}\cos\omega t\right)\cos(2n-1)\omega t \, d\omega t$

نکته: با توجه به آن که فقط هارمونیک های فرد را داریم اعوجاج کمتری نسبت به ترانزیستور تکی داریم. هارمونیک ها رفتارهایی دارند با افزایش شماره، دامنه شان کوچکتر می شود. در واقع خطرناک ترین هارمونیک ($2\omega_0$) را نداریم



اگر $\tanh x = x - \frac{x^3}{3}$

داریم : $i_{ac} = \frac{I_k}{2}\left[\left(\frac{x}{2} - \frac{x^3}{32}\right)\cos\omega t - \frac{x^3}{96}\cos 3\omega t\right]$

ضرایب : $a_1(x) = \frac{x}{4}\left(1 - \frac{x^2}{16}\right)$

$$a_3(x) = -\frac{x^3}{192}$$

با همان آستانه ٪2.5 THD = الف، فرض می شود : $a_1(x) = \frac{x}{4} \Leftarrow \frac{x^2}{16} \ll 1$

و نیز $a_3(x)$ در مقایسه با $a_1(x)$ قابل صرف نظر است داریم:

۱. $i_{ac} = I_k \frac{x}{4}\cos\omega t$ $\rightarrow$ فاقد اعوجاج هارمونیکی است

۲. رابطه خطی بین خروجی و ورودی داریم. (بین i_{ac} و x)

$$\frac{x^2}{16} << 1 \equiv \frac{x^2}{16} < \frac{2.5}{100} \Rightarrow x \leq 0.63$$

$$\frac{V_I}{V_T} \leq 0.63 \Rightarrow \boxed{V_I \leq 16\,mV}$$

حالت ب) با فرض $\left|\frac{a_3(x)}{a_1(x)}\right| \leq \frac{2.5}{100}$

$$i_{ac} = I_k\, a_1(x) \cos\omega t$$

$$= I_k \frac{x}{4}\left(1 - \frac{x^2}{16}\right)\cos\omega t \rightsquigarrow$$

از طرفی اعوجاج هارمونیکی است
که رابطه بین i و x دیگر خطی نباشد.

$$\left|\frac{\frac{x^3}{192}}{\frac{x}{4}\left(1 - \frac{x^2}{16}\right)}\right| \leq 0.025 \Rightarrow x \leq 1.06 \Rightarrow \boxed{V_I \leq 26\,mV}$$

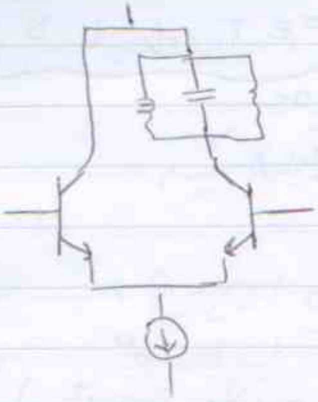
خلاصه : برای زوج تفاضلی $\Big\}$ $V_I \leq 16\,mV$ ← بدون اعوجاج و خطی

$16\,mV \leq V_I \leq 26\,mV$ ← 〃 〃 غیرخطی

$V_I \geq 26\,mV$ ← هم اعوجاج و هم غیرخطی

V_I : دامنه ورودی زوج تفاضلی BE

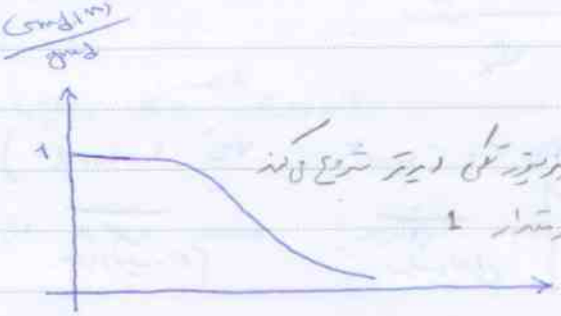
برای ترانزیستور تکی $\Big\}$ $V_I \leq 2.5\,mV$ ← بدون اعوجاج (شرط S.S)



یک کاربرد خاص : حالت تیون شده روی مولفه اصلی

$$i_2(\omega_0) = I_K\, a_1(m) \cos \omega_0 t \left(\frac{4x}{4x}\right) \qquad x = \frac{V_I}{V_T}$$

$$\overbrace{i_2(\omega_0)}^{\text{جریان خروجی}} = \overbrace{\underbrace{\frac{I_K}{4V_T}}_{g_{md}} \frac{4\, a_1(m)}{x}}^{\text{ضریب } G_{md}(m)} \overbrace{\underbrace{V_I \cos\omega_0 t}_{V_i}}^{\text{ولتاژ ورودی}}$$



در مقایسه با ترانزیستور تکی دیرتر شروع می‌کند
به نزول از مقدار 1

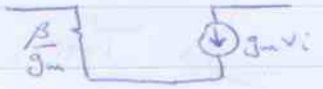
خلاصه:

ترانزیستور تکی → S.S ، L.S

S.S →

رابطه: $g_m = \frac{I}{V_T}$ ، $i_c = g_m V_i$

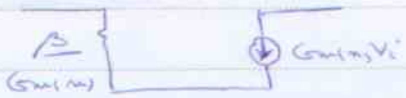
مدل:


$\frac{\beta}{g_m}$
$g_m V_i$

L.S →

رابطه: $i_c = G_m(m) V_i$ (برای ω_0)

مدل:


$\frac{\beta}{G_m(m)}$
$G_m(m) V_i$

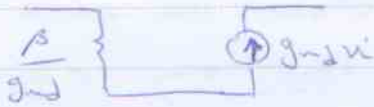
$$G_m(m) = g_m \frac{2 I_1(x)}{x I_0(x)}$$

زوج تفاضلی → S.S ، L.S

S.S →

رابطه: $\boxed{g_{md}} = \frac{I}{4V_T}$ ، $i_c = g_{md} V_i$

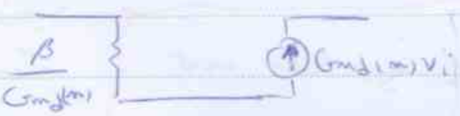
مدل:


$\frac{\beta}{g_{md}}$
$g_{md} V_i$

L.S →

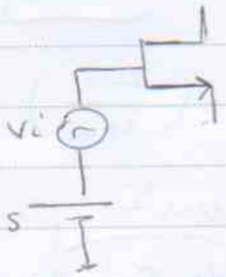
رابطه: $i_c = G_{md}(m) V_i$ (فقط برای ω_0)

مدل:


$\frac{\beta}{G_{md}(m)}$
$G_{md}(m) V_i$

$$G_{md}(m) = \boxed{g_{md}} \frac{4\, a_1(m)}{x}$$

آنالیز L.S برای FET



لحظه‌ای $i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{\overbrace{v_{GS}}^{ac,\,DC}}{V_P}\right)^2$

$v_{GS} = v_i + V_{GS}$

$i_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left(\underbrace{V_P - \overset{DC}{V_{GS}}}_{V_x} - \overset{ac}{V_I \cos\omega t}\right)^2$

$(\cos 2\omega t = 2\cos^2 \omega t - 1)$

$i_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left(\underbrace{V_x^2 + \frac{V_I^2}{2}}_{\text{مقدار DC}} - 2V_xV_I\underbrace{\cos\omega t}_{\text{مولفه اصلی}} + \frac{V_I^2}{2}\underbrace{\cos 2\omega t}_{\text{هارمونیک دوم}}\right)$

دامنه مولفه اصلی $\overset{\text{جریان خروجی}}{I_1} = \overbrace{\frac{-2I_{DSS}}{V_P^2}(V_P - V_{GS})}^{g_{mf}}\ \overset{\text{ولتاژ ورودی}}{V_I}$

دامنه هارمونیک دوم $I_2 = \frac{I_{DSS}}{2V_P^2}V_I^2$

$\Rightarrow THD = D_2 = \frac{I_2}{I_1}$

$$\boxed{THD = \frac{V_I}{4V_x}}$$

نکته: در FET ، g_m در حالت L.S با S.S فرقی نمی‌کند.

مقایسه با BJT: برای $THD \le 2.5\%$ داریم:

$\frac{V_I}{4V_x} \le 0{,}025$

$V_I \le 0{,}1\,V_x$

$V_I \le 0{,}1\,(V_P - V_{GS})$

به طور نوعی $\left\{\begin{array}{l} V_P \simeq 4\,V \\ V_{GS} \simeq \frac{V_P}{2} \end{array}\right. \Longrightarrow \boxed{V_I \le 200\ mV}$

FET بمراتب
بهتر است.
از BJT

در BJT حتی $V_I \le 2{,}5\ mV$
شرط S.S

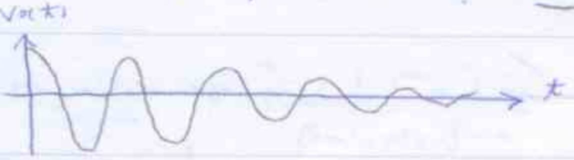
فصل ۴: اسیلاتورها : سیستم بدون ورودی ولی با خروجی ⇐ سیستم ناپایدار

پس برای داشتن اسیلاتورها باید بتوانیم شرایط ناپایداری را در مدار ایجاد نماییم.

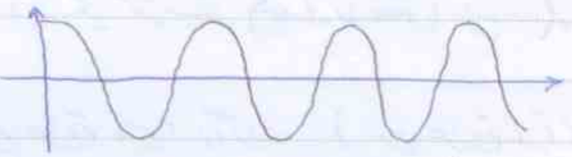
بررسی می‌تواند از چند نظر انجام شود: ۱- از نظر رابطه ریاضی خروجی (پاسخ سیستم)
2- از نظر سیستم (تابع تبدیل)
3- از نظر مداری *

1- رابطه ریاضی خروجی معمولاً به فرم مقابل است: $V_o(t) = k e^{-\alpha t} \cos \omega t$

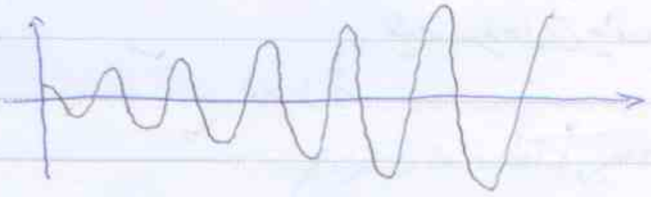
اگر $\alpha > 0$ → رفتار میرا



اگر $\alpha = 0$ → رفتار نوسانی ثابت



اگر $\alpha < 0$ → رفتار ناپایدار



2- تابع تبدیل → با توجه به موقعیت قطب‌ها

$\alpha > 0$ → پایدار → قطب‌ها در نیم صفحه چپ
$\alpha = 0$ → نوسانی ثابت → قطب‌ها روی محور موهومی
$\alpha > 0$ → ناپایدار → قطب‌ها در نیم صفحه راست

3- از نظر مداری → از طریق فیدبک مثبت می‌توان مدار را ناپایدار کرد.

PAPCO

Subject: جلسه هشتم - یکشنبه
Year. ۸۲ Month. ۷ Date. ۲۹

ملزومات اسیلاتور :

۱, ایجاد فیدبک مثبت برای ناپایدارکردن اولیهٔ مدار و شروع نوسان

۲, وجود فیدبک منفی به منظور خنثی کردن فیدبک مثبت بعد از رسیدن به دامنه مطلوب و در نهایت تثبیت دامنه

۳, وجود شبکه انتخاب فرکانس برای تنظیم فرکانس کاری مطلوب

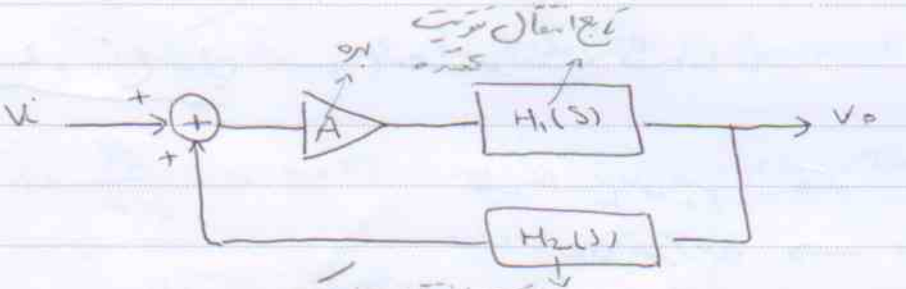
٤, وجود یک المان فعال (سیستم باید دارای بهره بزرگتر از 1 باشد تا فیدبک مثبت بتواند عمل ناپایدارکردن را انجام دهد. پس سیستم باید یک تقویت کننده داشته باشد)

نکته : شرایط آغازین (٤ ورودی) توسط وجود نویز حرارتی تأمین می‌گردد. (نویز حرارتی در تمام فرکانسها مولفه دارد) طیف نویز حرارتی طیف سفید است

نویز حرارتی ——————

$\longrightarrow f$

بلوک دیاگرام سیستم :



بهره حلقه باز

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A H_1(S)}{1 - \underbrace{A H_1(S) H_2(S)}}$$ loop gain: $A_L(S)$

شرط نوسان : با توجه به $V_i = 0$, $V_o \neq 0$ داریم : $1 - A H_1(S) H_2(S) = 0$

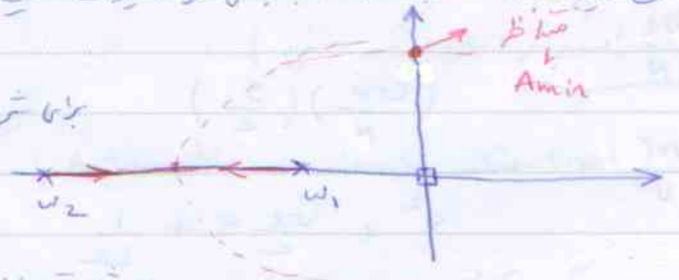
$$1 - A_L(S) = 0 \Rightarrow A_L(S) = 1 \Rightarrow \begin{cases} Re\{A_L(S)\} = 1 \\ Im\{A_L(S)\} = 0 \end{cases}$$

یکی فرکانس نوسان و دیگری A_{min} حدود سازند شروع نوسان را مشخص می‌کنند.

PAPCO

مثال) $A<0$ و $A_L(s)=\frac{A\omega_1 s}{(s+\omega_1)(s+\omega_2)}$ دارای دو قطب حقیقی ω_1 و ω_2 می‌باشد.
ω_1 و ω_2 قطب‌های سیستم حلقه باز هستند

در وضعیت حلقه بسته (با اعمال فیدبک) قطب‌ها جابه‌جا می‌شوند میزان این جابه‌جایی به مقدار A بستگی دارد.


A_{min}
ω_2
ω_1

$A>A_{min}$ → برای شروع نوسان

$A=A_{min}$ → برای ثابت ماندن دامنه

شرط نوسان → $1-A_L(s)=0 \xrightarrow{s=j\omega_0} 1-\frac{A_{min}\omega_1 j\omega_0}{(j\omega_0+\omega_1)(j\omega_0+\omega_2)}=0$

$$\Rightarrow \begin{cases} \omega_0=\sqrt{\omega_1\omega_2} \\ A_{min}=\frac{\omega_1+\omega_2}{\omega_1} \end{cases}$$

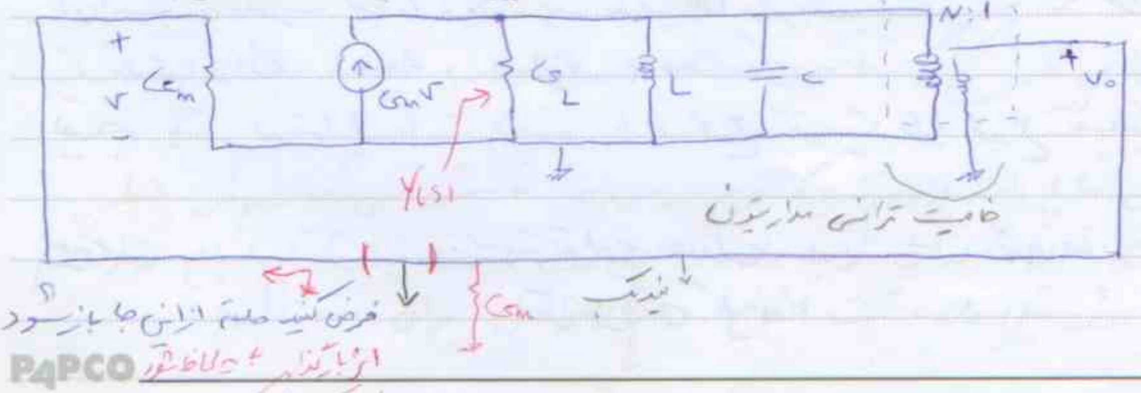
مثال) تابعی با قطب‌های مزدوج

$$A_L(s)=\frac{As\omega_0'}{s^2+2\alpha s+\omega_0'^2}$$

اصل $1-A_L(j\omega_0)=0 \Rightarrow \begin{cases} \omega_0=\omega_0' \\ A_{min}=\frac{2\alpha}{\omega_0}=\left(\frac{1}{Q_t}\right. \end{cases}$ (بعداً می‌بینیم)

$\downarrow$ Q فیلتری که در اسیلاتور برای انتخاب فرکانس قرار داده می‌شود

مدار معادل: (برای تابع تبدیل) شبکه انتخاب فرکانس (مدار تیون) ترانزیستور برای تقویت


V_t
+
v
-
G_m
$G_m v$
G_L
L
C
N:1
+ V_o
$Y(s)$
خاصیت ترانس مدار تیون
فیدبک
G_m
فرض کنید حلقه از این جا باز شود

اثر بارگذاری به خاطر
با اینکه از اینجا دیده می‌شود G_m است

برای باز شدن حلقه داریم : $A_L = \frac{V_o}{V}$ بهره حلقه باز

$$V_t = \frac{G_m V}{Y(s)} \quad , \quad Y(s) = G_t + sC + \frac{1}{sL}$$

$$V_o = \frac{V_t}{N}$$

$$A_L = \frac{V_o}{V} = \frac{\left(\frac{G_m}{N}\right)\left(\frac{s}{C}\right) \times \sqrt{LC}}{s^2 + \frac{G_t}{C}s + \frac{1}{LC} \times \sqrt{LC}}$$

$$= \frac{\overbrace{\left(\frac{G_m}{N}\right)\left(\frac{\sqrt{LC}}{C}\right)}^{A} \overset{\omega_0}{\frac{s}{\sqrt{LC}}}}{s^2 + \underbrace{\frac{G_t}{C}}_{2\alpha} s + \underbrace{\frac{1}{LC}}_{\omega_0'^2}}$$

شبیه تابع تبدیل

$$\Rightarrow \begin{cases} \omega_0' = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ 2\alpha = \frac{G_t}{C} \end{cases} \xrightarrow{\text{شرط نوسان}} A_{min} = \frac{2\alpha}{\omega_0}$$

$$A_{min} = \frac{G_t/C}{\frac{1}{\sqrt{LC}}}$$

N و C و L اجزای ثابت هستند

$$A_{min} = \frac{G_{m\,min}}{N} \frac{\sqrt{LC}}{\cancel{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{\cancel{C}} G_t$$

$$\Rightarrow \boxed{G_{m\,min} = N\,G_t}$$ شرط نوسان برای G_m

زین پس از این نتیجه استفاده می‌شود و خودمان را درگیر روابط فیدبک و تابع تبدیل نمی‌کنیم

$$G_{m\,min} R_t = N$$

زین پس باید از این مدار ارتباط فیدبک وظایف المانها مشخص گردد
کافی است حاصلضرب بهره‌ها با حاصلضرب تضعیف‌ها برابر باشند
تا ثبات نوسان (A_{min} و g_{min} و ...) بدست آید.

شبیه بهره و نقش ترانزیستور است.

نتیجه : در شرایط ثبات دامنه باید مجموع تقویت‌ها با مجموع تضعیف‌ها برابر شود

یعنی نسبت تبدیل معادل ترانس‌های کاهنده = بهره معادل ترانزیستورها

عملکرد تقویتی

عملکرد تضعیفی

فیدبک مثبت ↑

برای شروع نوسان باید $g > g_{min}$ یا $A > A_{min}$ باشد

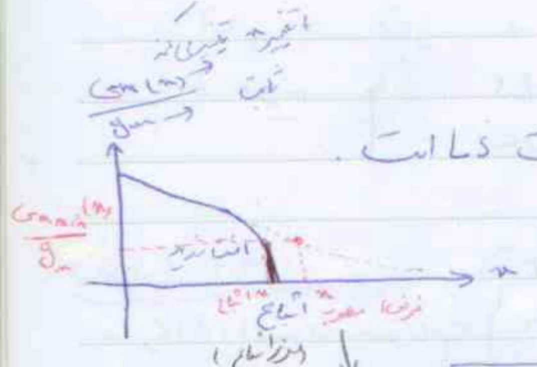
سپس باید $g = g_{min}$ شود تا دامنه در مقدار دلخواه تثبیت گردد. (فیدبک منفی)

روش های کلی محدود کنندگی دامنه (اعمال فیدبک منفی)

۱. روش AGC (Automatic Gain Control) کنترل خودکار بهره

۲. استفاده از فیدبک منفی حالت LS

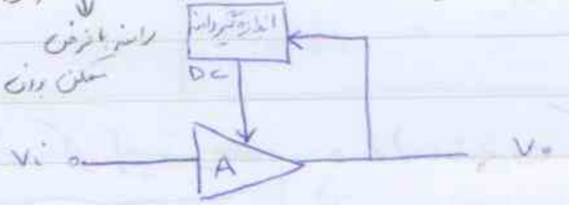
۳. روش اشباع (مرز اشباع) ← کران بالای حالت LS است.



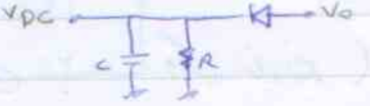
(مرز اشباع) ↓ دامنه با فرض عمل بدون ناحیه فعال

۱. روش AGC

ساختار AGC به صورت زیر است:



ساده ترین مدار: آشکارساز پوش

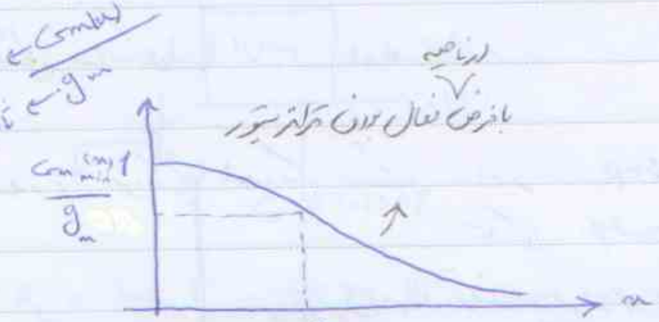


$V_i = V_I \cos\omega t$

$x = \frac{V_I}{V_T}$

$\frac{G_m(x)}{g_m}$ ← وابسته به x ← g_m ← تابع

۲. روش فیدبک منفی LS:



در ابتدای کار که x کم است G_m زیاد است

با افزایش x به طور اتوماتیک بهره G_m کاهش می یابد

کافی است در طراحی کاری کنیم که کاهش G_m که G_{min} در دامنه مطلوب مد نظر رخ دهد.

- در واقع با روش اشباع دامنه محدود می گردد که قبل از رسیدن به x پیش بینی شده از روش LS ترانزیستور اشباع شده باشد در این شرایط دامنه نوسان خروجی را همان مقدار آستانه اشباع در نظر می گیریم راه حل: همان روش قبلی ولی با ثبت اشباع در انتهای راه حل برای x بدست آمده.

مقایسه روشها :

- از نظر اعوجاج {
  - از AGC برای حالت S.S ← در کاربردهای با اعوجاج کم
  - از LS و اشباع برای حالت L.S استفاده می شود ← در کاربردهای معمولی با حساسیت کم نسبت به مقدار اعوجاج

AGC کمترین
LS متوسط
اشباع بیشترین

- از لحاظ هزینه {
  - LS و اشباع کمترین ← ذاتاً خود ترانزیستور فیدبک اعمال می کند
  - AGC بیشتر ← باید هزینه کرده و مسیر فیدبک منفی فراهم شود.

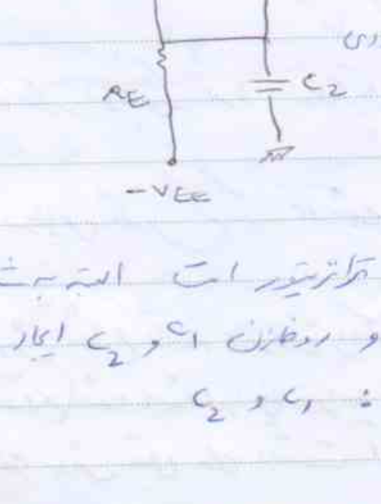
- از لحاظ ثبات دامنه نوسان {
  - اشباع ← کمترین (اگر به اشباع نه مطلوب باشد)
  - AGC و LS ← بهتر

اسیلاتور کولپیتس : (مدارتیون شامل دو خازن و یک سلف)

(دوگان این مدار به نام هارتلی شناخته می شود شامل ۲ سلف و یک خازن)

شکل ساده‌ای :

کلکتور نمی تواند ورودی باشد



مرور : ملزومات {
۱, فیدبک مثبت Inp: امیتر
outp: کلکتور
از طریق C_1 برگشت از خروجی به ورودی
ممکن است فیدبک داریم
با سیم‌های امیتر و کلکتور هم‌فاز هستند
پس فیدبک مثبت است.
۲, فیدبک منفی : بدل خود ترانزیستور است البته به شرط LS باشد ترانزیستور
۳, شبکه انتخاب فرکانس: سلف L و دو خازن C_1 و C_2 ایجاد رزونانس می نمایند
۴, تضعیف (خاصیت برگشتی) : C_1 و C_2
کاهنده

Subject: جلسه نهم ۳ شنبه
Year. ۸۲ Month. ۸ Date. ۱ ( )

حل مدار: (با استفاده از نتیجه ذکر شده)

ترانزیستور: افزاینده‌ها
شبکه اتوترانسفورمر خازنی: کاهنده‌ها →

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

فرکانس نوسان $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C_{eq}}}$

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

N ترانس = بهره ترانزیستور

(g ترانز) $R_t = N$

مقاومت دیده شده از کلکتور

$$G_t = \underset{\text{از کلکتور}}{G_L} + \frac{G_E + g_{\text{ترانزیستور}}}{N^2} \rightarrow$$

انتقال G ها
امیتر به کلکتور
از طریق ترانس کاهنده

با توجه به [illegible] →

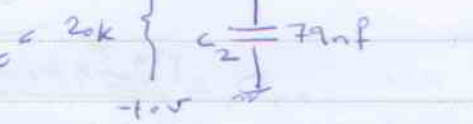
$$G_{m\,min}^{(x)} = N\left(G_L + \frac{G_E + G_{m\,min}^{(x)}}{N^2}\right)$$

$$\boxed{G_{m\,min}^{(x)} = \frac{N^2 G_L + G_E}{N-1}}$$

در حالت خاص برای $N \gg 1$ ⇒

$$\boxed{G_{m\,min}(x) \simeq N G_L}$$
$N \gg 1$

$N \ll 1$



مثال) تحلیل DC:

$V_E = -0.7$

$$I_{EQ} = \frac{10 - 0.7}{20k} = 465\ \mu A$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{V_T} = \frac{465}{25} = 18.2\ m℧$$ زیمنس

اشتباه
$r_{R_E} > 25$ ⇒ تقریباً مثل بار منبع جریان است.

استفاده از ترانزیستور در (که باید بار منبع جریان باشد) با شرط $r_{R_E} > 25$ بار مقاومتی مثل بار منبع جریان است.

$$N = \frac{C_1 + C_2}{C_1} = 80 \gg 1$$

شرط نوسان: $G_m(x) \cong N G_L$

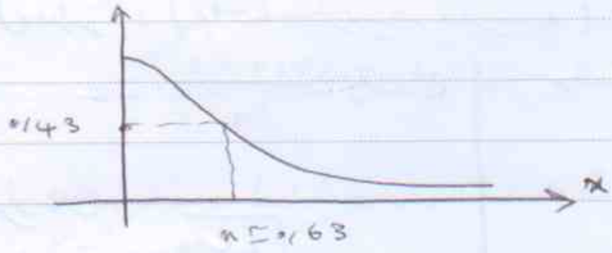
$G_m(x) = 80 \times \frac{1}{10k} = 8\ m℧$ امکان نوسان است
میلی زیمنس

زیرا در نقطه کار DC

$g_m = 18.2\ m℧ > 8\ m℧$

در $8\ m℧$ ثبات داریم.

از روی نمودار داریم:



$$\frac{G_m(x)}{g_m} = \frac{8}{18.2} = 0.43$$

$\xrightarrow{\text{از روی منحنی}}$ $x \cong 0.63$

$$x = \frac{V_I}{V_T} \Rightarrow 0.63 = \frac{V_I}{25mV} \Rightarrow \boxed{V_I = 90\,mV}$$

اولیه ترانس
به جای I اولیه
ثانویه داریم

ضریب ترانس

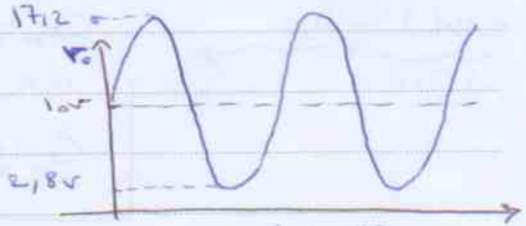
$$\hat{V}_o = N\hat{V}_I = N x V_T = \boxed{7.2\,V}$$ دامنه خروجی

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \qquad C_{eq} = \frac{C_1C_2}{C_1+C_2} = 10^{-9} \Rightarrow \omega_o = 10^7\,\frac{rad}{s}$$

سلف در حالت DC اتصال کوتاه است ⇐ $V_{DC} = \underbrace{10V}_{V_{cc}}$ خروجی

$V_{ac} = V_o \cos\omega t$

$$V_o(t) = \overset{DC}{10} + \overset{AC}{7.2\cos 10^7 t} \Leftarrow$$ (برحسب V)



شکل موج خروجی

پارامترهای اسیلاتور →
- اصلی
  - دامنه
  - فرکانس
- فرعی
  - اعوجاج
  - حساسیت
  - پایداری
    - دامنه
    - فرکانس

اعوجاج :

مقدار موثر اعوجاج هارمونیک ها $= THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} D_n^2}$, $D_n = \frac{\text{دامنه هارمونیک n ام}}{\text{دامنه مولفه اصلی}}$

چون ولتاژ خروجی برای ما مهم است $\Rightarrow$ $\underset{\text{برای ولتاژ خروجی}}{D_n} = \frac{\left(2I_{DC}\cdot\frac{I_n(x)}{I_0(x)}\right)\left(\frac{nR_t}{Q_t(n^2-1)}\right)}{\left(2I_{DC}\frac{I_1(x)}{I_0(x)}\right)R_t}$

$R_t \rightarrow$ مقاومت در حالت رزونانس

$$D_{nv} = \frac{1}{Q_t}\,\frac{I_n(x)}{I_1(x)}\,\frac{n}{n^2-1}$$

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\left(\frac{1}{Q_t^2}\right)\left(\frac{I_n(x)}{I_1(x)}\right)^2\frac{n^2}{(n^2-1)^2}} = \frac{1}{Q_t}\underbrace{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\left(\frac{I_n(x)}{I_1(x)}\right)^2\frac{n^2}{(n^2-1)^2}}}_{D(x)}$$

$$THD = \frac{D(x)}{Q_t}$$ → از روی منحنی یا جدول بدست می آید.

دو جانب $D(x)$:

الف / در حالت $x \ll 1$

$$\sum \frac{I_n(x)}{I_1(x)} \simeq \frac{I_2(x)}{I_1(x)} = \frac{x}{4}$$

$$D_L(x) = \sqrt{\left(\frac{x}{4}\right)^2\left(\frac{2}{2^2-1}\right)^2} = \frac{x}{6}$$

L ↓ lower
جانب پایین.

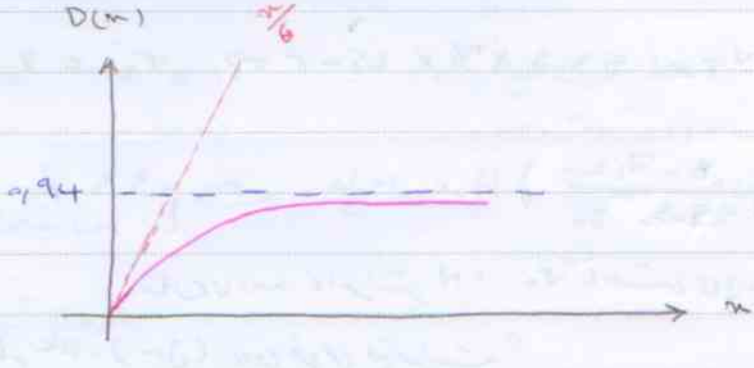
ب / در حالت $x \gg 1$

برای x های خیلی بزرگ اندازهٔ $I_n(x)$ ها تقریباً برابرند.

$$D_U(x) = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}\left(\frac{n}{n^2-1}\right)^2} = 0,94$$

upper
جانب بالا
D(x)

رسم منحنی:



مثال

برای مثال قبل $x = 3,6$ $\xleftarrow{\text{از روی منحنی}}$ $D(3,6) = 0,4$

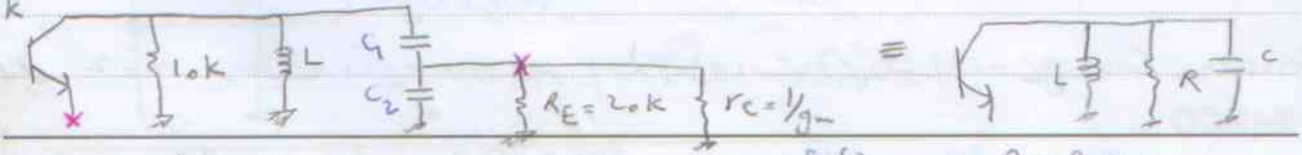
$$THD = \frac{D(x)}{Q_t} = \frac{0,4}{R_L \cdot C\omega_0} = 0,4\ \%$$

راه کنترل THD ، Q_t می باشد با انتخاب بزرگ ترین مناسب Q آن THD را کنترل کرد

$Q\uparrow$ ⇐ فیلتر تیزتر ⇐ حذف هارمونیک ها ⇐ THD کم

$R = 10k \parallel \left[\overset{\text{بزرگ}}{N^2}\left[20 \parallel \overset{\text{بزرگ}}{\frac{1}{g_m}}\right]\right]$

$R \simeq R_L = 10k$



مدار تونن

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \qquad Q_t = RC\omega_0$$

حساسیت (sensitivity)

$$S_\mu = \frac{\text{تغییرات نسبی خروجی}}{\text{تغییرات نسبی } \mu} = \frac{\frac{\Delta V_t}{V_t}}{\frac{\Delta \mu}{\mu}}$$ حساسیت به پارامتر دلخواه μ

S_μ تقریبی $= \frac{\mu}{V_t} \frac{\Delta V_t}{\Delta \mu} \xrightarrow{\text{در حالت حدی}}$ $\boxed{S_\mu = \frac{\mu}{V_t} \frac{\partial V_t}{\partial \mu}}$ رابطه دقیق که نیاز به رابطه ریاضی بین V_t و μ دارد.

↓

در حالت داشتن منحنی
در نداشتن رابطه ریاضی دقیق

مثال) در همان مثال قبل حساسیت V_o نسبت به N ترانس را بررسی می‌کنیم:

فرض کنید: 33% تغییر در N داریم، فرضا کاهش داریم

قبلاً $N = 80 \longrightarrow V_o = 7.2\,V$

در حالت جدید $N' = 80 - \frac{80}{3} = \frac{160}{3} = 53.3$

$$C'_{sm}(n) = N' C_{s_L} = 53.3 \times \frac{1}{10k} = 5.33$$

$$\frac{C_{sm}(n)}{g_m} = \frac{5.33}{18.2} = 0.291 \xrightarrow{\text{از روی منحنی}} n \simeq 6$$

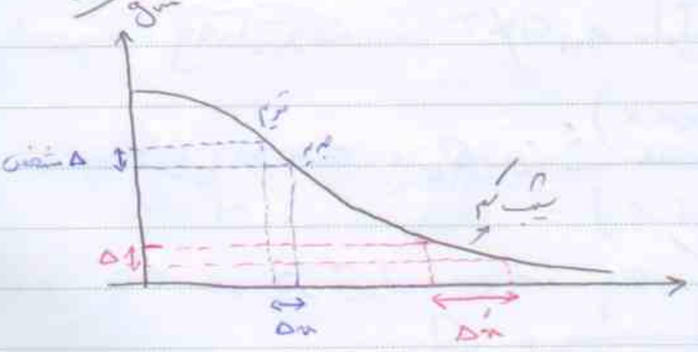
$$V_o' = N' n V_T = 53.3 \times 6 \times 25mV \Rightarrow V_o' = 8\,V$$

$$S_N = \frac{80}{7.2}\left(\frac{8-7.2}{53.3-80}\right) = -\frac{1}{3} = \underset{\downarrow}{-}33\%$$

نشان می‌دهد با افزایش N، V_o کاهش می‌یابد و برعکس

سوال تاثیر جابه‌جایی نقطه کار DC (g_m) روی خروجی چگونه است؟

- برای کاهش حساسیت نسبت به ترانزیستور که الان فعال بوده است واقعیت بیشتری نسبت به سایر المان‌ها دارد باید S_{g_m} را مد نظر قرار داد.



با فرض $C_{sm}(n)$ ثابت:
با توجه به شکل هر چه قدر شیب منفی بیشتر باشد
حساسیت کمتری خواهیم داشت (به ازای یک Δg_m یکسان)

در حوالی $n = 2$ وضعیت مناسبی وجود دارد (از نظر حساسیت خروجی نسبت به g_m در حالت $C_{sm}(n)$ ثابت)

$$S_{g_m} = \frac{g_m}{V_t} \frac{\Delta V_t}{\Delta g_m}$$ $\Delta V_t \propto \Delta n$ زیرا $n = V_2/V_T$ و $V_2 \propto V_t$ خروجی

نکته ۱/ در حالت خاص‌تر اگر $G_m(n)$ و g_m توأماً در نظر گرفته شوند می‌توان در دامنه‌های بزرگ به وضعیت مناسبی از لحاظ حساسیت رسید.

$n >> 1 \longrightarrow$ اندازه دامنه هارمونیک‌ها تقریباً برابر می‌شود

$$\frac{G_m(n)}{g_m} = \frac{2 I_1(n)}{n I_0(n)} = \frac{2}{n}$$

شرط نوسان

$$\frac{N G_L}{g_m} = \frac{2}{V_I/V_T} \Rightarrow \overset{V_t}{\overline{N V_I}} G_L = 2\overset{I_{CQ}}{\overline{g_m V_T}}$$

$$\boxed{\text{ولتاژ خروجی} \quad V_t = 2 R_L I_{CQ}} \quad n >> 1$$

این رابطه نشان می‌دهد ولتاژ خروجی فقط تابع R_L و I_{CQ} است. یعنی $S_N = 0$ و $S_{V_{CC}} = 0$ و ...

قرارداد: من بعد برای حفظ عدم حساسیت ← شرایط $n >> 1$ استفاده می‌شود

$n >>> 1 \equiv n = 10$

با فرض R_L ثابت و انتخاب I_{CQ} به صورت منبع جریان حساسیت V_t به شدت نسبت به المان‌ها کاهش می‌یابد.

بین حساسیت و اعوجاج معمولاً trade off هست.

$\uparrow n$ ↗ حساسیت کمتر
↘ اعوجاج بیشتر

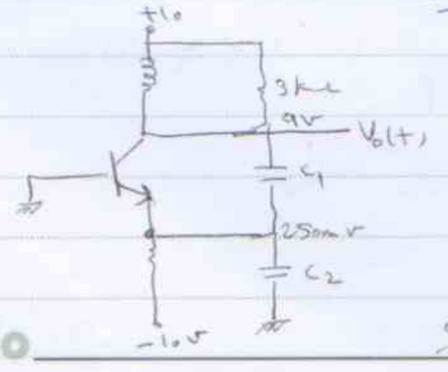
مثال) مطلوب است طرح اسیلاتوری با مشخصات زیر:

$V_{t\,p-p} = 18V$ $\quad \omega_0 = 10^7 \frac{rad}{s}$

$\pm V_{CC} = \pm 10V$

$R_L = 3k\Omega$ $\quad THD = 1\%$

بدون حساسیت



$V_I = n V_T \longleftarrow n = 10 \equiv$ بدون حساسیت

$= 10 \times 25\,mV = 250\,mV$

$|V_I| = |V_{BE} = \overset{0}{\cancel{V_B}} - V_E| = V_E$

دامنه ولتاژ

در مدار AC

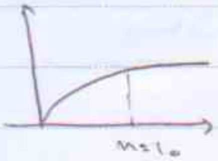
* ستاره‌های سری

Subject:
Year. Month. Date. ( )

ترانس خازنی $N = \frac{9v}{250mv} = 36 \Rightarrow \boxed{\frac{C_1 + C_2}{C_1} = 36}$ ①

$(V_{t\,p-p} = 18v \Rightarrow V_{tp} = 9v)$

$THD = \frac{D(n)}{Q_t} \Rightarrow$

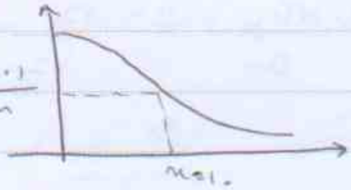


$D(10) = 0{,}642$

$0{,}01 = \frac{0{,}642}{Q_t} \Rightarrow \boxed{Q_t = 64{,}2}$

$G_m(n) = N G_L$

$0{,}19 = \frac{G_m(10)}{g_m}$



$G_m(10) = 36 G_L = 36 \times \frac{1}{3k} = 12\ m℧$

$12 = \frac{G_m(10)}{g_m} = 0{,}19 \Rightarrow g_m = 63\ m℧$

$g_m = \frac{I_{EQ}}{25mv} = 63\ m℧ \Rightarrow \underline{I_{EQ} = 1{,}6mA}$

$(DC)\quad I_{EQ} = \frac{10 - 0{,}7}{R_E} = \frac{9{,}3}{R_E} \Rightarrow \underline{R_E = 5{,}8k\Omega}$

$Q_t = \frac{R_t}{L\omega_0} = R_t C \omega_0 \quad , \quad N >> 1 \Longrightarrow$ بنابراین $R_t \simeq R_L$

$64{,}2 = \underbrace{\frac{3k\Omega}{L \times 10^7}}_{\downarrow} = \underbrace{3k \cdot C \cdot 10^7}_{\downarrow}$

$L = 4{,}67\ \mu H$

$C = 2{,}14\ nf$

$\downarrow$ ①

$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 2{,}14\ nf$ ②

$$①, ② \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} C_1 = \frac{N}{N-1} C = 2{,}2\ nf \\ \\ C_2 = NC = 77{,}4\ nf \end{array} \right.$$

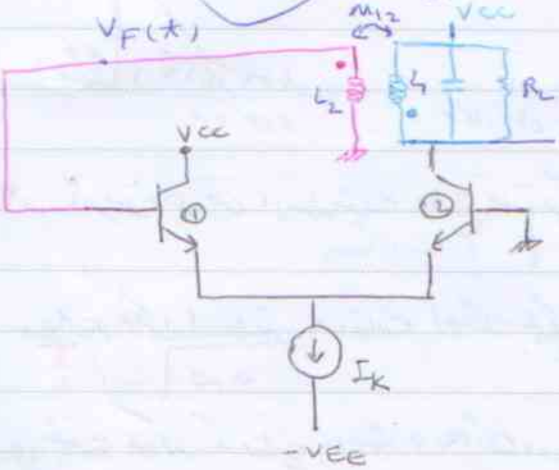
PAPCO

Subject: جلسه دهم

Year. ۸۲ Month. ۸ Date. ۶ ( )

اعوجاج $\xleftrightarrow[\text{off}]{\text{trade}}$ پایداری

با یک زوج تفاضلی می‌توان به شرایط بهتر و اصطلاح توام برای اعوجاج و پایداری دست یافت.



برای داشتن فیدبک مثبت نیاز به نمونه برداری از خروجی داریم

لذا نمونه‌برداری از طریق یک ترانس در خروجی انجام می‌گیرد.

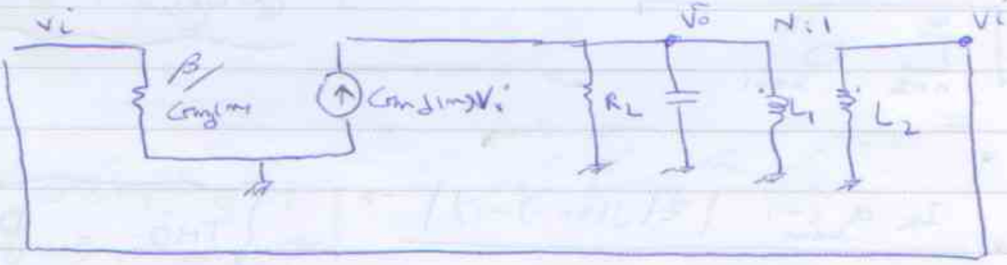
سیگنال بیس ① با کلکتور ② هم‌فاز است.

سیگنال بیس ① با کلکتور ① $180°$ اختلاف فاز دارد

سیگنال به سر نقطه دار L_1 وارد می‌شود پس باید از سر نقطه دار L_2 خارج شود (این دو سر هم‌فاز هستند)

اگر نمونه‌بردار خروجی به بیس ② وصل باشد جای نقطه L_2 تغییر می‌کرد.

چون فیدبک مثبت در شکل دیده می‌شود پس درون خود ترانزیستورها است پس مدل l LS را می‌کشیم.



$V_o = N V_i$

بهره = تضعیف

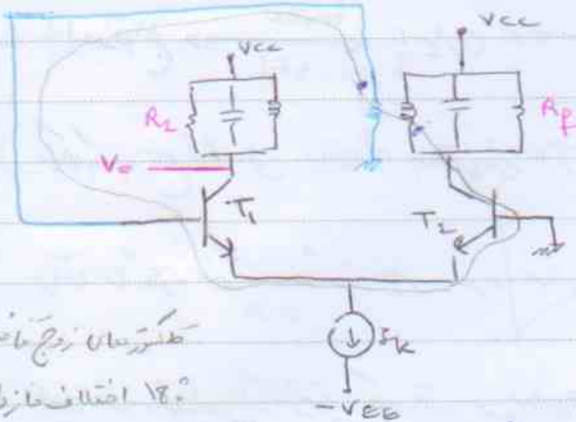
$$G_{md}(m) R_t = N \Rightarrow \boxed{G_{md}(m) = N G_t}$$ شرط نوسان

$$G_t = G_L + \frac{G_{md}(m)/\beta}{N^2} \Rightarrow \boxed{G_{md}(m) = \frac{N^2 G_L}{N - 1/\beta}}$$

برای $\beta >> 1$; $\Rightarrow G_{md}(m) = N G_L$

- با توجه به داشتن دو خروجی در تفاضلی می‌توان از دو مدار تانک نیز استفاده کرد

PAPCO



کلکتورهای زوج تفاضلی ۱۸۰° اختلاف فاز دارند

داشتن دو مدار تیون چند کاربرد دارد:

۱, داشتن دو خروجی با فرکانس متفاوت

مثلاً (1x , 3x)

برای وصل شدن به مدار دیگر

۲, گرفتن خروجی از مدار تیون خارج حلقه فیدبک، از تأثیرگذاری R_L بر عملکرد اسیلاتور می‌توان اجتناب کرد. (مدار تیونی که در حلقه فیدبک می‌باشد شرایط نوسان را تعیین می‌کند که در این حالت R آن R_{cte} می‌باشد یعنی تقریباً ثابت است)

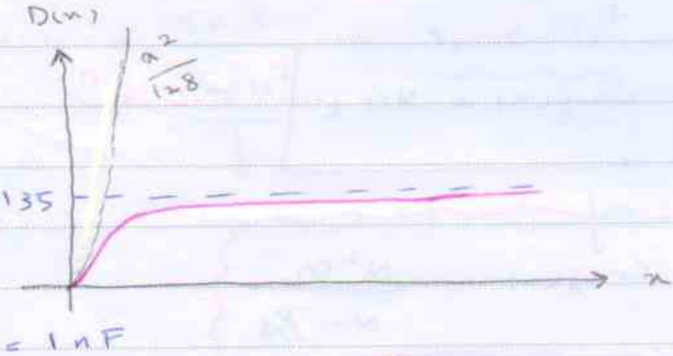
(ثابت نیست)

می‌توان ادعا کرد که دامنه اسیلاتور در این حالت ثابت است $\xleftarrow{\beta \gg 1}$ $G_{md1}(x) \cong N\, G_{fix}$

THD در زوج تفاضلی

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} D_{2n-1}^2}$$

$$D_{2n-1} = \frac{I_K\, a_{2n-1}(x)\ \left|Z\left(j(2n-1)\omega_0\right)\right|}{I_K\, a_1(x)\ R_T} \Rightarrow \boxed{THD = \frac{D(x)}{Q_T}}$$



مثال ۱) خروجی و اعوجاج اسیلاتور را با داشتن داده‌های زیر بدست آورید:

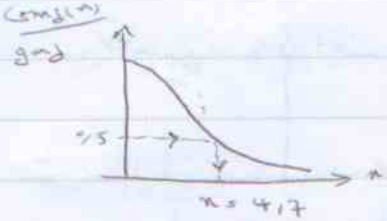
$$\begin{cases} C = 1nF \\ L_1 = 10\mu H \\ M_{12} = 0.2\mu H \\ k = 1/3 \\ R = 5k\Omega \end{cases}$$

, $I_K = 2mA$, $V_{cc} = 10V$

$N = \frac{L_1}{M} = \frac{10}{0.2} = 50$

(β را [illegible] , $\beta \gg 1$) $\Rightarrow$ $G_{md1}(x) = N G_L = 50 \times \frac{1}{5k} = 10 m℧$

$$g_{mJ} = \frac{I_K}{4V_T} = \frac{2mA}{4\times 25mV} = 20\ mV > \underbrace{10\ mV}_{\text{مقدار آستانه}} \Rightarrow$$ نوسان داریم



$$\frac{G_{mJ}(x)}{g_{mJ}} = \frac{10}{20} = 0{,}5 \Rightarrow \boxed{x = 4{,}7}$$

دامنه نرمالیزه شده ورودی

$$V_o = NV_I = NxV_T$$
$$= 50\times 4{,}7\times 25mV = 5{,}88\ V$$

پارامتر دامنه $\boxed{V_o = 5{,}88\ V}$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7\ \frac{rad}{s}$$

خروجی $V_o(t) = 5{,}88\cos 10^7 t + 10[V]$

اسیلاتور (مقدار DC خروجی (سلف در حالت DC اتصال کوتاه است)

$$THD = \frac{D(x)}{Q_T} = \frac{D(4{,}7)}{R_L C\omega_o} = \frac{\overset{\text{نمودار}}{0{,}074}}{50} = 0{,}0015 = 0{,}15\%$$

حساسیت ≡ پایداری → دامنه
پایداری → فرکانس → پایداری مستقیم فرکانس
پایداری غیر مستقیم فرکانسی

پایداری مستقیم فرکانس ← بررسی تأثیرگذاری یا حساسیت نسبت به المانهایی که مستقیم در تعیین فرکانس موثرند ← مدار تیون ← سلف و خازن

با تغییر ΔL در سلف و ΔC در خازن مدار تیون داریم : (فرکانس نوسان تغییر می‌کند)

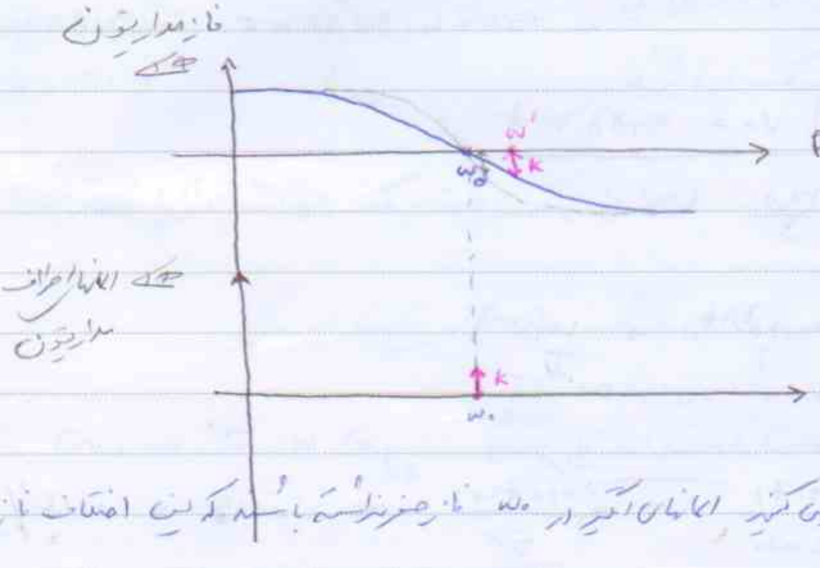
$$\Delta\omega_o = \frac{\partial\omega_o}{\partial L}\cdot\Delta L + \frac{\partial\omega_o}{\partial C}\cdot\Delta C\ ,\quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{\Delta\omega_o}{\omega_o} = -\frac{1}{2}\left(\underbrace{\frac{\Delta L}{L}}_{\text{تغییر نسبی سلف}} + \underbrace{\frac{\Delta C}{C}}_{\text{تغییر نسبی خازن}}\right)}$$

پایداری غیرمستقیم فرکانس ← بررسی المانهای تاثیرگذار به صورت غیرمستقیم ← ترانزیستور

تعبیر: الف / المانهای ناشی از خازن های داخلی ترانزیستور (در فرکانس های بالا)

ب / اختلاف فاز ناشی از المانهای اطراف مدار تیون



در ω_0 فاز مدار تیون صفر است.

المانهای اطراف مدار تیون نیز در ω_0 باید فاز صفر داشته باشند تا در حلقه اختلاف فاز نداشته باشیم و شرایط ثابت باشد. فرض کنید المانهای اگر در ω_0 فاز صفر نداشته باشند که این اختلاف فاز را باید مدار تیون جبران کند تا در کل $0 =$ فاز شود پس ω_0 به ω' جابه‌جا می‌شود و پایداری فرکانس بهم می‌خورد

پایداری غیرمستقیم → $\underbrace{S_F}_{\text{پایداری فرکانس}} = \dfrac{\Delta\varphi_t}{\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$ → اختلاف فاز

هرچه شیب مدار تیون در ω_0 بیشتر باشد $\Delta\omega$ کمتر می‌شود. با افزایش Q_t شیب افزایش می‌یابد

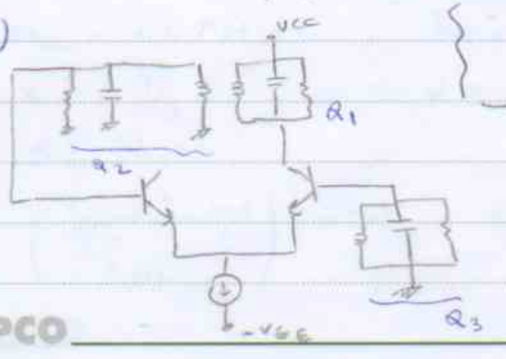
$$\boxed{S_F = -2Q_t}$$: بدون اثبات بپذیرید

منظور از Q_t در رابطه S_F، برآیند کلی Q های مدارات تیون موجود در حلقه فیدبک است.

n ← تعداد مدارهای تیون استفاده شده در حلقه فیدبک

$$\boxed{S_F = -2\sum_{i=1}^{n} Q_i}$$

مثال)



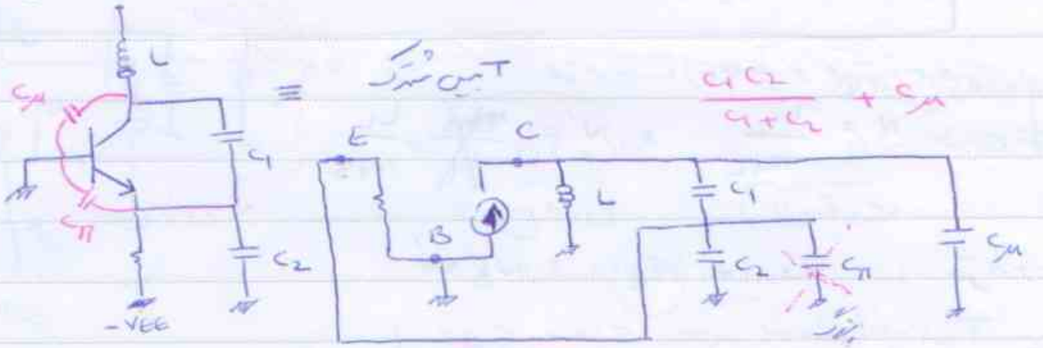
$Q_t = Q_1 + Q_2 + Q_3$

① کریستال ← مثل یک فیلتر (رزونانس) با Q خیلی بالا عمل می‌کند و پایداری فرکانسی بسیار مناسبی دارد

② ... می‌توان به جای استفاده از فیلتر قوی‌تر برای رسیدن به پایداری بهتر از بروز $\Delta\varphi$ جلوگیری کرد

$\Delta\varphi$ عموماً ناشی از خازنهای داخلی ترانزیستور است. آستانه تأثیر خازنهای داخلی حدود $\frac{1}{100}f_T$ است

(دیتاشیت از ترانزیستور)



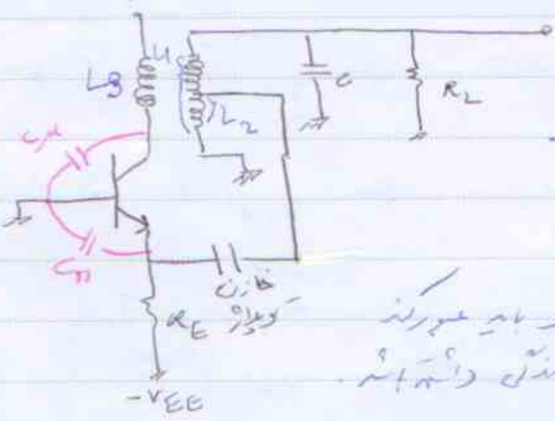
$$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}+C_\mu$$

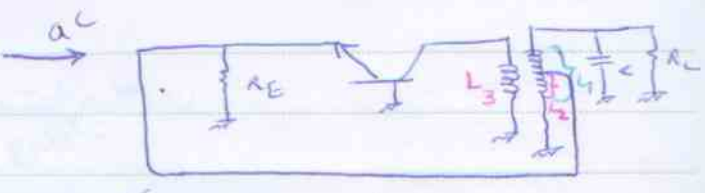
اگر: فرکانس کاری > $\frac{1}{100}f_T$ $\Longrightarrow$ خازنهای داخلی مهمند (C_π و C_μ)

راه حل‌ها:
1. انتخاب ترانزیستور گران‌تر با f_T بزرگتر
2. انتخاب ترانزیستور ارزان ولی کاهش تأثیر C_μ و C_π روی مدار بیرون با کمک خاصیت ترانس

خازنات مدار طوری بسته شود که اثرشان از طریق یک ترانس روی مدار ظاهر شود و مستقیم با بقیه مدار جمع نشود.

اسیلاتور آرمسترانگ :





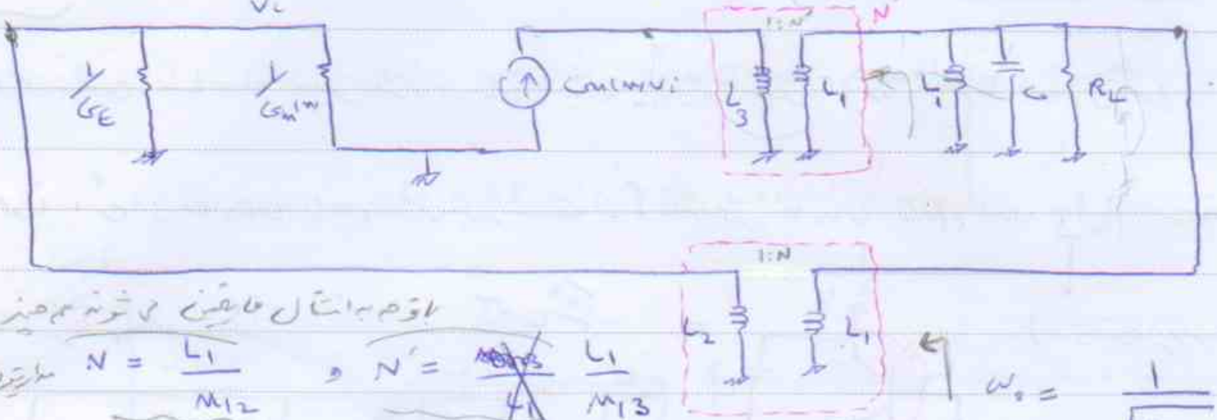
- C_μ برای رسیدن خود به مدار بیرون از یک ترانس باید عبور کند که اثرات این ترانس برای C_μ اثر کاهندگی داشته باشد.

- C_π برای رساندن خود به مدار بیرون از یک اتوترانس عبور می‌کند که کافی است اتوترانس برای C_π اثر کاهندگی داشته باشد.

X?

Subject:
Year. Month. Date. ( )

با درنظر گرفتن مدل LS برای ترانزیستور بیس مشترک داریم :



با توجه به انتقال خازن ها شوند هم جنس به سمت ماتریس منتقل شود

$N = \underbrace{\frac{L_1}{M_{12}}}_{\text{انتقال مقاومت}}$ و $N' = \underbrace{\frac{\cancel{M_{13}}}{\cancel{L_1}}\frac{L_1}{M_{13}}}_{\text{انتقال منبع جریان}}$

ترانس N

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$

شرط نوسان : $G_{m(m)} R_t = N \cdot N'$

?

$G_{m(m)} = N \cdot N' \cdot G_t$

?

$G_t = G_L + \frac{G_E + G_{m(m)}}{N^2}$

$\Rightarrow G_{m(m)} = \frac{N'N^2 G_L + N'G_E}{N - N'}$

اگر $N \gg 1 \Rightarrow$ $\boxed{G_{m(m)} \simeq \frac{N'N^2 G_L}{N} = NN'G_L}$

$N = \frac{L_1}{M_{13}}$

$I_1 = \frac{M_{12}}{L_1} I_2$

$I'_1 = \frac{1}{N} I$

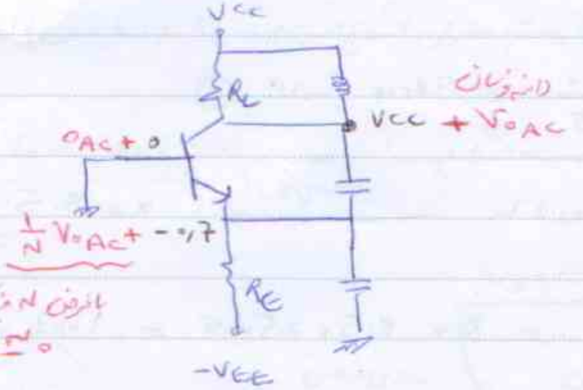
$N = \frac{R_t}{R_p} = \frac{R_t}{R}\frac{C_1C_2/C_1+C_2}{C_2} = \frac{C_1}{C_1+C_2} \xrightarrow{②} N = \frac{C_1+C_2}{C_2}$

Subject: جلسه یازدهم
Year. ۸۶ Month. ۸ Date. ۸

آستانه اشباع : تا زمانی ترانزیستور در ناحیه فعال است که رابطه زیر برقرار باشد :

(DC , AC) لحظه‌ای ← $V_{ce} \geq \underbrace{V_{CEsat}}_{\simeq 0,2\,V} \rightarrow V_c - V_e \geq 0,2 \Rightarrow \boxed{V_c \geq 0,2 + V_e}$

مثال / برای اسیلاتور کولپیتس :

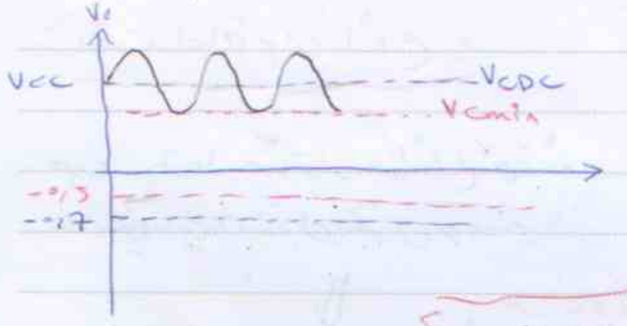

Vcc
R_C
دامنه نوسان
Vcc + V_{oAC}
$o_{AC} + 0$
$\frac{1}{N} V_{oAC} + -0,7$
با فرض N بزرگ
≃0
R_E
-VEE

مقادیر DC
مقادیر AC

$V_c \geq 0,2 + V_e$

$V_c \geq 0,2 - 0,7$

T در ناحیه فعال است ⇐ $\underline{V_c \geq -0,5}$



$V_{Cmin} = V_{CDC} - V_{دامنه نوسان}$

حالا $V_{Cmin} \geq 0,2 + V_e$

$$\boxed{V_{دامنه نوسان} \leq \underline{V_{CDC} - 0,2 - V_{EDC}}}$$

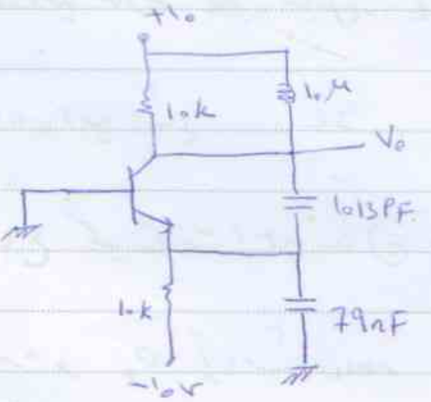
آستانه اشباع

نتیجه : اگر مقدار محاسبه دامنه نوسان :

دامنه نوسان > آستانه ⇐ دامنه نوسان = آستانه

دامنه نوسان < آستانه ⇐ دامنه صحیح است.

مثال / اسیلاتور کولپیتس


+۱۰
۱۰k
۱۰μ
V_o
۱۰13PF
79nF
۱۰k
-۱۰V

قبلاً با $R_E = 20^k$ نتایج زیر را بدست آوردیم :
$N = 80$
دامنه خروجی $V_o = 7,2\,V$
$n = 3,6$
$Q_L = 100$
$THD = 0,4\,\%$
$I_{CQ} = 465\,\mu A$

حال با $R_E = 10k$ داریم: شرط نوسان → $G_m(x) = N G_t$

$= 80 \times \frac{1}{10k} = 8\ m℧$ ①

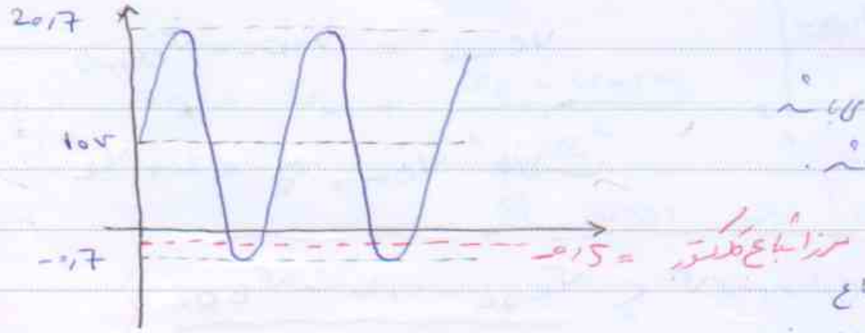
تحلیل DC → $I_{EQ} = \frac{9.3}{10k} = 930\ \mu A$

$g_m = \frac{I_{EQ}}{V_T} = \frac{930}{25} = 36.4\ m℧$ ②

①, ② $\Rightarrow \frac{G_m(x)}{g_m} = \frac{8}{36.4} = 0.22 \xrightarrow{\text{از روی منحنی}} x = 8.5$

محاسبه دامنه خروجی → $V_o = N V_I = N x V_T = 80 \times 8.5 \times 25\,mV = \cancel{10.7}\ V$

تست اضافی برای اشباع :



چون 10,7 بزرگتر از مرز اشباع می‌باشد
بنابراین این دامنه قابل حصول نمی‌باشد.

⇓

مرز اشباع = $V_{CDC} - 0.2 - V_{EDC}$

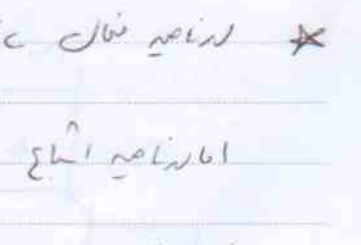
مرز اشباع = V_o کل نوسان

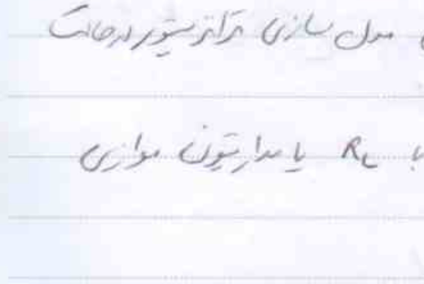
$= 10 - 0.2 - (-0.7)$

$\boxed{\text{دامنه خروجی} = 10.5\ V}$ ← به علت اشباع

$V_o = N x V_T$

$10.5\,V = 80 \times x \times 25\,mV \Rightarrow x_{\text{اشباع}} = 5.36$





* در ناحیه فعال Ic مستقل از V_{CE} می‌باشد (یک منبع جریان است)

اما در ناحیه اشباع Ic و V_{CE} باهم رابطه دارند ⇐ برای مدل سازی ترانزیستور در حالت اشباع یک مقاومت اهمی معادل برای آن حساب می‌کنیم این مقاومت با R_L یا مدار تونن موازی شده و Q_t را کاهش می‌دهد ⇐ افزایش اعوجاج

محاسبه پارامترهای مدل اعوجاج در شرایط اشباع :

محاسبه مقاومت معادل اشباع (Rs): کافی است اثر اشباع با مقاومتی مدل شود که تحلیل معمولی مسئله جواب صحیح (مرز اشباع) را نتیجه دهد (این مقاومت معادل اشباع موازی با R_L (رزیستور تیون) است)

برای مثال قبل :

دامنه نوسان خروجی $V_0 = 10.5\ V \Rightarrow x_{\text{اشباع}} = x_s = \dfrac{\overset{10.5\,V}{\hat{V}_0}}{\underset{80}{N}\cdot \underset{25\,mV}{V_T}}$

$$\boxed{x_s = 5.36}$$

از روی منحنی

$$\frac{G_m(5.36)}{g_m} = 0.34 \qquad g_m = 36.4\ m\mho \;\Big|\Rightarrow G_m(5.36) = \overset{0.34\times 36.4\ m\mho}{12.6\ \mu\mho}$$

$$G_m(x) = NG_K = N(G_L + G_S) \Rightarrow 12.6\ \mu\mho = 80\,(G_L + G_S)$$

$$G_L + G_S = 157\ \mu\mho$$

$$\boxed{R_S = \frac{1}{57\mu} = 17\,k\Omega} \Leftarrow G_S = 157\mu - 100\mu = 57\ \mu\mho$$

در شرایط اشباع $Q_t = Q_{ts} = (R_s \,\|\, R_L)\cdot C\cdot \omega_0 = 64 < 100$

مشاهده می‌شود که در شرایط اشباع Q نسبت به حالت بدون [illegible] ناحیه فعال کاهش یافته است.

$$THD = \frac{D(x_s)}{Q_{ts}} = \frac{0.52}{64} = 0.8\,\%$$ (تقریباً 2 برابر قبل شده است)

با افزایش Vcc یا کاهش جریان بایاس می‌توان طوری کرد که به اشباع نرود

- روش AGC برای محدودسازی دامنه

کار پر اصلی و برای S.S بودن ترانزیستور و داشتن THD کم. پس نیاز داریم که فیدبک منفی تولید کنیم که از طریق مکانیزم AGC این کار انجام می‌شود.

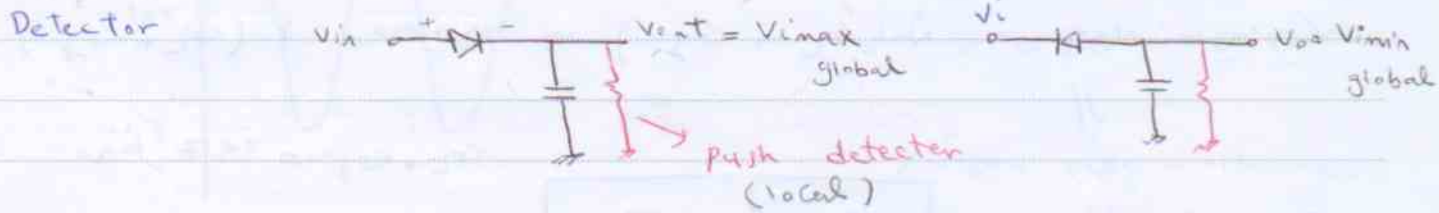
مکانیزم AGC :
۱. اندازه‌گیری دامنه خروجی
۲. ایجاد ولتاژ DC متناسب با اندازه خروجی
۳. استفاده از ولتاژ DC , AGC برای تغییر نقطه کار ترانزیستور به منظور کنترل بهره آن

مثلاً $\boxed{A_v} = -g_m R_C = -\frac{\boxed{I_{CQ}}}{V_T} R_C$

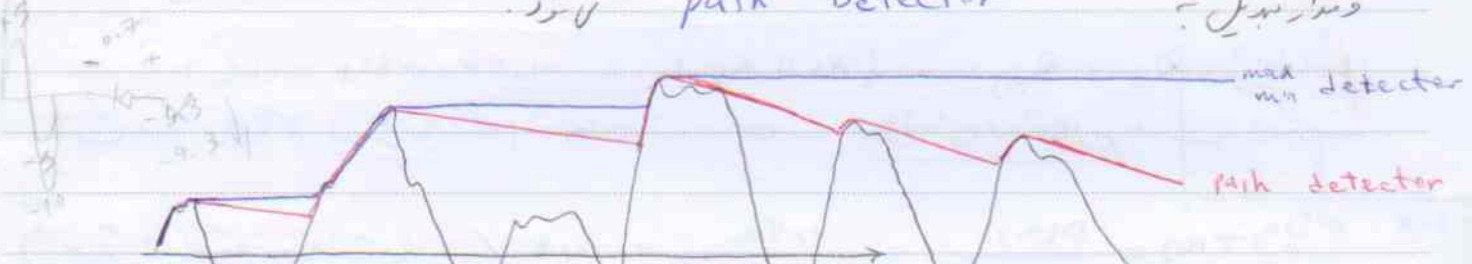
بهره

۱. اندازه‌گیری دامنه خروجی ← با مداری شبیه آشکارساز پوش انجام می‌شود ← خازن و دیود سری
مدار max یا min

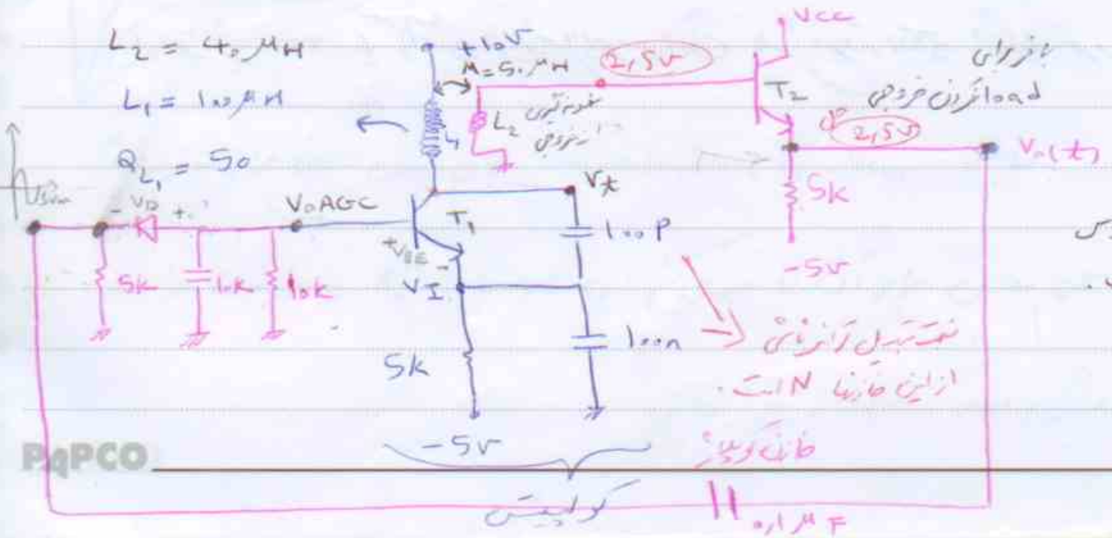
Detector


Vin
+
-
Vout = Vimax
global
push detecter
(local)
Vi
Vo = Vimin
global

اگر یک مقاومت با خازن موازی شود مسیری برای دشارژ شدن خازن فراهم می‌شود (local شدن) و مدار تبدیل به push Detector می‌شود.


max
min detecter
push detecter

مثال ۱


L₂ = 40 μH
L₁ = 100 μH
Q_{L_1} = 50
+10V
M = 50 μH
2,5V
L₁
L₂
نمونه‌گیری از خروجی
Vcc
T₂
بافر برای اثر load خروجی
2,5V
Vo(t)
5k
-5V
Vsin
- VD +
VoAGC
T₁
Vt
+VBE -
VI
100P
100n
5k
10k
5k
-5V
کولپیتس
خازن کوپلاژ
0,1 μF

نسبت تبدیل ترانزیستور از این خازنها N است.

V₀AGC برای تغییر بایاس به بیس وصل شده است.

X۹.

شکل در حالت ac چه می‌شه؟
مدار کار ساز چه می‌شه؟

Subject:
Year. Month. Date. / /

در اسیلاتور کولپیتس خطری وجود داشت که با ایجاد فیدبک مثبت آنقدر دامنه‌ها افزایش پیدا کند که از SS به LS می‌رسیدیم. در حالت LS فیدبک منفی در ترانزیستور می‌داشتیم.

$\boxed{V_o \uparrow}$ ⇐ به علت جهت دیود $V_{AGC}\downarrow$ (منفی تر) ⇐ V_E منفی تر می‌شود ⇐

اختلاف ولتاژ دو سر مقاومت R_E کم تر و $\downarrow I_{EQ}$ ⇐ $\boxed{\downarrow g_m}$ ⇐ به علت کاهش

بهره فیدبک منفی داریم. (اگر جهت دیودها اشتباه باشد فیدبک + می‌شد)

تحلیل مدار:

$$N = \frac{C_1+C_2}{C_1} = 1000$$

نقش از L_1L_2 چی؟ حساب می‌شه؟

$g_{m(m)} = N \cdot G_L$ ، شرط نوسان

برای تحقق فیدبک مثبت و نوسان مقاومت دیده شده از کلکتور R_{LE} باید ... شود ترانزیستور کولپیتس

در SS هستیم ⇐ از g_m استفاده می‌کنیم
اما این g_m ثابت نیست بر $g_{m(m)}$ می‌رسیم،
(به علت وجود AGC)

✓ هرگاه برای سلف Q داده شود Q نشان می‌دهد سلف ایده‌آل نمی‌باشد و باید مقاومت داخلی سلف در نظر گرفته شود

$$Q_{L_1} = \frac{R_{L_1}}{L_1 \omega_0} \Rightarrow$$

$$R_{L_1} = 50 \times 100 \times 10^{-6} \times 1 \Big/ \sqrt{L_1 \frac{C_1C_2}{C_1+C_2}} \Rightarrow \boxed{R_{L_1} = 50k}$$

با توجه به خاصیت ترانس L_1L_2 داریم: $R_t \simeq R_{L_1}$

(از مقاومت منتقل شده از سمت T_2 به خاطر بزرگ بودن $N_{L_1L_2}$ صرف نظر شده است.)

$$N_{12}^2 R' \parallel R_{L_1} \simeq R_{L_1}$$

$$R' = (5 \parallel 5)\times\beta + h_{ie}$$

?

$$g_m^{(m)} = 1000 \times \frac{1}{50k} = 20m℧$$

$$\frac{I_{E(m)}}{25mV} = 20m℧ \Rightarrow I_{E(m)} \simeq$$

$$KVL: \quad V_o - \cancel{V_D} + \cancel{V_{BE}} + R_E I_{E(m)} - V_{EE} = 0 \qquad V_D \simeq V_{BE}$$

$$I_{E(m)} = \frac{V_{EE} - \boxed{V_o}}{R_E} \Rightarrow g_{m(m)} = \frac{V_{EE} - V_o}{R_E \cdot V_T}$$

PAPCO

$-V_m + V_D = V_{oAGC}$ ، $V_{oAGC} - 0.7 = V_E$ ، $\underset{-V_m}{\boxed{V_E}} - 5k I_E = -5$

$$20mV = \frac{5 - V_o}{5k \times 25m} \Longrightarrow \underline{V_o = 2.5\,V}$$

$$V_o(t) = 2.5 \cos w_o t \underset{\downarrow}{\underline{-0.7}} \quad , \quad w_o = 10^7\ rad/s$$

($V_{oDC} = -0.7 \Leftarrow V_{B_2} = 0$ سلف L_2 اتصال کوتاه است)

T_2 کلکتور مشترک است و $A_v = 1$ است $\underline{V_{oac} = 2.5V} \Leftarrow \underline{V_{acB_1} = 2.5\,V}$

تست S.S بودن ، برای این تست ورودی کم است
پس سیگنالی که خودمان [illegible] به ورودی می‌دهیم .

$V_o = 2.5\,V$

$$V_o = \left(\frac{M}{L_1}\right) V_t$$

$$2.5 = \frac{50}{100} V_t \longrightarrow \underline{V_t = 5\,V} \qquad V_3 = \frac{V_t}{\underset{\text{حازی}}{N}} = \frac{5}{1000} = 5\,mV$$

با معیار THD ، 10% $\longleftarrow$ S.S است .

THD همین S.S و L.S است که برای سوال با توجه به کاربرد سیستم THD آستانه را 10% گرفته‌ام

Subject: جلسه دوازدهم
Year. ۸۶ Month. ۸ Date. ۱۴ ( )

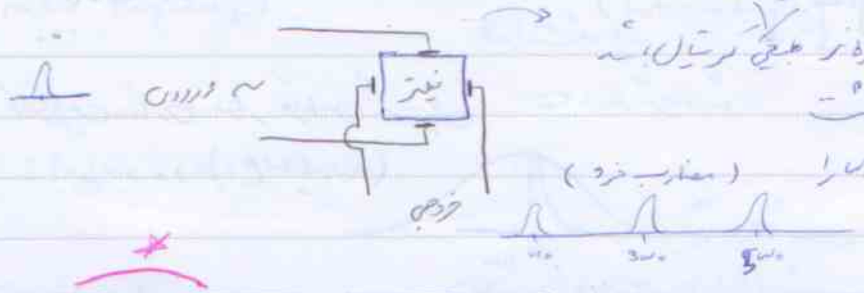
کریستال :
- کریستال 2 پایه
- کریستال اسیلاتور 4 پایه

$$S_F = -\sum_i Q_i$$

کریستال یک فیلتر یا رزوناتور با Q بسیار زیاد است ← با آن می‌توان به پایداری فرکانسی زیاد رسید

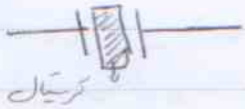
که از جنس کوارتز بوده و دارای خاصیت پیزوالکتریک می‌باشد

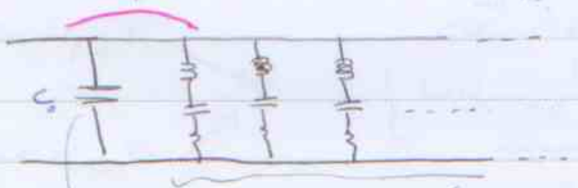
اگر ماده‌ای بتواند تبدیل انرژی مکانیکی به الکتریکی یا برعکس باشد دارای خاصیت پیزوالکتریک است .
ولتاژ



- اگر فرکانس ورودی حول و حوش فرکانس طبیعی کریستال باشد خروجی داریم و انتقال خواهیم داشت و در خروجی می‌توانیم مضارب فرد فرکانس‌ها را ببینیم .

مدار معادل ،



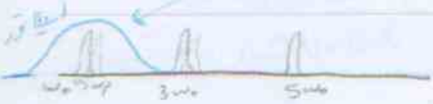


چندین فرکانس رزونانس داریم

ناشی از صفحات که دارند .

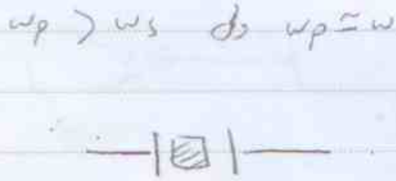
نکته اول : با توجه به تعدد فرکانس‌های رزونانس کریستال

برای انتخاب یک فرکانس خاص (یک شاخه خاص در مدار معادل) می‌توان از یک رزوناتور معمول استفاده کرد



اگر رزوناتور نداشته باشیم عموماً تمایل به نوسان در کمترین فرکانس است .

نکته دوم : وجود خازن C_p باعث ایجاد رزونانس‌های موازی می‌گردد و خود شاخه‌ها به تنهایی رزونانس‌های سری را خواهند داشت . پس در کل دو فرکانس رزونانس برای هر شاخه داریم ω_p و ω_s که معمولاً ω_p کمی بزرگتر از ω_s ها باشد $\omega_p \simeq \omega_s$ ولی $\omega_p > \omega_s$

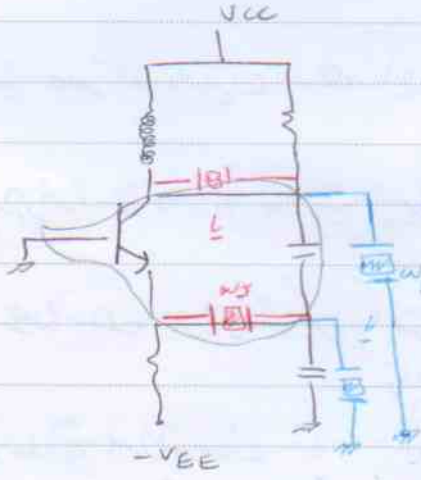


در رزونانس سری ← رزوناتور تبدیل به اتصال کوتاه

در رزونانس موازی ← (حذف خازن) مدار باز

یک اسیلاتور کریستالی اسیلاتوری معمولی است که از یک کریستال یا به عنوان اتصال کوتاه و یا به عنوان مدار باز در یک جایی از حلقه فیدبک استفاده شده.

مثلاً در اسیلاتور کولپیتس :



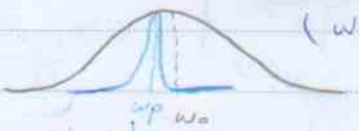
برای افزایش S_F می‌توان در حلقه فیدبک کریستال قرار داد.

در حلقه فیدبک در نقاط اتصال کوتاه و اتصال باز کریستال می‌توان قرار داد.

↓
حرکات کند یعنی
زیاد از نظر گرفته شود

$S_F = -2Q_t - 2Q_{crystal}$

* فرکانس کاری مدار فرکانس کریستال خواهد بود. (ws یا wp)



↓ نوسان در wp انجام می‌شود

میانترم تا پایان این جا

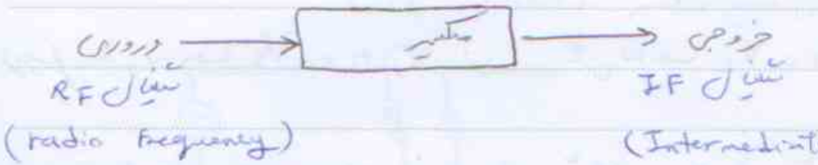
نیمه دوم ترم (پایان ترم)

فصل ۵ - میکسرها

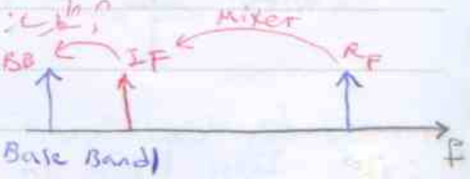
(Mixer) ← برای جابه جایی طیفی سیگنال استفاده می‌شود.

در سمت فرستنده ← شیفت به سمت بالا (فرکانس های بالاتر) ← up Conversion
در سمت گیرنده ← شیفت به سمت پایین ← down Conversion

- up یا down از لحاظ مداری هیچ تفاوتی ندارند فقط فیلتر انتخاب آنها متفاوت است. ولی ما در ادامه با گرایش گیرندگی پیش می‌رویم.


ورودی
سیگنال RF
میکسر
خروجی
سیگنال IF

(radio Frequency) (Intermediate freq)


آشکارساز
Mixer
BB
IF
RF
f

(Base Band)
اصل سیگنال
سیگنال پایه

$IF_{TV} = 10,7\ MHz$
$IF_{radio} = 455\ KHz$

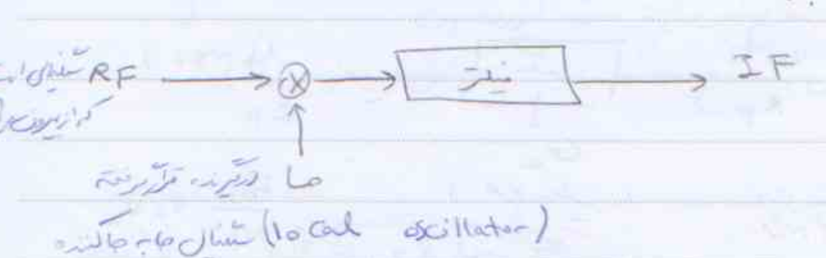
• ایده اصلی انتقال طیفی به کمک حاصلضرب شکل می‌گیرد.

نشان دهنده شیفت

$$\cos\omega_{RF}t \otimes \cos\omega_{Lo}t \quad \frac{1}{2}\left[\underbrace{\cos(\omega_{RF}+\omega_{Lo})t}_{\text{مولفه up}} + \underbrace{\cos(\omega_{RF}-\omega_{Lo})t}_{\text{مولفه down}}\right]$$

مطلوب که توسط فیلتر جدا می‌شه

بلوک دیاگرام کلی میکسر


سیگنالی است که از بیرون می‌آید
RF
فیلتر
IF
ما در گیرنده تولید می‌کنیم

سیگنال جابه جاکننده (local oscillator)

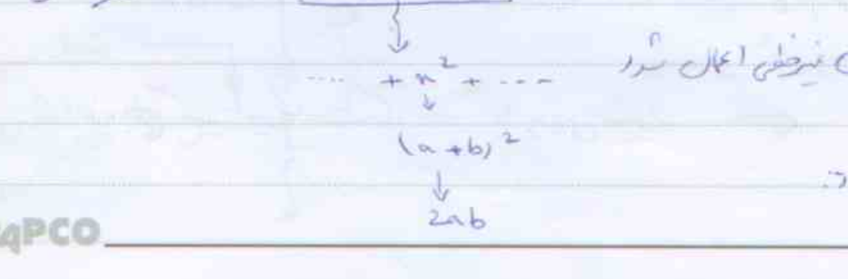
ساخت ضرب کننده

(به سه روش)

۱. ضرب براساس خاصیت غیرخطی ← المان غیرخطی بدل مجموع به حاصلضرب
۲. ضرب براساس سوئیچینگ
۳. ضرب کننده های آنالوگ

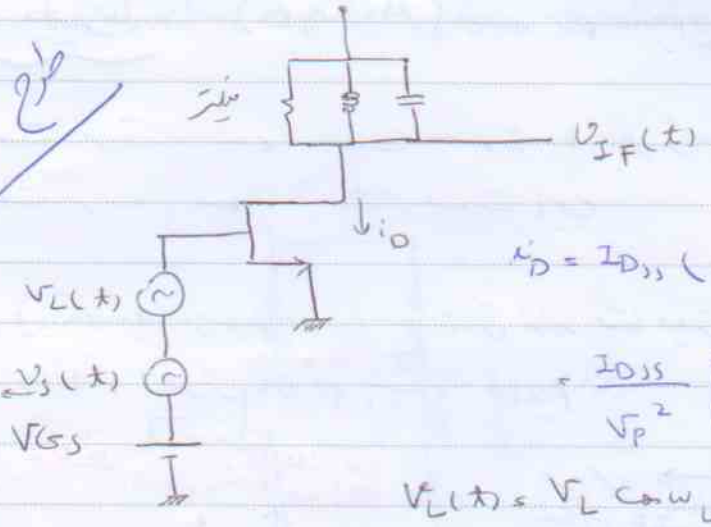
(نیاز به فیلتر دارند)

۱. ضرب کننده های غیرخطی:


a
b
a+b
المان غیرخطی
----- + ab + ...
... + x^2 + ...
(a+b)^2
2ab

کافی است مجموع دو سیگنال به یک المان غیرخطی اعمال شود و جمله حاصلضربی با فیلتر انتخاب شود.

استفاده از FET به عنوان المان غیرخطی:



$$i_D = I_{DSS}\left(1-\frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\left[V_p - V_{GS} - V_L(t) - V_s(t)\right]^2$$

با فرض $V_L(t) = V_L \cos\omega_L t$ و $V_s(t) = V_s \cos\omega_s t$

$$\Rightarrow i_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\Big[\underbrace{(V_p-V_{GS})^2}_{DC} + \underbrace{V_s^2\cos^2\omega_s t}_{2\omega_s} + \underbrace{V_L^2\cos^2\omega_L t}_{2\omega_L} - \underbrace{2(V_p-V_{GS})V_s\cos\omega_s t}_{\omega_s}$$

$$- \underbrace{2(V_p-V_{GS})V_L\cos\omega_L t}_{\omega_L} + \underbrace{2V_sV_L\cos\omega_s t\cdot\cos\omega_L t}_{\text{مطلوب}}\Big]$$

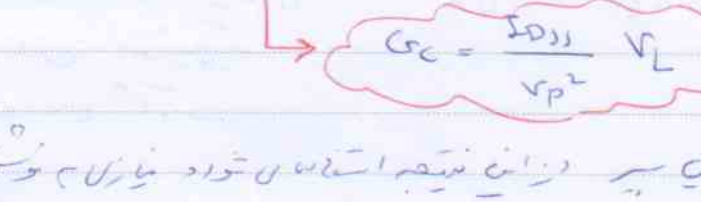
$$(\omega_s+\omega_L) \text{ و } (\omega_s-\omega_L)$$

کافی است فرکانس مدار تیون روی فرکانس موردنظرها تنظیم شود.

فرض بر گزیده:

$$\underline{i_D(\overset{\omega}{IF})} = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\,\underline{V_s}\,V_L\cos(\omega_L-\omega_s)t$$

جریان خروجی ... ولتاژ ورودی



$$\text{بهره میکسر } G_c = \frac{\text{دامنه جریان IF خروجی}}{\text{دامنه ولتاژ RF ورودی}} \xrightarrow{\text{برای FET}} G_c = \frac{\frac{I_{DSS}}{V_p^2}V_sV_L}{V_s}$$

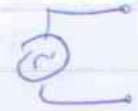
$$\boxed{G_c = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}V_L}$$

زمین سیر در این نتیجه استفاده می شود نیازی به نوشتن روابط نمی باشد.

. شرط سری کردن منابع float بودن آنهاست (حداقل یکی از منابع)

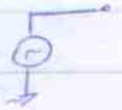
این طرح یک ایده است که باید کاربردی شود ⟸

کاربردی کردن طرح قبل : - شرط سری کردن منابع آن است که حداقل یکی از آنها شناور باشد .

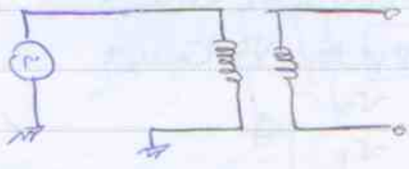


الف / انواع منابع → float یا دوسر آزاد

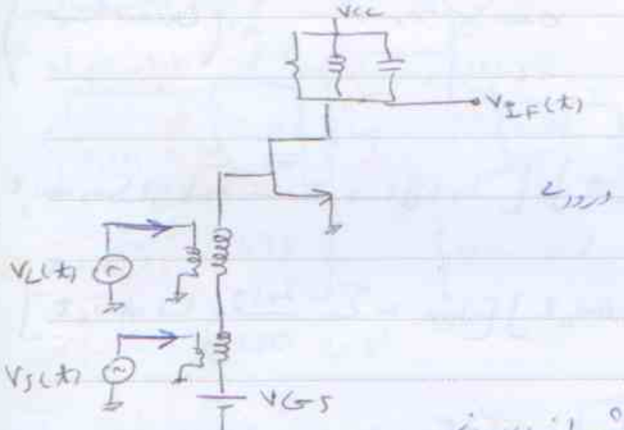
→ منبع Single ended (یک سر آزاد)



- به کمک ترانس می‌توان از منبع تک سر منبع دو سر (float) ساخت



پس در طرح قبل منابع را با ترانس تزویج می‌کنیم .

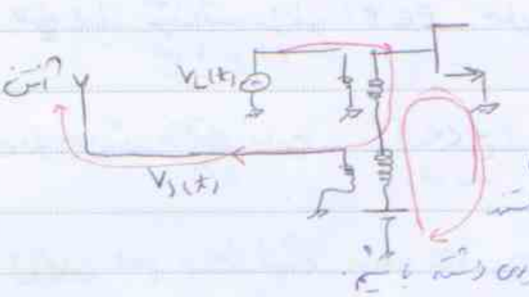


ب / ایزولاسیون

یک بحث مهم برای مدارات فرکانس بالا ایزولاسیون پورتهای ورودی نسبت به یکدیگر است .

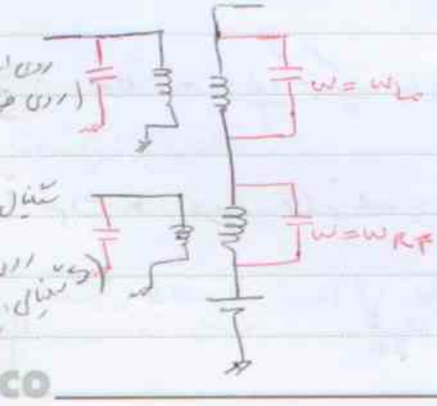
هر چه نشت یک سیگنال از یک ورودی به سمت خارج آن کمتر باشد ایزولاسیون بهتر است . (ورودی نباید نشت سیگنال به خارج داشته باشد اما در عمل این طور نیست)

- برای حل نشتی سیگنال ما باید پورتهای ورودی را ایزوله کنیم.



در این حالت ما فیلتر نداریم
انواع فرکانس‌ها این جا هستند
ممکن است نشتی‌های زیادی داشته باشیم .

Single Tune
Double Tune



روی اسیلاتور (اسیلاتور قوی‌تر شده است)

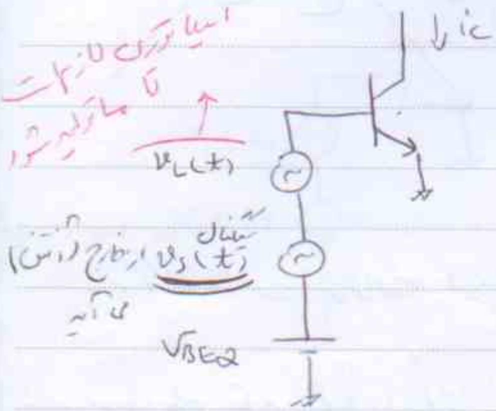
سیگنال ضعیف (ورودی آنتن است) (سیگنال بیرون است)

البته به دلیل ضعیف بودن سیگنال ضعیف آنتن و اینکه ما روی خود اسیلاتوریم ممکن است برای ما تیون نگذارند اما RF باید حتماً تیون داشته باشد چون نشتی روی آنتن می‌رود مشکلات ایجاد می‌کند .

Subject: جلسه سیزدهم

Year. ۸۲ Month. ۸ Date. ۲۰ ( )

استفاده از BJT به عنوان المان غیرخطی (LS)


اسیلاتوری با دامنه زیاد است تا ساتوره شود
$v_L(t)$
سیگنال $v_s(t)$ از خارج (آنتن) می‌آید
V_{BEQ}
i_c

$$\begin{cases} i_c = I_0\, e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ v_{BE} = v_L(t) + v_s(t) + V_{BEQ} \end{cases}$$

$$i_c = \underbrace{I_0\, e^{\frac{V_{BEQ}}{V_T}}}_{I_{CQ}}\; e^{\frac{v_L(t)}{V_T}}\; e^{\frac{v_s(t)}{V_T}}$$

با فرض: $v_L(t) = V_L \cos\omega_L t$

$v_s(t) = V_s \cos\omega_s t$

تعریف: $\frac{V_L}{V_T} = x$ دامنه نرمالیزه شده ورودی 2 , $\frac{V_s}{V_T} = y$ دامنه نرمالیزه شده ورودی 1 (مدار 2 ورودی دارد)

$$\Rightarrow i_c = I_{CQ}\, e^{x\cos\omega_L t}\, e^{y\cos\omega_s t}$$

$$i_c = I_{CQ}\left[I_0(x) + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n(x)\cos n\omega_L t\right]\left[I_0(y) + 2\sum I_n(y)\cos n\omega_s t\right]$$

$$i_c = \underbrace{I_{CQ}\cdot I_0(x)\cdot I_0(y)}_{I_{DC}}\left[1 + 2\sum \frac{I_n(x)}{I_0(x)}\cos n\omega_L t\right]\left[1 + 2\sum \frac{I_n(y)}{I_0(y)}\cos n\omega_s t\right]$$

$$i_c(\overset{n=1}{\omega_{IF}}) = 2 I_{DC}\, \frac{I_1(x)}{I_0(x)}\, \frac{I_1(y)}{I_0(y)}\, \cos(\overbrace{\omega_L - \omega_s}^{\omega_{IF}})\, t \quad (\text{توضیح})$$

جمله مطلوب ما

این رابطه برخلاف رابطه FET خطی نمی‌باشد (رابطه جریان IF خروجی نسبت خطی با ورودی اول ندارد)

ولی در حالت خاص برای $y \ll 1$:

$$\boxed{\frac{I_1(y)}{I_0(y)} \simeq \frac{y}{2}}$$

که برای ما مهم است چون اطلاعات در RF هستند پس خروجی باید نسبت به ورودی RF خطی باشد

نکته: اولاً x نباید کوچک باشد زیرا ترانزیستور باید در LS عمل کند تا حاصلضرب بدست آید

ثانیاً چون x معرف حامل و فاقد اطلاعات است غیرخطی شدن نسبت به x مشکلی ندارد.

وقتی ورودی 2 را کوچک بگیریم

$$\underset{\text{جریان خروجی}}{i_c} = I_{DC}\, \frac{I_1(x)}{I_0(x)}\, \frac{V_s}{V_T}\, \cos\omega_{IF} t$$ با تقریب خوب

بهره میکسر $$G_c = \frac{I_c(\omega_{IF})}{V_s} = \underbrace{\frac{I_{DC}}{V_T}}_{g_m} \cdot \frac{I_1(n)}{I_0(n)} \Longrightarrow \boxed{G_c = g_m \frac{I_1(n)}{I_0(n)}}$$

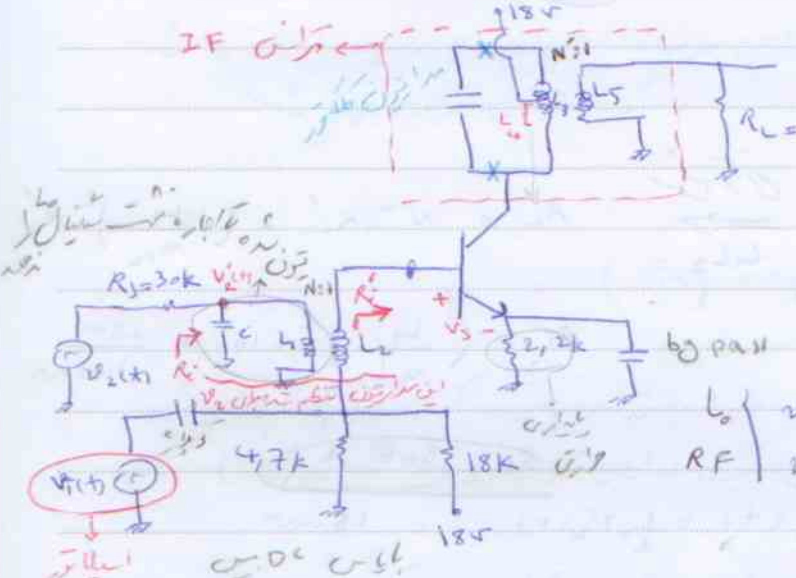
رابطه G_c برحسب $g_{m_{s.s}}$

$$\frac{G_c}{G_m(n)} = \frac{g_m \frac{I_1(n)}{I_0(n)}}{g_m \frac{2 I_1(n)}{n I_0(n)}} \Longrightarrow \boxed{G_c = \frac{n}{2} G_m(n)}$$

$G_m(n)$ (ناشی از ما)

رابطه G_c برحسب $G_{m_{L.S}}$

مثال


IF خروجی ← مدار تیون
مدار تیون کلکتور
18V
N:1
L_1
L_5
$v_o(t)$
$R_L = 20k$
$R_s = 30k$
$v_2(t)$
C
L_2
N:1
R_i'
R_i
v_s
2,2k
bypass
4,7k
18K
18V
$v_1(t)$
اسیلاتور
بایاس DC

$L_1 = 200\,\mu H$

$L_3 = 250\,\mu H$

$M_{12} = 50\,\mu H$

$M_{34} = 50\,\mu H$

$M_{35} = 25\,\mu H$

$Q_{L_3} = 40$

L_o: $v_1(t) = 250 \cos 15\times10^6 t$ [mV]

RF: $v_2(t) = 36 \cos 10^7 t$ [mV]

مدار را دو ورودی باشد ⟸ میکسر است

L_o هم دامنه و هم فرکانس بزرگ‌تری نسبت به RF دارد. (RF از بیرون آنتن می‌آید و ضعیف است)

بنابراین $v_1(t)$ سیگنال L_o است.

تحلیل DC:

$$V_B = \frac{4,7}{4,7+18} \times 18$$

$$I_{EQ} = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - 0,7}{2,2k} = 1,38\ mA$$

$$g_m = \frac{1,38}{25} = 55\ m\mho$$

• مدار تیون خارج از فرکانس رزونانس موازی دامنه ولتاژ ورودی BE تقریبا اتصال کوتاه است.

$n = \frac{L_o}{V_T}$ دامنه نرمالیزه شده ⟵ $n = \frac{250}{25} = 10$

عامل غیر خطی کننده ترانزیستور

پس مدار تیون L_2 ها برای v_1 حکم اتصال کوتاه را دارد پس v_1 مستقیم روی BE می‌افتد

از طرف امیتر نیز که شاخه bypass زمین می‌شود دامنه‌ای به BE نمی‌رسد.

$n=10 \xrightarrow[\text{از نمودار}]{G_{m1}(n)/g_m} \frac{G_{m1}(n)}{\underset{55m℧}{g_m}} = 0.19 \Rightarrow G_{m1}(n) = 10.5\ m℧$

$G_c = \frac{10}{2} \times 10.5 = 52.5\ m℧$

• می‌خواهیم ببینیم سهم BE (ورودی T) از $v_2(t)$ چقدر است؟!

جریان IF خروجی $= G_c \cdot$ (ورودی) RF ولتاژ
$\underbrace{i_c(\omega_{IF}) = G_C \times\ 〃}$

$V_2'(t) = \frac{R_i}{R_i + 30k} V_2(t)$

R_i': مقاومت دیده شده از دو سر L_2 ــــــ از دیدن L_2 به دلیل وجود خازن و بایاس دیده نشدن
R_i: مقاومت دیده شده از دو سر مدار تیون — مقاومت داخلی منبع ولتاژ $R=0$

از سمت بالای L_2 نیز چون امیتر زمین است مقاومتی نمی‌بینیم به جز hie

SS: $R_i' = h_{ie} = \beta \frac{25mV}{I_{EQ}} \xrightarrow[L_1L_2]{\text{نسبت ترانس}} R_i = N^2 \cdot R_i' = \left(\frac{L_1}{M_{12}}\right)^2 R_i'$

$R_i = \left(\frac{L_1}{M_{12}}\right)^2 \cdot 100 \times \frac{25m}{1.38mA}$

$R_i = 30k\ \Omega$

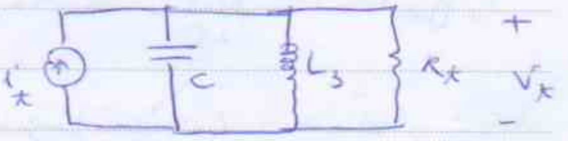
$\Rightarrow V_2'(t) = \frac{30k}{30+30k} v_2(t) = \frac{1}{2} v_2(t) = 18\ mV$

$V_s = V_2' \left(\frac{M_{12}}{L_1}\right) = 4.5\ mV$ ولتاژ RF ورودی

$\Rightarrow i_c(\omega_{IF}) = 52.5\ m℧ \times 4.5\ mV = 236.25\ \mu A$

× حال باید تمام المان‌های مدار تیون کلکتور منتقل شود؛
چون جریان L_4 است می‌خواهیم به ۳ها منتقل کرد داریم:

انتقال i_c به دو سر مدار تیون ; $i_t = i_c \left(\frac{M_{34}}{L_3}\right)$



برای L_3 Q داده شده است که R داخلی آن باید لحاظ شود.

$R_t = R_{P_{L_3}} \parallel \overbrace{(N^2 R_L)}^{R_L'} = 50k$

$\downarrow$

$Q_{L_3} = \frac{R_{P_{L_3}}}{L_3 \cdot \omega_{IF}} \Rightarrow$

$R_L' = R_L \left(\frac{L_3}{M_{35}}\right)^2 = 2\ M\Omega$

$R_{P_{L_3}} = 50k\Omega$

$$V_t = R_t i_t = 50k \times 236{,}25 \left(\frac{50}{250}\right) = 2{,}4\ V$$

انتقال ولتاژ به سمت خروجی $\longrightarrow$ $V_o = V_t \left(\frac{M_{35}}{L_3}\right) = 240\ mV$

$$\omega_{IF} = \omega_L - \omega_S = 5 \times 10^6$$

$$V_o(t) = 240 \cos 5 \times 10^6 t \quad [mV]$$

در خروجی مولفه DC نداریم چون یک اتصال کوتاه شده در یک طرفش زمین می‌باشد.

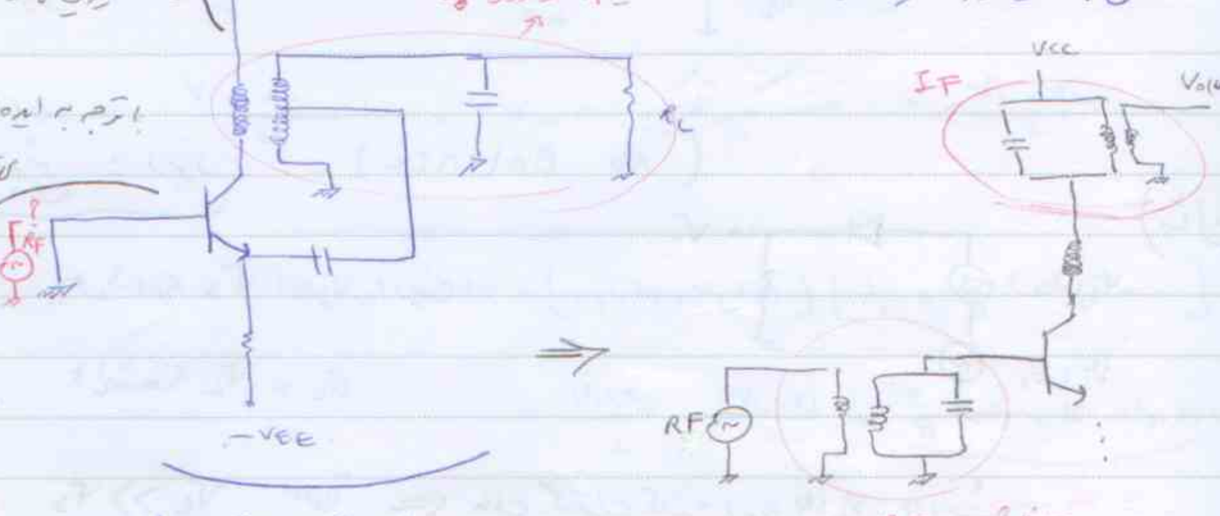
مبدل فرکانس (Frequency Converter)

مدارات میکسری هستند که با یک ترانزیستور هم اسیلاتور و هم ضرب کننده غیرخطی ایجاد می‌شود
(در قبلی‌ها دو T لازم بود یکی برای میکسر و دیگری در اسیلاتور برای تولید سیگنال ω_L)

ایده اصلی: متفاوت بودن فرکانس‌های ω_L و RF و IF و اینکه هر مدار تیونی در خارج از فرکانس رزونانس خود مثل اتصال کوتاه عمل می‌کند.

مثال: اسیلاتور ? آرمسترانگ:

این اتصال کوتاه نیز توسط یک مدار تیون جایگزین می‌شود که تنظیم شده روی IF است

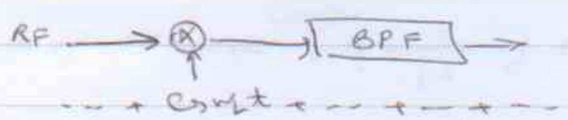


با توجه به ایده اصلی این طرح می‌توان اینجا مدار تیونی با فرکانس تشدید با فرکانس مدار تیون اسیلاتور داشته باشیم؟

اسیلاتور برای تولید ω_L

Subject: جلسه چهاردهم
Year. ۸۲ Month. ۸ Date. ۲۲( )

ضرب کننده های سوئیچینگ :

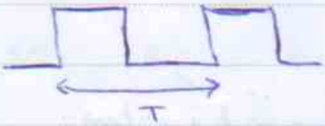


الزاماً سیگنال ما نباید تک فرکانس باشد می‌تواند فرکانس های دیگری را نیز دارا باشد زیرا در ادامه مسیر فیلتری هست که جمله مطلوب را جدا کند.

یک sin

ایده : به جای آنکه ما حتماً یک سیگنال تک فرکانس (ω_L) باشد می‌تواند هر سیگنال دلخواهی که در طیف خودش یک جمله با فرکانس ω_L دارد، باشد.

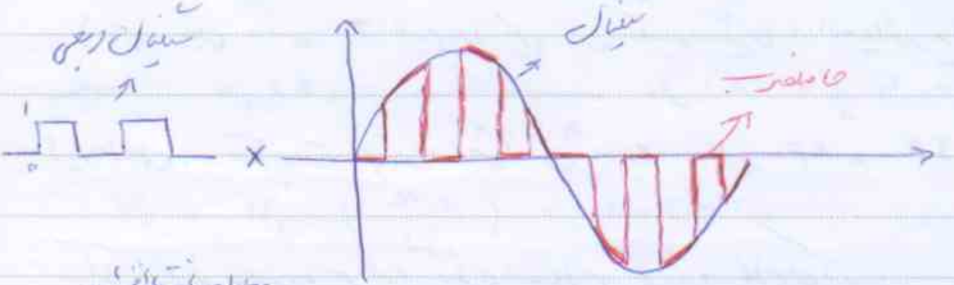
به عنوان مثال در تمام سیگنال های متناوب با دوره تناوب $\frac{2\pi}{\omega_L}$ چنین خاصیتی دارند.

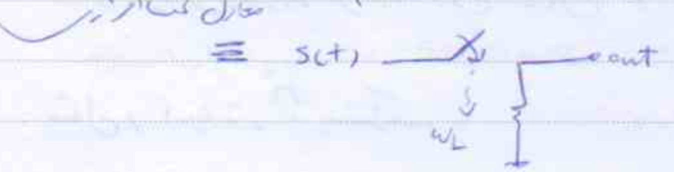


در حالت خاص موج مربعی متناوب نیز قابل قبول است.

$f = 1/T = \frac{\omega_L}{2\pi} \Rightarrow$ موج $= a_0 + \cos\omega_L t + \dots + \dots + \dots$

در عمل حاصلضرب هر سیگنال در موج مربعی معادل با سوئیچ نمودن آن با همان فرکانس مربعی است.

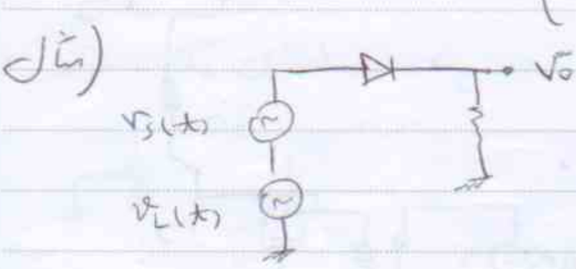




حسن روش در سخت افزار بسیار سادگی دارد

① ساده‌ترین سوئیچ : دیود (No Balance)

مثال)



فرض: $v_s = V_s \cos\omega_s t$

$v_L = V_L \cos\omega_L t$

$V_L \gg V_s$ معمولاً $\Leftarrow$ عامل کنترل کننده دیود $v_L(t)$ باشد.

$$\begin{cases} v_L(t) > \overset{0.7}{0} \rightarrow D: on \Rightarrow V_o = V_s(t) + V_L(t) \\ v_L(t) < \underset{0.7}{0} \rightarrow D: off \Rightarrow V_o = 0 \end{cases}$$

قاعده کلی: ابتدا وضعیت سوئیچ های موجود در مدار باید مشخص شود سپس در هر وضعیت ممکن با تحلیل مدار معادل ضابطه V_o برحسب ورودیها تعیین می گردد. سپس سعی می شود با مقایسه روابط و با کمک یک تابع تلفیقی که عموماً سوئیچ در عبارات است به یک ضابطه واحد برسیم.

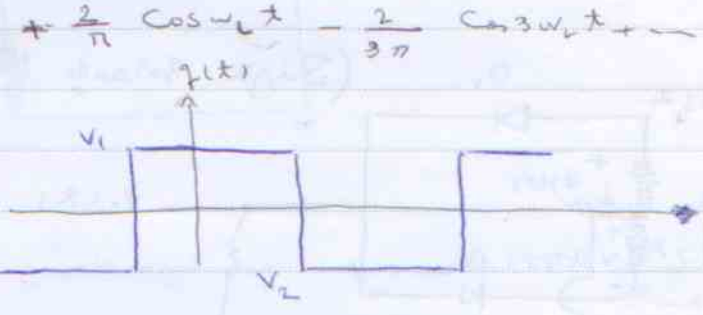
برای مثال فوق /

$$V_o = q(t) \cdot [v_L(t) + v_s(t)]$$

$$q(t) = \begin{cases} 1 & v_L(t) > 0 \\ 0 & v_L(t) < 0 \end{cases}$$

(یادآوری) رابطه فوریه موج مربعی $q(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_L t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_L t + \cdots$

یادآوری →



$$q(t) = V_{DC} + \frac{4V_m}{\pi}\cos\omega t - \frac{4V_m}{3\pi}\cos 3\omega t + \cdots$$

$$V_{DC} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad , \quad V_m = \text{نصف پیک تا پیک} = \frac{V_1 - V_2}{2}$$

(ادامه مثال) q(t) ارائه شده را جایگزین می کنیم $\rightarrow V_o(t) = [v_s(t) + v_L(t)]\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_L t + \cdots\right]$

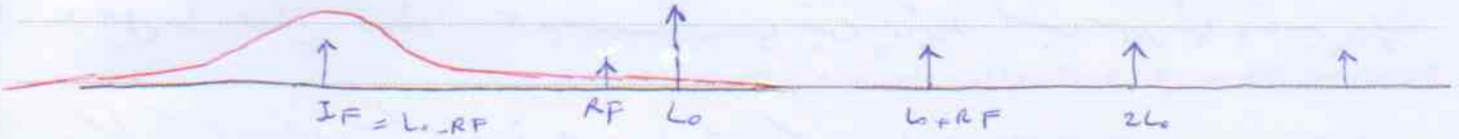
$$= \frac{v_s(t)}{2} + \frac{v_L(t)}{2} + \underbrace{\frac{2}{\pi}\cos\omega_L t \cdot v_s(t)}_{} + \cdots$$

جمله مطلوب
که توسط فیلتر انتخاب می شود.
(IF)

هم v_s و هم v_L هیچ یک را نیاز نداریم

معایب : ۱، درصورت float نبودن منابع باید ابتدا آنها را با ترانس تبدیل به float نمود تا بتوان آنها را سری کرد.

۲، عموماً نزدیک ترین مولفه های فرکانسی به فرکانس IF همان فرکانس های RF و Local هستند

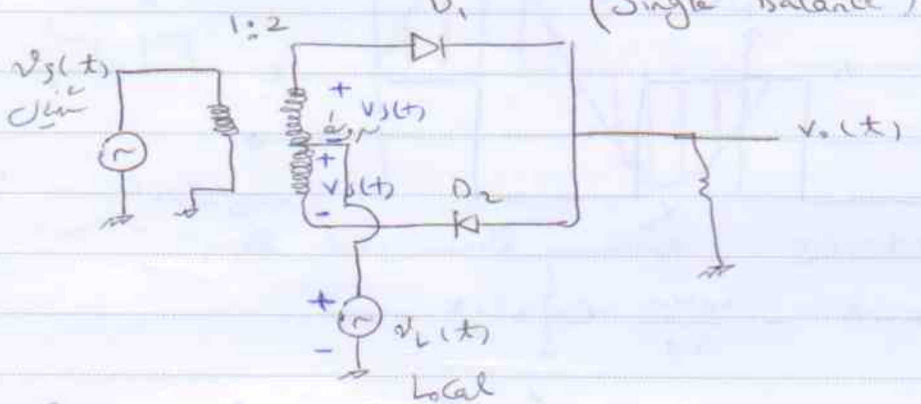


چون فیلتر ایده‌آل نمی‌باشد نشتی از فرکانس های دیگر خواهیم داشت

با توجه به ایده‌آل نبودن مشخصه فیلتر BP، فرکانس های Lo و RF احتمال نشت بیشتری در خروجی IF دارند که ما به دلیل داشتن دامنه بزرگ‌تر بیشتر مورد نظر است

- میکسرهایی که قادر به حذف RF یا Lo یا هردو در خروجی خود باشند معروف هستند به :

② میکسرهای بالانس شده (Single Balance Mixer)



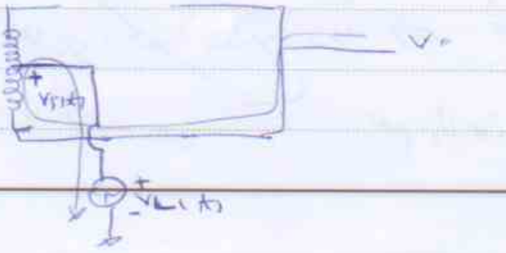
فرض /

$V_L >> V_S$

تحلیل مدار :

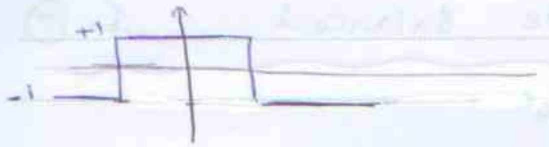
$$\begin{cases} V_L(t) > 0 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : on \\ D_2 : off \end{cases} \longrightarrow V_0 = V_s(t) + V_L(t) \\ V_L(t) < 0 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : on \end{cases} \longrightarrow V_0 = -V_s(t) + V_L(t) \end{cases} \Longrightarrow$$

چون نسبت تبدیل ترانس ۱ به ۲ است هر تکه از ترانس [illegible] $V_s(t)$ است



$$\begin{cases} V_0(t) = q(t)\,V_s(t) + V_L(t) \\ q(t) = \begin{cases} +1 \rightarrow V_L > 0 \\ -1 \rightarrow V_L < 0 \end{cases} \end{cases}$$

حال، چون $q(t)$ را بسط فوریه می‌دهیم :



$$V_o(t) = \left[\frac{4}{\pi}\cos\omega_L t + \cdots\right] V_s(t) + v_L(t)$$

$$= v_L(t) + \underbrace{\frac{4}{\pi} v_s(t) \cos\omega_L t}_{IF}$$

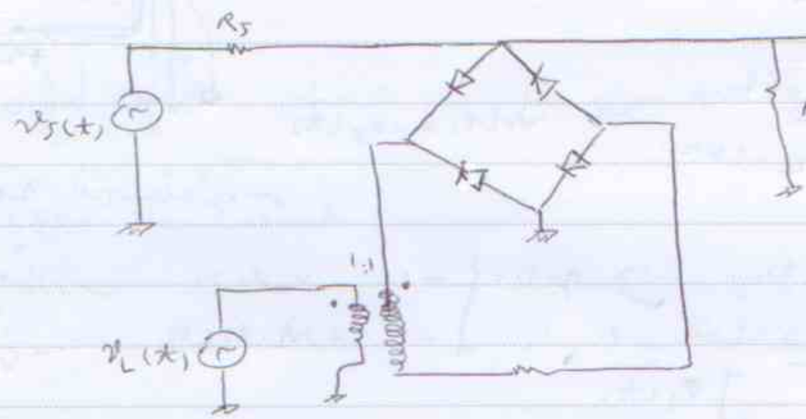
جمله مطلوب

نسبت به شکل قبل

چون در خروجی جمله $v_s(t)$ نداریم و حذف شده است اصطلاحاً به مدار فوق Single Balance می‌گویند. بالانس برای جمله v_L انجام شده که به دلیل دامنهٔ بزرگ جبران شکل ساز بود

③ مدار بعدی :

Single Balance



$$\begin{cases} v_L(t) > 0 \longrightarrow \text{همه دیودها خاموش} \longrightarrow V_o(t) = \dfrac{R_L}{R_L+R_S} v_s(t) \\ v_L(t) < 0 \longrightarrow \text{همه دیودها روشن هستند} \longrightarrow V_o(t) = 0 \end{cases}$$

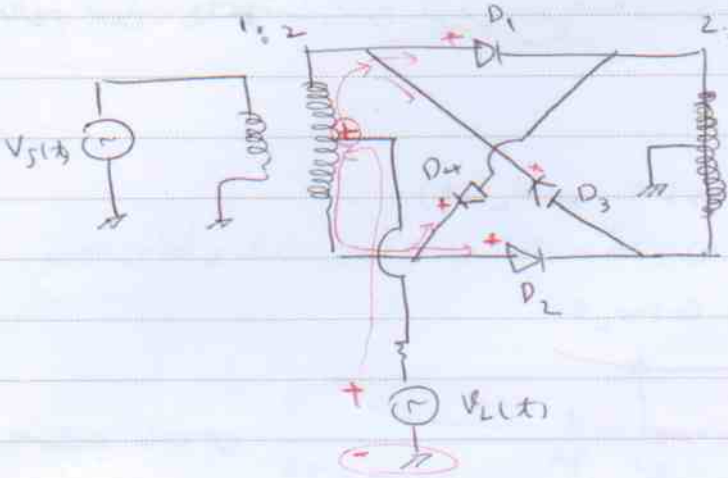
$$\Longrightarrow V_o(t) = q(t)\left[\frac{R_L}{R_L+R_S} V_s(t)\right] \quad ; \quad q(t) = \begin{cases} 1 & v_L(t) > 0 \\ 0 & v_L(t) < 0 \end{cases}$$

بسط فوریه : $v_o(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_L t + \cdots\right] \frac{R_L}{R_L+R_S} v_s(t)$

$$v_o(t) = \frac{R_L}{2(R_L+R_S)} \cdot v_s(t) + \underbrace{\frac{2R_L}{\pi(R_L+R_S)} \cos\omega_L t \cdot v_s(t)}_{IF} + \cdots$$

جمله v_L حذف شده که وضعیت بهتری نسبت به قبل است زیرا v_L خطرناک‌تر است.

④ میکسر Double Balanced

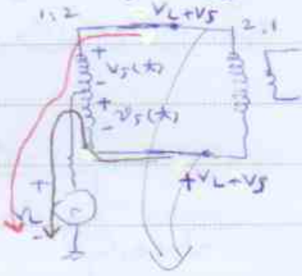


$V_L >> V_S$

⇓

سوئیچ کردن v_L انجام شود

تحلیل مدار :



$v_L(t) > 0 \longrightarrow \begin{cases} D_{1,2}: on \\ D_{3,4}: off \end{cases} \longrightarrow v_o(t) = v_S(t)$

$v_L(t) < 0 \longrightarrow \begin{cases} D_{1,2}: off \\ D_{3,4}: on \end{cases} \Rightarrow v_o(t) = -v_S(t)$

اختلاف ولتاژ دو سر : $V_L+V_S-(-V_S+V_L)$

$= 2V_S$

مبدل ترانس $2:1 \downarrow$

$V_o = V_S$

$\Rightarrow v_o(t) = g(t)\, v_S(t) \quad ; \quad g(t) = \begin{cases} +1 & v_L(t) > 0 \\ -1 & v_L(t) < 0 \end{cases}$

$v_o(t) = \left[\frac{4}{\pi}\cos\omega_L t + \dots\right] v_S(t)$

$= \underbrace{\frac{4}{\pi}\cos\omega_L t \cdot v_S(t)}_{IF} + \dots$

در این حالت نه $v_L(t)$ داریم نه $v_S(t)$ را،
هر دو بالانس شده‌اند

- دقت شود که ترانس ها دقیقاً شبیه و با سر کاملاً وسط باشند.

ضرب کننده های آنالوگ

فصل ۶ : مدولاتور های دامنه (AM)

اطلاعات در دامنه حامل می باشند. سیگنالی که خود قادر به عبور از باند پیام نمی باشد توسط سیگنال حامل انتقال داده می شود.

AM_full Carrier	AM معمولی یا	مدولاسیون AM
Double side Band	DSB	
Vestigial Side Band	VSB	

AM_full Carrier ، در AM معمولی سیگنال پیام با دامنه Carrier جمع می شود.

$$v_c(t) = V_c \cos w_c t$$

نرمالیزه شده پیام

پیام $v_m(t) = V_m \cdot f(t) \quad ; \quad -1 \le f(t) \le +1$

$$v_{AM}(t) = (V_c + V_m f(t)) \cos w_c t$$

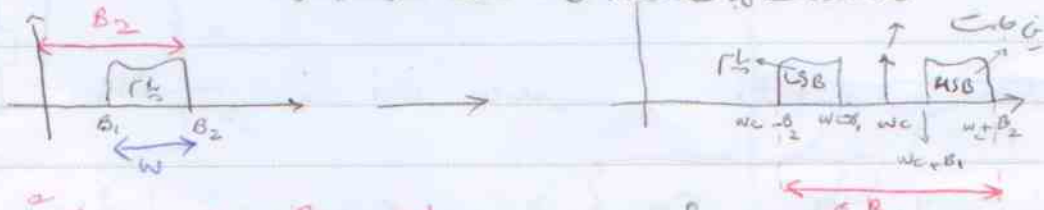
$$= \underbrace{V_c \cos w_c t}_{\text{Carrier}} + \underbrace{v_m(t) \cdot \cos w_c t}_{\text{ضرب پیام در حامل}}$$

$\Downarrow$

چون عین حامل را به طور کامل در سیگنال مدوله شده می بینیم نام آن AM-Full Carrier است.

- علاوه بر کاریر حاصلضرب پیام در $\cos w_c t$ باعث ایجاد دو Side Band متناظر با مجموع و تفاضل می گردد

فاقد اطلاعات است ولی باید که ارسال شده و توان مصرف می شود



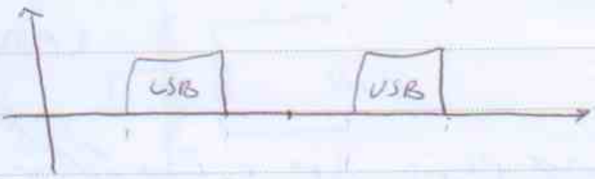
اگر $B_1 = 0 \Rightarrow B_2 = W$

2 بار پیام ارسال شده ← ۱- مصرف توان بیشتر

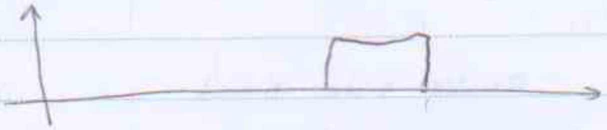
۲- پهنای باند زیاد Ω

- با توجه به عدم وجود اطلاعات در کریر می‌توان آن را حذف کرد (AM - DSB)

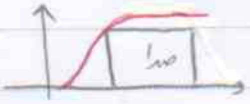
Suppresed Carrier

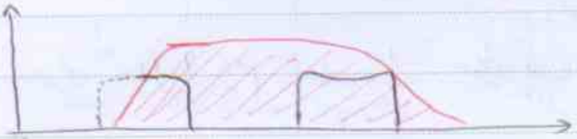


- و با توجه به تکرار اطلاعات در دو side band مشابه می‌توان یکی را نیز حذف کرد. (SSB) single



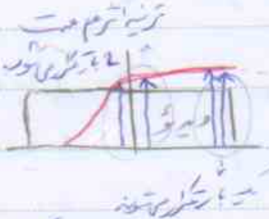
- و اگر بتوان SB به طور کامل و بخشی از SB دیگر ارسال شود (VSB) نامیده می‌شود.





سیگنال های BP مثل صدا فضای خالی دارند تا فیلتر فرصت مشخص شدن داشته باشه

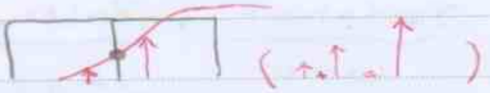
اما سیگنال های LP مثل ویدئو این امکان را ندارند و مجبوریم فیلتر بذاریم که اگر استاندارد شد بخشی از SB دیگر را نیز ارسال کنیم (فضای خالی نداریم)



برخی فرکانس‌ها دوبار تکرار می‌شوند (تولید اعوجاج)

منظور: طراح شیب میانه را برای فیلتر انتخاب می‌کند به گونه‌ای که مجموع هر فرکانس با قرینه‌اش برابر با یک فرکانس خارج از باند شود.

حسن: سادگی آشکارسازی
عیب: توان اضافه به خاطر پهنای باند اضافی



توان و پهنای باند $\xleftrightarrow{\text{trade off}}$ پیچیدگی گیرنده

$A V_c\left[1+\frac{V_m}{A}\right]$ → m

زوج فکر کن آنرا Am

$V_c\left(A+V_m f(t)\right)\cos\omega_c t$

کیفیت کاربردی دو تیتر زیر می‌باشد:

$v_{AM}(t)=(V_c+V_m f(t))\cos\omega_c t$ جمع داریم و سپس حاصلضرب ← AM معمولی

$v'_{AM}(t)=V_c\cos\omega_c t\cdot V_m f(t)$ فقط حاصلضرب ← DSB ?

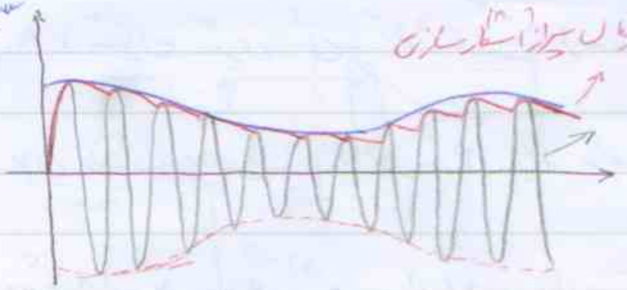
اندیس مدولاسیون $\boxed{m=\frac{V_m}{V_c}}$ $0\le m\le 1$

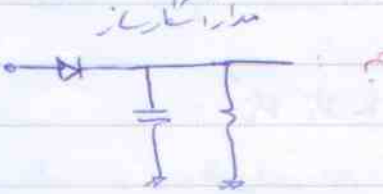
پیام ~~منفی~~ نباشد.

پیام + دامنه کاریر منفی نباشد.

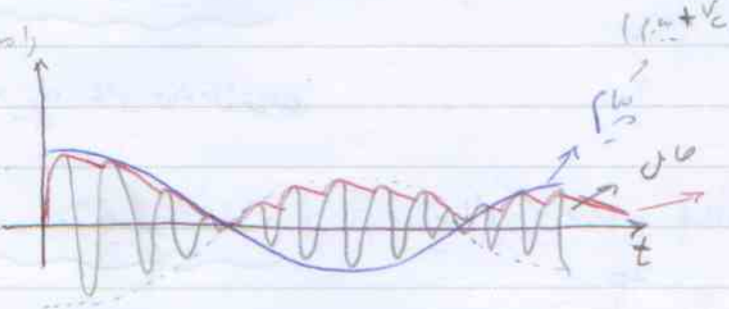
حتماً باید دامنه پیام کوچکتر از دامنه Carrier باشد. یعنی علامت کریر نباید توسط پیام تغییر کند.

زیرا در غیر این صورت پس از آشکارسازی پوش به جای آنکه $v_m(t)$ آشکار گردد یکسو شده آن بدست می‌آید.





($V_c + V_m f(t)$ نباید منفی شود)



ملزومات سخت افزاری
- جمع کننده ←
- ضرب کننده

↓

علاوه بر موارد فوق نوع آنالوگ نیز مناسب است.

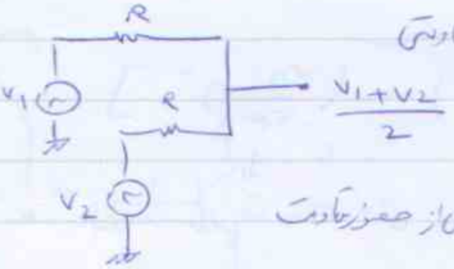
الف / سری کردن منابع

حداقل نیاز به یک منبع float دارد

↓

حل مشکل ترانس

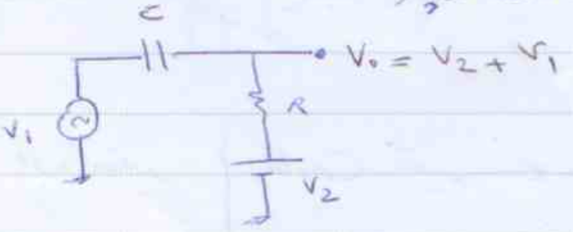
ب / جمع کننده مقاومتی

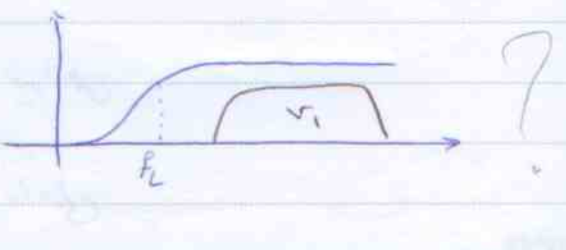


عیب: تضعیف ناشی از حضور مقاومت

ج / حالت خاص وقتی یکی از منابع DC باشد.

← با یک خازن کوپلاژ

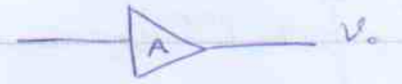




C و R به نحوی انتخاب می‌شوند که $\frac{1}{2\pi RC} << f_L V_1$

فرکانس قطع فیلتر high pass

ضرب کننده های آنالوگ : ایده اصلی: استفاده از تقویت کننده های با گین متغیر.



$v_o = Av_i$

اگر A با سیگنال دیگری مثل v_i' تغییر کند (به طور متناسب) آنگاه داریم : $A = k v_i'$

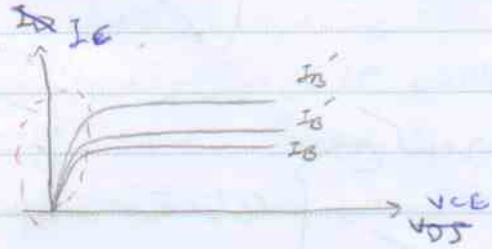
بدین ترتیب حاصلضرب v_i در v_i' ایجاد خواهد شد. $v_o = k v_i v_i'$

دو روش اصلی تغییر بهره : ۱) با تغییر مقاومت ۲) با تغییر g_m ـ تغییر نقطه کار DC

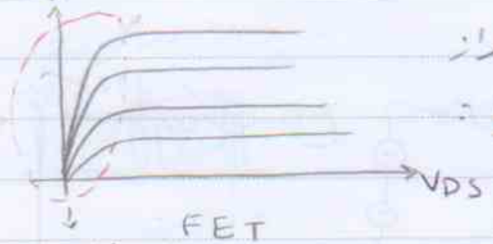
ترانزیستور $A_v = g_m R_C$

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

۱) روش تغییر مقاومت : معمولترین المانی که می تواند به عنوان مقاومت متغیر مورد استفاده قرار گیرد FET است.



BJT



FET

استفاده از FET بهتر از BJT است زیرا : (JFET)

در این ناحیه (اهمی) منحنی ها با فاصله هستند اما در BJT منحنی ها نزدیک به هم هستند

FET : $I_D = I_{DSS}\left[2\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)\left(\frac{V_{DS}}{V_P}\right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_P}\right)^2\right]$?

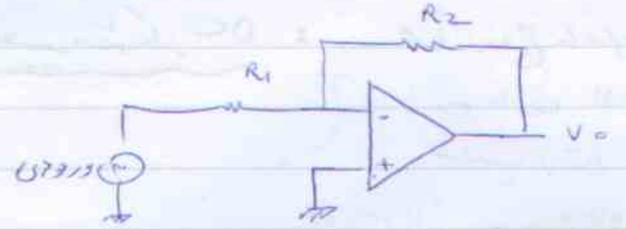
- برای داشتن مقاومت خطی باید $-100 \le V_{DS} \le 100\ mV$ باشد تا داشته باشیم :

$I_D \simeq I_{DSS}\left[2\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)\left(\frac{V_{DS}}{V_P}\right)\right] \Rightarrow R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D}$

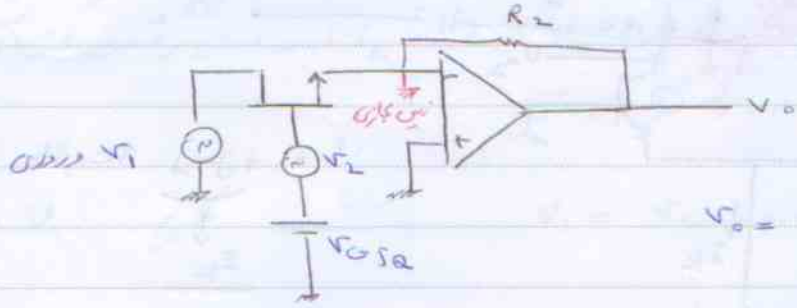
$G_{DS} = \frac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)$ مقاومت متغیر با V_{GS}

بهره متغیر
- مقاومت متغیر ← FET در ناحیه اهمی
- جریان بایاس متغیر ← عموماً با زوج تفاضلی

مثال، کاربرد با op-Amp


R2
R1
ورودی
Vo
-
+

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} = -G_1 R_2$$


R2
زمین مجازی
Vo
ورودی v_1
v_2
V_{GSQ}
-
+

$$V_o = A_v v_1 = -R_2 G_1 v_1$$

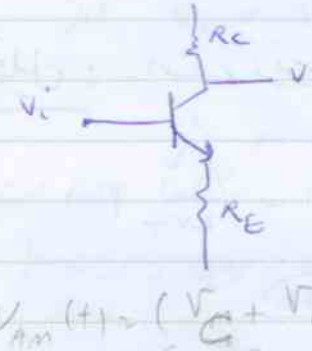
$$V_o = -R_2\left[\frac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)\right]v_1$$

$V_{GS} = v_2 + V_{GSQ}$;

$$V_o = \frac{-R_2\, 2I_{DSS}}{V_P^2}\left(V_P - V_{GSQ} - v_2\right)v_1$$

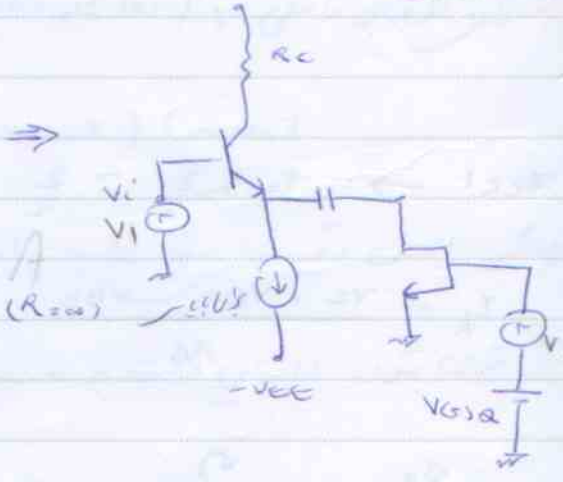
با فرض $\begin{cases} v_1 = V_c \cos\omega_c t \\ v_2 = V_m \cos\omega_m t \end{cases}$ $\Rightarrow V_o = \overset{A}{\underbrace{-V_c R_2 \frac{2I_{DSS}}{V_P^2}\left(V_P - V_{GSQ}\right)}_{K}}\left(1 - \overset{m}{\frac{V_m}{V_P - V_{GSQ}}}\cos\omega_m t\right)$ $\cos\omega_c t$

BJT



$$A_v \simeq -\frac{R_C}{R_E}$$

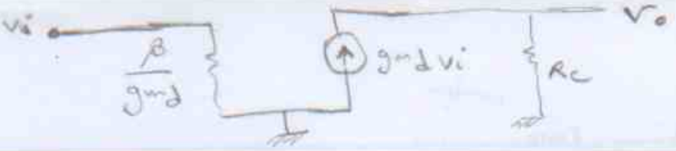
$\Rightarrow$


RC
Vi
V1
(R=∞)
منبع جریان
-VEE
V2
VGSQ

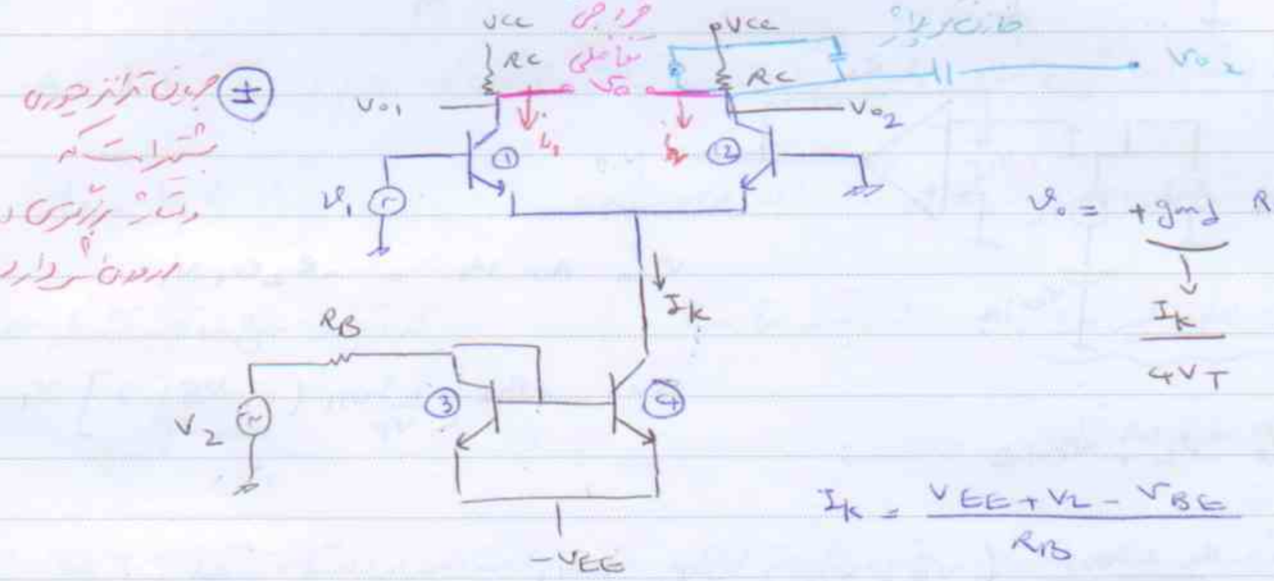
$V_{AM}(t) = \left(V_c + V_m f(t)\right)\cos\omega_c t$

$= \left[V_c\left[1 + \overset{}{\frac{V_m}{V_c}} f(t)\right]\cos\omega_c t\right] \times A$

$\frac{V_m}{V_c} = m$


v_i
$\frac{\beta}{g_{md}}$
$g_{md}v_i$
R_C
V_o

تغییر نقطهٔ کار DC : عموماً از زوج تفاضلی استفاده می‌شود. زیرا به طور خودبه‌خود منبع جریان بیان نیاز به خازن by pass نا شود. در غیر این صورت سیگنال خروجی ضعیف می‌شود ($A_v = -\frac{R_C}{\infty} \simeq 0$) .


چون ترانزیستورها مشترک‌اند و ولتاژ بر روی [illegible] سروصدا دارد
±
Vcc
خروجی تفاضلی
Vcc
خازن بای‌پس
R_C
v_o
R_C
V_{o2}
V_{o1}
i_1
i_2
①
②
v_1
I_k
R_B
③
④
V_2
$-V_{EE}$

$$v_o = +\underbrace{g_{md}}_{\frac{I_k}{4V_T}} R_C \cdot v_1$$

$$I_k = \frac{V_{EE}+V_2-V_{BE}}{R_B}$$

$$v_o = -\frac{R_C}{R_B}\left(V_{EE}-V_{BE}+v_2\right)\ v_1$$

حسن اصلی ، امکان ایجاد حاصلضرب بدون جملات هارمونیکی وجود دارد (مدار پیچیده‌تر و کیفیت بهتر)

در حالت کلی برای تفاضلی :

$$\begin{cases} i_1 = \frac{I_k}{2}\left(1 \oplus \tanh\frac{z'}{2}\right) \\ i_2 = \frac{I_k}{2}\left(1 \ominus \tanh\frac{z_1}{2}\right) \end{cases} \qquad \left(z = \frac{v_i}{V_T} = \frac{V_I}{V_T}\cos\omega t\ \sin(\omega_s t)\right)$$

تحلیل : الف ، فرض می‌شود در حالت s.s هستیم ،

$$z \ll 1 \rightarrow \tanh\frac{z}{2} \simeq \frac{z}{2} \longrightarrow i_2 = \frac{I_k}{2}\left(1-\frac{v_1}{2V_T}\right)$$

$$I_k = \frac{v_2+V_{EE}-V_{BE}}{R_B} = \underbrace{\frac{v_2}{R_B}}_{AC} + \underbrace{\frac{\overbrace{V_{EE}-V_{BE}}^{V_\lambda}}{R_B}}_{DC} =$$

$$\frac{v_2}{R_B} + \frac{V_\lambda}{R_B} \longrightarrow i_2 = \left(\frac{v_2}{2R_B}+\frac{V_\lambda}{2R_B}\right)\left(1-\frac{v_1}{2V_T}\right)$$

$$\Rightarrow i_2 = \underbrace{\frac{v_2}{2R_B}}_{v_2} - \underbrace{\frac{V_\lambda}{4R_BV_T}\cdot v_1}_{v_1} + \underbrace{\frac{V_\lambda}{2R_B}}_{DC} - \underbrace{\frac{1}{4R_BV_T}\,v_1v_2}_{\text{جمله حاصلضرب}}$$

(خطی)

حسن :

درکنار حاصلضرب مولفه‌های هارمونیکی وجود ندارد اما کمی ابزار پیچیده‌تری دارد .

Subject: جلسه شانزدهم
Year. ۸۶ Month. ۸ Date. ۲۹ سه‌شنبه

برای استفاده به عنوان مدولاتور AM :

فرکانس حامل بالاتر از فرکانس پیام است

I_k تقریباً DC است (یعنی فرکانس پایین) پس v_2 که سازنده‌ی I_k است باید فرکانسش کمتر باشد پس v_2 پیام و v_1 حامل در نظر گرفته می‌شود.

v_1 : حامل $\xrightarrow{\text{فرض}}$ $v_1 = V_c \cos \omega_c t$

v_2 : پیام $\xrightarrow{\text{فرض}}$ $v_2 = V_m \cos \omega_m t$

$$V_{o2} = V_{cc} - R_C i_2$$

$$= \underbrace{V_{CC} - \frac{R_C}{2R_B} V_\lambda}_{DC} \underbrace{- \frac{R_C}{2R_B} V_m \cos \omega_m t}_{\text{پیام}} + \overbrace{\frac{R_C V_C \boxed{V_\lambda}}{4R_B V_T}\left(1 + \underbrace{\frac{V_m}{\boxed{V_\lambda}}}_{m} \cos \omega_m t\right) \cos \omega_c t}^{\text{مدولاسیون AM}}$$

اندیس مدولاسیون AM

به طور مشابه برای V_{o1} داریم: $V_{o1} = V_{cc} - R_C i_1$

$$V_{o1} = \underbrace{V_{cc} - \frac{R_C}{2R_B} V_\lambda} - \frac{R_C}{2R_B} V_m \cos \omega_m t - \frac{R_C V_C V_\lambda}{4R_B V_T}\left(1 + \frac{V_m}{V_\lambda} \cos \omega_m t\right) \cos \omega_c t$$

☆ برای خروجی تفاضلی: (فقط جمله AM می‌ماند) $v_o = v_{o2} - v_{o1}$ اگر

$$v_o = \frac{R_C V_C V_\lambda}{2R_B V_T}\left(1 + \frac{V_m}{V_\lambda} \cos \omega_m t\right) \cos \omega_c t$$

v_o ← full Carrier است.

☆ یک راه حل دیگر برای حذف پیام استفاده از فیلتر در خروجی است که خروجی روی فرکانس مورد نظر تیون شود. اما در این حالت به علت اشکال زیاد شدن بعضی حالات DC جمله V_{cc} به عنوان DC در خروجی ظاهر می‌شود.

$$\text{فیلتر شده } V_{o2} = \underbrace{V_{cc}}_{DC} + \frac{R_C V_C V_\lambda}{4R_B V_T}\left(1 + \frac{V_m}{V_\lambda} \cos \omega_m t\right) \cos \omega_c t$$

برای حذف DC می‌توان یک خازن سری در خروجی قرار داد.

برحسب gmd :

$$g_{md} = \frac{I_{KOC}}{4V_T} = \frac{V_\lambda}{4R_BV_T}$$

$$v_{o_2} = V_{cc} + g_{md} R_C V_c (1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_c t$$

(روابط فوق هم با فرض S.S بودن ترانزیستور نوشته شده‌اند.)

ب / با فرض اینکه ترانزیستورهای ① و ② LS و ③ و ④ S.S هستند.

کاملاً شبیه به حالت الف است

جمله $\tanh\frac{x}{2}$ حاوی همه هارمونیک‌ها است

فقط در روابط به جای gmd از $(G_{md}(m))$ استفاده می‌شود.

تا اعوجاج روی پیام ایجاد شود

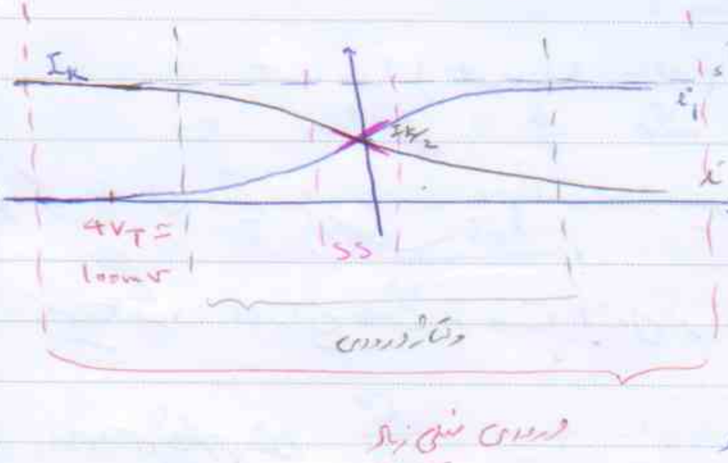
زیرا ورودی شامل پیام است و نباید دچار اعوجاج غیرخطی گردد.

$$v_{o_2} = V_{cc} + G_{md}(m) R_C V_c (1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_c t$$

ج / همه ترانزیستورها LS : اولاً: کاربردی نمی‌باشد زیرا 3 و 4 باید خطی باشند تا پیام دچار اعوجاج نگردد. ثانیاً: عملاً به دلیل وجود R_B سری با v_2 در عمل هم رخ نمی‌دهد

(کمی خیلی زیادی به 3 و 4 نیاز است که آنها از SS خارج شوند)

د / با فرض اینکه ① و ② به شدت LS و ③ و ④ لزوماً SS :



$$i_1 = \frac{I_K}{2}\left(1 + \tanh\frac{x}{2}\right)$$

$$i_1 + i_2 = I_K$$

$$i_2 = \frac{I_K}{2}\left(1 - \tanh\frac{x}{2}\right)$$

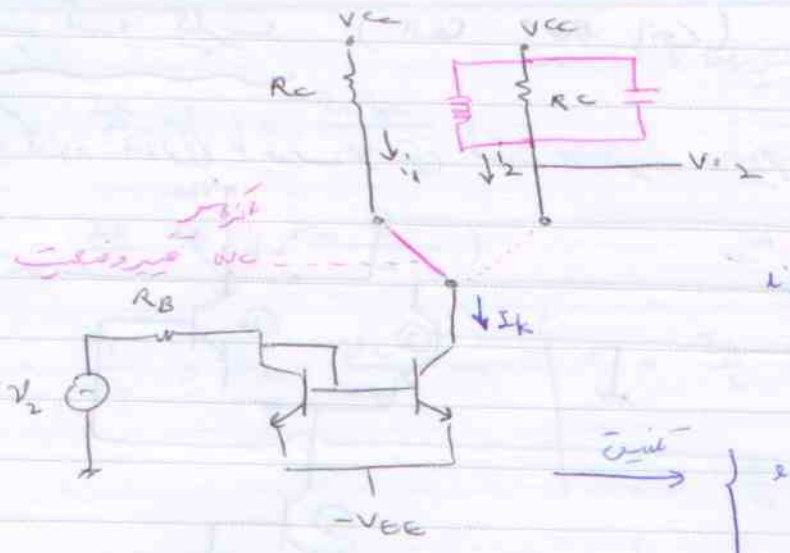
با توجه به منحنی مشخصه تفاضلی برای $v_d = V_{B_1} - V_{B_2}$ تفاضل بیس‌ها

ولتاژهای ورودی بزرگتر از $4V_T$ یا 100mV

عملاً کل جریان I_K به یک ترانزیستور اختصاص یافته و

چون T تقریباً صفر شود پس تفاضلی مثل یک کلید عمل می‌کند و شبیه به ضرب کننده سوئیچینگ کار کند.

مدار معادل :


Vcc
Vcc
Rc
RC
i_1
i_2
V_{o2}
با فرکانس
wc تغییر وضعیت
R_B
I_k
v_2
$-V_{EE}$

$$i_2 = \begin{cases} I_k & v_1 < 0 \\ 0 & v_1 > 0 \end{cases}$$

$$\xrightarrow{\text{تلفیق}} \begin{cases} i_2 = g(t) \cdot I_k \\ g(t) = \begin{cases} 1 & v_1 < 0 \\ 0 & v_1 > 0 \end{cases} \end{cases}$$

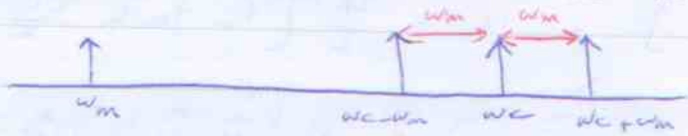
$$i_2 = \left[\frac{v_\lambda}{R_B} + \frac{v_2}{R_B} \right] \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos w_c t \ldots \right]$$

به علت داشتن هارمونیک نیاز به فیلتر داریم :

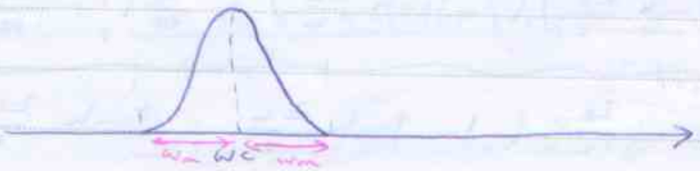
$$\Big\downarrow \text{پس از فیلتر}$$

$$V_{o2} = V_{cc} + \frac{2 R_c V_\lambda}{\pi R_B} \left(1 + \frac{V_m}{V_\lambda} \cos w_m t \right) \cos w_c t$$

خروجی v_{o2} مدوله شده پیام است . می‌دانیم طیف از مدوله شده داریم :


w_m
w_m
w_m
$w_c - w_m$
w_c
$w_c + w_m$

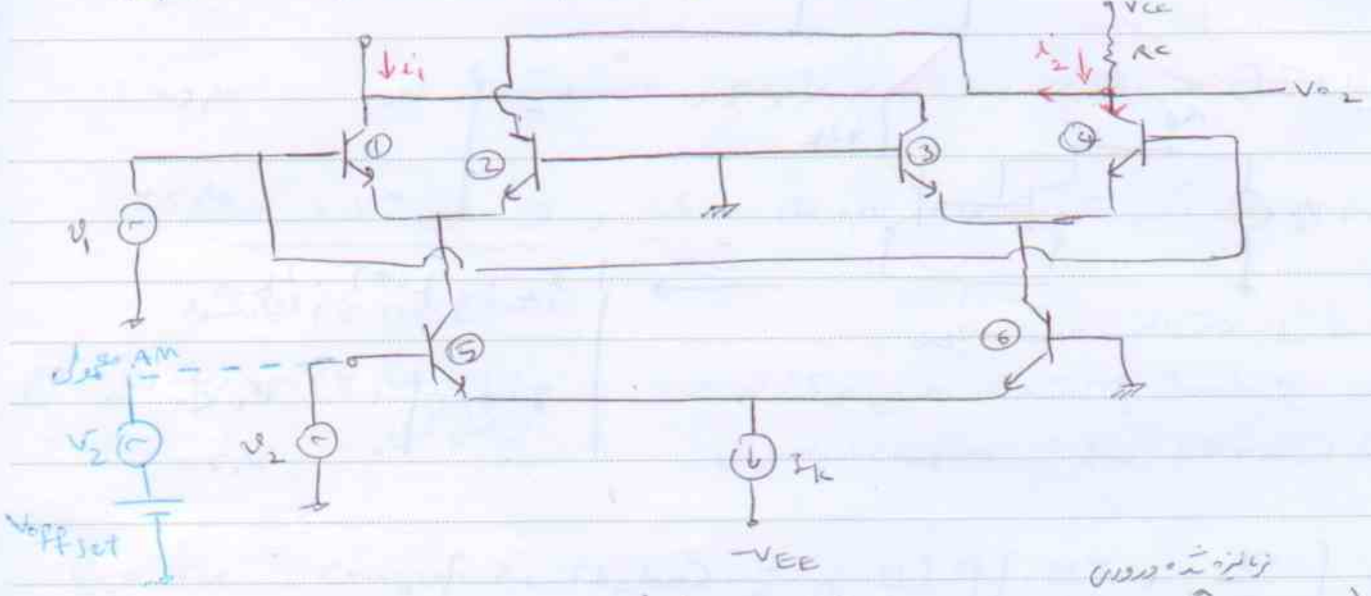
پس فیلتر فوق باید به صورت زیر باشد زیرا $v_{AM} = v_{o2}$



$$\begin{cases} BW = 2w_m \\ w_0 = w_c \end{cases}$$ فرکانس مرکزی فیلتر

ضرب کننده گیلبرت (Gil BerT Cell)

ضرب کننده آنالوگی با هدف داشتن فقط حاصلضرب در خروجی (بدون v_1 یا v_2 در خروجی)



$i_2 = i_{c2} + i_{c4}$ (جریان امیترها $\boxed{I_k}/2\,(1 \pm \tanh \overset{\text{نرمالیزه شده ورودی}}{\frac{z}{2}})$)

منفی ② کلکتور است

$$i_{c2} = \frac{i_{c5}}{2}\left[1 - \tanh\frac{z_1}{2}\right]$$

+ بیس ② زمین است ولی بیس ④ به v_1 وصل است

و منفی ④ از v_1 آمده است

$$i_{c4} = \frac{i_{c6}}{2}\left[1 \boxed{+} \tanh \frac{\boxed{z_1}}{2}\right]$$

$$i_{c5} = \frac{I_k}{2}\left[1 + \tanh\frac{z_2}{2}\right] \quad , \quad i_{c6} = \frac{I_k}{2}\left[1 - \tanh\frac{z_2}{2}\right]$$

پس از جاگذاری و ساده سازی داریم :

$$i_2 = \frac{I_k}{4}\left(1 - \tanh\frac{z_1}{2}\right)\left(1 + \tanh\frac{z_2}{2}\right) + \frac{I_k}{4}\left(1 + \frac{\tanh z_1}{2}\right)\left(1 - \tanh\frac{z_2}{2}\right)$$

بر حسب ورودی v_1 و v_2

$$\boxed{\begin{aligned} i_2 &= \frac{I_k}{2}\left(1 - \tanh\frac{z_2}{2} \cdot \tanh\frac{z_1}{2}\right) \\ i_1 &= \frac{I_k}{2}\left(1 + \tanh\frac{z_2}{2} \cdot \tanh\frac{z_1}{2}\right) \end{aligned}}$$

جریانهای خروجی بر حسب ولتاژهای ورودی

Subject:
Year. Month. Date. ( )

حالات خاص الف / همه ترانزیستورها s.s هستند.

$$i_1 = \frac{I_K}{2}\left(1 + \frac{z_1 z_2}{4}\right)$$

$$i_2 = \frac{I_K}{2}\left(1 - \frac{z_1 z_2}{4}\right)$$ همگی جمله حاصلضرب $v_1 v_2$ را داریم

$$z_1 = \frac{v_1}{V_T}\ , \ z_2 = \frac{v_2}{V_T} \Rightarrow \begin{cases} i_1 = \frac{I_K}{2}\left(1 + \frac{\boxed{v_1 v_2}}{4V_T^2}\right) \\ i_2 = \frac{I_K}{2}\left(1 - \frac{v_1 v_2}{4V_T^2}\right) \end{cases}$$

برای مدولاسیون } v_1 : کاریر ، v_2 : پیام

برای میکسر } v_1 : LO ، v_2 : RF

فرض $\begin{cases} v_1 = V_c \cos\omega_c t \\ v_2 = V_m \cos\omega_m t \end{cases}$

$$V_{o_2} = \underbrace{V_{CC} - \frac{I_K}{2}R_C}_{DC} + \underbrace{\frac{I_K}{8V_T^2} R_C V_c V_m \cos\omega_m t \cos\omega_c t}_{\text{جمله حاصلضرب}}$$

↓

Suppressed Carrier (DSB)

برای تبدیل به حالت AM معمولی که پیام با یک مقدار DC جمع شده بعد در کاریر ضرب می‌شد کافی است به پیام مقداری offset دهیم

$$V_{o_2} = V_{CC} - \frac{I_K}{2}R_C + \frac{I_K R_C V_c V_{offset}}{8V_T^2}\left(1 + \overset{m}{\boxed{\frac{V_m}{V_{offset}}}} \cos\omega_m t\right)\cos\omega_c t$$

↓

Full Carrier

V_{offset} لزوماً V_c نمی‌باشد هر مقدار دلخواهی می‌تواند باشد.

$$g_{md} = \frac{I_K}{4V_T}$$

AM معمولی

$$V_{o_2} = \underbrace{V_{CC} - \frac{I_K}{2}R_C}_{DC} + g_{md}\frac{R_C V_C V_{off}}{2V_T}\left(1 + m\cos\omega_m t\right)\cos\omega_c t$$

PAPCO

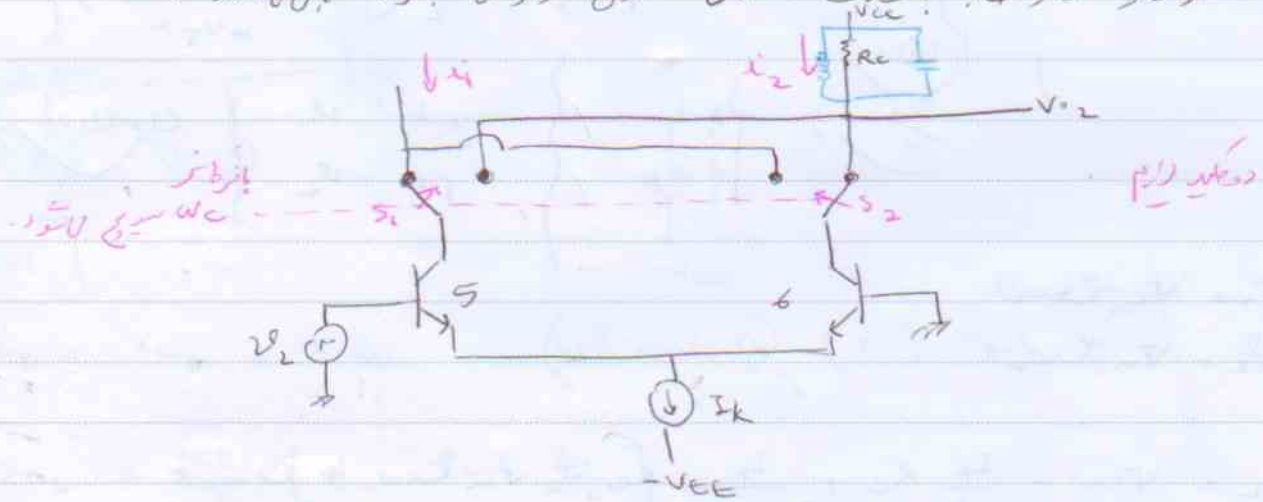
ب/ ۱ و ۲ و ۳ و ۴ : LS

۵ و ۶ لزوماً : SS (به دلیل داشتن ورودی پیام که باید ایزوله گردد)

مشابه تبدیل کانورتر رابطه برحسب gm و به جای gm تبدیل به gm(ωm) گردد.

ج/ همه LS ← کاربردی نمی‌باشد.

د/ ۱ و ۲ و ۳ و ۴ : به شدت LS ولی ۵ و ۶ : SS باقی می‌مانند.



$v_1 > 0 \longrightarrow$ کلیدها به سمت بیرون (شکل بالا) ← ورودی ترانزیستورهایی که بیسشان به هم وصل است برابر از ترانزیستورهای خوانده شده که بیس آنها زمین است.
یعنی ۱ و ۴ در مدار هستند

$v_1 < 0 \longrightarrow$ ۲ و ۳ در مدار هستند ← کلیدها به سمت داخل

$$\begin{cases} i_2 = i_{c_6} = \frac{I_k}{2}\left(1 - \frac{v_2}{2V_T}\right) & ; \ v_1 > 0 \\ i_2 = i_{c_5} = \frac{I_k}{2}\left(1 + \frac{v_2}{2V_T}\right) & v_1 < 0 \end{cases}$$

باید تلفیق شوند

$$i_2 = \frac{I_k}{2} + \frac{I_k}{2} q(t) \frac{v_2}{2V_T} \quad , \quad q(t) = \begin{cases} +1 & v_1 < 0 \\ -1 & v_1 > 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow i_2 = \frac{I_k}{2} + \frac{I_k v_2}{4V_T}\left[\frac{4}{\pi}\cos\omega_c t - \text{---}\right]$$

به دلیل خاموش شدن موج مربعی هارمونیک داریم و در صدد فیلتر کردن آن است.

$$V_{o2} = V_{cc} + R_c\, i_2 \ (AM)$$

مشابه حالت قبل به دلیل V_{offset} از حالت DIB بودن به حالت AM معمولی رسیده

Full Carrier

جلسه هفدهم

Subject:
Year. ۸۲ Month. ۹ Date. ۱۱ ( )

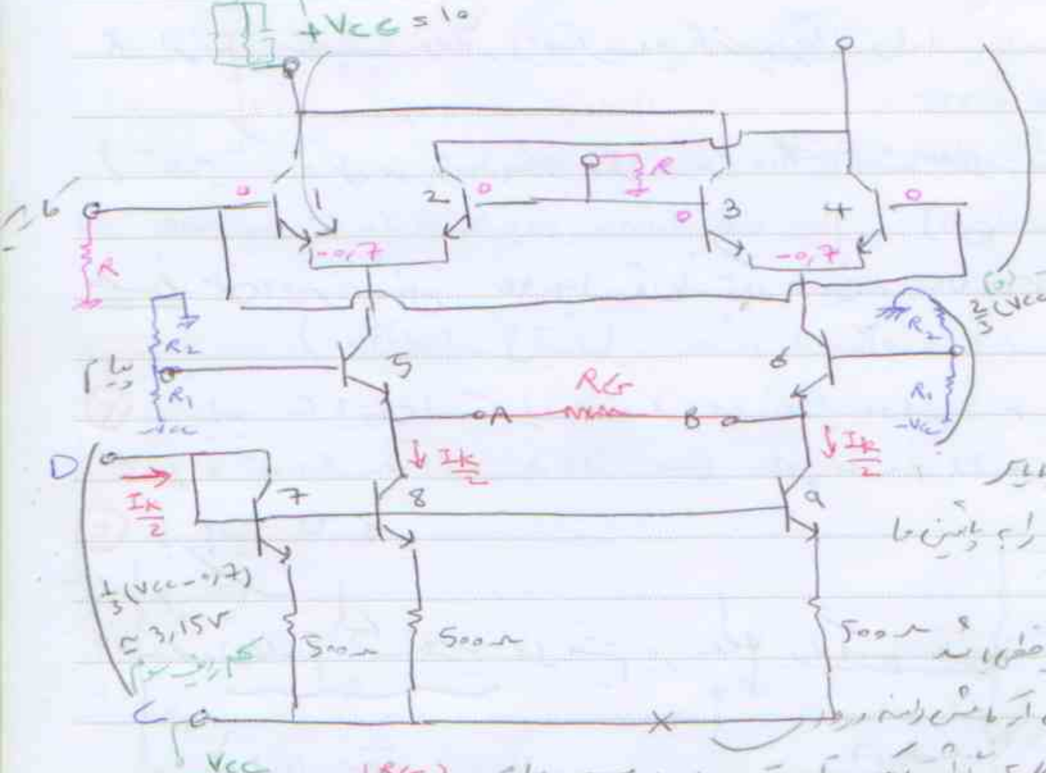
ضرب کننده آنالوگ ← سلول گیلبرت ← IC های موجود در بازار { MC1496 ← بدون جبران‌سازی $\tanh^{-1}$ (در ورودی)
MC1596 ← با جبران $\tanh^{-1}$ (در ورودی)

و $i_c = \frac{I_K}{2}\left(1 \pm \frac{z_1}{2} \cdot \frac{z_2}{2}\right)$

در حالت کلی $i_c = \frac{I_K}{2}\left(1 \pm \tanh\frac{z_1}{2} \cdot \tanh\frac{z_2}{2}\right)$

MC1496 ← برای کاربردهای فرکانس بالا ← کاربردهای مخابراتی

MC1596 ← برای کاربردهای صنعتی { عیب: محدود کردن فرکانس کاری
حسن: خطی بودن


$+V_{CC} = 10$
حامل
R
R_2
R_1
پیام
$-V_{CC}$
R
1
2
3
4
$-0,7$
$-0,7$
5
6
R_G
A
B
$\frac{I_K}{2}$
$\frac{I_K}{2}$
D
7
8
9
$\frac{1}{3}(V_{CC}-0,7)$
$\simeq 3,15V$
هم ردیف سوم
500Ω
500Ω
500Ω
C
$-V_{CC}$

مدار داخلی MC1496

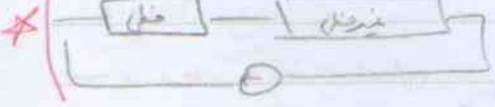
هم ردیف اول
$V_{CC} + 0,7 = 10,7\ V$

بایاس‌های ورودی هستند
هم ردیف دوم
$\frac{2}{3}(V_{CC}-0,7) = 6,15V$

* پیام به DC نزدیک است یعنی ماهیت فرکانسی پیام پایین فرکانس است. ۵ و ۶ در حکم تامین کننده جریان بایاس برای ۱ تا ۴ هستند. پس پیام را به پایینی‌ها و حامل را به بالایی‌ها می‌دهیم. مدار باید نسبت به پیام باید خطی باشد که ۵ و ۶ باید SS باشند ← از [illegible]
← با گذاشتن یک مقاومت سری در مسیر پیام (R_G)

نکات:

① ، پایه‌های A و B یا اتصال کوتاه می‌شوند تا به شکل کلاسیک گیلبرت برسیم و یا با یک مقاومت مثل R_G به هم متصل می‌شوند. (بعد خطی‌سازی ← غیرخطی ≪ خطی)



فلسفه وجودی R_G، برای تضمین SS خطی ماندن ترانزیستور پیام است.

* یک ملاک ساده، مقایسه R_G و مقاومت ترانزیستور: $R_G \gg 1/g_m$

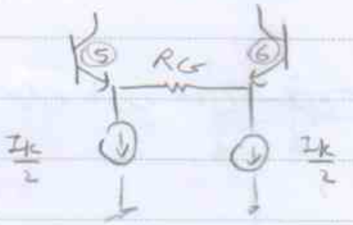
{ شرط S.S بودن ترانزیستورها $R_G g_m \geq 10$ }

② بایاس DC (جریان) توسط ۷ و ۸ و ۹ که یک آینه جریان هستند تأمین می‌شود.

ترانزیستور ۷ شاخه مرجع می‌باشد.

برای اینکه از ۵ و ۶ جریان $\frac{I_k}{2}$ بگذرد (شکل کلاسیک گیلبرت) کافی است از ۷ و ۸ و ۹ جریان $\frac{I_k}{2}$ عبور کند (بدین ترتیب جریان DC از R_G عبور نمی‌کند. $\Rightarrow V_{E_5} = V_{E_6}$ به علت تقارن)

این کار دو حسن دارد:



۱) عدم اتلاف توان حرارتی روی R_G

۲) افزایش سوئینگ ولتاژ در اختیار برای ترانزیستورها

(تغذیه‌ای که به کل مدار داده می‌شود دیگر دو سر R_G اتلاف نخواهد شد و سهم دیگران از آن زیاد می‌شود)

حسن جدید بایاس به شکل 14-96 آن است که جریان DC بایاس از R_G عبور نمی‌کند.

③ پایه C زمین است یا در صورت وجود تغذیه دوبل به $-V_{EE}$ وصل می‌شود.

④ در پایه D:

الف) در حالت تک تغذیه یا مستقیم به Vcc و یا با یک مقاومت R به Vcc وصل می‌شود.

$$\frac{I_k}{2} = \frac{V_{cc} - 0{,}7}{500\,\Omega}$$ اتصال مستقیم به Vcc

$$\frac{I_k}{2} = \frac{V_{cc} - 0{,}7}{500 + R}$$ اتصال با مقاومت R به Vcc

ب) در حالت تغذیه دوبل

D مستقیم به Vcc
D مستقیم به زمین
D با R به Vcc
D با R به زمین

⑤ کاریر به سمت بالا و پیام به ردیف پایین داده می‌شود (اگر برای مدولاتور استفاده شود)

⑥ علاوه بر تنظیم بایاس جریان باید بایاس‌های ولتاژ را نیز تنظیم کرد.

برای این منظور باید کل ولتاژ Rail To Rail ‏(Vcc + Vee) بین سه ردیف ترانزیستور تقسیم شود.

بهتر است با توجه به دامنه های کاریر و پیام، سهم ردیف اول بیشترین (Vcc)، سهم ردیف وسط متوسط ($\frac{2}{3}$Vcc) و در ردیف پایین کمترین باشد ($\frac{1}{3}$Vcc) ← (سیگنال ورودی ac ندارد) (دامنه پیام < دامنه کاریر)

عموماً اگر از تغذیه دوبل استفاده شود با بایاس DC بیس ردیف اول صفر لحاظ می‌شود، در این حالت نصف کل تغذیه در اختیار ردیف اول قرار می‌گیرد.

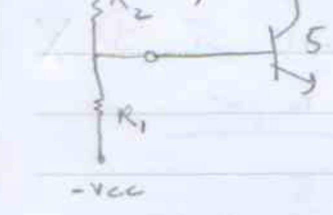
از [+Vcc ‎-0.7 ← Vcc + 0,7

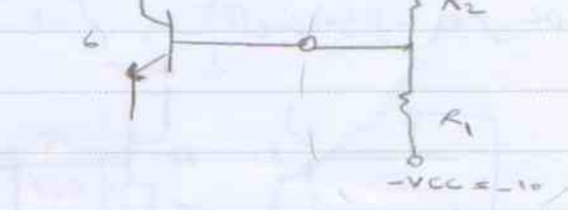
(برای ردیف اول [illegible] 7 ≈ در مثال Vcc)

(با داشتن 68 kΩ)
I_B = μA > → $\frac{V}{\beta}$ [illegible]

نکته مهم (نکته کلی برای تفاضلی‌ها): برای حفظ تقارن در عملکرد مجموعه باید مدار هم از لحاظ DC و هم از لحاظ AC متقارن (balanced) باشد. (نداشتن offset)

$V_{E_6} = -0,7 - 6,15 = -6,85 \longrightarrow V_{B_6} = -6,85 + 0,7 = -6,15$ V





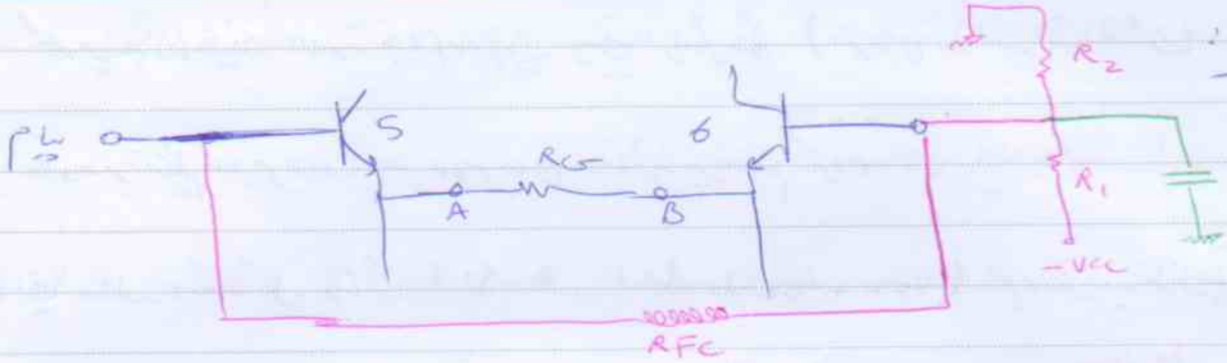
بایاس DC بیس 6 که با تقسیم ولتاژ بین R1 و R2 تأمین می‌شود VB6

در عمل؛ دلیل تفاوت مقادیر بایاس‌ها [illegible] می‌شوند و باعث آفست می‌شود. برای رفع این موضوع بهتر است بایاس DC هر دو ترانزیستور از یک تقسیم پتانسیل به دست آیند.

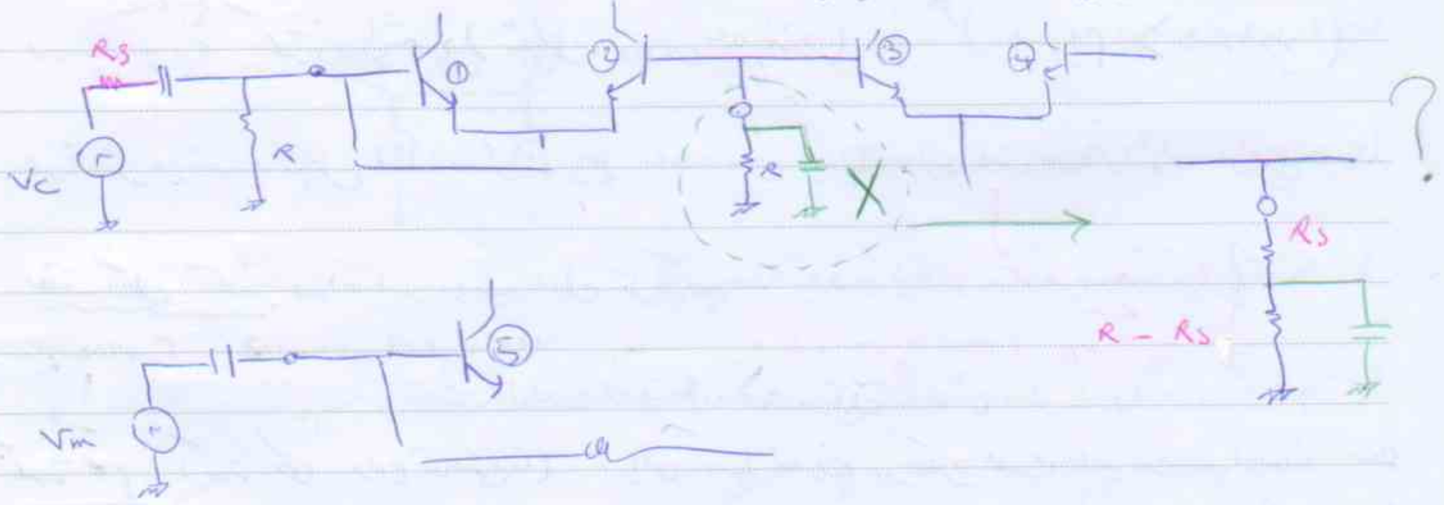
RFC: در DC اتصال کوتاه است و در ac مدار باز است.

Subject :
Year .   Month .   Date .   ( )

حل شکل :


ورودی
S
6
RCS
A
B
R2
R1
-Vcc
RFC

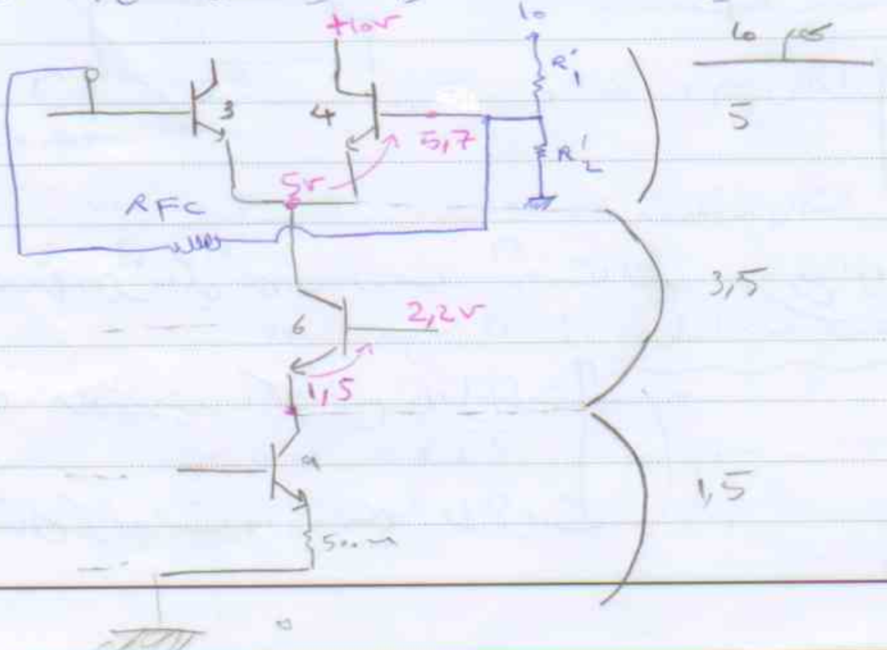
⑦ اعمال ورودی ها با خازن کوپلاژ


Rg
Vc
R
①
②
③
④
R
R3
R - R3
⑤
Vm

⑧ بای پس کردن مقاومت‌های بایاس برای آنکه سیگنال‌های ورودی را تلف نکند

(مقاومت‌های بایاس که با منابع دیگر سری هستند مشکل ساز باشند)

⑨ اگر بخواهیم تک تغذیه استفاده کنیم ردیف اول نیز احتیاج به بایاس DC خواهد داشت.


+10V
10
R'1
R'2
3
4
5,7
5V
RFC
6
2,2V
1,5
9
500
کمی ها
5
3,5
1,5

Subject: جلسه هجدهم
Year. ۸۲ Month. ۹ Date. ۱۳

مدولاتورهای FM

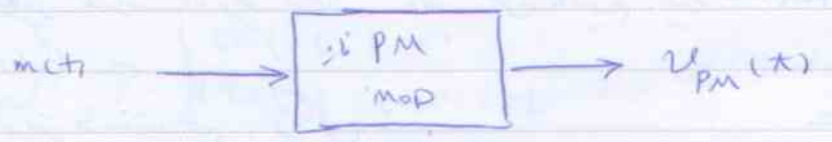
: برای گنجاندن اطلاعات در فرکانس

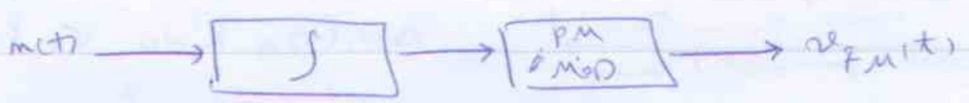
از لحاظ مداری مدولاتور FM و PM بسیار شبیه به یکدیگر هستند زیرا بین فرکانس و فاز یک رابطه مشتق (انتگرال) برقرار است.

φ → فاز
ω → فرکانس زاویه‌ای

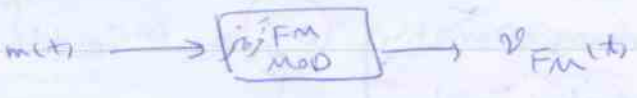
$\omega = \frac{d\varphi}{dt}$, $\varphi = \int \omega \, dt$

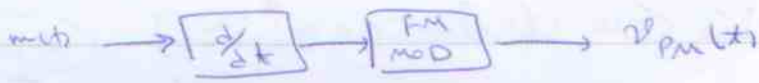
$v_{FM}(t) = V_c \cos[\omega_c t + \omega_c k' V_m \int f(t)\,dt]$

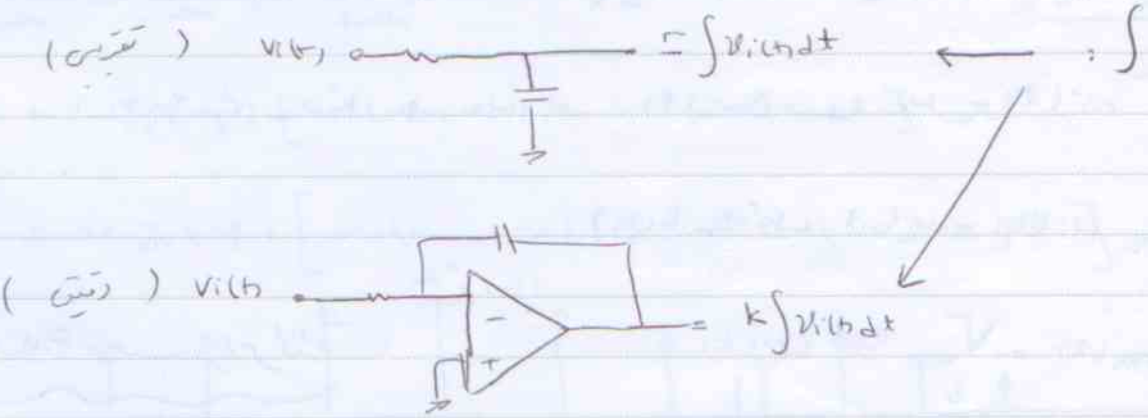

m(t)
فاز PM MOD
$v_{PM}(t)$


m(t)
∫
PM MOD
$v_{FM}(t)$

یا


m(t)
فرکانس FM MOD
$v_{FM}(t)$


m(t)
d/dt
FM MOD
$v_{PM}(t)$

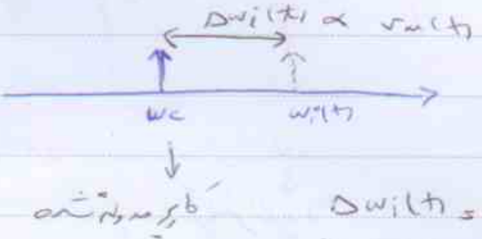

(تقریبی)
Vi(t)
$\cong \int V_i(t)\,dt$
∫ :
(دقیق)
Vi(t)
$= k\int V_i(t)\,dt$

با تعویض جای خازن و مقاومت تبدیل به مشتق‌گیر می‌شود.

یادآوری مدولاسیون FM :

$\omega_i(t)$: فرکانس لحظه‌ای کاریر لحظهٔ t و $v_m(t)$: پیام

تعریف / مدولاسیونی است که تغییرات فرکانس لحظه‌ای کاریر متناسب با دامنه پیام باشد.


$\Delta\omega_i(t) \propto v_m(t)$
ω_c
$\omega_i(t)$
کاریر مدوله شده

$\Delta\omega_i(t) \propto v_m(t)$

ضریب تناسب

$\Delta\omega_i(t) = k\, v_m(t)$

$\Delta\omega_i(t) = \omega_i(t) - \omega_c$

$v_m(t) = V_m f(t)$ و $-1 \le f(t) \le +1$

در انتخاب k نیز بهتر است باتوجه به مقدار ω_c عمل نمائیم. یعنی $k \propto \omega_c$ باشد تا در فرکانس‌های کاریر بزرگتر انحراف‌های بزرگتر داشته باشیم و برعکس :

$k = k'\omega_c$

ω_c
10kHz
ω_c
1kHz
1MHz

$\Delta\omega_i(t) = k'\omega_c V_m f(t)$

[illegible] جابجایی [illegible] در صد FM

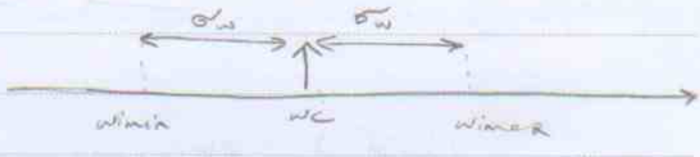
Frequency Deviation

انحراف فرکانسی

$$\boxed{\sigma_\omega = \Delta\omega_{i_{max}}(t) = k'\omega_c V_m}$$

یکی از پارامترهای مشخصهٔ FM که حداکثر جابجایی کاریر را نشان می‌دهد.

$\sigma_\omega = \omega_{i_{max}} - \omega_c = \omega_c - \omega_{i_{min}}$


σ_ω
σ_ω
$\omega_{i_{min}}$
ω_c
$\omega_{i_{max}}$

$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega_i(t) = \omega_c + k'\omega_c V_m f(t)$

$\omega_i(t) = \omega_c(1 + k'V_m f(t))$

رابطهٔ سیگنال FM برحسب فرکانس لحظه‌ای :

$v_{FM}(t) = V_c \cos(\varphi_i(t))$

دامنهٔ ثابت کاریر

$\varphi_i(t) = \int \omega_i(t)\, dt$

$\Rightarrow v_{FM}(t) = V_c \cos(\omega_c t + k'V_m\omega_c \int f(t)\, dt)$

درحالت خاص : $f(t) = \cos\omega_m t$ باشد (mono tone)

$$v_{FM}(t) = V_c \cos\Big(\omega_c t + \frac{\overset{\Delta\omega}{\boxed{k' V_m \omega_c}}}{\underset{\text{فرکانس پیام}}{\omega_m}} \sin\omega_m t\Big)$$

$$\boxed{\text{ضریب مدولاسیون FM} = m_f = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}}$$

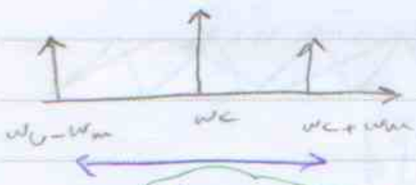
→ • درحالت کلی به جای ω_m باید پهنای باند پیام را گذاشت.

$$v_{FM}(t) = V_c \cos(\omega_c t)\cos(m_f \sin\omega_m t) - V_c \sin\omega_c t \sin(m_f \sin\omega_m t)$$

• درحالت کلی $\cos(\sin)$ و $\sin(\sin)$ منجر به توابع بسل می‌شوند مگر درحالت خاص که برای $m_f \ll 1$ می‌توان از تقریب استفاده کرد.

$$\text{if } (m_f \ll 1) \Rightarrow \begin{cases} \cos(m_f\ ) = 1 \\ \sin(m_f \sin\omega_m t) = m_f \sin\omega_m t \end{cases}$$

$$v_{FM}(t) = \underbrace{V_c \cos\omega_c t}_{\omega_c} - \underbrace{V_c \sin\omega_c t \ m_f \sin\omega_m t}_{(\omega_c+\omega_m) , (\omega_c-\omega_m)}$$



به این حالت خاص NBFM (FM باند باریک) گفته می‌شود
(Narrow Band FM)

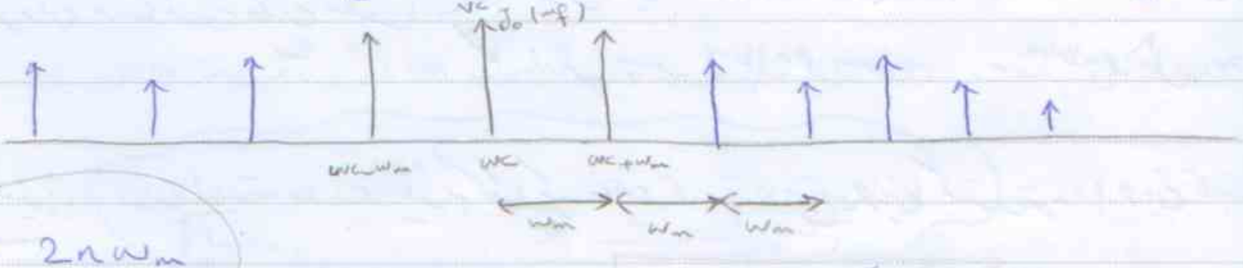
$BW = 2\omega_m$ (شبیه AM معمولی است)

درحالت کلی :

$$v_{FM}(t) = V_c J_0(m_f) \cos\omega_c t$$

$$+ V_c J_1(m_f)\left[\cos(\omega_c+\omega_m)t - \cos(\omega_c-\omega_m)t\right] + \cdots$$

$$+ V_c J_n(m_f)\left[\cos(\omega_c+n\omega_m)t + (-1)^n \cos(\omega_c-n\omega_m)t\right] + \cdots$$

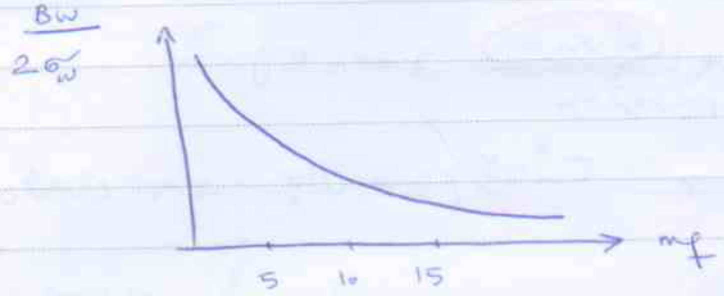


$$BW_{FM} = 2n\omega_m$$

→ انتخاب n به گونه‌ای است که $J_n(m_f) < 0.01$

(از $J_n(m_f) < 0.01$ به بعد را صرف‌نظر می‌کنیم)

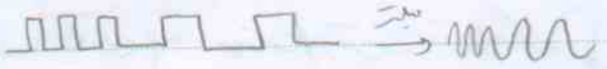
تناسب برای mf های مختلف با معیار فوق پهنای باند محاسبه شده و طبق منحنی زیر ارائه شده است.



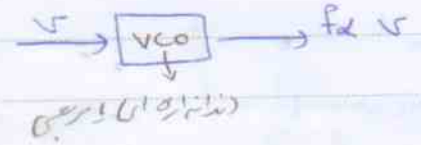
روشهای تولید FM : ۱، از تغییر فرکانس یک اسیلاتور LC با کنترل L یا C (متناسب با پیام)

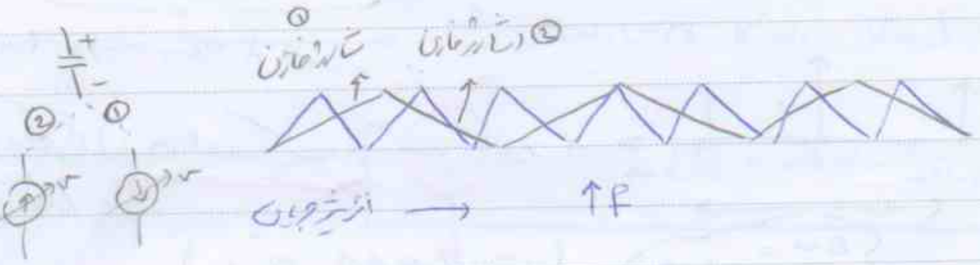
(روش راکتانس) ← این روش بعدا بررسی قرار میگیرد

۲، تولید FM غیرسینوسی و تبدیل آن به سینوسی



Voltage Controlled oscillator (روش VCO)


v
VCO
f ∝ v
(دندانه اره ای یا مربعی)


+
-
②
①
① شارژ خازن
② دشارژ خازن
افزایش جریان
↑f

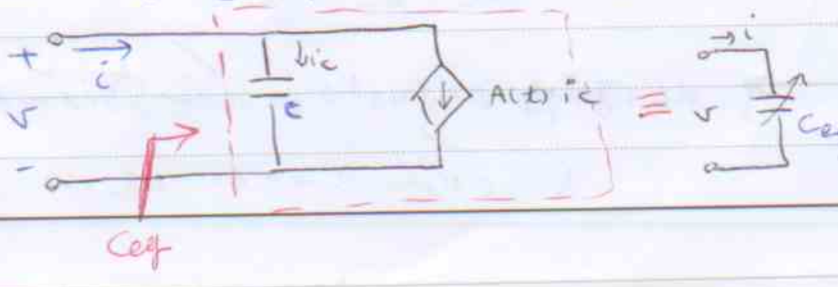
۳، تولید NBFM و سپس تبدیل آن به FM

۴، تولید FM با پیاده سازی معادله دیفرانسیل سیگنال FM به کمک op-Amp ← کاربرد صنعتی

روش راکتانس : ایده اصلی: تغییر L و یا C ← (راحتتر C است)

۲ روش برای بدست آوردن خازن متغیر C
- روش اکتیو ← active ← استفاده از المان active مثل ترانزیستور
- روش پسیو ← passive ← " " passive مثل دیود

* روش اکتیو : در این حالت خازن متغیر به کمک یک خازن ثابت و منبع جریانی کنترل شونده با جریان ثابت


+
-
v
i
i_c
C
$A(t)\, i_c$
≡
i
v
C_{eq}

خازن بدست می آید ، $C_{eq} = C(1+A(t))$

Subject: جلسه نوزدهم

Year. ۸۶ Month. ۹ Date. ۱۸ ( ) یکشنبه

$$i = i_c + A(t)\, i_c = i_c(1 + A(t)) = C\frac{dV}{dt}(1 + A(t))$$

$$i = \underbrace{C(1 + A(t))}_{C_{eq}} \frac{dv}{dt} \equiv i = k\frac{dv}{dt}$$

کاپاسیتانس خازنی که $A(t)$ در ارتباط با سیگنال پیام باشد. با قرار دادن C_{eq} در مدار تانک اسیلاتور می‌توان به FM رسید.

فرض $A(t) = A_0 + A_1 \underbrace{f(t)}_{\text{پیام}}$

$$C_{eq} = C(1 + A(t)) = C[1 + A_0 + A_1 f(t)]$$

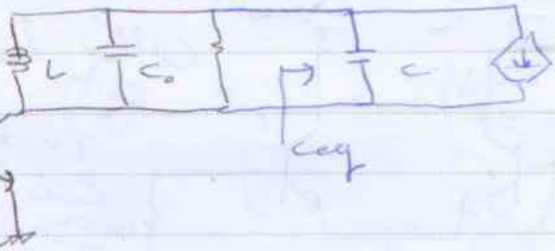
با استفاده از C_{eq} در یک اسیلاتور:

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C_{eq})}}$$

C_0 ← خازن مدار تانک اسیلاتور

C_{eq} ← خازن متغیر اضافه شده به آن

اسیلاتور تنها یک ω_c را تولید می‌کند برای داشتن تغییرات برای ω_c خازن متغیر می‌گذاریم



$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C + A_0C + A_1Cf(t))}} = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{L(C_0 + C + A_0C)}}}_{\substack{\omega_c \\ \text{مدوله نشده } (f(t)=0)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{A_1C}{C + C_0 + A_0C} f(t)}}$$

در حالت کلی ω_i و $f(t)$ رابطه خطی ندارند و نمی‌تواند مدوله FM باشد. مگر در حالت خاص:

می‌دانیم: $\boxed{\frac{1}{\sqrt{1+x}} \overset{x \ll 1}{\simeq} 1 - \frac{x}{2}}$ (تقریب)

اگر $\frac{A_1C}{C + C_0 + A_0C} \ll 1 \Rightarrow \omega_i \simeq \omega_c\left(1 - \frac{A_1C}{2(C + C_0 + A_0C)} f(t)\right)$

بدین ترتیب رابطه خطی بین $f(t)$ و ω_i برقرار است ⇐ مدوله FM

با مقایسه رابطه قبل با رابطه عمومی سیگنال FM نتیجه می‌شود:

$$\frac{A_1 C}{2(C+C_0+A_0 C)} = \frac{\delta\omega}{\omega_c}$$

$$\Rightarrow \omega_i = \omega_c\left(1+\frac{\delta\omega}{\omega_c}f'(t)\right)$$ که $f'(t) = f(t)$

اگر رابطه $\frac{1}{\sqrt{1+x}}$ را کامل‌تر بسط دهیم داریم:

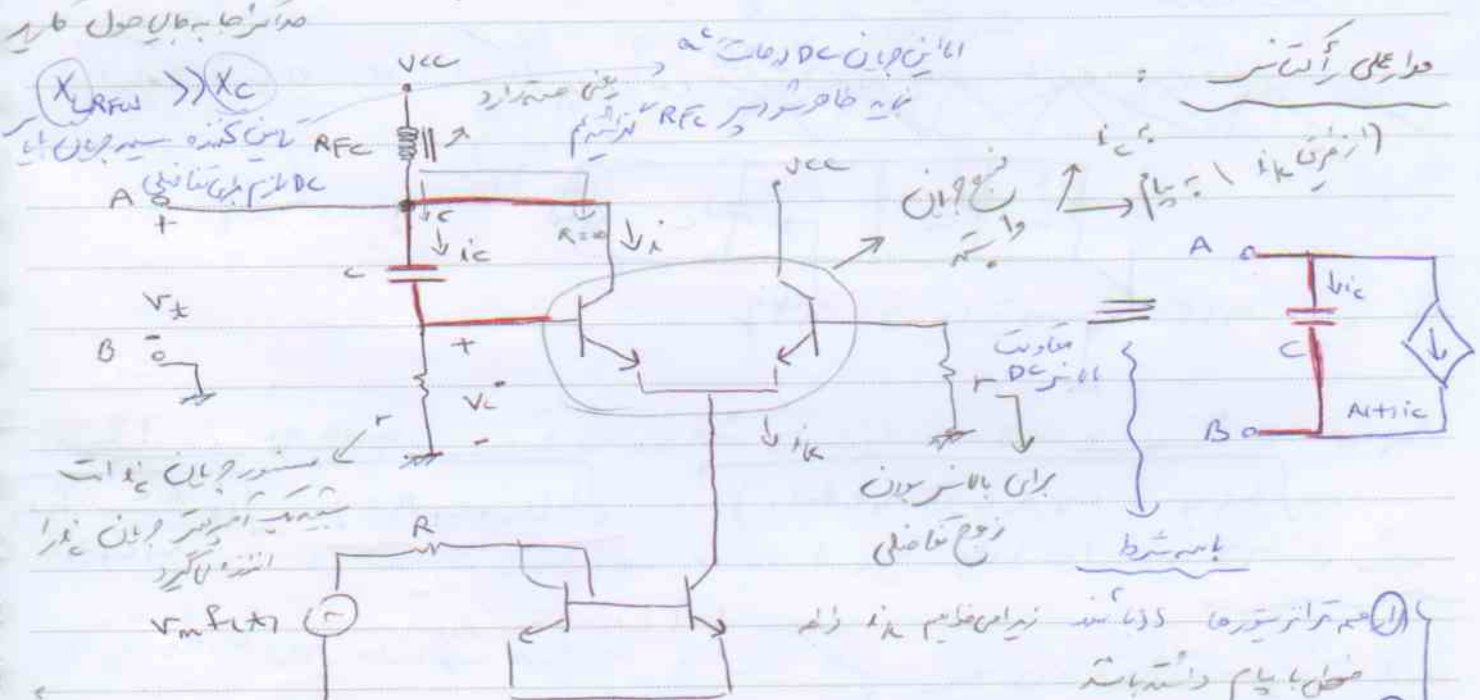
$$\omega_i = \omega_c\left[1+\frac{\delta\omega}{\omega_c}f'(t)+\frac{3}{4}\left(\frac{\delta\omega}{\omega_c}\right)^2 f'^2(t)+\dots\right]$$

شرط آنکه بتوان از جملات مراتب بالا در برابر جمله اول صرف نظر کرد:

$$\frac{3}{4}\left(\frac{\delta\omega}{\omega_c}\right)^2 \le 0.01\left(\frac{\delta\omega}{\omega_c}\right)$$

$$\Rightarrow \delta\omega \le \frac{1}{75}\,\omega_c$$ شرط تحقق پذیری ایجاد FM به روش رآکتانس

مدار عملی رآکتانس:


حداکثرها به جای صول کار
$X_{LRFC} \gg X_C$
تامین کننده مسیر جریان بایاس DC لازم برای تفاضلی
Vcc
RFC
اما این جریان DC در حالت ac
یعنی حساب نکرد
باید ظاهر شود در RFC ترانزیستور
A
+
i_c
$R=0$
i_x
C
V_t
B
+
V_c
-
r
Vcc
منبع جریان وابسته
از طرفی i_k با پیام ۱ i_c
مقاومت DC الانس
r
i_k
برای بالانس بودن زوج تفاضلی
r مسئول جریان i_c است
شبیه آینه جریان جریان i_c را اندازه می‌گیرد
R
$v_m f(t)$
-VEE
A
i_c
C
$A_1 i_c$
B
با سه شرط

RFC باید از القای اطراف خود بزرگتر باشد

$$\left(L\omega_{RFC} > 10\,\frac{1}{C\omega}\right)$$

① هم ترانزیستورها یکسان باشند زیرا می‌خواهیم i_k رابطه خطی با پیام داشته باشد

② i_b جریان بیس $\ll i_c$ (جریان خازن)

③ X_c خازن $\gg r$
$\downarrow$
$\frac{1}{C\omega}$

برای خطی بودن روابط ترانزیستورها ← شرط اول

RFC در حالت ac مدار باز است. این شرط به خاطر این است که از r در برابر c صرف نظر شود و از AB خازن دیده شود

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تحلیل مدار : i_k: آینه جریان $\quad i'_k = \frac{V_m f(t) + V_{EE} - V_{BE}}{R}$

$$i'_K = \frac{V_{EE}-V_{BE}}{R} + \frac{V_m}{R} f_1(t) = \underbrace{I_{K_0}}_{\text{cte}} + \underbrace{I_{K_1} f(t)}_{\text{وابسته به پیام}}$$

? در S.S ؛ $\rightarrow g_{md} = \frac{i_K}{4V_T} = \frac{V_{EE}-V_{BE}}{4V_T R} + \frac{V_m}{4RV_T} \cdot f(t)$

$i = g_{md} v_i$

2 طبق فرض $v_i = r i_c$ زیرا $(i_c \gg i_b)$ $\quad \Rightarrow i = g_{md}\, r\, i_c$

$$i = \left[\underbrace{\frac{(V_{EE}-V_{BE})r}{4R V_T}}_{A_0} + \underbrace{\frac{V_m r}{4RV_T}}_{A_1} \cdot f(t)\right] i_c \Rightarrow i = [\underbrace{A_0 + A_1 f(t)}_{A(t)}] i_c$$

$\Rightarrow \boxed{i = A(t)\, i_c}$

* برای تحلیل تقریبی ملاحظات پایداری فرکانس کاری را نیز می‌توان درنظر گرفت.

مشکل عمده برای مدولاتور FM راکتانسی مشترک وابستگی حرارتی به مقدار A_0 است زیرا

$A_0 = \frac{r(V_{EE}-V_{BE})}{4RV_T}$ $\quad A_0 \propto (V_{BE} \longrightarrow \overset{\text{تابعی از}}{f_1}(\text{درجه حرارت}))$

$A(t) = A_0 + A_1 f(t)$ $\quad w_i = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_{eq})}} = w_c\left(1 + \frac{\Delta w}{w_c} f'(t)\right)$

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)\left(1 + \frac{A_0 C}{C+C_0}\right)}}$$

A_0 ← وابسته به V_{BE} ⇐ وابسته به حرارت

$L(C+C_0)$ ، $C+C_0$ ← مستقل از حرارت هستند

تعریف / $B \triangleq \frac{A_0 C}{C+C_0}$

$\xRightarrow{\text{تعریف}} w_c = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)(1+B)}}$

* برای عدم تاثیر دمایی قابل توجه مقدار B در wc کافی است $\{B \ll 1\}$ باشد

$\Rightarrow w_c \simeq \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)}}$

پس حد پایین B چرا مشکل است

حالا می‌پرسیم که B تا چه اندازه‌ای می‌تواند کوچک شود (صفحه بعد) :

$$\frac{A_1 C}{2(C+C_0+A_0 C)} = \frac{A_1 C}{2(C+C_0)(1+B)} = \frac{A_1 \, C/(C+C_0)}{2(1+B)} = \frac{\frac{V_m}{(V_{EE}-V_{BE})} \; A_0 C/(C+C_0)}{2(1+B)}$$

$$= \frac{B}{2(1+B)} * \left(I_{K1}/I_{K0} \right)$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

اولاً: B ثابت است (المانهای ثابت داشته باشند)

ثانیاً: B می‌تواند صفر باشد زیرا:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_c} = \frac{B \left(\frac{I_{K1}}{I_{K0}}\right)}{2(1+B)}$$

if $B=0 \Rightarrow \Delta\omega = 0 \Rightarrow$ FM کم عمق

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_c} = \frac{\left(I_{K1}/I_{K0}\right)}{2\left(1+\frac{1}{B}\right)}$$

مقادیر $\Delta\omega$ و ω_c پارامترهای ثابت طراحی هستند که بنابه نیاز کاربرد تعیین می‌شوند.

$\Downarrow$

باید که $\frac{I_{K1}/I_{K0}}{2\left(1+\frac{1}{B}\right)}$ نیز ثابت باشد با ثابت B فرض کرد از اثر بایاس بر صورت کسر نیز

با اثر بایاس ← سؤال: $\max \frac{I_{K1}}{I_{K0}} = ?$

$$\left(\frac{I_{K1}}{I_{K0}}\right)_{max} = 1$$

با توجه به جهت i_K

$\downarrow i_K = I_{K0} + I_{K1} f(t)$

$-1 \le f(t) \le 1$

$$\Longrightarrow \boxed{B_{min} = 2\frac{\Delta\omega}{\omega_c}} \quad \left(\frac{B_{min}}{1+B_{min}} \cong B_{min} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_c} \right)$$

$L_{RFC}\,\omega_c \ge 10 \, \frac{1}{C\omega_c}$ ⑩

$\frac{1}{C\omega_c} \gg r$ ⑨

$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)}}$ ⑧

$I_{K0} = \frac{V_{EE}-V_{BE}}{R}$ ④

$I_{K1} = \frac{V_m}{R}$ ~~④~~ ⑤

$Q_t = R_t (C+C_0)\,\omega_c$ ⑥

۱. ① $\Delta\omega \le \frac{1}{75}\,\omega_c$

۲. $(I_{K0} = I_{K1})$ ② $B = 2\frac{\Delta\omega}{\omega_c}$

۳. ③ $I_{K0} \ge \frac{10\, V_t\, Q_t\, B}{R_t}$

قیود دراکتیو
(قیود طراحی)

(10) ⑦ $B = \frac{I_{K0}\, r}{4V_T}\,\frac{C}{C+C_0}$

حال شرایط ل.ی. را نیز اضافه می‌کنیم

(جریان خازن) $i_c = \frac{V_t}{X_c} = V_t C \omega_c$

برای ل.ی. ماندن ترانزیستورهای تفاضلی باید $v_i \le 10mV$ آنگاه

$v_i = r\, i_c = r C \omega_c V_t$

$\Longrightarrow r C \omega_c V_t < 10mV$

$$B = \frac{\overset{A_0}{I_{K0}\, r}\, C}{(C+C_0)\, 4V_T} \Longrightarrow C = \frac{4V_T B (C+C_0)}{r I_{K0}}$$

$\Longrightarrow$

PAPCO

$$V_t\,\omega_c \cdot \cancel{r} \cdot \frac{4V_T\,B\,(C+C_0)}{\cancel{r}\,I_{k_0}} \le 10\,mV \longrightarrow \frac{V_t\,\omega_c\,(C+C_0)\,B\,R_t}{I_{k_0}\,R_t} \le 0.1$$

$$\frac{V_t\,Q_t\,B}{R_t\,I_{k_0}} \le 0.1 \Longrightarrow \boxed{I_{k_0} \ge 10V_t\,Q_t\,B / R_t}$$ برای تضمین S.S

مثال) مطلوب است طراحی مدولاتور FM ای با مشخصات زیر :

فرکانس حامل $\omega_c = 10^8 \frac{rad}{s}$

$V_t = 5V$ دامنه داریم

$=10^6 \frac{rad}{s}$ [illegible] داریم

فرکانس پیام $\omega_m = 2\times10^5 \, rad/s$

$Q_t = 20$, $R_t = 10k$

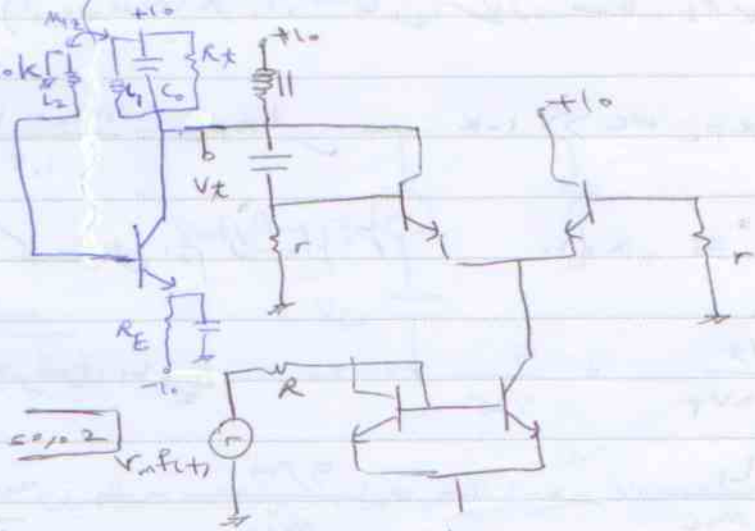
$\pm V_{CC} = \pm 10V$

اعمال می‌شود :

بررسی می‌کنیم که آیا این شرایط را می‌توان به وسیله روش راکتانس ترانزیستوری انجام داد

اگر شرط مناسب بودن روش راکتانس $\frac{\Delta\omega}{\omega_c} = \frac{10^6}{10^8} = \frac{1}{100}$

$\frac{1}{100} < \frac{1}{75} \Longrightarrow$ روش مناسب است .



پهنای باند داریم : $B = 2\frac{\Delta\omega}{\omega_c} = 0.02$

شرط S.S : $I_{k_0} > \frac{10\times5\times20\times0.02}{10k} \xrightarrow{\hspace{2cm}} I_{k_0} > 2mA$

انتخاب می‌کنیم $\boxed{I_{k_0} = 2.5mA}$

برای DC $I_{k_0} = \frac{V_{EE}-V_{BE}}{R} = \frac{10-0.7}{R} = 2.5\,mA \Rightarrow \boxed{R = 3.72\,k}$

$\boxed{I_{k_1} = I_{k_0} = 2.5\,mA}$

$I_{k_1} = \frac{V_m}{R} \Rightarrow 2.5m = \frac{V_m}{3.72k} \Rightarrow \boxed{V_m = 9.3V}$ حداکثر دامنه پیام

$Q_t = R_t\,(C+C_0)\,\omega_c \Longrightarrow 20 = 10^k\,(C+C_0)\,10^8 \Longrightarrow \boxed{C+C_0 = 20PF}$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$\omega_C = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)}}$$ ⇐ سلف ما باید با مجموعه C و C_0 رزونانس کند

$$\Rightarrow \frac{1}{\sqrt{L_1\, 20pF}} = 10^8 \Rightarrow \boxed{L_1 = 5\mu H}$$

$\boxed{C = C_0 = 10pF}$ چون قید اضافه نداریم مقادیر C و C_0 به دلخواه انتخاب می‌شوند :

$$B = \frac{I_{k0}\, r C}{(C+C_0)\, 4V_T} \longrightarrow 0,2 = \frac{25mA\ r \times 10P}{20P \times 100mV} \Rightarrow \boxed{r = 1,6\,\Omega}$$

- حال تست می‌کنیم شرط $X_C \gg r$ برقرار است یا خیر :

$$\left.\begin{aligned} r &= 1,6\,\Omega \\ X_C &= \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{10\times10^{-12}\times10^8} = 1k\Omega \end{aligned}\right\} \Rightarrow 1k\Omega \gg 1,6\,\Omega \quad ✓$$

برای L_{RFC} داریم : (دو خازن C و C_0 با L رزونانس کرده فقط R_t می‌ماند)

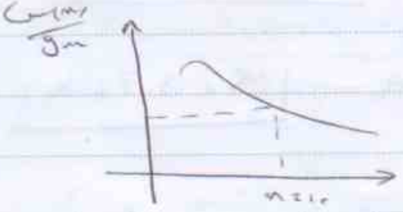
$$L_{RFC}\,\omega_C \gg 10k \Rightarrow L_{RFC} = \frac{10\times10\times10^3}{10^8} = 10^{-3} = \boxed{1mH}$$

$S_T = 10 \equiv x = 10$ / ادامه حل طراحی اسیلاتور است که در فصل دوم داشته‌ایم /

$$\Rightarrow N = \frac{V_t}{xV_T} = \frac{5}{0,25} = 20$$ N ترانس بین L_1 و L_2

$$N = \frac{L_1}{M_{12}} \Rightarrow 20 = \frac{5\mu H}{M_{12}} \Rightarrow \boxed{M_{12} = 0,25\,\mu H}$$

شرط نوسان : $G_m(x) = N G_t = 20 \times \frac{1}{10k} = 2m℧$



$$\longrightarrow \frac{G_m(x)}{g_m} = 0,19 \Longrightarrow \boxed{g_m = \frac{2m}{0,19} = 10,5\,m℧}$$

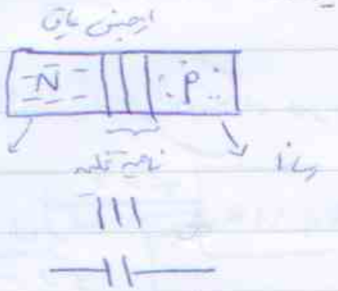
$$I_E = g_m V_T = 262,5\,\mu A$$

$$R_E = \frac{10-0,7}{262,5\mu A} = \quad \Longrightarrow R_E =$$

Subject: جلسه بیستم
Year. ۸۲ Month. ۹ Date. ۲۰ ( ) سه‌شنبه

* روش پسیو

روش راکتانس با استفاده از المان غیرفعال : (دیود)


عایق
N
P
رسانا
ناحیه تخلیه
رسانا

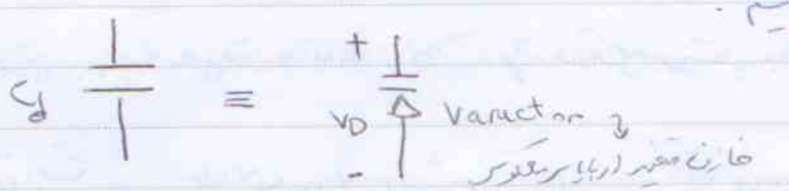
عرض ناحیه تخلیه بستگی به ولتاژ دو سر دیود دارد و

در حالت بایاس معکوس عرض آن بیشتر می‌شود که باعث کاهش

خازن معادل آن می‌گردد.

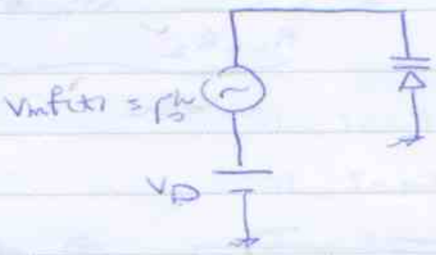
دسته‌ی خاصی از دیودها خاصیت تغییر خازنی در بایاس معکوس شدیدتر از بقیه می‌باشد که به آنها

دیود خازنی یا Varactor می‌گوییم.


C_d
≡
+
V_D
-
Varactor یا
خازن متغیر در بایاس معکوس

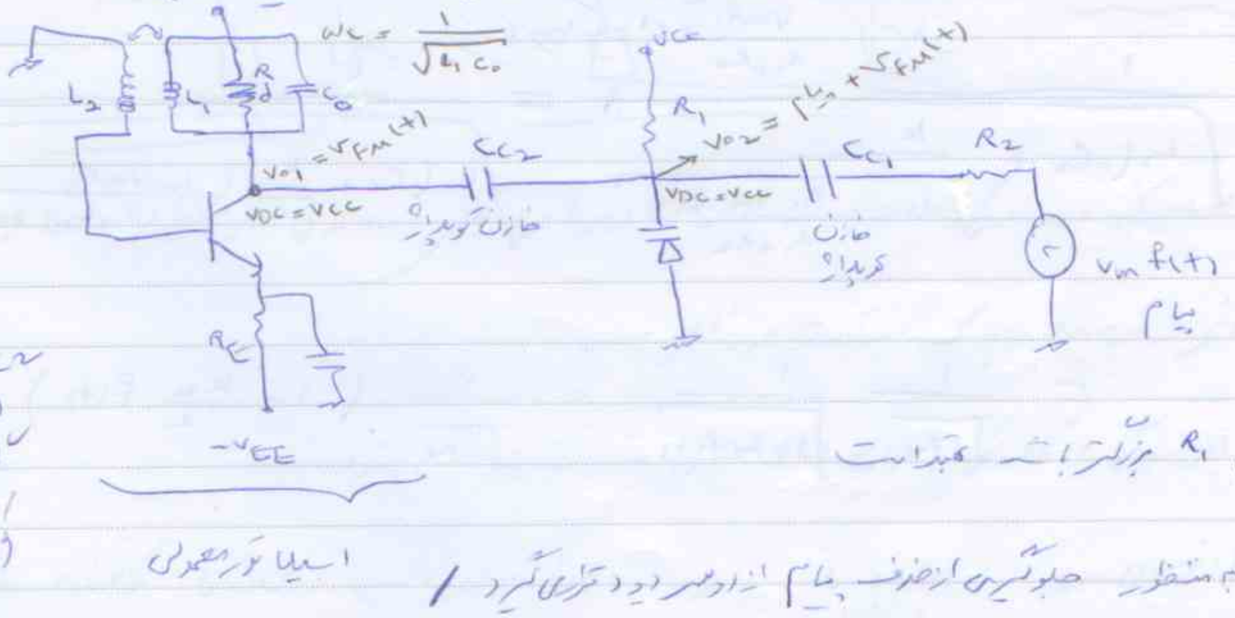
$$C_d = \frac{k}{\sqrt{V_D}}$$

نحوه استفاده :


$V_m f(t)$ = پیام
V_D

$$C_d = \frac{k}{\sqrt{V_D + V_m f(t)}}$$

با افزودن Varactor به یک اسیلاتور معمولی می‌توان به مدولاسیون FM رسید.


Vcc
$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_0}}$
L_2
L_1
R
d
C_0
$V_{o1} = V_{FM}(t)$
$V_{DC} = V_{CC}$
C_{C2}
خازن کوپلاژ
Vcc
R_1
V_{o2} = پیام + $V_{FM}(t)$
$V_{DC} = V_{CC}$
C_{C1}
خازن کوپلاژ
R_2
$V_m f(t)$
پیام
R_E
$-V_{EE}$
اسیلاتور معمولی

CC2 برای ac اتصال کوتاه

هرچه R_1 بزرگتر باشد بهتر است

/ R_1 به منظور جلوگیری از حذف پیام از دو سر دیود قرار می‌گیرد /

اگر R_1 نباشد در حالت ac پیام نمی‌تونه (دو سر دیود زمین می‌شه

C_{c2} : برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن و حذف پیام بوسیله مدار تانک ایجاد شود

مقدار C_{c2} به‌گونه‌ای است که در w_c اتصال کوتاه و در w_m مدار باز است.

$$X_c = \frac{1}{C_{c2} \cdot w_c} \ll R_{eq} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_L$$

در w_c اتصال کوتاه
یعنی امپدانس کوچک

$$\frac{1}{C_{c2}\, w_m} \gg R_{eq}$$

R_2 : برای جلوگیری از حذف کاریر توسط منبع پیام

C_{c1} : اتصال کوتاه برای پیام و کاریر

(اگر C_{c1} نبود $V_{DC} \neq V_{cc}$ زیرا در آن صورت R_1 و R_2 سری شده تقسیم ولتاژ صورت می‌گرفت و $V_{DC} < V_{cc}$ می‌باشد)

$$V_D = \underbrace{V_{cc}}_{DC} + \underbrace{\frac{R_1}{R_1+R_2} V_m f(t)}_{AC}$$

$$C_d = \frac{k}{\sqrt{V_{cc} + \frac{R_1 V_m}{R_1+R_2} f(t)}} \Rightarrow w_i = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_0 + C_d)}}$$

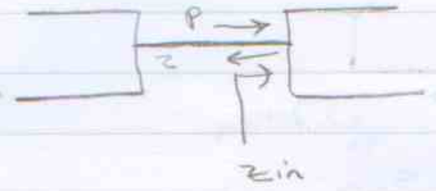
با فرض اینکه $\frac{V_m R_1}{R_1+R_2} \ll 1$

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{L_1 \left(C_0 + \frac{k}{\sqrt{V_{cc} + \frac{R_1 V_m}{R_1+R_2} f(t)}} \right)}} \simeq \frac{1}{\sqrt{L_1 \left(C_0 + \frac{k}{\sqrt{V_{cc}}} \left(1 - \frac{V_m R_1}{(R_1+R_2)\, 2V_{cc}} f(t) \right) \right)}}$$

$$\ldots \simeq \frac{1}{\sqrt{K_1}} \frac{1}{\sqrt{1 + K_2 f(t)}} = \frac{1}{\sqrt{K_1}} \left(1 - \frac{K_2}{2} f(t) \right)$$

Matching مدارات تطبیق امپدانس :

هدف اصلی: انتقال حداکثر توان بین دو قسمت

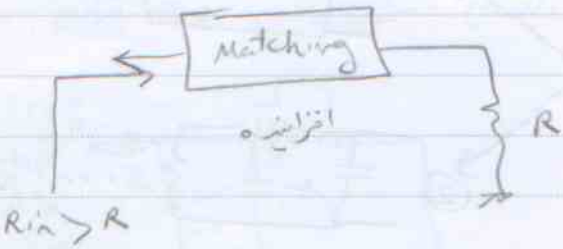


$Z_{in} = Z^*$ Matching

انتقال بدون انعکاس توان

در عمل ممکن است بعضی اهداف دیگر نیز در انتخاب نوع مدار Matching مناسب باشد مثل مشارکت در تامین بایاس المان های فعال - بهبود پاسخ فرکانسی مجموع مدار

دو نوع کلی:
- افزاینده ← امپدانس ورودی مقاومتی بزرگتر از مقاومت واقعی خروجی دیده می‌شود
- کاهنده ← برعکس فوق

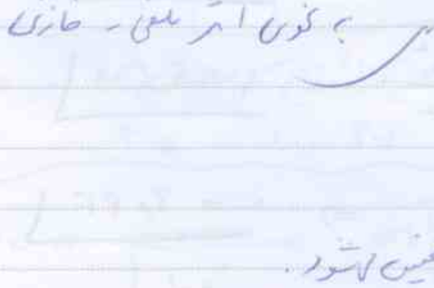


$R_{in} > R$

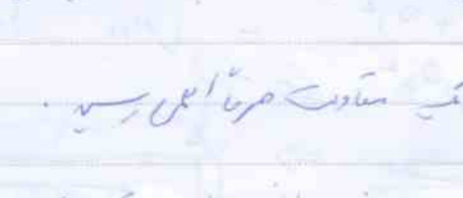
ساده‌ترین انواع شبکه:
- L_section
- π_section
- T_section

انواع L_section

کاهنده



افزاینده

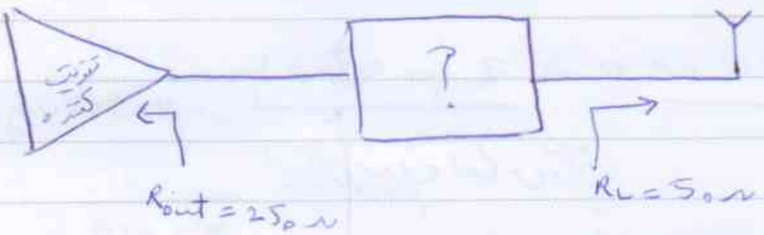


المان ها باید یکی سلف دیگری خازن باشد تا بتوان در فرکانس کاری به کمک اثر سلفی - خازنی را با رزونانس از بین برد و به یک مقاومت حقیقی رسید.

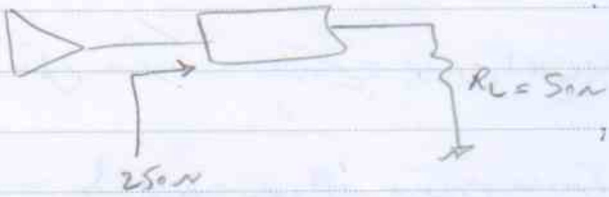
نوع افزایندگی یا کاهندگی با اولین المان مجاور مقاومت بار تعیین می‌شود.

المان سری ← L-sec افزاینده و المان موازی ← L-sec کاهنده

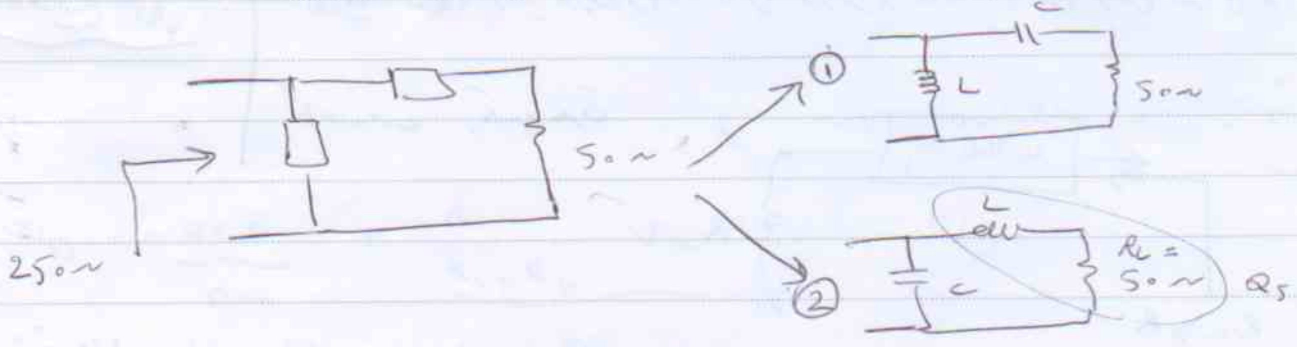
مثال ۱: می‌خواهیم یک بار اهمی $R_L = 50\,\Omega$ به خروجی یک تقویت کننده با امپدانس خروجی $250\,\Omega$ متصل کنیم. مدار تطبیق مناسب را بدست آورید. ($\omega = 10^8\ \text{rad/s}$ فرکانس کاری)


تقویت کننده
?
$R_{out} = 250\,\Omega$
$R_L = 50\,\Omega$

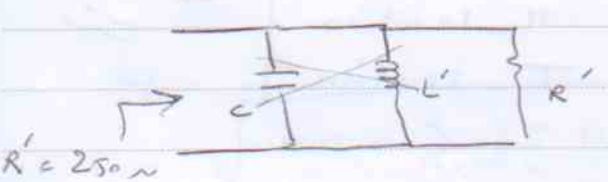
حل: مدار تطبیق باید افزاینده باشد.


$R_L = 50\,\Omega$
$250\,\Omega$

با استفاده از یک L-sec افزاینده داریم:


$50\,\Omega$
$250\,\Omega$
①
C
L
$50\,\Omega$
②
L
C
$R_L = 50\,\Omega$
Q_s

برای نوع ② با تبدیل سری به موازی:


C
L'
R'
$R' = 250\,\Omega$

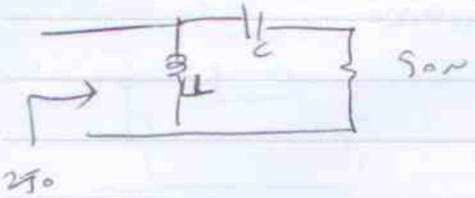
- $R' = R_L(1 + Q_s^2) \Rightarrow 250\,\Omega = 50(1 + Q_s^2) \Rightarrow \boxed{Q_s = 2}$

$$Q_s = \frac{X}{R} = \frac{L\omega}{R} \Rightarrow 2 = \frac{L \times 10^8}{50\,\Omega} \Rightarrow \boxed{L = 1\,\mu H}$$

- $L' = L\,\frac{1 + Q_s^2}{Q_s^2} = 1\,\mu H\,\frac{1 + 2^2}{2^2} = \boxed{1{,}25\,\mu H}$

$$\omega_{\text{کار}} = \frac{1}{\sqrt{L'C}} \Rightarrow 10^8 = \frac{1}{\sqrt{1{,}25\,\mu\, C}} \Rightarrow \boxed{C = 80\,pF}$$

به صورت به مدار نوع ① نیز می‌توان حل را انجام داد



اشکال عمده L-sec ها :

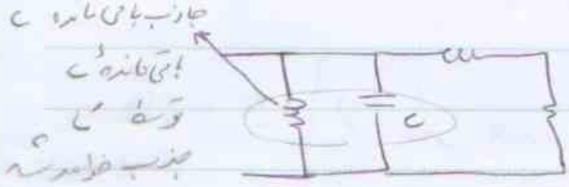
عدم امکان کنترل یا انتخاب برای مقدار Q مدار matching

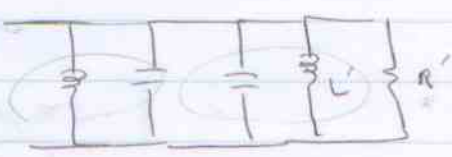
زیرا : اولاً هم مقاومت ورودی و هم مقاومت خروجی مقادیری غیرقابل انتخاب هستند

ثانیاً مقادیر المان‌های مدار L-sec ها نیز با توجه به فرکانس کاری و مقدار تغییر امپدانس لازم به دست می‌آیند.

⇐ برای Q یک مقدار به دست می‌آید و قابل انتخاب نمی‌باشد.

برای افزودن قابلیت کنترل Q یک المان اضافی به مدار می‌افزاییم تا درجه آزادی بیشتری به دست آید.

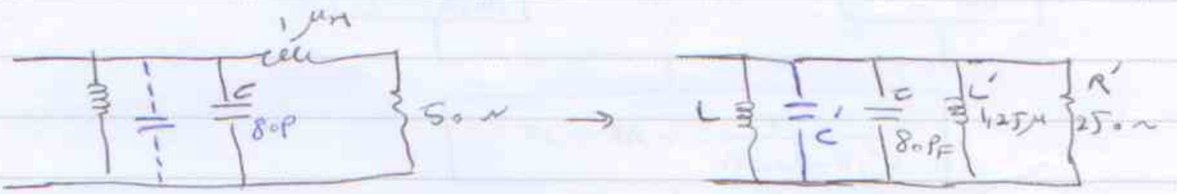

جاذب باقی مانده C
باقی مانده C'
توسط L'
جذب خواهد شد
C



$$\uparrow Q_t = R' C \uparrow \omega_c = \frac{R'}{L'\omega}$$

مثال : در همان مثال قبل مطلوب است $Q_t = 10$ را اضافه نمائید. $\omega = 10^8\ rad/s$

حل :


1μH
C
80p
50Ω
L
C'
C
80pF
L'
1.25μ
R'
250Ω

یعنی نداشته‌ایم که اجازه می‌دهد یک خازن روی

$\uparrow Q$ تا بیشینه تا 80p

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L\underset{\substack{\downarrow \\ 320p}}{C'}}} \Rightarrow \boxed{L = 3125\ nH}$$

ادامه

$$Q_t = R' C_{eq}\omega = 250 \times C_{eq} \times 10^8$$

$$C_{eq} = 400\,pF$$

$$\underset{\substack{\downarrow \\ 80p}}{C} + C' = C_{eq} = 400p$$

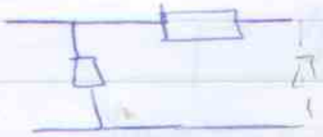
$$\Rightarrow \boxed{C' = 320pF}$$

Subject: جلسه بیست و یکم

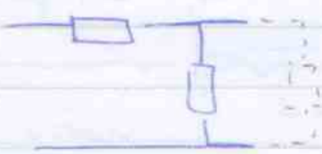
Year. ۸۶ Month. ۹ Date. ۲۵ یکشنبه

تطبیق امپدانس

- L_section ← توسعه یافته برای داشتن Q دلخواه
- π_section ← معمولی
- T_section

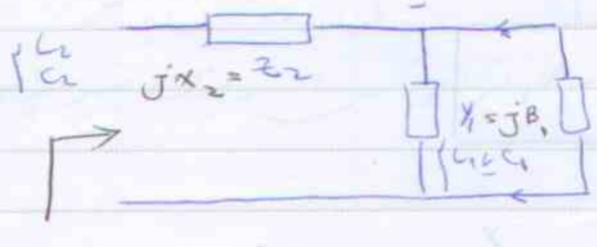


افزاینده



کاهنده

در حالت کلی اگر فرم مدار تطبیق L-sec را به صورت زیر در نظر بگیریم ، کاهنده ـ Lsec


L_2 / C_2
$jX_2 = Z_2$
$Y_1 = jB_1$
L_1 یا C_1
$Y_L = G_L + jB_L$

$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$

نکات : المان های موازی با هم به صورت ادمیتانس یا Y

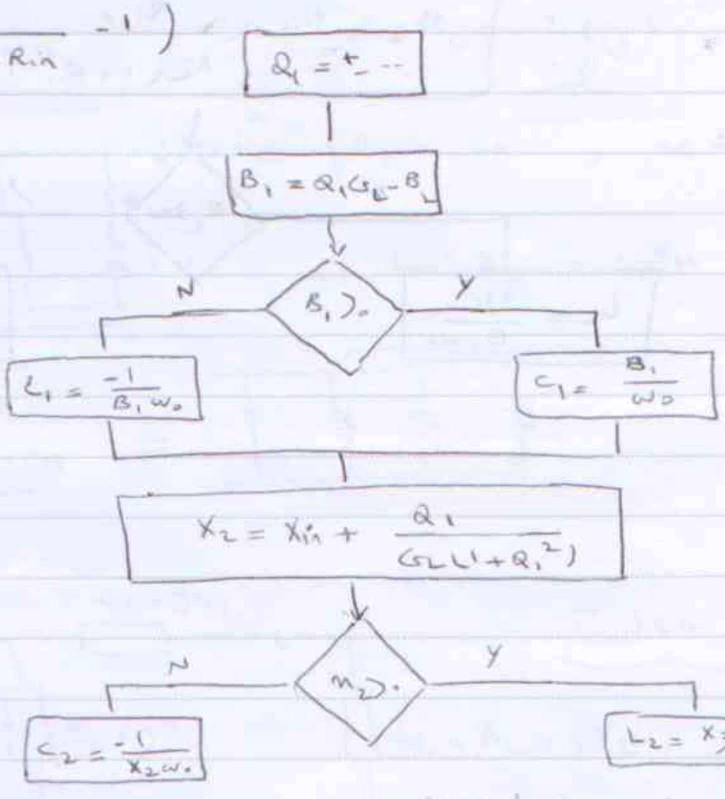
و المان های سری باهم به صورت امپدانس یا Z در نظر گرفته می شوند.

(اگر Z_2 خازنی باشد باید Y_1 سلفی باشد و برعکس)

$$Q_1 = \pm\sqrt{\left(\frac{1}{G_L \cdot R_{in}} - 1\right)}$$

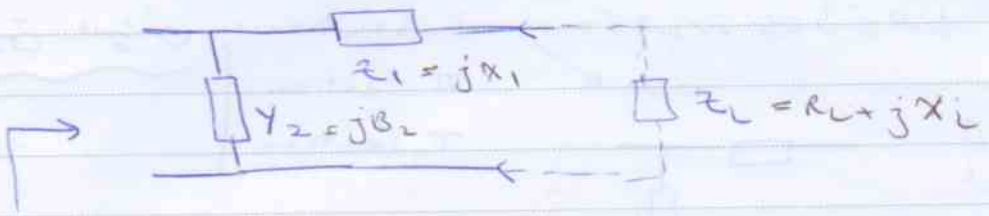
انتخاب Q_1 با تقارن و یا [illegible] (دلخواه)

الگوریتم :

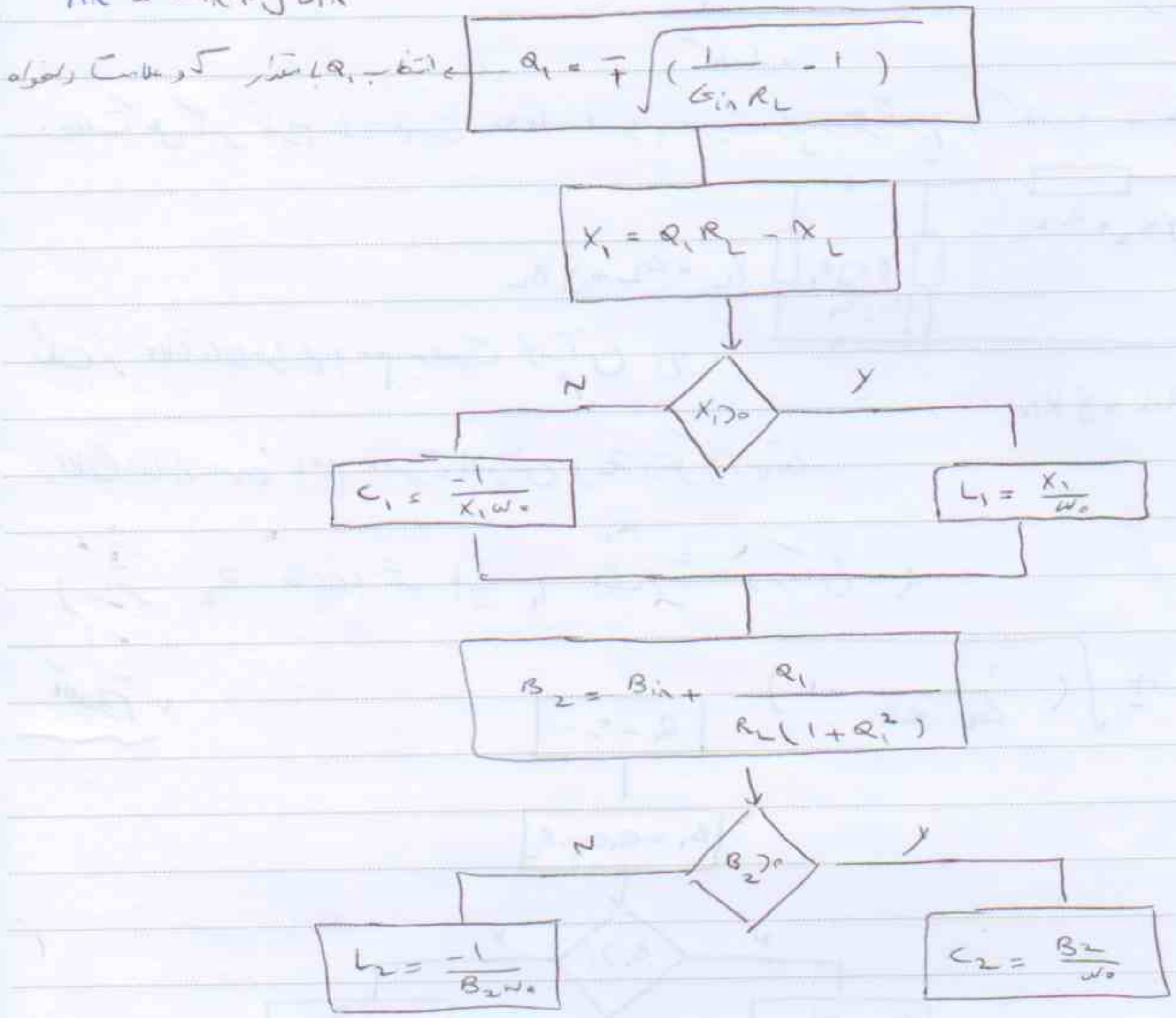

$Q_1 = \pm \ldots$
$B_1 = Q_1 G_L - B_L$
$B_1 > 0$
N
Y
$L_1 = \frac{-1}{B_1 \omega_0}$
$C_1 = \frac{B_1}{\omega_0}$
$X_2 = X_{in} + \frac{Q_1}{G_L(1+Q_1^2)}$
$X_2 > 0$
N
Y
$C_2 = \frac{-1}{X_2 \omega_0}$
$L_2 = X_2 / \omega_0$

و به طور مشابه برای Lsec افزاینده :

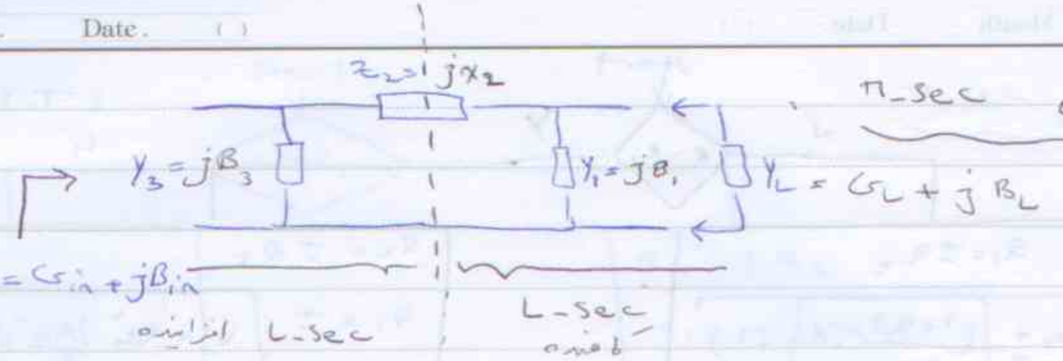
L_Sec افزاینده


$Z_1 = jX_1$
$Y_2 = jB_2$
$Z_L = R_L + jX_L$

$Y_{in} = G_{in} + jB_{in}$


با انتخاب Q_1 با مقدار و علامت دلخواه
$Q_1 = \mp\sqrt{\left(\frac{1}{G_{in}R_L} - 1\right)}$
$X_1 = Q_1R_L - X_L$
N
Y
$X_1 > 0$
$C_1 = \frac{-1}{X_1\omega_0}$
$L_1 = \frac{X_1}{\omega_0}$
$B_2 = B_{in} + \frac{Q_1}{R_L(1+Q_1^2)}$
N
Y
$B_2 > 0$
$L_2 = \frac{-1}{B_2\omega_0}$
$C_2 = \frac{B_2}{\omega_0}$

تطبیق π_sec ،


$Z_2 = jX_2$
$Y_3 = jB_3$
$Y_1 = jB_1$
$Y_L = G_L + jB_L$
$Y_{in} = G_{in} + jB_{in}$
L-sec افزاینده
L-sec کاهنده

مجموعه L-sec های π در حالت کلی افزاینده یا کاهنده باشد

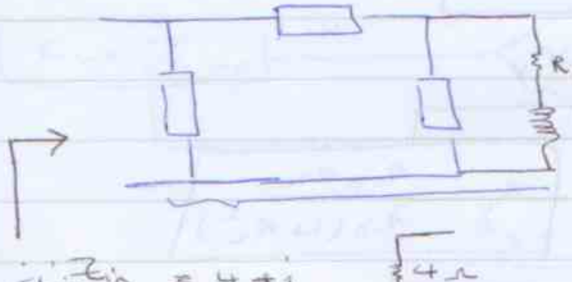
با توجه به سه امکان آزاد می‌توان سه مقدار Q، و ω (فرکانس) و میزان تغییر امپدانس را به دلخواه تنظیم نمود.

تحلیل به دو صورت معمولی (دستی) و یا با الگوریتم انجام می‌شود.

تحلیل معمولی: استفاده از تبدیلات سری به موازی و برعکس تا ادمیتانس جزء استاندارد دهیم

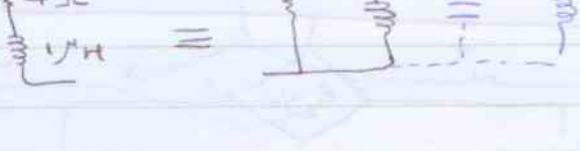
مثال ۱) اگر $Z_L = 2+\underset{\text{سلف}}{j3}$ باشد بخواهیم $Z_{in} = 4+j$ باشد از زیر

طرح آن را: ($Q_k = 20$ ، $\omega_0 = 10^6\ \mathrm{rad/s}$) :

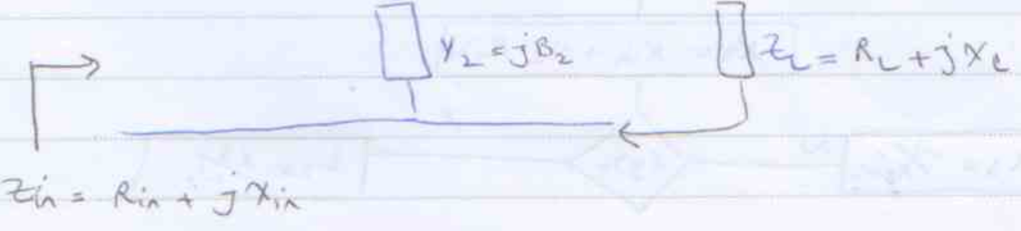


$L\omega = 3 \Rightarrow L = \frac{3}{10^6} = 3\,\mu H$

Z_{in} ازداشتر $= 4+j$

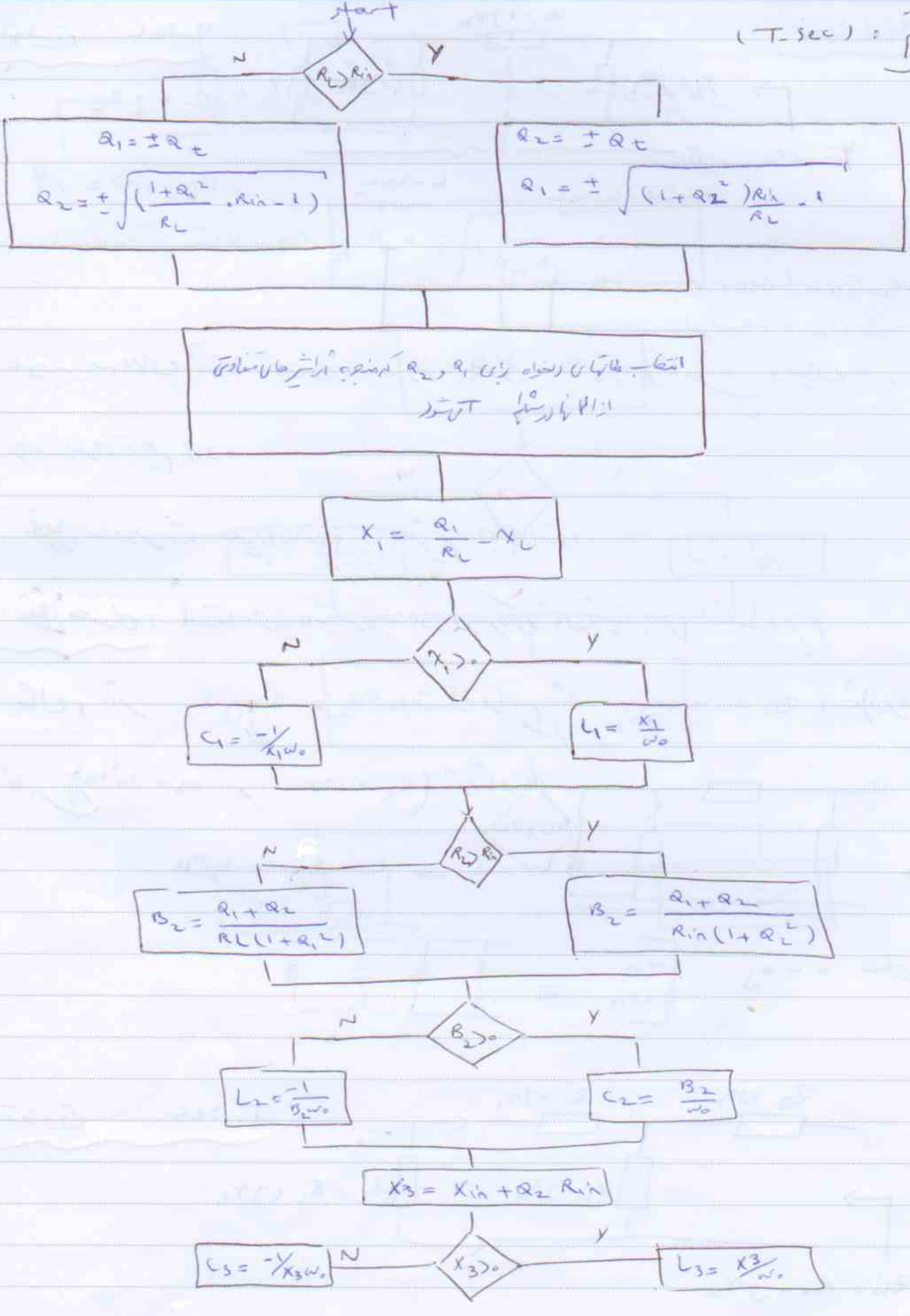

$4\,\Omega$
$1\,\mu H$
=

تطبیق T_sec :

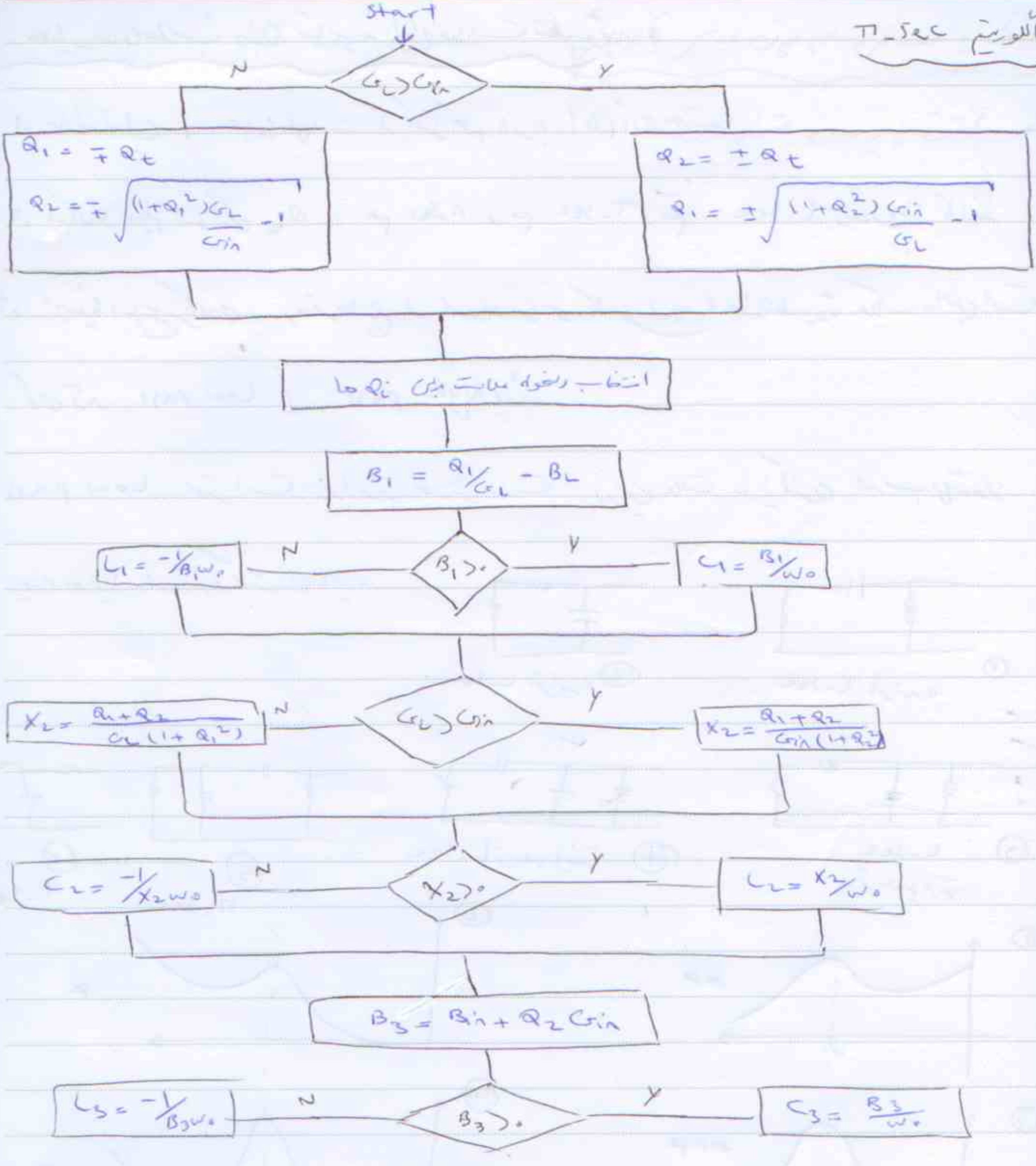

$Z_3 = jX_3$
$Z_1 = jX_1$
$Y_2 = jB_2$
$Z_L = R_L + jX_L$

$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$

الگوریتم : (T_sec)


start
$R_L > R_{in}$
N
Y
$Q_1 = \pm Q_t$
$Q_2 = \pm\sqrt{\left(\frac{1+Q_1^2}{R_L} \cdot R_{in} - 1\right)}$
$Q_2 = \pm Q_t$
$Q_1 = \pm\sqrt{(1+Q_2^2)\frac{R_{in}}{R_L} - 1}$
انتخاب علامتهای دلخواه برای Q_1 و Q_2 که منجر به آرایشهای متفاوتی از المانها در شبکه آن شود
$X_1 = \frac{Q_1}{R_L} - X_L$
$X_1 > 0$
N
Y
$C_1 = \frac{-1}{X_1 \omega_0}$
$L_1 = \frac{X_1}{\omega_0}$
$R_L > R_{in}$
N
Y
$B_2 = \frac{Q_1 + Q_2}{R_L(1+Q_1^2)}$
$B_2 = \frac{Q_1 + Q_2}{R_{in}(1+Q_2^2)}$
$B_2 > 0$
N
Y
$L_2 = \frac{-1}{B_2 \omega_0}$
$C_2 = \frac{B_2}{\omega_0}$
$X_3 = X_{in} + Q_2 R_{in}$
$X_3 > 0$
N
Y
$C_3 = -1/X_3\omega_0$
$L_3 = X_3/\omega_0$

الگوریتم Π_Sec


Start
N
$G_L > G_{in}$
Y
$Q_1 = \mp Q_t$
$Q_2 = \mp \sqrt{\frac{(1+Q_1^2)G_L}{G_{in}} - 1}$
$Q_2 = \pm Q_t$
$Q_1 = \pm \sqrt{\frac{(1+Q_2^2)G_{in}}{G_L} - 1}$
انتخاب دلخواه علامت برای Q_i ها
$B_1 = Q_1/G_L - B_L$
$L_1 = -1/B_1\omega_0$
N
$B_1 > 0$
Y
$C_1 = B_1/\omega_0$
$X_2 = \frac{Q_1+Q_2}{G_L(1+Q_1^2)}$
N
$G_L > G_{in}$
Y
$X_2 = \frac{Q_1+Q_2}{G_{in}(1+Q_2^2)}$
$C_2 = -1/X_2\omega_0$
N
$X_2 > 0$
Y
$L_2 = X_2/\omega_0$
$B_3 = B_{in} + Q_2 G_{in}$
$L_3 = -1/B_3\omega_0$
N
$B_3 > 0$
Y
$C_3 = \frac{B_3}{\omega_0}$

معیارهای مناسب برای مقایسهٔ انواع مدارات تطبیق :

۱، فاصلهٔ تبدیل ، معیار اصلی است که اکثراً هم قادر به انجام آن هستند

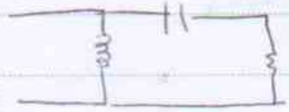
۲، امکان تنظیم شوندگی Q_t : هم π_sec و هم T_sec و هم L_sec ها ترکیبی دارند.

۳، از دیدگاه پاسخ فرکانسی ، رفتار خارج از محدوده فرکانس کاری (پس) مدار تطبیق ملاک مناسبی است.

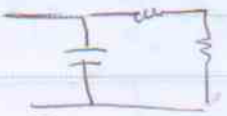
که می‌تواند low pass یا high pass باشد.

low pass ها بهتر است زیرا نویز همیشه هست و در این حالت نویز کمتری جذب می‌شود.

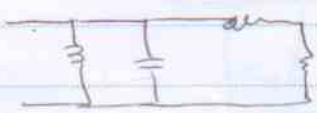
یعنی نویز را محدودتر و کمتر می‌نماید.



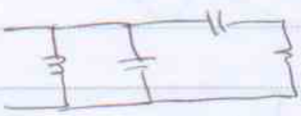
① L_sec افزاینده



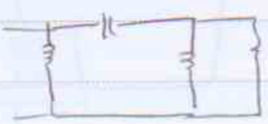
② L_sec ها افزاینده



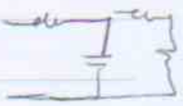
③ L_sec ترکیبی



④ L_sec ها ترکیبی

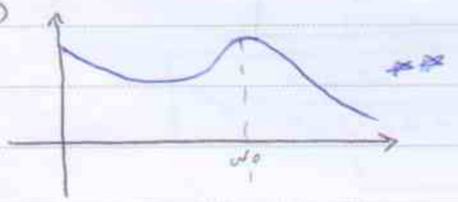


⑤ π_sec

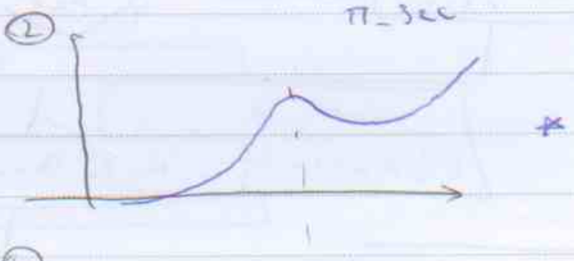


⑥ T_sec

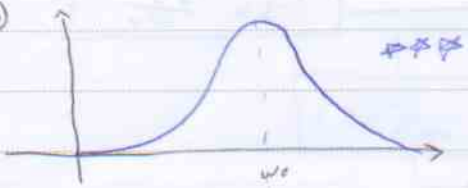
①



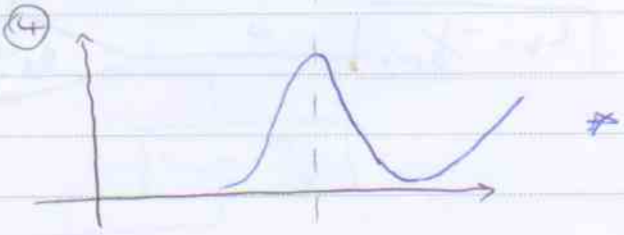
②



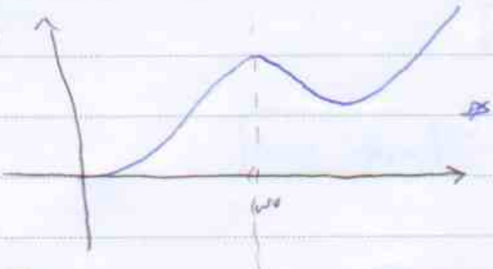
③



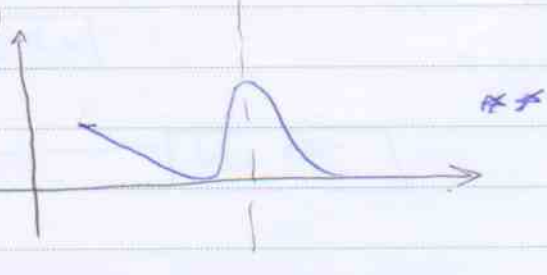
④



⑤



⑥



PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۴، کک ؛ مسائلی هم چون ابداعی یا کولاژ؟ در فصل مدارشیون اشاره شد.

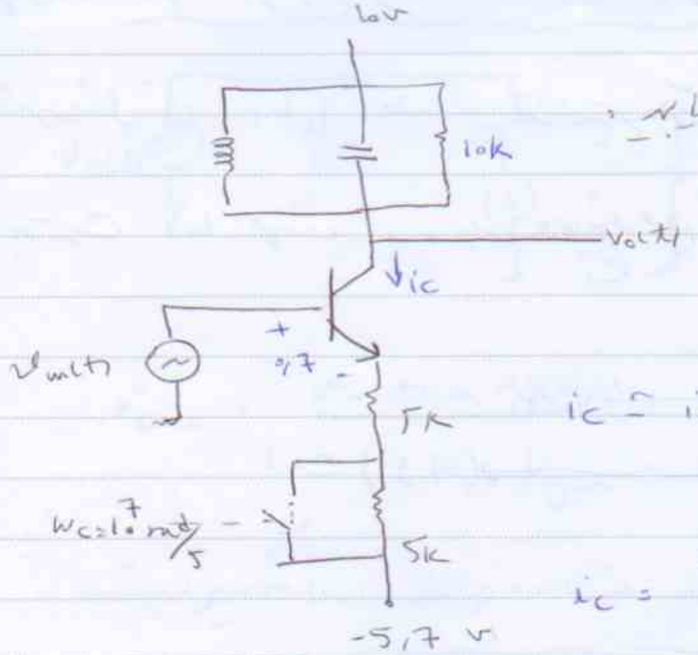
۵، تحقق پذیر بودن ایده‌آل ها.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

حل تمرین :

① در مدولاتور AM زیر $V_o(t)$ را بیابید.



مدار تک کلید با ورودی مثبت سکن :

الف / سوئیچ باز :

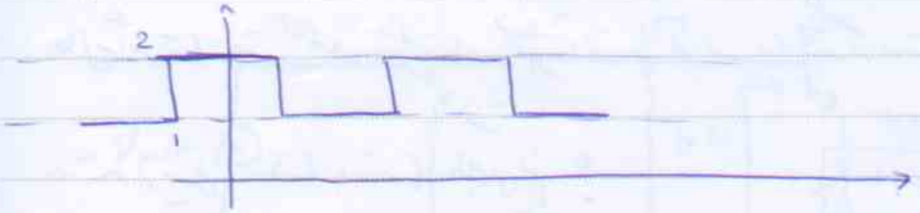
$$i_c \simeq i_e = \frac{5 + v_m(t)}{10k} = 0{,}5 + 0{,}1\, v_m(t)$$

ب / سوئیچ بسته :

$$i_c = \frac{5 + v_m(t)}{5k} = 1 + 0{,}2\, v_m(t)$$

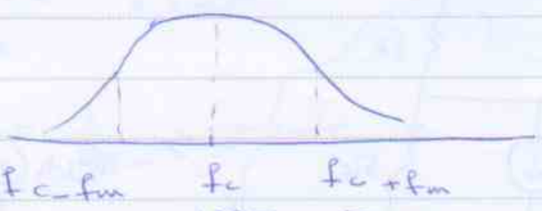
تلفیق :

$$i_c = q(t)\left[0{,}5 + 0{,}1\, v_m(t)\right] \quad , \quad q(t) = \begin{cases} 1 & \text{کلید بسته} \\ 2 & \text{کلید باز} \end{cases}$$



$$i_c = \left[1{,}5 + 4 \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{\pi} \cos w_c t - - -\right]\left[0{,}5 + 0{,}1\, v_m(t)\right]$$

مشخصه فیلتر



ناشی از حاصلضرب پیام و کاریر

$$V_{o\,ac}(t) = 10k \times i_c \text{ فیلتر شده } = 10^k \times \left[\underline{0{,}5 \times \frac{2}{\pi} \cos w_c t} + 0{,}1\, v_m(t) \frac{2}{\pi} \cos w_c t\right]$$

$$V_o(t) = V_{o\,DC} + V_{o\,ac} = 10V + V_{o\,ac}(t)$$

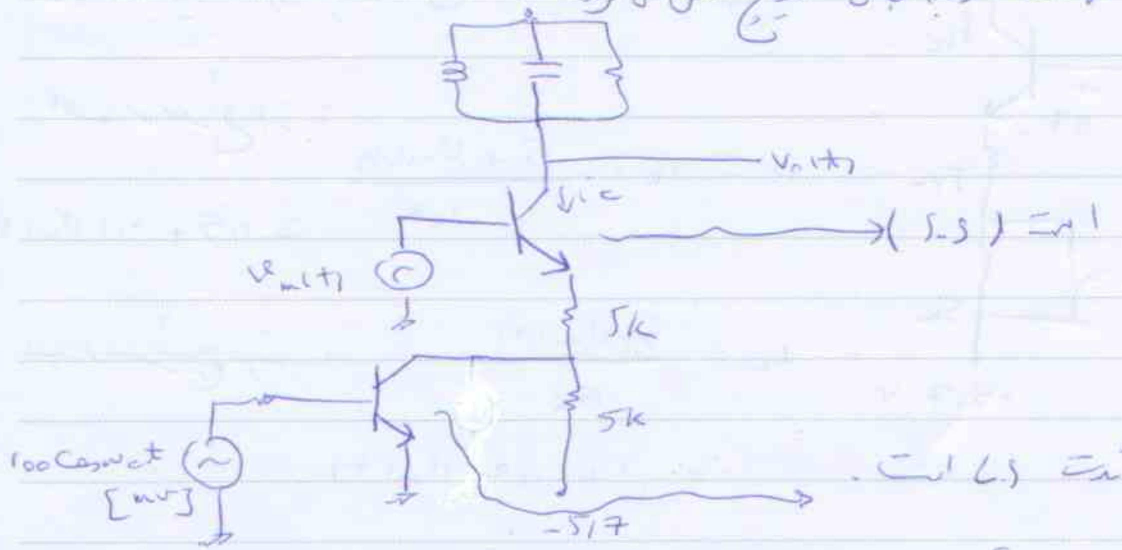
Subject:
Year. Month. Date. ( )

$\frac{V_I}{V_T} = \frac{100mV}{25m} = 4$

برای n>10 ترانزیستور را به شدت LS درنظر بگیریم که مثل سوئیچ می‌شود ?

آمپر سیگنال قبل ۳ جای کلید یک ترانزیستور می‌گذاشتیم در صورت بزرگ بودن دامنه Vc(t) V

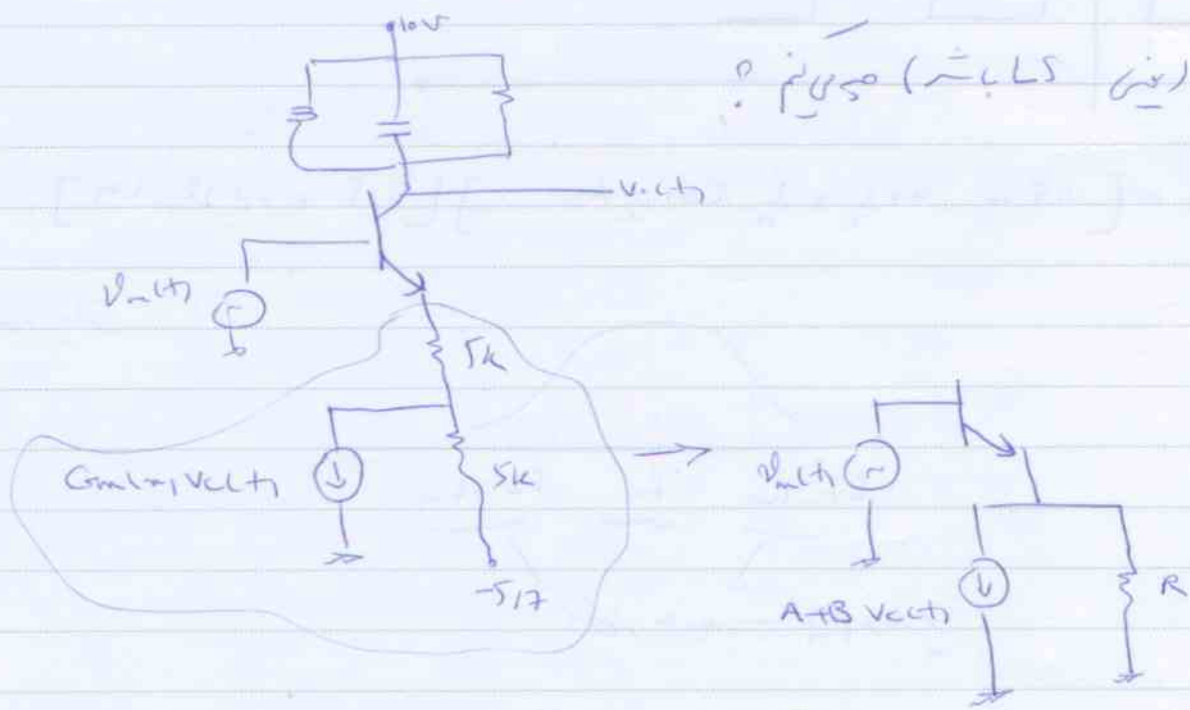
به شدت LS می‌شد و به جای سوئیچ عمل می‌کرد


10V
Vo(t)
ic
(L.S) ای =1
Vm(t)
5k
5k
100Cosωct
[mV]
-5/7

به شدت LS است.

حل مثل سوال قبل ← شکل سوئیچ است ⟸ به شدت LS ⟸ 100mV

حال اگر ترانزیستور مورد نظر دامنه‌اش آنقدر بزرگ باشد که به شدت LS نشود و در حد n≥10 باشد (یعنی LS باشد) چه می‌کنیم ?


10V
Vo(t)
Vm(t)
5k
Gm1(x)Vc(t)
5k
-5/7
Vm(t)
A+B Vc(t)
R

تحلیل DC:

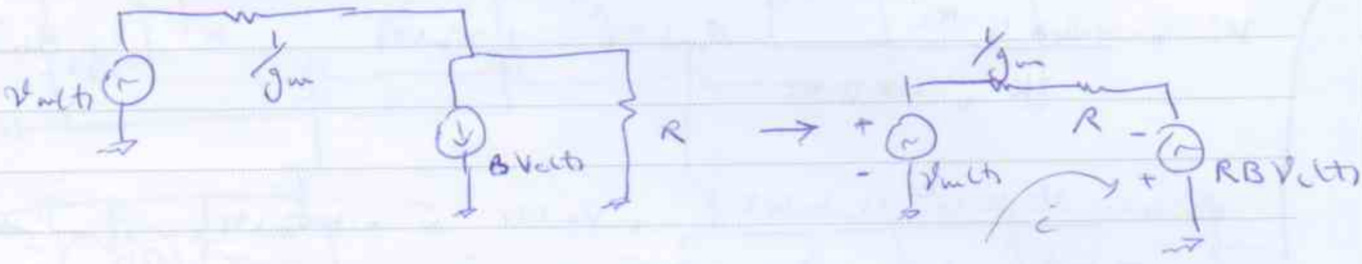
$I_{E_0} = \frac{0.7}{R} = A$

$I_{E_0} = A - \frac{0.7}{R}$

✗

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تحلیل ac با فرض S.S بودن T_1:

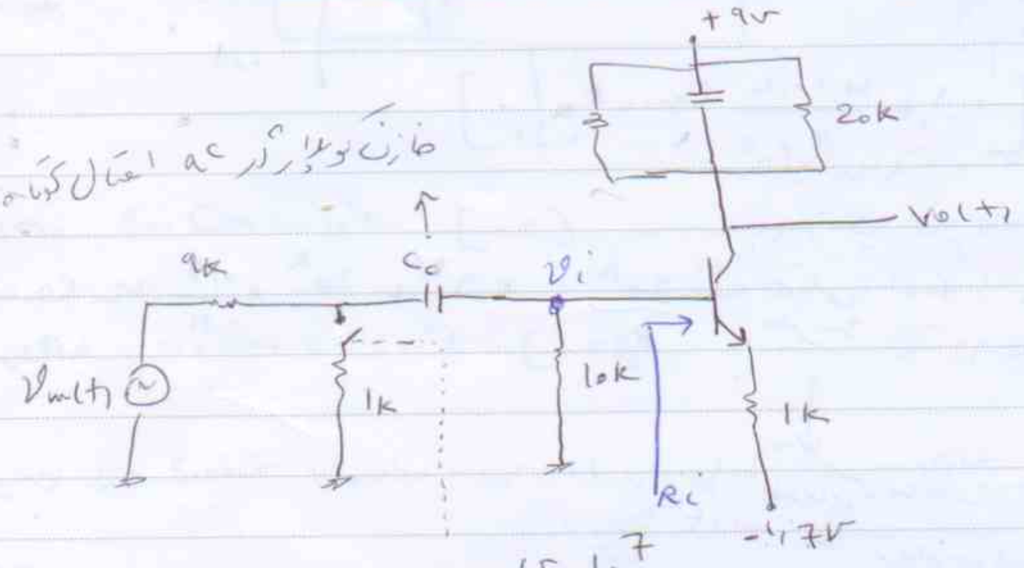

$v_m(t)$
$1/g_m$
$\beta V_c(t)$
R
+
-
$v_m(t)$
$1/g_m$
R
-
+
$RBV_c(t)$
i

$$i_{eac} = \frac{v_m(t) + RBV_c(t)}{R + 1/g_m}$$

مشاهده شد که چون حاصلضرب پیام نداریم مشاهده نمی‌شود اما تأثیر نیست.

② $\beta = 100$

خازن بای‌پس در ac اتصال کوتاه است


+9V
20k
$V_o(t)$
9k
C_0
v_i
$v_m(t)$
1k
10k
1k
R_i
-1.7V

$\omega_c = 1.5 \times 10^7$

~~تحلیل DC~~ :

$$I_{CQ} = \frac{1.7 - 0.7}{1k} = 1mA$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{1}{25m} = 40m℧$$

$S.S \Leftarrow\!\!= \Rightarrow g_m R_E \overset{?}{\gg} 1$

$40m \times 1k \gg 1$ ✓ ⟸ ترانزیستور S.S است ?

$$R_i = \left(1k + \frac{1}{g_m}\right)\beta = 102.5\ k\Omega$$

چرا گفت بگم S.S هست؟
اگر نبود چه می‌شد!

Subject:
Year. Month. Date. ( )

بررسی حالات مختلف کلید :

الف: کلید باز :

$$v_i = \frac{10k \parallel R_i}{9k + 10k \parallel R_i} v_m(t) = \frac{1}{2} v_m(t)$$

ب: کلید بسته :

$$v_i = \frac{1k \parallel 10^k \parallel 10.25}{9 + 1k \parallel 10^k \parallel 10.25} \times v_m(t) \simeq 0.1\, v_m(t)$$

?

$$i_c = \frac{v_i}{R_E} = \begin{cases} 0.5\, v_m(t) \\ 0.1\, v_m(t) \end{cases} \xrightarrow{\text{تلفیق}} i_c = q(t)\, v_m(t)$$

$$q(t) = \begin{cases} 0.5 \\ 0.1 \end{cases}$$

لذا:

$$i_c = v_m(t)\left[0.3 + \frac{4 \times 0.2}{\pi} \cos \omega_c t + \cdots\right]$$

$$V_o(t) = \underbrace{9V}_{V_{oDC}} + \underbrace{i_c}_{\text{فیلتر شده}} \times \underbrace{20^k}_{R_t} = 9^V + 20^k \times \frac{0.8}{\pi} v_m \cos\omega_c t$$

[illegible]

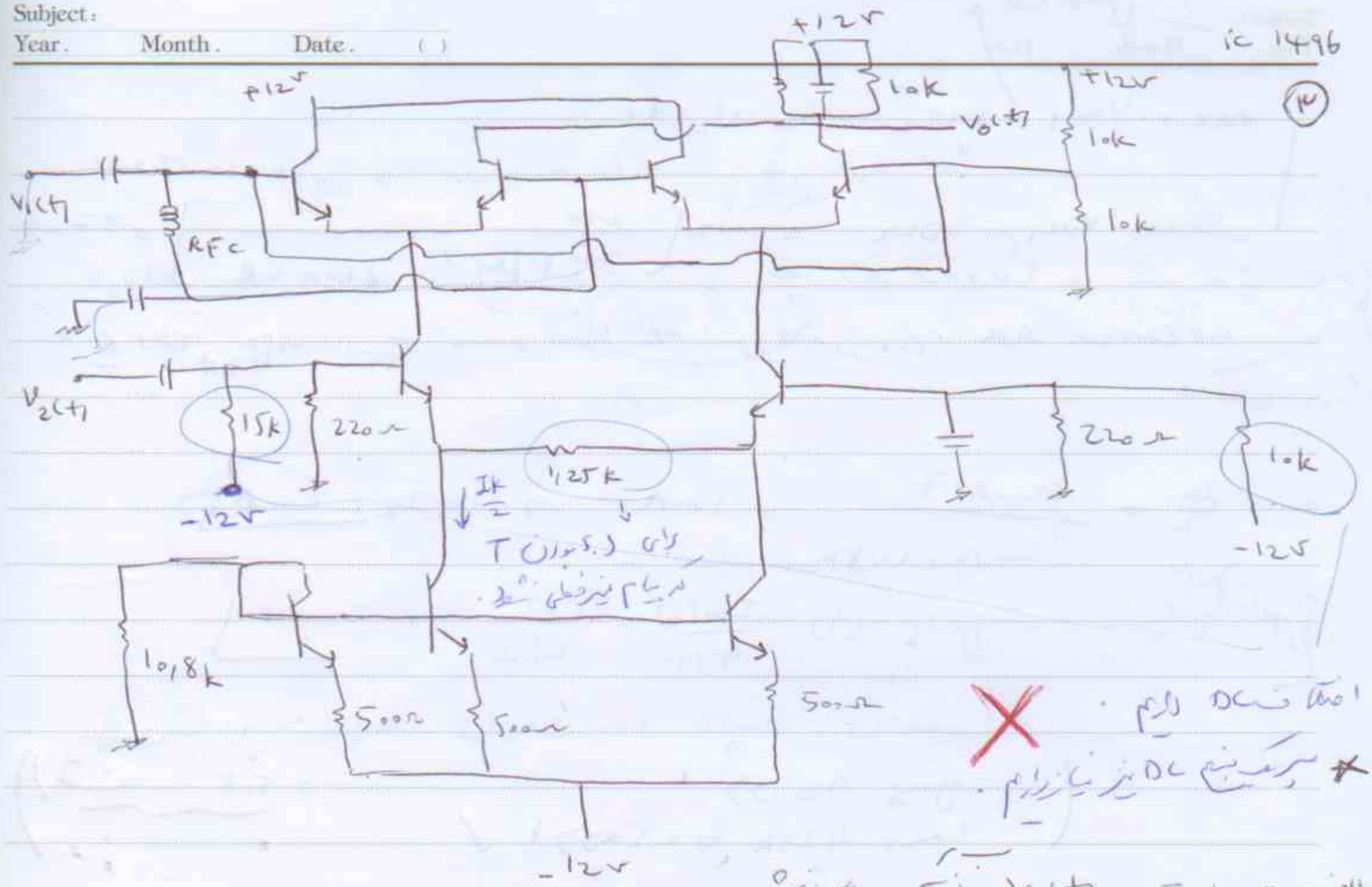
از i_c جمله‌ای که حاصلضرب پیام در کلید است
و جمله فرکانس کلید را نگاه می‌داریم.

$$i_c = \frac{v_i - 0.7 + 1.7}{R_E} = \frac{v_i + 1}{\underbrace{R_E}_{1k}}$$

P4PCO

ic 1496

③


+12v
+12v
10k
$V_o(t)$
+12v
10k
10k
$V_1(t)$
RFC
$V_2(t)$
15k
220Ω
-12v
1,25k
$\frac{I_k}{2}$
برای T
در پیام غیرخطی شد .
220Ω
10k
-12v
10,8k
500Ω
500Ω
500Ω
-12v

امکان تست DC داریم .

* سرکت منبع DC نیز نیاز داریم .

الف) مطلوب است $V_o(t)$ ب) اندکس مدولاسیون؟

$V_1(t) = 500 \cos 2\pi 10^6 t$ [mv] ⟶ در ادامه اگر T های بالایی (بیس های آن زمین است) زیرا خازنها اتصال کوتاه هستند

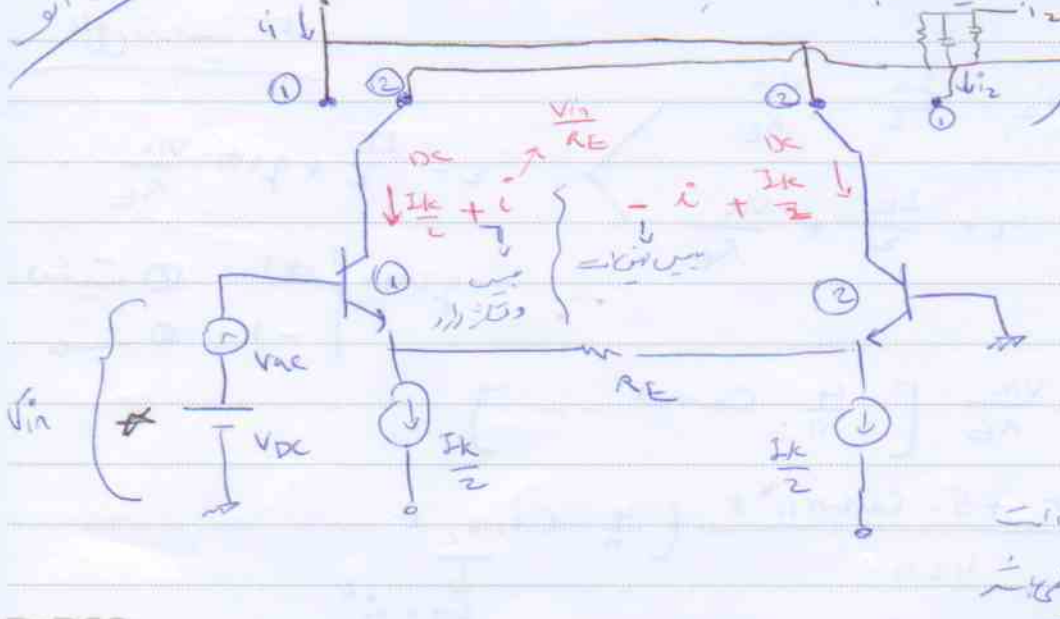
$V_2(t) = 50 \cos 2\pi \times 10^3 t$ [mv]

بیاید آیا ردیف پایینی را بدمی شود .

• با توجه به اینکه کل $V_1(t)$ به زوج تفاضلی های بالایی حرسه ورودی 500mv دارد ردیف اول به شدت LS است پس معادل کلید است .

• ردیف دوم S.S به دلیل وجود R_E بزرگ .

حل الف


12v
①
②
②
①
12v
$V_o(t)$
i_2
$\frac{V_{in}}{R_E}$
DC
DC
$\frac{I_k}{2} + i$
$- i + \frac{I_k}{2}$
بیس ولتاژ دارد
بیس صفر است
①
②
V_{AC}
V_{DC}
V_{in}
R_E
$\frac{I_k}{2}$
$\frac{I_k}{2}$

• ردیف آخر منبع جریان DC ایدآل

(کلید ها را به صورت داخل می‌گیریم)

کلید به سمت ترانزیستوری میل
کرده که ولتاژ بیشتری دارند
ترانزیستورهای داخلی ولتاژشان یکسان است
لحظه ای که $V_1(t)$ منفی باشد
کلید ها رو به پایین است .

Subject: چون تفاضلی است
Year. Month. Date. ( )

$V_{ac} = V_{ac_1} - \overset{0}{V_{ac_2}} = v_2(t)$

$V_{DC} = V_{DC_1} - V_{DC_2} = -12\left[\frac{220}{220+15k} - \frac{220}{220+10k}\right] = 87mv$

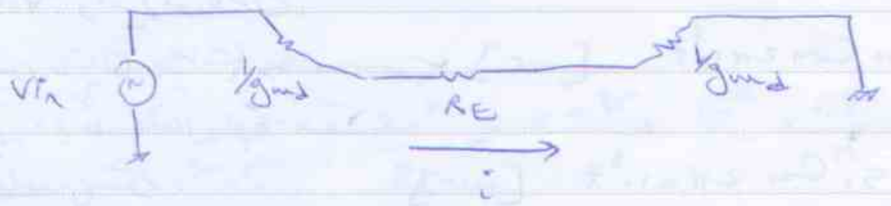
گرفتن این V_{offset} ، ـــــ ، به خاطر مقدار ثابت را درست میکند full carrier AM

$\frac{I_k}{2} = \frac{12-0.7}{500\Omega + 10.8k} = 1mA \Rightarrow \boxed{I_k = 2mA}$

[illegible] KVL

$g_{md_{1,2}} = \frac{I_k}{4V_T} = \frac{2}{100m} = 20m\mho$

$\left(\begin{array}{l} g_{md} R_E \overset{?}{\gg} 1 \\ 20m \times 1.25k = 25 \gg 1 \ \checkmark \end{array} \right. \quad : S.S \quad$ [illegible] $\left.\right)$



$R_E \gg \frac{1}{g_{md}} \Rightarrow i = \frac{V_{in}}{R_E + \frac{2}{g_{md}}} \cong \frac{V_{in}}{R_E}$

کلید زدن ها

① سوئیچ در وضعیت : $i_2 = \frac{I_k}{2} - \frac{V_{in}}{R_E}$

② سوئیچ در وضعیت $i_2 = \frac{I_k}{2} + \frac{V_{in}}{R_E}$

$i_2 = \frac{I_k}{2} + g(t)\frac{V_{in}}{R_E}$

$g(t) = \begin{cases} +1 & \text{وضعیت ②} \\ -1 & \text{وضعیت ①} \end{cases}$

$\Rightarrow i_2 = \frac{I_k}{2} + \frac{V_{in}}{R_E}\left[\frac{4}{\pi}\cos\omega_c t - \cdots\right]$

$i_2 = 1mA + \frac{87mv + 50\cos 2\pi 10^3 t}{1.25}\left[\frac{4}{\pi}\cos \underbrace{\omega_c}_{2\pi\times 10^{+6}} t\right.$

PAPCO

$V_o(t) = V_{o\,DC} + V_{o\,ac} = 12 + \underset{\text{فیلتر شده}}{i_2} \times 10^k$

$$V_o(t) = 12 + 10^k\Big[\underbrace{\frac{87\,mV}{1{,}25k} \times \frac{4}{\pi}}_{A}\cos 2\pi\times10^6 t + \overbrace{\frac{50}{1{,}25k}\times\frac{4}{\pi}}^{B}\cos \overset{2\pi\times10^6 t}{\omega_c t}\Big\}$$

$\cos 2\pi\times10^3 t$

$m = \frac{B}{A}$ سپا /

س ۱) چه تغییری را در مدار بدهیم که تبدیل به DSB شود؟

با از بین بردن آفست با یکسان کردن مقاومت‌های بیس طبقه وسط.

Subject:
Year. ۸۲ Month. ۱۰ Date. ۲۱

مثال ۱) به کمک یک مدولاتور MC1496 یک منبع تغذیه تکی ۱۵ ولتی و یک سلف با مشخصات

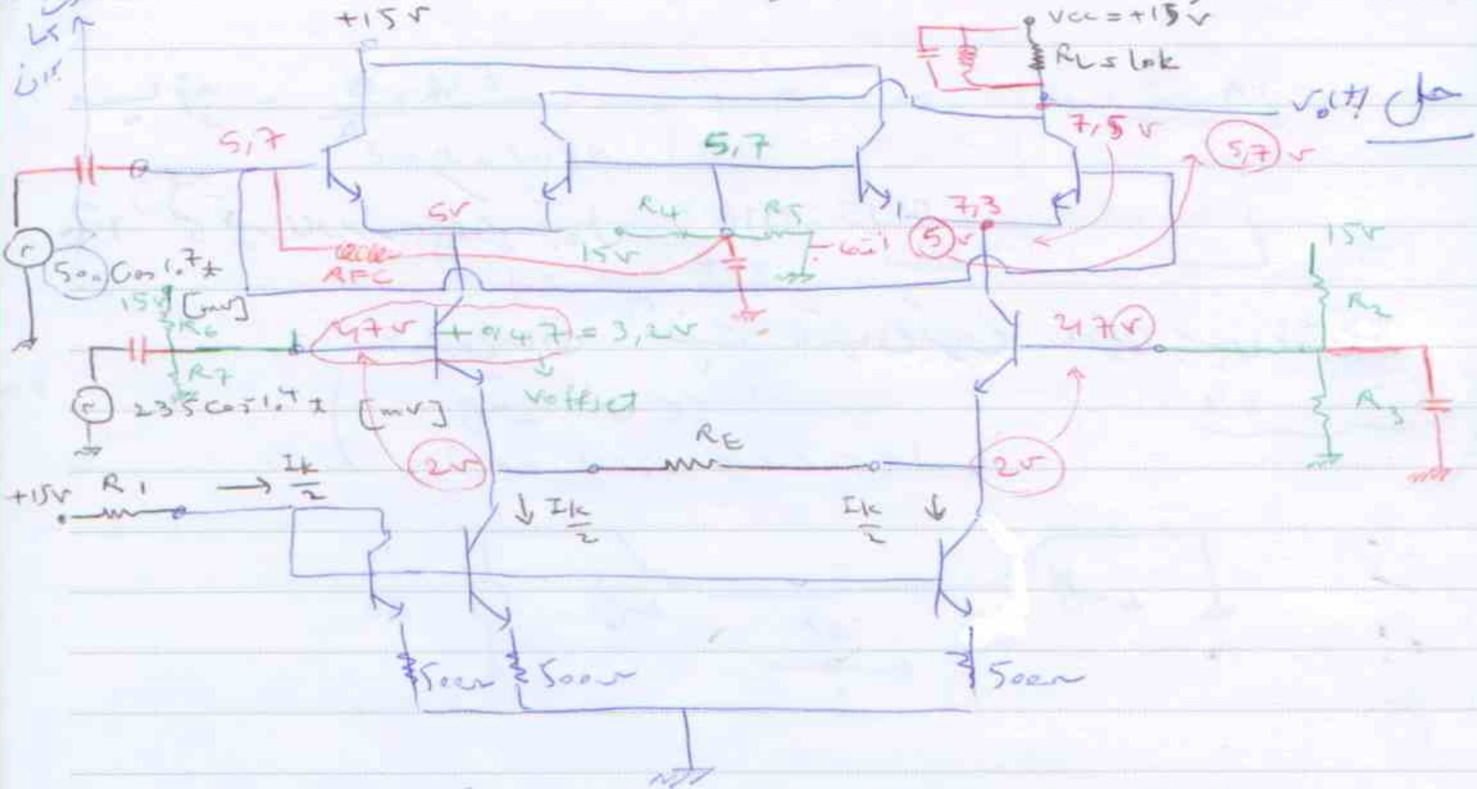
$L = 100\mu H$ و $Q_L = 50$ ، مدولاتور AM ای طراحی نمایید که سیگنال خروجی به صورت زیر باشد:

$$v_o(t) = 5\left[1 + 0.5\underbrace{\cos 10^4 t}_{\cos\omega_m t}\right]\overbrace{\cos \boxed{10^7} t}^{\cos\omega_c t} \ [V]$$

و در سر مقاومت بار $R_L = 10k\Omega$ ایجاد گردد.

[illegible]

حل ۱)


+15V
5,7
5,7
5V
R4
R5
15V
AFC
500 Cos 10^7 t [mV]
15V
R6
R7
4,7V
+0,47 = 3,2V
V offset
235 Cos 10^4 t [mV]
R_E
2V
2V
+15V
R1
Ik/2
Ik/2
Ik/2
500Ω
500Ω
500Ω
Vcc = +15V
RL = 10k
v_o(t)
7,5V
5,7 V
7,3
5 V
15V
R2
R3
4,7V

به دو صورت طراحی امکان پذیر است: { الف) همه ترانزیستورها s.s باشند
ب) ترانزیستورهای حامل به شدت L.S باشند

اگر شرایط ب در نظر گرفته شود. نیاز به فیلتر داریم پس مدار تیون لازم است. در این حالت:

$$(ac+DC) \quad v_o(t) = 15 + \frac{4V_{offset} \cdot R_t}{\pi R_E}\left(1 + \frac{V_m}{V_{offset}}\cos\omega_m t\right)\cos\omega_c t$$

$$R_{PL} = Q_L \cdot \omega_c \cdot L = 50 \times \boxed{10^7} \times 100 \times 10^{-6} = 50k\Omega$$

$$R_t = R_{PL} \parallel R_L = 50 \parallel 10 = \underline{8.3\ k\Omega}$$

با مقایسه $v_o(t)$ ها:
$$\begin{cases} \dfrac{4V_{offset} \times 8.3k\Omega}{\pi R_E} = 5 \\ \dfrac{V_m}{V_{offset}} = 0.5 \end{cases}$$
دو رابطه با سه مجهول داریم

PAPCO

می توان به دلخواه از I_k شروع کرد انتخاب می کنیم $\underline{I_k = 2mA}$ (دلخواه)

$$\frac{I_k}{2} = \frac{15 - 0,7}{0,5^k + R_1} = 1mA \Rightarrow \underline{R_1 = 13,8^{k\Omega}}$$

ترانزیستورهای پایین $g_{md} = \frac{I_k}{4V_T} = \frac{2m}{100m} = 20m\mho$

مقاومت R_E تضعیف کننده د.ک برای ترانزیستورهای پایین است. به شرط زیر:

$$g_{md} R_E \gg 1 \longrightarrow R_E \gg 50\Omega \xrightarrow{انتخاب} \underline{R_E = 1k\Omega}$$

بین ترتیب یکی از جدول های داده شده حال طبق داده داریم:

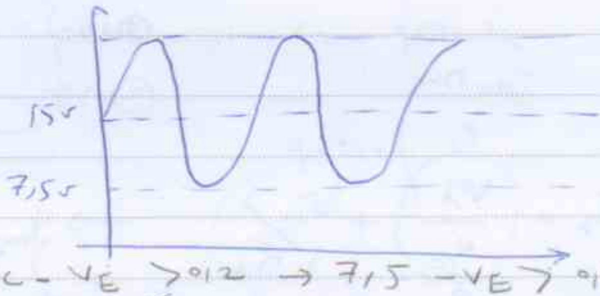
$$\begin{cases} V_{offset} = 0,47\ V \\ \frac{v_m}{0,47} = 0,5 \longrightarrow v_m = 235\ mV \end{cases} \qquad \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \\ \frac{1}{\sqrt{100^{\mu} C}} = 10^7 \end{cases}$$

$$\underline{C =}$$

X بایاس ولتاژی : کل ولتاژ از بالا تا پایین 15V است که باید به نسبت تقسیم کرد

$$V_o(t) = \underbrace{5(1 + 0,5 \underbrace{\cos\omega_m t}_{max=1})}\cos\omega_c t$$

$$V_o(t)_{max} = 7,5 \cos\omega_c t$$



تا اشباع نشود $V_{CE} > V_{CEsat}$

$$V_{CEsat} = 0,2 \Rightarrow V_C - V_E > 0,2 \rightarrow 7,5 - V_E > 0,2$$

$\boxed{V_E = 5V}$ انتخاب

ولتاژ امیتر ردیف اول باید کمتر از 7,3 باشد تا اشباع رخ ندهد.

$\boxed{V_E < 7,3}$

ردیف اول 10v

ردیف دوم 3v $\Rightarrow 5 - 3 = 2v$

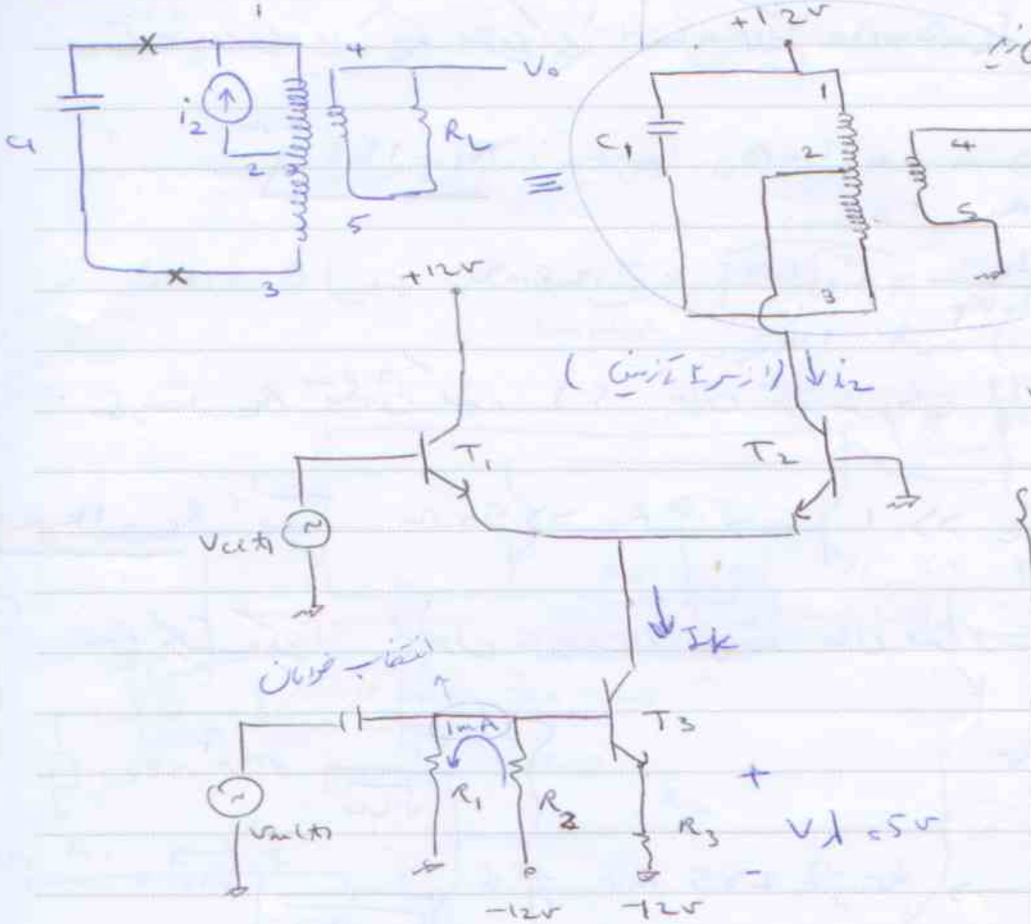
با فرض I شاخه ها $= 1mA \Rightarrow$
$$\begin{cases} R_3 = 2,7k \\ R_2 = 12,3k \end{cases} \quad \begin{cases} R_5 = 5,7k \\ R_4 = 9,3k \end{cases} \quad \begin{cases} R_7 = 3,2k \\ R_6 = 11,8k \end{cases}$$

خازن های کوپلاژ $\frac{1}{C\omega} \ll 1\Omega$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

IF از سر

مثال، اجزای مدولاتور AM شکل زیر را به گونه‌ای تعیین کنید که:



1
2
3
4
5
i_2
C_1
V_o
R_L
≡
+12v
C_1
$V_o(t)$
$R_L = 2k\Omega$
(از سر IF گرفتن)
i_2
+12v
T_1
T_2
$V_c(t)$
I_k
انتخاب خودمان
1mA
T_3
R_1
R_2
R_3
$V_m(t)$
+
$V\lambda = 5v$
-
-12v
-12v

$[v]$

$V_o(t) = 2(1 + 0.4\cos 10^4 t)\cos 10^7 t$

$$\begin{cases} L_{13} = L_{23} = 40\,\mu H \\ M_{13,12} = 20\,\mu H \\ L_{45} = 5\,\mu H \\ M_{13,45} = 30\,\mu H \\ \beta = 100 \end{cases}$$

① $V_c(t) = 600\cos 10^7 t\ [mV]$

$V_m(t) = 2\cos 10^4 t\ [mV]$

$V_{E_{T_3}} = -7 \rightarrow V_{B_{T_3}} = -6.3\ v$

$1mA \Rightarrow \begin{cases} R_1 = 6.3k \\ R_2 = 5.7k \end{cases}$

② $V_c(t) = \underline{\underline{10}}\cos 10^7 t\ [mV]$ دینزیک برابر

حل: الف، تحلیل S.S برای ② Vc

ب، تحلیل به شدت L.S برای ① Vc

الف، تحلیل DC

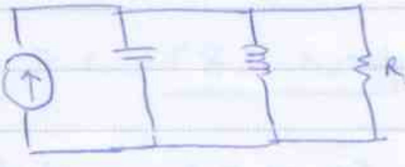
$I_k = \underbrace{\frac{V\lambda}{R_E}}_{R_3} + \frac{V_m}{R_3}$

مطابق DC

وابسته به پیام ac

$\rightarrow g_{md} = \frac{I_k}{4V_T} = \frac{V\lambda + V_m}{4R_3\,V_T}$

$i_2 = g_{md}\,V_c(t)$



$$\begin{cases} i_t = i_2\left(\frac{M_{12,13}}{L_{13}}\right) \\ R_t = R_L\left(\frac{L_{13}}{M_{13,45}}\right)^2 \end{cases} \Longrightarrow V_t = R_t\,i_t \xrightarrow{\text{انتقال}} V_o(t) = V_t\left(\frac{M_{13,45}}{L_{13}}\right)$$

PAPCO

$$v_0(t) = \frac{M_{13,45}}{L_{13}} \times R_L \left(\frac{L_{13}}{M_{13,45}}\right)^2 \times \left(\frac{M_{12,13}}{L_{13}}\right)\left(\frac{\overset{v_m(t)}{\overset{\uparrow}{v_m}}+v_\lambda}{4R_3V_T}\right) v_c(t)$$

$$v_0 = \frac{M_{12,13}}{M_{13,45}} R_L \frac{v_\lambda V_c}{4R_3V_T}\left(1+\frac{v_m}{v_\lambda}\cos w_m t\right)\cos w_c t$$

$$V_0 = \frac{20}{30} \times 2 \times \frac{v_\lambda \times 10mv}{100\, R_3}\left(1+\frac{2}{v_\lambda}\cos 10^4 t\right)\cos 10^7 t$$

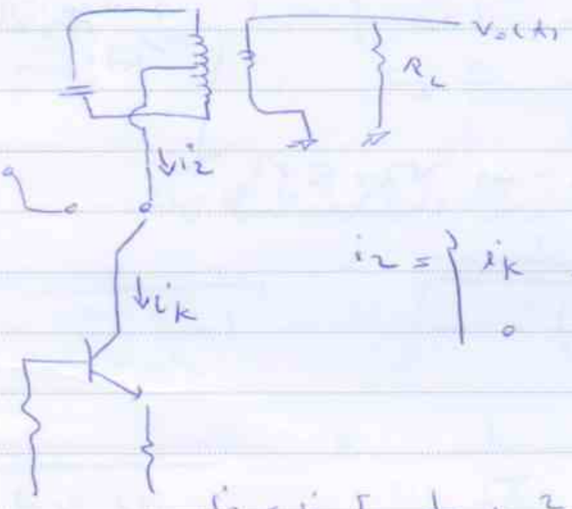
با مقایسه با $V_0(t)$ مطلوب :

$$\frac{2}{v_\lambda} = 0.4 \Rightarrow \underline{v_\lambda = 5v}$$

$$\frac{5\times 5}{30 R_3} = 2 \Rightarrow \underline{R_3 = \frac{20}{60} = 333\,\Omega} \longrightarrow$$ حال B با R_1, R_2

$$\frac{1}{\sqrt{L_{13}C_1}} = 10^7 \Rightarrow \underline{C_1 =}$$

بسیار / برای حالت Vc ② که به شدت LS است:



$$i_2 = \begin{cases} i_k \\ 0 \end{cases} \Rightarrow i_2' = g(t)\, i_k$$

$$g(t) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$$

$$i_2 = i_k\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos w_c t - -\right]$$

$$i_k = \frac{v_m(t)+v_\lambda}{R_3}$$

کافی است جملات به شکل $\cos w_c t$ و $\cos w_c t \cdot v_m(t)$ را نگاه داریم و بقیه را حذف کنیم و سپس تکمیل مدار تنظیم شکل قبل :

$$V_o(t) = \frac{1}{N} V_t = \frac{3}{4} v_t$$

$$v_t = R_t \, i_t = \underbrace{R_t}_{} \frac{1}{2} i_2 = N^2 R_L \frac{1}{2} i_2$$

$$V_o(t) = \frac{3}{4} \left(\frac{4}{3}\right)^2 \times 2k \times \frac{1}{2} i_2$$

$$i_2 = i_k \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos\omega_c t + \dots \right]$$

موثر $i_2 = \frac{2}{\pi} i_k \cos\omega_c t \quad , \quad i_k = \frac{v_m(t) + v_\lambda}{R_3}$

$$V_o(t) = \frac{4}{3} \times 2^k \times \frac{1}{\cancel{2}} \left[\frac{\cancel{2}}{\pi} \left(\frac{v_m(t) + v_\lambda}{R_3} \right) \cos\omega_c t \right]$$

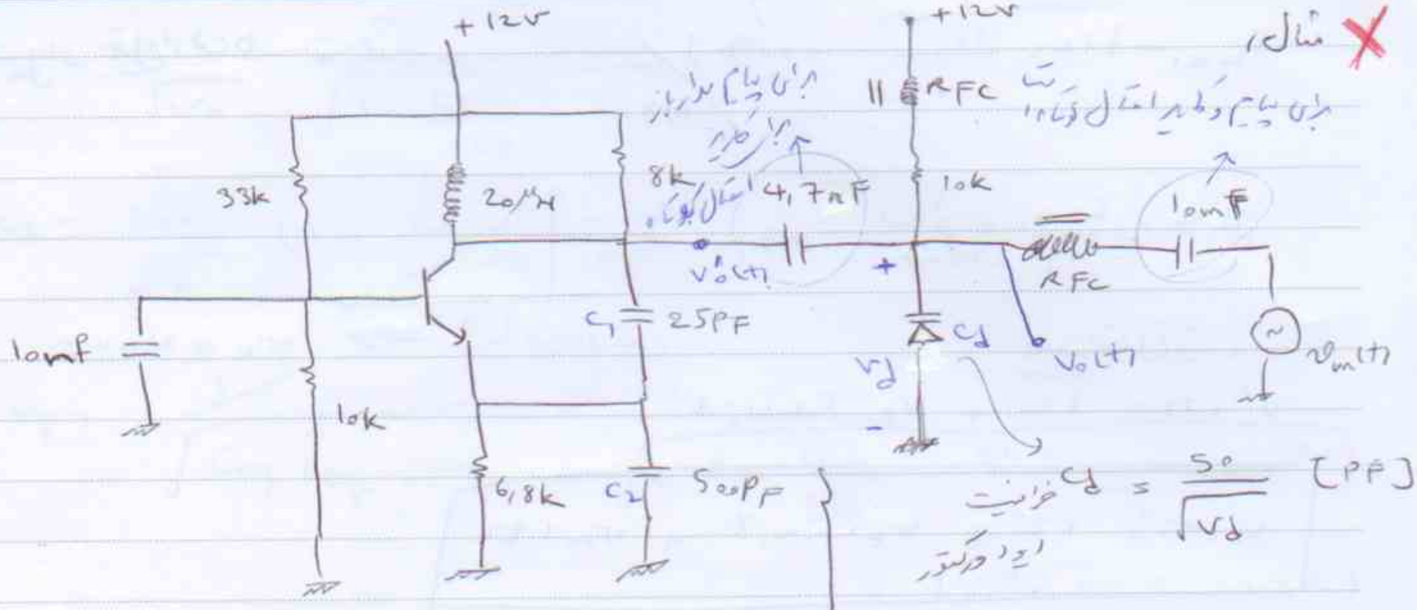
$$\frac{8^k \, v_\lambda}{3\pi R_3} \left[1 + \frac{v_m}{v_\lambda} \cos\omega_m t \right] \cos\omega_c t$$

$$\left. \begin{aligned} &\frac{8^k V_\lambda}{3\pi R_3} = 2 \\ &\frac{v_m}{v_\lambda} = 0{,}2 \Rightarrow \underline{v_\lambda = 5v} \end{aligned} \right\} \Rightarrow R_3 = \frac{5 \times \overset{4}{\cancel{8}}{}^k}{3\pi \times \cancel{2}} = \boxed{2{,}12\,k}$$

$$\Big\} \rightarrow \quad \underline{R_1 , R_2}\Big|$$

نمونه سوال برای FM

مثال:


+12V
+12V
33k
20μH
8k
4,7nF
$v'_o(t)$
برای پیام ها برابر باز
باز مدار
اتصال کوتاه
RFC
10k
برای پیام و حامل اتصال کوتاه است
10mF
RFC
+
C_d
V_d
-
$V_o(t)$
$v_m(t)$
10nF
10k
C_1 25PF
6,8k
C_2 500PF

مطلوب است محاسبه $v_o(t)$؟

$$C_d = \frac{50}{\sqrt{V_d}} \quad [\mathrm{PF}]$$

خازنیت دیود ورکتور

$$v_m = 1\cos 10^4\pi t \quad [V]$$

$$\beta = 100$$

حل:

$$v_d = v_{d_{DC}} + v_{d_{\boxed{AC}}} = 12 + v_m(t)$$

سلفها اتصال کوتاه، خازنها مدار باز (خود دیود هم مثل خازن)

RFC ها اتصال کوتاه. 10mF هم اتصال کوتاه هست. ?

$$\Rightarrow C_d = \frac{50}{\sqrt{12 + v_m(t)}} = \frac{50}{\sqrt{12}\sqrt{1 + \frac{1}{12}v_m(t)}}$$

$\frac{1}{12} \ll 1 \Rightarrow$ استفاده از تقریب

$$C_d \simeq \frac{50}{\sqrt{12}}\left(1 - \frac{V_m(t)}{24}\right)$$

این خازن در مدار نوسان قرار گرفته و فرکانس را جابجا می‌کند.

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L\left(C_d + \frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)}} = \frac{1}{\sqrt{20\times10^{-6}\left(\frac{50}{\sqrt{12}} - \frac{50\,v_m(t)}{\sqrt{12}\times24} + \frac{25P\times500P}{525P}\right)}}$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{A - B\,v_m(t)}} = \frac{1}{\sqrt{A}}\,\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{B}{A}v_m(t)}}$$

$\frac{B}{A} \ll 1 \Rightarrow$ استفاده از تقریب $\rightarrow \omega_i = \frac{1}{\sqrt{A}}\left(1 + \frac{B}{2A}v_m(t)\right)$

فرکانس لحظه‌ای

دامنه نوسان با تحلیل اسیلاتور بدست می‌آید:

شرط نوسان $\quad G_m(m) = NG_L$

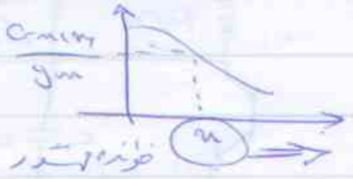
$N = \frac{C_1+C_2}{C_1}$ و $G_L = \frac{1}{8k}$?

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$I_{EQ} = \left(\underbrace{12 \times \frac{10}{10+33}}_{V_B} \underbrace{-0{,}7}_{V_E}\right) \Big/ 6{,}8$$

gm از تحلیل DC بدست آید.

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{V_T = 25mv} \Rightarrow$$

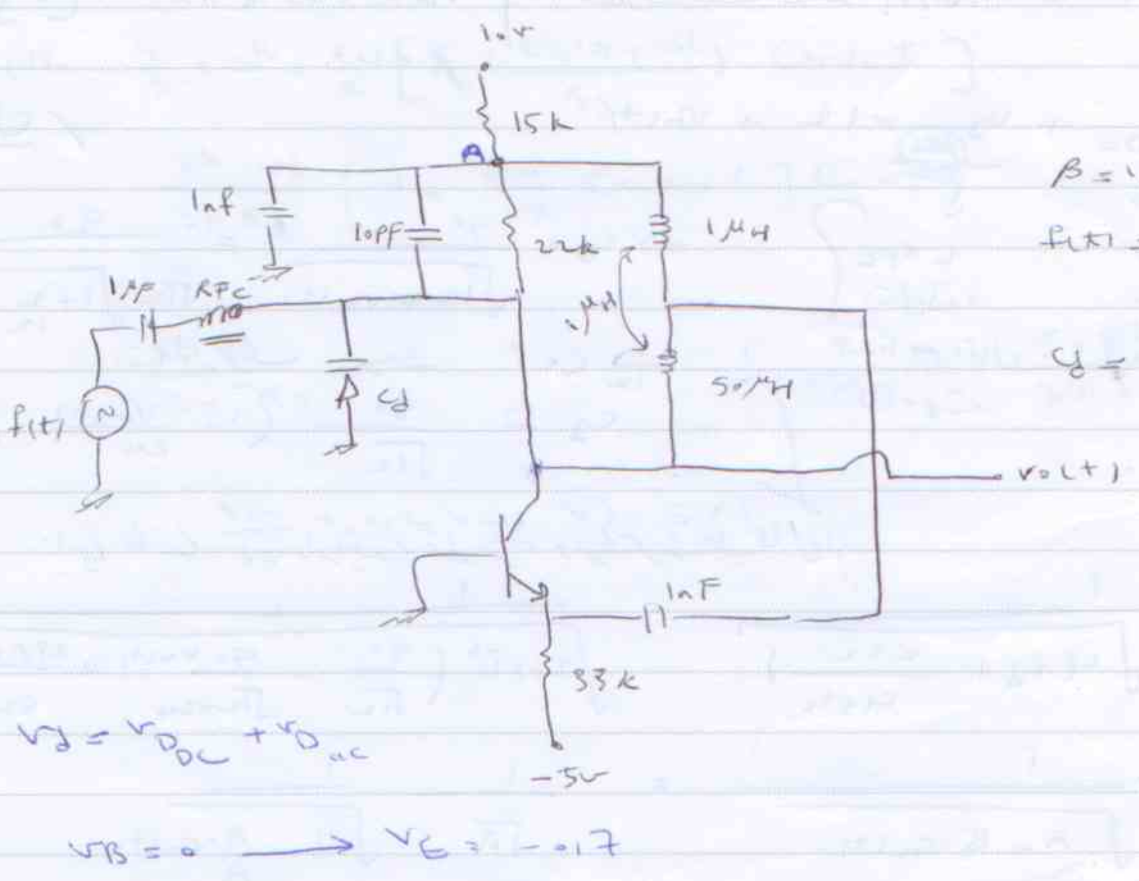


$\Rightarrow v_t = N x V_T$

[illegible] .

$$V_o'(t) = \underset{\sim}{12} + V_t \cos w_i t$$

$$\boxed{V_o(t) = 12 + v_t \cos w_i t + v_m(t)}$$


10v
15k
A
1nf
10pF
22k
1μH
1μF
RFC
Cj
μH
50μH
f(t)
vo(t)
1nF
33k
-5v

مثال،

$\beta = 100$

$f(t) = 1 \cos 10^4 t$ [v]

$C_j = \frac{31{,}6}{\sqrt{V_D}}$ [PF]

$V_o(t) = ?$

$$v_j = v_{D_{DC}} + v_{D_{ac}}$$

تحلیل DC،

$v_B = 0 \longrightarrow V_E = -0{,}7$

$$I_{CQ} = I_{EQ} = \frac{5-0{,}7}{33k} = \frac{4{,}3}{33K}$$

$$v_A = 10 - 15 I_{CQ} = 10 - \frac{4{,}3}{33k} \Rightarrow -$$

$$c_j = \frac{31{,}6}{\sqrt{10 - \frac{4{,}3}{33k} + \cos 10^4 t}} \Bigg\} \Rightarrow \begin{cases} v_{D_{DC}} = V_A \\ v_{D_{AC}} = f(t) = 1\cos 10^4 t \ [v] \end{cases} ?$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$C_d = \frac{31{,}6}{\sqrt{V_A}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\text{Cos}\,10^4 t}{V_A}}}$$

$$C_d \simeq \frac{31{,}6}{\sqrt{V_A}} \left(1 - \frac{\text{Cos}\,10^4 t}{2V_A}\right) \qquad C_{eq} = C_d + 10pF$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} = \frac{1}{\sqrt{\left(10P + \frac{31{,}6}{\sqrt{V_A}} - \frac{31{,}6}{2V_A\sqrt{V_A}} \text{Cos}\,10^4 t\right) \times (1\mu + 50\mu + 2\times 1\mu)}}$$

لازم است بجهت تبدیل با فاکتور گیری مقادیر ثابت در عبارت $\sqrt{1+x}$ را باز کرده و از تقریب استفاده می‌شود.

$$\omega_i = k(1 + k' f(t))$$

$$V_o(t) = V_{oDC} + V_{oac}(t) = V_A + \underbrace{V_t}\, \text{Cos}\,\omega_i t \qquad ?$$

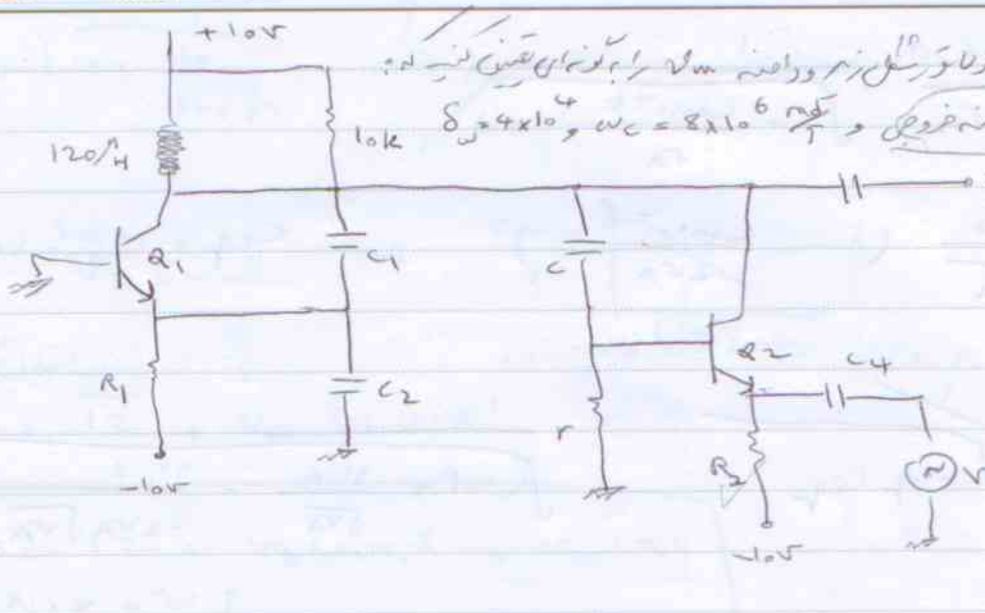
✓ با تحلیل اسیلاتور دامنه V_t بدست می‌آید.

$$\begin{cases} C_{mini} = N C_t \hookrightarrow \frac{1}{22k} \xrightarrow[\frac{C_{mini}}{g_m}]{\text{کوتاه}} n = \\ g_m = \frac{I_{CQ}}{25m} \end{cases}$$

$$\boxed{V_t = N n V_T} \checkmark$$

مثال / اجزای مدولاتور شکل زیر و دامنه سیگنال را به گونه ای تعیین کنید که:

$\delta_\omega = 4\times10^4$, $\omega_c = 8\times10^6 \ \frac{rad}{s}$ و دامنه خروجی = 5V



$\beta = 100$

$|f(t)| \leq 1$

(دیود وراکتور نداریم و مفهوم خازن متغیر با ترانزیستور مدل شده است (مدل راکتانس فعال)

شرط طراحی FM راکتانس فعال :

۱. شرط تحقق $\frac{\delta_\omega}{\omega_c} \leq \frac{1}{75}$

۲. شرط ایدآل نرمالی $B = 2\frac{\delta_\omega}{\omega_c}$ $\left(\frac{I_{k_1}}{I_{k_0}} = 1\right)$

۳. شرط s.s $I_{k_0} \geq \frac{10 V_t \, Q_t B}{R_t}$

① $\frac{4\times10^4}{8\times10^6} = \frac{1}{200} \leq \frac{1}{75}$ ✓

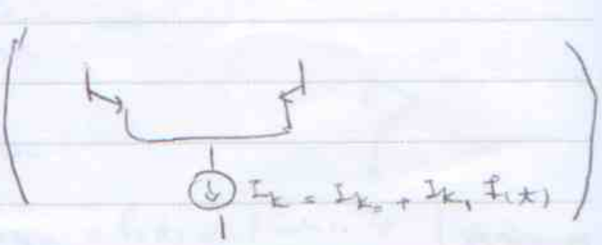
② $B = 2\times\frac{1}{200} = 0.01$, $I_{k_0} = I_{k_1}$

③ $I_{k_0} \geq \frac{10\times \overset{?}{\boxed{5V}} \times Q_t \times 0.01}{10K} \Rightarrow I_{k_0} \geq$

$Q_t = \frac{R_t}{L\omega} = \frac{10k}{120\mu H \times 8\times10^6}$

انتخاب دلخواه [illegible] مورد نظر $I_{k_0} = \_\_\_\_ = I_{k_1}$

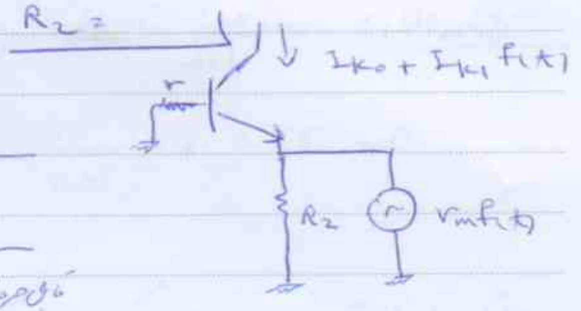
با منبع جریان ترانزیستوری Q2 ⇐



تحلیل DC :

$V_B \simeq 0 \longrightarrow V_E = -0.7 \longrightarrow I_{k0} = \frac{10-0.7}{R_2}$

r خیلی کوچک



$$?\; I_{k1} f_1(t) = \frac{v_m f_1(t)}{R_E} = \frac{v_m f_1(t)}{\underbrace{\frac{1}{g_m}} + \underbrace{\frac{r}{\beta}}}$$

ترنزیستور ، 5.5 است .

قابل صرف‌نظر است به دلیل کوچکی r

$$I_{k1} \simeq \frac{v_m}{\frac{1}{g_m}} = \frac{v_m}{\frac{V_T}{I_{k0}}} = \frac{I_{k0}\, v_m}{V_T} \Longrightarrow v_m = V_T = 25\,\text{mV}$$

از تحلیل DC

تحلیل ac :

محاسبه خازنهای C_1 و C_2 و C

۱، تأثیر در Q_t :

$Q_t = R_t C_t \cdot w_c$

$$\frac{10k}{120\mu \times 8\times10^{6}} = 10k \cdot \Big(\overbrace{\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} + C}^{C'}\Big) \times 8\times10^{6} \quad ①$$

۲، تأثیر در w_c :

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}} \Rightarrow 64\times10^{12} = \frac{1}{120\mu \times \left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} + C\right)}$$

برای همان رابطه ۲ و ① است وصدق می‌باشد .

۳، تأثیر در N ترانس اسیلاتور :

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

شرط نوسان :

$G_m(x) = N G_t$

شرط پایداری دامنه :

$$S_T = 0 \Rightarrow \underline{x = 10} \xrightarrow{\text{نتیجه}} \frac{G_m(x)}{g_m} = A$$

$g_m = \frac{I_{CQ1}}{V_T}$

$V_k = N x V_T$

$9 = N \times 10 \times 25\,\text{mV}$

$$(N = \;) \Longrightarrow C + C' = K \xrightarrow{\text{استوار}} C = C' = \frac{K}{2}$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

و از N و c' داریم $C_1 = \frac{N}{N-1} c'$, $C_2 = N c'$

$$G_m(x) = \frac{N}{10k} \Longrightarrow g_m = A \times \frac{N}{10k} \Longrightarrow I_{CQ_1} = g_m \times 25mV$$

$$\| $$

$$\frac{10-0/7}{R_1} = \text{---}$$

$$\boxed{R_1 =}$$

$$r \ll X_c \Longrightarrow r \ll \frac{1}{C\omega_c} \Longrightarrow \boxed{r = 0/01 \times \frac{1}{C\omega_c}}$$

IF

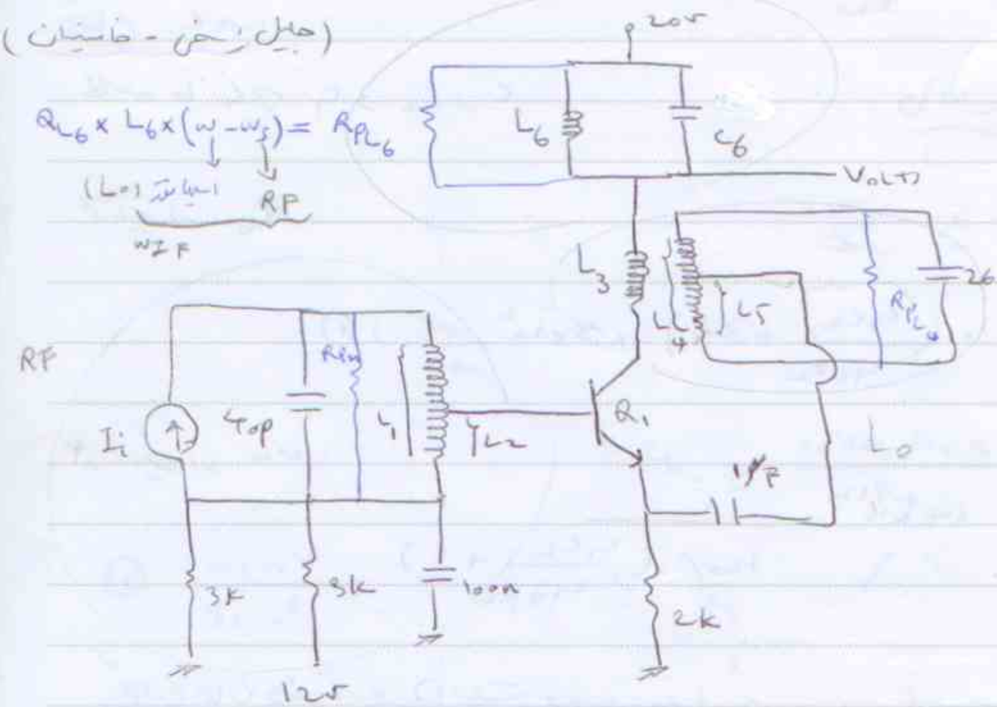
مثال ۱ (۱۰-۷ کتاب)

مبدل فرکانس

(جلیل رخی - خاسیان)

$$Q_{L_6} \times L_6 \times (\underset{\substack{\downarrow \\ \text{(Lo) امپدانس}}}{\omega} - \underset{\substack{\downarrow \\ RP}}{\omega_s}) = R_{PL_6}$$

ω_{IF}



$L_1 = 250\mu$

$M_{12} = 10\mu$

$L_4 = 167\mu$

$M_{34} = 8/5\mu$

$M_{45} = 1\mu$

$L_6 = 500\mu$

$C_6 = 80P$

$\boxed{Q_{L_4} = 39}$

$I_i = 1\mu A\,[1 + mf(t)]\cos\omega_s t$

$\omega_s = 10^7$

$\beta = 99$

$Q_{L_1} = 50$

$Q_{L_6} = 10$

$V_{BE} = 0/7$

مطلوب است

$V_o(t)$ ؟

حل/ ابتدا برای سلف‌هایی که Q داده شده R_{PL} لحاظ می‌شود.

شکل اسیلاتور آرمسترانگ است که ورودی I_i دارد

پس ضرب کننده نیز هست

در واقع یک مبدل فرکانس است.

* سه تا مدار موازی داریم هر مدار موازی خارج از فرکانس رزونانس خود اتصال کوتاه می‌شود.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تحلیل اسیلاتور و تحلیل میکسر جدا از هم انجام می‌شود.

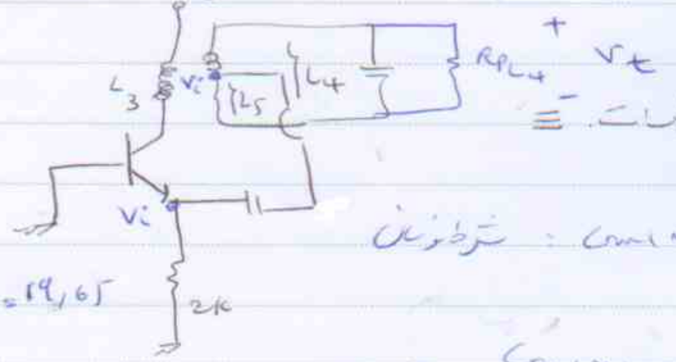
تحلیل DC : سلف‌ها اتصال کوتاه، خازن‌ها مدار باز

$V_B = \frac{3}{3+3} \times 12 = 6V$

$V_E = 6 - 0,7 = 5,3\,V \longrightarrow I_{EQ} = \frac{5,3V}{2K} = 2,65\ mA$

$g_m = \frac{2,65}{25mV} = 106\ m℧$

تحلیل اسیلاتور : مدار تیونی که در حلقه فیدبک است باعث ایجاد نوسان می‌شود. شرط‌ها هم :



یک اسیلاتور آرمسترانگ است.

شرط نوسان : $G_m(x) = N_1 N_2 G_t$

$N_1 = \frac{L_4}{M_{34}} = 19,65$

$N_2 = \frac{L_4}{M_{45}} = 167$

$R_{PL_4} = Q_{L_4} \cdot L_4 \cdot \omega = 97,72\,K\Omega$

$\downarrow$

$\omega_{اسیلاتور} = \frac{1}{\sqrt{167\mu \times 26,6P}}$

$\longrightarrow G_m(x) = 38,1\ m℧$

$\frac{G_m(x)}{g_m} = \frac{38,1}{106} = 0,36 \xrightarrow{منحنی} \underline{x = 5}$

$V_t = \underbrace{N x V_T}_{V_i} = N_2\, x\, V_T$

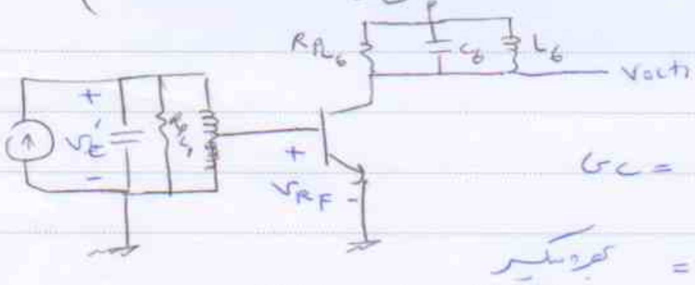
تحلیل mixer :

$\downarrow$

$G_c = ?$

(خازن‌های ۳ و ۸ اتصال کوتاه ac هستند)

مدار معادل



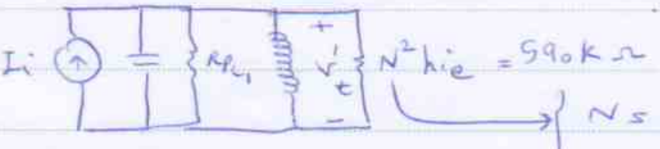
$G_c = \frac{x}{2} G_m(x)$

بهره میکسر $= \frac{5}{2} \times 38,1 = 95,3\ m℧$

$i_{IFe} = G_c\, v_{RF}$

↓ میکسر

* تحلیل جزء استاندارد.



$N^2 h_{ie} = 590\,K\Omega$

$\longrightarrow N = \frac{L_1}{M_{12}} = 25$

$h_{ie} = \beta \frac{V_T}{I_{CQ}} = 99 \times \frac{25m}{2,65mA}$

$h_{ie} =$

$R_{PL_1} = L_1 Q_{L_1} \omega_s$

$\downarrow$

فرکانس I_i

$= 250\mu \times 50 \times 10^7$

PAPCO

$R_t = (h_{ie} \times N^2) \parallel R_{PL_1}$

$v'_t = R_t I_i \longrightarrow v_{RF} = \dfrac{v_x'}{N} \quad N \longrightarrow \dfrac{L_1}{M_{12}} \Rightarrow v_{RF} = \underline{\qquad}$

$i_{FC} = G_c \, v_{RF} = \underline{\qquad}$

$v_{o\,ac} = R_{PL_6} \times \underset{\underset{G_C \times v_{RF}}{\parallel}}{i_{CIF}}$ $\qquad v_o(t) = 20 + v_{oac}(t)$