بسم الله الرحمن الرحیم

دانشگاه ازاد اسلامی واحد تهران جنوب

جزوه کلاسی درس مدارهای مخابراتی

استادراهنما: دکتر جعفر خلیل پور

تهیه کننده :محسن درویش کسا

نیمسال دوم سال تحصیلی 95–94

شماره دانشجویی9212912871

www.darvishkasa.blog.ir

جلسه اول

Year: Month: Date: ۱/۱ NOTE BOOK

مدارهای مخابراتی

مرجع درس: مدارهای مخابراتی تجزیه و تحلیل و طراحی تألیف کلارک هس

سرفصل ها: ۱- مدارات کوپلینگ باند عریض و باند باریک

میان ترم

۲- منابع فعال غیرخطی (منبع تک ای خطی و منابع بطور کلی غیرخطی) BJT FET

۳- اسیلاتورهای سینوسی (کلپیتس، هارتلی، زوج تفاضلی و ...)

۴- مخلوط کننده ها (میکسر با ی پلار) FET و ...

۵- مدولاتورهای دامنه AM (مدارات ضرب کننده و سوئیچ بعنوان مدولاتور دامنه)

۶- آشکارسازهای دامنه (پیک پوش، میانگین پوش و سنکرون)

۷- طراحی تقویت کننده های سیگنال کوچک RF

۸- مدولاتورهای فرکانس FM

۹- آشکارسازهای FM

نحوه ارزیابی: ۱- امتحان میان ترم: ۵ نمره

حل تمرین ← ۲- کوییز و نمره کلاسی: ۳ نمره

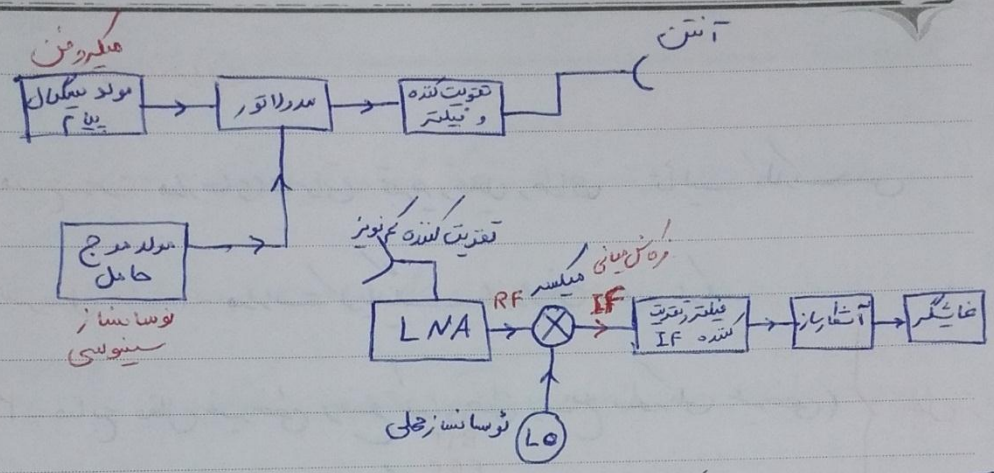
۳- امتحان پایان ترم: ۱۲ نمره

PASHA

۴- پروژه درسی: ۲ نمره حدود ۳۰-۴۰ هفته دستی خواهدبود

۲۶۱.۹۵۲۸

Year: Month: Date: NOTE BOOK



آنتن وسیله تبدیل امواج الکترومغناطیس به ولتاژ است

یک سیستم مخابراتی شامل ۱- فرستنده ۲- گیرنده و ۳- کانال مخابراتی است

کانال مخابراتی می تواند ۱- هوا (بیسیم) باشد
۲- یا خط انتقال فیزیکی

مخابرات آنالوگ مد نظر ما است.

مدولاتور و میکسر یک مدار غیرخطی است

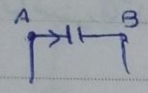
فاصله بین گیرنده و فرستنده زیاد است و دامنه کم می شود و تقویت کننده لازم است.

PASHA

فصل اوّل : مدارات کوپلینگ

مدارهای حساس به فرکانسی هستند که فازشون منتقل کردن مصرف کننده به مدار اصلی است

مثل خازن ، خازن در مقابل جریان dc بازاست ولی در مقابل جریان ac عبور می دهد.



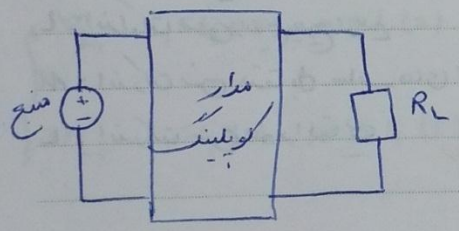
در باند عبور اتصال برقرار می شود و در خارج از آن اتصال صورت نمی گیرد

در خارج از محدوده فرکانسی تعیین شده اجازه ندارند سیگنال از منبع به بار بفرستند.

جهت متصل کردن منبع به مصرف کننده قرار می گیرد و از نوع فیلتر

نقش تطبیق کننده امپدانس را هم بازی می کند.

مدارات کوپلینگ :

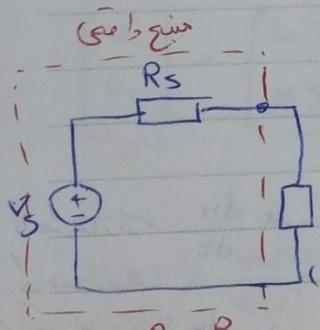


از برای کوپل کردن مصرف کننده به مدار یا منبع

۲) فیلتر

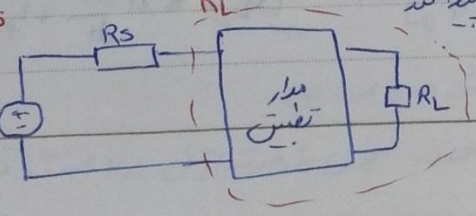
۳) تطبیق دهنده امپدانس

بیشینه توان ماکزیمم :



هر رابطه دیگری غیر $R_L = R_S$ برقرار باشد مقداری از توان تلف می شود فقط در این حالت بیشترین توان منتقل می شود

برای جلوگیری از تشکیل موج ایستا و اتلاف توان باید (مصرف کننده) بار به منبع تطبیق پیدا کند



$R_L \neq R_S$

$R'_L = R_S$

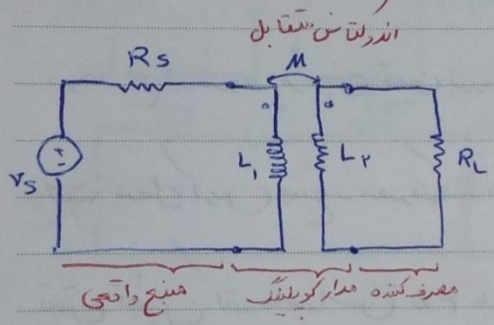
مدارات کوپلینگ: ۱- مدارات کوپلینگ باند عریض

۲- مدارات کوپلینگ باند باریک

ترانسفورماتور و اتوترانسفورماتور جزء مدارات کوپلینگ باند عریض هستند.

فرق ترانسفورماتور و اتوترانسفورماتور

مدارات کوپلینگ باند عریض:



ترانسفورماتورها شامل دو جفت سیم پیچ (سلف) با هسته ای دارای نفوذپذیری بالای مغناطیسی است که با هم دیگر تزویج متقابل دارند.

L_1: اندوکتانس سیم پیچ اولیه

M: اندوکتانس متقابل سلف های اولیه و ثانویه

L: اندوکتانس خودالقایی

$\varphi \propto i$

$\varphi = Li$

اندوکتانس خودالقایی

شار مغناطیسی احاطه کننده سلف

جریان عبوری از سلف

$$\boxed{V_L = \frac{d\varphi}{dt} = L\frac{di}{dt}}$$

وقتی که یک سلف داریم.

نرخ تغییرات شار مغناطیسی

نرخ تغییرات جریان عبوری از سلف

$$\begin{cases} \varphi_1 = L_1 i_1 + M i_2 \\ \varphi_2 = M i_1 + L_2 i_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{L_1} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt} \\ V_{L_2} = M\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} \end{cases}$$

رابطه ولتاژ دو سر یک جفت سلف که دارای جریان های متفاوت می باشند

Year: Month: Date: ۳/۱۱ ۶ NOTE BOOK

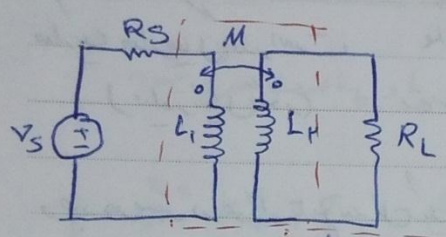
$$M = k\sqrt{L_1 L_2}$$

ضریب

تزویج

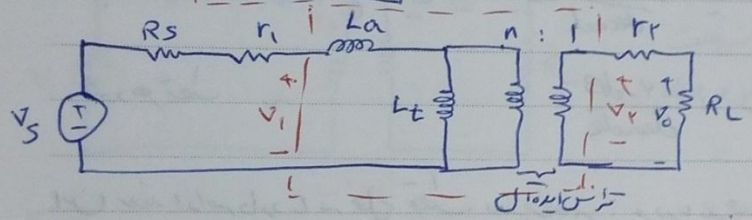
جلسه دوم: مدارات کوپلینگ باند عریض

مدارات مساوی هرمونیک هستند



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

ترانس یک جفت سیم پیچ است که روی هسته پیچیده شده



$$L_a = (1-k^2)L_1$$

$$L_t = k^2 L_1$$

$$n = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

تمرین ۱) معادل بودن ترانس و مدار مدل ارائه شد

$$\begin{cases} V_{L_1} = L_1 s i_1(s) + M s\, i_2(s) \\ V_{L_2} = L_2 s i_2(s) + M s\, i_1(s) \end{cases}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}}_{V} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_1 s & M s \\ M s & L_2 s \end{bmatrix}}_{[Z]} \underbrace{\begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix}}_{I}$$

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{nR_L}{L_a} s}{s^2 + \left(\frac{R_a+R_b}{L_a} + \frac{R_b}{L_t}\right)s + \frac{R_a R_b}{L_a L_b}}$$

تابع تبدیل مدار

(بدون واحد)

$s=0$ صفر تابع تبدیل (ریشه های صورت)

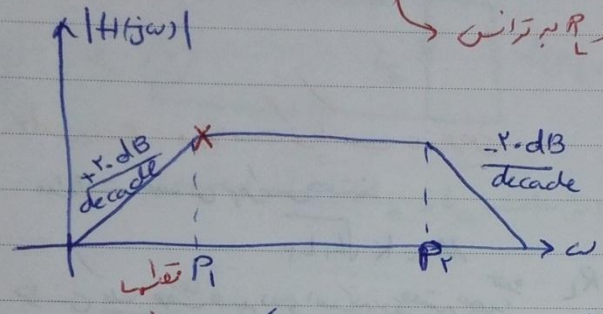
PASHA

قطب ها حتماً حقیقی و منفی هستند. چون مدار مرتبه اول با R_a است قطب مختلط نداریم چون خازن نداریم

Year: Month: Date: NOTE BOOK

$R_a = R_s + r_1$ $\qquad$ $R_b = n^2 (R_L + r_2)$

ترکیب انتقال یافته r_2 و R_L به ترانس



مدار یک مدار میان گذر است (فیلتر میان گذر)

وجود هر صفر در نمودار تابع تبدیل یک شیب $+\frac{20\,dB}{decade}$ ایجاد می کند.

وجود هر قطب ~ $-\frac{20\,dB}{decade}$ ~ .

این روند ادامه دارد تا به محل قطب بعد برسیم. و در باند عبور اندازه تابع تبدیل مقدار ثابتی است.

$$P_1 \cdot P_2 = \frac{R_a R_b}{L_a L_b}$$

اگر مخرج را به روی صورت کسر دهیم.

$$P_1 + P_2 = -\left(\frac{R_a + R_b}{L_a} + \frac{R_b}{L_b}\right)$$

if $P_2 \gg P_1$:

$$P_{2_0} \simeq P_1 + P_2 = -\left(\frac{R_a + R_b}{L_a} + \frac{R_b}{L_b}\right)$$

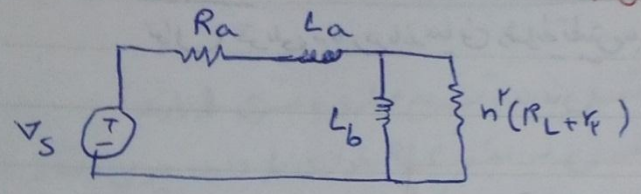
$$P_{1_0} = \frac{P_{1_0} P_{2_0}}{P_{2_0}}$$

~~مدار پیاده شده در باند میانی~~ :

در نتیجه می توان از L_a صرف نظر کرد. $(R_s + r_1) \gg \omega L_a$ در فرکانس میانی

PASHA

مدل ساده شده مدار در باند میانی :

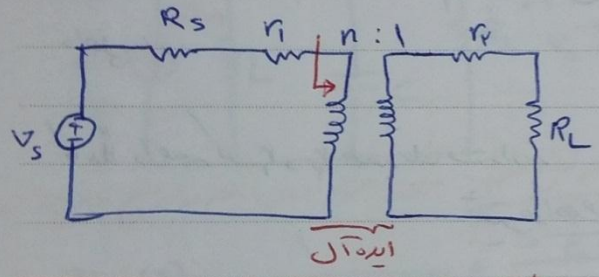


با فرض $K \simeq 1$

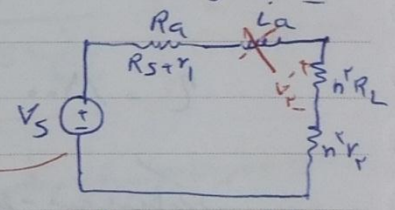
$L_a \ll L_b$

در باند میانی $\begin{cases} R_a \gg \omega L_a \\ R_b \ll \omega L_b \end{cases}$ از اثر سلف L_a و L_b صرف نظر می‌شود.

(در فرکانس‌های خاص P_1 و P_2)



در فرکانس میانی راکتانس سلف L_b در مقایسه با امپدانس $n^2(R_L+r_2)$ خیلی بزرگتر است.



$$\boxed{H_m(s) = \frac{nR_L}{n^2(R_L+r_2)+r_1+R_s}}$$

در باند میانی

$$\frac{dH_m}{dn} = 0 \Rightarrow \boxed{n_{max} = \sqrt{\frac{R_s+r_1}{R_L+r_2}}}$$

در n_{max} تطبیق صورت می‌گیرد.

امپدانس دیده شده از اولیه ترانس ایده‌آل :

امپدانس دیده شده از ترانس اولیه را بدست می‌آوریم :

$$Z_1 = n^2(R_L+r_2) \xrightarrow{n=n_{max}} Z_1 = \frac{(R_s+r_1)}{\cancel{(R_L+r_2)}} \cdot \cancel{(R_L+r_2)}$$

$Z_1 = R_s + r_1$ تطبیق امپدانس صورت گرفته است

$$\boxed{H_m\Big|_{n=n_m} = \frac{R_L}{2\sqrt{(R_s+r_1)\cdot(R_L+r_2)}}}$$

PASHA

Year: Month: Date: NOTE BOOK

$$\eta = \frac{P_L \text{ توان تحویلی به بار در باند میانی و در شرایط تطبیق } n_{max}}{\text{توان تحویلی به بار در باند میانی و شرایط تطبیق با فرض } r_1 = r_2 = 0}$$ ضریب بازده ترانس

$$\boxed{\eta = \frac{R_S}{R_S + r_1} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_2}}$$

وجود تلفات اهمی باعث شد که r_1 به امپدانس داخلی منبع اضافه شد و r_2 به امپدانس داخلی بار.

کاملاً واضح که r_1 و r_2 جنبه تلفات دارند.

if $r_1 = r_2 = 0 \rightarrow H_{max}$ بیشتر خواهد بود

در حالت ایده‌آل: $r_1 = r_2 = 0 \rightarrow \eta = \%100 = 1$

با استفاده از مدار کوپلینگ و ترانسفورماتور می‌توان بار را به منبع متصل کرد.

تطبیق خیلی مهم است اگر تطبیق نداشته باشیم مدار کوپلینگ بجایش قرار می‌دهیم ترانس می‌تواند یک مدار تطبیق Matching، خیلی مهم تر نگذر باشد.

تمرین ۲) نسبت تبدیل ترانسی را حساب کنید که امپدانس بار 100Ω را به منبعی با مقاومت داخلی 50Ω تطبیق دهد. مقاومت سیم پیچی اولیه و ثانویه را 5Ω در نظر بگیرید. ضریب بازده ترانس حاصل را حساب کنید.

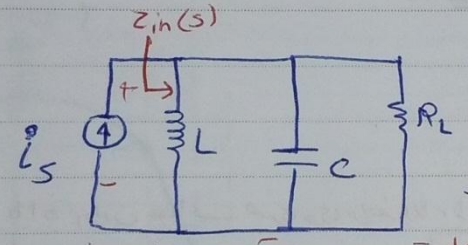
$r_1 = r_2 = 5\Omega$ و $R_S = 50\Omega$ و $R_L = 100\Omega$ ، $n = ?$

PASHA

مدارات کوپلینگ باند باریک :

همه‌ی آنها قابلیت مدل شدن با مدار تشدید موازی یا سری را دارند؛
همه آنها قابلیت تبدیل شدن به مدار RLC موازی را دارد. چون رفتار RLC موازی را قبلاً بررسی کردیم به این مدار تبدیل می‌کنیم.

تحلیل مدار RLC موازی :



$$H(s)=\frac{V_o(s)}{I_s(s)}=Z_{in}(s)$$

ولتاژ در سر R_L (V_o) همان ولتاژ در سر منبع است

برای بدست آوردن ولتاژ در سر منبع باید امپدانس دیده شده از منبع را بدست آوریم

$$Z_{in}(s)=\frac{1}{Cs+\frac{1}{R_L}+\frac{1}{Ls}}=\boxed{\frac{s\frac{1}{C}}{s^2+\frac{1}{R_LC}s+\frac{1}{LC}}}$$

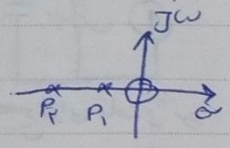
سه صفر

یک صفت مخرج

$\times s$ $\div C$ برای ساده شدن می‌کنیم

$s=0$ صفر تابع تبدیل و قطب‌ها برابرند با :

$$s_1,s_2=\left(\frac{-1}{2RC}\right)^2\pm\sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2-\frac{1}{LC}}$$



قطب‌ها حقیقی و منفی‌اند

$$\text{if } \left(\frac{1}{2RC}\right)^2>\frac{1}{LC}$$

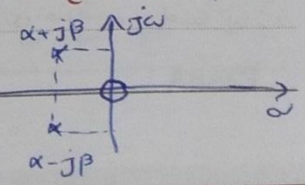
اگر ارزش‌های مدار RLC طوری انتخاب شوند که رابطه بالا برقرار شود در نتیجه‌ی مدار رفتار مدار کوپلینگ باند عریض را خواهد داشت.

$$\text{else}\quad s_1,s_2=-\left(\frac{1}{2RC}\right)\pm j\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{1}{2RC}\right)^2}\equiv\alpha\pm j\beta$$

قطب‌های مزدوج مختلط

ضریب تضعیف α $=\frac{1}{2RC}$

قسمت حقیقی



ثابت فاز $\beta=\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{1}{2RC}\right)^2}=\sqrt{\omega_0^2-\alpha^2}$

قسمت موهومی

PASHA

وقتی قطبها مزدوج مختلط هستند یعنی در مدار تشدید یا رزونانس اتفاق افتاده

فرکانس تشدید: ترکیب سری سلف و خازن ← اتصال کوتاه

و بالعکس ← اتصال باز

فرکانس تشدید

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{j\omega \frac{1}{C}}{\omega_0^2 - \omega^2 + \frac{1}{RC} j\omega}$$

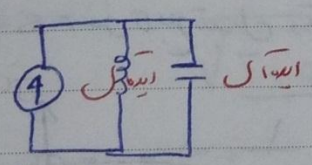
با انجام دادن عملیات ساده‌ی روی رابطه بالا، رابطه پایین بدست می‌آید.

$$\boxed{Z_{in}(j\omega) = \frac{R}{1 + jQ_T \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}}}$$

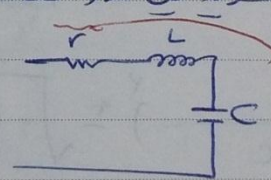
ضریب کیفیت

ضریب کیفیت معیاری است از میزان تلف توان در مدار تشدید.

عملاً یک مدار تشدید یک مدار RLC است



هیچ توانی تلف نمی‌شود



در عمل سلف و خازن ایده‌آل نداریم

ضریب کیفیت مدار تشدید (تلف)

$$Q_T = \frac{\text{انرژی ذخیره شده در مدار}}{\text{توان تلف شده در آن}} \times 2\pi$$

معیاری است از میزان تلف توان در مدار تشدید

به فرم انرژی الکتریکی در خازن ذخیره می‌شود

$$Q_T = 2\pi \frac{W_e + W_m}{P_{Loss}} = \boxed{\frac{R_L}{\omega_0 L} = \omega_0 \frac{RC}{L}}$$

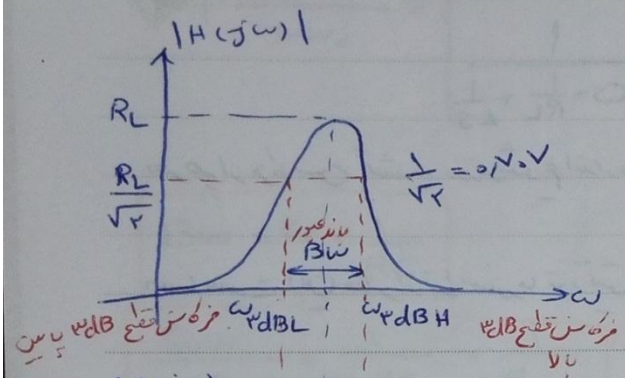
توان اهمی تلف شده در مقاومت

به فرم انرژی مغناطیسی در سلف ذخیره می‌شود

$Q_T = \infty$ برای مدار تشدید ایده‌آل

در امتحان سؤال تشریحی کوچیکی دمآ لر خواهیم داشت

Year: Month: Date: 4/11 NOTE BOOK

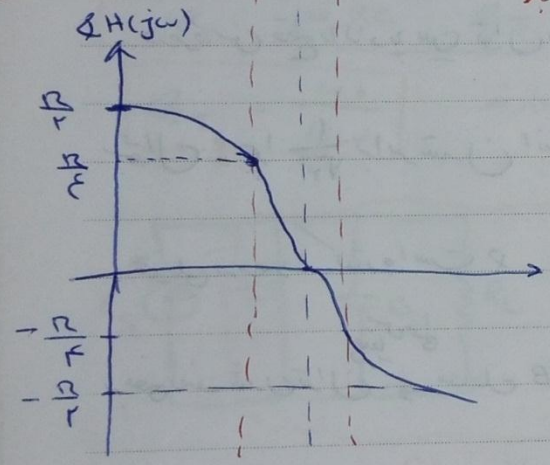


خودا رداشته و فاز تابع تبدیل :

$$\text{Band width} = \omega_{3dBH} - \omega_{3dBL}$$

باند عبور

پهنای باند



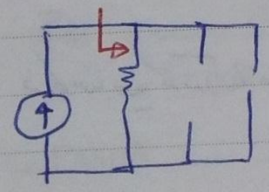
دامنه تابع تبدیل

$$|Z_{in}(j\omega)| = \frac{R_L}{\sqrt{1 + Q_T^2 \frac{(\omega^2-\omega_0^2)^2}{\omega_0^2\omega^2}}}$$

فاز تابع تبدیل

$$\measuredangle Z_{in}(j\omega) = \overset{\text{فاز صفر است}}{0} - tg^{-1} Q_T \frac{\omega^2-\omega_0^2}{\omega\omega_0}$$

در فرکانس تشدید، سلف و خازن اثرهم را خنثی می کنند و اسپیدانس دیده شده از جانب منبع برابر اسپیدانس مدار می شود.



در فرکانس تشدید جمله دوم در مخرج $Z_{in}(j\omega)$ از بین می رود

یعنی $\omega = \omega_0$

PASHA

$$Z_{in}(s) = \frac{V_o}{I_s} = \frac{1}{Cs + \frac{1}{RL} + \frac{1}{Ls}}$$ در فرکانس تشدید

هرچه از فرکانس تشدید دورتر شویم اندازه تابع تبدیل ولتاژ خروجی کمتر خواهد شد.

حساسیت این مدار از ترانسفورماتور بیشتر است.

در فرکانس قطع بالا و پایین توان نصف می‌شود و اندازه تابع تبدیل برابر $\frac{1}{\sqrt{2}}$ می‌شود.

سؤال: چرا $\frac{1}{\sqrt{2}}$ برابر شدن اندازه تابع تبدیل معادل نصف شدن توان

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{1}{2} P_{قبلی}$$ تحویلی به مصرف کننده است؟

به معنی نصف شدن توان در مقیاس خطی → معادل $3dB$ افت در مقیاس لگاریتمی بر حسب dB $\xrightarrow{} \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ نسبت ولتاژ

✓ فرکانس‌هایی که اگر در این محدوده نباشد از مدار عبور نمی‌کند یعنی خروجی را صفر می‌کنیم.

✓ کارکرد مدارات الکتریکی تا حاصلی قابل قبول است که توان از نصف ماکزیمم کمتر نشود

$$\omega_{3dB}L < \omega < \omega_{3dB}H \longrightarrow V_o = 0$$

بدست آوردن پهنای باند RLC در فرکانس تشدید:

$$Z_{in}(j\omega) = \frac{RL}{1 + jQ_T \underbrace{\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}}_{\sqrt{1+(\pm 1)^2}}} \longrightarrow \frac{R}{\sqrt{2}}$$

فرکانس‌هایی که در آن‌ها مقدار هلبه دم مخرج مساوی ± 1 شود فرکانس قطع هستند.

$$Q_T \frac{\omega^2-\omega_0^2}{\omega\omega_0} = \begin{cases} -1 & \omega_{3dB\,L} \\ 1 & \omega_{3dB\,H} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \omega_{3dBH}-\omega_{3dBL}=2\alpha \\ \omega_{3dBH}\cdot\omega_{3dBL}=\omega_0^2 \end{cases}$$

$$\boxed{BW = 2\alpha = \frac{1}{RC}}$$

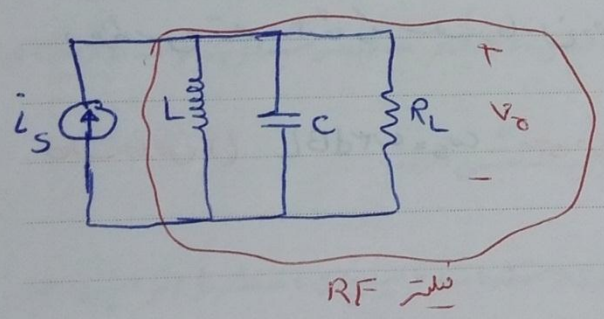
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{3dBH}\cdot\omega_{3dBL}}$$

$$\boxed{\frac{BW}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{Q_T}}$$

$$\boxed{Q_T = \frac{\omega_0}{BW}}$$

پهنای باند و ضریب کیفیت رابطه عکس دارند

مسأله:

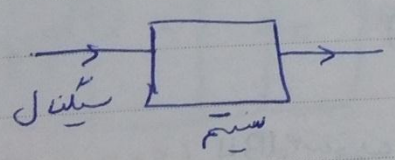


مثلاً فیلتر RF ای است که در ورودی یک

$$i_s = I_m \cos(\omega_s t + \theta)$$

$$V_o = ?$$

پهنای باند سیگنال مطلوب $B.W$ < پهنای باند مدار $B.W$



فیلتر باید طوری طراحی شود که سیگنال مطلوب را عبور دهد و نامطلوب را میرنده‌هد و این به پهنای باند مربوط است.

$$Z_{in} = \frac{R}{1+jQ_T\frac{\omega^2-\omega_0^2}{\omega\omega_0}} = |Z_{in}(j\omega)| \angle Z_{in}(j\omega)$$

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ Q_T = \omega_0 RC \end{cases}$$

Year: Month: Date:

NOTE BOOK

فاز ولتاژ خروجی

$$V_o(j\omega) = |Z_{in}(j\omega)| \times I_m \cos(\omega_s t + \theta + \angle Z_{in}(j\omega))$$

اندازه ولتاژ خروجی $V_o = V_m \cos(\omega_s t + \angle V_o)$

به ازای مقادیر خاصی از فرکانس منبع بدون محاسبه اندازه و فاز تابع تبدیل مشخص می‌گردد

فرض می‌کنیم منبع یک منبع سینوسی تک فرکانس است.

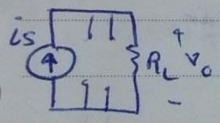
حالت خاص ۱)

فرکانس تشدید — فرکانس منبع

$$\omega_s = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

یک خاصیت از سیستم — یک خاصیت از سیگنال

$$Z_{in}(j\omega) = R_L$$



$$V_o(t) = R_L I_m \cos(\omega_s t + \theta)$$

در فرکانس تشدید انرژی که سلف و خازن وجود ندارند.

حالت خاص ۲) $\omega_s = \omega_{3dBL}$ یعنی فرکانس منبع با فرکانس قطع پایین برابر باشد

$$Z_{in} = \frac{R_L}{1-j1}$$

$$|Z_{in}(j\omega)| = \frac{R_L}{\sqrt{2}} \quad \angle Z_{in}(j\omega) = 0 - tg^{-1}(1) = \frac{+\pi}{4}$$

$$V_o(t) = \frac{R_L}{\sqrt{2}} I_m \cos(\omega_s t + \theta + \frac{\pi}{4})$$

حالت خاص ۳) $\omega_s = \omega_{3dBH}$

$$Z_{in} = \frac{R_L}{1+j1}$$

$$|Z_{in}(j\omega)| = \frac{R_L}{\sqrt{2}}, \quad \angle Z_{in}(j\omega) = 0 - tg^{-1}(1) = \frac{-\pi}{4}$$

PASHA

$$V_o(t) = \frac{R_L}{\sqrt{2}} I_m \cos(\omega_s t + \theta - \frac{\pi}{4})$$

فرق فرکانس قطع بالا و پایین در مقدار فاز است.

تمرین ۳) ثابت کنید اگر $\omega = k\omega_0$ باشد

$$\boxed{|Z_{in}(jk\omega_0)| = \frac{k}{(k^2-1)Q_T} \cdot R_L}$$

حالت خاص چهارم) $\omega_S = k\omega_0$ فرکانس منبع مضرب صحیحی از فرکانس تشدید باشد.

هرچه k بزرگتر شود یعنی از فرکانس تشدید دورتر شده ایم پس انتظار داریم دامنه رفته رفته تضعیف شود

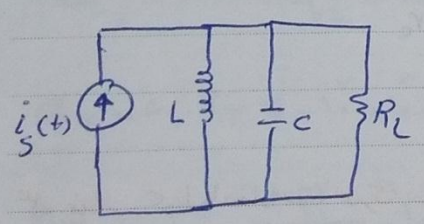
$$V_0(t) = \frac{K}{(k^2-1)Q_T} R_L I_m \cos\left(\omega_S t + \theta - \frac{\pi}{2}\right)$$

هرچه Q_T بیشتر باشد ← مخرج بزرگتر ← پهنای باند باریکتر ← زودتر سیگنال ناخواسته را از بین می برد

شیب افت تابع تبدیل به ضریب کیفیت بستگی دارد.

هرچه سیگنال دریافتی پهنای باند بیشتری داشته باشد باید پهنای باند مدار را افزایش دهیم.

تمرین ۴) ولتاژ خروجی و ضریب کیفیت را حساب کنید



$V_0 = ?$

$Q_T = ?$

$L = 1\,\mu H$

$C = 1\,nF$

$R_L = 1\,k\Omega$

$i_S(t) = 10(mA)\cos 10^7 t + 100\,mA \cos 5\times 10^7 t$

مدارات کوپلینگ باند باریک در آینده فصل تمرین تحویل گرفته می شود.

جلسه سوم

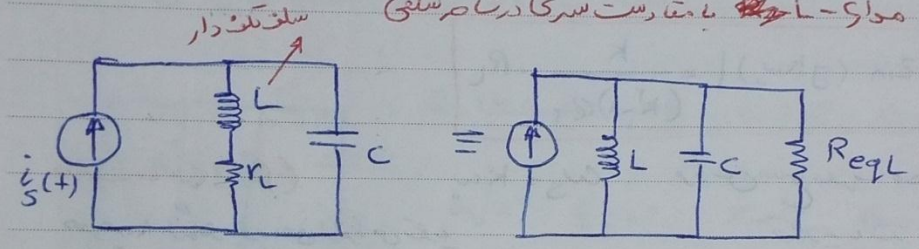
Year: Month: Date: NOTE BOOK

مدارات کوپلینگ باند باریک:

هر مدارات بالا قابلیت مدل شدن با RLC موازی را دارند.

پهنای باند و ضریب کیفیت با هم رابطه عکس دارند

۱- موازی - L با مقاومت سری در شاخه سلفی

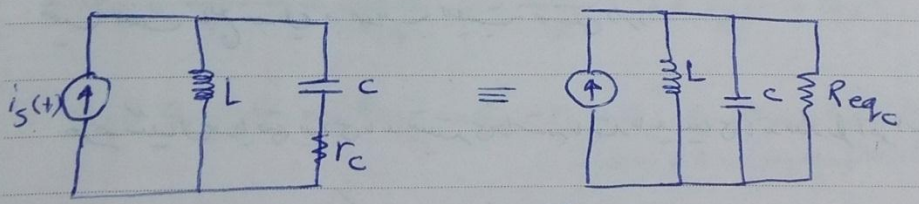


ضریب کیفیت $Q_L = \frac{\omega_0 L}{r_L}$ (مقاومت داخلی سلف) if $Q_L \geq 10$ $R_{eqL} = Q_L^2 \cdot r_L$ (مقاومت داخلی)

برای سلف و خازن عملی هم ضریب کیفیت تعیین می‌شود همان طور که برای مدارات تشدید تعیین می‌شود

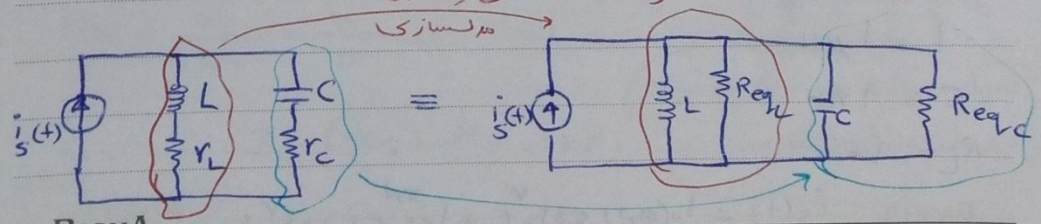
اگر ضریب کیفیت سلفمون به اندازه کافی بالا باشد می‌توان از مدار معادلش استفاده کرد

۲- مدار LC با مقاومت سری در شاخه خازنی



$Q_C = \frac{\omega_0 L}{r_C} = \frac{1}{\omega_0 r_C C}$ if $Q_C \geq 10$ $R_{eqC} = Q_C^2 \cdot r_C$

۳- مدار LC با مقاومت سری در شاخه سلفی و خازنی



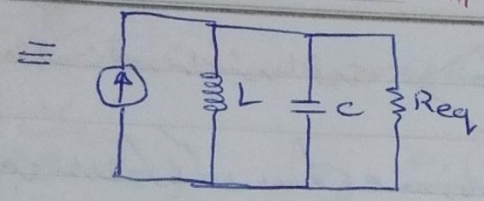
PASHA

if $Q_L, Q_C \geq 10$ $R_{eqL} = Q_L^2 \cdot r_L$ $R_{eqC} = Q_C^2 \cdot r_C$

Voice_۲۴:..

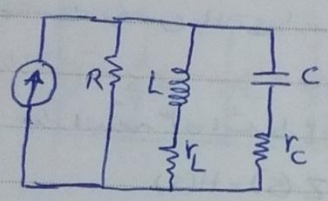
Year: Month: Date: ۹/۱

NOTE BOOK



$$R_{eq} = R_{eq_L} \parallel R_{eq_C}$$

مثال) در مدار شکل زیر ضریب کیفیت، پهنای باند، فرکانس تشدید و امپدانس ورودی مدار را حساب کنید



$R = 2k\Omega \quad L = 10\mu H \quad C = 1nF \quad r_L = r_C = 2.5\Omega$

$\omega_0 = ? \quad Q_T = ? \quad Z_{in} = ? \quad BW = ?$

حل) $Q_L = \dfrac{\omega_0 L}{r_L}$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-5} \times 10^{-9}}} = 10^7 \ rad/sec$$

فرکانس تشدید زاویه‌ای

10×10^{-14}

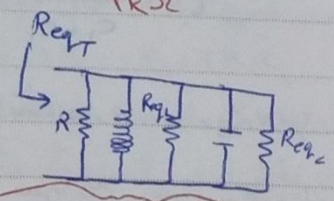
$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{r_L} = \frac{10^7 \times 10^{-5}}{2.5} = \frac{100}{2.5} = 40 = \frac{\omega_0 L}{r_C} = Q_C$$

$$Q_C , Q_L > 10 \Rightarrow R_{eq_L} = Q_L^2 \cdot r_L = Q_C^2 \cdot r_C = 1600 \times 2.5 = 4k\Omega$$

هر کدام از شاخه‌ها یک مقاومت ۴k توید می‌کند

$$R_{eq_T} = R \parallel R_{eq_L} \parallel R_{eq_C} = 2k\Omega \parallel \underbrace{4k\Omega \parallel 4k\Omega}_{2k\Omega} = 1k\Omega$$

$$Q_T = \omega_0 R_T C = 10^7 \times 10^3 \times 10^{-9} = 10$$



$$BW = \frac{\omega_0}{Q_T} = \frac{10^7}{10} = 10^6 \ rad$$

امپدانس ورودی مدار در فرکانس تشدید برابر است با مقاومت کل مدار

$$Z_{in}(j\omega_0) = R_T = 1k\Omega$$

PASHA

Year: Month: Date: NOTE BOOK

مدارات شبه ترانسفورماتوری :

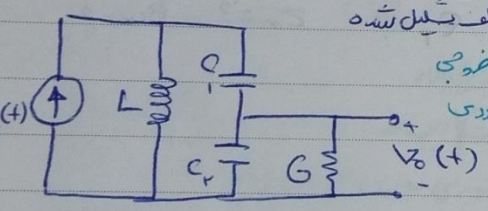
مدارات شبه ترانسفورماتوری خازنی

مدارات شبه ترانسفورماتوری سلفی

جزء مدارات کوپلینگ باند باریک هستند و با مدار RLC موازی مدل سازی می شود.
رفتاری شبیه ترانسفورماتور دارند ولی داخل مدار خبری از ترانسفورماتور وامتی نیست
می توانند تفکیک امپدانس انجام دهند در حالیکه پهنای باند باریکتری دارند نسبت به ترانسفورماتور
حساسیت به فرکانس بالاتری دارند و فیلتر خوبی هستند اما در همه حالات نمی توانند تفکیک امپدانس انجام دهند

مدارات شبه ترانسفورماتوری خازنی :

مدار از مرتبه ۳ می باشد و از ۲ خازن و یک سلف تشکیل شده



$$\frac{V_o(s)}{I_i(s)} = Z(s) = H(s)$$

خروجی / ورودی

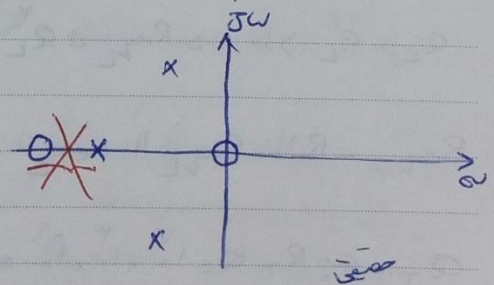
مرتبه مدار: مجموع سلف ها و خازن ها و مشاهده تعداد کات ست سلفی و حلقه خازنی

- در اینجا نه حلقه خازنی داریم و نه کات ست سلفی

$$H(s) = \frac{s\frac{1}{C}\left(s+\frac{G}{C_1+C_2}\right)}{s^3 + s^2\frac{G}{C_2} + s\frac{1}{LC} + \frac{G}{LC_1C_2}}$$

$$C = \frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$$

صفرها $\begin{cases} s=0 \\ s=\dfrac{-G}{C_1+C_2} \end{cases}$



۳ قطب داریم → ریشه مخرج از درجه ۳

۲ صفر داریم → ریشه صورت از درجه ۲

مخرج: یک قطب حقیقی / یک جفت قطب مزدوج مختلط

ریشه های مختلط همیشه زوج هستند پس در اینجا حتماً یک قطب حقیقی خواهیم داشت

اگر صفر و قطب از نظر مقدار خیلی به هم نزدیک باشند می توانند اثرشان را خنثی کنند

PASHA

و می توان صرف نظر کرد. یعنی مدار به مدار مرتبه ۲ تبدیل می شود شامل یک صفر و یک جفت قطب مزدوج

مثل صفر قطب‌های مدار RLC موازی. پس اگر صفر قطب به هم نزدیک باشند می‌توان یک مدار مرتبه ۳ را به مرتبه ۲ تقریب زد البته توام با خطا خواهد بود

Year: Month: Date: NOTE BOOK

ضریب کیفیت مدار تشدید یا مدار تانک

$Q_T > 10$

مدار تانک

$nQ_T Q_E \geq 100$

نزدیک بودن صفر و قطب به همدیگر یعنی اینکه این ۲ شرط برقرار باشند از نظر ریاضی:

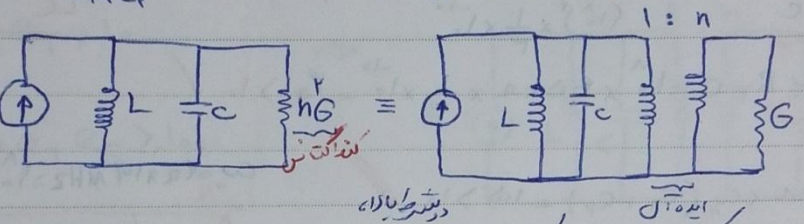
$$Q_T = \omega_0 R_{eq} C = \frac{\omega_0 C}{G_{eq}}$$

$$\boxed{Q_E = \frac{\omega_0 (C_1 + C_2)}{G}}$$

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

Q_E از نظر ساختار شبیه ضریب کیفیت است اما تعبیر فیزیکی ندارد

مدار شبه ترانسفورماتور خازنی



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

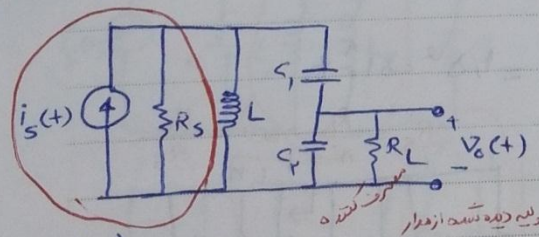
اگر روابط ضریب کیفیت و مدار تانک برقرار باشد این دو مدار معادل می‌شوند و با مدار شبه ترانسفورماتوری خازنی هم معادل می‌شوند.

در $nQ_T Q_E \geq 20$ خطا کمتر از ۵٪ است

در $nQ_T Q_E \geq 100$ خطا کمتر از ۱٪ است ← می‌ارزد که مدار مرتبه ۳ را با مرتبه ۲ تقریب بزنیم.

مثال) در مدار شکل زیر C_1، C_2، L را طوری تعیین کنید که مدار در فرکانس 16 MHz با پهنای باند 1.06 MHz در حالت تشدید قرار گیرد. در فرکانس تشدید مقدار ولتاژ خروجی را حساب کنید. مدار را طوری طراحی کنید که در فرکانس تشدید تطبیق اسپیدانس اتفاق بیفتد

منبع جریان با مقاومت داخلی



$R_L = 1k\Omega$, $R_s = 9k\Omega$

$f_0 = 16\,MHz$ $BW = 1.06\,MHz$

برای تطبیق باید $\frac{R_L}{n^2 C} = R_s$ باشد ← اسپیدانس اولیه دیده شده از مدار

کوتاه کنید

حل)

برای تطبیق اسپیدانس باید ← $n = \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} = \sqrt{\frac{1k\Omega}{9k\Omega}} = \frac{1}{3} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ← از قبل

کل مقاومت مدار از دید منبع

$$R_T = \underbrace{9k\Omega}_{R_s} \parallel \underbrace{9k\Omega}_{\frac{R_L}{n^2}} = 4.5k\Omega$$

$$BW = \frac{1}{R_T C} = (\underbrace{2\pi}_{rad} \times 1.06 \times 10^6) = \frac{1}{4.5 \times 10^3 \times C} \Rightarrow \boxed{C = \frac{100}{3} pF}$$

PASHA

چون $n<1$ همیشه $R_L < \frac{R_L}{n^2}$ یعنی اتصال R_L از ثانویه به اولیه همیشه بزرگتر می‌شود

R_L انعکاس یافته

$$\begin{cases} C = \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2} = \frac{100}{3}\,pF \\ n = \frac{C_1}{C_1+C_2} = \frac{1}{3} < 1 \end{cases} \qquad \begin{cases} C_1 = \left(\frac{1}{n}-1\right)C_2 = 50\,pF \\ C_2 = \frac{C}{n} = 100\,pF \end{cases}$$

همیشه $=5$

تقویت ترانسفورماتوری $\frac{R_L}{n^2} > R_L$

این مدارات زمانی کاربرد دارند که تطبیق امپدانس ایجاد کنند که $R_L < R_S$ باشد.

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \Rightarrow L = \frac{1}{(10^8)^2 \times \frac{1}{3}\times 10^{-10}} = 30\,\mu H \qquad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

با محاسبه ولتاژ خروجی

$$Q_T = \omega_0 R_T C = 10^8 \times 4.5\,k\Omega \times \frac{1}{3}\times 10^{-10} = 30 > 10 \checkmark$$

$$Q_E = 1\,k\Omega \times \omega_0 (C_1+C_2) = 15 > 10 \checkmark$$

$$n\,Q_T\,Q_E = \frac{1}{3}\times 30 \times 15 = 150 > 100 \checkmark$$ برقرار

$\omega_0 = 2\pi \times 16\,MHz = 10^8\ rad/sec$

با چک کردن شرایط و فهم که مدلسازی مدار مدلسازی خوبی است

$$V_{o_1} = R_T\, i_S(t)$$

$$i_S(t) = 10\,mA \cos 10^8 t$$

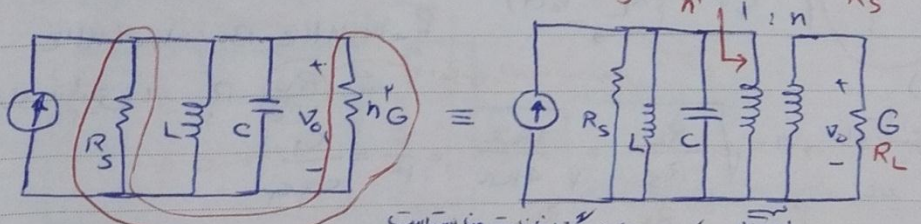
فرکانس تشدید مدار و فرکانس منبع باهم برابرند $\omega = \omega_0$

فرض مطالب جلسه قبل دقت ۱ است

$$V_{o_1} = 4.5\times 10^3 \times 10\,mA \cos 10^8 t = 45\,V \cos 10^8 t$$

$$V_o(t) = n V_{o_1} = \frac{1}{3}\times 45\,V \cos 10^8 t = 15\,V \cos 10^8 t$$

$$R_S = \frac{R_L}{n^2} \Rightarrow n^2 = \frac{R_L}{R_S}$$



ایده‌آل

که برای حالت بیگانی ناخواسته هنا بهتر است

PASHA

مدار تقویت ترانسفورماتوری

R_T

یک مدار تانک باریک است که جهت در $R_L < R_S$ تطبیق می‌شود و امکان بزرگ و سنتیلن ترانسفورماتور در داخلش استفاده شده

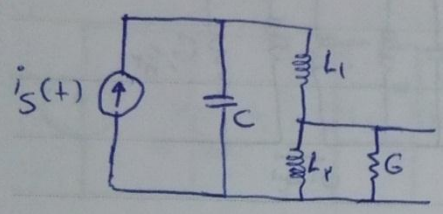
اما ترانسفورماتور یک مدار کوپلینگ باند عریض است که در هر دو حالت $R_L < R_S$ و $R_L > R_S$ پیچیده می‌شود (تطبیق می‌شود)

مدارات کوپلینگ باند باریک (شبه ترانسفورماتوری خازنی) فیلترهای خوبی هستند و پهنای باند باریکی دارند
اما قادر به تطبیق امپدانس در هر دو جهت نیستند در مقایسه با ترانسفورماتورها.

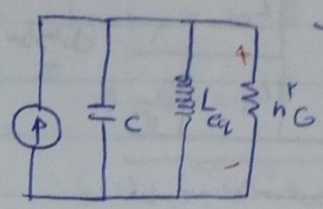
۱:۱۰:۴۰

Voice1 Year: Month: Date: NOTE BOOK

مدارات شبه ترانسفورماتوری سلفی: از دو سلف و یک خازن ساخته می‌شود



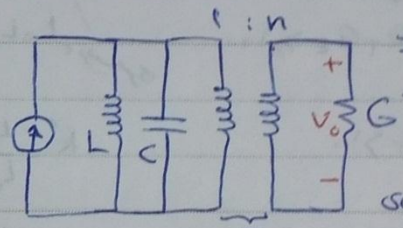
≡



مدار معادل مرتبه ۳ است که قابل تبدیل به مدار معادل مرتبه ۲ می‌باشد

$$\begin{cases} Q_T > 10 \\ n Q_T Q_E \geq 100 \end{cases} \Rightarrow$$

≡



اگر شرایط برقرار باشد می‌توان یکی از قطب‌های خرج را با ضوابط صورت از بین برد و مدار معادل مرتبه ۲ تقریب زد.

$n < 1$

$$\boxed{n = \frac{L_2}{L_1 + L_2}} \qquad L_{eq} = L_1 + L_2$$

$$Q_T = \omega_0 R_T C = \frac{\omega_0 C}{n^2 G}$$

ضریب کیفیت مدار تانک

G_T که اینجا بین فشل شده

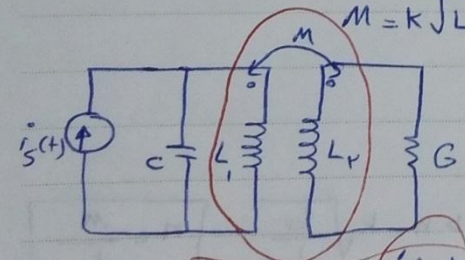
$$Q_E = \frac{L_1 + L_2}{\omega_0 G L_1 L_2}$$

زمانی تطبیق امپدانس میسر است که $R_s > R_L$

R_L باید مقدار انتقال بزرگتر شود و به R_s برسد. مقایسه بین مدار شبه ترانسفورماتوری خازنی و ترانسفورماتور در مورد شبه ترانسفورماتور سلفی نیز برقرار است.

مدار شبه ترانسفورماتوری:

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



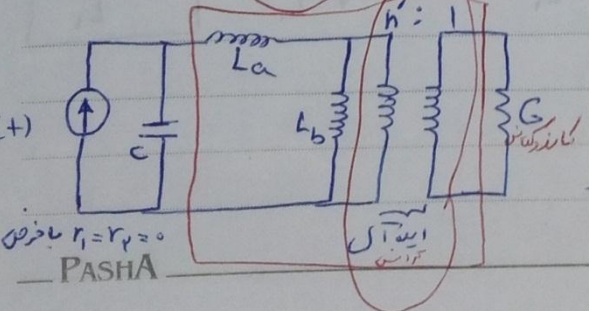
از ترکیب ترانسفورماتور و مدار کوپلینگ باند باریک ایجاد می‌شود

در مدار تشبیه

$$L_a = (1 - k^2) L_1$$

بجای سلف RL موازی یک ترانس واقعی می‌نشیند

$$L_b = k^2 L_1$$

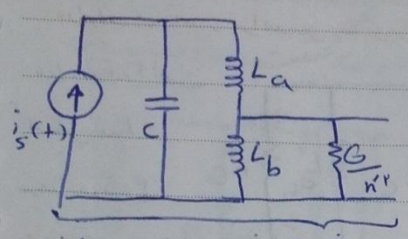


$$n' = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

$r_1 = r_2 = 0$ با فرض

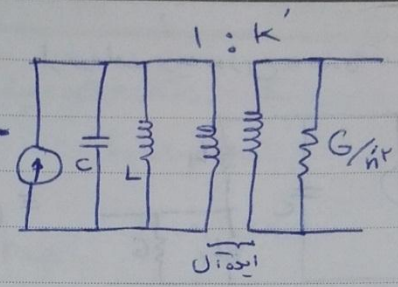
چون G رسانایی است در انتقال از ثانویه به اولیه بجای ضرب تقسیم می‌شود

PASHA



مدار شبه ترانسفورماتوری سلفی

مدار معادل ≡

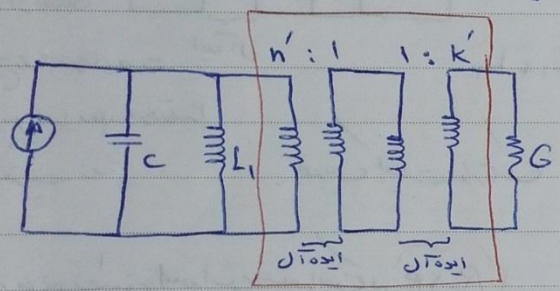


با فرض $nQ_TQ_E \geq 100$

$L = L_a + L_b = (1-k^2)L_1 + k^2L_1 = L_1$ ترکیب سری

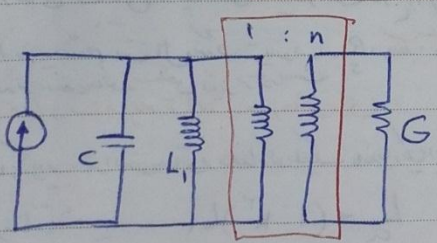
$Q_T > 10$

$$k' = \frac{L_b}{L_a+L_b} = \frac{k^2L_1}{L_1} = k^2$$



ترانس ایده آلی را که حذف کرده بودیم سر جایش برمی گردانیم و G را به ثانویه اش می بریم یعنی $n'^2 \times \frac{G}{n'^2}$ می شود

دو ترانس سری می شود

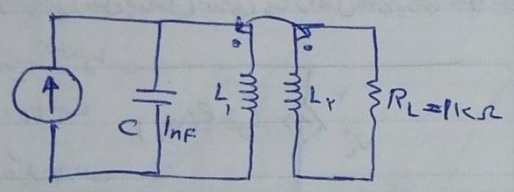


$$n^2 = \frac{k'^2}{n'^2} = \frac{k^4}{k^2\frac{L_1}{L_2}} = k^2\frac{L_2}{L_1} \Rightarrow n = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \qquad \boxed{n = \frac{M}{L_1}}$$

پایان فصل ۱ هفته بعد تحویل تمرین های فصل ۱ و کوییز از فصل ۱ خواهیم داشت

Year: Month: Date: ۱۲/۱۱ NOTE BOOK

تمرین) در مدار شکل زیر ولتاژ خروجی پیشای باند و ضریب کیفیت مدار را محاسبه کنید.



$L_1 = 10\mu H = L_2$

$M = 0.5\mu H$

$i_s(t) = 10^{mA} \cos 10^7 t + 100^{mA} \cos 3\times 10^7 t$

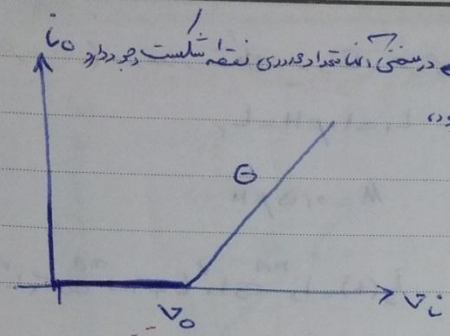
PASHA

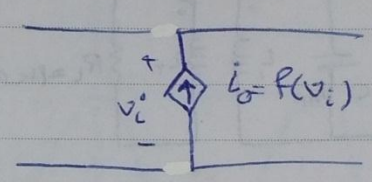
Year: Month: Date: NOTE BOOK

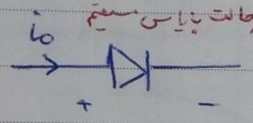
فصل دوم — جلسه چهارم

منبع تکه‌ای خطی با یک نقطه شکست ← در منحنی آنها تعدادی نقطه شکست وجود دارد

موضوع این فصل پیرامون بررسی رفتار المان های غیرخطی مثل دیود، ترانزیستور bjt و FET و هر کدام از این المان ها







در حالت بایاس مستقیم اگر ولتاژ آستانه < ولتاژ اعمالی

$$i_o = \begin{cases} 0 & V_i < V_o \\ G(V_i - V_o) & V_i \geq V_o \end{cases}$$

منبع جریان کنترل شده با ولتاژ در نظر می‌گیریم و رابطه میان این عناصر یک مشخصه غیرخطی است

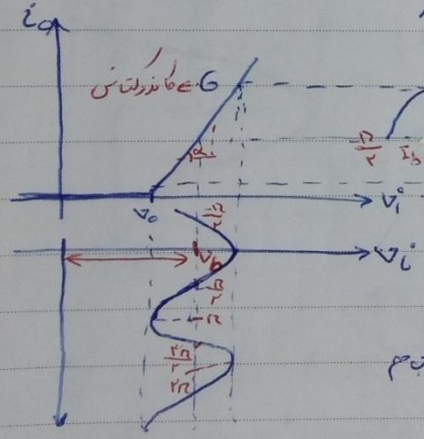
منابع غیرخطی ← منابع تکه‌ای خطی
← منابع بطور کلی غیرخطی

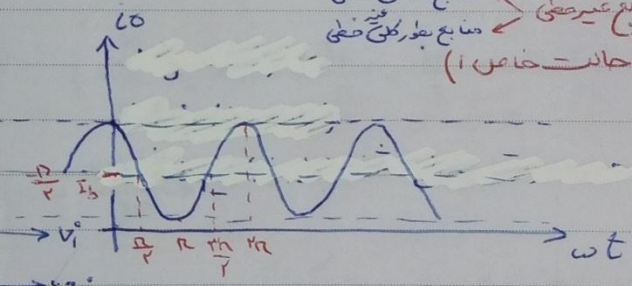
حالت خاص ۱)

$$V_i = V_b + V_1 \cos\omega t$$

V_b ← DC ولتاژ بایاس

V_1 ← موج سینوسی





از یک قطعه غیرخطی با ولتاژ بایاس مناسب توانستیم رفتار خطی بگیریم. ورودی (V_i) سینوسی است و در خروجی هم (i_o) سینوسی گرفتیم

$V_{i\,min}$

$$V_b - V_1 \geq V_o$$

$$V_b \geq (V_1 + V_o)$$

همواره در قسمت خطی مشخصه قرار خواهیم داشت

DC مولفه

$$\Rightarrow i_o = I_b + I_1 \cos\omega t$$

$$I_b = (V_b - V_o)G$$

جریان DC

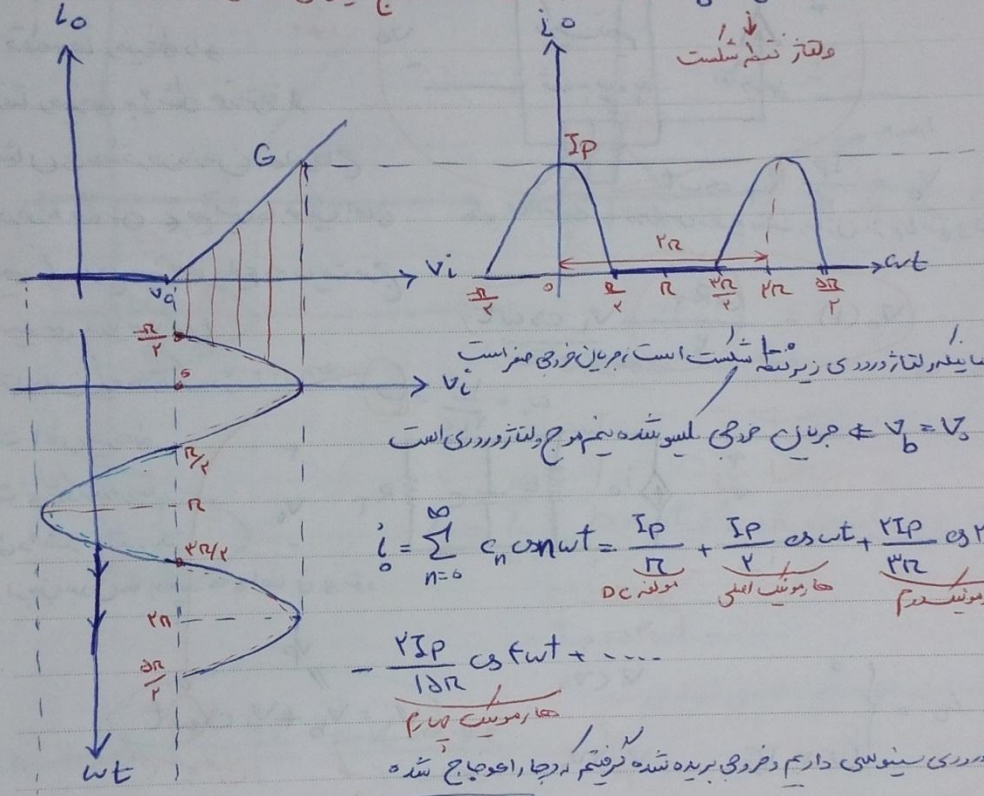
$$\boxed{I_1 = GV_1}$$

قطعه غیرخطی به صورت خطی رفتار می‌کند.

دامنه جریان AC خروجی

PASHA

حالت خاص ۲) $V_b = V_0$ ← ولتاژ بایاس DC که موج سینوسی روی آن سوار است



زمانیکه ولتاژ ورودی زیر نقطه شکست است، جریان خروجی صفر است

$V_b = V_0$ ⇐ جریان خروجی یکسو شده نیم موج ولتاژ ورودی است

$$i_0 = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \cos n\omega t = \underbrace{\frac{I_P}{\pi}}_{\text{مولفه DC}} + \underbrace{\frac{I_P}{2}\cos\omega t}_{\text{هارمونیک اصلی}} + \underbrace{\frac{2I_P}{3\pi}\cos 2\omega t}_{\text{هارمونیک دوم}}$$

$$- \underbrace{\frac{2I_P}{15\pi}\cos 4\omega t}_{\text{هارمونیک چهارم}} + \cdots$$

ورودی سینوسی داریم و خروجی بریده شده گرفتیم که دچار اعوجاج شده

$$\boxed{I_P = G V_1}$$

پیک جریان خروجی

$$(\cancel{V_b} + V_1 - \cancel{V_0})\, G = I_P$$

اعوجاج: به هم ریختن شکل موج ما در عبور از این قطعه یا مدار غیر خطی را اعوجاج می گویند

در تأثیر اعوجاج از نظر فرکانسی روی عنصر غیر خطی بر روی جریان خروجی بسط سری فوریه می نویسیم

تبدیل یا بسط فوریه: هر تابع پریودیک یا غیر پریودیک می توان بصورت یک ترکیب خطی از بی نهایت موج سینوسی نوشت

رفتار غیر خطی ←
- ۱- اعوجاج ← به هم ریختن شکل موج (اثر حوزه زمان)
- ۲- پیدایش هارمونیک های اضافی (حوزه فرکانس)

تابعی که برایش بسط سری فوریه می نویسیم مستلزم این است که پریودیک، متناوب و با در نظر گرفتن فرکانس تکرار تابع، خروجی بسط بصورت یک ترکیب خطی از سینوسی هایی برابر با فرکانس تکرار تابع، ۲ برابر فرکانس تکرار، ۳ برابر ... + مولفه DC

هارمونیک اصلی — هارمونیک دوم

PASHA

Year: Month: Date: NOTE BOOK

مدار تانک

فیلتر باند باریک تنظیم شده به فرکانس ω_0

v_i — افزاره خطی

v_o

I_{peak}

$$v_o = \frac{I_p}{2} R_T \cos\omega t$$

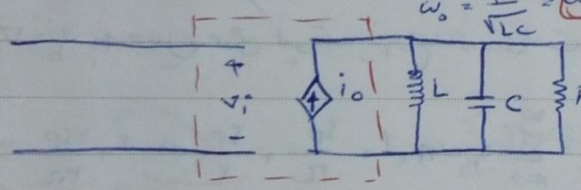
مدار RLC موازی ← در فرکانس تشدید سلف و خازن اثرهم را خنثی می کنند

$$v_o(t) = \frac{G R_T}{2} v_i \cos\omega t$$

ولتاژ سینوسی دستی

Voice2-t5

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega$$



$$i_o = \begin{cases} 0 & v_i < v_o \\ (v_i - v_o)G & v_i > v_o \end{cases}$$

$$v_i = \underbrace{v_b}_{\text{ولتاژ بایاس}} + v_i \cos\omega t$$

v_p

موج سینوسی

بین ولتاژ ورودی و خروجی رابطه خطی برقرار است

$$v_o(t) = 0 + \frac{I_p}{2} R_T \cos\omega t + 0$$

به ازای مولفه اول

$$\omega = k\omega_0 \qquad |Z_{in}(jk\omega_0)| = \frac{k^2}{(k^2-1)Q_T} \cdot R_T$$

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

$$\frac{4}{15 Q_T}$$

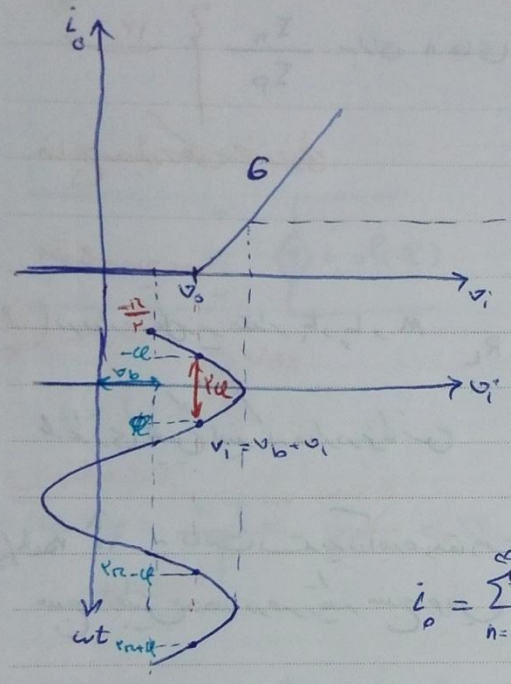
با قرار دادن یک فیلتر در خروجی می توان هارمونیک های اضافی را از بین برد. یعنی رفتار غیر خطی را به خطی تبدیل کرد.

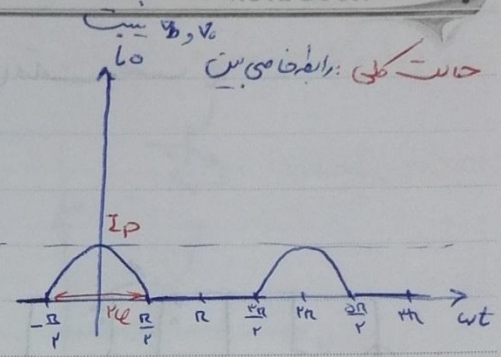
PASHA

اعوجاج ← پیدایش بی نهایت هارمونیک اضافی

Voice2: 43:...

Year: Month: Date: ۱۴۱۱ NOTE BOOK





حالت کلی: رابطه خاصی بین

جریان خروجی یک تسلسل از پالس های توک سینوسی است.

$$i_o = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega t = \overbrace{I_0}^{DC} + \overbrace{I_1 \cos\omega t}^{\text{هارمونیک اصلی}} + \overbrace{I_2 \cos 2\omega t}^{\text{هارمونیک دوم}} + \overbrace{I_3 \cos 3\omega t}^{\text{هارمونیک سوم}} + \cdots$$

بی نهایت هارمونیک اضافی تولید می شود.

دامنه مولفه DC $I_0 = \frac{I_p}{\pi} \frac{\sin\varphi - \varphi\cos\varphi}{1-\cos\varphi} \rightsquigarrow \frac{I_0}{I_p}$ نرمالیزه شده به جریان پیک دامنه جریان خروجی

دامنه هارمونیک اصلی $I_1 = \frac{I_p}{\pi} \frac{\varphi - \cos\varphi \sin\varphi}{1-\cos\varphi} \rightsquigarrow \frac{I_1}{I_p}$

دامنه هارمونیک nام $I_n = \frac{2I_p}{\pi} \frac{\cos\varphi \sin n\varphi - n\sin\varphi\cos n\varphi}{n(n^2-1)(1-\cos\varphi)} \rightsquigarrow \frac{I_n}{I_p}$

$n \geq 2$

جریان پیک خروجی $I_p = G(v_b + v_1 - v_o)$

طبق تعریف $v_o - v_b \triangleq v_n$ ← ولتاژ نقطه اتصال

ولتاژ بایاس

$v_b + v_1 \cos\varphi = v_o \Rightarrow \cos\varphi = \frac{v_o - v_b}{v_1}$ (ωt)

$$\boxed{I_p = G(v_1 - v_n)}$$

بازه هدایت 2φ

PASHA

زاویه هدایت $\boxed{\varphi = \cos^{-1}\frac{v_n}{v_1}}$

مهم ۱۲۰ $\frac{I_n}{I_p}$ برای n های مختلف برحسب Q

منابع سلطه کنترل شده

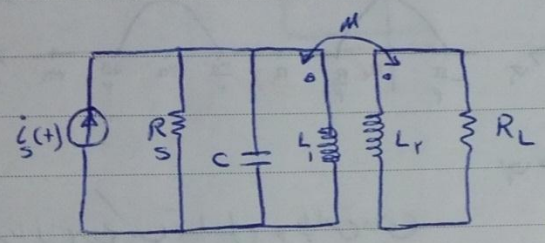
تمرین) در مدار شکل زیر مقدار پارامتر M

را طوری تعیین کنید که مدار در فرکانس

10^8 rad/sec به حالت تشدید درآمده و مقاومت بار را به مقاومت

منبع تغییر دهد در صورتیکه منبع جریان ورودی به فرم

$i_s(t) = 100\ mA \cos 3\times10^8 t$ باشد ولتاژ خروجی را محاسبه کنید



$R_s = 4k\Omega$

$R_L = 1k\Omega$

$C = 100\ pF$

$k = 0.8$

$V_o = ?$

$BW = ?$

$Q_T = ?$

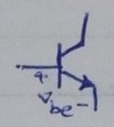
$L_1, L_2, M = ?$

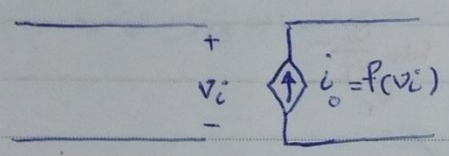
جلسه ششم :

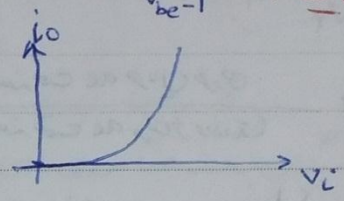
Year: Month: Date: ~~[illegible]~~ ۱۵/۱۱ NOTE BOOK

منابع بطور کلی غیر خطی :

مشخصه عبوری :







جریان اشباع معکوس

$$i_o = I_S e^{\frac{v_i}{V_T}} \quad (v_i = V_{BE})$$

$$i_D = I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

ثابت بولتزمان

درجه حرارت

$$V_T = \frac{kT}{q} \simeq 26\ mV$$ ولتاژ آستانه — در دمای اتاق — به کلوین

بار الکترون

$$v_i = \underbrace{V_b}_{\text{ولتاژ بایاس DC}} + V_1 \cos\omega t \Rightarrow i_o = I_S e^{\frac{V_b}{V_T}} e^{\frac{V_1}{V_T}\cos\omega t}$$

$$\boxed{x \triangleq \frac{V_1}{V_T} \quad \text{دامنه موج سینوسی}} \Rightarrow i_o = I_S e^{\frac{V_b}{V_T}} e^{x\cos\omega t}$$

$e^y \simeq 1+y$

$y \ll 1$

الف) تحلیل سیگنال کوچک ($x \ll 1$ یا $V_1 \ll 26mV$)

$$i_o = \underbrace{I_S e^{\frac{V_b}{V_T}}}_{I_{dc}} (1 + x\cos\omega t) = I_S e^{\frac{V_b}{V_T}} + \underbrace{I_S e^{\frac{V_b}{V_T}}}_{I_{dc}} x\cos\omega t$$

ثابت نسبت به زمان

$$i_o = I_{dc} + I_1 \cos\omega t$$

$$I_{dc} = I_S e^{\frac{V_b}{V_T}}$$ مؤلفه DC جریان خروجی

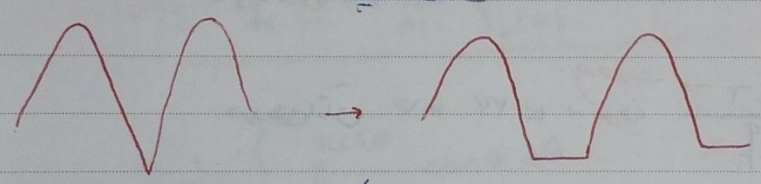
PASHA

$$i_{ac} = I_{dc}\frac{v_i}{V_T}\cos\omega t \quad v_{i\,ac}$$

$$i_{ac} = \frac{I_{dc}}{V_T} v_i \cos\omega t$$

$$g_{mc} \triangleq \frac{\text{دامنه مؤلفه ac جریان خروجی}}{\text{دامنه مؤلفه ac ولتاژ ورودی}} = \frac{I_{dc}\frac{v_i}{V_T}}{v_i}$$

$$g_{mc} = \frac{I_{dc}}{V_T}$$ بهره (کندکتانس انتقالی) سیگنال کوچک



حالت کلی: (با کنار گذاشتن فرض کوچک بودن سیگنال ورودی)

$$i_o = \underbrace{I_S e^{\frac{V_b}{V_T}}}_{\text{ثابت}} e^{x\cos\omega t} \neq (1 + x\cos\omega t)$$

بسط سری توریه

$$i_o = I_S e^{\frac{V_b}{V_T}}\left[I_0(x) + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n(x)\cos n\omega t\right]$$

تابع بسل پیشرفته از مرتبه n

مؤلفه DC — هارمونیک اصلی — هارمونیک دوم

$$i_o = I_{dc} + I_1\cos\omega t + I_2\cos 2\omega t + \cdots$$

$$I_{dc} = I_S e^{\frac{V_b}{V_T}} I_0(x)$$ مؤلفه dc جریان خروجی

$$i_o = \underbrace{I_S e^{\frac{V_b}{V_T}} I_0(x)}_{I_{dc}}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2I_n(x)}{I_0(x)}\cos n\omega t\right]$$

$$I_1 = \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} I_{dc}$$ دامنه هارمونیک اصلی (اوّل) جریان خروجی

$$I_2 = \frac{2I_2(x)}{I_0(x)} I_{dc}$$ دامنه هارمونیک دوم

⋮

بی نهایت هارمونیک اضافی تولید می شود.

در حالت سیگنال بزرگ عملاً خروجی دارای اعوجاج خواهد بود.

حالت کلی
$$\boxed{i_o = I_{dc}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t\right]}$$

$$I_n(x) \triangleq \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{x\cos\theta} \cos n\theta \, d\theta \qquad x = \frac{V_1}{V_T}$$

تابع بسل پیشرفته از مرتبه n با آرگومان x

ص ۷۴۵ جدول مقادیر توابع بسل

$$i_o = I_{dc} + I_1 \cos\omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t$$

$$I_1 = 2 I_{dc} \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$

$$v_i = V_b + V_1 \cos\omega t$$

$$x = \frac{V_1}{V_T} \rightarrow V_1 = x V_T$$

کندکتانس انتقالی سیگنال بزرگ

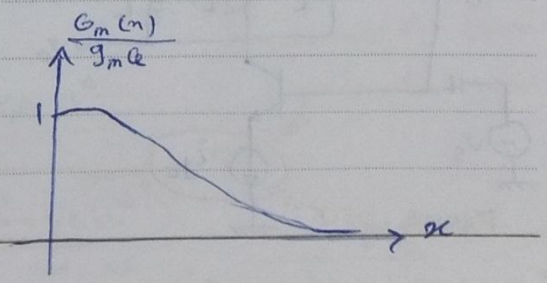
$$G_m(x) = \frac{\text{دامنه هارمونیک اصلی جریان خروجی}}{\text{دامنه قسمت ac ولتاژ ورودی}} = \frac{I_1}{V_1}$$ بهره

$$G_m(x) = \frac{2I_{dc}\frac{I_1(x)}{I_0(x)}}{\underbrace{V_1}_{xV_T}} = \underbrace{\frac{I_{dc}}{V_T}}_{g_{mQ}} \frac{2I_1(x)}{x I_0(x)}$$

$$G_m(x) = g_{mQ} \frac{2I_1(x)}{x I_0(x)}$$

$$\boxed{\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} = \frac{2I_1(x)}{x I_0(x)}}$$

در نقطه کار



PASHA

if $x \ll 1$ حالت سیگنال کوچک $\Rightarrow \begin{cases} I_0(x) \simeq 1 \\ I_1(x) \simeq \frac{x}{2} \\ I_n(x) \simeq \frac{(x/2)^n}{n!} \simeq 0 \quad n \geq 2 \end{cases}$

$\sin x \simeq x$

$x \ll 1$

$i_0 = I_{dc}\left[1 + \frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cos\omega t\right]$

$$\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} \simeq \frac{2}{x} \times \frac{x}{2} \simeq 1 \rightarrow \boxed{G_m(x) = g_{mQ}}$$

$x = \frac{v_1}{V_T}$ $V_T = 26mV$

به ازای $x \ll 10$:

$$I_0(x) = \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$$

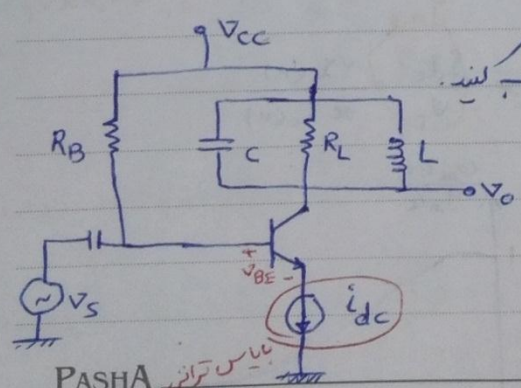
$$\lim_{x \to \infty} \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} = 2$$

$$i_0 = I_{dc}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} \cos n\omega t\right]$$

به سایت هارمونیک هم دارند

زمان غیرخطی { ۱ـ اعوجاج حوزه زمان
۲ـ هارمونیک اضافی حوزه فرکانس
تابعی از v_1

مثال) ولتاژ خروجی مدار شکل زیر را حساب کنید.



$V_{CC} = 10V$ $\quad V_S = 250mV\cos 10^7 t$

$i_{dc} = 2.6mA$

$R_L = 2K\Omega$

$C = 1nF$

$L = 10\mu H$

$v_0 = V_{CC} + \ldots$

بدون دبود میلیتر

$V_{BE} = V_{dc} + V_s$

$V_{BE} = V_{dc} + 250^{mV} \cos 10^{7} t$

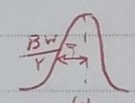
$i_e = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$

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

$I_{dc} = 2.4\,mA \qquad x = \frac{V_1}{V_T} = \frac{250^{mV}}{24^{mV}} = 9.4$

I_1 دامنه هارمونیک اصلی $= 2\frac{I_1(x)}{I_0(x)} \times I_{dc} \xrightarrow[x=9.4]{\text{از جدول}} 1.88 \times 2.4\,mA = 4.88\,mA$

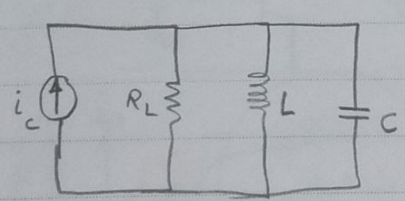
$I_2 = \frac{2I_2(x)}{I_0(x)} I_{dc} = 2.4^{mA} \times 1.4 = 4.14\,mA$



$\boxed{i_C = \alpha i_E}$

$i_C \simeq i_e = I_{dc} + 4.88^{mA} \cos 10^{7} t + 4.14^{mA} \cos 2\times 10^{7} t + \dots$

تحلیل فیلتر خروجی



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

$BW = \frac{1}{R_L C} = \frac{1}{2\times 10^{3} \times 10^{-9}} = 5\times 10^{5}$

$W_{3dBH} = \omega_0 + \frac{BW}{2} = 10^{7} + 2.5\times 10^{5}\ rad/sec$

هارمونیک دوم از تقیه هارمونیک های اضافی از فیلتر عبور نمی کنند.

$W_{3dBL} = W_0 - \frac{BW}{2} = 10^{7} - 2.5\times 10^{5}$

$10^{7} - 2.5\times 10^{5} < w < 10^{7} + 2.5\times 10^{5}$ → 1.025×10^{7}

$\omega_{3dBL} \qquad \omega_{3dBH}$

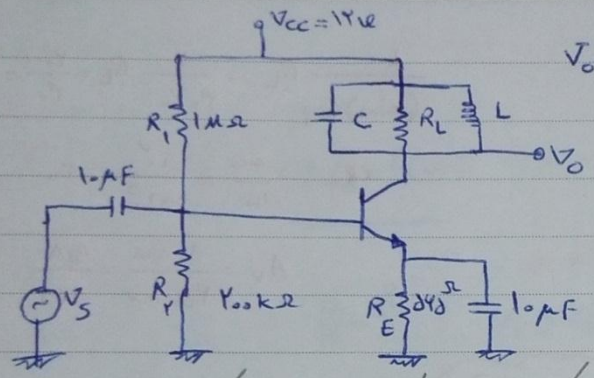
باند عبور فیلتر

PASHA

$V_0 = V_{cc} + I_1 R_L \cos\omega t = 10 + 4.88^{mA} \times 2^{KR} \cos 10^{7} t = \boxed{10 + 9.8 \cos 10^{7} t} + 8.8 \cos 2\times 10^{7} t$

بدون وجود فیلتر

تمرین) ولتاژ خروجی را محاسبه کنید. $V_o(t)=?$



$L = 1\mu H$

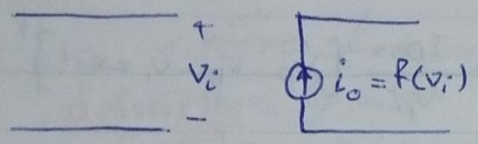
$C = 100\ pF$

$R_L = 1k\Omega$

$V_S = 240mV \cos 5\times10^{7} t$

باید تحلیل dc کنیم، جریان dc را حساب کنیم ← هارمونیک اصلی عبور خواهد کرد

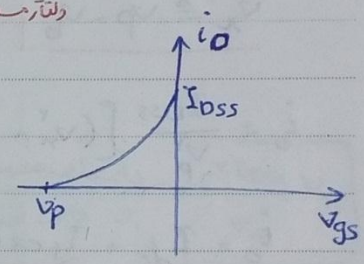
مشخصه قانون توان مجذور

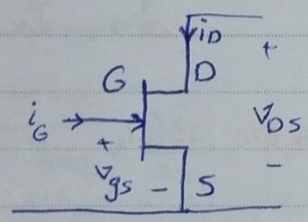


جریان درین سورس اشباع

ولتاژ مسدود شوندگی کانال

$$i_o = \begin{cases} I_{DSS}\left(1-\frac{v_i}{v_p}\right)^2 & v_i > v_p \\ 0 & v_i \le v_p \end{cases}$$

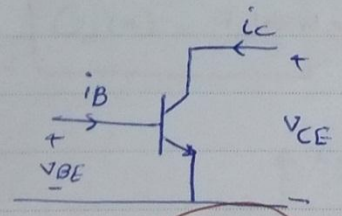


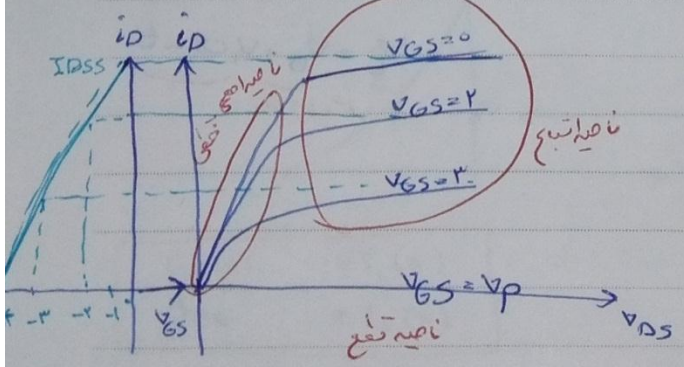


در مورد ترانزیستور FET عموماً کلکتور پایه خروجی است

جلسه ششم:

ترانزیستورهای بای پلار یا FET عناصر ۳ پایه هستند پس ۳ منحنی مشخصه داریم.





$v_i = v_b + v_1 \cos \omega t$

حالت خاص) همواره در ناحیه درجه ۲ مشخصه قرار داشته باشیم:

$$i_o = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}(V_P - V_i)^2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\Big[\overbrace{V_P - V_b}^{V_x} - V_1\cos\omega t\Big]^2$$

$$\frac{V_1^2}{2}(1+\cos 2\omega t)$$

$$V_x \triangleq V_P - V_b \;\Big|\; \rightarrow i_o = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\Big[V_x^2 + \overbrace{V_1^2\cos^2\omega t}^{\frac{V_1^2}{2}} - 2V_x V_1\cos\omega t\Big]$$

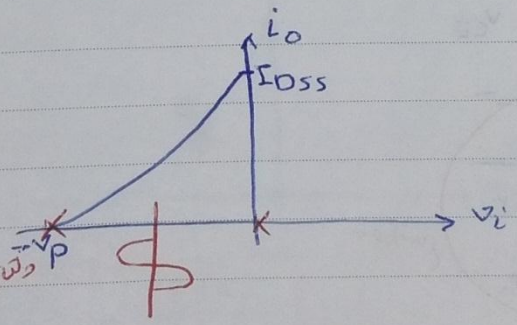
$$i_o = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\Big[\Big(V_x^2 + \frac{V_1^2}{2}\Big) - 2V_x V_1\cos\omega t + \frac{V_1^2}{2}\cos 2\omega t\Big]$$

$$i_o = I_{dc} + \underbrace{I_1\cos\omega t}_{\text{هارمونیک اصلی}} + \underbrace{I_2\cos 2\omega t}_{\text{هارمونیک دوم}}$$ بسط سری فوریه

$$I_{dc} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\Big(V_x^2 + \frac{V_1^2}{2}\Big)$$ دامنه مؤلفه DC جریان خروجی

$$I_1 = -\frac{2I_{DSS}}{V_P^2}V_x V_1$$ دامنه هارمونیک اصلی جریان خروجی

$$I_2 = \frac{I_{DSS}}{2V_P^2}V_1^2$$ دامنه هارمونیک دوم جریان خروجی



ولتاژ مسدود شوندگی

$$V_i = V_b + V_1\cos\omega t$$

ولتاژ بایاس

اعوجاج هارمونیک دوم :

Harmonic

$$S.H.D = \frac{\text{دامنه هارمونیک دوم جریان خروجی}}{\text{دامنه هارمونیک اصلی جریان خروجی}} = \frac{I_2}{I_1}$$

Second Distortion

$$S.H.D = \frac{\frac{I_{DSS}}{V_p^2} \cdot \frac{V_1^2}{2}}{-2\frac{I_{DSS}}{V_p^2} V_n V_1} = \boxed{-\frac{V_1}{4V_n}}$$

بهره (گین کانتاکس) انتقالی سیگنال بزرگ

$$G_m(x) = \frac{\text{دامنه هارمونیک اصلی جریان خروجی}\ I_1}{\text{دامنه قسمت ac ولتاژ ورودی}\ V_1} = \boxed{\frac{-2I_{DSS}}{V_p^2} V_n}$$

شیب خط مماس برمنحنی مشخصه انتقالی در یک نقطه کار Q

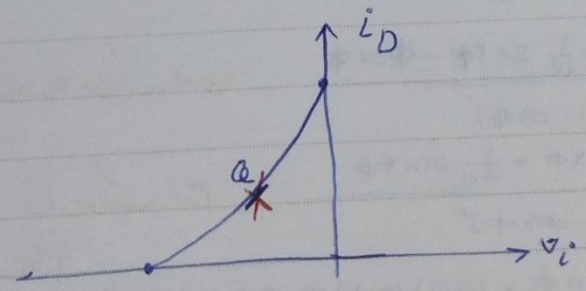
$$g_{mQ} = \frac{\partial i_D}{\partial v_i}\Big|_{v_i = V_b} = -2\frac{I_{DSS}}{V_p^2}\underbrace{(V_p - V_b)}_{V_n} = \frac{-2I_{DSS}}{V_p^2} V_n$$

Pinch بایاس

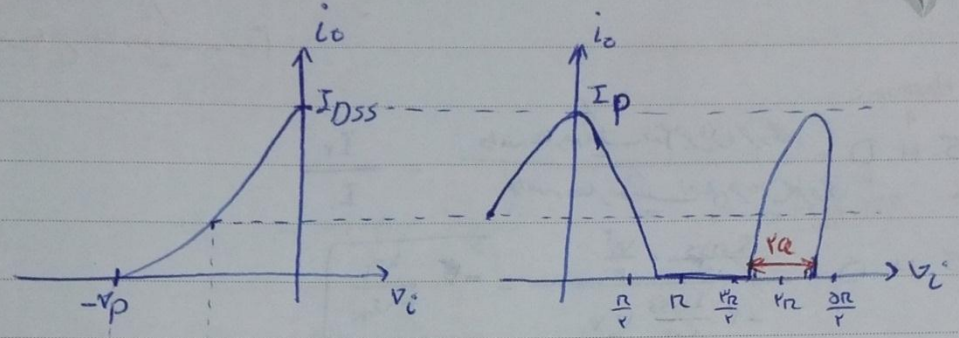
کنداکتانس انتقالی سیگنال کوچک

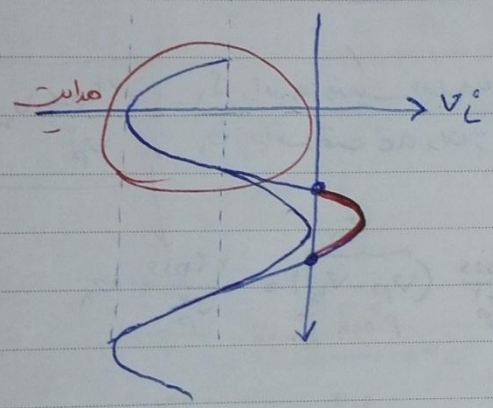
$$\boxed{G_m(x) = g_{mQ}}$$

در مشخصه قانون توان مجذور (ترانزیستور FET)



$$\boxed{\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} = \frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}}$$





شکل موج خروجی بصورت یک تسلسل از پالس های نوک سینوسی مرتبه ۲ می باشد.

$$i_o = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega t$$

$$= I_0 + I_1 \cos\omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots$$

ضرایب بسط سری فوریه i_o

Peak

$$\frac{I_0}{I_P} = \frac{I_P}{\pi} \frac{\phi - \frac{3}{4}\sin 2\phi + \frac{\phi}{2}\cos 2\phi}{(1-\cos\phi)^2}$$ دامنه مؤلفه DC

فیزیکی / اگر تقسیم کنیم

$$\frac{I_1}{I_P} = \frac{2I_P}{\pi} \frac{\frac{3}{4}\sin\phi + \frac{1}{12}\sin 3\phi - \phi\cos\phi}{(1-\cos\phi)^2}$$ دامنه هارمونیک اصلی

$$\frac{I_2}{I_P} = \frac{2I_P}{\pi} \frac{\frac{\phi}{4} - \frac{1}{4}\sin 2\phi + \frac{1}{48}\sin 4\phi}{(1-\cos\phi)^2}$$ هارمونیک دوم

هارمونیک دوم

$$\frac{I_n}{I_P} = \frac{2I_P}{\pi} \frac{(4-n^2)\sin n\phi + (n-1)(n-2)\sin n\phi \cos 2\phi + 3n\sin(n-2)\phi}{n(n^2-1)(n^2-4)(1-\cos\phi)^2}$$

$n \geq 2$

نمودار تغییرات $\frac{I_n}{I_P}$ برای پالس های نوک سینوسی مرتبه ۲ بازای مقادیر مختلف ϕ

ص ۱۳۵ کتاب

Subject :

Year. Month. Date. ( )

۲۰۱۱

$$I_p = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\,(V_x - V_1)^2 \qquad (V_p - V_b - V_1)^2$$

یک جریان خروجی

$$V_b + V_1 \cos\phi = V_p \rightarrow \cos\phi = \frac{\overbrace{V_p - V_b}^{V_x}}{V_1}$$

ϕ باید برحسب رادیان باشد.

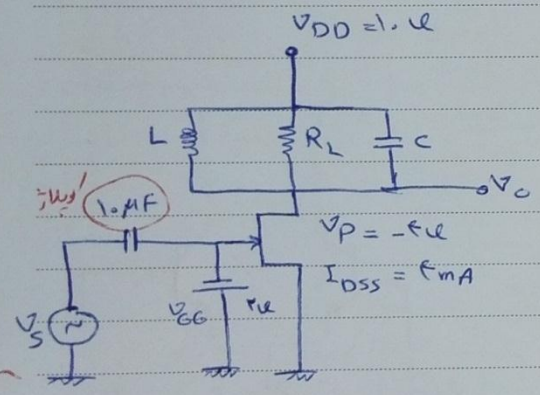
$$\boxed{2\phi = 2\cos^{-1}\frac{V_x}{V_1}}$$

زاویه هدایت

بازه هدایت

حالت کلی:

تمرین: $S.H.D = ?$ $\quad V_o = ?$



$L = 10\,\mu H \quad C = 1\,nF \quad R_L = 1\,k\Omega$

الف) $V_S = 1.5\cos 10^7 t$

ب) $V_S = 3\cos 5\times 10^6 t$

$$V_{gs} = V_{GSQ} + V_S$$

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\left[V_p - V_{gs}\right]^2$$

ASEMAN

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تفاوت ترانزیستور bipolar و FET :

تفاوت‌ها

۱- BJT I_B کنترل شونده با جریان ، FET کنترل شونده با ولتاژ

۲- BJT تقویت کننده بهتر ، FET سوییچ بهتر

۳- BJT هم الکترون و هم حفره در برقراری جریان نقش دارند ، FET یا الکترون یا حفره در برقراری جریان نقش دارد

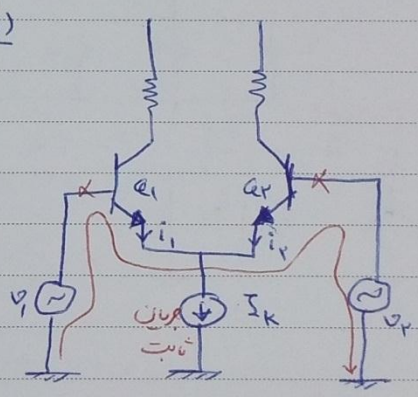
ترانزیستور یا به عنوان سوییچ دیجیتال استفاده می‌شود یا به عنوان تقویت کننده (Amplifire)

جریان اشباع معکوس

مشخصه تفاضلی

$$\begin{cases} i_1 = I_S e^{\frac{V_{BE_1}}{V_T}} \\ i_2 = I_S e^{\frac{V_{BE_2}}{V_T}} \end{cases} \quad \frac{i_1}{i_2} = e^{\frac{(V_{BE_1}-V_{BE_2})}{V_T}} \quad (V_1 - V_2)$$

$V_T \to 26mV$



$$\begin{cases} i_1 + i_2 = I_K & (1) \\ \frac{i_1}{i_2} = e^{\frac{V_1 - V_2}{V_T}} & (2) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i_1 = \frac{I_K}{1+e^{-Z}} \to e^{\infty} \\ i_2 = \frac{I_K}{1+e^{Z}} \end{cases}$$

تفاضل منابع ورودی

$$Z \triangleq \frac{(V_1 - V_2)}{V_T}$$ (ورودی تفاضلی نرمالیزه به ۲۶mV)

$V_1 = V_2$

$Z = 0 \to I_1 = I_2 = \frac{I_K}{2}$

$Z \to \infty \begin{cases} i_1 = I_K \\ i_2 = 0 \end{cases}$

$Z \to -\infty \to \begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = I_K \end{cases}$

$$\begin{cases} i_1 = \overbrace{\frac{I_K}{2}}^{DC} + \overbrace{i(Z)}^{AC} \\ i_2 = \frac{I_K}{2} - i(Z) \to i(Z) = \frac{I_K}{2} - i_2 \Rightarrow i(Z) = \frac{I_K}{2} \operatorname{tgh} \frac{Z}{2} \end{cases}$$

ASEMAN

Subject :

Year. Month. Date. ( )

۲۱۱

$$\begin{cases} i_1 = \frac{I_K}{2} + \frac{I_K}{2} tgh \frac{Z}{2} \\ i_2 = \frac{I_K}{2} - \frac{I_K}{2} tgh \frac{Z}{2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i_1 = \frac{I_K}{2}\left(1 + \underbrace{tgh \frac{Z}{2}}_{AC}\right) \\ i_2 = \frac{I_K}{2}\left(1 - tgh \frac{Z}{2}\right) \end{cases}$$

رابطه خطی نیست چون tgh خطی نیست

الف) حالت سیگنال کوچک $(V_1 - V_2 \ll 26mV \Leftarrow Z \ll 1)$

$$tgh \frac{Z}{2} \simeq \frac{Z}{2} \rightarrow \begin{cases} i_1 = \frac{I_K}{2} + \underbrace{\frac{I_K}{2}\frac{Z}{2}}_{i_1 ac} \\ i_2 = \frac{I_K}{2} - \frac{I_K}{2}\frac{Z}{2} \end{cases}$$

اگر آرگومان یا کمان توابع هیپربولیک خیلی کوچک باشند مقدار تابع با آرگومانش برابر می‌شود

قسمت ac جریان امیتر ترانزیستور

کندکتانس انتقالی سیگنال کوچک

$$g_{me} \begin{cases} = \frac{\alpha i_1 ac}{(V_1 - V_2)} = \alpha \frac{\frac{I_K}{2}\frac{V_1 - V_2}{2V_T}}{(V_1 - V_2)} \\ \text{یا} = \frac{-\alpha i_2 ac}{(V_1 - V_2)} \end{cases}$$

$$i_1 ac = \frac{I_K}{2V_T}(V_1 - V_2)$$

$$g_{me} = \alpha \underbrace{\frac{\frac{I_K}{2}}{V_T}}_{g_{in}} \cdot \frac{1}{2}$$

$$i_c = \alpha i_e$$

کندکتانس انتقالی تک ترانزیستور با جریان DC برابر با $\frac{I_K}{2}$

$$g_{me} = \alpha \frac{g_{in}}{2}$$ زوج تفاضلی

چون بجای تقویت کردن مطلق ورودی ها، تفاضل ورودی ها را تقویت می‌کند.

مزیت: نویزپذیری زوج تفاضلی نسبت به تک ترانزیستور کمتر است ← مزیت

رنج خطی ← بیشتر است یعنی دیرتر به اشباع می‌رود ← اعوجاج کمتر است و کلکتور خطی‌تر دارد

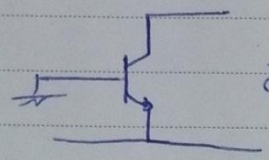
عیب: گین زوج تفاضلی از تک ترانزیستور کمتر است.

زوج تفاضلی یک عنصر غیرخطی است اما می‌تواند رفتار خطی نشان دهد.

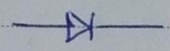
ASEMAN

Subject :

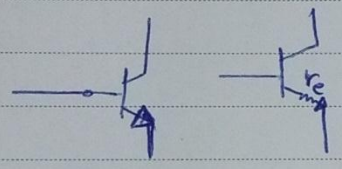
Year. Month. Date. ( )



$$g_{me} = \frac{I_{EQ}}{V_T}$$



مقاومت دینامیکی دیود $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{26mV}{I_{DQ}}$



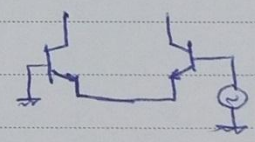
$$g_{me} = \frac{I_{EQ}}{V_T}$$

$$\Rightarrow g_{me} = \frac{1}{r_e}$$

g_{ine} = کند اکتانس ورودی دیده شده از امیتر وقتی بیس زمین شده و جریان $I_{DC} = \frac{I_k}{2}$ از امیتر می‌گذرد

حالت کلی: (با کنار گذاشتن فرض سیگنال کوچک)

$$i(z) = \frac{I_k}{2} \, tgh \frac{z}{2}$$



با فرض ورودی سینوسی

$v_1 - v_2 = V_1 \cos\omega t$ (کوچک، بزرگ)

$$x = \frac{V_1}{V_T} \qquad z = \frac{v_1 - v_2}{V_T} = \frac{V_1 \cos\omega t}{V_T} = x\cos\omega t$$

$$i(z) = \frac{I_k}{2} \, tgh\left(\frac{x}{2}\cos\omega t\right)$$

یک تابع پریودیک با تقارن فرد

$$i(z) = I_1 \cos\omega t + I_3 \cos 3\omega t + I_5 \cos 5\omega t + \dots$$

دامنه هارمونیک‌های زوج جریان خروجی صفر است.

ASEMAN

www.darvishkasa.blog.ir

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۲۲

$$i(z) = I_K \sum_{n=1}^{\infty} a_{(2n-1)}(x) \cos n\omega t$$

$$a_n(x) = \frac{I_n}{I_K}$$ دامنه ضرایب بسط سری فوریه نرمالیزه شده به I_K

$$a_n(x) = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2} tgh\left(\frac{x}{2}\cos\theta\right)\cos n\theta \, d\theta$$

حل به روش کلاسیک دشوار است
پس به روش عددی حل می شود
جدول مقادیر $a_n(x)$ برحسب x ص ۱۴۸ کتاب

بسط مک لورن به ازای x های کوچک

$$a_1(x) = \frac{1}{4}\left(\underbrace{x}_{\text{مولفه خطی}} - \underbrace{\frac{x^3}{16}}_{\text{مولفه غیرخطی}}\right)$$ دامنه هارمونیک اصلی نرمالیزه

اگر به مقداری داشته باشد که
بتوان از این عبارت صرف نظر کرد

$$a_3(x) = \frac{x^3}{192}$$ دامنه هارمونیک سوم نرمالیزه

به ازای $x = 0.63$ دامنه مولفه غیرخطی در رابطه دامنه هارمونیک اول ۲٫۵٪ دامنه مولفه‌ی خطی است (۲٫۵ درصد اعوجاج)

$0.1 \times 26mV = 2.6mV$

در تک ترانزیستور به ازای $x = 1$ ، ۲٫۵ درصد اعوجاج داریم.

رنج خطی کارکرد زوج تفاضلی = ۶٫۳ برابر رنج خطی کارکرد تک ترانزیستور

$$G_m(x) = \alpha \frac{\text{دامنه هارمونیک اصلی جریان خروجی}}{\text{دامنه موج ac تفاضلی ورودی}} = \alpha \frac{I_1}{V_1} =$$

$$\alpha \frac{I_K a_1(x)}{x V_T}$$

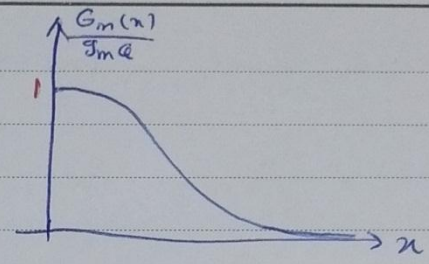
$$G_m(x) = \alpha \frac{I_K}{V_T}\frac{a_1(x)}{x} = \frac{4a_1(x)}{x} g_{me} \quad (1)$$

$$g_{me} = \alpha \frac{I_K}{4V_T} \Rightarrow \frac{\alpha I_K}{V_T} = 4 g_{me}$$

ASEMAN

Subject :
Year. Month. Date. ( )

$$\boxed{\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} = \frac{I_{a_1}(x)}{x}}$$

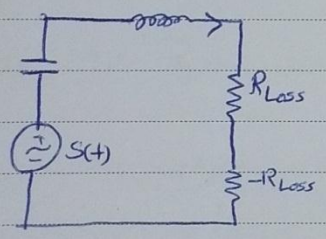


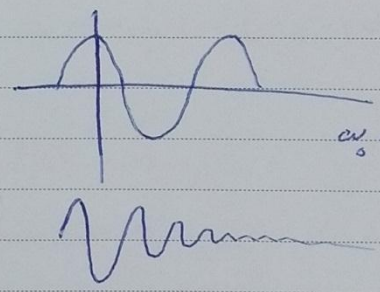
مسائل منتخب فصل ۴: ۳، ۴، ۱۱، ۱۲، ۱۴، ۱۸

هفته بعد کوییز داریم از فصل دوم جزوه و تمرین های موجود در جزوه و منتخبا کتاب حل شود

جلسه هفتم: فصل سوم

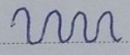
۱- سیلاتورهای سینوسی:

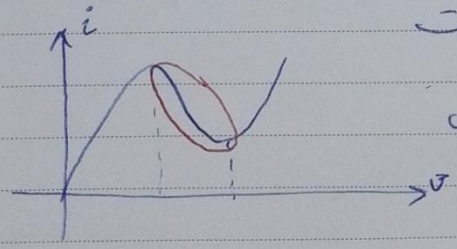




$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

PIN Diode
دیود تونلی
U.J.T





تولید مقاومت منفی:
۱- استفاده از عناصری که دارای مقاومت هستند
۲- استفاده از فیدبک مثبت

قبلاً
اگر از خروجی یک مدار غونه برداری کنیم و با ورودی بعدی جمع و کنیم ← فیدبک می شود
اگر غونه خروجی با ورودی جمع شود ← فیدبک مثبت
〃 〃 از 〃 کم شود ← فیدبک منفی

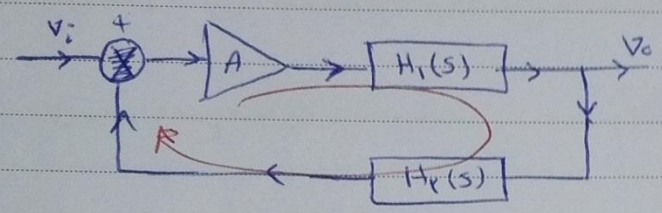
ASEMAN

Subject :
Year. Month. Date. ( )

۲۳/۱۱

فیدبک منفی در تقویت کننده ها کاربرد دارد

~ مثبت ← اسیلاتورها



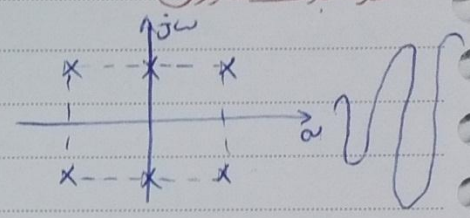
$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{AH_1(s)}{1 - AH_1(s)H_2(s)}$$

$A_L(s) = 1$

$\boxed{AH_1(s)\,H_2(s) = 1}$

شرط بارکهاوزن

با آمدن قطب در نزدیکی محور $j\omega$



اجزای لازم در اسیلاتور LC با فیدبک مثبت

۱- عنصر فعال با گین بزرگتر از ۱

۲- شبکه تعیین فرکانس نوسانات خروجی (یک مدار کوپلینگ باند عریض یا باریک) $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

۳- مکانیسم تثبیت دامنه ی نوسانات خروجی

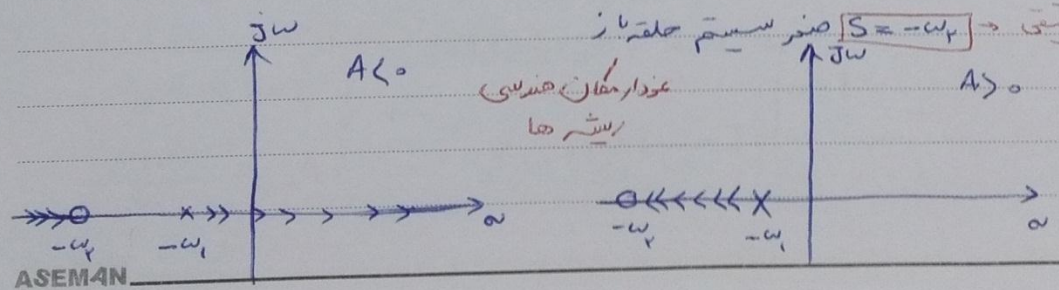
مثال) رابطه گین حلقه برای سیستمی به شکل زیر است تحقیق کنید که سیستم می تواند دارای پاسخ نوسانی باشد یا خیر؟

$$\underbrace{A_L(s)}_{\text{گین حلقه}} = \frac{\overbrace{A\omega_1}^{\text{بهره حلقه باز}}(s+\omega_1)}{\omega_2(s+\omega_1)}$$

رابطه Loop Gain

حل: $\boxed{s = -\omega_1}$ قطب سیستم حلقه باز

صفر حقیقی ← $\boxed{s = -\omega_2}$ صفر سیستم حلقه باز



ASEMAN

Subject:
Year. Month. Date. ( )

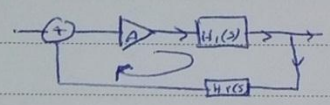
بدلیل عدم امکان ایجاد قطب های مزدوج مختلط در سمت راست محور $j\omega$ سیستم

نمی تواند پاسخ نوسانی داشته باشد.

توضیح: به ازای جمیع مقادیر A قطب ها روی محور باقی می مانند

$$A_L(s) = \frac{A\omega_1 s}{(s+\omega_1)(s+\omega_2)}$$

$A\omega_1 \to A_{min}$ ، $s \to j\omega_0$

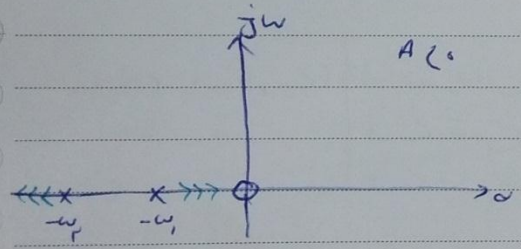


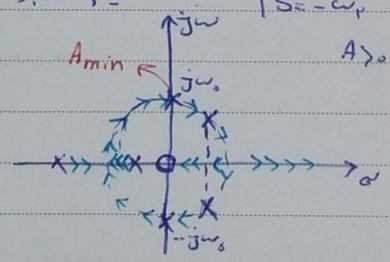
مثال ۲)

حل:

$s = 0$ صفر سیستم حلقه باز

قطب های سیستم حلقه باز $\begin{cases} s = -\omega_1 \\ s = -\omega_2 \end{cases}$





مقادیری از A وجود دارد که به ازای آن امکان ایجاد یک جفت قطب مزدوج مختلط در سمت راست

محور $j\omega$ وجود دارد بنابراین سیستم می تواند دارای پاسخ نوسانی باشد.

بدست آوردن فرکانس نوسانات و حداقل مقدار بهره سیستم حلقه باز:

شرط بارکهاوزن

$$A_L(j\omega_0) = 1 \begin{cases} \text{Real}\{A_L(j\omega_0)\} = 1 \\ \text{Imag}\{A_L(j\omega_0)\} = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \\ A_{min} = \dfrac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1} \end{cases}$$

در حالت تثبیت دامنه نوسانات

فرکانس موج سینوسی خروجی

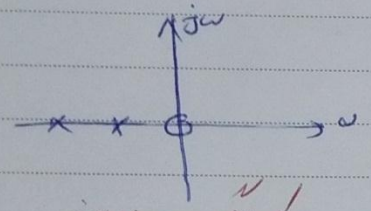
حداقل مقدار بهره غیرفعال

ASEMAN

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۲۴۱۱

اگر یک مدار کوپلینگ باند عریض با یک ترانزیستور در فیدبک مثبت قرار دهیم یک اسیلاتور ساخته می‌شود



کوپلینگ باند عریض

$$A_{min} = \frac{\omega_1+\omega_2}{\omega_1}$$

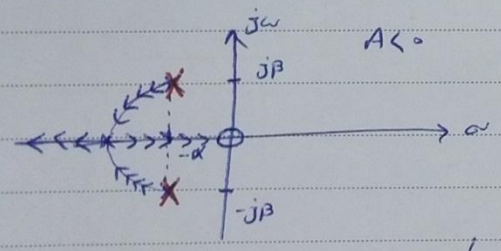
مثال ۳)

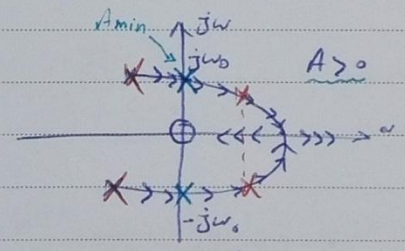
$$A_L(s) = \frac{A s \omega_0'}{\boxed{s^2+2\alpha s+\omega_0'^2}}$$

$$-\alpha \pm j\sqrt{\omega_0'^2-\alpha^2}$$

حل: $s=0$ صفر سیستم حلقه باز

$s_1, s_2 = -\alpha \pm j\beta$ قطب های سیستم حلقه باز





مقادیری از A وجود دارد که به ازای آن امکان ایجاد یک جفت قطب مزدوج مختلط در سمت راست محور $j\omega$ وجود دارد بنابراین سیستم می‌تواند دارای پاسخ نوسانی باشد.

بدست آوردن فرکانس نوسان و حداقل مقدار بهره سیستم حلقه باز:

شرط بارکهاوزن

$$A_L(j\omega_0) = 1$$

در حالت تثبیت دامنه نوسانات

$$\begin{cases} \mathrm{Real}\{A_L(j\omega_0)\} = 1 \\ \mathrm{Imag}\{A_L(j\omega_0)\} = 0 \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} \omega_0 = \omega_0' \\ A_{min} = \dfrac{2\alpha}{\omega_0'} = \dfrac{1}{Q_T} \end{cases}$$

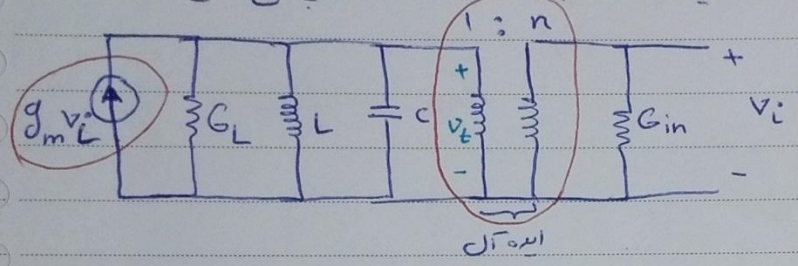
فرکانس موج سینوسی

فرکانس تشدید مدار کوپلینگ باند باریک

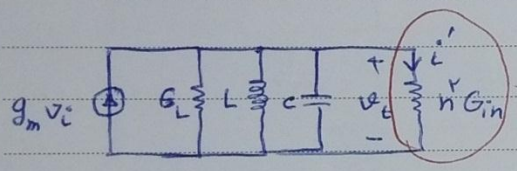
ASEMAN

Subject :
Year. Month. Date. ( )

مثال ۴) مطلوبست محاسبه رابطه لگین حلقه و بررسی امکان داشتن پاسخ سینوسی؟



حل)



$$i' = \frac{n^2 G_{in}}{(n^2 G_{in} + G_L) + CS + \frac{1}{LS}} \times g_m v_i$$

$$\boxed{G_T = G_L + n^2 G_{in}}$$

ولتاژ دو سر اولیه ترانس ایده آل $v_t = \dfrac{n^2 \cancel{G_{in}}\, g_m v_i}{G_T + CS + \frac{1}{LS}} \times \dfrac{1}{n^2 \cancel{G_{in}}}$

$$v_i = n v_t \Rightarrow \cancel{v_i} = \frac{n g_m}{G_T + CS + \frac{1}{LS}} \cancel{v_i}$$

$$A_L(s) = \frac{n g_m}{G_T + CS + \frac{1}{LS}} = \frac{n g_m \frac{S}{C}}{S^2 + \frac{G_T}{C} S + \frac{1}{LC}}$$

$$R_T = \frac{1}{G_T}$$

$$A_L(s) = \frac{\frac{n g_m}{C} S}{S^2 + \frac{1}{R_T C} S + \frac{1}{LC}}$$

Loop GAin

$S = 0$ صفر تابع تبدیل

$S = -\alpha \pm j\beta$ قطبهای حلقه باز

از نتیجه مثال قبل نتیجه گرفته می شود سیستم پاسخ نوسانی دارد

ASEMAN

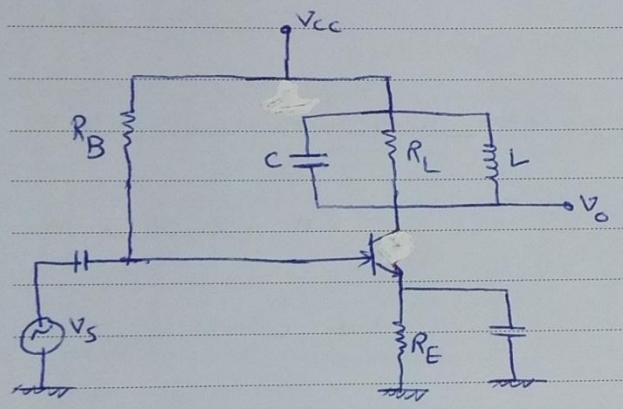
Subject :

Year. Month. Date. ( )

۲۵/۱۱

$$A_L(j\omega_0)=1 \begin{cases} \text{Real}\{A_L(j\omega_0)\}=1 \\ \text{Imag}\{A_L(j\omega_0)\}=0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \boxed{\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{LC}}} \\ \boxed{g_{m\,min}=\dfrac{G_T}{n}} \end{cases}$$

سوال کوییز ۲:



$V_S = 240\,mV \cos \frac{1}{\mu} \times 10^7 t$

$L=10\mu H \quad C=1nF \quad R_L=1k\Omega$

$V_{cc}=12V \quad \beta=100$

$R_B=500k\Omega \quad R_E=500\Omega$

$V_o=?$

x	$I_1(x)$	$I_2(x)$	$I_3(x)$	$I_0(x)$
۱	۰٫۵۶	۰٫۱۳	۰٫۰۲۲	۱٫۲۶
۳	۳٫۹۵	۲٫۲۴	۰٫۹۵	۴٫۸۸
۵	۲۴٫۳	۱۷٫۵	۱۰٫۳	۲۷٫۲
۱۰	۲۴۷۱	۲۲۸۱	۱۷۵۸	۲۸۱۵

ASEMAN

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۹۴/۹

جلسه هشتم: اکمل جیدانی: پنج شنبه ساعت ۴ تا ۹

عناوین پروژه‌های درسی:

۱- اسیلاتورهای کنترل شونده با ولتاژ VCO

۲- میکسرهای حذف تصویر Image Reject Mixers

۳- طراحی تقویت کننده سیگنال کوچک RF با گین 40dB در فرکانس 500MHz

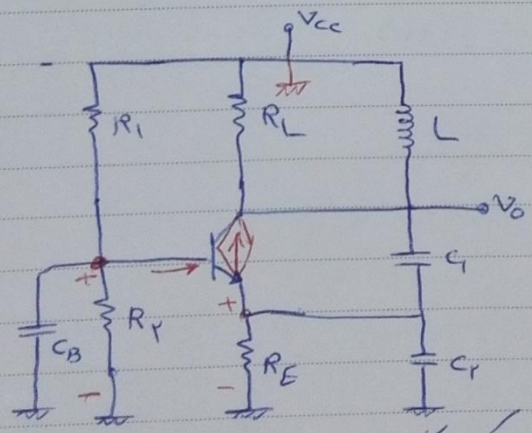
۴- مدولاتورهای FM

۵- آشکارسازهای FM

۶- تقویت کننده‌های کم نویز LNA

۷- " " لگاریتمی

اسیلاتور کلپیتس



۱- عنصر فعال ترانزیستور BJT

۲- بخش فرکانس گزین مدار

شبه ترانسفورماتوری خازنی

۳- مکانیسم تثبیت دامنه روش خود محدودکنندگی self limiting

ASEMAN

در اینجا ترانزیستور به روش مقسم ولتاژ بایاس شده است.

تحلیل DC:

$$V_B \simeq \frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_{CC} \qquad V_E = V_B - 0.7$$

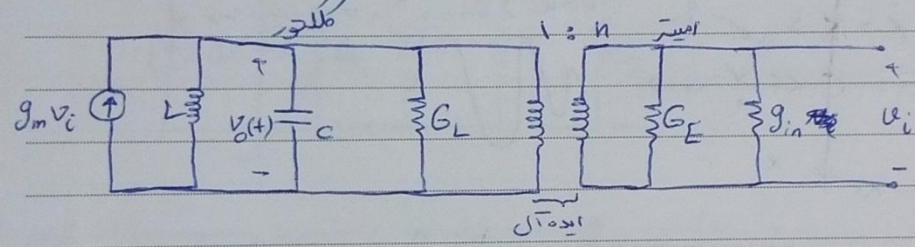
$$Q \begin{cases} I_{CQ} \\ V_{CEQ} \end{cases}$$

$$\beta R_E \geq 10 R_2$$

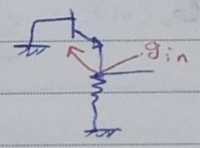
پتانسیل کوچک

$$I_{EQ} = \frac{V_E}{R_E} \Rightarrow \boxed{g_{mQ} = \frac{I_{EQ}}{V_T}} \qquad I_{CQ} \simeq I_{EQ}$$

تحلیل ac:



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



کندوکتانس دیده شده از امیتر وقتی که بیس زمین شده

$$g_{in} = \frac{I_{EQ}}{V_T} = \boxed{\frac{g_m}{\alpha}} = \frac{1}{r_e} \qquad r_e = \frac{V_T}{I_{EQ}}$$

از نتایج مثال قبلی می توان نتیجه گرفت: مدار پاسخ نوسانی دارد

$$\text{به فرکانس نوسانات} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad g_{m\,min} = \frac{G_T}{n}$$

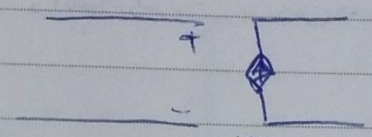
کل کندوکتانس دیده شده از جانب منبع

$$G_T = G_L + n^2(G_E + g_{in}) = G_L + n^2\left(G_E + \frac{g_m}{\alpha}\right)$$

$$g_{m\,min} = \frac{1}{n}\left[G_L + n^2\left(G_E + \frac{g_{m\,min}}{\alpha}\right)\right] \rightarrow g_{m\,min} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n\left(1 - \frac{n}{\alpha}\right)}$$

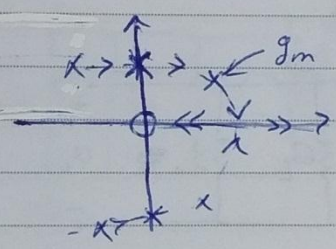
کندوکتانس های موازی با هم جمع می شوند.

Year. Month. Data. Subject



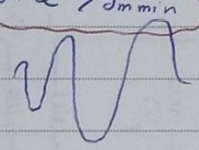
$$i_c = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

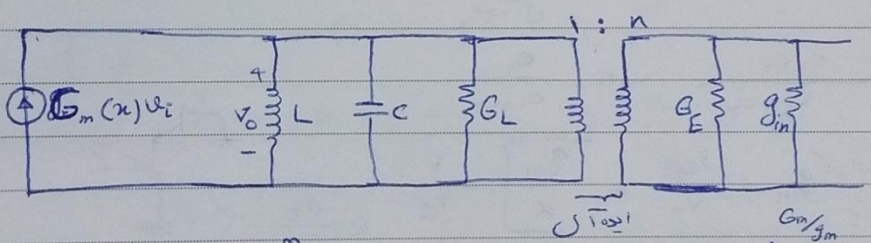
$$g_m = \frac{i_c}{V_{BE}} \rightarrow i_c = g_m V_{BE}$$



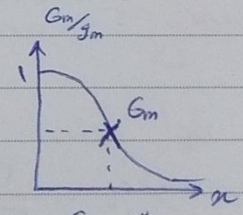
در شروع کار

$g_{mc} > g_{mmin}$ → نوسان شروع می‌شود →





$$i_c = I_{dc}\left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} 2I_n(x)\cos n\omega t\right]$$



$$\frac{I_1}{V_1}$$

در حالت تثبیت شده دامنه نوسانات $G_m(x) = g_{mmin} = \dfrac{G_L + n^2 G_E}{n\left(1 - \frac{n}{\alpha}\right)}$

$$\frac{G_m(x)}{g_{mc}} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n g_{mc}\left(1 - \frac{n}{\alpha}\right)}$$

از جدول → $x = \dfrac{V_i}{V_T}$ → $\boxed{V_i = xV_T}$ → $\boxed{V' = \dfrac{V_i}{n}}$

$$V_o(t) = V' \cos\omega_0 t$$

در ترانزیستور های پلار

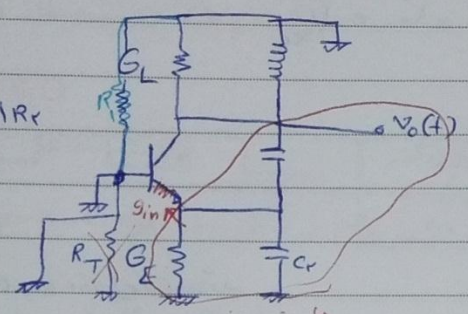
$$\boxed{\frac{G_m(x)}{g_{mc}} = \frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}}$$

Menhaj

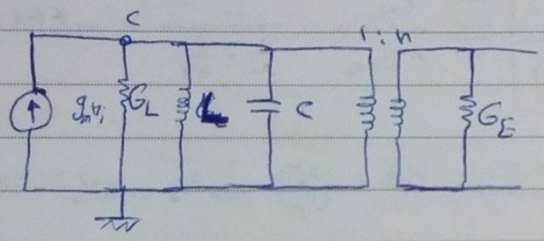
Year. Month. Data. ۲۷/۱۱ Subject

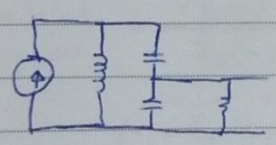
مقاومت R_1 و R_T از شکل برای حذف می‌شوند

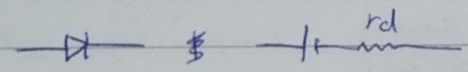
$R_T = R_1 \| R_2$



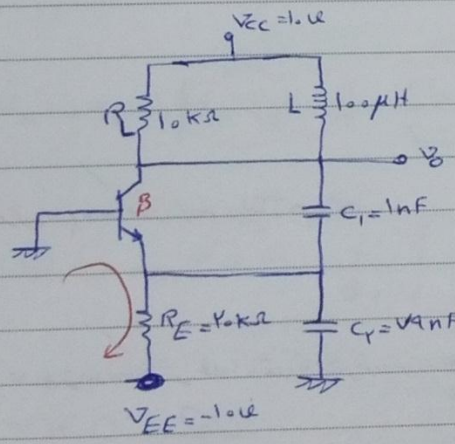
مدار شبه ترانسفورماتور خازنی







$r_e = \frac{V_T}{I_{EQ}}$ $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}}$



مثال) مطلوبست $v_o(t)$ ؟

تحلیل DC :

حل) KVL در حلقه ورودی : $I_{EQ} = \frac{10 - 0.7}{20k} = 0.465\ mA$

$I_{CQ} \simeq I_{EQ}$ $g_{mQ} = \frac{0.465\ mA}{26\ mV}$

$g_{mQ} = \frac{1}{r_e}$

تحلیل ac :

در تحلیل ac باید مقدار C و L را بدست آوریم

$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \simeq 1nF$

Menhaj

Year. Month. Data. Subject

فرکانس نوسانات

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-9} \times 10^{-5}}} = 10^{7}\ rad/sec$$

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{80} \ll 1$$

$$V_o(t) = \underbrace{V_{CC}}_{DC\ \text{قسمت}} + V' \cos \omega_0 t$$

در حالت DC، L اتصال کوتاه می‌شود

$$\boxed{\frac{G_m(n)}{g_{me}} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n\, g_{me} \left(1 - \frac{n}{\alpha_{ro}}\right)}} \overset{n \ll 1}{\simeq} \frac{G_L}{n\, g_{me}} = \frac{10^{-4}}{\frac{1}{80} \times \frac{1}{54}} = 0.448$$

تقریب واقعی

$$\frac{G_m(n)}{g_{me}} = 0.448 \xrightarrow[\text{غ ق}]{\text{از جدول شیفه}} x = 3.5 = \frac{V_i}{V_T} \Rightarrow V_i = x V_T = 3.5 \times 26^{mV} = 99\ mV$$

$$\boxed{\frac{G_m(n)}{g_{me}} = \frac{2 I_1(x)}{x I_0(x)}}$$

$$V' = \frac{V_i}{n} = 80 \times 99^{mV} = 7.9\ V$$

$$\boxed{V_o(t) = 10\ V + 7.9 \cos 10^{7} t}$$

تمرین) حداکثر دامنه ولتاژ خروجی

$$V_C > V_B$$

$$10 + V' \cos \omega_0 t > 0$$

V' می‌تواند حداکثر ۱۰ باشد تا شرط دیود به هم نخورد

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC}$$

$$V_C > V_B$$

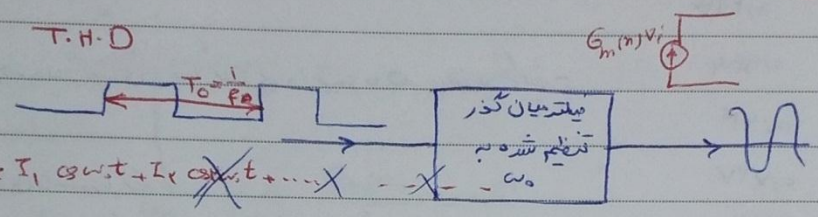
$$10 + V' \cos \omega_0 t > V_{BE} \qquad \boxed{V' = V_{CC} - V_{BE}}$$

Menhaj

Year. Month. Data. ۲۸۱۱ Subject

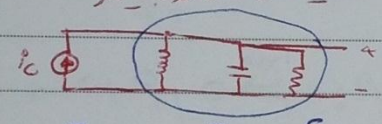
Total Harmonic Distortion — اعوجاج هارمونیک کلی :

T.H.D



$$T.H.D = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty}\left(\frac{V_k}{V_1}\right)^2} \quad (1)$$

دامنه هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی فیلتر



در سیداتور کلکتور :

$$I_{CQ} \simeq I_{EQ} = I_{dc}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{I_n(n)}{I_0(n)}\cos n\omega_0 t\right]$$

دامنه هارمونیک اصلی جریان کلکتور $I_1 = \frac{2I_1(n)}{I_0(n)} I_{dc}$ دامنه هارمونیک $k^{ام}$ $I_k = \frac{2I_k(n)}{I_0(n)} I_{dc}$

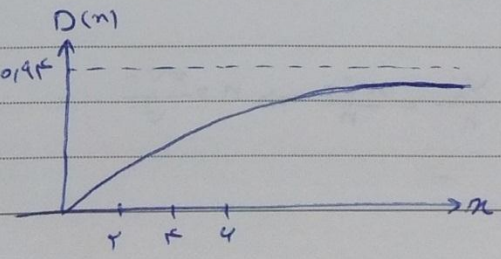
$$V_1 = I_1 R_T = \frac{2I_1(n)}{I_0(n)} I_{dc} R_T \quad (2)$$

$$V_k = I_k \cdot |Z_{in}(jk\omega_0)| = \underbrace{\frac{2I_k(n)}{I_0(n)} I_{dc}}_{\text{اندازه جریان کلکتور}} \cdot \underbrace{\frac{k}{(k^2-1)Q_T} R_T}_{\text{اندازه تابع تبدیل}} \quad (3)$$

اعوجاج هارمونیک کلی

$$(1),(2),(3) \Rightarrow T.H.D = \frac{1}{Q_T}\underbrace{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty}\left(\frac{k}{(k^2-1)}\right)^2\left(\frac{I_k(n)}{I_0(n)}\right)^2}}_{D(n)}$$

$$T.H.D = \frac{D(n)}{Q_T}$$



Menhaj

Year. Month. Data. Subject

جدول مقادیر $D(x)$ برحسب x در ۲۸۵ تا

x	$D(x)$
۲	۰/۲۹۴
۴	۰/۵۴۶
۱۰	۰/۶۴
۲۰	۰/۷۲۷
∞	۰/۹۴

هر چه فیلتر پیشای با ذ بار کیفیتی داشته باشد، ضریب کیفیت بالاتری داشته باشد،

مثال) مقدار المان های مجهول مدار شکل زیر را طوری بدست آورید که دامنه موج سینوسی خروجی پیک تو پیک ۱۸V و میزان اعوجاج ٪۱ باشد فرکانس موج سینوسی خروجی 10^7 rad/s و مقدار $x = 10$ در نظر گرفته شود.

$V^{6} = 9V$

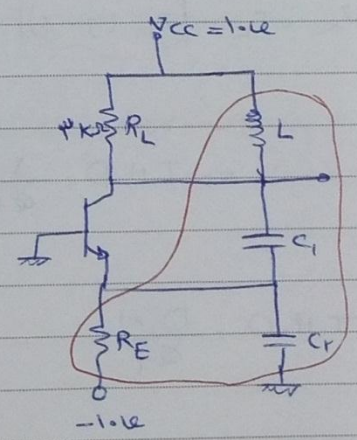
$x = 10$

$\omega_0 = 10^7$ rad/sec

$T.H.D = \%1$

$V_o(t) = 10^6 + 9^6 \cos 10^7 t$

$V' = \frac{V_i}{n} = \frac{xV_T}{n} \Rightarrow n = \frac{xV_T}{V'}$



Menhaj

Year. Month. Data. ۲۹/۱۱ Subject

$$n = \frac{۲۶۰\,mV}{۹V} = ۰/۰۲۹ \ll ۱$$

$x = ۱۰$

از جدول $D(n)$ برحسب x $\rightarrow$ $D(n) = ۰/۴۴۲$

از جدول $\frac{G_m}{g_{mQ}}$ برحسب x $\rightarrow$ $\frac{G_m(n)}{g_{mQ}} = ۰/۱۹$

$$T.H.D = \frac{D(n)}{Q_T} \Rightarrow ۰/۰۱ = \frac{۰/۴۴۲}{Q_T} \Rightarrow \boxed{Q_T = ۴۴/۲}$$

$$Q_T = \omega_0 R_T C \overset{n \ll 1}{\simeq} \omega_0 R_L C \Rightarrow ۴۴/۲ = ۱۰^{۷} \times ۳ \times ۱۰^{۳} C \rightarrow \boxed{C = ۲۱۴۰\ pF}$$

$$G_T = \frac{G_L + n^{۲} \cancel{G_E}}{(۱ - \cancel{\frac{n}{۲}})}$$

$$\begin{cases} C = \frac{C_1 C_۲}{C_1 + C_۲} = ۲۱۴۰\ pF \\ n = \frac{C_1}{C_1 + C_۲} = ۰/۰۲۹ \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} C_1 = \frac{C}{۱-n} = \boxed{۲/۲\,nF} \\ C_۲ = \frac{C}{n} = \boxed{۷۴\,nF} \end{cases}$$

$$\omega_0^{۲} = \frac{۱}{LC} \Rightarrow L = \frac{۱}{\omega_0^{۲} C} = \boxed{۴/۴۷\ \mu H}$$

$$\frac{G_m(n)}{g_{mQ}} \overset{n \ll 1}{\simeq} \frac{G_L}{n g_{mQ}} = \frac{\frac{۱}{۲k\Omega}}{۰/۰۲۹ g_{mQ}} = ۰/۱۹ \Rightarrow \boxed{g_{mQ} = ۴۲/۵\ m\mho}$$

$$g_{mQ} = \frac{I_{EQ}}{V_T} \Rightarrow I_{EQ} = g_{mQ} V_T = ۴۲/۵\ m\mho \times ۲۶\ mV = ۱/۴۲۵\ mA$$

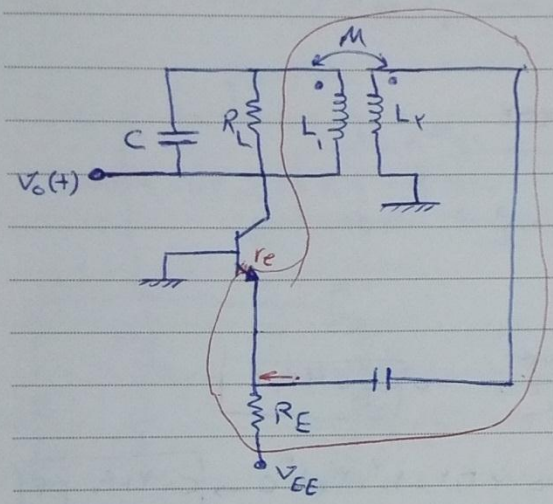
$$R_E = \frac{V_{R_E}}{I_{EQ}} = \frac{۹/۳\ V}{۱/۴۲۵\ mA} = \boxed{۵/۷۵\ k\Omega}$$

Menhaj

Year. Month. Data. کلاس صبرانی ۱۳۰۲ ۹,۲۶ ۴ ت ۴ Subject

جلسه نهم:

اسیلاتور هارتلی:



۱- عنصر فعال ترانزیستور BJT

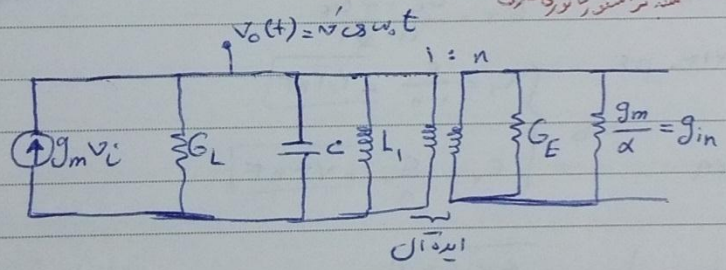
۲- روش بایاس دامنه: خود محدود کنندگی

۳- شبکه تعیین کننده فرکانس نوسانات:

مدار تشدید ترانسفورماتوری

لقمه ترانسفورماتوری خازنی

مدل ac:



مدار معادل کاملاً مشابه مدار معادل اسیلاتور کلپیتس است.

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

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

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$ $\quad g_{m min} = \frac{G_T}{n} = \frac{1}{n}\left[G_L + n^2\left(G_E + \frac{g_m}{\alpha}\right)\right]$

$$\frac{G_m(n)}{g_{mQ}} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n g_{mQ}\left(1 - \frac{n}{\alpha}\right)} \overset{n \ll 1}{\simeq} \frac{G_L}{n g_{mQ}}$$

$$G_T = \frac{G_L + n^2 G_E}{1 - \frac{n}{\alpha}} \xrightarrow{n \ll 1} G_L$$

$\frac{G_m(n)}{g_{mQ}}$ معلوم $\longrightarrow$ از جدول α بدست آید $\longrightarrow$ از جدول α بدست آید $\rightarrow V_i = x V_T \Rightarrow V' = \frac{V_i}{n}$

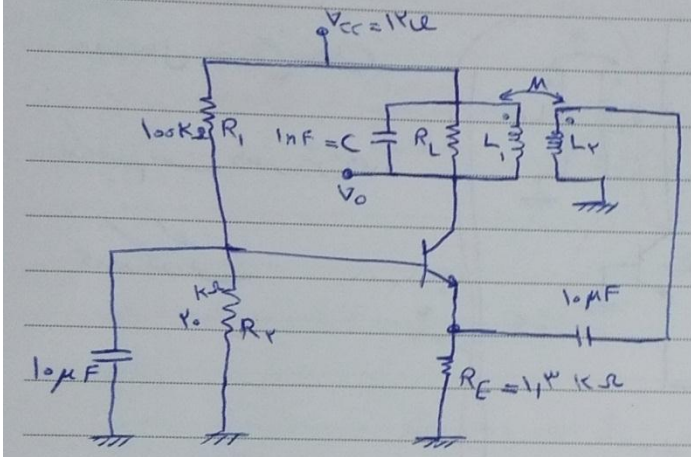
اعوجاج هارمونیک کلی: همان روابط اسیلاتور کلپیتس صادق می باشد.

$T.H.D = \frac{D(n)}{Q}$

Menhaj

Year. Month. Data. ۳۰/۱۱ Subject

تمرین) مطلوبست محاسبه $V_o(t)$ و اعوجاج شکل موج خروجی؟



$R_L = 1K\Omega$

$L_1 = L_2 = 10\mu H$

$M = 0.05\ \mu H$

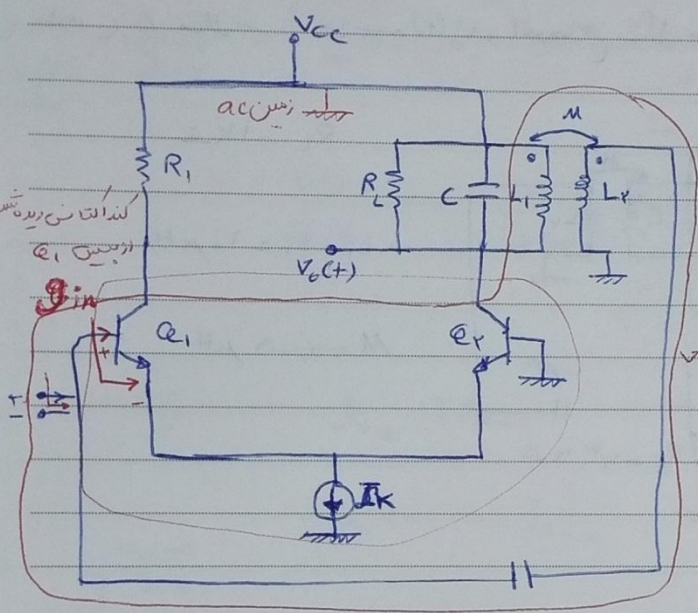
Menhaj

Year. Month. Data. Subject

اسیلاتور زوج تفاضلی :

عنصر فعال ← زوج تفاضلی

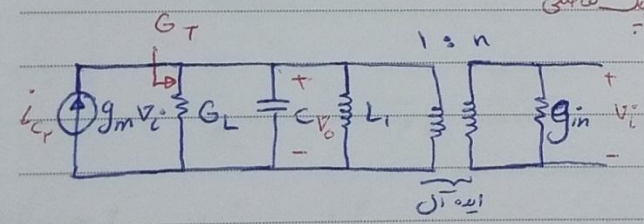
مکانیسم تثبیت دامنه نوسان خود محدود کنندگی



تحلیل DC :

بهره سیگنال کوچک تفاضلی $g_{mQ} = \frac{\alpha}{4}\frac{I_K}{V_T}$

مدار دارای پاسخ نوسانی است



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

$$g_{m\,min} = \frac{1}{n} G_T = \left[G_L + n^2 g_{in}\right]\frac{1}{n} \qquad n = \frac{M}{L_1}$$

هارمونیک اصلی

جریان کلکتور Q_1

$$g_{in} = \frac{\text{قسمت ac جریان بیس } Q_1}{V_i} = \frac{\frac{1}{\beta} i_{C_1}}{V_i} = \frac{1}{\beta} G_{in}(n)$$

در حالت تثبیت شده دامنه نوسانات خودمی

$$G_m(n) = g_{m\,min} = \frac{1}{n} G_T = \frac{1}{n}\left[G_L + \frac{G_m(n)}{\beta}\right]$$

$$G_m(n) = \frac{G_L}{n\left(1 - \frac{n}{\beta}\right)} \xrightarrow[\text{تقسیم بر } g_{mQ}]{\text{طرفین}} \boxed{\frac{G_m(n)}{g_{mQ}} = \frac{G_L}{n g_{mQ}\left(1 - \cancel{\frac{n}{\beta}}\right)}}$$

$n \ll 1$

Menhaj

www.darvishkasa.blog.ir

چهارشنبه بعد کوییز داریم و با حل تمرین از فصل ۶ کتاب و ۳ جزوه

۳۱/۱۱

Year. Month. Data. Subject

از طرفی از مشخصه تفاضلی $\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} = \frac{a_1(x)}{x}$ (۲)

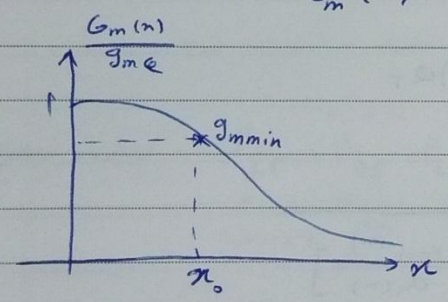
دامنه هارمونیک اول جریان کلکتور زمانیزده شده به I_K

از (۱) بدست می آید $\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} \Rightarrow x$ از جدول بدست می آید $\Rightarrow v_i = x V_T \Rightarrow \hat{v} = \frac{v_i}{n}$

$v_o(t) = \hat{v} \cos \omega_0 t$

برای شروع نوسانات باید $g_{mQ} > g_{mmin}$

$G_m(x) = g_{mmin}$



کاهش بهره $\rightarrow x \uparrow \rightarrow v_i \uparrow \rightarrow \hat{v} \uparrow$

$$\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} \simeq \frac{G_L}{n\, g_{mQ}}$$

$n \ll 1 \rightarrow G_T \simeq G_L$

$$G_T = \frac{G_L}{1 - \frac{n}{\beta}}$$

: T.H.D

$$T.H.D = \sqrt{\sum_{K=2}^{\infty} \left(\frac{v_K}{v_1}\right)^2}$$

Menhaj

تحویل پیشرفته ← آخرین جلسه

۳ نمره کارکلاسی + ۵ نمره کوییزها + ۱۲ نمره پایان ترم

حضور + تمرین

Year. Month. Data. Subject

$$i_c = I_K \sum_{n=0}^{\infty} a_{2n-1}(x) \cos(2n-1)\omega t$$

زوج تفاضلی

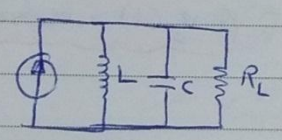
$$|Z_{in}(j\omega_0)| = R_T$$

دامنه هارمونیک اول جریان خروجی

$$V_1 = I_K a_1(x) \times R_T$$

داشتیم:

ترانزیستور

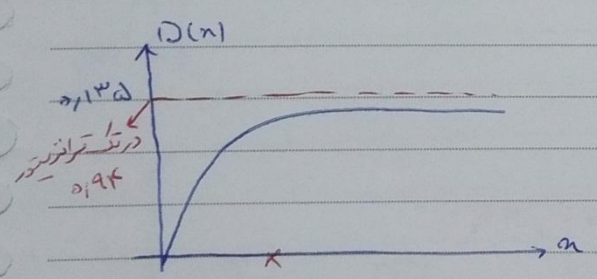


$$i_E = I_{dc}\left[1 + \sum 2 \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t\right]$$

$$V_{(2n-1)=n'} = I_K a_{(2n-1)}(x) \cdot R_T \frac{n'}{(n'^2-1)Q_T}$$

$$T.H.D = \frac{D(x)}{Q_T}$$

$$D(x) = \sqrt{\sum \left[\frac{2n-1}{(2n-1)^2-1}\right]^2 \left[\frac{a_{2n-1}(x)}{a_1(x)}\right]^2}$$



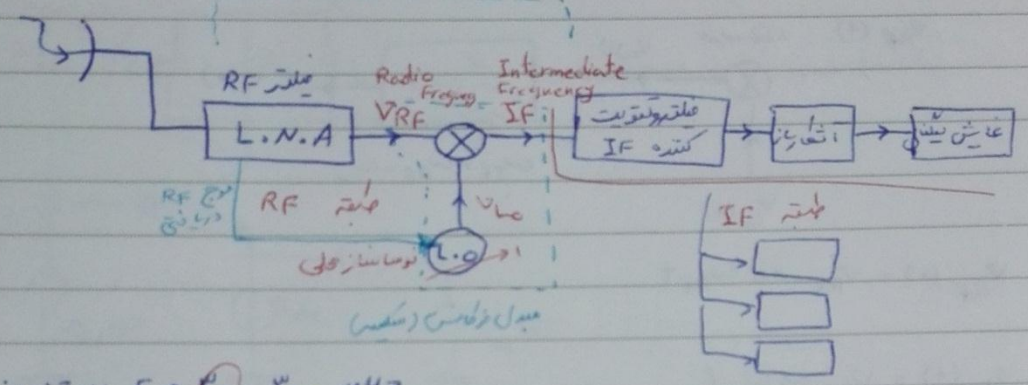
$$|Z_{in}(jK\omega)| = \frac{K}{(K^2-1)Q_T} \cdot R_T$$

تمرین های منتخب فصل ۶: ۱, ۵, ۶, ۱۲, ۱۳, ۱۹ + تمرین های موجود در متن جزوه

Menhaj

Year. Month. Data. ۳۲۱۱ Subject

فصل چهارم: میکسرها (مخلوط کننده)



باند V.H.F ۳۰ - ۳۰۰ MHz

۲۷۰ MHz

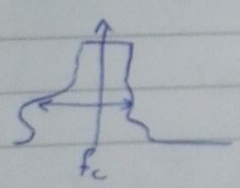
۲۷

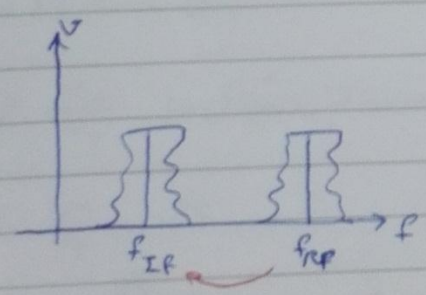
کاهنده سوپرهیترودین

$f_{If} = f_{RF} - f_{Lo}$

۳۰ MHz ۳۰۰ MHz ۲۷۰ MHz ۱۰ MHz

خروجی میکسر یک



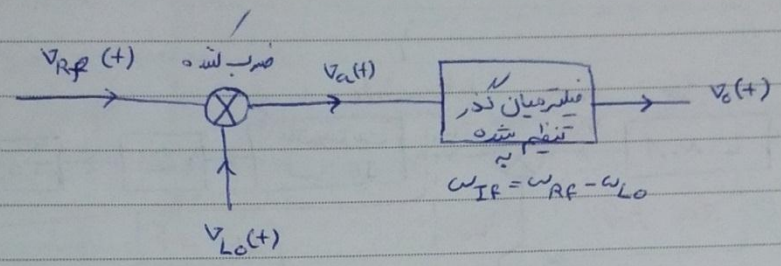


$f_{If} = ۴۵۵ KHz$ رایانش رادیو تجاری

Menhaj

Year. Month. Data. Subject

اساس عملکرد میکسر:



$$v_{Rf}(t) = V_{Rf} \cos \omega_{Rf} t$$

$$v_{Lo}(t) = V_{Lo} \cos \omega_{Lo} t$$

خروجی ضرب کننده $v_a(t) = \underbrace{k}_{\text{ضریب مبدل از ضرب کننده}} v_{Rf}(t)\, v_{Lo}(t) = k\, v_{Rf}(t)\, V_{Lo} \cos \omega_{Rf} t \cos \omega_{Lo} t$

$$v_a(t) = \frac{1}{2} k V_{Rf} V_{Lo} \left[\cos(\overbrace{\omega_{Rf} - \omega_{Lo}}^{\omega_{If}}) t + \cancel{\cos(\omega_{Rf} + \omega_{Lo}) t} \right]$$

خروجی فیلتر $v_o(t) = \frac{1}{2} k V_{Rf} V_{Lo} \cos \omega_{If} t * h(t)$ یا مبنع ضربه فیلتر

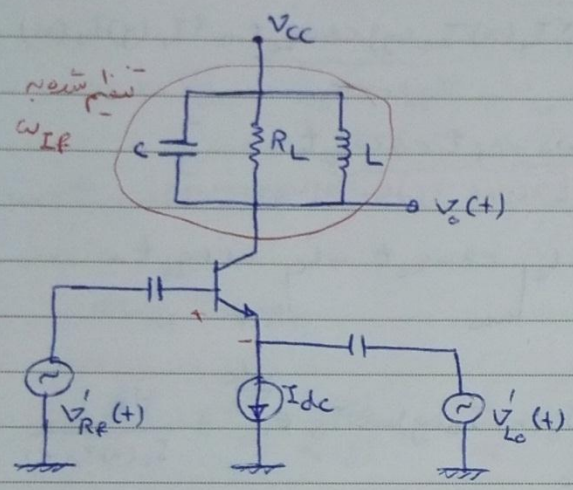
$$\cos\alpha \cos\beta = \frac{1}{2} \left[\cos(\alpha+\beta) + \cos(\alpha-\beta) \right]$$

$$x(t) \longrightarrow \boxed{h(t)} \longrightarrow y(t) = x(t) * h(t)$$

Menhaj

Year. Month. Data. ۳۳/۱۱ Subject

میکسر B.J.T :



$$v_{BE} = \underbrace{v_{dc}}_{\text{ولتاژ بایاس dc}} + v_{Rf}(t) + v_{Lo}(t)$$

$$v_{Rf}(t) = v_{Rf}\cos\omega_{Rf}t \checkmark$$

$$v_{Lo}(t) = v_{Lo}\cos\omega_{Lo}t \checkmark$$

$$i_e \simeq i_c = I_S e^{\frac{v_{BE}}{v_T}}$$ مشخصه عبوری

$$i_c = I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} e^{\overbrace{\frac{v_{Rf}}{v_T}}^{y}\cos\omega_{Rf}t} \cdot e^{\overbrace{\frac{v_{Lo}}{v_T}}^{x}\cos\omega_{Lo}t}$$

$$\left.\begin{aligned} x &\triangleq \frac{v_{Lo}}{v_T} \quad \text{Lo دامنه نرمالیزه سیگنال} \\ y &\triangleq \frac{v_{Rf}}{v_T} \quad \text{Rf} \quad \text{〃 〃 〃} \end{aligned}\right\} \quad i_c = I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} e^{x\cos\omega_{Lo}t} e^{y\cos\omega_{Rf}t}$$

$$i_c = I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} \underbrace{\left[I_0(x) + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n(x)\cos n\omega_{Lo}t\right]}_{\text{بسط } e^{x\cos\omega_{Lo}t}} \underbrace{\left[I_0(y) + \sum_{n=1}^{\infty} 2I_m(y)\cos m\omega_{Rf}(t)\right]}_{\text{بسط } e^{y\cos\omega_{Rf}t}}$$

Menhaj

Year. Month. Data. Subject

$$i_c = I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} \Big[\underbrace{I_0(x) I_0(y)}_{\text{مقدار } dc} + \underbrace{2 I_1(x) I_0(y) \cos\omega_{Lo} t}_{\text{مؤلفه } Lo} + 2 I_1(y) I_0(x) \cos\omega_{Rf} t + 4 I_1(x) I_1(y) \underbrace{\cos\omega_{Rf} t \cos\omega_{Lo} t}_{\frac{1}{2}[\cos(\omega_{Rf}-\omega_{Lo})t + \cos(\omega_{Rf}+\omega_{Lo})t]} + \dots \Big] \quad (1)$$

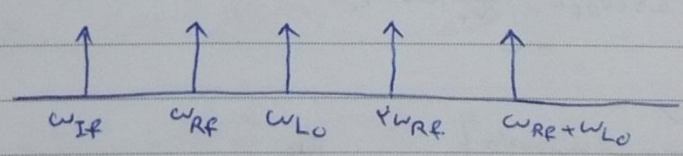
$$i_c = I_{dc} + i_c\Big|_{\omega_{Rf}} \cos\omega_{Rf} t + i_c\Big|_{\omega_{Lo}} \cos\omega_{Lo} t + i_c\Big|_{\omega_{If}} \cos\omega_{If} t + \dots \quad (2)$$

مؤلفه DC جریان خروجی $I_{dc} = I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} I_0(x) I_0(y) \Rightarrow I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} = \dfrac{I_{dc}}{I_0(x) I_0(y)}$

دامنه مؤلفه Rf جریان خروجی $i_c\Big|_{\omega_{Rf}} = 2 I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} I_0(x) I_1(y) = 2 I_{dc} \dfrac{I_1(y)}{I_0(y)}$

~ Lo ~ ~ $i_c\Big|_{\omega_{Lo}} = 2 I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} I_0(y) I_1(x) = 2 I_{dc} \dfrac{I_1(x)}{I_0(x)}$

~ If ~ ~ $i_c\Big|_{\omega_{If}} = 2 I_S e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} I_1(x) I_1(y) = 2 I_{dc} \dfrac{I_1(x)}{I_0(x)} \cdot \dfrac{I_1(y)}{I_0(y)}$



$(m\omega_{Rf} \pm n\omega_{Lo})$ جریان خروجی شامل همه مولفه‌های

Menhaj

Year. Month. Data. ۳۴۱۱ Subject

جلسه دهم:

میکسر B.J.T :

$$V_{BE} = V_{dc} + V_{Rf}\cos\omega_{Rf} t + V_{LO}\cos\omega_{LO} t$$

جریان کلکتور ترانزیستور دارای بی‌نهایت مولفه ناخواسته و مولفه If (مولفه مطلوب) هست

$$m\omega_{Rf} \pm n\omega_{LO}$$

دامنه مولفه Rf جریان خروجی

$$i_c\Big|_{\omega_{Rf}} = 2I_{dc}\frac{I_1(y)}{I_0(y)} \longrightarrow G\Big|_{\omega_{Rf}} = \frac{i_c|_{\omega_{Rf}}}{V_{Rf}}$$

گین در فرکانس Rf

دامنه مولفه LO جریان خروجی

$$i_c\Big|_{\omega_{LO}} = 2I_{dc}\frac{I_1(x)}{I_0(x)} \longrightarrow G\Big|_{\omega_{LO}} = \frac{i_c|_{\omega_{LO}}}{V_{LO}}$$

گین در فرکانس LO

دامنه مولفه If

$$i_c\Big|_{\omega_{If}} = 2I_{dc}\frac{I_1(x)}{I_0(x)}\cdot\frac{I_1(y)}{I_0(y)}$$

گین تبدیل از Rf به If (Conversion Gain)

$$G_c = \frac{i_c|_{\omega_{If}}}{V_{Rf}} = \frac{2I_{dc}\frac{I_1(x)}{I_0(x)}\cdot\frac{I_1(y)}{I_0(y)}}{yV_T}$$

دامنه مولفه If جریان خروجی

دامنه ولتاژ Rf ورودی

$V_{Rf} = yV_T$ ، $I_{dc} = g_{mQ}$

$$\boxed{G_c = g_{mQ}\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cdot\frac{I_1(y)}{yI_0(y)}} \rightarrow y/2$$

اگر $y \ll 1$ یا $x \gg 1$ باشد: $V_{Rf} \ll 26\,mV$

توابع بسل

$$I_1(y) \simeq \frac{y}{2}\ ,\quad I_0(y) \simeq 1$$

$$G_c = g_{mQ}\frac{I_1(x)}{I_0(x)}\cdot\frac{2}{y}\cdot\frac{y}{2} = \boxed{g_{mQ}\frac{I_1(x)}{I_0(x)}}$$

گین تبدیل از Rf به If مستقل از V_{Rf}

فاکتور عمق مقدارش 1 است

Menhaj

Year. Month. Data. Subject

$$G\Big|_{\omega_{RF}} = \frac{2 I_{dc} \frac{I_1(y)}{I_0(y)}}{\underbrace{V_{RF}}_{yV_T}} = \frac{2}{y} g_{mQ} \frac{I_1(y)}{I_0(y)} \xrightarrow{y/2} \boxed{g_{mQ}}$$

$V_{RF} \to g_{mQ}$ ، اگر $y \ll 1$

گین در فرکانس RF با بهره سیگنال کوچک ترانزیستور برابر است

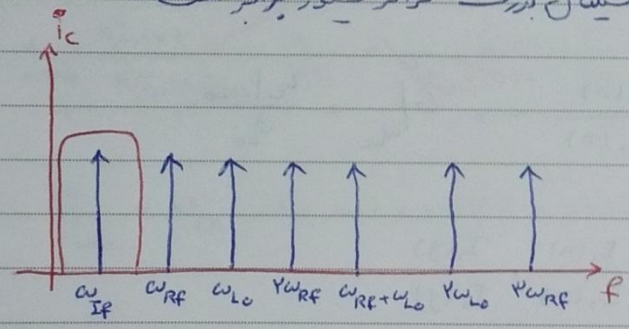
دامنه مولفه LO جریان خروجی

$$G\Big|_{\omega_{LO}} = \frac{2 I_{dc} \frac{I_1(x)}{I_0(x)}}{\underbrace{x V_T}_{V_{LO}}} = g_{mQ} \frac{2 I_1(x)}{x I_0(x)} = G_m(x)$$

$$\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} = \frac{2 I_1(x)}{x I_0(x)}$$

$x \to g_{mQ}$

گین در فرکانس LO با بهره سیگنال بزرگ ترانزیستور برابر است.



$$x = \frac{V_{LO}}{V_T}$$

$$y = \frac{V_{RF}}{V_T}$$

ترانزیستور BJT $G_{C\,max} = g_{mQ}$ میکسر BJT

ویژگی توابع بسل $x \ll 1 \to I_0(x) \simeq 1 \,,\; I_1(x) \simeq \frac{x}{2} \,,$

مثال) دامنه ولتاژهای RF و LO در ورودی یک میکسر BJT، 1 و 100 میلی ولت

می باشد. مطلوبست دامنه مولفه RF، LO و IF جریان خروجی؟ جریان dc اسیتر

$i_c\Big|_{\omega_{RF}} = ?$ $\quad i_c\Big|_{\omega_{LO}} = ?$ $\quad i_c\Big|_{\omega_{IF}} = ?$

$V_{RF} = 1\,mV$ ، 1mA فرض کنید

$V_{LO} = 100\,mV$

$I_{EQ} = 1\,mA$

Menhaj

کپی برداشته شده از فایل برای مجموعه و در شبکه کتاب تشریحی مجموعه

Year. Month. Data. ۳۵۱۱ Subject

حل:

$$x = \frac{V_{LO}}{V_T} = \frac{100\,mV}{26\,mV} \simeq 4$$

$$y = \frac{V_{RF}}{V_T} = \frac{1\,mV}{26\,mV} = \frac{1}{26} \ll 1$$

$$g_{mQ} = \frac{I_{EQ}}{V_T} = \frac{1\,mA}{26\,mV} = \frac{1}{26}\ \mho$$

$$G\Big|_{\omega_{RF}} = g_{mQ} = \frac{i_c|_{\omega_{RF}}}{V_{RF}} \Rightarrow i_c\Big|_{\omega_{RF}} = g_{mQ}\cdot V_{RF} = \frac{1}{26}\times 1^{mV} = 40\,\mu A$$

از جدول به ازای $x=4$

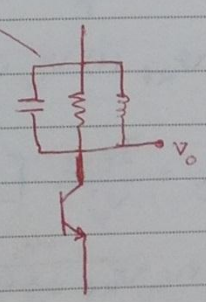
$$G\Big|_{\omega_{LO}} = g_{mQ}\,\frac{2I_1(x)}{x I_0(x)} = \frac{1}{26}\times\frac{2}{4}\times 0.86 = \frac{1}{52}\times 0.86 = 0.0176$$

$$i_c\Big|_{\omega_{LO}} = G\Big|_{\omega_{LO}}\times V_{LO} = 100\,mV\times 0.0176 = \boxed{1.76\,mA}$$

$$G_c \overset{y\ll 1}{=} g_{mQ}\,\frac{I_1(x)}{I_0(x)} = \frac{1}{26}\times 0.86 = 0.033\ \mho$$

$$i_c\Big|_{\omega_{IF}} = G_c V_{RF} = 33^{m\mho}\times 1^{mV} = 33\,\mu A$$

$$\frac{i_c|_{\omega_{LO}}}{i_c|_{\omega_{IF}}} = \frac{1760\,\mu A}{33\,\mu A} = 53.3 = \boxed{34.5\ dB}$$



$$\frac{H(j\omega_{IF})}{H(j\omega_{LO})} = 10^{6}$$

Menhaj

کسی که تو قفسه داری برای مجموعه و در شبکه کتاب شریف مجموعه

Year. Month. Data. ۳۵۱۱ Subject

حل:

$$x = \frac{V_{LO}}{V_T} = \frac{100\,mV}{26\,mV} \simeq 4$$

$$y = \frac{V_{RF}}{V_T} = \frac{1\,mV}{26\,mV} = \frac{1}{26} \ll 1$$

$$g_{mQ} = \frac{I_{EQ}}{V_T} = \frac{1\,mA}{26\,mV} = \frac{1}{26}\ \mho$$

$$G\Big|_{\omega_{RF}} = g_{mQ} = \frac{i_c\big|_{\omega_{RF}}}{V_{RF}} \Rightarrow i_c\Big|_{\omega_{RF}} = g_{mQ}\cdot V_{RF} = \frac{1}{26}\times 1^{mQ} = 40\,\mu A$$

از جدول به ازای $x=4$

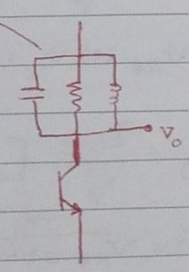
$$G\Big|_{\omega_{LO}} = g_{mQ}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)} = \frac{1}{26}\times\frac{2}{4}\times 0.86 = \frac{1}{52}\times 0.86 = 0.0176$$

$$i_c\Big|_{\omega_{LO}} = G\Big|_{\omega_{LO}}\times V_{LO} = 100\,mV\times 0.0176 = \boxed{1.76\,mA}$$

$$G_c \overset{y\ll 1}{=} g_{mQ}\frac{I_1(x)}{I_0(x)} = \frac{1}{26}\times 0.86 = 0.033\ \mho$$

$$i_c\Big|_{\omega_{IF}} = G_c V_{RF} = 33^{m\mho}\times 1^{mV} = 33\,\mu A$$

$$\frac{i_c\big|_{\omega_{LO}}}{i_c\big|_{\omega_{IF}}} = \frac{1760\,\mu A}{33\,\mu A} = 53.3 = \boxed{34.5\ dB}$$



$$\frac{H(j\omega_{IF})}{H(j\omega_{LO})} = 10^{6}$$

Menhaj

Year. Month. Data. Subject

سؤال) چرا برای کاهش دامنه V_{LO} را کاهش داد؟ ω_{LO} نمی توان دامنه

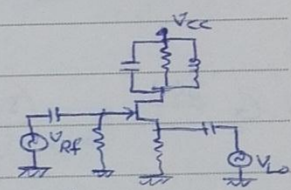
مکسر F.E.T :

آلودر ترانزیستور FET

$$v_{gs} = \overbrace{V_{GSQ}}^{V_b \text{ ولتاژ بایاس}} + v_{RF}(t) + v_{LO}(t)$$

$$v_{RF}(t) = V_{RF}\cos\omega_{RF}t$$

$$v_{LO}(t) = V_{LO}\cos\omega_{LO}t$$



$$i_D = I_{DSS}\left(1-\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left[v_{gs} - \overset{\text{Pinch}}{V_P}\right]^2$$

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left[\overbrace{(V_{GSQ} - V_P)}^{V_n} + v_{RF}(t) + v_{LO}(t)\right]^2$$

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left[V_n^2 + v_{RF}^2(t) + v_{LO}^2(t) + 2V_n v_{RF}(t) + 2V_n v_{LO}(t) + 2v_{RF}(t)\,v_{LO}(t)\right]$$

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left[\underbrace{V_n^2}_{DC} + \underbrace{\frac{V_{RF}^2}{2}}_{DC}\left(1+\overbrace{\cos 2\omega_{RF}t}^{2\omega_{RF}}\right) + \frac{V_{LO}^2}{2}\left(1+\overbrace{\cos 2\omega_{LO}t}^{2\omega_{LO}}\right)\right.$$

$$+ 2V_n\overbrace{V_{RF}\cos\omega_{RF}t}^{\omega_{RF}} + 2\overbrace{V_n V_{LO}\cos\omega_{LO}t}^{\omega_{LO}} + V_{RF}V_{LO}\left(\cos\overbrace{(\omega_{RF}-\omega_{LO})}^{\omega_{IF}}t + \right.$$

Menhaj

هفته بعد یکی از کلاسای ۱۳/۱۵-۱۱ یا ۱۳/۳۰-۱۵/۳۰
۲۱۱۰ ۲۱۱۱
می تونید بیاید.

۳۶/۱۱

Year. Month. Data. Subject

$$+\cos(\omega_{RF}+\omega_{LO})t)]$$

ولتاژ مؤلفه RF جریان خروجی

بردار فاز ω_{RF}

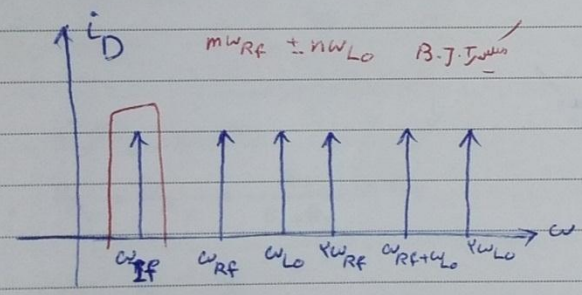
$$i_D\Big|_{\omega_{RF}} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} v_x v_{RF} \rightarrow G\Big|_{\omega_{RF}} = \frac{i_D|_{\omega_{RF}}}{v_{RF}} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} v_x = g_{mQ} = G_m(n)$$

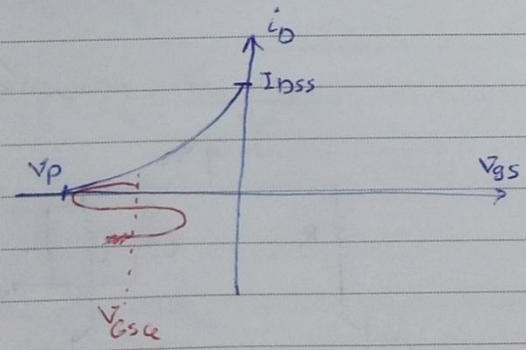
$$i_D\Big|_{\omega_{LO}} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} v_x v_{LO} \rightarrow G\Big|_{\omega_{LO}} = \frac{i_D|_{\omega_{LO}}}{v_{LO}} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} v_x = g_{mQ}$$

$$i_D\Big|_{\omega_{IF}} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} v_{RF} v_{LO} \rightarrow G_c = \frac{i_D|_{\omega_{IF}}}{v_{RF}} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} v_{LO}$$

جریان خروجی علاوه بر مولفه مطلوب

دارای پنج مؤلفه ناخواسته است.





مناسبترین نقطه کار $V_{GSQ} = \frac{V_P}{2} \rightarrow \frac{V_P}{2} = v_x$

$V_{LO} \gg V_{RF}$ با فرض $\Rightarrow V_{LO\,max} = \frac{V_P}{2} \Rightarrow G_{c\,max} = \frac{I_{DSS}}{2V_P}$ ①

میکسر FET

Menhaj

Year. Month. Data. Subject

$$G_m(x) = g_{me} \frac{V_x = \frac{V_P}{2}}{} \quad \boxed{\frac{I_{DSS}}{V_P}} \quad (2)$$

(1), (2) $\Rightarrow$ $G_{c\,mean}$ = $\frac{1}{2} g_{me}$

مکسر FET — ترانزیستور FET

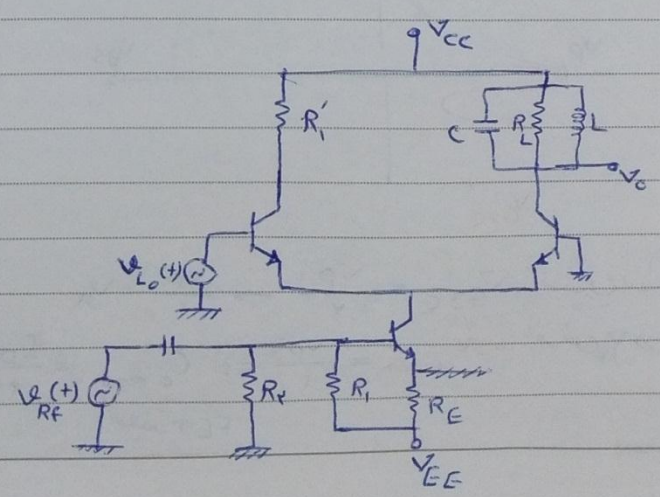
در مکسر B.J.T :

$g_{me}^{BJT} > g_{me}^{FET}$ همچنین $G_{c\,mean}$ = g_{me}

مکسر BJT — ترانزیستور BJT

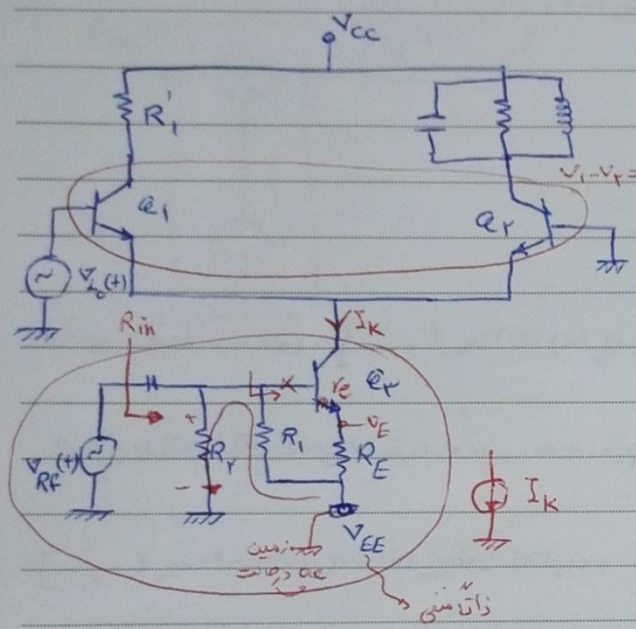
G_c مکسر B.J.T $>$ G_c مکسر FET

مکسر تفاضلی :



Menhaj

جلسه یازدهم:
میکسر تقاضلی



$$v_{Rf}(t) = V_{Rf}\cos\omega_{Rf} t$$

$$v_{Lo}(t) = V_{Lo}\cos\omega_{Lo} t$$

تحلیل DC:

if $\beta R_E \geq 10 R_2$

$$V_{B_3} = V_{R_2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_{CC}$$

$$V_{E_3} = V_{B_3} - 0.7V$$

$$I_{E_3} \simeq I_{C_3} = \frac{V_{E_3} - V_{EE}}{R_E}$$

$$g_{m_{Q_3}} = \frac{I_{E_3}}{V_T}$$

$$I_K = I_{dc} + i_{ac}$$

$$I_{dc} = I_{C_{3Q}}$$

$$i_{b_3} = \frac{v_{Rf}(t)}{R_{in}}$$

$$R_{in} = (R_1 \| R_2) \| \beta(R_E + r_e)$$

Year. Month. Data. Subject

$$i_{ac} = \beta i_{B_3} = \beta \frac{v_{Rf}(t)}{R_{in}} \qquad a_n(x) = \frac{I_n(x)}{I_K}$$

$$r_e = \frac{1}{g_m Q_3}$$

$$I_K = I_{C_3 Q} + \beta \frac{v_{Rf}(t)}{R_{in}}$$

از طرفی از شکل تفاضلی: $i_{C_3} = I_K \left[\frac{1}{2} + a_1(x) \cos\omega_{L_0}(t) + a_3(x) \cos 3\omega_{L_0} t + \dots \right]$

i_{C_3} ac قسمت جریان کلکتور زوج تفاضلی

جریان خروجی زوج تفاضلی فاقد هارمونیک های زوج بود

$$i_{C_2} = \Big[\underbrace{I_{C_3 Q}}_{I_{dc}} + \beta \underbrace{\frac{v_{Rf}(t)}{R_{in}}}_{V_{Rf}\cos\omega_{Rf} t} \Big] \Big[\frac{1}{2} + a_1(x) \cos\omega_{L_0}(t) + a_3(x) \cos 3\omega_{L_0} t + \dots \Big]$$

$$\underbrace{i_{C_2}\Big|_{\omega_{If}} = \frac{\beta V_{Rf}}{2R_{in}} a_1(x)}_{\text{دامنه مولفه } If \text{ جریان خروجی}} \cos\underbrace{(\omega_{Rf} - \omega_{L_0})}_{\omega_{If}} t \qquad x = \frac{V_{L_0}}{V_T}$$

بی نهایت مولفه ناخواسته وجود دارد

$$G_C = \frac{i_C|_{\omega_{If}}}{V_{Rf}} = \frac{\beta a_1(x)}{2R_{in}}$$

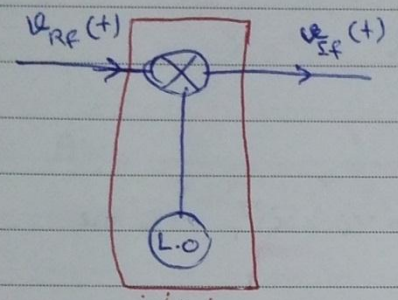
$$v_o(t) = V_{CC} + R_L i_C\Big|_{\omega_{If}} = V_{CC} + \boxed{\frac{\beta V_{Rf}}{2R_{in}} a_1(x) R_L \cos\omega_{If} t}$$

$$i_{C_1} = \frac{I_K}{2} + i(z)$$

$$i_{C_2} = \frac{I_K}{2} - i(z)$$

Menhaj

مبدل فرکانس:



مبدل فرکانس

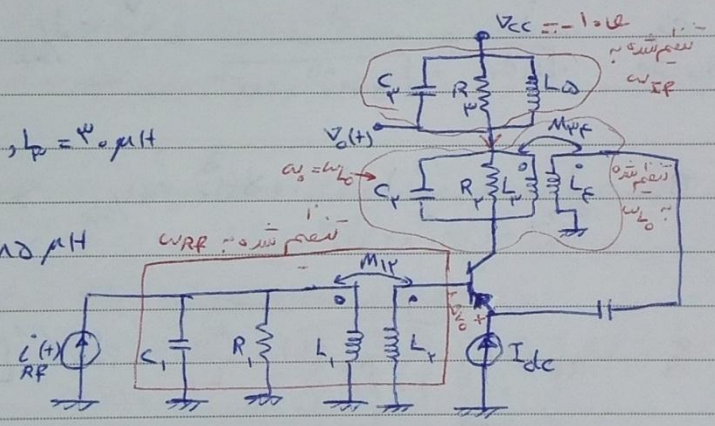
مثال) $i_o(t) = ?$

$R_1 = R_2 = R_3 = 10\,k\Omega$

$L_1 = 50\,\mu H$, $L_2 = 5\,\mu H$, $L_3 = 30\,\mu H$

$L_4 = 0.03\,\mu H$ $M_{12} = 1.85\,\mu H$

$M_{34} = 0.82\,\mu H$

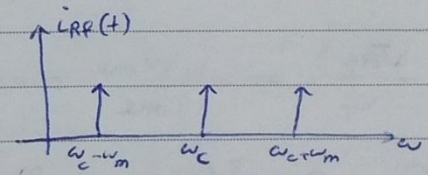


$L_5 = 100\,\mu H$, $C_1 = 200\,pF$ $C_2 = 148\,pF$ $I_{dc} = 0.5\,mA$ $C_3 = 400\,pF$

ω_m : فرکانس سیگنال پیام

$$i_{RF}(t) = 1^{\mu A}\left[1 + \cos 10^{3} t\right]\cos 10^{7} t$$

موج مدوله شده AM



موج مدوله شده $A_c\,(1 + m f(t))\cos\omega_c t$

ضریب (اندیس) مدولاسیون

سیگنال پیام

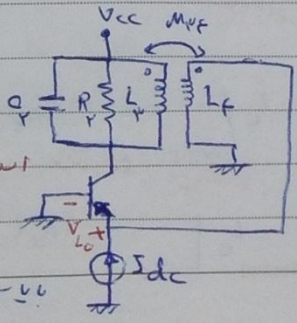
فرکانس اصلی

حل: مد اسیلاتوری

ω_c = پهنای فرکانس مرکزی

فیلتر $BW > 2\omega_m$

$$\omega_{L_5} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{30\times10^{-5}\times148\times10^{-12}}} = 1.5\times10^{7}\ rad/sec$$



$$n = \frac{M_{34}}{L_3} = \frac{0.82}{30} = 0.027 \ll 1$$

بایاس ترانزیستور با یک منبع جریان dc صورت گرفته.

Year. Month. Data. Subject

$$\frac{G_m(x)}{g_{me}} \overset{n<1}{\simeq} \frac{G_L = \frac{1}{R_2}}{n g_{me}}$$

$$g_{me} = \frac{I_{dc}}{V_T} = \frac{0.5\,mA}{26\,mV} = \frac{1}{52}\,\mho$$

$$\frac{G_m(x)}{g_{me}} \simeq \frac{10^{-4}}{0.027 \times \frac{1}{52}} = 0.19 \xrightarrow{\text{از جدول}} x = 10 \rightarrow V_i = \overset{10}{x}\,\overset{26}{V_T} = 260\,mV \qquad x = \frac{V_i}{V_T}$$

$$V_{L_0}(t) = 260\,mV \cos 1.5 \times 10^{7} t$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{5 \times 10^{-5} \times 2 \times 10^{-10}}} = 10^{7}\ rad/sec = \omega_{RF} = \omega_c$$: مد میکسر

فیلتر ورودی

$$B\omega = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{10^{4} \times 2 \times 10^{-10}} = 5 \times 10^{5}\ rad/sec > 2 \times 10^{3}$$

فیلتر ورودی منبع جریان مدوله شده AM را از خود عبور می‌دهد. وقت دیگر سراغ ترانس

$$v_B = v_{RF}(t) = R_1\, i_{RF}(t) \times \frac{M_{12}}{L_1} = 10^{4} \times 1^{\mu A}\left[1 + \cos 10^{3} t\right] \cos 10^{7} t \times \frac{V_{1.85}}{5_0}$$

$$v_B(t) = 1.5\,V^{mV}\left[1 + \cos 10^{3} t\right] \cos 10^{7} t = v_{RF}(t)$$

$$y = \frac{V_{RF}}{V_T} = \frac{1.5\,V\,mV}{26\,mV} \simeq 0.02 \ll 1 \qquad \frac{G_c}{g_{me}} = \frac{\cancel{2} I_1(x)}{I_0(x)} \frac{I_1(y)}{\cancel{2} I_0(y)}$$

$$\overset{\text{میکسر}}{G_c} = g_{me} \frac{I_1(x)}{I_0(x)} = \frac{1}{52}\,\mho \times 0.95 = 0.027 \times 0.95 \simeq \boxed{0.025}$$

از تفاضلی

کلیدی تبدیل RF به IF

$x = 10$ به ازای

از جدول

$$\boxed{\omega_{IF} = \omega_{L_0} - \omega_{RF} = 0.5 \times 10^{7} t}$$

$$i_c\Big|_{\omega_{IF}} = G_c V_{RF} = 0.025 \times 1.5\,V^{mV}\left[1 + \cos 10^{3} t\right] \cos 0.5 \times 10^{7} t$$

مولفه IF جریان کلکتور

$$i_c\Big|_{\omega_{IF}} = 28.4^{\mu A}\left[1 + \cos 10^{3} t\right] \cos 0.5 \times 10^{7} t$$

Menhaj

www.darvishkasa.blog.ir

Year. Month. Data. ۳۹۱۱ Subject

$$\text{پهنای فیلتر خروجی} = \frac{1}{\sqrt{L_5 C_3}} = \frac{1}{\sqrt{3\times10^{-5}\times4\times10^{-10}}} = 0.5\times10^{7}\ t = \omega_{IF}$$

$$BW = \frac{1}{R_3 C_3} = \frac{1}{10^{4}\times4\times10^{-10}} = 2.5\times10^{5} > 2\times10^{3}$$

فیلتر خروجی مؤلفه IF مدوله شده را عبور می دهد.

$$v_o(t) = V_{CC} + R_3\, i_c\Big|_{\omega_{IF}}$$

$$v_o(t) = -10^{v} + 286^{mv}\left[1+\cos 10^{3} t\right]\cos 5\times10^{6} t$$

مسائل: ۹، ۸، ۵، ۱ + مسائل موجود در متن طبق بعد تحویل داده شود دهنده بود

x	$\frac{G_m(x)}{g_m}$
۰	۱
۰/۲	۰/۹۹۵
۰/۵	۰/۹۷
۱	۰/۸۹۳
۲	۰/۴۹۸
۳	۰/۵۴
۴	۰/۴۳۲
۵	۰/۳۵۷
۶	۰/۳۰۴
۷	۰/۲۶۴
۸	۰/۲۳۴
۹	۰/۲۱۰
۱۰	۰/۱۹۰

سؤال کوییز: اسیلاتور شکل زیر را طوری طراحی کنید که فرکانس نوسانات خروجی 10^{8} rad/sec و میزان اعوجاج شکل موج خروجی ٪۱۰ باشد

$R_L = 1k\Omega$

$x = 10$

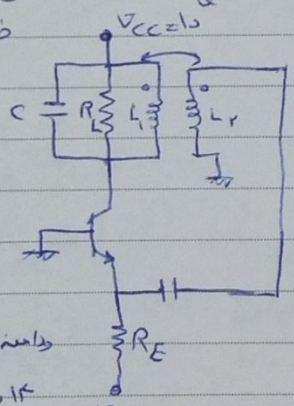
$\omega_0 = 10^{8}$ rad/sec

$T.H.D = 10\%$

$V'_{P-P} = 14v$

دامنه موج سینوسی پیک تو پیک ۱۴ ولت باشد

$M = 0.01$



x	$D(x)$
۲	۰/۲۹۴
۵	۰/۵۴
۱۰	۰/۴۴۲
۲۰	۰/۷۲۷

$v' = V v$

$v_{L_d}(t) = v' \cos\omega_0 t + V_{dc}$

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

$T.H.D = \frac{1}{Q_T}$

$h = \frac{M}{L_1}$, $\frac{G_m(x)}{g_{mQ}} =$

$G_L = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{1k\Omega}$

Menhaj

Year. Month. Data. Subject جلسه دوازدهم:

مدولاتورهای دامنه:

تعریف مدولاسیون: تغییرات دامنه، فرکانس یا فاز یک موج سینوسی فرکانس بالا به نام حامل یا Carier

برحسب تغییرات یک موج فرکانس پایین به نام پیام یا مدولاسیون می نامند در صورتیکه تغییرات

در دامنه باشد مدولاسیون AM و اگر تغییرات در فرکانس یا فاز باشد مدولاسیون

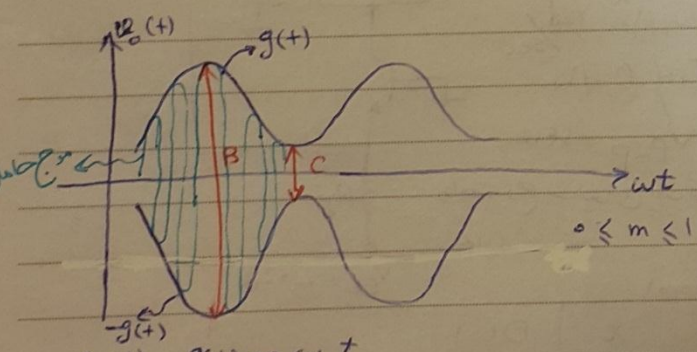
به ترتیب FM یا PM می نامند

$$v_o(t) = V_c\,(1 + m f(t))\cos\omega_c t$$

دامنه موج حامل carrier — ضریب (اندیس) مدولاسیون — سیگنال پیام — فرکانس موج حامل

در AM استاندارد

$$\begin{cases} \overline{f(t)} = 0 & \text{مقدار متوسط} \\ |f(t)|_{max} = 1 \end{cases}$$



$$v_o(t) = g(t)\cos\omega_c t$$

$0 \le m \le 1$

اگر $f(t) = \cos\omega_m t$ باشد

$$m = \frac{B - C}{B + C}$$

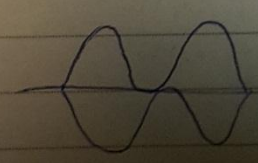
B: پیک تو پیک مقدار max

C: پیک تو پیک مقدار min

$C = 0 \rightarrow m = 1$

$B = C \rightarrow m = 0$

موج حامل مدوله نشده



$\rightarrow 100\%$ می شود

$$g(t) \triangleq V_c\,(1 + m f(t))$$ تابع پوش AM

Menhaj

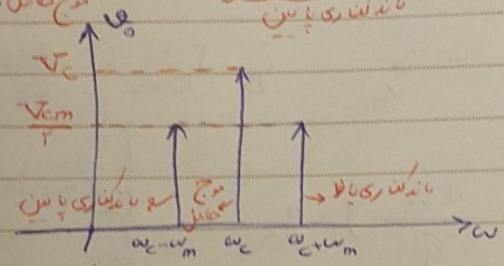
Year. Month. Data. Subject

فرکانس سیگنال پیام

$$v_o(t) = V_c(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_c t$$ با $f(t) = \cos\omega_m t$

$$v_o(t) = V_c\cos\omega_c t + V_c m\cos\omega_m t\cos\omega_c t$$

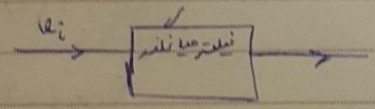
$$v_o(t) = \underbrace{V_c\cos\omega_c t}_{\text{موج حامل مدوله نشده}} + \underbrace{\frac{V_c m}{2}\left[\cos(\omega_c - \omega_m)t}_{\text{باند کناری پایین}} + \underbrace{\cos(\omega_c + \omega_m)t}_{\text{باند کناری بالا}}\right]$$



طیف فرکانسی موج مدوله شده AM با سیگنال پیام سینوسی

ω_m: حداکثر عمق مولفه فرکانسی سیگنال پیام

طیف فرکانسی موج AM طیفی متقارن به مرکزیت فرکانس حامل و پهنای باند $2\omega_m$ است.



شرایط لازم برای عبور موج AM از یک فیلتر میان گذر:

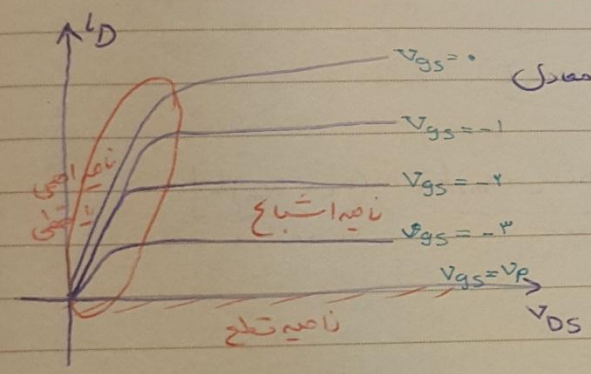
۱) فرکانس مرکزی فیلتر با فرکانس مرکزی طیف سیگنال برابر باشد. ۱) $\omega_0 = \omega_c$

۲) پهنای باند فیلتر از پهنای باند سیگنال بیشتر باشد. ۲) $BW \geq 2\omega_m$

Menhaj

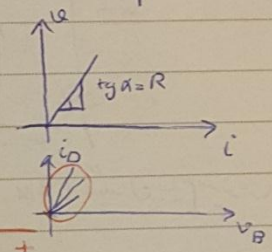
Year. Month. Data. Subject

استفاده از ترانزیستور FET به عنوان مقاومت متغیر با ولتاژ :



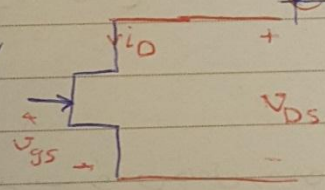
در ناحیه اهمی ترانزیستور FET معادل مقاومت متغیر با ولتاژ است.

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



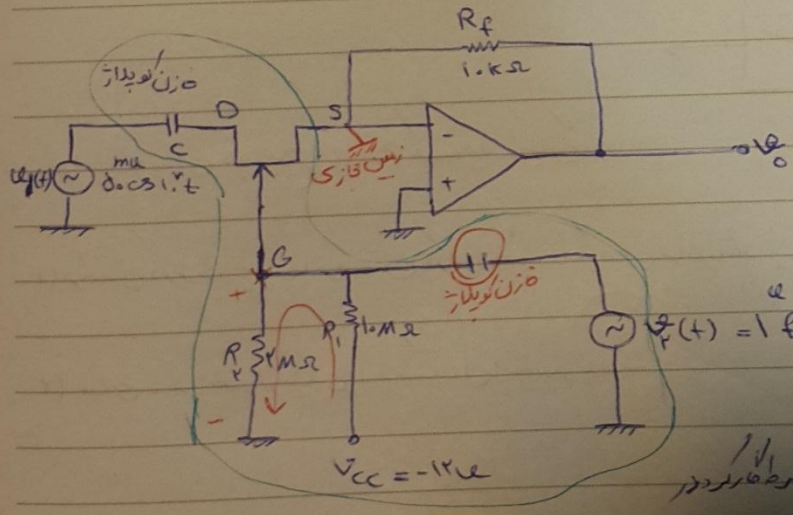
$$\frac{\partial i_D}{\partial v_{gs}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1-\frac{v_{gs}}{V_P}\right) = g_{DS}$$

کندوکتانس معادل ترانزیستور FET



$$r_{DS} = \frac{1}{g_{DS}}$$

مثال) $v_o(t) = ?$ و $m = ?$



$I_{DSS} = 4mA$

$V = -4V$

$$\begin{cases} \overline{f(t)} = 0 \\ |f(t)|_{max} = 1 \end{cases}$$

شرط کار در ناحیه خطی

$$\begin{cases} V_{gs} \geq V_P \rightarrow -4 \\ |V_{DS}|_{max} \leq \left|\,|V_{gs}| - |V_P|\,\right|_{min} \end{cases}$$

50mV

4 − 4

Pinch

Menhaj

Year. Month. Data. Subject

۴۱۱

حل :

$v_{DS} = v_1(t) = 50^{mV} \cos 10^{7} t$

$v_{GS} = V_{GSQ} + v_2(t)$

$V_{GSQ} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_{CC} = \frac{2}{12}(-12) = -2^{V}$

$v_{GS} = -2 + 1^{V} f(t)$

$v_{GS\,min} = -2-1 = -3^{V} > -4^{V_P}$ ✓ شرط اول برقرار است .

$|V_{DS}|_{max} = 50^{mV}$

$\left| |v_{GS}| - |V_P| \right|_{min} = \left| \left| -2+1^{V} f(t) \right| - 4 \right|_{min} = \left| |-3| - 4 \right| = 1 > |V_{DS}|_{max} = 50^{mV}$ ✓

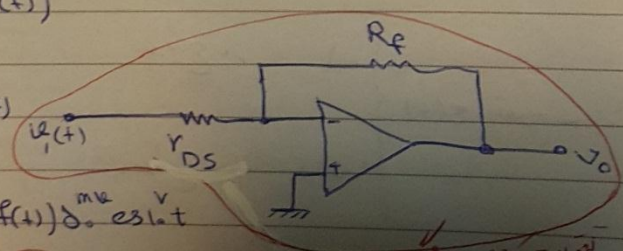
شرط دوم برقرار است . ترانزیستور در ناحیه اهمی کار می کند و معادل یک مقاومت است .

$g_{DS} = \frac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)$

$g_{DS} = \frac{-2 \times 4^{mA}}{-4}\left(1 - \frac{-2+1^{V} f(t)}{-4}\right) = 3^{mS}(1 - 0.5 + 0.25^{V} f(t))$

$g_{DS} = 1.5^{mS}(1 + 0.5 f(t))$

$v_o(t) = \frac{-R_f}{r_{DS}} v_1(t) = -g_{DS} R_f v_1(t)$



$v_o(t) = -10^{k\Omega} \times 1.5^{mS}(1 + 0.5 f(t)) 50^{mV} \cos 10^{7} t$

$v_o(t) = 750^{mV}(1 + 0.5 f(t)) \cos 10^{7} t$

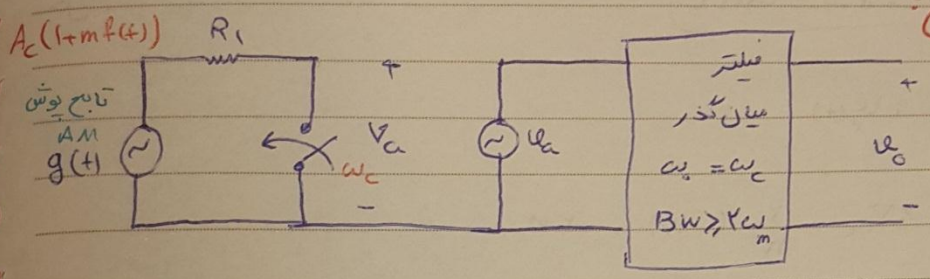
$V_c(1 + m f(t)) \cos \omega_c t$, $m = 0.5$

تقویت کننده وارونگر

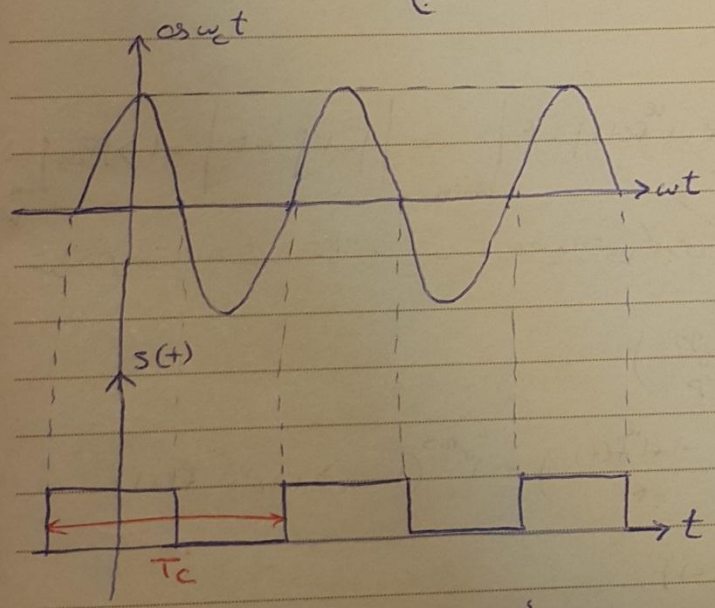
Menhaj

Year. Month. Data. Subject

مدولاتور سوییچ:



$$v_a = \begin{cases} g(t) & \text{سوییچ باز} \quad \text{وقتی } t \geq 0 \\ 0 & \text{سوییچ بسته} \quad \text{وقتی } t < 0 \end{cases}$$



یک موج مربعی با دوره تناوب T_c

تعریف $s(t)$

$$\begin{cases} 1 & \text{سوئیچ باز} \quad \text{وقتی } t \geq 0 \\ 0 & \text{سوئیچ بسته} \quad \text{وقتی } t < 0 \end{cases}$$

$$v_a(t) = s(t)\, g(t)$$

Menhaj

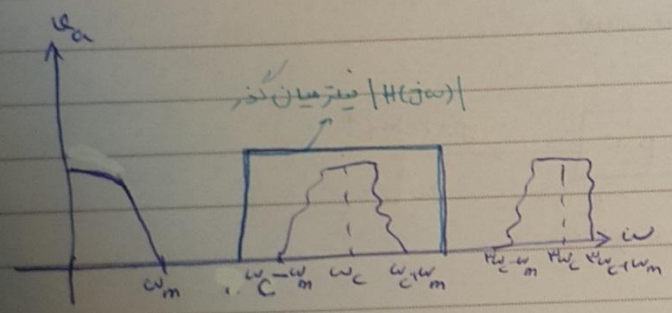
Year. Month. Data. ۴۲۱۱ Subject

$$s(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots$$

بسط سری فوریه

$$u_a(t) = s(t)\,g(t)$$

$$u_a(t) = \underbrace{\frac{g(t)}{2}}_{\text{سیگنال باند پایه}} + \underbrace{\frac{2}{\pi}g(t)\cos\omega_c t}_{AM\ \text{حول}\ \omega_c} - \underbrace{\frac{2g(t)}{3\pi}\cos 3\omega_c t}_{AM\ \text{حول}\ 3\omega_c} + \cdots$$



با حذف مولفه های ناخواسته توسط فیلتر

$$u_o(t) = \frac{2}{\pi}g(t)\cos\omega_c t \star h(t)$$

ولتاژ خروجی موج مدوله شده AM است

شرط لازم

1) $\omega_0 = \omega_c$

2) $BW \geq 2\omega_m$

3) $\omega_c - \omega_m > \omega_m \rightarrow \boxed{\omega_c > 2\omega_m}$

برای اینکه هم پوشانی پیش نیاید

$$\omega_c - \frac{BW}{2} > \omega_m \rightarrow \frac{BW}{2} < \omega_c - \omega_m \rightarrow BW < 2(\omega_c - \omega_m)$$

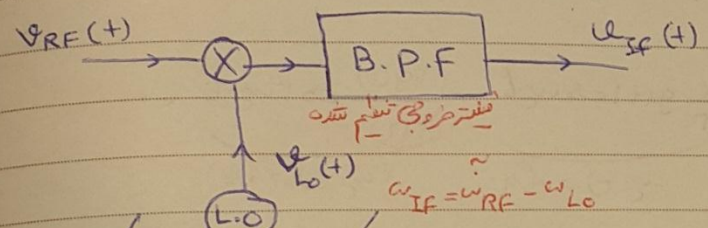
$$\boxed{2\omega_m \leq BW < 2(\omega_c - \omega_m)}$$

Menhaj

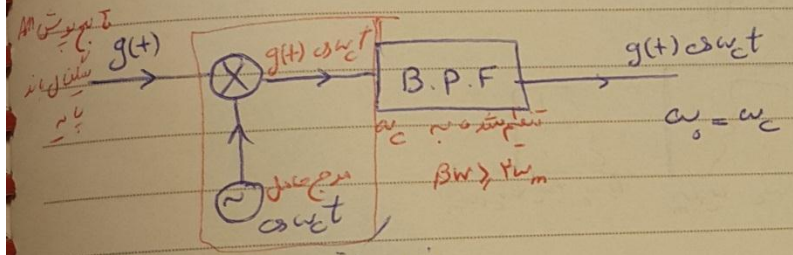
Year. Month. Data. Subject

جلسه سیزدهم:

مدولاسیون AM با استفاده از ضرب کننده:



ضرب کننده به عنوان میکسر



ضرب کننده به عنوان مدولاتور

$$\left.\begin{aligned} v_{RF}(t) &= V_{RF}\cos\omega_{RF}t \\ v_{Lo}(t) &= V_{Lo}\cos\omega_{Lo}t \end{aligned}\right\}$$

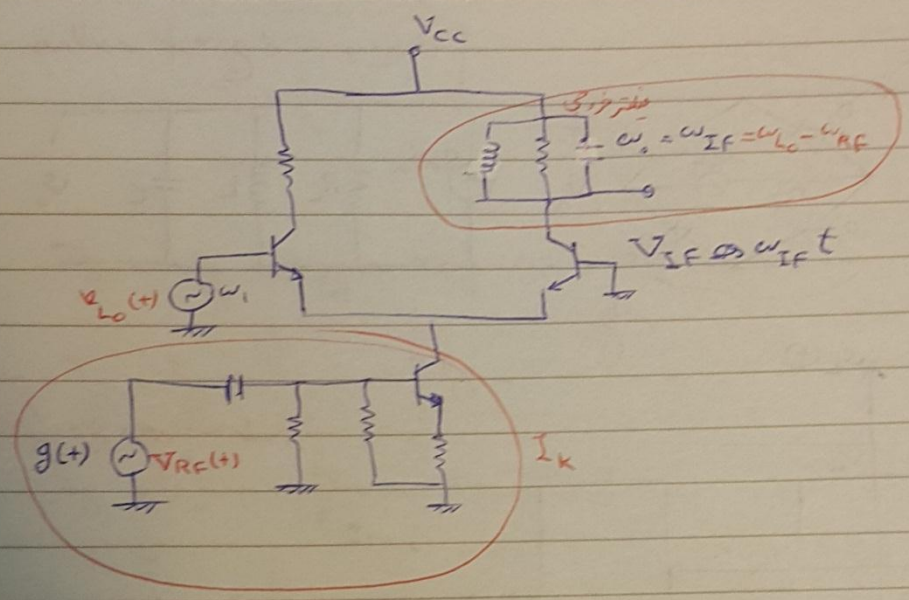
$$\omega_{If} \ll \begin{matrix}\omega_{RF}\\ \omega_{Lo}\end{matrix}$$

$$V_{RF}V_{Lo}\cos\omega_{RF}t\cos\omega_{Lo}t$$

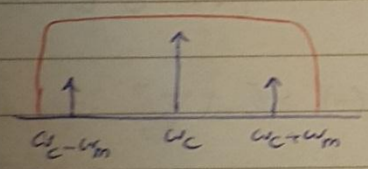
$$\frac{V_{RF}V_{Lo}}{2}\left[\cos(\omega_{RF}-\omega_{Lo})t + \cos(\cancel{\omega_{Lo}+\omega_{RF}})t\right]$$

Menhaj

Year. Month. Data. ۴۳ Subject



$$i_c = \underset{\downarrow \atop g(t)}{I_k} \left[\frac{1}{2} + \underbrace{a_1(x) \cos \omega_1 t}_{\cos \omega_c t} + a_2(x) \cos^2 \omega_1 t + \dots \right]$$

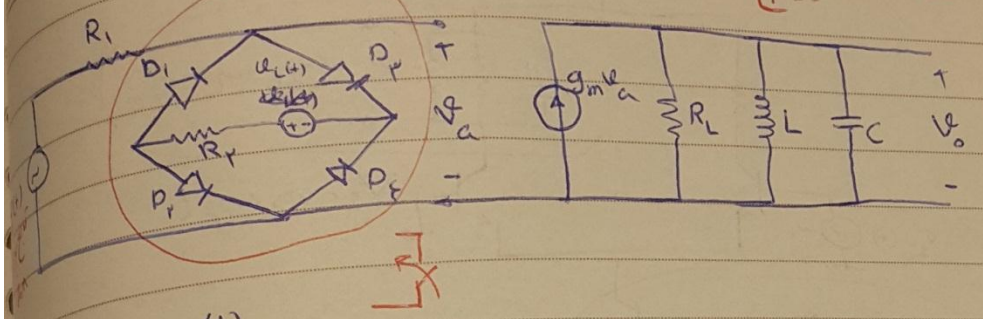


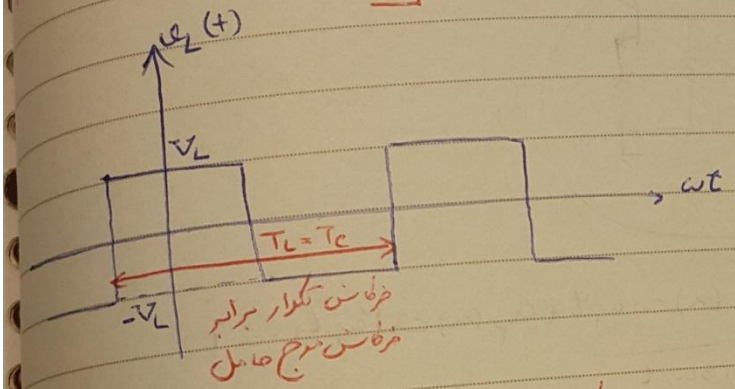
AM مدولاتور $V_o(t) = k\, g(t) \cos \omega_c t$

$$k A_c [1 + m f(t)] \cos \omega_c t$$

Menhaj

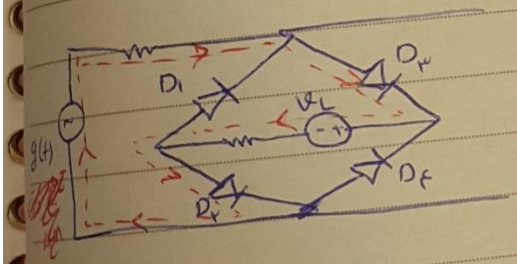
مدولاتور سوییچ :





$v_L(t)$: یک موج مربعی متقارن

در نیم سیکل منفی $v_L(t)$: (پلاریته برعکس می‌شود)



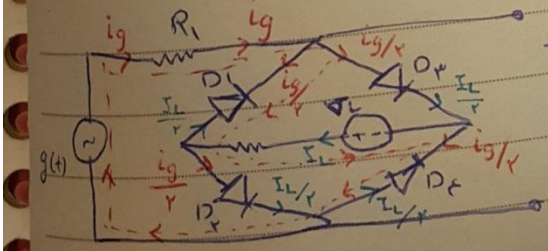
if $g(t) \geq V_L + 2V_{o_{max}}$ ولتاژ لازم جهت هدایت دیود

دیودهای D_2 و D_4 هدایت خواهند کرد.

برای جلوگیری از این امر: $\boxed{V_L > g(t)_{max} - 2V_o}$ (۱)

شرط عدم هدایت دیودها در نیم سیکل منفی

در نیم سیکل مثبت $v_L(t)$:



باید (۲) $\boxed{V_L > 2V_o + g(t)}$

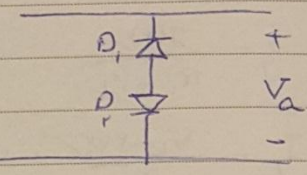
تا دیودهای D_1 و D_4 در آستانه هدایت قرار گیرند.

Year. Month. Data. ۴۴ Subject

از ① و ② برای عملکرد صحیح مدار باید

$$\boxed{V_L > V_\gamma + g(t)}$$

Si ⇒ ۰.۷
Ge ⇒



$$V_a = V_{D_3} - V_{D_4} = V_{D_2} - V_{D_1}$$

$$I_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} \longrightarrow \boxed{V_D = V_T \ln \frac{I_D}{I_S}}$$

$$\frac{I_D}{I_S} = e^{\frac{V_D}{V_T}} \rightarrow \frac{V_D}{V_T} = \ln \frac{I_D}{I_S}$$

$$i_{D_1} = \frac{I_L}{2} - \frac{i_g}{2} \rightarrow V_{D_1} = V_T \ln \frac{i_{D_1}}{I_S} = V_T \ln \frac{\frac{I_L - i_g}{2}}{V_T}$$

$$i_{D_2} = \frac{I_L}{2} + \frac{i_g}{2} \rightarrow V_{D_2} = V_T \ln \frac{i_{D_2}}{I_S} = V_T \ln \frac{\frac{I_L + i_g}{2}}{V_T}$$

$$i_{D_3} = \frac{I_L}{2} + \frac{i_g}{2}$$

I_L : جریان کشیده از منبع V_L

$$i_{D_4} = \frac{I_L}{2} - \frac{i_g}{2}$$

i_g : ~ ~ ~ $g(t)$

$$V_a = V_{D_2} - V_{D_1} = V_T \left(\ln \frac{\frac{I_L + i_g}{2}}{I_S} - \ln \frac{\frac{I_L - i_g}{2}}{I_S} \right)$$

$$V_a = V_T \ln \frac{I_L + i_g}{I_L - i_g} = V_T \ln \left(\frac{1 + \frac{i_g}{I_L}}{1 - \frac{i_g}{I_L}} \right)$$

رابطه بین i_g و V_a رابطه خطی نیست
و لگاریتمی است پس مدولاتور

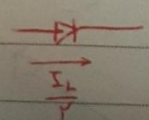
عامل غیرخطی بودن

$$V_a = r_d i_g \left(1 + \frac{i_g^2}{3 I_L^2} + \frac{i_g^4}{5 I_L^4} + \dots \right)$$ بسط مک لورن

اگر صورت تقریب بزنیم

$$r_d = \frac{V_T}{\frac{I_L}{2}}$$ مقاومت دینامیکی دیود با جریان $\frac{I_L}{2}$ بایاس

I_{D_4}



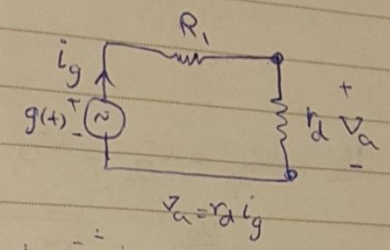
Menhaj

برای عملکرد خطی مدولاتور باید $\frac{i_g^2}{3I_L^2} \ll 1$

$$V_a = \frac{r_d}{R_1 + r_d}$$

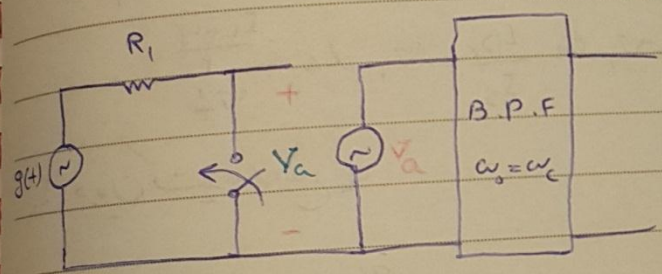
$$i_g = \frac{g(t)}{R_1 + r_d}$$

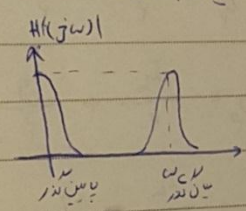
$$I_L = \frac{V_L - 2V_{0\,\text{صفر}}}{R_2}$$



با نوشتن KVL در حلقه پایینی (شبث) ←
(بخش نیم سیکل مثبت $V_L(t)$)

در تحلیل بلوکی:





$$v_0(t) = \frac{2g(t)}{R} \cos\omega_c t * h(t)$$

پاسخ ضربه فیلتر میان گذر

پاسخ ضربه فیلتر پاسین گذر معادل

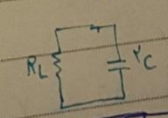
$$v_0(t) = \left[\frac{2g(t)}{R} \underbrace{h_L(t)}_{|H_L(j\omega_0)|}\right] \cos\omega_c t$$

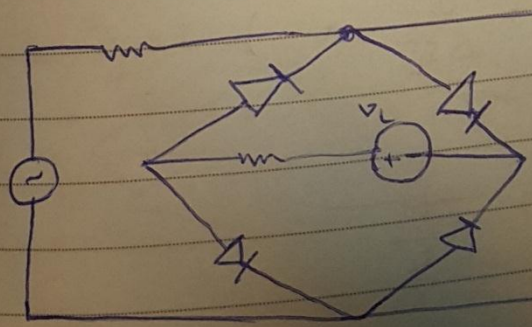
R_L

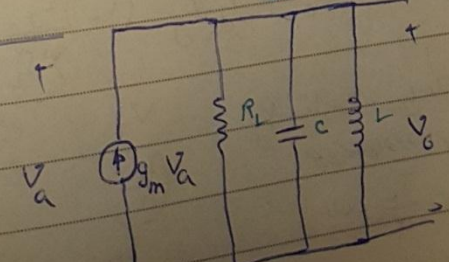
$$\boxed{V_0(t) = \frac{2g(t) R_L}{R} \frac{r_d}{r_d + R_1} g_m \cos\omega_c t}$$

در مدار حاضر

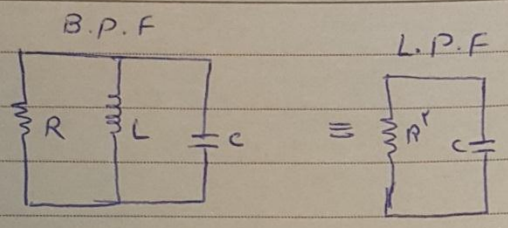
معادل

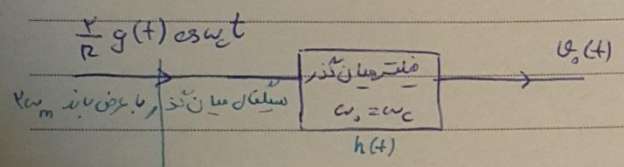


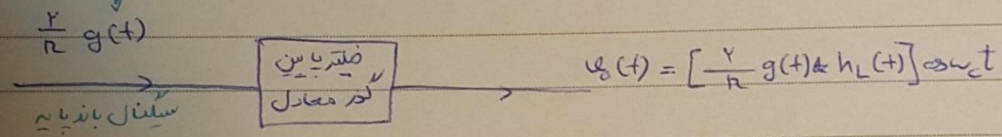


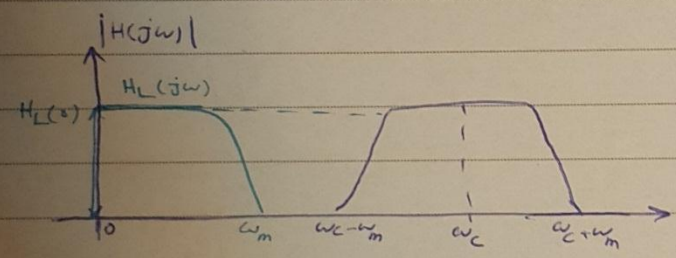


Year. Month. Data. Subject









$$V_a = \frac{r_d}{r_d + R_1} g(t)$$

پایان فصل ۵

تمرین ۱ ـ ۵ ـ ۱۰ ـ ۱۵ ـ ۱۶ ـ ۱۷

Menhaj