بسمه تعالی

جزوه

تکنیک پالس

دانشگاه

علم و صنعت

استاد

دکتر آیت الهی

تکنیک پالس

۱- شکل موج سازی به کمک مدارهای غیرخطی (RC) [1] [3]
۲- مدارهای سوئیچینگ ترانزیستور [1]
۳- سوئیچهای دیجیتال [3]
۴- سولتی ویبراتورها [3]
۵- کاربرد تقویت کننده عملیاتی در تکنیک پالس [4]
۶- تایمر 555 [5]
کاربرد IC 555 در کنترا افکار

پایان ترم

کتابها

1. Millman and Taub "Pulse, Digital and switching waveforms"
2. Strauss "wave Generation and shaping"
3- کنترا افکار 'مدارهای پالس و سوئیچینگ' [جزوه] (پایه سیلیکن و گرمیل)
4- کنترا مختاری 'اصول و مبانی تکنیک پالس' کامل
5- Bell 'solid state Pulse circuit'

میان ترم تا آخر سوئیچهای دیجیتال 40٪ حذف برای پایان ترم
پایان ترم 60٪

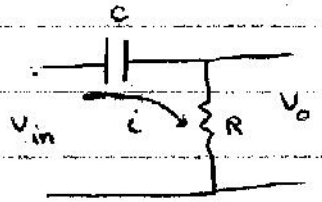
جزوه افکار و سیلیکن پایه

شکل موجها

1. سینوسی
2. step پله
3. Pulse پالس
4. square wave
5. Exponential نمایی
6. Ramp

شکل موج سازی به کمک مدارهای غیرخطی (RC)

مدار RC بالاگذر



معادله دیفرانسیل $V_{in} = V_c + V_o$

$$\frac{dV_{in}}{dt} = \frac{dV_c}{dt} + \frac{dV_o}{dt}$$

$$\rightarrow \frac{dV_{in}}{dt} = \frac{V_o}{RC} + \frac{dV_o}{dt}$$

در مدارهای خطی اگر شکل موج سینوسی بدهیم شکل موج خروجی هم سینوسی خواهد بود.

$$A=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{R}{R+\frac{1}{sC}}=\frac{sCR}{1+sCR}$$

صفر $s=0$

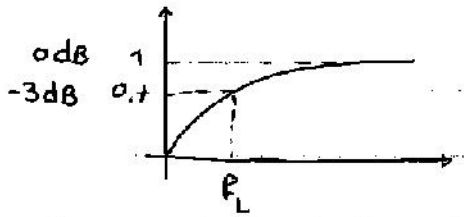
قطب $s=-\frac{1}{RC}=\frac{-1}{\tau}$

$$A=\frac{1}{1+\frac{1}{sCR}}=\frac{1}{1-j\frac{f_L}{f}}$$

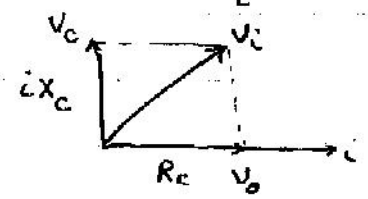
$$f_L=\frac{1}{2\pi RC}$$

فرکانس قطع پائین یا فرکانس 3-dB پائین

$$|A|=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_L}{f}\right)^2}}$$



f_L فرکانسی است که اسپیدانس مقاومت خازن با هم برابر می گردد.



$$\theta=\arctan\frac{f_L}{f}$$

پاسخ به تابع پله ← $V_o=A_0+A_1e^{s_1t}+A_2e^{s_2t}+\cdots$

در مدارهای خطی

step پله

s تعداد قطبهای تابع انتقالی دستگاه که به ازاء هر قطب فیزیک کننده انرژی مستقل یک قطب وجود دارد.

$$\longrightarrow V_o=A_0+A_1e^{-t/\tau} \qquad \tau=RC$$

ولتاژ حالت دائم $t=\infty$ $V_o=V_{SS}$ steady state

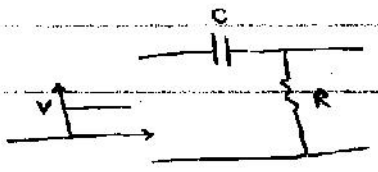
ولتاژ اولیه ← $t=0^+$ $V_o=V_{initial}$ (همیشه ولتاژ مجدار) جمع مورد نظر است

ولتاژ نهایی $t=t_f$ $V_o=V_{Final}$

$t=0$ $V_i=A_0+A_1$ $\longrightarrow A_1=V_i-V_{SS}$

$t=\infty$ $V_{SS}=A_0$

$$V_o=V_{SS}-(V_{SS}-V_i)e^{-t/\tau}$$

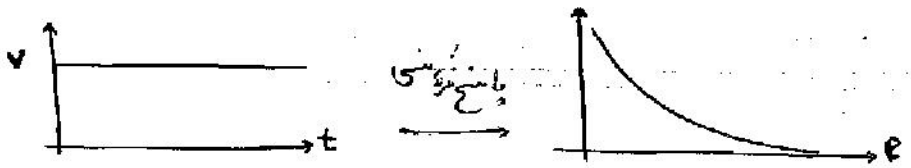


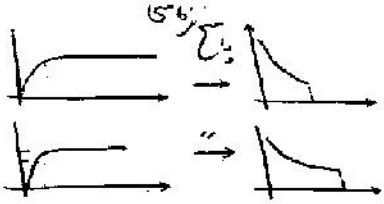
چون ولتاژ دو سر خازن می تواند تغییر ناگهانی کند $V_C(0^+)=0$

$V_i=V$

$V_{SS}=0$

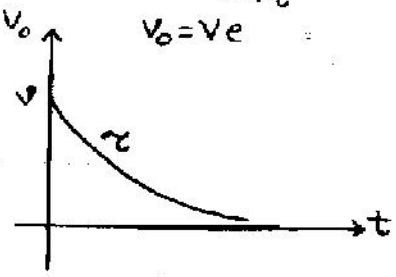
$\longrightarrow V_o=Ve^{-t/\tau}$ پاسخ مدار به step





$$X_c = \frac{1}{c\omega}$$

$$V_o = Ve^{-t/\tau}$$



$x = t/\tau$	0	0.5	1	2	3	4	5
$\frac{V_o}{V}$	1	0.607	0.368	0.135	0.05	0.018	0.007

ثابت زمانی زمانی است که شکل موج به $\frac{1}{3}$ مقدار دایمی خودش برسد $(V_o \to \frac{1}{3}V)$

این شکل موج در ۴ ثابت زمانی به مقدار steady state خودش رسید (البته با خطای ناچیز)

(به زمان وابسته نیست)

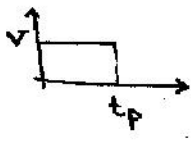
تمرین: ثابت کنید که مماس بر منحنی فوق در $t=0$، محور زمان را در $t=\tau$ قطع خواهد کرد.

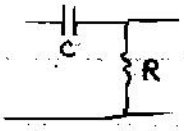
$$t = t_p \to V_p = V_{ss} - (V_{ss} - V_i)e^{-\frac{t_p}{\tau}} \to -\frac{V_p - V_{ss}}{V_{ss} - V_i} = e^{-t_p/\tau}$$

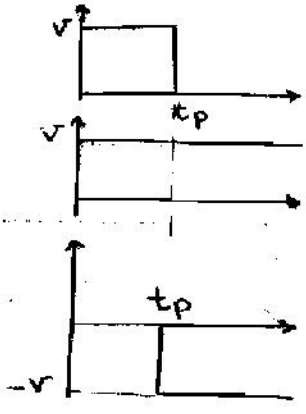
$$\to t_p = \tau \ln \frac{V_{ss} - V_{pi}}{V_{ss} - V_p}$$

* وقتی می‌خواهیم ببینیم که در چه زمانی خروجی به V_p می‌رسد می‌توانیم از این رابطه استفاده کنیم.

Pulse

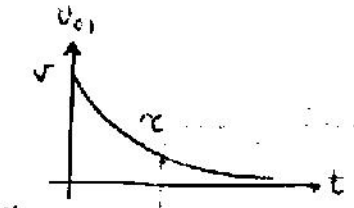




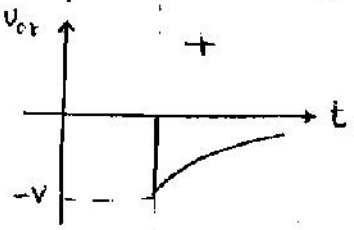


تابع پالسی مجموع دو تابع زیر است

قضیه SuperPosition را بکار می‌بریم



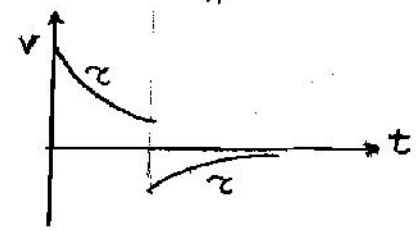
$V_{o1} = Ve^{-t/\tau}$ $\quad t < t_p$



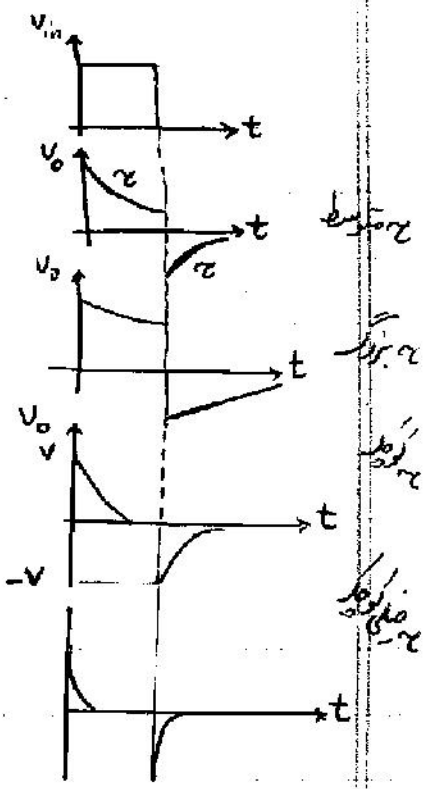
جمع کننده

$V_{o2} = (Ve^{-t_p/\tau} - V)\, e^{-\frac{(t-t_p)}{\tau}}$ $\quad t > t_p$

=



← خروجی

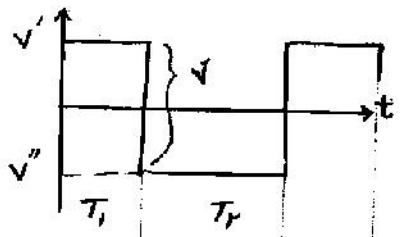


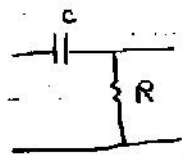
* شکل موج خروجی تابع پارامترهای مدار است

(پارامترهای مدار در مبتدا زمانی همیشه دامنه خروجی تأثیر دارد)

* dc خروجی صفر است (علت وجود خازن کوپلاژ)

موج مربعی
موج دائمی است که بازه‌ای تکرار می‌شود

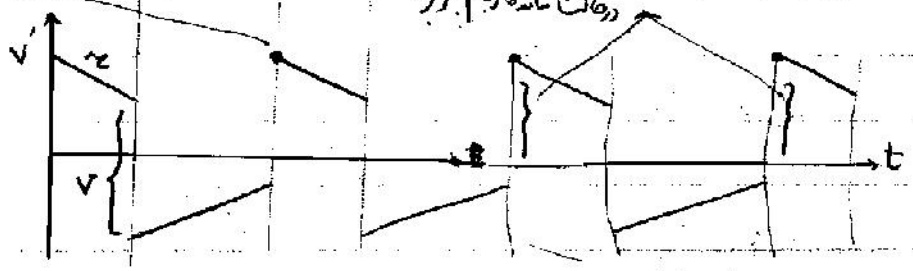




T

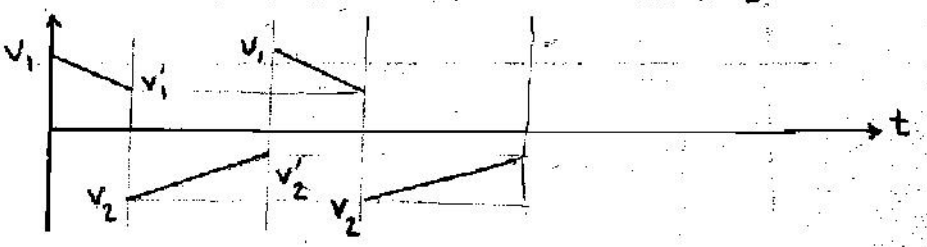
عدم نیست که برابر با V باشه

یا نه



در حالت دائم برابرند

اگر ورودی یک موج متناوب باشه خروجی در حالت steady state متناوب خواهد بود.



خروجی مدار در حالت steady state

صرفنظر dc خروجی در حالت دائم $\frac{dV_{in}}{dt} = \frac{V_o}{Rc} + \frac{dV_o}{dt} \rightarrow$

$$\int_0^T dV_{in} = \int_0^T \frac{V_o}{Rc} dt + \int_0^T dV_o \rightarrow V_{in}[T] - V_{in}[0] = \frac{1}{Rc}\int_0^T V_o dt + V_o[T] - V_o[0]$$

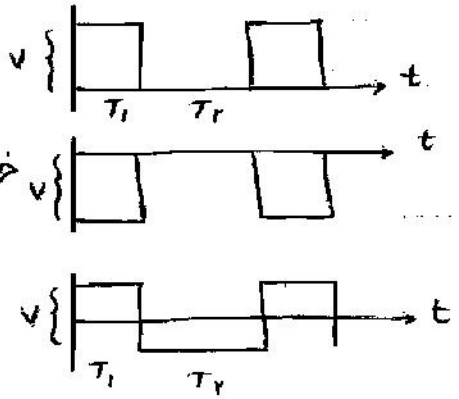
$\rightarrow$ وقتی ورودی dc دارد خروجی dc ندارد پس فازل به اندازه dc شارژ می‌شود تا KVL صادق باشد.

$$V_1' = V_1 e^{-\frac{T_1}{Rc}}$$

$$V_2' = V_2 e^{-\frac{T_2}{Rc}}$$

$$V_1' - V_2 = V$$

$$V_1 - V_2' = V$$

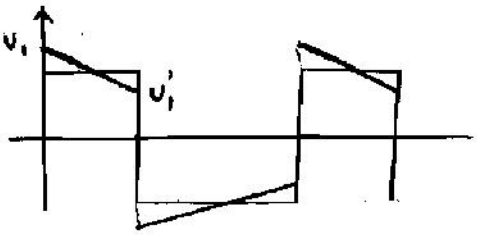


خروجی به ازای هر یک از شکل موج‌های فوق یکسان است زیرا به dc ورودی بستگی ندارد

تمرین: در حالت متقارن $(T_1 = T_2 = T)$

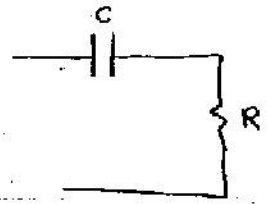
$$V_1 = \frac{V}{1 + e^{-T/2Rc}} \qquad V_1' = \frac{V}{1 + e^{T/2Rc}}$$

For $T/Rc \ll 1 \Rightarrow V_1 = \frac{V}{2}\left(1 + \frac{T}{4Rc}\right)$, $V_1' = \frac{V}{2}\left(1 - \frac{T}{4Rc}\right)$

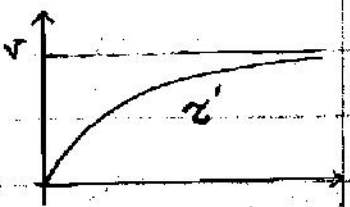


درصد کج شدن $P = \frac{V_1 - V_1'}{\frac{V}{2}} = \frac{T}{2Rc} = \pi \frac{R_L}{R}$ (tilt)

هرچه R_L کوچکتر باشد شکل موج بیشتر حفظ می‌شود (Rc بزرگ)



$$V_{in} = V(1 - e^{-t/\tau'})$$



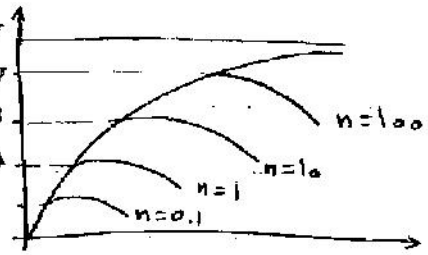
چون این موج تقریباً یک موج پله است مهم است.

$$\frac{dV_{in}}{dt} = \frac{V_o}{Rc} + \frac{dV_o}{dt} \longrightarrow t=0^+ \longrightarrow V_o = 0 \longrightarrow \left.\frac{dV_{in}}{dt}\right|_{t=0} = \left.\frac{dV_o}{dt}\right|_{t=0}$$

شیب خروجی در لحظه صفر با شیب ورودی در لحظه صفر برابر است.

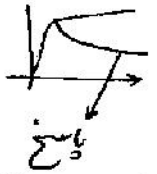
$$\frac{V}{\tau'} e^{-t/\tau'} = \frac{V_o}{Rc} + \frac{dV_o}{dt} \qquad \text{فرض: } x = \frac{t}{\tau'} \;,\; n = \frac{Rc}{\tau'}$$

$$\begin{cases} V_o = \dfrac{V_{in}\, n}{n-1}\left(e^{-x/n} - e^{-x}\right) & \longrightarrow n \neq 1 \\ V_o = V x e^{-x} & n = 1 \end{cases}$$



چون در $n=100$، Rc خیلی بزرگ است خازن دیرتر شارژ شده و ولتاژ کمتری روی R افت می‌کند ولی در $n=10$ خازن زودتر شارژ می‌شود.

For n = large $\quad V_o = V e^{-x/n} = V e^{-t/Rc} \longrightarrow$



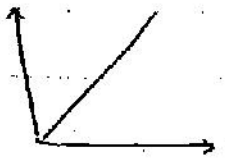
پاسخ

یعنی به تابع پله میل می‌کند

پس تابع پله حالت خاصی از این تابع است.

$$V_o\Big|_{t=0} = 0 \longrightarrow \left.\frac{dV_{in}}{dt}\right|_{t=0} = \left.\frac{dV_o}{dt}\right|_{t=0}$$

پاسخ به یک تابع Ramp :



$$\alpha = \frac{V_o}{Rc} + \frac{dV_o}{dt} \Rightarrow \boxed{V_o = \alpha Rc\left(1 - e^{-t/Rc}\right)}$$

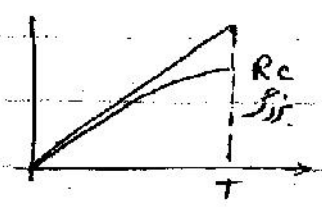
$V_{in} = \alpha t$

For $\frac{t}{Rc} \ll 1 \rightarrow e^{-t/\tau} = 1 - t/\tau + \frac{1}{2!}(t/\tau)^2 - \frac{1}{3!}(\frac{t}{\tau})^3 \cong 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{1}{2!}(\frac{t}{\tau})^2$

با در نظر گرفتن سه جمله اول بست

جمله‌ی خطا

$$V_o = \alpha t\left(1 - \frac{t}{2Rc}\right)$$



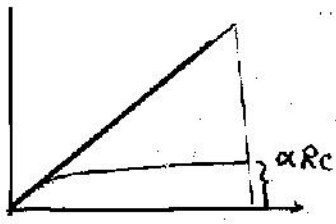
خطای انتقال

$$\text{transmission error} = e_t = \frac{V_i - V_o}{V_i} = \frac{T}{2RC} = \pi R_L T$$

یعنی برای حفظ Ramp بایستی R_C بزرگ و یا R_L کوچک باشد (f_H بزرگ)

برای مثال برای عبور یک Ramp از زمان 2 msec، خطای انتقال کمتر از 0.1٪ باید $R_C > 1\,sec$ ، $f_L < 0.16\,Hz$ باشد.

For $\frac{t}{R_C} \gg 1 \longrightarrow \boxed{V_o = \alpha R_C}$



برای R_C کوچک مدار تبدیل به یک مشتق گیر با یک زمان ثابت شده است.

مشتق گیر: Differentiator

$V_{in} = V_C + V_o$

شرط اصلی که به طور ادل برقرار می گردد

if $R_C \ll T \longrightarrow V_o \ll V_{in} \longrightarrow V_{in} = V_C \longrightarrow \frac{dV_{in}}{dt} = \frac{dV_C}{dt} = \frac{i}{C} = \frac{V_o}{R_C}$

R_C کوچک بازدن ضلعی سریع می تواند شارژ شود.

$$\boxed{V_o = R_C \frac{dV_{in}}{dt}}$$

برای موج غیر متناوب و گذرا زمان است که می خواهیم در نظر بگیریم

برای موج متناوب زمان تناوب است.

موج سینوسی ← $V_{in} = V_m \sin \omega t$

$\tan\theta = \frac{1}{\omega R_C} = \frac{X_C}{R}$ if $\omega R_C = 0.01 \longrightarrow \theta = 89.4$ اگر $\theta = 90$ ایدآل مشتق بود.

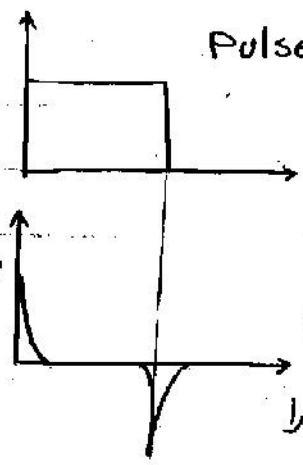
یعنی $R_C \ll T$ یعنی داشته فرودی ضلعی کوچکتر از داشته ورودی است (شرط مشتق)

$V_o = \underbrace{V_m \omega R_C}_{0.01\,V_m} \sin \omega t$

if $\omega R_C = 0.1 \longrightarrow \theta = 84.3 \longrightarrow$ می توانیم تقریباً مشتق گیر فرض کنیم.

پارامتر 0.1 که بیشتر شده است خطا بیشتر شده است.

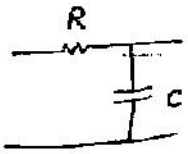
Pulse



در مبدع پالس در لحظه جهش مشتق بدایم ولی در بقیه لحظات مشتق نداریم.

خطا: در اینجا در لحظه جهش $V_o = V_{in}$ است یعنی شرط اصلی را نداریم و به همین دلیل مشتق دچار خطا می شویم. ولی عملاً به طور کلی مشتق را می پذیریم.

مدار RC پایین گذر:



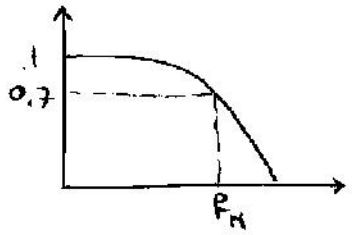
چون در فرکانس پایین امپدانس خازن زیاد و بیشتر ولتاژ روی آن افت می‌کند و به همین دلیل پایین گذر است.

$$A=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{\frac{1}{sC}}{R+\frac{1}{sC}}=\frac{1}{1+sCR} \qquad \text{قطب}: s=\frac{-1}{RC}$$

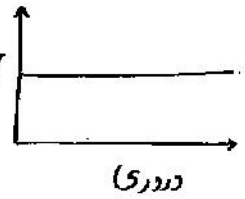
فرکانس قطع بالا ($-3dB$ بالا)

$$A(j\omega)=\frac{1}{1+j\frac{f}{f_H}} \quad , \quad f_H=\frac{1}{2\pi RC}$$

$$|A|=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \quad , \quad \theta=-\arctg\frac{f}{f_H}$$



۱- موج پله:



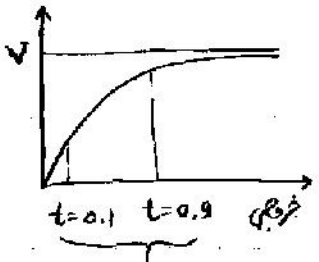
$$V_o=V_{ss}-(V_{ss}-V_i)\,e^{-t/RC}$$

چون خازن تغییرات ولتاژ ناگهانی نمی‌پذیرد.

$t=0^+ \longrightarrow V_i=0$

$t=\infty \longrightarrow V_{ss}=V$

$$V_o=V(1-e^{-t/RC})$$



در اصل اختلاف پله از

مدار بالاگذر است که همان KVL

است.

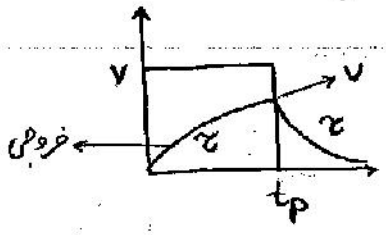
t_r → rise time زمان صعود

$$t_r=t_{0.9}-t_{0.01}$$

$$t_r=2.3RC-0.1RC=2.2RC \qquad \boxed{t_r=\frac{2.2}{2\pi f_H}} \rightarrow \boxed{t_r=\frac{0.35}{f_H}}$$

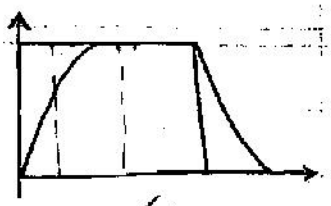
زمان صعود تقریباً با f_H بستگی دارد. هرچه f_H کمتر باشد زمان صعود بیشتر است هرچه f_H بزرگتر باشد t_r کمتر است.

۲- Pulse



V_o اگر $t_p > 4\tau$ باشد مقدار V خواهد رسید.

برای به دست آوردن کوپلاژ خروجی ← پالس خروجی تغییر می‌شود.



به کوپلاژ

نکته: برای اینکه بتوان خروجی را شبیه ورودی در نظر گرفت:

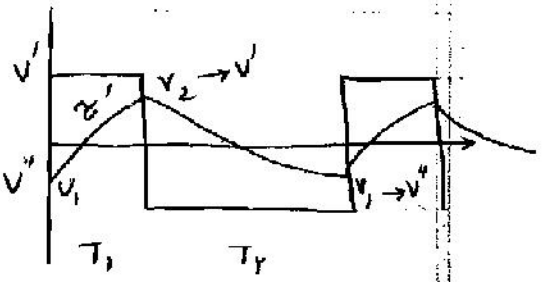
$$f_H \simeq \frac{1}{t_p}$$

یعنی پالس با حفظ شکلش از این مدار عبور کرده است

$$t_r = 0.35 t_p \simeq \frac{1}{3} t_p$$

$V_o(dc) = V_{in}(dc)$

چون dc روی R برابر صفر است.



چون حالت steady state را می‌خواهیم.

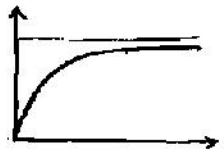
$$V_2 = V' - (V' - V_1)\, e^{-\frac{T_1}{Rc}}$$

$$V_1 = V'' - (V'' - V_f)\, e^{-\frac{T_2}{Rc}}$$

ولیه V_1

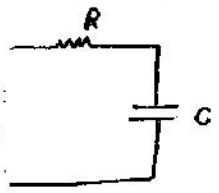
steady state: V'

۳- exponential (نمایی)



سینوسی ← ورودی و خروجی

برای R کمی است.



$$\left.\frac{dV_c}{dt}\right|_{t=0} = 0$$

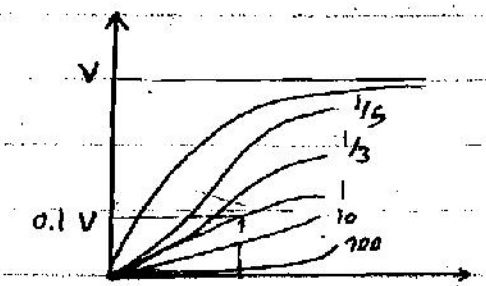
$V_o = V_{in} - V_R$ ← از مدار قبل داریم

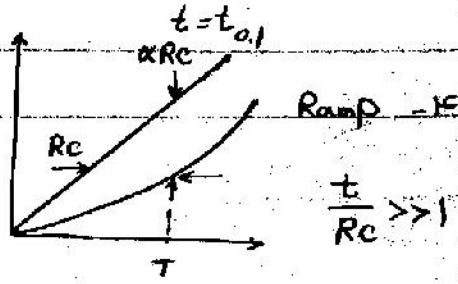
$$\begin{cases} \dfrac{V_o}{V} = 1 - \dfrac{1}{1-n} e^{-x} - \dfrac{n}{n-1} e^{-x/n} & n \neq 1 \\ \dfrac{V_o}{V} = 1 - (1+x) e^{-x} & n = 1 \end{cases}$$

$x = \dfrac{t}{\tau}$, $n = \dfrac{R_c}{\tau}$

هرچه n بزرگتر می‌شود زمان تأخیر زیادتر می‌گردد.

زمان تأخیر از وقتی که خروجی تغییر می‌کند تا به 0.1 مقدار خود برسد.





۴- Ramp

$V_o = V_{in} - V_R$

$V_o = \alpha(t - Rc) + \alpha Rc\, e^{-t/Rc}$

$\dfrac{t}{Rc} >> 1$

if $\frac{t}{Rc} \gg 1$ & $Rc \ll 1 \rightarrow V_o = \alpha(t - Rc)$ یعنی خروجی هم Ramp با یک شیفت زمانی Rc می‌باشد.

$$e_t = \frac{V_i - V_o}{V_i} = \frac{Rc}{T} = \frac{1}{2\pi F_H T}$$

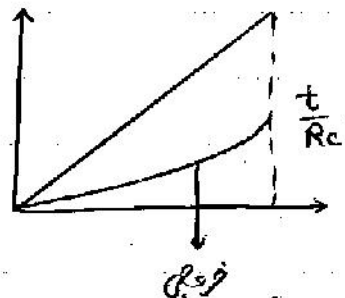
(برای عبور Ramp با بیشتری F_H را خیلی زیاد و یا Rc را کوچکتر بگیریم).

مثال: برای عبور یک Ramp با زمان 2msec خطای انتقال کمتر از 0.1٪ باید: $F_H > 8.KHZ$ یا $Rc < 2\,sec$ باشد.

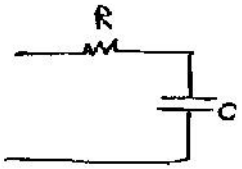
if $\frac{t}{Rc} \ll 1$: با بسط اکسپونانسیل و با بسط گرفتن سه جمله اول بسط:

$$V_o = \frac{\alpha t^2}{2Rc}$$

یعنی خروجی انتگرال ورودی است.



انتگرالگیر (Integrator):



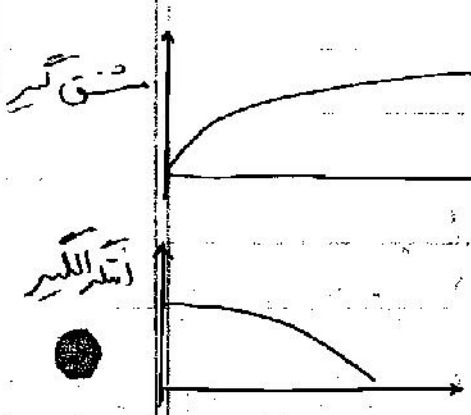
$V_i = V_R + V_C$

$Rc \gg T \Rightarrow V_o \ll V_{in}$ چون خازن دیر شارژ می‌شود.

$$V_{in} = V_R = iR = Rc\frac{dV_o}{dt} \Rightarrow V_o = \frac{1}{Rc}\int V_{in}\,dt + K$$

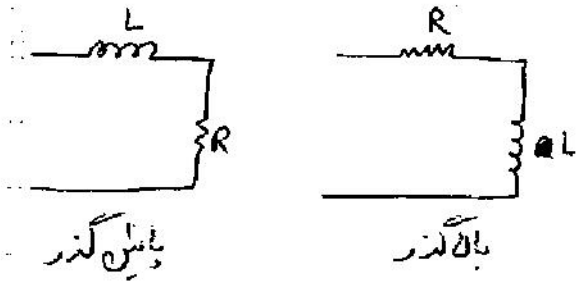
شرط انتگرالگیری: خروجی خیلی کوچکتر از ورودی باشد. [چون Rc خیلی بزرگ است].

مزیت انتگرالگیر بر مشتق‌گیر:



۱- مشتق‌گیر به دلیل پهنای باند زیادی که به بی‌نهایت می‌رود باعث ناپایداری می‌شود یعنی مشتق‌گیر نسبت به انتگرالگیر ناپایدارتر است.

۲- نویز مشتق‌گیر بیشتر از انتگرال‌گیر است چون پهنای باند مشتق‌گیر بیشتر است.

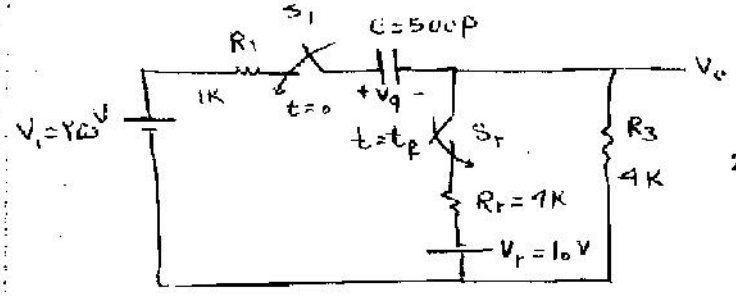


پایین گذر　　بالا گذر

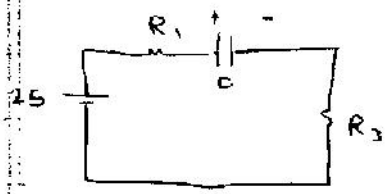
در سیم پیچ جریان تغییر ناگهانی نمی‌کند.

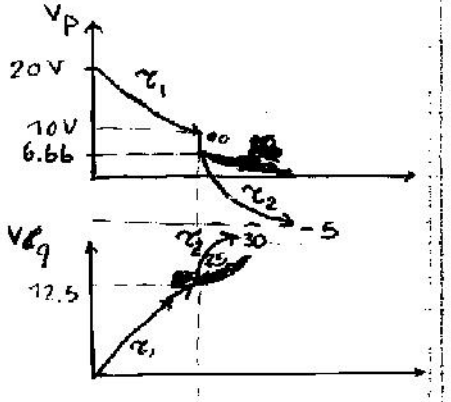
$$\tau = \frac{L}{R}$$

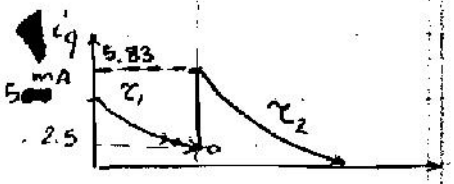
مدار با شرایط اولیه:



t_p زمانی است که ولتاژ خازن به 10^V می‌رسد.







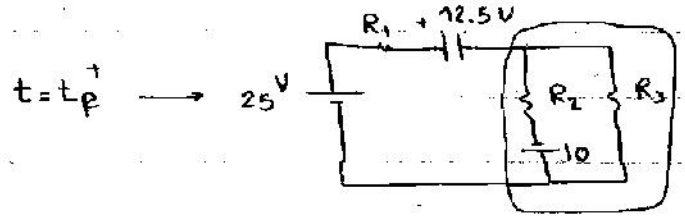
$$i_q'(0^+) = \frac{25}{R_1+R_3} = 5\ mA$$

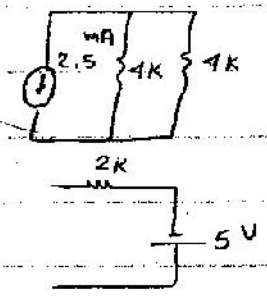
$$V_o(0^+) = 5 \times R_3 = 20^V$$

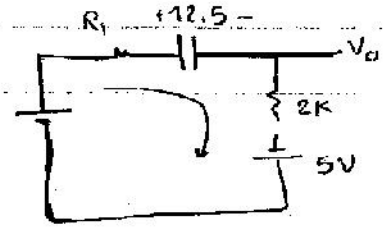
$$\tau_1 = (R_1+R_f)C = 2.5\ \mu Sec \qquad V_{o_1} = 20\,e^{-t/\tau_1} \qquad t_p = \tau_1 \ln \frac{V_{ss}-V_i}{V_{ss}-V_p}$$

$$\rightarrow t_p = 2.5\ \mu sec \ln \frac{0-20}{0-10} = 1.73\ \mu sec$$

$t = t_p^+ \rightarrow$







$$i_q(t_p^+) = 5.83\ mA$$

$$V_o(t_p^+) = 6.66$$

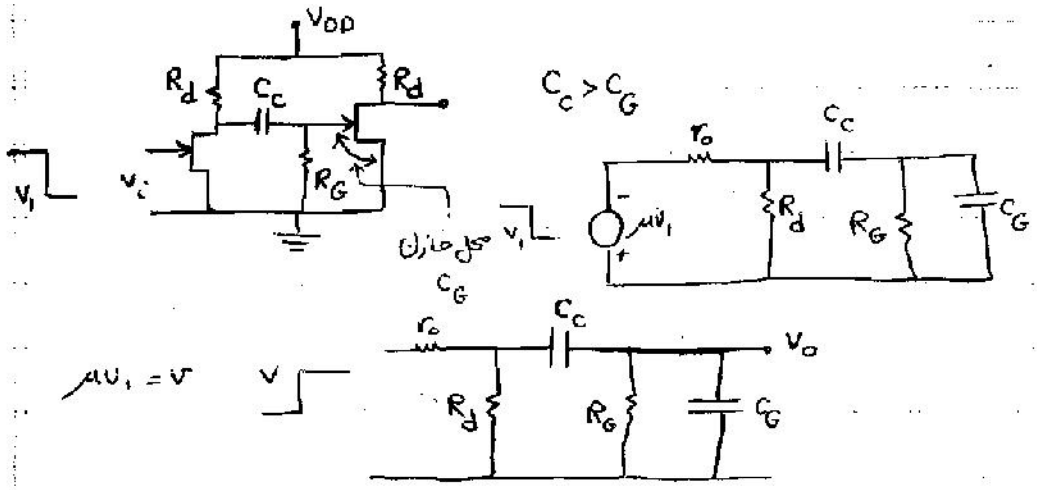
سیستم با دو عنصر ذخیره کننده انرژی:

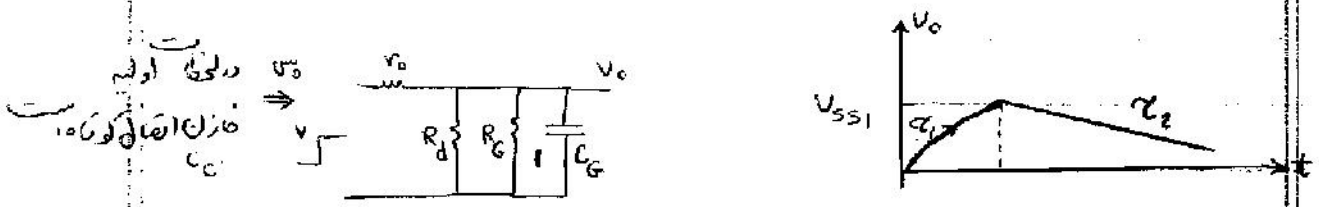
جاید نام استقال بدست آید ← تطرح بدست آید ← از رابطه $A_0 + A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$ با شرط معادلات آید

(این کار مستلزم اتلاف وقت است)

$$V_o = A_0 + A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$$

بسیاری اوقات مدار دارای دو قطب با فاصله زیاد است که در اینصورت قطب دورتر (با ثابت زمانی کوچکتر) تغییرات سریع خروجی و قطب دیگر تغییرات کند خروجی را مشخص می‌کند.





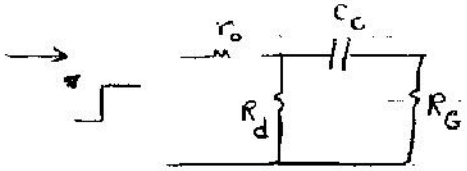
در لحظات اولیه C_C خازن اتصال کوتاه است

$$\tau_1 = (r_o \| R_d \| R_G) C_G$$

ثابت زمانی کوچک است (چون C_G کوچک است)

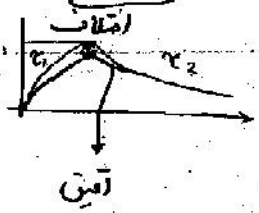
$$V_{SS_1} = V \frac{R_d \| R_G}{r_o + R_d \| R_G}$$

وقتی به حالت ماندگار خود می‌رسد یعنی مدت کمتر مقداری که می‌توانست بگذرد از آن بسیار بزرگتر باشد و C_C و تا حد خوبی کاملاً باز شده و از خازن C_G در مدار از بین می‌رود

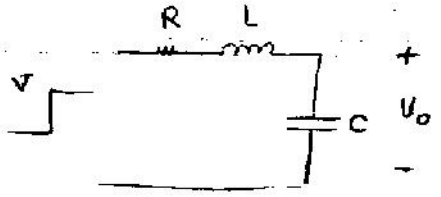


هر چه فاصله دو قطب کمتر باشد اختلاف کمتر خواهد شد

$$\tau_2 = \left[(r_o \| R_d) + R_G \right] C_C$$



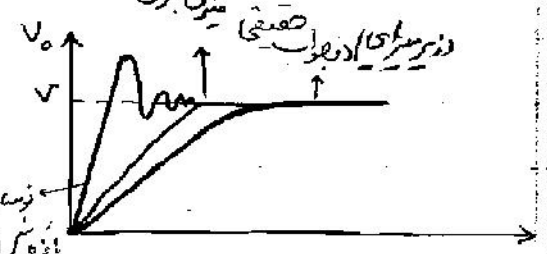
مدار RLC :



$$V_o = A_0 + A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$$

$$s_1, s_2 = \frac{-Rc \pm \sqrt{R^2c^2 - 4LC}}{2LC} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$$

$$\alpha = \frac{-R}{2L}\ ,\ \omega_0^2 = \frac{1}{LC}\ ,\ \omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

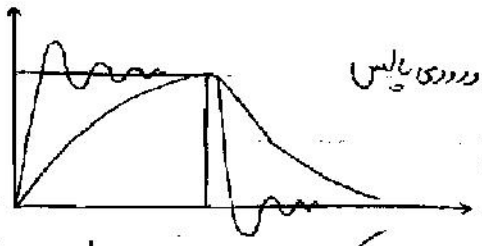


اگر $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ (زیرمیرای) دوجواب حقیقی

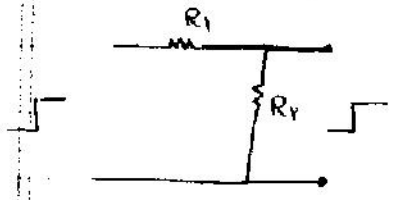
اگر $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ (میرای بحرانی) جواب مضاعف

اگر $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ (نوسانی) دوجواب مختلط

هرچه R کوچکتر باشد دامنه، فرکانس نوسان بیشتر خواهد شد.



تضعیف کننده‌ها : (Attenuators)



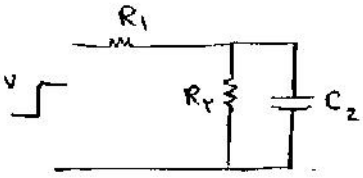
$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

↓ ضریب تضعیف

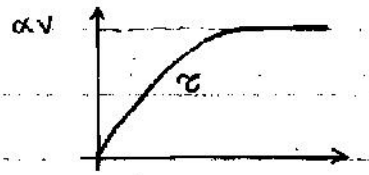
$R_2 = 1M\Omega$

$R_1 = 9M\Omega$

$\alpha = 0.1$

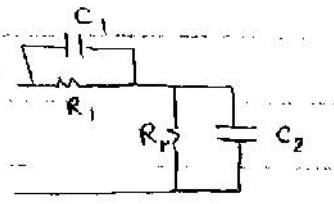


$$\tau = (R_1 \| R_2) C_2$$

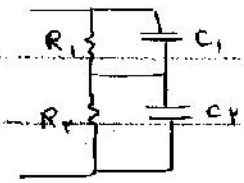


حتی با وجود خازن C_2 شکل موج تغییر خواهد کرد. (در مواردی که دارای عناصر کلیدزنی هستیم)

راه حل: از یک خازن جبران کننده C_1 استفاده می‌کنیم.



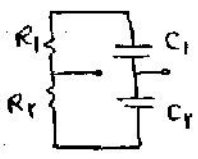
=



مدل دوصال تعادل

$$R_1 \times \frac{1}{C_2} = R_2 \times \frac{1}{C_1}$$

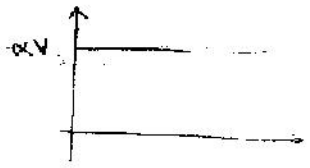
$$\rightarrow R_1 C_1 = R_2 C_2$$



بسی توان بصورت زیر مدار را رسم کرد.

ثابت زمانی در این مدار وجود ندارد.

چون در آن از دو مقاومت (R_1+R_2) تغذیه می‌کند

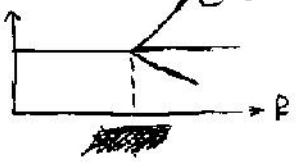


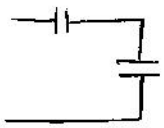
$$V_o = \frac{R_2}{R_1+R_2}V = \frac{C_1}{C_1+C_2}V$$

شرط $R_2C_2 = R_1C_1$ قطب صفر

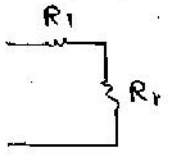
مدار را ناپایدار کرده و سیگنال خروجی

مدار به ازاء تمام فرکانس‌ها ثابت باشد





$t=0^+$



$t=\infty$

$$V_o(0^+) = V\frac{C_1}{C_1+C_2}$$

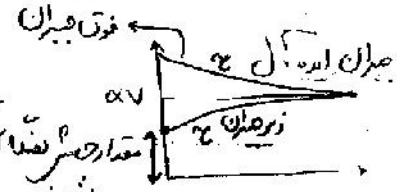
$$V_o(\infty) = \frac{R_2}{R_1+R_2}V$$

برای داشتن خروجی پله

$$V_o(0^+) = V_o(\infty)$$

$$R_1C_1 = R_2C_2$$

از مدار مجموعاً جریان بی‌نهایت نگذرد

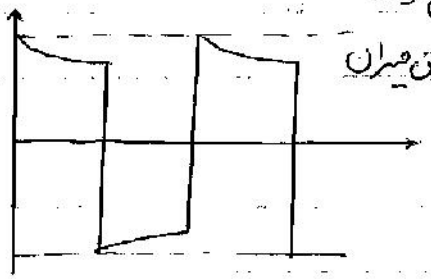


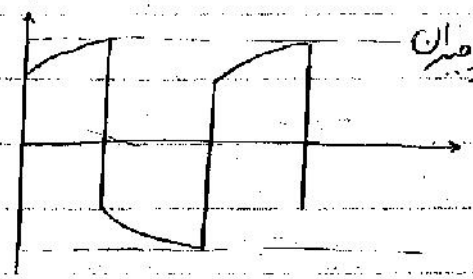
$$C_1 = \frac{R_2C_2}{R_1}$$

مقدار حدی تقریبی که C_1 کوچکتر از $\frac{R_2C_2}{R_1}$ انتخاب می‌شود

if $C_1 < \frac{R_2C_2}{R_1}$ → در لحظه صفر خازن کم شدن C_1 مقدار حدی کم می‌شود. → $\tau = (R_1 \| R_2)(C_1+C_2)$

if $C_1 > \frac{R_2C_2}{R_1}$ → در لحظه صفر خازن زیاد شدن C_1 مقدار حدی زیاد می‌شود. → $\tau = (R_1 \| R_2)(C_1+C_2)$

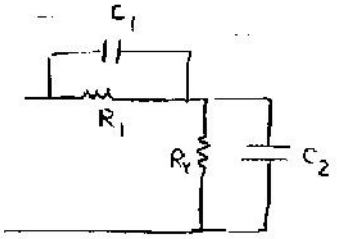




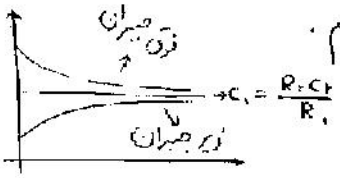
در اسیلوسکوپ Probe دارای دکمه‌ای است روی بدنه $\left|\begin{matrix}2V\\1K\end{matrix}\right.$ و پیچ پریود را آنقدر تنظیم کنیم تا شکل

مثلی داشته باشیم

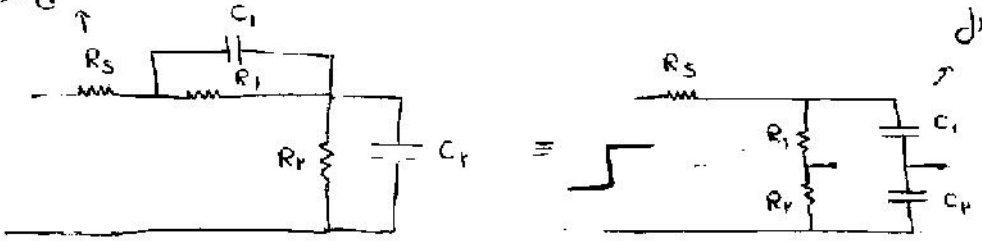
تضعیف کننده‌ها:



برای یک پله ورودی اگر $R_1C_1 = R_2C_2$ ⟵ در خروجی یک پله داریم.



منبع دارای مقاومت باشه

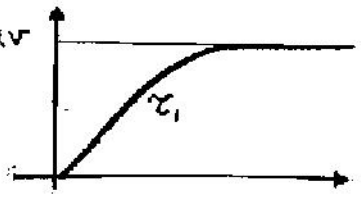


پل در حال تعادل

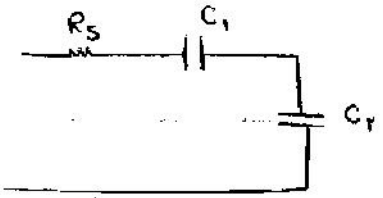
در این مدار ثابت زمانی داریم، زیرا جریانی که خازن‌ها می‌کشند روی اندازه ولتاژ دو سر خازن‌ها موثر است.

جریانی که

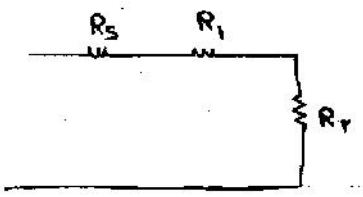
$$\tau_1 = (R_S \| (R_1+R_2))\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} \simeq R_S\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} \qquad V_{SS_1} = V\frac{R_2}{R_2+R_1+R_S} \simeq \alpha V$$



تا بعضی که بیش از یک قطب دارد باید تابع انتقالی مدار بدست آید تا ثابت زمانی را بدست آوریم.



$t = 0^+$



$t = \infty$

$$V_{SS} = V\frac{R_2}{R_1+R_2+R_S} \simeq V\frac{R_2}{R_1+R_2} = \alpha V$$

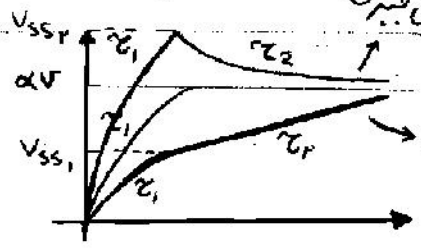
$\tau_1 = R_S\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$ ثابت زمانی تقریبا با ثابت زمانی که در بالا بدست آوردیم برابر است.

$$V_{SS_1} = V\frac{C_1}{C_1+C_2} = V\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

(برای همین پل در حال تعادل $R_1C_1 = R_2C_2$ است)

if $C_1 < \frac{R_2C_2}{R_1}$ زیر جبران

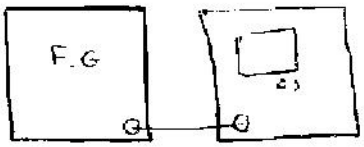
R_S کوچک است ⇒ صرف نظر می‌کنیم ⇒ $\tau_2 \simeq (R_1 \| R_2)(C_1+C_2)$

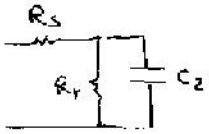


○ اگر $C_1 > \frac{R_2 C_2}{R_1}$ موج مربعی

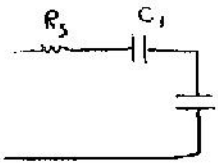
Probe ↪ 1:1
↪ 10:1

1:10 باشه بهتر است زیرا





$\tau = (R_S // R_2) C_2 \simeq R_S C_2$



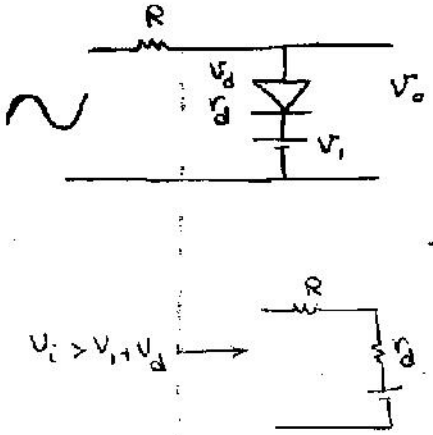
$\tau' = R_S \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

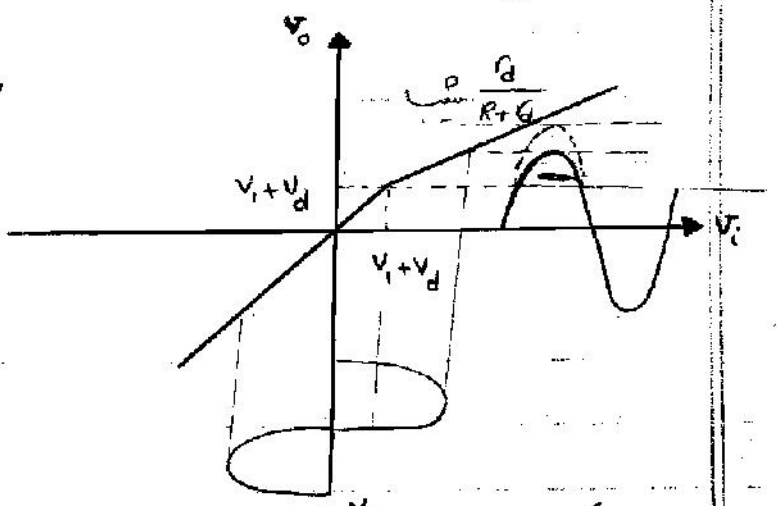
$\frac{\tau'}{\tau} = \alpha$

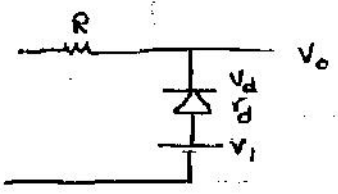
* τ' کمتر از τ است و مدار زودتر

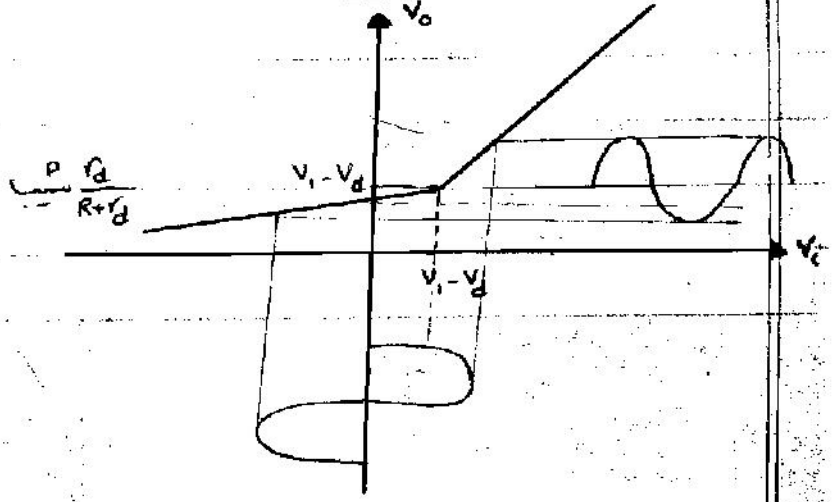
○ مرحله‌ی را بیشتر عبور داده، و خواب سریعتر به steady state می‌رسد.

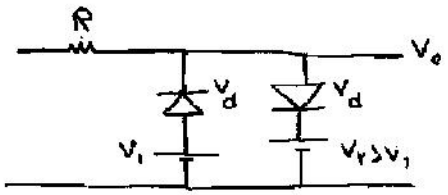
تغییر شکل موج به کمک دیود:



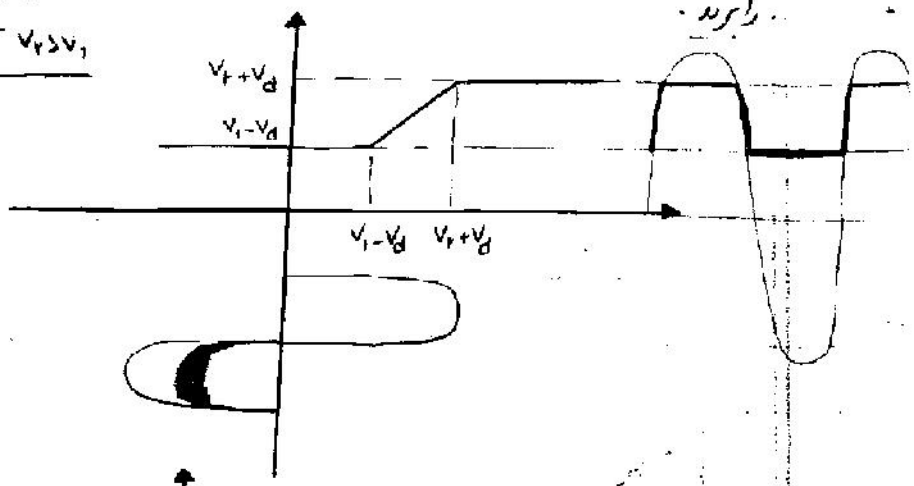


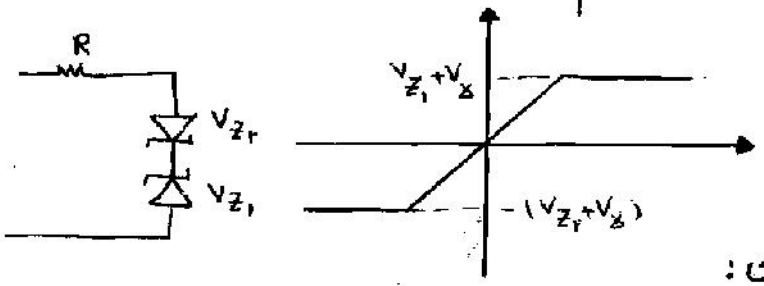




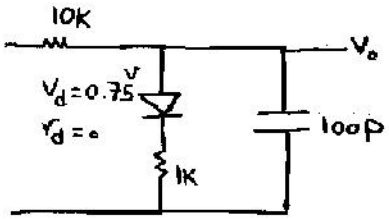


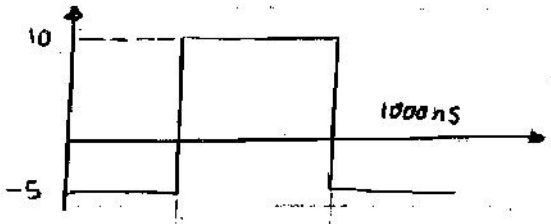
از ترکیب دو مدار فوق هم میتوان بالا رفتن مرجع را برد.

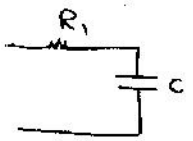


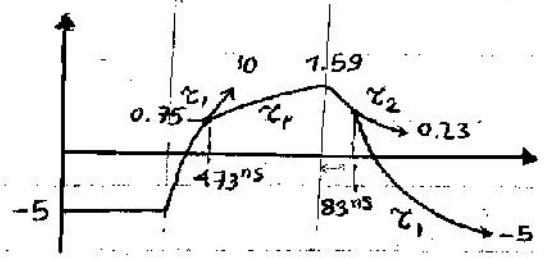


دیود و عناصر ذخیره کننده انرژی:









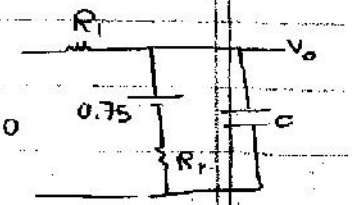
$\tau = R_1 C = 1\,\mu Sec$

$V_{SS} = 10$ V

$$V_o = 10 - (10+5)\,e^{-t/\tau} \quad (1)$$

$$t = \tau_1 \ln \frac{10-(-5)}{10-0.75} = 473\ nSec$$

← از طرفین از (1) تبعیت می‌کند تا وقتی که دیود هدایت می‌کند



(2) →

$$V_{SS_2} = \frac{(10-0.75)}{R_1+R_2} R_2 + 0.75 = 1.59$$

$$\tau_2 = (R_1 \| R_2) C = 91\ nSec$$

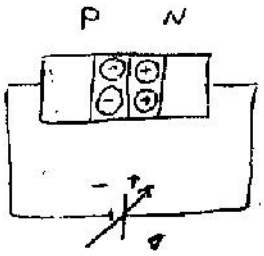
$$V_{SS_2} = \frac{(-5-0.75)R_2}{R_1+R_2} + 0.75 = 0.23$$

زمانهای سویچینگ :

دیود

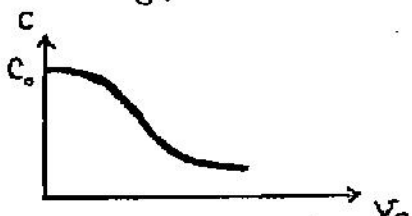
خازنهای دیود

خازن بایاس مخالف C. Transition



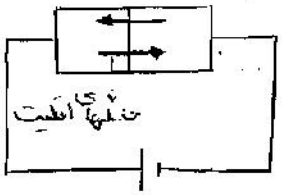
$V_R \uparrow \Rightarrow$ ناحیه تخلیه ↑

$$C_T = \frac{dQ}{dV} \qquad C_T = \frac{C_0}{(1+2V_R)^n} \qquad n = \frac{1}{2} \text{ یا } \frac{1}{3}$$

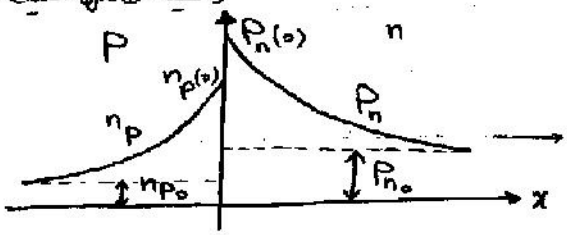


خازن بایاس موافق

$C_{Diffussion}$



دانسیته حاملهای اقلیت (بایاس موافق)

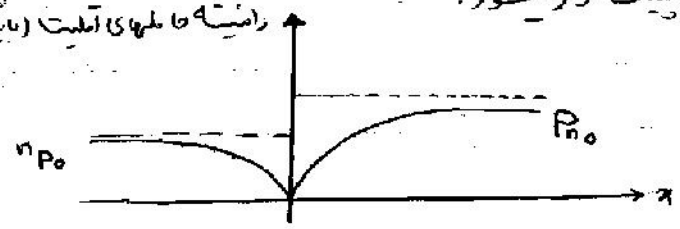


حذف می شود زیرا بوسیله حرارت تعادلی الکترون و حفره بوجود می آید

$C_D = \frac{dQ}{dV}$ → بزرگ است با تغییراتی که در اثر تغییر دادن V_D بوجود می آید

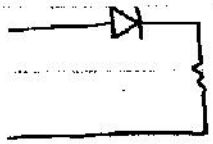
→ این خازن به مراتب مهمتر از خازن C_T است در سویچینگ ترانزیستور.

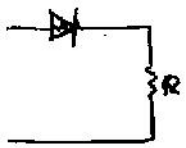
دانسیته حاملهای اقلیت (بایاس مخالف)

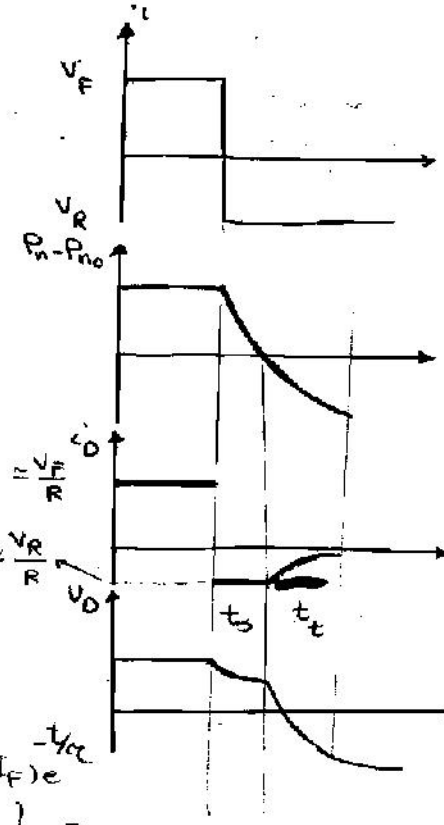


$$C_D = \frac{dQ}{dV} = \frac{\tau I}{\eta V_T}$$

τ = عمر متوسط حاملهای اقلیت

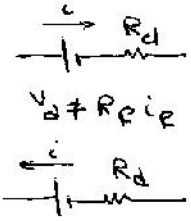






$t_{rr} = t_s + t_t$

In sec $< t_{rr} <$ (1 μs



$V_a \neq R_f i_R$

$V_D = R_d i_R$

$\Delta V = V_{D_1} - V_{D_2} = (i_R + i_R) R_d$

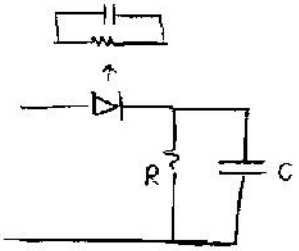
$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = -I_F \rightarrow Q(t) = -\tau I_R + (\tau I_R + \tau I_F) e^{-t/\tau}$

$t_s = \tau \, Ln\left(1 + \frac{I_F}{I_R}\right)$ ← $Q = 0$

زمان سویچینگ زیاد است

IN3071 دیود $I_F = 30\,mA$, $I_R = 30\,mA \rightarrow t_{rr} = 50\,n\,sec$

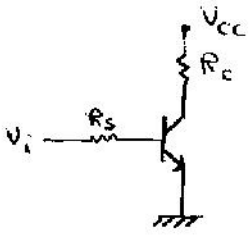
برای میزان از یک خازن استفاده می‌گردد.

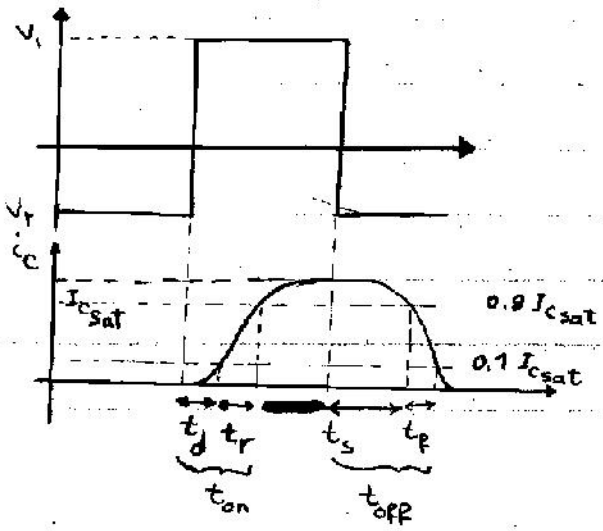


$C \geq \frac{\tau}{R} \frac{V_F}{V_R + V_R}$

خود دیود هم یک خازن است که با یک خازن موازی شده مدل می‌گردد.

زمانهای سویچینگ ترانزیستور:





t_d delay time زمان تأخیر

t_r Rise time صعود "

$t_{on} = t_r + t_d$ زمان وصل

Storag time t_s ذخیره سازی "

Fall time t_f نزول "

$t_{off} = t_s + t_f$ زمان قطع

با استفاده از پارامترهای هیبرید این زمانها را بدست می آوریم.

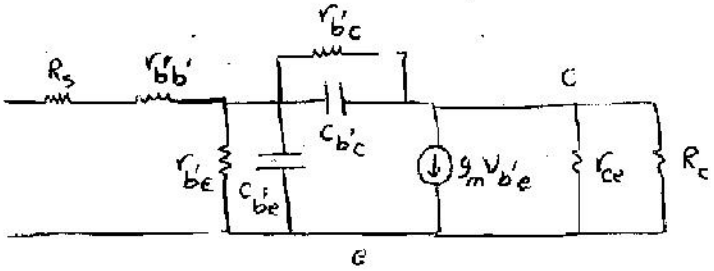
t_d زمان تأخیر:

سه عامل در t_d موثر است

t_d : ۱- پر شدن خازنهای اتصال

t_d : ۲- عبور جریان از بیس در سیگنال به کلکتور

t_d : ۳- زمانی برای افزایش جریان کلکتور به ۱۰٪ مقدار نهایی

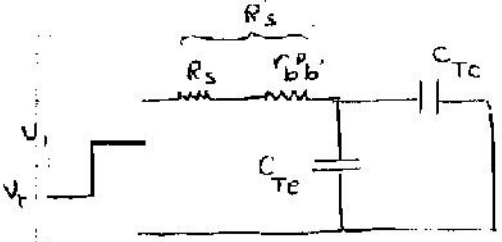


$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \cdot$ ← زمان روشن شدن ترانزیستور $\cdot = g_m$ چون I_C هنوز نداریم.

$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \infty \qquad r_{b'c} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}} = \infty$

چون در ناحیه قطع ولتاژ کلکتور تغییر نمی کند

بنابراین از لحاظ A.C اتصال کوتاه است.



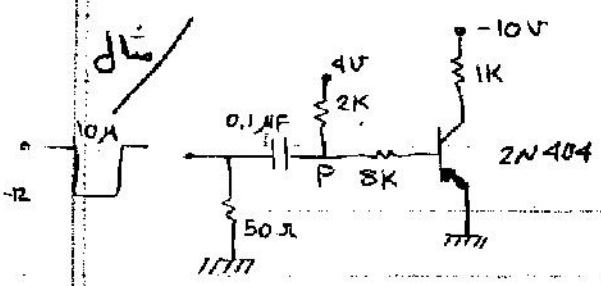
$$t_{d1} = R'_s (C_{Te} + C_{TC}) \ln \frac{V_1 - V_2}{V_1 - V_\gamma}$$

← زمان طول کشیده که خازنهای گذر باید شارژ شده بوند به بایاس موافق برسند

با زیاد کردن V_1 نسبت به V_2 مقدار t_{d1} کاهش می یابد.

هرچه V_2 (از لحاظ مقدار) کمتر باشد t_{d1} کمتر است. ... if $V_2 = V_\gamma \rightarrow t_{d1} = 0$

مثال

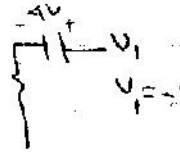


$V_2 = 9V \qquad V_\gamma = 0.1$

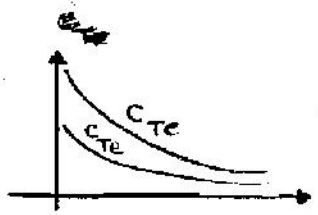
$V_1 = -8V$

وقتی ولتاژ ورودی ضربدر ولتاژ به اندازه $+9^V$ شارژ می شود بس ← $V_2 = 9^V$

وقتی که ولتاژ ورودی به -12^V می رسد ولتاژ $+9^V$ است بس ←



$V_1 = -8V$



→ خازن انتقال بر حسب ولتاژ دیود تغییر می‌کند.

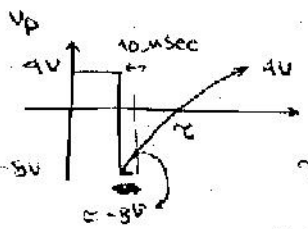
$$V_{b'e} = V_1 - (V_1 - V_f)\,e^{-t/\tau} \qquad \tau = R_s'(C_{Te} + C_{Tc})$$

$C_{Te}(4V) = 6\,pF$ $\quad C_{Te}(0.1V) = 12\,pF$

$C_{Tc}(14V) = 7\,pF$ $\quad C_{Tc}(9.9V) = 7\,pF$ $\quad (C_{Te}+C_{Tc})_{max} = 19\,pF$

$$t_{d_1} = 8^{K}(19\,pF)\,Ln\frac{-8+4}{-8+0.1} = 64\,ns \qquad Ln = 2.3\log$$

زمان سوئیچینگ از این مقدار کمتر است.



$\tau = 2K \times 0.1\mu = 200\,\mu sec \gg 10\,\mu sec$ → نفت

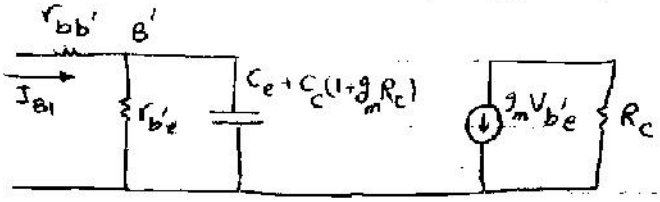
از چون زمان ثابت مدار پالس 10μsec می‌باشد ولتاژ از 8^V- حاصل زیادی تغییر و ما می‌توانیم آنرا تقریباً $8V$- بگیریم

t_{d_1} : زمانی که دیود دایم حاملهای عرض ناحیه بیس را طی می‌کنند برابر است با: $t_b = \frac{1}{\omega_T}$

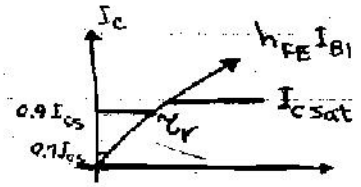
$$t_{d_1} = \frac{1}{3}t_b = \frac{1}{3\omega_T} \qquad \text{For } 2N404 \quad f_T = 10\,MHz \rightarrow$$

$$t_{d_1} = \frac{1}{3\times 2\pi \times 10}\,\mu = 5\,nsec$$

Rise time

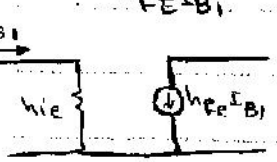


$$I_{B1} = \frac{V_1 - V_\gamma}{R_S}$$



$I_{css} = g_m V_{b'e} = g_m I_{B1} r_{b'e} = h_{fe} I_{B1}$ ← خازنها باز می‌شوند

$h_{FE} I_{B1}$



steady state در حالت → سلف مدار مثل اتصال کوتاه عمل می‌کند.

$$\tau_r = r_{b'e}C_e + r_{b'e}C_c g_m R_c$$

$$C_e = \frac{g_m}{x_n f_T} \qquad r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m}$$

$$\rightarrow \tau_r = h_{FE}\left(\frac{1}{\omega_T} + C_c R_c\right)$$

$N_1 = \frac{h_{FE} I_{B1}}{I_{CS}} = \frac{h_{FE} I_{B1}}{h_{FE} I_{BA}} = \frac{I_{B1}}{I_{BA}}$

I_{BA} → ↓ I_{CS}

جریانی که ترانزیستور را در آستانه اشباع نگه می‌دارد

overdrive Factor ← مقدار جریانی که بیشتری که از مقداری که ترانزیستور را اشباع می‌کند

$t_{d3} = t_{0.1} = \tau_r \ln \frac{1}{1 - \frac{0.1}{N_1}}$ $\qquad t_r = t_{0.9} - t_{0.1} = \tau_r \ln \frac{1 - \frac{0.1}{N_1}}{1 - \frac{0.9}{N_1}}$

اگر $N_1 \gg 1$ ←

$t_r = \tau_r \ln \frac{1}{1 - \frac{0.9}{N_1}} \simeq \tau_r \ln\left(1 + \frac{0.9}{N_1}\right)$

if $x \ll 1 \longrightarrow \frac{1}{1-x} \cong 1 + x$

$\ln(x+1) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} + \cdots$ $\qquad \ln\left(1 + \frac{0.9}{N_1}\right) = \frac{0.9}{N_1} - \left(\frac{0.9}{N_1}\right)^2 \frac{1}{2} + \frac{1}{3}\left(\frac{0.9}{N_1}\right)^3 + \cdots$

$\longrightarrow \Rightarrow t_r = \frac{0.8}{N_1} \tau_r = \frac{0.8}{h_{FE}} \tau_r \cdot \frac{I_{CS}}{I_{B1}}$

اگر $N_1 \geq 5$ ← خطا $< 11\%$

$\frac{\tau_r}{h_{FE}} \downarrow \; \& \; \frac{1}{\omega_T} \downarrow \; \& \; \omega_T \uparrow \Rightarrow t_r \downarrow$

$I_{B1} \uparrow \Rightarrow t_r \downarrow$

مثال / $f_T = 10\ MHz$ $\qquad \tau_r = h_{FE}\left(\frac{1}{\omega_T} + C_c R_c\right)$

$h_{FE} = 100$

$t_{d3}, t_r = ?$ $\qquad \frac{\tau_r}{h_{FE}} = \frac{1}{\omega_T} + C_c R_c = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^6} + 7 \times 10^{-12} \times 10^3 \simeq 23\ nSec$

$\longrightarrow I_{CS} = \frac{V_{CC}}{R_C} = -10\ mA$ $\qquad I_{B1} = \frac{V_1 - V_\gamma}{R_S} = \frac{-8 - (-0.3)}{8\,K} \simeq -0.96\ mA$

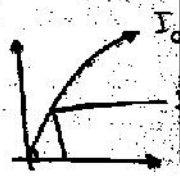
$\blacktriangleright I_{BA} = \frac{I_{CS}}{h_{FE}} = -0.1\ mA$ $\qquad N_1 = \frac{I_{B1}}{I_{BA}} \cong 10$

$t_r = 0.8 \times 23 \left[\frac{-10}{-0.96}\right] = 186\ nSec$ ازرابطه تقریبی

ω_T مربوط به الکترونهای است

$t_r = 0.8 \frac{\tau_r}{h_{FE}} \cdot \frac{I_{CS}}{I_{B1}}$

$t_{d3} = t_{0.1} = \tau_r \ln \frac{1}{1 - \frac{0.1}{N_1}}$ $\qquad t_{d3} = \frac{t_r}{0.8} = 23\ nSec$

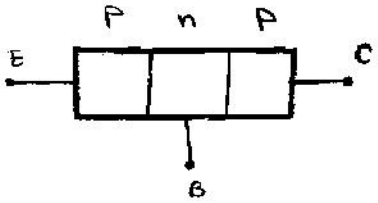


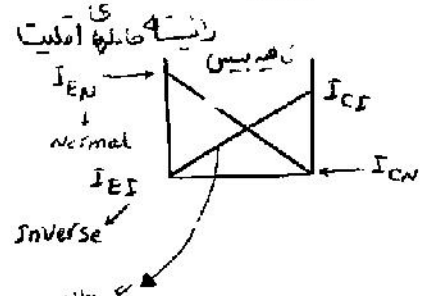
زمان اباشتگی

$t_s = t_{s1} + t_{s2}$

t_{s1} ← مدت زمانی که ترانزیستور در اشباع مانده و جریان کلکتور تغییر نکند

t_{s2} ← مدت زمانی که جریان کلکتور تغییر می‌کند تا وقتی که به 0.9 مقدار نهایی برسد.





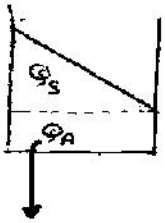
$I_{CN} = -\alpha_N I_{EN}$

$I_{EI} = -\alpha_I I_{CI}$

اگر ترانزیستور برعکس بسته شود

$I_E = I_{EN} + I_{EI}$

$I_C = I_{CN} + I_{CI}$



اشباع دانسیته برابر است با مجموع دانسیته‌های حاملهای قبل

حاملهای اقلیت اما فقط ذخیره شده در بیس (t_{s1} زمانی است که این حاملها از بیس تخلیه گردند)

حاملهای اقلیت زمان کم کم تخلیه می‌گردند

$I_C = I_{CS} = \frac{V_{CC}}{R_C}$, $I_{B1} = \frac{V_1}{R_S}$, $I_E = I_{EI} = -(I_{CS} + I_{B1})$

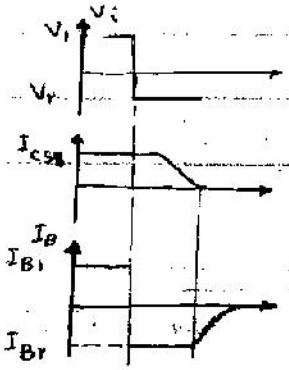
$I_{EI} = -\alpha_I \frac{I_C + \alpha_N I_E}{1 - \alpha_N \alpha_I}$

I_{EI} همیشه (بیشتر از I_{CI}) صفر می‌شود

اگر I_{EI} صفر شود، I_{CI} هم صفر خواهد بود.

$t_{s1} = \tau_s \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{I_{BA} - I_{B2}}$

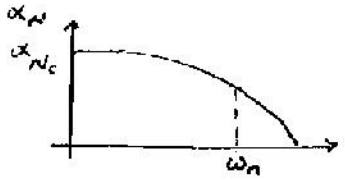
$I_{B2} = \frac{V_2}{R_S}$ ← جریانی است که باید در جهت عکس از ترانزیستور عبور کند



شکل موج جریان در پایه‌های ترانزیستور

$$\tau_s = \frac{\omega_n + \omega_I}{\omega_n \omega_I (1 - \alpha_{N_o} \alpha_{I_o})}$$

α یک ترانزیستور تابع فرکانس است.

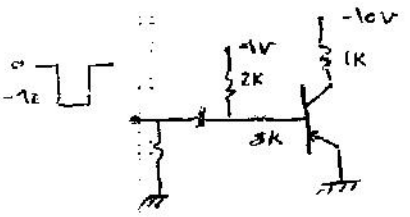


$$\alpha_N = \frac{\alpha_{N_o}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}}$$

$$\alpha_I = \frac{\alpha_{I_o}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_I}}$$

مثال: در مدار داده شده فرض و خواهیم سینم

$t_{s_1} = ?$ چقدر است اگر $v_i = 0$ باشد $\leftarrow t_{s_1}$



$h_{FE} = 100$ $\quad f_n = 1.2 f_T$ $\quad f_I = 1\,MHz$

$\alpha_{N_o} = 99$ $\quad \alpha_{I_o} = 0.5$

$f_T = 10\,MHz$

$h_{FE} = 100$

$$I_{B_1} = \frac{-8}{8K} = -1\,mA \qquad I_{B_2} = \frac{4}{8} = 0.5\,mA \qquad I_{BA} = \frac{I_{CS}}{h_{FE}} =$$

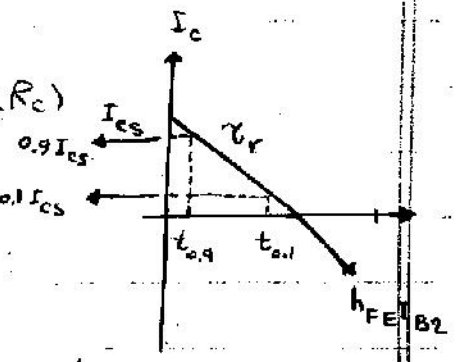
$$\tau_s = \frac{2\pi(12+1)}{(2\pi)^2(12\times 1)} \left\{1 - (0.99)(0.5)\right\} = 0.34\,\mu sec$$

$$\longrightarrow t_{s_1} = 0.34 \ln \frac{-1-0.5}{-0.1-0.5} = 0.31\,\mu sec$$

اگر $v_i = 0 \longrightarrow I_{B_2} = 0 \longrightarrow t_{s_1} = 0.78\,\mu sec$ $\quad (I_{B_2} = \frac{v_i}{R_s})$

$t_{s_2} \longrightarrow$ Fall time دیگر

$$\tau_f = \tau_r = h_{FE}\left(\frac{1}{\omega_T} + C_c R_c\right)$$



$$N_2 = \frac{-h_{FE} I_{B2}}{I_{cs}} \longrightarrow$$

$$t_{s_2} = t_{0.9} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{1}{N_2}}{1 + \frac{0.9}{N_2}} \quad ; t_{0.1} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{1}{N_2}}{1 + \frac{0.1}{N_2}}$$

$$t_f = t_{0.1} - t_{0.9} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{0.9}{N_2}}{1 + \frac{0.1}{N_2}}$$

اگر $N_2 \gg 1 \longrightarrow t_f = \tau_r \ln\left(1 + \frac{0.9}{N_2}\right)$

$$\longrightarrow t_f = \frac{0.8\,\tau_r}{N_2} = 0.8 \frac{\tau_r}{h_{FE}} \cdot \frac{I_{cs}}{I_{B2}}$$

مثال / $t_p, t_{s2} = ?$ $I_{B2} = -0.5\ mA$ $I_{CS} = -10\ mA$ $h_{FE} = 100$

سوال قبل

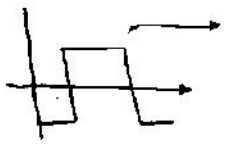
$$\frac{\tau_r}{h_{FE}} = 23\ nSec$$

$$N_r = \frac{-100 \times 0.5}{-10} = 5$$

$$\longrightarrow t_p = 23 \times 100 \ln \frac{1 + \frac{0.9}{5}}{1 + \frac{0.1}{5}} = 335\ nSec$$

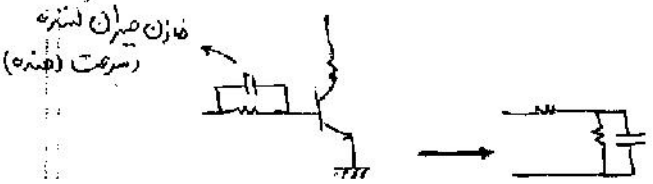
$$\longrightarrow t_{s2} = t_{0.9} = 23 \times 100 \ln \frac{1 + 1/5}{1 + \frac{0.9}{5}} = 39\ nSec \qquad t_s = t_{s1} + t_{s2} = 310 + 39 = 349\ nSec$$

$$\longrightarrow t_{off} = t_s + t_p = 349 + 335 = 680\ nSec$$



$V_1 \uparrow \longrightarrow t_{on} \downarrow$

$|V_1| \uparrow \longrightarrow t_{off} \downarrow$



برای بهترین زمان خاموش $RC = \tau_b$

عمر متوسط حاملهای اقلیت

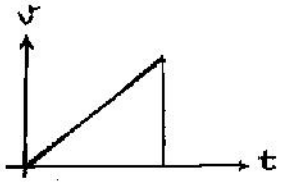
$$\tau_b = \frac{h_{fe}}{\omega_T}$$

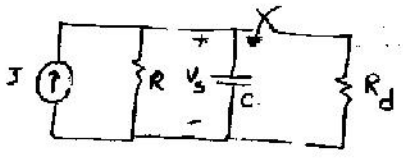
با قرار دادن یک خازن جبران کننده زمانهای سوئیچینگ را کاهش می‌دهیم

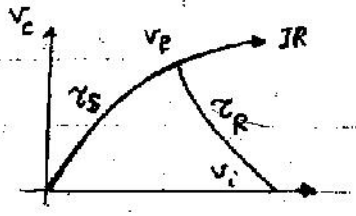
سوئیچهای ولتاژ:

می‌خواهیم یک موج دندانه اره‌ای چگونه تولید می‌شود

ولتاژ کاملاً خطی با زمان تغییر می‌کند.







$V_{SS} = JR$

$\tau_s = RC$

$V_{SS_R} = (R \| R_d) J$

$\tau_R = (R \| R_d) C$

خطی $V_s = V_{SS} - (V_{SS} - V_c)\, e^{-t/\tau_s}$

زمان سوئیچ $T_s = \tau_s \ln \frac{V_{SS} - V_c}{V_{SS} - V_p}$

هرچه R بزرگتر باشد بهتر است زیرا با بتا زمانی زیاد می‌شود.

SS هم زیاد می‌شود، می‌توانیم مستمی را خطی بگیریم. هرچه R_d کمتر باشد بهتر است زیرا زمان کمتری

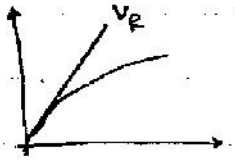
ولتاژ را کشد تا به مقدار اولیه برسد.

ایده‌آل $R=\infty$, $R_d=0$ ⟵ نمی‌توانیم T_S را حساب کنیم. راه‌حل:

$$V_s = \frac{1}{C}\int I\,dt \longrightarrow V_s = \frac{I}{C}t \longrightarrow V_p - V_i = \frac{I}{C}T_S$$

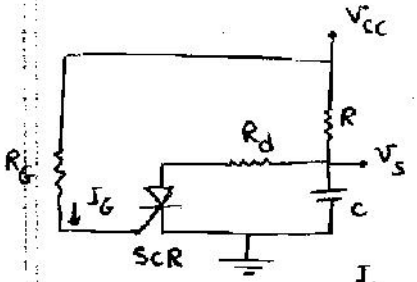
یعنی برای داشتن سوئیپ خطی باید خازن را با منبع جریان ثابت شارژ کنیم. باسط اکسپونشیال فوق در مقابله سوئیپ خطی و با توجه به اینکه τ بزرگ است. سوئیپ خطی بدست می‌آید. یا با داشتن مقادیر اولیه و داشتن یک نقطه معادله سوئیپ خطی بدست می‌آید.

$$V_s(t) = V_i + \frac{V_{ss}-V_i}{\tau_s}t \longrightarrow \text{خط تقریب شده اکسپونشیال}$$

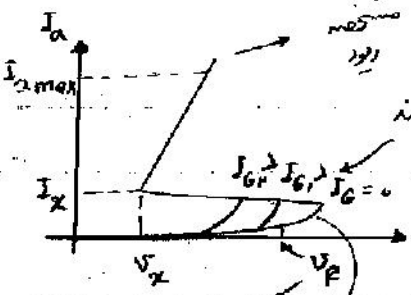


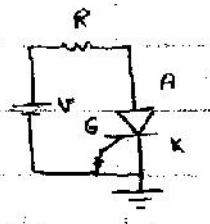
$$V_s(t) = V_i + \frac{V_{ss}-V_i}{\tau_s}t \qquad T_S = \tau_s \frac{V_p - V_i}{V_{ss}-V_i}$$

اگر $V_s = V_p - V_i \leq 0.8(V_{ss}-V_i)$ ⟵ خطا $\leq 2.5\%$ داشته سوئیپ



{ silicon controlled Rectifier : SCR
thyristor





ولتاژی که SCR روشن می‌شود.

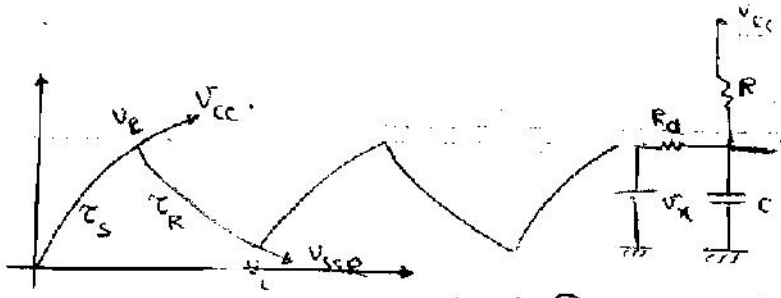
دیود (در بایاس مخالف) ⟵ جریان نشتی داریم.

اگر ولتاژ را کم کنیم تا جریان کمتر از I_x شود

SCR خاموش می‌شود و برای روشن کردن آن

ولتاژ زیاد V_p لازم است. ابتدا چون ولتاژ خازن کم است SCR روشن نمی‌شود تا به V_p برسد.

وقتی روشن شد خازن با R_d شارژ می‌شود تا جریان کمتر از I_x شود و دوباره شارژ می‌شود.



بازگشت SCR : V_{SSR} باز

$\tau_R = (R \| R_d)\, C$

* R_G فقط I_G را تعیین می‌کند و در جریان آند-کاتد نقشی ندارد.

$$V_{SSR} = V_{cc}\frac{R_d}{R+R_d} + V_x \frac{R}{R+R_d}$$

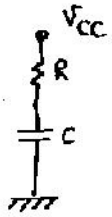
SCR وقتی خاموش می‌شود که از R_d، I_x (یا کمتر) بگذرد.

$$V_i = I_x R_d + V_x \qquad V_{SSR} \cong V_x$$

زمان بازگشت سوئیپ

$$T_R = \tau_R \ln \frac{V_{SSR} - V_g}{V_{SSR} - V_i} \longrightarrow I_x R_d + V_x$$

ساختن سوئیپ:



SCR قطع می‌شود ←

$\tau_s = RC$

$V_{SS} = V_{cc}$ ، $T_s = \tau_s \ln \frac{V_{SS} - V_i}{V_{SS} - V_g}$

$$\frac{V_g - V_x}{R_d} \le I_{amax} \longrightarrow R_d \ge \frac{V_g - V_x}{I_{amax}}$$

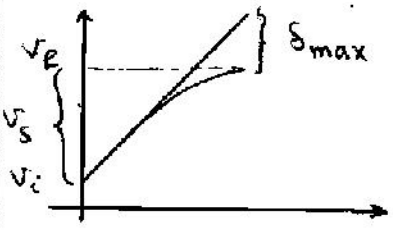
برای اینکه SCR بتواند خاموش شود باید $V_i > V_{SSR}$ ←

باز C

$$\frac{V_{cc} - V_x}{R + R_d} < I_x$$

کم R_d

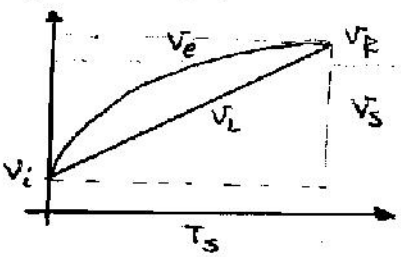
$$R \ge \frac{V_{cc} - V_x}{I_x} \simeq \frac{V_{cc}}{I_x}$$



خطی بودن سوئیپ:

$$NL = \frac{\delta_{max}}{V_s} \longrightarrow \text{غیرخطی بودن}$$

در این روش غیرخطی بودن زیاد می‌شود.



$$\delta(t) = V_e(t) - V_L(t) \longrightarrow NL = \frac{\delta_{max}}{V_s}$$

می‌خواهیم ببینیم سرعت به چه مقدار خطی است با ... با انتقال موازی به V_i

$$V_L(t) = \frac{V_s}{T_s} t$$

$$V_e(t) = V_{ss} - (V_{ss} - V_i) e^{-t/\tau_s} \quad - V_i = (V_{ss} - V_i)(1 - e^{-t/\tau_s})$$

$$V_e(t)\Big|_{t=T_s} = V_s \longrightarrow V_{ss} - V_i = \frac{V_s}{1 - e^{-T_s/\tau_s}} \longrightarrow$$

$$\longrightarrow V_e(t) = \frac{V_s}{1 - e^{-T_s/\tau_s}} (1 - e^{-t/\tau_s})$$

معادله اکسپونشیال برحسب تقریبی که داریم.

حال δ_{max} را بدست می‌آوریم. t نسبت به τ_s یا T_s نسبت به τ_s خیلی کوچک نیست زیرا قسمت خطی و کوچکی از تابع نمایی را در نظر گرفتیم.

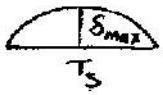
$$e^{-t/\tau} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2!\tau^2} - \cdots$$

با در نظر گرفتن سه جمله بسط ←

$$V_e(t) = \frac{\tau_s V_s}{T_s(1 - \frac{T_s}{2\tau_s})} \left[\frac{t}{\tau_s} - \frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau_s}\right)^2\right]$$

$$\delta_{max} = V_e(t) - V_L(t)\Big|_{t=\frac{T_s}{2}} \longrightarrow$$

زیرا قسمتی از تابع نمایی را می‌توانیم قسمتی از دایره در نظر بگیریم.



$$\longrightarrow \delta_{max} = V_s\left[\frac{T_s}{8\tau_s} - \frac{1}{16}\left(\frac{T_s}{\tau_s}\right)^2\right] \simeq \frac{V_s T_s}{8\tau_s}$$

$$NL = \frac{\delta_{max}}{V_s} = \frac{T_s}{8\tau_s} \longrightarrow NL\% = 12.5\,\frac{T_s}{\tau_s}$$

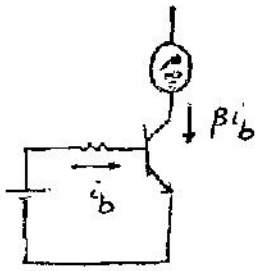
یعنی سوئیچی که به صورت خط تقریب بزنیم دارای درجه غیرخطی به صورت نوک است.

$$T_s = \tau_s \ln \frac{V_{ss} - V_i}{V_{ss} - V_f} \longrightarrow \frac{T_s}{\tau_s} = \ln \frac{V_{ss} - V_i}{V_{ss} - V_f} = \ln \frac{1 - \frac{V_i}{V_{ss}}}{1 - \frac{V_f}{V_{ss}}} \qquad V_i, V_f < V_{ss}$$

$$\longrightarrow \frac{T_s}{\tau_s} = \ln\left(1 - \frac{V_i}{V_{ss}}\right)\left(1 + \frac{V_f}{V_{ss}}\right) \longrightarrow \frac{T_s}{\tau_s} = \ln\left(1 + \frac{V_f - V_i}{V_{ss}} - \frac{V_i V_f}{V_{ss}^2}\right)$$

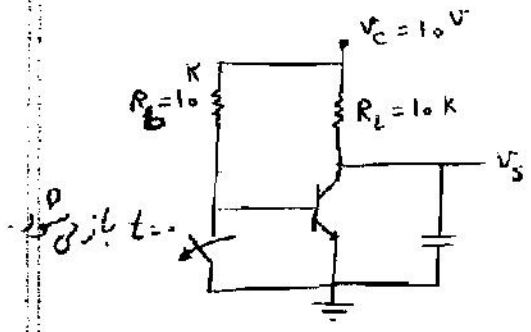
$$\frac{T_s}{\tau_s} \cong \ln\left(1 + \frac{\overbrace{V_f - V_i}^{V_s}}{V_{ss}}\right) \simeq \frac{V_s}{V_{ss}} \longrightarrow NL/ = 12{,}5 \frac{V_s}{V_{ss}}$$

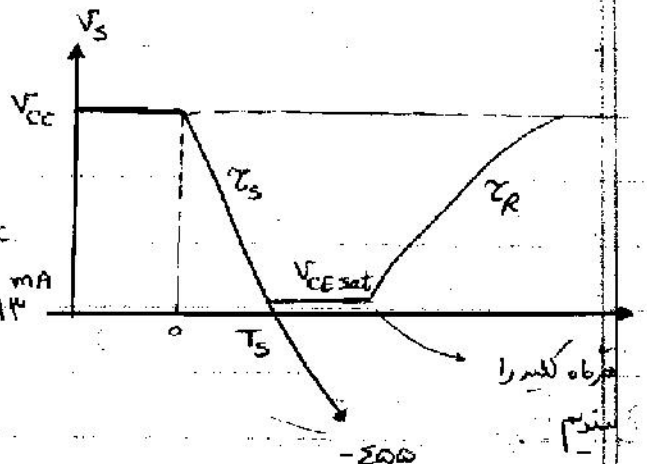
روش دیگر ساختن سوئیپ:



ترانزیستور به عنوان منبع جریان ثابت کار می‌کند. کدام آن برای شارژ خازن استفاده می‌کنیم.

$\beta = 50$ ، V_s را برحسب t رسم کنید.





$t=0^-$ کلید بسته T : off $\longrightarrow V_s = V_{cc}$

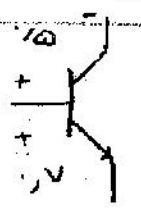
$t=0^+$ کلید باز $\longrightarrow I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_b} = 0{,}93\ mA$

$I_C = \beta I_B = 46{,}5\ mA$

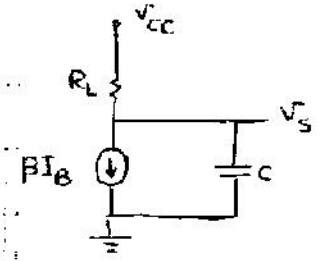
T جریان اشباع $= \frac{10}{10K} = \frac{V_{cc}}{R_L} = 1\ mA$

هرگاه کلید را ببندیم ...

به نظر می‌رسد T به اشباع می‌رود



چون خازن تغییر ولتاژ ناگهانی نمی‌دهد. $V_{CE} = 10 > 0.2$ پس T در منطقه فعال است و جریان توسط خازن تامین می‌شود.



چون منبع جریان وابسته ثابت است آنرا باز

در نظر می‌گیریم $\tau_S = RC$

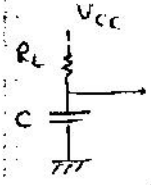
$$V_{SS} = V_{CC} - \beta I_B R_L = -455$$

چون 10 از 455 را برداشته ایم این مقدار خطی است.

$$T_S = \tau_S \frac{V_F - V_i}{V_{SS} - V_i} = \tau_S \frac{V_{CEsat} - V_{CC}}{V_{CC} - \beta I_B R_L - V_{CC}} = 0.021\,\tau_S$$

$$\%NL = 12.5 \frac{T_S}{\tau_S} = 0.2625\%$$

بازگشت: کلید مجدداً بسته ← T قطع ← مدار معادل ←



$$\tau_R = \tau_S = R_L C$$

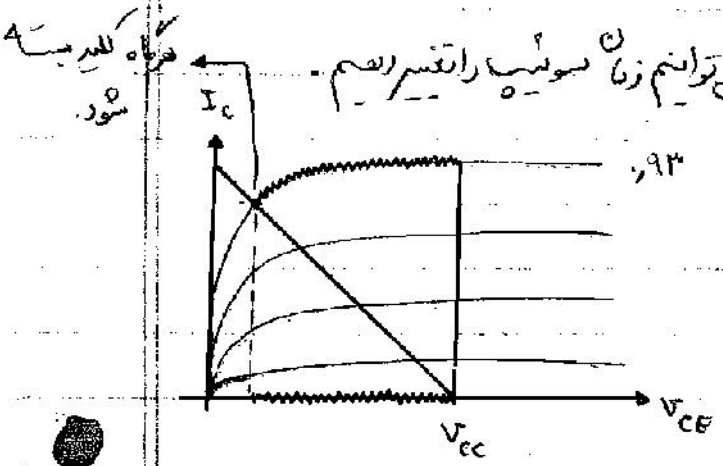
زمان بازگشت $T_R = 4\tau_R \gg T_S$

اشکالات این سوئیچ:

1- بازگشت طولانی زیرا اگر به V_{CC} برنگردد نمی‌توانیم دوباره سوئیچ را بسازیم.

2- وابستگی زمان به β: با تغییر β زمان سوئیچ تغییر می‌کند.

* اگر به جای R_b مقاومت متغیر قرار دهیم می‌توانیم زمان سوئیچ را تغییر دهیم.

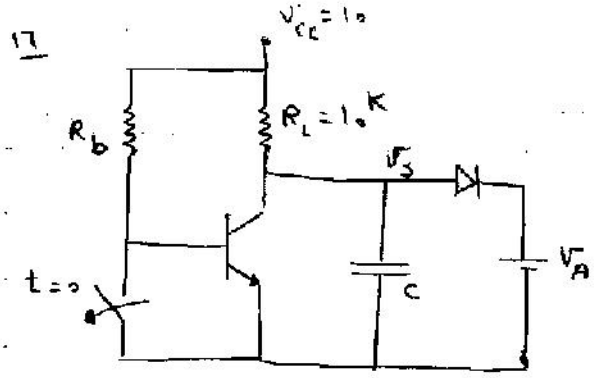


سوال: تغییر ولتاژ در استاد خط سیاه است یا خیر؟ چرا؟

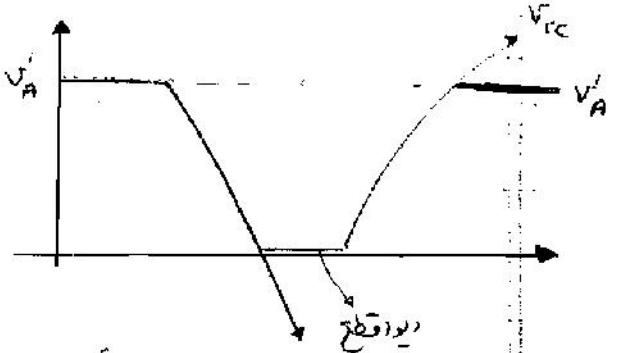
وقتی کلید قطع می‌شود V_{CE} روی خط افقی تغییر می‌کند

و وقتی وصل می‌شود به ازای جریان 0.93.

ناصیه مقال هاشور خورده است.



کنترل دقیق بر زمان سوئیچ :



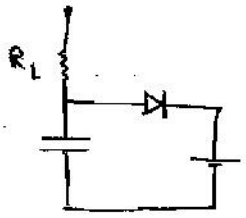
$V'_A = V_A + V_D$ ، کلید بسته $T_{ON} \rightarrow V_s = V'_A$

سوئیچ مانند قبل ساخته می‌شود $\longrightarrow T_{ON} \longrightarrow$ کلید باز

$$T_s = \tau_s \frac{V_{CE\,sat} - V'_A}{V_{cc} - \beta I_B R_L - V'_A} \simeq \tau_s \frac{V'_A - V_{CE\,sat}}{\beta I_B R_L}$$

با تغییر V'_A زمان سوئیچ عوض می‌شود.

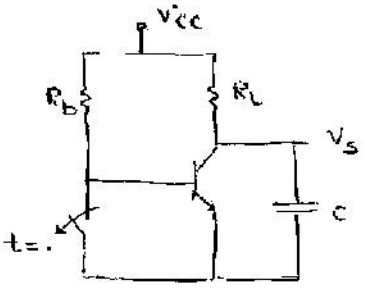
بازگشت :

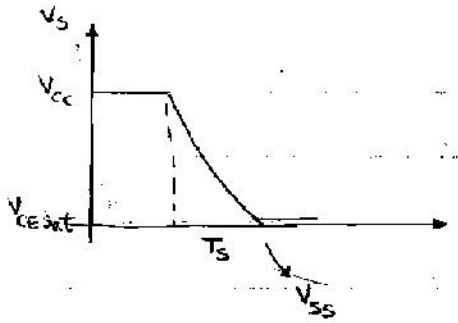


$$\tau_R = RC \qquad T_R = \tau_R \ln \frac{V_{cc} - V_{ce\,sat}}{V_{cc} - V'_A}$$

زیرا منبع خازن در $\longrightarrow$ یعنی پراکنده قبل $V'_A = 10\% V_{cc}$ $\longrightarrow$ اگر $T_R = .69\,\tau_R$ سرعت تغییر می‌کند.

ترانزیستور به عنوان منبع جریان ثابت





$$\tau_s = R_L C$$

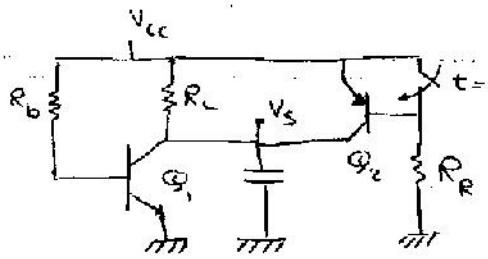
$$V_{ss} = V_c - \beta i_b R_L$$

$$\tau_R = R_L C$$

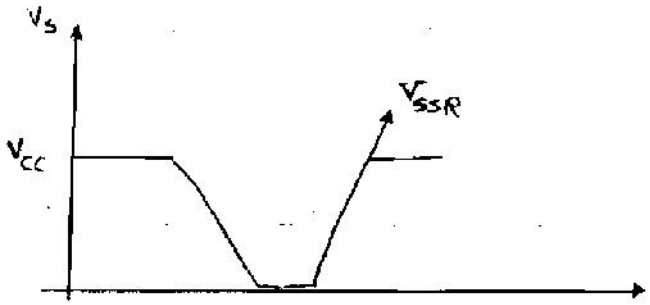
$$T_s = \tau_s \frac{V_{cc} - V_{CE\,sat}}{\beta i_b R_L}$$

$NL\% = 0.265\%$

چند ورژن مدار:



ابتدا کلید باز:



ابتدا کلید باز ترانزیستور ON

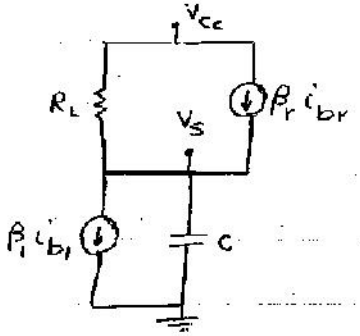
$V_o = ?$ ⟶ $V_o \simeq V_{cc}$

مثال: Q_1: ON ، Q_2: OFF در $t=0$ کلید بسته

پس مانند حالت قبل سوئیچ ساخته می‌شود

بازگشت سوئیچ ⟶ ترانزیستور فعال می‌شود

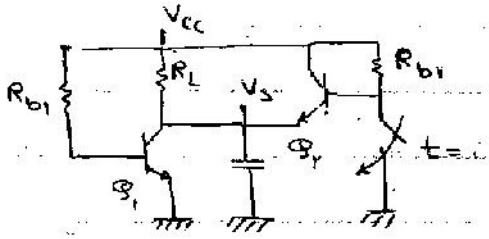
کلید مجددا باز

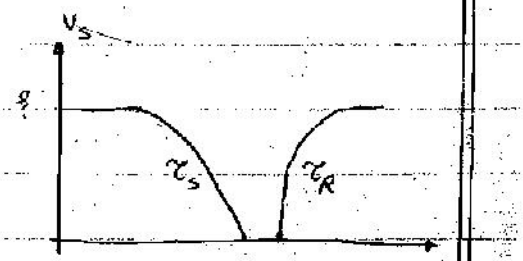


$\tau_R = R_L C$

$V_{SSR} = V_{cc} + (\beta_2 i_{b2} - \beta_1 i_{b1}) R_L$

if $\beta_2 i_{b2} > \beta_1 i_{b1}$ ⟶ $V_{SSR} > V_{cc}$





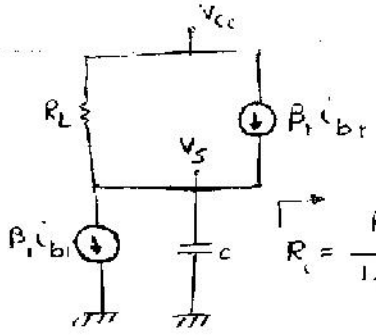
کلید ابتدا باز: $V_o = ?$ ترانزیستور ON

Q_1: active ، Q_2: off در $t=0$ کلید بسته

و مانند حالت قبل سوئیچ ساخته می‌شود

بازگشت

کلید مجدداً باز : تغذیه ترانزیستور فعال

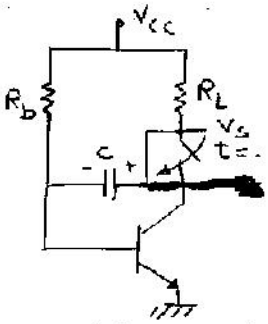


$R_i = \frac{R_{b2}}{1+\beta_1}$ $\quad \tau_R = (R_L \,//\, \frac{R_{b2}}{1+\beta_1})\, C$

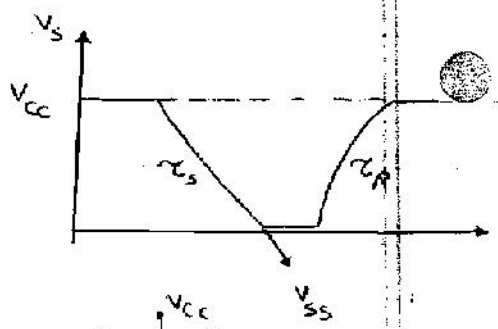
ثابت زمانی کوچک شده و سوئیچ بازیابی کوتاهتری دارد.

$V_{SSR} =$

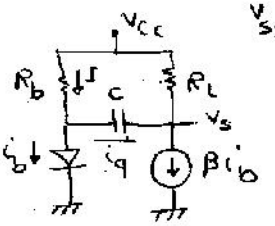
سوئیچ میلر: (خطی کردن با فیدبک جریان)



ابتدا کلید باز: ترانزیستور قطع

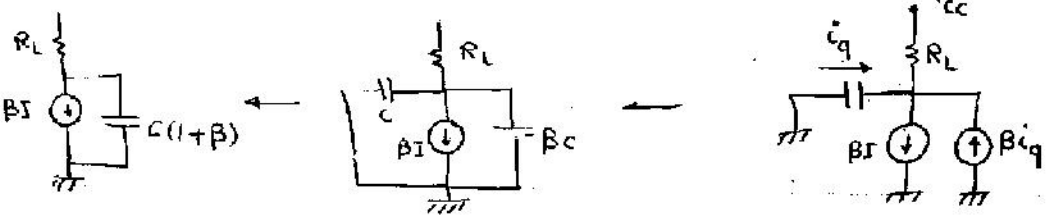


کلید در $t=0$ بسته می‌شود ترانزیستور فعال



$I = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_b}$

$i_b = I - I_q$



$\tau_s = R_L C (1+\beta)$

$V_{SS} = V_{cc} - \beta I R_L$

$T_s = \tau_s \frac{V_f - V_i}{V_{ss} - V_i} = R_L C (1+\beta) \frac{V_{CE\,sat} - V_{cc}}{V_{cc} - \beta I R_L - V_{cc}}$

$T_s \cong \frac{V_{cc}}{I} C \cong R_b C$ $\quad$ مستقل از β

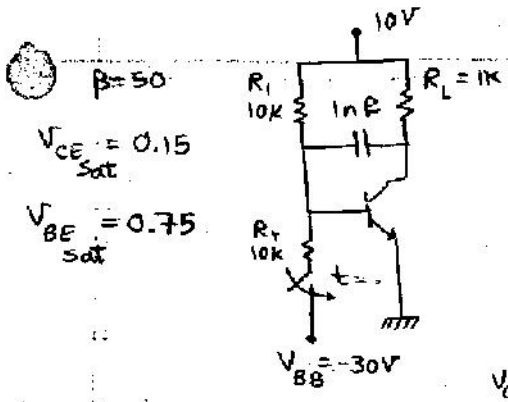
بازگشت: کلید مجدداً باز می‌شود.

ترانزیستور قطع T: off

$\tau_R = R_L C$

بازگشت طولانی است

سوئیچ ترانزیستوری در حالت دینامیک



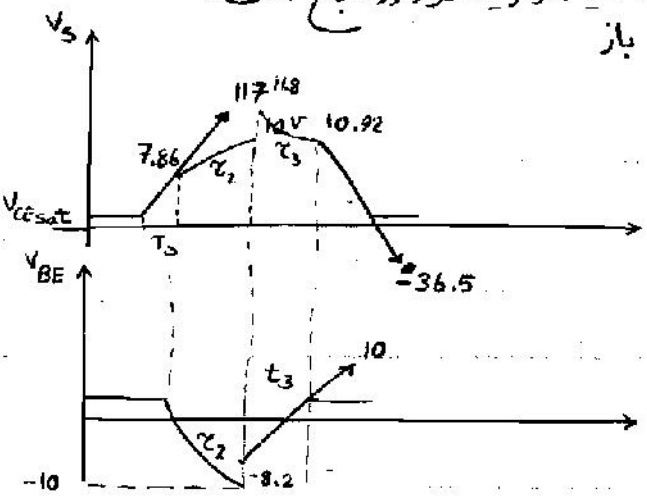
$\beta = 50$

$V_{CE_{sat}} = 0.15$

$V_{BE_{sat}} = 0.75$

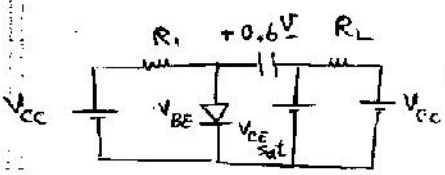
در $t=0$ کلید، ترانزیستور را اشباع است.

باز

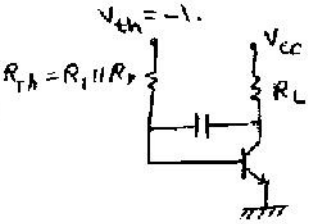


در $t=0$ کلید بسته می‌شود.

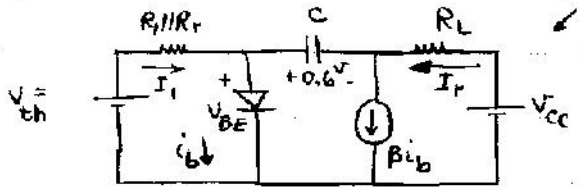
فرض کنیم ترانزیستور به ناحیه فعال برود



مدار بستن کلید ($t=0^-$)



مدار بستن کلید ($t=0^+$)



$$I_1(0^+) = \frac{V_{th} - V_{BE}}{5K} = -2.14\ mA$$

$$I_2(0^+) = \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{R_L} = 9.85\ mA$$

$$I_2 - \beta i_b = -I_1 + i_b \longrightarrow \boxed{i_b = \frac{I_1 + I_2}{1+\beta}}$$

$$t = 0^+ \longrightarrow i_b = 151\ \mu A$$

ترانزیستور فعال

if $\beta i_b < I_2 \longrightarrow$ T: active

$$\beta i_b = \beta \frac{I_1 + I_2}{\beta + 1} < I_2 \longrightarrow -I_1 < \frac{I_2}{\beta}$$

با توجه به منفی بودن I_1 و مثبت بودن I_2 این وضعیت وجود دارد.

پس بدین ترتیب سوئیچ مدار صلوری را داریم.

$$V_{SS_1} = V_{CC} - \beta I_1 R_L = +117\ V$$

$$\tau_S = R_L C (1+\beta) = 51\ \mu sec$$

سوئیچ وقتی خاتمه می‌یابد که ترانزیستور قطع شود ($i_b = 0$)

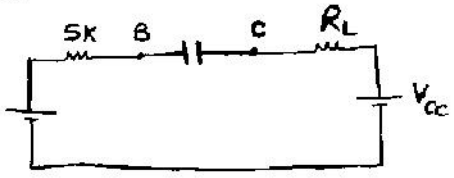
$i_b = 0 \longrightarrow I_f = -I_1$ آنگاه از مدار $I_f = -I_1$ شود ترانزیستور قطع می‌شود.

$V_S(T_S) = V_{CC} - R_L \times 2.14 = 7.86\ V$

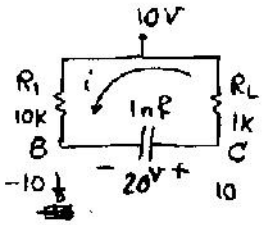
$T_S = 51\mu \dfrac{7.86 - 0.15}{117 - 0.15} = 51\mu$

$V_{Th} = -10^V$

$\tau_2 = (R_L + 5K)C = 6\ \mu sec$



بازگشت سوئیچ: کلید مجدداً بار ← فرض ترانزیستور در قطع باقی بماند



$i(0^+) = \dfrac{20}{R_L + 5}$ $\quad V_C = R_L i + V_{CC} = 11.8\ V$

$V_B = -(i \times R_1) + V_{CC} = -8.2$

چون B (بیس) منفی است پس ترانزیستور قطع است.

$\tau_3 = (R_L + R_1)C = 11\mu$ $\longrightarrow$ $V_{SS_1} = V_{CC} - \beta I_1 R_L = 10 - \beta \dfrac{10 - 0.7}{R_1} R_L$

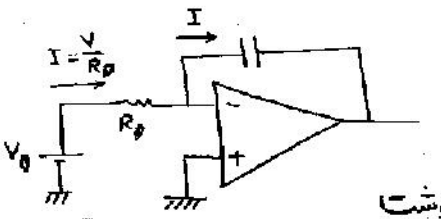
$= -36.5$

$t_3 = 11 \ln \dfrac{10 - (-8.2)}{10 - 0.7} = 7.4$

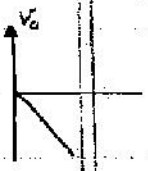
$\tau_3 = R_L C(1 + \beta)$

$\longrightarrow T_R = \tau_3 \ln \dfrac{-36.5 - 10.92}{-36.5 - 0.15} = 13.32\ \mu sec$

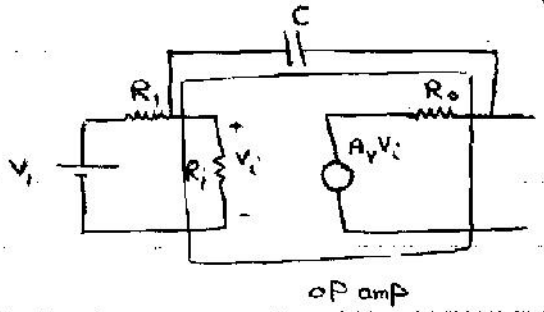
سوئیچ سلیکون تایر: (خطی گران با فیدبک ولتاژ)



$V_o = -\dfrac{1}{C}\int I\,dt = -\dfrac{V}{RC}t$

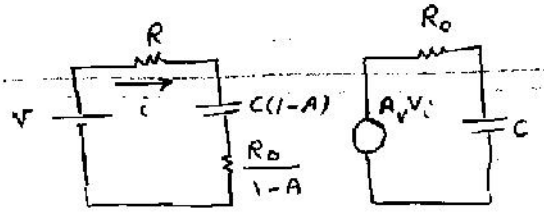


با تغییر پلاریته V ولتاژ سوئیچ صلوری راست



$V = \dfrac{V_1}{R_1 + R_i} R_i \simeq V_1$

$R = R_1 // R_i \simeq R_1$



از اثر باری C در خروجی صرف نظر کرد

چون R_c بزرگ است فرض کنید از انشعاب گیری را

در دوردی داریم

$$i = \frac{V}{R + \frac{R_o}{1-A}}$$

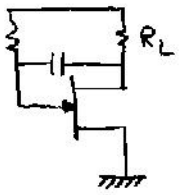
$$\begin{cases} V_i = R_o i/(1-A) + \frac{1}{C_1}\int i\,dt \\ V_o = A V_i \end{cases} \qquad C_1 = C(1-A)$$

$$|A| \simeq |1-A|$$

$$\longrightarrow V_o = -\frac{R_o}{R} V - \frac{V}{R_c} t$$

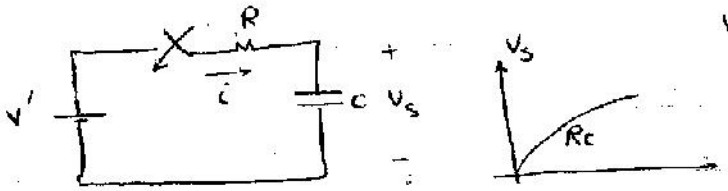
مثال: با انتخاب پله‌ای به V از توان سوئیچ صعودی یا نزولی راست با تقویت کننده‌ای با بهره ۱۰۰۰ و ولتاژ $V = 10^{-3}$ در خروجی سوئیچی با دامنه 10^{-3} داشته باشیم. بنابراین $V_i = \frac{10}{1000} = 10^{-3}$ مورد نیاز ما خواهیم است

این کلید کوچکی از کل آکسیوتانسیل ورودی $V_{sig} = 10^{-3}$ است بنابراین بسیار خطی است.

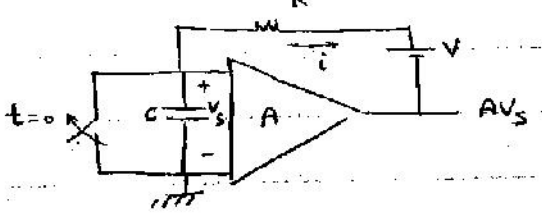


نمونه discrete سوئیچ سیلر ولتاژ

سوئیچ bootstrap



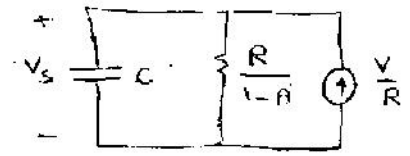
سوئیچ خطی $i_c = \frac{V}{R} = dc \longrightarrow$ $V' = V + V_s$ اگر $i = \frac{V' - V_s}{R}$

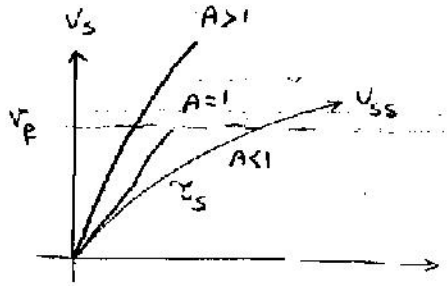


$$i_c = \frac{V + AV_s - V_s}{R} = \frac{V}{R} - \frac{(1-A)V_s}{R}$$

شارژ خطی $A = 1$

شارژ غیرخطی $A \neq 1$





$$\tau_s = \frac{RC}{1-A}$$

$$V_{ss} = \frac{V}{1-A}$$

$$V_s(t) = \frac{V}{1-A}\left(1 - e^{-\frac{1-A}{RC}t}\right)$$

$$A=1 \longrightarrow V_s(t) = \frac{1}{C}\int i\,dt = \frac{V}{RC}t$$

اشکال این سوئیپ وابستگی زمان سوئیپ به بهره تقویت کننده می باشد.

بررسی وابستگی زمان سوئیپ به A:

$$t_a = \frac{RC}{1-A} \operatorname{Ln} \frac{\frac{V}{1-A}}{\frac{V}{1-A} - V_f} = \frac{RC}{1-A} \operatorname{Ln} \frac{V}{V - V_f(1-A)}$$

if $V_f = V \longrightarrow t_a = \frac{RC}{1-A} \operatorname{Ln} \frac{1}{A}$

$t_\ell = RC$

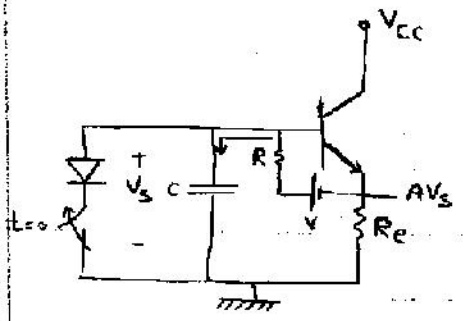
$$\rightarrow \frac{t_a}{t_\ell} = \frac{1}{1-A} \operatorname{Ln} \frac{1}{A}$$

$A = 0.95 \longrightarrow \frac{t_a}{t_\ell} = 1.082$ 8٪ بیشتر از زمان خطی

$A = 1.05 \longrightarrow \frac{t_a}{t_\ell} = 0.976$

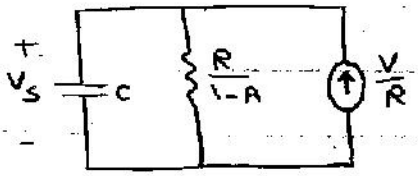
هرچه V_f نسبت به $\frac{V}{1-A}$ بیشتر شود اختلاف t_a و t_ℓ بیشتر می گردد.

سوئیپ Bootstrap با BJT:



این ایده به خاطر شرط شدن سوئیپ از روی خط بازشدن کلید قرار داده شده است.

$$i_c = \frac{V + AV_s - V_s}{R} = \frac{V}{R} - \frac{(1-A)}{R}V_s$$



$$V_{ss} = \frac{V}{1-A} \qquad V_s(t) = V_D + \frac{V_{ss} - V_D}{\tau_s}t$$

$$\tau_s = \frac{RC}{1-A} \qquad V_o = A\frac{V_{ss} - V_D}{\tau_s}t$$

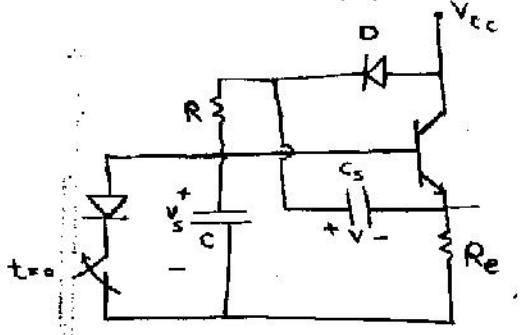
بهره در مقدار dc ضرب می شود

(خروجی از مقدار صفر شروع می شود)

$$V_o(T_s) = V_{cc} - V_{CE_{sat}}$$

$$T_s = \frac{R_c}{1-A} \cdot \frac{V_{cc} - V_{CE\,sat}}{\frac{A}{1-A} V' - V_D \frac{A}{A}}$$

منبع تغذیه خازنی:



$$V_q(\bar{o}) = V_{cc} - V_D$$

با شروع سوئیچ $V_x = V_{cc} - V_D + AV_s$

کلید باز

بنابراین الوا D قطع می‌گردد و سوئیچ باشد

حالت قبل ساخته می‌شود.

با تمام شدن سوئیچ خازن C_s از طریق R_e دوباره شارژ می‌شود.

$\tau_R =$

$$\Delta Q = C_s \Delta V = C(V_{cc} - V_D) \rightarrow \Delta V = \frac{C}{C_s}(V_{cc} - V_D)$$

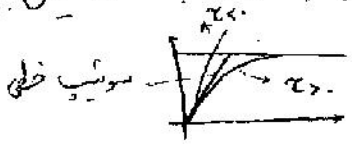
$$\tau_R = R_e C$$

هرچه C_s بزرگتر باشد تغییر ولتاژ کم‌تر می‌شود

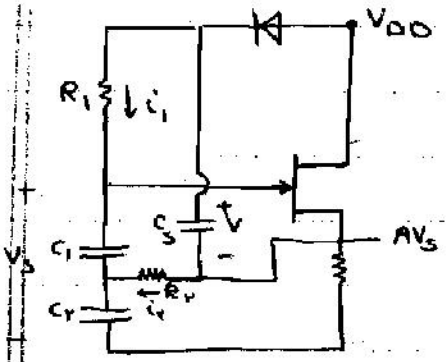
ازطرفی هر چه C_s بزرگتر باشد شارژ دوباره آن زمان طولانی‌تری خواهد بود.

← اگر بتوانیم در شارژ خازن یک ثابت زمانی ساده جور درآوریم تا اثر ثابت زمانی هشت‌راه از بین برود و سوئیچ خطی ایجاد کند.

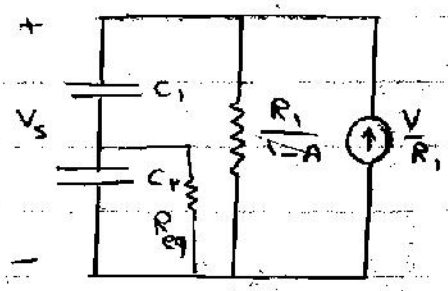
بنابراین از مدار زیر استفاده می‌کنیم.



Double Bootstrapping



$$i_1 = \frac{V + AV_s - V_s}{R_1} = \frac{V}{R_1} - \frac{(1-A)V_s}{R_1}$$



$$i_2 = \frac{AV_s - V_s \frac{C_1}{C_1+C_2}}{R_2} = \frac{C_1 V_s}{C_1+C_2}\left(\frac{A\frac{C_1+C_2}{C_1} - 1}{R_2}\right)$$

۲.

$$R_{eq} = \frac{R_2}{1 - \frac{C_1+C_2}{C_1} A}$$

if $A\frac{C_1+C_2}{C_1} > 1 \longrightarrow$ or $A > \frac{C_1}{C_1+C_2} \longrightarrow R_{eq} < 0$

$$V_S = \frac{V}{1-A}\left[(1-e^{-t/\tau_1}) - \frac{C_1}{C_1+C_2}(1-e^{-t/\tau_2})\right]$$

$$\tau_1 = \frac{R_1}{1-A}\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} \qquad \tau_2 = R_{eq}C_2$$

در عمل با انتخاب R_2 و تغییر ست C_1 به C_2 می‌توان تصحیح لازم را انجام داد.

C_1/C_2 را آنقدر تغییر دهیم تا سوئیپ خطی شود.

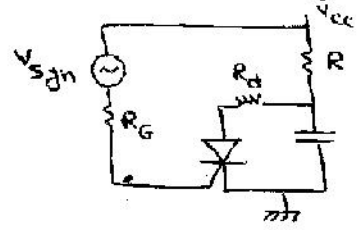
۲۱ اردیبهشت دوشنبه امتحان پایان ترم
تا آخر سوئیپ

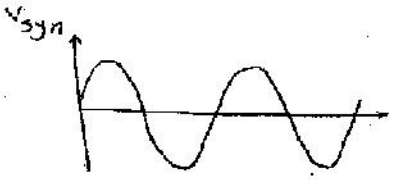
synchronization (همزمانی):

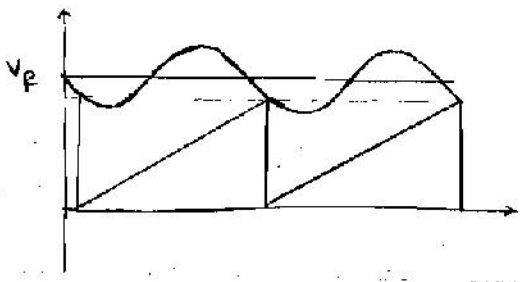
زمان سوئیپ به عواملی چندبستگی دارد:

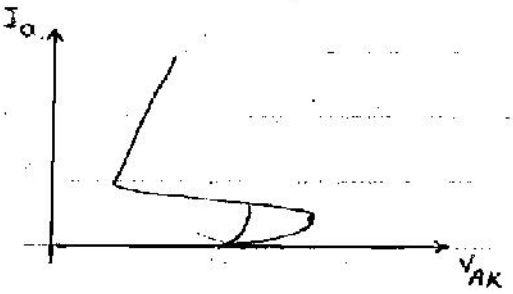
ثابت زمانی R_1C_1 و تاثیر دیود و نهایی شارژ خازن - منبع ولتاژ.

این پارامترها کاملاً ثابت نیستند و بر اثر عواملی چون تغییر درجه حرارت، تغییر ولتاژ خطی، عمر قطعات و نویز تغییر تراکنزیستور تغییر می‌کنند. این سبب jitter می‌شود

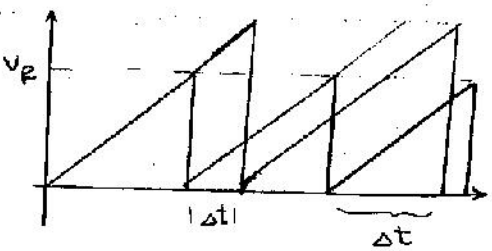


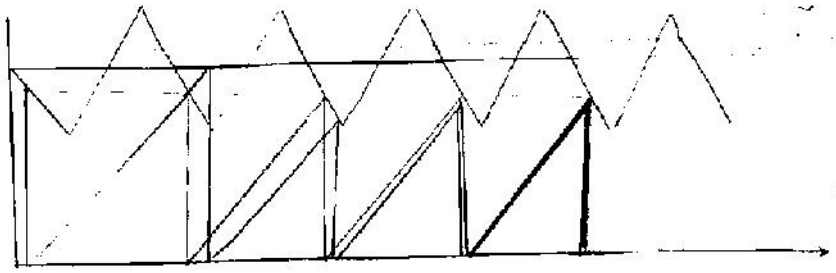




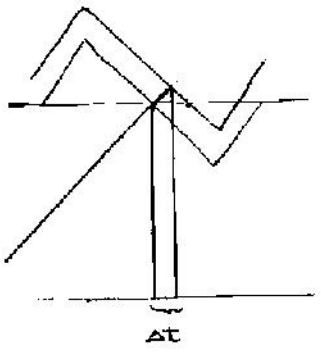


شکل‌های V_R و V_{sync} را تغییر دهید

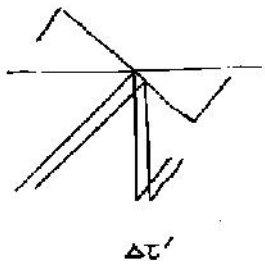




به تدریج کم نمونه می‌شود.



Δt



$\Delta t'$

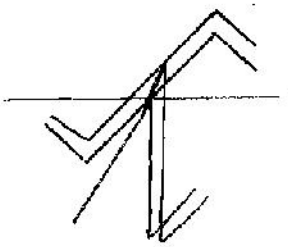
$$\delta = \frac{\Delta t'}{\Delta t} < 1$$

$$\Delta t' = \delta \Delta t$$

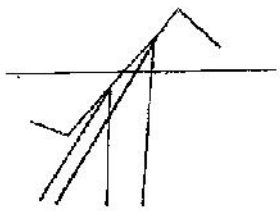
$$\Delta t'' = \delta \Delta t' = \delta^2 \Delta t$$

$$\lim \delta^n \Delta t \longrightarrow 0$$

$n = \text{large}$



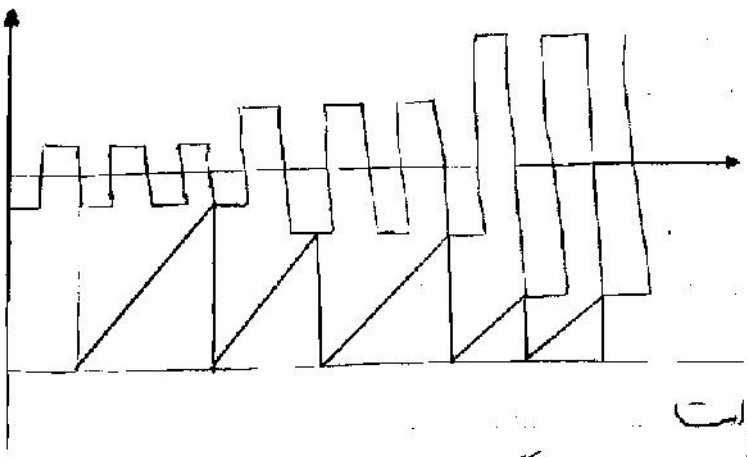
Δt



$\Delta t'$

$$\Delta t' > \Delta t$$

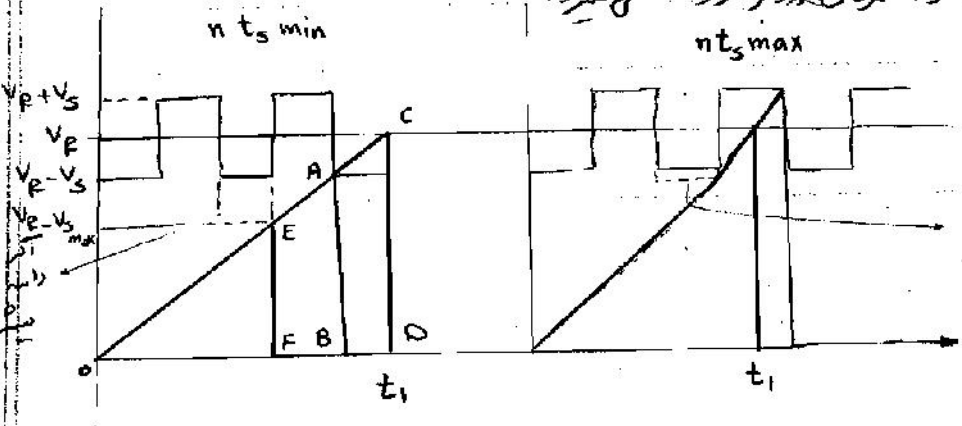
مناطق نمونه‌برداری



دانستن سگنال نمونه‌برداری مهم است

اگر دامنه بزرگتر شود نمونه‌برداری بدتر صورت می‌گیرد.

موج سینوسی:



$$\triangle AB \sim \triangle CD \longrightarrow \frac{AB}{CD} = \frac{OB}{OD} \longrightarrow \frac{V_p - V_s}{V_p} = \frac{nt_{s\,min}}{t_1} \longrightarrow$$

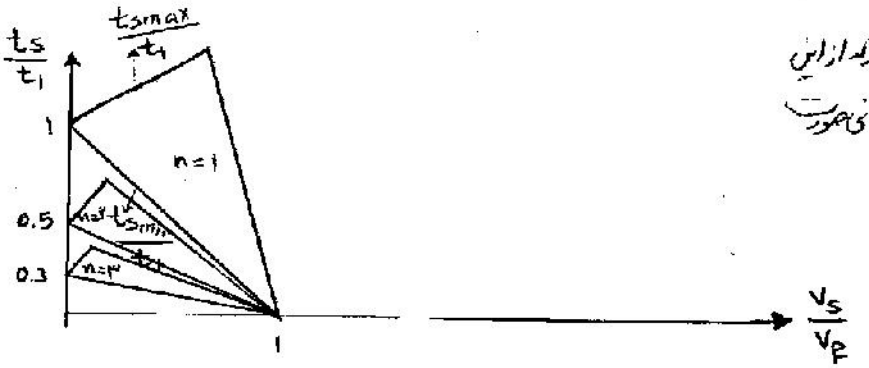
$$\frac{t_{s\,min}}{t_1} = \frac{1}{n}\left(1 - \frac{V_s}{V_p}\right) \quad (1)$$

$$\frac{V_p + V_s}{V_p} = \frac{nt_{s\,max}}{t_1} \longrightarrow \frac{t_{s\,max}}{t_1} = \frac{1}{n}\left(1 + \frac{V_s}{V_p}\right) \quad (2)$$

اگر دامنه بیشتر شود لغزش‌های بهم می‌خورد.

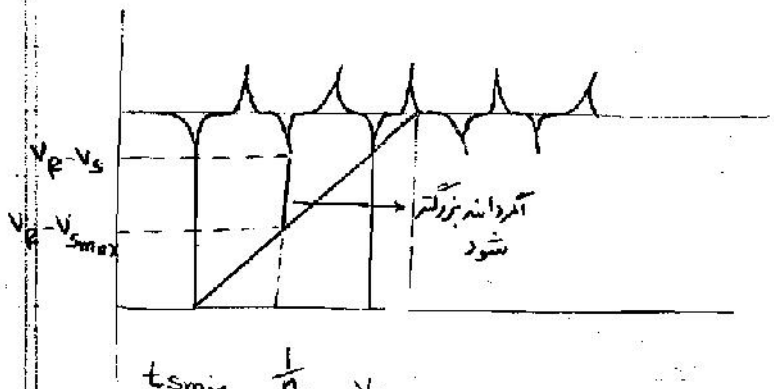
$$\triangle CD \sim \triangle EF \longrightarrow \frac{EF}{CD} = \frac{OF}{OD} \longrightarrow \frac{V_p - V_{s\,max}}{V_p} = \frac{nt_s - \frac{t_s}{2}}{t_1} \longrightarrow$$

$$\longrightarrow \frac{V_{s\,max}}{V_p} = 1 - \frac{2n-1}{2}\,\frac{t_s}{t_1} \quad (3)$$



اگر دامنه موج طوری باشد که از این مثلث خارج نشود لغزش‌ها بصورت می‌گیرد.

هرچه n کوچکتر شود لغزش‌ها زودتر صورت می‌گیرد.



موج سوزنی:

چون موج سوزنی خیلی باریک است عملاً شکاف لغزش‌ها می‌توانند به سمت مثبت موج سوزنی بروند.

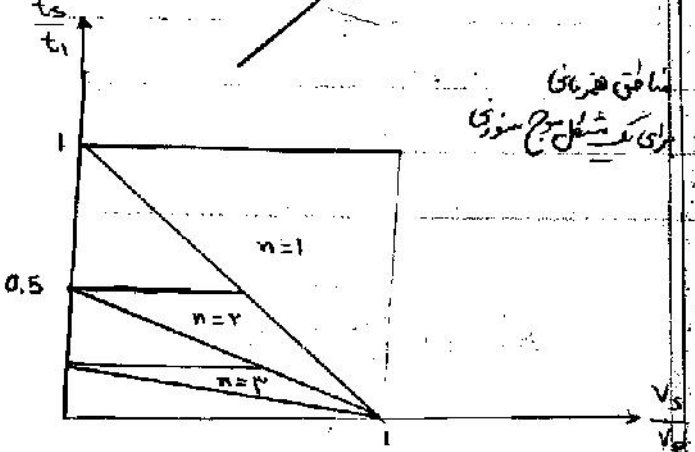
$$\frac{t_{s\,min}}{t_1} = \frac{1}{n}\left(1 - \frac{V_s}{V_p}\right)$$

$$\frac{t_{s\,max}}{t_1} = \frac{1}{n}$$

$$\frac{V_{s\,max}}{V_p} = 1 - (n-1)\,\frac{t_s}{t_1}$$

$$n=1 \longrightarrow \frac{t_s}{t_1} = 1 - \frac{V_s}{V_p}$$

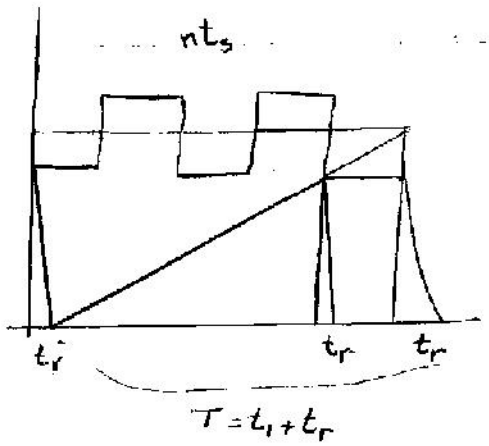
$$n=2 \longrightarrow \frac{V_s}{V_p} = 1 - \frac{t_s}{t_1}$$



مناطق لغزش‌های برای یک شکل موج سوزنی

هنرهای

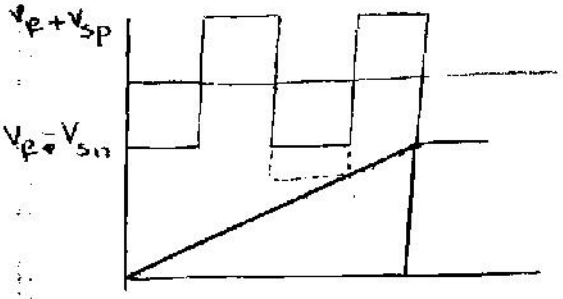
سوئیپ بازه‌ی بازگشت:



روابط قبلی روابط سوئیپ بدون زمان بازگشت است فقط به جای nt_s باید $nt_s - t_r$ را قرار داد.

$$\frac{t_{s\,max}^{min}}{T_1} = \frac{1}{n}\left(1 - \frac{T_1}{t_1}\frac{V_s}{V_p}\right) \qquad \frac{t_{s\,max}}{T_1} = \frac{1}{n}\left(1 + \frac{t_1}{T_1}\frac{V_s}{V_p}\right)$$

$$\frac{V_{s\,max}}{V_p} = \frac{T_1}{t_1}\left(1 - \frac{2n-1}{2}\cdot\frac{t_s}{T_1}\right)$$

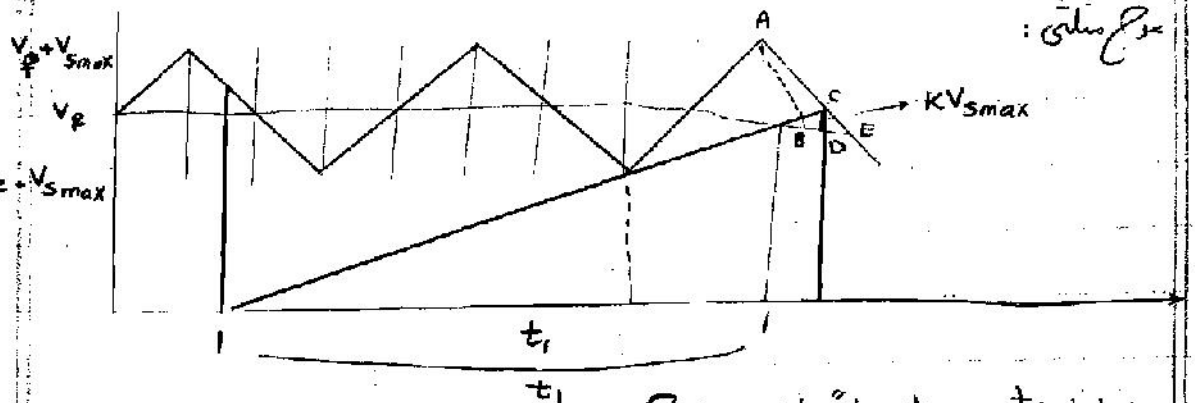


$$\frac{t_{s\,max}^{min}}{t_1} = \frac{1}{n}\left(1 - \frac{V_{sn}}{V_p}\right)$$

$$\frac{t_{s\,max}}{t_1} = \frac{1}{n}\left(1 + \frac{V_{sp}}{V_p}\right)$$

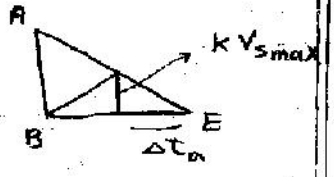
$$\frac{V_{sn\,max}}{V_p} = 1 - \frac{2n-1}{2}\frac{t_s}{t_1}$$

موج مثلثی:



روابط $\frac{t_{s\,max}}{t_1}$, $\frac{t_{s\,min}}{t_1}$ عیناً مانند روابط موج مربعی است.

$$\frac{nt_s}{t_1} = \frac{V_p \mp KV_{s\,max}}{V_p} \qquad (1)$$



$$ABE \sim COE \qquad \frac{KV_{s\,max}}{KV_{s\,max}} = \frac{t_s/4}{\Delta t_a}$$

$$\Delta t_a = K\frac{t_s}{4} \qquad (2)$$

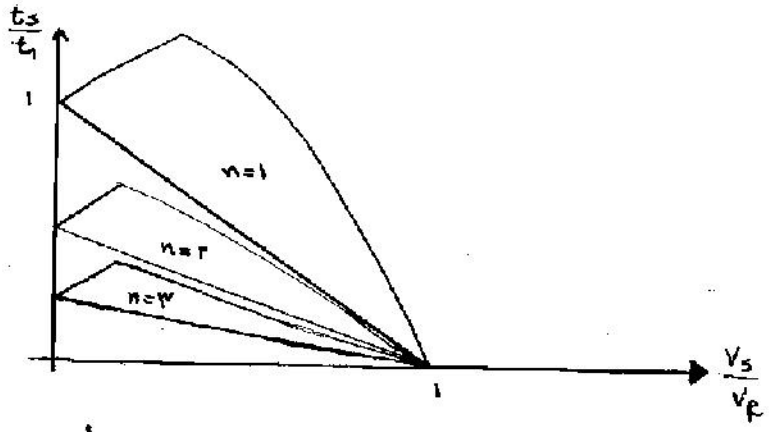
اگر دامنه یک کم بیشتر شود سوئیپ از حالت سنکرون خارج می‌گردد.

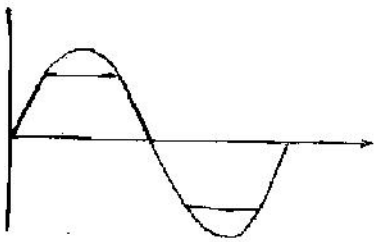
$K=-1$

$$\frac{n t_s + \Delta t_a - \frac{3}{4} t_s}{t_1} = \frac{V_p + K V_{s max}}{V_{s max} \; V_p} \qquad (۳)$$

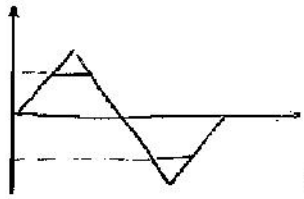
با حذف K و Δt_a از سه رابطه فوق و با در نظر گرفتن $x = \frac{V_{s max}}{V_p}$ ، $y = \frac{t_s}{t_1}$ خواهیم داشت.

$$n y^2 - y + (4n-3) xy - 4x + 4x^2 = 0$$





موج سینوسی با تقریب



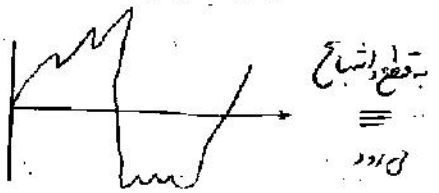
مرکب موج ذوزنقه‌ای

موج ذوزنقه‌ای چیزی

بین موج مثلثی و مربعی است.

مناطق تغزیانی چیزی بین موج مثلثی و موج مربعی است.

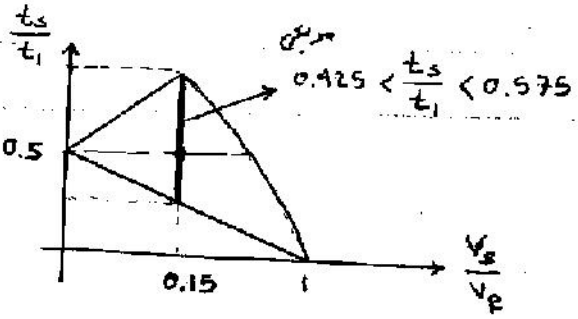
مثال: مستغلی با شکل پیچیده و دیگهای متوالی می‌خواهد برای سنگردن کران یک سوئیچ بکار برد با تقویت زیاد آن یک سنگنال مربعی تولید می‌شود. اگر از این سنگنال دیفرانسیل و انتگرال آن با $n=2$ برای تغزیانی استفاده شود کدام یک بهتر است و منطقه تغزیانی کجا باید باشد؟

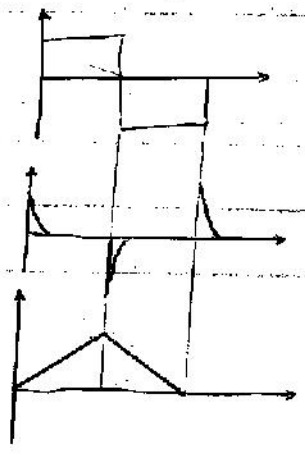


به قطع و اشباع

≡

بی‌زود



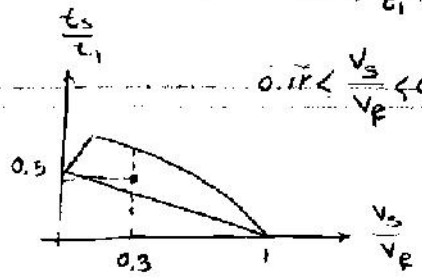


مربعی

at $\frac{t_s}{t_1} = 0.5$

$0 < \frac{V_s}{V_p} < 0.25$ $\frac{V_s}{V_p} = 0.15$

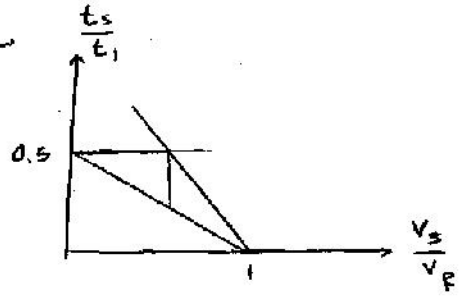
مثلثی



$0.12 < \frac{V_s}{V_p} < 0.5$ $\frac{V_s}{V_p} = 0.3$

0.53 at $\frac{t_s}{t_1} = 0.1$

سوزنی



$0.25 < \frac{t_s}{t_1} < 0.5$ at $\frac{t_s}{t_1} = 0.375$

$0.25 < \frac{V_s}{V_p} < 0.625$ $\frac{V_s}{V_p} = 0.5$

بهترین شکل موج برای تغییرات به ترتیب اولویت

۱- سوزنی

۲- مربعی

۳- مثلثی

درست است که شکل تغییرات بستری با دامنه‌ی مربعی به خاطر شیب اش زودتر لغزان می‌شود.

درصد تغییرات		
سوزنی	مثلثی	مربعی
± 33	± 20	± 15
$-25, +12.5$	$-18, +20$	$-15, +10$

$\frac{\Delta t_s}{t_1}$

$\frac{\Delta V_s}{V_p}$

روز لغزان تا ترم ۷۷/۲/۲۲

مولتی ویبراتورها: Multivibrators

ترانزیستوری

معمولی Regenerative

منفی Degenerative

در سیستم حلقه بسته ترانزیستوری که دو یا بیشتر حالت ثابت یا نیمه ثابت باشد. در هرکدام از آنها بدون اعمال سیگنال خارجی باقی بماند مولتی ویبراتور گویند.

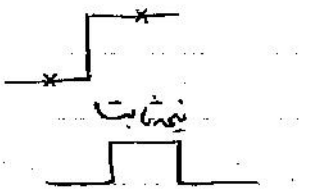
Bistable دوحالته - بی استابل

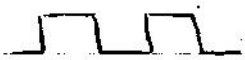
Monostable یک حالته - مونواستابل

Astable آستابل

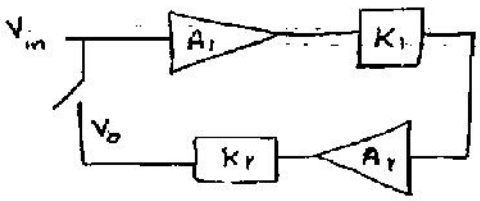
FF ها هستند.

مولد پالس





نوسانی



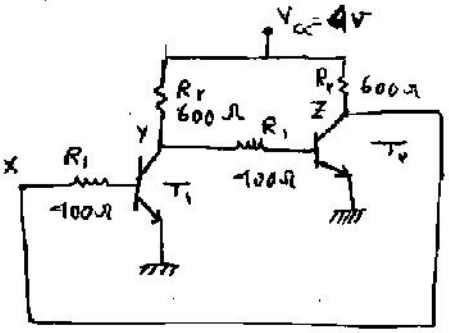
$V_o = A_1K_1A_2K_2V_{in} = A_LV_{in}$

اگر $A_L > 1$ باشد حلقه بازخورد مثبت می‌گوید

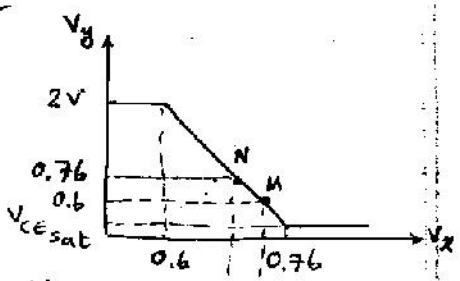
$A_L > 1 \longrightarrow$ A_1 و A_2 هم علامت

تا وقتی با اشباع و قطع یکی از ترانزیستورها متعادل نشود.

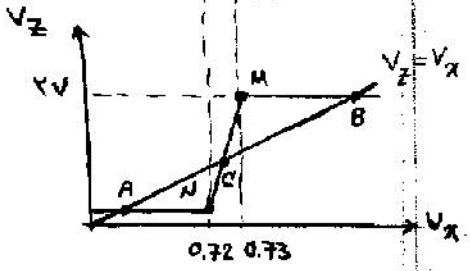
شرط تعادل $V_o' = V_{in}$ باشد کلید باز است



اگر وصل باشد (اشباع)



$\longrightarrow V_x = 0 \quad V_y = \frac{4-0.7}{600+400} \times 400 + 0.7 = 2V$



شرط تعادل

اشباع $V_x = I_{b1}R_1 + 0.7 = 0.76$

$\frac{I_{csat}}{\beta} \longrightarrow \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{R_2}$

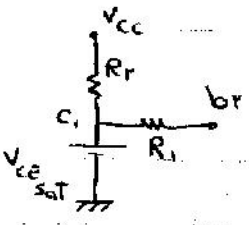
نقطه C نقطه پایداری نیست و با اعمال یک نویز کوچک به نقطه A یا B می‌رود. (نقاط A و B وضعیت‌های پایدار می‌باشند)

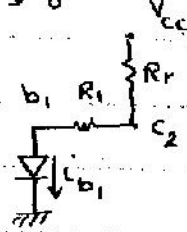
در نقطه A $V_T > V_{AN} \longrightarrow$ هر دو ترانزیستور وارد منطقه فعال می‌شوند $\longrightarrow$ ادامه می‌یابد $\longrightarrow$ تا به نقطه B می‌رسیم

در نقطه B $\longrightarrow$ V_{BM} یک ولتاژ منفی به اندازه $\longrightarrow$ هر دو ترانزیستور وارد منطقه فعال می‌شوند

اعمال می‌کنیم

اشباع Q_1 قطع Q_2

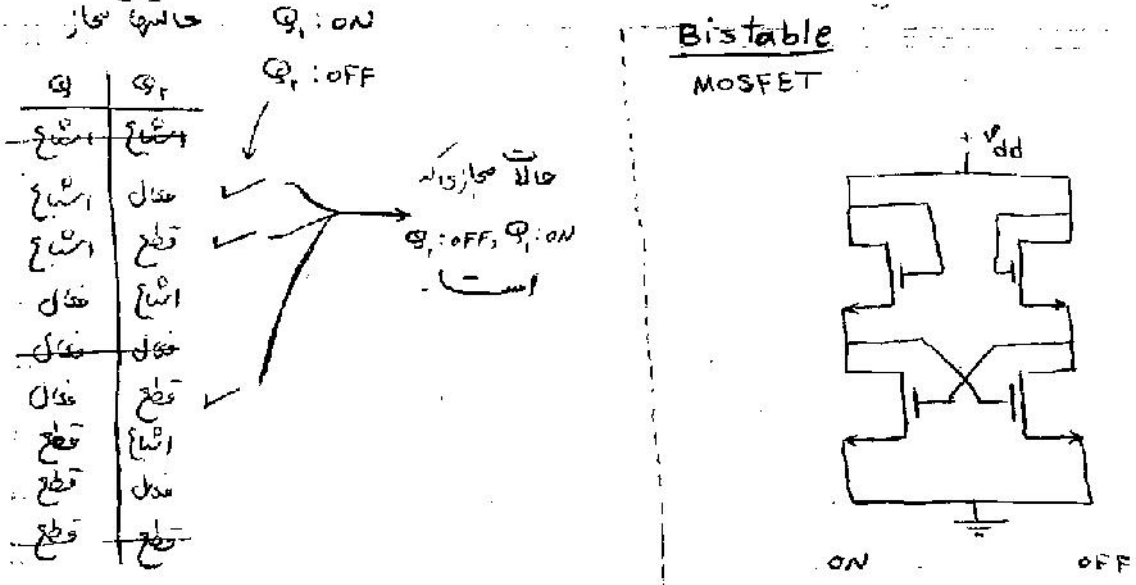




شرط اشباع Q_1 $\quad \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_1 + R_2} \geq \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{\beta R_2} \longrightarrow R_1 < (\beta - 1)R_2$

Bistable

MOSFET

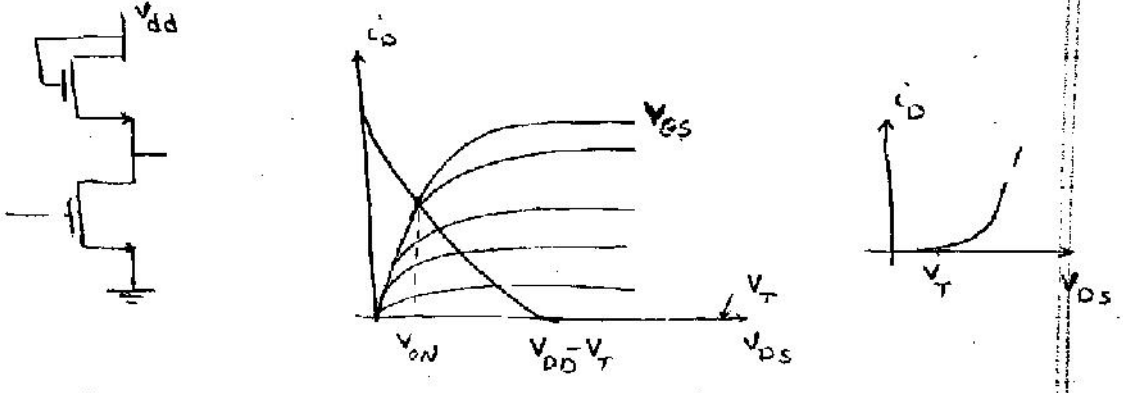


حالتهای مجاز:

Q_1 : ON
Q_2 : OFF

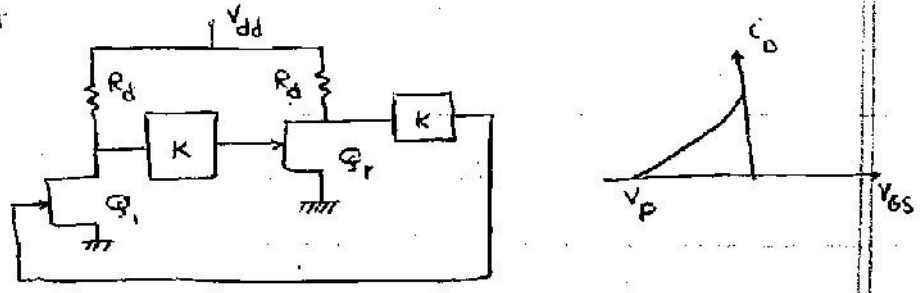
Q_1	Q_2
اشباع	اشباع
غیرفعال	اشباع
قطع	اشباع
اشباع	غیرفعال
~~غیرفعال~~	~~غیرفعال~~
قطع	غیرفعال
اشباع	قطع
غیرفعال	قطع
~~قطع~~	~~قطع~~

حالات مجازی که Q_1 : OFF, Q_2 : ON است.



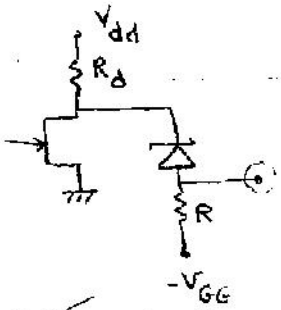
$V_{D_0} = V_{ON} \simeq 0$

$V_{D_1} = V_{DD} - V_T$



FET	حالت	ورودی	شرط	خروجی
Q_1	OFF	منطقی ۰	$V_G < V_p$	منطقی ۱ $V_{D_1} = V_{DD}$
Q_2	ON	منطقی ۱	$V_G > 0$	منطقی ۰ $V_{D_0} = V_{ON} = V_{DD} \frac{R_{ON}}{R_{ON}+R_d}$

در مدارهای غیرخطی JFET V_{GS} می‌تواند مثبت باشد اما در مدارهای خطی و تقویت کننده V_{GS} نمی‌تواند مثبت باشد.

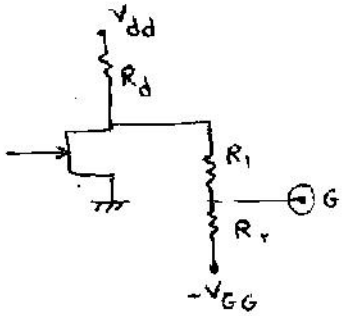


منطقی ۱ $V_{G_1} = V_{DD} - V_Z > 0$

V_{GG} طوری است که دیود زنر در ناحیه شکست قرار گیرد و مقاومت R اثر Loading نداشته باشد

منطقی ۰ $V_{G_0} = V_{ON} - V_Z < V_P$

R را بزرگ انتخاب می‌کنیم تا هزینه کمی کشیده شود و دیود D تاثیری نداشته باشد



منطقی ۱ $= K V_{dd} + V_{GG}(1-K) > 0$

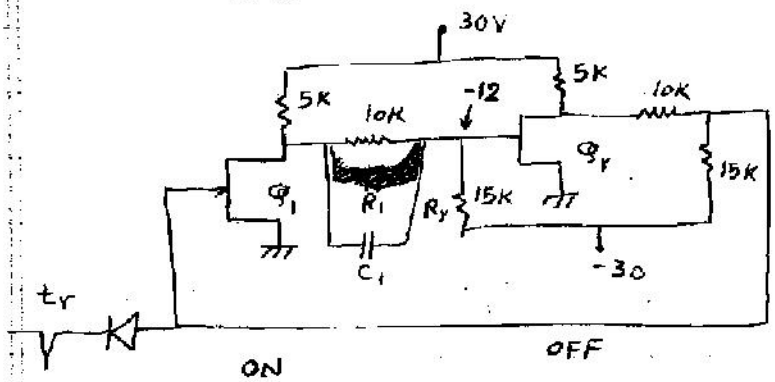
$K = \frac{R_2}{R_1+R_2}$

منطقی ۰ $\Rightarrow V_{G_0} = K V_{ON} + (1-K) V_{GG} < V_P$

شرط تعادل $\frac{-V_{GG}}{V_{DD}-V_{GG}} < K < 1 - \frac{V_P}{V_{GG}}$

بهره حلقه $(-g_m R_d K)^2 > 1 \longrightarrow |g_m R_d K| > 1$

شرط Regeneration بهره حلقه بزرگتر از ۱ باشد

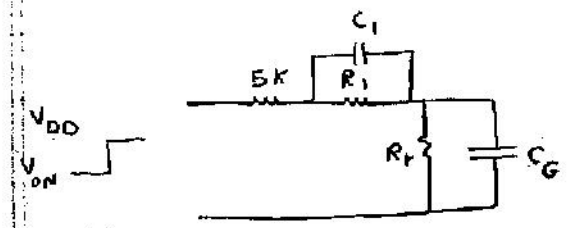


$V_P = -3$

$R_{ON} = 300\Omega$

$V_{ON} = 30 \frac{0.3}{5+0.3} = 1.8V$

$C_G = 5PF$



$\tau_a = [(R_d + R_1) \| R_2] C_G = 37.5$ nsec

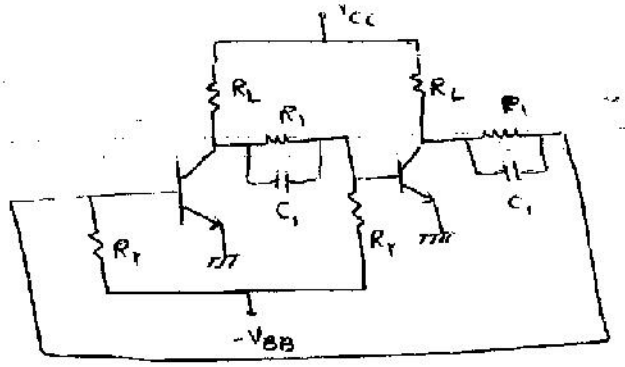
C_1 ← یک خازن جبرانی اضافه می‌کنیم ← خازن سرعت دهنده speed up

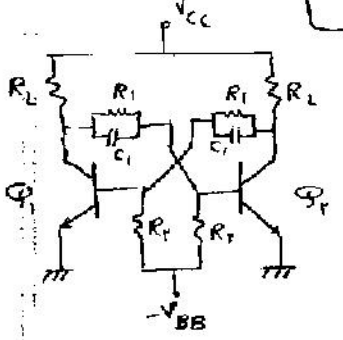
$C_1 = \frac{R_2 C_G}{R_1} = 7.5$ PF

$\tau'_a = R_d \frac{C_1 C_G}{C_1 + C_G} = 15$ nsec

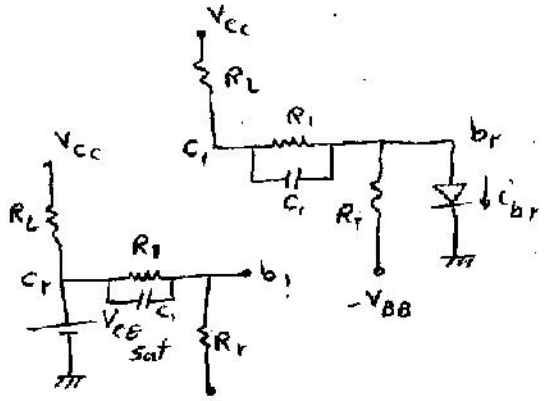
$\frac{\tau_a}{\tau'_a} = 2.5$

مولتی ویبراتور BJT





Q_1 قطع
Q_2 اشباع



وقتی Q_2 اشباع است برای اطمینان از قطع بودن Q_1

که معمولاً این شرط برقرار است ⟵ $K V_{CEsat} + (1-K) V_{BB} < 0$ ، $K = \frac{R_2}{R_1+R_2}$

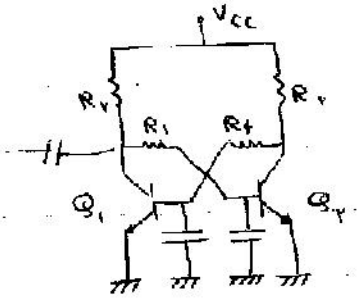
برای Q_2 اشباع $I_{b2} = \frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_L+R_1} + \frac{V_{BB}-V_{BE}}{R_2} > \frac{V_{CC}-V_{CEsat}}{\beta R_L}$

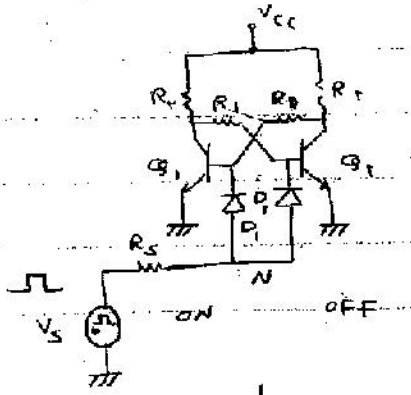
با اعمال تریگر جمله اول رابطه فوق صفر می‌شود. جمله دوم مقداری است منفی و این جریان منفی سریع ترانزیستور Q_2 را از اشباع خارج می‌کند.

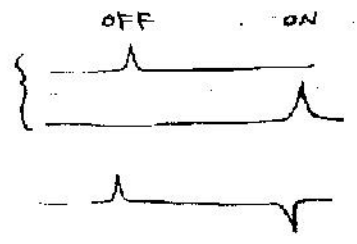
$R_1 C_1 = \tau_b$ ⟵ عمر متوسط حاملهای اقلیت

$= \frac{h_{fe}}{\omega_T}$

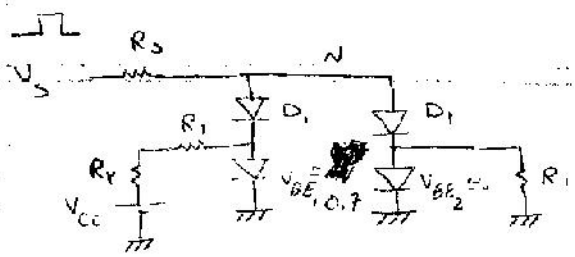
تریگر کردن:







یا



$V_N = V_{D_1} + V_{BE_1} = V_{D_1} + V_{BE_2}$

0 0.7 0.7 0

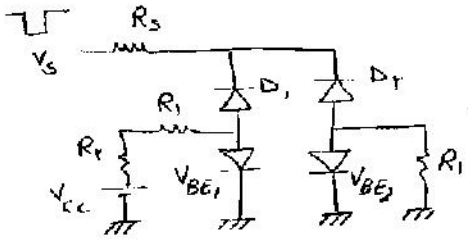
0.7 0.7 0.7 0.7 ..

وقتی پالس تریگر با طولانی باشد این حالت پیش می‌آید

چون دیود D_2 0.7 پت دوستری باشد زودتر هدایت می‌کند.

دامنه پالس و زمان پالس باید کنترل شده باشد تا یک ترانزیستور را هدایت کند

با پالس تریگر منفی



پالس تریگر منفی دیود D_1 را وارد ترین منطقه هدایت می‌کند.

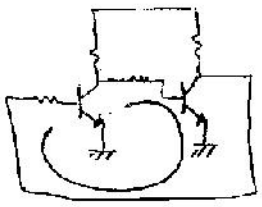
" " " ترانزیستوری را روشن می‌کند که وضعیت ON دارد.

زمان صعود مولتی ویبراتور:

وقتی مدار به منطقه Regen. وارد شد چقدر طول می‌کشد تا وضعیت عوض شود.

علت منفی بخاطر فیدبک مثبت $\beta = 1$ بهره حلقه A_L

$$A = \frac{A_L}{1 - A_L}$$



برای داشتن حالت Regen. باید یک قطب در سمت راست محور $j\omega$ در صفحه S وجود داشته باشد.

$$A_{\text{Inverter}} = -\frac{A_0}{1 + \frac{S}{\omega_c}}$$

$$A_L = A_1^2$$

$$A \text{ قطب بهره} \rightarrow 1 - A_L = 0 \longrightarrow S^2 + 2\omega_c S + (1 - A_0^2)\omega_c^2 = 0$$

$$\longrightarrow S_1 = (A_0 - 1)\omega_c$$

$$S_2 = (-1 - A_0)\omega_c$$

قطب S_2 همواره منفی است.

if $A_0 > 1 \longrightarrow S_1 > 0$