جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

مدار مخابراتی

مقدمه سیگنال بزرگ: هر گاه دامنه (ولتاژ) بیس امیتر از ۵ یا ٦ ولت بیشتر باشد در حوزه سیگنال بزرگ هستیم.

Q_3,Q_2,Q_1 مشابه هستند.

– حال به بررسی مداری می پردازیم که صدق بر گفتار می باشد.

Q_2,Q_3 آینه ای و برای بایاس به کار می روند.

فرکانس ورودی W_0 : (نزدیک فرکانس میانی است) W_0 بقدری بالا است که CE اتصال کوتاه شود.

$\omega_0 t$ $V_i(t) = V_1 CoS$

الف) $V_i(t) = 0$ $V_1=0$

علیرغم اینکه V_i روشن یا خاموش باشد ← $VBE_2 = VBE_3 = VDC_Q$

علت زمین شدن نقطه A توسط خازن Ce است.

$$ID_C \xrightarrow{kvl} IC_2 = IC_3 = \frac{VEE - V}{RB} \Rightarrow ID_C = IC_2 = Ise\frac{VDC_Q}{VI}$$

$$VDC_2 = V_T Ln\frac{IC_2}{IS}$$

$$\frac{VDC_Q}{VT}$$

$$IC_1 = IC_2 \rightarrow ISe\frac{VBE_1}{V_t} = ISe \qquad \rightarrow VBE_1 = VDC_Q$$

در زمانی که $V_i=0$ داریم

$$I,T \rightarrow ISe\frac{VDC2}{VT} ISe\frac{VBE_1}{VT} \Rightarrow VBE_1 = VDC_Q$$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$(V_1 \neq 0)$ $((V_i(t)) \neq 0)$ حالت دوم

در این حالت

$$VBE_1(t) = ac + DC$$

VDC بایاس Q_1 وقتی V_i روشن است.

VDCQ بایاس Q_1 وقتی V_i خاموش باشد.

$$IE_1(t) = ISe\frac{VBE_1(t)}{VT} \Rightarrow iE_1 = ISe\frac{V_1 CosW_0 t + VDC}{VT}$$

$$\Rightarrow iE_1 = ISe\frac{VDC}{VT}e\frac{V_1}{VT}CosW_0 t$$

$$\frac{V_1}{V_T}\cos W_0 t \qquad XCos\omega_0 t$$

$$e = \qquad e \qquad = I_0(x) + \frac{w}{\sum_{n,1}} rI_n(x)c_1 nw_0 t$$

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

Ij(x) تابع بسل فوریه اول از مرتبه j ام

$$I \to II \Rightarrow iE_1(t) = ISI_{0(x)}e\frac{VDC}{VT}\left[1 + \sum_{n=1}^{\infty}\frac{2In(x)}{I_0(x)}\cos nw_0 t\right]$$

$$iE_1 DC = IsI_0(x)e\frac{VDC}{VT}$$

از طرفی با توجه به این موضوع که جریان DC از نقطه A نمی تواند وارد خازن Ce شود تمام آن را وارد تراتریستور Q_2 می شود پس می توان گفت:

$$iE_1 DC = IDC = IsI_0(x)e\frac{VDC}{VT}$$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

در واقع در تراتریستور Q_3,Q_2 به عنوان منبع جریان هستند.

و با توجه به رابطه قبل می توان VDC را محاسبه کرد.

$$IDC = ISI_0(x)e\frac{VDC}{VT} \rightarrow VDC = V_T Ln\frac{IDC}{IsI_0(x)}$$
$$\Rightarrow VDC = V_T Ln\frac{IDC}{IS} - V_T LnI_0(x)$$
$$\rightarrow VDC = VDC_Q - VtL_nI_0(x)$$

نتیجه: علارغم اینکه سیگنال ورودی فاقد DC است ولی می تواند با یاس Q_1 را تغییر دهد.

مثال: اگر $Vi(t)=260\cos 10^6 t$ میزان جابجایی بایاس با چنین سیگنال محاسبه کنند در مثال قبل :

$$x = \frac{V_1}{VT} = \frac{260mv}{26mv} = 10 \Rightarrow V_T(\ln I_0(x=10)) = 210mv$$

$$\Rightarrow VDC = VDc_Q - 210mv$$

توجه جابجایی 210 mv در بایاس نسبتاً بالا است.

(ممکن است تراتریستور در پریود منفی ورودی به آستانه قطع هم برسد).

توجه شد و درست است که ولتاژ ورودی ولتاژی کاملاً ac است اما جریانی که ایجاد می کند دارای جریان DC است که این عامل روی بایاس تاثیر می گذارد.

$$iE_1(t) = IDC + IDC\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cos W_0 t + IDC\frac{2I_2(x)}{I_0(x)}\cos 2W_0 t + ...$$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

IDC مولفه DC جریان خروجی

$IDC\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}$: مولفه اصلی جریان خروجی

$IDC\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}$: این مولفه n ام جریان خروجی است. (هارفوییک n ام)

– نتیجه ۲– علارغم اینکه سیگنال ورودی یک سیگنال تک فرکانس است اما جریان خروجی شامل تمام هارفوییک های ورودی است.

حال اگرx را این گونه تعریف کنیم.

$x \geq 0 \rightarrow I_0(x) > I_1(x) > I_2(x)...$ به ازای

–یعنی محدوده مولفه اول هارمونیکی بزرگتر از دوم و دوم بزرگتر از سوم و که این به نفع ماست.

$$V_0(t) = Vce - iE_1(t)RL$$
$$= Vcc - I_{DC}R_L - I_{DC}R_L\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cos\omega_0 t - I_{DC}R_L\frac{2I_2(x)}{I_0(x)}\cos 2\omega_0 t$$

نکته که $X \geq 2{,}3$ باشد یا دامنه سیگنال اما ورودی از $(V_1 > 40mv)$ آنگاه هارمونیک دوم به بعد در خروجی قابل ملاحظه ای نمی شود دیگر نمی توان از آنها صرف نظر کرد به عبارت دیگر سیگنال خروجی از سیگنال ورودی فاصله می گیرد. دیگر همشکل نمی شود و اعوجاج فرکانس به وجود می آید.

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

تقریب: با توجه به رابطه $V_0(t)$ بدست آمده اگر شرایط نکته (۱) را بر آن اعمال کنیم

خواهیم داشت:

$$if\begin{cases}x \le 0/1\\ V_1 < 2/5mv\end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases}1)\dfrac{2I_1(x)}{I_0(x)} \approx x\\ 2)\dfrac{2I_2(x)}{I_0(x)}, \dfrac{2I_3(x)}{I_0(x)}, ... = 0\end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases}V_{oac}(t) = -I_{DC}R_L x \cos w_0 t \Rightarrow V_{oac}(t) = -R_L \dfrac{I_{DC}}{VT} V_1 \cos w_0 t\\ X = \dfrac{V_1}{V_2}\end{cases}$$

$$\Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = -RLgmQ$$

- پس در حالت کلی می توان گفت:

$$\lim_{X \to 0} L.S = SS$$

نتیجه: مدار فوق در حالت کلی نمی تواند به عنوان یک تقویت کننده باشد (به ازای هر دامنه و x ای)

* در مدار قبل تمام هارمونیک های ورودی در خروجی ظاهر می شوند و خروجی جز اعوجاج نیست پس برای رفع این مشکل از فیلتر در خروجی استفاده می کنیم.

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

تقویت کننده سیگنال بزرگ باند باریک:

- برای به دست آوردن تقویت کننده سیگنال بزرگ کافی است که این گونه عمل کنیم.

(استفاده از فیلتر RLC)

- فیلترهای RLC از نوع فیلتر های باند باریک می باشند که دارای ضریب کیفیت بالایی هستند.

یادآوری:

$$\sphericalangle V - \sphericalangle I = 0 \rightarrow \sphericalangle Z = 0$$
$$\rightarrow Z = \boldsymbol{Re} + j\,\boldsymbol{Im} \rightarrow Z(jw_0) = \boldsymbol{Re}$$

پس می توان نتیجه گرفت که در فرکانس تشدید قیمت موهوی باید صفر باشد.

بررسی فیلتر :

$$\text{تشدید} \quad = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$
$$Z(jw_0) = RL$$

$$B.W = \frac{1}{R_{LC}}$$

ضریب کیفیت

$$Q_T = \frac{w_0}{B.w} = R_L CWO$$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

۱) توجه فیلترهای در رده باند باریک قرار می گیرند که Q_T بالایی داشته باشند. ($Q_T>$ 8,9,10) .

۲) تعریف Q_T در مدار و مخابرات متفاوت است.

مخابراتی $Q_T = \frac{\omega_0}{\beta.\omega}$

* توجه داشته باشید که فیلتر خروجی باید روی فرکانس ورودی Tune شده باشد که در این صورت خواهیم داشت.

از طرفی $I_C(t) = I_{DC} + I_{DC}\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}\cos\omega_0 t + I_{DC}\frac{2I_2(x)}{I_0(x)}\cos 2\omega_0 t + \ldots$

$$V_O(t) = VCC - i_C(t) * Z(t)$$

$$\Rightarrow V_O(t) = Vcc - I_{DC}|Z(j_0)| - I_{DC}\frac{2I_1(x)}{I_0(x}|Z(j\omega_0)|\cos(w_0 t + \sphericalangle Z(j\omega_0))$$

$$- I_{DC}\frac{2I_2(x)}{I_0(x)}|Z(j2w_0)|\cos(2w_0 t + \sphericalangle Z(j2w_0)) - \ldots.$$

یادآوری:

نکته $i(t) = I_1\cos\omega_1(t)$

$$V_O(t) = i(t) * Z(t) = I_1|Z(j\omega i)|\cos(\omega_1 t + \sphericalangle Z(j\omega_1))$$

اگر ضریب کیفیت بالا باشد $|Z(j2\omega_0)|$ و بعد از آن صفر می شود.

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = w_0 \rightarrow Z(jw) = RL$$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$$V_O(t) = Vcc - IDC\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}RL\cos\omega_0 t$$

در این حالت فیلتر باعث شد که هارمونیک های دیگر حذف شوند و تنها هارمونیکی تقویت شده ورودی در خروجی باقی مانده در این وضعیت یک تقویت کننده سیگنال بزرگ (غیر خطی) داریم.

(فیلتر بر روی ولتاژ تاثیری می گذارد).

b) فرض کنید که فیلتر tune شده باشد بر روی ($2w_0$) و ضریب کیفیت بالا باشد.

یعنی $\begin{cases}\frac{1}{\sqrt{LC}} = 2w_0 \\ Q_T \text{ بالا}\end{cases}$

در این وضعیت فیلتر به سمت فرکانس $2w_0$ شیفت پیدا می کند.

$$V_O(t) = Vcز - I_{DC}|Z(j_0)| - I_{DC}\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}|Z(jw_0)|CoS(w_0t + \sphericalangle Z(jw_0))$$
$$- I_{DC}\frac{2I_2(x)}{I_0(x)}|Z(j2w_0)|\cos(2w_0t + \sphericalangle Z(j2w_0))$$

با توجه به رابطه b داشته باشیم

هارمونیک سوم می ماند:

$$V_O(t) = Vcc - I_{DC}\frac{2I_2(x)}{I_0(x)}R_L\cos 2w_0t$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

– در این وضعیت تقویت کننده نخواهیم داشت چون ورودی و خروجی در یک فرکانس نیستند (شرط تقویت کننده بودن)

c) در صورتی که فیلتر به مولفه اصلی ورودی Tune شده بود داشتیم:

$$Voac(t) = I_{DC}\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}R_L \cos w_0 t \rightarrow \times\frac{x}{x} \Rightarrow$$

$$Voac(t) = I_{DC}\frac{2I_1(x)}{XI_0(x)}R_L X \cos w_0 t \qquad ,X = \frac{V_1}{V_T}$$

$$\Rightarrow Voac(t) = \frac{I_{DC}}{Vt}\frac{2I_1(x)}{XI_0(x)}R_L \cos w_0 t$$

$$G_m(x) = \frac{I_{DC}}{VT}\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$

$$\Rightarrow G_m(x) = gmQ\frac{2I_1(x)}{xI_0(x)}$$

$$\Rightarrow Voac(t) = RLG_m(x)V_1 \cos w_0 t \rightarrow$$

* نتیجه کلی اگر فیلتر خروجی به مولفه اصلی ورودی Tune شود می توان به جای کنتور منبع جریان $G_m(x)V_1 \cos w_0 t$ را قرار دهیم. ($G_m(x)$ فقط مربوط به مولفه اصلی است).

$G_m(x)$: کانداکتانس انتقالی مولفه اول ولتاژ ورودی را به جریان مولفه اول خروجی تبدیل می کند.

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$$\frac{IC_1}{Vi(t)} = \frac{G_m(x)V_1 \cos w.t}{V_1 \cos w.t} = G_m(x)$$

$$\frac{G_m(x)}{g_{MQ}} = \frac{2I_1(x)}{XT_0(x)}$$

مثال: برای فیلتر زیر رابطه ای برای $V_o(t)$ بیابید.

$$I_{CQ} = I_{DC} = \frac{10-0.7}{5.1} = 1.8MA$$

$$g_{MQ} = \frac{I_{DC}}{V_T} = \frac{1.8MA}{26MA}$$

فیلتر دقیقاً روی w0 Tune شده تقویت کننده است.

$$\begin{cases} \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-6}\times 10^{-10}}} = \frac{1}{10^{-8}} = 10^8 \\ Q_T = R_L C w_0 = 2\times 10^3 \times 10^8 \times 10^{-10} = 20 \end{cases}$$ بالا است

- پس تنها هارفوبیک اول خروجی باقی خواهد ماند.

خروجی روی مولفه اصلی Tune شد.

$$Voac(t) = RLG_m(x)v_1C_1 w.t$$

$$x = \frac{V_1}{V_2} = \frac{130^{mr}}{26^{mr}} = 5$$

طبق جدول $\frac{G_m(x)}{g_{MQ}} = 0.36 \Rightarrow G_m(x) = 0.36 gmQ = 0.36\times 0.7 = 25$

$$\Rightarrow Voac(t) = 25^{m\upsilon} \times 2^k \times 130 \cos_1 10^8 t = 6/5Q10^8 t$$

$$\Rightarrow Vo(t) = Vcc - Voac(t) = 10 - 6/5 \cos 10^8 t$$

$$Av = \frac{6/5^v}{130^{mv}} = 50$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

فیلترهای تشدید:

مدارات تشدید هم سلف و هم خازن دارند تا سلف با ایجاد امپدانس مثبت و خازن با ایجاد آمپدانس منفی به گونه ای صفر شوند و تشدید صورت گیرد.

* به طور کلی آمپدانس کلی فیلترهای تشدید تابع مختلط از فرکانس است اگر این زاویه (I_m) تابع مختلط $(I_m|Z|)$ فقط در یک فرکانس برابر صفر شود فیلتر تشدید (رزنانس) خواهیم داشت.

$$Im\,Z(jw)=0 \Leftarrow Z(jw) \Rightarrow Z(jw)= \text{حقیقی}$$

$$Z(jw)=\text{حقیقی} \quad = R_T \rightarrow Tank$$

* فیلترهای تشدید به دلیل‌داشتن عناصر ذخیره‌کننده انرژی به مدارات Tank معروفند.

* در حالت کلی تحلیل فیلترهای تشدید روابط بسیار طولانی دارند.

به همین دلیل جداولی تهیه شده تحت شرایط خاصی این فیلترها را مدل می کنند. (به RLC موازی مدل می کند.)

* مدار معادل شبه ترانس فورماتوری: در تجزیه و تحلیل فیلترهای باند باریک هر فیلتر تشدید را با یک مدار LC موازی همراه با یک ترانس ایده ال جایگزین می کنیم.

به چنین مدلی مدار شبه ترانسفورماتور می گویند.

$$n=\frac{C_1}{C_1+C_2} \qquad ,w_0=\frac{1}{\sqrt{LC}},C_r=\frac{C_1+C_2}{C_1+C_2}$$

مقاومت R_T به n بستگی دارد با انتقال R_L به سمت اولیه.

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

- اگر QT بزرگتر از ۱۰ باشد روابط برقرار است.

$$\begin{cases} L = L_1 + L_2 \\ w. = \dfrac{1}{\sqrt{LC}} \\ n = \dfrac{L_2}{L_1 + L_2} \end{cases}$$

- به طور معمولی اگر ضریب کیفیت به قدر کافی بزرگ باشد (Q>10,7,9) شرایط تبدیل برقرار است.

مثال:

$$I_{(t)} = 2^{MA}\,\boldsymbol{cos}10^7 t$$
$$L = 10\mu H$$
$$C_1 = C_2 = 200PF$$
$$R_2 = 0.5k\Omega$$

در شکل بالا مقادیر V_1 و V_2 را بدست آورید.

قرار دادن مدل شبه ترانس

V_1 و V_2 غیر صفر هستند چون با فرکانس i(t) یکی است.

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 1nf$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-5} \times 10^{-9}}} = \frac{1}{10^{-7}} = 10^7 \rightarrow$$

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{2}$$

چون فرکانس تشدید فیلتر و فرکانس جریان ورودی یکی است بنابراین:

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$$V_1 = i(t)R_T$$

– در فرکانس تشدید L و C مدار باز هستند پس:

$$V_1 = i(t)R_T = 4\cos 10^7 t$$

$$QT = RT.C.W0 = 2^k \times 1^{nf} \times 10^7 = 20$$ و بزرگ است $$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{n} \Rightarrow V_2 = \frac{1}{2}V_1$$

b) در مثال قبل اگر: $i(t) = 2^{ma}\cos 10^7 t + 2^{ma}\cos 10^8 t$ باشد مثال را تکرار کنیم.

در این وضعیت چون فرکانس تشدید روی $Tune, 10^7$ است. تنها این مولفه باقی می ماند و مولفه های دیگر حذف می شود و روابط مثل قبل باقی می ماند.

$$V_1(t) = i(t)R_T = 4\cos 10^7 t$$

برای مدارات با Q_L و Q_C به صورت زیر رفتار می شود.

شرط

$$r = \frac{w.L}{QL} \qquad RP = Q_l^2.r$$

$$QL > 10$$

$$r = \frac{1}{CW.QC} \qquad RP = rQ_C{}^2$$

$$Q_C > 10$$

در سلف و خازن های ایده‌آل $QC = \infty, QL = \infty$ می باشد.

مثال: در فیلتر رزنانس زیر خازن

$$QC = 200$$
$$QL = 80 \qquad W_0 = 60 \times 10^6$$
$$R = 20^{h\Omega} \qquad C = 25Pf$$

ضریب کیفیت و پهنای با مدار محاسبه کنید.

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$$QL, QC > 10$$

$$RT = R \| RPc \| Rpl$$

$$W0 = 60\times10^{6} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow L = \frac{1}{(60\times10^{6})^{2}\times C} = 11/1\mu H$$

$$rL = \frac{W0L}{Q_1} = 8/33\Omega, \qquad rC = \frac{1}{w.CQC} = 3/33\Omega$$

$$Rpc = rc.Q_C^2 = 133^{nu}$$
$$Rpl = rL.Q_L^2 = 53^{kn}$$
$$\Rightarrow RT = 20^{k} \| 53^{h} \| 133^{k} = 13/1^{k}$$

- چون سلف و خازن ایده‌آل نیستند R_T کم شد (از ۲۰ کمتر شد در حالت ایده‌آل) به همین صورت ضریب کیفیت نیز کاهش خواهد یافت.

$$QT = R_T c.w0 = 13/1\times10^{3}\times25\times10^{-12}\times60\times10^{6}$$
$$BW = \frac{1}{RT.C} = \frac{1}{13/1\times10^{3}\times25\times10^{-12}} =$$

مثال:

$$i(t) = 1^{ma}\ \cos 10^{7} t$$
$$L_2 = 100\mu, R_2 = 400^{k}$$
$$m_{12} = 10, M_{23} = 0/5, j = 10\Omega$$
$$C = 100pf, L_1 = 2\mu$$

مقدار M23 را به گونه ای بیابید که ولتاژ خروجی Max شود مقادیر V_{o1} و V_{o2} را محاسبه کنید.

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

رابطه شبه ترانس L_2, L_1: در حالت اول سلفی که دست نخورده می ماند سلفی است

که خازن می بیند پس:

$$n' = \frac{M_{12}}{L_2} \qquad \frac{i(t)}{i_2(t)} = \frac{1}{n'} = i_2(t) = n'i(t)$$

$$\Rightarrow i_2(t) = \frac{M_{12}}{L_2} i(t)$$

مدل شبه ترانس L_2, L_3

$$i_2(t) = \frac{10^{\mu}}{100^{\mu}} 1^m \, \boldsymbol{cos} 10^7$$

پس مولفه ولتاژ خروجی را داریم $w. = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-4} \times 10^{-10}}} = 10^7$ تشدید

* نکته مهم برای اینکه حداکثر توان به بار منتقل شود. (دامنه خروجی روی بار

بیشترین مقدار شود) در این صورت اگر بخواهیم بار را انتخاب کنیم کافی است:

$z \rightarrow z' = z^*$ محاسبه می کنیم.

نکته: برای داشتن حداکثر توان در خروجی یا داشتن حداکثر دامنه ولتاژ شرط این

است $R3' = R3$ باشد.

$$R3' = R_2 \left(\frac{n}{1}\right)^2 \Rightarrow R_2 n^2 = R3 \Rightarrow n = \sqrt{\frac{R3}{R2}}$$

$$= n = \sqrt{\frac{10^{\Omega}}{4 \times 10^5}} = 0.005$$

$$\Rightarrow n = \frac{M_{23}}{L2} \Rightarrow M_{23} = \frac{1}{2} \mu H$$

از روی (K_{23}) ضریب ترویج می توان L_3 را محاسبه کرد.

$$M_{23} = K_{23} \sqrt{L_2 L_3} \Rightarrow L_3 = \frac{M_{23}}{K_{23}^2 L_2} = 10nh$$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

ب)

چون شرط ماکزیمم توان داشته:

$$RT = R_2 \| \ R_3\left(\frac{1}{n}\right)^2 = 200^k$$

$$Vo2(t) = \frac{M_{12}}{L_1} = i(t)RT = 0/1\times 1^{ma}\times 200^k \ \boldsymbol{cos}10^7 t$$

$$\Rightarrow Vo2(t) = 20\boldsymbol{cos}10^7 t$$

$$\Rightarrow \frac{Vo2}{Vo} = \frac{1}{n} \Rightarrow Vo = nV_{o2} \Rightarrow Vo(t) = 0/1\boldsymbol{cos}10^7 t$$

$$\Rightarrow \frac{Vo1}{Vo2} = \frac{n'}{1} \Rightarrow Vo_1 = Vo_2(n') = 0.1Vo_2 = 2\boldsymbol{cos}10^7 t$$

$$Q_T = R_T C w_0 = 2\times 10^5 \times 10^{-10} \times 10^7 = 200$$

توجه: مقادیر L_3, L_1 در تعیین فرکانس رزنانس بی تاثیر هستند و تاثیر آنها از طریق M روی مقاومت Tank است.

$$M_{12} = K_{12}\sqrt{L_1 L_2}$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

اسیلاتورها:

با تغیر و تحول کوچکی در مدار بخش مقدمه می توانیم اسیلاتور بسازیم کافی است

که سه عمل زیر را روی مدار بخش مقدمه انجام دهیم.

۱- حذف ورودی

۲- فیدبکی از خروجی به ورودی وصل می کنیم.

۳- تقسیم خازن به دو قسمت

در این صورت اسیلاتور خواهیم داشت.

(Colpits) اسیلاتور کولپیتس

* اگر به جای این کار سلف را به دو قسمت تقسیم کنیم اسیلاتور هارتلی خواهیم

داشت.

تحلیل $Colpits : DC = IDC = \frac{VEE - 0.7}{RE}$

چون مدار اسیلاتور است پس فرکانس Vo, Vf, Vi همه یکسان است. پس:

$$T = \frac{Vf}{Vl}$$

$$Vo(t) = Vo\,\boldsymbol{cos}\, w_0 L$$
$$V_0(t) = V_1\,\boldsymbol{cos}\, w.t$$
$$Vf(t) = Vf\,\boldsymbol{cos}\, w.t$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

چون سیگنال $Vo(t), V_1(t)$ نیم فرکانس هستند می توان به جای کلکتور $G_m(x)Vbe(t)$ را

قرار داد.

$$Vbe(t) = V_1(t)$$

$$c(t) = G_m(x)Vbe(t) = G_m(x)V_1(t)$$

- حذف تقویت کننده و قرار دادن اثر بارگذاری آن بر روی β

پس

$$Z : re = \frac{r_\pi}{B} = \frac{1}{g_{MQ}} \Rightarrow Y = gnQ/\alpha$$

$L : S$ پس در حفره فرکانس بالا $\quad Y = \frac{G_m(x)}{\alpha}$

اثر بارگذاری A بر روی B لحاظ شد.

حال مدل شبیه ترانس C_2, C_1 را قرار می دهیم.

معمولاً $\alpha = 1$ در نظر می گیریم.

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

فرکانس نوسان تشدید $W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

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

$$Vo(t) = R_T G_m(x) V_1 \cos w.t = \frac{Gm(x)V_1 \cos w.t}{G_T}$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$$\frac{Vo}{Vf}=\frac{1}{n}\Rightarrow Vf=nVo=$$

$$V_1(t)=V_1\,\boldsymbol{cos}W.t$$

$$T=\frac{Vf(t)}{V_1(t}=\frac{nGm(x)}{\left(G_L+\left(\frac{n}{1}\right)^2\left(G_E+\frac{Gm(x)}{\alpha}\right)\right)}=$$

شرط نوسان $\quad |T(jw_0)|=1\rightarrow\dfrac{nGm(x)}{G_L+(n)^2\left(G_E+\dfrac{Gm(x)}{\alpha}\right)}$

$$\Rightarrow \text{شرط نوسان}=Gm(x)=\frac{G_L+n^2GE}{n\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)}$$

(اسیلاتور به ازای x ای پایدار می شود که در شرط نوسان برقرار باشد.)

$$if\rightarrow RE\rightarrow I_{DC}\Rightarrow RE=0$$

$$G_E=0\Rightarrow Gm(x)=\frac{G_L}{n\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)}$$

- اگر منبع جریانی که به جای کلکتوز قرار می دهیم ضریب داشته باشد به این صورت که:

$$AGm(x)V_1\,\boldsymbol{cos}W.t$$

در این صورت

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

$$V_1=xVT=3/5\times26^{mv}=91^{mv}$$

$$Ve(t)=V_1\,\boldsymbol{cos}W.t=91^{mv}C_1 10^7 t$$

$$\frac{V_o(t)}{Ve(t)}=\frac{1}{n}\Rightarrow V_{oac}(t)=\frac{1}{n}Ve(t)=7.16^{mv}\,\boldsymbol{cos}10^9 t$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

پس $Vo(t) = Vcc - Voac(t) = 10 - 7/16\cos 10^7$

نکته $active \begin{cases} DBE = f \\ DBC = R \end{cases}$

- در غیر این صورت ممکن قسمتی در شکل موج بریده شود.

$$Q_T = RTCw_0$$

$$G_T = G_L + n^2 G_E + n^2 \frac{G_m(t)}{\alpha = 1}$$

$$\Rightarrow G_{T\, n<<1} = G_L \Rightarrow R_L = R_T \Rightarrow QT = 10^4 \times 10^{-9} \times 10^7 = 100 \rightarrow$$

مراحل تحلیل $gmQ \rightarrow Gm(x) \rightarrow \frac{Gm(x)}{gmQ} \rightarrow X$

- اما مراحل طراحی بر عکس است.

ترانزیستور FET, BjT خود کنترل کن تفسیر خود می تواند فرکانس دامنه خود را کنترل کنند.

نحوه کنترل $V_o \downarrow \rightarrow V_1 \downarrow \rightarrow x = \frac{V_1}{V_T} \downarrow \rightarrow G_m(x) \uparrow \rightarrow V_o \uparrow$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

(Total harmonic distortion) : T.H.D

- **اعجاج هارمونیک های کلی:** امپدانس فیلترهای باند باریک در هارمونیک های فرکانسی (تشدید) صفر است اما واقعیت اینکه این فیلتر ها در هارمونیک های فرکانسی امپدانسی دارند. بنابراین ولتاژ خروجی هم دارای هارمونیک های فرکانسی است (البته می دانیم که هر چه قدر ضریب کیفیت بهتر باشد هارمونیک های فرکانسی با دامنه کمتری در خروجی ظاهر می شود).

THD : مقدار موثر هارمونیک های دوم به بعد تقسیم مقدار موثر هارمونیک اصلی

$$T.H.D = \frac{D(x)}{QT} \times 100\%$$

طراحی: یک نوسان صفر Colpits طراحی کنید که خروجی یک سیگنال سینوسی 18 VP.P و فرکانس $10^7 \left(\frac{rad}{s}\right)$ باشد اعوجاج هارمونیک کلی اسیلاتور کمتر از 1% باشد.

۱- ابتدا انتخاب Vcc, VEE مثلاً 10^v

۲- بعداً انتخاب RL در حد چند کیلو اهم حداکثر 6^k مثلاً

$$\begin{cases} w_0 = 10^7 \\ THD \le 1\% \\ VOPP = 18^v \end{cases}$$

$$RL = 3^k$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

- توجه شود اگر اول المانهای دیگر را محاسبه کنبم و سپس RL را محاسبه کنیم ممکن است این R_L ترانزیستور را به اشباع ببرد.

۳- انتخاب x = از یک طرف هر چه x بزرگتر انتخاب کنیم دامنه سیگنال امیتر بیشتر شده و پایداری حرارتی نیز بیشتر و از طرفی با توجه به منحنی هر چه x بزرگتر باشد D(x) بزرگتر و THD هم بزرگتر.

X=10 انتخاب

اگر THD داده شده باشد QT نیز انتخاب می کنیم (بزرگتر بهتر)

$x=10 \underset{\text{جدول}}{\rightarrow} D(x=10)=0/64$ از روی جدول

این مقدار QT, min است.

$$T.H.D=\frac{D(x)}{QT} \Rightarrow 0/01=\frac{0/64}{QT} \Rightarrow QT=64$$

با توجه به مدل شبه ترانس

$$C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}, n=\frac{C_1}{C_1+C_2}, R_T=R_L, n<<1$$

پس

$$QT=RTCW_0=3\times10^3\times C\times10^7=64$$
$$\rightarrow C=\frac{64}{3\times10^3\times10^7}=2140Pf$$
$$\rightarrow V_1=xV_T=10\times26^{mv} \Rightarrow V_1=260^{mv}$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

نصف ولتاژ خروجی $Vop = 9v \Rightarrow \frac{Vop}{V_1} = \frac{2}{n} \Rightarrow n = \frac{V_1}{Vop} = \frac{260^{mv}}{9^{v}} = 0/029$

$$\Rightarrow \begin{cases} C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \Rightarrow 2140\,pf \\ n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = 0/029 \end{cases} \rightarrow C_1, C_2 \begin{cases} C_1 = 2/2nf \\ C_2 = 74nf \end{cases}$$

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow L = \frac{1}{W_0 2C} = \frac{1}{10^{14} \times 214 \times 10^{-12}} = 4.671^{lt}$$

مثال:

$L = 10\mu$
$RL = 10k$
$Vcc = VEE = 10^{V}$
$\boldsymbol{Re} = 20^{\boldsymbol{ln}}$
$C_2 = 79nf, C_1 = 1013\,pf$

رابطه V0 را بدست آورید.

$$Dc = IDC = \frac{Vcc - 0.7}{RE} \Rightarrow I_{DC} = \frac{9.3}{20^{k}} = 0/46mA$$
$$gmQ = \frac{I_{DC}}{Vt} = \frac{0.46mA}{26^{mv}} = 18.7^{mv}$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

شبه ترانس اسیلاتور:

$$Qm(x)=\frac{QL+n^2CE}{n\left(1+\frac{n}{\alpha}\right)}$$

$$n=\frac{C_1}{C_1+C_2}=\frac{1012\,pl}{1012\,pf+79nf}=0/0127$$

$$Gm(x)Gm(x)=\frac{G_L}{n}=\frac{0/1}{0/0127}=8^{m\upsilon}$$

$$\frac{Gm(x)}{gmQ}=\frac{8^{mr}}{18^{mv}}=0/45\rightarrow x=3.5$$

$$C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}=\frac{1012\,pf\times 79nf}{1012\,pf+79nf}=1000\,pf=1^{nf}$$

$$W_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}=\frac{1}{\sqrt{10^{-5}\times 10^{-9}}}=10^7$$

$$ifx=10\rightarrow\frac{Gm(10)}{gmQ}=0/19$$

$$Gn(x)=\frac{G_L+n^2G_E}{n\left(1+\frac{n}{\alpha}\right)}=\frac{G_L}{n}=3/5^{nv}$$ شرط نوسان اسیلاتور

$$\Rightarrow gmQ=\frac{Gm(x)}{0/19}=18/7^{nv}$$

$$\begin{cases} I_{DC}=\dfrac{VEE-0.7}{\boldsymbol{Re}}=\dfrac{9/3}{RE} \\ gmQ=\dfrac{I_{DC}}{VT}\Rightarrow IDC=gmQVT=0.46^{mA} \end{cases} \Rightarrow 0.46^{mA}=\frac{9.3}{RE}\Rightarrow RE=19/1^{k}$$

– اگر مدار کار نکرد باید RE را مقدار از بین که بدست امده کمتر کنیم.

مثال: اسیلاتوری طراحی کنید از نوع هارتلی با مقادیر مثال قبل،

نکته مهم: در فرکانس پایین مثل، مثال فرق خازن های C_2, C_1 مقادیرشان بزرگ بدست می آید در حد چند هزار Pf با توجه به شکل مشخص است که خازن $C\pi$ با خازن

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

C2 موازی و خازن $C\mu$ یک تاثیر روی C2 و تاثیری روی C1 مقادیر C_μ, C_π در حد چند pf فاراد هستند بنابراین در فرکانس پایین راکتانس های داخلی(C_μ, C_π) نمی تواند اثر بارگذاری روی خازن های خارجی داشته باشند. اما در فرکانس های بالا و خیلی بالا، مقادیر C_1, C_2 در حد چند پیکو هستند که به شدت تحت تاثیر خازن های داخلی قرار می گیرند (مشکل اینجاست که در حوزه سیگنال بزرگ می دانیم بین E, B خازن داریم ولی مقدار آن را نداریم چون مدلی برای چنین خازنی در سیگنال بزرگ نداریم).

اسیلاتور که می تواند در فرکانس بالا کار کند.

چون مدار اسیلاتور است پس فرکانس ورودی و خروجی یکی است پس به جای کلکتور می توان یک منبع جریان قرار داد.

توجه: به جای جریان کلکتور

$$ic(t) = Gm(x)V_1 \cos w_0 t$$

طبق مدل $iC = \frac{M_{12}}{L2}$

مدل شبه تراس L_3, L_2

$$n = \frac{M_{23}}{L_2}, W_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$$

شرط نوسان $= Gm(x) = \frac{G_L + n^2 G_E}{n\left(A - \frac{n}{\alpha}\right)} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n\left(\frac{m_{12}}{L_2} - \frac{n}{\alpha}\right)}$

به ترتیب مراحل $I_{CQ} \rightarrow \frac{Gm(x)}{gmQ} \rightarrow x \rightarrow V_1 = xV_T \rightarrow V_0(t)$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

- توجه شود که خازن $C\pi$ با خازن C با نسبت $\frac{M_{23}}{L_2}$ موازی شود پس در طراحی به گونه آن را در نظر می گیریم. که اثر آن کم شود.

- $\frac{M_{12}}{L_2}$ برای خازن $C\mu$

* هر چقدر ضرایب $\frac{M_{12}}{L_2}, \frac{M_{23}}{L_2}$ کمتر انتخاب کنیم به ترتیب اثر خازن های C_μ, C_π روی خازن C کمتر می شود اما توجه شود هر چه این نسبت ها کمتر شود دامنه ها کمتر خواهد شد.

مثال: مطلوب است $V_0, TH.D$

$$L_1 = 10^{\mu}, L_2 = 250^{\mu}, C_2 = 40nf$$
$$RL = 100^{n}, m_{12} = 25^{\mu}, C_1 = 200\,pf$$

مدل شبه ترانس خازن های C_1, C_2

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}, C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 200\,pf$$
$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 4.47 \times 10^6 = 4.5 \times 10^6$$

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$$n=\frac{C_1}{C_1+C_2}=4.46\times10^{-3}$$

$$Gm(x)=\frac{G_L+n^2G_E}{n\left(\frac{m_{12}}{L2}-\frac{n}{\alpha}\right)}=21.2Mv$$

$$VB=Vcc.\frac{2.2}{2.2+15}=1/53V$$

$$VE=VB=0.7-0/83\Rightarrow ICQ=\frac{V_E}{R_E}=./8mA$$

$$\rightarrow gmQ=\frac{I_{CQ}}{V_T}=\frac{0/8mA}{26^{mv}}=30^{mv}$$

$$\frac{Gm(x)}{gmQ}=\frac{21/2^{mv}}{30^{mn}}0/7\Rightarrow x=2\rightarrow V_1=xV_T$$

$$\Rightarrow V_1(t)=52^{mv}\ \boldsymbol{cos}\,4/5\times10^6t$$

از طرفی $\frac{V_o}{V_1}=\frac{1}{n}\rightarrow Vo(t)=10.7\,\boldsymbol{cos}\,4/5\times10^6t$

$$G_T=G_L+\frac{n^2}{1}G_E+\frac{n^2}{1}\frac{Gm(x)}{\alpha}=G_L\Rightarrow R_T=R_L$$

$\Rightarrow QT=R_TCw_0=10^5\times2\times10^{-10}\times4.5\times10^6=90$ بزرگ

$$\begin{cases}x=2\rightarrow D(x=2)=?\\ T.H.D=100\times\frac{D(x=2)}{QT}\%=\frac{D(x=2)}{90}\times100\end{cases}$$

$$L_1=10\mu, L_2=\frac{1}{160}\mu$$

$$M=0/25$$

در مدار شکل زیر مقدار Vo را بیابید.

مدل شبه تراس L_2, l_1

$n=\frac{M_{12}}{L_1}=0/025$ $\quad ,W_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}=10^7$ – ۵ ولت تا اشباع ناحیه داریم.

$Gm(0)=\frac{G_L+n^2G_E}{n\left(1-\frac{n}{\alpha}\right)}=20m\upsilon$ حداقل مقدار $12-3{,}3=8^v$

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

$$8-2/75=5^{v}$$

$$DC\begin{cases} VB=Vcc\dfrac{2/7}{2/7+9/1}=2/75\rightarrow VE=VB-0.7= \\ ICQ=\dfrac{VE}{R_E}=1^{mA}\rightarrow gmQ=\dfrac{I_{CQ}}{V_t}=39^{mv} \end{cases}$$

$$\frac{Gm(x)}{gmQ}=\frac{20}{38}=0/52\rightarrow n=3/2$$

$$\rightarrow V_1=xV_2=83/2mv$$

$$V_1=83/2^{mv}\,\boldsymbol{cos}10^7t$$

$$V_o=\frac{1}{n}V_1=\frac{1}{0/025}\left(83/2^{mv}\right)\boldsymbol{cos}10^7t$$

$$V_o(t)=Vcc-Voac(t)=12-3/2\,\boldsymbol{cos}10^7t \qquad ,T.H.D$$

$$\begin{cases} TH.D=\dfrac{D(x=3/2)}{QT}\times 100\%=2\% \\ D(x=3/2)=0/41 \end{cases}$$

$$QT=RTCW_0=20$$

* اسیلاتور دیفرانسیلی:

- جریان های زوج های دیفرانسیل فاقد هارمونیک های زوج ورودی است به همین دلیل اسیلاتورهای زوج دیفرانسیل دارای THD بسیار کوچکی هستند (نسبت به BJT) و در مدولاتورهای fm می توان از آنها استفاده کرد.

فیدبک به بیس متصل شده پس اثر آن را بررسی می کنیم (اثر بارگذاری تقویت کننده روی شبکه).

www.kandoocn.com

جهت خرید فایل word به سایت www.kandoocn.com مراجعه کنید
یا با شماره های ۰۹۳۶۶۰۲۷۴۱۷ و ۰۹۳۶۶۴۰۶۸۵۷ و ۰۵۱۱-۶۶۴۱۲۶۰ تماس حاصل نمایید

Filename: Document1
Directory:
Template: C:\Documents and Settings\hadi tahaghoghi\Application Data\Microsoft\Templates\Normal.dotm
Title: مدار مخابراتي
Subject:
Author: dehghanizadeh
Keywords:
Comments:
Creation Date: 3/28/2012 4:54:00 PM
Change Number: 1
Last Saved On:
Last Saved By: H.H
Total Editing Time: 0 Minutes
Last Printed On: 3/28/2012 4:55:00 PM
As of Last Complete Printing
Number of Pages: 28
Number of Words: 2,134 (approx.)
Number of Characters: 12,166 (approx.)

www.kandoocn.com
www.kandoocn.com
www.kandoocn.com