به‌نام‌خدا

سایت گروه آموزشی آلم

ابتدایی، راهنمایی، دبیرستان، کنکور و دانشگاه

www.g-alm.ir	
www.g-alm.ir/ac	دانشگاه
www.g-alm.ir/forum	انجمن
www.g-alm.ir/azmoon	آزمون های آلم
www.g-alm.ir/shop	فروشگاه
www.film.g-alm.ir	فیلم های آموزشی

جزوه درس:

مدارهای آنالوگ

هر آنچه که در این جزوه می خوانید حاصل زحمات دانشجویان دانشگاه صنعتی شریف می‌باشد که دانسته‌های خود از حضور در کلاس استاد محترم، دکتر شعبانی را مکتوب کرده اند.

استفاده از این جزوات برای تمامی دانشجویان کاملا رایگان می‌باشد.

Subject:......................... Date: / /

مدارهای آنالوگ

الکترونیک : مدارهای گسسته

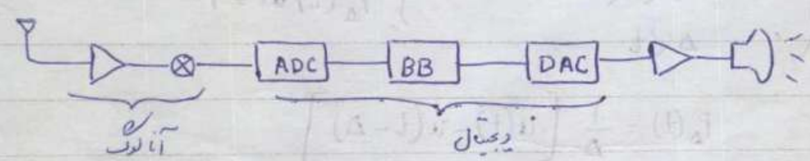
میکروالکترونیک ، مدارهای مجتمع ← میکروپروسسور (MP ۳mm×۳mm) ← دیود، ترانزیستور، opAmp

سیستم مخابراتی :

طول موج ۱/۵ ~ طول آنتن :

* محدود شدن ← افزایش فرکانس ← کاهش طول موج ← کاهش طول آنتن

فرستنده



گیرنده

سیگنال : کمیت فیزیکی متغیر با زمان یا مکان که حاوی اطلاعات مفید است.
نویز : " " " " " " " غیرمفید " .

* سیگنال و نویز هر دو حاوی انرژی هستند.

* هدف ما در مدار آنالوگ طراحی مدار برای تقویت و آشکارسازی سیگنال و حذف نویز است :

سیگنال
- دیجیتال و آنالوگ.
- پیوسته و گسسته
- پریودیک و غیر پریودیک { تصویر / صوت
  - سینوسی
  - مربعی
  - ضربان قلب

حد

Subject:................................ Date: / /

ساده‌ترین سیگنال ⟵ سینوسی $A\sin(\omega t+\varphi)$

* سیگنال‌های متداول :

① مقدار ثابت $f(t)=k$

② سینوسی $f(t)=A\sin(\omega t+\varphi)$

③ پله واحد $u(t)\begin{cases}0 & t<0\\ 1 & t>0\end{cases}$ مانند یک سوییچ عمل می‌کند.

④ سیگنال پالس به عرض Δ :

$$P_\Delta(t)=\begin{cases}0 & t<0\\ 1/\Delta & 0<t<\Delta\\ 0 & \Delta<t\end{cases}\qquad \int_0^\infty P_\Delta(t)\,dt=1$$

$$P_\Delta(t)=\frac{1}{\Delta}\left[u(t)-u(t-\Delta)\right]$$

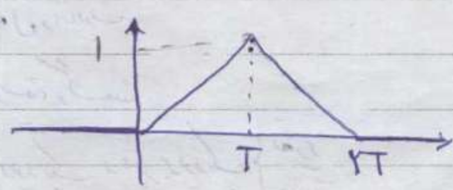
⑤ تابع شیب واحد

$$r(t)=t\,u(t)$$

$$r(t)\begin{cases}t & t>0\\ 0 & t<0\end{cases}\qquad r(t)=\int_{-\infty}^{t}u(\lambda)\,d\lambda\qquad u(t)=\frac{dr(t)}{dt}$$

⑥ مثلثی :

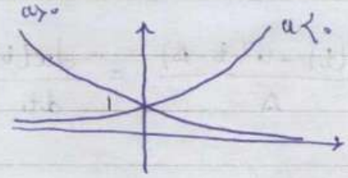
$$\frac{1}{T}\left[r(t)-2r(t-T)+r(t-2T)\right]$$



Subject: .... Date: / /

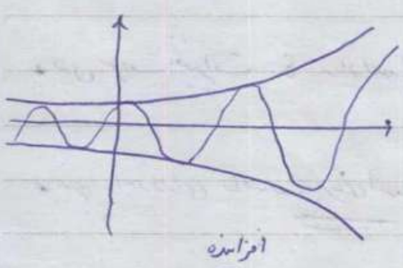
⑦ نمایی

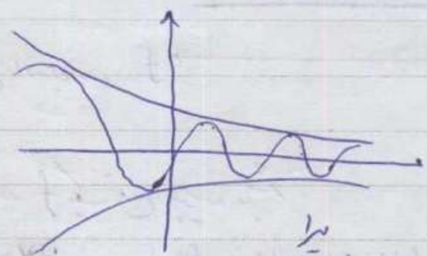
$f(t) = e^{-at}$



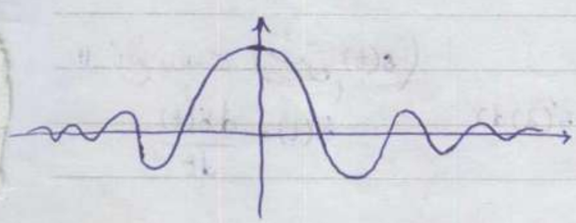
⑧ نمایی افزاینده و میرا

$f(t) = e^{-at}\cos(\omega t + \varphi)$





⑨ سینک $(\mathrm{sinc}(t))$



$\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{sinc}(t) = 1$

$\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{sinc}^2(t) = 1$

(OFDM : سیستم های)

$\int_{-\infty}^{\infty} |\mathrm{sinc}\, t|$ نامعین

* این سیگنال در حوزه فرکانس یک پالس مربعی است.

⑩ ضربه واحد

$\delta(t) \begin{cases} 0 & t \neq 0 \\ C & t = 0 \end{cases}$ مقدار ویژه

$\int_{-2}^{2} \delta(t)\, dt = 1 = \int_{0^-}^{0^+} \delta(t)\, dt$

$$\delta(t) = \lim_{\Delta\to 0} P_\Delta(t) = \lim_{\Delta\to 0} \frac{u(t)-u(t-\Delta)}{\Delta} = \frac{du(t)}{dt}$$

$$u(t) = \int_{-\infty}^{t} \delta(\lambda)\,d\lambda$$

* این سیگنال در حوزه‌ی فرکانس یک خط راست است (افقی)

* چون سرعت تغییرات δ زیاد است همه‌ی فرکانس‌ها را در بر دارد.

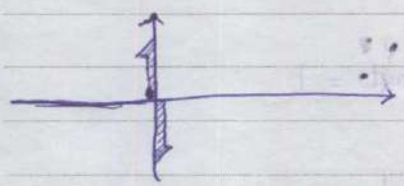
* ضربه واحد دارای خاصیت غربالی است. فرض کنید f یک تابع پیوسته باشد.

$$\int_{-\gamma}^{\gamma} f(t)\,\delta(t)\,dt = f(0) \qquad \forall \gamma > 0$$

انتگرال جزء به جزء

۱۱- تابع دوبلت (مشتق $\delta(t)$)

$$\delta(t)\begin{cases} 0 & t \neq 0 \\ \text{ویژه} & t = 0 \end{cases} \qquad \delta(t) = \int_{-\infty}^{t} \delta'(\lambda)\,d\lambda \qquad \delta'(t) = \frac{d\delta(t)}{dt}$$



$$f'(0) = \int_{-\gamma}^{\gamma} f(t)\,\delta'(t)\,dt$$

* سیستم: مجموعه‌ای از اجزا که طبق دستورالعمل مشخص در ازای یک ورودی معین یک خروجی معین تولید می‌کند.

سیستم:
- علی و غیرعلی
- دیجیتال و آنالوگ و mixed
- خطی و غیرخطی
- مستقل از زمان و وابسته به زمان

Subject:................ .... Date: / /

کمیات اصلی الکتریکی :

انرژی (w) توانایی انجام کار

توان (P) نرخ زمانی تبدیل انرژی $P = \frac{dw}{dt}$

بار الکتریکی (q) خاصیت الکتریکی با واحد کولن

جریان الکتریکی نرخ زمانی عبور بار الکتریکی از یک سطح $i = \frac{dq}{dt}$

ولتاژ الکتریکی توانایی تبدیل انرژی به هنگام انتقال بار الکتریکی

فرکانس

* دو دسته ی کلی مدارها :

مدارهای فشرده ← ابعاد مدار در مقابل طول موج بسیار کوچک است

مدارهای گسترده ← " " " " قابل مقایسه است و در مدار مقدار است و بنابراین ولتاژ و جریان تابعی از مکان و زمان است.

مدارهای گسسته

مدارهای مجتمع ← سیلیکان (Si)

* در مدارهای فشرده سرعت انتشار موج در مدار قابل صرف نظر کردن است و به سرعت تغییرات اعمال و منتشر می شود.

در این مدارها ولتاژ و جریان تنها تابعی از زمان است (نه مکان)

* عناصر اصلی الکتریکی :

فعال ← تولید کننده ی انرژی ← منبع ولتاژ و جریان

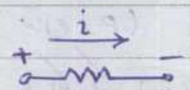
غیرفعال ← مصرف کننده انرژی ← مقاومت

غیرفعال ← ذخیره کننده انرژی ← خازن و سلف

Shamime Danesh

* این عناصر الکتریکی می‌توانند وابسته و یا مستقل باشند

المان دوطرفی (two-port) ، المان چهارطرفی (four-port)



* جریان قراردادی ← جریان از سمت + ولتاژ وارد عنصر می‌شود.

اعمال جهت قراردادی برای توان می‌تواند مثبت باشد. $p(t)=v(t)i(t)$

توان { + مصرف انرژی ، − تولید انرژی

مقاومت :

$$R=\{(v,i) \mid f_R(v,i,t)=0\}$$

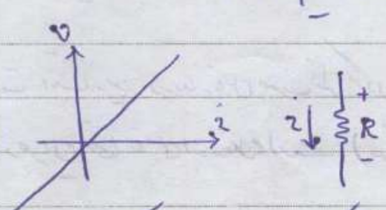
مقاومت { خطی (Linear) ، غیرخطی (non linear)

مقاومت { تغییرپذیر با زمان (TV) ، تغییرناپذیر با زمان time invariant (TI)

* بنابراین در حالت کلی ۴ نوع مقاومت خواهیم داشت.

* مقاومت LTI : المان دوسر

$v(t)=Ri(t)$



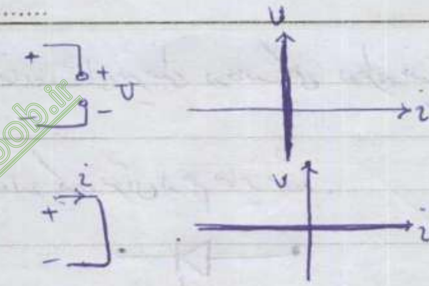
* مقاومت یک المان غیرفعال است که انرژی الکتریکی را به حرارت تبدیل می‌کند.

$$P=\frac{1}{t_2-t_1}\int_{t_1}^{t_2} R i^2(t)\,dt=\int_{t_1}^{t_2}\frac{v^2(t)}{R}\,dt$$

جریان DC : $P=RI^2=\frac{V^2}{R}$

جریان سینوسی : $P=\frac{RI_p^2}{2}=\frac{V_p^2}{2R}$

Subject: .... Date: / /

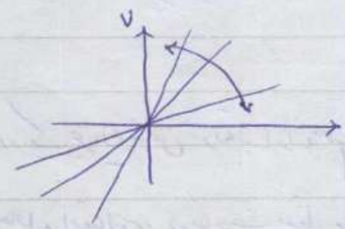


* اگر شیب به بی نهایت رود.

* اگر شیب به صفر میل کند

* مقاومت LTV

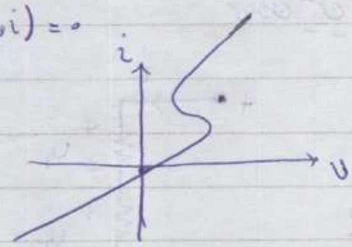
$v(t) = R(t)\, i(t)$

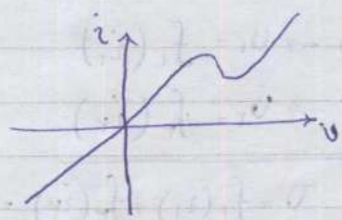


شیب وابسته به زمان

* مقاومت غیرخطی (NLTI)

$f_R(v,i) = 0$





$v = f(i)$

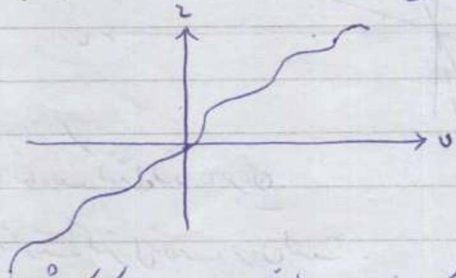
مقاومت غیرخطی کنترل شده به وسیله جریان

(لامپ گازدار)

$i = f(v)$

مقاومت غیرخطی کنترل شده بوسیله ولتاژ

(دیود تونلی)



مقاومت غیرخطی کنترل شده به وسیله ولتاژ و جریان

(افزایشی یکنوا)

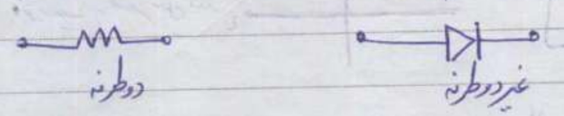
* مقاومت ها در صورتی دوطرفه اند که نسبت به مبدا متقارن اند و با برعکس گذاشتن آنها در مدار تغییری ایجاد نمی شود.

$f(v,i) = f(-v,-i)$

Subject:.................................... Date: / /

* مقاومت های خطی دوطرفه اند و مقاومت های غیرخطی در حالت کلی دوطرفه نیستند.

* در مورد یک عنصر دوطرفه لزومی ندارد که دو سر آن از هم متمایز شوند.



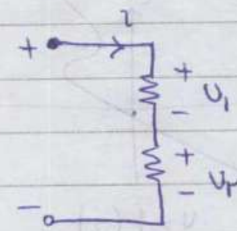
اتصال سری مقاومت ها:

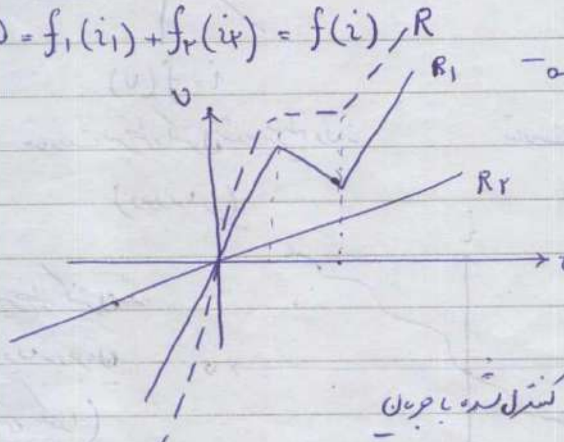
در یک جریان خاص ولتاژ ها را با هم جمع می کنیم.

- از نظر علمی مشخصه ی مقاومت معادل اتصال سری دو مقاومت فقط زمانی که هر دو کنترل شده به وسیله جریان باشند می توان تعیین کرد.

$$R_1 \rightarrow v_1 = f_1(i_1)$$
$$R_2 \rightarrow v_2 = f_2(i_2) \qquad i_1 = i_2$$

$$v = f_1(i_1) + f_2(i_2) = f(i)$$





تعمیم:

اتصال سری m مقاومت کنترل شده با جریان معادل یک مقاومت کنترل شونده با جریان است.

$$v_k = f_k(i_k)$$

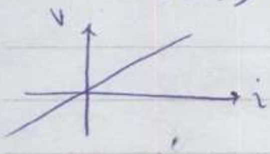
$$v = f(i) \qquad f(i) = \sum_{k=1}^{m} f_k(i)$$

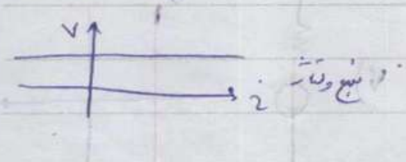
مقاومت خطی $R = \sum_{k=1}^{m} R_k$

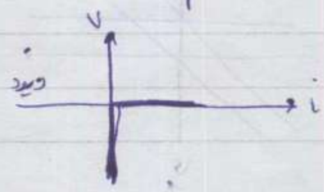
Subject:.................. .... Date: / /

بررسی چند مورد معمولی :

همه‌ی این المان‌ها را می‌توان به عنوان یک مقاومت غیرخطی در نظر گرفت .

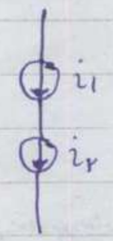






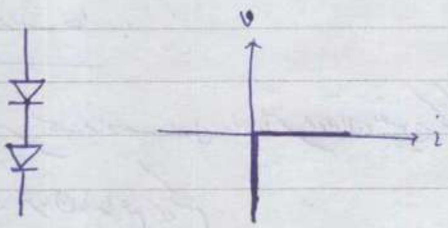
* چند مثال :

1)



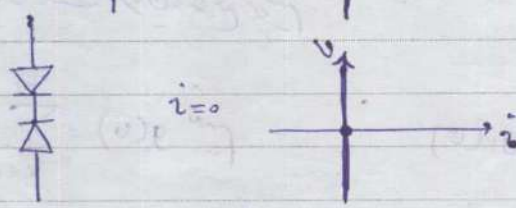
تنها اگر $i_1 = i_2$ می‌توانیم سری کنیم

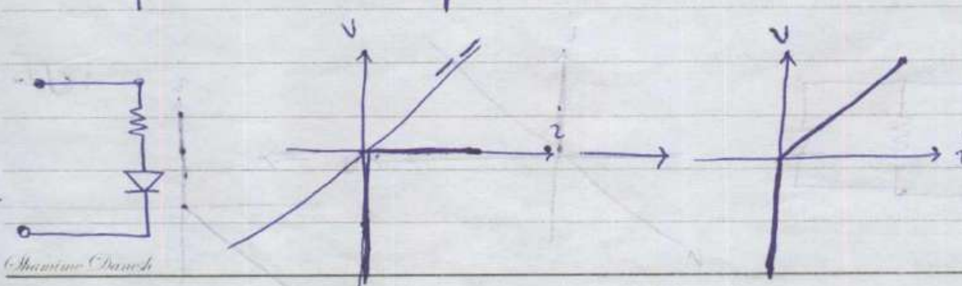
2)



معادل یک دیود

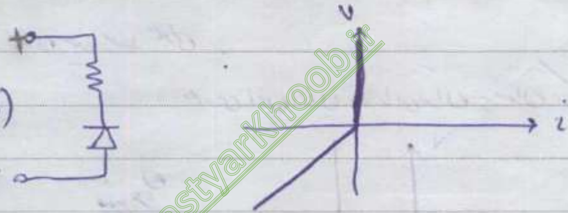
3)



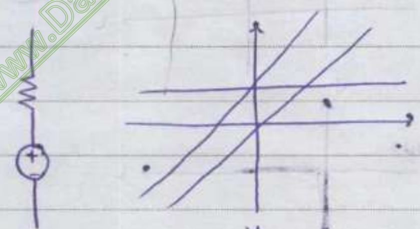


Subject: .... Date: / /

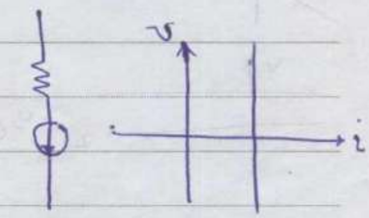
۵)



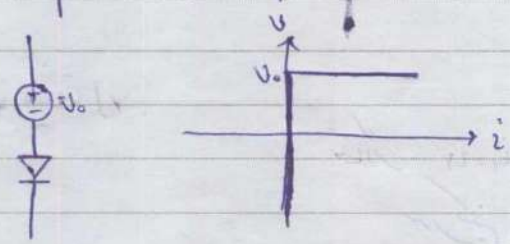
۶)



۷)



۸)



اتصال موازی مقاومت ها :

از نظر تحلیلی مشخصه مقاومت معادل را زمانی می توان تعیین کرد که هر دو کنترل شونده به وسیله ولتاژ باشند.

به ازای ولتاژ ثابت جریان ها را جمع می کنیم.

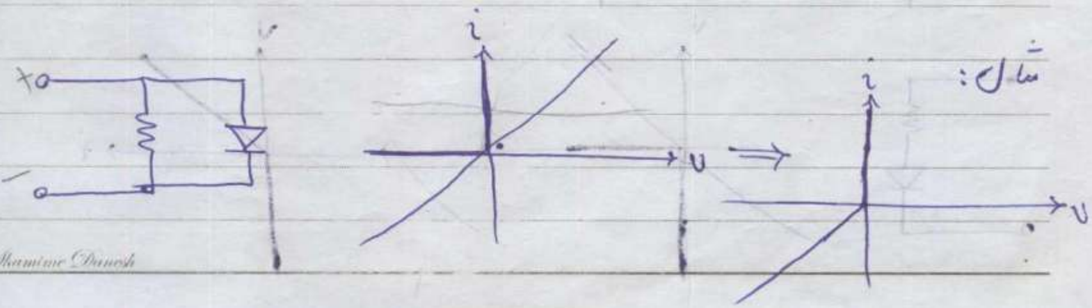
$i_1 = g_1(v_1)$

$i_2 = g_2(v_2)$ $\qquad v_1 = v_2$

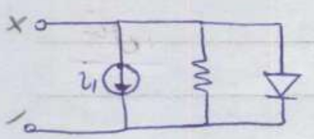
$i = i_1 + i_2 = g_1(v) + g_2(v)$

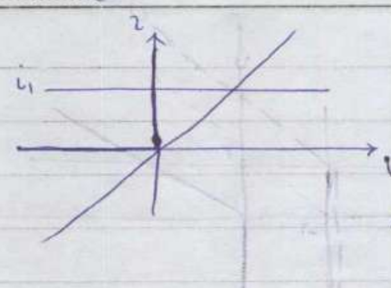
تعمیم $g(v) = \sum_{k=1}^{m} g_k(v)$

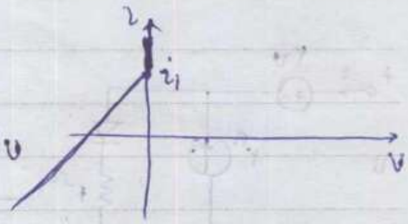
مثال :

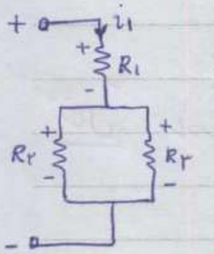


Subject: .... Date: / /









اتصال سری ـ موازی مقاومت ها :

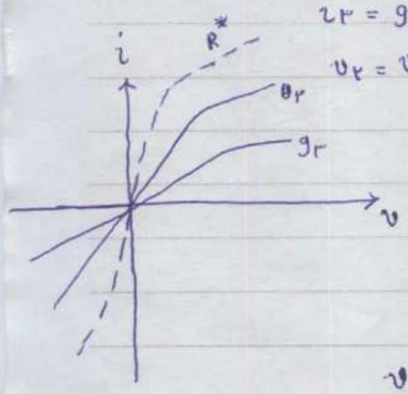
ابتدا معادل اتصال موازی R_2 و R_3 را در نظر می‌گیریم سپس اتصال موازی R_1 و R^* را در نظر می‌گیریم.

$$R^* = R_2 \| R_3$$

فرض می‌کنیم R_2 و R_3 کنترل شونده با ولتاژ هستند.

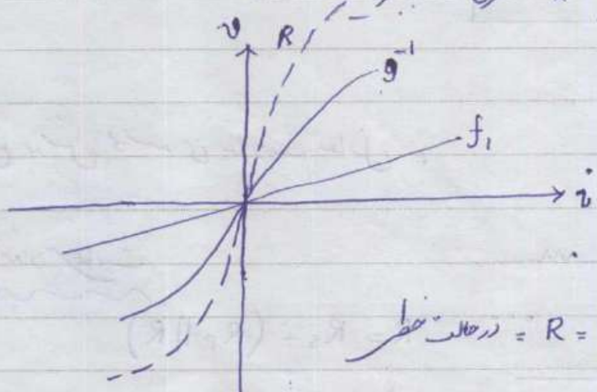
$$\left.\begin{aligned} i_2 &= g_2(v_2) \\ i_3 &= g_3(v_3) \\ v_2 &= v_3 \end{aligned}\right\} \Rightarrow R^* \quad i^* = g(v^*) = g_2(v^*) + g_3(v^*)$$

فرض می‌کنیم مشخصه R_1 و R^* کنترل شونده به وسیله جریان است.



$$\left.\begin{aligned} v_1 &= f_1(i_1) \\ v^* &= g^{-1}(i^*) \end{aligned}\right\} \quad v = f(i) = f_1(i_1) + g^{-1}(i^*)$$

* R^* اکیداً صعودی است * کنترل شونده با جریان و ولتاژ

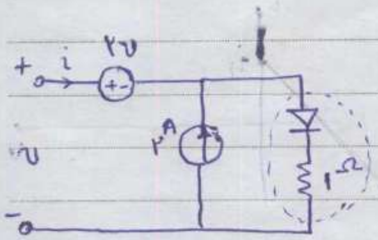


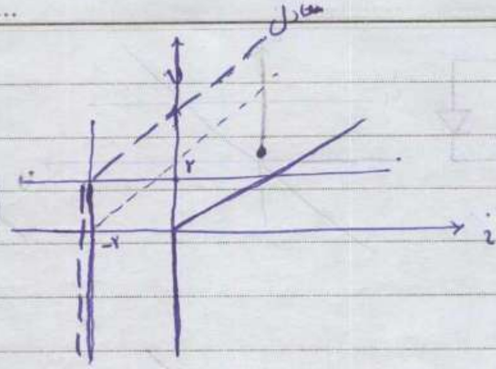
این روش تنها در صورتی موثر است که g^{-1} وجود داشته باشد.

در حالت خطی $R = (R_2 \| R_3) + R_1$

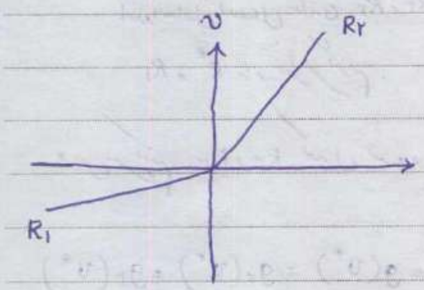
Subject:.................................. Date: / /

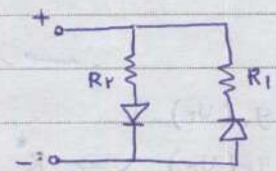
مثال:





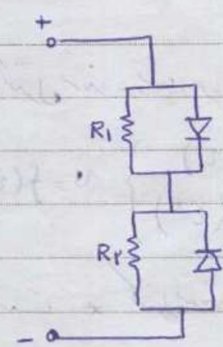
مثال: مداری طراحی کنید با مشخصه زیر





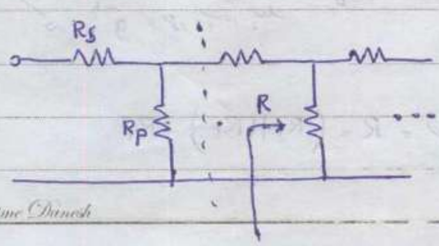
حالت اول

حالت دوم



انواع روش محاسبه ی مقاومت معادل :

۱) امتداد بی نهایت



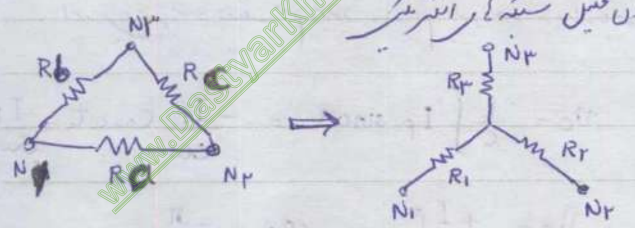
$$R = R_S + (R_P \| R)$$

$$R^2 - R_S R - R_P R_S = 0$$

Subject: .... Date: / /

۲) تبدیل ستاره - مثلث (Y - Δ)

یک روش ریاضی برای ساده کردن تحلیل شبکه های الکتریکی



(اثبات در صفحه ی اول)

$$R_1 = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b + R_c} \qquad R_2 = \frac{R_a R_c}{R_a + R_b + R_c} \qquad R_3 = \frac{R_b R_c}{R_a + R_b + R_c}$$

$$R_a = \frac{\overbrace{R_1R_2 + R_2R_3 + R_1R_3}^{R^*}}{R_3} \qquad R_b = \frac{R^*}{R_2} \qquad R_c = \frac{R^*}{R_1}$$

خازن :

$$C = \{ (q, v) \mid f(q, v, t) = 0 \}$$

۱) LTI
۲) LTV
۳) NLTI
۴) NLTV

خازن LTI : یک دوقطبی با مشخصه

$$Q(t) = Cv(t) \qquad i = C\frac{dv}{dt} \qquad v = \frac{1}{C}\int_{t_1}^{t_2} i(t)\,dt + v_0$$

خازن عنصری است غیرفعال که انرژی مصرف می کند و آن را در میدان الکتریکی خود ذخیره می کند.

میزان تغییرات انرژی در خازن :
$$w_C = \int_{t_1}^{t_2} v_C i_C\,dt + w_0$$

Subject: Date: / /

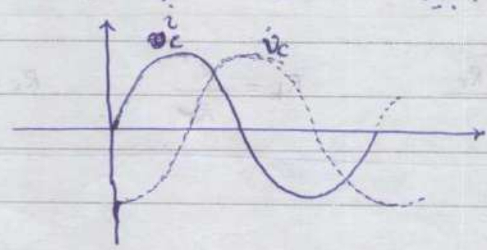
جریان DC $\quad w_c = \frac{1}{2}Cv^2$

انرژی ذخیره شده در یک نیم پریود، در نیم پریود بعد به مدار باز می‌گردد. ؛ جریان متناوب (i_t)

$i_c(t) = I_p \sin(\omega t) \qquad v_c = \frac{1}{C}\int I_p \sin\omega t = -\frac{I_p}{C\omega}\cos\omega t = \frac{I_p}{C\omega}\sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$

$\Rightarrow v_C = V_p \sin(\omega t + \varphi) \qquad V_p = \frac{+I_p}{C\omega} \qquad \varphi_p = -\frac{\pi}{2}$

* ولتاژ دوسر خازن نسبت به جریان گذرنده از آن ۹۰ درجه تأخیر فاز دارد.



امپدانس خازن در فرکانس $f = \frac{\omega}{2\pi}$ برابر $X_c = \frac{1}{C\omega}$

$V_C = X_C . I_C \qquad$ AC $\quad \omega \to \infty \quad X_C \to 0 \quad$ اتصال کوتاه

DC $\quad \omega \to 0 \quad X_C \to \infty$

خازن خطی تغییرپذیر با زمان (LTV)

منحنی خازن در هر لحظه خط راست مبدأ گذر است و شیب آن با زمان تغییر دارد.

$q(t) = c(t)v(t)$

$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = c(t)\frac{dv(t)}{dt} + \frac{dc(t)}{dt}v(t)$

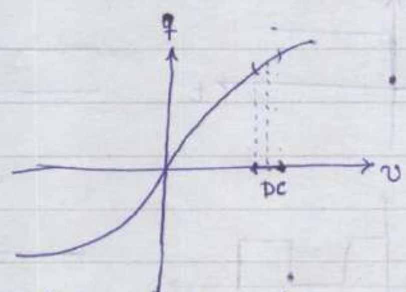
Subject: .... Date: / /

* به طور مثال خازنهای تغییر تناوب (دو صفحه ی نیم دایره ای که چرخش دارند)

$$C(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(\underbrace{2\pi f}_{\omega} kt + \varphi_k)$$

خازن غیر خطی :

$$q = f(v)$$



تقریب خطی

جملات درجه بالاتر

$$q = f(v) = f(\underbrace{v_1}_{DC} + \underbrace{v_2}_{AC}) = f(v_1) + \left.\frac{df}{dv}\right|_{v_1} v_2 + \cdots$$

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = \left.\frac{df}{dv}\right|_{v_1} \frac{dv_2}{dt} = C(v_1)\,\frac{dv_2}{dt}$$

مثال: $q = 1 - e^{-v}$ $\qquad \frac{df}{dv} = \left.e^{-v}\right|_{v=10} = e^{-10}$

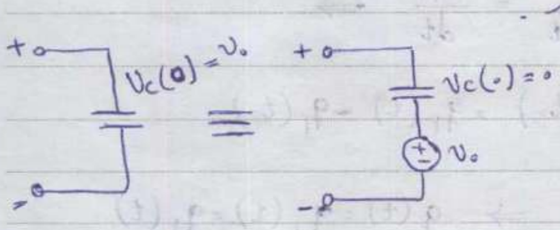
خواص خازن معمولی :

۱- حافظه دار بودن

۲- هر خازن با ظرفیت و شرایط اولیه به طور یکتا مشخص می شود

۳- جریان تابعی خطی از ولتاژ است ولی ولتاژ خازن الزاماً تابع خطی از جریان نیست

۴- این دو مدار کاملاً باهم معادل هستند.

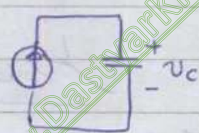


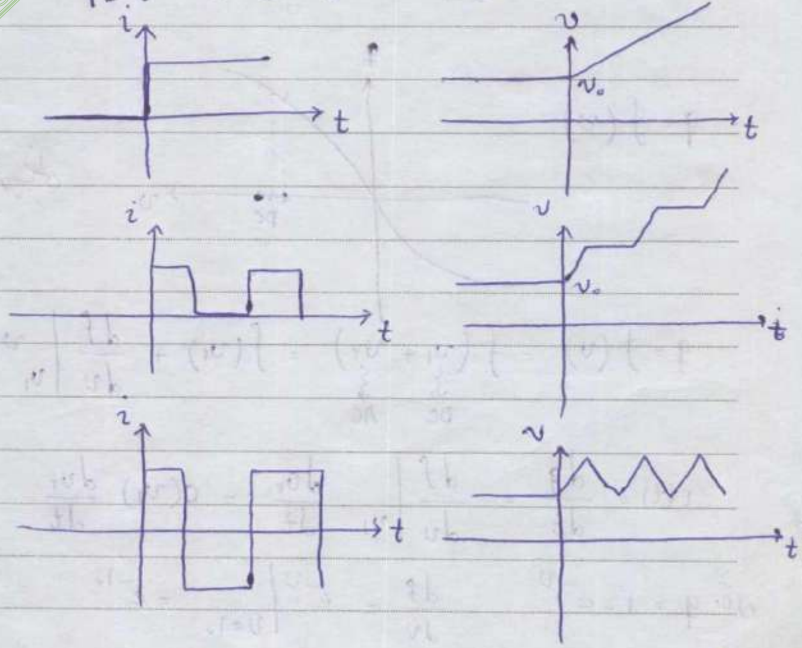
Subject: Date: / /

۵ - پیوستگی ولتاژ :

ولتاژ پیوسته است مگر اینکه جریان ضربه داشته باشیم

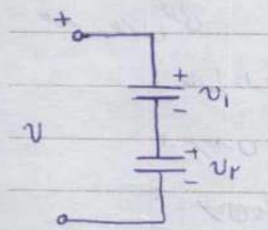
$$i = C\frac{dv}{dt}$$





ترکیب خازن ها :

۱- سری



$i = i_1 = i_2$:

$v = v_1 + v_2$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{dq_1}{dt} = \frac{dq_2}{dt} \xRightarrow{\text{انتگرال گیری}}$$

$$q(t) - q(t_0) = q_1(t) - q_1(t_0) = q_2(t) - q_2(t_0)$$

فرض $q_1(t_0) = q_2(t_0) \Rightarrow q(t) = q_1(t) = q_2(t)$

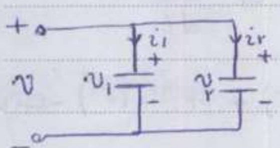
Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$v = \sum v_k = \sum \left(v_k(0) + \frac{1}{C_k}\int_0^t i(\lambda)\,d\lambda \right) = \sum v_k(0) + \sum \frac{1}{C_k}\int_0^t i(\lambda)d\lambda$$

$$\boxed{V(0) = \sum v_k(0) \qquad \frac{1}{C_{eq}} = \sum \frac{1}{C_k}} \qquad = V_0 + \frac{1}{C_{eq}}\int_0^t i(\lambda)d\lambda$$

۲- موازی



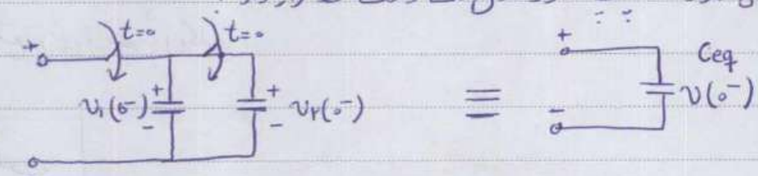
$$i = i_1 + i_2 \qquad V = v_1 = v_2$$

$$C_{eq}\frac{dv}{dt} = C_1\frac{dv_1}{dt} + C_2\frac{dv_2}{dt} \Rightarrow C_{eq} = C_1 + C_2$$

$$\boxed{C_{eq} = \sum C_k}$$

مثال:

آیا می‌توان به جای مدار سمت چپ مدار معادل سمت راست را قرار داد؟



$$v(0^+) = v_1(0^+) = v_2(0^+) \qquad C_{eq} = C_1 + C_2 \qquad i = i_1 + i_2$$

فرض $q(0^-) = q(0^+)$

$$\int_{0^-}^{0^+} i\,dt = \int_{0^-}^{0^+} C_1\,dv_1 + \int_{0^-}^{0^+} C_2\,dv_2$$

* اگر فرض کنیم ضربه‌ای در جریان وجود نداشته باشد:

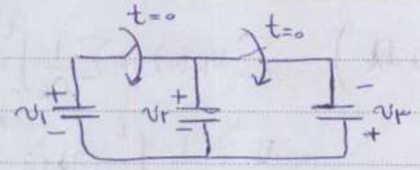
$$\int_{0^-}^{0^+} i\,dt = 0 \Rightarrow C_1 v_1(0^-) + C_2 v_2(0^-) = C_1 v_1(0^+) + C_2 v_2(0^+)$$

$$\Rightarrow v(0^+) = \frac{C_1 v_1(0^-) + C_2 v_2(0^-)}{C_1 + C_2}$$

PAPCO

* با وجود ضربه هم حل مسئله روش است *

Subject:
Year. Month. Date. ( )



مثال:

$v_1(0^-)=1v \quad v_2(0^-)=2v \quad v_3(0^-)=3v$

$v(0^+)=?$

$$kcl \Rightarrow i_1+i_2-i_3=0 \Rightarrow C_1\frac{dv_1}{dt}+C_2\frac{dv_2}{dt}-C_3\frac{dv_3}{dt}=0$$

انتگرال گیری از 0^- تا 0^+

$$C_1v_1(0^+)-C_1v_1(0^-)+C_2v_2(0^+)-C_2v_2(0^-)+C_3v_3(0^-)-C_3v_3(0^+)=0$$

با این معادله می توان $v(0^+)=v_1(0^+)=v_2(0^+)=v_3(0^+)$ را محاسبه کرد.

محاسبه ی انرژی:

$$E(0^-)=\frac{1}{2}C_1v_1(0^-)^2+\frac{1}{2}C_2v_2(0^-)^2+\frac{1}{2}C_3v_3(0^-)^2$$

$$E(0^+)=\frac{1}{2}(C_1+C_2+C_3)v(0^+)^2$$

در حالت کلی $E(0^+)<E(0^-)$

تشعشع ناشی از بسته شدن کلید

$\boxed{\text{سلف:}}$

$$L=\{(\varphi,i)\mid f(\varphi,i,t)=0\}$$

سلف LTI:

یک دوقطبی با مشخصه زیر:

$$\varphi(t)=Li(t)$$

$$v(t)=\frac{d\varphi(t)}{dt}=L\frac{di(t)}{dt} \qquad i=\frac{1}{L}\int_0^t v(\lambda)d\lambda+i(0)$$

* سلف یک عنصر غیرفعال است که انرژی را در میدان مغناطیسی خود ذخیره می کند.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

میزان تغییرات انرژی در سلف:

$$w_L = \int_{t_1}^{t_2} v_L i_L \, dt + w_0$$

برای جریان های DC: $w_L = \frac{1}{2} L I^2$

برای جریان های AC: $i_L(t) = I_p \sin\omega t \qquad v_L(t) = L\omega I_p \cos\omega t = L\omega I_p \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$

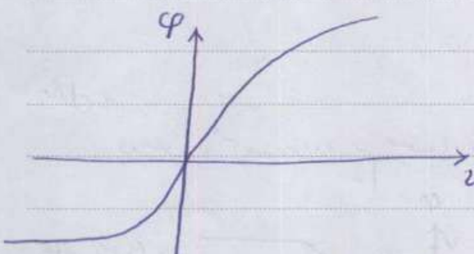
* ولتاژ سلف نسبت به جریانش تقدم فاز دارد $\varphi_p = +\pi/2 \qquad V_p = L\omega I_p$

$$X_L = L\omega \quad \begin{cases} X_L \to 0 \Rightarrow \omega \to 0 & \text{اتصال کوتاه} \\ X_L \to \infty \Rightarrow \omega \to \infty & \text{مدار باز} \end{cases}$$

سلف LTV:

$$\varphi(t) = L(t)\, i(t) \qquad V(t) = L(t)\frac{di}{dt} + i(t)\frac{dL}{dt}$$

سلف غیرخطی:



* در اکثر سلف ها برای جریان های زیاد شار به حالت اشباع می رسد و تغییرات شار خیلی کم است *

$$v(t) = \frac{d\,\varphi(i(t))}{dt} = \frac{d\varphi}{di}\Big|_{i_1} \frac{di}{dt}$$

خواص سلف:

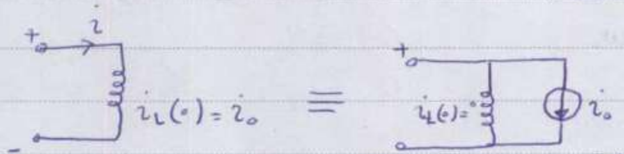
۱- حافظه دار بودن $\quad i(t) = \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{t} v(\lambda)\, d\lambda = i_0 + \frac{1}{L}\int_{t_0}^{t} v(\lambda)\, d\lambda$

۲- هر سلف با شرایط اولیه به صورت یکتا معین می شود.

P4PCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۳- ولتاژ تابعی خطی از جریان غیرخطی است.

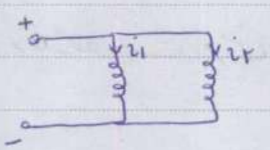


۴- این دو مدار کاملاً معادلند.

۵- در سلف پیوستگی جریان وجود دارد مگر اینکه ولتاژ آن حاوی ضربه باشد.

ترکیب سلف‌ها:

۱- موازی



$i = i_1 + i_2$

$$i(t) = \sum i_k = \sum i_k(0) + \sum \frac{1}{L}\int_0^t v(\lambda)d\lambda = I(0) + \frac{1}{L_{eq}}\int_0^t v(\lambda)\,d\lambda$$

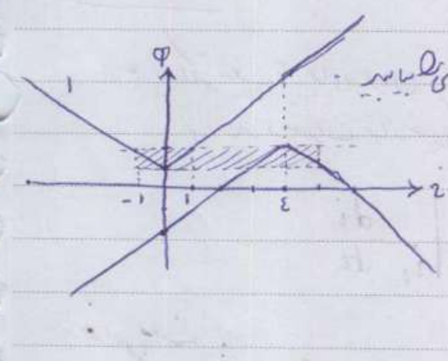
۲- سری:

$v = v_1 + v_2$

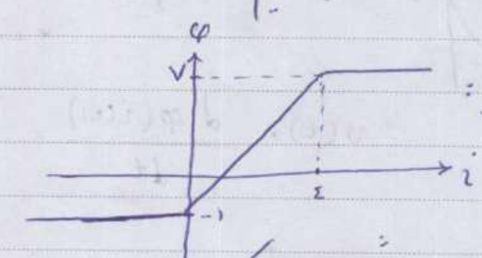
$$v = (L_1 + L_2)\frac{di}{dt} = L_{eq}\frac{di}{dt}$$

مثال:

دو سلف با مشخصه زیر داریم. مشخصه‌ی معادل در حالت سری و موازی را بیابید.



حالت سری:



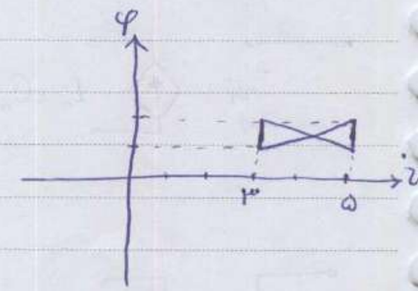
برای جریان‌های مساوی شارها را جمع می‌کنیم.

حالت موازی: برای شارهای مساوی جریان‌ها را جمع می‌کنیم بنابراین فقط بازه‌ی [1,2] φ یکسان است.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$\varphi_1 \begin{cases} i_1+1 \\ -i_1+1 \end{cases} \qquad \varphi_2 \begin{cases} i_2-2 \\ -i_2+6 \end{cases}$$



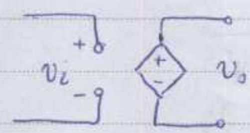
$$\varphi_1 = \varphi_2 \qquad i_1 \begin{cases} \varphi_1-1 \\ 1-\varphi_1 \end{cases} \qquad i_2 \begin{cases} \varphi_2+2 \\ 6-\varphi_2 \end{cases}$$

$$i = i_1 + i_2 = \begin{cases} 2\varphi_1+1 \\ 5 \\ 3 \\ -2\varphi_1+7 \end{cases} \qquad \begin{matrix} i=5 & \varphi = \dfrac{i-1}{2} \\ i=3 & \varphi = \dfrac{7-i}{2} \end{matrix}$$

منبع ولتاژ

منابع ولتاژ / وابسته: یک چهارقطبی که مقدار ولتاژ خروجی تابعی است از ولتاژ یا جریان ورودی
/ مستقل: یک دوقطبی که اختلاف پتانسیل در سر آن همواره مقداری ثابت است.

۱ـ منبع وابسته به ولتاژ ورودی (VCVS)

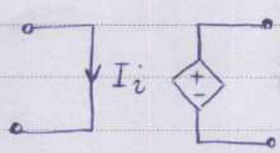


$$v_o = A_v\,(v_i)$$

بهره ولتاژ

* جریان ورودی در حالت ایده‌آل صفر است.

۲ـ منبع ولتاژ وابسته به جریان (CCVS)



$$V_o = R_m I_i$$

مقاومت انتقالی

* در حالت ایده‌آل ولتاژ ورودی صفر است.

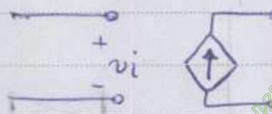
منبع جریان

منابع جریان / وابسته
/ مستقل

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

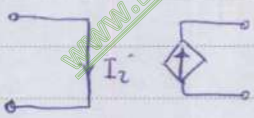
۳- منبع جریان وابسته به ولتاژ (VCCS)



$I_o = G_m v_i$

* جریان ورودی در حالت ایده‌آل صفر است.

۴- منبع جریان وابسته به جریان (CCCS)



$I_o = A_i (I_i)$

* در حالت ایده‌آل ولتاژ ورودی صفر است.

مدار / شبکه الکتریکی

۱- قانون اهم:

$v = \frac{\rho l}{A} . I = RI$ در حالت کلی $v = ZI$

$Z = x + jy$ $\quad Z = |Z| e^{i\theta}$ $\begin{cases} |Z| = \sqrt{x^2+y^2} \\ \theta = \text{Arctan}\, y/x \end{cases}$

مقاومت $Z = R \Rightarrow |Z| = R \quad \theta = 0$

خازن $Z = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow |Z| = \frac{1}{\omega C} \quad \theta = -\frac{\pi}{2}$

سلف $Z = j\omega L \Rightarrow |Z| = \omega L \quad \theta = \frac{\pi}{2}$

۲- قانون کیرشهف

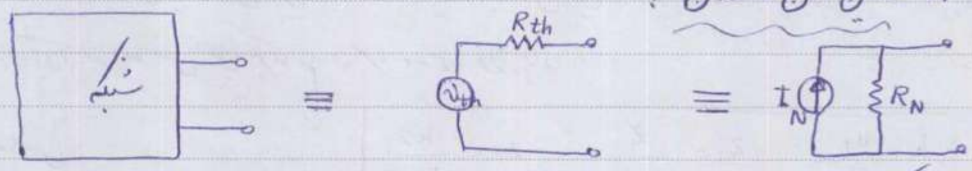
KCL $\sum i_k = 0$ گره

KVL $\sum v_k = 0$ حلقه

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۳- قوانین تونن - نورتن :



V_{th} = ولتاژ مدار باز
I_N = جریان اتصال کوتاه

$$R_{th} = R_N = \frac{V_{th}}{I_N} \qquad V_{th} = V_{oc} \qquad I_N = I_{sc}$$

نکته: برای به دست آوردن R_{th} راه ساده‌تر دیگری نیز وجود دارد:

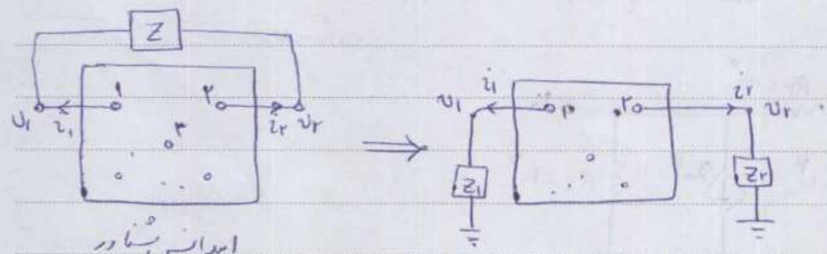
۱) حالتی که فقط منابع مستقل داریم ⟸ تمام منابع را صفر کرده و مقاومت معادل را می‌یابیم.

۲) حالتی که منابع وابسته هم داریم ⟸ منابع مستقل را صفر کرده و یک منبع خروجی قرار می‌دهیم $R_{th} = \frac{v_x}{i_x}$

۴- قانون جمع آثار :
پاسخ یک سیستم خطی به چند تحریک ورودی برابر با حاصل جمع پاسخ سیستم به تک تک تحریک‌ها
برای این کار همه‌ی منابع به جز یکی را صفر کرده و جواب را به دست می‌آوریم و سپس تک تک جواب‌ها را جمع می‌کنیم.

* منابع وابسته در صورت وجود باید همزمان با منابع مستقل دیگر در نظر گرفته شود و نمی‌توان آنها را صفر کرد.

۵- قضیه میلر



امپدانس شناور

Subject:
Year. Month. Date. ( )

هرگاه در یک شبکه‌ی چندسر یک سر آن زمین شده باشد یک امپدانس بین دو سر از آن شبکه قرار داشته باشد می‌توان به جای آن دو امپدانس بین هرکدام از سرها و زمین قرار داد.

مقدار امپدانس‌ها:

$$\boxed{k=\frac{v_2}{v_1} \qquad Z_1=\frac{Z}{1-k} \qquad Z_2=\frac{kZ}{k-1}}$$

$$Z_1=\frac{v_1}{i_1} \qquad Z_2=\frac{v_2}{i_2} \qquad v_2=v_1-Zi_1 \Rightarrow kv_1-v_1=-Zi_1$$

$$\Rightarrow v_1(k-1)=-Zi_1$$

$$\Rightarrow Z_1=\frac{Z}{1-k}$$

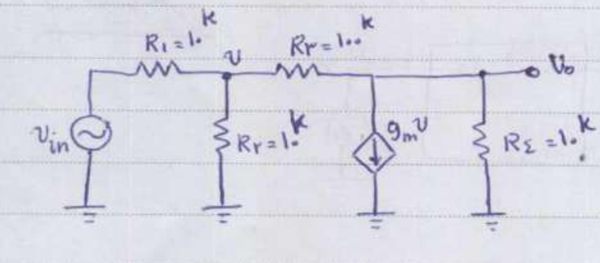
$$v_2=v_1+Zi_2 \Rightarrow v_2-\frac{v_2}{k}=Zi_2 \Rightarrow Z_2=\frac{kZ}{k-1}$$

* نکته: در اکثر مدارهای عملی واقعی $|k|>>1$ که در نتیجه امپدانس شناور خودش در خروجی ظاهر می‌شود.

* نکته: در به کار بردن قضیه میلر اکثر مواقع فرض می‌کنیم k بزرگ است مسئله را حل می‌کنیم و با به دست آوردن Z_2 مجدداً مقدار k را محاسبه می‌کنیم (روش بازگشتی)

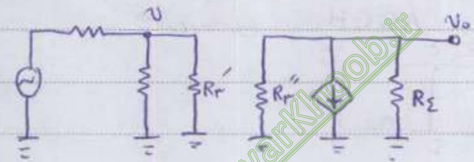
* نکته: در مواردی که مقاومت خروجی معادل را با صفر کردن منابع مستقل می‌خواهیم به دست آوریم باید محتاطانه از قضیه میلر استفاده کرد. تنها زمانی می‌توان این قضیه را به کار برد که نسبت $k=\frac{v_2}{v_1}$ برقرار باشد.
اگر $v_1=0$ نمی‌توان از قضیه میلر استفاده کرد.

مثال: مقاومت ورودی مدار زیر را با فرض الف) $g_m=10\,\frac{mA}{v}$ ب) $g_m=\frac{1mA}{v}$, $R_3=10^k$ به دست آورید.



PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )



تقسیم‌ی میلر :

$R_3'' = \frac{kR_3}{k-1}$ (1)

$R_3' = \frac{R_3}{1-k}$

$k = \frac{v_o}{v}$, $v_o = \frac{R_3'' R_4}{R_3'' + R_4} \times -g_m v \Rightarrow k = -g_m \frac{R_3'' R_4}{R_3'' + R_4}$ (2)

فرض : $|k| \gg 1$

$R_3'' = R_3 = 100^k \xrightarrow{(2)} k = -91$ خطای محاسباتی بسیار کم و جواب قابل قبول

$R_3' = \frac{R_3}{1-k} = \frac{R_3}{92} \approx 1^k$ $R_i = R_1 + R_2 \| R_3' \simeq 11^{k\Omega}$

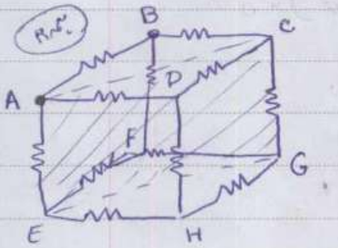
ب) فرض اولیه : $|k| \gg 1$

$R_3'' = R_3 = 100^k \Rightarrow k = -5$ خطای محاسباتی حدود ۲۰٪

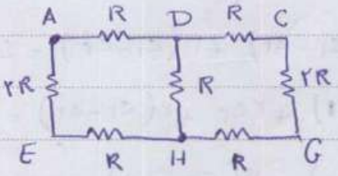
(1) $R_3'' = \frac{-5R_3}{-6} = 8.3^k \xrightarrow{(2)} \boxed{k = -4.5}$ تعریف جواب $\Rightarrow$ ۱۰٪ اختلاف با ‎-۵

یک روش دیگر برای محاسبه‌ی مقاومت معادل (روش تقارن)

در بعضی مدارها مقدار مقاومت معادل با توجه به تقارن موجود در مدار به راحتی قابل محاسبه است.



$R_{AE} = ?$



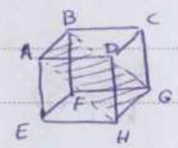
$R_{AE_1} = \frac{7}{6}R$

$R_{AE_2} = \frac{7}{6}R$

$\Big\}$ $R_{AE} = \frac{7}{12}R$ موازی

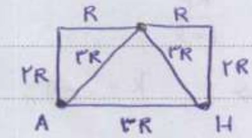
Subject:
Year. Month. Date. ( )

$R_{AH} = ?$



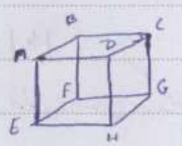
ABGH صفحه‌ی تقارن

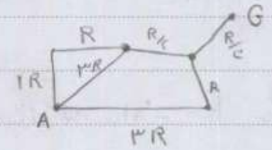
تبدیل ستاره مثلث $\Longrightarrow$



$\Rightarrow R_{AH_1} = \frac{3}{2}R \Rightarrow R_{AH} = \frac{3}{4}R$

$R_{AG} \overset{?}{=} \frac{5}{6}R$



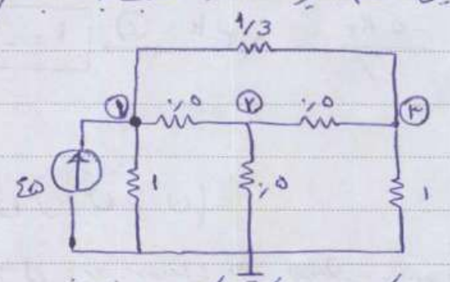


$\frac{2R\times4R}{6R}$ $\frac{3R^2}{6R}$ $\frac{8R^2}{6R} = \frac{4}{3}R + \frac{R}{6} = \frac{5}{6}R$

آنالیز گره و مش :

روش تحلیل گره ← متغیرها: ولتاژ گره ها نسبت به گره مبنا ① انتخاب گره با ولتاژ صفر
② شماره گذاری گره های مدار
③ قانون kcl در تمام گره های مدار به جز مبنا
④ منابع وابسته را مانند منابع مستقل در نظر گرفته و سعی کنید معادلات حاصل منحصراً برحسب ولتاژ ها باشند

مثال:



گره ی مبنا (گره ای که تعداد بیشتری شاخه یا منبع ولتاژ به آن وصل است)

$$\begin{cases} e_1 + 2(e_1 - e_2) + 3(e_1 - e_3) = 45 \\ 2(e_2 - e_1) + 2e_2 + 2(e_2 - e_3) = 0 \\ 3(e_3 - e_1) + 2(e_3 - e_2) + e_3 = 0 \end{cases} \quad \begin{aligned} e_1 &= 16^V \\ e_2 &= 9^V \\ e_3 &= 11^V \end{aligned}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* نکته ۱: در حالت کلی در مداری که تنها از مقاومت ها و منابع مستقل تشکیل شده با n گره (به جز مبنا) معادلات گره های آن به صورت زیر نوشت.

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \cdots & y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{n1} & y_{n2} & \cdots & y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ \vdots \\ \\ i_{sn} \end{bmatrix} \qquad \boxed{y_n \cdot e = i_s}$$

y_{ii} : مجموع رسانایی های تمام شاخه های متصل به گره i

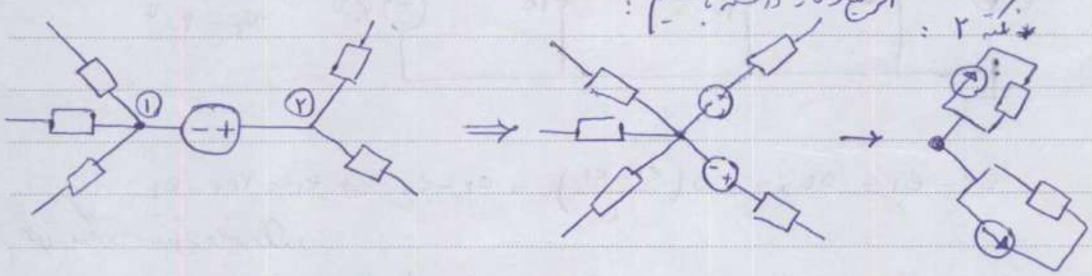
y_{ik} : منفی مجموع رسانایی های تمام شاخه هایی که گره i را به گره k متصل می کند.

* چنانچه تمام منابع ولتاژ را به منابع جریان تبدیل کنیم، i_{sk} مساوی مجموع جبری جریانهای تمام منابعی است که وارد گره k می شود (وارد ← +   خارج ← −)

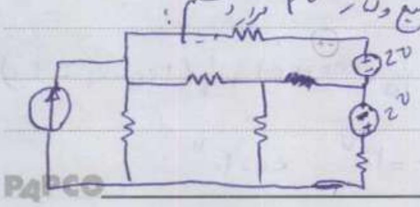
مثال بالا:

$$\begin{bmatrix} 1+\cancel{\frac{1}{1/3}}+\frac{1}{0.5} & -\frac{1}{0.5} & -\frac{1}{1/3} \\ -\frac{1}{0.5} & \frac{1}{0.5}+\frac{1}{0.5}+\frac{1}{0.5} & -\frac{1}{0.5} \\ -\frac{1}{1/3} & -\frac{1}{0.5} & 1+\frac{1}{0.5}+\frac{1}{1/3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 45 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

* نکته ۲: اگر منبع ولتاژ داشته باشیم:

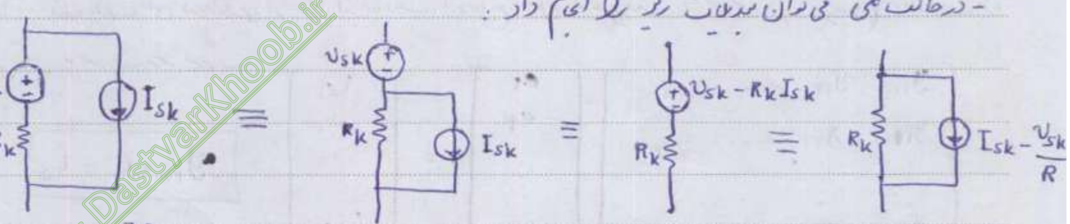


مثال: اگر در مثال قبل بین گره ی ۲ و ۳ به جای مقاومت یک منبع ولتاژ ۲V قرار دهیم:

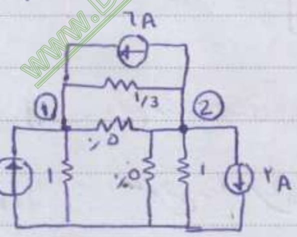


Subject:
Year. Month. Date. ( )

- در حالت کلی می‌توان تبدیلات زیر را انجام داد :



* بنابراین مدار صفحه‌ی قبل به شکل زیر تبدیل می‌شود :

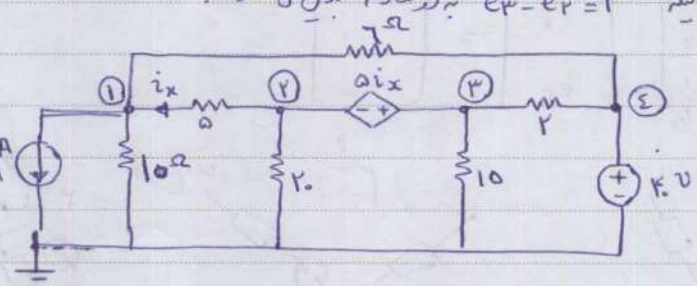


$$\begin{cases} e_1 + 2(e_1 - e_2) + 3(e_1 - e_2) = 45 + 6 \\ 2(e_2 - e_1) + 2e_2 + e_2 + 3(e_2 - e_1) + 8 = 0 \end{cases} \quad e_1 = 12^{V}, \; e_2 = 9^{V}$$

* در نوشتن معادلات گره وجود منبع ولتاژ بین دو گره نا مطلوب است بنابراین طبق روش فوق کلیه منابع ولتاژ باید به منابع جریان تبدیل شوند .

* سه معادله‌ی مثال قبل به دلیل اینکه $e_3 - e_2 = 2^{V}$ به دو معادله تبدیل می‌شوند .

مثال :



$v_4 = 40^{V}$

$$e_3 - e_2 = 5 i_x = 5\left(\frac{e_2 - e_1}{5}\right) = e_2 - e_1 \Rightarrow e_3 = 2e_2 - e_1$$

یعنی دو گره مستقل وجود دارد.

$$\begin{cases} \text{kcl در ①} \quad \frac{e_1}{10} + \frac{1}{5}(e_1 - e_2) + \frac{1}{6}(e_1 - 40) = -6 \\ \text{kcl در گره مرکب از ② و ③} \quad \frac{1}{5}(e_2 - e_1) + \frac{1}{20} e_2 + \frac{1}{15}(2e_2 - e_1) + \frac{1}{2}(2e_2 - e_1 - 40) = 0 \end{cases}$$

$e_1 = 15^{V} \quad e_2 = 20^{V} \quad e_3 = 30^{V} \quad e_4 = 40^{V}$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

روش تحلیل مش:

متغیرها: جریان های فرضی که در مش ها در گردش اند.

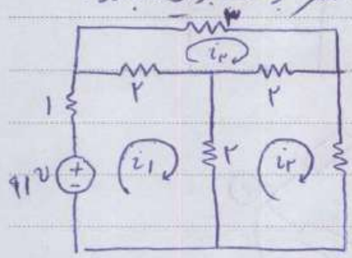
بنابراین اگر شاخه ای در دو مش مشترک باشد جریان دو مش از آن شاخه می گذرد.

مراحل: ① شماره گذاری مش ها و تعیین جهت جریان در جهت عقربه های ساعت.

② جریان شاخه ای که فقط در یک مش قرار دارد برابر جریان مش و جریان شاخه مشترک برابر تفاضل جریان ها

③ نوشتن kvl در مش ها

④ منابع وابسته را مانند منابع مستقل در نظر گرفته و معادلات منحصراً برحسب جریان ها باشد.



$$\begin{cases} i_1 + 2(i_1 - i_3) + 2(i_1 - i_2) = 91 \\ 2(i_2 - i_1) + 2(i_2 - i_3) + i_2 = 0 \\ 3i_3 + 2(i_3 - i_2) + 2(i_3 - i_1) = 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow i_1 = 31^A \quad i_2 = 18^A \quad i_3 = 14^A$$

* در حالت کلی در مداری با n مش، معادلات مش را می توان به صورت زیر نوشت.

$$\begin{bmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{n1} & \cdots & z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ \vdots \\ e_{sn} \end{bmatrix}$$

$z_{ii} \leftarrow$ مجموع امپدانس های موجود در مش i ام

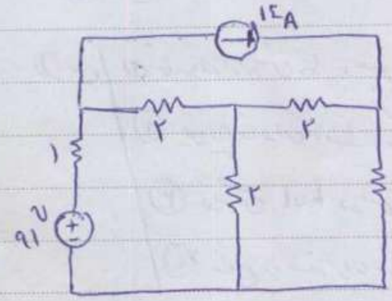
$z_{ij} \leftarrow$ منفی مجموع امپدانس های مشترک بین حلقه i و j

چنانچه تمام منابع جریان به ولتاژ تبدیل شوند e_{sk} مساوی مجموع جبری تمام ولتاژهای منابعی است که در مش k ام هستند (با حفظ جهت)

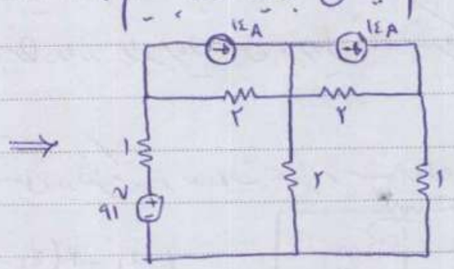
PAPCO

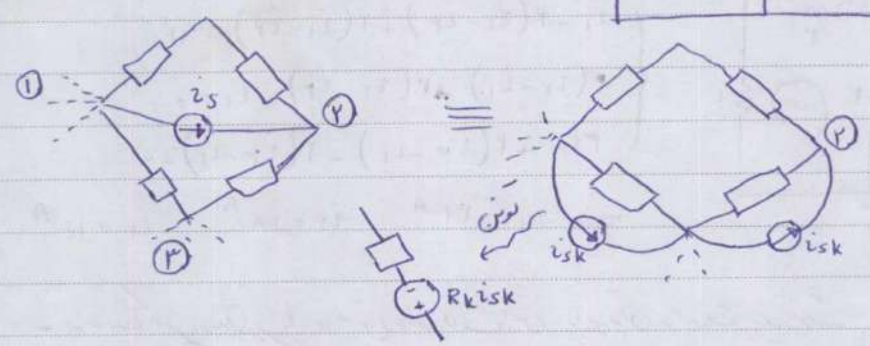
Subject:
Year. Month. Date. ( )

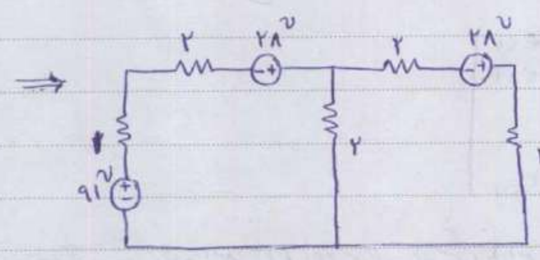
$$\begin{bmatrix} 1+2+2 & -2 & -2 \\ -2 & 1+2+2 & -2 \\ -2 & -2 & 2+2+3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 91 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$



* اگر در مش سوم یک منبع جریان قرار دهیم:

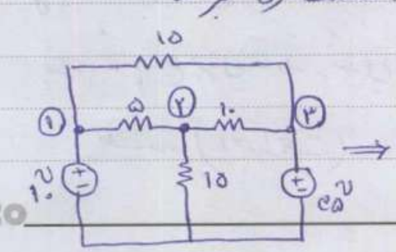




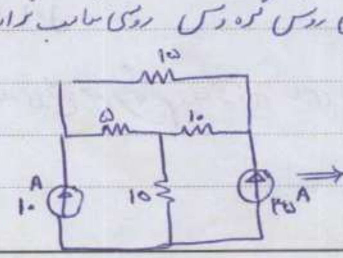


* در نوشتن معادلات مش وجود یک منبع جریان بین دو گره نامطلوب است.

* نکته: بین روش گره و مش روشی مناسب تر است که به تعداد متغیرهای کمتری منجر شود.



روش گره
یک مجهول



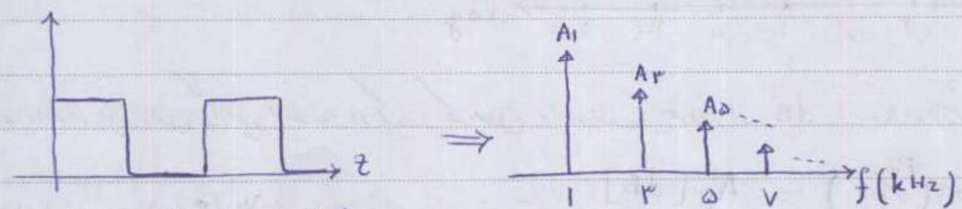
روش مش
یک مجهول

Subject:
Year. Month. Date. ( )

بررسی فرکانسی شبکه های الکتریکی

دو روش برای توصیف/نمایش سیگنال ها وجود دارد: نمایش زمانی / نمایش فرکانسی

* برای سیگنال های ابتدایی و ساده مانند یک سینوسی هر دو روش ساده است اما برای سیگنال های پیچیده تر حوزه ی فرکانس می تواند بسیار مفید باشد



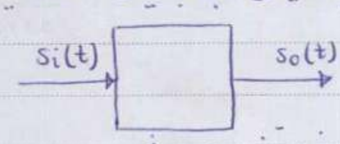
$A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3\omega t + \dots$

* نمایش قدرت در فرکانس های مختلف *

پاسخ فرکانسی :

بیانگر وابستگی نسبت سیگنال خروجی به سیگنال ورودی یک سیستم به فرکانس

$$A(f) = \frac{S_o(f)}{S_i(f)}$$

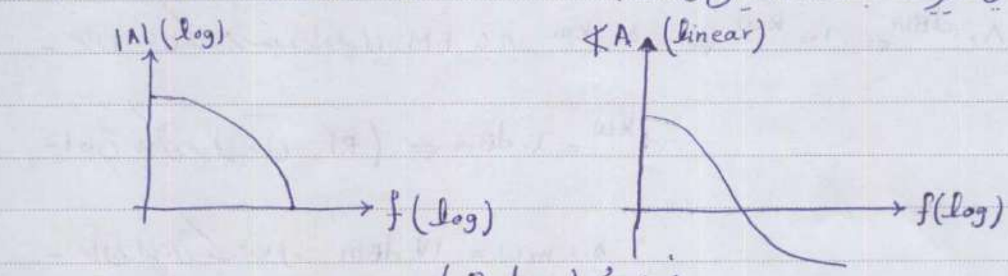


* تغییر فرکانس باعث تغییر در دامنه و تغییر در فاز می شود

$$|A(t)| = \left|\frac{S_o(f)}{S_i(f)}\right|$$ تغییر دامنه

$$\measuredangle A(f) = \measuredangle S_o(f) - \measuredangle S_i(f)$$ تغییر فاز

* این تغییرات را با دو نمودار نمایش می دهند :



نمودار بُد (Bode)

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تعریف dB :

هرگاه محدوده تغییرات نسبت دو مقدار زیاد باشد آن را به صورت لگاریتمی نمایش می‌دهیم.

مثال: نمایش اعداد ۰/۰۱ تا ۱۰۰۰ بر روی یک محور ← نمایش ۰/۰۱ ← 1mm

⇐ نیاز به ۱۰۰ متر کاغذ

اما با استفاده از نمایش لگاریتمی :

$$\xrightarrow{\quad 0.001 \quad 0.01 \quad 0.1 \quad 1 \quad 10 \quad 100 \quad 1000 \quad} \log$$

* برای نشان دادن لگاریتمی نسبت دو کمیت که بدون واحد است معمولاً از dB استفاده می‌شود.

$$10 \log \left(\underbrace{P_2 / P_1}_{\text{مقادیر توان‌های مختلف}} \right) = A_P [dB]$$

برای مقاومت $10 \log \left(\frac{v_2^2 / R}{v_1^2 / R} \right) = 20 \log \left(\frac{v_2}{v_1} \right)$

* دو برابر شدن توان معادل ۳dB افزایش است و دو برابر شدن ولتاژ معادل ۶dB افزایش است.

* اگر بهره‌ی ولتاژ یک تقویت کننده $\underset{5 \times 6\,dB}{30\,dB}$ باشد یعنی سیگنال خروجی 2^5 برابر ورودی است.

$$\boxed{dBm\ ,\ dB}$$

$$A_P [dB] = 10 \log \frac{P}{1w}$$

$$A_P [dBm] = 10 \log \frac{P}{1\,mw}$$

چند مثال عملی :

- توان ارسالی یک فرستنده رادیویی FM با برد ۵۰ km ⇐ ۱۰۰ kw ⇐ ۸۰ dBm

- اجاق مایکروویو (توان RF) ⇐ ۶۰ dBm = 1kw

- توان ارسالی یک موبایل ۲۷ dBm = ۵۰۰ mw

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

- بلوتوث با برد $10\ m$ $2.5\ mW = 4\ dBm$

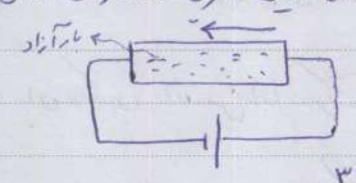
- توان میانگین دریافتی یک $WLAN_{Rx}$ $100\ pW = -70\ dBm$

- توان دریافتی از ماهواره $.175\ fW = -127\ dBm$

$\boxed{\text{دیود}}$

نیمه‌هادی‌ها

• اگر ماده‌ای دارای حامل‌های بار آزاد باشد با قرار گرفتن میدان الکتریکی در دو سر آن از آن جریان عبور می‌کند.



* مواد موجود:

۱- هادی رسانا: دارای چگالی الکترون آزاد $10^{23}\ e/cm^3$
مقاومت ویژه آنها بسیار کم $\rho < 10^{-2}\ \Omega cm$
جریان در آنها به راحتی ایجاد می‌شود
مثل مس، آلومینیم و آهن

۲- عایق‌ها (Inconductor): تعداد بسیار کم الکترون آزاد
مقاومت ویژه‌ی بسیار بالا $\rho > 10^{5}\ \Omega cm$
دارای هدایت الکتریکی ناچیز
مثل چوب، شیشه و پلاستیک

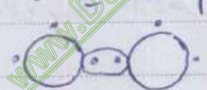
۳- نیمه‌هادی‌ها (semiconductor): در دمای صفر مطلق مانند عایق عمل می‌کنند $(\rho = 10^{5}\ \Omega cm)$
در دمای بالاتر شروع به هدایت می‌کنند
چگالی بار حدود $10^{15}\ e/cm^3$ در دمای اتاق
مقاومت ویژه‌ی متوسط $\rho \simeq 5\ \Omega cm$
جریان گذرنده از آنها قابل کنترل است.
مثل Ge و Si و ترکیب آنها

Subject:
Year. Month. Date. ( )

ساختمان کریستالی Si

یادآوری: در یک اتم الکترون‌ها به دور هسته و در مدارهای مختلف می‌گردند.

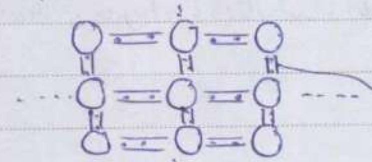
- میزان فعالیت اتم بر مبنای تعداد الکترون مدار آخر تعیین می‌شود. تعداد ماکزیمم الکترون‌های آخر ۸ است.



سیلیکان دارای ۴ الکترون در مدار آخر خود است و بنابراین نیاز به ۴ الکترون برای تکمیل لایه‌ی آخر دارد.

۳	۴	۵
B	C	N
Al	Si	P
Ga	Ge	As

- در شبکه کریستالی سیلیکان هر اتم با ۴ اتم دیگر پیوند دارد که تشکیل حجم سه‌بعدی می‌دهد.



این دو الکترون دائماً بین مدارها در حرکتند

- درصورت فقدان انرژی خارجی هیچ الکترونی نمی‌تواند آزادانه حرکت کند ← 0^k (عایق)

- افزایش دما یا انرژی نوری باعث ارتعاش شبکه شده و برخی پیوندهای کووالانسی شکسته و الکترون آنها جدا می‌شود.
← الکترون آزاد ← هدایت الکتریکی

- دمای بیشتر ← الکترون آزاد بیشتر ← هدایت الکتریکی بیشتر

- افزایش دما تنها تا حدی به افزایش رسانایی کمک می‌کند مثلاً در سیلیکان در دمای اتاق چگالی الکترون‌های آزاد 1×10^{10} سانتیمتر مکعب است.

- راه دوم افزایش هدایت الکتریکی ← افزودن ناخالصی به ساختار سیلیکان (Doping)

نیمه‌هادی در دمای اتاق 10^{15} $\xrightarrow{\text{Doping}}$ هادی 10^{22}

* برای افزایش بیشتر چگالی بار آزاد در نیمه‌هادی مقدار ناچیزی از یک عنصر گروه ۳ یا ۵ به کریستال اضافه می‌گردد
(به ازای هر 10^8 اتم Si یک اتم ناخالصی کافی است)

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

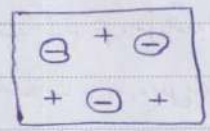
ناخالصی / گروه ۵ مانند فسفر (P) ← ناخالصی نوع n ← الکترون اضافی در هیچ پیوندی شرکت نمی‌کند.
/ گروه ۳ مانند B و In ← ناخالصی نوع p

ناخالصی نوع n :

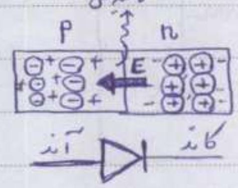
تعدادی بار مثبت ساکن + الکترون‌های آزاد متحرک (تعداد آنها مساوی است)

ناخالصی نوع p :

تعدادی بار منفی ساکن با حفره‌های متحرک



دیود :



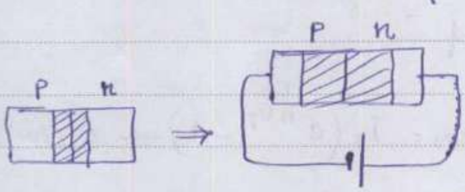
* اتصال p-n

- جذب حفره‌ها به سمت ناحیه n و جذب الکترون‌ها به سمت p :

⇐ این حرکت باعث ترکیب حامل‌های آزاد در نزدیک اتصال ⇐ ایجاد یک ناحیه تهی به عرض w

* جهت و مقدار میدان الکتریکی ایجاد شده از انتشار بیشتر حامل‌های آزاد جلوگیری می‌کند ← تعادل (محدود بودن ناحیه تهی)

اتصال منبع ولتاژ / بایاس معکوس (Riverse Bias)
/ بایاس مستقیم



* بایاس معکوس :

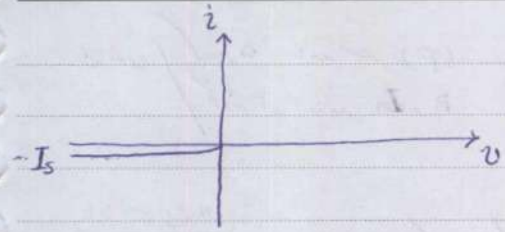
عرض ناحیه‌ی تهی افزایش می‌یابد و احتمال
ترکیب مجدد بین حفره و الکترون کاهش می‌یابد ← جریان بسیار کم

- حفره‌ها به سمت خارج جذب می‌شوند (قطب منفی) و الکترون‌ها نیز به قطب مثبت جذب می‌شوند.

- میدان باتری و مقدار عمده ولتاژ روی ناحیه تهی می‌افتد ولی سمت های دیگر به دلیل داشتن حامل‌های بار آزاد مقاومت کم دارند

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )



* البته در این حالت جریان صفر نیست

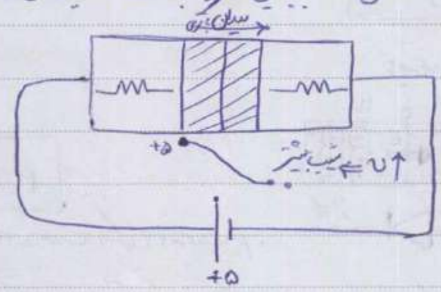
$I_s = 10^{-14} A$

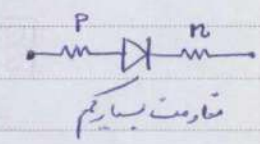
I_s تابعی است از سطح مقطع دیود و با آن نسبت مستقیم دارد ($I_s \propto$ سطح مقطع)

* بایاس مستقیم (forward Bias)

قطب + به p وصل شده بنابراین حفره‌ها به سمت ناحیه تهی رانده می‌شوند
قطب − به n وصل شده بنابراین الکترون‌ها به سمت ناحیه‌ی تهی رانده می‌شوند

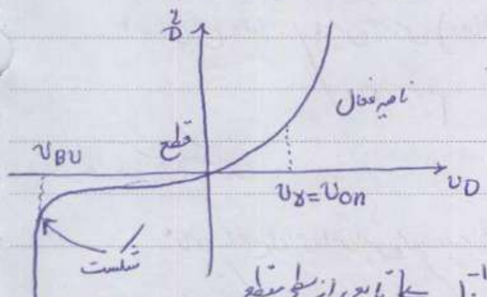
⇐ کاهش عرض ناحیه تهی و احتمال ترکیب مجدد ⇓ جریان بیشتر

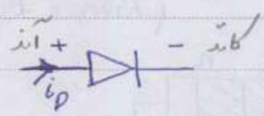




منحنی‌ی i-v دیود

دیود یک عنصر دو قطبی است که منحنی‌ی آن به صورت زیر است:





$$i_D = I_s\left(e^{\frac{v_D}{n v_T}} - 1\right)$$ ⇐ در نواحی فعال و قطع

I_s: جریان نشتی، جریان اشباع (leakage) ⇐ حدود $10^{-14} A$ ⇐ تابعی از سطح مقطع، تابعی از دما (تابع توانی از حرارت)

V_T: ولتاژ حرارتی ≃ ۲۵ mv

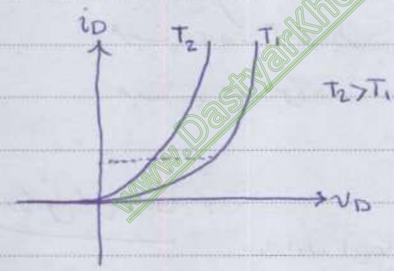
n: ضریب ثابت وابسته به نوع و جنس دیود (n = 1)

PAPCO

$$v_T = v_{TH} = \frac{KT}{q}$$

Subject:
Year. Month. Date.

$(v_D \gg 0) \Rightarrow \underline{i_D = I_S e^{\frac{v_D}{n v_T}}}$ / $(-V_{BD} < v_D \ll 0) \Rightarrow \underline{i_D \simeq -I_S}$



تغییرات مشخصات دیود با دما:

۱- به ازای هر درجه‌ی سانتیگراد افزایش دما، ولتاژ دو سر دیود ۲mv کم می‌شود (جریان ثابت)

$$v(T_2) = v(T_1) - \frac{2mv}{k}(T_2 - T_1)$$

۲- به ازای هر ۱۰ درجه سانتیگراد افزایش دما، جریان آن حدوداً دو برابر می‌شود (ولتاژ ثابت)

$$I_{(T_2)} = I_{(T_1)} \times 2^{\left(\frac{T_2 - T_1}{10}\right)}$$

۳- به ازای هر ۶۰mv افزایش ولتاژ، جریان آن ۱۰ برابر می‌شود (دمای ثابت)

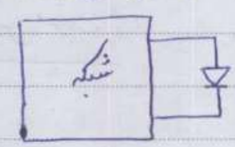
$$v_2 - v_1 = 60mv \times \log\left(\frac{I_2}{I_1}\right)$$

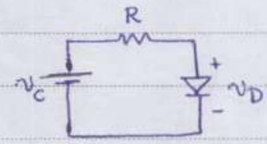
$$v_D = n v_T \ln \frac{I_d}{I_S} = 25\,mv \log_{10} I/I_S \;/\; \underbrace{\log e}_{0.4} = 60\,mv \log I/I_S$$

*چون جریان به شدت به افزایش ولتاژ وابسته است دیود را معمولاً با یک مقاومت سری می‌کنند.

تحلیل DC مدارهای دیودی

تنها المان غیرخطی ← دیود





دو مجهول: v_D ، i_D

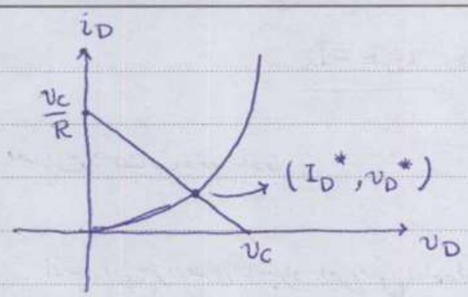
$$\begin{cases} v_C = R i_D + v_D & (1) \\ i_D = I_S e^{\frac{v_D}{n v_T}} & (2) \end{cases}$$

* راه حل پیدا کردن جواب:
- ترسیمی
- سعی و خطا
- تقریب

P4PCO

Subject: Year. Month. Date.

روش ترسیمی :



مزیت ← درک مفهومی مدار

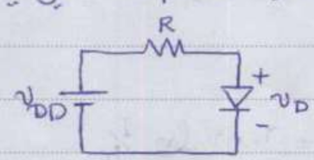
عیب ← غیر دقیق

روش سعی و خطا :

مقدار اولیه ای برای v_D $\xrightarrow{1}$ مقدار جدید i_D $\xrightarrow{2}$ مقدار جدید v_D $\xrightarrow{1}$ مقدار جدید i_D

* هر چه v_C و R بزرگتر باشد حساسیت معادله نسبت به v_D کمتر است و زودتر به جواب می رسیم $\left(i_D = \frac{v_C - v_D}{R} \right.$

مثال: مدار روبرو را با فرض $v_{DD} = 12^v$ ، $R = 10^{k\Omega}$ ، $I_S = 10^{-14} A$ ، $nv_T = 25^{mv}$ تحلیل کنید.



$$\begin{cases} I_D = \frac{v_{DD} - v_D}{R} = \frac{12 - v_D}{10^{k}} \\ v_D = 60\,mv \log \frac{I_D}{10^{-11} mA} \end{cases}$$

$$v_D = 0 \xrightarrow{1} \overset{i_D}{1.2\,mA} \xrightarrow{2} \overset{v_D}{664\,mv} \xrightarrow{1} 1.133\,mA \xrightarrow{2} \overset{v_D}{663\,mv} \xrightarrow{1} \boxed{1.133\,mA}$$

خطای زیر ٪5 ← جواب مناسب

روش تقریب :

$$\begin{cases} I_S = 10^{-13} - 10^{-15} \\ i_D = 10\mu A \;\dots\; 10\,mA \end{cases}$$

$$v_D = 60\,mv \log \frac{i_D}{I_S} \Rightarrow 0.5^v < v_D < 0.8^v \Rightarrow v_D \simeq 0.7\,v$$

مثال قبل $\Rightarrow i_D = \frac{10 - 0.7}{10^{k}} = 1.13\,mA$

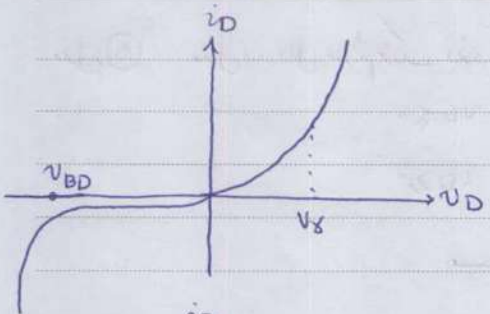
$v_{DD} = 0.7\,v$

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

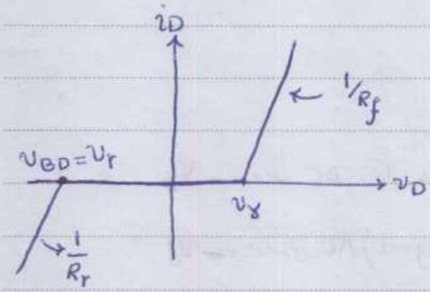
تقریب های تکه ای



مدل ①

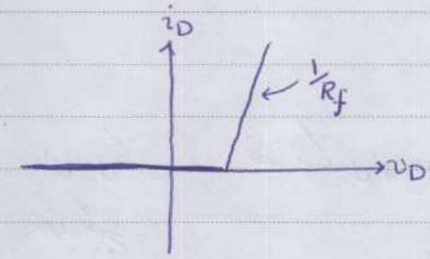
$$I_D = I_s\left(e^{\frac{v_D}{n v_T}} - 1\right)$$

تقریب خطی نواحی

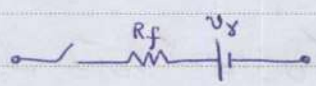


مدل ②

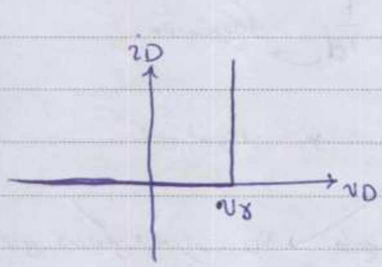
$$i_D \begin{cases} \dfrac{v_D - v_r}{R_r} & v_D < v_r \\ 0 & v_r < v_D < v_\gamma \\ \dfrac{v_D - v_\gamma}{R_f} & v_D > v_\gamma \end{cases}$$



مدل ③



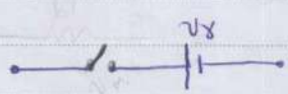
$$i_D \begin{cases} 0 & v_D < v_\gamma \\ \dfrac{v_D - v_\gamma}{R_f} & v_D > v_\gamma \end{cases}$$



مدل ④

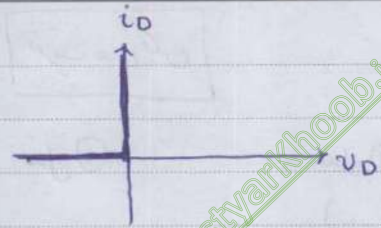
$R_f \simeq 0 \Leftarrow ۰٫۱^{\Omega} < R_f < ۳٫۴^{\Omega}$

$$\begin{cases} i_D = 0 & v_D < v_\gamma \\ v_D = v_\gamma & i_D > 0 \end{cases}$$

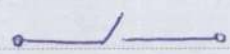


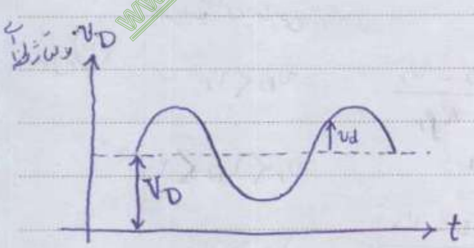
PAPCO

مدل ⑤ مدل ایده‌آل علائم بزرگ دیود



$$\begin{cases} i_D = 0 & v_D \leq 0 \\ v_D = 0 & i_D \geq 0 \end{cases}$$





$V_D \leftarrow$ مولفه DC ولتاژ بایاس

$v_d \leftarrow$ مولفه‌ی AC (small signal)

$$v_D = \underbrace{V_D}_{\text{بایاس (تغییرناپذیر با زمان)}} + v_d$$

v_d: مولفه AC (تغییرپذیر با زمان)

برای مدل کردن دیود در حضور سیگنال‌های علائم کوچک باید آن را به گونه‌ای بایاس کرد که در ناحیه‌ی خطی ناحیه‌ی وصل قرار بگیرد.

$$i_D = I_s e^{\frac{v_D}{n V_T}}$$

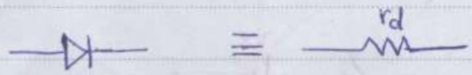
$$\Rightarrow \frac{\partial I_D}{\partial v_D} = \frac{1}{r_d}$$ مقاومت دینامیکی

$$\frac{di_D}{dv_D} = \frac{i_D}{n V_T} \Rightarrow \boxed{r_d = \frac{n V_T}{i_D}}$$

$\rightarrow$ تابعی از i_D

صادق برای محدوده‌ی کمی از تغییرات $v_D \Rightarrow \boxed{\Delta v_D < 10\,mV}$

مدل علائم کوچک



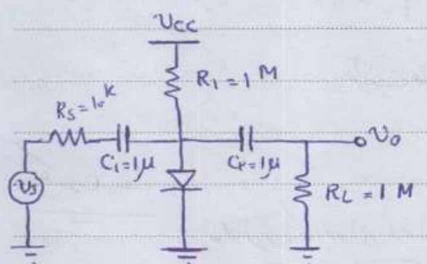
Subject:
Year. Month. Date. ( )

* بنابراین دیود معادل یک مقاومت دینامیکی تابع جریان نقطه کار است. $r_d = \frac{nV_T}{i_D}$

کاربردهای دیود:
- small signal
  - پتانسیومتر
  - خازن قابل تنظیم
- largsignal
  - یکسوساز
  - محدودکننده
  - نرم دهنده موج
  - مدارهای چند برابر کننده ولتاژ
  - مدارهای گیرشی

* کاربردهای small signal (SS)

- پتانسیومتر



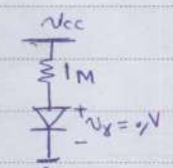
$nV_T = 25\,mV$

$f = 10\,kHz$

$V_p = 20\,mV$

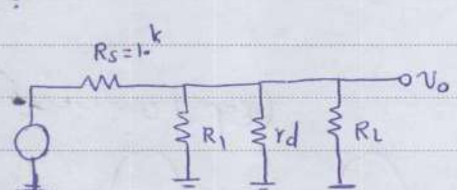
$\Rightarrow V_o = ?$

تحلیل DC: $V_{cc} = 10V$



$$i_D = \frac{V_{cc} - V_\gamma}{R_1} = \frac{9.3}{1M} = 9.3\,\mu A$$

تحلیل AC:



$V_{cc} \rightarrow 0$

همه خازن ها ← اتصال کوتاه

منابع ← زمین

$$r_d = \frac{25^{mV}}{i_D} = \frac{25^{mV}}{9.3\mu A} \simeq 2.7\,k\Omega$$

$$v_o = \frac{R_1 \| r_d \| R_L}{R_1 \| r_d \| R_L + R_s} \simeq \frac{r_d}{r_d + R_s} = \frac{2.7}{12.7} \times \overbrace{V_p \sin\omega t}^{v_s} = 4\,mV \times \sin\omega t$$

$< 10^{mV}$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

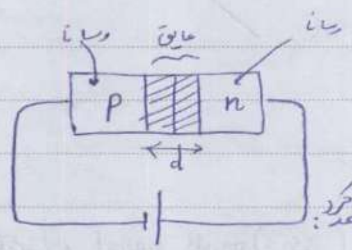
ب) $V_{CC} = 100^{V}$

$$i_D = \frac{100^{V}}{1M} = 100\mu A \Rightarrow r_d = \frac{25mV}{i_D} = 250\,\Omega$$

$$v_o = \frac{0.25}{10.25} \times v_p \sin\omega t = 0.5\, mV \sin\omega t$$

* کاربردهای LS :

خازن قابل تنظیم



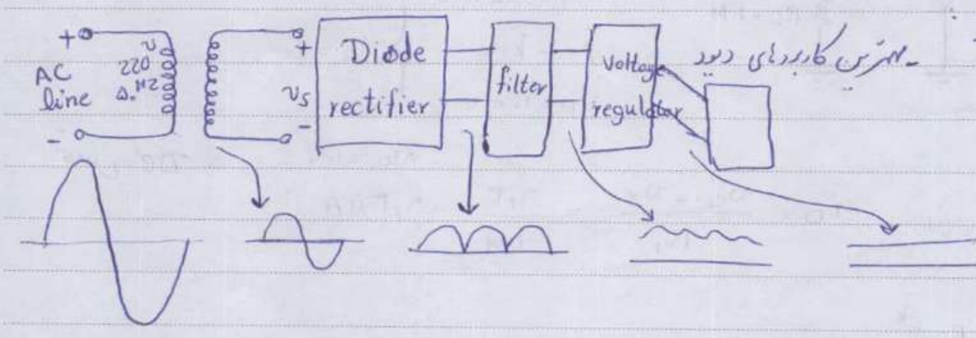
$$C = \frac{k\varepsilon_0 A}{d}$$

اگر یک دیود را در جهت معکوس بایاس کنیم مانند یک خازن متغیر عمل خواهد کرد:

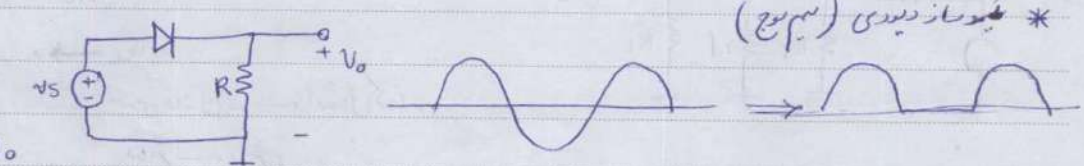
$v_r\uparrow \Rightarrow$ عرض ناحیه تهی $\uparrow \Rightarrow$ فاصله‌ی رسانا $\uparrow \Rightarrow$ ظرفیت خازن $\downarrow$

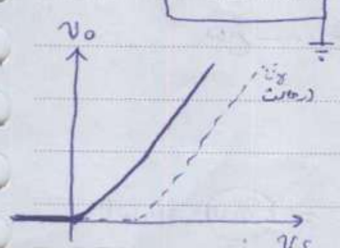
یکسوسازها :

ـ بهترین کاربردهای دیود



* یکسوساز دیودی (نیم موج)



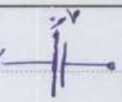


$v_o = v_s$ دیود هدایت می‌کند ← وقتی $v_s > 0$ / تحلیل مدار

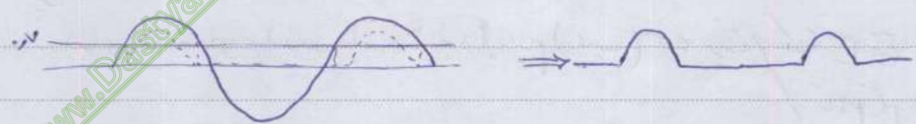
$v_o = 0$ دیود مدار باز ← $v_s < 0$

میانگین خروجی ← غیر صفر — میانگین ورودی ← ۰

Subject:
Year. Month. Date. ( )

اگر دیود به صورت  باشد / $v_s < v_\gamma$ $\quad v_o = 0$

$v_s > v_\gamma$ $\quad v_o = v_s - v_\gamma$

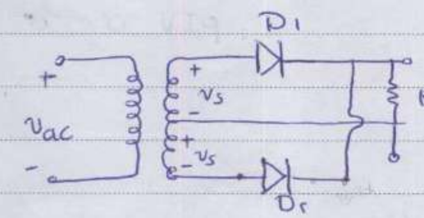


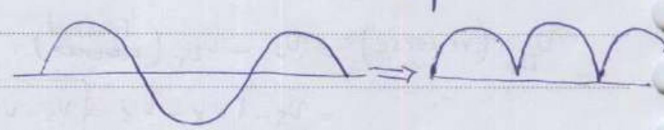
* در انتخاب دیود ۲ پارامتر مهم است / بیشترین مقدار جریانی که دیود می‌تواند هدایت کند / بیشترین ولتاژ معکوسی که روی دیود می‌افتد بدون آنکه در ناحیه شکست باشد.

peak inverse voltage (PIV)

* برای شکل قبلی PIV همان $-v_s$ است که باید $v_s < v_{BD}$ باشد.

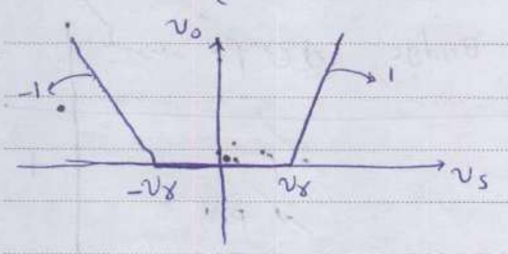
* یکسوساز تمام موج

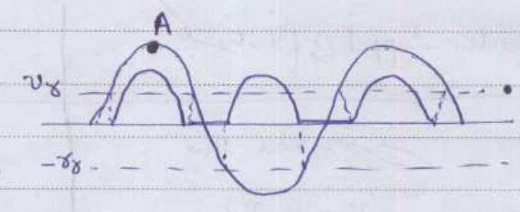




تحلیل مدار

$v_{ac} > 0$	D_1 روشن	D_2 خاموش	در هر دو حالت جریان از R عبور می‌کند.
$v_{ac} < 0$	D_1 off	D_2 on	





مقدار PIV را برای حالت A از شکل موج بدست آورید ولتاژ معکوس روی D_2 $\quad PIV = 2v_s - v_\gamma$

D_1 : ON $\quad D_2$ ولتاژ آند $= -v_s$

D_2 : off $\quad D_2$ ولتاژ کاتد $= v_s - v_\gamma$

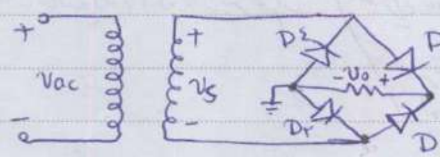
$PIV =$ کاتد D_2 − آند D_2 $= 2v_s - v_\gamma$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* یکی از عیب های یکسوساز تمام موج PIV بالای آن است .

* یکسوساز پل :

در این جا به جای ۲ دیود نیاز به ۴ دیود داریم (عیب) ⇐ برتری / یک سیم پیچ / PIV کم



$$\begin{cases} v_{ac}>0 & D_1 , D_2 \Rightarrow on \\ v_{ac}<0 & D_3 , D_4 \Rightarrow on \end{cases}$$

$$\boxed{v_o = v_s - 2v_\gamma}$$

محاسبه ی PIV :

$$v_{D_4}(\text{reverse}) = v_o + v_{D_2}\left(\substack{\text{Forward} \\ \cancel{\text{reverse}}}\right)$$

$$= \underbrace{v_s - 2v_\gamma}_{max} + v_\gamma = \boxed{v_s - v_\gamma}$$

* مقدار PIV برای این حالت کمتر از یکسوساز تمام موج است .

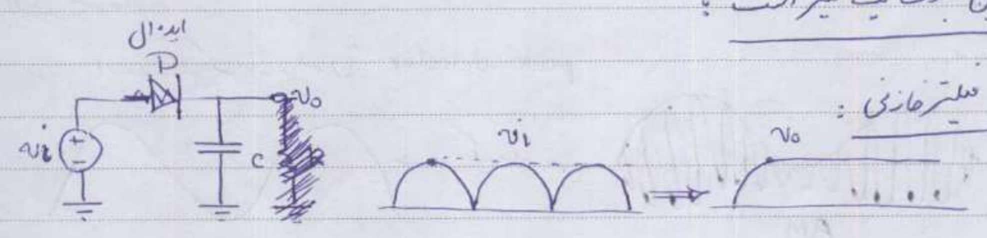
	یکسوساز تمام موج پل Bridge	یکسوساز تمام موج center-tapped
+	دور سیم کمتر PIV کمتر	مقدار max ولتاژ بیشتر $v_o = v_s - v_\gamma$
−	مقدار max ولتاژ کمتر $v_o = v_s - 2v_\gamma$	دور سیم بیشتر PIV بیشتر

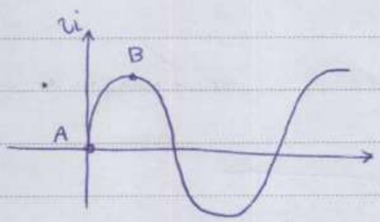
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* در این بلوک یک فیلتر است:

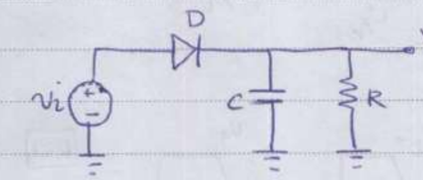
فیلتر خازنی:

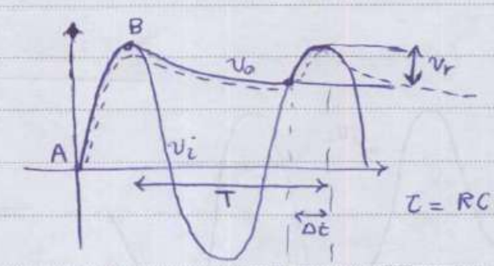




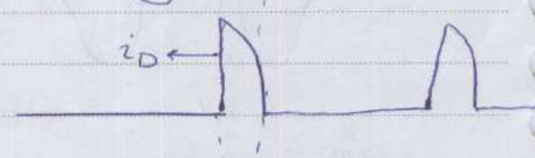
از A تا B خازن شارژ می‌شود.

از B به بعد دیود خاموش می‌شود و خازن در حالت ایده‌ال مقدار v_p را در خود





$\tau = RC \gg T$



Δt: بازه زمانی هدایت دیود

v_r: مقدار ولتاژ ripple تابعی است از τ

$RC \uparrow \Rightarrow v_r \downarrow$

$$v_o = v_p e^{-t/RC} \qquad \overset{v_p - v_r}{(B \text{ در نقطه})} = v_p e^{-T/RC} \qquad (\Delta t \ll T)$$

$$RC \gg T \qquad \simeq v_p\left(1 - \frac{T}{RC}\right) \quad \text{مک‌لورن}$$

$$\frac{T}{RC} \ll 1$$

$$= v_p - v_r = v_p\left(1 - \frac{T}{RC}\right) \Rightarrow v_r = v_p \frac{T}{RC} = \boxed{\frac{V_p}{fRC}}$$

$$V_p \cos(\omega \Delta t) = v_p - v_r \Rightarrow \cancel{v_p}\left[1 - \frac{1}{2}\omega^2 \Delta t^2\right] = \frac{v_p - v_r}{v_p} \Rightarrow \frac{v_r}{v_p} = \frac{1}{2}\omega^2 \Delta t^2$$

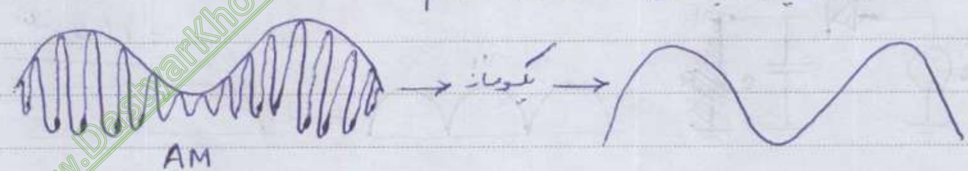
PAPCO

$$\boxed{\omega \Delta t = \sqrt{2 v_r / v_p}}$$

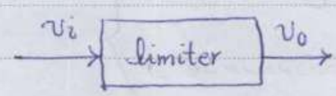
Subject:
Year. Month. Date. ( )

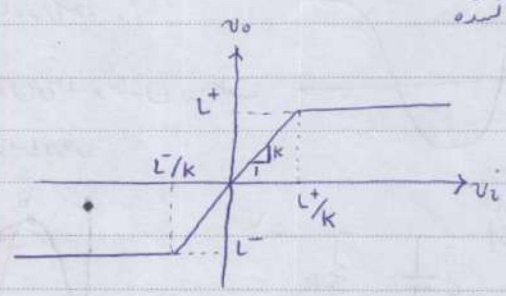
کاربرد یکسوسازها :

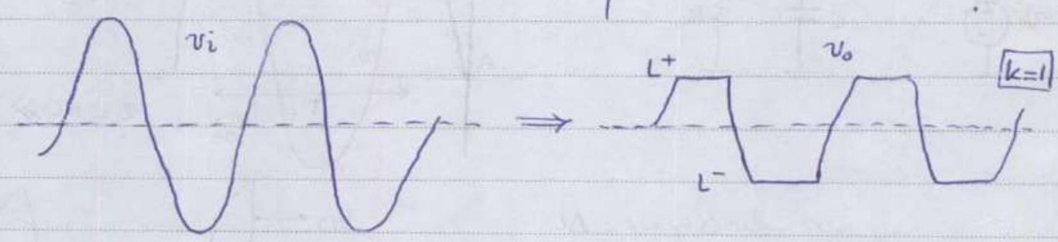
استفاده از یکسوساز به عنوان peak detector

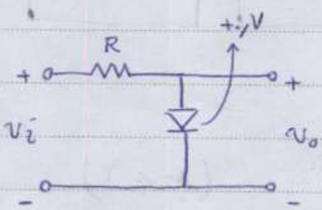


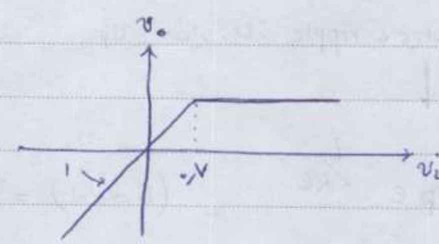
مدارهای محدود کننده

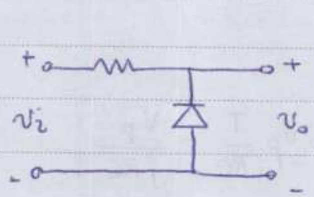


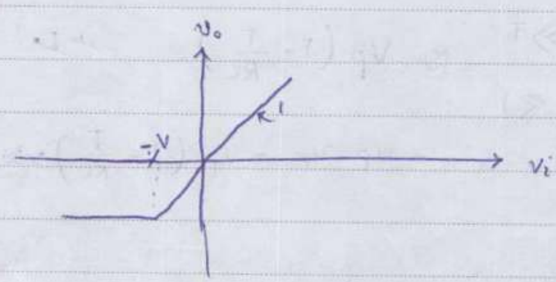




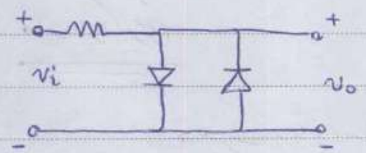


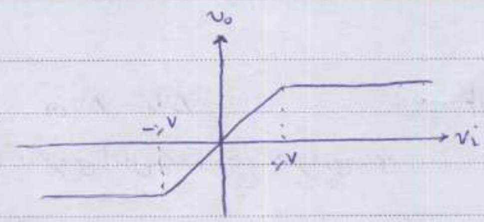


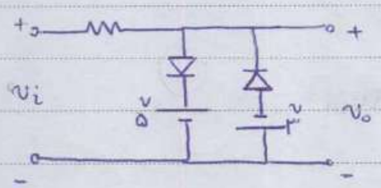


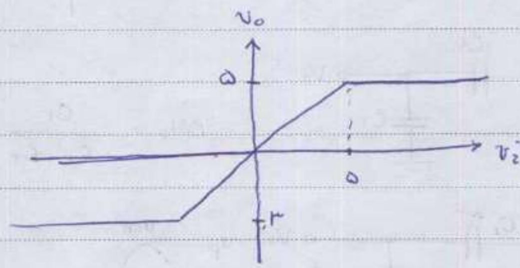


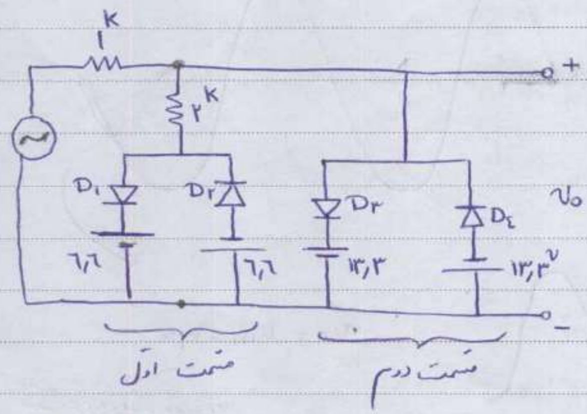
Subject:
Year. Month. Date. ( )









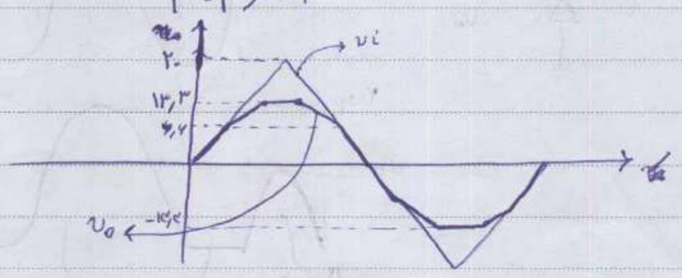


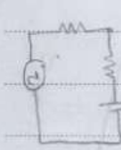
فرم دهنده‌ی موج

* دیودها ایده‌آل هستند *

$$v_o \begin{cases} v_i & -4.4 < v_i < 4.4 \\ \pm\left(\frac{2}{3}|v_i| + \frac{1}{3}(6.6)\right) & 4.4 < |v_i| < ? \Rightarrow 16.6 \\ \pm 13.3 & |v_i| > 16.6 \end{cases}$$

$\frac{2}{3}v_i + 2.2 = 13.3 \Rightarrow v_i = 16.6$



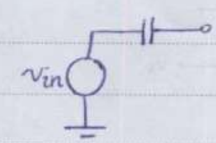


$\frac{2}{3}(v_i - 4.4) + 4.4$

PAPCO

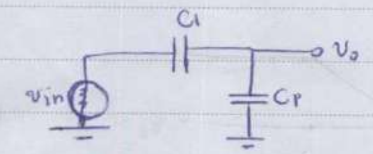
Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدارهای گیرشی

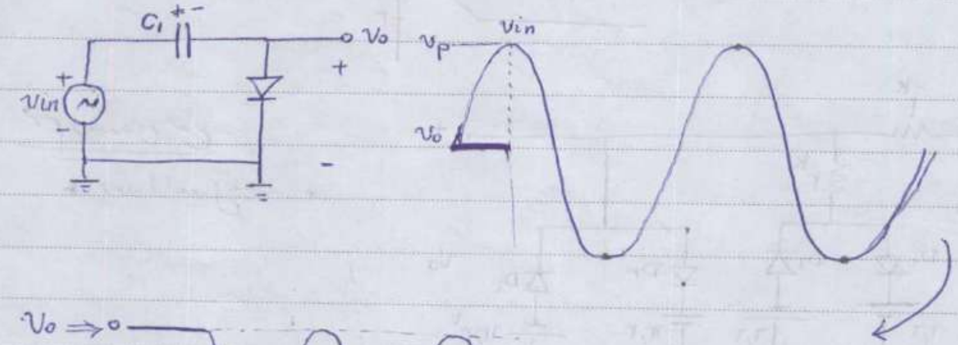


$$\Delta V_o = \Delta V_{in}$$

* تغییرات ولتاژ ورودی دقیقاً در خروجی اعمال می‌شود و هیچ تغییر بازی روی خازن نداریم.

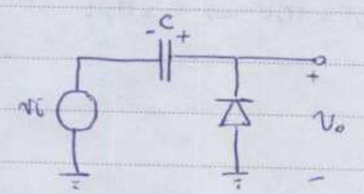


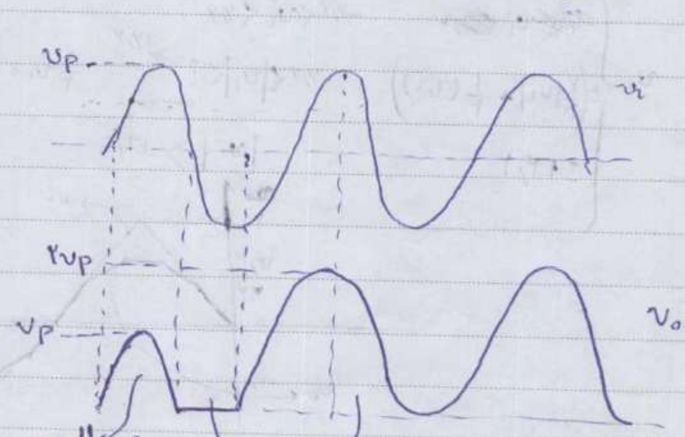
$$\Delta V_o = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \Delta V_{in}$$

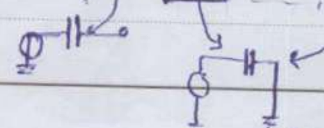


$$v_o = v_{in} - v_p$$

مثبت‌ترین ولتاژ ورودی







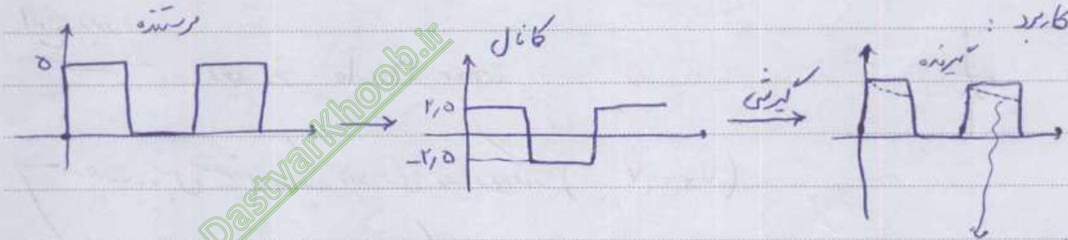
$$v_o = v_{in} + v_p$$

قدر مطلق منفی‌ترین ولتاژ موجود در ورودی

PAPCO

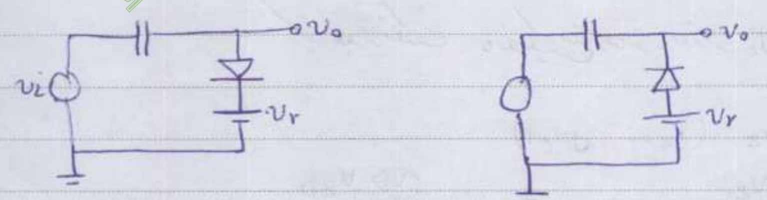
Subject:
Year. Month. Date. ( )

کاربرد :



* نکته ۱ : انحنا ناچیز ناشی از $\tau = RC$

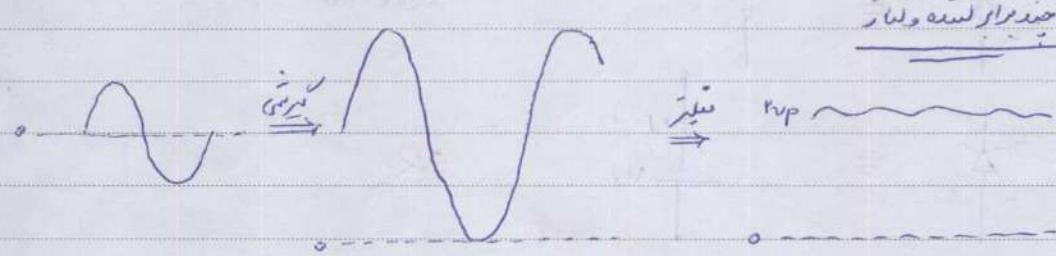
* نکته ۲ :

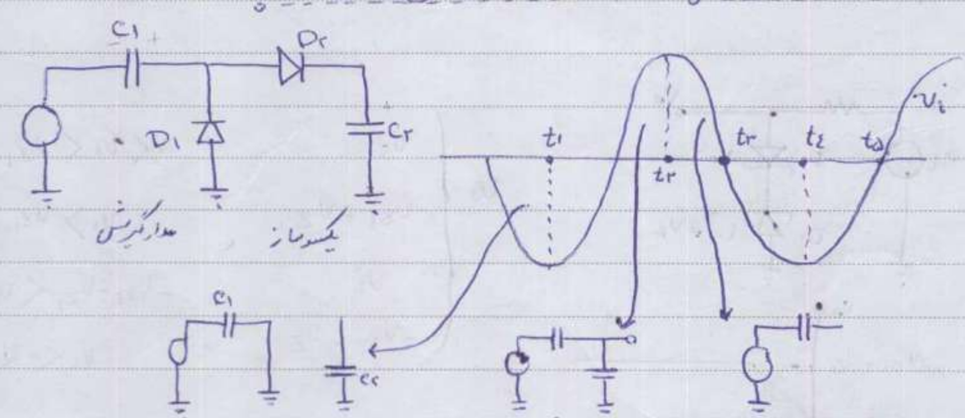


$v_o = v_i - v_p + v_r$

$v_o = v_i + v_p + v_r$

چند برابر کننده ولتاژ





PAPCO

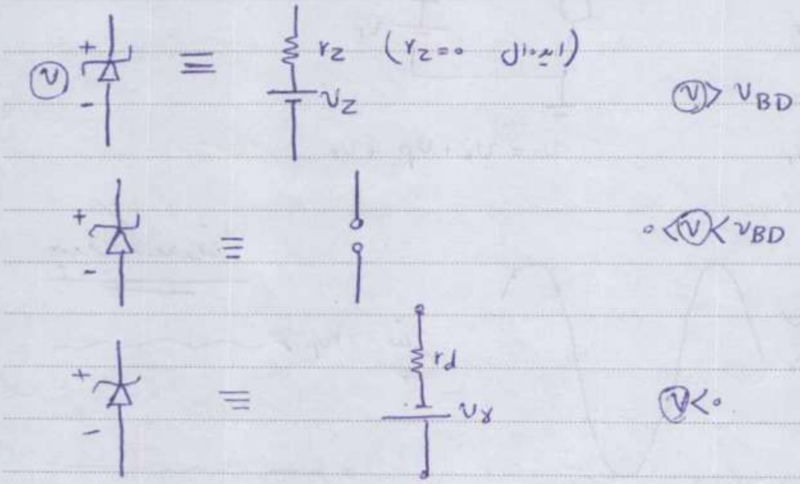
Subject:
Year. Month. Date. ( )

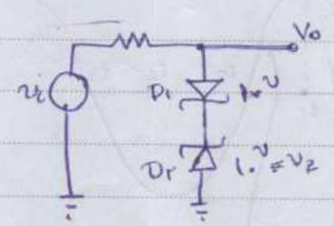
انواع دیود

دیود زنر Zener Diode

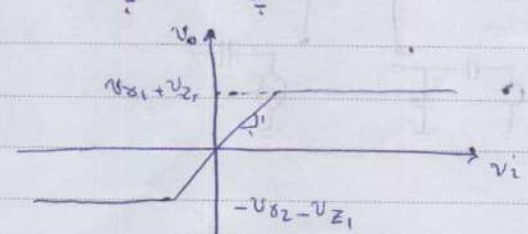
در جهت بایاس مستقیم مانند یک دیود معمولی رفتار می‌کند ($v_\gamma = 0.7$)

در جهت معکوس:
- قبل از شکست: مدار باز
- بعد از شکست: مانند یک منبع ولتاژ با مقدار V_Z سری با یک مقاومت r_Z





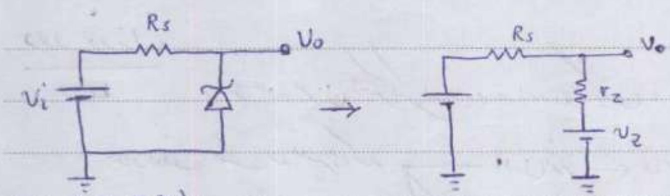
$$v_o = \begin{cases} v_i & 0 < v_i < v_{\gamma_1} + v_{Z_2} \\ v_{\gamma_1} + v_{Z_2} & v_i > v_{\gamma_1} + v_{Z_2} \\ v_i & -v_{\gamma_2} - v_{Z_2} < v_i < 0 \\ -v_{\gamma_2} - v_{Z_1} & v_i < -v_{\gamma_2} - v_{Z_1} \end{cases}$$



PAPCO

Subject:
Year. Month. Date.

تثبیت کننده‌ی ولتاژ :



$v_i = (24-30\,v)$

$v_i < v_z \rightarrow$ دیود خاموش $\rightarrow v_o = v_i$

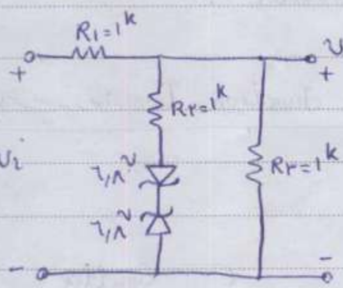
$v_i > v_z \rightarrow$ دیود روشن $\Rightarrow$ جمع آثار $v_o = \frac{r_z}{R_s+r_z} v_i + \frac{R_s}{R_s+r_z} v_z$

$$\Delta v_o = \frac{r_z}{R_s+r_z}\Delta v_i \simeq \frac{r_z}{R_s}\Delta v_i \quad (r_z \ll R_s)$$

مثال : $\Delta v_i = 6v \quad r_z = 10^{\Omega} \quad v_z = 12^{v} \quad R_s = 1^{k\Omega}$

$$\Delta v_o = \frac{1}{100}\Delta v_i \qquad v_o = \frac{10}{1010} v_i + \frac{1000}{1010} v_z = 12.11 \ldots 12.17^{v}$$

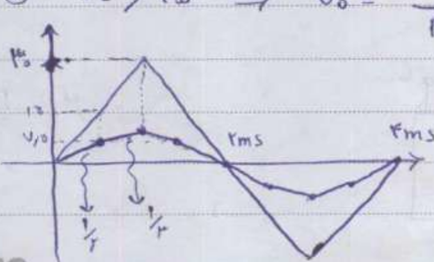
مثال :



در صورتی که در مدار v_i یک سیگنال مثلثی متقارن با دامنه‌ی 30^v و فرکانس $250\,Hz$ باشد مطلوب است رسم v_o؟
$(v_\gamma = 0.7)$

① $v_i < \overbrace{2(v_{\gamma 1}+v_{z2})}^{15} \Rightarrow v_o = v_i/2$ دیودها خاموش

② $v_i > 15^v \Rightarrow v_o = \frac{(R_2\|R_3)\,v_i}{R_2\|R_3 + R_1} + \frac{(R_1\|R_2)}{(R_1\|R_2)+R_3}(7.5) = \frac{1}{3}(v_i+7.5)$



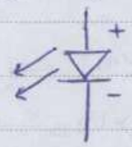
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

دیود نورزا : LED

بر اثر عبور جریان الکتریکی از دیود ، انرژی الکترون ها باعث ایجاد نور می شود ــ با اضافه کردن مواد مختلف طیف نور تغییر می کند

- مادون قرمز ← مخابرات نوری ، کنترل از راه دور
- قرمز ← 7 segment
- سفید ← جایگزین لامپ معمولی



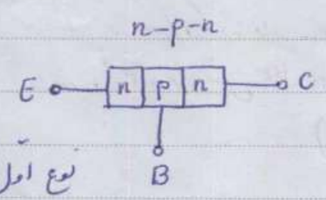
ترانزیستور :

یک عنصری است که خاصیت تقویت کنندگی دارد. در حالت ایده ال مدل منابع وابسته دارد.

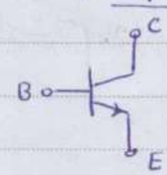
دو نوع اصلی:
- BJT → Transfer resistor ← تبدیل کننده ی مقاومتی
- MOSFET

ترانزیستور (BJT) Bipolar Junction Transistor

n-p-n

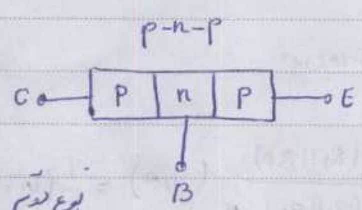


نوع اول

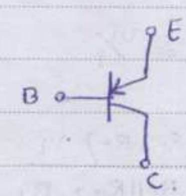


E	Emitter
C	Collector
B	Base

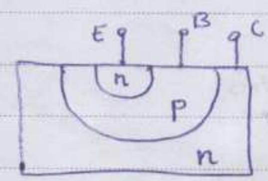
p-n-p



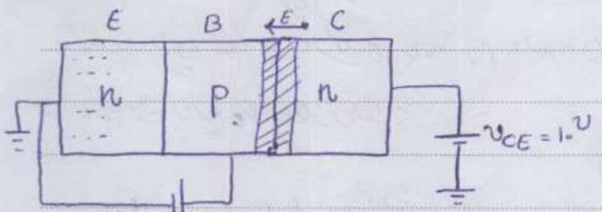
نوع دوم

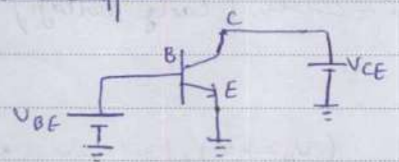


BJT در عمل :



Subject:
Year. Month. Date. ( )





مدل BJT : مدل مهاجرت نخبگان

E دانشگاه شریف

باتری اساتید دانشگاه

B ایران

C آمریکا

ناحیه‌ی بین B و C سفارت آمریکا

e دانشجو

BE ← به صورت مستقیم بایاس شده (v_{BE} در حدی است که اتصال pn روشن شود)

BC ← به صورت معکوس بایاس شده

(۱): الکترون‌ها به دلیل بایاس از E به سمت B می‌روند.

(۲): الکترون‌ها شروع به difuse کردن به سمت راست می‌کنند چون B الکترون ندارد ← I_E

(۳) تعدادی از الکترون‌ها چون وارد فضای پر حفره‌ی B می‌شوند با حفره‌ها جذب می‌شوند ← I_B

(۴) اکثر الکترون‌ها وقتی به لبه‌ی C می‌رسند میدان را می‌بینند و آنها را به سمت راست پرت می‌کند ← I_C

$$I_E = I_C + I_B \qquad I_B \simeq \frac{1}{100} I_C$$

$$I_E = (1+\beta) I_B \qquad I_C = 100 I_B = \beta I_B$$

- v_{BE} مانند شیری عمل می‌کند که میزان جریان خروجی را تعیین می‌کند.

V_{CE}:

- برای کم کردن I_B باید B را نازک کنیم تا زمان حضور حامل‌ها در آن کم و شانس جذب شدن کم تر شود ← افزایش

دو منحنی برای BJT قابل تصور است:

۱- منحنی ورودی: وابستگی i_B به V_{BE} با پارامتر V_{CE}

۲- منحنی خروجی: وابستگی i_C به V_{CE} با پارامتر V_{BE} (i_B)

P4PCO

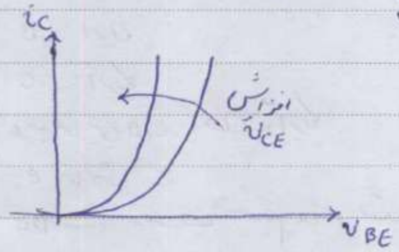
Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$i_C = I_S(e^{\frac{v_{BE}}{nV_T}} - 1) \simeq I_E$$

* علاوه براین i_C ها وابستگی به v_{CE} هم دارد به دلیل آن که با افزایش v_{CE} عرض ناحیه‌ی تهی افزایش یافته و جریان i_C ها افزایش می‌یابد.

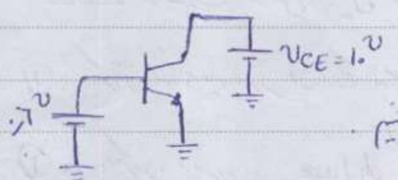
$$i_C = I_S(e^{\frac{v_{BE}}{nV_T}} - 1)(1 + \frac{v_{CE}}{V_A})$$

(Early voltage) ولتاژ ارلی $\simeq 100^V$



* در حالت ایده‌ال ($V_A \to \infty$)

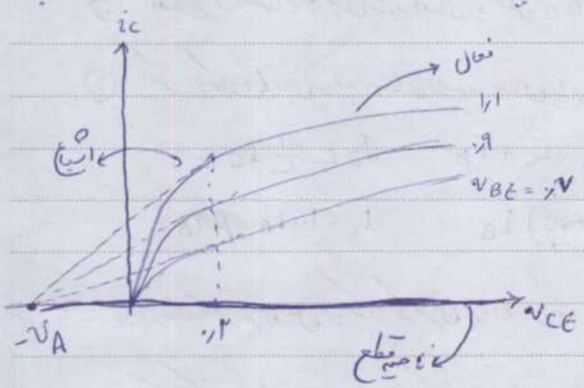
مشخصه‌ی خروجی :



مقدار v_{CE} را از 10^V به پایین می‌آوریم تا تغییرات i_C ها را رصد کنیم.

$v_{CE} = 0.2V$

حدی که از آن به بعد به پایین ترانزیستور خاصیت تقویت کنندگی خود را از دست می‌دهد. i_C ها از حالت وابسته بودن به v_{BE} خارج می‌شود که این نامطلوب است.



$v_{BE} < 0.5 \to$ قطع

خلاصه:

۳ ناحیه برای BJT داریم که :

۱) ناحیه‌ی قطع ($v_{BE} < 0.5^V$) $I_C \simeq 0$, $I_B \simeq 0$

۲) ناحیه‌ی اشباع ($v_{BE} > 0.5$, $v_{CE} \simeq 0.2^V$) یک مقاومت بسیار کم بین C و E وجود دارد.

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

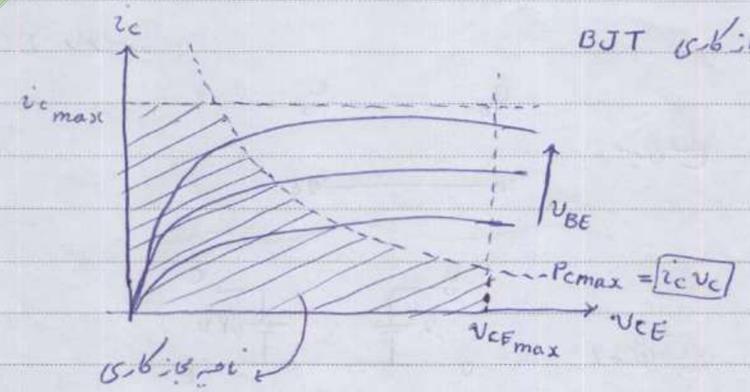
۳) ناحیه فعال: ($v_{BE} \geq 0.5^V$ و $v_{CE} > 0.2^V$) ← BJT را مانند یک منبع ولتاژ وابسته مدل می‌کنیم ←

مقاومت بسیار زیاد بین C و E

* کاربرد ترانزیستور ۱- یا تقویت کنندگی است (ناحیه فعال) و یا ۲- switch ← کار در ناحیه اشباع ON

← کار در ناحیه قطع OFF

* ناحیه مجاز کاری BJT



$\underline{\beta}$:

همانطور که گفتیم کسر ناچیزی از جریان در B می‌رود در واقع $i_C = f(i_B)$ که در حالت ایده‌آل

$i_C \propto i_B$ با یک ضریب تناسب به نام β

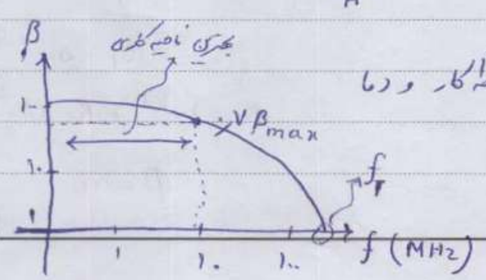
$I_C = \beta I_B$ $\quad$ ایده‌آل مستقیم $\beta_F = \left.\frac{I_C}{I_B}\right|_{v_{CB}=0}$

$I_E = I_B + I_C = (\beta+1) I_B$ $\quad$ ($v_{BC} \simeq 0$ فرض)

اگر $v_{BC} \neq 0$ باشد:

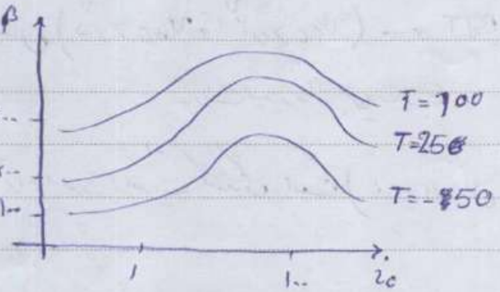
$\beta \qquad I_C = \overbrace{\beta\left(1 + \frac{v_{CB}}{v_A}\right)}^{\beta_{DC}} I_B \qquad \beta_{AC} = \left.\frac{\partial i_c}{\partial i_b}\right|_{I_C = I_{C_Q}}$

* β تابعی است از فرکانس، جریان نقطه کار و دما



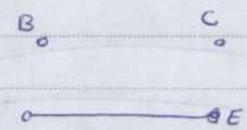
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

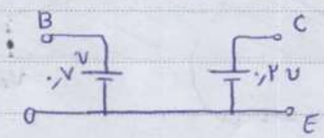


مدل‌های DC ترانزیستور :

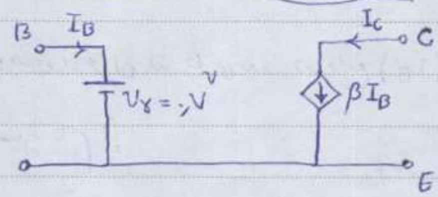
ناحیه‌ی قطع



ناحیه‌ی اشباع

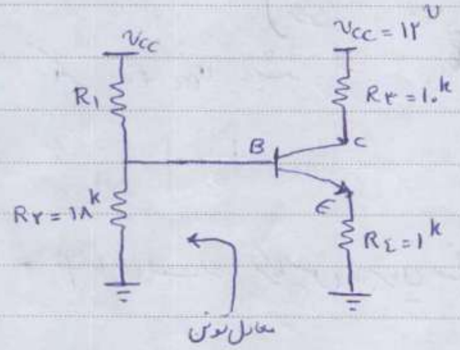


ناحیه‌ی فعال



مثال:

نقطه کار ترانزیستور را در مدار بیابید.



الف) $R_1 = 100^{k\Omega}$

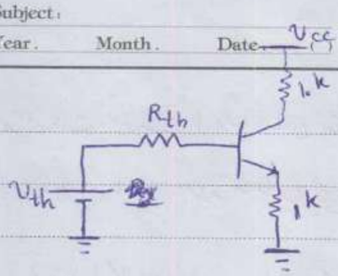
ب) $R_1 = 500^{k\Omega}$

ج) $R_1 = 100\,k\Omega$, $R_C = 500^{\Omega}$

$\beta = 100$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date.



$v_{th} = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_{cc}$ $\quad R_{th} = R_1 \| R_2$

kvl: $v_{th} - R_{th} i_B - v_\gamma - R_E i_E = 0$

$i_E = (\beta+1) i_B$

$$\Rightarrow \boxed{i_B = \frac{v_{th} - v_\gamma}{R_{th} + (\beta+1) R_E}} \qquad i_C = \frac{\beta(v_{th} - v_\gamma)}{R_{th} + (\beta+1) R_E}$$

transfer resistor تبدیل مقاومتی

$$\Rightarrow i_C = \frac{v_{th} - v_\gamma}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_E} \qquad \text{تقریب } \frac{\beta+1}{\beta} = 1$$

الف) $v_{th} = 1.83^v > 0.5 \Rightarrow$ اشباع یا فعال

$R_{th} = 15.3\ k\Omega$

فرض ← فعال:

$i_C = 0.97\ mA \rightarrow v_{CE} = \overbrace{v_{cc} - R_3 i_C}^{v_C} - \overbrace{R_E i_E}^{v_E} = 1.3^v > 0.2^v$

بنابراین فرض درست بوده است.

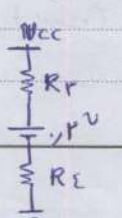
ب) $v_{th} = 0.4^v < 0.5 \Rightarrow$ قطع ← ترانزیستور خاموش

ج) $v_{th} > 0.5 \Rightarrow$ فعال یا اشباع

فرض ← فعال

$i_C = 1.7\ mA \qquad v_{CE} = 12 - 10 \times 1.7 - 0.5 \times 1.7 = -6v < 0.2^v$

فرض اشتباه بوده و بنابراین در ناحیه‌ی اشباع هستیم ⟸

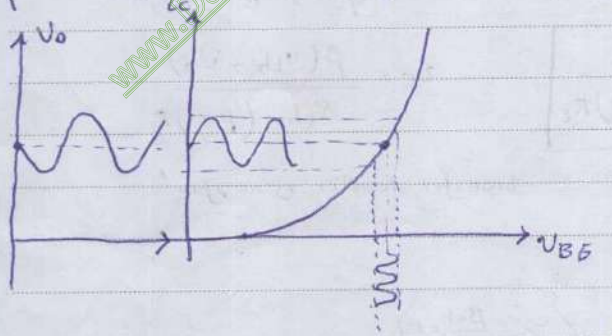


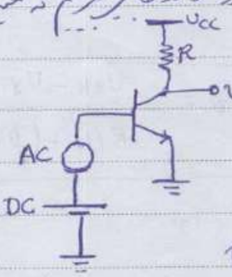
$i_C = \frac{12 - 0.2}{R_3 + R_E} = 1.12\ mA$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* در بحث تقویت با ولتاژهای AC را بررسی می‌کنیم ولی چون دامنه‌ی AC بسیار کم است بنابراین v_{BE} را نمی‌تواند بالای ۰/۵۵ ببرد. بنابراین هیچ تقویت کنندگی نداریم بنابراین از DC استفاده می‌کنیم.

باید نقطه کار ترانزیستور را در جایی ببریم که تغییرات کم v_{BE} باعث تغییرات شدید I_c شود (بایاس کردن)

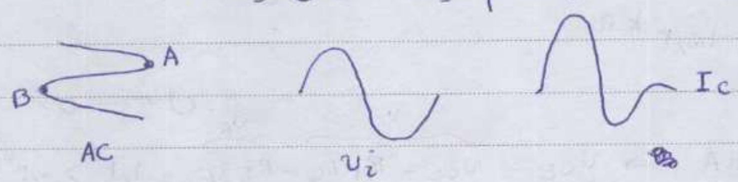




$$v_0 = v_{cc} - RI_c$$

* I_c و v_0 ۱۸۰° اختلاف فاز دارند *

* اگر دامنه‌ی ورودی AC زیاد شود، gain ها کم و زیاد می‌شود و اعوجاج زیاد می‌شود.

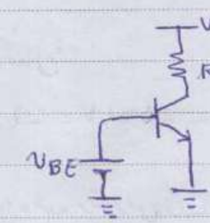


$\Rightarrow v_{p_{AC}} \simeq 10-20\ mV$

* gain در A بسیار بیشتر از gain در B خواهد بود ← به دلیل ذات غیرخطی BJT ← اعوجاج در سیگنال خروجی ← نامطلوب

نحوه‌ی بایاسینگ ترانزیستور: حالت ایده‌ال ← مستقل از حرارت و مستقل از β

① بایاسینگ با ثابت v_{BE}:

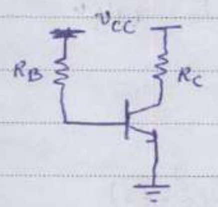


$$I_c = I_s e^{\frac{v_{BE}}{n V_T}}$$ (تقریب)

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* با تغییرات دما در صورت عدم وجود AC ، ولتاژ کاری BJT می‌ابد باعث گرم شدن ترانزیستور و در نتیجه افزایش I_s می‌شود ← تغییرات زیاد I_c ← نامطلوب

* چون β با دما، فرکانس و حتی از ترانزیستور به ترانزیستور تغییر می‌کند حتماً جریان I_c باید کمتر وابسته به β بوده باشد.



② تثبیت I_B:

$$V_{CC} - R_B I_B - V_\gamma = 0$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B} \qquad I_C = \frac{\beta(V_{CC} - V_\gamma)}{R_B}$$

I_c وابسته به β شد ← نامطلوب

* یعنی با تغییرات β ، I_c می‌تواند آن‌قدر زیاد شود که T را به اشباع ببرد.

مثال: در مدار بالا:

$R_C = 6^k$ $\quad 100 < \beta < 450 \Rightarrow$ تغییرات ناشی از پروسه‌ها حذف

$R_B = 2.2^M$

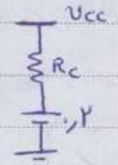
$V_{CC} = 12^V$

اگر $\beta = 200 \Rightarrow I_C = \frac{200(12-0.7)}{2.2\,M}$ $\quad V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = 6^V$ ✓ فعال

اگر $\beta = 100 \Rightarrow I_C = 0.5\ mA \quad V_{CE} = 9^V$

$\beta = 450 \Rightarrow I_C = 2.3\ mA \quad V_{CE} = -1.8^V$ #

فرض اشتباه است پس در ناحیه‌ی اشباع هستیم

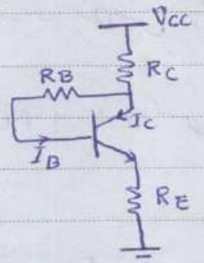


$$I_C = \frac{V_{CC} - 0.2}{R_C} = 2\ mA$$ مقدار واقعی جریان

P4PCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

③ اگر کاری کنیم که I_B با افزایش β کاهش یابد به گونه‌ای که βI_B ثابت شود مدار بهتری خواهیم داشت.
استفاده از feed back



$$\boxed{\beta\uparrow} \Rightarrow I_C\uparrow \Rightarrow V_{CE}\downarrow \Rightarrow \boxed{I_B\downarrow} \qquad I_B = \frac{V_{CE}-V_{BE}}{R_B}$$

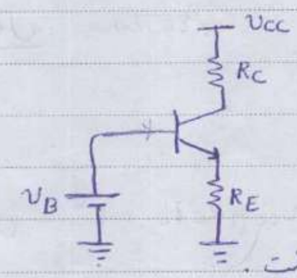
بنابراین I_C تقریباً ثابت می‌شود.

$$V_{CC} - R_C(I_C+I_B) - R_B I_B - V_\gamma - R_E\overbrace{(I_C+I_B)}^{I_E} = 0$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{CC}-V_\gamma}{R_B+(\beta+1)(R_C+R_E)} \qquad I_C = \frac{\beta(V_{CC}-V_\gamma)}{R_B+(\beta+1)(R_C+R_E)}$$

* β هم در صورت و هم در مخرج ظاهر شده و I_C تقریباً ثابت است *

④ تثبیت جریان I_C :

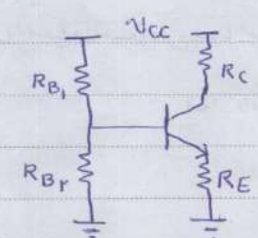


$$I_C \simeq I_E = \frac{V_B - V_\gamma}{R_E} = \frac{V_E}{R_E}$$

دقت شود که I_C مستقل است چون فقط به V_γ بستگی دارد و تابعی از β نیست.

* V_B باید در حد کافی بزرگ باشد تا وابستگی به V_γ هم کم شود. $\qquad V_E = V_B - V_\gamma > 1^V$

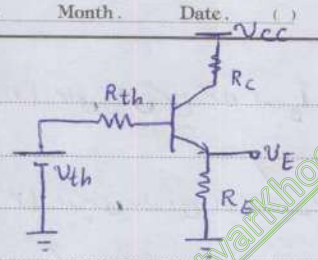
⑤ * وجود باتری نامطلوب است چون مقدار آن تغییرات زیادی دارد و به جای آن V_{CC} را ثابت می‌کنیم از تقسیم مقاومتی استفاده می‌کنیم.



$\boxed{\text{روش Self\_Bias}}$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )



$$I_C = \frac{\beta(v_{th}-v_\gamma)}{R_{th}+(\beta+1)R_E}$$

* برای اینکه وابستگی به β کم شود باید R_{th} کم شود.

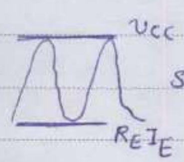
$$I_C \simeq \frac{v_{th}-v_\gamma}{\frac{R_{th}}{\beta}+R_E} = \frac{v_E}{\frac{R_{th}}{\beta}+R_E}$$

انتخاب R_E:

دوست داریم R_E بزرگ باشد تا در مخرج غالب شود و استقلال I_c از β حفظ شود.

بزرگ بودن R_E باعث افزایش v_E می‌شود و در نتیجه کاهش تأثیرات v_γ در I_c را خواهیم داشت.

از طرفی دوست داریم R_E کوچک باشد ← $\uparrow R_E \Rightarrow$ بهره $\downarrow$ (gain)



swing محدودیت $\Leftarrow \uparrow R_E$

انتخاب R_{th}:

دوست داریم کوچک باشد ← استقلال I_c از β

دوست داریم بزرگ باشد ← امپدانس ورودی زیاد باشد.

وقتی R_{th} کوچک می‌باشد ← اکثر جریان از R_{B_1} و R_{B_2} می‌گذرد ← تقریباً جریان B قابل صرف‌نظر کردن است.

* در واقع اگر I_B در مقابل I_{B_1} (I_c) قابل صرف‌نظر کردن باشد داریم:

$$I_C = \frac{v_{th}-v_\gamma}{R_E}$$

$$\boxed{\begin{matrix} I_{RB_1} \leq \beta I_B \\ I_{RB_1} \geq I_B \end{matrix}}$$

در عمل $I_{R_{B_1}} = I_{R_{B_2}} \gg I_E$

واسطه‌ی هندسی

$$I_{R_{B_1}} = \sqrt{\beta}\, I_B$$

$$R_{th} \ll \beta R_E$$

PAPCO

Subject:

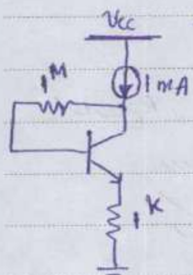
Year. Month. Date. ( )

نکته ۱) برای تخمین سریع جمون از I_B صرف‌نظر می‌کنیم البته در نهایت باید فرض خود را چک کنیم.

نکته ۲) در بسیاری مدارهای بایاسینگ اتصال مستقیم ولتاژ AC روی v_{BE} صحیح نیست پس باید با افزودن یک خازن این کار انجام دهیم چنین خازنی در حالت DC مدار باز عمل می‌کند و در حالت AC اتصال کوتاه

نکته ۳) اگر v_{BC} زیاد باشد یا v_A کوچک باشد به گونه‌ای که v_{BC}/v_A قابل صرف‌نظر کردن نباشد باید β را از رابطه $\beta_{DC} = \beta_F\left(1 + \frac{v_{CB}}{v_A}\right)$ محاسبه کرد

کمی روش سعی و خطا



$\beta_F = 100$

$V_{CC} = 24^{V}$

$V_A = 50^{V}$

$$\beta_{DC} = \beta_F = 100 \qquad I_C \simeq 1mA \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta_{DC}} = 10\mu A$$

$$v_{CB} = R_B \times I_B \simeq 10^{V}$$

$$\beta_{DC} = \left(1 + \frac{10}{50}\right) \times 100 = 120$$

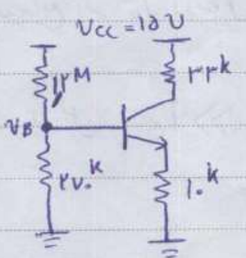
$$\beta_{DC} = 120 \Rightarrow I_B = \frac{1mA}{120} = 8.4\, mA$$

$$\Rightarrow v_{CB} = 8.4^{V} \Rightarrow \beta_{DC} = 117 \longrightarrow \text{تقریب خوبی است}$$

محاسبه‌ی تقریبی نقطه کار:

برای استفاده از این روش دو فرض باید در نظر گرفته باشد ① $\beta \gg 1$ که تقریباً همیشه صادق است ② $I_B \ll I_{R_{B_1}}$

مثال:



$$\beta = 250 \qquad v_B = \frac{270^{k}}{1.47M} \times 15^{V} \simeq 2.7^{V}$$

$$I_C = \frac{2^{V}}{10^{k}} = 0.2\, mA$$

$$v_C = V_{CC} - R_C I_C = 8.4^{V}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

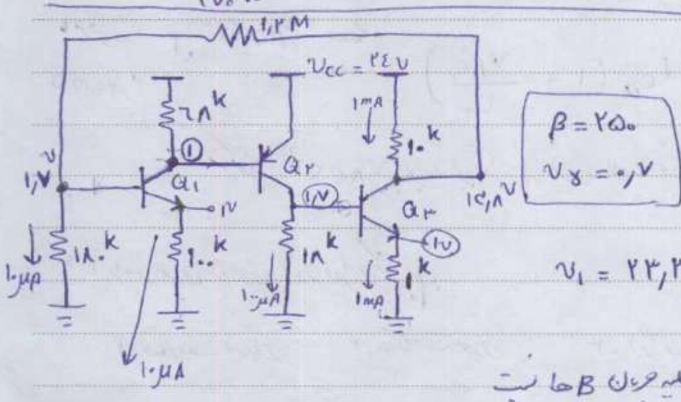
برقراری شرط ناحیه فعال ✓ ناحیه‌ی فعال $\Rightarrow$ $v_{CE} = ۸/۴ - v_E = ۶/۴v > ۰/۲v$

چک کردن فرض اولیه:
$I_B = ۲۰۰\mu A / ۳۵۰ < ۱\mu A$

✓

$I_{B_1} = \frac{۲/۷v}{۲۷۰k} = ۱۰\mu A$

مثال:



$v_1 = ۲۳/۳v$ $\quad I_{۶۸k} = \frac{۰/۷v}{۶۸k} \simeq ۱۰\mu A$

فرض ها باید در نهایت چک شود ← کلیه جریان B ها نسبت
به RB ها قابل صرف نظر کردن بشد ←

$۴\mu A \ll ۱mA \quad ۰/۴\mu A \ll ۱۰۰\mu A \quad ۰/۰۴\mu A \ll ۱۰\mu A$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تحلیل AC ترانزیستور

$$I_C = I_S\, e^{\frac{v_{BE}}{n v_T}} = I_S\, e^{\frac{(v_B + v_{AC})}{n v_T}}$$

$$\overset{n=1}{\simeq} \underbrace{I_S\, e^{\frac{v_B}{v_T}}}_{I_{CQ}} \cdot e^{\frac{v_{AC}}{v_T}} \Rightarrow I_C = I_{CQ}\left(1 + \frac{v_{AC}}{v_T} + \frac{1}{2!}\left(\frac{v_{AC}}{v_T}\right)^2 + \cdots\right)$$

با فرض: $v_{AC} \ll \underbrace{v_T}_{25\,mV} \Leftarrow$

$$I_C = I_{CQ}\left(1 + \frac{v_{AC}}{v_T}\right)$$

اگر $v_{AC} < 10\,mV$ باشد می‌توانیم فرض بالا را انجام دهیم.

٤ پارامتر مهم در تحلیل ac در نظر می‌گیریم:

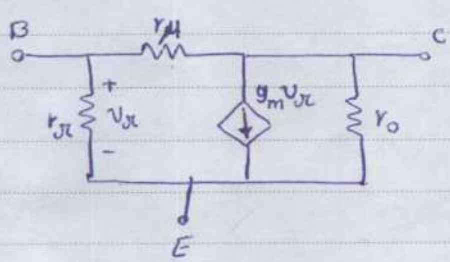
۱- مقاومت ورودی ۲- مقاومت خروجی ۳- اثر ورودی روی خروجی (gain) ٤- اثر خروجی روی ورودی

مقاومت ورودی $\frac{\partial v_{BE}}{\partial I_B} = r_\pi$ مقاومت خروجی $\frac{\partial v_{CE}}{\partial I_C} = r_o$

اثر ورودی روی خروجی $\frac{\partial I_C}{\partial v_{BE}} = g_m$ تغییرات I_C نسبت به v_{BE}

اثر خروجی روی ورودی $\frac{\partial I_B}{\partial v_{CE}} = 1/r_\mu$ تغییرات I_B نسبت به v_{CE}

مدل AC:



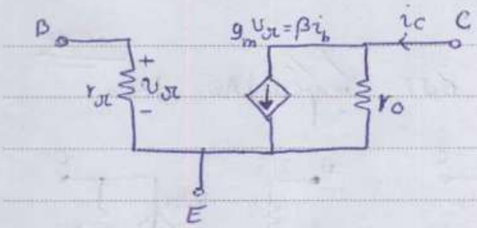
۱- مدل فرکانس پایین ترانزیستور ← از خازن‌ها صرف نظر کنیم.

۲- از مقاومت های r_E، r_C و r_b صرف نظر کرده‌ایم.

۳- صرف نظر ← مقدار بسیار زیاد ← $r_\mu = \beta r_o$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )



$$I_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{n v_T}}$$

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial v_{BE}} = \frac{I_S e^{\frac{v_{BE}}{n v_T}}}{n v_T} = \frac{I_C}{n v_T}$$

$$\Rightarrow \boxed{g_m = \frac{I_C}{n v_T}} \ \mho \qquad \frac{1}{g_m} = r_m = r_e$$

$$r_\pi = \left(\frac{\partial I_B}{\partial v_{BE}}\right)^{-1} \Rightarrow \boxed{r_\pi = \frac{\beta n v_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m}}$$

$$I_C = 1\,mA \Longrightarrow g_m = ۴۰\,m\mho \qquad r_\pi = ۲/۵\,k\Omega$$

$$r_o = \left(\frac{\partial I_C}{\partial v_{CE}}\right)^{-1} \qquad I_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{n v_T}}\left(1 + \frac{v_{CE}}{v_A}\right)$$

$$\boxed{r_o = \frac{v_A}{I_C}} \qquad I_C = 1\,mA \Rightarrow r_o = ۱۰۰\,k\Omega$$

جریان بایاس

$$r_\mu = \frac{\partial v_{CE}}{\partial I_B} \qquad I_B = \frac{I_S e^{\frac{v_{BE}}{n v_T}}}{\beta}\left(1 + \frac{v_{CE}}{v_A}\right)$$

$$\boxed{r_\mu = \beta r_o} \qquad I_C = 1\,mA \Rightarrow r_\mu = ۱۰\,M\Omega$$

* مقادیر typical (فرضی $\beta = ۱۰۰$ و $v_A = ۱۰۰\,v$)

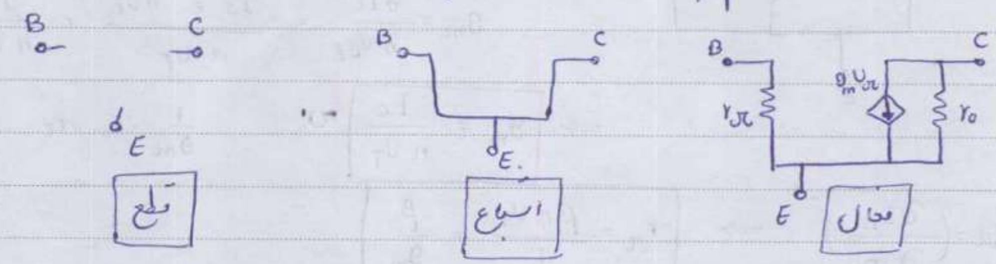
I_C (mA)	g_m (m℧)	r_π (Ω)	r_o (Ω)
۰/۰۱	۰/۴	۲۵۰k	۱۰M
۰/۱	۴	۲۵k	۱M
۱	۴۰	۲/۵k	۱۰۰k
۱۰	۴۰۰	۲۵۰	۱۰k

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

حل صحیح

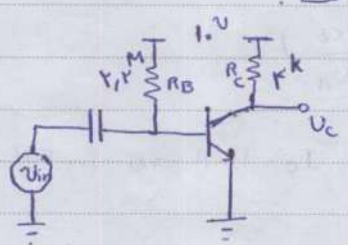
مدل AC (سیگنال کوچک) BJT در سه ناحیه



نکته ۱) اگر در سئوال مقدار V_A داده نشد یعنی r_o بی‌نهایت است.

نکته ۲) swing میزان حداکثر تغییرات ولتاژ در خروجی ترانزیستور است.

مثال:

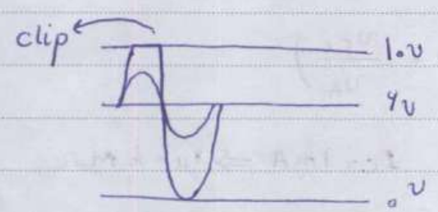


$I_C = 1mA$

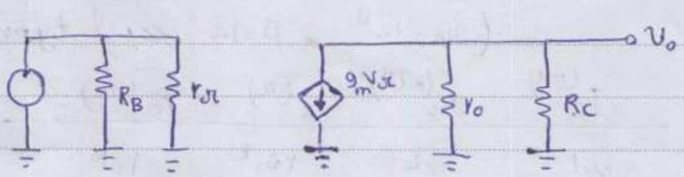
swing = ?

$v_{in}\uparrow \Rightarrow I_C\uparrow \rightarrow v_C\downarrow$ $\quad v_C = 6^V$

inverting



$$swing = \min(6,4) = \boxed{4^V}$$



$$v_o = -g_m\left(r_o \| R_C\right) v_{in}$$

$$r_{in} = \left(R_B \| R_\pi\right)$$

$$R_{out} = \left(r_o \| R_C\right)$$

PAPCO

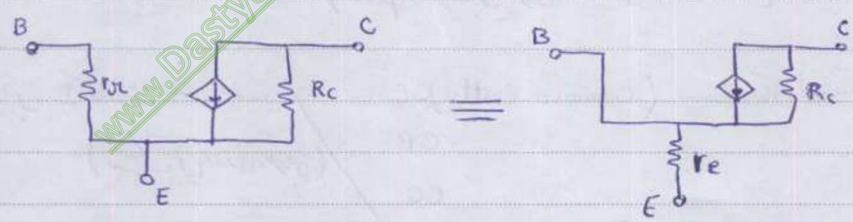
Subject:

Year. Month. Date. ( )

$R_{in} \simeq R_C \quad v_o = -g_m R_C \quad \Leftarrow \quad R_C << r_o$ در بسیاری از مواقع *

$R_{out} \simeq r_\pi \quad \Leftarrow \quad R_B >> r_\pi$ در بسیاری از مواقع *

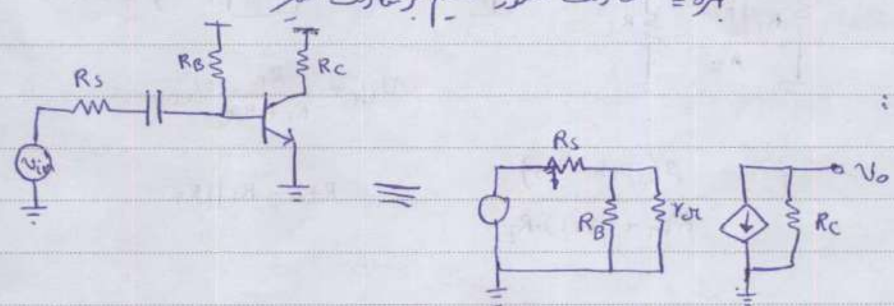
نکته ۳)



$$r_e = \frac{r_\pi}{\beta} = \frac{1}{g_m} \qquad gain \simeq -R_C g_m = \boxed{-\frac{R_C}{r_e}}$$

بهره = مقاومت کلکتور تقسیم بر مقاومت امیتر

مثال :



$$A_V = \frac{v_o}{v_{in}} = \left(\frac{R_B \| r_\pi}{R_B \| r_\pi + R_s}\right) \cdot \left(-g_m R_C\right)$$

$$= -\frac{\beta}{r_\pi} \cdot \frac{\frac{R_B r_\pi}{R_B + r_\pi}}{\frac{R_B r_\pi}{R_B + r_\pi} + R_s} R_C \simeq \frac{-R_C}{\frac{r_\pi}{\beta} + \frac{R_s \| R_B}{\beta}}$$

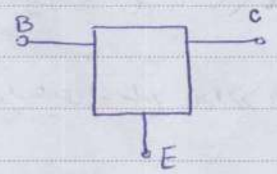
مقاومت C

مقاومت E

PAPCO

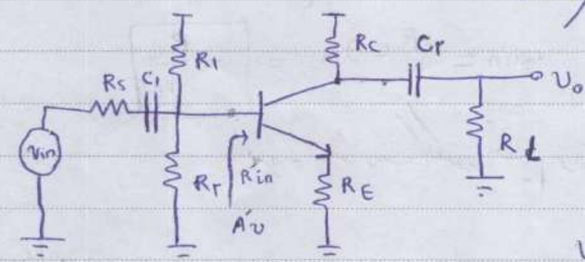
Subject:
Year. Month. Date. ( )

ترانزیستور



۳ port داریم / port خروجی، port ورودی، port مشترک بین خروجی و ورودی

بنابراین ۳ حالت متصور است (مشترک بین ورودی و خروجی) / CE (Common Emitter) سه شکل های کلی، CB، CC

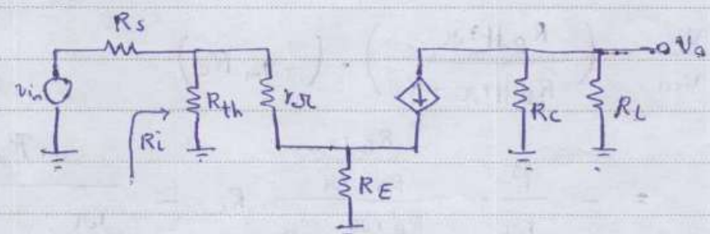


$\boxed{DC}$: self _ bias

$$V_{th} = \frac{R_r}{R_1 + R_r} V_{cc}$$

$$I_C = \frac{\beta (V_{th} - V_\gamma)}{R_{th} + (\beta+1) R_E} \qquad R_{th} = R_1 \| R_r$$

$\boxed{AC}$



$$R_i = R_{th} \| \left(r_\pi + (\beta+1) R_E \right)$$

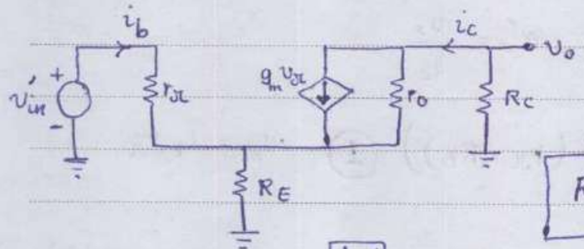
$$R_o = R_C \| R_L$$

$$A_v = \frac{R_i}{R_i + R_s} \times \left(\frac{- R_C \| R_L}{R_E + r_e} \right)$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* مقاومت مشخص شده در شکل مقابل را به صورت زیر ساده می‌کنیم:



$$\boxed{R_i = R_1 \| R_2 \| R'_{in}}$$

$\boxed{kvl}$

$$R'_{in} = \frac{v'_{in}}{i_b} \qquad (i_C - \beta i_b) r_o + (i_C + i_b) R_E + i_C R_C = 0 \Rightarrow$$

$$i_C = \frac{\beta r_o - R_E}{r_o + R_E + R_C} \cdot i_b = B i_b$$

* B خیلی نزدیک به β است * (β در عمل بهره‌ی جریان اتصال کوتاه ترانزیستور در امیتر مشترک است $\Leftarrow R_E + R_C = 0$)

$\boxed{kvl}$

$$v'_{in} - i_b r_\pi - (i_b + i_C) R_E = 0 \Rightarrow R'_{in} = \frac{v'_{in}}{i_b} = r_\pi + (1 + \overset{B}{\beta}) R_E$$

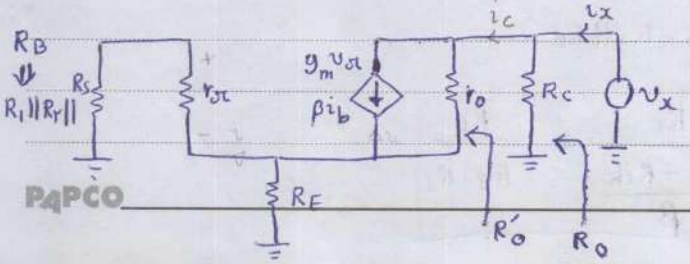
در اکثر موارد $\quad r_o \gg R_E + R_C \Rightarrow i_C \simeq \beta i_b$

$$\boxed{R'_{in} = r_\pi + (1+\beta) R_E}$$

$$A'_v = \frac{v_o}{v'_{in}} = \frac{-i_C (R_C \| R_L)}{R'_{in}\, i_b} = \frac{-\beta (R_C \| R_L)}{r_\pi + (1+\beta) R_E} \simeq \frac{-(R_C \| R_L)}{r_e + R_E}$$

$$A_v = A'_v \frac{R_1 \| R_2 \| R'_{in}}{(R_1 \| R_2 \| R'_{in}) + R_S} \doteq \boxed{A'_v \frac{R_i}{R_i + R_S}}$$

* به دست آوردن مقاومت خروجی :



$$R_o = \frac{v_x}{i_x}$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$R_o = R_o' \,||\, R_C \qquad R_o = \dfrac{v_x}{i_x} \qquad R_o' = \dfrac{v_x}{i_c}$

$$v_x = (i_c - g_m v_\pi) r_o + i_c \big(R_E \,||\, (r_\pi + R_B) \big) \quad \text{(I)} \qquad v_\pi = i_b r_\pi$$

$$\left. \begin{aligned} v_\pi &= i_b r_\pi \\ i_b &= \frac{-R_E}{R_E + r_\pi + R_B} i_c \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_\pi = \frac{-r_\pi R_E}{R_E + r_\pi + R_B} i_c \quad \text{(II)}$$

جایگذاری (II) در (I) ⇐

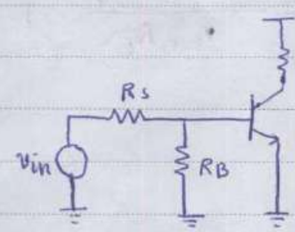
$$v_x = i_c r_o + i_c g_m r_o \frac{r_\pi R_E}{R_E + r_\pi + R_B} + i_c \big(R_E \,||\, (r_\pi + R_B) \big)$$

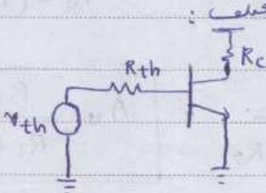
$$R_o' = \frac{v_x}{i_c} = \left(1 + \frac{g_m r_\pi R_E}{R_E + r_\pi + R_B} \right) r_o + \big(R_E \,||\, (r_\pi + R_B) \big)$$

معمولاً $R_B \ll r_\pi \;,\; r_\pi \ll r_o \Leftarrow$

$$\Longrightarrow \boxed{R_o' = \big(1 + g_m (r_\pi \,||\, R_E) \big) r_o}$$

* بدست آوردن A_V از دو راه مختلف:



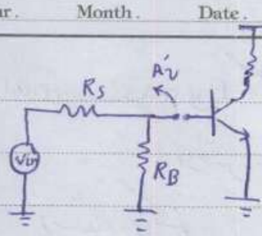


$v_{th} = \dfrac{v_{in} R_B}{R_B + R_s} \qquad R_{th} = R_s \,||\, R_B$

$$\boxed{A_V = \frac{-R_C}{\dfrac{r_\pi + R_{th}}{\beta}} \times \frac{R_B}{R_B + R_s}}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date.



راه دوم:

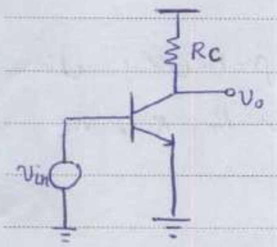
مدار را دو طبقه در نظر می‌گیریم.

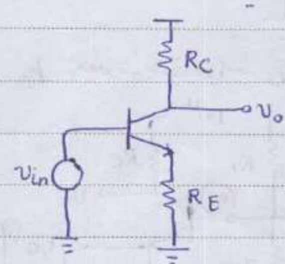
$$A'_v = \frac{-R_c}{R_e}$$

$$\boxed{A_v = \frac{-R_C}{R_e} \times \frac{R_B \| r_\pi}{R_s + R_B \| r_\pi}}$$

* این برابر با حالت قبل است

* مقایسه‌ی دو مدار زیر:





$$A_v = \frac{-R_c}{r_e} = -g_m R_c \quad \text{(غیرخطی gain)}$$

$$g_m = \frac{-I_c}{n v_T} \quad \text{(بیشتر gain)}$$

$$A_v = \frac{-R_c}{r_e + R_E} \quad \text{(خطی gain)}$$

(gain کمتر)

* اینجا جای حساسی است چون r_e کوچک است بنابراین می‌توان با قرار دادن R_E کوچک بهره را به شدت تغییر داد.

اثرات وجود R_E

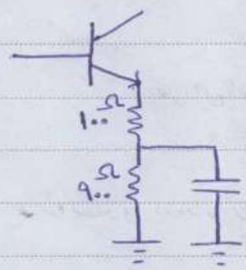
مزایا: خطی کردن مدار (AC) – افزایش مقاومت ورودی (AC) – کاهش وابستگی i_c به β (DC) – افزایش پهنای باند

معایب: کاهش gain (AC) – وابستگی به β – کاهش swing (AC) – افزایش noise

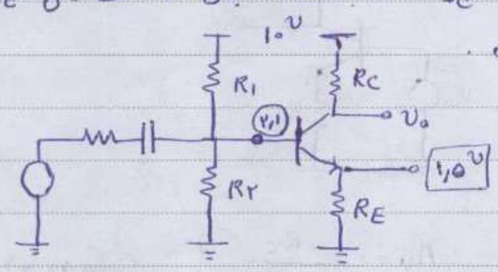
Subject:
Year. Month. Date. ( )

ایده‌ی Bypass کردن:

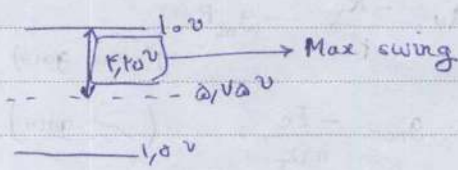
از حسن وجود R_E بزرگ در حالت DC و از حسن وجود R_E کوچک در حالت AC استفاده می‌کنیم.



مثال: با فرض $\beta=100$ ، $V_\gamma=0.7$ و $I_C=1^{mA}$ مطلوبست محاسبه‌ی مقاومت‌های R_E و R_C و R_1 و R_2 برای داشتن ماکزیمم swing.



بین ۱ تا ۲ $< \frac{V_{cc}}{3}$



$V_E = 1.5^v \Rightarrow R_E = 1.5^{k\Omega}$

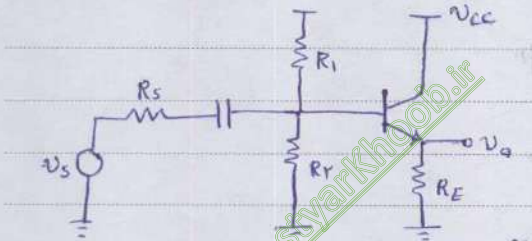
$V_C = 5.75 \Rightarrow R_C = \frac{10-5.75}{1^{mA}} = 4.25^{k\Omega}$

$2.1 = \frac{R_2}{R_1+R_2}\times 10 \Rightarrow R_1 = 4R_2 \qquad R_1 = 80^k \qquad R_2 = 20^k$

PAPCO

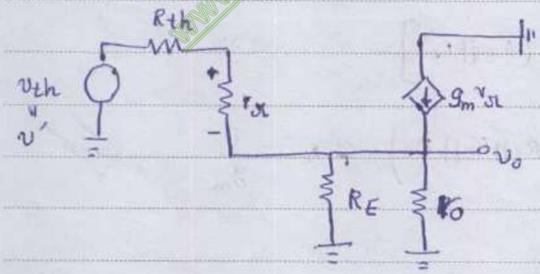
Subject:
Year. Month. Date. ( )

Common - Collector



بافر / مقاومت ورودی زیاد
مقاومت خروجی کم

$v_o \simeq v_i - v_\gamma$ gain در حدود 1



$$v_{th} = \frac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + R_s} v_s$$

$$R_{th}' = R_1 \| R_2 \| R_s$$

$$v_{th} - R_{th} \frac{v_\pi}{r_\pi} - (R_E \| r_o)\Big(\overset{\beta / r_\pi}{g_m} v_\pi + \frac{v_\pi}{r_\pi} \Big) = 0$$

$$v_{th} = \left(\frac{R_{th} + r_\pi + (R_E \| r_o)(1+\beta)}{r_\pi} \right) v_\pi$$

$$A_v = \frac{v_o}{v'} \times \frac{v'}{v_s} \qquad v_o = (R_E \| r_o)\left(\frac{1+\beta}{r_\pi} \right) v_\pi$$

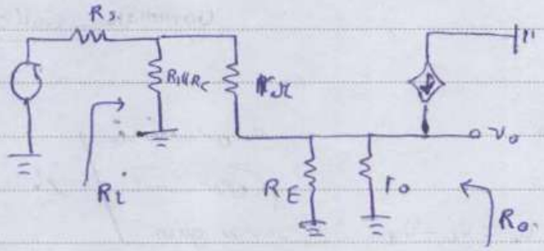
$$v_o = (R_E \| r_o)\left(\frac{1+\beta}{r_\pi} \right) \cdot \frac{r_\pi}{R' + r_\pi + (R_E \| r_o)(1+\beta)} v'$$

$$A_v = \frac{R_E \| r_o}{R_E \| r_o + \dfrac{r_\pi + R_s \| R_1 \| R_2}{1+\beta}} \times \frac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + R_s} \simeq 1 \quad \left(\overset{\text{فرض}}{R_s \simeq 0} \right)$$

می‌دانیم A_v همواره کوچکتر از یک است.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )



$$R_i = (R_1 \| R_2) \| \left[r_\pi + (\beta+1)(R_E \| r_o) \right]$$ زیاد

$$R_o = (r_o \| R_E) \| \frac{1}{\beta+1}\left(r_\pi + R_1\|R_2\|R_s \right) \approx r_e = \frac{1}{g_m}$$ کوچک

مثال: $v_{cc}=10^v$, $R_s=10^k$, $R_1=52^k$, $R_2=28^k$, $i_c=1^{mA}$, $\beta=100$

برای داشتن swing max:

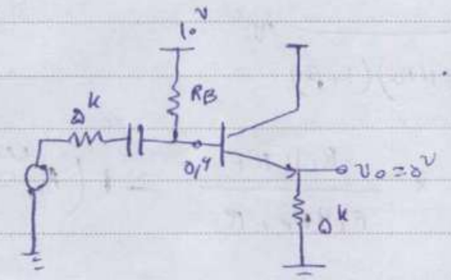
V_{cc}

$U_E = \frac{V_{cc}}{2} = 5^v$ $\qquad \frac{V_{cc}}{2}$ $\qquad R_E = 5^k$

0

$R' = R_1 \| R_2 \| R_s = 5{,}5^k$. $\quad A_v = \frac{5^k}{5^k + \left(\frac{2{,}5+5{,}5}{100}\right)} \times \frac{18^k}{28^k} \simeq 0{,}64$

به جای self bias از $\boxed{\text{ثابت } I_B}$ استفاده می‌کنیم.



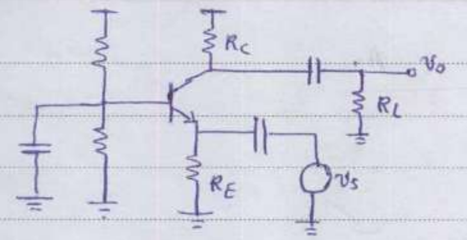
$$R_B = \frac{10 - 5{,}6}{\frac{1^{mA}}{100}} = 440^k$$

$$A_v = \frac{5^k}{5^k + \frac{(2{,}5+5{,}5)}{100}} \times \frac{440^k}{450^k} \simeq 1$$

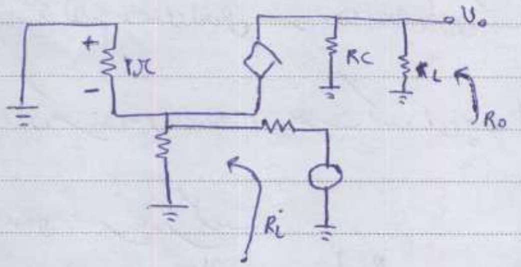
PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )



Common - Base



$$DC \Rightarrow I_C = \beta \cdot \left(\frac{v_{th} - v_\gamma}{R_{th} + (\beta+1)R_E} \right)$$

$$R_i = \underbrace{R_E \| r_e}_{\text{کوچک}} \simeq r_e$$

$$R_o = R_C \| R_L \| \overbrace{\left(r_o + g_m r_o \left(R_E \| r_\pi \| R_s \right) \right)}^{\text{شبیه CE (در صورت وجود } r_o)}$$

$$A_v = \left(R_C \| R_L \right) g_m \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} = \left(R_C \| R_L \right) \times \frac{1}{r_e} \times \frac{r_e}{r_e + R_s} = \frac{R_C \| R_L}{r_e + R_s}$$

$$A_v = \frac{\text{مقاومت } C}{\text{مقاومت } E} > 0$$

شبیه

جمع بندی و مقایسه :

$R_i(CC) = R_i(CE)$

$\cancel{R_o(CC) = R_o(CB)}$

$A_v(CB) = A_v(CE)$

$R_o(CB) = R_o(CE)$

P4PCO

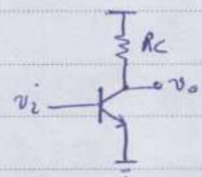
Subject:
Year. Month. Date. ( )

	R_i	R_o	A_v
CE	ب	ب	ب
CB	ک	ب	ب
CC	ب	ک	ک
ایده‌ال	ب	ک	ب

هیچ کدام بنحای ایده‌ال نیستند ولذا برای طراحی یک تقویت کننده خوب عملاً از ترکیب این ۳ استفاده می‌کرده

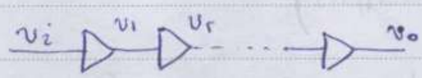
واین یکی از دلایل اصلی دوماز تقویت کننده های چند طبقه است و دلیل دیگر این است که از یک طبقه نمیتوان

بهره خیلی زیادی گرفت



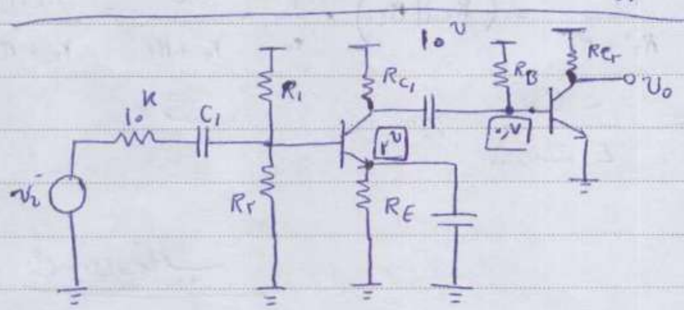
$$A_v = -g_m R_C = -\frac{R_C I_C}{n V_T} \leq \frac{V_{CC}}{0.025} \simeq 40 V_{CC}$$

$$V_{CC} = 10^v \Rightarrow A_v = 400$$



$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{n-1}} \times \dots \times \frac{v_2}{v_1} \times \frac{v_1}{v_i}$$

مثال:



طراحی

$i_c = 1mA$ $A_v = 10{,}000$

$\beta = 100$

$R_E = 2^{k\Omega}$ $R_1 = 37^k$ $R_2 = 13^k$

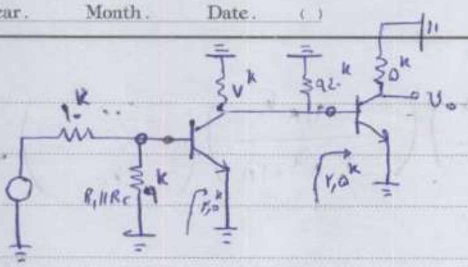
max swing $v_o = +5^v \Rightarrow R_{C2} = 5^k$

برای اینکه اشباع نرود $(2+1)$

$R_B = \frac{10 - 0.7}{1mA/100} \simeq 940^{k\Omega}$ $R_{C1} = \frac{10 - 3}{1^{mA}} = 7^k$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

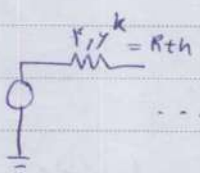
تحلیل AC



$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_s} \times \frac{v_s}{v_i} = \left(\frac{7^k \| 940^k \| 2.5^k}{r_{e_1}}\right)\left(\frac{5^k}{r_{e_2}}\right)\left(\frac{9^k \| 2.5^k}{9^k \| 2.5^k + 10^k}\right)$$

$A_v = ۲۴۵۰$

راه دوم



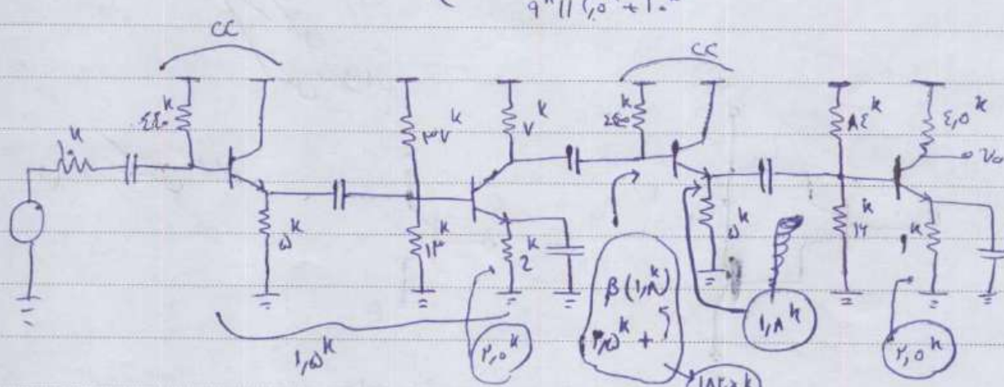
$$A_v = \left(\frac{7^k \| 940^k \| 2.5^k}{r_{e_1} + \frac{4.6k}{100}}\right) \times \overset{5 \times 40}{200} \times \frac{9}{19} = ۲۴۵۰$$

ریشه پایین بودن gain کم

$7^k \| 940^k \leftarrow (6)^k \| 2.5^k$

$$\frac{9^k \| 2.5^k}{9^k \| 2.5^k + 10^k}$$

راه حل: استفاده از دو طبقه CC به عنوان بافر



* مقاومت ۲۴۰k های تقریباً در gain دو تاثیر ندارند.

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$\frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{1.5^k}{1.5^k + \frac{10^k}{\beta} + 2r_e}\right)\left(\frac{-7^k \parallel 182.5^k}{4r_e}\right)\left(\frac{1.8^k}{1.8^k + 25}\right)\left(\frac{-4.5^k}{2r_e}\right) \simeq 50{,}000$$

ترکیب ترانزیستورها:

مدارهای دو طبقه را بررسی می‌کنیم:

- CC-CE } دارلینگتن
- CC-CC } دارلینگتن
- cascode ← CE-CB
- Emitter-Coupled pair ← CC-CB

هدف از ترکیب ترانزیستورها:

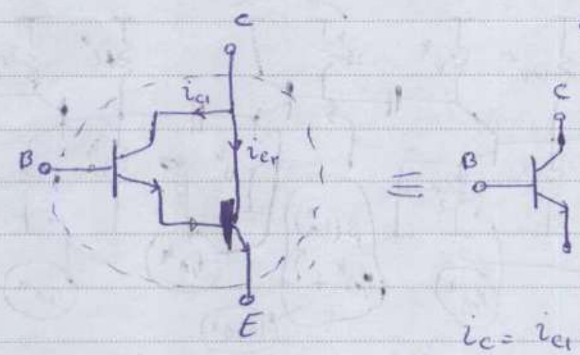
۱. برای بدست آوردن β خیلی زیاد

۲. برای تأمین میزان جریان بالا

مدارهای دارلینگتن:

- معمولی
- ۳ مرحله‌ای
- مکمل
- مکمل سه مرحله‌ای

۱) دارلینگتن معمولی



$$i_C = i_{C1} + i_{C2}$$

$$= \beta_1 i_{B1} + \beta_2 i_{B2}$$

$$\boxed{\beta_{eq} = \beta_1 \beta_2} \Leftarrow \quad = \beta_1 i_{B1} + \beta_2(\beta+1) i_{B1}$$

$$= (\beta_1\beta_2 + \beta_1 + \beta_2) i_{B1} \simeq \beta_1 \beta_2 i_{B1}$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$\boxed{v_{BE_{eq}} = 2v_\gamma = 1.4^v}$ $r_{\pi_{eq}} = (\beta_1+1)(r_{e_1}+r_{\pi_2})$ $I_{E_1} = I_{B_2}$

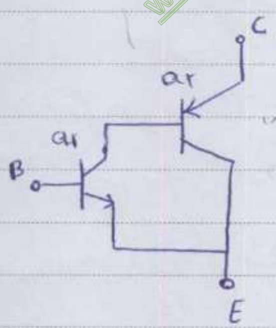
$r_{e_1} = r_{\pi_2}$

$\frac{nV_T}{I_{E_1}} = \frac{nV_T}{I_{B_2}}$

$\boxed{r_{\pi_{eq}} = 2(\beta_1+1)\, r_{e_1}} \simeq 2\beta_1\beta_2 r_{e_2} = 2\beta_{eq} r_{e_2}$

؟ $v_{CE}^{sat} = v_{CE_1}^{sat} + v_{BE_2} \simeq 0.9^v$

دارلینگتون مکمل :



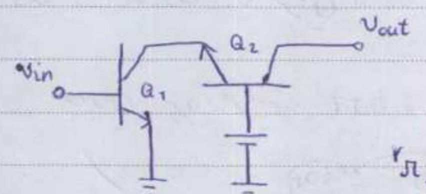
معادل آن npn است.

$\beta = \beta_1\beta_2$ $v_{BE} = 0.7^V = v_{BE_1}$

$v_{CE}^{sat} = v_{BE_2} + v_{CE_1}^{sat} \simeq 0.9^v$

* ولتاژ آستانه‌ی کمتری دارد.

آرایش Cascode :

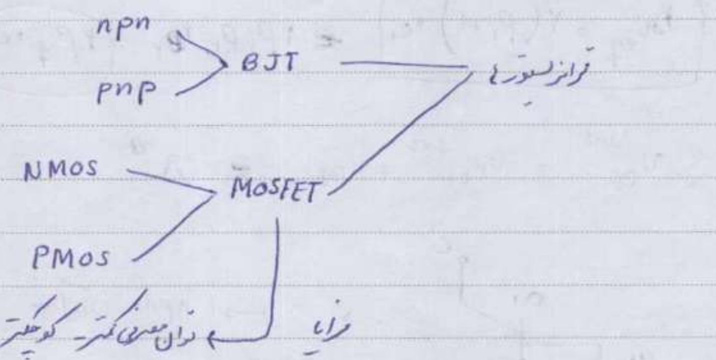


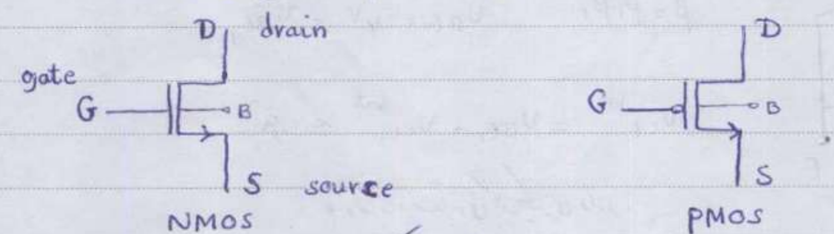
$r_{\pi_{eq}} = r_{\pi_1}$ $r_{o_{eq}} = \beta_2 r_{o_2}$

$g_{m_{eq}} = g_{m_1}$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

ترانزیستورهای MOSFET (metal-oxide-semiconductor field effect transistor)



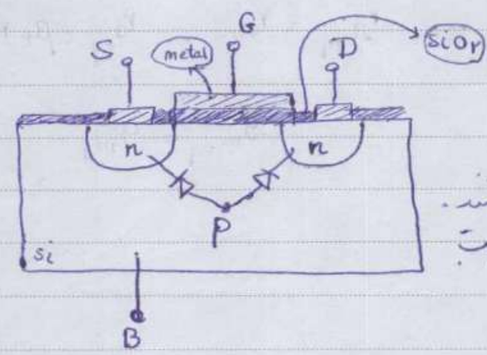


* ایده: توسط ولتاژ G جریان گذرنده از D و S را کنترل می‌کنیم.

بنابراین، هر دو ترانزیستور BJT و MOS را می‌توان به عنوان منابع جریان وابسته به ولتاژ مدل کرد.

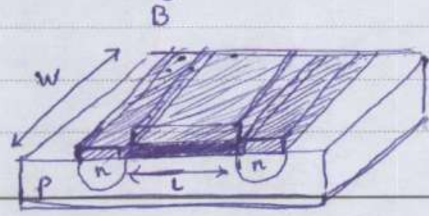
ساختار فیزیکی:

NMOS:



* این دو دیود همواره reverse هستند. چون B به پایین‌ترین ولتاژ است.

تصویر MOS از ۳ بعد:



Subject:
Year. Month. Date. ( )

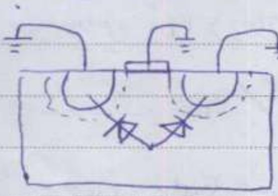
- یک MOS دارای دو پارامتر مهم است
  - L ($0/025\mu m - 3\mu m$)
  - W ($0/3\mu m - 100\mu m$)

- ترانزیستور MOS یک المان متقارن است بنابراین جای D و S را می‌توان عوض کرد.

عملکرد MOS:

① $v_G = 0$ و $v_D = v_S = 0$ ($v_{DS} = 0$)

در این حالت دو دیود back-to-back داریم که مانع گذر جریان هستند حتی اگر $v_{DS}>0$ باشد.

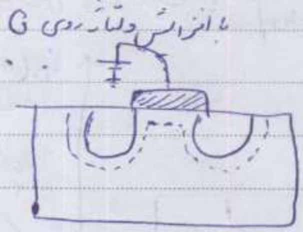


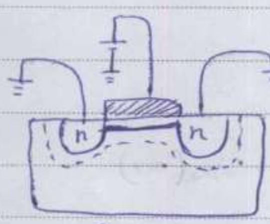
مسیر بین D و S در این حالت دارای مقاومت بسیار بالاست.

اصطلاحاً گوییم ترانزیستور در این حالت قطع و خاموش است.

② $v_{GS}>0$ و $v_{DS}=0$

با افزایش ولتاژ روی G
- حفره‌ها از ناحیه زیر G رانده می‌شوند
- ایجاد ناحیه‌ی تهی زیر G و اتصال آن با ناحیه‌ی تهی قبلی





③ $v_{GS}>V_t$ و $v_{DS}=0$

با افزایش v_G
- الکترون‌های n در D و S به سمت G جذب می‌شوند
- ناحیه‌ی زیر G به ناحیه‌ی n-type و invert می‌شود.
- ناحیه inversion ایجاد یک کانال می‌کند.

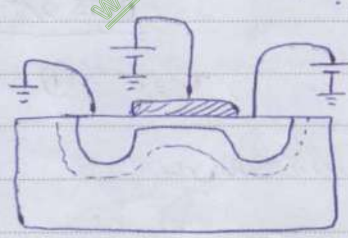
PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

* برای ایجاد کانال نیاز به یک ولتاژ آستانه v_t می‌باشد تا مقدار کافی e جهت هدایت inversion ایجاد شود. مقدار v_t برای NMOS مثبت بوده و در حدود $(1-5^{V})$ است. کانال n-type ایجاد شده مانند هادی عمل می‌کند و در صورت اختلاف ولتاژ روی v_{DS} جریان از آن عبور می‌کند.

- با افزایش بیشتر v_{GS} میزان هدایت نیز افزایش یابد.



④ $v_{GS} > V_t$ و $v_{DS} > 0$ (کوچک)

- به دلیل $v_{GS} > v_t$ کانال بین D و S ایجاد شده.

- وجود یک v_{DS} کوچک (حدود 50^{mV}) باعث ایجاد جریان از D به S می‌شود (I_D)

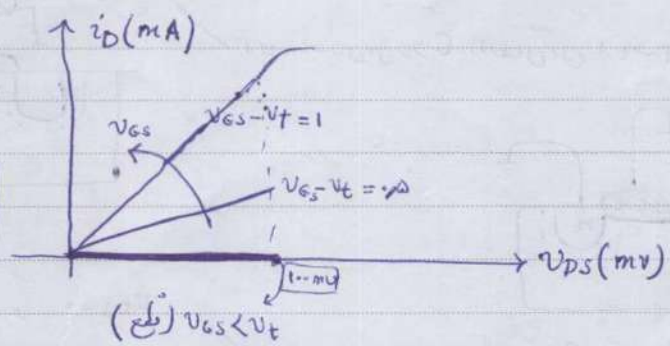
- جریان Gate همیشه صفر است. بنابراین $\boxed{i_D = i_S}$

$v_{GS}\uparrow \Rightarrow i_D\uparrow \Rightarrow R_{DS}\downarrow$

- مقدار i_D تابعی است از دو پارامتر — v_{GS} رابطه‌ی مستقیم با i_D دارد (مقاومت کمتر)

v_{DS} به ازای v_{GS} ثابت: $v_{DS}\uparrow \Rightarrow i_D\uparrow$

$$\boxed{R_{DS} \propto \frac{1}{v_{GS}-v_t}}$$



- بنابراین MOS به ازای مقادیر کوچک v_{DS} مانند یک مقاومت خطی عمل می‌کند که مقدار مقاومت آن تابعی است از $v_{GS}-v_t$ (ولتاژ موثر)

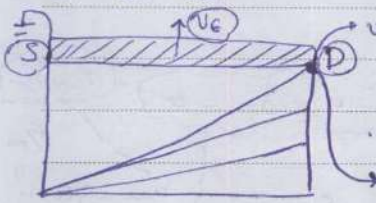
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

⑤ $v_{GS} > v_t$ و $v_{DS} > 0$ (بزرگ)

- مقدار v_{DS} به صورت یک افت ولتاژ روی کانال ظاهر می‌شود.

- بنابراین ولتاژ بین G و نقاط مختلف کانال از مقدار v_{GS} در سمت S تا مقدار $v_{GS}-v_{DS}$ در سمت D کاهش پیدا می‌کند.



- عمق کانال بستگی به این ولتاژ دارد ← عمق کانال یکسان نخواهد بود.

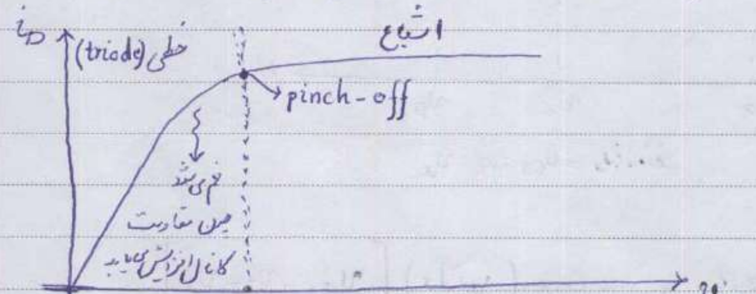
$v_{DS}\uparrow \Rightarrow R_{DS}\uparrow \rightarrow$ جریان غیرخطی

وقتی $v_{GS}-v_t=v_{DS}$ می‌شود اصطلاحاً می‌گویند کانال pinch-off شده و به v_{DS} معادل v_{DS}^{sat} می‌گویند.

از زمانیکه کانال pinch-off می‌شود، با افزایش بیشتر v_{DS} کانال تقریباً تغییری نمی‌کند.

اشباع $v_{GD} < v_t$

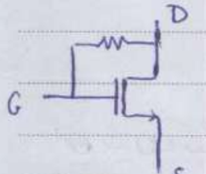
خطی $v_{GD} > v_t$



$\boxed{v_{DS}^{sat} = v_{GS} - v_t}$

نکته:

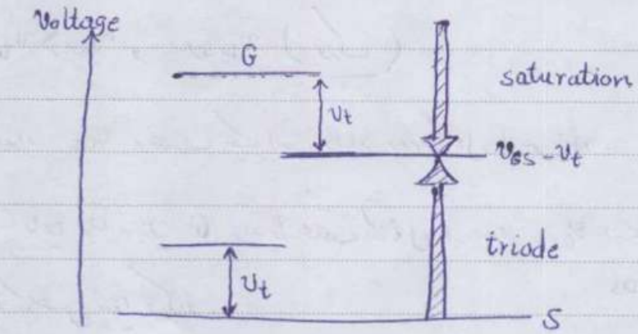
* اگر $v_G = v_D$ باشد آنگاه در ناحیه اشباع هستیم چون $v_{DS} > v_{GS} - v_t$

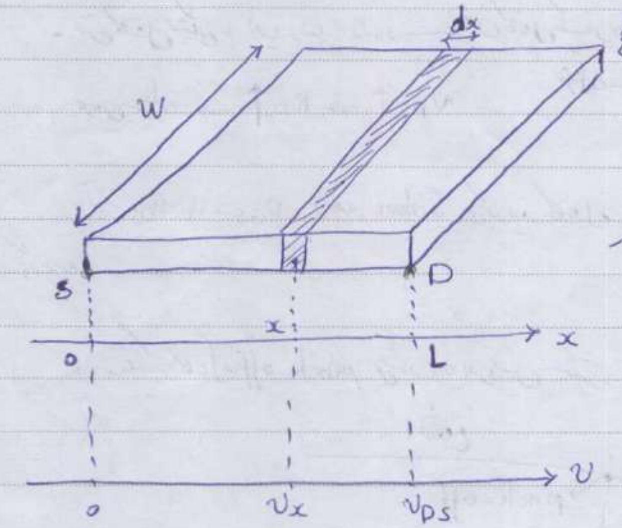


چون جریان gate صفر است ⇐ $v_D = v_G$ ⇐ اشباع

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )





ضخامت لایه ی عایق SiO_2

ضریب گذردهی

صفحه خازن

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

$\varepsilon_{ox} = 3.45 \times 10^{-11}$ F/m

$t_{ox} = 10\ nm$

خازن لاز $= C_{ox}(W dx)$ (I)

ولتاژ موثر $= v_{GS} - v_t - v_x$ (II)

ولتاژ موثر $= v_{GS} - v_t - v_x$

بار جمع شده روی خازن $= \underbrace{-}_{\text{بار منفی}} C_{ox}(W dx)\left[v_{GS} - v_t - v_x\right]$

ولتاژ v_{DS} یک میدان الکتریکی $E(x)$ در طول کانال ایجاد می‌کند در جهت منفی محور x.

$$E(x) = \frac{-dv(x)}{dx}$$

این میدان باعث می‌شود که بار dq به سمت D حرکت کند با سرعت:

PAPCO

$$\frac{dx}{dt} = -\mu_n E(x)$$

μ_n → mobility الکترون

Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{dx} \cdot \frac{dx}{dt}$$

$$i = -\mu_n C_{ox} W \left[v_{GS} - v_t - v_x \right] \frac{dv_x}{dx}$$ جریان از D به S

$$i_D = -i \Rightarrow \int_0^L i_D \, dx = \int_0^L \mu_n C_{ox} W \left[v_{GS} - v_t - v_x \right] dv_x$$

$$\boxed{\text{triode در ناحیه} \qquad i_D = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{GS} - v_t) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]}$$

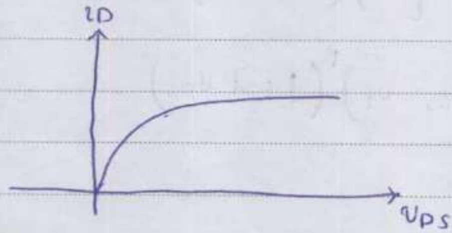
در ناحیه‌ی خطی ← v_{DS} کوچک است ← صرف‌نظر از v_{DS}^2

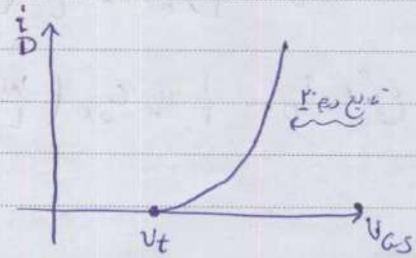
$$i_D = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - v_t) v_{DS}$$

$$R_{DS} = \frac{v_{DS}}{i_D} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - v_t)}$$

معادله در ناحیه اشباع $\quad v_{DS} = v_{GS} - v_t$

$$\boxed{i_D = \frac{1}{2} \underbrace{\mu_n C_{ox}}_{k_n} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - v_t)^2 \qquad \text{ناحیه اشباع}}$$





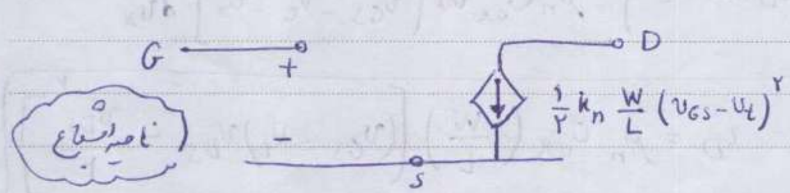
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

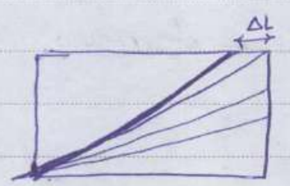
* نکته: $(\frac{W}{L})$ را Aspect ratio می‌نامند که هرچه بیشتر باشد i_D بیشتر است
و معمولاً این نسبت را در کنار NMOS می‌نویسند.

* در ناحیه اشباع طبق معادلات جریان بستگی به v_{DS} ندارد *

مدل LS :



- اثر مدولاسیون کانال Channel-length modulation



pinch-off بعد از $\quad i_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L-\Delta L}\right)(v_{GS}-v_t)^2$

$$i_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left(\frac{1}{1-\frac{\Delta L}{L}}\right)(v_{GS}-v_t)^2$$

$$\frac{\Delta L}{L} \ll 1 \qquad i_D \simeq \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left(1+\frac{\Delta L}{L}\right)(v_{GS}-v_t)^2$$

در واقع ΔL متناسب با v_{DS} است.

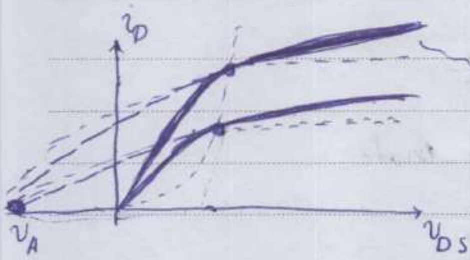
$$\Delta L = \lambda' v_{DS}$$

$$i_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left(1+\frac{\lambda' v_{DS}}{L}\right)(v_{GS}-v_t)^2$$

اشباع $\quad i_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS}-v_t)^2(1+\lambda v_{DS})$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

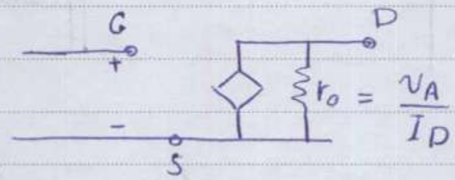


شیب متناسب با $(v_{GS}-v_t)^2$

$i_D = 0$
$v_{DS} = -1/\lambda = -v_A \rightsquigarrow$ تابعی از process

مدل LS

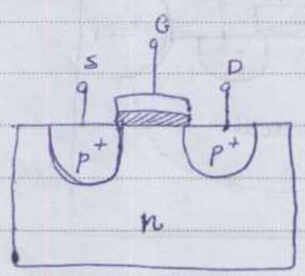
ناحیه اشباع دقیق تر

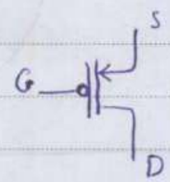


$r_o = \dfrac{v_A}{I_D}$

$$r_o = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right)^{-1} \quad [v_{GS} \text{ ثابت}]$$

$$r_o = \left[\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS}-v_t)^2\lambda\right]^{-1} = \frac{1}{I_D\lambda} = \frac{v_A}{I_D}$$





PMOS

عملکرد pMOS شبیه NMOS است با این تفاوت که $v_t<0$ و $v_{GS}<0$
و $v_{DS}<0$ و جریان از S به D می رود.

روشن $\quad v_{GS} < v_t \longrightarrow |v_{GS}| > |v_t|$

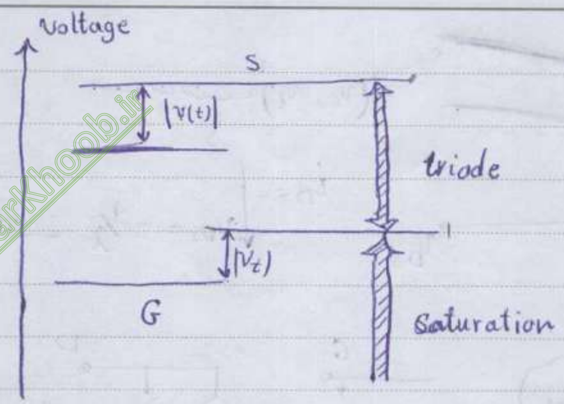
خطی $\quad v_{DS} > v_{GS}-v_t \longrightarrow |v_{DS}| < |v_{GS}-v_t|$

اشباع $\quad v_{DS} < v_{GS}-v_t \longrightarrow |v_{DS}| < |v_{GS}-v_t|$

P4PCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

PMOS

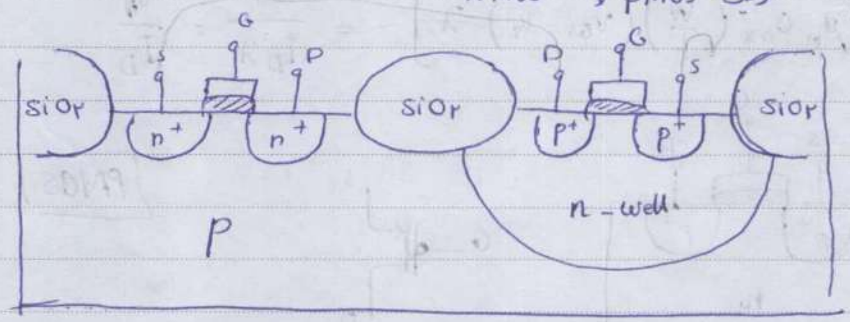


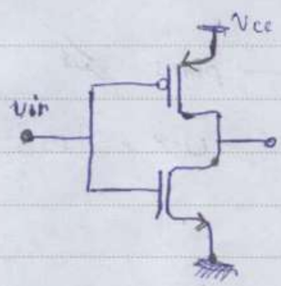
نکته * $\mu_p \simeq \frac{1}{2}\mu_n$

NMOS ها معمولاً کوچکتر و سریعتر هستند چون mobility الکترون بیشتر است.

CMOS

ترکیب pMOS و NMOS





گیت NOT

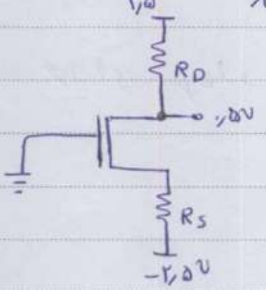
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال: مدار زیر را به گونه‌ای طراحی کنید که $I_D = 0.4^{mA}$ و $v_D = 0.5^{v}$

فرض: $W = 32\mu m$ $L = 1\mu m$

$\mu_n C_{ox} = 100\, \mu A/v^2$ $v_t = 0.7^{v}$ $\lambda = 0$

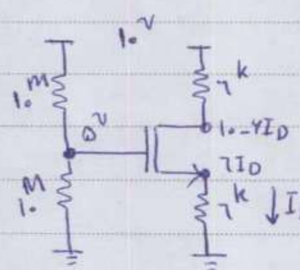


$v_{DS} > v_{GS} - v_t \Rightarrow$ اشباع

$$\begin{cases} i_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS}-v_t)^2 \\ v_{GS} - v_t = 0.5 \Rightarrow v_{GS} = 1.2v \Rightarrow v_s = -1.2v \end{cases}$$

$R_S = \frac{-1.2+2.5}{0.4^{mA}} = 3.25^{k\Omega}$ $R_D = \frac{2}{0.4} = 5^{k\Omega}$

مثال:



$v_t = 1^v$ $\lambda = 0$ $\mu_n C_{ox}\frac{W}{L} = 1\, mA/v^2$

در ناحیه اشباع هستیم ← فرض

$\cancel{v_{DS} > v_{GS} - v_t} \Rightarrow$

$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(5-6I_D-1)^2 \longrightarrow I_D = 0.84^{mA} \rightarrow v_S = 5.04^v$ ✗

$I_D = 0.5^{mA} \rightarrow v_S = 3^v$ ✓

$v_{GS} = 2^v \Rightarrow v_D = 7^v$

چک فرض: $v_D > v_G - v_t$

$7 > 5-1$ ✓

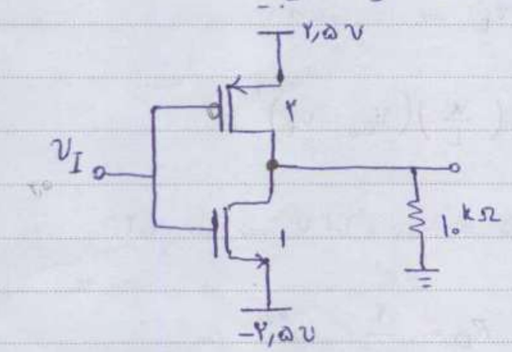
Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال: در مدار زیر NMOS و PMOS با هم match هستند یعنی

$$\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_n = \mu_p C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_p = 1 \frac{mA}{V^2}$$

$$V_{tn} = -V_{tp} = 1^V \quad , \quad \lambda = 0$$

جریان i_{D_P} و i_{D_N} را به ازای $V_I = 0, 2.5^V, -2.5^V$ بیابید.



$v_I = v_G = 2.5$

(N) $v_{GS} = 5 > V_{t_n} = 1 \xrightarrow{\text{فرض}}$ اشباع $\Rightarrow i_{D_n} = \frac{1}{2} \times 1 \times 4^2 = 8^{mA} \Rightarrow v$

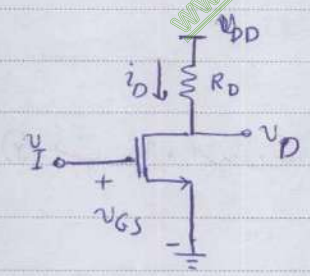
(P) $|v_{GS} = 0| < |v_{tp}|$ قطع $\Rightarrow i_{D_p} = 0$

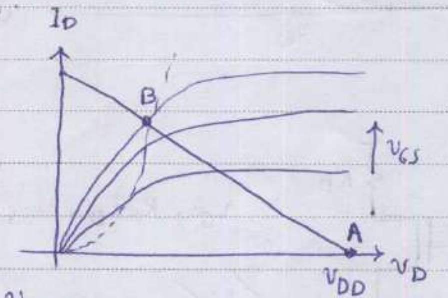
Subject:
Year. Month. Date. ( )

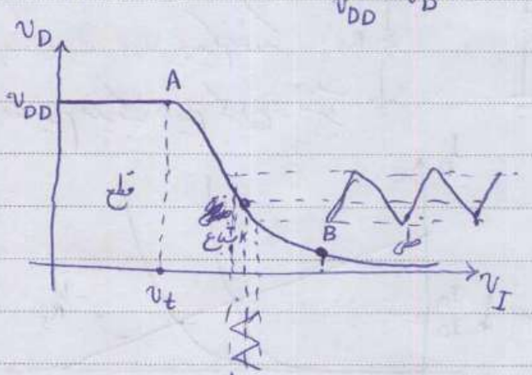
MOSFET به عنوان تقویت کننده :

یک MOS در ناحیه اشباع مانند یک VCCS عمل می‌کند که جریان I_D آن تابعی از غیرخطی از ولتاژ v_{GS} است.

برای ساختن یک تقویت کننده خطی از این device غیرخطی از DC Biasing استفاده می‌کنیم.

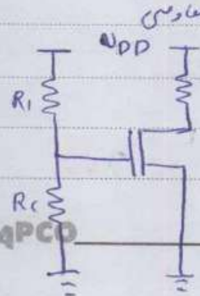






انواع Bias :

① تثبیت V_{GS} : کنترل جریان i_D با ثبت ولتاژ V_{GS} توسط تقسیم مقاومتی

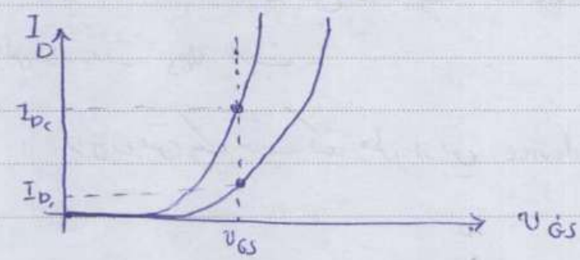


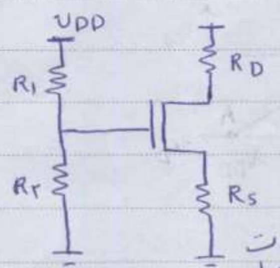
$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)\left(v_{GS}-v_t\right)^2$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

این روش خیلی مطلوب نیست زیرا مقادیر V_t و μ_n وابسته به دماست

مقادیر V_t، C_{ox} و $\frac{W}{L}$ از ترانزیستوری به ترانزیستور تغییر می‌کند.





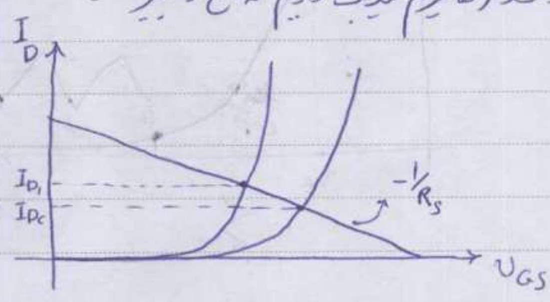
② تثبیت V_G و افزودن مقاومت در S :

$$V_G = R_S I_D + V_{GS}$$

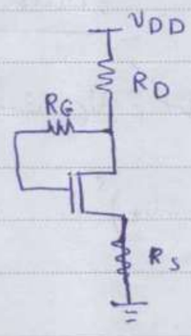
اگر I_D بخواهد زیاد شود چون V_G ثابت است V_{GS} باید کم شود که

این باعث کاهش I_D خواهد شد (مکانیزم فیدبک داریم که مانع از تغییرات

زیاد I_D خواهد شد)



تغییرات کم



③ مقاومت فیدبک G به D :

$$R_D I_D + V_{GS} + R_S I_D = V_{DD}$$

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \qquad \lambda = 0$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date.

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[V_{DD} - (R_S + R_D) I_D - V_t\right]^2$$

$R_D = 1^k$ $\quad R_G = 20^k$ $\quad R_S = 200$ $\quad \frac{W}{L} = \frac{5}{0.18}$

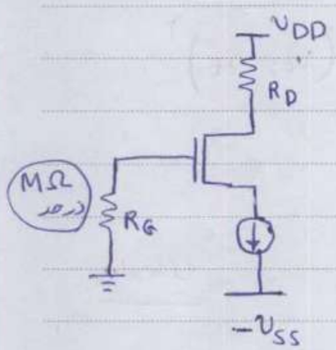
$I_D = 552\,\mu A$

حالت خاص $R_S = 0$:

$V_{DD} = V_{GS} + R_D I_D$

مکانیزم کنترل جریان مشابه بایاس شماره ۲ است.

④ بایاس توسط منبع جریان ثابت

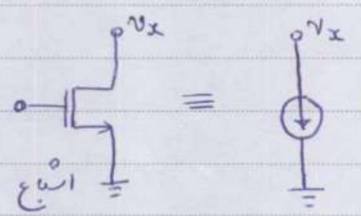


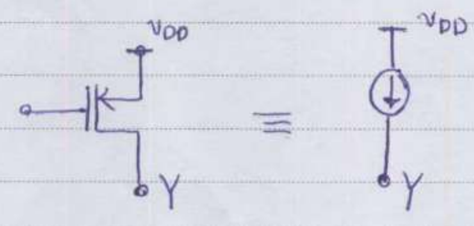
R_D باید به گونه ای طراحی شود:

۱) MOS در اشباع باشد

۲) swing کافی باشد

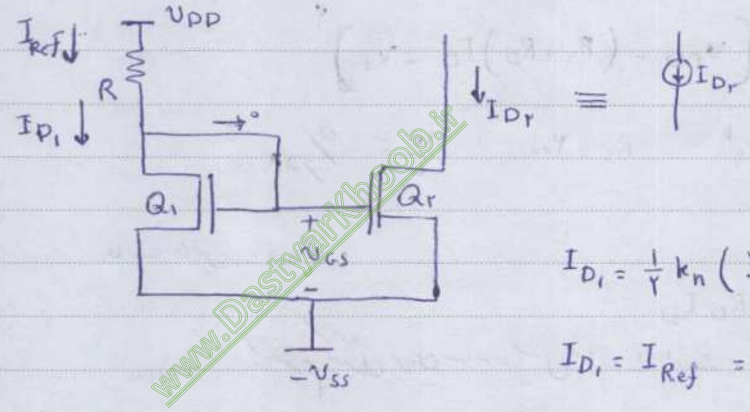
منبع جریان :





PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )



Q_1 در ناحیه اشباع است :

$$I_{D_1} = \frac{1}{2} k_n \left(\frac{W}{L}\right)\left(v_{GS} - v_t\right)^2$$

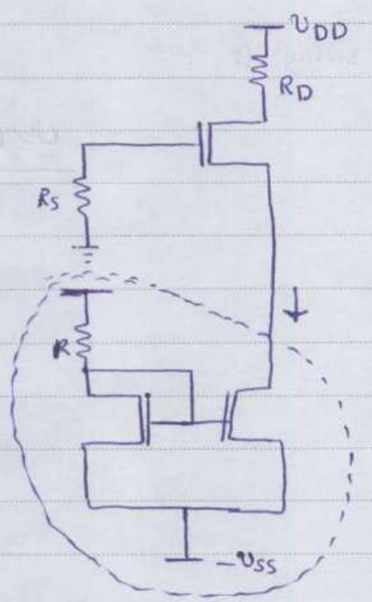
$$I_{D_1} = I_{Ref} = \frac{v_{DD} - v_{GS} + v_{SS}}{R}$$

$$v_{GS}(Q_1) = v_{GS}(Q_2) \qquad I_{D_2} = \frac{1}{2} k_n \left(\frac{W}{L}\right)_2 \left(v_{GS} - v_t\right)^2$$

$$I_{D_2} = I_{ref} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

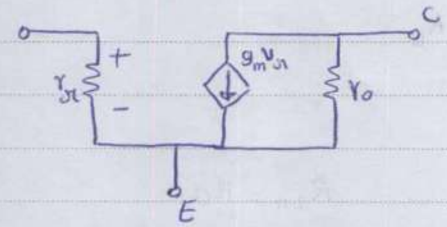
آینه جریان

مدار نهایی :



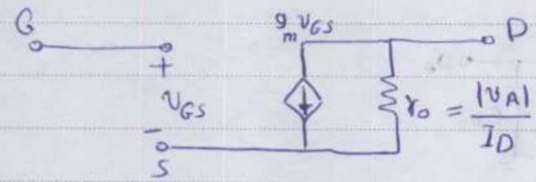
Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدل small-signal ترانزیستور MOS :



$$g_m = \frac{\partial I_c}{\partial v_{BE}} = \frac{I_c}{n v_T} \Rightarrow BJT$$

$$r_o = \frac{|v_A|}{I_c}$$

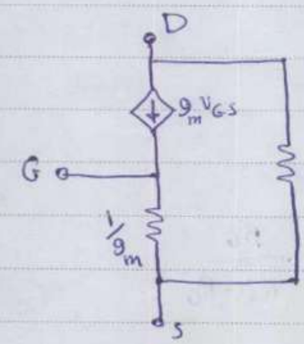


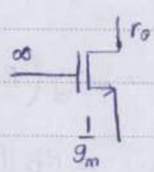
$$r_o = \frac{|v_A|}{I_D}$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial v_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - v_t)$$

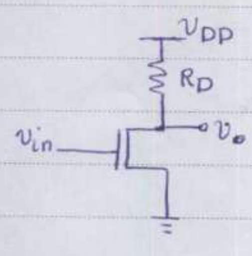
$$= \frac{2 I_D}{v_{GS} - v_t} = \sqrt{2 k_n \left(\frac{W}{L}\right) I_D}$$

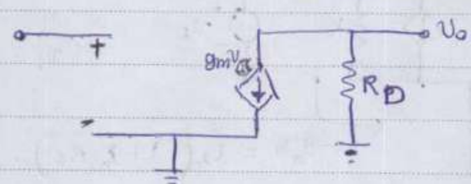
$\boxed{\text{مدل T}}$



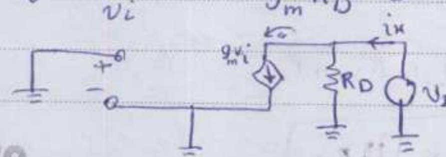


(CS) Common Source



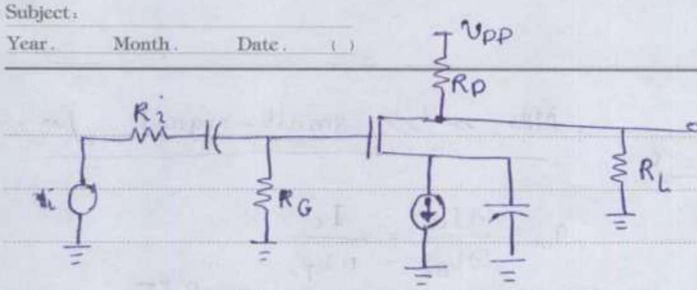


$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_D = \frac{-R_D}{1/g_m} \qquad R_{in} = \infty$$



$$\Rightarrow R_o = R_D$$

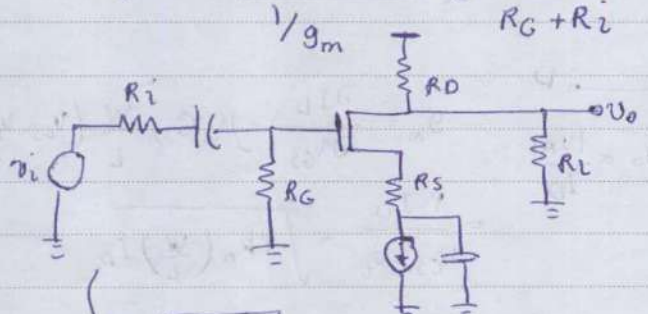
PAPCO

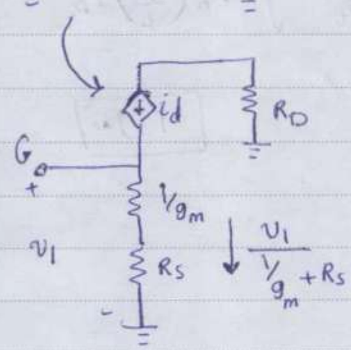


$$A_V = -\frac{R_D \| R_L \| r_o}{1/g_m} \times \frac{R_G}{R_G + R_i}$$

$$R_{in} = R_G$$

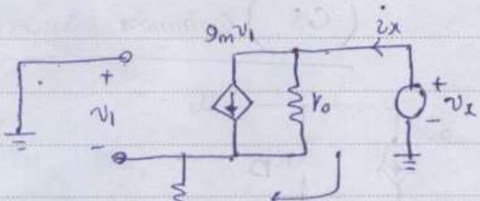
$$R_{out} = R_D \| R_L \| R_o$$





$$v_o = -i_d (R_D \| R_L)$$

$$A_V = \frac{-R_D \| R_L}{\frac{1}{g_m} + R_S} \times \frac{R_G}{R_i + R_G}$$



$$v_1 = -i_x R_S$$

$$i_x - g_m v_1 = i_x (1 + g_m R_S)$$

$$r_o \left(i_x (1 + g_m R_S) \right) + R_S i_x = v_x$$

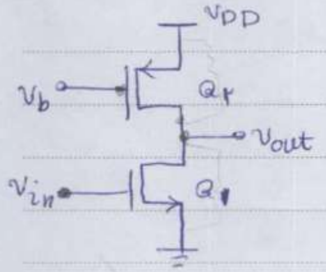
$$\frac{v_x}{i_x} = r_o (1 + g_m R_S) + R_S \simeq g_m r_o R_S + r_o$$

$$\boxed{R_{out} = (g_m r_o R_S + r_o) \| R_D}$$

Subject:

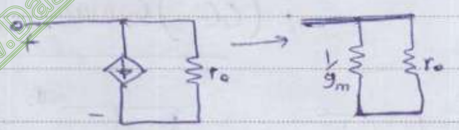
Year. Month. Date. ( )

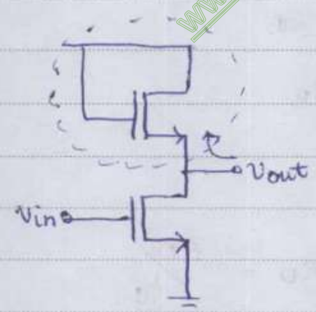
چند مدار با CS :



$R_{out} = ?$ $r_{o1} \| r_{o2}$

$A_v = ?$ $\dfrac{-r_{o1} \| r_{o2}}{1/g_m}$

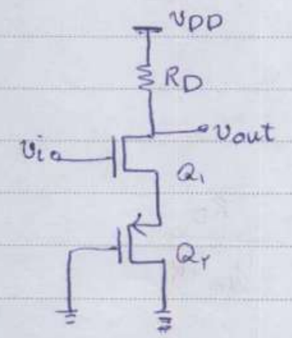




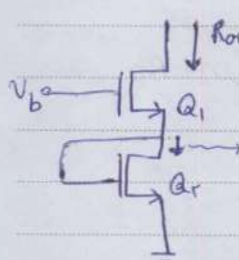
$R_{out} = ?$ $r_{o2} \| \frac{1}{g_{m2}} \| r_{o1} \simeq \frac{1}{g_{m2}}$

$A_v = ?$

$$\frac{-\frac{1}{g_{m2}}}{\frac{1}{g_{m1}}} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2}} = -\frac{\sqrt{2\cancel{k_n}\left(\frac{W}{L}\right)_1 \cancel{I_D}}}{\sqrt{2\cancel{k_n}\left(\frac{W}{L}\right)_2 \cancel{I_D}}}$$



$A_v = ?$ $\dfrac{-R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$



$\longrightarrow r_{o2} \| \frac{1}{g_{m2}} \simeq \frac{1}{g_{m2}}$

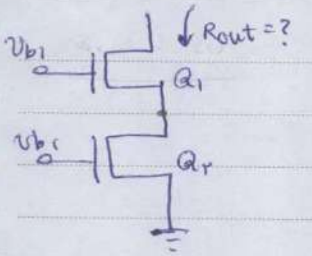
$$R_{out} = \left(g_{m1} r_{o1} \overbrace{\frac{1}{g_{m2}}}^{R_S} + r_{o1}\right)$$

$g_{m1} \simeq g_{m2} \Rightarrow 2r_{o1}$

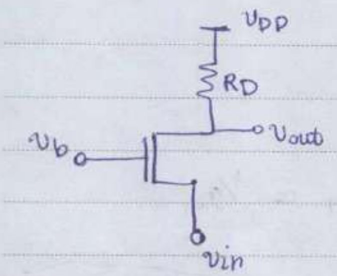
PAPCO

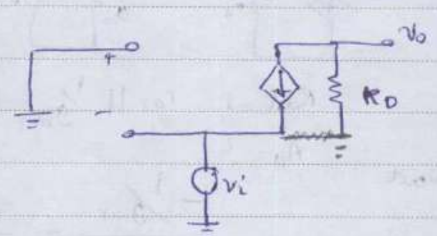
Subject:

Year. Month. Date. ( )



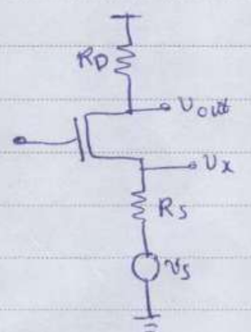
تقویت کننده ی Common-gate (CG):





$$v_{out} = -g_m v_{gs} R_D = g_m R_D v_i \qquad A_v = g_m R_D = \frac{R_D}{1/g_m}$$

$$R_{in} = 1/g_m \qquad R_{out} = R_o \| R_D$$



$$v_x/v_s = \frac{1/g_m}{1/g_m + R_s}$$

$$A_v = \frac{1/g_m}{1/g_m + R_s} \times \frac{R_D}{1/g_m} = \frac{R_D}{1/g_m + R_s}$$

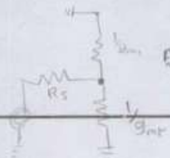
$$R_{out} = (g_m r_o R_s + r_o) \| R_D$$

R_D زیاد ← + → gain زیاد

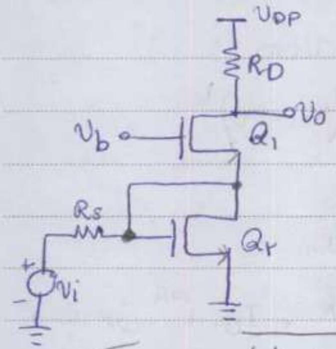
− از حالت اشباع خارج می‌شود (کاهش swing) $V_{DD} - r_D i_D > V_b - V_{th}$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )



$$A_v = \frac{R_D}{R_S + \left(\frac{1}{g_{m2}} \| \frac{1}{g_{m1}}\right)}$$



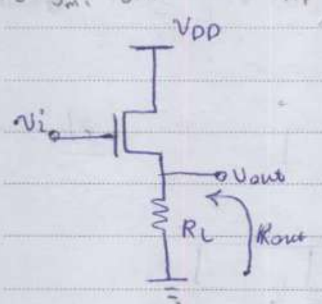
$A_v = ?\ (\lambda = 0)$ $$\frac{g_{m1} R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_S}$$

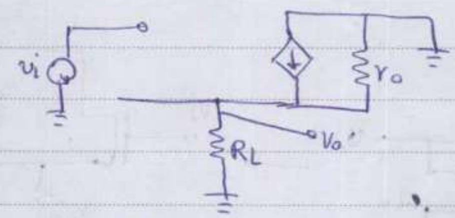
$R_{out} = ?\ (\lambda \neq 0)$ $$\left(g_{m1} r_{o1} \left(\frac{1}{g_{m2}} \| R_S\right) + r_{o1}\right) \| R_D$$

$$\frac{1}{R_S + \frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$

$$\frac{R_D}{\left(\frac{1}{g_{m2}} \| R_S\right) + \frac{1}{g_{m1}}} = \frac{g_{m1} R_D}{\frac{R_S / g_{m2}}{R_S g_{m2} + 1} \cdot \frac{R_S}{R_S g_{m2} + 1} + \frac{1}{g_{m1}}}$$

تقویت کننده ی Common - Drain (CD)





$$v_o = g_m v_i (r_o \| R_L)$$

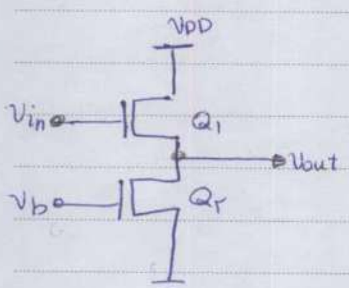
$$A_v = \frac{g_m (r_o \| R_L)}{1 + g_m (r_o \| R_L)} < 1$$

$$A_v = \frac{R_o \| R_L}{1/g_m + (r_o \| R_L)}$$

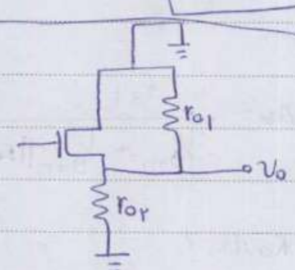
$R_{in} = \infty$

$R_{out} = R_L \| r_o \| 1/g_m \simeq 1/g_m$

$\boxed{\text{شبیه بافر}}$



$\rightarrow$

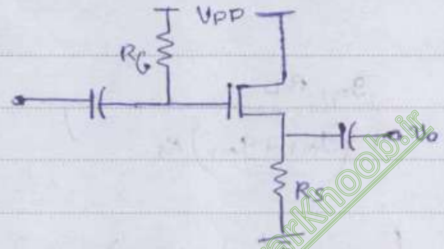


$$A_v = \frac{r_{o1} \| r_{o2}}{1/g_{m1} + r_{o1} \| r_{o2}} \simeq 1$$

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )



$$v_{GS} + R_s I_D = V_{DD}$$

$$I_D = \frac{1}{2} k_n \frac{W}{L} \left(v_{GS} - V_t \right)^2$$

$$A_v = \frac{R_s}{R_s + 1/g_m}$$

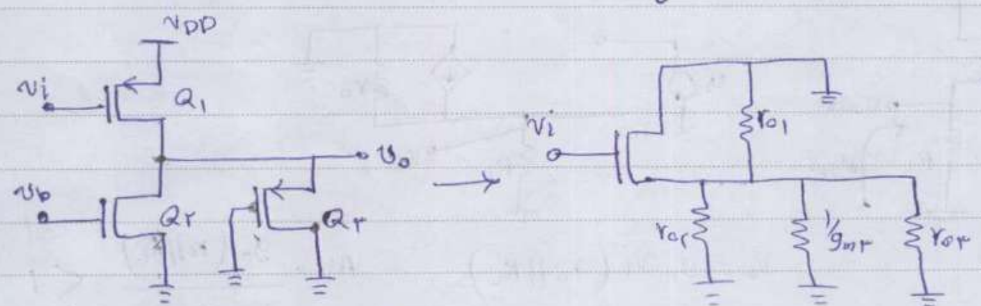
در مدار فوق $I_D = 1^{mA}$ ، $A_v = 0/8$ فرض: $k_n = 100 \, \mu A/V^2$ ، $V_t = 0/5$ ، $\lambda = 0$ ، $V_{DD} = 18$ (10)

$R_G = 5^k$ ، مقادیر $\frac{W}{L}$ ، V_{GS} و R_s را بیابید.

$R_s = 867 \, \Omega$ ، $V_{GS} = 0/934^V$

$$\frac{W}{L} = 107$$

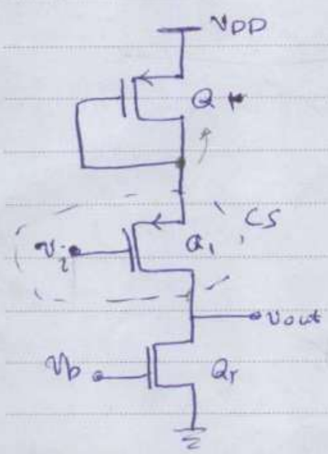
مثال :-



$$A_v = \frac{-r_{o2} \| r_{o3} \| \frac{1}{g_{m3}}}{1/g_{m1}}$$

$$R_{out} = r_{o1} \| r_{o2} \| r_{o3} \| \frac{1}{g_{m3}}$$

مثال :

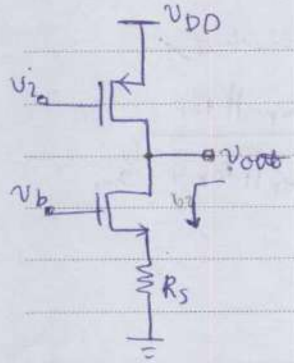


$$A_v = \frac{-r_{o2}}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m3}} \| r_{o3}}$$

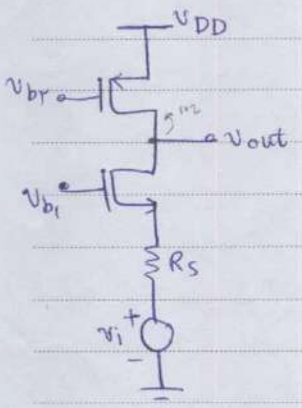
$R_{out} = ?$

Subject:

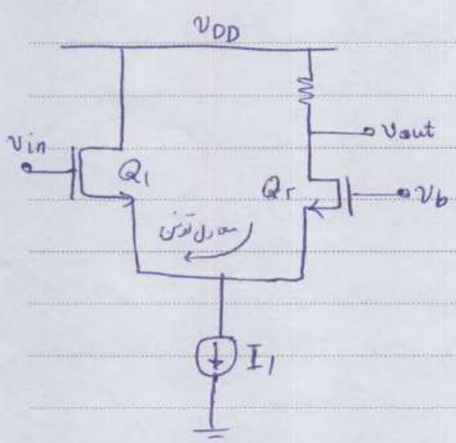
Year. Month. Date. ( )



$A_v = ?$ $\quad -g_{m2}\left\{\left(\left[1+g_m r_{o1}\right] R_S + r_{o1}\right) \| r_{o2}\right\}$



$\lambda_1 = 0$ $\quad A_v = \dfrac{r_{o2}}{1/g_{m1} + R_S}$

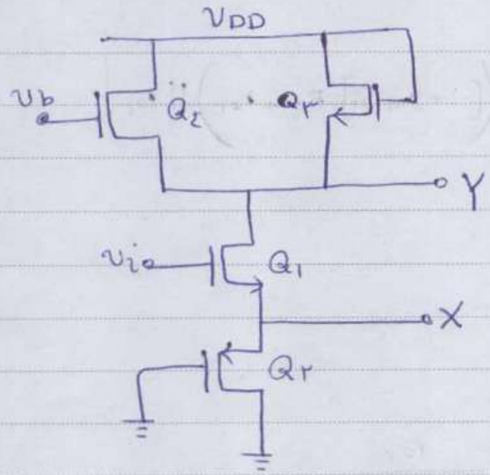


$A_v = \dfrac{R_D}{1/g_{m1} + 1/g_{m2}}$

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )



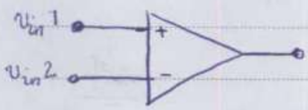
بهره ی مدار از ورودی به X و Y :

$$X(CD) \rightarrow \frac{\frac{1}{g_{m2}} \| r_{o2}}{\frac{1}{g_{m2}} \| r_{o2} + \frac{1}{g_{m1}}}$$

$Y(CS)$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

تقویت کننده های عملیاتی :

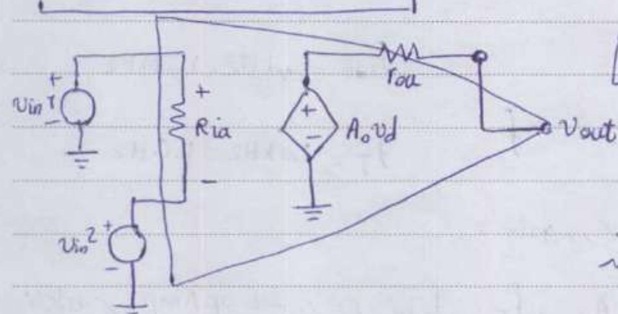


OpAmp یک تقویت کننده‌ی DC است .

$v_{in}1$: با ولتاژ خروجی هم‌فاز است ← ورودی غیرمعکوس

$v_{in}2$: با ولتاژ خروجی ۱۸۰° اختلاف فاز دارد ← ورودی معکوس

$$\boxed{v_o = A_o(v_{in}1 - v_{in}2)}$$ ← بهره مدار باز (بسیار زیاد)



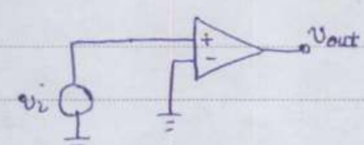
ایده‌آل

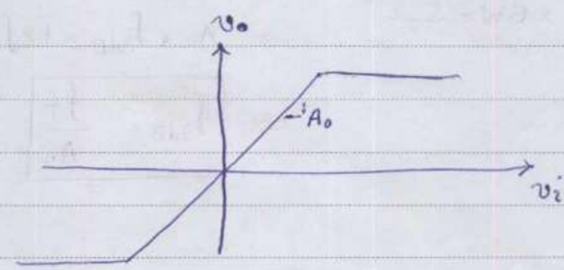
$R_{ia} = \infty$ ← جریان نمی‌کشد

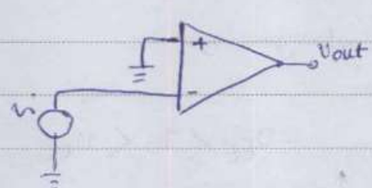
$A_o = \infty$

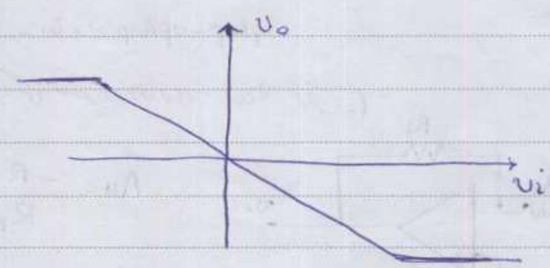
$R_{oa} = 0$ ← ولتاژ خروجی مستقل از جریان

$BW = \infty$ پهنای باند







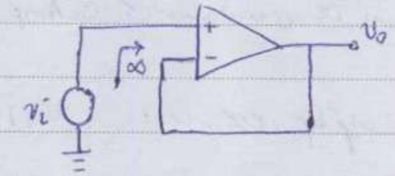


Subject:

Year. Month. Date. ( )

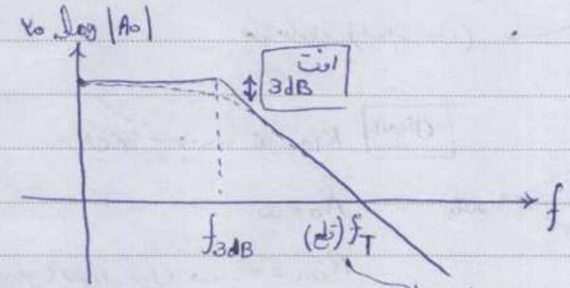
$v_{in2} - v_{in1} = \dfrac{v_o}{A_o} \rightsquigarrow 0$ ورودی‌ها هم‌پتانسیل (اتصال مجازی)

بافر :



$A_v = 1$ $R_i = \infty$ $R_o = 0$

نکاتی در مورد پاسخ فرکانسی :



gain برابر یک می‌شود.

$f_{3dB} = 0.1\,Hz - 100\,MHz$

$f_T = 100\,kHz - 10\,GHz$

برای هر opAmp رابطه زیر بین f_{3dB} ، f_T و A_o برقرار است.

gain × BW = ثابت

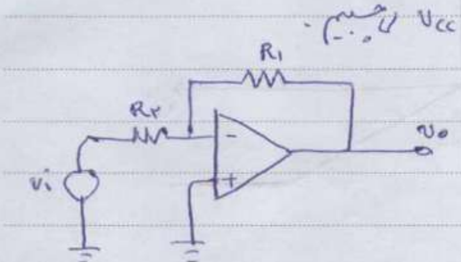
$\Rightarrow A_o \times f_{3dB} = 1 \times f_T$

$$\Rightarrow \boxed{f_{3dB} = \frac{f_T}{A_o}}$$

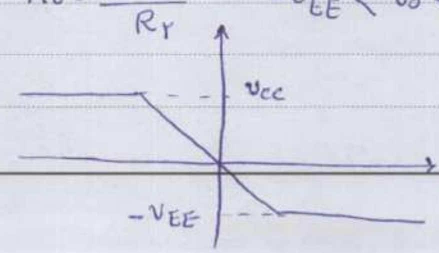
فیدبک

کاهش وابستگی gain به دما و از opAmp به opAmp

چون gain خیلی است با کمی تغییر در ورودی به v_{cc} می‌رسیم.



$A_v = \dfrac{-R_1}{R_2}$ $-v_{EE} < v_o < v_{cc}$



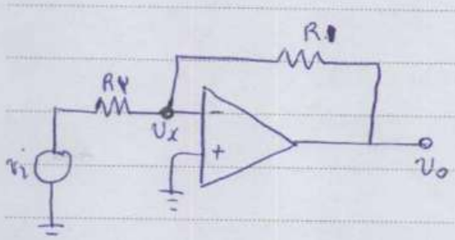
Subject:
Year. Month. Date. ( )

$\boxed{R_i = R_2}$ $\boxed{R_o = 0} \Rightarrow$ ...

محل نماری و v_x در خروجی

$\boxed{A_v = -\frac{R_1}{R_2}}$

با فرض محدود بودن A_o :



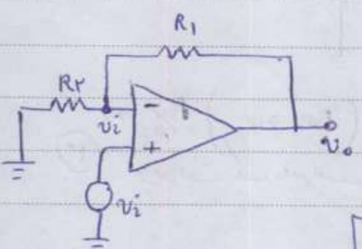
$$v_x = \frac{-v_o}{A_o} \neq 0$$

$$\frac{v_i - v_x}{R_2} = \frac{v_x - v_o}{R_1}$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_1}{R_2}\left[\frac{1}{1 + \frac{1}{A_o}\left(\frac{R_1}{R_2} + 1\right)}\right]$$

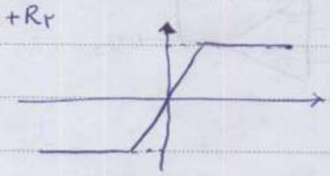
* میزان خطا وقتی A_o را ∞ فرض می‌کنیم می‌توان از این رابطه بدست آورد.

تقویت کننده غیر معکوس :



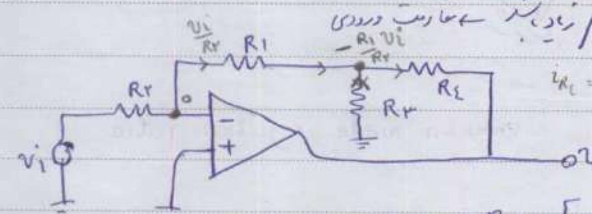
$$v_i = v_o \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\boxed{A_v = 1 + \frac{R_1}{R_2}}$$



$\boxed{R_i = \infty}$ $\boxed{R_o = 0}$

* در تقویت کننده ی معکوس می‌خواهیم R_2 / کم باشد ← gain زیاد / زیاد باشد ← مقاومت ورودی



$$i_{R_4} = \frac{v_i}{R_2} + \frac{v_i R_1}{R_2 R_3} = \frac{v_i}{R_2}\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)$$

$$v_o = \frac{-v_i R_1}{R_2} - \frac{R_4 v_i}{R_2} - \frac{R_4 v_i R_1}{R_2 R_3}$$

$$A_v = -\frac{R_1}{R_2}\left[1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_3}\right]$$

PAPCO

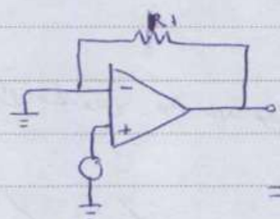
Subject:
Year. Month. Date. ( )

با فرض محدود بودن A_0 برای تقویت کننده غیرمعکوس:

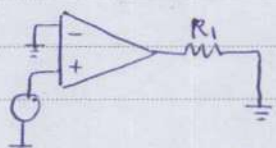
$$A_v = \frac{1 + R_1/R_2}{1 + \frac{(1 + R_1/R_2)}{A_0}}$$

دو حالت خاص برای غیرمعکوس:

① $R_1/R_2 \to \infty$ $(R_2 = 0)$

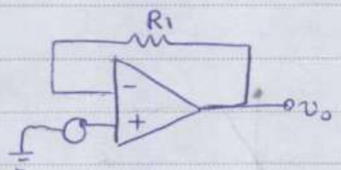


$\Rightarrow$



② $R_1/R_2 \to 0$ $(R_2 \to \infty)$

این حالت یک بافر است.



تقویت کننده ی تفاضلی ایده ال:

تفاضل در سیگنال ورودی را تقویت می کند و قسمت مشترک آن ها را حذف می کند.

$$v_o = \underbrace{A_d v_{Id}}_{\text{تفاضلی}} + \underbrace{A_{cm} v_{Icm}}_{\text{مشترک}}$$

در حالت ایده ال صفر است.

$$CMRR = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|}$$

common mode rejection ratio.

PAPCO

Subject: Year. Month. Date. ( )

مشخصات opAmp واقعی

① Input DC voltage offset

② Input Bias Current

③ Common-mode input votage range

④ حداکثر دامنه ولتاژ خروجی

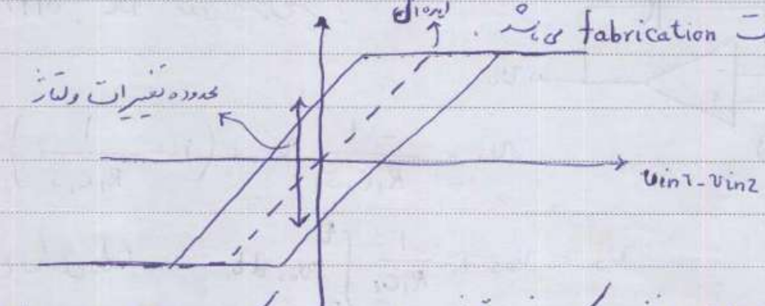
⑤ جریان اتصال کوتاه خروجی

⑥ جریان منبع تغذیه

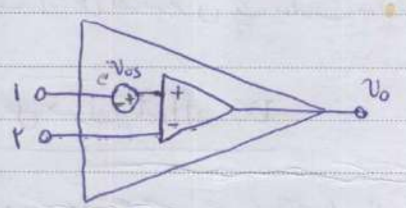
⑦ مقادیر مرزی

① در opAmp ایده‌آل $\Rightarrow v_{in1}-v_{in2}=0 \Rightarrow v_o=0$

در opAmp واقعی این اتفاق نمی‌افتد. این آفست به دلیل عدم تقارن بین مدارهای داخلی در ورودی در اثر اثرات fabrication می‌باشد.



* این اثر معادل افزودن یک منبع ولتاژ V_{os} در ورودی یک opAmp ایده‌آل است.

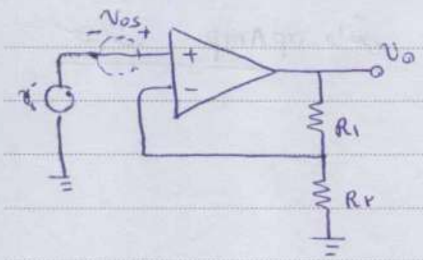


V_{os} تقریباً دارای مقدار typical آن $2\,mV$ است (μA 741)

PAPCO

Subject:

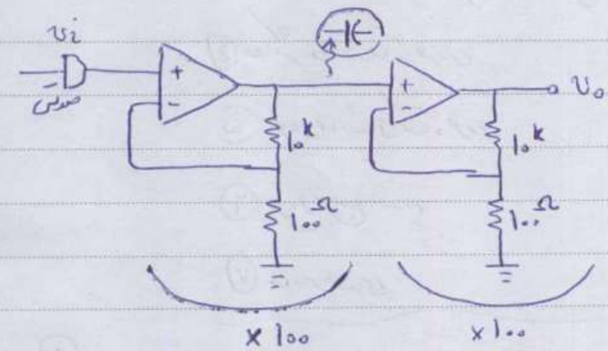
Year. Month. Date. ( )



$$v_o = \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\left(v_i + v_{os}\right)$$

مقدار offset تقویت شده باعث ایجاد محدودیت در دقت می‌شود.

و v_{os} چون تصادفی است به عنوان noise روی خروجی می‌آید.



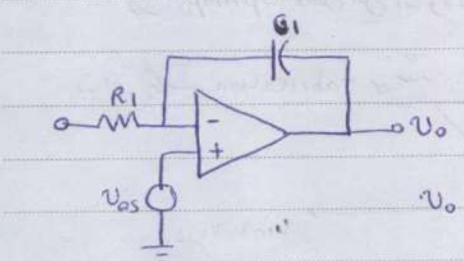
* اثر DC offset روی تقویت کننده صوتی

offset تقویت شده $\simeq 20^V$

اشباع

* یکی از راه حل‌ها گذاشتن خازن بین دو opAmp است.

* اثر DC offset روی انتگرال گیر:

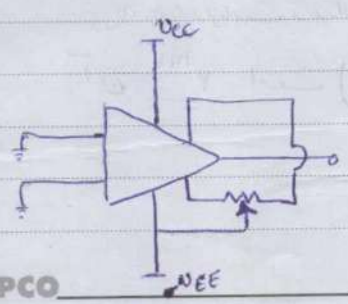


$$v_o = \frac{-1}{R_1 C_1 S_1} v_i + \left(1+\frac{1}{R_1 C_1 S}\right) v_{os}$$

$$v_o = v_{os} + \frac{1}{R_1 C_1}\int_0^t v_{os}\, dt$$ اشباع در طول زمان

* یک راه حل اضافه کردن یک مقاومت موازی با خازن C_1 است (؟)

راه حل جبران DC offset



این قدر پتانسیومتر را تغییر می‌دهیم تا v_o صفر شود.

PAPCO

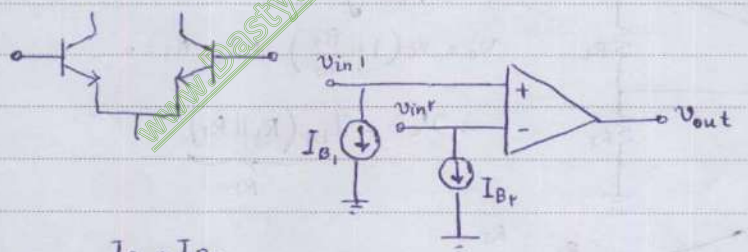
Subject:
Year. Month. Date. ( )

② جریان بایاس ورودی Input Bias Current

OPAmp ایده‌آل دارای جریان ورودی صفر است اما در واقعیت هر دو pin ورودی مقدار جریان می‌کشند

این جریان‌ها در واقع برای راه اندازی ترانزیستورهای داخلی op Amp به وجود می‌آیند و مقدار آنها حدود 10^{-1} mA می‌باشد

مدل کردن:



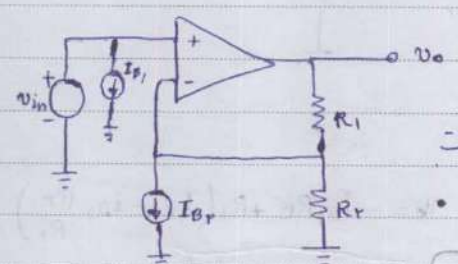
$$I_{IB} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$ جریان بایاس ورودی

جریان آفست ورودی $I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}|$

$$I_{B1} = I_{IB} + I_{IO}/2$$

$$I_{B2} = I_{IB} - I_{IO}/2$$

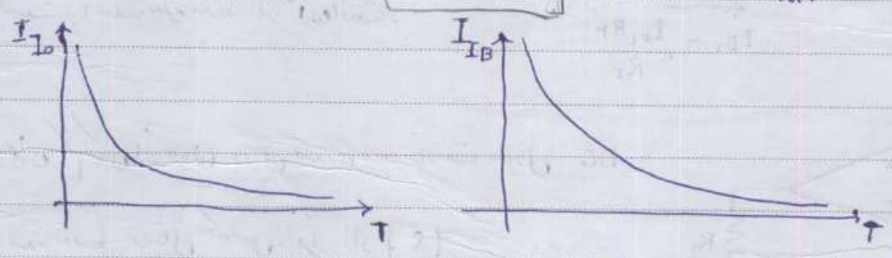
اثر جریان بایاس در تقویت کننده غیر معکوس:



- I_{B1} در این مدار بی‌تأثیر است چون موازی با v_{in} است

برای تأثیر I_{B2}، v_{in} را صفر می‌کنیم:

$\boxed{v_o' = R_1 I_{B2}}$ $\qquad v_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) v_i + v_o'$



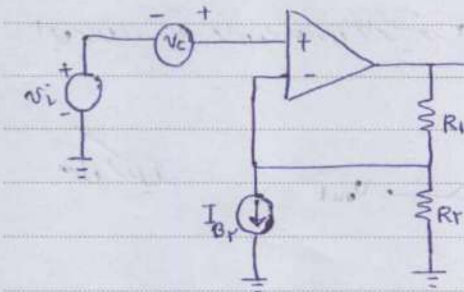
* جریان آفست تابعی از دما و زمان است.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* مقدار I_{IB} از جریان بیس ترانزیستور ها تعیین می‌شود مقدار آن معلوم و غیر تصادفی است (برخلاف v_{os})

راه حل حذف :

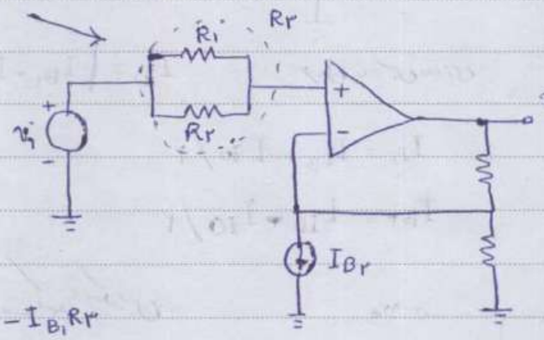


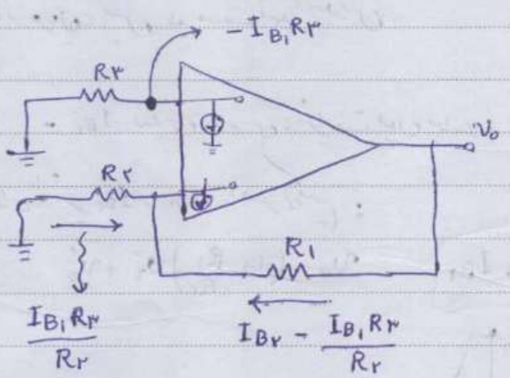
$v_i = 0$

$$v_o = v_c\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right) + I_{B2}R_1 = 0$$

$$\Rightarrow v_c = -I_{B2}\underbrace{(R_1 \parallel R_2)}_{R_3}$$

* I_{B1} تقریباً برابر با I_{B2} است.





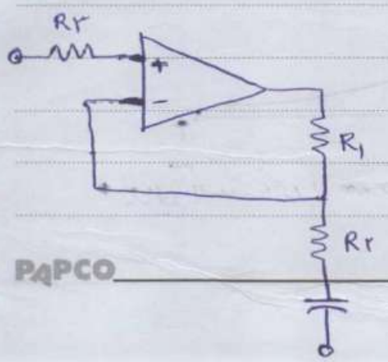
$$I_B + \frac{I_o}{2} \qquad I_B - \frac{I_o}{2} \qquad \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$v_o = -I_{B1}R_3 + R_1\left(I_{B2} - I_{B1}\frac{R_3}{R_2}\right)$$

$$= \boxed{I_{IO} \cdot R_1}$$

خودش

نسبت به آفست قبلی حدود اره آن است.



* برای کم کردن اثر جریان بایاس ورودی باید مقاومت معادل DC دیده شده توسط ترمینال معکوس را برابر قرار داد (؟)

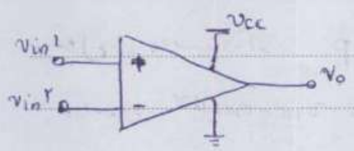
$$\boxed{R_3 = R_1}$$

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

③ حداکثر مقدار مشترک ولتاژ ورودی.



$$v_o = \underset{\nearrow 10^5}{A_o}\,(v_{in1} - v_{in2})$$

$$\left.\begin{array}{l} v_{in1} = 1\mu v \\ v_{in2} = -1\mu v \end{array}\right\} \Rightarrow v_o = 10^5 \times 2 \times 10^{-6} = 200\ mv$$

$$\left.\begin{array}{l} v_{in1} = 1^v - 1\mu v \\ v_{in2} = 1^v + 1\mu v \end{array}\right\} \quad v_o = 200^{mv}$$

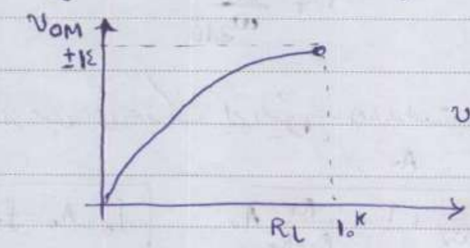
$$\boxed{\text{ولتاژ مشترک}\ \ CM < |v_{cc} - 2^v|}$$

④ حداکثر دامنه ولتاژ خروجی (v_{OM})

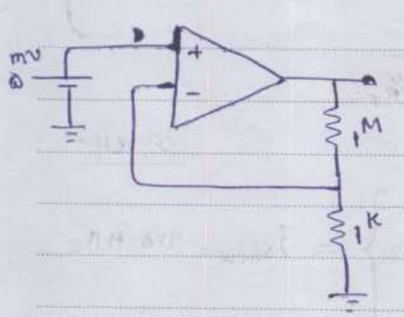
- در opAmp ایده‌ال ولتاژ خروجی $\leftarrow \pm v_{cc}$

- در opAmp واقعی این محدوده حدوداً کوچکتر است (حدود ۱ تا ۳ ولت فاصله تا v_{cc})

- تابعی از R_L



$v_{cc} = 15^v$



مثال:

$$v_o = ? \Leftarrow \begin{cases} I_{IO} = 200\, mA \\ I_{IB} = 1\mu A \\ v_{os} = 2^{mv} \end{cases}$$

$$v_o = \underbrace{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}_{\frac{R_1+R_2}{R_2}} \left(v_{in} + v_{os} + I_{B2}\underbrace{(R_1 \| R_2)}_{\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}}\right)$$

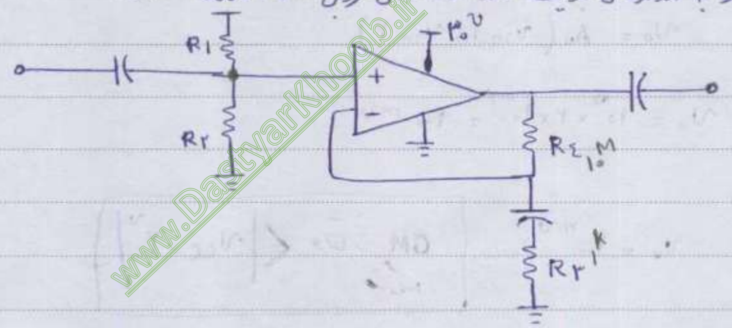
$$\simeq 1000\left(5mv \pm 2mv \pm 1.1^{mv}\right) \simeq 1.9^v \ldots 8.9^v$$

در حالت ایده‌ال: $v_o = 5^v$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال: با استفاده از op Amp مثال قبل مداری طرح نمایید که یک سیگنال سینوسی با فرکانس $100\,Hz$ و دامنهٔ $v_{in} = 500\,\mu V$ را به اندازه‌ای تقویت کند که دامنهٔ خروجی $v_{out} = 5^{V}$ شود.

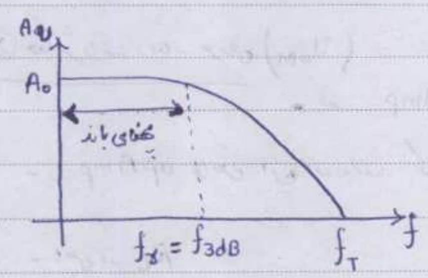


$R_1 \| R_2 = R_\Sigma$

$A_v = 10^4$

$5^{v} = \left[1 + \frac{R_4}{R_3}\right]\left[v_i + v_{os}\right]$

مشخصات دینامیکی op Amp (AC)

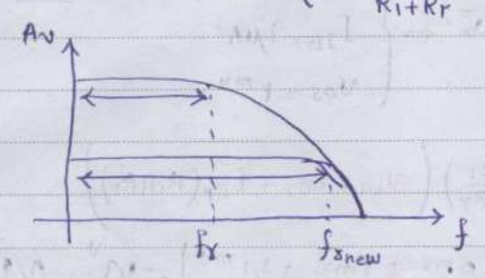


$$A_v(\omega) = \frac{A_0}{1 + \frac{\omega}{\omega_{3dB}}}$$

* یکی از خوبی‌های فیدبک افزایش پهنای باند است:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v(\omega)}{1 + \frac{R_2}{R_1+R_2} A_v(\omega)} = \frac{A_0}{\frac{\omega}{\omega_\gamma} + 1 + \frac{R_2}{R_1+R_2} A_0} \qquad \boxed{f_\gamma \cdot A_0 = f_T}$$

$$\Rightarrow f_{\gamma\,new} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1+R_2} A_0\right) f_\gamma = \frac{f_T}{1 + R_1/R_2}$$



مثال عددی:

$$\left.\begin{array}{l} A_0 = 10^4 \\ f_\gamma = 1\,MHz \\ R_1/R_2 = 16 \end{array}\right\} \Rightarrow f_{\gamma new} = 625\,MHz$$

* کاهش gain باعث افزایش پهنای باند می‌شود.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

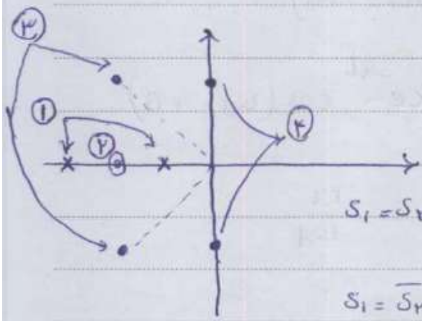
$v_C(0^-) = v_C(0^+) = v_0$ $\quad i_L(0^-) = i_L(0^+) = I_0$ $\quad v_R(0^-) = 0$ $\quad i_R(0^+) = v_0/R$

$v_L(0^+) = v_0$

معادله مشخصه $s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2 = 0$ $\quad s_1, s_2 = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm \omega_d$

$\omega_d^2 = \alpha^2 - \omega_0^2$

- بسته به مقادیر α و ω_0 چهار حالت متصور است:



۱) میرایی شدید ← دو ریشه منفی (مدار میرا) $\alpha > \omega_0$

۲) میرایی بحرانی ← دو ریشه مضاعف $s_1 = s_2 = -\alpha = -\omega_0$

۳) میرایی ضعیف ← دو ریشه مختلط $s_1 = \bar{s_2} = -\alpha + j\omega_d$

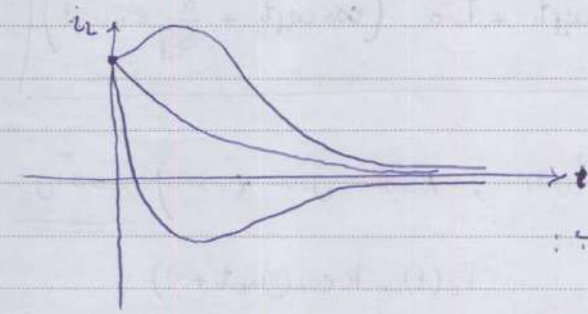
۴) بی اتلاف $\alpha = 0 \Rightarrow s_1 = \bar{s_2} = j\omega_0$

میرایی شدید ($\alpha > \omega_0$)

$$\boxed{i_L(t) = k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_2 t}} \qquad i_L(0) = I_0 \qquad \frac{di_L(0)}{dt} = v_0/L$$

$k_1 + k_2 = I_0$ $\quad k_1 s_1 + k_2 s_2 = v_0/L$ $\quad k_1 = \frac{1}{s_1 - s_2}\left(\frac{v_0}{L} - s_2 I_0\right)$

$$k_2 = \frac{1}{s_2 - s_1}\left(\frac{v_0}{L} - s_1 I_0\right)$$



حالت های کلی جواب:

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

میرایی بحرانی $(s_1 = s_2 = -\alpha)$

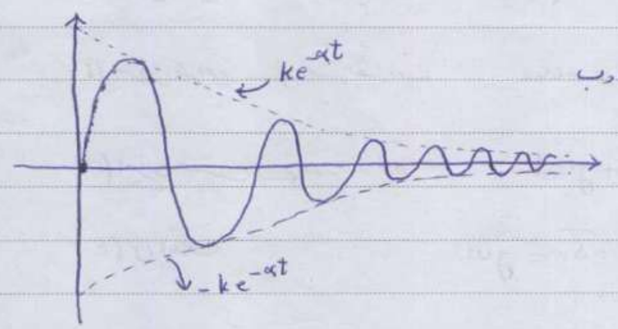
$$i_L(t) = k_1 e^{-\alpha t} + k_2 t e^{-\alpha t}$$

میرایی ضعیف $(\alpha < \omega_0)$:

s_1 و s_2 : دو فرکانس طبیعی مزدوج مختلط

$$s_1 = \bar{s}_2 = -\alpha + j\omega_d \qquad |s_1| = |s_2| = \omega_0 \qquad \left(\alpha^2 - \omega_0^2 = -\omega_d^2\right) \qquad \sqrt{\alpha^2-\omega_0^2} = j\omega_d$$

$$i_L(t) = k_1 e^{(-\alpha + j\omega_d)t} + k_2 e^{(-\alpha - j\omega_d)t} = k e^{-\alpha t}\cos(\omega_d t + \theta)$$



دوره تناوب $T = \dfrac{2\pi}{\omega_d}$

$$i_L(0) = k_1 + k_2 = I_0 \qquad \frac{di_L}{dt}(0) = \frac{v_0}{L} = k_1 s_1 + k_2 s_2$$

$$s_1 = -\alpha + j\omega_d \qquad s_2 = -\alpha - j\omega_d$$

$$\boxed{i_L(t) = \frac{v_0}{\omega_d L} e^{-\alpha t}\sin\omega_d t + I_0 e^{-\alpha t}\left(\cos\omega_d t + \frac{\alpha}{\omega_d}\sin\omega_d t\right)}$$

بی‌اتلاف ($\alpha = 0$ معادل $R = \infty$ ، s_1, s_2 موهومی)

$$s_1 = j\omega_0 \qquad s_2 = -j\omega_0 \qquad i_L(t) = k\cos(\omega_0 t + \theta)$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

- در واقع α شدت میرایی غایی را تعیین می‌کند. میرایی نسبی در یک نوسان‌ساز اغلب به وسیله یک عدد Q تعریف می‌شود.

$$Q \triangleq \frac{\omega_0}{2\alpha} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$ ضریب کیفیت

میرایی شدید $\rightarrow \alpha > \omega_0 \Rightarrow \frac{\omega_0}{2\alpha} < \frac{1}{2} \Rightarrow Q < \frac{1}{2}$

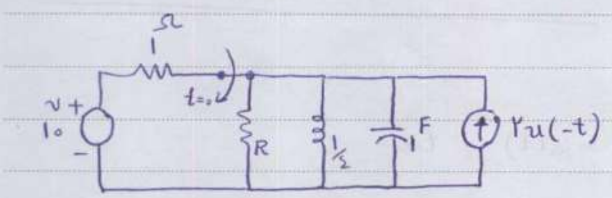
میرایی بحرانی $\alpha = \omega_0 \Rightarrow Q = \frac{1}{2}$

میرایی ضعیف $\alpha < \omega_0 \Rightarrow Q > \frac{1}{2}$

بی‌اتلاف $Q = \infty$

Q بزرگتر $\Longleftrightarrow$ میرایی کمتر

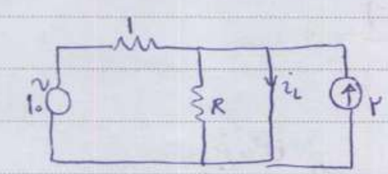
مثال:



محاسبه $i_L(t)$ ؟

1) $R = \frac{1}{5}\Omega,\ \frac{1}{4}\Omega,\ \frac{1}{2}\Omega,\ \infty$

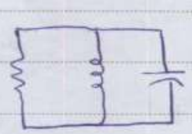
$t<0$



$v_C(0^-) = 0 \qquad i_L(0^-) = 12^A$

$\frac{di_L}{dt}(0^-) = 0$

$t>0$

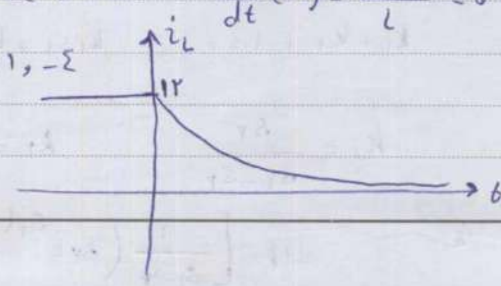


$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0$$

$i_L(0^+) = i_L(0^-) = 12^A \qquad \frac{di_L}{dt}(0^+) = \frac{v_C(0^+)}{L} = 0$

1) $R = \frac{1}{5} \rightarrow s^2 + 5s + 4 = 0 \Rightarrow s_1 = -1, -4$

$i_L = 16 e^{-t} - 4e^{-4t}$



PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۲) $R = \frac{1}{4}$ $s^2+4s+4=0 \Rightarrow s_1=s_2=-2$

$$i_L(t) = 12e^{-2t} + 24te^{-2t}$$

۳) $R = \frac{1}{2}$ $s^2+2s+4=0$ $s=-1\pm j\sqrt{3}$

$$i_L(t) = 8\sqrt{3}\,e^{-t}\cos\left(\sqrt{3}t - \frac{\pi}{6}\right)$$

پاسخ حالت صفر مدار RLC خطی تغییرناپذیر با زمان

$$i_C + i_R + i_L = i_s$$

$$LC\frac{d^2i_L}{dt^2} + \frac{L}{R}\frac{di_L}{dt} + i_L(t) = i_s(t) \quad t \geq 0$$

$$i_L(0^-) = 0 \qquad \frac{di_L}{dt}(0^-) = \frac{v_C(0^-)}{L} = 0$$

$i_L = i_h + i_p$ پاسخ ورودی صفر (همگن) پاسخ خاص

پاسخ پله:

جواب خاص $\Rightarrow i_p = 1$ $i_L(t) = k_1e^{s_1t} + k_2e^{s_2t} + 1$

$k_1 + k_2 + 1 = 0$ $k_1s_1 + k_2s_2 = 0$

$$k_1 = \frac{s_2}{s_1 - s_2} \qquad k_2 = \frac{-s_1}{s_1 - s_2}$$

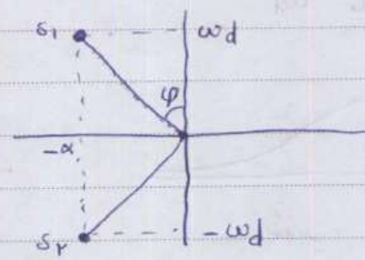
$$s(t) = \left[\frac{1}{s_1-s_2}\left(s_2e^{s_1t} - s_1e^{s_2t}\right) + 1\right]u(t)$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

* در حالت میرایی ضعیف داریم :

$$s_1 = -\alpha + j\omega_d$$

$$s_2 = -\alpha - j\omega_d$$



$$s_1, s_2 = \omega_0 e^{\pm j(\pi/2 + \varphi)}$$

$$\varphi = \tan^{-1}\frac{\alpha}{\omega_d} \qquad \sin\varphi = \frac{\alpha}{\omega_0}$$

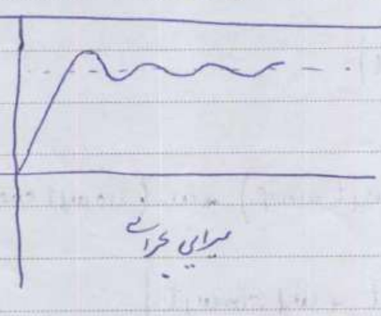
$$\cos\varphi = \frac{\omega_d}{\omega_0}$$

اگر s_1 و s_2 را در معادله‌ی صفحه قبل جاگذاری کنیم :

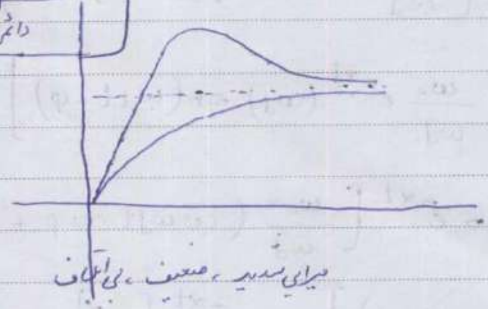
$$s(t) = \left(\frac{1}{2j\omega_d}\omega_0 e^{-\alpha t}\left[e^{j(\omega_d t - \pi/2 - \varphi)} - e^{-j(\omega_d t - \pi/2 - \varphi)}\right] + 1\right) u(t)$$

$$= \left[\frac{\omega_0}{2j\omega_d} e^{-\alpha t}(2j)\sin(\omega_d t - \pi/2 - \varphi) + 1\right] u(t)$$

$$\boxed{= \left[\underbrace{\frac{-\omega_0}{\omega_d} e^{-\alpha t}\cos(\omega_d t - \varphi)}_{\text{حالت گذرا}} + \underbrace{1}_{\text{دائمی}}\right] u(t)}$$



میرایی بحرانی



میرایی شدید، ضعیف، بی‌اتلاف

ولتاژ دو سر خازن در مدار RLC :

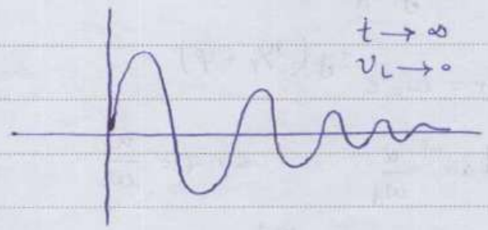
$$v_C = L\frac{di}{dt} = v_L = \frac{L s_1 s_2}{s_1 - s_2}\left(e^{s_1 t} - e^{s_2 t}\right) u(t) \quad \text{میرایی شدید}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

میرایی ضعیف :

$$v_C(t)=\sqrt{\frac{L}{C}}\,\frac{\omega_0}{\omega_d}\,e^{-\alpha t}\sin\omega_d t$$



پاسخ ضربه :

$$LC\frac{d^2 i_L}{dt^2}+\frac{L}{R}\frac{di_L}{dt}+i_L=\delta(t)\qquad i_L(0^-)=0\qquad \frac{di_L}{dt}(0^-)=0$$

روش اول: مشتق گیری از پاسخ پله :

$$h(t)=\frac{ds(t)}{dt}=\frac{s_1 s_2}{s_1-s_2}\left[e^{s_1 t}-e^{s_2 t}\right]u(t)+\left[\frac{1}{s_1-s_2}\left(s_2 e^{s_1 t}-s_1 e^{s_2 t}\right)+1\right]\delta(t)$$

$1-\frac{\omega_0}{\omega_d}\cos\varphi=0$ تقریبا صفر

$$=\left[\frac{-\omega_0}{\omega_d}e^{-\alpha t}\cos(\omega_d t-\varphi)+1\right]\delta(t)+\left[\frac{-\omega_0}{\omega_d}(-\alpha)e^{-\alpha t}\cos(\omega_d t-\varphi)+\frac{\omega_0}{\omega_d}e^{-\alpha t}(\omega_d)\sin(\omega_d t-\varphi)\right]u(t)$$

$$=e^{-\alpha t}\left[\frac{\omega_0\alpha}{\omega_d}\left(\cos\omega_d t\cos\varphi+\sin\omega_d t\sin\varphi\right)+\omega_0\left(\sin\omega_d t\cos\varphi-\sin\varphi\cos\omega_d t\right)\right]=e^{-\alpha t}\left[\frac{\alpha^2}{\omega_d}\sin\omega_d t+\omega_d\sin\omega_d t\right]$$

$$=e^{-\alpha t}\left(\frac{\overbrace{\alpha^2+\omega_d^2}^{\omega_0^2}}{\omega_d}\right)\sin\omega_d t\;u(t)$$

$$=\boxed{\frac{\omega_0^2}{\omega_d}e^{-\alpha t}\sin\omega_d t\;u(t)}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

روش دوم: تبدیل کردن پاسخ ضربه به یک پاسخ ورودی صفر با تعیین شرایط اولیه:

$$\int_{0^-}^{0^+} LC\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \int_{0^-}^{0^+} \frac{L}{R}\frac{di_L}{dt} + \int_{0^-}^{0^+} i_L = \int_{0^-}^{0^+} \delta(t)$$

$i_L(0^-)=0 \qquad \frac{di_L}{dt}(0^-)=0$ (* i_L نمی‌تواند جهش داشته باشد چون در سمت راست دلتا داریم)

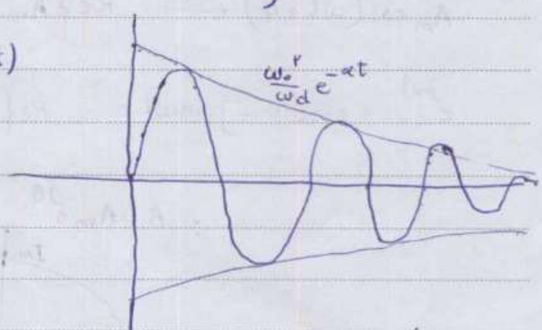
$$LC\frac{di_L}{dt}(0^+) - \cancel{LC\frac{di_L}{dt}(0^-)} + \cancel{\frac{L}{R}i_L(0^+)} - \cancel{\frac{L}{R}i_L(0^-)} + \cancel{\int_{0^-}^{0^+} i_L} = 1$$

$$\frac{di_L}{dt}(0^+) = \frac{1}{LC} \qquad I_0 = i_L(0^+) = 0 \qquad v_L(0^+) = \frac{1}{C} = v_0$$

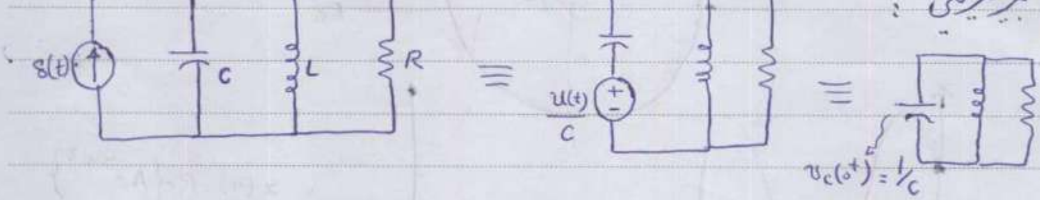
یادآوری: میرایی ضعیف برای ورودی صفر: I_0 و v_0

$$\left[\frac{v_0}{\omega_0 L}e^{-\alpha t}\sin\omega_d t + I_0 e^{-\alpha t}\left(\cos\omega_d t + \frac{\alpha}{\omega_d}\sin\omega_d t\right)\right]$$

$$= \left[\frac{\omega_0^2}{\omega_d}e^{-\alpha t}\sin(\omega_d t)\right]u(t)$$



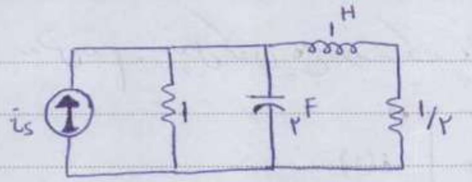
تعبیر فیزیکی:



PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال :



الف) معادله دیفرانسیل ؟ $i_s = v_c + \frac{2\,dv_c}{dt} + i_L$

$$v_c = \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{2} i_L$$

$$i_L'' + i_L' + \frac{3}{4} i_L = \frac{1}{2} i_s$$

ب) پاسخ ضربه ؟ $s = \overset{\alpha}{-\frac{1}{2}} \pm j\overset{\omega_d}{\frac{\sqrt{2}}{2}}$

$$i_L(t) = h(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} e^{-t/2} \sin\frac{\sqrt{2}}{2} t \, u(t)$$

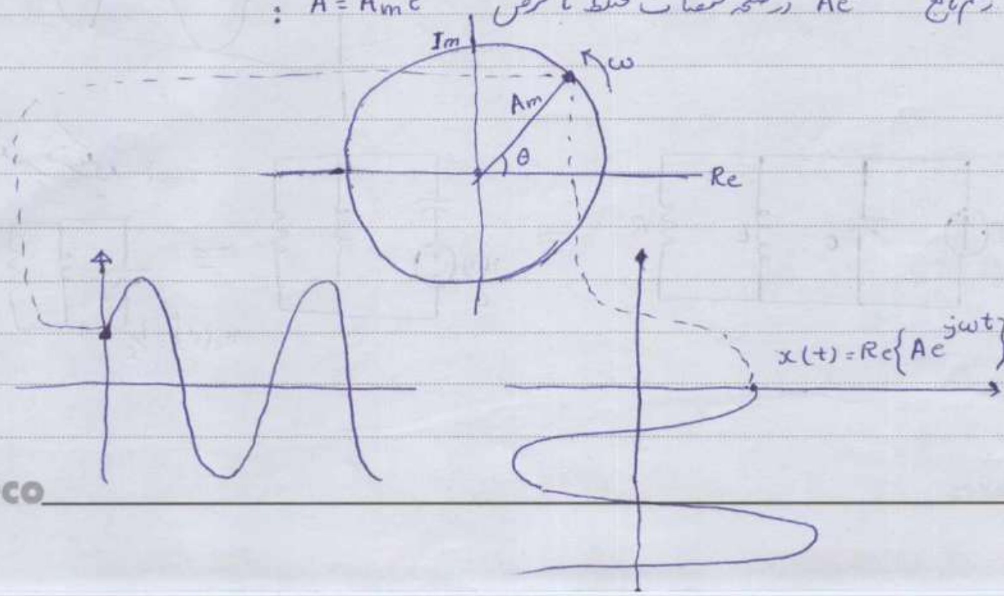
تجزیه و تحلیل حالت دائمی سینوسی

تجزیه و تحلیل حالت دائمی سینوسی یعنی بررسی پاسخ مدار برای زمان های $t \gg 0$ و مشخصاً برای ورودی های سینوسی

فازور $A = A_m e^{j\theta}$ $\qquad A_m\cos(\omega t + \varphi) \longleftrightarrow Re\{A_m e^{j\theta} e^{j\omega t}\}$

$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t \qquad Re\{e^{j\omega t}\} = \cos\omega t \qquad Im\{e^{j\omega t}\} = \sin\omega t$$

رسم تابع $Ae^{j\omega t}$ در صفحه مختصات مختلط با فرض : $A = A_m e^{j\theta}$



Subject:
Year. Month. Date. ( )

فازورها و معادلات دیفرانسیل

(۱) $Re\{\}$ جمع پذیر و همگن است.

$$Re\{z_1+z_2\} = Re\{z_1\} + Re\{z_2\}$$

$$Re\{\alpha z\} = \alpha Re\{z\} \quad \alpha \text{ حقیقی}$$

$$Re\{\alpha_1 z_1 + \alpha_2 z_2\} = \alpha_1 Re\{z_1\} + \alpha_2 Re\{z_2\} \quad \alpha_2, \alpha_1 \text{ : حقیقی}$$

(۲) فرض کنید A یک عدد مختلط با نمایش قطبی $|A|e^{j\theta}$ باشد آن گاه داریم:

$$\frac{d}{dt} Re\{Ae^{j\omega t}\} = Re\left\{\frac{d}{dt} Ae^{j\omega t}\right\} = Re\{Aj\omega e^{j\omega t}\}$$

اثبات

$$= \frac{d}{dt} Re\{Ae^{j\omega t}\} = \frac{d}{dt} Re\{|A| e^{(\omega t+\theta)j}\}$$

$$= \frac{d}{dt}\left[|A|\cos(\omega t+\theta)\right] = -|A|\omega \sin(\omega t+\theta)$$

$$= Re\{j\omega|A|e^{j(\omega t+\theta)}\} = Re\left\{\frac{d}{dt}(Ae^{j\omega t})\right\}$$

* گردش جزء حقیقی و مشتق گیری جابجا پذیرند و اعمال مشتق به معنای ضرب $j\omega$ می باشد.

(۳) A و B اعدادی مختلط و ω یک فرکانس زاویه‌ای است، در این صورت:

$$Re\{Ae^{j\omega t}\} = Re\{Be^{j\omega t}\} \Longleftrightarrow A=B$$

قضیه اصلی: مجموع جبری هر تعداد از سینوسی‌ها با فرکانس زاویه‌ای یکسان و هر تعداد از مشتق‌های آنها از هر مرتبه، خود یک سینوسی با همان فرکانس زاویه‌ای می‌باشد.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال) $s(t) = A_m \cos\omega t + B_m \sin\omega t = \sqrt{A_m^2 + B_m^2}\,\cos(\omega t - \theta) \qquad \tan\theta = \dfrac{B_m}{A_m}$

* با توجه به قضیه اصلی فکر نمایش یک سینوسی به وسیله یک عدد مختلط به ذهن می رسد.

$$\underset{\text{سینوسی}}{A_m \cos(\omega t + \theta)} \underset{\omega}{\longleftrightarrow} \underset{\text{فازور}}{A_m e^{j\theta}}$$

- کاربرد عمده نمایش فازوری سینوسی در محاسبه جواب خاص معادلات دیفرانسیل با ضرایب حقیقی ثابت در حالتی که تابع تحریک یک سینوسی است.

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1}\frac{dx}{dt} + a_n x = A_m \cos(\omega t + \theta)$$

$$x \longleftrightarrow x_m e^{j\varphi} \qquad\qquad A = A_m e^{j\theta}$$

جواب $x(t) = Re\{x e^{j\omega t}\}$

$$a_0 \frac{d^n}{dt^n} Re\{x e^{j\omega t}\} + \dots + a_n Re\{x e^{j\omega t}\} = Re\{A e^{j\omega t}\}$$

$$Re\{a_0 (j\omega)^n x e^{j\omega t}\} + \dots + Re\{a_n x e^{j\omega t}\} = Re\{A e^{j\omega t}\}$$

$$Re\left\{\left[a_0 (j\omega)^n x + a_1 (j\omega)^{n-1} x + \dots + a_n x\right] e^{j\omega t}\right\} = Re\{A e^{j\omega t}\}$$

$$x\underbrace{\left[a_0 (j\omega)^n \cancel{x} + a_1 (j\omega)^{n-1} \cancel{x} + \dots + a_n\right]}_{\text{یک عدد مختلط}} = \underbrace{A}_{\text{یک عدد مختلط}} \qquad \left(j^{2k} = 1 \quad j^{2k-1} = j \right)$$

$$x = \frac{A}{a_0 (j\omega)^n + \dots + a_n}$$

$$|x| = x_m = \frac{A_m}{\left[\underbrace{\left(a_n - a_{n-2}\omega^2 + \dots\right)^2}_{\text{توان های زوج}} + \underbrace{\left(a_{n-1}\omega - a_{n-3}\omega^3 + \dots\right)^2}_{\text{توان های فرد}}\right]^{1/2}}$$

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$\measuredangle x = \varphi = \theta - \tan^{-1}\frac{a_{n-1}\omega - a_{n-3}\omega^3 + \dots}{a_n - a_{n-2}\omega^2 + \dots}$$

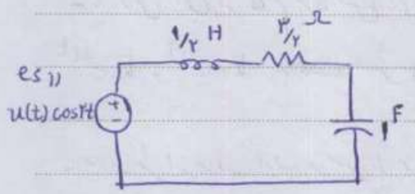
نکته: * پاسخ کامل برای ورودی سینوسی:

$$x(t) = x_h(t) + x_p(t)$$

$x_h(t)$: $k_1e^{s_1t} + k_2e^{s_2t}$

$x_p(t)$: روش فازوری

مثال:



$i_L(0^-) = 2 \qquad v_C(0^-) = 1$

$v_C(t) = ?$

$$KVL \Rightarrow L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + v_C = v_s \Rightarrow LC\frac{d^2v_C}{dt^2} + RC\frac{dv_C}{dt} + v_C = e_s$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2}\frac{d^2v_C}{dt^2} + \frac{3}{2}\frac{dv_C}{dt} + v_C = u(t)\cos 2t$$

معادله مشخصه $\Rightarrow s_1 = -1,\ s_2 = -2 \qquad v_h(t) = k_1e^{-t} + k_2e^{-2t}$

$$e_s(t) = Re\left\{E e^{j\omega t}\right\} \qquad E = 1e^{j0} = 1$$

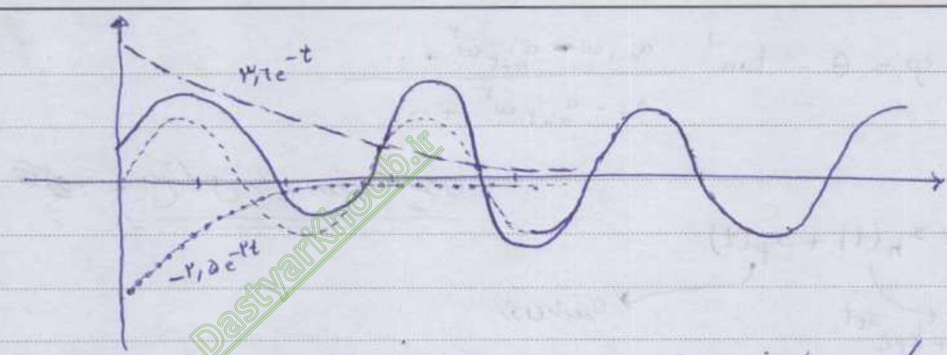
$$\left[\frac{1}{2}(j\omega)^2 + \frac{3}{2}(j\omega) + 1\right]V_p = 1 \qquad \omega = 2 \Rightarrow V_p = \frac{1}{-1+3j}$$

$$V_p = 0.316\, e^{-j(108.4^\circ)}$$

$$v_p(t) = Re\left\{V_p e^{j\omega t}\right\} = 0.316\cos(2t - 108.4^\circ)$$

$$v_C(t) = v_h + v_p = \overbrace{k_1e^{-t} + k_2e^{-2t}}^{\text{حالت گذرا}} + \overbrace{0.316\cos(2t - 108.4^\circ)}^{\text{حالت دائمی سینوسی}}$$

$$v_C(0) = 1,\quad \frac{dv_C(0)}{dt} = 2 \Rightarrow k_1 = 3.6,\quad k_2 = -2.5$$



- با فرض این که تمام فرکانس های طبیعی در نیم صفحه چپ فضای مختلط قرار دارند وقتی $t \to \infty$ جملات $k_1 e^{s_1 t}$ و $k_2 e^{s_2 t}$ به سمت صفر میل می‌کنند و در این حالت، دائمی سینوسی داریم.

- صرف نظر از حالت اولیه و مشروط بر اینکه تمام فرکانس های طبیعی در نیم صفحه ی چپ باشند وقتی $t \to \infty$ پاسخ سینوسی خواهد شد که از روش فازوری محاسبه می گردد.

مثال:

$$(s^2 + \omega_0^2)^2 = 0 \Rightarrow s_1 = s_2 = j\omega_0 \qquad s_3 = s_4 = -j\omega_0$$

$$y_h(t) = (k_1 + k_2 t)e^{j\omega_0 t} + (k_3 + k_4 t)e^{-j\omega_0 t} = k'_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + k'_2 t \cos(\omega_0 t + \varphi_2)$$

$$y_h \to \infty \Leftarrow t \to \infty$$

قضیه جمع آثار در حالت دائمی سینوسی:

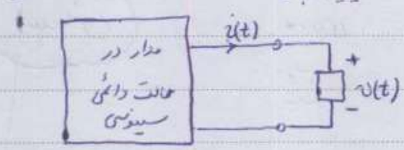
$$LC \frac{d^2 v}{dt^2} + RC \frac{dv}{dt} + v = A_{m_1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + A_{m_2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$$

$$\left.\begin{array}{l} v_{1m} e^{j\theta_1} = \dfrac{A_{m_1} e^{j\varphi_1}}{1 - \omega_1^2 LC + j\omega_1 RC} \\ v_{2m} e^{j\theta_2} = \dots \end{array}\right\} \quad v = v_1 + v_2$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مفهوم امپدانس و ادمیتانس :

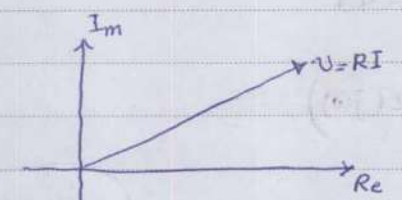
- بررسی سه جزء اصلی مدار یعنی مقاومت، خازن و سلف در یک مدار خطی تغییر ناپذیر با زمان که در حالت دائمی سینوسی باشد.



$$v(t) = \mathrm{Re}\{V e^{j\omega t}\} = |V| \cos(\omega t + \measuredangle V)$$

$$i(t) = \mathrm{Re}\{I e^{j\omega t}\} = |I| \cos(\omega t + \measuredangle I)$$

مقاومت :

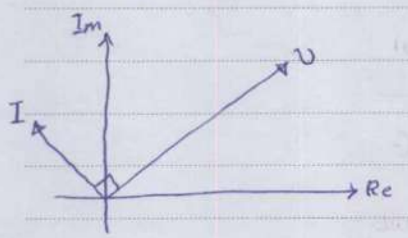


$$\measuredangle I = \measuredangle V \qquad |V| = R|I|$$

خازن :

$$i = C\frac{dv}{dt} = C\frac{d}{dt}\{Ve^{j\omega t}\} \Rightarrow I = j\omega C V = C\omega V e^{j\pi/2}$$

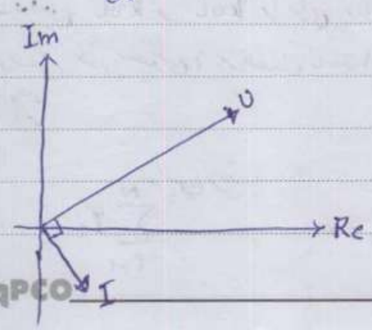
$$V = \frac{1}{j\omega C} I \qquad |V| = \frac{1}{C\omega}|I| \qquad \measuredangle I = \measuredangle V + 90^\circ$$



$$i(t) = C\omega|V| \cos(\omega t + \measuredangle V + \pi/2)$$

سلف :

$$v = L\frac{di}{dt} \Rightarrow V = j\omega L I \Rightarrow |V| = \omega L|I| \qquad \measuredangle I = \measuredangle V - 90^\circ$$

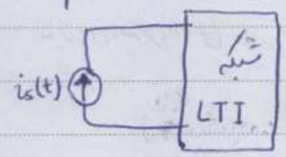


$$i(t) = \frac{|V|}{L\omega} \cos(\omega t + \measuredangle V - \pi/2)$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

- در حالت کلی با در نظر گرفتن یک شبکه دلخواه که از اجزای خطی تغییرناپذیر با زمان تشکیل شده است داریم:

امپدانس



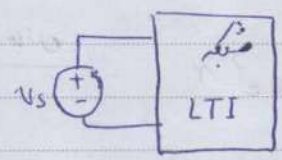
$$i_s(t)=Re\{I_s e^{j\omega t}\} \quad \text{ورودی}$$

$$v(t)=Re\{V e^{j\omega t}\} \quad \text{پاسخ}$$

$$|Z(j\omega)|=\frac{|V|}{|I_s|} \qquad \angle Z(j\omega)=\angle V-\angle I$$

$$v(t)=|Z(j\omega)||I_s|\cos(\omega t+\angle I_s+\angle Z(j\omega))$$

ادمیتانس



$$Y(j\omega)\triangleq\frac{I}{V_s} \qquad Z(j\omega)=\frac{1}{Y(j\omega)}$$

$$\angle Z(j\omega)=-\angle Y(j\omega) \qquad |Z(j\omega)|=\frac{1}{|Y(j\omega)|}$$

	امپدانس	ادمیتانس
R	R	$1/R=G$
L	$j\omega L$	$1/j\omega L$
C	$1/j\omega C$	$j\omega C$

- قوانین KVL و KCL را برای مداری که تنها با ورودی سینوسی با فرکانس یکسان مدام است می‌توان به جای نوشتن خود سینوسی‌ها برحسب فازورها بیان کرد.

$$\sum_{i=1}^{N} v_i(t)=0=\sum_{i=1}^{N} Re\{V_i e^{j\omega t}\}=0$$

$$\Rightarrow Re\left\{\left(\sum_{i=1}^{N} V_i\right)e^{j\omega t}\right\}=0 \Rightarrow \sum_{i=1}^{N} V_i=0$$

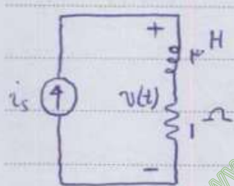
به همین ترتیب $\sum_{i=1}^{N} I_i=0$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

امپدانس های سری $\Rightarrow Z(j\omega)=\sum_{i=1}^{N} Z_i(j\omega)$

ادمیتانس های موازی $\Rightarrow Y(j\omega)=\sum_{i=1}^{N} Y_i(j\omega)$

مثال:



1) $i_s(t)=\cos 2t$ $\quad I = 1e^{0} = 1$

$v(t)=?$

$Z(j\omega)=(1+6j)$ $\quad V=|Z(j\omega)||I|$

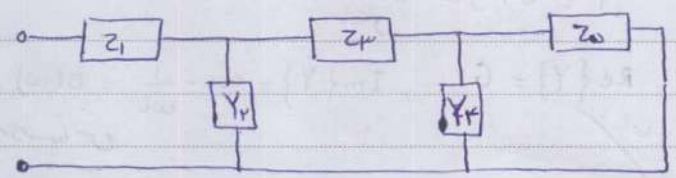
$=\sqrt{37}\, e^{j80^\circ}$ $\quad \Rightarrow V=(1+6j)I$

$v(t)=\sqrt{37}\cos(2t+80)$

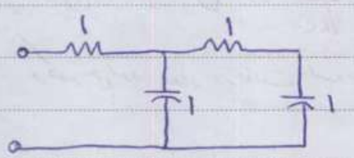
2) $i_s(t)=\cos t$ $\quad Z = 1+3j=\sqrt{10}\, e^{j70} \Rightarrow v(t)=\sqrt{10}\cos(t+74)$

* بنابراین به ازای فرکانس های مختلف، دامنه های مختلف داریم.

مثال: مدار نردبانی



$$Z = Z_1 + \cfrac{1}{Y_2 + \cfrac{1}{Z_3 + \cfrac{1}{Y_4 + \cfrac{1}{Z_5}}}}$$



$$Z = 1 + \cfrac{1}{j\omega + \cfrac{1}{1+j\omega}} = \frac{2-\omega^2+2j\omega}{1+j\omega-\omega^2}$$

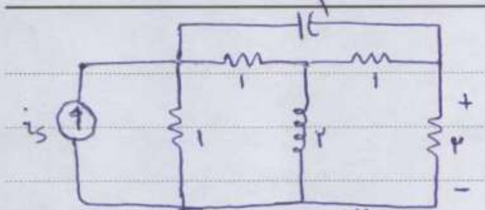
Subject:

Year. Month. Date.

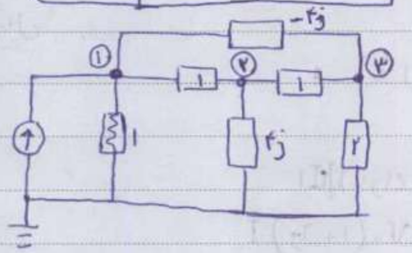
مثال

$i_s(t) = 10\cos(2t + 30^\circ)$

$v_3(t) = ?$



تجزیه و تحلیل گره:

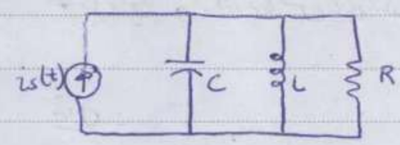


$i_s(t) = 10\, e^{j30}$

$$\begin{cases} -i_s + \frac{V_1}{1} + \frac{V_1 - V_2}{1} + \frac{V_1 - V_3}{-4j} = 0 \\ \frac{V_2 - V_1}{1} + \frac{V_2}{4j} + \frac{V_2 - V_3}{1} = 0 \\ \frac{V_3 - V_1}{-4j} + \frac{V_3 - V_2}{1} + V_3/2 = 0 \end{cases}$$

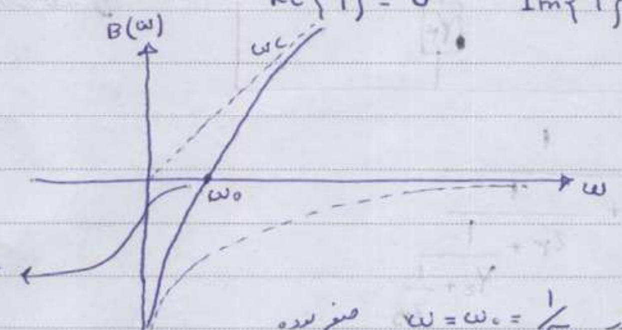
$$V_3 = \frac{2 + 8j}{6 + 11.25j} I_s = 6.45\, e^{j44^\circ} \Rightarrow \boxed{v_3(t) = 6.45\cos(2t + 44^\circ)}$$

مدارهای تشدید



$Y = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}$

$Re\{Y\} = G \qquad Im\{Y\} = \omega C - \frac{1}{\omega L} = B(\omega)$ سوسپتانس



L و C مانند مدار باز عمل می‌کنند

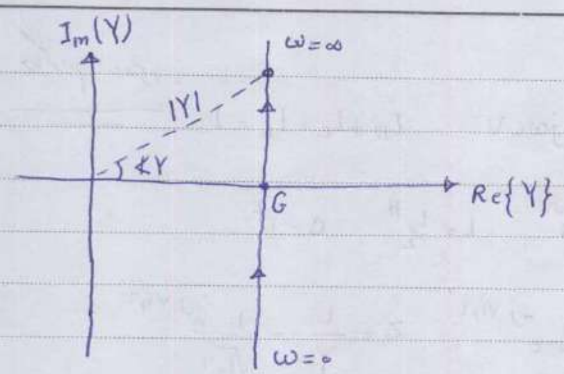
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

* بنابراین سوسپتانس در $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ صفر بوده

و گفته می‌شود مدار درحالت تشدید است فرکانس $f = \frac{\omega_0}{2\pi}$ را فرکانس تشدید گوییم.

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date.



منحنی ادمیتانس (مکان Y)

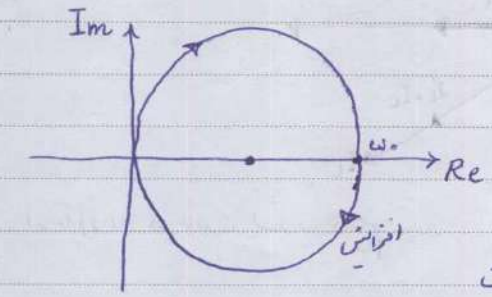
منحنی امپدانس (مکان Z)

$$z(j\omega) = \frac{1}{Y(j\omega)} = \frac{1}{G + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} = A + jB$$

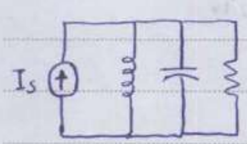
$B \rightarrow X(\omega)$ راکتانس

$$\left(Re\{z\} - \frac{1}{2G}\right)^2 + \left(Im(z)\right)^2 = \left(\frac{1}{2G}\right)^2$$

منحنی مکان Z در مدار RLC موازی یک دایره است که مرکز آن در $(0, \frac{1}{2G})$ واقع است و شعاع $\frac{1}{2G}$ است.

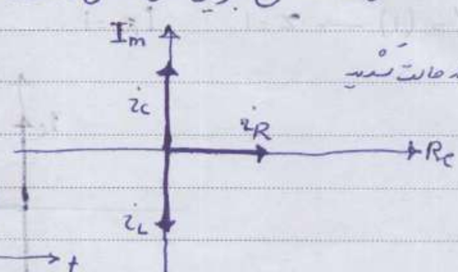


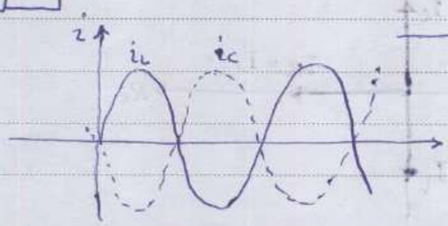
- مقدار ماکزیمم در $\omega = \omega_0$ حاصل می‌شود.
- در حالت تشدید راکتانس صفر بوده و مدار مقاومتی خالص است.
- از لحاظ فیزیکی در حالت تشدید تمام جریان از مقاومت می‌گذرد و جمع جریان های خازن و سلف صفر است.



$I_s = i_C + i_L + i_R$

در حالت تشدید





PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

دیاگرام فازوری :

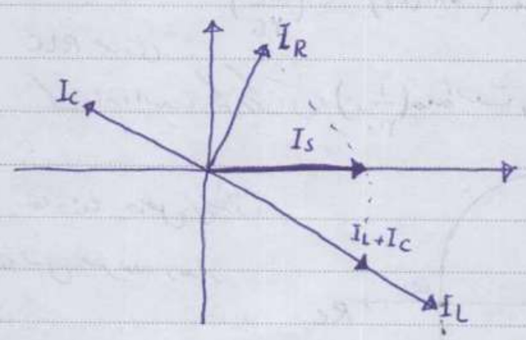
$I_R = GV \qquad I_L = \frac{V}{j\omega L} \qquad I_C = j\omega C V \qquad I_R + I_C + I_L = I_S$

$I_S = 1e^{j0} \qquad \omega = 1 \qquad R = 1^{\Omega} \qquad L = \frac{1}{4}^{H} \qquad C = 1^{F}$

$Y(j\omega) = 1 + j(1-4) = 1 - 3j = \sqrt{10}\, e^{-j71.6°} \qquad Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{\sqrt{10}} e^{j71.6°}$

$V = ZI = \frac{1}{\sqrt{10}} e^{j71.6°} \qquad I_R = GV = \frac{1}{\sqrt{10}} e^{j71.6°}$

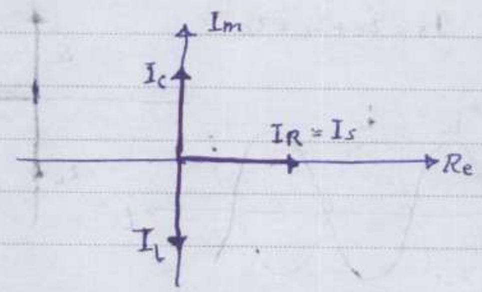
$I_C = \frac{1}{\sqrt{10}} e^{j161.6°} \qquad I_L = \frac{4}{\sqrt{10}} e^{-j18.4°}$



در شکل بالا در حالت تشدید داریم :

$i_s(t) = \cos 2t \qquad I_s = 1e^{j0} \qquad \omega = 2$

$Y = (1) \rightarrow Z = 1 \qquad I_R = 1 \qquad I_L = 2e^{-j90} \qquad I_C = 2e^{j90}$



PAPCO

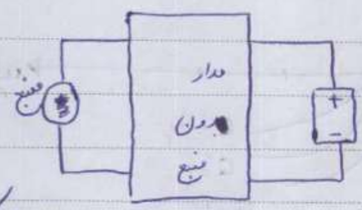
Subject:

Year. Month. Date. ( )

- اندازه جریان‌های خازن و سلف می‌توانند بیشتر از اندازه جریان منبع ورودی شوند.

$$\frac{|I_L|}{|I_s|} = \frac{|I_c|}{|I_s|} = Q = C\omega_0 R$$

تابع شبکه - پاسخ فرکانسی



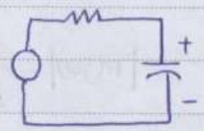
تابع شبکه $H(j\omega) = \quad 1)\ \frac{V}{V_s} \quad 2)\ \frac{I}{I_s} \quad 3)\ \frac{V}{I_s} \quad 4)\ \frac{I}{V_s}$

بدون واحد — امپدانس — ادمیتانس

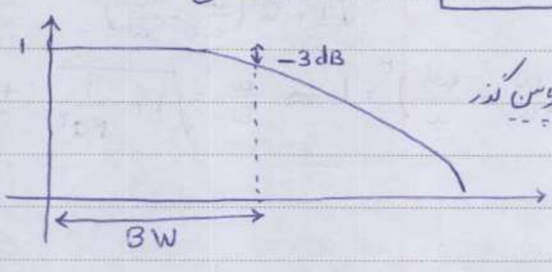
تابع شبکه رفتار شبکه را در برخورد با سیگنال‌های ورودی که منجر به تغییر اندازه و فاز آنها می‌شود بیان می‌کند

مثال:

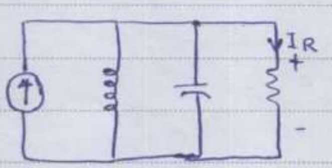
$$H(j\omega) = \frac{\text{فازور پاسخ}}{\text{فازور منبع}}$$



$$H(j\omega) = \frac{V_c}{V_s} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$



فیلتر پایین گذر



$$H(j\omega) = \frac{I_R}{I_s} = \frac{GV}{I_s} = G(Z(j\omega)) = \frac{1}{1 + jR\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}$$

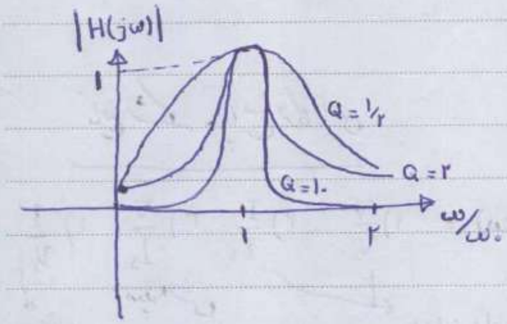
$$= \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \qquad Q = \frac{\omega_0}{2\alpha} = \omega_0 C R \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

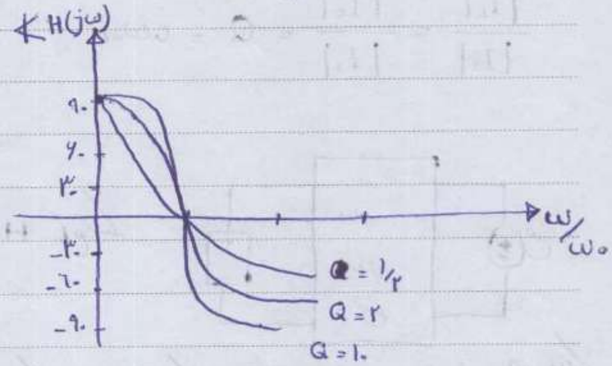
$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \qquad \angle H(j\omega) = -\tan^{-1} Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

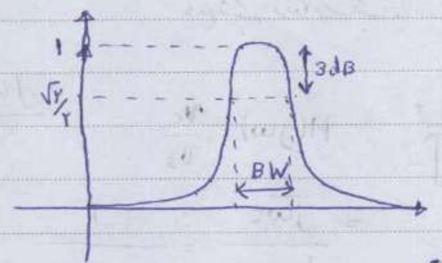
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$i_R(t) = |H(j\omega)|\,|I_s| \cos(\omega t + \angle I_s + \angle H(j\omega))$$







برای محاسبه‌ی پهنای باند :

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

$$Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 = 1 \Rightarrow \frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \pm \frac{1}{2Q}$$

$$\sqrt{1+x} \simeq 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \dots$$

فرض $Q \gg 1$ $\quad \frac{\omega}{\omega_0} = 1 \pm \frac{1}{2Q} + \cancel{\frac{1}{8Q^2} - \dots}$

$$\boxed{\omega = \omega_0\left(1 \pm \frac{1}{2Q}\right)}$$

$$BW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi} = \frac{\omega_0}{2\pi Q} = \frac{\alpha}{\pi}$$

Q بزرگتر ← BW کوچکتر

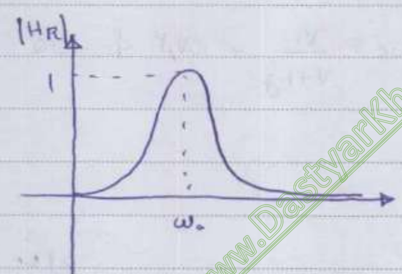
مدار RLC موازی

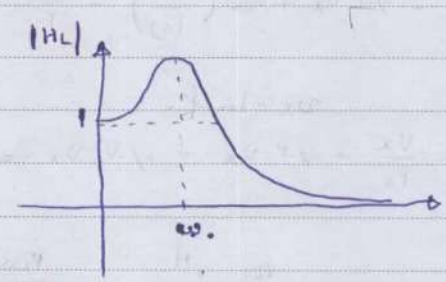
$$H_R(j\omega) = \frac{I_R}{I_s} = \frac{I_R V}{V I_s} = \frac{1}{R} Z(j\omega)$$

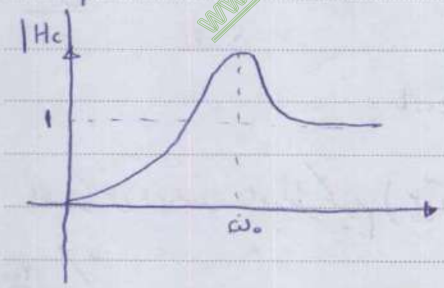
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

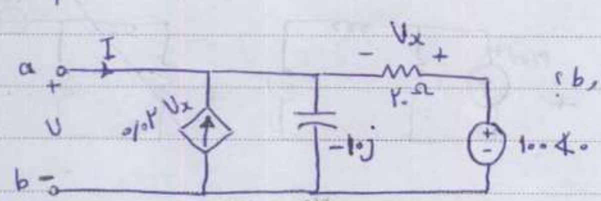
$$H_C(j\omega) = \frac{I_C}{I_s} = j\omega C\, Z(j\omega) \qquad I_L(j\omega) = \frac{1}{j\omega L} Z(j\omega)$$

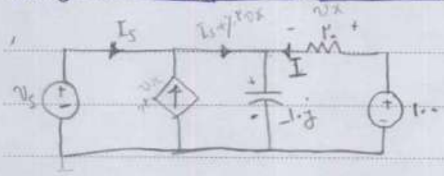






مثال: تونن دو سر دیده شده از دو سر a، b؟





$$v_x = 20 i$$

$$100 - 20 I = [-10j]\left(I + I_s + 1{,}4 I\right) = V_s$$

$$100 - 20 I = (-10j) I_s - (14j) I$$

$$[20 - 14j] I = 100 + (10j) I_s$$

$$\Rightarrow I = \frac{100 + (10j) I_s}{20 - 14j} \qquad V_s = 100 - 20\left(\frac{100 + (10j) I_s}{20 - 14j}\right)$$

$$V_s = 100 - \frac{2000}{20 - 14j}\left(-\frac{200j}{20 - 14j}\right) I_s \qquad Z_{th} = \frac{-200j}{20 - 14j} = \frac{-10j}{1 - 0{,}7j}$$

$$V_{th} = \frac{-1400j}{20 - 14j}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

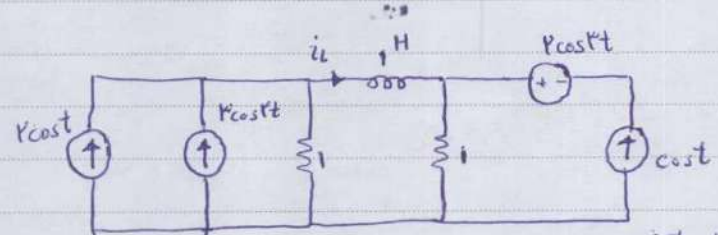
به روش دیگر:

$$V_{oc}\begin{cases}100 = V_x + V_{oc}\\ -0.02\,V_x + V_{oc}\left(\frac{-1}{10j}\right) - \frac{V_x}{20} = 0\end{cases}$$

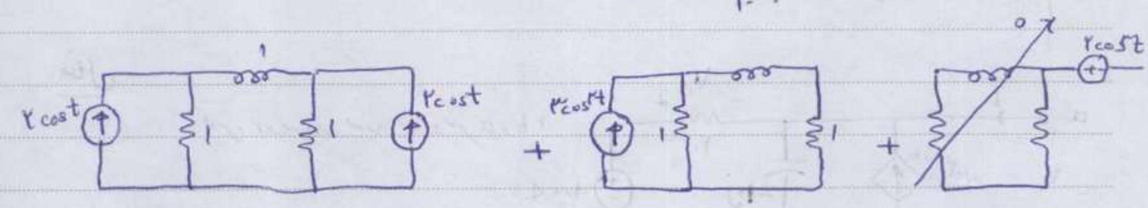
$$V_{oc} = \frac{700}{7+10j} = 57.3 \angle -55^\circ$$

$$\begin{cases} V_x = 100\angle 0\\ I_{sc} = \frac{V_x}{20} + 0.02\,V_x = 0.07\,V_x = 7\ A\end{cases}$$

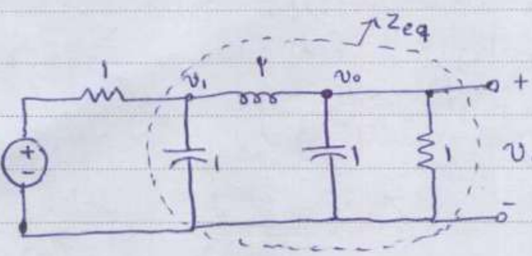
مثال: i_L ؟



باید فرکانس های مختلف را در نظر بگیریم (جمع آثار)



مثال:



$H(j\omega) = ?$

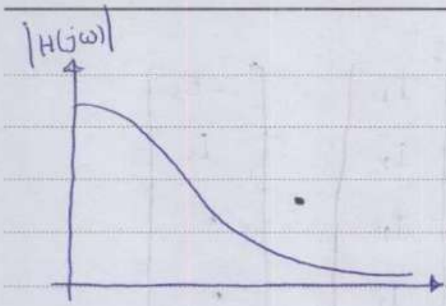
$$V_0 = \frac{Z_{eq}}{1+Z_{eq}}\,V_s \quad (\text{راه اول})$$

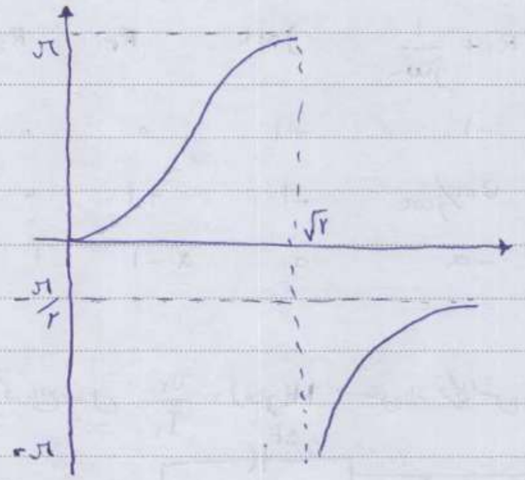
راه دوم: راه بهتر ← تحلیل گره و معادلات جریان

$$H(j\omega) = \frac{1}{2(1-2\omega^2) + j\omega(\omega^2-2)}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

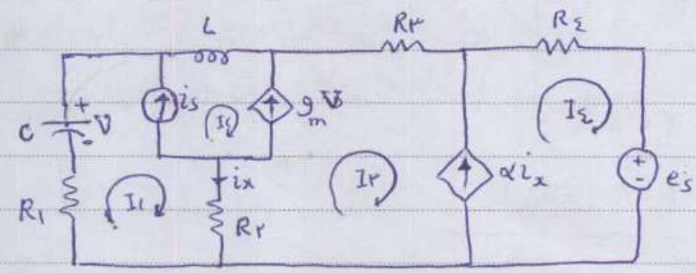




اگر $v_s = 2 + 4\cos t + 6\cos\frac{\sqrt{2}}{2}t$ $\Leftarrow$ هر کدام را به صورت جداگانه در تابع شبکه می‌اندازیم.

$\omega = 0$ $\quad \omega = 1$ $\quad \omega = \frac{\sqrt{2}}{2}$

* مثال :



$e_s = E_m \cos(\omega t + \varphi_2)$ $\qquad E_s = E_m \angle \varphi_2$

$i_s = I_m \sin(\omega t + \varphi_1)$ $\qquad I_s = I_m \angle \varphi_1 - \frac{\pi}{2}$.

$$\begin{cases} +R_1 I_1 + \frac{1}{c\omega j} I_1 + \cancel{R_2 i_x = 0} \\ +jL\omega I_2 + R_3 I_3 + R_4 I_4 + E_s = 0 \end{cases}$$

$I_2 - I_1 = I_s$

$I_3 - I_2 = g_m v = g_m\left(\frac{-I_1}{j\omega c}\right)$

(3) $I_4 - I_3 = \alpha i_x = \alpha(I_1 - I_3)$

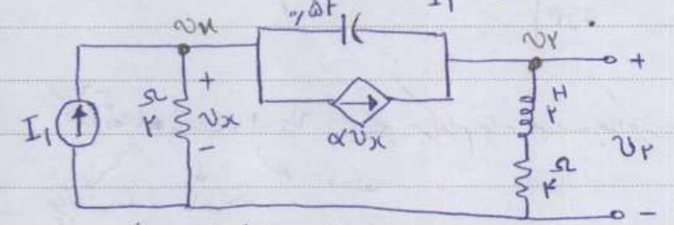
PAPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$\begin{bmatrix} R_1+\frac{1}{j\omega C} & j\omega L & R_3 & R_4 \\ -1 & +1 & 0 & 0 \\ g_m/j\omega C & -1 & +1 & 0 \\ -\alpha & 0 & \alpha-1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -E_s \\ I_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

مثال: در مدار شکل زیر α را به گونه‌ای تعیین کنید که تابع تبدیل $H(j\omega)=\frac{v_2}{I_1}$ مستقل از فرکانس باشد.

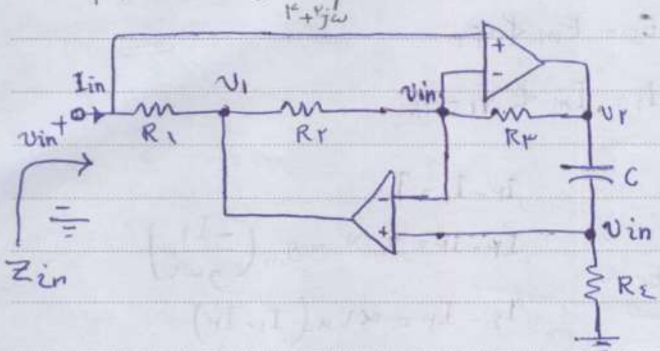


$\alpha = \frac{1}{4}$

$$\begin{cases} \frac{v_x}{2}+(v_x-v_2)\,0.5\omega j+\alpha v_x = I_1 \\ (v_2-v_x)\,0.5\omega j-\alpha v_x+\frac{v_2}{4+2j\omega}=0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \left(\frac{1}{2}+0.5\omega j+\alpha\right)v_x-(0.5\omega j)\,v_2=I_1 \\ (-0.5\omega j-\alpha)\,v_x+\left(0.5\omega j+\frac{1}{4+2j\omega}\right)v_2=0 \end{cases}$$

$$v_2=\frac{\begin{vmatrix} \frac{1}{2}+0.5\omega j+\alpha & I_1 \\ -0.5\omega j-\alpha & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \frac{1}{2}+0.5\omega j+\alpha & -0.5\omega j \\ -0.5\omega j-\alpha & 0.5\omega j+\frac{1}{4+2j\omega} \end{vmatrix}}=\frac{(0.5\omega j+\alpha)\,I_1}{\quad}$$

مثال: امپدانس ورودی مدار زیر را بیابید.



① $I_{in}=\frac{v_{in}-v_1}{R_1}$

② ~~$\frac{v_{in}}{R_3}$ ...~~

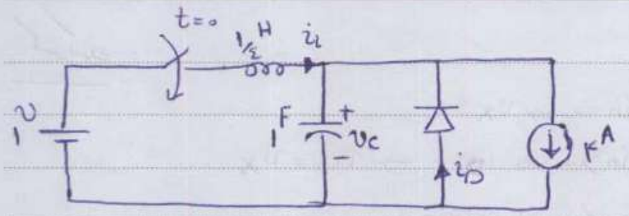
③ $\frac{v_1-v_{in}}{R_2}=\frac{v_{in}-v_2}{R_3}$

④ $\frac{v_2}{R_4+\frac{1}{jc\omega}}=\frac{v_{in}}{R_4}$

$$Z_{in}=\frac{R_1R_3R_4\,jc\omega}{R_2}$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال:

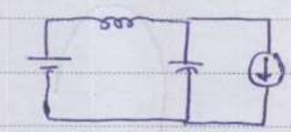


$i_L(t) = ?$ محاسبه

$v_C(0^-)=0 \quad i_D(0^-)=4 \quad i_L(0^-)=0$

$i_L(t)+i_D(t)=4 \quad t>0$ $\quad i_L=\frac{1}{L}\int_{0^-}^{t} v_L(t)dt = 4\int_{0^-}^{t} 1\,dt = 4t$

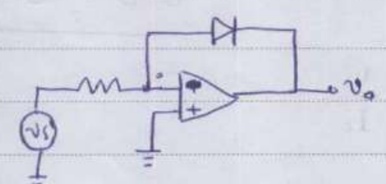
$i_D = 4-4t \quad t>1 \Rightarrow$ دیود خاموش

$t>1 \Rightarrow$  $i_L(1^-)=4^A$, $v_C(1^-)=0$ $\quad \left.\begin{array}{l} i_L(t)=\frac{dv_C}{dt}+4 \\ \frac{1}{4}\frac{di_L}{dt}+v_C=1 \end{array}\right\} \Rightarrow$

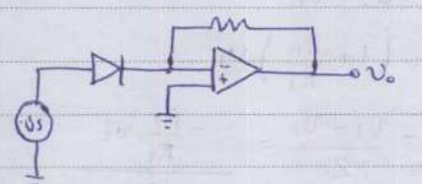
$\Rightarrow \frac{1}{4}\frac{d^2v_C}{dt^2}+v_C=1 \quad s^2+4=0 \Rightarrow v_C(t)=1+A\cos 2t+B\sin 2t$

$, \ i_L(t)=2\sin 2(t-1)+4$

مثال: تقویت کننده لگاریتمی و آنتی لگاریتمی



لگاریتمی $\quad i_D=\frac{v_S}{R} \quad v_o=-nV_T\ln\frac{v_S}{I_S R}$

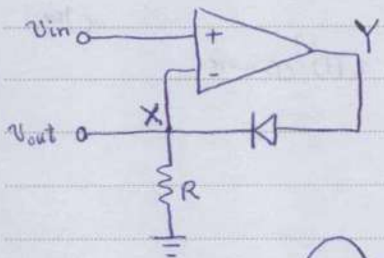


آنتی لگاریتمی $\quad v_o=-Ri_D=-RI_S e^{\frac{v_S}{nV_T}}$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

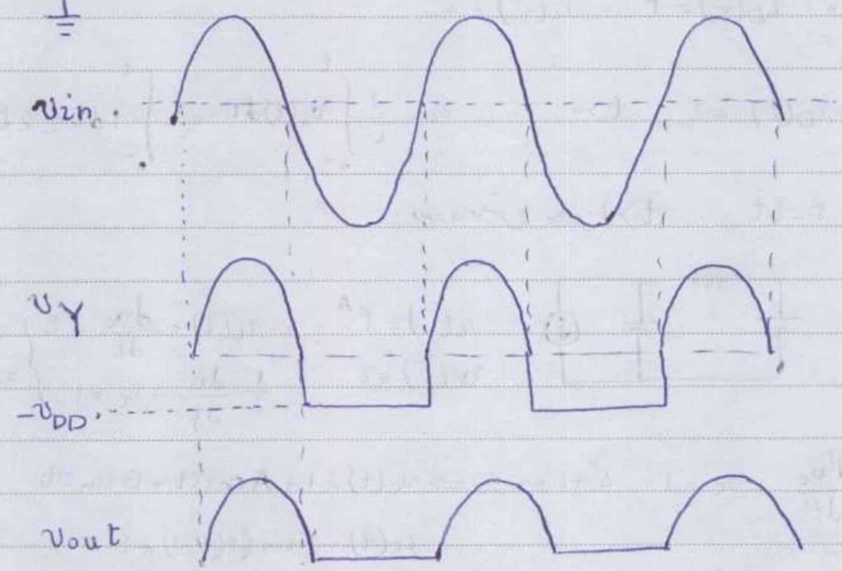
یکسوکننده :



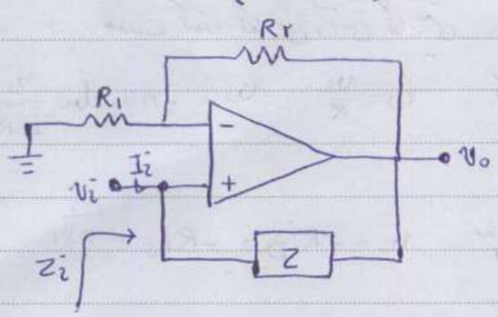
$v_{in} = 0 \Rightarrow v_X = 0$

$v_{in} > 0 \Rightarrow i_D > 0 \Rightarrow v_{in} = v_X$

$v_{in} < 0 \Rightarrow v_X = 0$



مبدل امپدانس منفی Negative Impendence converter (NIC)



$$Z_i = \frac{v_i}{I_i}$$

$$v_+ = v_- = v_i$$

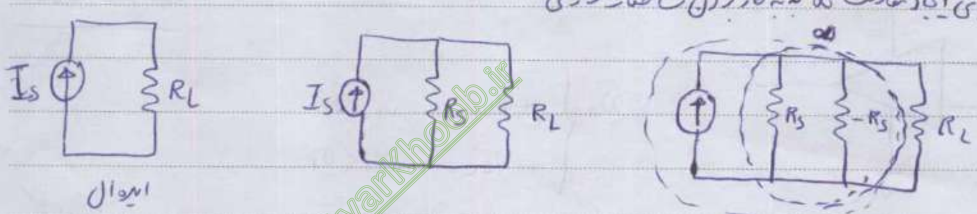
$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i$$

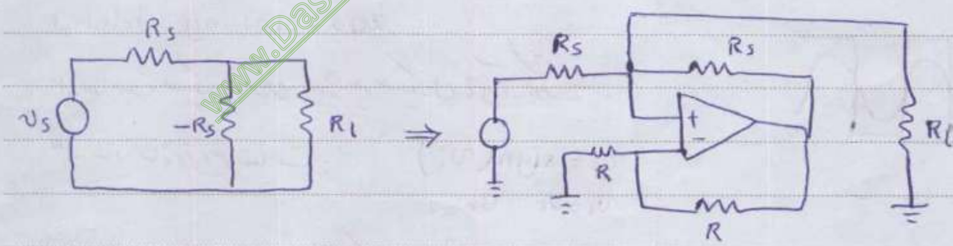
$$I_i = \frac{v_i - v_o}{Z} = \frac{-\frac{R_2}{R_1} v_i}{Z}$$

$$Z_i = \frac{-Z R_1}{R_2}$$

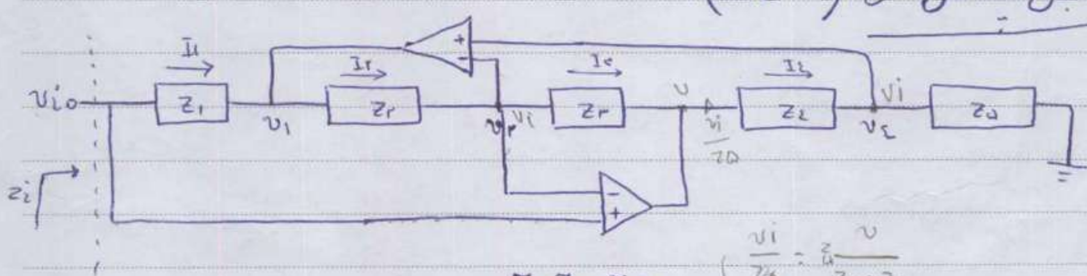
Subject:
Year. Month. Date. ( )

کاربرد : برای ایجاد مقاومت که به کار بردن ساختار موازی





مبدل امپدانس عمومی (GIC)



$$\frac{v_1 - v_i}{Z_1}$$

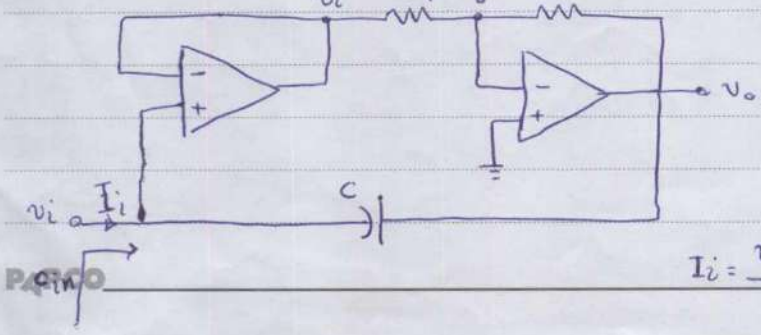
$$Z_i = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}$$

$$\frac{v_i}{Z_5} = \frac{v}{Z_4 + Z_5}$$

$$\frac{v_i - v}{Z_3} = \frac{v_1 - v_2}{Z_2}$$

$v_1 -$

مدار چند برابر کننده خازن

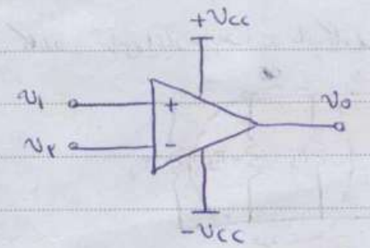


$$C_{in} = C\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$I_i = \frac{v_i - v_o}{Z_C} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i}{Z_C}$$

Subject:
Year. Month. Date. ( )

مدار مقایسه کننده

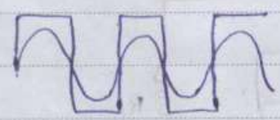


$$v_o \begin{cases} +V_{cc} & v_1 > v_2 \\ -V_{cc} & v_1 < v_2 \end{cases}$$

کاربردها:

۱- zero-crossing detector

۲- ساخت سیگنال مربعی به وسیله سیگنال های آنالوگ



۳- ساده سازی تابع علامت : $v_o = sign(v_i)$

$v_1 = v_i \quad v_2 = 0$

۴- قسمت اصلی هر سیستم مبدل آنالوگ به دیجیتال A/D

۵- level shifter

PAPCO


دستیارخوب را به دوستانتان معرفی کنید...