جزوه باما

دانلود جزوات ، نمونه سوالات
و پاورپوینت های دانشگاهی

Jozvebama.ir

Jozvebama.ir

Subject: جلسه اول

Year: ۹۸ Month: ۱۱ Date: ۲۳

مدارهای مخابراتی:

نرم افزار کامل مداری مخابراتی در شرکت ما ADS است orcad است (بعدا درباره هم توضیح میدم)

پروژه ADS را آخر ترم جلسه کلاسی می توانم تحویل دهم.

مراجع:

۱. مدارهای مخابراتی دکتر عبدی پور (دانشگاه صنعتی امیرکبیر) «انتشارات نص»

2. Communication Circuit Analysis and design (Clark and Hess) → نسخه های خوب دیگر فایل pdf روی سایت

3. modern Communication Circuit [j. Smith]

4. Solid state Radio Engineering [Herbert L. krauss, Charles w. Botian]

5. Analog Integrated Circuits For Communications [pederson]

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

ارزیابی :

میانگین کوئیز ها : 1 کوئیز از 3 جلسه آخر

5 فصل را از کتاب کمک پودر درس می دهم و آخر هر فصل تمرین تحویلی هم دارم. پایان هر فصل تاریخ را مشخص می کنم.

تحویل تمرین ها 2 جلسه بعد از اعلام تمرین می باشد. (صورت ایمیل) اسکن می کنم و سپس

10 ایمیل می کنم با عنوان (Subject) فارسی مدارهای مخابراتی . اسم فامیل و شماره دانشجویی فرخواد

10 نمره پایان ترم

15 6 نمره میان ترم ← ۹۶/۲/۲۳ تا پایان فصل دوم

4 نمره کوئیز، تمرین، حضور در کلاس

2 نمره پروژه ADS (علاوه بر 20) شبیه سازی مدارهای مخابراتی از طریق ADS

20

10 جلسه آخر فیلم آموزشی ADS را از utube دانلود کنیم.

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject: چاپه اول کتبه

Year: ۹۵ Month: ۱۱ Date: ۲۳

« مدار مخابراتی »

هدف این درس آنالیز و طراحی بلوکهای کلیدی در یک سیستم فرستنده و گیرنده آنالوگ می باشد.

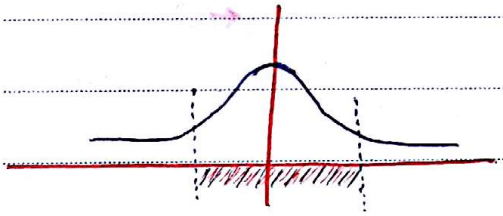
نویز به صورت سیگنال است و اختلال ایجاد می کند و دیدی نویز اینکه در کدام فرکانس کار نویز می دهد.

مدار مخابراتی در فرکانس های بالا است.

دلایل استفاده از مدار مخابراتی در فرکانس های بالا:

1. کاهش ابعاد آنتن و مدار
2. اختلاف پهنای باند ارسال همزمان چند سیگنال
3. کاهش اثر نویز در فرکانس بالا (به خصوص در نویزهای با منشأ خارجی)

نکته: در فرکانس های بالا توان کمتر می شود ←



بازه صوتی که ما می توانیم بشنویم 20 HZ — 20 KHZ

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject: جلسه دوم ، شنبه

Year: ۹۶ Month: ۱۱ Date: ۳۰

- وقتی میخواهیم یک سیگنال مثل سیگنال صوت را ارسال کنیم ، باید ابتدا تقویت شده سپس مدولاسیون شامل

روش ارسال شده و بعد روی آنتن از آن طرف در آنتن گیرنده دریافت شود و دمودلاسیون انجام شود و

سپس برروی سیگنال را دمودلاسیون کنیم تا سیگنال اطلاعات مثل نوار آهنگ بیفتد .

وقتی یک سیگنال را تقویت می‌کنیم قطعاً نویز هم با تقویت می‌شد پس باید تقویت کننده هایی

با نویز پایین طراحی کنیم .

توسط سازنده سیگنال سینوسی با یک مقدار فرکانس ثابت است که معادل فرکانس رادیویی می‌گیریم

۳ نوع مدولاتور AM ، FM ، PM داریم و گیرنده آن دمودلاسیون می‌کند

تقسیم بندی مدارات تشدید و تزویج :

مدار تشدید ← امپدانس معادل آن مدار معادل مقاومت شود حالا می‌تواند RLC سری یا موازی یا ترکیب RLC سری و موازی شود و مدار از حالت امپدانسی تبدیل به مدار مقاومتی می‌شود .

مدار تزویج ← مدارات سلفی اند که روی هم اثر می‌گذارند .

مدارات باند باریک / مدارات باند وسیع ← بر اساس باند

مدارات باند وسیع

مدارات باند باریک

مدارات سری : به وسیله منبع ولتاژ تحریک می‌شوند .

مدارات موازی : به وسیله منبع جریان تحریک می‌شوند . ✓

بیشتر روی این مدار مقابلات بحث می‌شود

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

3- ترنزی ترانسفورماتوری : وجود تلفات ، حجم و وزن زیاد ، افت ولتاژ کم

ترانسفورماتور یک مبدل ولتاژ است و ساختار آن ساده و هسته است (تا حالا فکر نمی‌کنم بهتر از هسته داشته باشیم هوا است ولی ترانسفورماتور با هسته آهن است) و معایب ترانسفورماتور تلفات و حجم و وزن زیاد آنهاست که در تمامی فرکانس‌ها که ما می‌خواهیم نمی‌توانند کار کنند.

ترنزی خازنی : کوچک تا سرطبقا (تا شدت جریان ۵A) ارزان هستند.

خازن و پیلاژ خازنی است که برای هر ۱۰ کیلو ۵A را نمی‌دهد و این یک نوع خازن ترنزی است.

این حالت تلفات ندارد، محدودیت فرکانسی دارد، حجم و وزن زیادی هم ندارد.

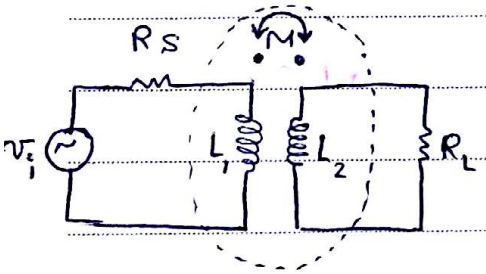
چون $\frac{1}{j\omega C}$ و هر چه بالا برود

ترنزی هشتم : نیازمند ماسفت‌ها دقیق برای اتصال خاصی به یکدیگر هستند.

سلف و خازن را به هم متصل کنیم.

و معمولا از نوع دوم و گاهی هم سوم از نوع اول استفاده می‌کنیم.

ترانس به عنوان یک عنصر ترنزی باند وسیع ۰ (استفاده می‌شود)

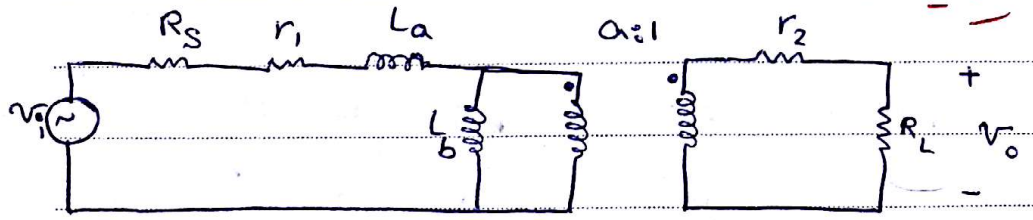


این یک ترانس ایده‌آل است

ترانس ایده‌آل در تمامی فرکانس‌ها قابلیت کوپل دارد

ولی ترانس غیر ایده‌آل این ویژگی را ندارد.

مدار معادل ترانس غیر ایده‌آل :



r_1 و r_2 مقاومت

معادل تلفات

هسته ترانس است

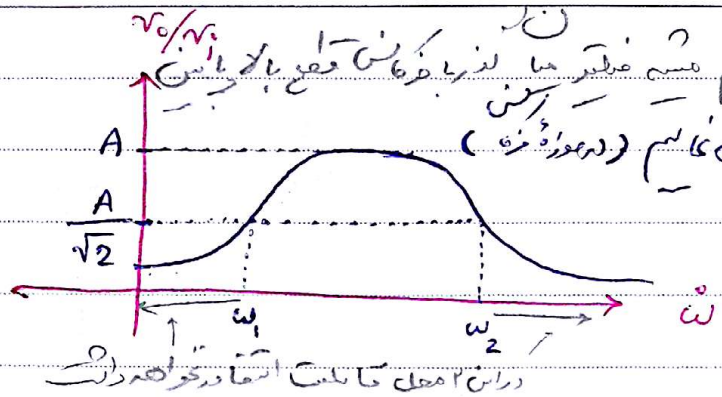
Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :



چون در مدار معادل ترانس خط ایده‌آل داریم مشه فیلتر ما لذا با فرکانس قطع بالا پایین تابع تبدیل $\frac{V_o}{V_i}$ را بدست آورده و رسم می‌کنیم (در حوزه فرکانس)

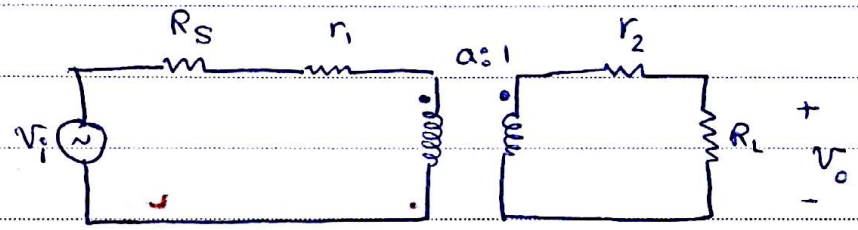
ترانس خط ایده‌آل

معادل یک فیلتر میان گذر است پس

محدوده‌ی فرکانسی ایجاد کرد.

دراین ۲ مدل تا بلندی انتقاد خواهد داشت

مدار معادل ترانس در فرکانس‌های میانی :



مدار معادل را اینجا رسم می‌کنیم

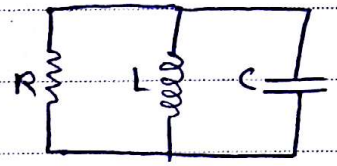
سمت راست را به سمت چپ تبدیل می‌کنیم

برحسب این مدل کار می‌کنیم.

مدارات تشدید RLC :

(پهنای باند BW ، ضریب کیفیت Q ، ضریب تضعیف α ، امپدانس Z ، فرکانس تشدید ω_0)

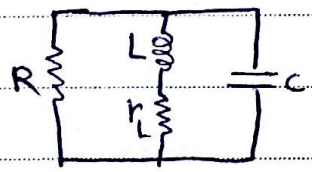
دسته اول RLC

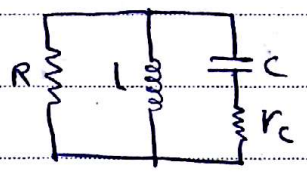


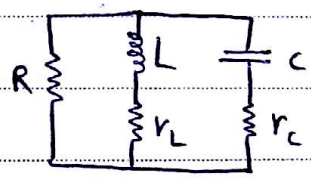
ایده‌آل

در حالت واقعی مدارهای بررسی خواهیم کرد که L یا C یا هردو مقاومت داشته باشند

ادامه‌ی دسته‌ی اول







کامل‌تر

با یک خازن مقاومت دار، پس مقاومت خازن از پایه‌های آن می‌آید

خط ایده‌آل

Arman

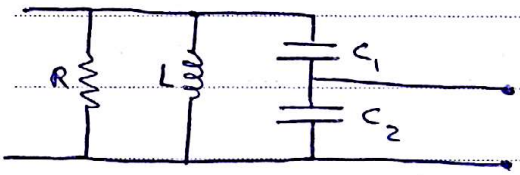
Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

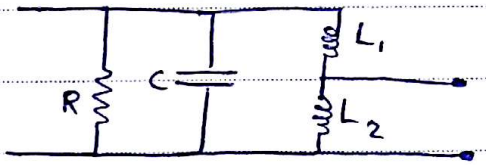
Subject :

Year : Month : Date :

دسته دوم : مدارات تشدید شبه ترانسفورماتوری شامل ۲ دسته اند



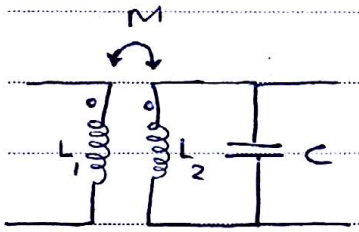
مدار مقسم خازنی → مدار نوسان ساز Colpitts



مدار مقسم سلفی → مدار نوسان ساز Hartley

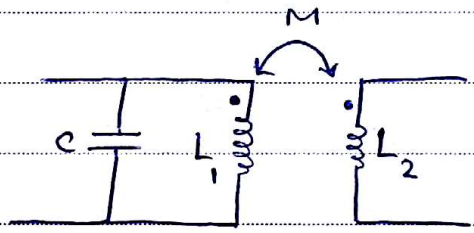
دسته سوم : مدارات تشدید ترانس های تشدید شده

در این حالت ترانس را فراهم دارید



مدار تشدید در ثانویه

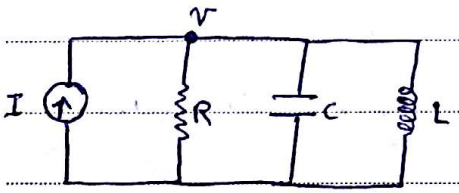
چون خازن در ثانویه است



مدار تشدید در اولیه

چون خازن در اولیه است

بررسی مدار RLC موازی (ایده آل)



امپدانس

$$Z(p) = \frac{V}{i} = \frac{p\frac{1}{C}}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{\alpha . p}{p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2}$$

$$Z(j\omega_0) = R \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

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

$$Q = \frac{\omega_0}{2\alpha} = RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0} = \frac{\omega_0}{BW}$$

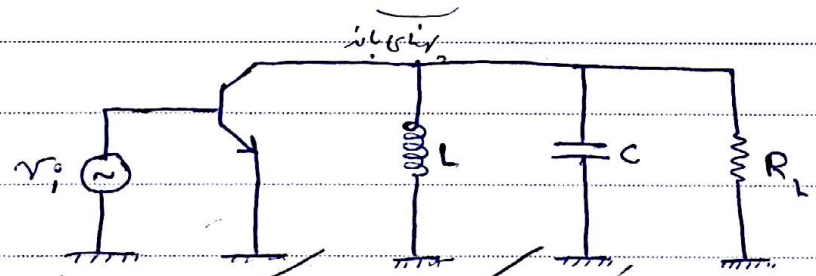
$$BW = \omega_2 - \omega_1 = 2\alpha = \frac{1}{RC}$$

مثال: در مدار شکل زیر با فرض $R_L = 500\,\Omega$ و ترانزیستور هم در ناحیه خطی مدار کلیه مقادیر L و C را به نحوی تعیین نمایید که سیگنال $g(t)$ بدون اعوجاج تحویل بار شود؟

سیگنال ورودی v_i

$$v_i(t) = g(t)\cos(10^8 t)$$

$$g(t) = \cos(10^4 t)$$



در فرض RLC موازی داریم

این یک مدار تشدید است

بدون تشریح کشیده داریم که در ناحیه‌ی فرض یک RLC موازی داریم.

این سیگنال یک مدولاسیون AM را به ما نشان می‌دهد. سیگنال data در دامنه‌ی AM حمل می‌شود و Carrier می‌باشد.

چیزی که مهم است این که سیگنال بدون اعوجاج برده در فرض بهره‌ی باند AM و برابر سیگنال اصلی آن است. (این بهره‌ی باند فرض است) و شکل AM

$$BW_{RLC} = 2\times 10^4 = \frac{1}{R_L C} \Rightarrow C = 100\ nF$$

این مدار تشدید است پس فرض شدید دارد.

$$\omega_0 = 10^8 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow L = 1\ nH$$

Arman

حول Carrier

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

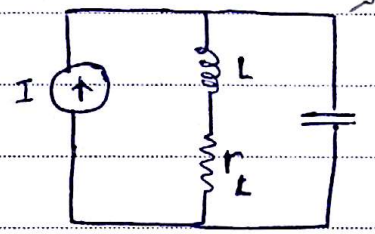
Year : Month : Date :

ویژگی AM این است که بدون اعوجاج با دو برابر پهنای باند آن و بدون خطا هم داده را می‌توان انتقال داد هم اعوجاج نداشته باشد

بررسی مدار LC موازی با سلف غیر ایده‌آل :

نکته مقاومت داخلی

ما اینجا مقاومت را رسم کردیم چون نهایتا به هم موازی می‌شوند



ادمیتانس را برابر می‌نویسیم $Y(j\omega) = \frac{r_L}{r_L^2 + (L\omega)^2} + j\left(C\omega - \frac{L\omega}{r_L^2 + (L\omega)^2}\right)$

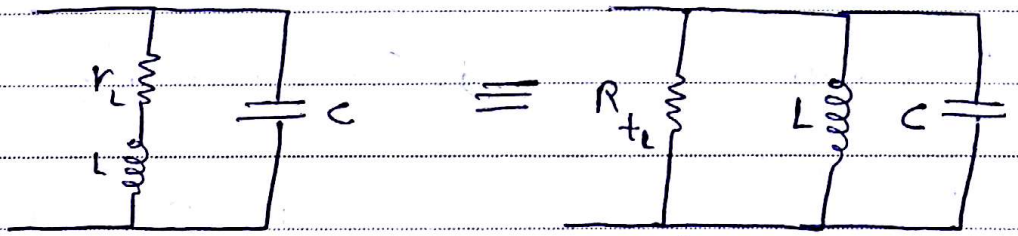
برای اینکه فرکانس تشدید را بدست آوریم بخش موهومی را مساوی صفر قرار می‌دهیم

$$\text{If } Im(Y(j\omega_0)) = 0 \Longrightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r_L^2}{L^2}}$$

فرضیاتی را در نظر می‌گیریم :

ضریب کیفیت خیلی بزرگتر از یک

$Q_L \gg 1$ می‌توان مدار معادل را به شکل زیر در نظر گرفت :



RLC موازی ایده‌آل

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$Y(j\omega) = Cj\omega + \frac{1}{r_L + Lj\omega} = Cj\omega - \frac{1}{Lj\omega\left(\frac{r_L}{Lj\omega} + 1\right)}$$

$$\text{if } \Phi_L = \frac{L\omega}{r_L} \gg 1 \Rightarrow \frac{r_L}{L\omega} \ll 1 \Rightarrow \frac{1}{\frac{r_L}{Lj\omega} + 1} \simeq 1 - \frac{r_L}{Lj\omega}$$

$$Y(j\omega) = Cj\omega + \frac{1}{Lj\omega} + \frac{r_L}{(L\omega)^2}$$

جمع نفری موازی شده اند

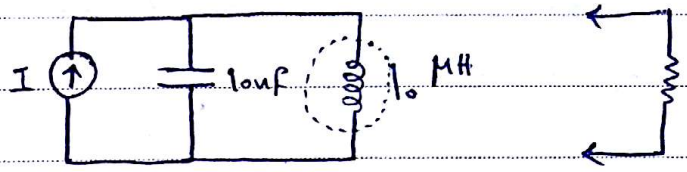
خازن و مقاومت و سلف نا دقیق موازی شده اند

$$R_{tL} = \frac{L^2\omega^2}{r_L} = r_L \Phi_L^2$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \Phi = R_{tL} \cdot C\omega_0 \qquad BW = \frac{1}{R_{tL} \cdot C}$$

مثال 2، مدارشان داده شده در شکل زیر دارای ضریب کیفیت بار نشده $\Phi_u = 100$ اگر بار $100\,k\Omega$ زمانیکه بار جانبی اضافه نشود

بصورت موازی به مدار اضافه شود Φ نهایی چقدر خواهد شد؟



سلف غیر ایده آل است

برشده با بار نشده فرقی ندارد چون مقاومت ندارد

فرقی نمی کند مدار

چون $\Phi_u = 100$ است می توان مدار معادل را در نظر گرفت که $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ است.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^8 \text{ rad/s} \qquad \Phi_u = R_{tL}\omega_0 \Rightarrow R_{tL} = 10^5\,\Omega$$

۲ تا مقاومت موازی داریم با توجه به قرار دادن شکل مدار معادل

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

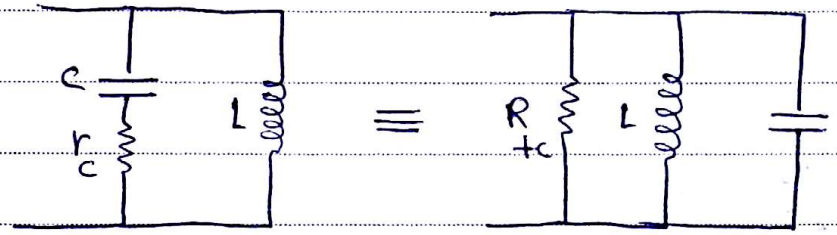
Subject:

Year: Month: Date:

$R = 10^{5\Omega} \parallel 10^{5\Omega} = 50^{k\Omega} \Rightarrow \varphi = R \cdot C \cdot \omega_0 = 50^{k\Omega} \times 10^{P} \times 10^{8}$

نصف شد $\Rightarrow \varphi = 50$

بررسی مدار LC موازی با خازن غیرایده آل:



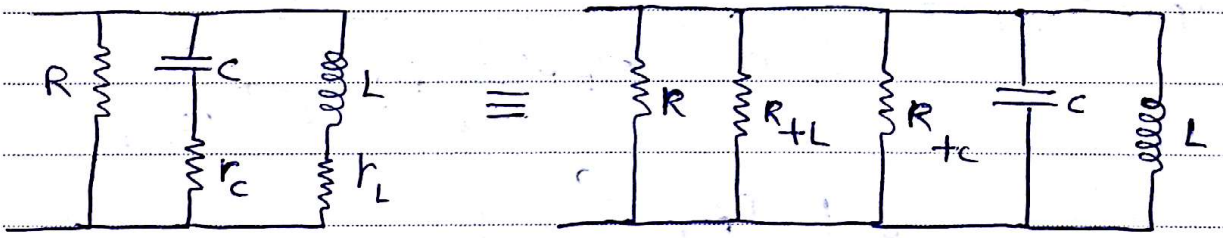
مدارش شبیه سلف است

$$\varphi_c = \frac{1}{C\omega_0 r_c} \Rightarrow R_{tc} = \varphi_c^2 r_c$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad \varphi_t = \frac{\omega_0}{BW} = R_{tc} \cdot C \cdot \omega_0$$

بررسی مدار LC با خازن و سلف غیرایده آل:

حال اگر تا بتوانیم غیرایده آل باشد



$$\varphi_L = \frac{L\omega_0}{r_L} \Rightarrow R_{+L} = \varphi_L^2 r_L$$

$$\varphi_c = \frac{1}{C\omega_0 r_c} \Rightarrow R_{+c} = \varphi_c^2 r_c$$

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

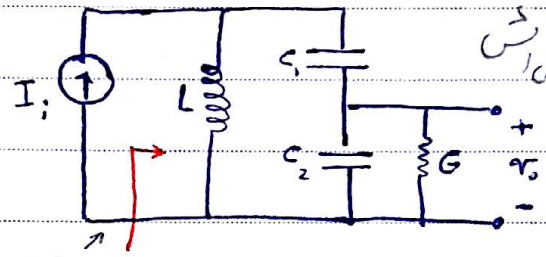
Subject: جلسه سوم ، چهارشنبه
Year: ۹۵ Month: ۱۲ Date: ٤

$$R_t = R \parallel R_{tL} \parallel R_{tC} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad Q_t = R_t C \omega_0$$

و نهایتا مقاومت R_t را می‌بینیم

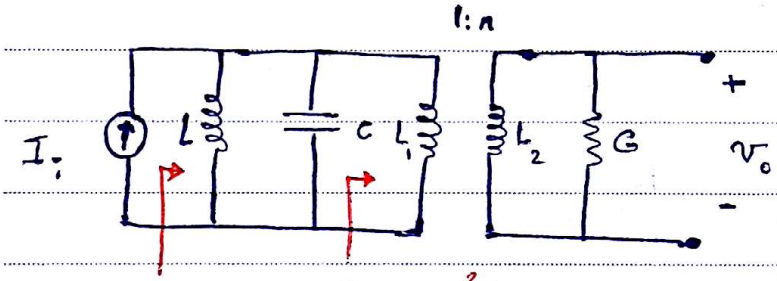
مدارات تشدید ترانسفورماتوری :

مقسم خازنی



✓ دنبال مداری معادلی می‌گردیم با امپدانس ورودی Z_{11} امپدانس ورودی آن با امپدانس ورودی مدار روبرو برابر باشد ← G عکس مقاومت است.

آمپدانس $Z_{11}(p)$ ≡



از مدار مقسم خازنی رسیدیم به مدار ترانسفورماتوری

به همین دلیل به دو سیم پیچ ترانسفورماتوری.

مدار معادل بوده ۳ است. مزدوج

بوده ۲ در ۲ مدین با یک بوده مدار کم شود

هدف این که یک بوده از صورت و یک بوده از مخرج کم شود و شد بوده ۲.

$Z_1(p)$ $\quad G_{eq} = n^2 G$

G عکس مقاومت است

$$Z_{11}(p) = Z_1(p) = \frac{V_1(p)}{I_1(p)} = \frac{p\frac{1}{C}\left[p + \frac{G}{C_1+C_2}\right]}{p^3 + p^2\frac{G}{C_2} + p\frac{1}{LC_2} + \frac{G}{LC_1C_2}}$$

RLC مرتبه‌اش ۲ است.

بوده ۳ را به این صورت در ۱ و ۲ می‌نویسیم

$$= \frac{p\frac{1}{C}\left[p + \frac{G}{C_1+C_2}\right]}{(p+\gamma)(p+\alpha-j\beta)(p+\alpha+j\beta)}$$

باید صفر و قطب با هم ساده شوند تا بتوان به صورت RLC موازی در آورد.

Arman $\quad Z_1(p) = \frac{\alpha_0 p}{p^2 + \alpha_1 p + \alpha_2}$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

شرایط اینکه یه قطب دو صفر باهم ساده شوند:

شرط اول انتقاره:

$$n Q'_T \cdot Q_E \geq 100 \quad (1)$$

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad Q_E = \frac{\omega_0 (C_1 + C_2)}{G}$$

پارامتر کیفیت

$$Q'_T = \frac{\omega_0 C}{n^2 G} \qquad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

برای اصالت انتقالی Z_{12} داریم:

$$Z_{12}(p) = \frac{V_0(p)}{I_1(p)} = \frac{V_0(p)}{V_i(p)} \cdot \frac{V_i(p)}{I_i(p)} =$$

ولتاژ خروجی / جریان ورودی

$$= \frac{V_0(p)}{V_i(p)} \times Z_i(p) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{p}{p + \frac{G}{C_1 + C_2}} \times Z_i(p)$$

$$= H_V(p) \times Z_i(p)$$

H_V یا لتن

با فرض $Q_E > 10$ میتوان صفر قطب تابع $Z_{12}(p)$ را ساده کرد (2)

$$H_V(p) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = n$$

هم ارز بالت یا هرون تابع تبدیل

نکته: حتما باید شرط 1 و 2 برقرار باشد تا بتوان آن مدار صفحه قبل را معادل هم در نظر گرفت.

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject:

Year: Month: Date:

$Q_E > 10$, $nQ'_T Q_E \geq 100$ → این شرط شرط تئوری است و در عمل از این استفاده نمی‌کنند.

در عمل از شرط زیر استفاده می‌کنیم

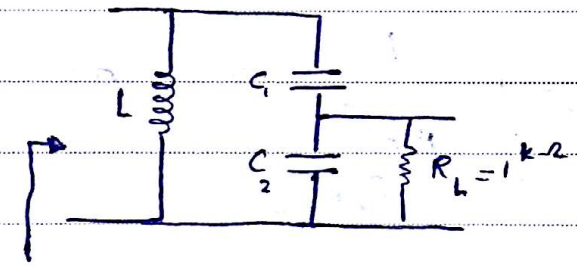
$n \ll 1$ تعداد دور ، $Q'_T = \frac{1}{n^2 G} \, cw_0 \gg 1$ → این دو از شرط عملی اند

تقسیم بر توان دو طرف برای $n \ll 1$

تمرین: ثابت کنید دو شرط فوق معادل هم هستند.

مثال: فرض کنید $R_L = 1\,k\Omega$ و $f_0 = 10.7\,MHz$ و $BW = 200\,kHz$ مقادیر C_1 ، C_2 ، L را برای یک فرکانس تشدید بیابید که مقاومت دیده شده در فرکانس تشدید برابر $10\,k\Omega$ شود.

حتماً باید مدار معادل را بدست آورده و راحت تر حل شود



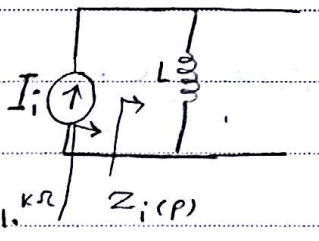
$R_t = 10\,k\Omega$

مدار مقسم خازنی است.

در فرکانس تشدید امپدانس معادل $10\,k\Omega$ است

مقاومت k تا به عکس مقاومت معادل است

G عکس k تا می‌شود



$$R_t = \frac{R_L}{n^2} \Rightarrow n = 0.316$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad , \quad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject: فقط در این سوال ω_0 مقدار دارد و فقط در یک 2π متفاوت و تنگه در این طرف می‌شکند

Year: Month: Date:

$$Q_T = \frac{f_0}{BW} = 53.5 \qquad Q_T = R_T C f_0 \Rightarrow C = 79.6^{PF}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \Rightarrow L = 2.78^{mH}$$

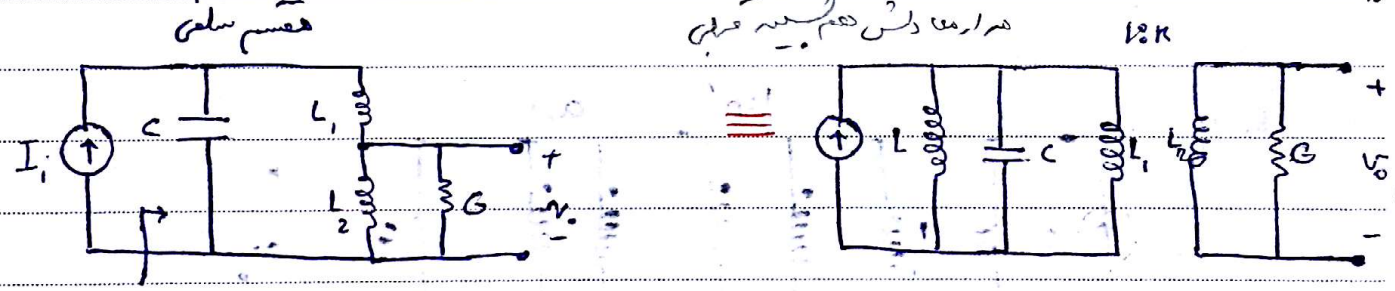
در مقابله دو مجهول $\Rightarrow C_1 = 116^{PF}$ و $C_2 = 252^{PF}$

حتما باید هر دو شرط را همزمان برقرار کنیم این دو معادل هم در نظر گرفته شده

شرط:

① $Q_E = \frac{\omega_0 (C_1 + C_2)}{G} = 247.4 \geq 10$

② $Q'_T = \frac{\omega_0 C}{n^2 G} = 535.15 \Rightarrow \underbrace{n Q'_T Q_E}_{4189} \geq 100$



$$Q'_T = \frac{\omega_0 C}{n^2 G}$$

$$L = L_1 + L_2 \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad n = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \qquad Q_E = \frac{L_1 + L_2}{\omega G L_1 L_2}$$

شرط: $Q_E \geq 10 \qquad n Q'_T Q_E \geq 100$

Arman

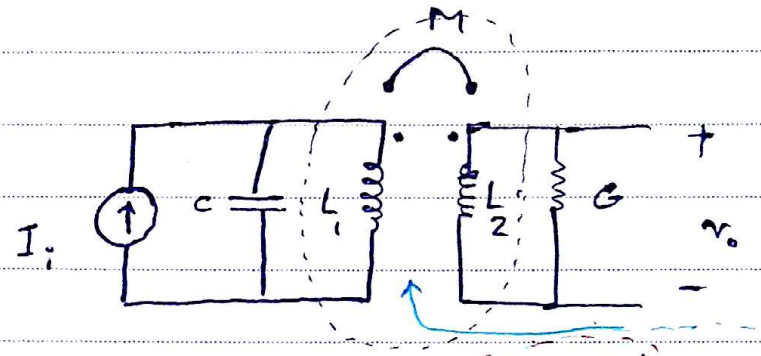
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

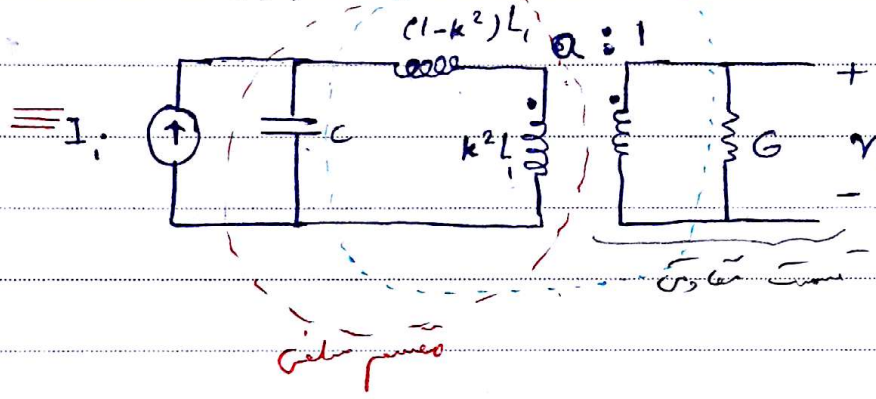
Subject :

Year : Month : Date :

ترانس‌های تشدید شده :

۱- ترانس تشدید شده دو اولیه





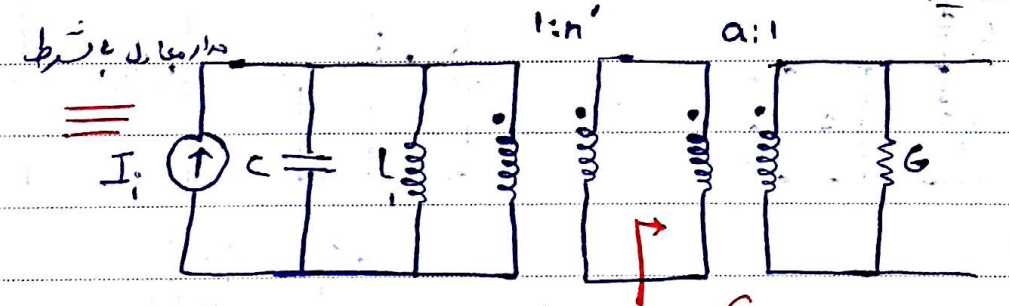
این مدار شبیه مدار جفت شده مثل است

$$k = \frac{M \rightarrow \text{ضریب تزویج}}{\sqrt{L_1 L_2}} \qquad a = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

↓ نسبت تبدیل ایده‌آل

⟸ مداری که معادل تزویج

از مداری که از اولیه تشدید داریم

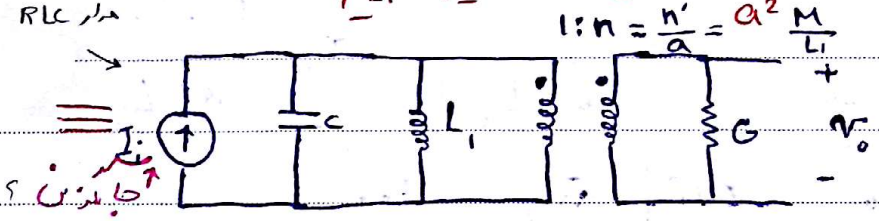


رسیدیم به مقاومت

مدار RLC

معادل

$G' = \frac{G}{\quad}$ مقاومتی که از اینجا می‌بینم



Arman

I_1 تقویت کننده ، ترانزیستور رهبر مسئولیت

تقویت کننده را دارد پس I_1 و توانند ترانزیستور

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad , \quad n' = \frac{k^2 L_1}{k^2 L_1 + (1-k^2)L_1} = k^2$$

$$Q'_T = \frac{w_0 C}{n'^2 (\frac{G}{a^2})} = \frac{w_0 C}{(\frac{M}{L_1})^2 G}$$

$$Q_E = \frac{1}{w_0 L_2 (1-k^2) G} \quad , \quad n' Q'_T Q_E \gg 100$$

$Q_E > 10$

پس از تبدیل ترانس به دوگانه شده به داریم رسیدیم

به یک مدار RLC موازی که پس در نهایت به

مدار RLC موازی می رسیم.

ضریب کیفیت مدار ما:

$$BW = \frac{w_0}{Q_T} \quad , \quad Q_T = RCw_0$$

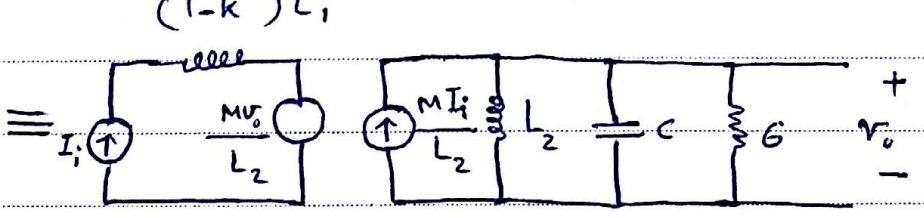
چگونه نقطه کار را تغییر دهیم:

ایراد مدار شبیه دوگانه: با جابجایی مقادیر نقطه کار (شکل ۲۷) یا عوض شدن مقدار خازن معادل شبکه و در نتیجه باعث تغییر ناخواسته فرکانس تشدید می شود.

پس برای مدارهایی که فرکانس کار بالا دارند این مدل دوگانه استفاده نمی شود

آزادیابی که ترانس شبیه شده دوگانه خازن یا خازن تر آمد ستو رموازی می شود پس خواهیم داشت $w_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)}}$ که C_0 خازن داخلی ترانسستور می باشد که باعث به تغییر فرکانس تشدید خواهد شد در این مدار به هیچ وجه به نوسان سازی مدارهای مضاربتی قابلیت استفاده نخواهد داشت.

مدار معادل شبیه دوگانه



در فرکانس تشدید از این بخش استفاده می شود.

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

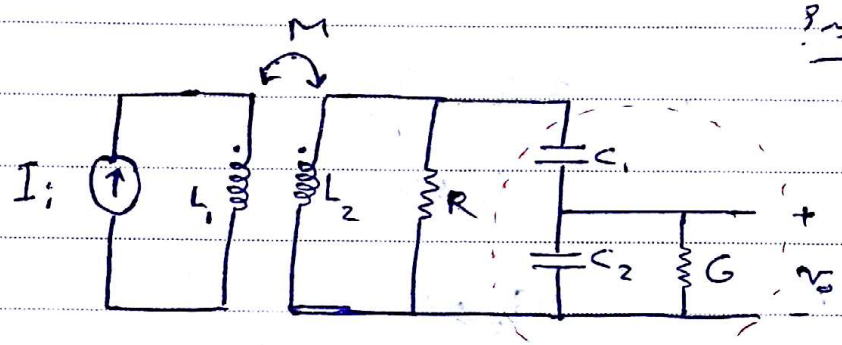
Subject :

Year : Month : Date :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad , \quad Q = \frac{1}{G} C\omega_0$$

$$V_0(j\omega_0) = \left| \frac{M}{L_2} \frac{1}{G} I_1(j\omega_0) \right|$$

مثال: مدار مقابل زیر را بدست آورید؟



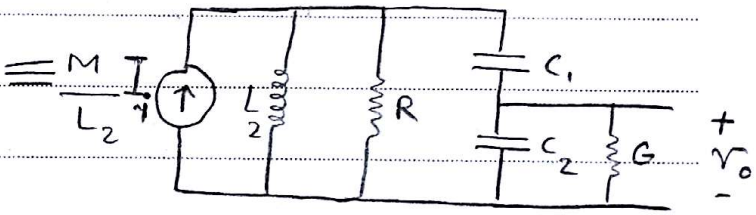
مدار معادل خازنی را بدست آورید و رسم کنید.

تقسیم خازنی

ترانس شده شده در ثانویه

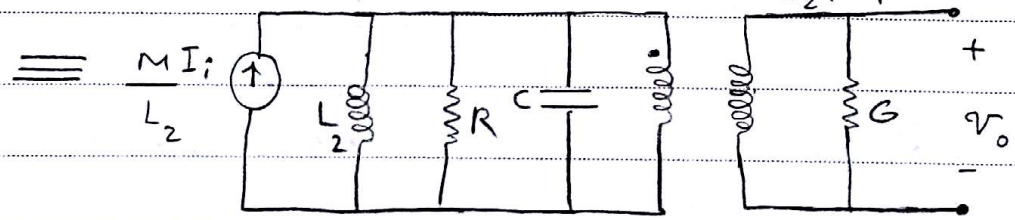
زیرا فازش درست مانده است

تحلف اش در ترانس استفاده شده.



تقسیم خازنی

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



$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad , \quad Q = \frac{\omega_0}{BW} = R_T C \omega_0$$

$$R_t = R \parallel \frac{1}{n^2 G}$$

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject: جلسه چهارم شنبه

Year: 94 Month: ۱۲ Date: ✓

فصل دوم: تقویت کننده‌های سیگنال کوچک

طبقه بندی تقویت کننده‌های الکترونیکی:

۱- از نظر پهنای باند

$$BW = \frac{F_H - F_L}{\sqrt{F_L F_H}} = \frac{\Delta f}{f_0}$$

(F_H ← فرکانس بالا، F_L ← فرکانس پایین)

- $\frac{\Delta w}{w_0} \ll 1$: Narrow band Amplifire — NBA
- $\frac{\Delta w}{w_0} < 1$: wide band Amplifire — WBA
- $\frac{\Delta w}{w_0} \geq 1$: Ultra wide band Amplifire — UWBA

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

2. از نظر نقطه کار:

low noise Amp.

LNA : با جریان کم بایاس می‌شوند

HGA : g_m آن مقدار قابل توجهی باید داشته باشد

g_m وابسته به نقطه کار است.

HPA : در جایی که جریان و ولتاژ مقدار قابل ملاحظه‌ای دارد باید بایاس شود

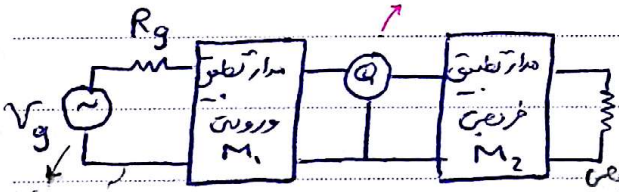
high power Amp

3. از نظر دامنه سیگنال اعمالی :

سیگنال کوچک

سیگنال بزرگ

ترانزیستور (عنصر فعال)



سیگنال مورد نظر

باید حتی دو تا مدار تطبیق در ورودی هر در خروجی داشته باشم تا بتوانم مچ کنم (زیرا ورودی و خروجی هیچ ارتباطی با ترانزیستور ندارند)

مقدار R_L را ثابت می‌دهند تا تطبیق خروجی و ورودی صورت گیرد $R_L = 50^\Omega$ یا 75^Ω

مدارات تطبیق یا مقسم سلفی هستند یا مقسم خازنی که ۳ تا ۴ تا المان دارند که ۲ تا L یا دو تا C و ۲ تا یا بیشتر L دارد معمولا هم هستند اگر یکی مقسم خازنی دیگری هم مقسم سلفی

مدلهای مختلف ترانزیستور :

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

۱- مدل خطی استاتیکی : دامنهٔ سیگنال کوچک ، فرکانس کاری پایین ← محدودیت میاره.

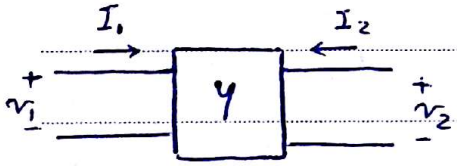
2- مدل غیرخطی استاتیکی : دامنهٔ سیگنال بزرگ ، فرکانس کاری پایین ← غیرخطی دامنهٔ سیگنال بزرگ

3- مدل خطی دینامیکی : دامنهٔ سیگنال کوچک ، فرکانس کاری بالا

4- مدل غیرخطی دینامیکی : دامنهٔ سیگنال بزرگ ، فرکانس کاری بالا

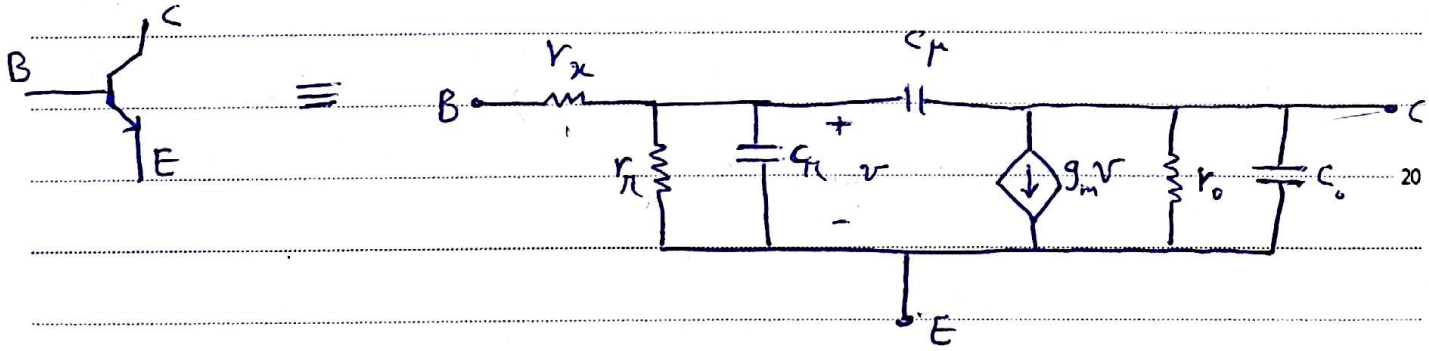
مدل غیرخطی دینامیکی چون دامنهٔ بزرگ و فرکانس بالا دارد مدل خوبیه ولی چون پیچیدگی محاسباتی زیادی دارد از مدل خطی دینامیکی استفاده می‌کنیم.

ترانزیستور را به عنوان یک دو قطبی مدل خواهیم کرد :



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

مدل BjT با ساختار Y : (۲ مدل ترانس داریم Fet , Bjt) ← از میانه



$$Y = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_\pi} + j\omega(C_\pi + C_\mu) & -j\omega C_\mu \\ g_m - j\omega C_\mu & \frac{1}{r_o} + j\omega(C_o + C_\mu) \end{bmatrix}$$

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

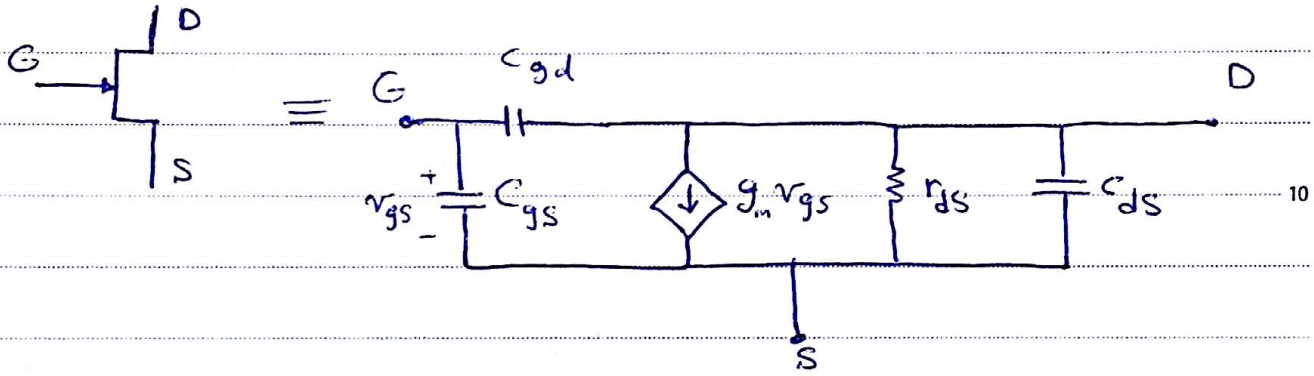
فرکانس قطع $f_T = \dfrac{g_m}{2\pi(C_{rc}+C_\mu)}$

فرکانس نوسان f_{max} فرکانسی که در آن بهره توان برابر یک شود

$f_{max} = f \Big|_{\det[Y+Y^+]=0}$ شرط لازم

$Y^+ = (Y^*)^T$ ترانهاده

مدل FET :



$$Y = \begin{bmatrix} jw(C_{gs}+C_{gd}) & -jwC_{gd} \\ g_m - jwC_{gd} & \frac{1}{r_{ds}} + jw(C_{ds}+C_{gd}) \end{bmatrix}$$

فرکانس قطع $f_T = \dfrac{g_m}{2\pi(C_{gs}+C_{gd})}$

در فرکانس‌های بالا که Fet کاربرد بیشتری دارد نسبت به Bjt، زیرا $x_c = \frac{1}{jwC}$ است. (در امپدانس خازن) در ترانزیستور Fet نسبت به Bjt ظرفیت‌ها کوچک هستند.

بررسی پایداری تقویت کننده‌ها :

از این پس به بحث مدار تطبیق ورودی و خروجی یک ادمیتانس مبادله می‌پردازیم برای ارتباط بین خروجی و گیرنده سورس و همچنین ارتباط ورودی و ترانزیستور

Arman

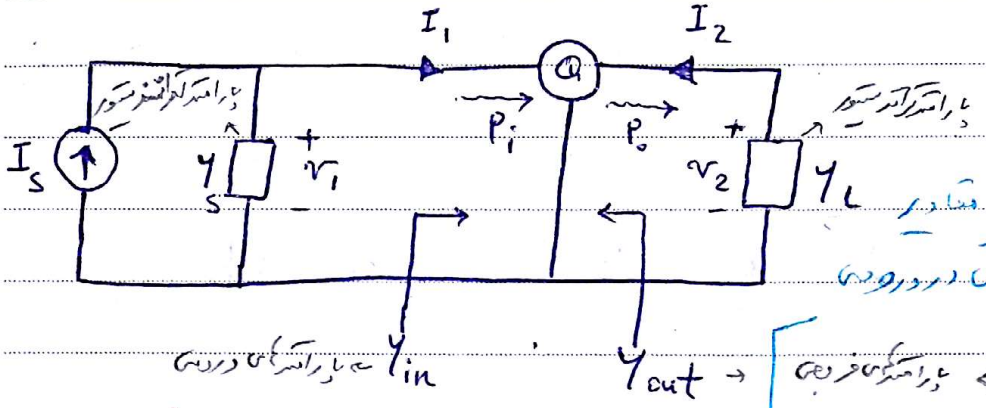
با یک امپدانس که در آن انجام شده تقویت کننده که هدف ترانزیستور است حتماً در ناحیه پایدار باشد.

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :



برای محاسبه پارامترهای خروجی باید مقادیر حقیقی پارامترهای ادمیتانس در ورودی

ادمیتانس‌های ورودی و خروجی ⟸ پارامترهای خروجی ترانزیستور

$$Y_{tr} = \begin{bmatrix} Y_i & Y_r \\ Y_f & Y_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

در حالت total بزرگترین عنصر باشد و همچنین مقدار حقیقی ادمیتانس در حالت بی‌باری خروجی بزرگترین عنصر باشد تا علامت بخش حقیقی در حالت کلی با total باید بزرگتر یا مساوی باشد.

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases}$$

ادمیتانس ورودی

$$Y_{in} = G_{in} + j B_{in} = Y_i - \frac{Y_f Y_r}{Y_o + Y_L}$$

ادمیتانس خروجی

$$Y_{out} = G_{out} + j B_{out} = Y_o - \frac{Y_f Y_r}{Y_i + Y_S}$$

یکی از معیارهای پایداری کلی خط حقیقی ادمیتانس کل در ورودی و خروجی یک تقویت کننده می‌باشد در غیر اینصورت تقویت کننده ناپایدار خواهد بود.

$$\begin{cases} \text{Re}\{Y_{T\text{-}in}\} = \text{Re}\{Y_S\} + \text{Re}\{Y_{in}\} > 0 \\ \text{Re}\{Y_{T\text{-}out}\} = \text{Re}\{Y_L\} + \text{Re}\{Y_{out}\} > 0 \end{cases}$$

Total

↕ این دو رابطه باید همزمان برقرار باشند تا تقویت کننده حتماً پایدار باشد

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

ضریب پایداری لینویل (linville) :

هرکدام از اینها دارای یک بخش حقیقی و یک بخش موهومی

$$Y_{tr} = \begin{bmatrix} Y_i & Y_r \\ Y_f & Y_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_i + j b_i & g_r + j b_r \\ g_f + j b_f & g_o + j b_o \end{bmatrix}$$

$$C = \frac{|Y_f Y_r|}{2 g_i g_o - R_e(Y_f Y_r)}$$

شرط پایداری

$$0 < C < 1 \quad , \quad g_o > 0 \quad , \quad g_i > 0$$

بجای صدر دن شرط ادمیتانس که همین شرط را در خود داشته باشد برای پایداری کافیست.

ضریب پایداری استرن (stren) :

B_i بخش موهومی g_i و بخش حقیقی

مقدارهای Y_i و Y_o مشخص باتوجه به خازن که در مدار وجود دارد.

$$Y_i = g_i + j B_i \quad , \quad Y_o = g_o + j b_o$$

$$Y_f Y_r = P + jQ = M \angle \theta$$

P: بخش حقیقی $Y_f Y_r$ ، Q: بخش موهومی ، M: اندازه $Y_f Y_r$ ، θ: زاویه

هم می‌توان با بخش حقیقی و موهومی و هم می‌توان با اندازه و زاویه نشان داد.

$$k = \frac{2 g_i g_o}{P + M}$$

استرن

$$\begin{cases} g_o > 0 \\ g_i > 0 \\ g_i g_o > \frac{M}{2}(1 + \cos\theta) = \frac{P+M}{2} \end{cases} \Rightarrow k > 1$$

در بالا شرط پایداری $0 < C < 1$ و ... ولی اینجا این شروط برقرار و جهت اینها کمتر است

تکنیک های پایدارسازی تقویت کننده (ناپایدار) :

1. استفاده از خنثی سازی
2. استفاده از بارگذاری

Arman

Jozvebama.ir

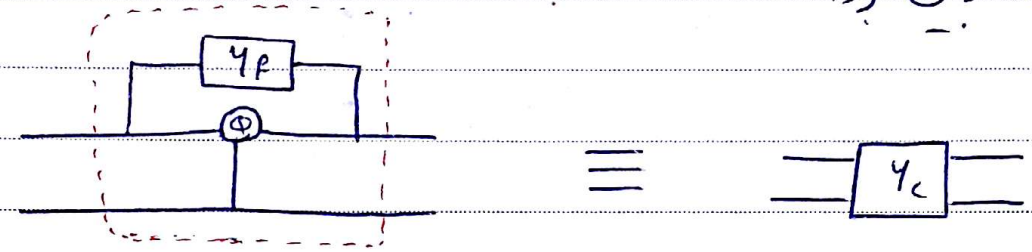
Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

سبب بین ورودی و خروجی به دلیل ناپایداری است

دلیل اصلی ناپایداری در تقویت کننده، سیر فیدبکی که توسط خازن C_μ در ترانزیستور ایجاد شده است. (Y_r را نمی‌توانیم صفر کنیم زیرا نمی‌توان ماهیت ترانزیستور را دستکاری کرد.)
برای حل این مشکل سعی می‌کنیم Y_f را اضافه کنیم تا به اثر Y_r غلبه کند و اثر فیدبک ناپایدارکننده را از بین ببرد.



فیدبک بین ورودی و خروجی ترانزیستور

$$Y_c = Y_f + Y_t = \begin{bmatrix} Y_{it} + Y_{if} & Y_{rt} + Y_{rf} \\ Y_{ft} + Y_{ff} & Y_{ot} + Y_{of} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ic} & Y_{rc} \\ Y_{fc} & Y_{oc} \end{bmatrix}$$

ادمیتانس کل ترانزیستور

پارامتر ترانزیستور

$Y_{rt} = g_{rt} + j b_{rt} \Rightarrow Y_{rf} = -j b_{rt}$

g_{rt} بسیار کوچک می‌باشد $\to 0$

b_{rt} که عددیست است که اینجا ستونه خاصیت خازنی داشته باشه

$$Y_c = Y_f + Y_t = \begin{bmatrix} Y_{if} & Y_{rf} \\ Y_{ft} & Y_{ot} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_f & -Y_f \\ -Y_f & Y_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ic} & Y_{rc} \\ Y_{fc} & Y_{oc} \end{bmatrix}$$

(در مدار ۲ جمله Y_f را اضافه می‌کردیم تا کرنش به این شکل درمی‌آمد)

$$Y_{rc} = Y_{rt} - Y_f = -j\omega C_\mu - Y_f = 0 \to Y_f = -j\omega C_\mu = \frac{j}{\omega L}$$

این به عنوان سلف بایاس

این با شرط کردن سلف زیر احاصل جمع ۲ تا خازن منفی می‌شه پس

Arman

مشکل ما اینجا وجود خازن C_μ است که ما خواستیم W است و این است که L را باید به گونه‌ای انتخاب کنیم که برای آن فرکانس W بزرگ باشد از تقاضای اندازه بزرگ شود که شکل تا زانت دوم‌ها مطابق این راه مطلوب است.

$$\Rightarrow L = \frac{1}{C_\mu W^2}$$

سلف در فرکانس‌های پایین اهمیتش بزرگ می‌شود.

13

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject: جلسه دهم، شنبه

Year: ۹۵ Month: ۱۲ Date: ۱۴

فصل ۴ = 2 - 5 - 6 - 8 - 9 تحویل شبکه تقسیم شده

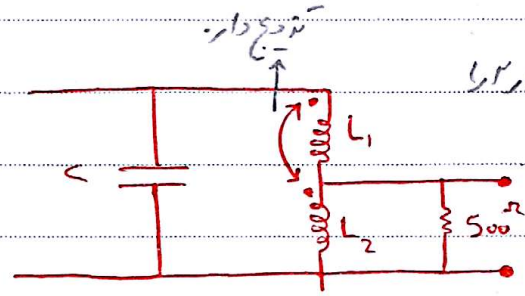
کوئیز: در مدار زیر مقدار خازن C را به دست آورید؟

$Q_c = ?$

$L_1 = L_2 = 20\ \mu H$

$M = 8\ \mu H$

$f_0 = 1\ MHz$



ابتدا شکل مدار معادل تزویج در مدار را بکشیم

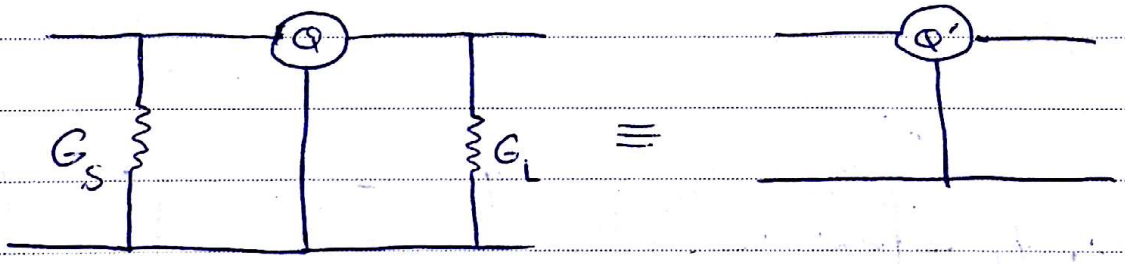
مدل π و مدل T

10

روش پایداری:

کی از دلایل ایجاد ناپایداری در تقویت کننده این است که بازخورد حاصل تلفات تهیه کند. (با اضافه کردن آینه‌ای در دوردین و فرض بی‌تلفات شدن)

15



20

$$Y_c = \begin{bmatrix} Y_1 + G_S & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 + G_L \end{bmatrix}$$

ضریب پایداری رایکر

$$k = \frac{2(g_{11} + g_S)(g_{22} + G_L)}{|Y_f Y_r| + Re(Y_f Y_r)}$$

ضمیمه دهم

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$4 \leq k \leq 10$$ برای اینکه پایداری مطلق باشد

- تقویت کننده بهره بالا (HGA)

انواع بهره در تقویت کننده‌ها :

1. بهره توان کاری : نسبت توان تحویل داده شده به بار به توان ورودی به مدار فعال (منظور همان تقویت کننده‌ها تقویت کننده‌های فعال است)

$$G_p = \frac{P_0}{P_i} = \frac{\frac{1}{2}|V_2|^2 G_L}{\frac{1}{2}|V_1|^2 G_{in}} = \left|\frac{Y_f}{Y_0+Y_L}\right|^2 \frac{G_L}{G_{in}}$$

2. بهره توان انتقالی : نسبت توان تحویل داده شده به بار به توان قابل دسترس از منبع (میزان توان انتقال داده شده از منبع به بار)

می خواهیم ببینیم که چقدر از توان منبع چقدر توان انتقال پیدا کرده به خروجی

$$G_t = \frac{P_0}{P_{Av,L}} = \frac{\frac{1}{2}G_L|V_2|^2}{\frac{|I_s|^2}{8G_s}} = 4G_s G_L \frac{|V_2|^2}{|I_s|^2}$$

$$= \frac{4G_s G_L |Y_f|^2}{|(Y_1+Y_s)(Y_0+Y_L)-Y_r Y_f|^2}$$ ← بیشترین توان استفاده می‌کنیم در طراحی تقویت کننده‌ها

- بهره توان قابل دسترس : نسبت توان قابل دسترس بار خروجی به توان قابل دسترس منبع

Arman

15

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$G_{av} = G_t\Big|_{Y_L = Y_{out}^*} = \frac{G_S\,|Y_{F\cdot}|^2}{Re\left\{Y_o(Y_i + Y_S)(Y_i + Y_S)^* - Y_F Y_r (Y_i + Y_S)^*\right\}}$$

5 — بهره توان انتقالی یکطرفه :

چون در برلیت توان لزخروجی به ورودی نداریم و توان آن داخلی خودبه تقویت کننده است. از این رو تقویت یکطرفه می‌گوییم و از درون خود به خود می‌رود.

برای تقویت کننده‌ای که به بازخورد و فیدبک برای ورودی تقویت کننده می‌نامیم

10 تقویت کننده زمانی یکطرفه می‌شود که Y_r به نوعی صفر شود. یعنی فیدبک انجام نداریم

$$G_u = G_t\Big|_{Y_r = 0} = \frac{2G_S}{|Y_i + Y_S|^2} \cdot |Y_F|^2 \cdot \frac{2G_L}{|Y_o + Y_L|^2}$$

پارامتر تقویت ترانزیستور

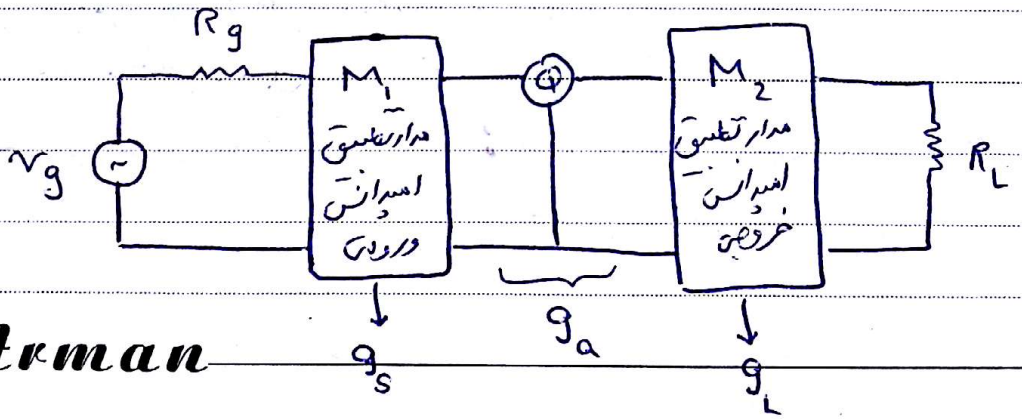
15 سه پارامتر برای ما لازم در بهره توان یکطرفه داریم

$= g_S \cdot g_a \cdot g_L$

g_S ورودی — g_a پارامتر ترانزیستور — g_L خروجی

با آشنا با این تعریف سیاکردیم و اولین کار برای طراحی ما تقویت کننده یکطرفه کنیم.

در بهره توان انتقالی یک طرفه ۳ تا پارامتر مستقل از هم داریم.



Arman

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$G_{tu_{max}} = G_{t_u} \Big|_{\substack{\gamma_i = \gamma_s^* \\ \gamma_o = \gamma_L^*}} = \frac{|\gamma_F|^2}{4 g_i \cdot g_o}$$

بهره توان انتقالی ماکزیمم

الگوریتم کلی تقویت کننده‌ی بهره بالا :

اولین گام انتخاب ترانزیستوری است که با مشخصات مسئله مطابقت داشته باشد یا : اولین گام انتخاب درست ترانزیستور با توجه به مشخصات مسئله مدنظر.

دومین گام بعدی مشخص کردن پارامترهای او متناسب ترانزیستور می باشد.

در نهایت حک کردن ضعیت پایداری آن.

در نهایت مشخص کردن پارامترهای γ_L و γ_S.

تقویت کننده‌ی مطلقا پایدار : در این حالت مقادیر γ_S و γ_L را برابر رسانده به صورتی که توان $G_{t_{max}}$ محاسبه می کنیم.

این که پایدار است نیاز به بکار نبردن نداریم پس $G_{t_{max}}$ را محاسبه می کنیم.

* باید ضرایب استرن و لینوبل را محاسبه کنیم تا نشان دهیم که شرایط برقرار بود مطلقا پایدار است.

تقویت کننده‌ی پتانسیل پایدار : در این حالت با استفاده از یک ضد یک ضرایب تقویت کننده را بگونه‌ای تغییر می دهیم که دیگر نیازی نباشد که مقادیر γ_S و γ_L را محاسبه کنیم.

با استفاده از ضد یک پایدار می کنیم و سپس بگونه‌ای تغییر می دهیم که $G_{t_{umax}}$ مقادیر را محاسبه کنیم.

Arman

16

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

طراحی تقویت کننده‌ی مطلقاً پایدار : برای این منظور از شبکه‌ی میراث‌گر یک‌طرفه خروجی استفاده می‌کنیم

- تقویت کننده یک‌طرفه :

$$Y_{in}\Big|_{Y_r=0} = Y_i \quad , \quad Y_{out}\Big|_{Y_r=0} = Y_o$$

$$\Rightarrow G_{tu} = G_t\Big|_{Y_r=0} = g_s \cdot g_a \cdot g_L$$

از مقادیر بهره خاص G مدار تقویت‌کننده وقتی g_a معلوم است می‌توان مقادیر g_s و g_L را به گونه دلخواه تعیین کرد

g_a بیشترین بهره قابل دستیابی $\Rightarrow |Y_f|^2$

$$g_{s\,max} = \frac{1}{2g_i} \quad , \quad g_{L\,max} = \frac{1}{2g_o}$$

تقویت کننده

که می‌توانیم از آن‌ها در استفاده کنیم (مثال سلف) یا می‌توانیم Y_r را صفر کنیم از شبکه یک‌طرفه به دست آوریم.

- تقویت کننده غیر یک‌طرفه : استفاده کنیم.

$$G_{t\,max} = \frac{|Y_f|^2}{\sqrt{[2g_i g_c - Re(Y_f Y_r)]^2 - |Y_f Y_r|^2} + 2g_i g_o - Re(Y_f Y_r)}$$

طراحی تقویت کننده‌ی پایداری مشروط : در روش پایداری مشروط می‌توانیم پایدار کنیم از طریق ضریب پایداری ولی در روش مطلقاً پایدار نمی‌سازیم هیچ کدام نیست.

در طراحی معمولاً از روش پایداری برای پایداری استفاده می‌شود. در این نوع طراحی مقدار G_s و ضریب پایداری مقدار مشخص خواهد داشت.

(k)

با استفاده از نمودار دایره‌ای خون مقدار G_L مشخص خواهد شد.

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

برای مشخص شدن G_L که الگوریتم زیر استفاده می‌شود :

1- مقدار اولیه $B_L = -b_0$ فرض می‌شود $(b_0 = Im(Y_0))$

2- با مقدار فرض شده بالا برای B_L ، Y_{in} را می‌یابیم

$$Y_{in} = Y_1 - \frac{Y_F Y_r}{Y_0 + Y_L} = G_{in} + j B_{in}$$

3- فرض می‌کنیم $B_S = -B_{in}$ که از مرحله قبل بدست آمده است. لذا $Y_S = G_S - jB_{in}$ ،

با این مقدار Y_{out} محاسبه می‌شود.

$$B_L = -Im(Y_{out})$$

این روند را به تعداد دلخواه ادامه می‌دهیم تا به یک عدد همگرا شود

چون در مرحله یک $b_0 = B_L$ است ولی این یک ضرورتی نیست.

4- با مقدار جدید بدست آمده برای B_L به مرحله 2 برمی‌گردیم. این فرایند ادامه می‌یابد تا B_S ، B_L به یک عدد همگرا شوند. معمولا 4 یا 5 بار تکرار شود به یک عدد همگرا می‌شود.

5- از روابط زیر G_t بهره انتقالی محاسبه می‌شود.

$$G_t = \frac{4 G_S G_L |Y_F|^2}{|(Y_1 + Y_S)(Y_0 + Y_L) - Y_F Y_r|^2}$$

مثال) یک تقویت‌کننده امیتر مشترک با مشخصات $F = 2000^{MHz}$ ، $I_C = 2^{mA}$ ، $V_{CE} = 10^{V}$ مطابق شکل زیر می‌باشد.

$$Y_{tr} = \begin{bmatrix} 2.7 + j6.8 & -j0.5 \\ 53 - j22 & 0.1 + j1.5 \end{bmatrix}^{mS}$$

$$Y_t = Y_t + Y_F = \begin{bmatrix} Y_{it} + Y_{iF} & Y_{rt} + Y_{rF} \\ Y_{Ft} + Y_{FF} & Y_{ot} + Y_{oF} \end{bmatrix}$$

Arman

17

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

با توجه به اطلاعات فقط $G_S = 5^{mS}$ می‌شد. بعد از مرحله پایداری تقویت گفته بود حداکثر مربعی از دستگاه که منبع و بار مشخص کنند. این کار باید می‌کنیم پایداری را با ضریب پایداری مشخص می‌کنیم

$$C = \frac{|(53-j22)(-j0.5)|}{2(2.7)(0.1) - Re[(53-j22)(-j0.5)]} = 2.49 > 1$$

پس پایداری مشروط است. یعنی پایداری بدون G_S و G_L نامطلوب پایدار نباشد

$k = 4$

$$G_L = \frac{k|Y_F Y_r| + Re(Y_F Y_r)}{2(g_i + G_S)} - g_o = 4.495^{mS}$$

از طریق اسمیت:

1: $B_L = -b_o = -1.5^{mS}$

2: $Y_{in} = Y_i - \frac{Y_F Y_r}{Y_o + Y_L} = 2.7 + j6.8 - \frac{-11 - j26.5}{0.1 + j1.5 + 4.495 - j1.5}$

$Y_L = G_L + jB_L = 5.094 + j12.57^{mS}$

3: $B_S = -B_{in} = -12.57^{mS} \Rightarrow Y_S = 5 - j12.57^{mS}$

$$Y_{out} = Y_o - \frac{Y_F Y_r}{Y_i + Y_S} = 0.1 + j1.5 - \frac{-11 - j26.5}{2.7 + j6.8 + 5 - j2.57}$$

$= -0.64 + j4.39 \Rightarrow B_L = -4.39$

که بعد از ۵ مرحله حاصل به عدد زیر بدست می‌آید

$$\begin{cases} B_S = -11.91 \Rightarrow Y_S = 5 - j11.91^{mS} \\ B_L = -4.55 \Rightarrow Y_L = 4.495 = 4.495 - j4.55 \end{cases}$$

Arman

$$G_t = 216.5 = 23.35^{dB}$$

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject: طراحی تقویت کننده باند پهن

Year: ۹۹ Month: ۱۲ Date: ۱۸

طراحی بر اساس حداکثر بهره انتقال با ضرب پایداری خاص:

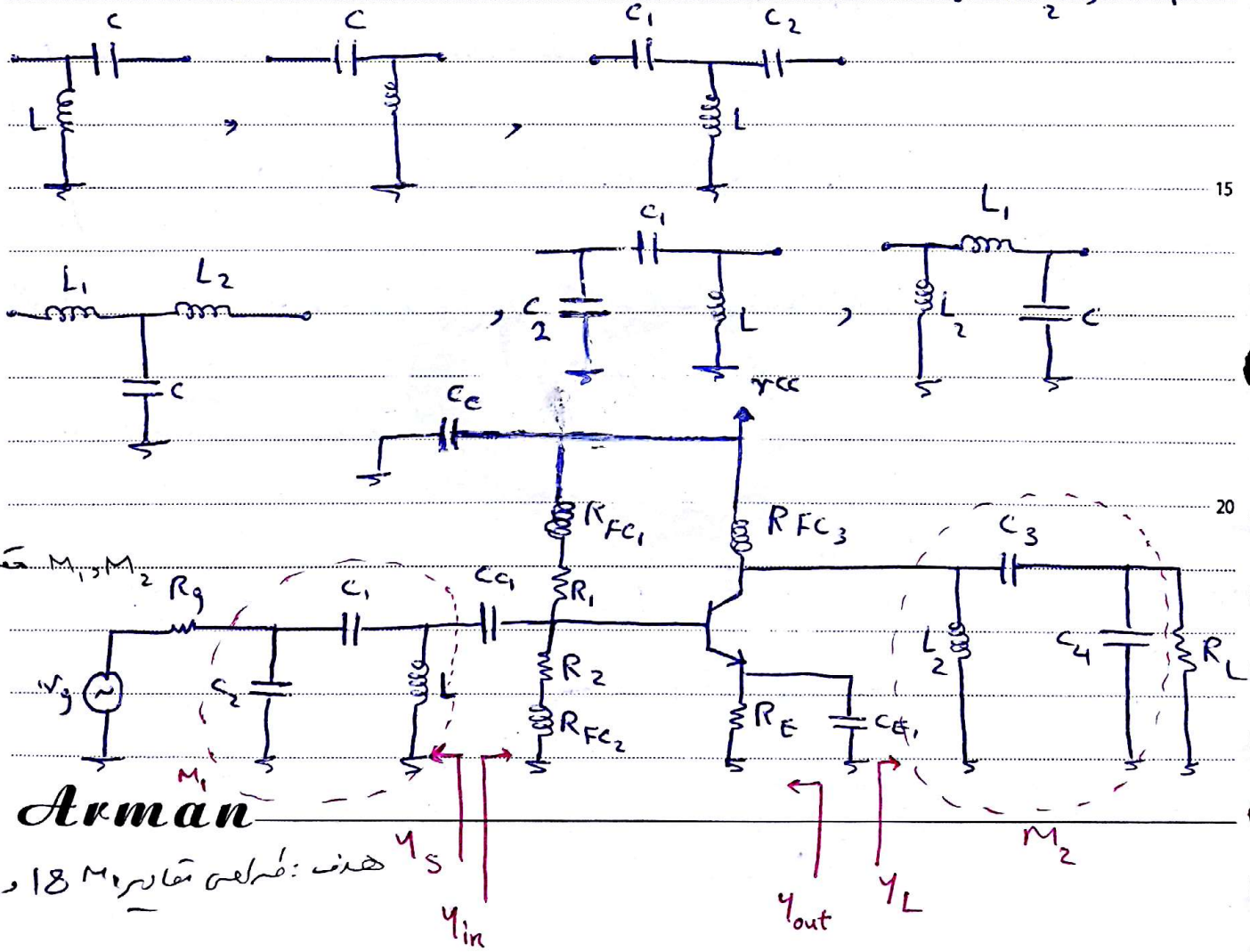
$$G_{T(s)} = \left\{ \frac{k\,[\,|Y_f Y_r| + \mathrm{Re}(Y_f Y_r)\,g_i}{2g_o} \right\}^{\frac{1}{2}} - g_i$$

$$G_L = \left\{ \frac{k\,[\,|Y_f Y_r| + \mathrm{Re}(Y_f Y_r)\,g_o}{2g_i} \right\}^{\frac{1}{2}} - g_o$$

B_s و B_L نیز از طریق الگوریتم تکرار جلسه قبل محاسبه می‌شوند

شبکه‌های Y_L و Y_S: هستند M_1 و M_2 هم قسمت سلفی و خازنی آنها

M_1 و M_2:



قسمت خازنی M_1 و M_2

هدف: طراحی مقادیر M_1 تا M_2

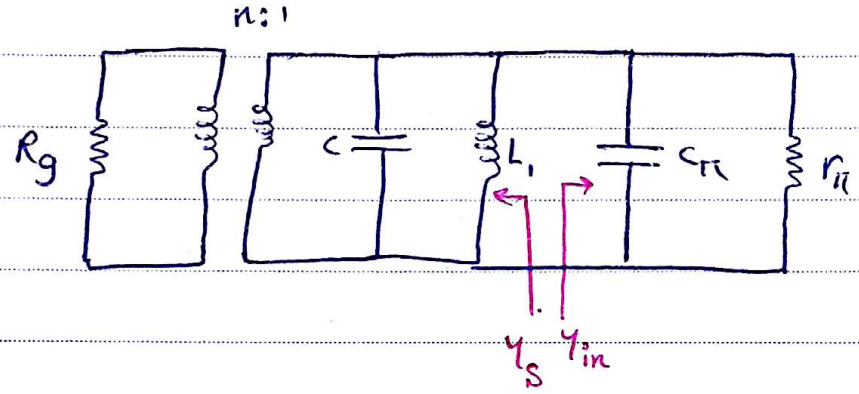
Arman
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

شبکه M_1 با فرض مشخص بودن $Y_S = G_S + jB_S$:

مدار معادل همسم خازنی :



با داشتن فرکانس مرکزی و پهنای باند مورد نیاز داریم :

۱. مقدار حداقل کمیت کیفیت را از رابطه زیر بدست می آوریم

$$Q_{t_{in}} = \frac{\omega_0}{BW}$$

۲. مقدار مقاومت کل از شکل مدار معادل مدار اصلی را به دست می آوریم

$$G_t = \frac{1}{R_t} = G_S + G_{in} = Re\{Y_S\} + Re\left\{Y_i - \frac{Y_F Y_r}{Y_o + Y_L}\right\}$$

۳. از رابطه $Q_{t_{in}} = R_t C_t \omega_0$ طرفین خازن معادل شکل معادله بدست می آوریم.

۴. مقدار سلف به کار رفته از رابطه

$$L_1 = \frac{1}{C_t \omega_0^2}$$

۵. نسبت تبدیل n از تساوی

$$G_S = n^2 G_g = \frac{n^2}{R_g}$$

۶. مقادیر C_1 و C_2 خازن معادل

$$C_t = C + C_{in} \Rightarrow C = C_t - \frac{C_{in}}{R_{in}\omega_0}$$

M_2 هم مثل همین بدست می آید.

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

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

فصل

Subject:

Year: Month: Date:

* نوترینو ذره ای است که واردی کند و بسیار واکنش می کند.
- بعد برق یکی نوع نوترینو است.

نوترینو در مقایسه با مغناطیس:

نوترینو: تمام سلول های تخم از انرژی و تمایزی که قابل اطلاق می توانند باشد و می توانند در تشکیل مغناطیس اطلاعات مفید را آشکار سازد.

منابع نوترینو:

1. منشأ خارجی: رعد و برق، تشعشعات کهکشانی، تشعشع و حمل کردن با سیاه اللمه زمینی
با استفاده از شتاب دهنده ها طرف منشأ خارجی از این نوترینو جلوگیری می کنند.

2. منشأ داخلی: ناشی از حرکات خود به خودی و بتا تلاشی رادیواکتیو در مدارات است.
منشأ داخلی بیشترین تأثیر را در بدن ما دارد.

انواع نوترینو های داخلی:
ناشی از حرکات تصادفی الکترون ها در یک ماده است

1. نوترینو حرارتی 2. نوترینو دیفوزن 3. نوترینو سات 4. نوترینو تولید و بازترکیب

5. نوترینو ملیکر مربوط به حامل ها با دمای حرارت بالا و تخم حامل ها در مدار های الکترونی توی هسته

6. برانر تولید و دوباره با ترکیب شدن حامل ها در زمینه های وجود می آید.

جلسه هفتم چهارشنبه ۹۶/۱/۱۶

تمارین تحویلی:

Arman

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

فصل ۱ : ۲ ، ۵ ، ۶ ، ۸ ، ۹

تحویل ۹۵/۱۲/۲۱

فصل ۲ : ۱ ، ۲ ، ۶ ، ۸ ، ۱۱ ، ۱۲

فصل ۳ : ۲ ، ۵ ، ۶ ، ۱۰ ، ۱۱ ، ۱۲ ، ۱۳

تحویل ۹۶/۱/۳۰

فرمولهایی که باید حفظ کنم :

فصل ۱ : ۳ ، ۴ ، ۶ ، ۷ ، ۹ ، ۱۰ ، ۱۲ ، ۱۳ ، ۱۴ ، ۱۵ ، ۱۶ ، ۱۸

فصل ۲ : ۶ ، ۸ ، ۹ ، ۱۷ ، ۲۰ ، ۲۲ ، ۲۷ ، ۲۸ ، ۳۲ ، ۷۰ ، ۷۱ ، ۷۲ ، ۸۱

فصل ۳ : ۲۷ ، ۲۸ ، ۳۳ ، ۴۵ ، ۴۹ ، ۵۰ ، ۵۱ ، ۵۷ ، ۵۸ ، ۶۲ ، ۶۳ ، ۹۵ ، ۷۰ ، ۷۳ ، ۷۴ ، ۷۵ ، ۷۶ ، ۷۷

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

جلسه هشتم ۹۶/۱/۱۹ شنبه

تحلیل نویز در مدارات الکترونیکی :

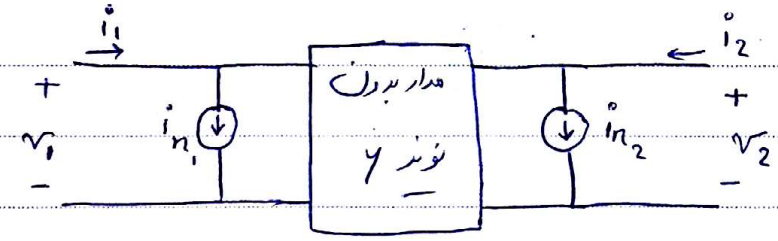
روش اول : روش مستقیم به کمک مدار معادل توان که یک سری منابع نویز تعریف شده و به کمک اصل برهم‌نهی هریک از منابع در کل نویز خروجی محاسبه می‌شوند.

این روش معایب زیادی دارد.

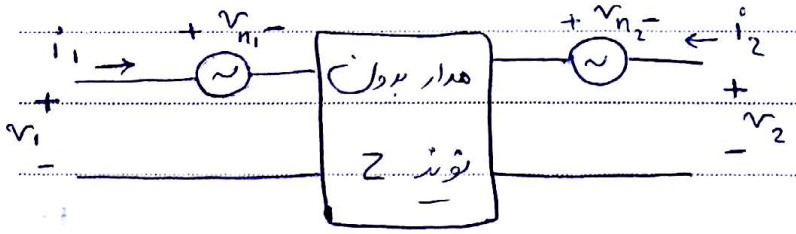
منبع تولید نویز یا می‌تواند جزء مدار باشد یا وارد شده به مدار مورد نظر باشد.

روش دوم : استفاده از ماتریس همبستگی نویزی می‌باشد.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{n_1} \\ i_{n_2} \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{n_1} \\ v_{n_2} \end{bmatrix}$$



Arman

20

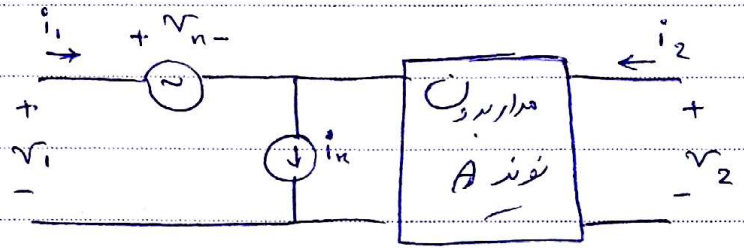
Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ i_n \end{bmatrix}$$



C^y , C^z , C^A

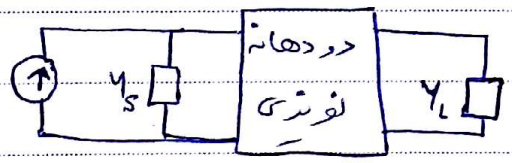
فاکتور نویز دودهانه :

مطلوب این در نویز حداقل : min خودش برسه

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$$

نسبت سیگنال به نویز در ورودی به رو سیگنال به نویز در خروجی به عنوان فاکتور نویز مطرح خواهد شد

عدد نویز برابر است با $10 \log F$



$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} = \frac{N_{out}}{\left(\frac{S_{out}}{S_{in}}\right) N_{in}} = \frac{N_{out}}{G \cdot N_{in}}$$

فاکتور نویز یک دودهانه عبارت است از نسبت کل توان نویز قابل دسترس در خروجی به کل توان نویز قابل دسترس در ورودی دودهانه بدون نویز فرض شود

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} = \frac{N_{out}}{G \cdot N_{in}} = \frac{G N_{in} + N_d}{G N_{in}} = 1 + \frac{N_d}{G N_{in}} = 1 + \frac{GkT_e}{GkT_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

دمای محیط مربوط به اتاق

$290\,K$ دمای استاندارد

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

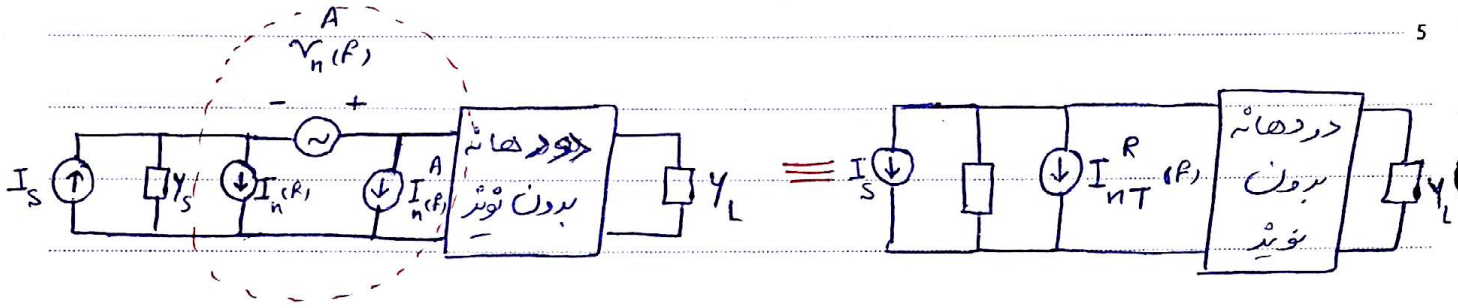
Year : Month : Date :

نویز خروجی را به دو قسمت تقسیم کرده که قسمتی نویز تقویت کننده و قسمت دیگر نویز خود دوقطبه.

N_d : نویز دوقطبه

$T_0 = 290^\circ k$

T_e : دمای مؤثر تقویت کننده است



$$I_{nT}^R(f) = I_n(f) + I_n^A(f) - Y_S v_n^A(f)$$

$$F = 1 + \frac{C_{22}^A(f) - 2Re\{Y_S(f) C_{21}^A(f)\} + |Y_S(f)|^2 C_{11}^A(f)}{2k T_0 Re\{Y_S(f)\}}$$

هدف طراح نویز تابع F می‌باشد. با استفاده از روابط زیر

$$Y_{sopt} = G_{sopt} + jB_{sopt}$$

$$F_{min}(f) = 1 + 2\frac{-Re\{C_{12}^A(f)\} + G_{sopt} C_{11}^A(f)}{2kT_0}$$

مقاومت نویز:

$$R_n(f) = \frac{C_{11}^A(f)}{2kT_0}$$

$$F(f) = F_{min}(f) + \frac{R_n(f)|Y_S(f) - Y_{sopt}(f)|}{G_S(f)}$$

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

تعریف پارامترهای مرتبط با LNA :

1- فاکتور نویز متوسط :

$$F_{ave} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} F(f)\, G(f)\, df}{\int_{f_1}^{f_2} G(f)\, df}$$

2- فاکتور نویز واقعی :

$$F_{act} = 1 + (F - 1)\frac{T_0}{T_S}$$

T_S دمای واقعی محیط

3- ایزولاسیون :

$$M \triangleq \frac{F-1}{1-\frac{1}{G}}$$

باید حداقل ۱۰۰ دسی بل باشد

قابلیت آشکارسازی سیگنال در حضور نویز :

V_{in} : مینیمم ولتاژ سیگنال قابل آشکارسازی مبادی

R_{in} : مقاومت ورودی گیرنده

$$S_{in} = \frac{V_{in}^2}{4R_{in}} = N_{in} \cdot F \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_{out}$$

$$N_{in} = kT_0 \Delta f$$

$$S_{in}|_{dB} = 10\log(kT_0) + 10\log\Delta f + 10\log F + 10\log\left(\frac{S}{N}\right)_{out}$$

می خواهیم داشته باشیم : $10\log\left(\frac{S}{N}\right) = 3\,dB$

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

$$S_{iN}|_{dBW} = -201 + 10 \log \Delta f_{(Hz)} + 10 \log F$$

$$S_{in}|_{dB_m} = -111 + 10 \log \Delta F_{(MHz)} + 10 \log F$$

مثال : اگر بخواهیم یک گیرنده ۵ مگابایتی ۱۰dB بردمی آنالوگ باشد، آنگاه توان مینیمم سیگنال قابل آشکارسازی برای پهنای باندهای زیر را محاسبه نمائید :

$\Delta F = 1^{KHz}$, $\Delta F = 1^{MHz}$, $\Delta F = 1^{GHz}$

$$S_{in}|_{dBm} = -111 + 10 \log 10^{-3} + 10 = -131 \ dBm$$

هرچه پهنای باند بالاتر می‌رود باید توقع سیگنال بهتری داشت تا بتوان در مقابل این نویز قابلیت آشکارسازی داشته باشد

$$S_{in}|_{dBm} = -111 + 10 \log 1 + 10 = -101 \ dBm$$

$$S_{in}|_{dBm} = -111 + 10 \log 10^{3} + 10 = -71 \ dBm$$

if $R_{in} = 50\Omega$

$V_{in} = 3.98 \mu V$

$V_{in} = 126 \mu V$

$V_{in} = 3985 \mu V$

تقویت کننده کم نویز :

گام اول انتخاب ترانزیستور با نویز کم می‌باشد (N_f) گام دوم انتخاب نقطه کار مناسب می‌باشد

Arman

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject :

Year : Month : Date :

کمیت‌ها را تا دو رقم اعشار گرد می‌کنیم.

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{S\,opt}|^2$$

مربوط به مقدار نویز گرادیان

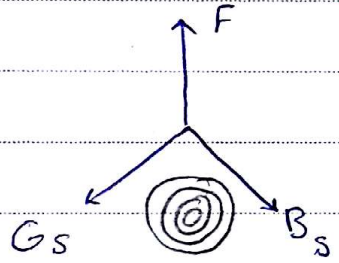
تابع تلفات این است که $Y_S = Y_{S\,opt}$ می‌دهیم.

تلفات جهت بهره‌گیری

$$Y_S = Y_{S\,opt}$$

Y_S شامل یک بخش حقیقی و موهومی است

$$Y_S = G_S + j B_S$$



حل معادله این مورد به شکل دایره است

$$(G_S - G_{Sopt} - \alpha)^2 + (B_S - B_{Sopt})^2 = \alpha(\alpha + 2G_{Sopt})$$

این معادله، معادله دایره است

$$(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 = R^2$$

$$\alpha = \frac{F - F_{min}}{2R_n}$$

فاکتور نویز را به صورت یک منحنی که به شکل دایره هست بر G_S و B_S رسم می‌کنیم.

طراحی LNA با انتخاب $Y_S = Y_{Sopt}$ به شرط حفظ پایداری تقویت کننده این فاکتور حداقل مقدار خود را خواهد رسید. اما باید توجه داشته باشید که بهره توان تقویت کننده نیز مطلوب باشد.

طراحی تقویت کننده LNA:

با مشخص بودن فاکتور نویز و G_{tu} (بهره انتقالی) می‌توان تقویت کننده را طراحی کرد.

Arman

$F_1 < F_0$ شرط: F_0

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject:

Year: Month: Date:

این تمام کلمه کردن تقویت کننده به مقدار رسیدن به رابطه‌ی $G_{tu} = g_s \cdot g_a \cdot g_l$

$$g_{s_0} = \frac{2G_s}{|y_i + y_s|^2} \Rightarrow \left(G_s + g_i - \frac{1}{g_{s_0}}\right)^2 + (B_s + b_i)^2 =$$

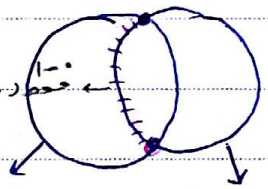
دایره می‌رسیم — و باز همون بعد فرمول

$$-\frac{1}{g_{s_0}}\left(2g_i - \frac{1}{g_{s_0}}\right) \quad (1)$$

$$F_0 = F_{min} + \frac{R_n |y_s - y_{s\,opt}|^2}{G_s} \Rightarrow$$

$$(G_s - G_{sopt} - \alpha)^2 + (B_s - B_{sopt})^2 = \alpha(\alpha + 2G_{sopt}) \quad (2)$$

تمام نقاط روی دایره‌ی بهره‌ی انتقالی بین این ۲ نقطه هستند و درون دایره‌ی نویز هم هستند جزو جواب‌اند.



زیرا همون اون بودن F های جز F نویز را هم برآورده می‌کند.

بهره‌ی انتقالی ماکزیمم نویز طبیعتاً تداخل دارند.

جلسه‌ی نهم ۹۶/۲/۲

فصل سوم:

عملکرد غیر خطی ادوات اللنر ونیس:

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

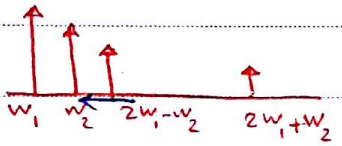
Subject:

Year: Month: Date:

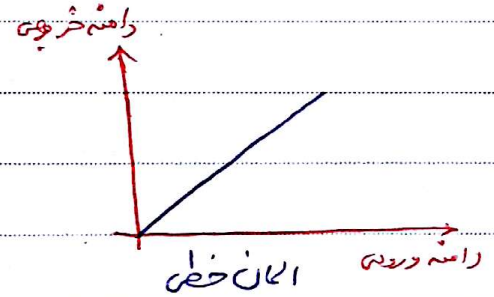
پدیده تولید اعوجاج که رفتاری ناشی از وجود جملات مرتبه بالاتر در بسط سری توانی عناصر غیرخطی

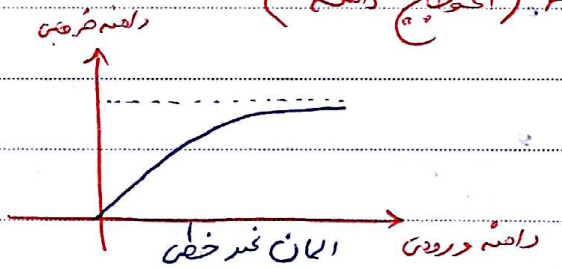
می‌باشد. فرکانسی mw $(m = 0, 1, 2, \ldots)$

اعوجاج ترم‌های اینترمدولاسیون: تحریک ورودی شامل دو یا چند فرکانس متمایل باشد و خروجی سیستال حاوی یا فرکانس‌هایی که ترکیب خطی از فرکانس‌های تحریک باشد مثلاً $mw_1 + nw_2$ به ترتیب $|m|+|n|$ گویند. اعوجاج‌های مرتبه سوم $(2w_1 - w_2 \;,\; 2w_2 - w_1)$ مهم‌ترین پدیده‌های اعوجاج غیرخطی می‌باشند



تبدیل AM-AM (اعوجاج دامنه)

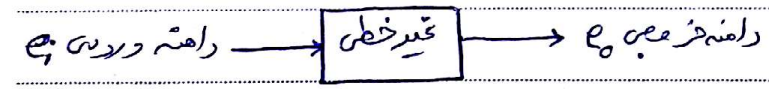




مدل غیرخطی استاتیک:

سیگنال خروجی — سیگنال ورودی

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 + \ldots$$



تحلیل المان غیرخطی بصورت یک فرکانسی:

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 + \ldots$$

ادوات واقعی $k_3 < 0$

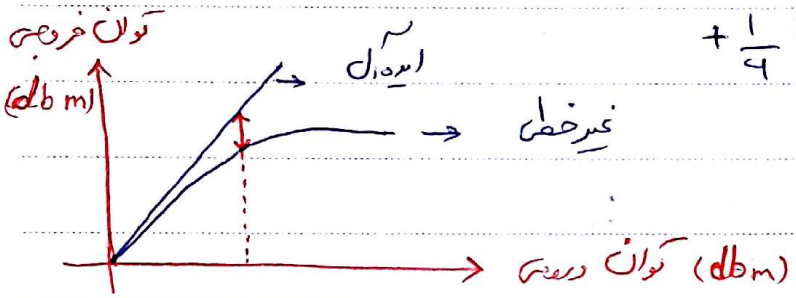
Arman

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Year. Month. Day.

اگر ورودی $e_i = A\cos\omega_1 t$

$$\rightarrow e_o = \frac{1}{2}k_2A^2 + (k_1A + \frac{3}{4}k_3A^3)\cos\omega_1 t + \frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4}k_3A^3\cos 3\omega_1 t$$



$P_{1\,dB}$ = تفاوت میزان خطی و غیرخطی 1db باشد.

- این در حالی است که بهره (G) :

$$G = 20\log\frac{k_1A_1 + \frac{3}{4}k_3A^3}{A} =$$

$$= 20\log(k_1 + \frac{3}{4}k_3A^2)$$

- بهره حالت خطی G_0 :

$$G_0 = 20\log\frac{k_1A}{A} = 20\log k_1$$

نقطه فشردگی بهره 1db به صورت سطح سیگنال زیر تعریف می‌شود.

$$G_{1db} = G_0 - 1\,db$$

$$k_1 + \frac{3}{4}k_3A^2 = 0.891k_1 \rightarrow A^2 = 0.145\frac{k_1}{|k_3|}, \quad k_3 < 0$$

فرض: if $Z_{out} = Z_{in} = R$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject.

Year. Month. Day.

$$P_i = 10 \log \left\{ \left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{ dbm}$$

$$P_o = 10 \log \left\{ \left(\frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} = P_i + G$$

$$P_{1db} = G_{1db} + P_i = G_0 - 1 + P_i \text{ dbm}$$

$$P_{1db} = G_0 - 1 + 10 \log \left(\frac{0.145\, k_1\, 10^3}{2 |k_3| R} \right) \text{ dbm}$$

$$\text{if } R = 50\,\Omega \longrightarrow P_{1db} = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 0.62 \text{ dbm}$$

مثال: یک دودهانه با مشخصه تبدیل زیر را در نظر بگیرید ($R = 50\,\Omega$)

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3$$

$$e_o = \underbrace{15}_{k_1} e_i - \underbrace{2}_{k_3} e_i^3$$

مطلوبست محاسبهٔ الف) G_0 و G_{1db} ب) محاسبه A دوسر خروجی

$$k_1 = 15,\ k_2 = 0,\ k_3 = -2, \qquad G_0 = 20 \log k_1 = 23.5^{db}$$

$$G_{1db} = G_0 - 1 = 22.5^{db} \qquad A = \sqrt{\frac{0.145\, k_1}{|k_3|}} = 1.044^{V}$$

$$P_{1db} = 32.89 \text{ dbm}$$

اگر ورودی غیرخطی به صورت زیر باشد:

$$e_i = A (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$$

$$\rightarrow e_o = k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t + (k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3) \cos \omega_1 t + \ldots$$

ادامه صفحه بعد

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject:
Year. Month. Day.

ادامه

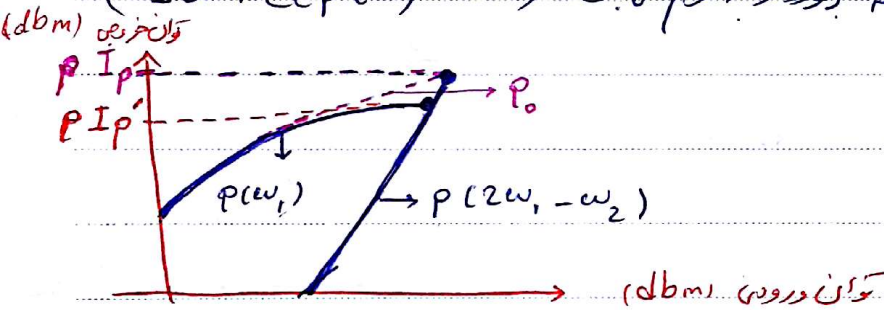
$$+\left(k_1 A+\frac{9}{4}k_3A^3\right)\cos\omega_2 t+\frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_1-\omega_2)t+\frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_2-\omega_1)t$$

$$+k_2A^2\cos(\omega_1+\omega_2)t+\frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_1 t+\frac{1}{2}k_2A^2\cos 2\omega_2 t$$

$$+\frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_1+\omega_2)t+\frac{3}{4}k_3A^3\cos(2\omega_2+\omega_1)t+\frac{1}{4}k_3A^3\cos 2\omega_1 t$$

$$+\frac{1}{4}k_3A^3\cos 2\omega_2 t \qquad 2\omega_2-\omega_1\ ,\ 2\omega_1-\omega_2$$

سنجش اعوجاج انتدمدولاسیون مرتبه سوم ، نقطه‌ای برخورد مرتبه سوم می‌باشد (Intercept Point)



$$P_0 = 10\log\left(\left(\frac{k_1A}{\sqrt{2}}\right)^2\frac{1_0^3}{R}\right)dbm$$

$$P_{\omega_1} = 10\log\left(\left(\frac{k_1A+\frac{9}{4}k_3A^3}{\sqrt{2}}\right)^2\frac{1_0^3}{R}\right)dbm$$

$$P(2\omega_1-\omega_2) = 10\log\left(\left(\frac{\frac{3}{4}k_3A^3}{\sqrt{2}}\right)\frac{1_0^3}{R}\right)dbm$$

طبق تعریف $P_0 = P_{IP}$:

$$A^2@P_{IP} = \frac{4}{3}\frac{k_1^2}{|k_3|}$$

$$P_{IP} = 10\log\left(\frac{2}{3}\frac{k_1^3}{|k_3|}\frac{1_0^3}{R}\right)dbm$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

if $R_s = 50\ \Omega$ $\quad P_{IP} = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 11.25$ dbm

$A^2 @ P_{IP}' = \frac{2}{3} \frac{k_1}{|k_3|}$ بنومه به تعریف

$P_{IP}' = 10 \log \frac{1}{12} \frac{k_1^3}{|k_3|} \frac{1_o^3}{R} = P_{IP} - 9$ dbm

$$\boxed{P_{IP} = P_{1db} + 10.63 \text{ dbm}}$$

$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P_o - 2P_{IP}$ dbm

در سطح توان پایین $P_o \cong P_{\omega_1}$

$P(2\omega_1 - \omega_2) \cong 3P_{\omega_1} - 2P_{IP}$ dbm

مثال: یک دوقطبه با مشخصات زیر را در نظر بگیرید ($R_s = 50^\Omega$)

$e_o = 15 e_i - 2 e_i^3$ $\quad P_{\omega_1} = -10$ dbm

$P_{IP} = 43.52$ dbm $\quad P_{1db} = 32.89$ dbm

مطلوبست محاسبه توان ترم اینترمدولاسیون مرتبه سوم خروجی؟

$P_o \cong P_{\omega_1}$

$P(2\omega_1 - \omega_2) = 3P_{\omega_1} - 2P_{IP} = -117$ dbm اینترمدولاسیون مرتبه سوم توانایی دارد

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject

Year. Month. Day.

رنج دینامیکی :

قابلیت گیرندگی سیگنال یک گیرنده مخابراتی توسط شخص تولید کننده حداقل و حداکثر سیگنال دریافتی حداقل سیگنال دریافتی تعیین می‌شود

$$N_0 = kT_0BGF$$

$$B = \frac{1}{G}\int_0^{\infty} G_F(f)\,df$$

$$\Rightarrow N_0 = -174^{dbm} + 10\log B + G(dB) + F(dB)$$

$$P_{w_1} - P_{(2w_1 - w_2)} = \frac{2}{3}\left(P_{IP} - P_{(2w_1 - w_2)}\right)$$

$$DR(db) = \frac{2}{3}\left[P_{IP} + 174 - 10\log B - G - F\right]$$

تبدیل فاز و دامنه AM و PM :

یکی از پدیده‌های که در همه خطی مهم تأثیر دامنه سیگنال در دو دامنه فاز خروجی می‌باشد

انواع مدولاسیون :

1- سیگنال سینوسی بدون مدولاسیون $v(t) = A\cos w_0 t$

2- مدولاسیون AM $v(t) = kg(t)\cos w_0 t$

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

3- مدولاسیون FM

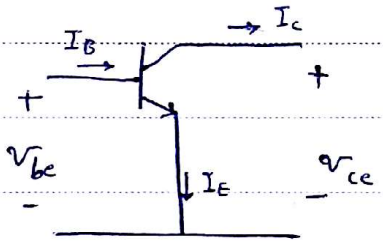
$$v(t) = A\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

ب- مدولاسیون ترکیبی

$$v(t) = kg(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

هرکدام از این مدولاسیون ها یک المان غیرخطی مثل ترانزیستور در مدارشون وجود دارد.

بررسی عملکرد غیرخطی BJT در مدولاسیون کننده و فرستنده:



$$I_B = f_{NL}(V_{be}, V_{ce})$$

ثابت در نظر گرفته می‌شود

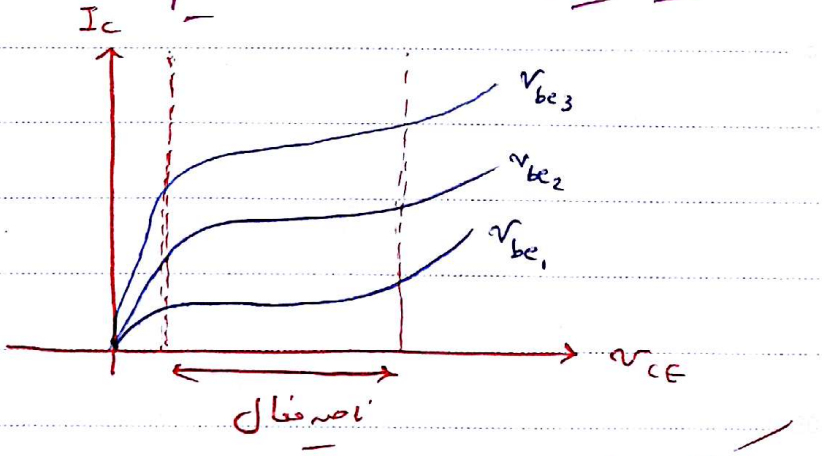
$$I_C = g_{NL}(V_{be}, V_{ce})$$

چون در BJT خطی کم است ما با ولتاژ کار داریم

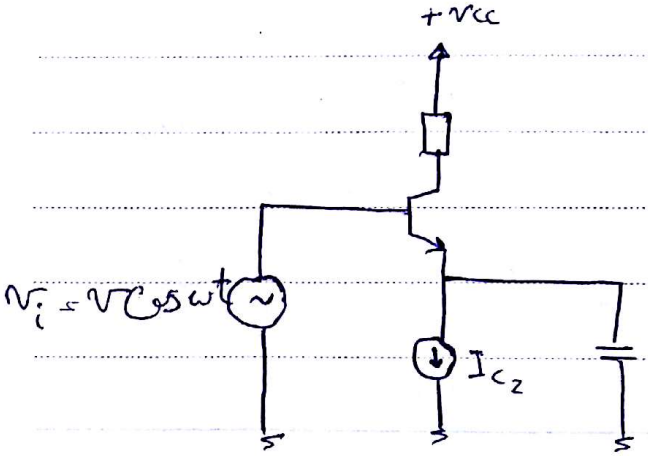
$$I_C = h_{NL}(V_{be})$$

$$I_C = \alpha I_E \simeq I_E = I_{ES}\, e^{V_{be}/V_T}$$

$$V_T \simeq 25 - 26\ mV$$



تقویت کننده ساده BJT:

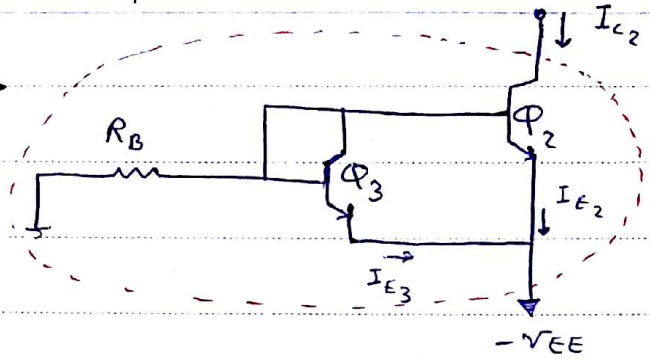


Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject

Year. Month. Day.

I_{C_2} منبع جریان



$$I_{RB} = \frac{V_{EE} - V_{BE\,Q}}{R_B} \quad , \quad I_{E_2} = I_{E_3}$$

$$I_{RB} = I_{E_3} + (1-\alpha)\, I_{E_2} \rightarrow I_{E_2} = \frac{V_{EE} - 0.75}{(2-\alpha) R_B} \cong \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B}$$

$$\rightarrow I_{C_2} = \alpha I_{E_2} = \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B}$$

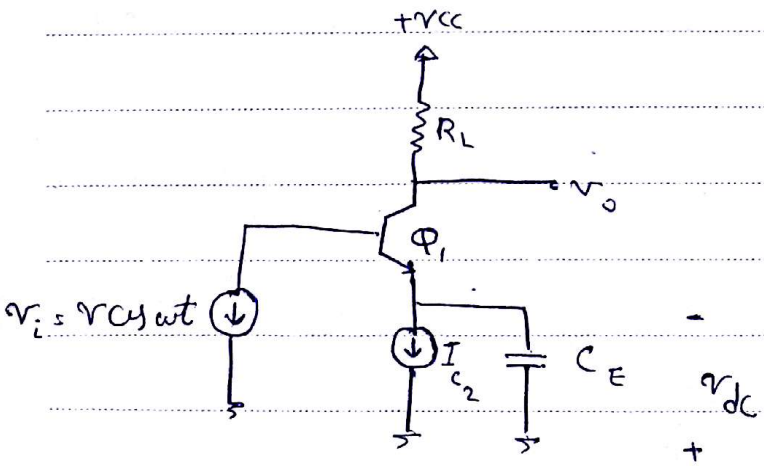
منبع جریان

انواع تقویت کننده ها :

۱- تقویت کننده باند وسیع

۲- تقویت کننده باند باریک

الف) تقویت کننده باند وسیع ($Z_L = R_L$)



Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$I_C = I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \qquad V_{BE} = V_i + V_{dc}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{ES}\, e^{\frac{V_i + V_{dc}}{V_T}} \qquad \frac{V}{V_T} = x$$

$$= I_{ES}\, e^{\frac{V_{cos\omega t}}{V_T} + \frac{V_{dc}}{V_T}}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{ES}\, e^{\frac{V_{dc}}{V_T}} \cdot e^{x\cos\omega t}$$

$$e^{x\cos\omega t} = I_0(x) + 2\sum I_n(x)\cos n\omega t$$

$I_n(x)$: علائم بسل تصحیح شده نوع اول مرتبه n

$$\begin{cases} I_n(0) = 1 \\ \text{if } x > 0 \Rightarrow I_n(x) > 0 \\ \lim_{x\to 0} I_n(x) = \dfrac{(x/2)^n}{n!} \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{ES}\, e^{V_{dc}/V_T}\left[I_0(x) + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_n(x)\cos n\omega t\right]$$

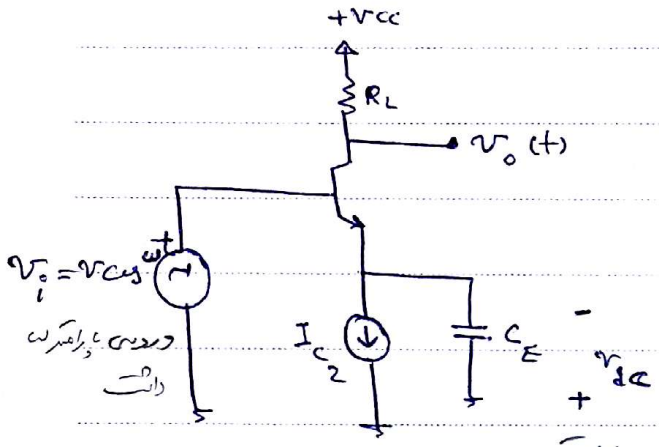
$$= \underbrace{I_{ES}\, I_0(x)\, e^{V_{dc}/V_T}}_{I_{C_2}}\left(1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{I_n(x)}{I_0(x)}\cos n\omega t\right)$$

Jozvebama.ir

Subject جلسه دهم شنبه

Year. 94 Month. ۴ Day. ۹

تقویت کننده با بار سری ($Z_L = R_L$)



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

خروجی سینوسی نیست! ولی فوریه‌ی آن را برایت فرمانس می‌خوانیم!

$$I_C = \underbrace{I_{ES}\, I_o(x)\, e^{\frac{v_{dc}}{V_T}}}_{I_{C_2}} \left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{n(x)}}{I_{o(x)}} \cos n\omega t\right]$$

در ورودی مقدار dc از فرمانس اصلی مشاهده می‌شود.

جریان متوسط کلکتور

$$\bar{I}_C = I_{ES}\, e^{v_{dc}/V_T}\, I_{o(x)} = I_{C_2}$$

$$v_{dc} = V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{ES}\, I_{o(x)}} = V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{ES}} - V_T \ln I_{o(x)}$$

فقط dc دارم

if $v_i = 0 \Rightarrow v_{BE\,Q} = v_{dc\,Q} = V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{ES}}$

هر دو هم مقدار dc دارم

if $v_i \neq 0 \Rightarrow v_{BE} = v_{dc}$

مقدار ac دارم

$$\Rightarrow \boxed{v_{dc} = v_{dc\,Q} - V_T \ln I_{o(x)}}$$

$$v_o(t) = V_{cc} - R_c I_c = Vcc - R_L I_{C_2}\left(1 + 2\sum \frac{I_{n(x)}}{I_{o(x)}} \cos n\omega t\right)$$

Jozvebama.ir

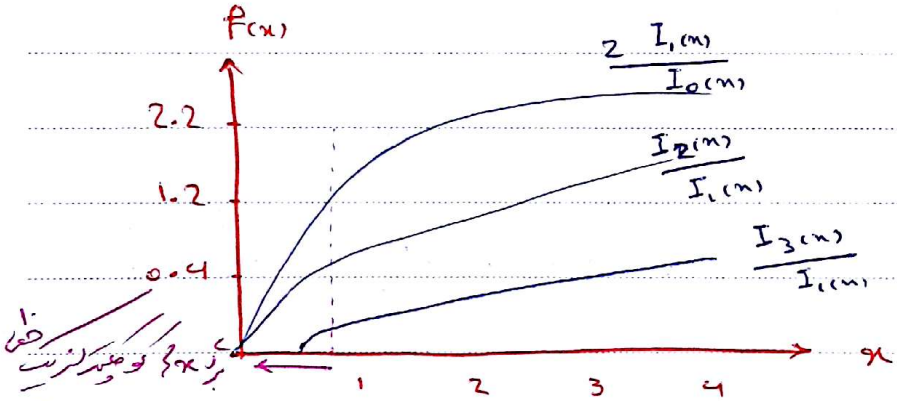
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$= v_{cte} - \sum_{k=1}^{\infty} v_{ok} \cos k\omega t$$

$$\hookrightarrow v_{ok} = 2R_L I_{C_2} \frac{I_{k(n)}}{I_{o(n)}}$$

	$\ln I_{o(n)}$	$2\frac{I_{1(n)}}{I_{o(n)}}$	$\frac{I_{2(n)}}{I_{1(n)}}$
0	0	0	0
0.5	0.062	0.485	0.124
1	0.236	0.893	0.24
2	0.823	1.396	0.433
3	3.3	1.787	0.719
10	7.93	1.897	0.854
20	17.6	1.949	0.926



هرچه x بالاتر برود خطی‌تر می‌شود

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{v_{ok}}{v_{o1}}\right)^2} \Rightarrow THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{k(n)}}{I_{1(n)}}\right)^2}$$

(اعوجاج هارمونیکی کل)

با توجه به نمودار به ازای $x<1$ نمودار تقریباً خطی خواهد بود زیرا اینکه هارمونیک‌های مزاحم وجود نداشته باشند به نزدیک خطی کار می‌کند

$$x = \frac{v}{v_T} < 1 \Rightarrow v < 25^{mv}$$

دامنهٔ سیگنال ورودی باید کوچک‌تر از 25^{mv} باشد تا به ناحیهٔ خطی نزدیک‌تر کار کند.

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

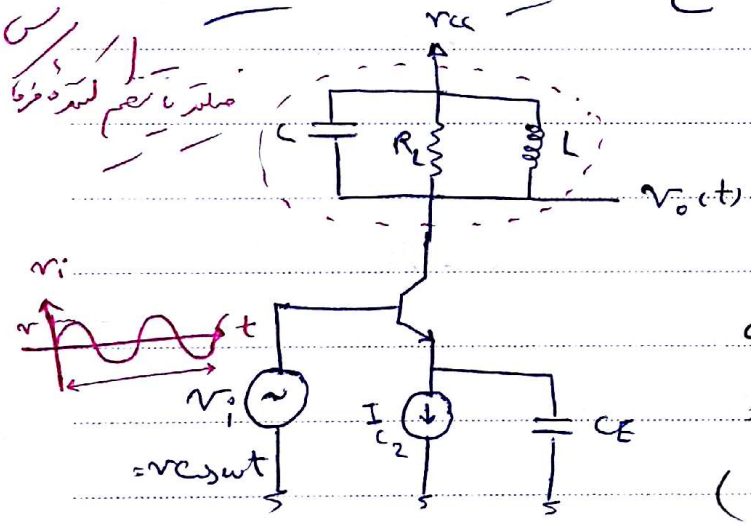
Subject
Year. Month. Day.

برای آنکه اعوجاج هارمونیکی کمتر یا مساوی ۲.۵٪ باشد، x را چنان تعیین می‌کنیم

$$\frac{I_{2(n)}}{I_{1(n)}} < 2.5\%$$

$$\frac{I_{2(n)}}{I_{1(n)}} = \frac{(x/2)^2}{\frac{2!}{(x/2)^1}} < 2.5\% \Rightarrow x < 0.1 \rightarrow v < 2.5\ mv$$

برای آنکه ترانزیستور در ناحیهٔ خطی کار کند و همچنین اعوجاج هارمونیکی داشته باشد باید سیگنال ورودی دامنه‌ای برابر با $v_i < 2.5\ mv$ داشته باشد.



مدار با تقویت کننده مرتبط

تقویت کننده باند باریک

ساده‌ترین راه باند باریک کردن این است که یک RLC موازی بلندانس هرچند بتوانیم شکل هالفه معادلی را به جای Z_L قرار دهیم (کنترل کنی فصل یک!)

$$I_C = I_{C_2}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{I_{n(n)}}{I_{1(n)}}\cos n\omega t\right]$$

$$\text{به کمک } v_o(t) = I_C(t) * Z_L(t) \rightarrow \boxed{v_{ok} = I_{Ck} \cdot Z_L(k\omega)}$$

$$\left|\frac{Z_L(k\omega)}{Z_L(\omega)}\right| = \frac{k}{(k^2-1)\varphi} \rightarrow \text{هارمونیک} \quad \varphi = RC\omega_0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$V_{ok} = 2 I_{C_2} \frac{I_{k(n)}}{I_{o(n)}} |Z_L(k\omega)| \simeq 2 I_{C_2} \frac{I_{k(n)}}{I_{o(n)}} \cdot \frac{k}{(k^2-1)\varphi} |Z_L(\omega)|$$

اگر φ خیلی بزرگ باشد آنگاه V_{ok} کاهش چشمگیری خواهد داشت.

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

$$G_m = \frac{\text{دامنه جریان کلکتور در هارمونیک اصلی}}{\text{دامنه ولتاژ ورودی}}$$

دامنه سیگنال خروجی در هارمونیک اصلی / دامنه سیگنال ورودی

$$= \frac{2 I_{C_2} \frac{I_{1(n)}}{I_{o(n)}}}{n V_T} \Rightarrow G_{m(n)} = g_{m\varphi} \cdot \frac{2 I_{1(n)}}{n I_{o(n)}}$$

هدایت انتقال سیگنال بزرگ

در تقویت کننده باند باریک:

۱) سیگنال کوچک:

$$v_o(t) = V_{cc} - R_L g_m V \widetilde{\cos \omega t}$$

v_i

۲) سیگنال بزرگ:

$$v_o(t) = V_{cc} - R_L G_{m(n)} V \cos \omega t$$

استفاده از BJT در ضرب کننده فرکانس:

برداشتن یک هارمونیک (هارمونیک به عنوان ضرب آفرکانس) در فرض داشته باشیم با بدفرکانس مدار تنظیم کننده را برابر فرکانس ضرب در نظر بگیریم.

$$v_o(t) = V_{cc} - \alpha I_{C_2} R_L \frac{2 I_{n(n)}}{I_{o(n)}} \cos n\omega t$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject

Year. Month. Day.

مخلوط کننده گیا میکسر:

در مدار اصلی $v_i(t) = \underbrace{V_1 \cos \omega_1 t}_{v_1} + \underbrace{g(t) \cos \omega_2 t}_{v_2}$ در قسمت سیستم، سیگنال با پهنای سیگنال نوسان ساز محلی و گیرنده $\cos \omega_2 t$ و $g(t)$ به عنوان سیگنال AM مدولهٔ دامنه باشد

$v_{BE} = v_i + V_{dc}$ گیرنده انتقال می‌دهیم (IF) و فرکانس میانی

$$\Rightarrow i_E = I_{ES} e^{v_{dc}/v_T} \cdot e^{x \cos \omega_1 t} \cdot e^{\frac{g(t)}{v_T} \cdot \cos \omega_2 t}$$

خیلی کوچک باشد x

$$\simeq 1 + \frac{g(t)}{v_T} \cos \omega_2 t$$

$$\Rightarrow i_E = I_{ES} e^{\frac{v_{dc}}{v_T}} \cdot I_{0(n)} \left[1 + \frac{2 I_{1(n)}}{I_{0(n)}} \cos \omega_1 t + \frac{2 I_{2(n)}}{I_{0(n)}} \cos 2\omega_1 t + \dots \right] \times \left[1 + \frac{g(t)}{v_T} \cos \omega_2 t \right]$$

$\cos A \cos B$

$$\Rightarrow i_E = I_{C_2} \left[1 + \frac{2 I_{1(n)}}{I_{0(n)}} \cos \omega_1(t) + 2 \frac{I_{2(n)}}{I_{0(n)}} \cos \omega_2(t) + \dots \right]$$

$$+ \frac{g(t)}{v_T} I_{C_2} \left[\cos \omega_2 t + \frac{I_{1(n)}}{I_{0(n)}} \cos(\omega_1 - \omega_2) t + \frac{I_{1(n)}}{I_{0(n)}} \cos(\omega_1 + \omega_2) t + \dots \right]$$

$(\omega_1 - \omega_2)$ تفاوتی حاصل شود.

فرکانس شنیده $\omega_1 - \omega_2$ را در قسمت می‌بینیم

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

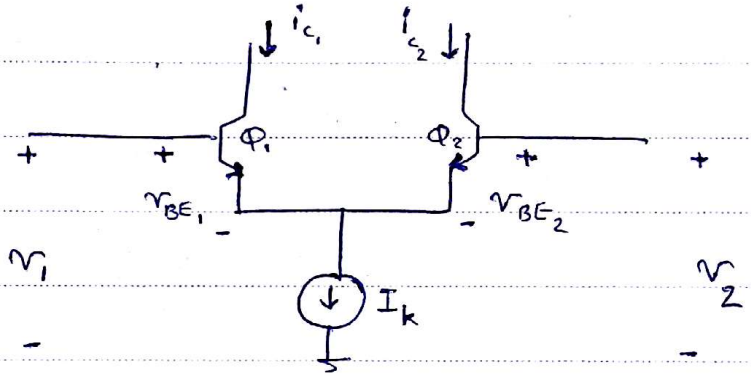
Year. Month. Day.

$$v_o(t) = V_{CC} - R_L \alpha \frac{I_{C_2}}{V_T} \cdot \frac{I_{1(m)}}{I_{0(m)}} g(t) \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

$$v_o(t) = V_{CC} - g_c R_L g(t) \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

$$g_c = g_{mQ} \frac{I_{1(m)}}{I_{0(m)}}$$

بررسی عملکرد غیرخطی زوج تفاضلی :



$$I_{C_{1,2}} = f_{NL}(v_i)$$

$$I_k = I_{C_1} + I_{C_2}$$

$$I_{C_1} = I_{ES} e^{v_{BE_1}/V_T} \quad , \quad I_{C_2} = I_{ES} e^{v_{BE_2}/V_T}$$

$$v_i = v_1 - v_2 = v_{BE_1} - v_{BE_2}$$

$$\frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = e^{\frac{v_{BE_1} - v_{BE_2}}{V_T}} = e^{\frac{v_1 - v_2}{V_T}} \quad , \quad x = \frac{v_1 - v_2}{V_T}$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} e^x \rightarrow I_{C_2}(1 + e^x) = I_k$$

$$\Rightarrow I_{C_2} = \frac{I_k}{e^x + 1} \quad , \quad I_{C_2} - \frac{I_k}{2} = \frac{I_k}{1 + e^x} - \frac{I_k}{2} = -\frac{I_k}{2} \tanh\left(\frac{x}{2}\right)$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject

Year. Month. Day.

$$\Rightarrow \begin{cases} I_{c_1} = \frac{I_k}{2}\left(1+\tanh\left(\frac{x}{2}\right)\right) \\ I_{c_2} = \frac{I_k}{2}\left(1-\tanh\left(\frac{x}{2}\right)\right) \end{cases}$$

- در تقویت کننده باندپهن ($Z_L = R_L$)

$$x = \frac{v}{v_T} \qquad v_i = v \cos\omega_0 t$$

فقط فرکانس‌هایی پایین‌تر تقویت کننده تک‌زمانی را تضعیف را فقط داریم و در تقویت‌کننده تک‌زمانی حضور خواهد بود

$$I_{c_2(ac)} = -\frac{I_k}{2}\tanh\left(\frac{x}{2}\cos\omega_0 t\right) = -I_k \sum_{2n-1} a_{(x)} \cos(2n-1)\omega_0 t$$

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

$$v_0(t) = V_{CC} - R_L I_{C_2} = V_{CC} - R_L \frac{I_k}{2} - R_L I_k \sum_{2n-1} a_{(x)} \cos(2n-1)\omega_0 t$$

$$G_{m(x)} = \frac{I_k a_{n(x)}}{x v_T} = \frac{2 g_{meq} a_{n(x)}}{x} = \frac{4 g_m a_{n(x)}}{x}$$

g_{meq}: هدایت انتقالی سیگنال کوچک تک ترانزیستور

g_m: هدایت انتقالی سیگنال کوچک زوج تفاضلی

- محدوده عملکرد زوج تفاضلی:

به ازای x کوچک می‌توان تقریب زد:

$$I_{c_2(ac)} = I_k\left(\frac{1}{4}x\left(1-\frac{x^2}{16}\cos\omega_0 t - \frac{x^3}{192}\cos 3\omega_0 t\right)\right)$$

$$\frac{x^2}{16} \ll 1 \Rightarrow \frac{x^2}{16} < 2.5\% \Rightarrow x < 0.63 \Rightarrow v \leq 16\ mV \quad (1)$$

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$THD = \frac{v_{o3}}{v_{o1}} = \frac{a_{3(m)}}{a_{1(m)}} < 2\%$$

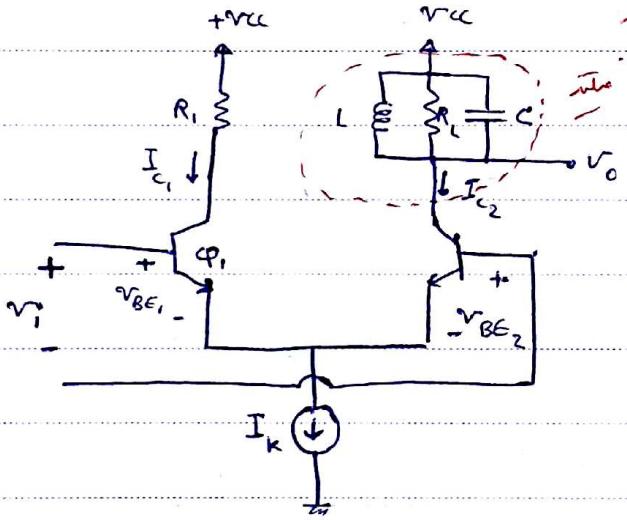
$$\Rightarrow x < 1 \Rightarrow v \lesssim 26\ mv \quad (2)$$

خطی ترکیب زوج تفاضلی (تمرین 7 برابر)

$$\xrightarrow{1,2} v \lesssim 16\ mv$$

جلسه یازدهم شنبه ۹۴/۲/۱۴

زوج تفاضلی در تقویت کننده باند باریک:



مدار تانک را به صورت نمادین رسم می‌کنیم، برابر است با

$$\uparrow Q = \frac{\omega_0}{B.W.} \downarrow$$

با باند باریک با بهره کردن Q کاهش انجام می‌گیرد و باند RLC برابر فرکانس تشدید برابر با کمتر و هم تانک برابر با فرکانس بهره می‌شود.

$$v_i = v \cos \omega_0 t$$

$$\Rightarrow v_o(t) = V_{cc} - R_L G_{m(m)} \underbrace{\cos \omega_0 t}_{v_i}$$

زوج تفاضلی بعنوان ضرب کننده فرکانس $\leftarrow n\omega_0$

فرکانس تشدید RLC برابر با $n\omega_0$ باشد آنگاه بعد چه خواهیم داشت:

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

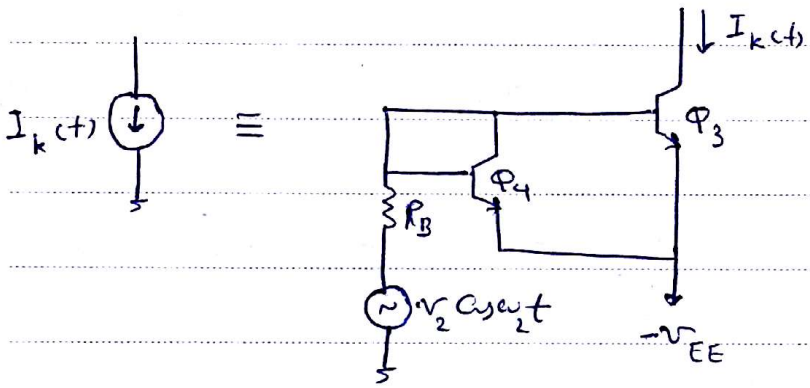
Subject:
Year. Month. Day.

$v_o(t) = V_{CC} - R_L G_{mn}(n) V_i \cos n\omega_0 t = V_{CC} - R_L \frac{4 g_m \alpha_n(n)}{\pi} V_i \cos n\omega_0 t$

برای تک ترانزیستور

دوبل کردن فرکانس با گیت

$\omega_{IF} = (\omega_2 - \omega_1)$ — زیرا تفاضلی بتوان مخلوط کننده



$v_i = V_1 \cos\omega_1 t$ ،

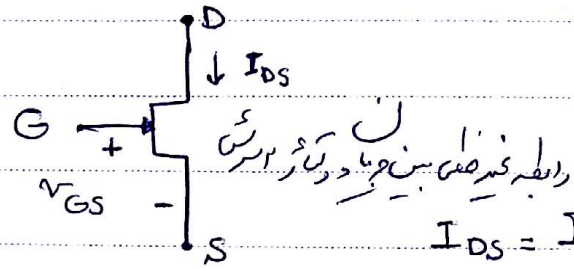
$I_{C_2} = \frac{I_{K(t)}}{2}\left(1 - \tanh\left(\frac{n}{2}\cos\omega_1 t\right)\right) \rightarrow I_{C_2(ac)} = I_{K_{ac}} \sum_{2n-1} a(n) \cos(2n-1)\omega_1 t$

$I_k = I_{k_1} + I_{k_2}\cos\omega_2 t \Rightarrow I_{C_2(ac)} = I_{k_2}\cos\omega_2 t \sum_{2n-1} a_{(n)} \cos(2n-1)\omega_1 t$

$\Rightarrow |I_{C_2}|_{@(\omega_2 - \omega_1)} = \frac{I_{k_2} a_{1(n)}}{2}$

باید فرکانس تشدید مدار خروجی برابر $\omega_2 - \omega_1$ تنظیم گردد.

بررسی عملکرد غیرخطی FET:



رابطه غیرخطی بین جریان و ولتاژ ورودی

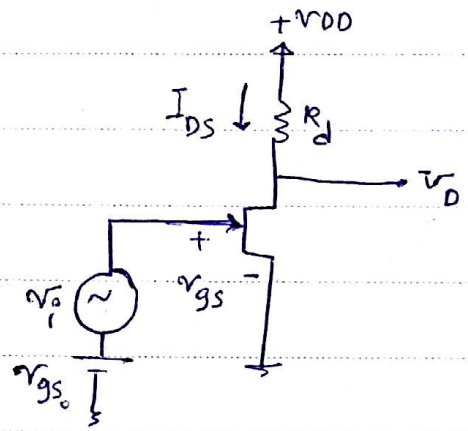
$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{v_P}\right)^2$

$I_{DS} < I_{DSS}$ $\quad -v_P < v_{GS} < 0$ ، $v_{GS} - v_P \leq v_{DS}$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

FET بعنوان تقویت کننده با ندوسع :



$$v_{GS} = v_{GS_0} + v_i$$
$$= v_{GS_0} + V_1 \cos\omega_0 t$$

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS_0} + V_1 \cos\omega_0 t}{v_p}\right)^2$$

$$\therefore = \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_p - v_{GS_0} - V_1 \cos\omega_0 t\right)^2$$

$$\text{if } v_x = v_p - v_{GS_0} \Rightarrow I_{DS} = \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_x - V_1 \cos\omega_0 t\right)^2$$

$$= I_0 + I_1 \cos\omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t$$

$$I_1 = \frac{-2 I_{DSS}}{v_p^2} v_x V_1 \quad , \quad I_2 = \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\frac{V_1^2}{2}$$

کوپلینگ ها ایجاد شده ۰، ۱، ۲ می باشد. عکس این نیست. BJT خیلی خطی تر می باشد

$v_D = v_0(t)$ که

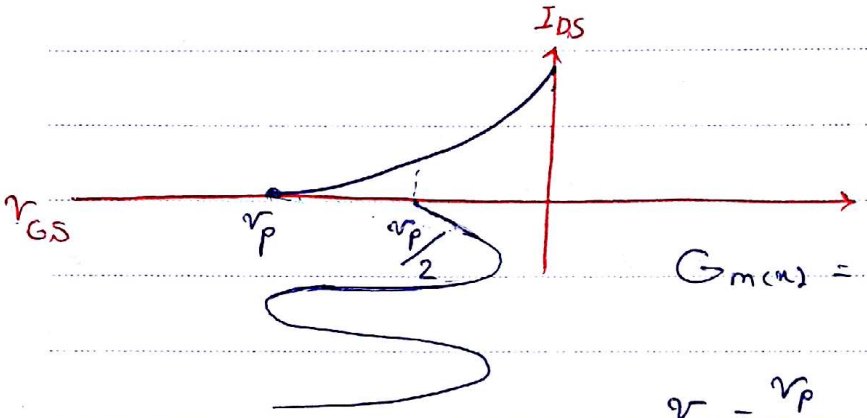
$$G_{m(x)} = \frac{I_1}{V_1} = -2\frac{I_{DSS} v_x}{v_p^2} \Rightarrow$$

$$v_0(t)\Big|_{@\omega_0} = v_D - R_D G_{m(x)} V_1 \cos\omega_0 t$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Year. Month. Day.

- محدوده عملکرد سلفال کوچک FET :



$$G_{m(s)} = \frac{I_1}{v_1} = -2\frac{I_{DSS}}{v_p^2} v_x$$

$v_x = \frac{v_p}{2}$ ← FET در ناحیه خطی و عملکرد خطی کار خواهد کرد

بررسی عملکرد غیرخطی :

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty}\left(\frac{v_{ok}}{v_{o1}}\right)^2} = \frac{I_2}{I_1} = \left|\frac{-v_1}{4v_x}\right|$$

معمولا برای FET میزان اعوجاج کمتر از ۱٪ در نظر گرفته می‌شود :

$$THD = \frac{I_2}{I_1} < 1\% \Rightarrow \frac{v_1}{2v_p} < 0.01 \Rightarrow v_1 < 0.02 v_p \quad , \quad |v_p| = 4\ v$$

$$v_1 < 0.08\ v$$

- فصل ۴

نوسان ساز :

کاربردها : مدولاسیون، آشکارسازی، ثبت فرکانس، مخلوط کننده و ...

گیرنده، مخلوط کننده

خروجی نوسان ساز : $g(t) = A\cos\omega_0 t$

دامنه این تابع در زمان ثابت و تغییر نکند و در این نوسان ساز ثابت باشد.

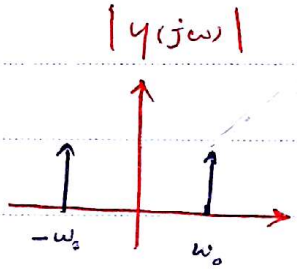
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

۱. دامنه نوسان ساز : مشخص ثابت

۲. فرکانس نوسان ثابت

۳. خلوص طیف فرکانسی



طبقه بندی نوسان سازها از نظر نوع سیگنال ورودی (یا محرک) :

۱- با ورودی سیگنال ارادی (وابسته یا با محرک) نوسان

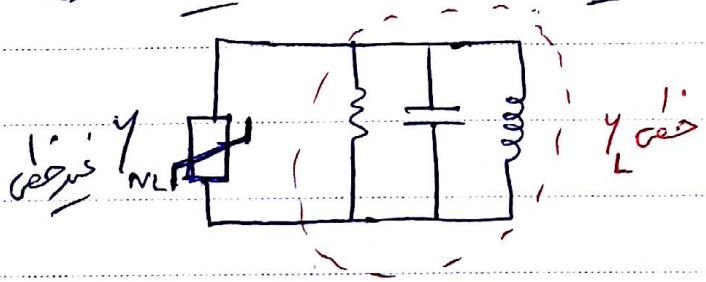
۲- با ورودی تصادفی (نوسان ساز آزاد) همانا بدنام ناپایدار یا بی ضربه مثبت + ناپایدار ضربه منفی - پایدار خروجی خوب ولی امر اصلی سخت است

طبقه بندی از نظر تولید انرژی و مکانیزم کار :

۱- مقاومت منفی ۲- ضربه ای

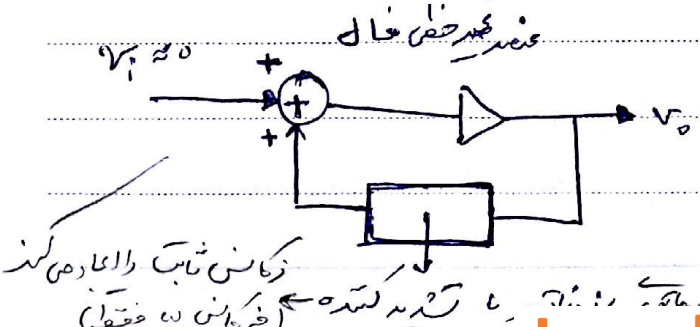
- نوسان ساز با مقاومت منفی :

شامل یک مدار تشدید خطی + عنصر غیرخطی تولید کننده مقاومت منفی (دیود یا ترانزیستور)



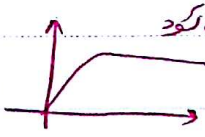
شرط نوسان : $Y_L + Y_{NL} = 0$

$\mathrm{Re}\{Y_{NL}\} < 0$



نوسان ساز ضربه ای :

فرکانس در نهایت Fix میشود



Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Year. Month. Day.

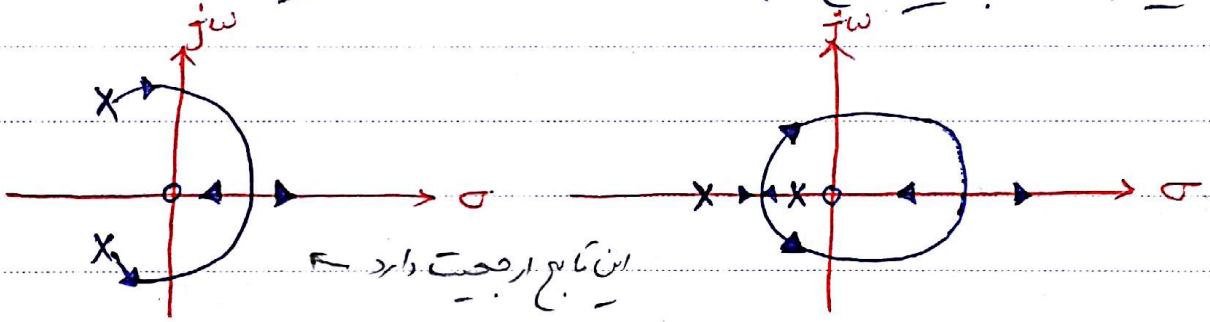
H : تابع تبدیل مرزبازخورد حلقه که کل سیستم را مشخص می‌کند. شبیه شبکه در نمودار مشخص شده است.

$$\frac{V_o(p)}{V_i(p)} = \frac{A}{1-AH(p)} \quad , \quad AH(p) = A_L(p)$$

برای پایداری شبکه باید شرط نوشتاری باخورزن برقرار باشد:

$$1 - A_L(p)\Big|_{p=j\omega_0} = 0$$

یعنی باید سیستم حلقه بسته یک زوج قطب روی محور موهومی مکان هندسی ریشه‌ها داشته باشد.



$$A_L(p) = \frac{A\omega_0 p}{p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2} \quad \checkmark$$

$$A_L(p) = \frac{\alpha A p}{(p+\omega_1)(p+\omega_2)} \quad \times$$

چون نیاز به بهره بیشتری از A می‌باشد و ضریب بعدی با ساده‌سازی از صورت این تابع حذف می‌شود از تابع اول استفاده می‌کنیم. (A_{min} را انتخاب می‌کنیم.)

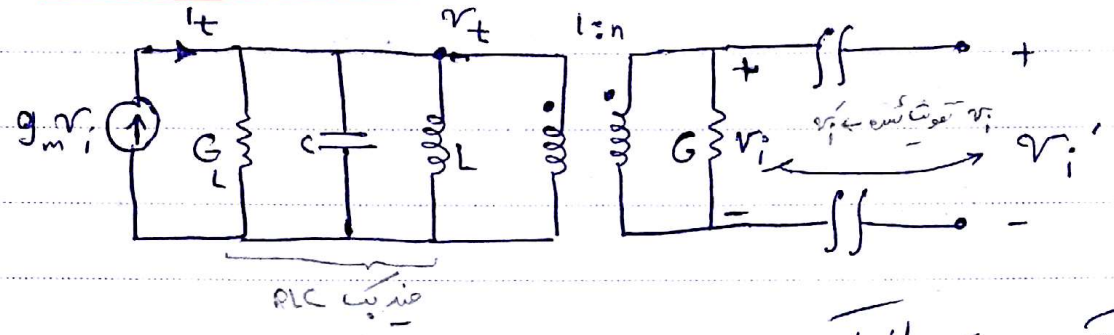
شرط بخورزن $1 - A_L(p)\Big|_{p=j\omega_0} = 0 \Rightarrow |A_L(j\omega_0)| = 1$

$$= \left| \frac{A_{Min}\, \omega_0 (j\omega_0)}{(j\omega_0)^2 + 2\alpha(j\omega_0) + \omega_0^2} \right| = \frac{A_{min}\,\omega_0}{2\alpha} = 1$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

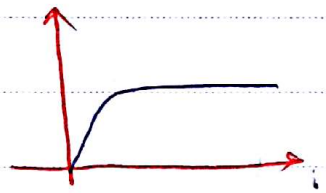
Year. Month. Day.

$$A_{min} = \frac{2\alpha}{\omega_0} = \frac{1}{Q_T}$$



ولتاژ دوسر مدار کلی دور بگیرد از طبقه

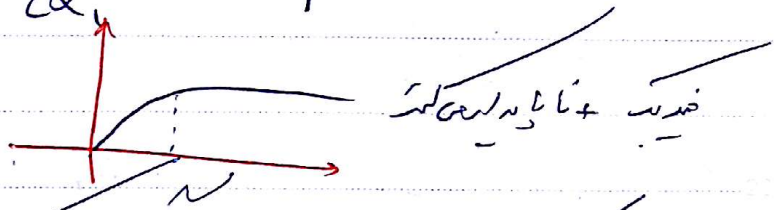
$$\text{RLC امپدانس} = \frac{\alpha_0 \rho}{\rho^2 + 2\alpha_1 \rho + \omega_0^2}$$



$$A_L(\rho) = \frac{v_i'}{v_i} = \frac{v_i'}{v_t} \cdot \frac{v_t}{i_t} \cdot \frac{i_t}{v_i} = n \cdot \frac{\alpha_0 \rho}{\rho^2 + 2\alpha_1 \rho + \omega_0^2} \cdot g_m$$

$$|A_L(j\omega_0)| = 1 \Rightarrow \left| n \frac{\alpha_0}{2\alpha_1} \cdot g_m \right| = 1 \Rightarrow$$

$$(g_m)_{min} = \frac{2\alpha_1}{n\alpha_0}$$



- در شروع کار باید دامنهٔ $A_L(\rho)$ بزرگتر از یک باشد تا اعمال دوره‌ای ناشی ناپایدار می‌شود.

$$A_L(\rho) = g_m \cdot A = M > 1$$

با افزایش دامنه سیگنال دوره‌ای تقویت کننده مقدار حوزه سیگنال بزرگ می‌شود و با افزایش α هدایت انتقال سیگنال بزرگ کاهش می‌یابد.

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

فیدبک + باعث می‌شه دامنه تقویت و تغذیش بیه و در نتیجه نوسان حاصل میشه و در غیر خطی نهایتا دامنه ثابت میشه

Subject

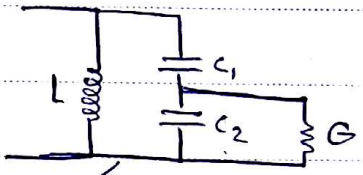
Year. Month. Day.

۱- ورودی بسیار پرقدرت و تضاعفی ← مثلا نوزد میتوانند دیگری را الکتریکی کنند و قابل تولید از طرف ما نیست

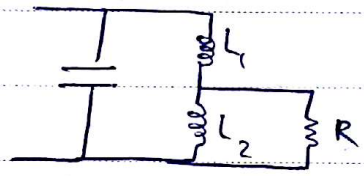
۲- فیدبک مثبت برای ناپایداری

طبقه بندی نوسان سازها از نظر نوع مدار تشدید به کار رفته:

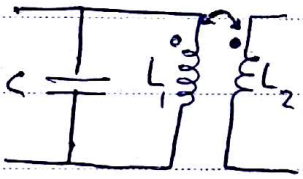
۱- مدارات تشدید شونده نمونه: مدارات RLC و همچنین شبه ترانزیستوری

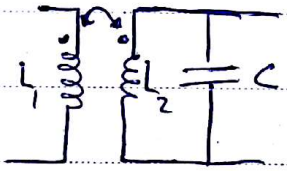


مقسم خازنی کلپیتس



مقسم سلفی هارتلی





تشدید کننده دراولیه یا ثانویه

از مدارات RC در فرکانس‌های بالا معمولا نمی‌توان استفاده کرد. (دلیل وجود خاصیت ترانزیستورها)

۲- مدارات تشدید با عنصر گسترده:

در فرکانس‌های بالا، خط انتقال با طول مشخص به عنوان رزوناتور استفاده می‌شود.

۳- مدارات تشدید از نوع بلور کوارتز

کیفیت این نوسان سازها خیلی بالا است.

Jozvebama.ir

Year. Month. Day.

DRO : نوسان ساز های کریستالی را یاد کنیم. (Dielectric Resonator oscilator)

- مدار تشدید که فرکانس آن با ولتاژ کنترل میشود :

مدار RLC هوادی که ظرفیت خازن با ولتاژ کنترل میشود.

VCO (voltage controlled oscillator)

$$\omega_0(v) = \frac{1}{\sqrt{LC(v)}}$$

- مدار تشدید که فرکانس آن با جریان کنترل میشود

از یک سلف متغیر با جریان استفاده میشود.

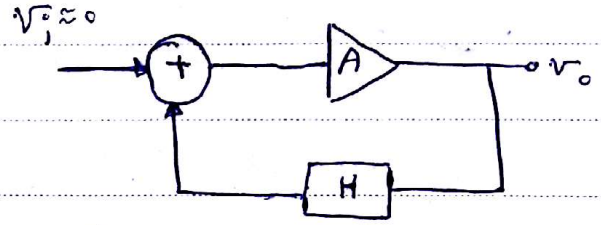
CCO (current controlled oscillator)

$$\omega_0(i) = \frac{1}{\sqrt{LC(i)C}}$$

جلسه دوازدهم چهارشنبه ۹۶/۲/۲۷

تحلیل عملکرد نوسان سازهای آزاد با توپولوژی فیدبکی :

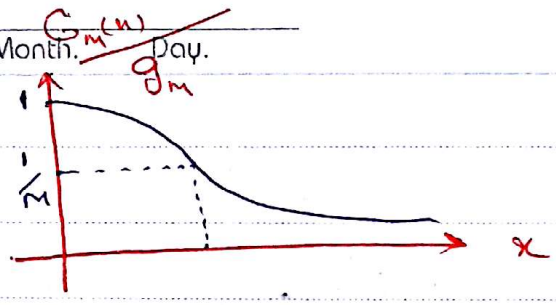
نوسان ساز آزاد در دمای صفره



A : این ضعیف مثال دقیق فرض است تنگی که صفر و قطب ندارد دقیق تصور می کنیم.

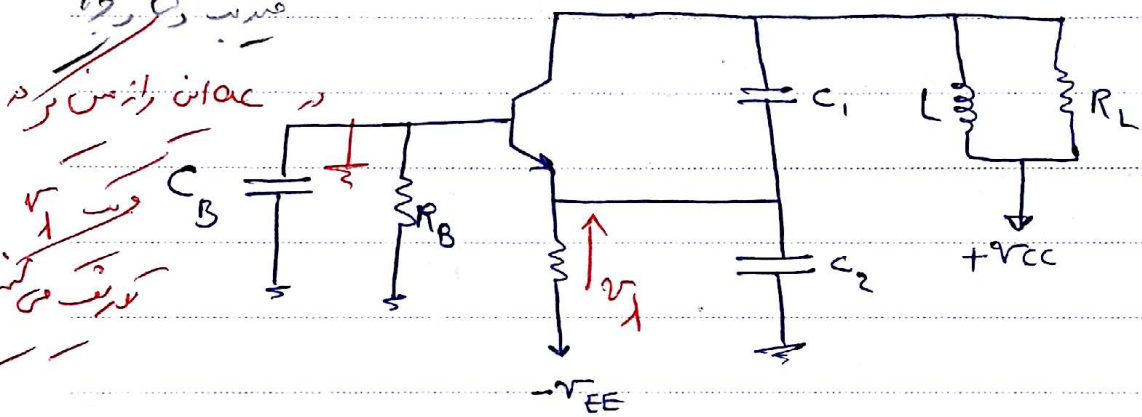
نوسان سلف ← صفر و قطب ایجاد می کند

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

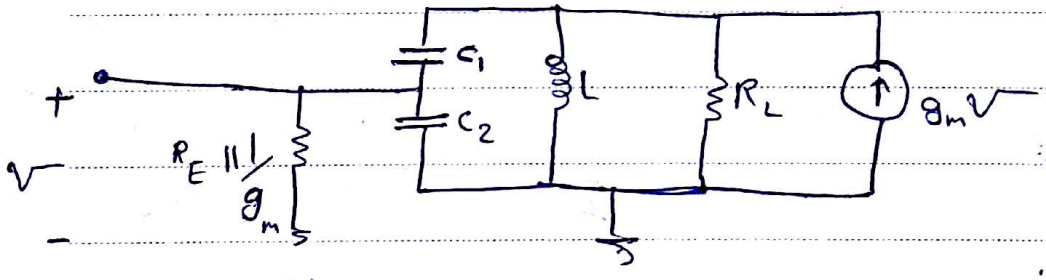


تحلیل نوسان ساز با ترانزیستور از نوع میدار فشرده :

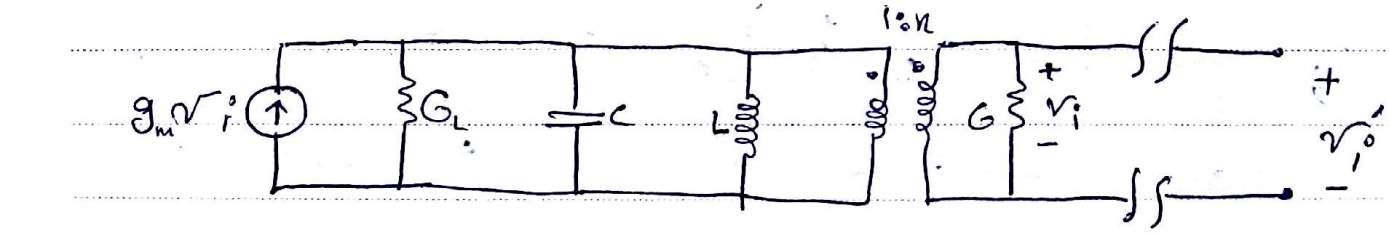
۱- مدار کلپیتس :



مدار معادل تقاضتور در حالت بین مشترک را در شکل قبلی رسم و با توجه به منبع ولتاژ ورودی چگونگی مرحله تقسیم.



مدار معادل تقسیم خازنی در مدار بالا :



Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Year. Month. Day.

$$n=\frac{C_1}{C_1+C_2}\ ,\ C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\ ,\ \Phi'_T=\frac{\omega_0 C}{n^2 G}\ ,\ \Phi_E=\frac{\omega_0(C_1+C_2)}{G}$$

$$G=G_E+g_m \qquad ,\ \Phi_E>10\ ,\ n\Phi'_T\ ,\ \Phi_E>100$$

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}\ ,\ |A_L(p)|_{p=j\omega_0}=\left|\frac{\bar{v}_i(p)}{\bar{v}_i(p)}\right|=$$

$$\left|\frac{v_i'}{v_t}\cdot\frac{v_t}{i_t}\cdot\frac{i_t}{v_i}\right|=n\cdot\frac{1}{G_L+n^2(G_E+g_m)}\cdot g_m=1$$

$$\Rightarrow\ g_m=\frac{G_L+n^2G_E}{n(1-n)}\ \Big|_{(n\ll1)}\ =\frac{G_L}{n}$$

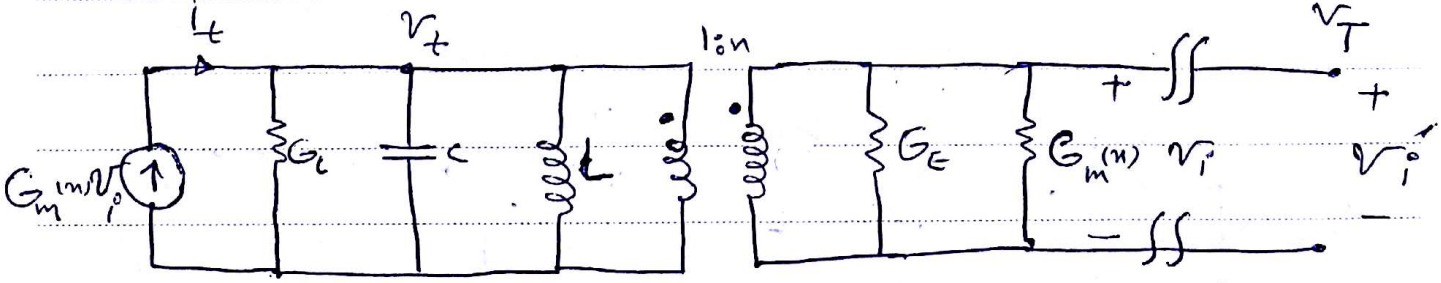
از شرط علی بودن $n<1$

کامل سلف بزرگ کلکتور:

$$i_C=i_E\left(1+2\sum\frac{I_{n(x)}}{I_{0(x)}}\cos n\omega_0 t\right)=I_0+I_1\cos\omega_0 t+I_2\cos 2\omega_0 t+\dots$$

$$G_m\leftarrow g_m$$

$$V_\lambda=V_{EE}-V_{BEQ}\Longrightarrow\frac{G_{m(x)}}{g_m}=\frac{2I_{1(x)}}{\gamma I_{0(x)}}\left[1+\frac{Ln\left(\frac{I_{0(x)}}{I_S}\right)}{\frac{V_\lambda}{V_T}}\right]$$



Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

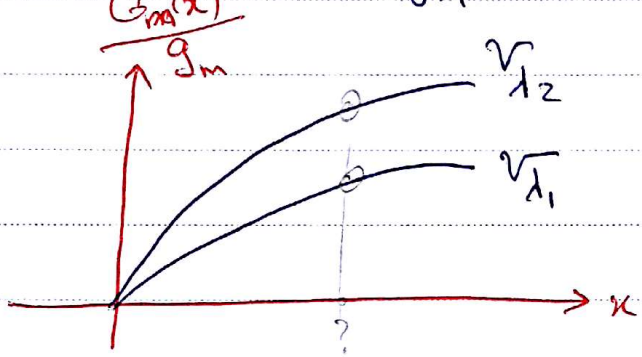
Subject: رامفرنوس

Year. Month. Day.

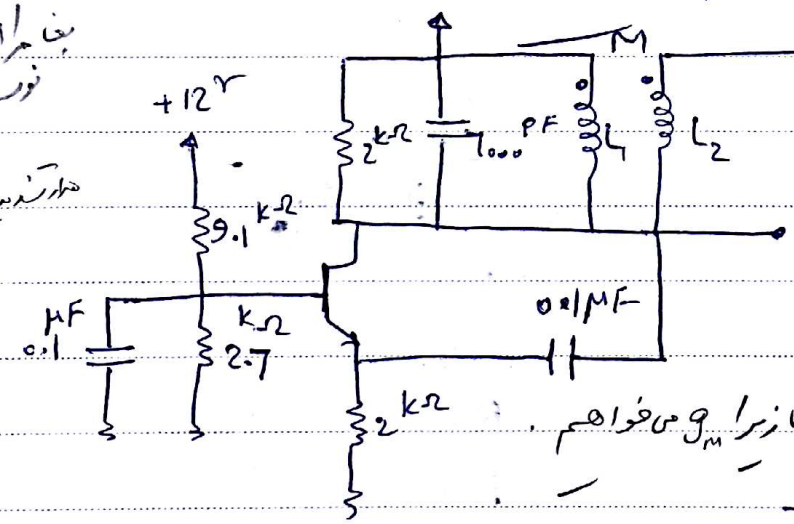
$$x = \frac{v_i}{V_T} \quad , \quad v_t = \frac{v_i}{n} = \frac{x V_T}{n}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad |A_L(p)|_{p=j\omega_0} = \left| \frac{v_i'}{v_i} \right| = 1 \Rightarrow n \cdot \frac{1}{G_L + n^2 (G_E + G_{m(n)})} \cdot G_{m(n)} = 1$$

$$\Rightarrow \frac{G_{m(n)}}{g_m} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n(1-n)\, g_m} = \frac{2 I_{1(n)}}{x I_{0(n)}} \left(1 + \frac{\ln(I_{0(n)})}{\frac{V_\lambda}{V_T}} \right)$$



مثال: در مدار زیر $v_o(t)$ را بدست آورید.



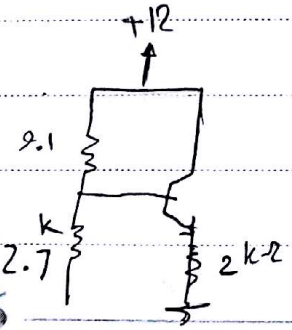
بخاطر اینکه دوسر خازن مدار باز میشود از بایاس قطع میشود

خازن سد در اولیه جریان dc عبور نمیدهد

در ورودی سازه از این داریم و مدار شده در اولیه به عنوان مدار تقویت کننده ترانزیستور.

اولین کاری که می کنیم تحلیل dc است زیرا g_m می خواهیم.

$$L_1 = 10\ \mu H \quad , \quad L_2 = \frac{1}{160}\ mH \quad , \quad M = 0.25\ \mu H$$



$$\Rightarrow I_{CQ} = 1\ mA \quad , \quad g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = 38\ mS$$

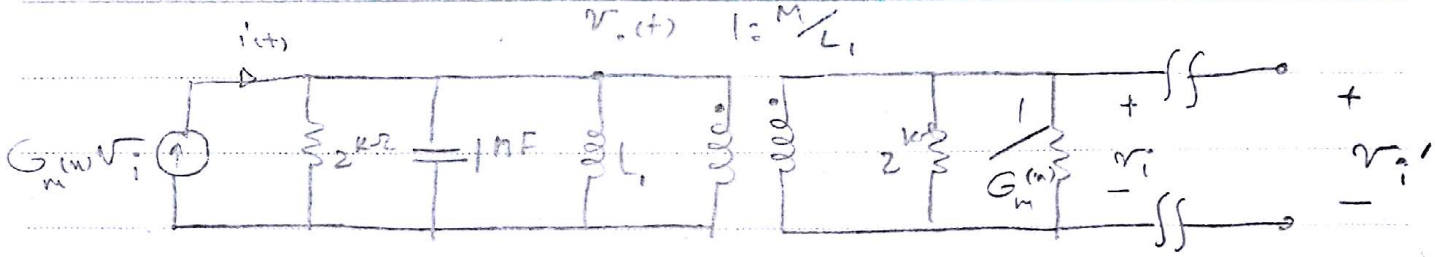
$$V_\lambda = R_E I_{CQ} = 2^V$$

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject

Year. Month. Day.



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \text{ rad/s} \quad , \quad n = \frac{M}{L_1} = 0.025 \ll 1$$

$$|A_L(j\omega_0)| = 1 \Rightarrow \frac{G_{m(n)}}{g_m} = \frac{G_L + n^2 G_E}{n(1-n) g_m} \Rightarrow \frac{G_{m(n)}}{g_m} = 0.53$$

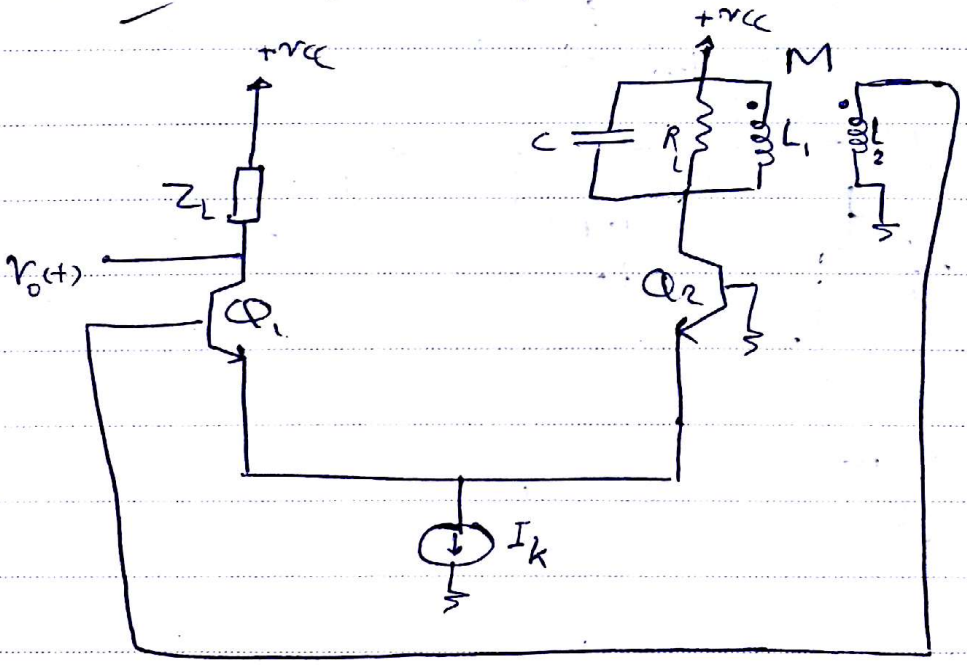
$$n = 3.5 \Rightarrow v_o(t) = 12 - \underbrace{\frac{n v_T}{n}}_{v_t} \cos(10^7 t) = 12 - 36\cos(10^7 t)$$

ازین نمودار n ها سیستم کنترل میشود

کلیل نوسان ساز با زوج تفاضلی :

ساختار پیشنهادی است.

اگر RLC باند باریک برای R باند پهن



تنها تفاوت در مقاومت x است.

$$R_i = 2h_{ie} = \frac{2\beta}{\frac{I_C}{v_T}} = \frac{2\beta}{g_{mQ}} = \frac{\beta}{g_m} \rightarrow \text{زوج تفاضلی}$$

Jozvebama.ir

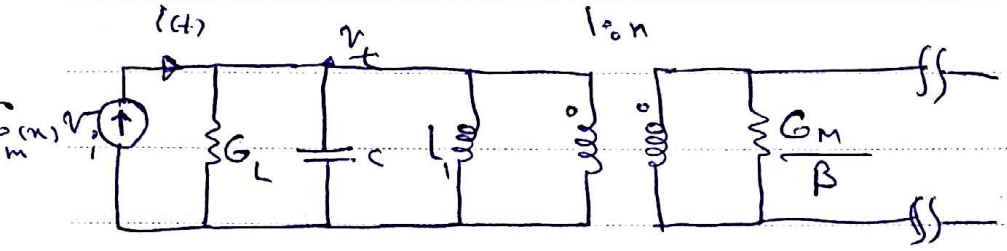
Scanned by CamScanner

Subject

Year. Month. Day.

مدل سلف

مقاومت ورودی $R_{i(m)} = \dfrac{\beta}{g_{m(m)}}$

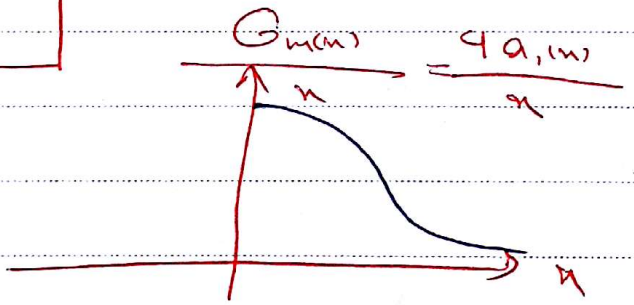


$\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$ $\qquad |A_{(p)}|_{p=j\omega_0} = 1 \Rightarrow n \cdot \dfrac{1}{G_L + n^2 \dfrac{G_{m(m)}}{\beta}} \cdot G_{m(m)} = 1 \Rightarrow$ تابع تبدیل ایده‌آل

$\dfrac{G_{m(m)}}{g_m} = \dfrac{G_L}{n g_m (1 - \frac{n}{\beta})} = \dfrac{L_T a_{1(n)}}{\alpha}$ $\qquad n = \dfrac{M}{L_1}$

$$\frac{G_{m(m)}}{g_m} = \frac{G_L}{n g_m} = \frac{4 a_{1(m)}}{n} \quad \leftarrow n \ll 1$$

$$v_t = \frac{x v_T}{n}$$



پارامتری که به بازه‌ی آن توجه کردیم

— ω_0 فرکانس

— v_t اندازه‌ی دامنه

باقی فصل نوزن سازها خودمان می‌خونیم!

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

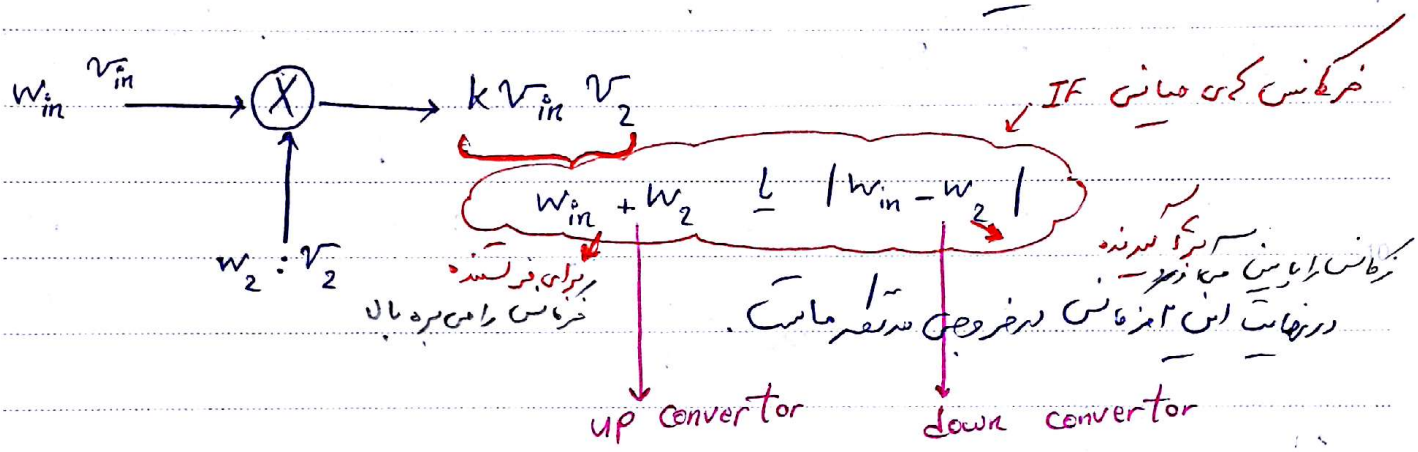
Subject: جلسه ۱۴ سیزدهم و چهاردهم

Year. 94 Month. ۳ Day. ۱۰

فصل پنجم:

مخلوط کننده ها:

یک قطعه سه دهانه است که برای تغییر فرکانس سیگنال استفاده می‌شود. از لحاظ ریاضی یک ضرب کننده فرکانسی می‌باشد ولی از نظر فیزیکی یک شیفت دهندهٔ فرکانسی در نظر گرفته می‌شود.



در واقع این ۲ فرکانس در خروجی مد نظر ماست.

مشخصات مخلوط کننده:

1- بهره تبدیل: عبارت است از نسبت توان خروجی مخلوط کننده در فرکانس IF به توان ورودی در فرکانس RF:

$$G_c = \frac{P_{out}\ (w_{IF})}{P_{in}\ (w_{RF})}$$

2- فاکتور نویز: کل توان نویز قابل دسترس در خروجی به کل توان نویز قابل دسترس در خروجی فقط ناشی از منبع در فرکانس RF:

$$F = \frac{(S/N)_{in}\ @\ w_{RF}}{(S/N)_{out}\ @\ w_{IF}} = \frac{N_{out}\ (w_{IF})}{G_c \cdot N_{in}\ (w_{RF})}$$

3- میزان ایزولاسیون بین دهانه‌ها: معرف میزان تضعیف سیگنال از یک دهانه به دهانهٔ دیگر است. یعنی سیگنال ورودی در دهانه‌ی یک چقدر سیگنال خروجی در دهانه‌ی ۲ ایجاد می‌کند.

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

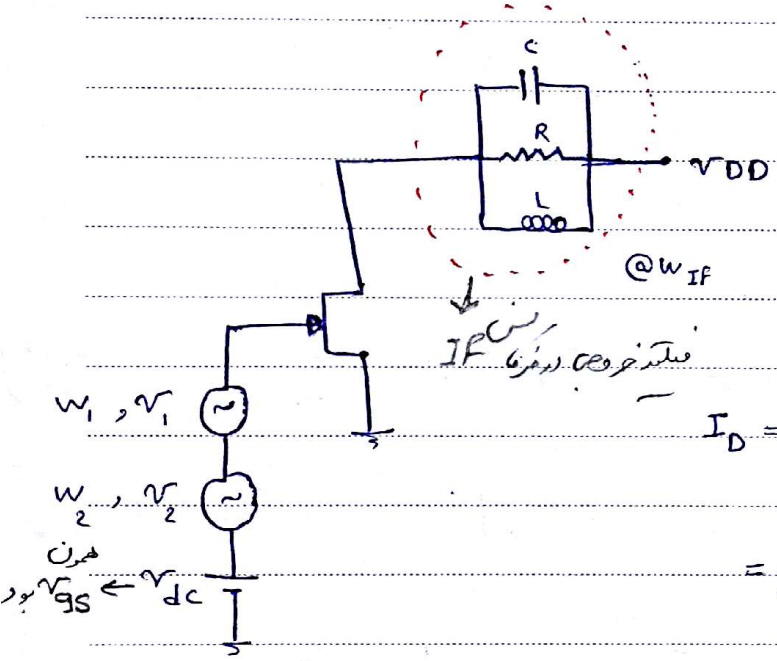
Subject
Date

- بررسی ادوات مورد استفاده جهت تحقق یک مخلوط کننده :

1- استفاده از دیودها (دیود شاتکی و ورکتور)

2- استفاده از عناصر فعال (FET , BJT)

تحلیل FET در مخلوط کننده :



$v_{dc} = v_p$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_1 + v_2 + v_{dc}}{v_p}\right)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_1 + v_2\right)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_1^2 \cos^2 w_1 t + v_2^2 \cos^2 w_2 t + 2 v_1 v_2 \cos w_1 t \cdot \cos w_2 t\right)$$

$$= \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\left(v_1^2 \cos^2 w_1 t + v_2^2 \cos^2 w_2 t + v_1 v_2 \cos(w_1 + w_2)t + v_1 v_2 \cos w_{IF} t\right)$$

$w_1 - w_2$ ← down convert و $w_1 + w_2$ ← up convert

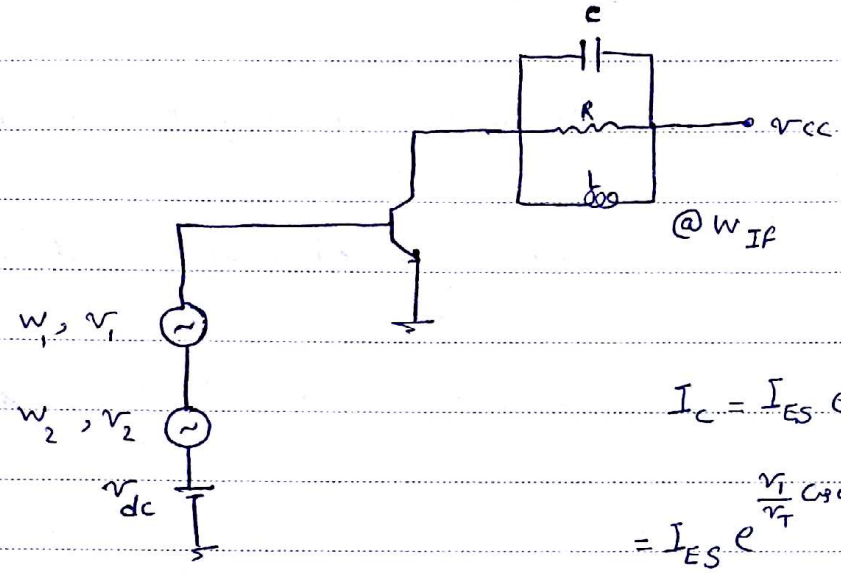
$$g_c = \frac{\frac{I_{DSS}\, v_1 v_2}{v_p^2}}{v_1} = \frac{I_{DSS}}{v_p^2}\, v_2$$

در ناحیه اشباع رفتار کنترل شونده جریان دارد و وابستگی به v_1 ندارد

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

مخلوط کننده با استفاده از BJT :



$$I_C = I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = I_{ES} e^{\frac{V_1+V_2+V_{dc}}{V_T}}$$

$$= I_{ES} e^{\frac{V_1}{V_T}\cos\omega_1 t} \cdot e^{\frac{V_2}{V_T}\cos\omega_2 t} \cdot e^{\frac{V_{dc}}{V_T}} \quad ; x=\frac{V_2}{V_T}$$

$$\therefore y\cos\omega_1 t \;,\; x\cos\omega_2 t \;;\; \frac{V_{dc}}{V_T} \qquad y=\frac{V_1}{V_T}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{ES} e^{\cdots} \cdot e^{\cdots} \cdot e^{\cdots}$$

سپس آنها را می‌نویسیم

$$= I_{ES} e^{\frac{V_{dc}}{V_T}} \left[I_{0(y)} + 2\sum_{n=1}^{\infty} I_{n(y)} \cos n\omega_1 t \right] \times \left[I_{0(x)} + 2\sum_{m=1}^{\infty} I_{m(x)} \cos m\omega_2 t \right]$$

$$= I_{ES} e^{\frac{V_{dc}}{V_T}} I_{0(x)} I_{0(y)} \left[1 + 2\sum \frac{I_{n(y)}}{I_{0(y)}} \cos n\omega_1 t \right] \times \left[1 + 2\sum \frac{I_{m(x)}}{I_{0(x)}} \cos m\omega_2 t \right]$$

$$= I_{dc} \left[1 + 2\sum \frac{I_{n(y)}}{I_{0(y)}} \cos n\omega_1 t \right] \left[1 + 2\sum \frac{I_{m(x)}}{I_{0(x)}} \cos m\omega_2 t \right]$$

$$g_c = \frac{|I_c| \;@\omega_1-\omega_2}{|V_1|} = \frac{2 I_{dc} \frac{I_{1(x)}}{I_{0(x)}} \cdot \frac{I_{1(y)}}{I_{0(y)}}}{V_1}$$

در FET ها فقط رابطه ۲ را داشتیم ولی اینجا هم به V_2 و هم V_1 وابسته است به صورت ضرب فقط وابسته است و مشکل اینست برای اینکه دامنه‌ها را حذف کنیم تقریب می‌زنیم ← بسط تیلور

$$g_c = \frac{2 I_{dc}}{y V_T} \cdot \frac{I_{1(x)}}{I_{0(x)}} \cdot \frac{I_{1(y)}}{I_{0(y)}}$$

$$\frac{I_{1(y)}}{I_{0(y)}} \approx \frac{y}{2}\left(1 - \frac{y^2}{8} + \frac{y^4}{16}\right)$$

$$\frac{I_{1(y)}}{I_{0(y)}} \approx \frac{y}{2}$$ به شرط $\left(V_1 \ll 10.4^{mV}\right)$ یا $\frac{y^2}{8} \ll 0.02$ به فرض

PdPCO

Scanned by CamScanner

Jozvebama.ir

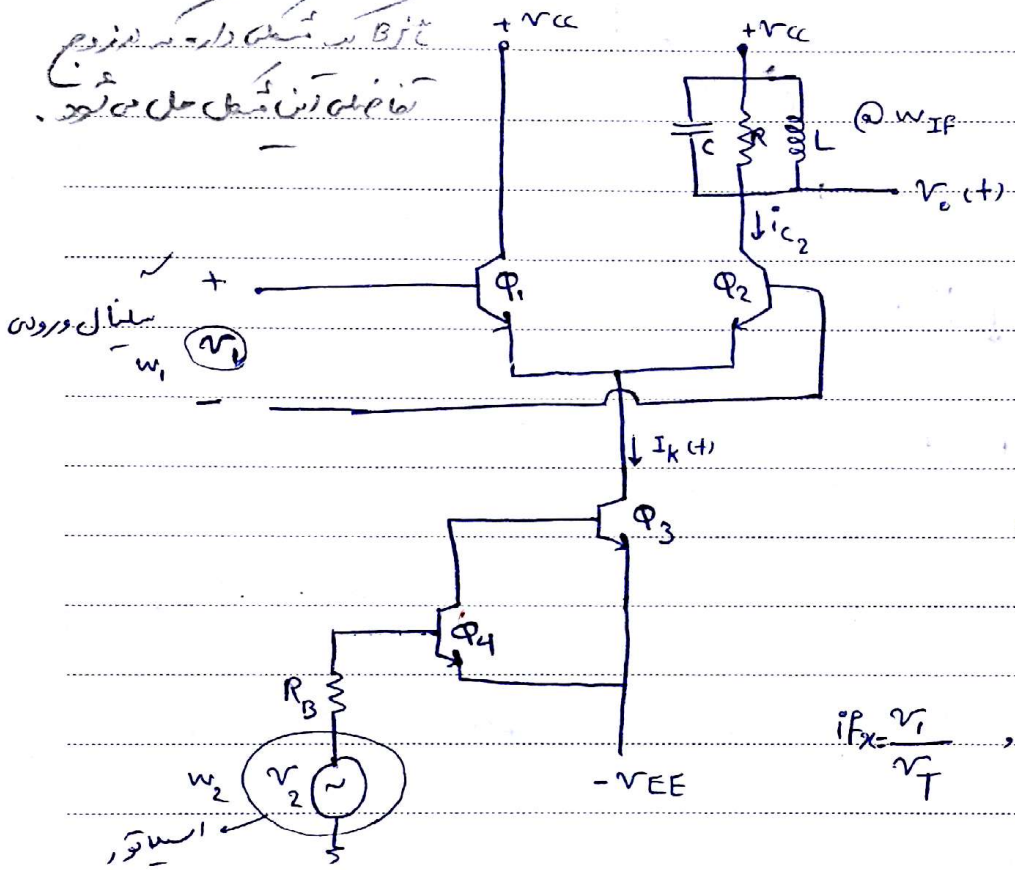
Subject
Date

if $y \leq 0.4$ $\Rightarrow$ $g_c = \frac{I_{dc}}{V_T} \cdot \frac{I_{1(m)}}{I_{0(m)}}$ رسیم به بهره تبدیل و بستگی به دامنه y دارد.

دیود هم مثل Bjt است پس کلیل دیود مثل کلیل Bjt است و نه توضیح.

کلیل زوج تفاضلی در مخلوط کننده:

Bjt که مشکل داشت به زوج تفاضلی این مشکل حل می‌شود.



$I_k(t) = I_{k_0} + I_{k_1} \cos w_2 t$ (dc: به شکل فرمان اسیلاتور، ac: سیگنال ورودی)

$= \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B} + \frac{V_2}{R_B} \cos w_2 t$

$x = \frac{V_1}{V_T}$, $i_{C_2} = \frac{I_k}{2}\left[1 - \tanh\frac{x}{2}\cos w_1 t\right]$

$= \frac{I_{k(t)}}{2}\left(1 - \tanh\frac{x}{2}\cos w_1 t\right)$

$= \frac{I_{k_0} + I_{k_1}\cos w_2 t}{2}\left(1 - \tanh\frac{x}{2}\cos w_1 t\right)$

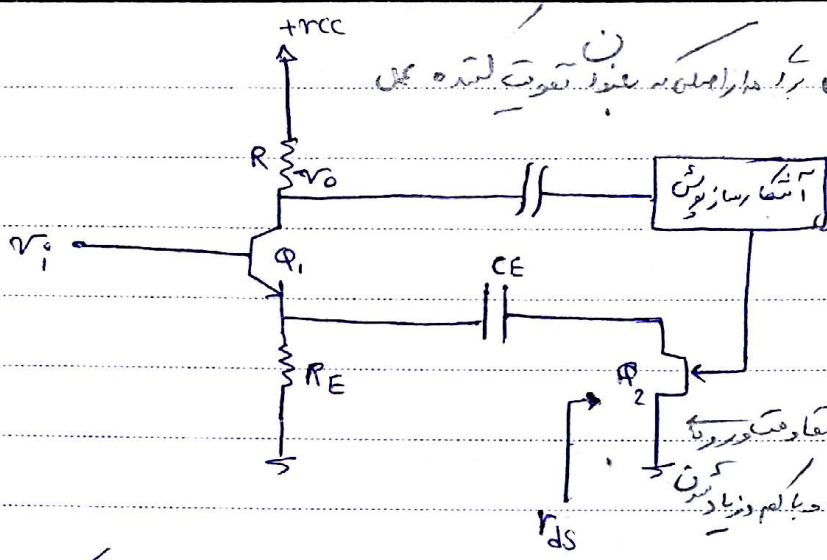
$g_c = \frac{|I_{C_2}|\,@\,w_{IF}}{|V_1|} = \frac{I_{k_1}\alpha_{1(m)}}{2V_T} = F_{NL}(x)$ تابع غیر خطی از x

زوج تفاضلی هم مثل Bjt غیر خطی است.

برای زوج مشکل ارتباط خیلی خطی ورودی با مخلوط کننده از AGC (Automatic gain Control) استفاده می‌کنیم.

با استفاده از بازخورد مدار خروجی دامنه سیگنال ورودی را در محدوده‌ای قابل قبول تثبیت می‌کنیم.

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner



دامنه v_o را نمی‌توانیم خودمان تنظیم کنیم برای همین برای مدار اصلی به سطوح تقویت کننده نیاز داریم.

سیگنال اصلی ما دارد مثلاً 5 برابر میشود اصلی ما تولید کرده آشکارساز پوش این دامنه را در حالت یک مقدار ولتاژ پایدار و ثابت می‌کند.

با کم و زیاد کردن این FET باعث می‌شود مقاومت درون آن r_{DS} هم با زیاد شدن v_{GS} باعث تغییر می‌کند با کم و زیاد کردن r_{DS} باعث تغییر این می‌شود.

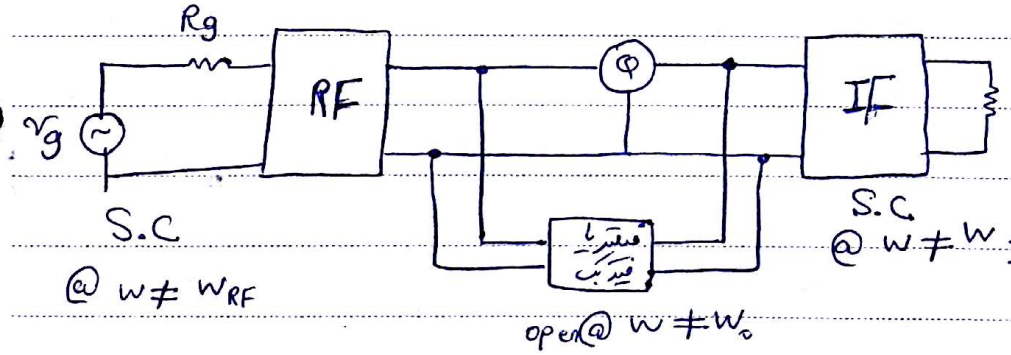
وجود R_E باعث کاهش یا افزایش این است

سیگنال درون کم بالا $\rightarrow r_{DS}\downarrow \parallel R_E \rightarrow A_v \uparrow$

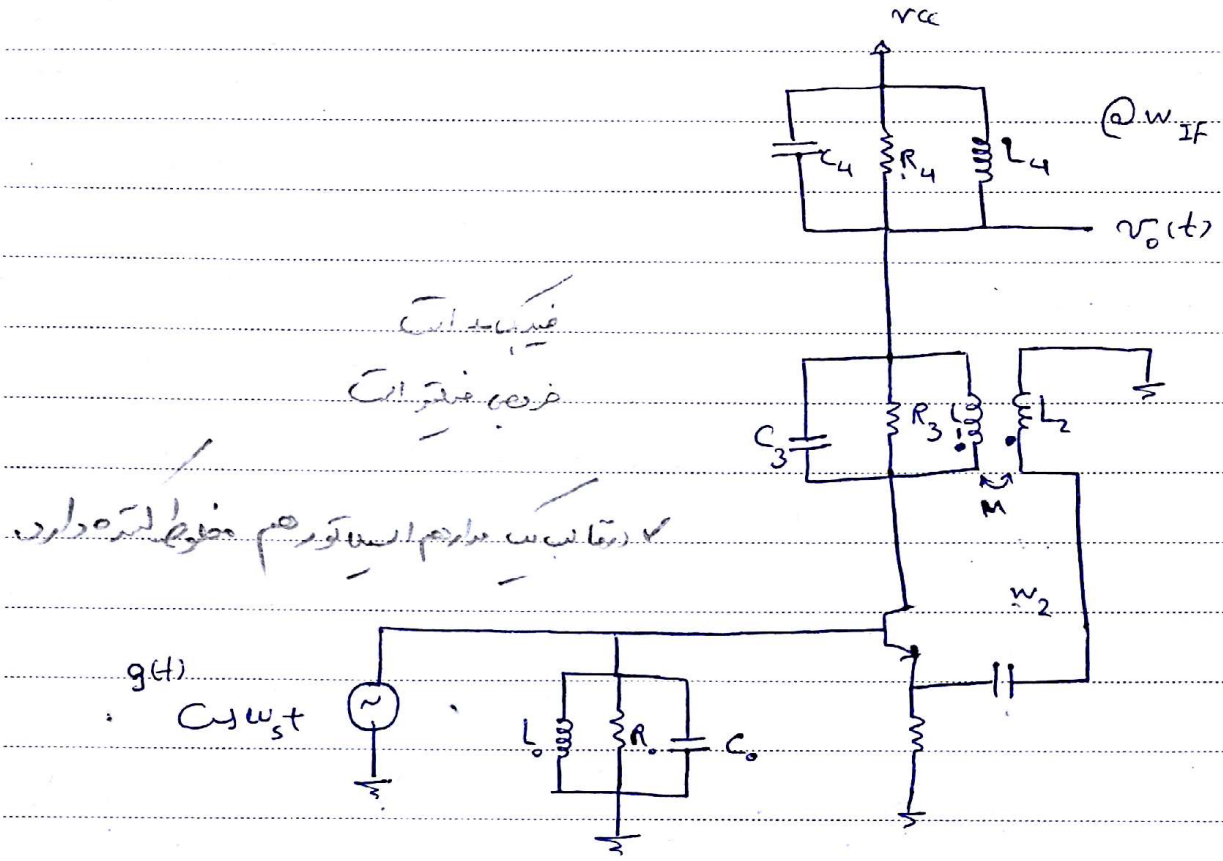
سیگنال درون زیاد پایین $\rightarrow r_{DS}\uparrow \parallel R_E \rightarrow A_v \downarrow$

معرفی بلوک مبدل فرکانس :

هم شامل مخلوط کننده هم شامل اسیلاتور است :



Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner



فصل ششم:

مدولاتورهای دامنه:

دلایل انتقال سیگنال به فرکانس های بالاتر:

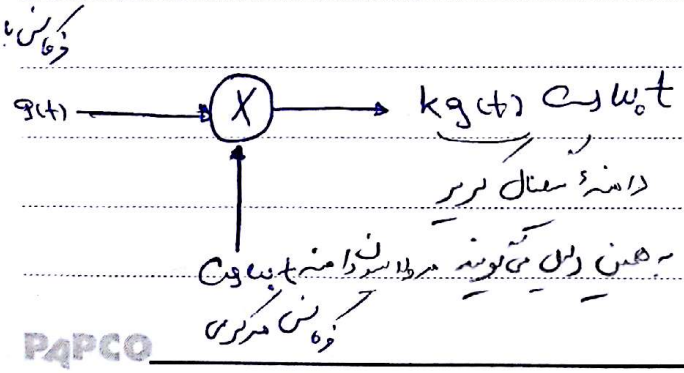
۱. دستیابی به پهنای باند بیشتر

۲. ابعاد سیستم مخابراتی (آنتن)

۳. چون طیف نویز در فرکانس های پایین متمرکز است اثر نویز به فرکانس های بالا کمتر خواهد شد

۴. امنیت سیستم مخابراتی افزایش می یابد

۵. قدرت تفکیک پذیری سیگنال بالا می رود



PqPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

انواع مدولاسیون دامنه :

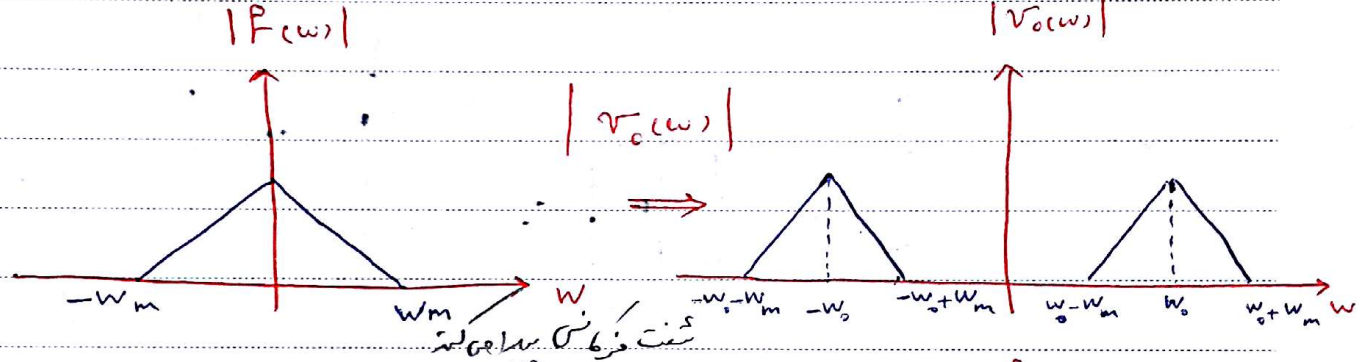
مدولاسیون دامنه نرمال : اگر $g(t)$ مقدار متوسط صفر نباشد و نرمال کنیم

$$g(t) = A\left[1 + m f(t)\right]$$

$g(t)$ و با این ضمن نرمال می‌شود

m اندیس مدولاسیون :

$$m = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}} \leq 1$$



مزیتهای این روش :

۱- پهنای باند ۲ برابر

۲- گیرنده قابل توجهی از توان صرف انتقال سیگنال حامل کسر است.

$$v(t) = A\left[1 + m f(t)\right]\cos \omega t \Rightarrow P = \frac{A^2}{2}_{carrier} + \frac{A^2 m^2}{2} f^2(t)$$

که کمتر از توان صرف انتقال سیگنال کاهش است.

۳- فرستنده پیچیده می‌باشد ولی گیرنده آن ساختاری ساده دارد.

مثال: یک فرستنده AM دارای حامل غیر مدوله با توان 50^{kw} و فرکانس f_c و دامنه A_c می‌باشد که این حامل توسط سیگنال سینوسی دامنه و فرکانس f_x طوری مدوله می‌شود که دامنه مؤلفه‌های پایدار شی

P4PCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

بالایی و پایینی هرکدام به میزان 40٪ دامنه حاصل باشد اندیس مدولاسیون سیگنال باندباریه و توان خروجی کل را محاسبه نمائید.

$$y(t) = A_c(1 + mA_x \cos\omega_x t)\cos\omega_c t \qquad A_x = 1$$

$$= A_c \cos\omega_c t + \frac{A_c}{2} m \cos(\omega_c - \omega_x)t + \frac{A_c}{2} m \cos(\omega_c + \omega_x)t$$

$$\frac{1}{2} mA_c = 40\% A_c \Rightarrow m = 0.8$$

توان حامل خیر معلوم $\frac{A_c^2}{2} = 50^{kw} \Rightarrow A_c = 100\sqrt{10}$

$$\text{توان باندجانبی} = 2\frac{(\frac{A_c}{2}m)^2}{2} = 16^{kw}$$

$$P_{total} = 16 + 50 = 66^{kw}$$

حاشیه چهاردهم شنبه ۹۶/۳/۱۳

مدولاسیون DSB :

در DSB اگر $g(t) = kF(t)$ سیگنال دیتا مونه

$$v = g(t)\cos\omega_c t = kF(t)\cos\omega_c t$$

در این حالت مقدار متوسط دامنهٔ سیگنال مدولیشن برابر صفر خواهد بود و توان برد حمل آن صرف نمی‌شود ولی همچنان مشکل پهنای باند باقی می‌ماند.

مدولاسیون SSB :

فقط نیمی از طیف سیگنال مدولیشن دوتایی ترسیم می‌شود.

Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject
Date

اگر باند بالایی انتخاب شود USSB و اگر باند پایینی انتخاب شود LSSB می‌باشد. (upper signal side band)

$$v(t) = \frac{\hat{F}(t)}{2}\cos\omega_0 t \underset{-}{\overset{+}{\oplus}} \frac{F(t)}{2}\sin\omega_0 t$$

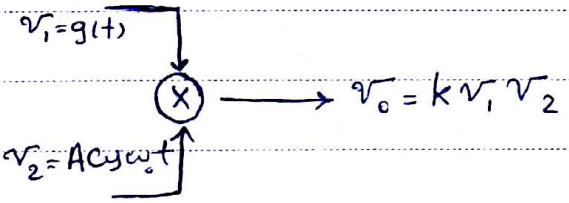
LSSB (+) ↑ ، USSB (−) ↓

تبدیل هیلبرت $\hat{F}(t) = F(t)$

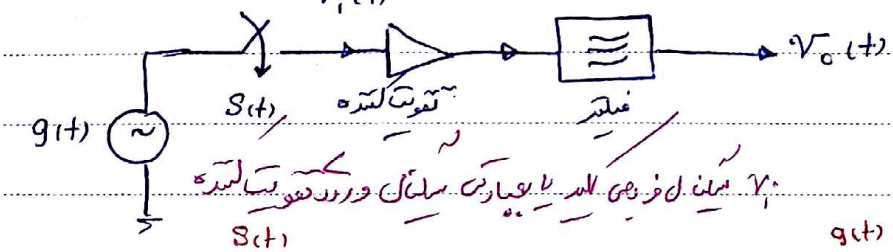
گیرنده فرستنده خیلی پیچیده می‌باشد. ولی مشکل پهنای باند اینجا حل شد.

روش‌هایی که تحقق سیگنال AM:

1- استفاده از ضرب کننده آنالوگ

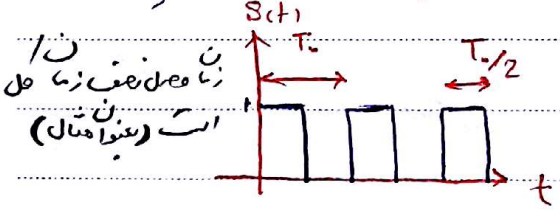


2- استفاده از کلید سوئیچینگ (یا کلیدزنی) کلید از تابع سیگنال پیروی می‌کند که آیا وصل باشد $g(t)$ وارد سیستم شود یا وصل نباشد مقدارش صفر است.

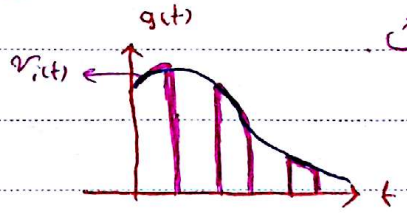


v_i همان ورودی کلید یا همان سیگنال ورودی تقویت‌کننده

خروجی $v_i(t)$ در حقیقت ضرب $g(t)$ و $S(t)$ است.



زمان وصل نسبت به زمان قطع کم است (بعنوان مثال)



PAPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

برای اینکه در موزه فرکانس بحث کنیم قبلا باید سری فوریه آنرا بنویسیم.

$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$

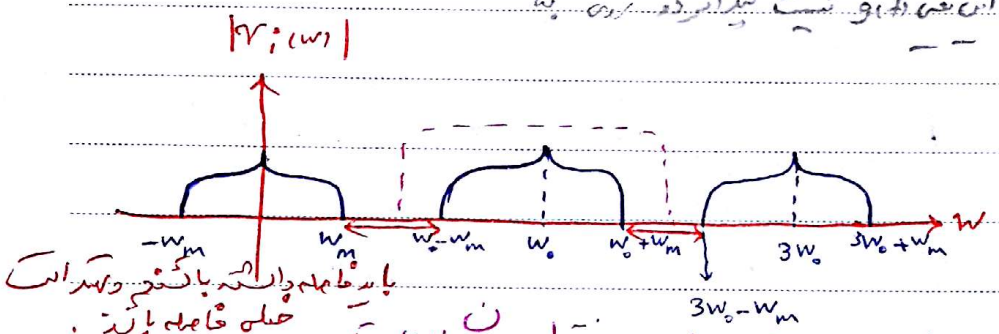
$S(t)$ سیگنال نمونه‌برداری

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_0 t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_0 t + \dots$$

با توجه به مثال و خطوط مشخص شده سری فوریه را نوشتیم و برای تقویت تبدیل فوریه متفاوت و باید حساب کنیم.

$$v_i(t) = g(t).S(t) = \frac{g(t)}{2} + \frac{2}{\pi}g(t)\cos\omega_0 t + \dots$$

این بخش $g(t)$ شبیه سازی شده روی ω_0



باید فاصله‌ها اندازه باشد و همدیگر خیلی فاصله باشد.

در حقیقت $S(t)$ نمونه‌برداری کرد و در نهایت $v_i(t)$ فقط $g(t)\cos\omega_0 t$ را می‌خواهیم

سیگنال را قرار دهیم تا حاصل ضرب $g(t)\cos\omega_0 t$ را به ما بدهد و فقط همان را بدهد.

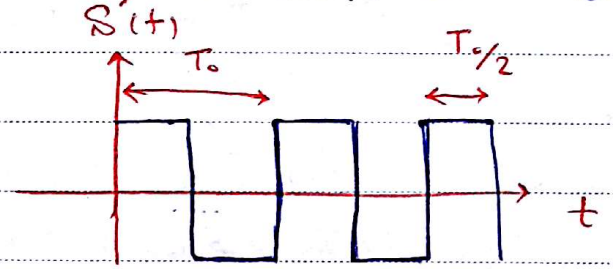
$$\omega_0 - \omega_m > \omega_m \Rightarrow \boxed{\omega_m < \frac{\omega_0}{2}}$$

k را تقویت کننده در نظر گرفتیم

انها همه با توجه به مثال قبلی است

خروجی $v_o(t)$ همان سیگنال AM است $\frac{2}{\pi}g(t)\cos\omega_0 t$

برای روش حالت نامتوازن صحبت کنیم چون فیلتر بالاس نامتقارن می‌باشد.

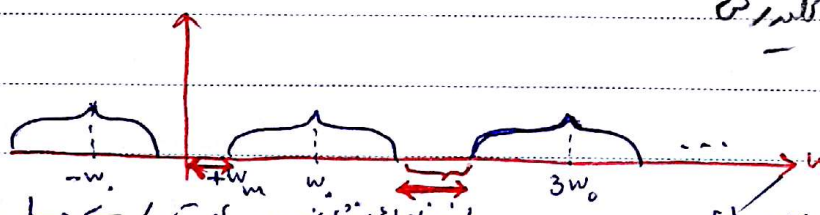


بسط سری فوریه

$$S'(t) = \frac{9}{\pi}\cos\omega_0 t - \frac{9}{3\pi}\cos 3\omega_0 t + \dots$$

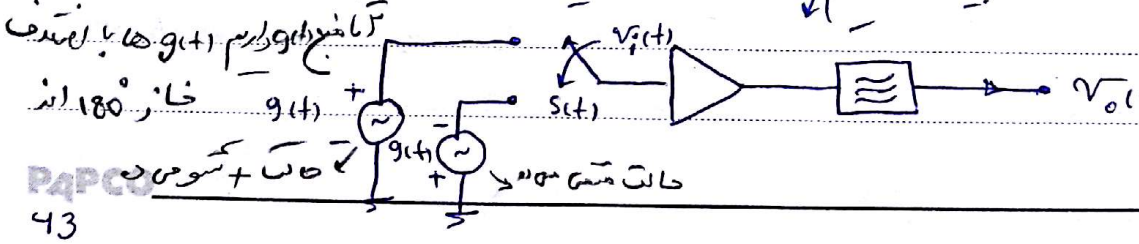
این مقدار 9 اندازه و شکل به آنالوگ می‌شود

فیلتر بالاس متقارن به روش کلید زنی



این فاصله بستگی به مشخصات فیلتر ما دارد

با این فیلتر کلید زنی متقارن را شبیه سازی می‌کنیم



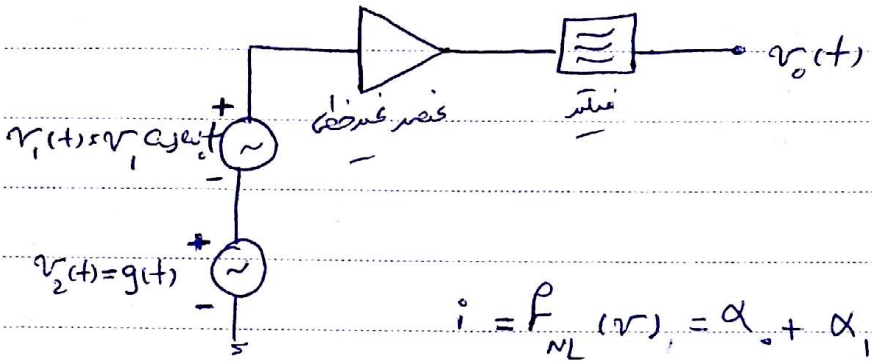
از فیلتر $g(t)$ و $g(t)$ ها با اختلاف فاز 180° اند

حالت متقارن

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

استفاده از خاصیت غیرخطی المانها (مدولاسیون دامنه)



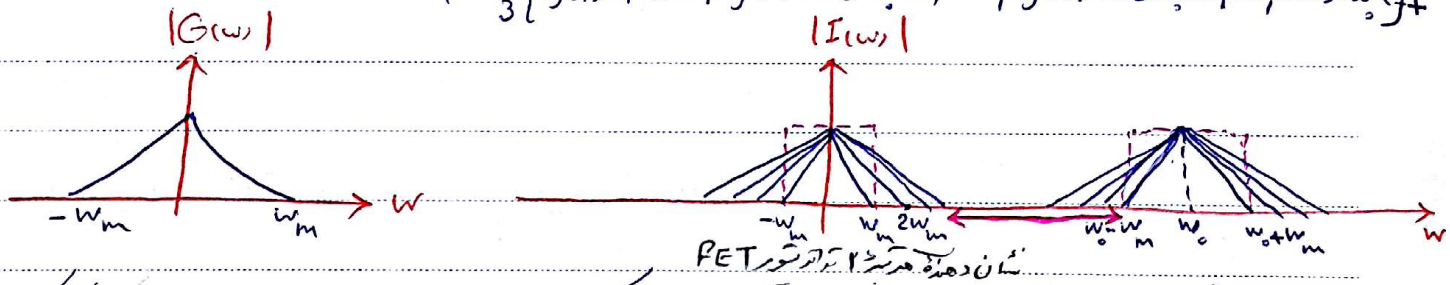
$$v_o(t)=g(t)+V_1\cos\omega_1 t$$

$$i=f_{NL}(v)=\alpha_0+\alpha_1 v+\alpha_2 v^2+\alpha_3 v^3+\cdots$$

$$i=f_{NL}(v)=f_{NL}(g(t)+V_1\cos\omega_1 t)$$

$$=\alpha_0+\alpha_1[g(t)+V_1\cos\omega_1 t]+\alpha_2[g^2(t)+V_1^2\cos^2\omega_1 t+2V_1 g\cos\omega_1 t]+$$

$$+\alpha_3[g^3(t)+3V_1 g^2(t)\cos\omega_1 t+3V_1^2 g(t)\cos^2\omega_1 t+V_1^3\cos^3\omega_1 t]+\cdots$$



نشان دهنده مدولاسیون دامنه در ترانزیستور FET

با توجه به نمودار فوق همانطور که مشاهده می‌شود فیلتر باید توان طراحی کرد که فقط $g(t)\cos\omega_1 t$ در خروجی حاصل شود. همانطور که از ادوات آن استفاده می‌شود که ضرایب غیرخطی آن کمتر باشد یعنی از α_3 به بعد همگی صفر باشند در مورد FET این گزاره صادق می‌باشد و می‌توان از این وسیله استفاده کرد.

با اینکه کمتر غیرخطی ترانزیستور BJT ضرایب α_3 صفر نیست ولی در FET صفر است.

FET نسبت به BJT خطی‌تر است.

FET چون مرتبه ۲ دارد

سیگنال پیامی با پهنای باند W_m و $2W_m$ تقلید

پس به همین دلیل $2W_m-W_0-W_m$ دارد در رابطه

نامساوی زیر را که می‌خواهیم محاسبه کنیم

$$W_0-W_m-2W_m\geq 0 \Rightarrow W_m\leq\frac{W_0}{3}$$

$kg(t)\cos\omega_1 t$: AM

P4PCO

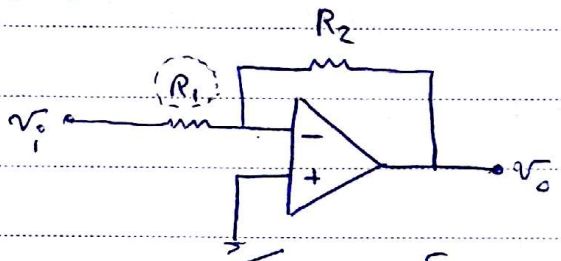
Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

- روش های تحقق مدولاتور AM :
- مدارات الکترونیکی جهت تحقق AM :

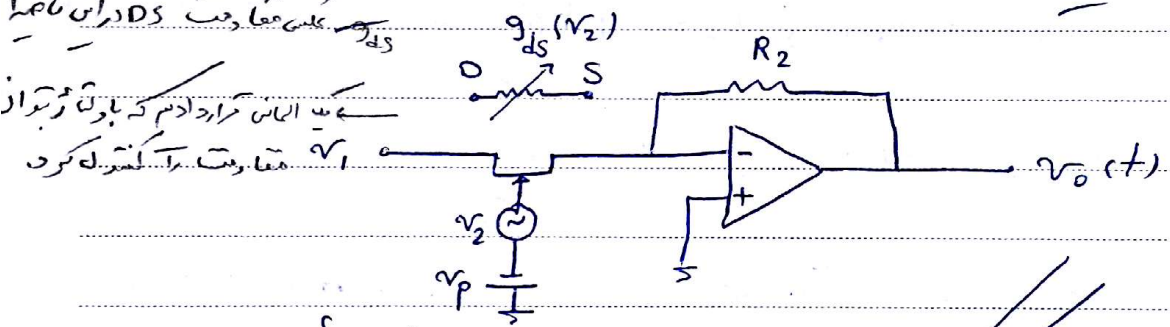
1- استفاده از ضرب کننده های آنالوگ

1-1 : استفاده از opAmp جهت ضرب :



$$v_0(t) = -\frac{R_2}{R_1} v_1$$

بجای R_1 از مقاومت کانال ترانزیستور FET که مقاومت آن با ولتاژ گیت کنترل می شود استفاده می کنیم



باید در ناحیه خطی باشد تا بتوان خروجی مناسب با AM داشته باشیم

$$I_d = I_{DSS}\left[2\left(\frac{v_{GS}}{v_p} - 1\right)\frac{v_{DS}}{v_p} - \left(\frac{v_{DS}}{v_p}\right)^2\right]$$

$$g_{ds} = \frac{\partial I_d}{\partial v_{ds}} = \frac{-2 I_{DSS}}{v_p^2}(v_p - v_{GS} + v_{DS}) \cong -\frac{2 I_{DSS}}{v_p^2}(v_p - v_{GS})$$

$$v_{GS} = v_2 - |v_p|$$

$$\Rightarrow g_{ds}\Big|_{v_{GS} = v_2 - |v_p|} = \frac{-2 I_{DSS}}{v_p^2}(v_p - v_2 + |v_p|) = \frac{2 I_{DSS} v_2}{v_p^2}$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject در مدولاسیون دامنه حتما $g(t)$ بزرگتر از صفر باشد
Date

مدولاسیون دامنه $g(t)=(1+mF(t))$

$$v_o(t)=\frac{-R_2}{R_1(v_2)}v_1=-Rg_{ds}(v_2)v_1=-R_2\frac{2I_{DSS}}{v_p^2}v_1v_2$$

$v_o(t)=k\,v_1v_2$ توانستیم با این روش ضرب کننده بسازیم

شرایط کاربرد مناسب:

1- باید در ناحیه اهمی FET کار کند.

$$v_{DS}<v_{GS}-v_p \Rightarrow 0\le v_1<v_{GS}-v_p$$

2- دامنه سیگنال نباید قطع و همچنین معادل آن نهایت شود

$$-|v_p|\le v_g\le 0 \Rightarrow -|v_p|\le v_2-|v_p|\le 0 \Rightarrow 0\le v_2\le |v_p|$$

این ساختار با توجه به شرط 1 فقط برای مدولاسیون AM سیگنال استفاده می‌شود.

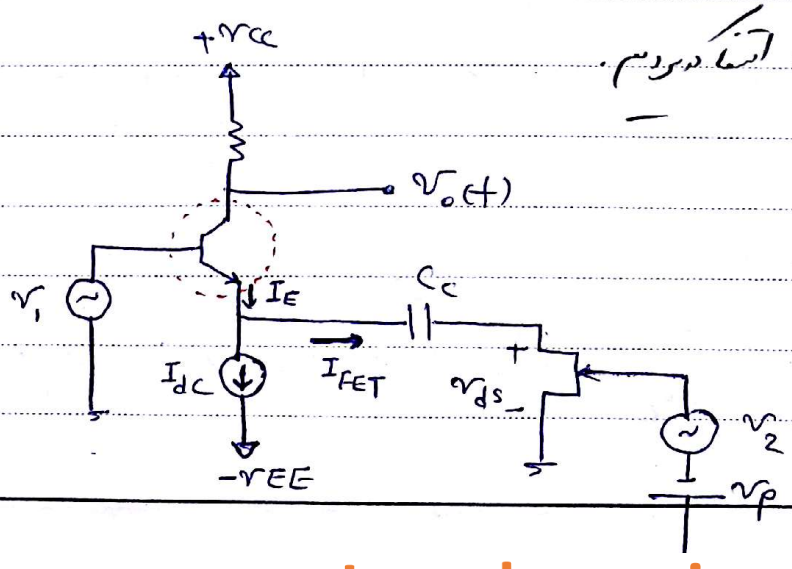
هرکدام از opAmp ها دارای فرکانس خاصی فعالند پس محدودیت فرکانسی داریم.

3- اپ امپ ها دارای محدودیت دامنه می‌باشد و در هر فرکانسی ضرب انجام نخواهد شد.

برای نوع مشکل سوم از مدار زیر استفاده می‌کنیم:

از بایاس دوتایی استفاده می‌کنیم

به جای opAmp از مدار BJT استفاده می‌کنیم.



PqPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

if $g_{in} \gg g_{ds} \Rightarrow v_{ds} \cong v_1$

$$I_E = I_{dc} + I_{FET} = I_{dc} + g_{ds} v_{ds} = I_{dc} - \frac{2 I_{DSS}}{v_p^2}(v_p - v_{gs}) v_1$$

$$= \boxed{I_{dc} + \frac{2 I_{DSS}}{v_p^2} v_1 v_2}$$

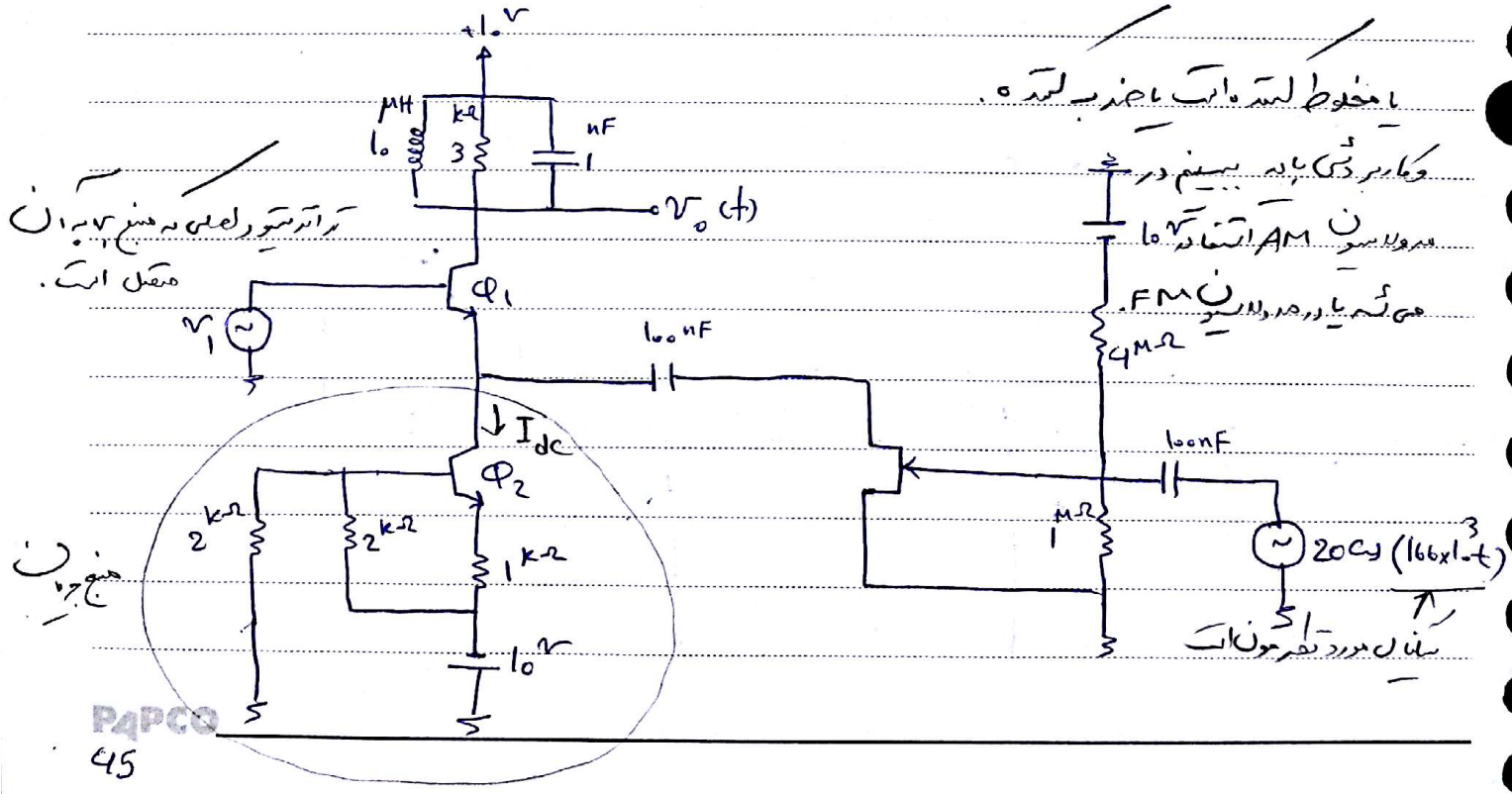
$$v_o(t) = V_{cc} - R_L I_E = V_{cc} - R_L \left(I_{dc} + \frac{2 I_{DSS}}{v_p^2} v_1 v_2 \right)$$

شرط: $v_{ds} \ll v_{gs} - v_p$, $-|v_p| < v_{gs} < 0 \Rightarrow 0 < v_2 < |v_p|$

برای مدولاسیون AM از مدار استفاده می‌شود.

مثال: در مدار شکل زیر $v_c(t) = 2\cos(166 \times 10^3 t)$ جریان $i_c(t)$ را بیابید.

$v_1 = 100^{mV} \cos 10^7 t$, $v_\gamma = 0.7^V$, $v_p = -4.5^V$, $I_{DSS} = 8.7^{mA}$



ترانزیستور اصلی به منبع تغذیه متصل است.

با خطوط لبه مات با ضخامت کم.

و کاربردی پایه بیستم در مدولاسیون AM استفاده می‌شود.

می‌تواند در مدولاسیون FM.

منبع تغذیه

سیگنال مورد نظر مدولاسیون است

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject

Date

فرکانس تشدید

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \ \frac{rad}{sec}$$

انتظار همین جواب را داشتم چون 10^7 ما طرف

$$B.w = \frac{w_0}{Q} = \frac{w_0}{RCw_0} = \frac{1}{RC} = 0.333 \times 10^6 \ \frac{rad}{sec}$$

dc حالت $\Rightarrow I_{dc} = 4.3 \ mA$

$$g_{in} = \frac{I_{dc}}{V_T} = 0.165 \ S$$ ← رابطه گذشته

Fet dc حالت $\Rightarrow V_{GS_{dc}} = -2^V \Rightarrow V_{GS} = V_{GS_{dc}} + V_2 = -2 + f(t)$

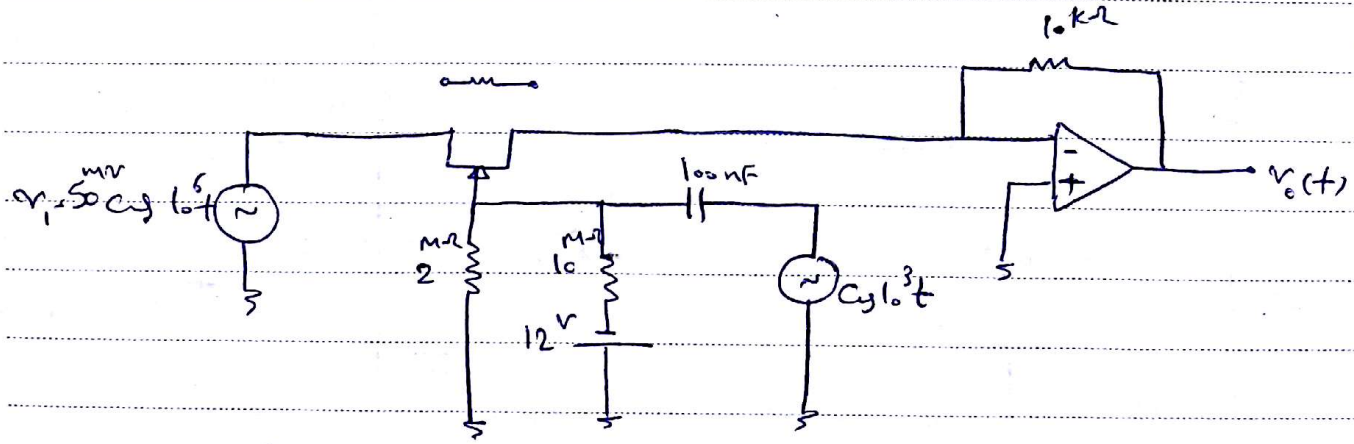
$$g_{DS} = \frac{-2 I_{DSS}}{V_p^2}(V_p - V_{GS}) = (2.15 + 0.85 f(t)) \times 10^{-3} S$$

$$i_c(t) = g_{DC} \times V_1(t) = (2.15 + 0.85 f(t)) \times 10^{-3} \times 10^{mV} \times \cos 10^7 t$$

$$\Rightarrow \boxed{i_C = i_c + I_{dc} = 4.3 + i_c}$$

مثال: در مدار شکل زیر با در نظر گرفتن $f(t) = \cos 100t$ ولتاژ خروجی را مشخص نمایید.

$$I_{DSS} = 8.7 \ mA \ , \ V_p = -4.5^V$$



PAPCO

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject
Date

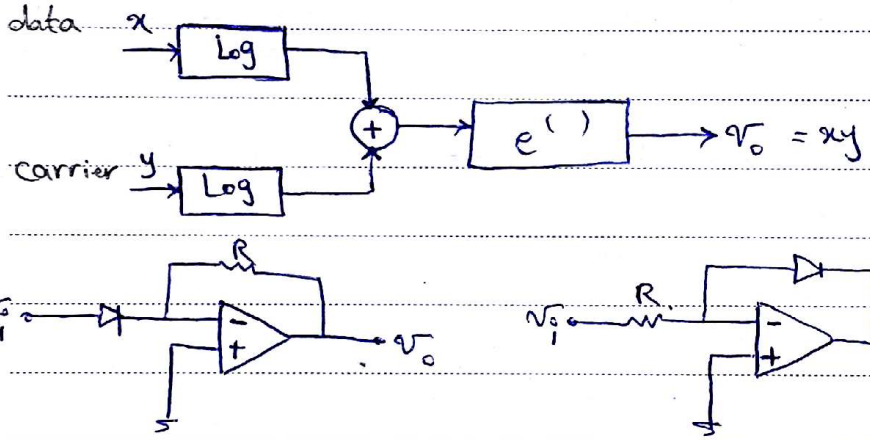
$V_{GS_{dc}} = -2^V$ ، $v_G = V_{GS_{dc}} + v_2 = -2 + f(t) \Rightarrow v_{GS} = -2 + f(t)$

$v_o(t) = \frac{-I_o^k}{v_{ds}} v_{i_1}(t) = -g_{DS} I_o^k \times v_{i_1}(t)$ ، $g_{OS} = \frac{-2I_{DSS}}{V_p^2}(V_p - V_{GS})$

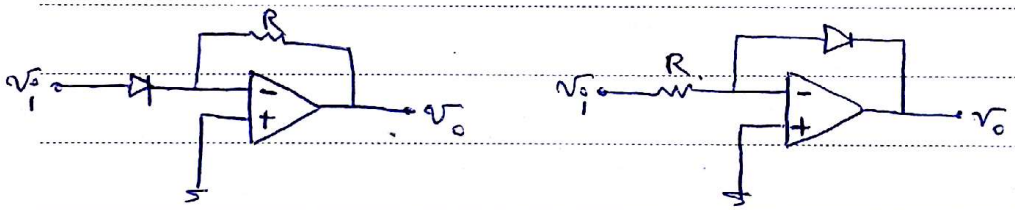
$= 2.14 + 0.87 \cos 10^3 t$

$v_o(t) = 1.07 (1 + 0.4 \cos 10^3 t) \cos 10^6 t$

حلسه ۱۵ سه شنبه ۳۰/۲۰



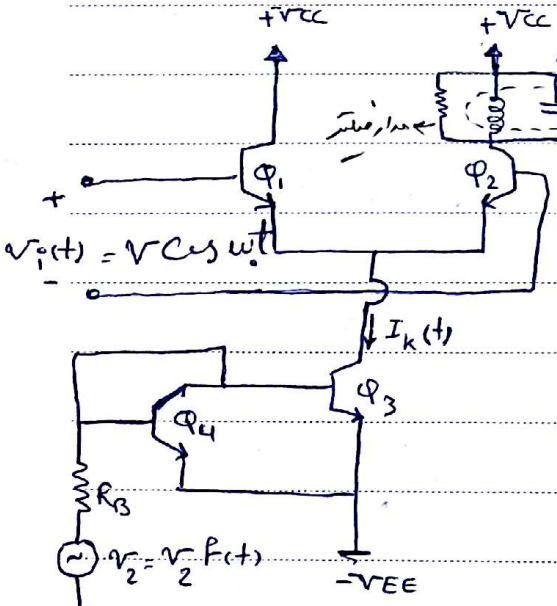
استفاده از op-Amp :



«مدار Antilog»

«مدار لگاریتم گیر»

مدار فوق برای AM نرمال تا با استفاده می شود.



آشکارساز زوج تفاضلی برای ضرب کننده :

if $x = \frac{v}{V_T}$

$I_k(t) = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B} + \frac{v_2}{R_B} f(t) = I_{k_0} + I_{k_1} f(t)$

$= I_{k_0}\left[1 + \frac{I_{k_1}}{I_{k_0}} f(t)\right] = I_{k_0}(1 + m f(t))$

Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject
Date

$$I_{c_2} = \frac{I_{k(t)}}{2}\left(1-\tanh\frac{x}{2}\cos\omega_0 t\right)$$

$$= I_{k(t)} \sum_{n=0}^{\infty} a_{2n-1}(x)\cos(2n-1)\omega_0 t + \frac{I_{k(t)}}{2}$$

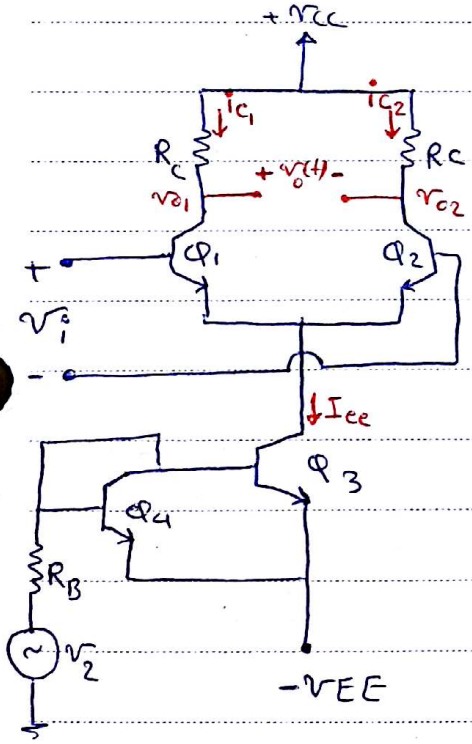
پس از ساده سازی ⟹ $v_o(t) = V_{CC} - R_L I_{k_0}\left(1+mf(t)\right) a_1(x)\cos\omega_0 t$

$$I_K(t) = I_{k_0}\left[1+mf(t)\right] > 0 \Rightarrow m = \frac{I_{k_1}}{I_{k_0}} < 1$$

AM نرمال را ایجاد می‌کند.

از جمله معایب این مدار استفاده از بلف و فازن است که ایجاد هزینه دارند.

حلول لیلیبرک: این مدار فقط ترانزیستوری است و فیلتری بدون هزینه دارد.



$$i_{c_1} = \frac{I_{ee}}{2}\left(1+\tanh\frac{v_1}{2v_T}\right)$$

$$i_{c_2} = \frac{I_{ee}}{2}\left(1-\tanh\frac{v_1}{2v_T}\right)$$

$$v_o(t) = v_{o_1} - v_{o_2}$$

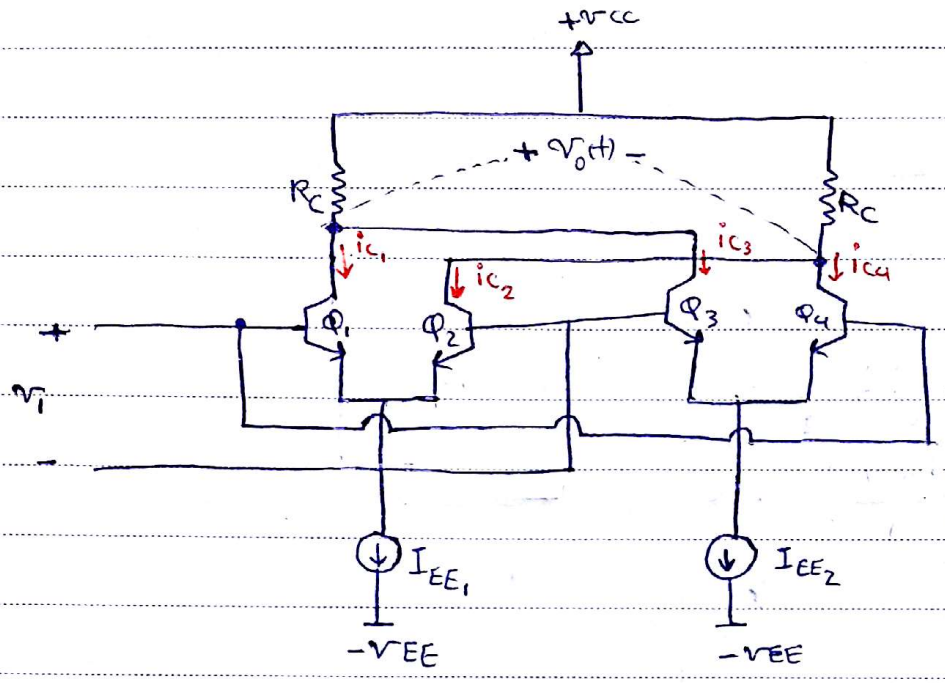
$$\left[v_{cc} - R_C\frac{I_{ee}}{2}\left[\left(1+\tanh\frac{v_1}{2v_T}\right)\right]\right]$$

$$-\left[v_{cc} - R_C\frac{I_{ee}}{2}\left(1-\tanh\frac{v_1}{2v_T}\right)\right]$$

$$= -R_C I_{ee}\tanh\frac{v_1}{2v_T} = -R_C\left(\frac{v_{EE}+(-v_{BE})}{R_B} + \frac{v_2}{R_B}\right)\tanh\frac{v_1}{2v_T}$$

$$= k\tanh\frac{v_1}{2v_T} + k v_2 \tanh\frac{v_1}{2v_T}$$

PAPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner



در این حالت منبع دومی وجود ندارد

$$v_o(t) = v_{c_1} - v_{o_2} = [V_{cc} - R_C(i_{c_1} + i_{c_3})] - [V_{cc} - R_C(i_{c_2} + i_{c_4})]$$

$$= -R_C[(i_{c_1} - i_{c_2}) - R_C(i_{c_3} - i_{c_4})]$$

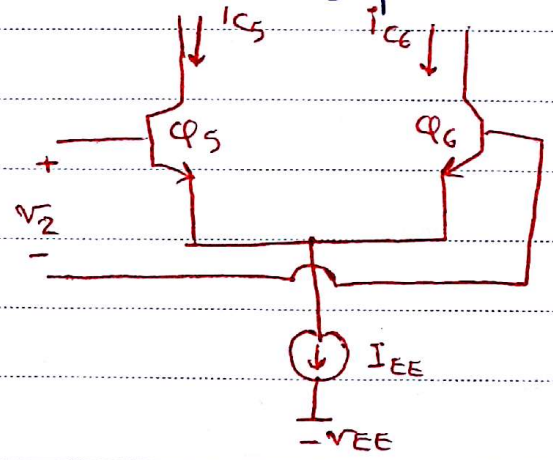
$$= -R_C\left[\frac{I_{EE_1}}{2}\left(1 + \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right) - \frac{I_{EE_1}}{2}\left(1 - \tanh\frac{v_1}{2V_T}\right)\right]$$

$$- R_C\left[\frac{I_{EE_2}}{2}\left(1 + \tanh\frac{-v_1}{2V_T}\right) - \frac{I_{EE_2}}{2}\left(1 - \tanh\frac{-v_1}{2V_T}\right)\right]$$

$$= \cdots$$

$$v_o(t) = -R_C(I_{C_5} - I_{C_6})\tanh\frac{v_1}{2V_T} = -R_C I_{EE}\tanh\frac{v_2}{2V_T}\cdot\tanh\frac{v_1}{2V_T}$$

برای حالتی است که به جای منبع جریان یک زوج تفاضلی قرار می‌دهیم

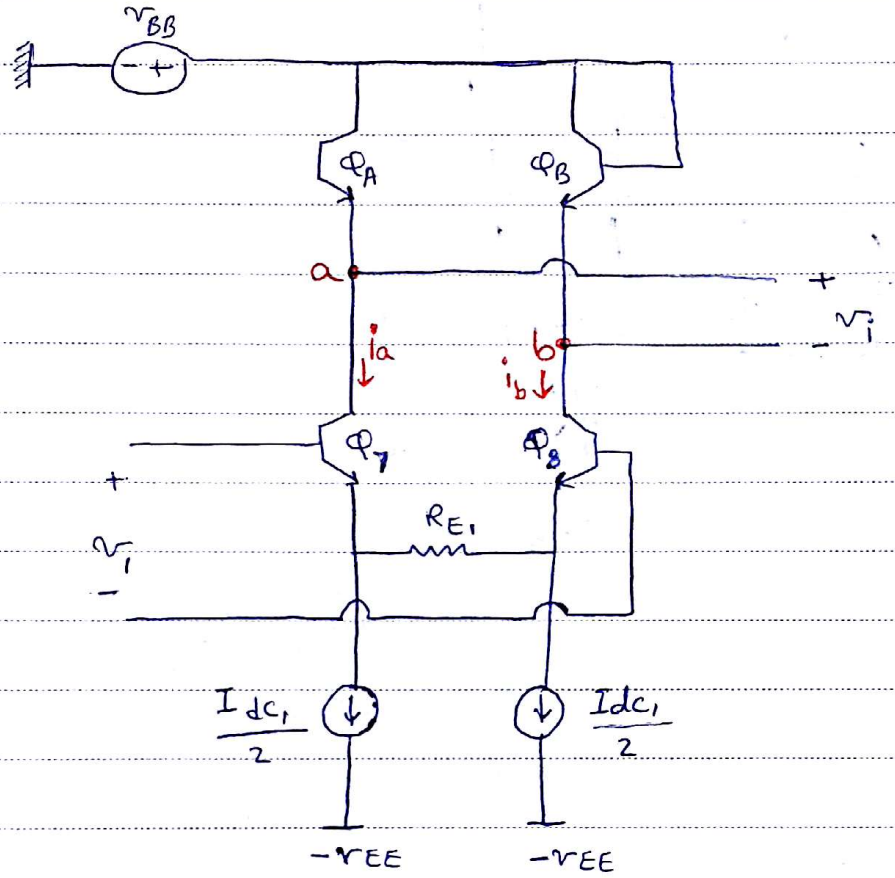


Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject

Date

حال این مدار به شکل تا اضافه می‌کنیم تا $\tanh$ را ظاهر کند



$$V_a = V_{BB} - V_T \ln \frac{I_a}{I_S}$$

$$V_b = V_{BB} - V_T \ln \frac{I_b}{I_S}$$

$$\Rightarrow \quad V_a - V_b = V_T \ln \frac{I_a}{I_b}$$

$$\frac{I_b}{I_a} = e^{V_i/V_T}$$

$$\frac{I_b - I_a}{I_b + I_a} = \frac{e^{V_i/V_T} - 1}{e^{V_i/V_T} + 1} = \tanh \frac{V_{i1}}{2V_T}$$

$$I_b - I_a = (I_b + I_a) \tanh \frac{V_i}{2V_T}$$

$$I_b + I_a = I_{dc_1} \;,\; I_b - I_a = \frac{-2V_1}{R_{E1}} \quad \Rightarrow$$

P4PCO

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner

Subject
Date

$$I_a = \frac{I_{dc_1}}{2} + \frac{v_1}{R_{E_1}} \quad , \quad I_b = \frac{I_{dc_1}}{2} - \frac{v_1}{R_E}$$

ادامه شکل‌ها در کتاب

شرایط سلول گیلبرت برای کار کردن:

Q_7 فعال ماندن: $-V_{EE} + V_\gamma < v_1 < V_{BB}$

Q_8, Q_7 قطع نشدن: $-\frac{I_{dc_1}}{2} \leq \frac{v_1}{R_{E_1}} \leq \frac{I_{dc_1}}{I_2}$

Q_5 فعال ماندن: $-V_{EE} + V_\gamma < v_2 < V_{BB} - V_\gamma$

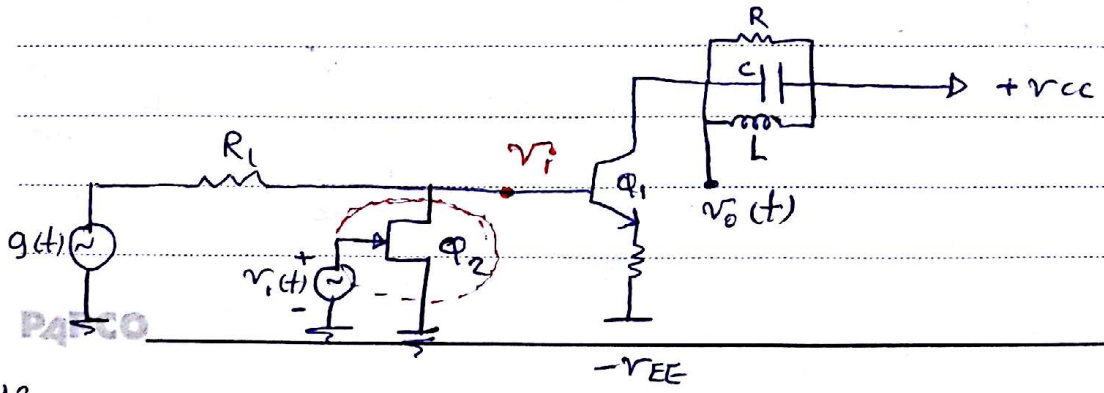
Q_6, Q_5 قطع نشدن: $-\frac{I_{dc_2}}{2} \leq \frac{v_2}{R_{E_2}} \leq \frac{I_{dc_2}}{2}$

Q_4, Q_3, Q_2, Q_1 اشباع نشدن: $R_C I_{dc_2} < V_{CC} - V_{BB} + 2V_\gamma$

مزایا سلول گیلبرت:

- v_1 و v_2 می‌توانند متقن باشند DSB
- مقادیر بزرگ v_1 و v_2
- سازگاری با تکنولوژی مدارات مجتمع

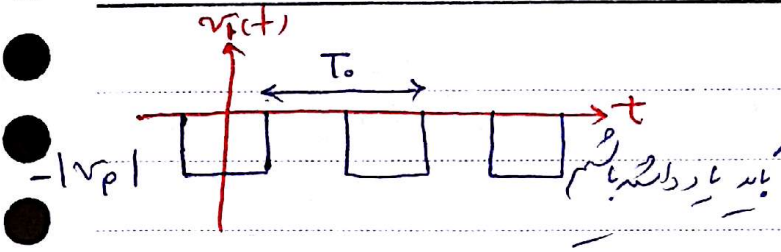
ساختار مدار کلید زنی نامتوازن با استفاده از FET:



Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject

Date



$$g_{ds} = \frac{-2I_{DSS}}{V_p^2}(V_p - V_{gs})$$

باید با دو گیت باشد

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} \qquad V_p < 0$$

$$v_i(t) = \begin{cases} \dfrac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\, g(t) & v_i = -|V_p| \\ g(t) & v_i = 0 \end{cases}$$

$$v_i(t) = g(t)\cdot S(t) + \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\left[1 - S(t)\right] g(t)$$

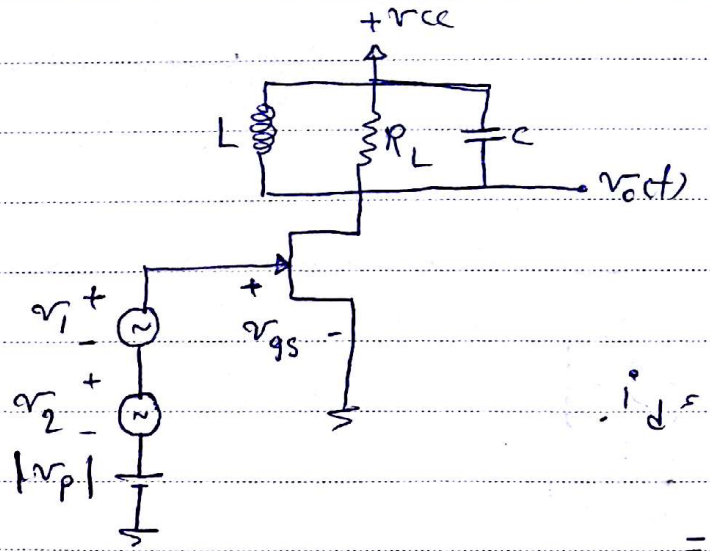
$$= g(t)\left[1 - \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\right] S(t) + \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\, g(t)$$

$$+ \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\, g(t) \quad \text{(ضریب } \cos 3\omega_0 t + \dots \text{)}$$

$$= \frac{R_1}{R_1+r_{ds}}\, g(t) S(t) + \frac{r_{ds}}{r_{ds}+R_1}\, g(t) = \frac{R_1}{r_{ds}+R_1}\, g(t)\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{R}\cos\omega_0 t - \frac{2}{3\pi}\right.$$

$$i_E = \frac{v_i - V_\gamma + V_{EE}}{R_E} \longrightarrow v_o = V_{CC} - R\, i_o\Big|_{w=w_0}$$

ساختار مدولاتور AM با صرفنظر کردن از بایاس گیت:



$$v_1 = V_1 \cos w_0 t$$

$$v_2 = g(t) = A(1 + m f(t))$$

$$i_d = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_g}{V_p}\right)^2 = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_1 + v_2 - |V_p|}{V_p}\right)^2$$

$$= \frac{I_{DSS}}{V_p^2}(v_1 + v_2)^2$$

PqPCO

Scanned by CamScanner

Jozvebama.ir

Subject
Date

$$i_d(t)\Big|_{w=w_0} = \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} V_1 A(1+mF(t))\cos w_0 t$$

$$\rightarrow v_o(t) = V_{DD} - \frac{2I_{DSS} V_1 A R_L}{V_p^2}(1+mF(t))\cos w_0 t$$

$$-|V_p| \leq V_{GS} < 0 \rightarrow -|V_p| \leq V_1 + V_2 - |V_p| \leq 0$$

$$\Rightarrow 0 \leq V_1+V_2 \leq |V_p| \Rightarrow 0 \leq V_1 \cos w_0 t + A(1+mF(t)) \leq |V_p|$$

$$0 \leq \min\{V_1+V_2\} \Rightarrow 0 \leq A(1-m) - V_1$$

$$\max\{V_1+V_2\} \leq |V_p|$$

$$A(1+m) + V_1 \leq |V_p|$$

$$v_o(t) = \frac{2I_{DSS} V_1 AR}{V_p^2}(1+mF(t))\cos w_0 t =$$

$$= (1-m)\frac{I_{DSS}R}{2}(1+mF(t))\cos w_0 t$$

جلسهٔ شانزدهم چهارشنبه ۹۶/۳/۲۴

فصل 7

آشکارسازی دامنه:

در AM اطلاعات موجود در دامنهٔ سیگنال بود که توسط سیگنال آگاهی‌دهنده دریافت نمی‌شود و کل آن عملیات را انجام می‌دهد.

Scanned by CamScanner

Jozvebama.ir

Subject
Date

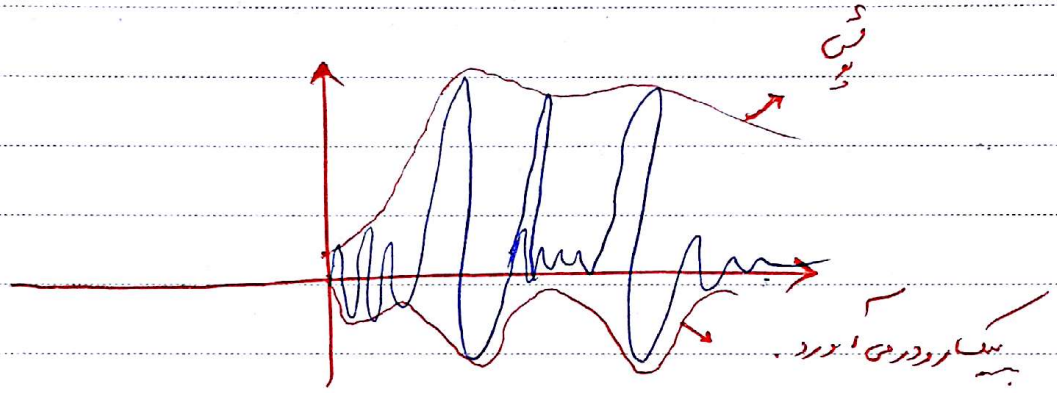
انواع روش‌های مدولاسیون دامنه:

1. مدولاسیون دامنه متوسط دوسویه
2. مدولاسیون دامنه تک‌سویه
   1.2 مدولاسیون دامنه تک‌سویه بدون حامل

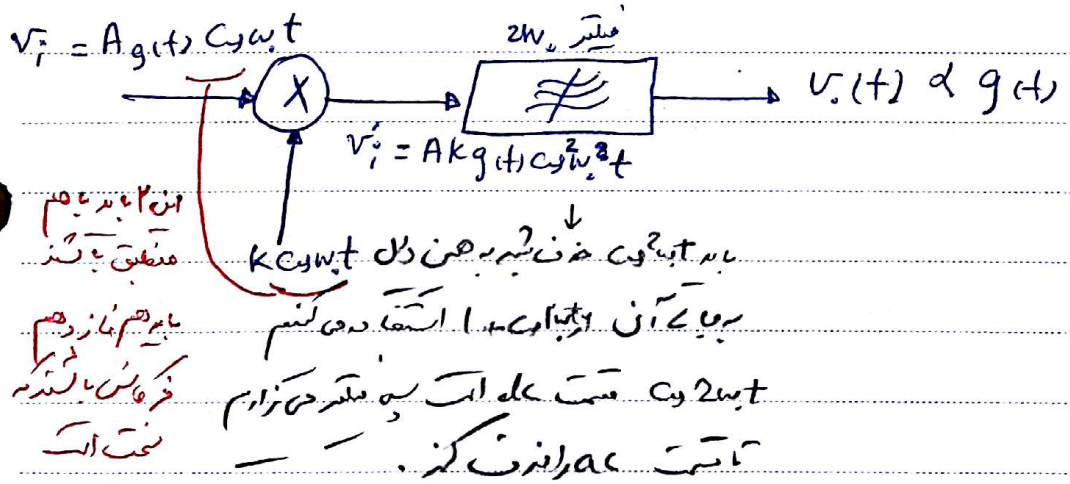
1- مدولاسیون دامنه همدوس

هاهنگ‌کردن گیرنده: زیستنده مشکل این مدولاسیون‌ها است به همین دلیل 2 مهندسی

پوش دامنه سیگنال را مشخص می‌کند پس اگر دامنه را مشخص کنیم به نوعی می‌توان به سیگنال دست یافت



مدولاسیون دامنه همدوس:



$$V_i' = Ak g(t) \cos^2 \omega_0 t = \frac{Ak}{2} g(t) + \frac{Ak}{2} \cos 2\omega_0 t$$

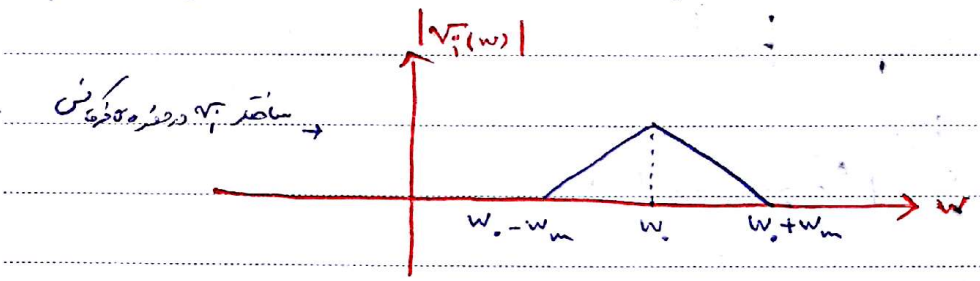
$$\Rightarrow V_o(t) = \frac{Ak}{2} g(t)$$

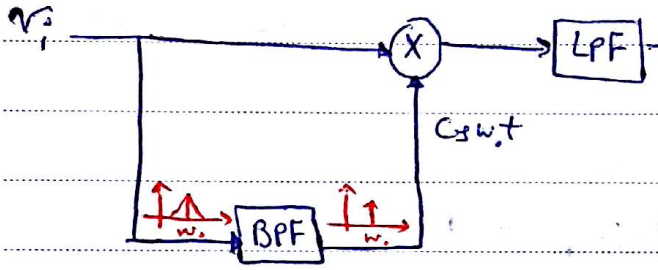
Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject
Date

آشکارساز سنکرون (همدوس) : $\cos\omega_0 t$ تولید محلی در گیرنده

$$v_i(t) = k g(t) \cos\omega_0 t = A(1 + m f(t)) \cos\omega_0 t$$





ω_0 را از توی سیگنال میاورد BPF

میشود $\cos\omega_0 t$ در سیگنال ضرب

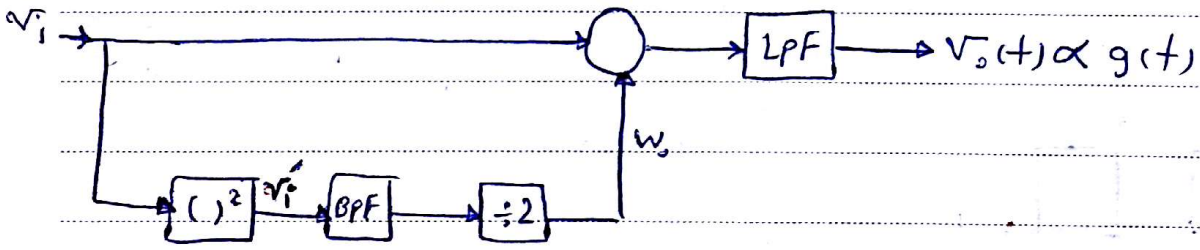
میشه و از سیگنال پهن ردش میشه خروجی

میشه $g(t)$ ولی این به من کاری نداره

نمیشه با BPF شکارش کنه فقط

ω_0 را از توش در میاره و در دو فرکانس این کار را کرده و همش از سیگنال هم توش هست پس

مکانیزم اسیلاتور برای (AM-DSB)



$$v_i' = k^2 g^2(t) \cos^2\omega_0 t = \frac{k^2 g^2(t)}{2} + \frac{k^2 g(t)^2}{2} \cos 2\omega_0 t$$

$\frac{k^2 g^2(t)}{2}$ ← LPF که از اینجا مقدار dc را رد میکند

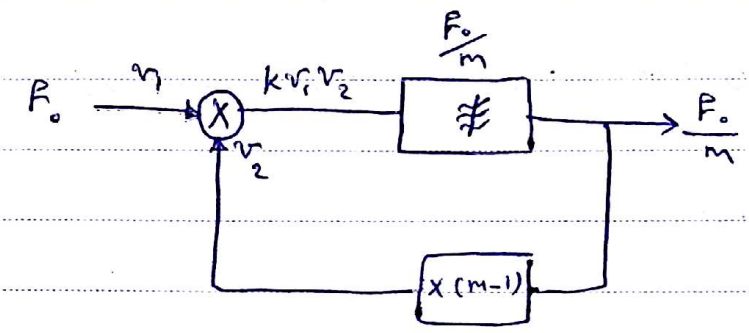
$\frac{k^2 g(t)^2}{2}$ ← مطلوب ما بود ولی چون پهن بود

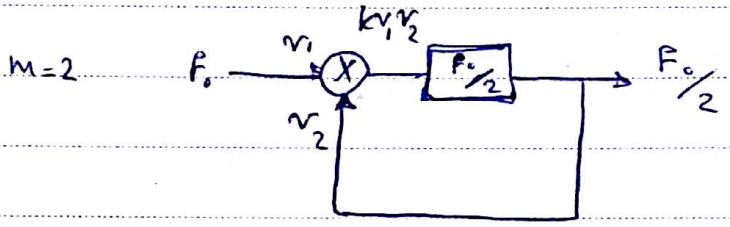
2 ÷ کردیم

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

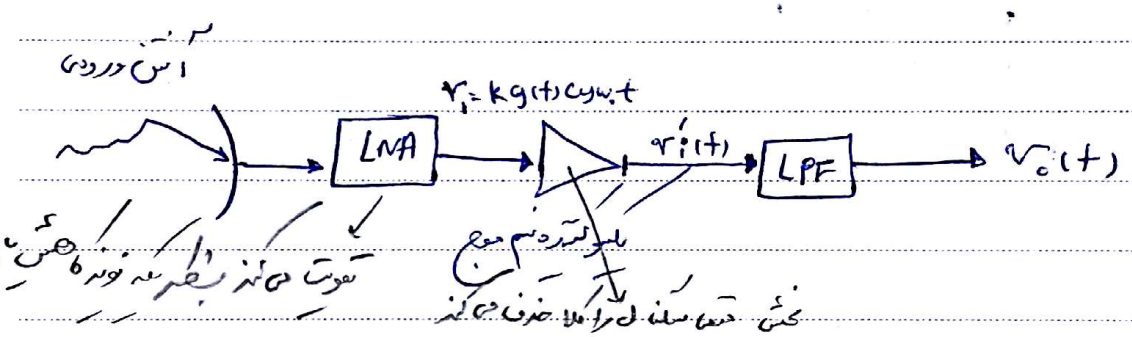
Subject
Date

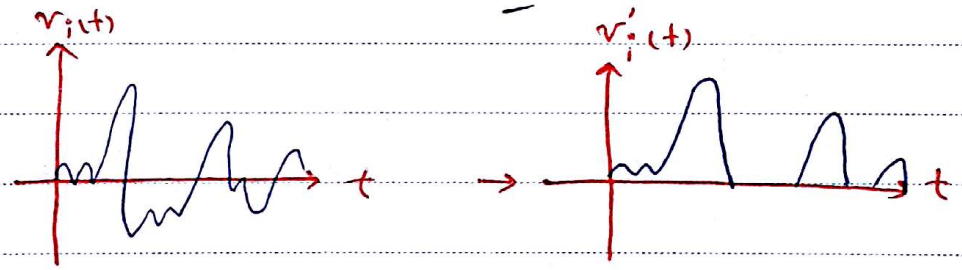
ضرب کننده فرکانسی :

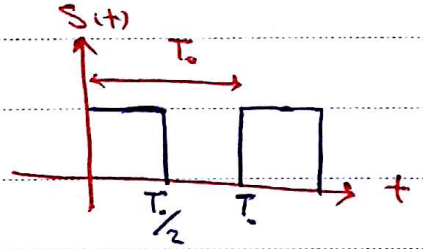




گیرنده سوپرهترودین :







فقط قسمت مثبت دارد

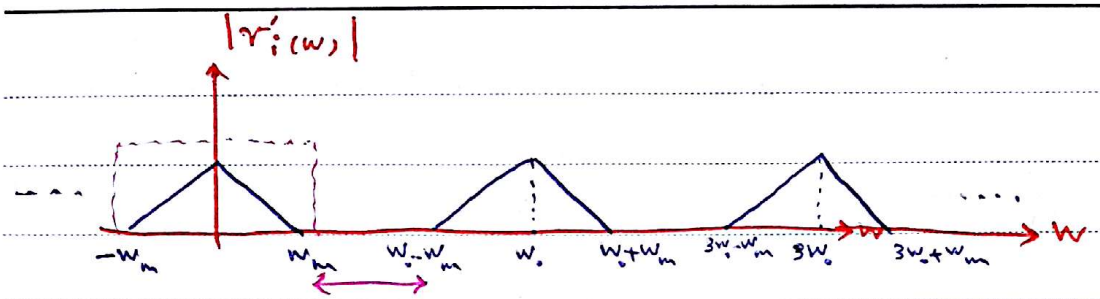
$$v_i'(t) = v_i(t) \cdot S(t) = kg(t)\cos\omega_0 t\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_0 t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_0 t + \cdots\right]$$

$$= \frac{1}{\pi}kg(t) + \frac{1}{2}kg(t)\cos\omega_0 t + \cdots \cos 3\omega_0 t \cdots$$

LPF توابع دارد که بخش اطلاعاتی را بدون (delay) و $\frac{1}{\pi}$ برابر و ضعیف کرده ω_0 را از دامنه حذف می‌کند.

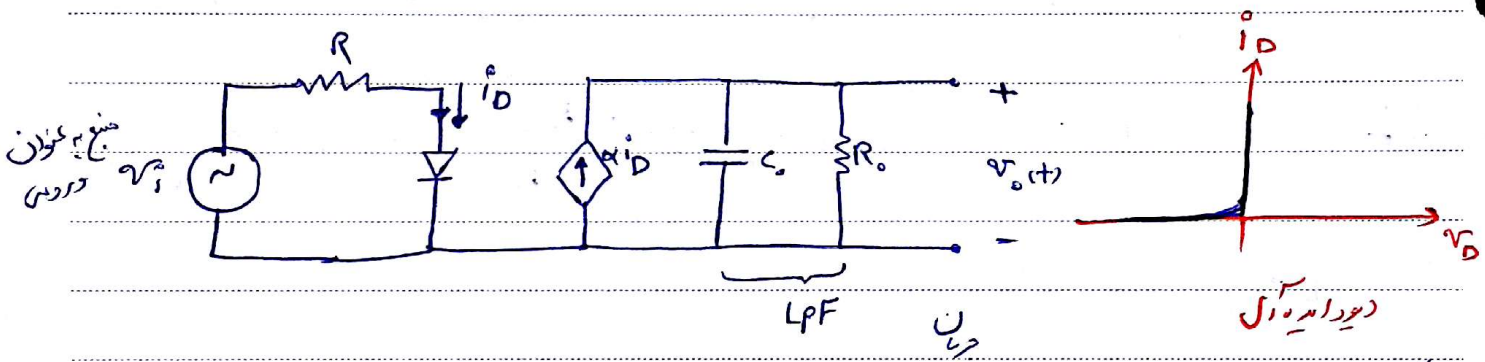
P4PCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date



$w_0 - w_m > w_m \Rightarrow \frac{w_0}{2} > w_m$

آشکارساز سیگنال AM به روش متوسط‌گیری:



دیود یکسوساز است یا جریان برقرار می‌شود و مدار نمی‌شود یا جریان صفر

$$i_D(t) = \begin{cases} \frac{v_i(t)}{R} & v_i(t) > 0 \\ 0 & v_i(t) < 0 \end{cases}$$

$v_i = V \cos w_0 t$

دارم منبع را در حالت خاص که فقط دامنه ثابت است در نظر می‌گیرم بدون $g(t)$.

قطع و وصل می‌کند و فقط است می‌توسط $S(t)$

و اینها هم همینطوری عمل می‌کند جریان

$$i_D(t) = \frac{v_i(t)}{R} \cdot S(t) = \frac{V \cos w_0 t}{R}\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos w_0 t + \dots\right)$$

متوسط گرفتن این می‌شه فقط این متوسط می‌شه $\frac{V}{\pi R}$

$$= \frac{V}{\pi R} + \frac{V}{2R}\cos w_0 t + \dots$$

پس باید یک سلف بزارم (LPF) که اینا رو حذف کنه

چون هدفمون محاسبه متوسط ولتاژ است هم باید v_{max} و هم v_{min} حساب بکنیم برای اینکه از i_D متوسط بگیرم.

هدف ما این است

$$\Rightarrow v_0(t) = \alpha \bar{i}_D \cdot R_0 = \left(\alpha \frac{R_0}{\pi R}\right) V$$

PqPCO

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

- اگر دیود ما دارای ولتاژ هدایت V_γ باشد (خلاصه‌ی ال بگیر):

$$i_D(t) = \begin{cases} \dfrac{v_i(t) - V_0}{R} & v_i(t) > V_0 \\ 0 & v_i(t) < V_0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow v_0(t) = \alpha \bar{i}_D R_0 = \frac{\alpha V R_0}{\pi R} - \frac{\alpha V_0 R_0}{2R}$$

ما تا اینجا ورودی را ثابت در نظر گرفتیم و حال اگر بخواهیم برای تغییرات ورودی $g(t)$ هم داشته باشیم:

$$\text{if } v_i(t) = g(t)\cos\omega_0 t \Rightarrow v_0(t) = \frac{\alpha R_0}{\pi R} g(t) - \frac{\alpha V_0 R_0}{2R}$$

$$i_D = i_{ES}\, e^{\frac{v_0}{V_T}}$$

این زوج رابطه را هم داشته باشید.

$$v_0 = V_T\left(5 - \frac{\ln R I_{ES}}{V_T}\right)$$ ← v_0 همان v_{out} یا $v_0(t)$ است.

$$\bar{I}_D = \frac{V_0}{R} F\left(\frac{V}{V_0}\right)$$

$$F\left(\frac{V}{V_0}\right) = \frac{1}{\pi}\left[\sqrt{\left(\frac{V}{V_0}\right)^2 - 1} - \cos^{-1}\left(\frac{V_0}{V}\right)\right]$$

رابطه فوق بصورت خطی در می‌آید $\frac{V}{V_0} > 4$

حالت دینامیکی:

$v_i(t) = \cos\omega_0 t$ (دامنه تغییر نکند)

حالت استاتیکی:

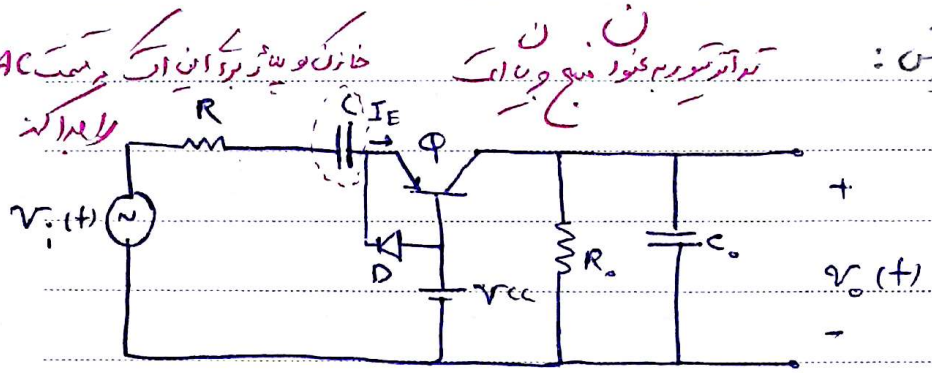
$v_i(t) = g(t)\cos\omega_0 t$ (دامنه تغییر کند)

$$v_0(t) = \begin{cases} \dfrac{\alpha R_0 V}{\pi R} - \dfrac{\alpha R_0 V_0}{2R} \\ \dfrac{\alpha R_0}{\pi R} g(t) - \dfrac{\alpha R_0 V_0}{2R} \quad g(t) > 4V_0 \end{cases}$$

PqPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

ساختار تقویت‌کننده AM به روش تغییر سطح بایاس:



مراحل طراحی تقویت‌کننده:

1. V_0 حدوداً برابر 0.2^V است و از رابطه $V_0 = V_T\left[5 - \ln\frac{R I_{ES}}{V_T}\right]$ می‌توان مقدار R را به دست آورد.

2. ترانزیستور را باید وارد حالت اشباع کرد. با علم بودن ورودی و ولتاژ تغذیه می‌توان از روی این شرط (حالت اشباع) مقدار مناسبی برای R_0 به دست آورد.

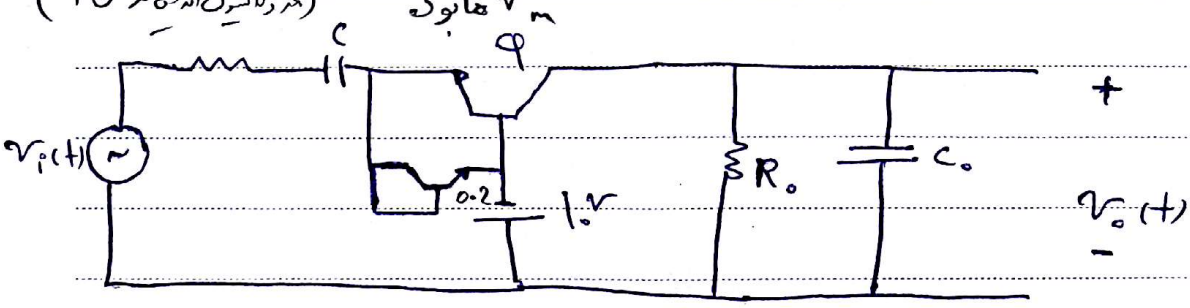
3. برای فیلتر خروجی (LPF) با فرکانس قطع $W_c = \frac{1}{R_0 C_0}$ باید بزرگتر از W_m انتخاب شود.

4. خازن ورودی در فرکانس حامل باید اتصال کوتاه شود. $\left(\frac{1}{C\omega_0} < \frac{R}{10}\right)$

مثال: برای تقویت‌کننده تقویت‌کننده نشان داده شده مقادیر مجهول را به نحوی محاسبه نمائید که تقویت‌کننده به صورت خطی عمل کند و مقدار $V_0(t)$ را محاسبه نمائید.

$$V_i = V_1\left[1 + 0.6\cos 10^3 t\right]\cos 10^8 t \quad , \quad I_{ES} = 2\times 10^{-7} A$$

(V_m هاکوک) (هر دلاسیون اندازه منهای آن)



Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

$$V_0 = V_T\left[5 - \frac{\ln R I_{ES}}{V_T}\right] = 197^{mV}$$

برای کلید بسته دیود روشن است

$$g(t) > 4V_0 \Rightarrow V_1 > 1.97^V \Rightarrow V_1 = 2.5^V$$

با توجه به فرمول $\Rightarrow V_0(t) = \frac{\alpha R_0}{\pi R} g(t) - \frac{\alpha R_0}{2R} V_0$

$\Rightarrow V_0(t) = -(250)^A (1 + 0.6\cos 10^3 t)\frac{R_0}{\pi} + 9.9^A R_0$ در صورتی که $\alpha = 1$

زیرا ترانزیستور قرار داده شده می‌تواند مقدار α نزدیک ۱ انتخاب کند.

ترانزیستور نباید به حالت اشباع برود:

$$V_0(t) > -10.2^V$$

$$\left[9.9 - \frac{250 \times 1.6}{\pi}\right] R_0 > -10.2^V$$

$\Rightarrow R_0 < 87^{k\Omega}$ $\qquad R_0 = 68^{k\Omega}$

$$V_0(t) = -4.7 - 3.2\cos 10^3 t$$

$$w_c = 10^9 \Rightarrow w_c = \frac{1}{R_0 C_0} \Rightarrow C_0 = 1500^{PF}$$

در پاسخ حاصل خازن C_0 باید اتصال کوتاه شود.

خازن C جداکننده dc و بیرون از محدوده فرکانسی است $C > \frac{10}{w_0 R} = \frac{10}{10^8 \times 10^4} = 10^{PF}$

در پاسخ متغیر خازن خروجی (C_0) اتصال کوتاه می‌شود:

$$\frac{1}{10^8 C_0} = 6.8^{k\Omega}$$

PAPC

آرایش مداری نزدیک می‌کند مدارهای ساده‌تر تشکیل می‌کند که خروجی‌ها را راحت‌تر محاسبه می‌کند.

Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject
Date

تمارین فصل ۴ :

۲، ۶، ۱۴، ۱۸، ۱۹

فرمول‌های فصل ۵ : ۹، ۱۴

تمارین فصل ۵ : ۳، ۵، ۹، ۱۲

فرمول‌های فصل ۶ : ۱، ۲، ۹،

تمارین فصل ۶ : ۳، ۵،

فرمول‌های فصل ۷ : ۱۳، ۱۴، ۱۶، ۱۷، ۲۲، ۲۶، ۲۷، ۲۸،

تمارین فصل ۷ : ۴، ۸،

فرمول‌های فصل ۸ : ۱، ۲، ۳، ۴، ۸، ۹، ۱۰، ۱۱، ۱۲، ۲۲، ۲۳

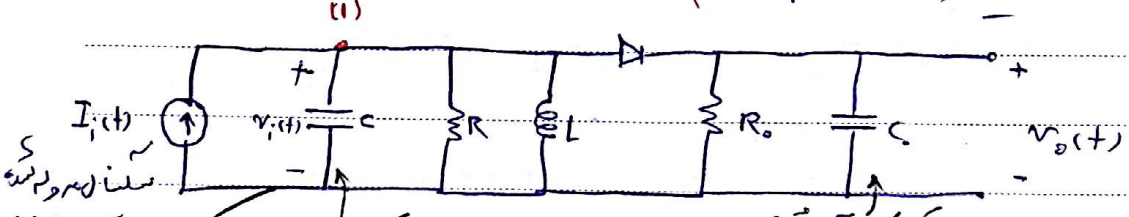
تمارین فصل ۸ : ۱، ۳، ۴،

جلسهٔ هفدهم یکشنبه ۹۶/۳/۲۷

آشکارساز پتانسیومتری (PED)

دو دسته داریم :

۱- آشکارساز تک پوشش باند باریک (NBpED)

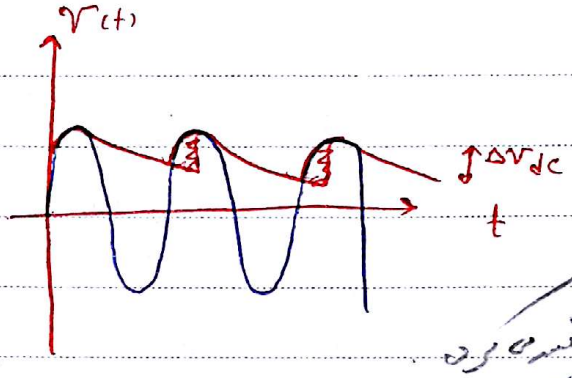


سیگنال مدوله شده AM

53

Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject
Date



همه خازن را بزرگ بگیریم

بحث استاتیکی دامنه تقسیم می‌شود و دینامیکی دامنه تقسیم می‌کند

دو بحث استاتیکی و دینامیکی :

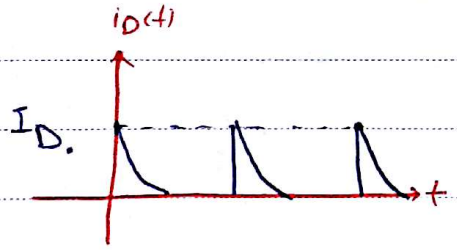
تحلیل استاتیکی (NBPED)

$I_i(t) = I_1 \cos \omega_0 t$

Q_L مدار شدید زیاد باشد کم بودن رعایت خروجی ناشی شود.

$V_i(t) = V_{DC} \cos \omega_0 t$

دیود در یک جهت عبور می‌کند در یک جهت نمی‌کند



نسبت پالس مثبت به پالس منفی دیود پالس

$i_D(t) = I_{D_0}(1 + 2\cos \omega_0 t + \dots)$

بعد از مثلث $\Rightarrow V_{DC} = R_0 I_{D_0}$

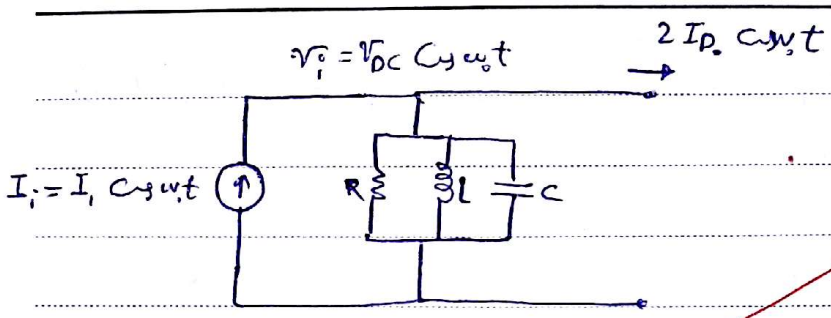
در نقطه A با توجه به KCL $\rightarrow I_1 \cos \omega_0 t = \frac{V_{DC}}{R} \cos \omega_0 t + 2 I_{D_0} \cos \omega_0 t$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{V_{DC}}{R} + 2 I_{D_0} = \frac{R_0 I_{D_0}}{R} + 2 I_{D_0}$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{D_0} = \frac{R_T}{R_0} I_1 \quad , \quad R_T = R \parallel \frac{R_0}{2}}$$

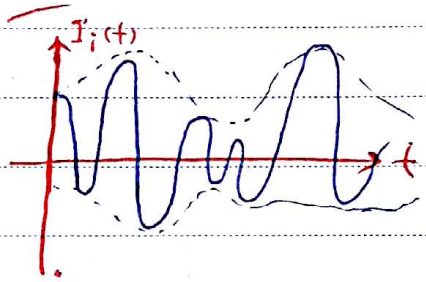
PqPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date



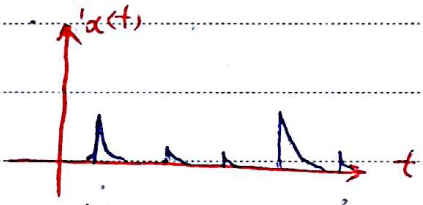
تحلیل دینامیک آشکارساز پوش باند باریک (NBPED)

$$I_i(t) = b(t)\cos\omega_0 t$$

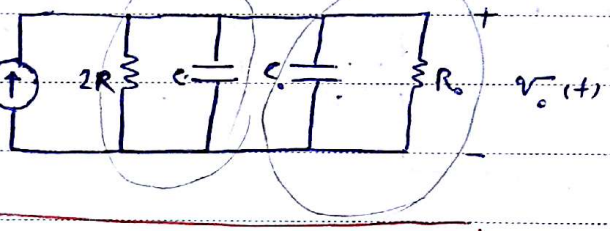


$$\Rightarrow v_i = g(t)\cos\omega_0 t$$

$$\Rightarrow i_D(t) = I_{D_0}(t)(1 + 2\cos\omega_0 t + \dots)$$



مدار معادل بایس تزریق آشکارساز ≡



$$v_0(t) = g(t) = \frac{b(t)}{2}\,2R_T \quad , \quad R_T = R \,\|\, \frac{R_0}{2}$$

شرایط عملکرد آشکارسازها:

۱. ضریب کیفیت فیلتر RLC ورودی بهره باند صوتی آن نسبت نزدیک است.

۲. مقدار ریپل در خروجی باید کم باشد $\frac{\Delta V_{dc}}{V_{dc}} = \frac{I}{R_0 C_0} \ll 1$ ، $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$

Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject
Date

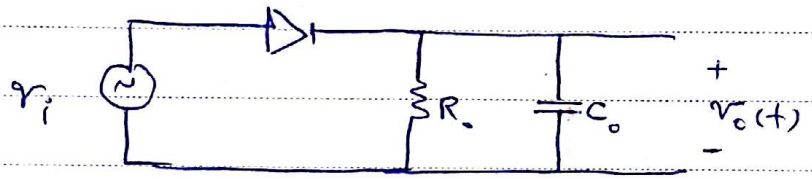
3 برای انتقال بدون اعوجاج سیگنال اطلاعات پهنای باند مورد نیاز است.

$$\frac{1}{(C+C_0)(2R_T)} \geq w_m$$

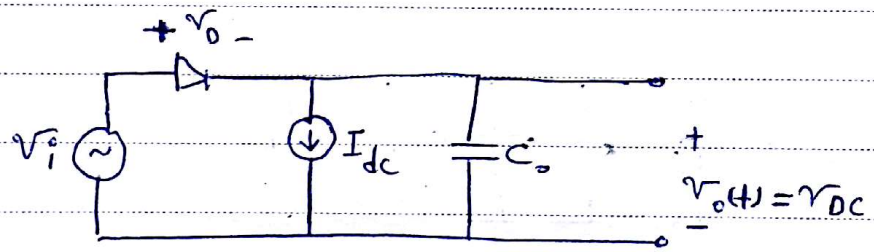
4 به شرط زیر برقرار باشد: $R_0C_0 < 2RC$

آشکارساز پیک برای باند وسیع (WBPED)

فیلتر (1)

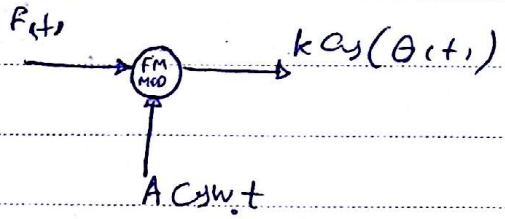


فیلتر (2)



فصل هشتم:

مدولاتور FM:



$$\theta(t) = w_0 t + \Delta w \int_0^t f(\theta)\, d\theta$$

$$w_i(t) = \frac{d\theta}{dt} = w_0 + \Delta w\, f(t)$$

در AM نویز عمدتاً روی دامنه تأثیر می‌گذارد در FM نویز روی دامنه تأثیر نمی‌گذارد به همین دلیل در FM پهنای باند بیشتر است و لذا مدولاتور FM استفاده می‌شود.

P4PCO

Subject
Date

$$v(t) = A\cos\left(\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t F(\theta)\, d\theta\right)$$

F_0 : فرکانس حامل

ΔF : انحراف فرکانسی

F_m : بالاترین فرکانس $F(t)$ در نظر می‌گیریم.

بررسی پهنای باند B.W. : FM

ابتدا با فرض اینکه $F(t)$ فرکانسی تک‌آهنگ است

$$F(t) = \cos\omega_m t \Rightarrow v(t) = A\cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sin\omega_m t\right)$$

$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$: اندیس مدولاسیون

$D = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$: نسبت انحراف فرکانسی به فرکانس حامل

$$\Rightarrow v(t) = A\cos(\omega_0 t + \beta\sin\omega_m t) = A g_1(t)\cos\omega_0 t - A g_2(t)\sin\omega_0 t$$

$$g_1(t) = \cos(\beta\sin\omega_m t) = J_0(\beta) + 2\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta)\cos(2n\omega_m t)$$

$$g_2(t) = \sin(\beta\sin\omega_m t) = 2\sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta)\sin(2n+1)\omega_m t$$

$$\Rightarrow v(t) = A\left(J_0(\beta)\cos\omega_0 t + J_1(\beta)\right)\left[\cos(\omega_0+\omega_m)t - \cos(\omega_0-\omega_m)t\right]$$

در فرکانس‌های $\pm\omega_0 \pm n\omega_m$ یک سری طیف ضعیف

رابطه کارسون : $B.W_c = 2(\beta+1)\omega_m$

Scanned by CamScanner
Jozvebama.ir

Subject
Date

در این حالت پهنای باند حلی بزرگ می‌شود $\Rightarrow \beta \gg 1 \Rightarrow B.W.(WBFM) = 2\Delta w$

$\beta \ll 1 \Rightarrow B.W.(NBFM) = 2w_m$

حد بسیار پهنای باند AM می‌باشد

روش های تولید سیگنال FM :

1 شبیه سازی معادل دیفرانسیل سیگنال FM (آشکار دیفرانسیل) بسیار همانگونه که در هم دیفرانسیل

2 شبه استاتیکی

3 تولید سیگنال مثلثی و عبور آن از یک عنصر غیرخطی برای حاقطه

4 روش آرمسترانگ

1 شبیه سازی معادل دیفرانسیل FM :

$$v(t) = A\cos\left(w_0 t + \Delta w \int_0^t f(\theta)\, d\theta\right) = A\cos(\theta_i(t))$$

$$w_i(t) = \frac{d\theta_i}{dt}$$

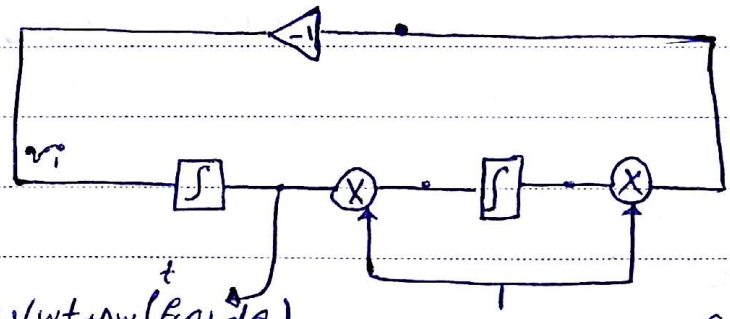
$$\Rightarrow v'(t) = \frac{dv(t)}{dt} = -A\, w_i(t) \sin\left(\int_0^t w_i(\theta)\, d\theta\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{v'(t) + w_i(t) \int_0^t w_i(\theta)\, v(\theta)\, d\theta = 0}$$

PqPCO

Jozvebama.ir

Scanned by CamScanner



با بلوک لیبرتی و op Amp می‌توان مدار رو به‌روبرو را طراحی کرد.

$v_i(t) = AC_0(w_i t + \Delta w \int_0^t f(\theta)\, d\theta)$

$w_i(t) = w_0 + \Delta w\, f(t)$

روش شبه استاتیک: در این روش از $v(t)$ به دلیل بسیار کند بودن صرف‌نظر می‌کنیم.

$$\Longrightarrow v(t) - \frac{v' w_i'}{w_0^3} + \frac{v''}{w_0^2} = 0$$

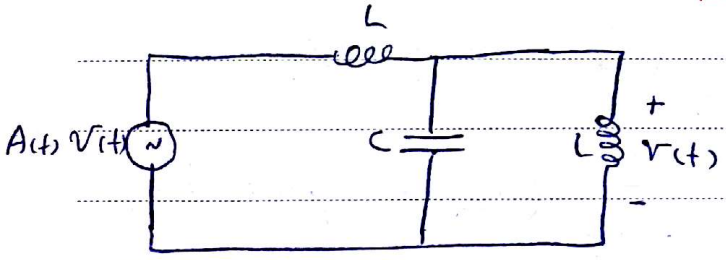
اگر از اثر جمله آخر صرف‌نظر کنیم

if $w_0 \gg \Delta w$, $w_0 \gg w_m$, $\frac{v' w_i'}{w_i^3}$ مقدار جمله کوچک است

$$\Rightarrow \boxed{v(t) - \frac{2v' w_i'}{w_0^3} + \frac{v''}{w_0^2} = 0}$$

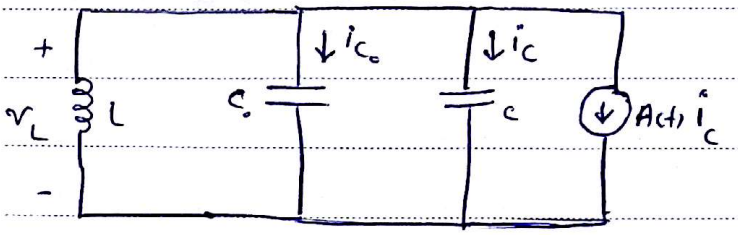
$$\boxed{v(t) + \frac{v''}{w_0^2} = 0}$$

همان معادل این رابطه



$$\boxed{v(t) + \frac{v''}{w_0^2} = 0}$$

$$\boxed{w_0(t) = \sqrt{\frac{L+L_0}{CLL_0}\left(1 + \frac{L_0 A(t)}{L_0 + L}\right)}}$$



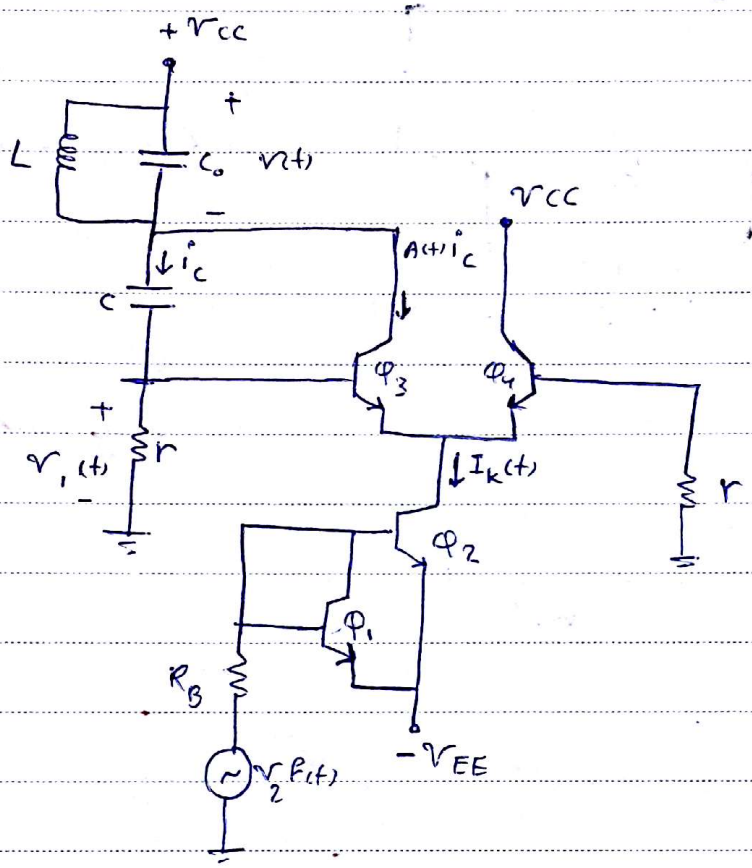
$$\boxed{v(t) - \frac{2v' w_i'}{w_0^3} + \frac{v''}{w_0^2} = 0}$$

$$\boxed{\frac{1}{w_0(t)} = \sqrt{L(C+C_0)\left(1 + \frac{CA(t)}{C+C_0}\right)}}$$

Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

مدار مدولاتور FM :



روش تقریب استاتیک :

تقاوت ۲ خیلی کوچک فرض شده در نتیجه C و L با هم موازی خواهند شد.

$$g_m(t) = \frac{1}{2} g_{m\varphi} = \frac{1}{4} \frac{I_k(t)}{V_T} = \frac{1}{4V_T} \left(\overset{dc}{I_{k_0}} + \overset{ac}{I_{k_1} f(t)} \right)$$

$$i_{C_3} = g_m(t)\, v_1(t) \approx g_m(t) \cdot r i_c = \frac{r}{4V_T} \left(I_{k_0} + I_{k_1} f(t) \right) i_c$$

$$A(t)\, i_c = (A_0 + A_1 f(t))\, i_c \Rightarrow A_0 = \frac{r I_{k_0}}{4V_T} \;,\; A_1 = \frac{r I_{k_1}}{4V_T}$$

w را با استفاده از اسیلاتور تولید می‌کنیم و همچنین به نوبه‌ی کارهایی انجام می‌گوید که تلفات سلف و خازن کاهش یابد.

مراجعه گردد به شکل مدار در کتاب

PqPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)(1+B)}} \qquad \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{-B\left(\frac{I_{K_1}}{I_{K_0}}\right)}{2(1+B)} \qquad B = \frac{Cr\, I_{K_0}}{4V_T + (C+C_0)}$$

$$I_K(t) = I_{K_0} + I_{K_1} F(t), \quad I_{K_0} = \frac{V_{EE} - V_\gamma}{R_B}, \quad I_{K_1} = \frac{V_2}{R_B}$$

یعنی $I_{K_1} \simeq I_{K_0} \Rightarrow B = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$

$$\frac{B V_t \Phi_T}{I_{K_0} R_{Loss}} < 0.1, \quad \Phi_T = R_{Loss}(C+C_0)\omega_0$$

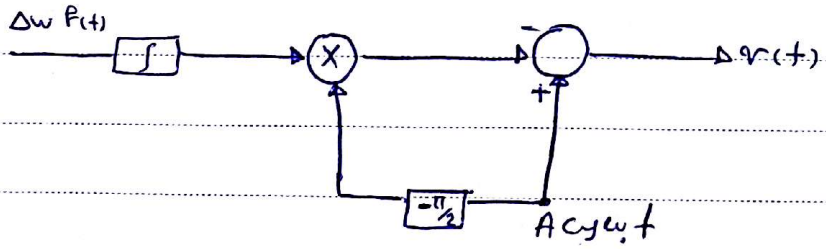
روش آرمسترانگ جهت تولید FM:

$$v(t) = A\cos(\omega_0 t + \Delta\omega \int F(\theta)\, d\theta) = A\cos\omega_0 t \cdot \cos(\Delta\omega \int F(\theta)\, d\theta) - A\sin\omega_0 t \sin(\Delta\omega \int F(\theta)\, d\theta)$$

در صورتی که $\Delta\omega \int F(\theta)\, d\theta$ مقدار NBFM باشد:

$$v(t) \simeq A\cos\omega_0 t - A(\Delta\omega \int F(\theta)\, d\theta)\sin\omega_0 t$$

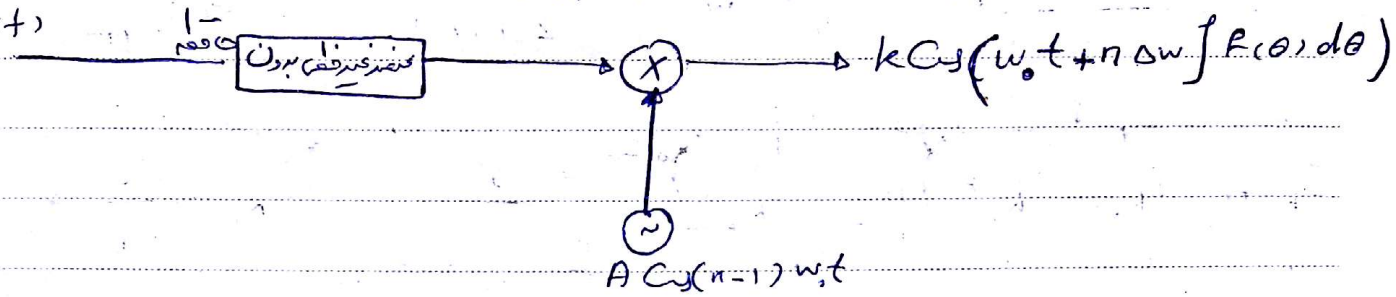
مدولاتور فوق با یک AM مدولاتور قابل پیاده‌سازی است



P4PCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

Subject
Date

$\cos(n\omega_0 t + n\Delta\omega \int f(\theta) d\theta)$: WBFM روش



PqPCO
Jozvebama.ir
Scanned by CamScanner

جزوه باما

دانلود جزوات ، نمونه سوالات
و پاورپوینت های دانشگاهی

Jozvebama.ir

Jozvebama.ir