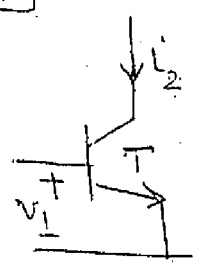


موضوع: تحلیل مدارهای غیر خطی ترانزیستور BJT

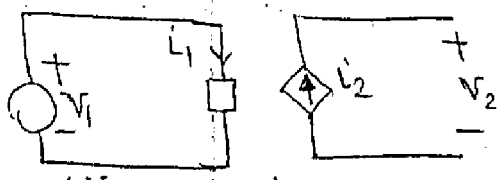
$$\frac{10}{ccir}$$

۹۱۲۴۵۵۲۰۲۶

مدل غیر خطی ترانزیستور



یک ترانزیستور BJT منبع جریان وابسته غیر خطی از نوع صاف است



$$I_2 = I_s \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)$$

داده‌ها: $V_T = \frac{kT}{q}$ $T = 300^{\circ}K \Rightarrow V_T \approx 26 \text{ mV}$

فرض می‌کنیم V_1 شامل یک مؤلفه dc و یک مؤلفه ac باشد:
 $V_1(t) = V_{DC} + V_1 \cos(\omega t)$ (الزاماً V_1 خیلی کوچک نیست)

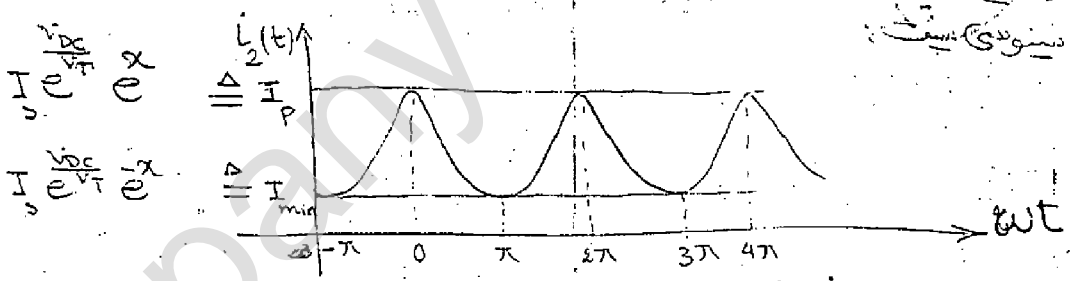
$$\Rightarrow I_2(t) = I_s e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} e^{\frac{V_1}{V_T} \cos(\omega t)}$$

دامنه‌ها را می‌توان ساده مؤلفه ac ورودی را چسب می‌کنیم:

$$\alpha = \frac{V_1}{V_T}$$

$$\Rightarrow I_2(t) = I_s e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} e^{\alpha \cos(\omega t)}$$

این حالت $I_2(t)$ را مساوی بود ولی



جریان $I_2(t)$ را چسب می‌نویسیم: $I_2(t) = \frac{I_P}{e^x} e^{\alpha \cos(\omega t)}$

جریان $I_2(t)$ را آن یک سینکال زوجی است به سری فوریه بسط می‌دهیم

$$\Rightarrow I_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \frac{1}{2} a_0$$

داده‌ها: $a_n = \frac{2}{T} \int_0^T I_2(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T \frac{I_P}{e^x} e^{\alpha \cos(\omega t)} \cos(n\omega t) dt$

تجسیر متغیری دهیم: $\theta = \omega t \Rightarrow dt = \frac{d\theta}{\omega} \Rightarrow a_n = \frac{2I_P}{\omega T} \int_0^{2\pi} \frac{e^{\alpha \cos \theta}}{e^x} \cos(n\theta) d\theta$

موسسه تخصصی زبان دانشگاه تهران

$$\bar{I}_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j n \theta} G_n(\theta) d\theta \quad n=0, 1, 2, \dots$$

لاست آور دن صورت تحلیلی برای توابع بسط به بود یافته امکان پذیر نبودد بلکه آنرا به صورت جدول و یا منحنی ارائه می شود (برای اطلاعات بیشتر به ضمیمه ۳ در کتاب رجوع شود) پس داریم:

$$a_n = \frac{2 I_p}{e^x} \bar{I}_n(x)$$

$$i_2(t) = \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 I_p}{e^x} \bar{I}_n(x) G_n(n\omega t) \right\} + \frac{I_p I_0(x)}{e^x}$$

$$\Rightarrow i_2(t) = \frac{I_p}{e^x} I_0(x) + \frac{2 I_p}{e^x} \bar{I}_1(x) G_1(\omega t) + \dots$$

(مؤلفه DC جریان $i_2(t)$) I_{dc}

$$\frac{I}{dc} = \frac{I_p}{e^x} I_0(x) \Rightarrow \frac{I_p}{e^x} = \frac{I_{dc}}{I_0(x)}$$

پس $i_2(t)$ را چنین می توان نوشت:

$$i_2(t) = I_{dc} \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \bar{I}_n(x)}{I_0(x)} G_n(n\omega t) \right\}$$

توان
 مدارهای توانی
 تلفات

توابع $\frac{2 \bar{I}_n(x)}{I_0(x)}$ در جدول 5-1 از فصل چهارم کتاب به صورت عددی و در شکل 5-5 از همین فصل به صورت نمودار داده شده اند.

$$\lim_{x \rightarrow 0} I_0(x) = 1$$

$$\lim_{x \rightarrow 0} \bar{I}_n(x) = \frac{(x/2)^n}{n!}$$

$$\lim_{x \rightarrow 0} I_1(x) = \frac{x}{2}$$

پس برای x ها کوچک داریم:

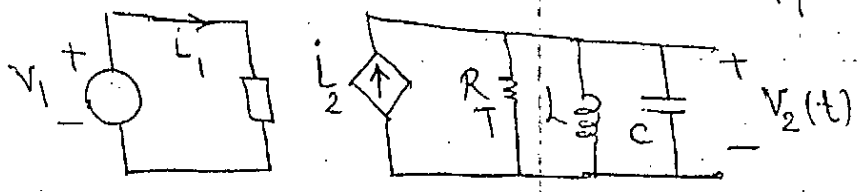
$$i_2(t) \approx I_{dc} (1 + x G_1(\omega t)) = I_{dc} + I_{dc} x G_1(\omega t)$$

$$\frac{I_{dc}}{I_{dc}} = \left(\frac{I_{dc}}{V_T} \right) V_1$$

$$\frac{g_m}{m} \triangleq \frac{I_{dc}}{V_T} \Rightarrow i_2(t) = I_{dc} + g_m V_1 G_1(\omega t)$$

با سطح سیگنال کوچک

11
 11/11
 الفون اجازه دهنده -> حلقه مغزی بی ریزه میانه میان گذر (مستدا)
 RLC موازی با Φ_T بالا و نیکو کاشن مرکزی ω قرار دهنده:



-> این حالت خواهیم داشت:
 $V_2(t) = R \times I_2(t)$ ها - مونتک اصلی

$$\Rightarrow V_2(t) = R \times \left(\frac{2I_1(\omega)}{I_0(\omega)_{dc}} I_{Co} \cos(\omega t) \right)$$

اجازه دهنده ترانس کنده ولتاژش (Trans-Conductance) مولفه اصلی $V_2(t)$ را چیس تعریف کنیم:

$$G_m(\omega) \triangleq \frac{\text{دامنه ها مونتک اصلی } V_2(t)}{\text{دامنه مولفه ac ولتاژ } V_1(t)} = \frac{2I_1(\omega) I_{Co}}{I_0(\omega)_{dc} V_1}$$

$$\Rightarrow \frac{2I_1(\omega)}{I_0(\omega)_{dc}} I_{Co} = G_m(\omega) V_1$$

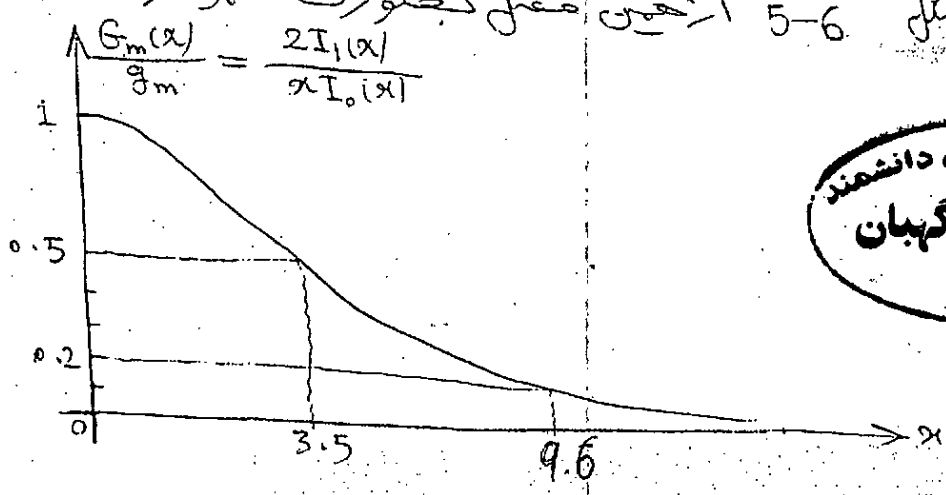
$$\Rightarrow V_2(t) = G_m(\omega) V_1 R \cos(\omega t)$$

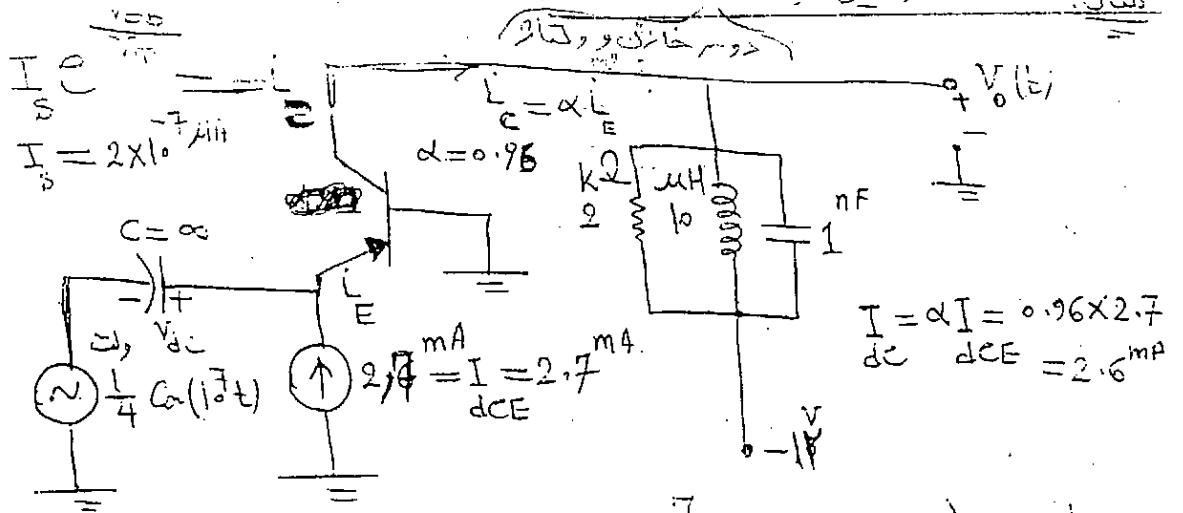
$$G_m(\omega) = \frac{2I_1(\omega)}{I_0(\omega)} \frac{\frac{I_{dc}}{V_T}}{\frac{V_1}{V_T}} \Rightarrow G_m(\omega) = \frac{2I_1(\omega) g_m}{\omega I_0(\omega)}$$

دقیق کنیم که:

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

جدول 5-2 از شکل 5-6 در صورت عددی
 شکل 5-6 از همین شکل در صورت نمودار داده شده
 است:





$$I_{dc} = \alpha I_{dc} = 0.96 \times 2.7 = 2.6 \text{ mA}$$

$$V_{EB} = V_{dc} + \frac{1}{4} G_m (10^7 t)$$

$$\alpha I_{dc} = I_{dc} = 2.6 \text{ mA}$$

$$\alpha = \frac{V_1}{V_T} = \frac{250 \text{ mV}}{26 \text{ mV}} = 9.6 \Rightarrow I_P = \frac{2.6 \text{ mA} \times 9.6}{I_0 (9.6)}$$

$$I_{dc} = \frac{I_P}{e^{\alpha}} I_0 (\alpha) \Rightarrow I_P = 21.3 \text{ mA}$$

$$I_P = I_s e^{\alpha \frac{V_{dc}}{V_T}} \Rightarrow e^{\alpha \frac{V_{dc}}{V_T}} = \frac{I_P}{I_s}$$

$$\Rightarrow V_{dc} = V_T \ln \left(\frac{I_P}{I_s e^{\alpha}} \right) = 26 \text{ mV} \ln \left(\frac{21300 \mu\text{A}}{e^{9.6} \times 2 \times 10^{-7} \text{ mA}} \right) = 410 \text{ mV}$$

$$g_m = \frac{I_{dc}}{V_T} = \frac{2.6 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 0.1 \text{ S}$$

$$\alpha = 9.6 \Rightarrow \frac{G_m(\alpha)}{g_m} \approx 0.2 \Rightarrow G_m(\alpha) = 0.2 \times 0.1 = 2 \times 10^{-2} \text{ S}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C}} = 10^7 \text{ rad/s}$$

$$Q_T = R_T \omega_0 = 20 \Rightarrow v_o(t) = v_{cc} + R_T \times \dots$$

$$G_m(\alpha) V_1$$

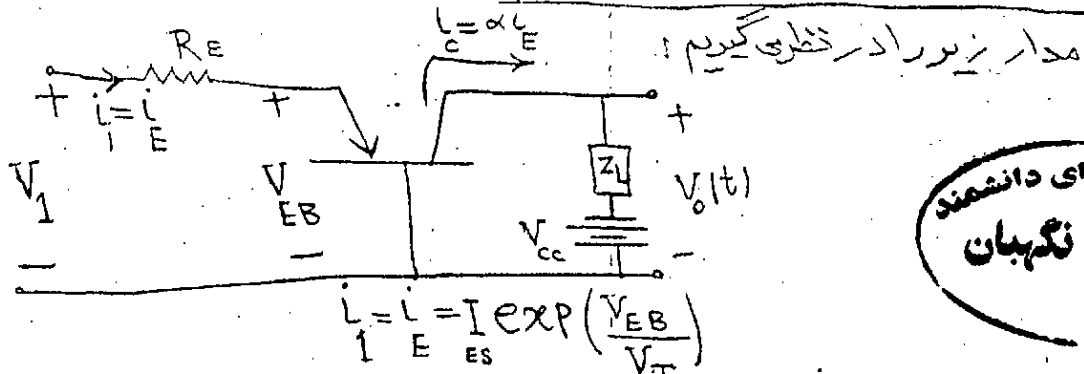
$$\Rightarrow v_o(t) = -14 + 20 \times 2 \times 10^{-2} \times \frac{1}{4} G_m (10^7 t)$$

$$\Rightarrow v_o(t) = -14 + 10 G_m (10^7 t) = -12 + 10 G_m (10^7 t)$$

$V_{EB \text{ bias}} = 0.605$

برای آن که بتواند
از طرفی:

همچنین باید
داشته باشیم



خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
کلمه:

رابطه V_1 و I را در حالت 1 سگنال کوچک

$$V_1 = R I_1 + V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_{ES}}\right) \quad (1)$$

در حالت سگنال کوچک مقاومت دینامیکی در سری مدار چیست:

$$r'_{in} = \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{I_{Edc}} = R_E + r_{in} \quad \text{و} \quad r_{in} = \frac{V_T}{I_{Edc}} \quad (2)$$

از طرفی گذر ولتاژش g_{in} چیست تعریف می شود

$$g_{in} = \frac{1}{r_{in}} = \frac{I_{Edc}}{V_T} \quad (3)$$

در این حالت سگنال کوچک ترانس گذر ولتاژش g'_m چیست تعریف می شود:

$$g'_m = \left. \frac{\partial I_c}{\partial V_1} \right|_{I_{Edc}}$$

با توجه به تعریف r'_{in} مقدار g'_m چیست بدست می آید

$$g'_m = \frac{\alpha}{r'_{in}} = \frac{\alpha}{R_E + \frac{1}{g_{in}}}$$

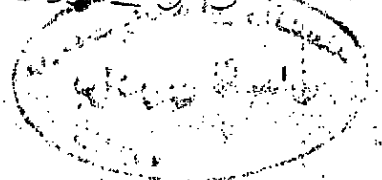
$$\Rightarrow g'_m = \frac{\alpha g_{in}}{1 + g_{in} R_E} \quad (4)$$

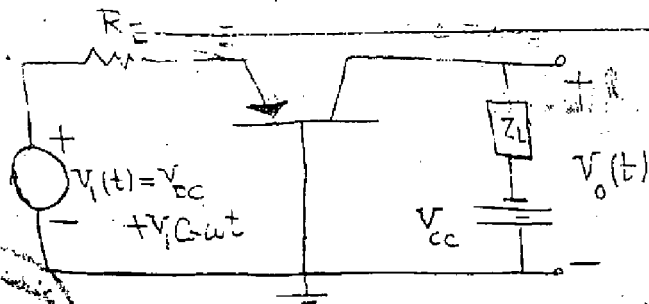
مشاهده می شود وجود مقاومت R_E باعث کاهش ترانس گذر ولتاژش g'_m می شود است

$$(g'_m = g'_m |_{R=0} = \alpha g_{in})$$

هرگاه $1 \ll g_{in} R_E$ آنگاه: $g'_m \approx \frac{\alpha}{R_E}$ یعنی g'_m

مستقل از نقطه کار ترانس گذر ولتاژش می شود





و توی V_1 بزرگ
 باسد E و V_{cc} مقادیر

ولی غیر سینوسی خواهند بود

در این حالت نیز G_m ترانس لند ولتاژش G_m را

تعریف می کنیم:

$$G_m = \frac{\text{دامنه خروجی ولتاژ اصلیه } V_1}{\text{دامنه مولفه ac ولتاژ } V_1(t)}$$

حجین ولتاژ V_{co} را حین تعریف می کنیم

$$V_{co} = V_T (1 + g_{in} R_E)$$

براحتی می توان ثابت کرد که

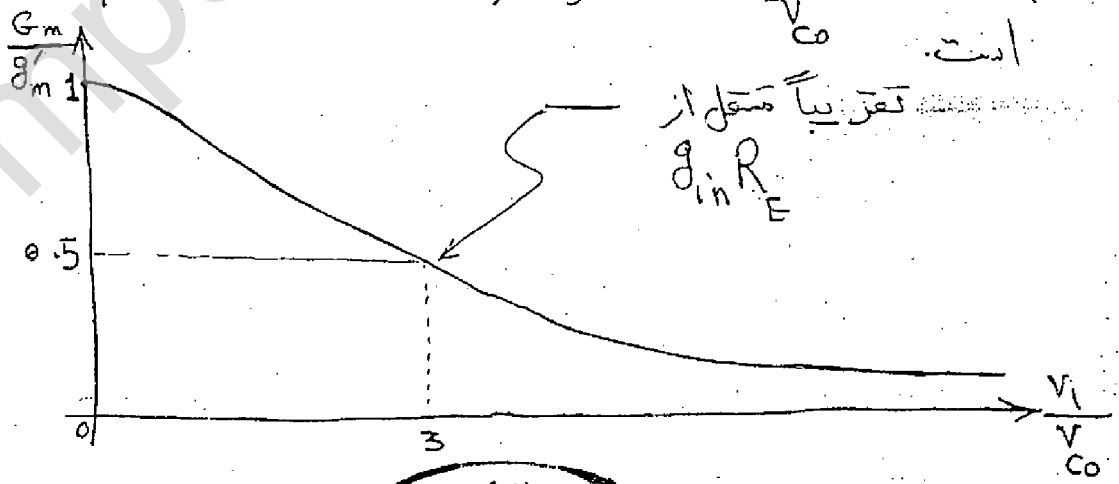
در مدار فوق $\frac{G_m}{g_m}$ تابعی از $\frac{V_1}{V_{co}}$ و $g_{in} R_E$

است (V_1 دامنه مولفه ac سیگنال $V_1(t)$ است)
 (برای دیدن اثبات به قسمت 8 از فصل 4 کتاب مراجعه کنید)

البته وابستگی $\frac{G_m}{g_m}$ به پارامتر $g_{in} R_E$ بسیار ناچیز

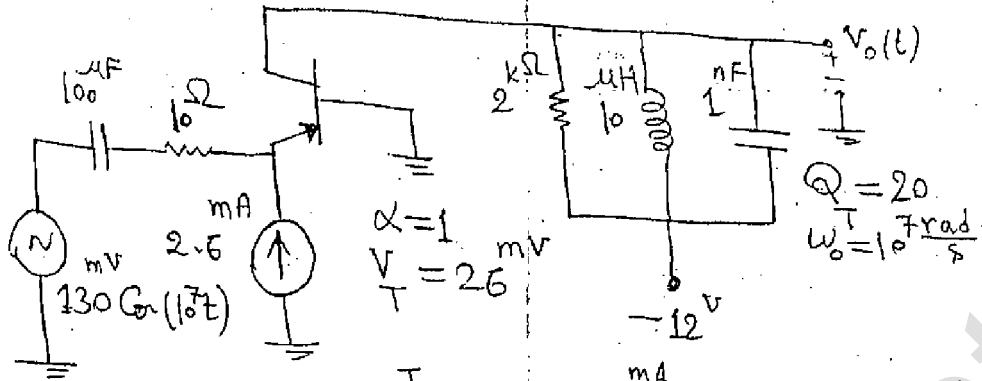
است. نمودار تابع $\frac{G_m}{g_m}$ (به ازای مقادیر مختلف $g_{in} R_E$)

بر حسب $\frac{V_1}{V_{co}}$ - نمودار 8.6 از فصل 4 سم شده است.



خدمات رایانه ای دانشمند
 برادران نگهبان
 تلفن ۱

مثال - مدار زیر را با مقادیر داده شده تحلیل کنید.



$Q = 20$
 $\omega_0 = 10^7 \text{ rad/s}$

$$g_{in} = \frac{I_{DQ}}{V_T} = \frac{2.6 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 0.1 \text{ S}$$

$$\Rightarrow V_{co} = 26 \text{ mV} (1 + 0.1 \times 10) = 52 \text{ mV}$$

$$\Rightarrow \frac{V_1}{V_{co}} = \frac{130}{52} = 2.5 \Rightarrow \frac{G_m}{g'_m} = 0.6$$

$$g'_m = \frac{\alpha g_{in}}{1 + g_{in} R_E} = \frac{1 \times 0.1}{2} = \frac{1}{20} \text{ S}$$

$$\Rightarrow G_m = \frac{6}{10} \times \frac{1}{20} = 0.03 \text{ S} \Rightarrow I_{DQ} = G_m V_1 = \frac{3}{100} \times 130 \text{ mA} = 3.9 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow V_o(t) = -12 \text{ V} + 2 \text{ k}\Omega \times 3.9 \text{ mA} \cos(10^7 t) = -12 + 7.8 \cos(10^7 t) \text{ V}$$

خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
تلفن:

مدل غیر خطی ترانزیستور FET

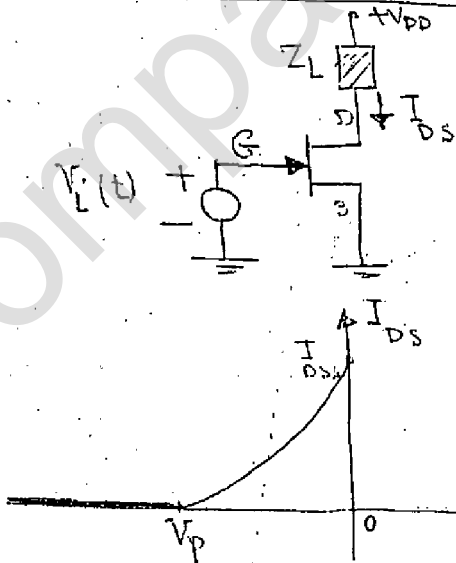
ترانزیستور FET با تقریب بسیار خوبی داریم:

$$I_{DS} = \begin{cases} I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 & V_P < V_{GS} < 0 \\ 0 & V_{GS} \leq V_P < 0 \end{cases}$$

هرگز نباید $V_{GS} < 0$ شود زیرا

جریان I_{DS} به شدت

افزایش یافته و ترانزیستور میسوزد.



$$V_i(t) = V_{DC} + V_1 \cos(\omega t), \quad V_p \leq V_i(t) \leq 0$$

$$I_{DS} = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (V_p - V_{GS})^2 = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (V_p^2 + V_{GS}^2 - 2V_p V_{GS})$$

$$\Rightarrow I_{DS} = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (V_p^2 + V_{DC}^2 + 2V_p V_{DC} \cos(\omega t) + V_1^2 \cos^2(\omega t) - 2V_p V_{DC} - 2V_p V_1 \cos(\omega t))$$

→ این حالت به I_{DS} به سری خوردن فقط دارای سه جمله است:

$$I_{DS}(t) = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t$$

$$I_0 = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (V_p^2 + \frac{V_1^2}{2})$$

$$V_x = V_p - V_{DC}$$

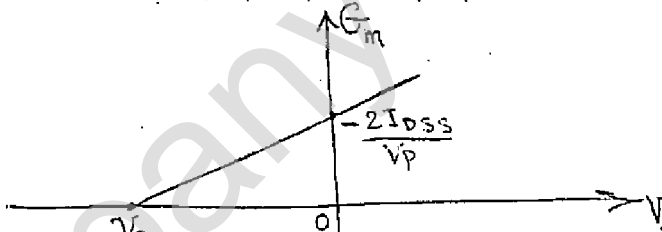
$$I_1 = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p^2} V_p V_1$$

$$I_2 = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \frac{V_1^2}{2}$$

برای این مدار ترانس کذورتانس G_m چنین تعریف می شود:

$$G_m = \frac{I_1}{V_1} \Rightarrow G_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p^2} V_p = \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} (V_{DC} - V_p)$$

چقدر حالب! چونکه G_m مستقل از V_1 است.



خاصیت حالب دیگر آنند G_m با ترانس کذورتانس یکسان است (که g_m)

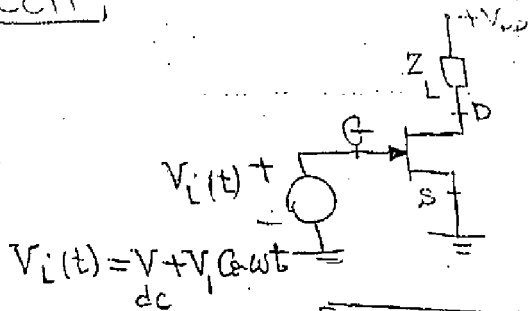
در نقطه $V_{GS} = V_{DC}$ برابر است، چونکه:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GS} = V_{DC}} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \Big|_{V_{GS} = V_{DC}}$$

$$\Rightarrow g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p^2} V_x \Rightarrow g_m = G_m$$

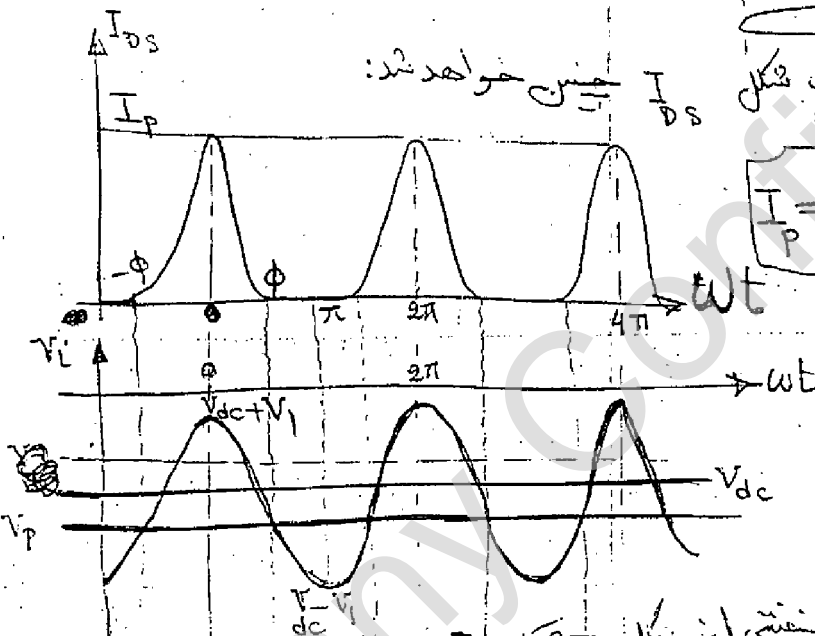
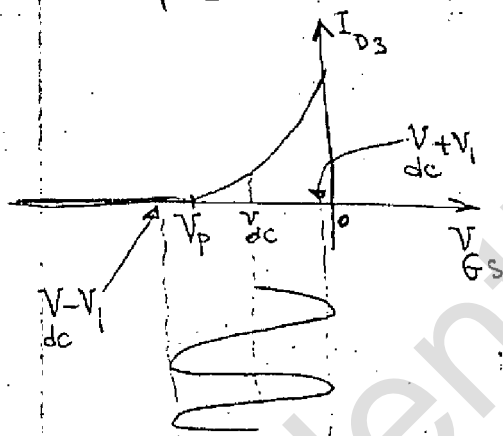
الکون فرض می کنیم V_1 آنقدر زیاد باشد که ترانس استور به ناحیه قطع نرسد.

این ترانزیستور در حالت سیتور باید با یک بار ولتاژ سیتور
FET به ناحیه قطع هم برود.



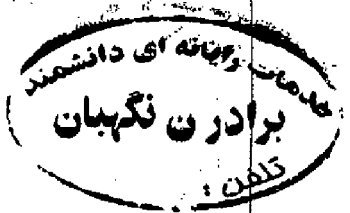
$$V_i(t) = V_{dc} + V_1 \cos \omega t$$

$$\boxed{V_{dc} - V_1 < V_p} \quad \text{و} \quad \boxed{V_{dc} + V_1 < 0}$$



این حالت شکل I_{D_s} چس خواهد شد:

$$\boxed{\frac{I_p}{I_{D_{SS}}} = \frac{I_{D_{SS}}}{V_p^2} (V_{dc} - V_1)^2}$$



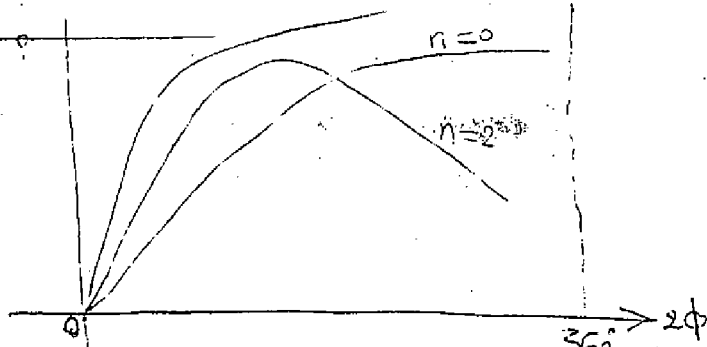
زاویه هدایت (نسبتی از 2π که در $I_{D_{SS}}$ غیر صفر است) چس و محاسب می شود:

$$V_i = V_p \Rightarrow V_{dc} + V_1 \cos(\phi) = V_p \Rightarrow \phi = \arccos\left(\frac{V_p - V_{dc}}{V_1}\right)$$

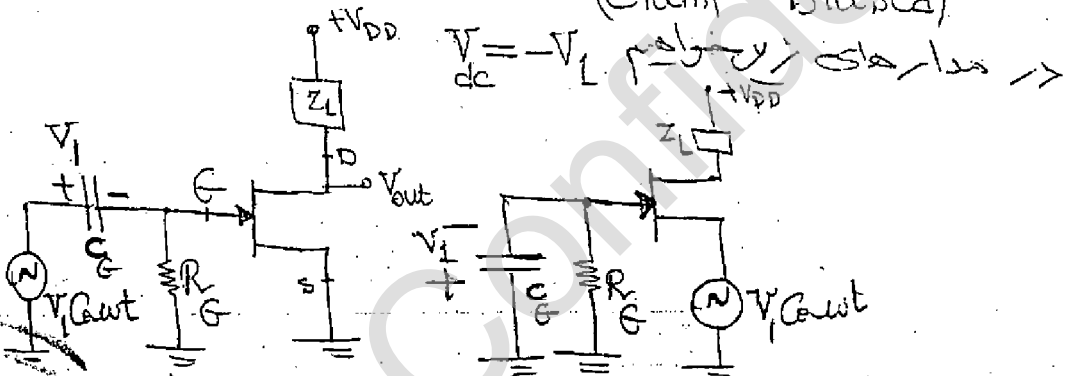
$$\Rightarrow \boxed{2\phi = 2 \arccos\left(\frac{V_p - V_{dc}}{V_1}\right)} \quad \boxed{V_p = V_{dc} + V_1}$$

در این حالت سیتور I_{D_s} به سری خوردن شامل بی شمار جمله خواهد بود.
ضرایب سری خوردن تابعی از I_p و 2ϕ خواهد بود. در شکل 4-4
(توابع) از فصل چهارم کتاب نمودارهای $\frac{I_0}{I_p}$ ، $\frac{I_1}{I_p}$ و $\frac{I_2}{I_p}$ بر حسب 2ϕ (زاویه هدایت) رسم شده است.

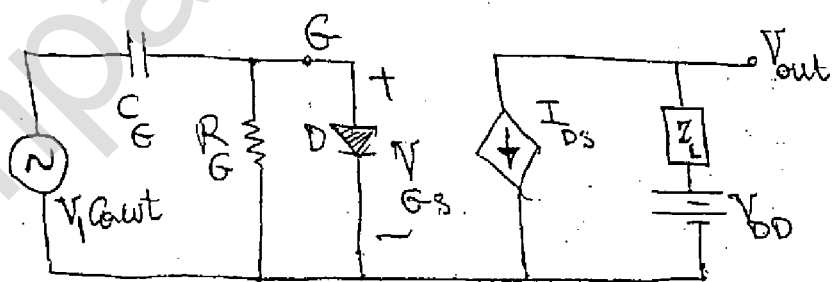
$$\left(I_{D_s} = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots \right)$$



شکل 4-5 از فصل چهارم کتاب خردارهای $\frac{I_n}{I_p}$ ($n=0$) و 2 را بر حسب $\phi = \alpha$ نشان می دهد
 یک حالت خاص مهم: ($V_{dc} = -V_1$)
 (Clamp Biased)

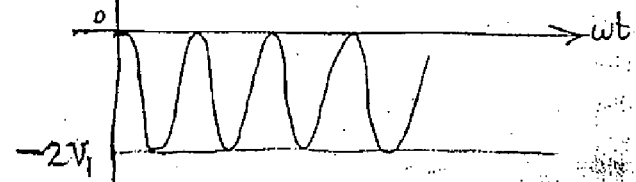


ثابت زمانی $R_G C_G$ خیلی بزرگتر از $T = \frac{2\pi}{\omega}$ می باشد (فرض می شود) بنابراین ولتاژ خازن C_G از طریق دیود D تا قبل از اینکه $V_{GS}(t) = V_1 \cos(\omega t)$ شارژ شده و در همان مقدار ثابت می ماند چون مدار معادل FET (مدارهای فوق) چنین است:



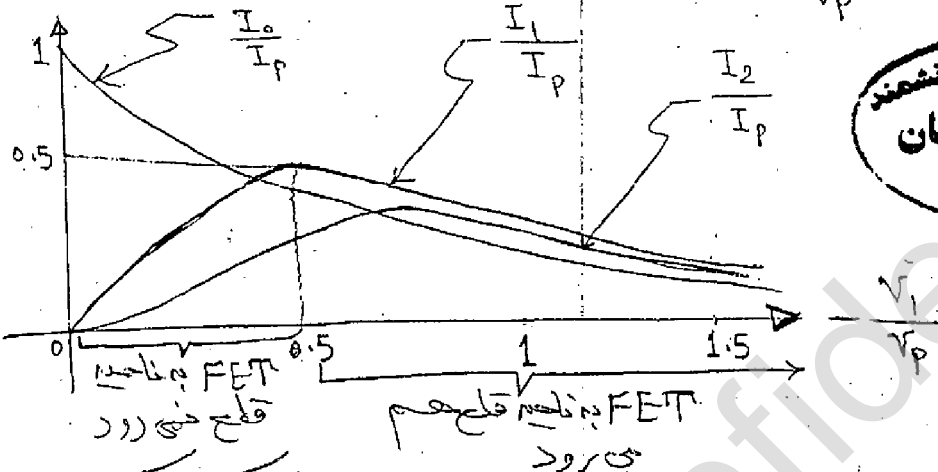
پس داریم: $V_{GS} = V_1 (\cos(\omega t) - 1)$

اگر $V_p < -2V_1$ باشد آنگاه ترانزیستور FET به ناحیه قطع می خواهد رفت.



در وقت ایتم که در این حالت خاص داریم: $I_p = I_{DSS}$ و $V_x = V_p + V_1$

شکل 9-3 از فصل چهارم کتاب مکتوب منحنی های $\frac{I_2}{I_p}$ و $\frac{I_1}{I_p}$ و $\frac{I_0}{I_p}$ را بر حسب $\frac{V_1}{V_p}$ رسم کرده است. این منحنی ها چنین هستند:



خدمات رایانه ای دانشمند
برادران نگهبان
گلفن

در این حالت خاص (Clamp-Biased) ترانس کنده و گتاس مؤلفه اصلی سیگنال بزرگ را چنین تعریف می کنیم:

$$G_m = \frac{I_1}{V_1}$$

I_1 : دامنه حارموتیکه اصلی I_{DSS}
 V_1 : دامنه ورودی

$$G_m = \frac{I_1}{V_1} = \frac{2 I_{DSS} I_1}{-2 V_p \left(\frac{-V_1}{V_p} \right)} = g_{m0} \frac{I_1/I_p}{2 \left(-V_1/V_p \right)}$$

ترانس کنده و گتاس $g_{m0} = \frac{2 I_{DSS}}{-V_p}$ سیگنال کوچک

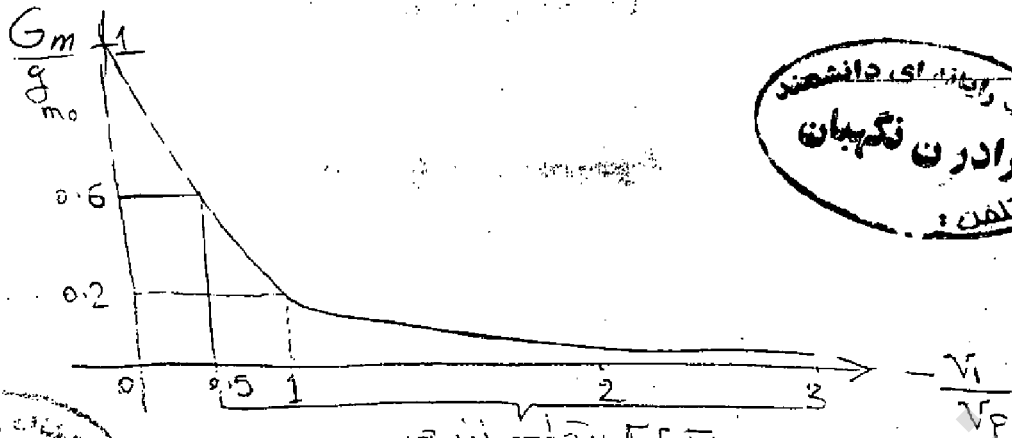
$V_{GS} = 0$

$$G_m = \frac{I_1/I_p}{2 \left(-V_1/V_p \right)}$$

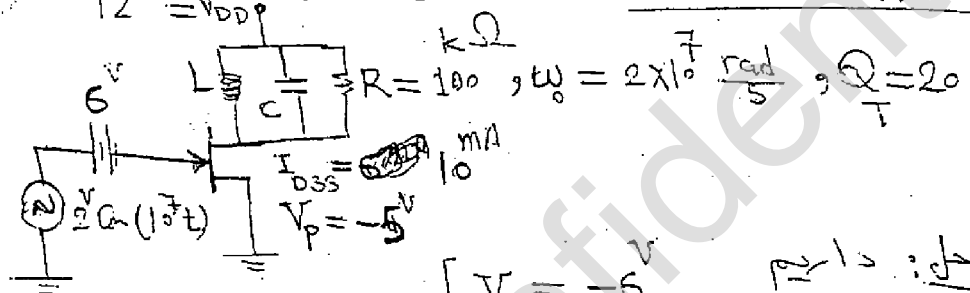
پس داریم:

چون $\frac{I_1}{I_p}$ تابعی از $\frac{-V_1}{V_p}$ است پس G_m نیز تابعی از

$\frac{-V_1}{V_p}$ خواهد بود. شکل این تابع در شکل 9-4 از فصل چهارم کتاب به صورت زیر رسم شده است:



FET به قطع نینس ورود
مثال (برای حالت کلی): مدار زیر (تا V_0) را بدست آورید.
 $12V = V_{DD}$



حل: داریم

$$\begin{cases} V_{dc} = -6 \\ V_1 = 2 \end{cases}$$

$V_{dc} + V_1 = -4 < 0 \Rightarrow$ FET نینس میسوزد
 $V_{dc} - V_1 = -8 < V_p \Rightarrow$ FET ناحیه قطع هم میسوزد

$\Rightarrow 2\phi = 2 \arccos\left(\frac{V_x}{V_1}\right)$ $V_x = V_p - V_{dc} = -5 + 6 = 1$

$\Rightarrow 2\phi = 2 \arccos\left(\frac{1}{2}\right) = 2 \times 6^\circ \Rightarrow \boxed{2\phi = 12^\circ}$

$I_p = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (V_x - V_1)^2 = \frac{10 \text{ mA}}{25} \times (1 - 2)^2 = \frac{2}{5} = 0.4 \text{ mA}$

بفا طرح وجود نینس میان گذر با Q_T بالا داریم؟

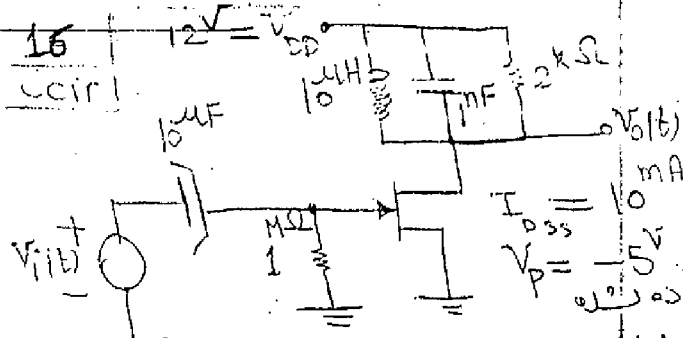
$V_0(t) = V_{DD} - R \times I_{DSS}$ ها، چونک دوم

از شکل 4-4 داریم: $2\phi = 12^\circ \Rightarrow \frac{I_2}{I_p} = 0.23$

$\Rightarrow I_2 = 0.23 \times 0.4 = 9.2 \times 10^{-3} \text{ mA}$

$\Rightarrow \boxed{V_0(t) = 12 - 9.2 \cos(2 \times 10^7 t)}$

پس مدار خروجی فرکانس ورودی را دو برابر کرده است.



مدار (برای حالت پایدار):
 مدار ریس $V_0(t)$ را
 بیابید.

$V_i(t) = 5 \cos(10^7 t)$

حل: برای مدار RLC داده شده داریم:
 $\omega_0 = 10^7 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$
 $Q = RC\omega_0 = 20$

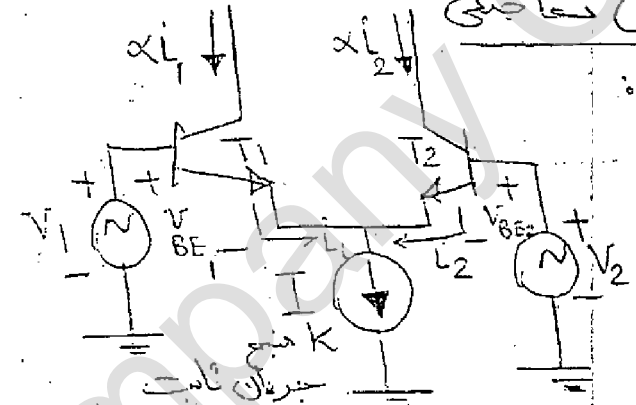
از شکل 9-4: $-\frac{V_i}{V_p} = 1 \Rightarrow \frac{G_m}{g_{m0}} = 0.2$

$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{-V_p} = \frac{2 \times 10 \text{ mA}}{5 \text{ V}} = 4 \text{ mS}$

$\Rightarrow G_m = 0.8 \text{ mS} \Rightarrow I_1 = G_m V_i = 0.8 \times 5 = 4 \text{ mA}$
 دانه ها - موئیک اصلی

$\Rightarrow V_0(t) = V_{DD} - R I_1 \cos(\omega_0 t) = 12 - 8 \cos(10^7 t)$

مشخصه‌های زوج تفاضلی



مدار زیر را در نظر بگیرید:
 ترانزیستورهای T_1 و T_2 مشابه هستند.

$I_1 = I_{S1} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right)$ و $I_2 = I_{S2} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right)$

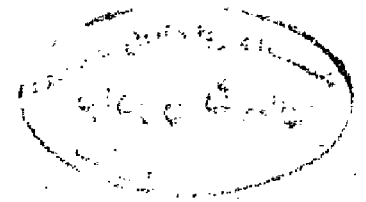
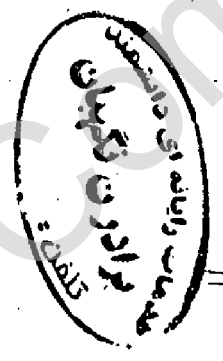
$V_{BE1} - V_{BE2} = V_1 - V_2$ و $I_1 = I_2$

$\frac{I_1}{I_2} = \exp\left(\frac{V_1 - V_2}{V_T}\right)$

نتیجه می شود:

از طرفی داریم:

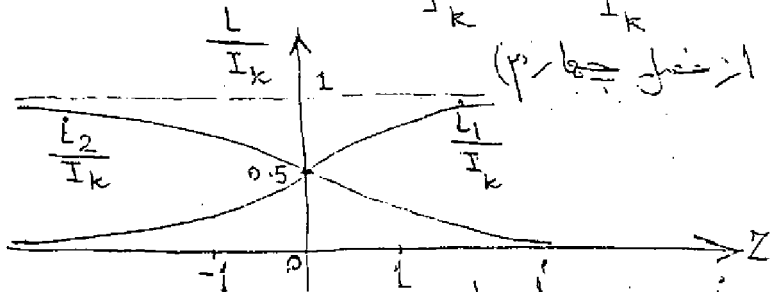
$I_1 + I_2 = I_K$



$$z \triangleq \frac{V_1 - V_2}{\sqrt{T}}$$

$$\Rightarrow I_2 e^{z/2} + I_1 e^{-z/2} = \frac{I_k}{k} \Rightarrow \boxed{I_2 = \frac{I_k}{1 + e^z}} \quad \text{و} \quad \boxed{I_1 = \frac{I_k}{1 + e^{-z}}}$$

جریانهای ترانزیستور $\frac{I_1}{I_k}$ و $\frac{I_2}{I_k}$ را میتوان بر حسب Z رسم کرد



(شکل 6-2 از فصل چهارم)

عبارت های $\frac{I_1}{I_k}$ و $\frac{I_2}{I_k}$ را میتوان نوشت:

$$\frac{I_1}{I_k} = \frac{1}{1 + e^{-z}} = \frac{e^{z/2}}{e^{z/2} + e^{-z/2}} = \frac{I_k e^{z/2}}{I_k (e^{z/2} + e^{-z/2})} = \frac{I_k}{2 \times 2 \cosh(z/2)}$$

$$\Rightarrow \frac{I_1}{I_k} = \frac{2(\cosh(z/2) + \sinh(z/2))}{2 \times 2 \cosh(z/2)} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \tanh\left(\frac{z}{2}\right) \right\}$$

$$\frac{I_2}{I_k} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \tanh\left(\frac{z}{2}\right) \right\} \quad \text{همینطور:}$$

به ازای معادله کوچک Z ($|V_1 - V_2| \ll V_T$) داریم:

$$\tanh\left(\frac{z}{2}\right) \approx \frac{z}{2} \Rightarrow \begin{cases} I_1 = \frac{I_k}{2} \left(1 + \frac{z}{2}\right) \\ I_2 = \frac{I_k}{2} \left(1 - \frac{z}{2}\right) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_1 = \frac{I_k}{2} + \frac{q}{2} \sin(V_1 - V_2) \\ I_2 = \frac{I_k}{2} - \frac{q}{2} \sin(V_1 - V_2) \end{cases} \quad \boxed{\frac{q}{2} \sin = \frac{I_k}{2 V_T}}$$

اهدای گینال کوچک
تاریخ اندر لیتاس سینگل کوچک هم $\frac{q}{2}$ حسن تعریف می شود؟

$$g_m \triangleq \frac{-\alpha I_{2ac}}{V_1 - V_2} = \frac{+\alpha I_{1ac}}{V_1 - V_2}$$

$$I_{1ac} = \frac{q}{2} \sin(V_1 - V_2) \quad \text{پس:} \quad \boxed{g_m = \frac{\alpha q}{2}}$$



17
ccir

حال فرض می‌کنیم سگنالهای ورودی بزرگ باشند
در تقریب گیریم:

$$v_1 - v_2 = v_1 \cos \omega t$$

$$x = \frac{v_1}{v_{T1}}$$

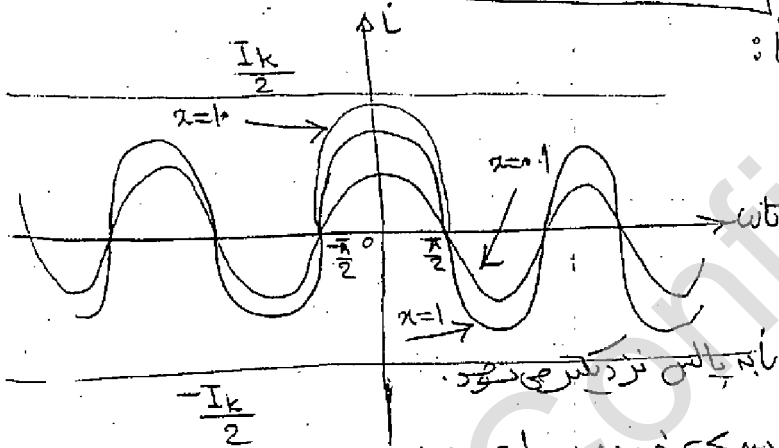
v_1 بزرگ است
دوباره تعریف می‌کنیم:

$$i_1 = \frac{I_k}{2} + i \quad \text{و} \quad i_2 = \frac{I_k}{2} - i$$

داریم:

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

به د- آن:



این هم شکل i :

با افزایش x شکل تابع i نزدیکتر می‌شود

سگنال i را به سری فوریه بسط می‌دهیم:

$$\frac{i}{I_k} = a_0(x) + a_1 \cos(\omega t) + a_2 \cos(2\omega t) + \dots$$

به د- آن:

$$a_n(x) = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{I_k}{2} \operatorname{tgh}\left(\frac{x}{2} \cos \omega t\right) \cos(n\omega t) dt$$

$$\Rightarrow a_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{tgh}\left(\frac{x}{2} \cos \theta\right) \cos(n\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \operatorname{tgh}\left(\frac{x}{2} \cos \theta\right) \cos n\theta d\theta$$

برای $n=0$ زوج داریم:

$$\pi a_n(x) = \int_0^{\pi/2} \operatorname{tgh}\left(\frac{x}{2} \cos \theta\right) \cos n\theta d\theta + \int_{\pi/2}^{\pi} \operatorname{tgh}\left(\frac{x}{2} \cos \theta\right) \cos n\theta d\theta$$

$\frac{\pi}{2}$

برای n فرد داریم:

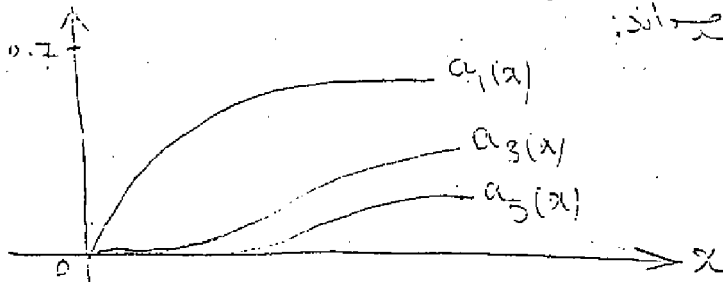
$$\Rightarrow \int_0^{\pi/2} \operatorname{tgh}\left(\frac{x}{2} \cos \theta\right) \cos n\theta d\theta = - \int_0^{\pi/2} \operatorname{tgh}\left(-\frac{x}{2} \cos \alpha\right) \cos(n\pi - n\alpha) d\alpha$$

استفاده از $\alpha = \pi - \theta$ و $\cos(\pi - \theta) = -\cos \theta$

$$= - \int_0^{\pi/2} \operatorname{tgh}\left(\frac{x}{2} \cos \alpha\right) \cos(n\alpha) d\alpha \rightarrow |n| \rightarrow n=0, 1, 2, \dots$$

تدریس و تالیف دکتر م. باقری

نمودارهای $a_1(x)$ ، $a_3(x)$ و $a_5(x)$ را در شکل 5-6 از فصل 5 کتاب رسم کنید.



اگر روی کلکتور یکی از ترانزیستورها مدار RLC موازی با Q_T بالا جهت استخراج بار مرفی اصل جریان قرار دهیم خواهیم داشت:

$$V_{ac}(t) = R \times \text{هارمونیك اصلی جريان}$$

هارمونیك اصلی جريان $= \alpha I_k a_1(x) \cos \omega t$
 بر این تئوریاتش مؤلفه اصلی سیگنال بزرگ را چنان تعریف می‌کنیم:

$$G_m(x) = \frac{\alpha I_k a_1(x)}{V_1} = \frac{\alpha I_k a_1(x)}{\alpha V_T}$$

$$\Rightarrow G_m(x) = \left(\frac{I_k}{2V_T} \right) \frac{2\alpha a_1(x)}{\alpha} = \underbrace{\left(\frac{\alpha g_{in}}{2} \right)}_{g_m} \left(\frac{4a_1(x)}{\alpha} \right)$$

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

پس $\frac{G_m(x)}{g_m}$ تابعی از x خواهد بود.

مورد نمودار این تابع در شکل 5-6 از فصل 5 کتاب رسم کنید.

از فصل 7 کتاب مسائل زیر حل کنید:

- (11) و (12) و (13) و (14) و (18)

خدمات رایانه ای دانشمند
 برادران نگهبان
 تلفن ۰۲۱۲۵۵۰۲۰۲

بیان مجدد مدارها را در کتاب انجام دهید

موفقیت برادران دانشمندان عزیز
 دکترانزهدی

۰۲۱۲۵۵۰۲۰۲

[(۰۲۱۲۵۵۰۲۰۲) (۰۲۱۲۵۵۰۲۰۲)]