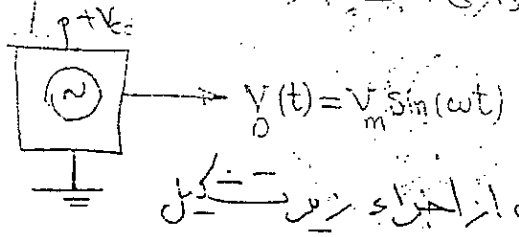
فصل سوم – نوسان سازهای سینوسی

نوسان ساز سینوسی مداری است بدون سیگنال ورودی ولی دارای خروجی سینوسی.



هر نوسان ساز سینوسی از اجزاء زیر تشکیل شده است:

۱ – عنصر فعال (تقویت کننده ترانزیستور) که در حالت غیرخطی (سیگنال بزرگ) کار می‌کند.

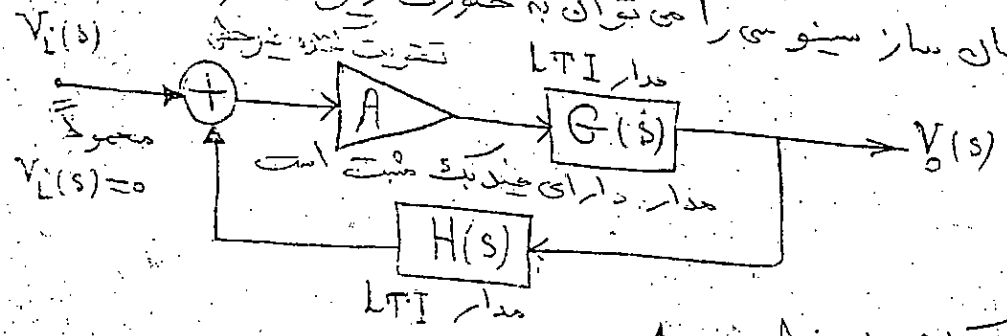
2 – شبکه تعیین کننده فرکانس (تقویت کننده مدار LC موازی و یا (به این شبکه تانک نوسان هم گفته می‌شود) سری)

3 – مداری برای محدود کردن و تثبیت دامنه.

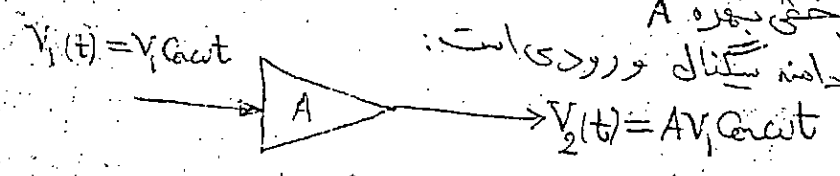
ممکن است در برخی مدارهای عملی وظایف فوق به صورت توأم انجام شود.

معماری و تئوری کلی نوسان سازهای سینوسی

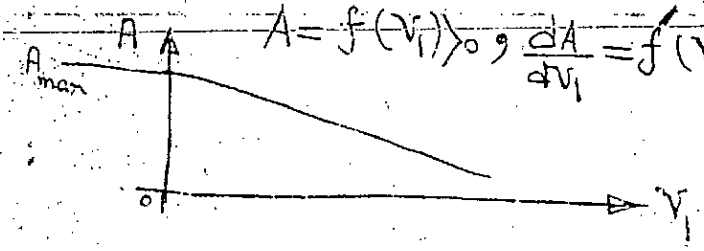
هر نوسان ساز سینوسی را می‌توان به صورت زیر مدل کرد:



در تقویت کننده غیرخطی بهره A تابعی نزولی از دامنه سیگنال ورودی است:



$$A=f(V_1)>0 \quad \text{و} \quad \frac{dA}{dV_1}=f'(V_1)<0$$



تابع تبدیل سیستم مورد نظر چنین است:

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

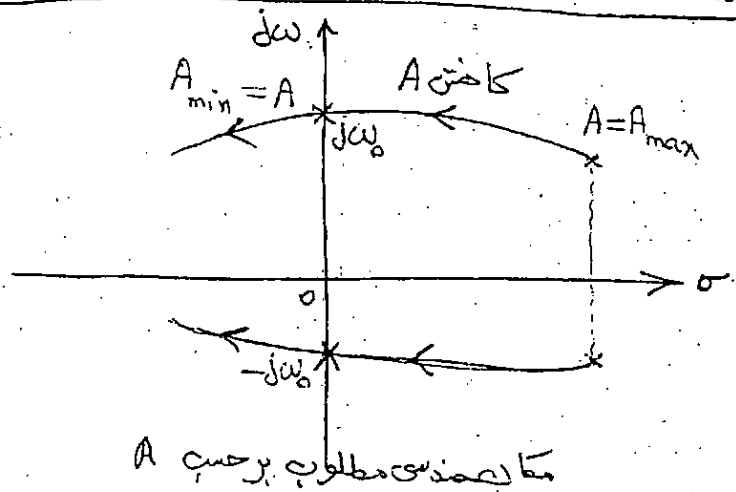
بهره حلقه $= AG(s)H(s) \triangleq A_{loop}(s)$

معادله مشخصه سیستم $\Delta(s) = 1-AG(s)H(s)=0$

$G(s)H(s)$ را به صورت زیر در نظر می‌گیریم: $G(s)H(s)=\frac{P(s)}{q(s)}$

$\Rightarrow$ معادله مشخصه سیستم: $q(s)-AP(s)=0$

$P(s)$ و $q(s)$ (یعنی $G(s)$ و $H(s)$) به گونه‌ای باید باشند که به ازای $A=A_{max}$ سیستم دارای یک زوج قطب مزدوج مختلط در سمت راست صفحه موهومی برده و مکان هندسی قطب‌ها بر حسب A چنان باشد که با کاهش A (بدلیل افزایش دامنه نوسان) قطب‌ها به سمت محور موهومی حرکت کنند و مثلاً به ازای $A=A_{min}$ دقیقاً بر محور موهومی واقع شوند.



شرط برقراری نوسان: $A_{max} > A_{min}$

در این صورت چه می‌شود؟

در هنگام روشن کردن (وصل تغذیه) مدار نوسانی وجود ندارد پس:

$V_i(t)=0$ و $V_o(t)=0$ $\Rightarrow A=A_{max}$

در این حالت بخاطر وجود دو قطب ناپایدار مدار آماده شروع است. اگر در محیط هیچ نویزی نباشد مدار شروع نمی‌کند ولی که محیط بدون نویز. بالاخره وجود نویز حرارتی یا حتی نویز حاصل از وصل شدن تغذیه برای راه اندازی مدار کافی است.

خوب [illegible] شروع به [illegible] سیگنال [illegible]
می‌کند. حین موضوع [illegible] حرکت [illegible]
سمت محور موهومی می‌کند (البته در حین حرکت قطب حاده سمت
محور موهومی فرکانس نوسان نیز دائماً تغییر می‌کند) تا اینکه
A برابر A_{min} شده و فرکانس و دامنه نوسان ثابت بماند.

رابطه بین فرکانس نوسان (ω_0) و دامنه نوسان

$$A_{min} = f(V_1) \longleftrightarrow (V_1 = f^{-1}(A_{min}))$$

در حالت نوسان با دامنه ثابت داریم:

$$1 - A_{Loop}(j\omega_0) = 0 \Longrightarrow A_{Loop}(j\omega_0) = 1$$

$$\Longrightarrow \boxed{Re\left(A_{Loop}(j\omega_0)\right) = 1 \ , \ Im\left(A_{Loop}(j\omega_0)\right) = 0}$$

از دو رابطه فوق که معیارهای بارک هاوزن (Barkhausen) نامیده می‌شوند ω_0 و A_{min} (پس $V_1 = f^{-1}(A_{min})$) بدست می‌آیند.

معیارهای بارک هاوزن شرایط لازم برای نوسان بوده و طبق این شرایط سیگنال در فرکانس ω_0 بدون تغییر فاز و دامنه باید حلقه را بپیماید.

ساده‌ترین فرم $A_{Loop}(s) = A\,G(s)\,H(s)$ برای ایجاد مکان هندسی قطب‌ها

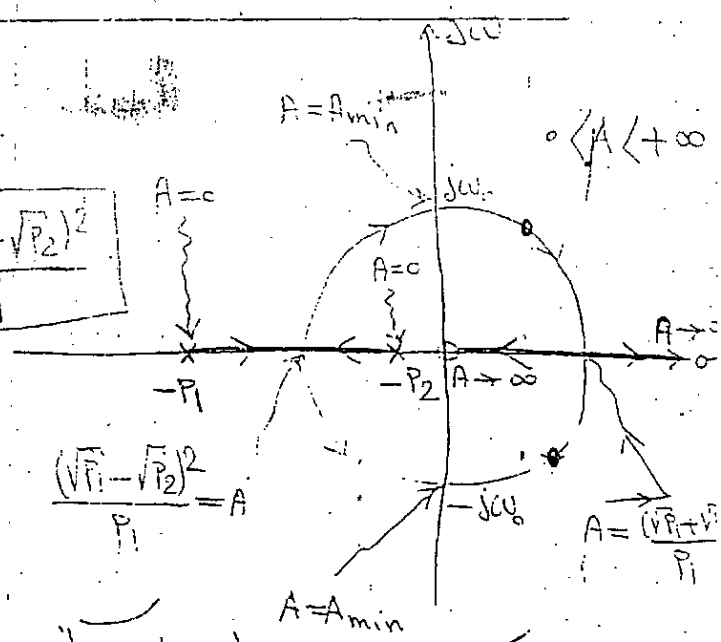
$$A_{Loop}(s) = \frac{A P_1 s}{(s+P_1)(s+P_2)} \qquad P_1 \neq P_2 \qquad P_1, P_2 > 0$$

$G(s)H(s)$ دارای دو قطب حقیقی منفی متمایز و یک صفر در مبدأ است:

مکان هندسی ریشه‌های $\Delta(s) = 1 - A_{Loop}(s)$ برحسب A چنین می‌شود:

برای برقراری نوسان باید داشته باشیم:

$$A_{min} < A_{max} = f(p) < \frac{(\sqrt{P_1}+\sqrt{P_2})^2}{P_1}$$



خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:

برای این شبکه ω_0 و A_{min} را محاسبه می‌کنیم:

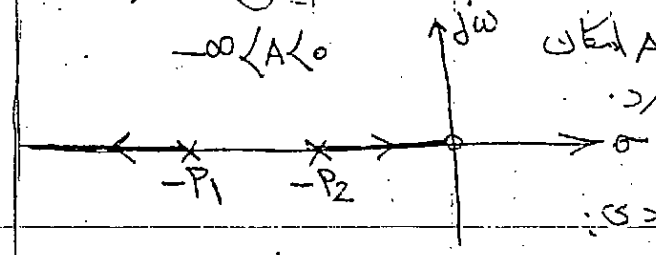
$$A_{Loop}(j\omega_0) = \frac{A_{min} P_1 j\omega_0}{(j\omega_0+P_1)(j\omega_0+P_2)}$$

$$\Rightarrow A_{Loop}(j\omega_0) = \frac{A_{min} P_1 j\omega_0 (P_1 - j\omega_0)(P_2 - j\omega_0)}{(P_1^2+\omega_0^2)(P_2^2+\omega_0^2)}$$

$$Re(A_{Loop}(j\omega_0)) = \frac{A_{min} P_1}{P_1+P_2} = 1 \Rightarrow \boxed{A_{min} = 1 + \frac{P_2}{P_1}}$$

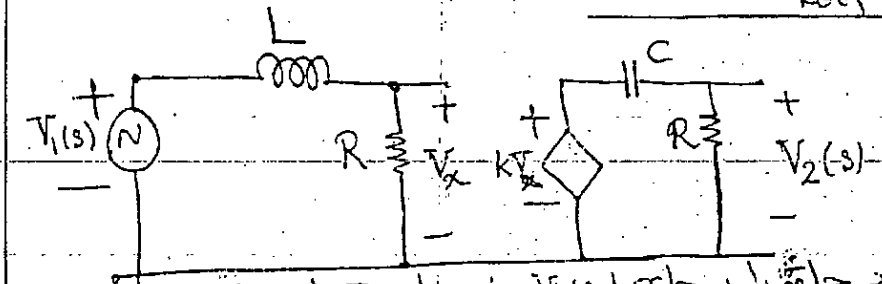
$$Im(A_{Loop}(j\omega_0)) = 0 \Rightarrow \boxed{\omega_0 = \sqrt{P_1 P_2}}$$

به ازای A های منفی مکان هندسی ریشه‌ها چنین می‌شود:



مشاهده می‌شود با $A<0$ امکان نوسان وجود ندارد.

نتیجه $A_{Loop}(s)$ پیشنهادی:



برای ایجاد حلقه باید جای $V_1(s)$ منبع وابسته ای برابر $V_2(s)$ قرار دهیم.

20

$$\frac{V_x(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{R+\frac{1}{Cs}} \quad , \quad \frac{V_2(s)}{V_x(s)} = \frac{K}{R+\frac{1}{Cs}}$$

$$\Rightarrow \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{V_2(s)}{V_x(s)} \times \frac{V_x(s)}{V_1(s)} = \frac{KRCs}{(RCs+1)} \times \frac{R}{(R+Ls)}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{A\left(\frac{K}{L}\right)s}{\left(s+\frac{R}{L}\right)\left(s+\frac{1}{RC}\right)}} \quad \boxed{A=K}$$

پیشنهاد دوم برای $A_{Loop}(s) = AG(s)H(s)$ به منظور ایجاد مکان هندسی مطلوب:

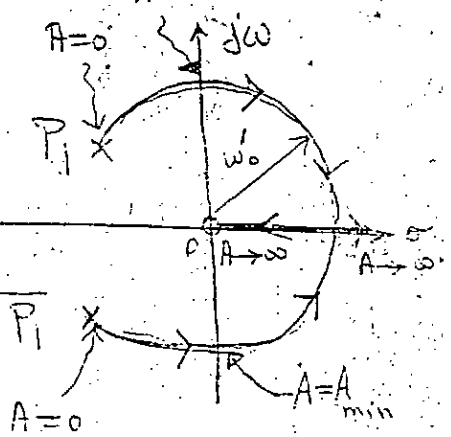
اجازه دهید $A_{Loop}(s)$ یک زوج قطب مختلط مزدوج در نیم صفحه چپ و یک صفر در مبدأ داشته باشد:

$$A_{Loop}(s) = \frac{A\omega_0' s}{s^2+2\alpha s+\omega_0'^2} \quad , \quad 0<\alpha<\omega_0'$$

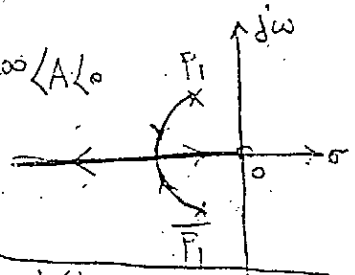
مکان هندسی ریشه‌های $\Delta(s)=1-A_{Loop}(s)$ برحسب A چنین می‌شود:

$A_{min}=A$

$0<A<+\infty$



قطب‌های P_1 و $\bar{P}_1$ $A_{Loop}(s)$ هستند

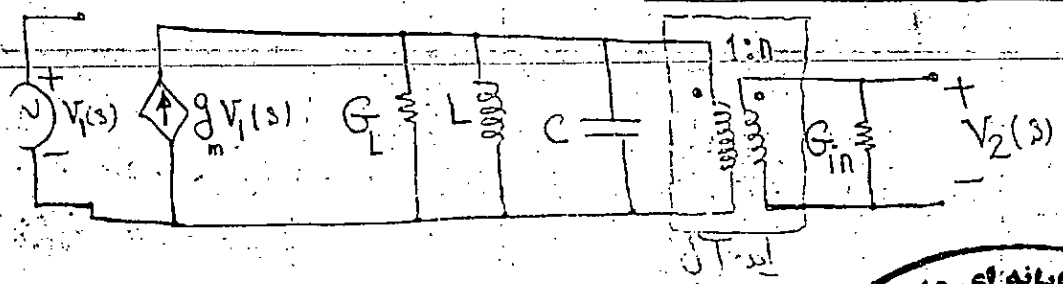


$-\infty<A<0$

به ازای $A<0$ امکان نوسان وجود ندارد

بدست می‌آید: $\boxed{\omega_0=\omega_0'}$ و $\boxed{A_{min}=\frac{2\alpha}{\omega_0'}}$

سنتز $A_{Loop}(s)$ پیشنهادی:



خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:

برای ایجاد حلقه بجای منبع $V_1(s)$ را از ابتدا ترانزیستور می‌گذاریم

داریم:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{\left(\frac{g_m n}{G_T}\right)(2\alpha s)}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0'^2}$$

که در آن:

$$\boxed{\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{LC}}} \quad , \quad \boxed{G_T = G_L + n^2 G_{in}} \quad , \quad \boxed{\alpha = \frac{G_T}{C}}$$

داریم:

$$\frac{g_m n}{G_T} 2\alpha \cancel{s} = A\omega_0' \cancel{s}$$

$$\Rightarrow A = \frac{2\alpha g_m n}{G_T \omega_0'} = \frac{2\frac{\cancel{G_T}}{C} g_m n}{\cancel{G_T}\omega_0'} = \frac{2 g_m n}{C\omega_0'}$$

شرط برقراری نوسان چنین است:

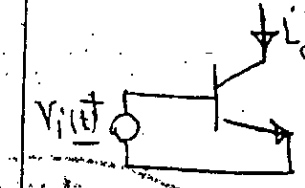
$$A_{min} < A \Rightarrow \frac{\cancel{2} g_m n}{C\cancel{\omega_0'}} > \frac{\cancel{2}\alpha}{\cancel{\omega_0'}} \Rightarrow g_m > \frac{\alpha C}{n}$$

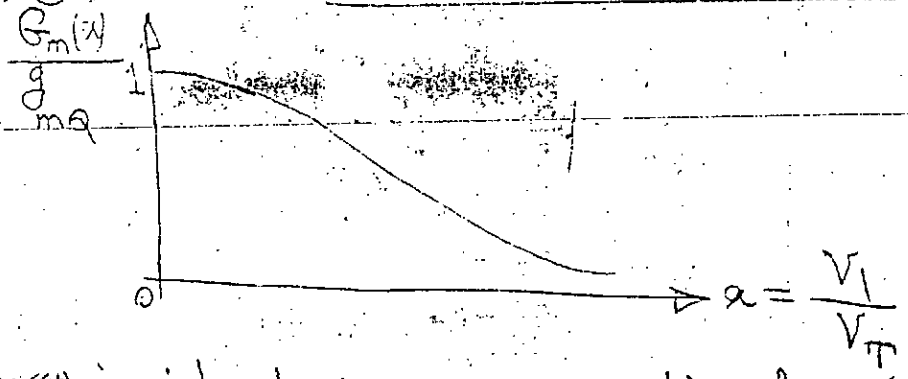
$$\Rightarrow \boxed{g_m > \frac{G_T}{n}}$$

نحوهٔ محدود نمودن دامنه (طرز ساخت تقویت کننده غیرخطی A)

دیدیم یکی از اجزای اصلی در نوسان سازهای سینوسی تقویت کننده غیرخطی با مشخصه نزولی است. برای ساخت این تقویت کننده غیرخطی از ترانزیستور معمولی و یا FET استفاده می‌شود (البته بجز ترانزیستور باید یک فیلتر باند باریک میان گذر قرار داد که فقط فرکانس نوسان را عبور دهد و هارمونیک‌های تولید شده را حذف کند)

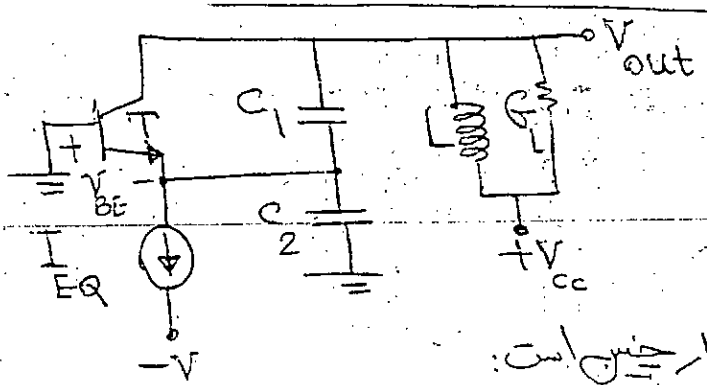
* مثلاً در فصل دوم برای مدار زیر:



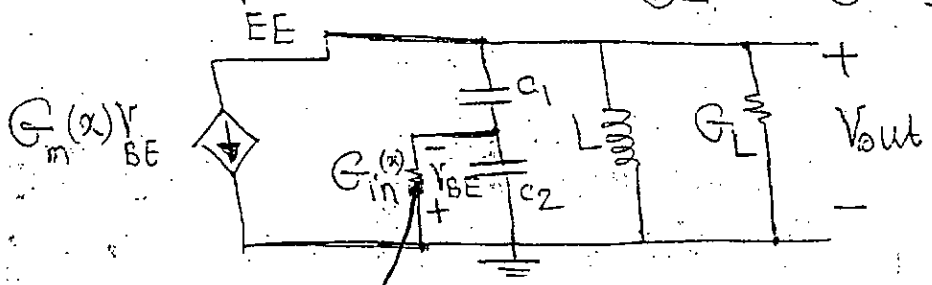


اکنون آماده هستیم چند نوسان ساز سینوسی معروف را بررسی کنیم.

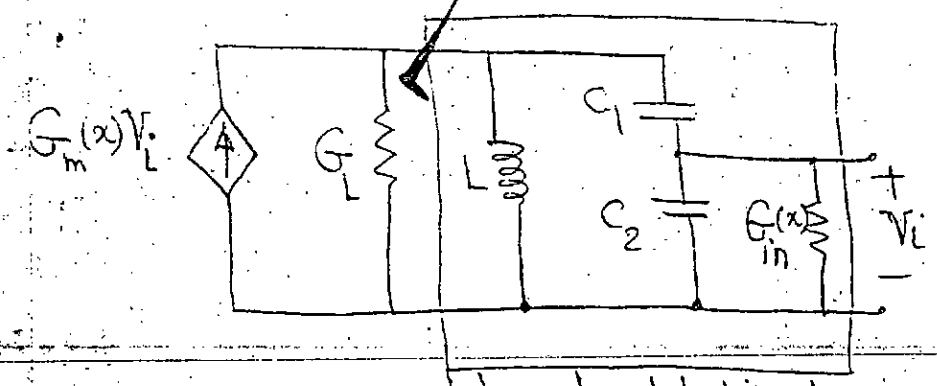
نوسان ساز Colpitts با منبع جریان ثابت



مدل دینامیکی مدار چنین است:



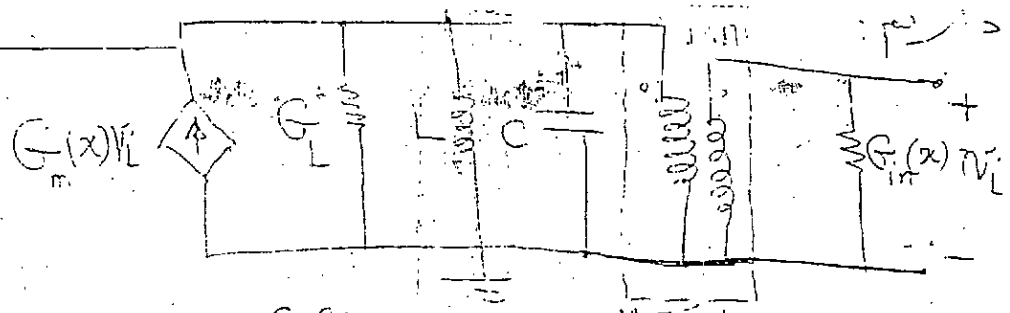
و یا:



از مثل دوم مدار معادل

این جعبه را قرار می‌دهیم (طبق همان دهرایت گفته شده)

پس داریم:



$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \qquad V_i = nV_{out}$$

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

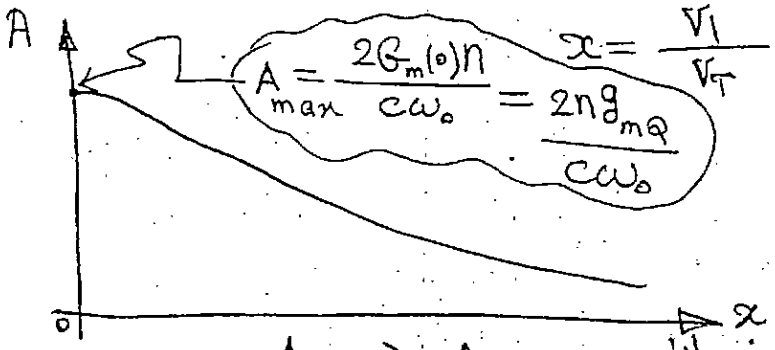
خوب مدار فوق چیست؟

همان پیشنهاد دوم برای نتز $A_{Loop}(s)$

برای مدار فوق داریم:

$$\boxed{A = \frac{2G_m(x)\,n}{C\,\omega_0}} \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

دامنه نوسان‌ساز $x = \frac{V_i}{V_T} = V_i$



شرط برقراری نوسان: $A_{max} > A_{min}$

$$\Rightarrow \frac{2ng_{mQ}}{C\omega_0} > \frac{2\alpha}{\omega_0} \Rightarrow \frac{2ng_{mQ}}{C} > 2\frac{G_T}{C}$$

$$\Rightarrow \boxed{g_{mQ} > \frac{G_T}{n}} \Rightarrow g_{mQ} > \frac{1}{n}\left(G_L + n^2 G_{in}(x)\right)$$

می‌دانیم که (به فصل دوم رجوع شود): $G_{in}(x) = \frac{G_m(x)}{\alpha'}$

پس باید: $\alpha' = \frac{\beta}{\beta+1}$ $\qquad g_{mQ} > \frac{G_L}{n} + n \cdot \max\left(G_{in}(x)\right)$

$$\max\left(G_{in}(x)\right) = \frac{1}{\alpha'}\max\left(G_m(x)\right) = \frac{1}{\alpha'}g_{mQ}$$

CCIT

$$\Rightarrow g_{mQ} > \frac{G_L}{n} + \frac{n}{\alpha'} g_{mQ}$$

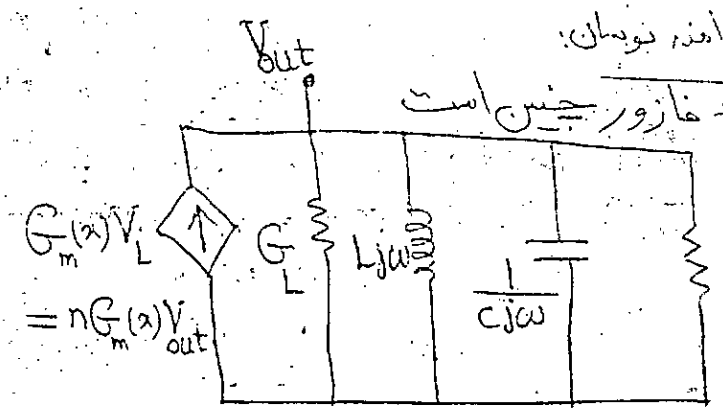
$$\Rightarrow \left(1-\frac{n}{\alpha'}\right) g_{mQ} > \frac{G_L}{n} \Rightarrow \boxed{g_{mQ} > \frac{G_L}{n\left(1-\frac{n}{\alpha'}\right)}}$$

$$\boxed{g_{mQ} = \frac{I_{CQ}}{V_T}}$$

g_{mQ} به نقطه کار بستگی دارد و می‌دانیم:

طرز تعیین فرکانس و دامنه نوسان:

مدار دینامیکی در حوزه فازور چنین است



$$n^2 G_{in}(x) = \frac{n^2}{\alpha'} G_m(x)$$

$$\text{KCL: } \left(\cancel{G_L} + Cj\omega + \frac{1}{Lj\omega} + \cancel{\frac{n^2}{\alpha'} G_m(x)}\right) V_{out} - \cancel{nG_m(x)V_{out}} = 0$$

$$\Rightarrow \left\{\underbrace{\left(G_L + \frac{n^2}{\alpha'} G_m(x) - nG_m(x)\right)}_{\text{این ضریب صفر باید باشد}} + j\left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)\right\} V_{out} = 0$$

$$\Rightarrow C\omega - \frac{1}{L\omega} = 0 \Rightarrow \boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}}$$ فرکانس نوسان

$$G_L - n\left(1-\frac{n}{\alpha'}\right) G_m(x) = 0 \Rightarrow \boxed{G_m(x) = \frac{G_L}{n\left(1-\frac{n}{\alpha'}\right)}}$$

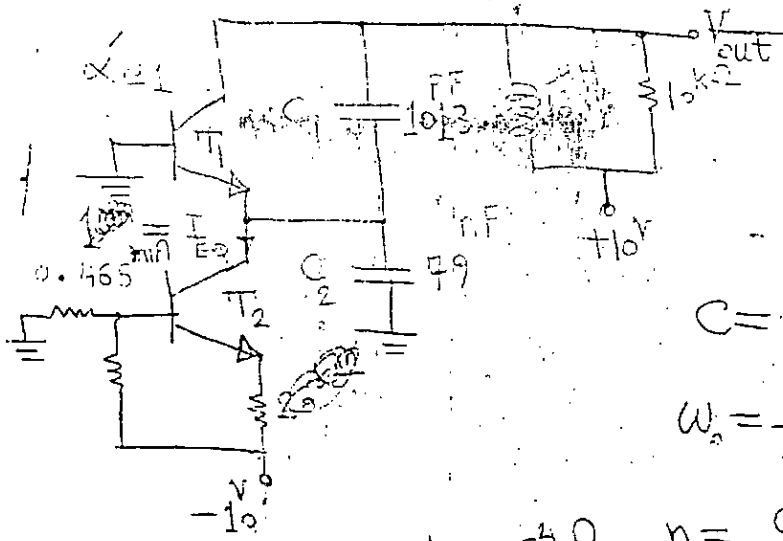
$G_m(x)$ و g_{mQ} معلوم هستند پس $\frac{G_m(x)}{g_{mQ}}$ معلوم است.

از روی نمودار $\frac{G_m(x)}{g_{mQ}}$ برحسب x، مقدار x را بدست می‌آوریم.

$$x \text{ معلوم} \Rightarrow \boxed{\text{دامنه } V_i = xV_T} \Rightarrow \boxed{\text{دامنه خروجی} = \frac{xV_T}{n}}$$

مثال عددی:

V_{out} را بیابید.



$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 1000 \text{ pF}$$

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

$$G_L = \frac{1}{10^{4}} = 10^{-4}\,\Omega \qquad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{80}$$

$$I_{EQ} = 0.465 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow \boxed{g_{mQ} = \frac{1}{56\,\Omega}}$$

$$\Rightarrow G_m(x) = \frac{10^{-4}}{\frac{1}{80}\left(1 - \frac{1}{80}\right)} \Rightarrow \frac{G_m(x)}{g_{mQ}} = 0.448$$

$$\Rightarrow \boxed{x = 3.5}$$

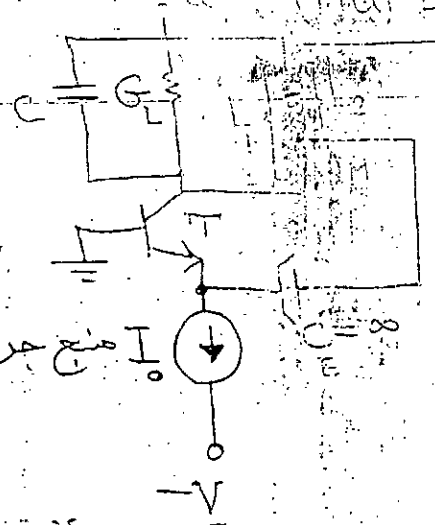
$$\Rightarrow V_1 = 3.5 \times 28\,\text{mV} = 99\,\text{mV}$$

$$\Rightarrow \text{دامنه خروجی} = 80 \times 99\,\text{mV} = 7.9\,\text{V}$$

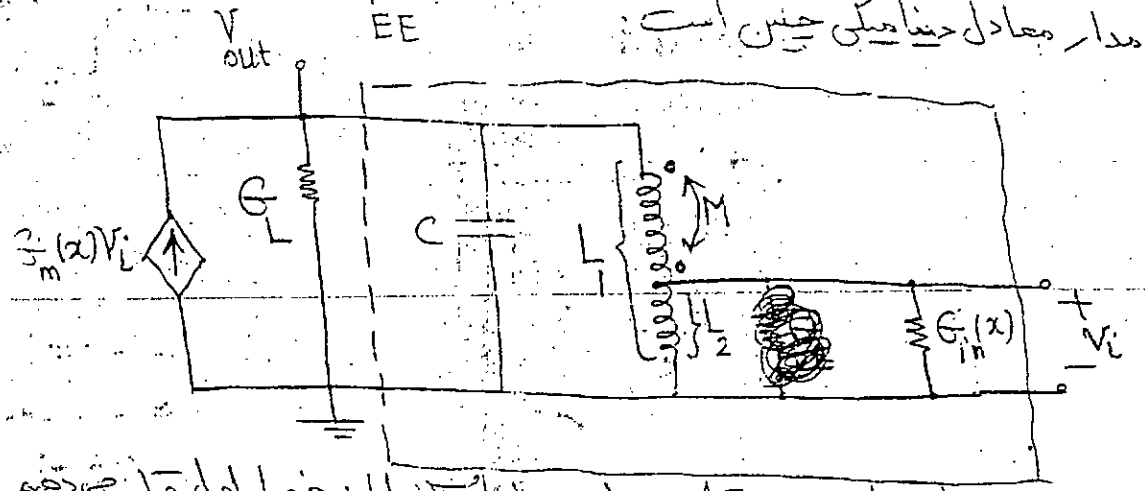
$$\Rightarrow \boxed{V_{out}(t) = 10^{V} + 7.9^{V} \sin(10^{7} t)}$$

* * *

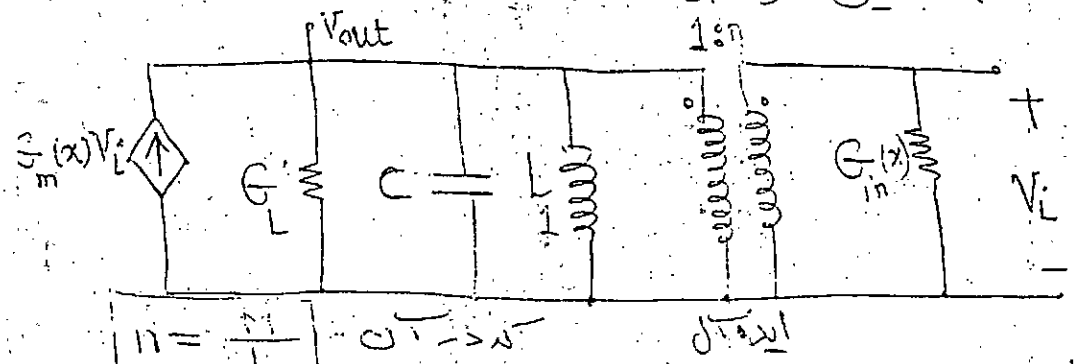
نوسان ساز هارتلی (Hartley)
(با منبع جریان ثابت)



مدار معادل دینامیکی چنین است:



بجای این دو قطبی مدار معادل آنرا از فصل اول قرار می‌دهیم



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

مشاهده می‌شود مدار معادل عین مدار معادل نوسان ساز کولپیتز با منبع جریان ثابت است.

شرط نوسان $g_m > \frac{G_L}{n(1-\frac{n}{x})}$

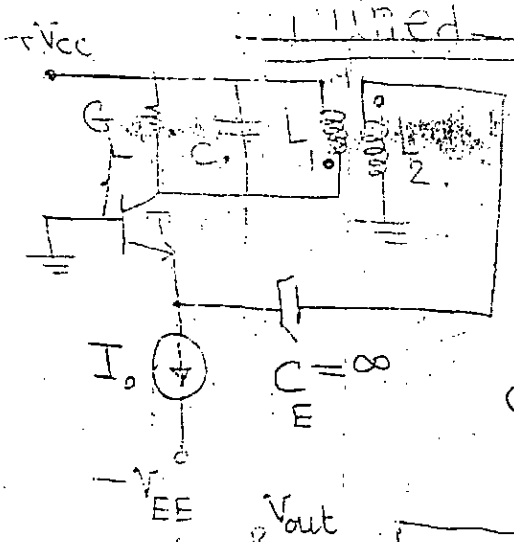
فرکانس نوسانات $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$

* برای تعیین دامنه نوسانات پس از بدست آوردن $\frac{G_m(x)}{g_m}$ از منحنی 6-5 از فصل چهارم کتاب استفاده می‌کنیم. مانند کولپیتز.

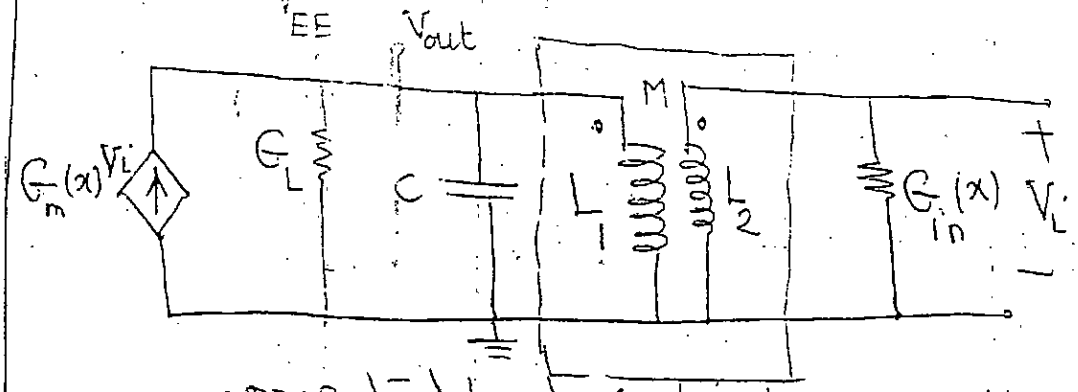
خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:

نوسان ساز Tuned - Collector

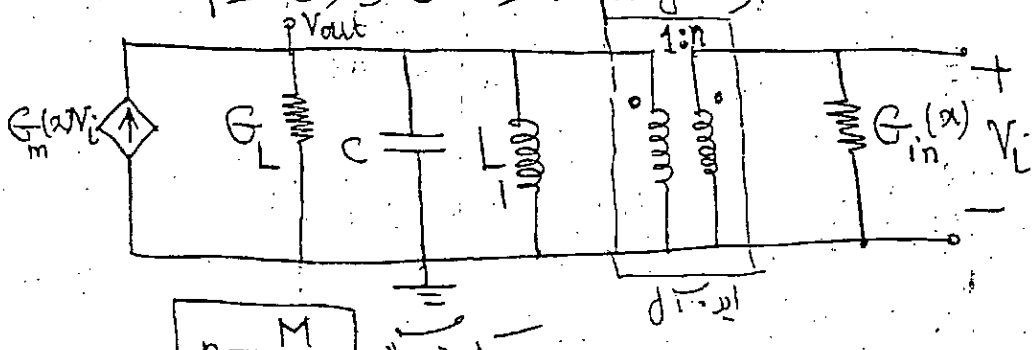
(با منبع ترانزیستور ثابت)



مدار معادل دینامیکی چنین است:



از فصل دوم مدار معادل قرار می‌دهیم



$$\boxed{n = \frac{M}{L_1}}$$ که در آن:

مدار معادل بین مدارهای قبلی است، پس:

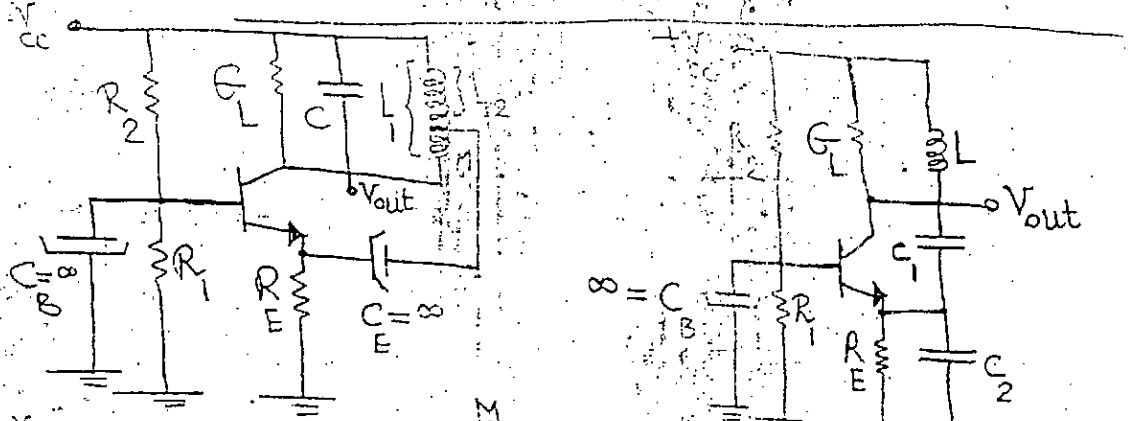
1- شرط نوسان: $g_m > \dfrac{G_L}{n\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)}$

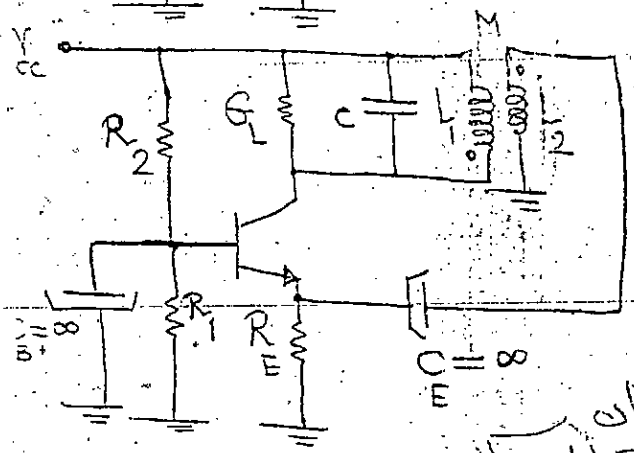
2- فرکانس نوسانات: $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{L_1 C}}$

3- برای تعیین دامنه نوسانات بعد از تعیین $\dfrac{G_m(x)}{g_m}$ از منحنی 5-6 از فصل چهارم کتاب استفاده می‌کنیم.

+ + +

نوسان سازهای کولپیتز، هارتلی، Tunel-Collectors
با مقاومت در ...

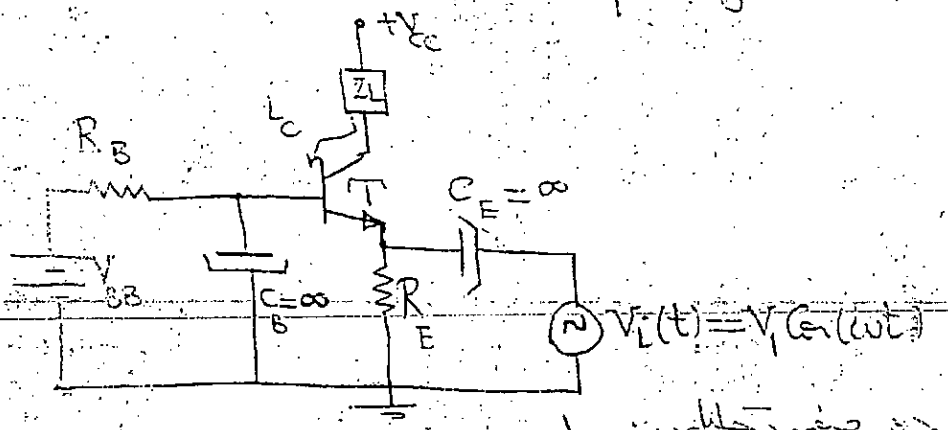




تحلیل هر سه مدار عین هم می باشد. لذا ما در اینجا به عنوان نمونه نوسان ساز کولپیتز را تحلیل می کنیم

* نکته اصلی در اینجاست که بخاطر وجود مقاومت R_E دیگر نمی توان از منحنی 6-5 از فصل چهارم کتاب برای تعیین دامنه نوسانات استفاده کرد. در اینحالت باید از منحنی 5-4 که در فصل پنجم کتاب داده شده است استفاده کرد.

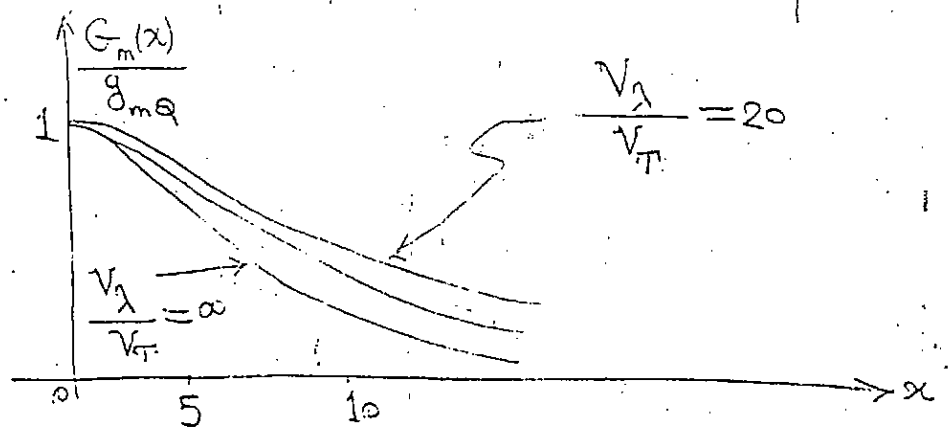
* در قسمت 4 از فصل پنجم کتاب مدار زیر در نظر گرفته شده است:



و بعد از ده صفحه تحلیل نمودار $G_m(x)$ برحسب x در شکل 5-4 رسم شده است

$$G_m(x) = \frac{\text{دامنه هارمونیک اصلی جریان}}{V_i} \quad \text{و} \quad x = \frac{V_i}{V_T}$$

$$g_{mQ} = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad \text{و} \quad V_T = \frac{kT}{q} = 26^{mv}$$

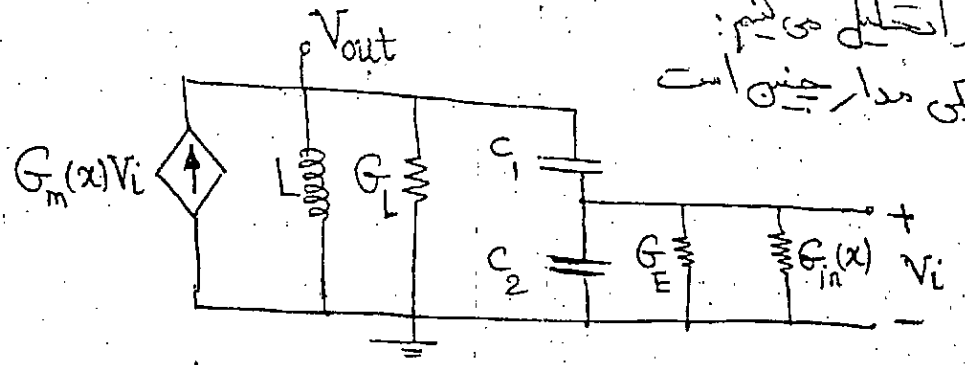


منحنی ها بر حسب مقادیر متفاوت $\frac{V_\lambda}{V_T}$ رسم شده است

$$\boxed{V_\lambda = \left(R_E + (1-\alpha)R_B\right) I_{EQ}} \qquad \alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$$

مجموع ولتاژهای دو سر مقاومت های R_E و R_B در نقطه کار

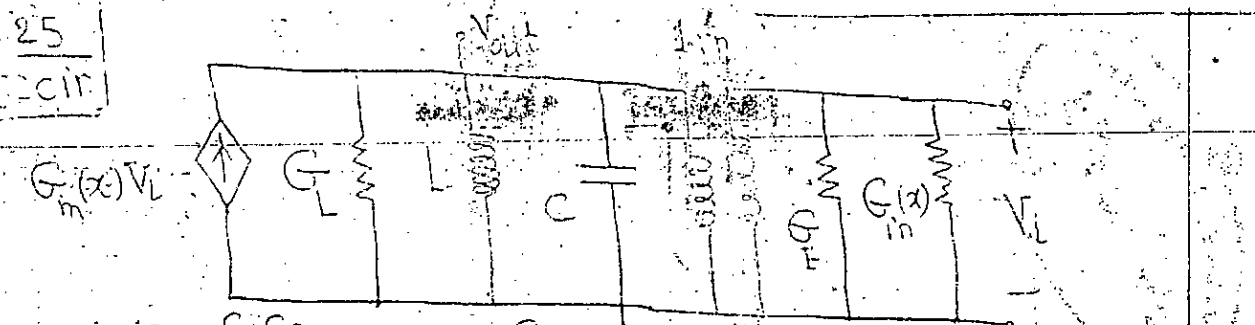
اکنون نوسان ساز کولپیتز را تحلیل می کنیم:
مدل دینامیکی مدار چنین است



$$G_E = \frac{1}{R_E} \quad \text{و} \quad V_i = -V_{BE} \quad \text{و} \quad x = \frac{V_i \text{ دامنه}}{V_T} \quad \text{و} \quad G_{in}(x) = \frac{G_m(x)}{\alpha}$$

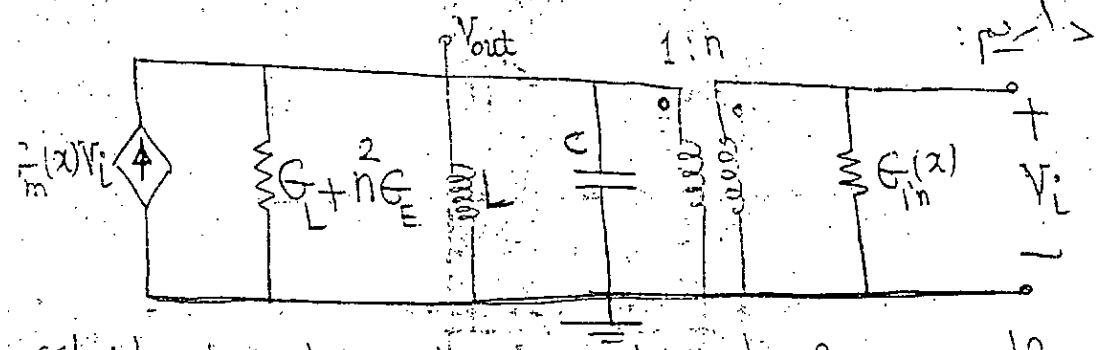
بجای مقسم خازنی مدار معادل ترانسفورماتوری آن را از فصل اول قرار می دهیم:

25
C12



$C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$ $\quad n=\frac{C_1}{C_1+C_2}$ = اندوآل

داریم:



مشاهده می شود این مدار عین مدار معادل نوسان سازهای جبلی (با منبع جریان ثابت) است که در آن بجای G_L ادمیتانس $G_L+n^2G_E$ قرار گرفته است، پس:

1- شرط نوسان:
$$g_m > \frac{G_L+n^2G_E}{n\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)}$$

2- فرکانس نوسانات:
$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

3- برای تعیین دامنه نوسانات بعد از تعیین $\frac{G_m(x)}{g_m}$ از منحنی 4-5 (فصل پنجم) کتاب استفاده می‌کنیم.

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

مثال پشت صفحه

ادامه حل مثال پشت صفحه:

در نظر می‌گیریم $R_E=3.9\,k\Omega$

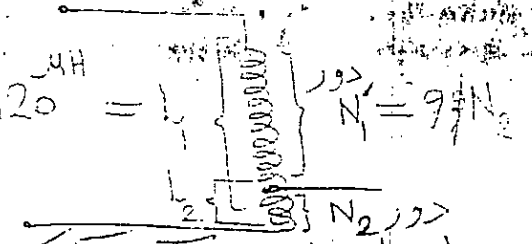
$\Rightarrow V_B \simeq 0.7+3.9=4.6$ ولت

باید $I_{BQ} \ll \frac{V_{cc}}{R_1+R_2}$

در نظر می‌گیریم $R_1+R_2=10\,k\Omega$ $\Rightarrow \frac{V_{cc}}{R_1+R_2}=1.2\,mA$ $\Rightarrow \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{cc}=4.6$

خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:

مثال: با فرض اینکه [illegible] دارای مقاومت اهمی است) به صورت زیر باشد:



ضریب کوپلاژ $k = 0.8$ و

$N_1 = N_1' + N_2 = 100 N_2$

و با فرض $V_{CC} = 12^V$، بقیه عناصر مدار را چنان تعیین کنید که یک نوسان ساز با فرکانس 1^{MHZ} و دامنه 6 ولت بدست آید.

حل:

$$\frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \Rightarrow L_2 = \frac{1}{10^4} L_1$$

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = 0.8 \times \sqrt{\frac{L_1^2}{10^4}} = \frac{0.8}{100} L_1$$

$$\Rightarrow \boxed{n = \frac{M}{L_1} = 8 \times 10^{-3}} \qquad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} \Rightarrow \boxed{C = 0.22^{nF}}$$

$$V_i \text{ دامنه} = n \times \text{دامنه خروجی} = 8 \times 10^{-3} \times 6 = \boxed{48^{mV}}$$

$$\Rightarrow \boxed{x = \frac{48^{mV}}{26^{mV}} = 1.85} \Rightarrow \boxed{\frac{G_m(x)}{g_m} = 0.6} \quad (1) \qquad \forall V_\lambda$$

از منحنی 5-4 فصل پنجم کتاب

از طرفی می دانیم:

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

$$n \ll 1 \text{ و } \alpha \simeq 1 \Longrightarrow \boxed{G_m(x) \simeq \frac{G_L}{n}} \quad (2)$$

$$(1) \text{ و } (2) \Rightarrow 0.6 g_m = \frac{G_L}{n} \Rightarrow 0.6 \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{G_L}{n}$$

$$\Rightarrow \frac{I_{CQ}}{G_L} = \frac{V_T}{0.6n} = \frac{26 \times 10^{-3}}{0.6 \times 8 \times 10^{-3}} = \boxed{5.4 \text{ ولت}}$$

ولتاژ دو سر مقاومت G_L

انتخاب می کنیم: $\boxed{I_{CQ} = 1^{mA}} \Rightarrow \boxed{\frac{1}{G_L} = 5.4^{k\Omega}}$

ولتاژ کلکتور بین 6-12 (یعنی 6) الی 12+6 (یعنی 18 ولت) خواهد بود. ترانزیستور نباید به اشباع برود یعنی باید همیشه $V_C > V_E$ باشد، داریم: $V_E \simeq V_B - 0.7$ ← بقیه حل صفحه قبل

اعوجاج هارمونیک کلی (Total Harmonic Distortion)

اندازه آن بودن (بی‌نهایت نبودن Q_T) مدارهای RLC موارد استفاده در نوسان سازهای سینوسی باعث می‌شود که هارمونیک‌های دوم، سوم و... که بدلیل کارکرد ترانزیستور در رژیم غیرخطی تولید شده اند باعث اعوجاج (غیر سینوسی شدن) سیگنال خروجی شوند. برای مطالعه این پدیده پارامتر THD تعریف می‌شود:

$$THD=\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty}\left(\frac{V_{ok}}{V_{o1}}\right)^2}$$

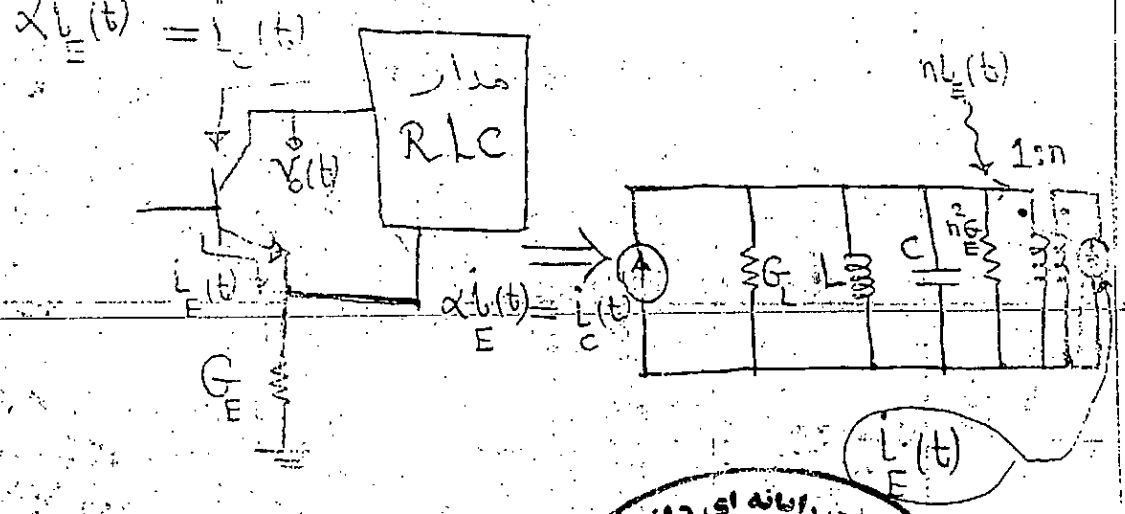
V_{ok} = دامنه هارمونیک k ام خروجی و V_{o1} = دامنه اصلی (هارمونیک) خروجی

هرچقدر پارامتر THD کوچکتر باشد اعوجاج کمتر است.

برای بدست آوردن پارامتر THD برای نوسان سازهای کولپیتز، هارتلی و کلکتور تنظیم شده جریان $i_E(t)$ را بطور کلی چنین در نظر می‌گیریم:

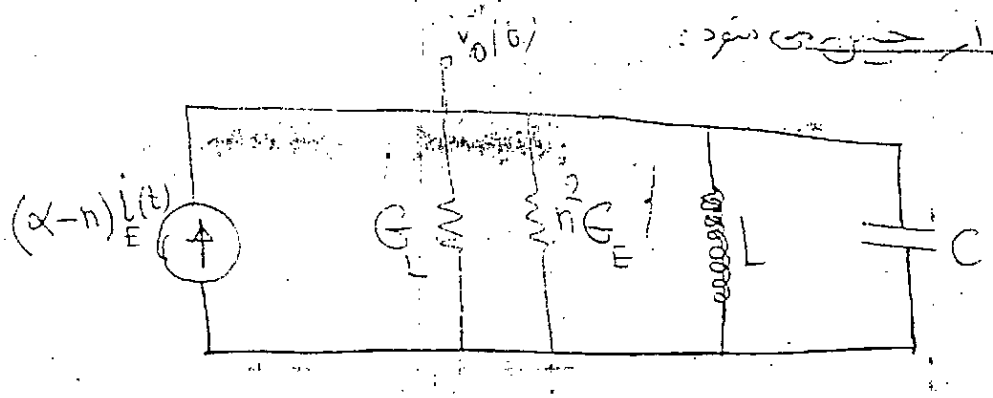
$$i_E(t)=I_{Edc}\left\{1+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2I_n(x)}{I_0(x)}\cos(n\omega_0 t)\right\}$$

ساختار کلی این نوسان سازها چنین بود:



خدمات رایانه ای دانشجویی
برادران نگهبان
تلفن:

پس مدار چنین می‌شود:



داریم:

$$V_{o_1} = \frac{1}{(G_L+n^2G_E)} \times (\alpha-n) \times I_{EdC} \times \frac{2I_1(x)}{I_0(x)}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_{o_1} = \frac{\alpha I_{EdC}\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}}{G_L+n^2G_E}}$$

دامنه هارمونیک اصلی

دامنه مؤلفه (هارمونیک) k ام:

$$V_{o_k} = \alpha I_{EdC}\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)\frac{2I_k(x)}{I_0(x)} \times |Z(jk\omega_0)|$$

که در آن:

$$Z(jk\omega_0) = \frac{1}{G_L+n^2G_E+j\left(C\omega-\frac{1}{L\omega}\right)}$$

اگر ضریب کیفیت مدار حداقل 10 باشد ($Q_T \gg 10$) آنگاه داریم (برای دیدن اثبات به رابطه 11-4 از فصل سوم کتاب رجوع شود):

$$|Z(jk\omega_0)| \simeq \frac{k}{C\omega_0(k^2-1)}$$

از طرفی معمولاً $n \ll 1$ است، پس:

$$G_L+n^2G_E \simeq G_L$$

27

CC12

27

CC12

بنابراین داریم:

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_k(x)}{I_1(x)}\right)^2 \left(\frac{G_L}{C} \times \left|Z(jk\omega_0)\right|^2\right)}$$

$$\Rightarrow THD = \frac{G_L}{C\omega_0} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{k}{k^2-1}\right)^2 \left(\frac{I_k(x)}{I_1(x)}\right)^2}$$

ضریب کیفیت مدار

$$\Rightarrow \boxed{THD = \frac{D(x)}{Q_T}}$$

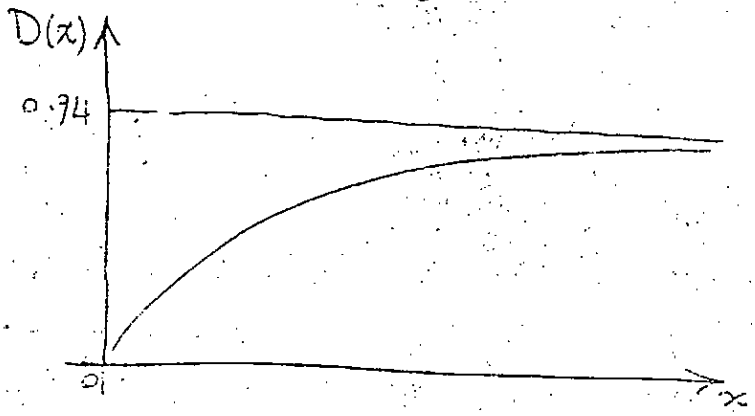
با افزایش Q_T مقدار THD کم می‌شود

که در آن:

$$Q_T = \frac{G_L}{C\omega_0}$$

$$D(x) = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{k}{k^2-1}\right)^2 \left(\frac{I_k(x)}{I_1(x)}\right)^2}$$

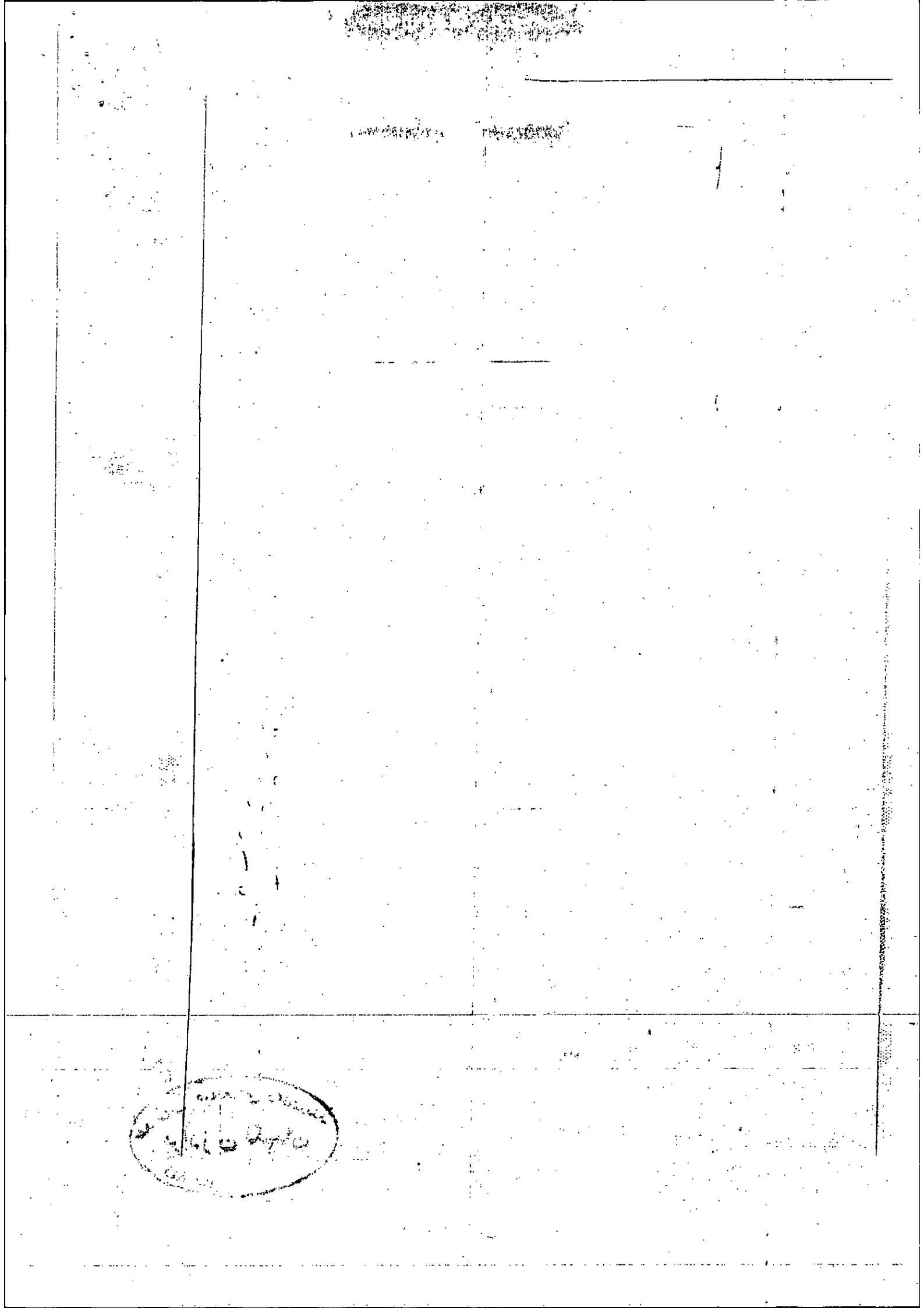
منحنی $D(x)$ برحسب x در شکل 7-4 از فصل ششم کتاب داده شده است. با افزایش x مقدار $D(x)$ زیاد می‌شود:



x	$D(x)$
2	0.294
3	0.385
6	0.546
10	0.642
15	0.695
20	0.727
26	0.755
∞	0.940

هرگاه $THD \leq 10^{-2}$ باشد از نظر مانوسان ساز سینوسی عالی است.

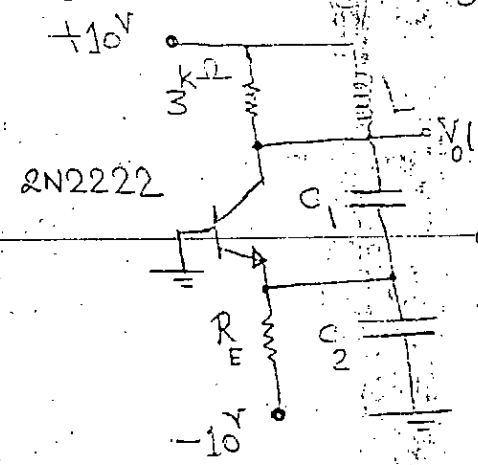
خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:



28
CC12

مثال: یک نوسان‌ساز کریستالی طراحی کنید که یک سیگنال سینوسی با دامنه 9 ولت، فرکانس $10^7 \frac{rad}{s}$ و اعوجاج هارمونیک کلی کمتر از 1% تولید کند. بار مقاومتی $3k\Omega$ است. تغذیه در دسترس $\pm 10^V$ هستند.

حل: مدار مورد نظر چنین است



نکته: برای اینکه دامنه نوسانات در برابر حساسیت کمی نسبت به تغییرات دما داشته باشد باید مقدار α را بزرگ انتخاب کنیم (معمولاً $\alpha=10$). (اثبات در کتاب)

پس انتخاب می‌کنیم: $\boxed{\alpha=10}$

در مدار فوق داریم:

$$V_\lambda = [R_E + (1-\alpha)R_B] I_{EQ} = 9.3^V$$

$$\Rightarrow \frac{V_\lambda}{V_T} = 357.8 \Rightarrow 4.5 \text{ (از منحنی از فصل پنجم)} \Rightarrow \boxed{\frac{G_m(\alpha)}{g_{mQ}} = 0.19}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{G_L + n^2 G_E}{n g_{mQ}\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)} = 0.19}$$

با $\alpha=10$ داریم: $D(\alpha)=0.642$ پس برای $THD=0.01$ داریم:

$$Q_T = \omega_0 C R_L = 64.2 \Rightarrow C = \frac{64.2}{\omega_0 R_L} = \frac{64.2}{10^7 \times 3000^\Omega} = 2140^{pF}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{C_1 C_2}{C_1+C_2} = 2140^{pF}} \quad \boxed{L = \frac{1}{C\omega_0^2} = 4.67^{\mu H}}$$

از طرفی داریم:

$$\frac{V_1}{\text{دامنه خروجی}} = n \Rightarrow \frac{\alpha V_T}{9^V} = n \Rightarrow n = \frac{10 \times 26^{mV}}{9000^{mV}} = 0.029$$

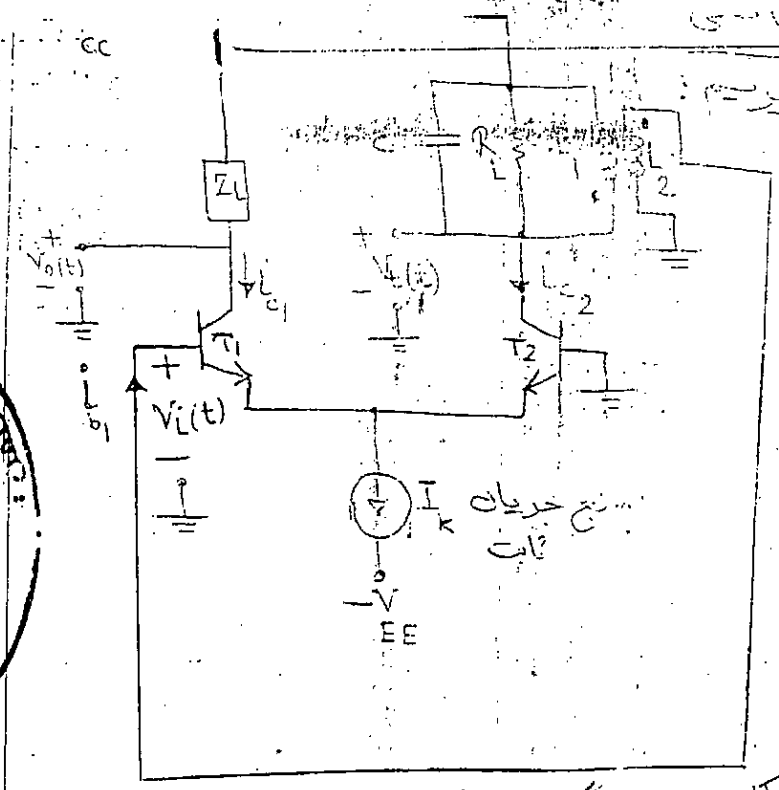
$$\boxed{n = \frac{C_1}{C_1+C_2} = 0.029} \Rightarrow \boxed{C_1 = \frac{C}{1-n} = 2200^{pF} \quad C_2 = \frac{C}{n} = 74^{nF}}$$

n و G معلوم‌اند و داریم: $\alpha \cong 1$ و $n^2 G_E \ll G_L$ پس:

$$\Rightarrow \frac{G_L}{n g_{mQ}} \cong 0.19 \Rightarrow g_{mQ} = \frac{1}{3000 \times 0.029 \times 0.19} = 0.06 \Rightarrow I_{CQ} = 1.57^{mA} \Rightarrow R_E = 5.9^{k\Omega}$$

تقویت‌کننده تفاضلی

مدار زیر را در نظر می‌گیریم:



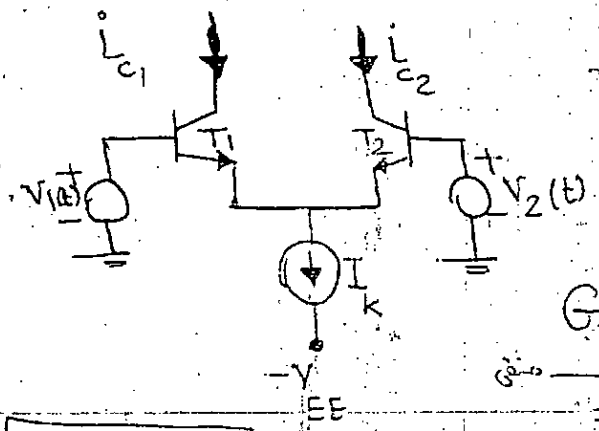
خواهیم دید این مدار یک تقویت‌کننده باز سینوسی است.

این تقویت‌کننده باز در مزیت عمده‌ی تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری دارد:

1- بار Z_L خارج از حلقه فیدبک است. پس تغییر آن اثری بر فرکانس و دامنه نوسان ندارد. (اگر خروجی را از کلکتور T_2 بگیریم این مزیت از بین می‌رود).

2- با Q_T و Z_L معلوم اعوجاج هارمونیک کلی خروجی خیلی کمتر از نوسان کننده‌های تک ترانزیستوری است. زیرا همانگونه که در فصل دوم دیدیم هارمونیک‌های زوج در جریان کلکتور ترانزیستورها وجود ندارد.

برای تعیین و رسم مدل دینامیکی، مشخصه غیرخطی (سیگنال بزرگ) زوج تفاضلی را از فصل دوم یادآوری می‌کنیم:



$$V_1(t)-V_2(t)=V_0\cos(\omega t)$$

$$x \triangleq \frac{V_0}{V_T}$$

$$G_m(x)=\frac{\text{دامنه هارمونی اصلی } i_c}{V_0}$$

$$=\frac{-\text{دامنه هارمونی اصلی } i_c}{V_0}$$

منفی

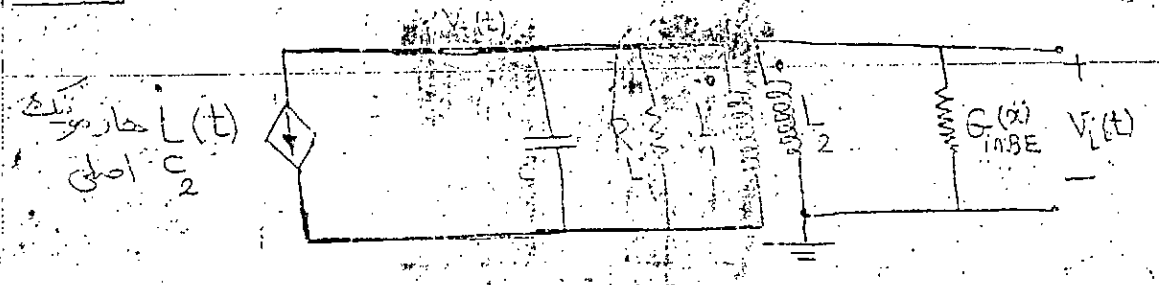
$$\boxed{g_m=\frac{\alpha I_k}{4V_T}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{G_m(x)}{g_m}=\frac{4a_1(x)}{x}}$$

← مورد از در شکل 6-5 از فصل چهارم کتاب رسم شده است.

خدمات رایانه ای دانشجویی
برادران نگهبان

پس مدل دینامیکی نوسان ساز با زوج تفاضلی چنین می‌شود:



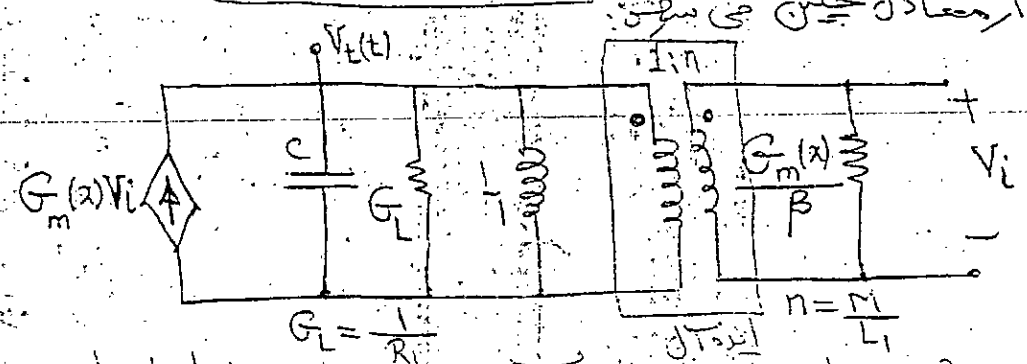
داریم:

$$i_{c_2}(t) = -G_m(x)V_i(t)$$

$$G_{inBE}(x) = \frac{\text{دامنه هارمونیک اصلی } i_{b_1}}{\text{دامنه } V_i(t)} = \frac{\text{دامنه هارمونیک اصلی } i_{c_1}}{\beta \times \text{دامنه } V_i(t)}$$

$$\Rightarrow \boxed{G_{inBE}(x) = \frac{G_m(x)}{\beta}}$$

پس مدار معادل چنین می‌شود:



ملاحظه می‌شود مدار معادل بدست آمده عین مدار معادل نوسان سازهای قبلی است. پس این مدار یک نوسان ساز با مشخصات زیر است:

① - شرط نوسان:

$$\boxed{g_m > \frac{G_L}{n\left(1-\frac{n}{\beta}\right)}}$$

② - فرکانس نوسان:

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

③ - فرمول تعیین فرکانس نوسان:

$$\boxed{G_m(x) = \frac{G_L}{n\left(1-\frac{n}{\beta}\right)}}$$

$$\boxed{V_t \text{ دامنه} = \frac{V_i \text{ دامنه}}{n} = \frac{x V_T}{n}}$$

خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:

بار Z_L می‌تواند یک مدار RLC موازی با Q_T بالا و فرکانس مرکزی ω_0 یا ω_0 باشد (برای استخراج فرکانس اصلی یا هارمونیک سوم).

* برای نوسان‌ساز زوج تفاضلی بدست می‌آید (با تحلیلی مشابه آنچه در نوسان‌ساز تک ترانزیستوری گفته شد):

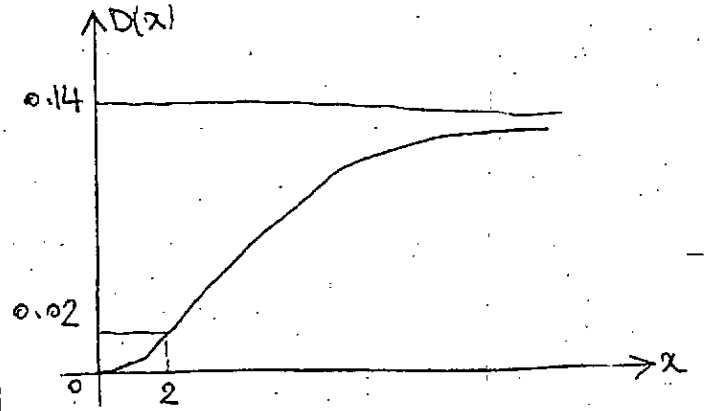
$$THD = \frac{D(x)}{Q_T} \quad \text{و} \quad Q_T = R_L C \omega_0$$

تابع $D(x)$ چنین است:

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

$a_1(x)$ و $a_{2n-1}(x)$ را در فصل دوم تعریف کرده‌ایم.

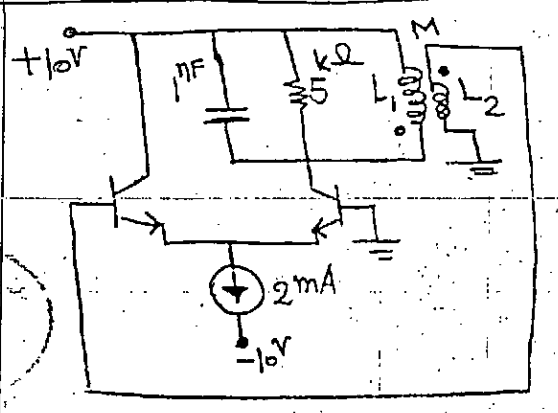
نمودار $D(x)$ برحسب x در شکل 3-5 از فصل ششم کتاب رسم شده است.



جالب اینکه:

$$\frac{D(x) \text{ برای زوج تفاضلی}}{D(x) \text{ برای تک ترانزیستوری}} < \frac{1}{7} \quad \forall x$$

مثال: در نوسان‌کننده زیر بیابید $V_o(t)$ و THD را.



$L_1 = 10\,\mu H$

$M = 0.2\,\mu H \qquad k = \frac{1}{3}$

$\beta_{min} = 100$

3θ
CCIR

حل: $\omega_0 = 10^7 \ \frac{rad}{s}$ ، $n = \frac{N_1}{N_2} = 0.02$

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi} = \frac{\beta}{\beta+1} \times \frac{1}{52} \mho = \frac{100}{101} \times \frac{1}{52}$$

$$r_\pi = R_{in} = 50 \ \Omega \ , \ I_C = \frac{I_E}{2} = \frac{I_x}{2V_T} = \frac{2^{mA}}{2 \times 26^{mV}} = \frac{1}{26} \mho$$

$$\Rightarrow g_m = 19 \times 10^{-3} \mho \ , \ G_m(x) \sim \frac{G_L}{n} = \frac{1}{5000 \times 0.02}$$

$$\Rightarrow G_m(x) = 0.01$$

$$\Rightarrow \frac{G_m(x)}{g_m} = 0.52 \Rightarrow \boxed{x = 4.2}$$

$$\Rightarrow \text{دامنه خروجی} = \frac{26^{mV} \times 4.2}{0.02} = 5.45^{V}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_o(t) = 10^{V} + 5.45^{V} \cos(10^7 t)} \Rightarrow$$ ترانزیستور T_2 به انسداد می‌رود.

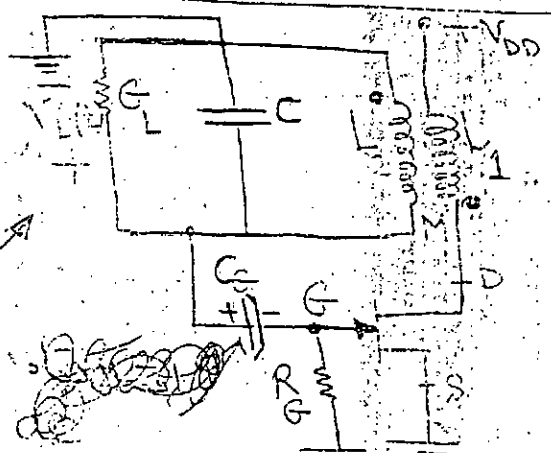
محاسبه THD:

$$x = 4.2 \Rightarrow D(x) = 0.065$$

$$\Rightarrow THD = \frac{0.065}{50} = 0.0013 = 0.13 \ \text{درصد}$$

THD چقدر کوچک است.

نوسان ساز با FET

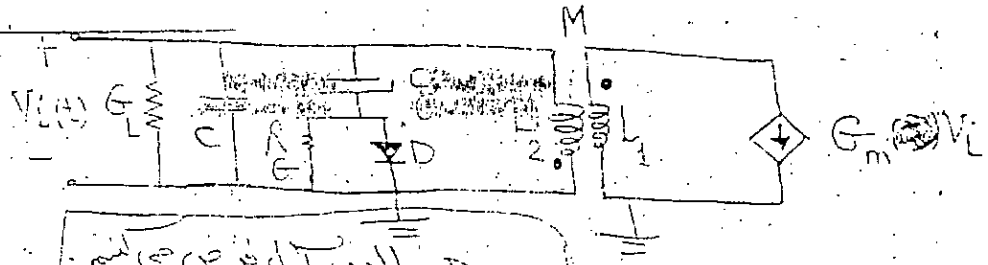


مدار مقابل را در نظر می‌گیریم. بایاس FET در یک مدار به صورت Clamp-Biased است (به فصل دوم درس مراجعه کنید).

یعنی ثابت زمانی $R_G C_G$ خیلی بزرگتر از دوره تناوب نوسان است. لذا خازن C_G از طریق دیود GS تا مقدار پیک $V_i(t)$ شارژ می‌شود و در همان ولتاژ می‌ماند.

مدار معادل دینامیکی چنین است:

خدمات رایانه ای دانشجویی
برادران نگهبان
گلگون

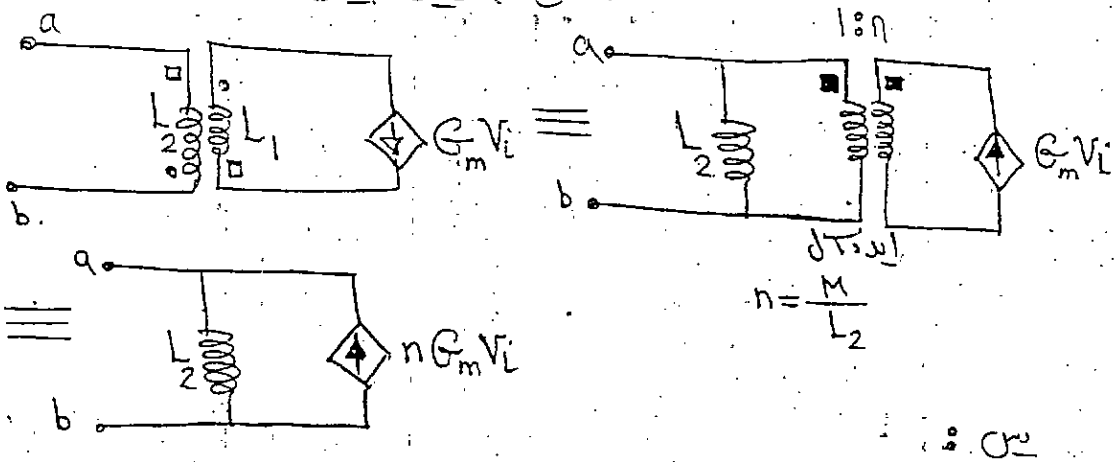


دیود D را ایده آل فرض می کنیم

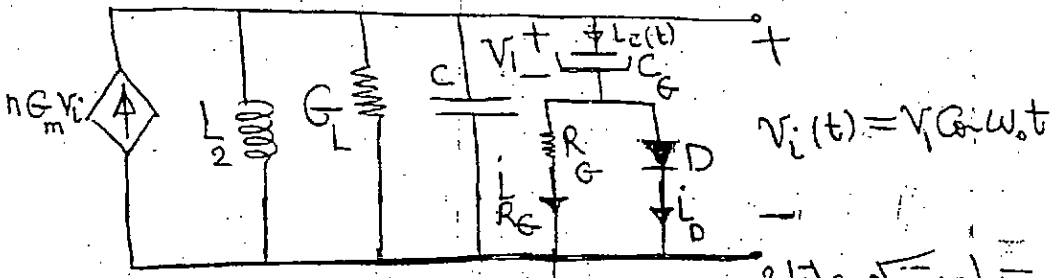
در فصل دوم از درس دیدیم $\frac{G_m}{g_{m0}}$ تابعی از $\frac{V_1}{-V_P}$ می باشد (V1 دامنه $V_i(t)$ بود) نمودار این تابع در شکل 9-4 از فصل چهارم کتاب رسم شده است.

$$g_{m0} = \frac{2 I_{DSS}}{-V_P}$$

ترکیب ترانسفورماتور و منبع جریان چنین می شود:



پس:



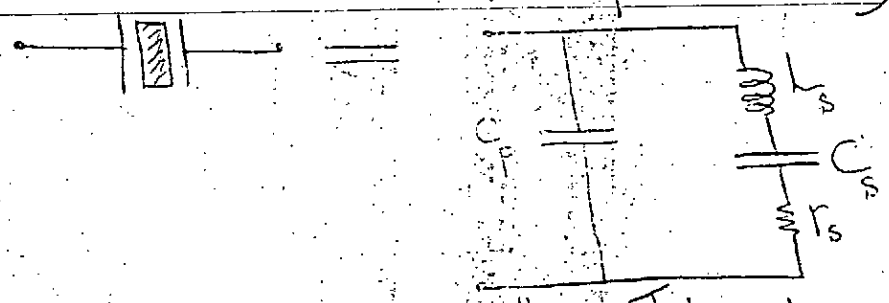
درست است که ولتاژ دو سر خازن C_G تقریباً مقدار ثابت V_1 است ولی در یک قسمت مثبت ولتاژ $V_i(t)$ خازن C_G از طریق دیود D شارژ می شود.

می توان جریان دیود را با پالس های بسیار باریک در نظر گرفت. بسط این پالس های بسیار باریک به سری فوریه چنین است (دانشجویان ثابت کنند):

نوسان سازهای کریستالی

در تمام نوسان سازهای گفته شده تا اینجا فرکانس نوسان ساز توسط یک مدار C تعیین می‌گردد و به جزء لیلی مقدار L یا C تغییر کند فرکانس نیز خواهد خورد.

برای داشتن یک فرکانس ثابت و پایدار باید از کریستال کوارتز استفاده کنیم.



مدار معادل کریستال

فرکانس رزنانس سری $f_s = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$

فرکانس رزنانس موازی $f_p = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{C_p + C_s}{L_s C_p C_s}}}$

$$\Rightarrow f_p = f_s\sqrt{1+\frac{C_s}{C_p}}$$

مثال: کریستال 3^{MHZ}

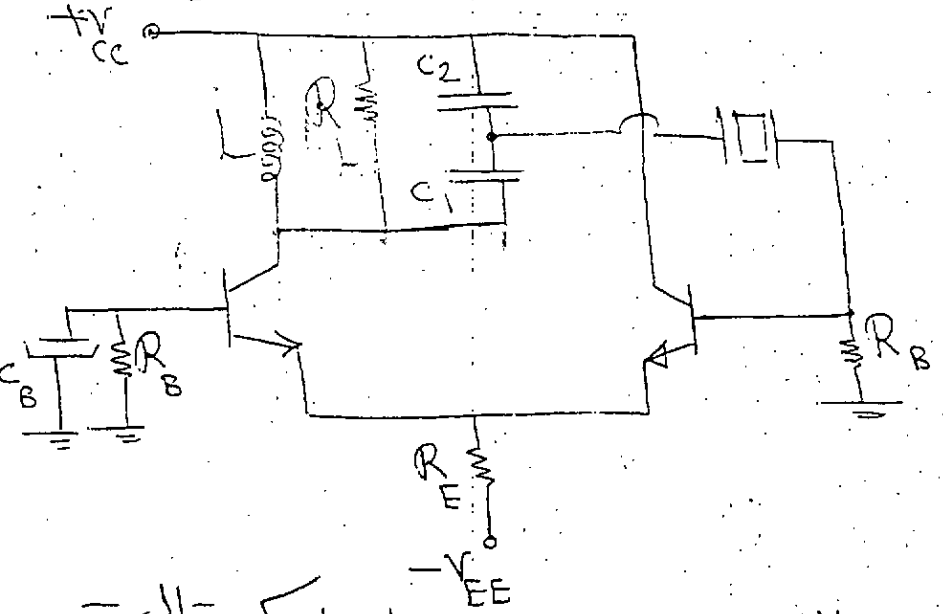
$C_p = 29^{pF}$ و $C_s = 0.054^{pF}$ و $L_s = 54.8^{mH}$ و $r = 15^{\Omega}$

$\Rightarrow f_s = 2.924^{MHZ}$ و $f_p = 2.927^{MHZ}$

$$\Rightarrow \boxed{Q = \frac{L_s W_s}{r_s} = 67000}$$

مطبعات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
گلشن !

چند نوسان ساز کریستالی:



برای مطالعه دقیق تر نوسان سازهای کریستالی قسمت 7 از فصل ششم کتاب مطالعه شود.

* * *

مسائل زیر از فصل ششم کتاب حل شوند:

(12) و (13) و (18) و (19) و (20)

تمرین: نوسان ساز FET طراحی کنید که در فرکانس 10^{MHz} روی بار 600 اهمی، سیگنالی با دامنه 200^{mV} تولید کند ($I_{DSS} = 10^{mA}$ ، $V_P = -5^{V}$).

تمرین: یک نوسان ساز زوج تفاضلی طراحی کنید که در فرکانس 1^{MHZ} روی بار $1^{K\Omega}$، سیگنالی با دامنه 5^{V} و $T.H.D < 10^{-3}$ تولید کند.

«پایان فصل نوسان سازها»

خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:

33

$$i_D(t) = I_{D_{dc}}\left(1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} \cos n\omega_0 t\right)$$

یعنی: دامنه هارمونیک ها = دو برابر مقدار متوسط

مقدار متوسط جریان خازن C_G در حالت دائمی صفر است.

پس:

$$\overline{i_D(t)} + \overline{i_{R_G}(t)} = 0$$

ولتاژ دو سر مقاومت R_G چنین است:

$$V_{R_G}(t) = V_1 \cos\omega_0 t - V_1 \Rightarrow \overline{V_{R_G}(t)} = -V_1 \Rightarrow \overline{i_{R_G}(t)} = \frac{-V_1}{R_G}$$

$$\Rightarrow \overline{i_D(t)} = \frac{V_1}{R_G} \Rightarrow \boxed{I_{D_{dc}} = \frac{V_1}{R_G}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\text{دامنه هارمونی اصلی } i_D(t) = \frac{2V_1}{R_G}}$$

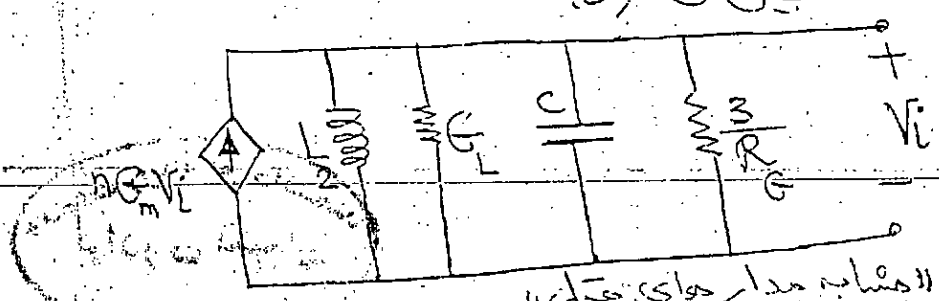
پس معادله جریان خازن C_G چنین می شود:

$$i_{C_G}(t) = i_D(t) + i_{R_G}(t)$$

$$\Rightarrow i_{C_G}(t) = \left(\frac{2V_1}{R_G}\sum_{n=1}^{\infty}\cos n\omega_0 t\right) + \left(\frac{V_1}{R_G}\cos\omega_0 t\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{\text{دامنه هارمونی اصلی } i_{C_G}(t) = \frac{3V_1}{R_G} = \frac{V_1}{R_G/3}}$$

بنابراین مدار معادل چنین می شود:



«مشابه مدار حوزه بسامد»

خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
کلاته

با توجه به سه مدار [illegible]

زیر را داریم:

1 – شرط نوسان: $g_{mo} > \frac{L_2}{M}\left(G_L + 3G_G\right)$

2 – فرکانس نوسان: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$

3 – فرمول تعیین دامنه نوسان:

$$G_m = \frac{L_2}{M}\left(G_L + 3G_G\right)$$

مثال: در نوسان ساز با FET با فرض $L_2 = 10^{\mu H}$ و $M = 1^{\mu H}$ و $C = 10^{pF} = C_G$

$R_G = 3^{M\Omega}$ و $R_L = 50^{k\Omega}$ و $V_P = -4^{V}$ و $I_{DSS} = 4^{mA}$

ولتاژ دوسر R_L را بیابید.

حل: $\boxed{\omega_0 = 10^8 \frac{rad}{s}}$ و $\boxed{Q_T = 47.5}$

$g_{mo} = 2000^{\mu mho}$ و $\frac{G_m}{g_{mo}} = 0.105 \Rightarrow \frac{V_1}{-V_P} = 1.67$

$\Rightarrow V_1 = 6.67^{V} \Rightarrow \boxed{V_i(t) = 6.67^{V} \cos(10^8 t)}$

خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن: